1953
1879

1950 DECEMBER 21

Magyar HIRADÁSTECHNIKA

K. Finogenov festménye

I. V. Sztálin, V. M. Molotov és K. E. Vorosilov a távírónál

1950 DECEMBER 21

Magyar HIRADÁSTECHNIKA

A HIRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Hennyey Zoltán: Konnexió-elmélet 1
Istvánffy Edvin: Újabb mágneses anyagok 8
Valkó Iván Péter: AB-osztályú erősítők elmélete 16
Willoner Gedeon és *Tihelka Ferenc:* Széles sávon hangolható fázisforgató oszcillátor 23
A. I. Berg: A radar népszerű ismertetése 28
Figyelő 15, 22
Könyvszemle 32

ТЕХНИКА СВЯЗИ
Журнал Научкого Союза Связи

З. Хенеи: Теория коннексии 1
Э Иштванфи: Новые магнитные материалы 8
И. П. Валко: Теория усилителей класса А-Б 16
Г. Виллонер и *Ф. Тихелка:* Фазовращательный генератор с настройкой по широкому диапазону частот 23
А. И. Берг: Радар 28
Обзор 15, 22, 32

TECHNIQUE DE LA TÉLÉCOMMUNICATION
Bulletin de l'Association Scientifique pour la Télécommunication

Z. Hennyey: La théorie de connexion 1
E. Istvánffy: De récents matériaux magnétiques 8
I. P. Valkó: La théorie des amplificateurs classe AB 16
G. Willoner et *F. Tihelka:* Oscillateur á conversion de phase, ajustable sur une large gamme de fréquences 23
A. J. Berg: Le radar 28
Revue 15, 22, 32

TELECOMMUNICATION ENGINEERING
Periodical of the Scientific Association for Telecommunication

Z. Hennyey: Connexion Theory 1
E. Istvánffy: Recent magnetic materials 8
I. P. Valkó: Theory of Class AB amplifiers 16
G. Willoner and *F. Tihelka:* Wide tuning range phase-shift oscillator 23
A. I. Berg: Radar 28
Review 15, 22, 32

NACHRICHTENTECNIHK
Zeitschrift des Nachrichtentechnischen Wissenschaftlichen Vereines

E. Hennyey: Konnexionstheorie 1
E. Istvánffy: Neuere magnetische Werkstoffe 8
I. P. Valkó: Theorie der AB-Verstärker 16
G. Willoner und *F. Tihelka:* Phasenwendender Schwingungserzeuger für breiten Abstimmbereich 23
A. I. Berg: Radar 28
Rundschau 15, 22, 32

Felelős szerkesztő:
Lévai Pál

Szerkesztőségi titkár:
dr. Lukács Pál

Szerkesztők:
Gerő István
Izsák Miklós
Valkó Iván Péter

Szerkesztőbizottság:
Alkér Tibor
Balla Miklós
Barcza László
dr. Barta István
Bognár Géza
Gerő István
Honti Péter
Izsák Miklós
Koczka László
Kodolányi Gyula
Lévai Pál
dr. Lukács Pál
Sárközy Géza
Szigeti György
Szikszay Lajos
dr. Tarján Rezsö
Vágó Artur
Valkó Iván Péter
Winter Ernő

Szerkesztőség — Редакция — Rédaction — Editor — Schritfleitung: Budapest, V., Szalay-u. 4. Telefon: 113—027

1879 1989

Magyar HIRADÁSTECHNIKA

A HIRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Budapesti Műszaki Egyetem Központi Könyvtára Folyóiratiellátás 4293

TARTALOM 1950—1951

Berg, A. I.: A radar népszerű ismertetése — **1950.** 28; 1951. **1—2.** 22

Bodó Zalán: Félvezetők — 1951. **1—2.** 28

Bóhner Endre: Elektromos gépek és készülékek trópusi védelme — 1951. **1—2.** 17

Czappán Szilárd: Távbeszélő-alumíniumsodronyok (sodralvezetékek) feszítése — 1951. **11—12.** 2

Déri Márta: Igen nagy dielektromos állandójú kerámiai kondenzátorok — 1951. **3—4.** 25

Dobos Dezső: A hiradástechnikában alkalmazott galvánelemek műszaki fejlődésének irányvonala — 1951. **11—12.** 7

Egyedy Andor és Willoner Gedeon dr.: Kétpólusok szintézise — 1951. **5—6.** 17

Gellért Endre: Hidak érzékenysége — 1951. **5—6.** 11

Havelka, dr. Jiri: A mai távolbalátás fejlődési irányai — 1951. **3—4.** 11

Hennyey Zoltán: Konnexió-elmélet — **1950.** 1

Horváth Gyula: Az automatikus szabályozás alapelvei — 1951. **1—2.** 5

Horváth Gyula: Sorozatos vonalcsoportok méretezése — 1951. **9—10.** 10

Istvánffy Edvin: Újabb mágneses anyagok — **1950.** 8

Jutassy Tibor: Forgalmi eltolódások nagyvárosi hálózatokban — 1951. **9—10.** 17

Kodolányi Gyula: A hullámterjedés jelentősége a rádiótechnikában — 1951. **5—6.** 3; **7—8.** 7

Magyari Endre dr.: Lecher-vezetékes impedancia transzformátor grafikus számítása — 1951. **9—10.** 25

Major László: Rádió-adóállomások tápegyenirányítói — 1951. **11—12.** 27

Mezey Miklós: Regulátorok és szervórendszerek lengéseinek matematikája — 1951. **5—6.** 24

Molnár Pál: Új módszer hívó vonalak azonosítására telefonközpontokban — 1951. **9—10.** 19

Nemes Tihamér: A képfelvétel a távolbalátásban — 1951. **7—8.** 13

Orbán György dr.: Nagy áthatolóképességű röntgensugárzás előállítása lineáris gyorsítóval — 1951. **11—12.** 13

Pankotay Ferenc: Átvitelmérő készülék — 1951. **11—12.** 25

Radványi László dr.: Az Y-kiegyenlítő — 1951. **3—4.** 17

Salló Ferenc: A budapesti távbeszélő 70 éves — 1951. **11—12.** 12

Sárkány Tamás dr.: A szélessávú erősítés elméleti korlátozásai — 1951. **7—8.** 1

Schuller Jenő: Az alumínium mint vezetékanyag a Pósta távbeszélő szabadvezeték hálózatában — 1951. **3—4.** 3

Simon Ferenc: Jelfogós áramkörök matematikai tárgyalása — 1951. **7—8.** 1

Somkuti Adolf: Az infravörös hőkezelésről — 1951. **9—10.** 30

Szabó Nándor dr.: A szuperregeneráció alkalmazása frekvenciamodulált jelek vételénél — 1951. **9—10.** 23

Tábori Róbert: A televíziós vevőkészülék nagyfrekvenciás áramkörei — 1951. **11—12.** 18

Tihelka Ferenc és Willoner Gedeon dr.: Széles sávon hangolható fázisforgató oszcillátor — **1950.** 23

Tomits Iván dr.: Kettős távbeszélő-légvezetékek befolyásolása nagyfeszültségű (erősáramú) távvezetékek részéről — 1951. **9—10.** 2

Valejev, H. Sz.: Nagyfeszültségű nagyfrekvenciás steatit kondenzátorok — 1951. **1—2.** 1

Valkó Iván Péter: AB-osztályú erősítők elmélete — **1950.** 16; 1951. **7—8.** 23

Váradjai Vilmos: Képtáviró berendezések — 1951. **3—4.** 10

Vavilov, Sz. I.: Sztálin — a tudomány géniusza — 1951. **11—12.**

Willoner Gedeon dr.: Impulzusmodulációs átvitel — 1951. **11—12.** 14

Willoner Gedeon és *Egyedy Andor:* Kétpólusok szintézise — 1951. **5—6.** 17

Willoner Gedeon és *Tihelka Ferenc:* Széles sávon hangolható fázisforgató oszcillátor — **1950.** 23

FIGYELŐ

A II. Országos Újító Kiállítás (Honti Péter) — **1950.** 15

Átvitelmérő készülék (Pankotay Ferenc) — 1951. **11—12.** 25

Elektronikus műszerek az Újító Kiállításon (Honti Péter) — 1951. **1—2.** 1

Hiradástechnikai Sztálin-díjasok (Lukács Pál dr.) — **1950.** 15

Indukciós melegítő a hangszórógyártásban (Huszty Dénes) — 1951. **7—8.** 24

Nagyfrekvenciás áramváltó (Kömőcsy Tibor dr.) ..... 1951. 5—6. 2

Nagyteljesítményű hálóellenállások (Szikszay Lajos) ..... 1951. 3—4. 32

KÖNYVSZEMLE

Ajzenberg, G. Z.: Nagytávolságú rövidhullámú rádióösszeköttetések antennái (S. G.) ..... 1951. 3—4. 24

Ichoki, J. Sz.: Impulzus-technika (Korodi Albert) ..... 1951. 1—2. 27

Istvánffy Edvin: Mágneses anyagok és alkalmazásuk (Peres Tibor) ..... 1951. 1—2. 21

Marhaj—Babickij: Gépkapcsolású távbeszélés (G. I.) 1951. 3—4. 24

Szolovjev, N.: A vezetékes távközlés méréstechnikája (Holl.ós Rezső) 1950. 32

Szprávocsnyik po Rádiotyehnikje (Korodi Albert) ..... 1951. 7—8. 12

A SZERKESZTŐSÉG KÖZLEMÉNYEI

IV. évfolyam 1950. 1

Az oktatási évad kezdetén ..... 1951. 9—10. 1

Cikkíróinkhoz ..... 1951. 3—4. 32

Cikksorozatunk a távolbalátásról ..... 1951. 5—6. 16

Felkérjük olvasóinkat újításaik ismertetésére ..... 1951. 7—8. 22
9—10. 16

Kongresszus után — új feladatok előtt .. 1951. 3—4. 1

Köszöntjük a M. D. P. II. Kongresszusát 1951. 1—2. 1

Olvasóinkhoz ..... 1951. 9—10. 9

Rákosi Mátyás kongresszusi beszámolójából ..... 1951. 5—6. 23

Törvény ..... 1951. 5—6. 16

FELHÍVÁSOK

A M. T. A. Alkalmazott Matematikai Intézetének működéséről ..... 1951. 3—4. 32

Anyagtakarékossági pályázat ..... 1951. 1—2. 5

Egyesületi szakosztályok ..... 1951. 11—12. 4

Előfizetői díjak beküldése ..... 1951. 11—12. 17

Felhívás továbbképzésre ..... 1951. 7—8. 6

Hangszóró pályázat ..... 1951. 1—2. 16

Ismerjük meg a szovjet technikát! Egyesületünkben a tagok rendelkezésére álló szovjet szakkönyvek ..... 1951. 5—6. 1

Magyar Technika ..... 1951. 7—8. 18
9—10. 18
11—12. 32

Országos vegyészkongresszus ..... 1951. 9—10. 29

Pályázati felhívás aspiranturára ..... 1951. 7—8. 32

Szovjet Mintaraktár ..... 1951. 9—10. 32

Távbeszélőkészülék pályázat ..... 1951. 3—4.
6—6. 32

CÍMKÉPEK

K. Finogenov festménye: I. V. Sztálin, V. M. Molotov és K. E. Vorosilov a távírónál ..... 1950.

Sztroboszkóp ..... 1951. 1—2

»Leningrád« távolbalátó luxus-szupervevő ..... 1951. 3—4

Hazai gyártású rádiófrekvenciás áramváltó ..... 1951. 5—6.

A cikkek egy-egy ábrája ..... 1951. 7—8

Átvitelmérő készülék ..... 1951. 9—10

Diszpécser asztal ..... 1951. 11—12

Akadémiai nyomda, Gerlóczy-u. 2. — 19444/52 — Felelős vezető: ifj. Puskás Ferenc

IV. évfolyam. *A »Magyar Híradástechnika« első száma 1946. szeptemberében, a Magyar Mérnökök és Technikusok Szabad Szakszervezete híradástechnikai szakosztályának szerkesztésében, a »Magyar Technika« mellékleteként jelent meg.*

A szakszervezeti átalakulással, a Híradástechnikai, Finommechanikai és Optikai Tudományos Egyesület létesülésével és kettéválásával kapcsolatos, egy évnél hosszabb szünet után most a Híradástechnikai Tudományos Egyesület lapjaként indulunk újból, kéthónaposra tervezett időközökben.

Ez a szám ünnepnapon, minden tudomány, minden haladás és a béke példamutató legnagyobb harcosának 71. születésnapján jelenik meg.

A szerkesztőbizottság változott, bővült, de a lap célja ugyanaz maradt: szocialista országépítés.

ÁLLAMI MŰSZAKI KÖNYVTÁR BUDAPEST

Konnexió-elmélet

HENNYEY ZOLTÁN

E cikkben a szerző a fogalomalkotásnak egy új rendszerét mutatja be a lineáris elektromos kapcsolások elméletében. Az aktív és passzív kétpólusok egységes kezelése, valamint a »konnektor« fogalmának bevezetése természetes útat jelöl ki a lineáris elektromos kapcsolások elméletében szereplő fogalmak értelmezésére.

Автор приводит новую систему строения понятий в теории линеарных электрических включений. Объединенная трактовка активных и пассивных диполей, а также введение понятия »коннектор«, намечают естественный путь для толкования понятий, имеющихся в теории линеарных электрических включений.

In the present article the author introduces a new method of forming notions for the theory of linear networks. The uniform treatment of generators and passive two-terminal networks and the introduction of the notion of a »connector« lead to a natural interpretation of notions in the theory of linear networs.

Dans cet article l'auteur présente un nouvean système d'établir des notions pour la theorie des connexions linéaires électiques. L'introduction de la notion: »connecteur« ainsi que le traitement uniforme des deuxpoles actifs et passifs, indiquent une voie naturelle dans l'explication des notions se trouvant dans la théorie des connexions linéaires éléctriques.

In diesem Artikel führt der Verfasser ein neues System der Begriffsbildung in der Theorie der linearen elektrischen Schaltungen vor. Die einheitliche Bedienung der aktiven und passiven Zweipolen, sowie die Einführung des Begriffes »Konnektor« weist einen natürlichen Weg zum Verständnis der in der linearen elektrischen Schaltungstheorie figurierenden Begriffe.

Az átviteltechnikában fontos szerepet játszanak a négypóluselméletben szereplő paraméterek, a csillapítás, hullámcsillapítás és hullámellenállás fogalmai. A négypólus-paraméterek definiciója majdnem annyiféle, ahány szerző négypóluselmélettel foglalkozik; s e definiciók sokféleségét nemcsak az adja, hogy ugyanazt a fogalmat más-más módon definiálják, hanem az is, hogy ugyanaz a szerző különböző paramétereket definiál. Különösen a csillapítás-fogalmakra áll ez. A hullámcsillapítás és hullámellenállás definiciói pedig olyanok, amelyeket csak négypólusokra lehet értelmezni, s nem lehet általánosítani őket 2n-pólusokra.

Mindennek okát abban látjuk, hogy az említett fogalmak definiciói nem természetes alapokból származnak és így többé-kevésbbé mesterkéltek. E cikk célja a fogalom-alkotásnak egy oly rendszerét bemutatni, melyben — pár új fogalom bevezetése után — a definiciók szinte kézenfekvően adódnak. És ami a legfontosabb: ezek a definiciók nem vezetnek új fogalmakra, csupán a régieket rendezik.

Hasonlattal élve: a következőkben tárgyalt néhány új alapfogalom bevezetése az átviteltechnika épületének sem továbbépítését, sem pedig ujraépítését nem jelenti, csupán a már meglevő épület alapjainak megszilárdítását célozza.

Hálózat fogalma

Bizonyos számú kétpólus (aktív és passzív kétpólusok) adott kapcsolását nevezzük »hálózat«-nak. Ha ebben a hálózatban ismerjük valamennyi kétpólus karakterisztikáját és az összekapcsolás módját, akkor a kétpólusok elektromos állapotát (a k-adik kétpóluson levő U_k feszültséget és a rajta átfolyó I_k áramot) meg tudjuk határozni. Ha a hálózat N kétpólusból van felépítve, akkor a kétpólusok karakterisztikái N »Ohmegyenletet« adanak; az összekapcsolás módja pedig N »Kirchhoffegyenletet«. A k-adik Ohm-egyenlet az U_k és I_k között ad kötést. A Kirchoff-egyenletek egyrésze csak az áramok, a másik része pedig csak a feszültségek között ad kötést. A hálózat strukturájának egy fontos minőségi jellemzője az, hogy az N Kirchhoff-egyenlet közül hány jelent feszültségkötést s hány áram-kötést.

Az N kétpólusból épült hálózat elektromos állapotát N feszültség és N áram, összesen tehát $2N$ paraméter határozza meg. E $2N$ ismeretlen meghatározásához rendelkezésünkre áll N Ohm- és N Kirchhoff-egyenlet: a feladat tehát megoldható. Ezt az alapfeladatot akarjuk most általánosan megoldani.

Arra, hogy a hálózatban levő kétpólusok aktívak, vagy passzívak, semmi megjegyzést eddig nem tettünk. Ha a hálózat valamennyi eleme passzív, akkor az alapfeladat megoldása triviális: valamennyi feszültség és áram zérus. Tehát fel kell tételeznünk, hogy a hálózatban legalább egy kétpólus aktív; lehet azonban több, sőt valamennyi az. Felmerül tehát az a kézenfekvő kívánalom, hogy kezeljük az aktív és passzív kétpólusokat egységesen; az általános kétpólus foglalja magába az

aktív kétpóklusokat és — mint speciális esetet — a passzív kétpólust.

Általános kétpólus

Szorítkozzunk most és a továbbiakban lineáris egyenáramú aktív kétpólusokra, vagy — ami a komplex írásmóddal operálva ugyanazt jelenti — azonos frekvenciájú színuszos váltóáramú aktív kétpólusokra. Ebben az esetben alapfeladatnak a stacioner állapot meghatározását kell tekintenünk, s a tranzienseket tárgyalásainkból ki kell zárnunk.

Kétpólus karakterisztikája alatt a kétpóluson lehetséges elektromos állapotokat leíró egyenletet értjük. Az aktív kétpólusok karakterisztikáját annak helyettesítő kapcsolása érzékelteti. A helyettesítő kapcsolásokban két idealizált fogalom szerepel: a feszültségforrás és az áramforrás. A magyar terminologia nem választja szét a feszültségforrás, áramforrás és generátor fogalmait; ezért ezeknek pontos definicióit kell adnunk.

Feszültségforrásnak nevezzük azt az ideális aktív kétpólust, mely kapocsfeszültséget minden körülmények között fenntartja — függetlenül tehát a rajta átfolyó áramtól. Jellemzője a forrásfeszültség (U_f), és karakterisztikája:

$$U = U_f$$

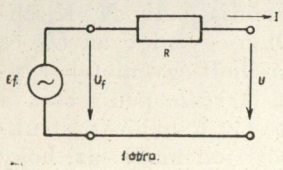
hol U a kapocsfeszültség.

A feszültségforrás duálja az áramforrás, mely kapocsáramát minden körülmények között fenntartja — függetlenül tehát a rajta levő feszültségtől. Jellemzője a forrásáram (I_f), és karakterisztikája:

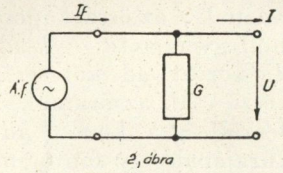
$$I = I_f$$

hol I a kapocsáram.

Végül generátor alatt értsünk általános aktív kétpólust, melynek kapocsfeszültsége és kapocsárama egyaránt függ a terheléstől. Ennek kétféle helyettesítő kapcsolása van: Thevenin szerint



1. ábra.



2. ábra

minden generátor helyettesíthető egy feszültségforrásnak és egy (általában komplex) ellenállásnak soros kapcsolásával (1. ábra) és így az őt jellemző két paraméter: U_f és R. Karakterisztikája pedig a helyettesítő képből közvetlenül kiolvashatóan:

$$U = U_f - IR$$

Northon szerint minden generátor helyettesíthető egy áramforrásnak és egy (általában komplex) vezetésnek parallel kapcsolásával (2. ábra) és így az őt jellemző két paraméter: I_f és G. Karakterisztikája:

$$I = I_f - UG$$

A generátort két helyettesítő képe szerint vagy az U_f, R vagy az I_f, G paraméterpárokkal jellemezhetjük. E paraméterek között — mint az a fenti egyenletek összevetéséből adódik — a következő összefüggések vannak:

$$U_f = I_f/G \quad \text{és} \quad R = 1/G$$

U_f-et a generátor forrásfeszültségének (vagy üresjárási feszültségének), I_f-et a generátor forrásáramának (vagy rövidzárási áramának) nevezzük; R-et illetve G-t pedig a generátor belső ellenállásának, illetve belső vezetésének.

A generátor jellemezhető az U_f, I_f paraméterpárral is; karakterisztikája e paraméterekkel kifejezve:

$$\frac{U}{U_f} + \frac{I}{I_f} = 1$$

Kézenfekvő elnevezésekkel beszélhetünk tehát a generátor karakterisztikájának Thevenin-, Northon- és szimmetrikus formájáról.

Megjegyezzük még, hogy a helyettesítő képek szem előtt tartásával azt találjuk, hogy a feszültségforrás zérus belsőellenállású; az áramforrás pedig zérus belsővezetésű generátor.

A passzív kétpólust ezek után felfoghatjuk olyan generátornak, melynek belső ellenállása véges, forrásfeszültsége — és így forrásárama is — pedig zérus. A passzív kétpólus karakterisztikájának különböző formái:

Thevenin: $U = -I.R$

Northon: $I = -U.G$

Szimmetrikus formában a passzív kétpólus karakterisztikája közvetlenül nem fejezhető ki, mert az $U_f = 0$ és $I_f = 0$ helyettesítés értelmetlenségre vezet. Ennek elkerülésére szorozzuk be a szimmetrikus formát U_f és I_f geometriai közepével, $\sqrt{U_f I_f}$-fel.

Az U_f és I_f általában komplex amplitudók, vagyis komplex mennyiségek, melyeknek geometriai közepe kétértékű. Az U_f/I_f hányados általában komplex ellenállás, tehát olyan komplex mennyiség, melynek valós része nem negatív. Így az U_f és I_f között legfeljebb 90° fáziskülönbség lehet, s így a kiválasztott geometriai közép definiciójára egyszerű lehetőség kínálkozik. A kiválasztott geometriai közép felét nevezzük »aktivitás«-nak (az elnevezés indokolását majd később látjuk), és a választást rögzítsük úgy, hogy az A aktivitás és az U_f, illetve I_f között a fáziskülönbség legfeljebb 45° legyen. (A geometriai közép másik értéke $-A$; ennek és az U_f, illetve I_f-nek a fáziskülönbsége legalább 135°.)

Szorozzuk be tehát a szimmetrikus formát $2A$-val:

$$\frac{2A}{U_f} U + \frac{2A}{I_f} I = 2A$$

Az aktivitás definiciójából következik, hogy ebben az egyenletben az U együtthatója a generátor belső vezetésének pozitív valósrészű — röviden »reálpozitív« — négyzetgyöke; az I együtthatója pedig a generátor belső ellenállásának reálpozitív négyzetgyöke:

$$\sqrt{G}\, U + \sqrt{R}\, I = 2A$$

Ez az átalakított szimmetrikus forma passzív kétpólusok esetén sem vezet értelmetlenségre : az egyenlet jobboldala ekkor zérus lesz. Más szavakkal : a passzív kétpólus aktivitása zérus.

Eljutottunk a generátor olyan szimmetrikus karakterisztikájához, mely már a passzív kétpólusokat is felöleli. A generátor jellemzői ebben a karakterisztikában az A aktivitás és a belső ellenállás, vagy a belső vezetés.

Abszorpció

Még egy új fogalmat kell bevezetnünk. Erre akkor jutunk, ha a generátor karakterisztikájának (a következőkben ez alatt mindig az átalakított szimmetrikus formát értsük) általános megoldását keressük. Az általános megoldásban szereplő szabad paramétert válasszuk a következőképen ; a

$$\sqrt{G}\ U + \sqrt{R}\ I = 2\ A \qquad \text{mintájára legyen}$$
$$\sqrt{G}\ U - \sqrt{R}\ I = 2\ X,$$

hol X az abszorpció, a szabad állapotjellemző. E két egyenlet összege és különbsége adja a karakterisztika általános megoldást az abszorpcióval kifejezve :

$$U = \sqrt{R}\ (A + X)$$
$$I = \sqrt{G}\ (A - X)$$

Ha ezeket a megoldásokat a karakterisztikába behelyettesítjük, akkor identitást kapunk ; tehát valóban általános megoldást találtunk.

A generátor által kiadott látszólagos teljesítmény a fenti általános megoldásokkal kifejezve :

$$N_{ki} = U \cdot I = A^2 - X^2$$

Ha ohmos generátorokra szorítkozunk, és ohmos terhelést tételezünk fel, akkor az aktivitás és abszorpció fázisát egyaránt 0°-nak tekinthetjük. Így a látszólagos teljesítmény a kétszeres effektív teljesítménnyel esik egybe, melynek maximális értéke az aktivitás négyzete — innen az »aktivitás« elnevezés. Ha passzív kétpólusról van szó, amikor az aktivitás zérus, akkor a felvett látszólagos teljesítmény :

$$N_{fel} = -N_{ki} = X^2,$$

és ez az összefüggés indokolja az »abszorpció« elnevezést. Az aktivitásnak és abszorpciónak ugyanúgy beszélhetünk effektív értékéről, mint a feszültség és áram esetében ; az amplitudóról effektív értékre itt is $\sqrt{2}$-vel való osztás vezet :

$$A_{eff} = \frac{A}{\sqrt{2}} \quad \text{és} \quad X_{eff} = \frac{X}{\sqrt{2}} .$$

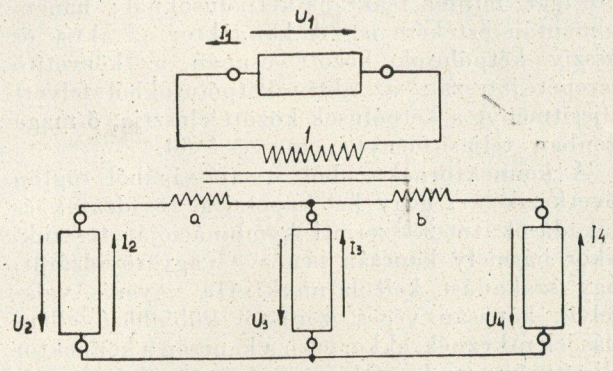
Konnektor

Az alapfeladat megoldásához előkészítettük már az »Ohm-egyenleteket« ; a hálózatban szereplő k-adik kétpólus karakterisztikája, melyet általában aktívnak tételeztünk fel :

$$\sqrt{G_k} \cdot U_k + \sqrt{R_k} \cdot I_k = 2\ A_k.$$

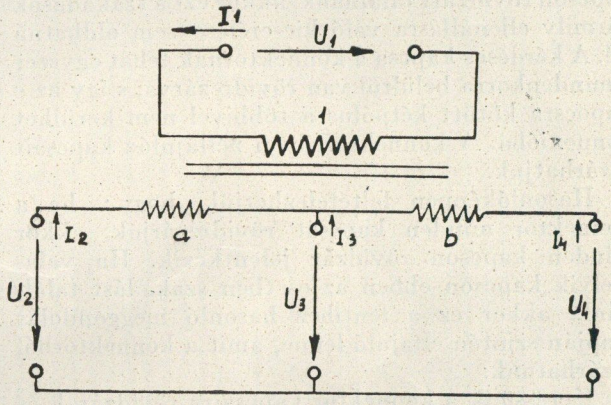
Hiányoznak még a »Kirchhof-egyenletek«, melyek fizikai jelentésének kidomborítására vezessük be a »konnektor« fogalmát.

Emeljük ki a hálózatból a kétpólusokat ; a visszamaradó rész már csak ellenállásnélküli vezetékekek és esetleg ideális transzformátorokat tartalmazhat. Ezt akarjuk konnektornak nevezni, mely a kétpólusok között a kapcsolatot létesíti. A szemléletesség kedvéért kövessük végig mindezt egy példán. Legyen a hálózat (3. ábra) egy ú. n



3 ábra

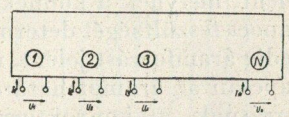
hybrid-kapcsolás, mely négy kétpólusból és egy középleágazással bíró ideális transzformátorból áll. Az ideális transzformátor, melynek jellemzői az ábráva beírt 1, a, b »relatív menetszámok«, a feszültséget ezek arányában teszi át.



4 ábra

Ha a kétpólusokat kiemeljük, akkor a visszamaradó rész (4. ábra) a »hybrid-konnektor«, mely egy négykapcsú konnektor. (Kapocs alatt értsünk pólus-párt.)

Az ábrákben a feszültség és áram mérőirányai is fel vannak tüntetve. A kétpólusok tárgyalásánál az ú. n. »aktív nyíl-rendszert« választottuk. Ez annyit jelent, hogy a kétpóluson átfolyó áram és a rajta levő feszültség mérőirányai ütköznek. Ugyanez a nyíl-rendszer a konnektorra nézve passzív, ami annyit jelent, hogy a konnektor egy kapcsán a feszültség és áram mérő irányai — a konnektoron belül nézve — egyeznek.



5. ábra

Ha nem konkrét konnektorról van szó, hanem általánosságban tárgyalunk egy N-kapcsú konnektort, akkor ezt a következő módon ábrázoljuk (5. ábra) :

A konnektor karakterisztikáját a Kirchhof-egyenletek jelentik. Ezeknek az egyenleteknek a felírása előtt át kell tekintenünk a konnektor alapvető sajátságait.

A konnektor legfontosabb sajátsága az, hogy teljesítményt sem leadni, sem felvenni nem képes. Ez a tétel nemcsak a teljesítmény időbeli középértékére igaz, mint a reaktáns kétpólusoknál ; hanem momentán értékére is. A konnektor az aktív és passzív kétpólusok között csupán a közvetítő szerepét játssza ; az aktív kétpólusokból felvett teljesítményt a kétpólusok között elosztja, ő maga azonban teljesítményt nem vesz fel.

A konnektornak ebből a sajátságából rögtön következik az, hogy ha kapcsaira rövidzárak és szakadások tetszésszerinti kombinációját tesszük, akkor bármely kapcsán benézve vagy rövidzárat, vagy szakadást kell látnunk. Ha ugyanis valamelyik kapcsán véges, zérustól különböző ellenállás jelentkeznék, akkor ezen a kapcson a konnektor teljesítményt tudna felvenni, amit rövidzárakra és szakadásokra nem adhat tovább. Így ezt a teljesítményt maga a konnektor emésztené fel, ami pedig a konnektor alapvető sajátságával ellenkezik.

Az általánosság csorbítása nélkül feltételezhetjük, hogy ha a konnektor minden kapcsát üresen hagyjuk, akkor minden kapcson szakadás jelentkezik. Ha ugyanis ebben az esetben valamelyik kapcson rövidzárt találnánk, akkor ezt a szakadások bármily ellenállásra való kicserélése sem oldhatná fel. A kérdéses kapcsa a konnektornak tehát egyszer s mindenkorra belülről van rövidrezárva, s így az e kapocsra kötött kétpólus a többivel nem kerülhet konnexióba. A konnektor ilyen »elfajuló« kapcsait kizárhatjuk.

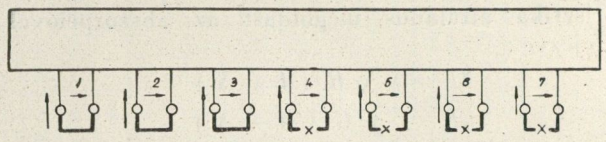
Hasonlóképpen feltételezhetjük, hogy : ha a konnektor minden kapcsát rövidrezárjuk, akkor minden kapcson rövidzár jelentkezik. Ha valamelyik kapcson ebben az esetben szakadást találnánk, akkor ez a fentihez hasonló meggondolás alapján szintén elfajuló lenne, amit a konnektorból kizárhatunk.

Keressünk a konnektor kapcsaira rövidzárak és szakadások egy olyan kombinációját, hogy a rövidzárak mögött szakadást, a szakadások mögött pedig rövidzárt lássunk. Ilyen »alaprendszer« nemcsak egy van ; közös azonban valamennyi alaprendszerben a konnektorra kapcsolt rövidzárak és szakadások száma. Ha egy alaprendszert találtunk, akkor a konnektorra kapcsolt rövidzárakat és szakadásokat aktivvá tehetjük anélkül, hogy a konnektor karakterisztikájával (a Kirchhof-egyenletekkel) ütközésbe kerülnénk.

Az aktív rövidzár nyilván feszültségforrást jelent, melynek a konnektorra való kötése az illető kapocs feszültségét determinálja ; az aktív szakadás pedig áramforrást jelent, mely a konnektor kérdéses kapcsán az áramot határozza meg. Egy feszültségforrásnak a konnektorra való kötése ütközést akkor jelentene, ha a konnektor e kapcsán a feszültség már nem lenne szabad, amit a kapcson belülről jelentkező rövidzár jelez. Ugyancsak ütközést jelentene egy áramforrásnak a konnektor olyan kapcsára való kötése, ahol az áram már nem szabad ; ezt a kapcson belülről megjelenő szakadás jelzi. A rövidzár ugyanis — akár passzív, akár aktív — karakterisztikájával a feszültséget, a szakadás pedig az áramot szabja meg. Ezért jelent ütközést az, ha rövidzár rövidzárral, szakadás szakadással kerül szembe. Rövidzár és szakadás szembekerülése viszont sohasem jelent ütközést — mégha mindkettő aktív is. Ez éppen az alaprendszer jelentősége ; a konnektornak a rövidzárak és szakadások egy ilyen rendszerével való lezárása esetén csak rövidzár és szakadás szembekerülése fordul elő.

A konnektor kapcsait — amikor a konnektort rövidzárak és szakadások egy alaprendszerével zártuk le — két csoportba soroztuk ; a kapcsoknak azt a csoportját, melyre rövidzárt kötötttünk, nevezzük »feszültség-kapcsoknak« ; azt a csoportot pedig, melyre szakadást kötöttünk, nevezzük »áram-kapcsoknak«.

A továbbiakban a szemléletesség kedvéért beszéljünk egy hétkapcsú konnektorról (6. ábra), melynél az alaprendszer háromrövidzárból és négy



6. ábra

szakadásból áll. Az 1, 2 és 3 jelű kapcsok legyenek feszültség-kapcsok ; a 4, 5, 6 és 7 jelűek pedig áram-kapcsok.

Tegyünk az egyik feszültség-kapocsra feszültségforrást, a többi feszültség-kapcsot pedig zárjuk rövidre. Mérjük le rendre valamennyi kapcson a jelentkező feszültséget, és állapítsuk meg a feszültség-áttételt a kiválasztott feszültségkapocsról a többi kapocsra. Az i jelű feszültségkapocsról a k jelű kapocsra a feszültségáttételt a következő egyenlet definiálja :

$$U_k = \ddot{u}_{ki} \cdot U_i,$$

hol U_k a k kapcson mért feszültség, U_i az i kapocsra kényszerített feszültség és $\ddot{u}ki$ a keresett áttétel.

A mérések eredményeit foglaljuk össze az alábbi táblázatba :

	1	2	3	4	5	6	7
1	$\ddot{u}_{11}$	$\ddot{u}_{21}$	$\ddot{u}_{31}$	$\ddot{u}_{41}$	$\ddot{u}_{51}$	$\ddot{u}_{61}$	$\ddot{u}_{71}$
2	$\ddot{u}_{12}$	$\ddot{u}_{22}$	$\ddot{u}_{32}$	$\ddot{u}_{42}$	$\ddot{u}_{52}$	$\ddot{u}_{62}$	$\ddot{u}_{72}$
3	$\ddot{u}_{13}$	$\ddot{u}_{23}$	$\ddot{u}_{33}$	$\ddot{u}_{43}$	$\ddot{u}_{53}$	$\ddot{u}_{63}$	$\ddot{u}_{73}$

A táblázat első három oszlopa speciális, itt ugyanis feszültség-kapocsról feszültség-kapocsra mért áttételek szerepelnek. Ezek az áttételek — amint könnyű belátni — csak 0 és 1 értéket vehetnek fel ; ha az áttétel indexei egyenlők, akkor az áttétel 1, ha különböznek, akkor 0. A konnektorra jellemző áttételeket csak az utolsó négy oszlop tartalmaz, ahol a feszültség-kapcsokról az áram-kapcsokra mért áttételek szerepelnek.

Ha szimultán valamennyi feszültség-kapocsra kötünk feszültségforrást, akkor a kapcsokon mért feszültségek az egyes feszültségforrásokból külön-

külön származó részfeszültségekből tevődnek össze (szuperpozició elve), s így a feszültségáttételek fenti táblázata a következő feszültség-egyenleteket reprezentálja :

$$\begin{aligned}
U_1 &= \ddot{u}_{11} \cdot U_1 + \ddot{u}_{12} \cdot U_2 + \ddot{u}_{13} \cdot U_3 \\
U_2 &= \ddot{u}_{21} \cdot U_1 + \ddot{u}_{22} \cdot U_2 + \ddot{u}_{23} \cdot U_3 \\
U_3 &= \ddot{u}_{31} \cdot U_1 + \ddot{u}_{32} \cdot U_2 + \ddot{u}_{33} \cdot U_3 \\
U_4 &= \ddot{u}_{41} \cdot U_1 + \ddot{u}_{42} \cdot U_2 + \ddot{u}_{43} \cdot U_3 \\
U_5 &= \ddot{u}_{51} \cdot U_1 + \ddot{u}_{52} \cdot U_2 + \ddot{u}_{53} \cdot U_3 \\
U_6 &= \ddot{u}_{71} \cdot U_1 + \ddot{u}_{62} \cdot U_2 + \ddot{u}_{63} \cdot U_3 \\
U_7 &= \ddot{u}_{71} \cdot U_1 + \ddot{u}_{72} \cdot U_2 + \ddot{u}_{73} \cdot U_3
\end{aligned}$$

Ha az első három egyenletbe a speciális feszültségáttételek értékeit beirjuk, akkor identitásokat kapunk ; valódi kötést csak az utolsó négy egyenlet jelent, — és itt a Kirchhoff-egyenletnek azt a részét találjuk, mely feszültség-kötéseket ad. Ha tehát a feszültség-kapcsokon ismerjük a feszültségeket, akkor az áramkapcsokon levő feszültségeket a fenti egyenletrendszer segítségével számíthatjuk.

Az áram-kapcsokon az áramokat választjuk meg függetlenül (áramforrások bekötésével), s így a feszültség-kapcsokra kötött rövidzárakon jelentkeznek számítható áramok. Az áramáttételek meghatározására ugyanazt a módszert alkalmazzuk, mint fentebb a feszültségáttételeknél. Tehát az egyik áramkapocsra áramforrást kötünk, s mérjük a kapcsokon jelentkező áramot. Az áramáttételt a következő egyenlet definiálja :

$$I_k = w_{ki} \cdot I_i,$$

hol I_k a k kapcson mért áram, I_i az i kapocsra kényszerített áram és w_{ki} a keresett áttétel.

Az áramáttéeleket — ugyanúgy, mint a feszültségáttételeket — táblázatba foglalhatjuk, s e táblázat alapján felírhatjuk az áramegyenleteket. A táblázat a tárgyalt hétkapcsú konnektornál hét oszlopot és négy sort tartalmaz annak megfelelően, hogy a konnektornak négy áramkapcsa van. Az utolsó négy oszlop a speciális — áramkapocsról áramkapocsra való — áttételeket tartalmazza, melyek hasonlóképen csak az 1 és 0 értéket vehetik fel ; a konnektorra jellemző áramáttételeket az első három oszlopban találjuk. Így az áramegyenletek közül az utolsó négy identitás, s csak három jelent áram-kötést :

$$\begin{aligned}
I_1 &= w_{14} \cdot I_4 + w_{15} \cdot I_5 + w_{16} \cdot I_6 + w_{17} \cdot I_7 \\
I_2 &= w_{24} \cdot I_4 + w_{25} \cdot I_5 + w_{26} \cdot I_6 + w_{27} \cdot I_7 \\
I_3 &= w_{34} \cdot I_4 + w_{35} \cdot I_5 + w_{36} \cdot I_6 + w_{37} \cdot I_7
\end{aligned}$$

és ez a hiányzó három Kirchhoff-egyenlet.

A karakterisztikus (azaz nem speciális) feszültség- és áramáttételek nem függetlenek egymástól : az *ik*-indexű feszültségáttétel és a *ki*-idexű áramáttétel összege zérus :

$$\ddot{u}_{ik} + w_{ki} = 0$$

Ezt a következőképen láthatjuk be : tegyünk pl. a 2 jelű feszültségkapocsra feszültségforrást, s a többi feszültségkapcsot zárjuk rövidre ; az 5 jelű áramkapocsra kössünk áramforrást, a többi áramkapcsot pedig hagyjuk üresen. A 2 kapcson a feszültség a feszültségforrás által kényszerített U_2 lesz, az 5 kapcson pedig $\ddot{u}_{52} \cdot U_2$. Az áram az 5 kapcson az áramforrás által kényszerített I_5 lesz, a 2 kapcson pedig $w_{25} \cdot I_5$. A 2 kapcson a konnektor által felvett teljesítmény :

$$N_2 = U_2 \cdot I_2 = w_{25} \cdot U_2 \cdot I_5,$$

és hasonlóan :

$$N_5 = U_5 \cdot I_5 = \ddot{u}_{52} \cdot U_2 \cdot I_5$$

A többi kapcsokon felvett teljesítmény zérus, mert az 1 és 3 kapcsokon a rövidzár miatt az U, a 4, 6 és 7 kapcsokon pedig a szakadás miatt az I zérus. A konnektor által felvett összes teljesítmény tehát :

$$N_2 + N_5 = (w_{25} + \ddot{u}_{52})\, U_2 \cdot I_5,$$

ennek pedig a konnektor alapsajátsága következtében zérusnak kell lennie, így valóban :

$$w_{52} + \ddot{u}_{25} = 0$$

Tehát a konnektor karakterisztikáját, a Kirchoff-egyenleteket, a feszültségáttételek egyértelműen megadják — az áramáttételekre ezek után nincs szükség.

Az alapfeladat megoldása

Alapfeladatnak neveztük a konnektorra kapcsolt kétpólusok elektromos állapotának meghatározását. A hétkapcsú konnektornál, mellyel eddigi tárfyalásaink során foglalkoztunk, az alapfeladat megoldásához 14 egyenletre van szükségünk. Ez a 14 egyenlet már előttünk áll : 7 egyenletet a kétpólusok karakterisztikái adnak a következő formában :

$$\sqrt{G_k} \cdot U_k + \sqrt{R_k} \cdot I_k = 2\, A_k,$$

hol az index : $k = 1, 2, \ldots 7$.
4 egyenletet adnak a feszültségkötések :

$$U_i = \ddot{u}_{i_1} \cdot U_1 + \ddot{u}_{i_2} \cdot U_2 + \ddot{u}_{i_3} \cdot U_3,$$

hol $i = 4, 5, 6, 7$.
És végül három egyenletet adnak az áramkötések :

$$I_j = w_{j_4} \cdot I_4 + w_{j_5} \cdot I_5 + w_{j_6} \cdot I_6 + w_{j_7} \cdot I_7,$$

hol $j = 1, 2, 3$.

Az áttételek között fennálló összefüggések figyelembevételével az áramkötéseket felírhatjuk feszültségáttételekkel :

$$\begin{aligned}
I_1 \cdot \ddot{u}_{1j} + I_2 \cdot \ddot{u}_{2j} + I_3 \cdot \ddot{u}_{3j} + I_4 \cdot \ddot{u}_{4j} + \\
+ I_5 \cdot \ddot{u}_{5j} + I_6 \cdot \ddot{u}_{6j} + I_7 \cdot \ddot{u}_{7j} = 0,
\end{aligned}$$

hol $j = 1, 2, 3$.

E 14 egyenletből álló egyenletrendszerben együtthatóként szerepelnek a kétpólusok jellemzői : az aktivitások és belső ellenállások, és a konnektor jellemzői : a feszültségáttételek.

Az egyenletrendszer általános megoldása bonyolult matematikai apparátust igényel, melyet e cikk kereteiben nem mutathatunk be. A megoldás menetét csupán gondolatban fogjuk végigkövetni, s bizonyítás nélkül közöljük az általános megoldás formuláit.

Helyettesítsük be a Kirchhof-egyenletekbe a kétpólus-karakterisztikák általános megoldásait : az

$$\begin{aligned}
U_k &= \sqrt{R_k}\ (A_k + X_k) \\
I_k &= \sqrt{G_k}\ (A_k - X_k)
\end{aligned}$$

kifejezéseket. Így 7 egyenletet kapunk, melyben ismeretlen már csak a 7 abszorpció. Ennek az egyenletrendszernek a megoldása általában a következő alakú :

$$X_k = k_{k_1} \cdot A_1 + k_{k_2} \cdot A_2 + \ldots + k_{k_7} \cdot A_7$$

hol $k = 1, 2, \ldots 7$. Ez az egyenlet azt mondja, hogy a k-adik kétpólus abszorpciója az aktivitásokból származik : az i-edik kétpólus hozzájárulása az X_k abszorpcióhoz az A_i aktivitásnak k_{ki}-szerese. Ezt a k tényezőt »konnexió-tényezőnek« nevezzük akkor, ha indexei különböznek ; »reflexiótényezőnek«, ha indexei egyeznek. Így pl. a k_{25} konnexiótényező a 2 és 5 kétpólusok között ; a k_{22} reflexiótényező a 2 kétpóluson. Megjegyezzük még, hogy a k tényezők általában komplex számok, melyeknek abszolut értéke 1-nél nem nagyobb.

A k tényezők közvetlen kiszámítására a következő kombinatorikus szabályok adnak utasítást :

1. Határozzuk meg valamennyi kapocshármasra (ezt a számot a feszültségáttétel-táblázat sorainak száma határozza meg) az *ü*-determinánsokat. Egy $\ddot{U}_{ijk}$ *ü*-determináns értékét az a determináns határozza meg, melyet az *ü*-táblázat i, j és k indexű oszlopaiból állítunk össze :

$$\ddot{U}_{ijk} = \begin{vmatrix} \ddot{u}_{i_1}, & \ddot{u}_{j_1}, & \ddot{u}_{k_1} \\ \ddot{u}_{i_2}, & \ddot{u}_{j_2}, & \ddot{u}_{k_2} \\ \ddot{u}_{i_3}, & \ddot{u}_{j_3}, & \ddot{u}_{k_3} \end{vmatrix}$$

2. Határozzuk meg a »hálózat determinánsát«, mely egy kombinációs szumma : e szummának annyi tagja van, ahány *ü*-determináns. A szumma *ijk*-indexű tagja a megfelelő indexű *ü*-determináns négyzetének, s az i, j, k indexű kétpólusok vezetéseinek szorzata :

$$D_H = \sum_{ijk} \ddot{U}_{ijk}^2 \cdot G_i \cdot G_j \cdot G_k$$

3. Határozzuk meg a »reflexió-determinánsokat« melyek szintén kombinációs szummák : e szummák tagjai egyeznek a hálózatdeterminánsben szerepő tagokkal, csupán negatív előjelet kapnak akkor, ha a reflexió-determináns (D_m) indexe a szumma kérdéses tagjának *ijk* indexében nem szerepel.

4. Végül határozzuk meg a »konnexió-determinánsokat«, melyek az előzőeknél eggyel alacsonyabb osztályú kombinációs szummák. Az *ij* szumma-indexben szereplő i és j nem egyezhetik a konnexió-determináns (D_{mn}) egyik indexével sem, tehát :

$$D_{mn} = \sum \ddot{U}_{mij} \cdot \ddot{U}_{nij} \cdot G_i \cdot G_j$$

Ezekután a k tényezők formulái :

$$\text{reflexiótényezők :} \quad k_{mm} = \frac{D_m}{D_H}$$

$$\text{konnexiótényezők :} \quad k_{mn} = 2\sqrt{G_m G_n}\,\frac{D_{mn}}{D_H}$$

A konnexió-tényező fenti formulájából közvetlenül látjuk, hogy $k_{mn} = k_{nm}$ ami a reciprocitás tételének az általánosítását jelenti. A k tényzők kombinatorikus kifejezései pedig tulajdonképpen a Kirchhoff-féle kombinatorikus szabályok általánosításai.

A hybrid-hálózat

Vegyük újra elő a cikk elején ismertetett hybrid-hálózatot, és állapítsuk meg ebben a konkrét esetben a k-tényezőket.

A hybrid-konnektor (4. ábra) jellemzőinek, a feszültség-áttételeknek a meghatározásához először egy alaprendszert kell keresnünk. Egy alaprendszerhez a következő úton jutunk.

Ha a konnektor minden kapcsát üresen hagyjuk, akkor a kapcsokon benézve mindenütt szakadást látunk ; ha minden kapcsát rövidre zárjuk, akkor mindenütt rövidzárt látunk. A konnektornak tehát elfajuló kapcsa nincs.

Tegyünk az 1-es kapocsra rövidzárt. Ezt az ideális transzformátor az a és b relatív menetszámú oldalaira átviszi, de a többi kapcson benézve még mindig szakadást látunk. Tegyünk tehát a 2-es kapocsra is rövidzárt ; ekkor már a 3-as és 4-es kapcsokon belülről rövidzár jelenik meg. Alaprendszernek választhatjuk tehát az 1-est és 2-est, mint feszültség-kapcsokat ; a 3-ast és 4-est, mint áramkapcsokat.

Határozzuk meg ezek után az *ü*-táblázatot. Tegyünk az 1-es kapocsra feszültségforrást, mely meghatározza az U_1-et, a 2-es kapocsra pedig rövidzárt. Mérjük a feszültséget a 3-as és 4-es kapcsokon.:

$$U_3 = -a \cdot U_1 \text{ és } U_4 = -(a+b) \cdot U_1 \text{ , tehát}$$
$$\ddot{u}_{31} = -a \text{ és } \ddot{u}_{41} = -(a+b)$$

Tegyünk ezután a 2-es kapocsra feszültségforrást, s az 1-est zárjuk rövidre :

$$U_3 = U_2 \text{ és } U_4 = U_2 \text{ , tehát}$$
$$\ddot{u}_{32} = 1 \text{ és } \ddot{u}_{42} = 1$$

A speciális feszültségáttételekt nem kell mérnünk:

$$\ddot{u}_{11} = 1 \text{ , } \ddot{u}_{12} = 0 \text{ , } \ddot{u}_{21} = 0 \text{ és } \ddot{u}_{22} = 1$$

Állítsuk össze az *ü*-táblázatot :

	1	2	3	4
1	1	0	—a	—(a+b)
2	0	1	1	1

Az $\ddot{U}$-determinánsokat az *ü*-táblázat két-két oszlopából kell alkotnunk. Ezeknek értékei :

$$\ddot{U}_{12} = 1 \text{ , } \ddot{U}_{13} = 1 \text{ , } \ddot{U}_{14} = 1 \text{ ,}$$
$$\ddot{U}_{23} = a \text{ , } \ddot{U}_{24} = a+b \text{ , } \ddot{U}_{34} = b \text{ .}$$

Határozzuk meg a hálózat determinánsát :

$$D_H = G_1G_2 + G_1G_3 + G_1G_4 + a^2 \cdot G_2G_3 + (a+b)^2 \cdot G_2G_4 + b^2 \cdot G_3G_4$$

A reflexió-determinánsok :

$$D_1 = G_1G_2 + G_1G_3 + G_1G_4 - a^2 \cdot G_2G_3 - (a+b)^2 \cdot G_2G_4 - b^2 \cdot G_3G_4$$

$$D_2 = G_1G_2 - G_1G_3 - G_1G_4 + a^2 \cdot G_2G_3 + (a+b)^2 \cdot G_2G_4 - b^2 \cdot G_3G_4$$

és így tovább .

Végül a konnexió-determinánsok (itt figyelnünk kell arra, hogy az $\acute{U}$-determináns értéke előjelet vált, ha indexeit felcseréljük) :

$$D_{12} = a \cdot G_3 + (a+b) \cdot G_4$$
$$D_{13} = -a \cdot G_2 + b \cdot G_4$$
$$D_{14} = -(a+b) \cdot G_2 - b \cdot G_3$$
$$D_{23} = G_1 + (a+b)\, b \cdot G_4$$
$$D_{24} = G_1 - ab \cdot G_3$$
$$D_{34} = G_1 + (a+b)\, a \cdot G_2$$

A k-tényezőket — a reflexió- és konnexió-tényezőket — a fenti determinánsok ismeretében már közvetlenül felírhatjuk.

Vizsgáljuk még meg annak feltételeit, hogy a hybrid-hálózatba kapcsolt valamennyi kétpóluson a reflexiók eltűnjenek. A reflexiók eltűnésének azaz a reflexió-tényezők zérussá válásának — feltétele az, hogy valamennyi reflexió-determináns értéke 0 legyen. (A hálózat-determináns ugyanis mindig véges-értékű.) Így a hálózatban szereplő kétpólusok vezetéseire négy egyenletet kapunk, melyek azonban nem függetlenek egymástól. Ha a négy közül három kétpóluson nincs reflexió, akkor a negyediken sincs. Bármelyik három reflexiómentességi feltételből a kétpólusok vezetéseire a következő összefüggéseket kapjuk :

$$G_1 G_2 = b^2 \cdot G_3 G_4$$
$$G_1 G_3 = (a+b)^2 \cdot G_2 G_4$$
$$G_1 G_4 = a^2 \cdot G_2 G_3$$

Ez a három egyenlet a négy vezetés arányát köti meg :

$$G_1 : G_2 : G_3 : G_4 = (a+b) : \frac{1}{a} : \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right) : \frac{1}{b},$$

vagy a négy ellenállás arányát :

$$R_1 : R_2 : R_3 : R_4 = 1 : (a^2 + ab) : ab : (ab+b^2).$$

Válasszuk a hybrid-konnektorra kötött kétpólusok vezetéseit a következőképen :

$$G_1 = ab(a+b)\, G$$
$$G_2 = b\, G$$
$$G_3 = (a+b) G$$
$$G_4 = a\, G,$$

hol G egy tetszésszerinti vezetés. Ezeket tekinthetjük a reflexiómentességi feltételekből adódó egyenletrendszer általános megoldásának, melyben G egy szabad paraméter.

A G-k fenti értékei mellett tehát a reflexiók eltűnnek. A konnexió-tényezők megállapítására határozzuk meg ebben a speciális esetben a determinánsokat ; e számítások eredménye :

$$D_H = 4ab(a+b)^2 \cdot G^2$$
$$D_{12} = 2a(a+b) \cdot G$$
$$D_{13} = 0$$
$$D_{14} = -2b(a+b) \cdot G$$
$$D_{23} = 2ab(a+b) \cdot G$$
$$D_{24} = 0$$
$$D_{34} = 2ab(a+b) \cdot G$$

Számítsuk ki ezek után a konnexió-tényezőket :

$$k_{12} = 2\sqrt{G_1 G_2} \cdot D_{12}/D_H ;$$

az értékeket behelyettesítve :

$$k_{12} = \sqrt{a/(a+b)}, \text{ és hasonló úton :}$$
$$k_{12} = 0$$
$$k_{13} = -\sqrt{b/(a+b)}$$
$$k_{14} = \sqrt{b/)a+b)}$$
$$k_{24} = 0$$
$$k_{34} = \sqrt{a/(a+b)}$$

Ezek a formulák egy nagyon fontos tényre mutatnak rá. Ha a hybrid-hálózatban a reflexiókat megszüntetjük, akkor megszümnik az 1—3 és 2—4 kapcsok közötti konnexió is. A hybrid-konnektornak ez a sajátsága adja meg jelentőségét az átviteltechnikában.

Végül megjegyezzük, hogy ha $a=b$, akkor valamennyi 0-tól kü'önböző konnexió-tényező — előjeltől eltekintve — a $\sqrt{0{,}5}$ értéket veszi fel.

Csillapítások és hullám-paraméterek

Készen vagyunk az új »alapozással«. Röviden rá akarunk mutatni még arra, hogy azekre az új alapokra hogyan építjük fel a régi fogalmakat.

Eddigi tárgyalásainkban »zárt hálózattal« foglalkoztunk. Egy hálózatot akkor nevezünk zártnak, ha a hálózat konnektorának minden kapcsa kétpólussal le van zárva. Ezzel szemben nyitott a hálózat akkor, ha konnektorának egy vagy több kapcsa nincs lezárva. Aszerint, hogy a nyitott kapcsok száma egy, kettő vagy általában n : beszélünk összetett két-, négy-, illetve általában $2n$-pólusokról.

Nyitott hálózatoknál beszélünk »hullám-ellenállásról«, mely a nyitott kapcsok egy speciális lezárását jelenti. A lezárások olyan rendszerét, mely mellett az e rendszerrel lezárt kapcsokon a reflexiók eltűnnek, hullámellenállásoknak nevezzük. Az összetett kétpólus így definiált »hullám-ellenállása« egyezik látszólagos ellenállásával ; a négypólus így definiált hullámellenállása fedi az ismert hullámellenállás fogalmat ; a hat- és általában $2n$-pólusokon ezzel a definicióval nyert hullám-ellenállás pedig a hullámellenállásfogalom általánosításának tekinthető.

A csillapítást általában úgy definiáljuk, mint a k-tényező reciprokának logaritmusát. Aszerint, hogy reflexió-tényezőről, vagy konnexió-tényezőről van szó, beszélünk reflexió-csillapításról (ez fedi az ismert fogalmat) illetve — egyszerűen — csillapításról (ez az üzemi csillapítás fogalmát fedi). Hulámcsillapítás alatt a hullámellenállások között fellépő csillapítást értjük (ez is fedi az ismert fogalmat).

Újabb mágneses anyagok

ISTVÁNFFY EDVIN

Szerző áttekintést ad a híradástechnikában használt korszerű mágneses anyagok tulajdonságairól és előállításuk módjáról. Ismerteti az egyes alkalmazásoknál támasztott követelményeket, valamint a különböző mágneses anyagok célszerű felhasználásának a módját.

В статье приводится обзор качества и метода получения современных магнитных материалов, применяемых в технике связи. Затем приводятся требования, предъявленные к магнитным материалам при различном их применении, а также метод целесообразного их использования.

L'auteur passe en revue sur les propriétés et production des matières magnètiques modernes, utilisées dans la technique de transmission.

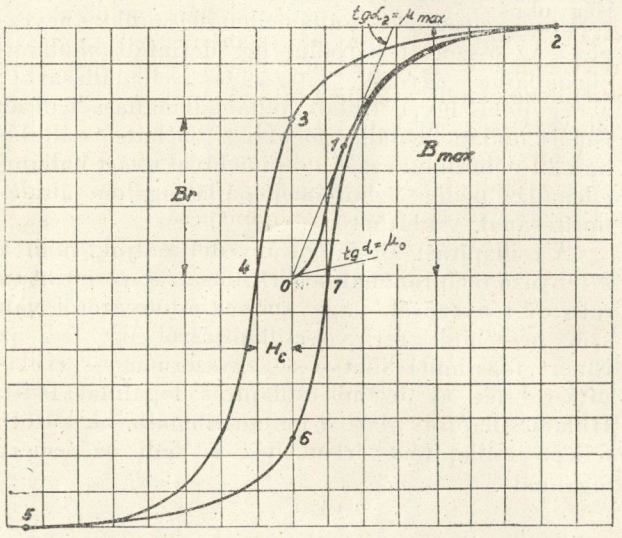
Il traîte ensuite les conditions demandées aux différentes applications et la méthode d'utilisation pratique des différentes matières magnétiques.

Author reviews the properties and manufacturing processes of modern magnetic materials used in communication systems. The article also deals with the technical requirements and proper use of these magnetic materials.

Der Verfasser bietet eine Übersicht der Eigenschaften und Herstellungsverfahren der im Nachrichtenwesen verwendeten zeitgemässen magnetischen Materialien. Er bespricht die bei den einzelnen Benutzungen gestellten Bedingungen, sowie die zweckmässige Anwendungsart der verschiedenen magnetischen Materialen.

A mágneses anyagok fejlődése szorosan összefügg az alkalmazásuknál támasztott követelményekkel. A természetes fejlődés irányvonala az erősáramú berendezések súlyának, méreteinek, veszteségeinek csökkentése és a hiradástechnikai alkalmazásoknál ezen felül és elsősorban a minőségi átvitel tökéletesítése. E kívánalmak elérése rendszerint az anyag egy vagy több mágneses tulajdonságának a javítását teszik szükségessé.

A jellemző mágneses tulajdonságokat szemlélteti az 1. ábra ; az anyag szűzgörbéjét (012) és hiszterézis görbéjét (234567) tünteti fel erős mágnesezésnél. A szűzgörbe



1. ábra.
Mágneses anyag szűz- és hiszterézis görbéje. A függőleges tengelyen a mágneses indukció B, a vízszintes tengelyen a mágnesező erő H van feltüntetve.

$tg\alpha_1 = \mu_o$ hajlásszöggel indul, ez az anyag kezdeti permeabilitásának felel meg. A legnagyobb permeabilitást a szűzgörbéhez húzott érintő (01) hajlásszöge : $tg\alpha_2 = \mu_{max}$ adja. A 2 és 5 pont erős mágnesezés esetén a mágneses telítést közelíti meg. (B_s) Minthogy a permeabilitás 1 alá nem csökken, és emiatt B tovább nő növekvő mágnesezésnél, ezért telítésre a mágneses intenzitást (J) szokták megadni.

$$4\pi J_s = B_s - H_s$$

mely véges határértékhez közeledik. További fontos jellemző adat a remanencia B_r, vagyis a légrésnélküli zárt mágneses körben a gerjesztés lekapcsolása után megmaradó mágneses indukció. Ezt az értéket a visszatérő görbének a függőleges tengellyel való metszéspontja (3) adja. Az egyik legfontosabb jellemző adat a koercitiv erő H_c, vagyis az az ellenkező értelmű mágnesező erő, mely az anyagban lévő maradékmezőnek teljes eltüntetéséhez szükséges. Ezt az 1. ábrán a visszatérő görbének a vízszintes tengellyel való metszéspontja (4) mutatja.

Lágy mágneses anyagokat jellemzi az aránylag nagy permeabilitás, kis koercitiv erő és kis hiszterézis terület. Kemény mágneses anyagoknál jellemző a nagy koercitiv erő és viszonylag kis permeabilitás.

A lágy mágneses anyagokat többnyire váltakozó átmágnesezésnek kitett szerkezetekben alkalmazzuk. Váltakozó átmágnesezés esetén a vasmagban káros örvényáramok keletkeznek, melyek csökkenthetők lemezelt vasmag alkalmazásával és a vasanyag fajlagos ellenállásának növelésével. Ezért a felsorolt öt jellemző mágneses tulajdonsághoz mint hatodik jellemző adat a fajlagos ellenállás is tartozik.

Lemezelt vasmag esetén a vasmag 1 cm³ térfogatára jutó örvényáram veszteség a következőképpen fejezhető ki :

$$N_{\ddot{o}} = \frac{\pi^2 t^2 f^2 B_1^2}{6\varrho}\ 10^{-7}\ \text{watt}$$

ahol ϱ a fajlagos ellenállás elektromágneses egységekben, t a lemezvastagság cm-ben, f a frekvencia, Hz és B_1 a ciklusban alkalmazott legnagyobb indukció gaussban.

A lágy mágneses anyagok javításánál mindig törekedni szoktak a fajlagos ellenállás növelésére is.

Erősáramú a transzformátoroknál az indukált feszültség :

$E \sim NFfB_1$; vagyis arányos a menetszámmal, a vaskeresztmetszettel, a frekvenciával és a legnagyobb mágneses indukcióval. Hálózati transzformátoroknál a frekvencia rendszerint 50 Hz ; ez állandó érték, tehát a vaskeresztmetszet és a menetszám szorzata és így a transzformátor mérete annál kisebb lehet, minél nagyobb indukciót en-

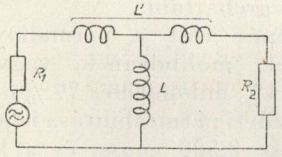
gedhetünk meg. A megengedhető indukció annál nagyobb, minél nagyobb a vas telítése, ezért nagy indukcióig mágnesezhető anyagok előnyösek. E mellett fontos, hogy a mágnesező áram minél kisebb legyen, tehát hogy a szükséges B_1 indukció minél kisebb H_1 mágnesező erővel legyen elérhető. Nagy mágnesező áram nagy meddő teljesítményt jelent, ez pedig növeli a hálózati veszteségeket, csökkenti a hálózatból kivehető energiát stb., tehát mindenképpen kerülendő. A kis mágnesező áram feltétele a nagy permeabilitás, és minthogy nagy átmágnesezésről van szó, ez gyakorlatilag a max. permeabilitásra (μ_{max}) vonatkozik.

Erős mágnesezés esetén a remanencia a legtöbb lágy mágneses anyagnál az alkalmazott legnagyobb indukció százalékában kifejezve nem sokat változik. Ezért a hiszterézis veszteség elsősorban a koercitiv erőtől (H_c) függ. A koercitiv erő csökkentése annál is inkább indokolt, mert 50 Hz hálózati frekvencia esetén a hiszterézis veszteség túlnyomó részét teszi ki az összes veszteségnek.

Hiradástechnikai transzformátoroknál a követelmények lényegesen eltérnek fentiektől. Rendszerint széles frekvenciasávot kell átvinni, és minthogy állandó feszültséghez $f . B_1$ szorzat állandó, tehát a legnagyobb indukció a legkisebb átvitt frekvenciánál létesül.

Zene vagy beszéd átvitelénél a dinamika széles határok között változik, tehát az átvitt energiaszint igen kis értékre csökkenhet le, ilyenkor az önindukciót a kezdeti permeabilitás (μ_o) határozza meg. Ezért a hiradástechnikai transzformátorokat a kezdeti permeabilitással számítják.

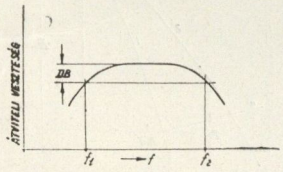
Híradástechnikai transzformátoroknál a minőségi átvitelre kell törekedni, és mind a lineáris, (frekvencia függő) mind a nonlineáris (amplitudó függő) torzításokat a legkisebb mértékűre kell lecsökkenteni.



2. ábra.

A lineáris torzítások könnyen áttekinthetők a 2. ábrán ; itt egy 1 : 1 áttételű transzformátor egyszerűsített helyettesítő kapcsolását tüntettük fel. Az R_1 belső ellenállású áramforrás és az R_2 fogyasztó közé van kapcsolva a T taggal helyettesített transzformátor. A söntág (L) a kölcsönös indukció ; ez egyenlőnek vehető az önindukcióval ; L' a prímer és szekunder tekercsek szóródásainak összege. A tekercsek ohmos ellenállását egyszerűség kedvéért elhanyagoljuk.

Kis frekvenciáknál a szóródás hatása elhanyagolható és $L\omega$ söntreaktancia okoz veszteséget. Nagy frekvenciáknál a söntreaktancia oly nagy, hogy hatása elhanyagolható. A szórási reaktancia $(L'\omega)$ viszont megnő, és mint soros elem okoz veszteséget. A 3. ábra mutatja a frekvenciakarakterisztika lehajlását kis- és nagyfrekvenciáknál. Ha DB decibel veszteséget megengedünk, akkor az átvitt frekvenciasáv f_1—f_2 frekvenciáig terjed. Ha a transzformátor menetszámát megnöveljük, akkor az önindukció nagyobb lesz és kisfrekvenciáknál a söntölő hatás csökken. Ezáltal azonban a szórási reaktancia is megnő. Az átvihető frekvenciasáv lejjebb csúszik, de a legnagyobb és legkisebb átvihető frekvenciák viszonya nem változik meg.



3. ábra.

Számítással kimutatható, hogy az átvitt frekvenciaarányra az alábbi kifejezés írható fel :

$$\frac{f_2}{f_1} \simeq 0{,}9\ DB\ \frac{L_1}{L'} \sim \mu_{of_1}$$

itt L_1 az önindukció a legkisebb átvitt frekvenciánál és L' a szórási önindukció. Adott viszonyok között L_1 az f_1 frekvenciánál mért kezdeti permeabilitással (μ_{of_1}) arányos, tehát az átvihető frekvenciák viszonya is. A kezdeti permeabilitás növelése egyrészt szélesebb frekvenciasáv átvitelét teszi lehetővé, másrészt ezáltal a transzformátor méretei és súlya csökkenthetők.

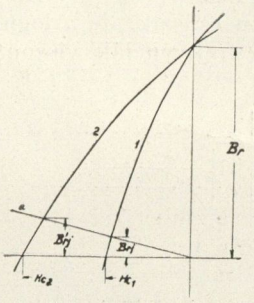
Fenti képlet jobboldalán a kezdeti permeabilitás meghatározása feltételezi az utóbbi frekvenciafüggőségét. Ennek oka a mágneses szkinefektus. Váltakozó átmágnesezésnél az anyagban örvényáramok keletkeznek, a külső mezővel ellentétes gerjesztést okoznak, és kiszorítják a mezőt az anyag belsejéből. Ezáltal növekvő frekvenciánál a mágneses fluxus mindinkább a lemezek felületére szorul, és csökken a hatásos permeabilitás. Nagy permeabilitású anyagoknál a mágneses szkinhatás is nagyobb és csökkenthető egyrészt vékonyabb lemezek alkalmazásával, másrészt a fajlagos ellenállás növelésével.

Nonlineáris torzításokat egyedül hiszterézis veszteség okoz. A nonlineáris torzítások nemcsak a beszéd minőségét rontják, hanem kombinációs frekvenciák is keletkeznek, s ezek többcsatornás berendezéseknél áthallást okozhatnak. A hiszterézis veszteség csökkentése ezért igen fontos.

A híradástechnikai transzformátorokra és tekercsekre általánosságban megállapítható, hogy a vasmag méreteit hatásfok szempontjából a rézveszteségnek a szükséges mértékre való lecsökkentése szabja meg, de ettől függetlenül a megengedhető hiszterézis veszteség is megszabja a vasmag legkisebb köbtartalmát.

Egyéb fontos alkalmazások közül megemlítjük a jelfogókat ; itt fontos, hogy az áram megszakításakor vagy lecsökkentésekor a horgony biztosan elengedjen. A horgonyban a maradék indukció B_{rj} jóval kisebb a légrés miatt a vasanyagra jellemző B_r remanens indukciónál, és értékét a légrésre jellemző a nyírási vonalnak a visszatérő mágnesezési görbével való metszése adja (lásd 4. ábra). A szokásos jelfogóknál a nyírási vonal közel halad

a vízszinteshez, tehát a jelfogóban maradó indukció a koercitiv erővel arányos. Ezért kisebb koercitiv erejű anyagok előnyösebbek.



4 ábra.
A jelfogóban megmaradó indukció arányos az anyag koercitív erejével (A 2 anyag koercitív ereje kétszerese az 1 anyagének).

Vannak esetek, amikor erős polarizáló mező mellett is nagy váltóáramú kezdeti permeabilitásra van szükség. Erre jellemző példa a hallgató membránja, melyhez e szempontból kedvező tulajdonságú anyagok alkalmasak. E célra a legmegfelelőbb anyag a *permendur*, mely 50% vasat és 50% kobaltot tartalmaz, kezdeti permeabilitása 800 és még 15 kilogauss polarizáló mezőnél is csak alig csökken. Ez az anyag meglehetősen rideg és ezért 2% vanádium hozzáadásával könnyen hengerelhetővé tették. A mágneses tulajdonságok ezáltal nem változtak.

Már régen felfedezték, hogy a vasban lévő szén és egyéb szennyeződések károsak a mágnesezhetőségre, és ezért váltakozó átmágnesezéshez lehetőleg tiszta vasat alkalmaztak. A 99.94%-os *svédvas* adatai: $\mu_o = 250$; $\mu_{max} = 5{,}500$; $4\pi J_s = 21{,}500$; $H_c = 1$ oe. Igen nagy telítése miatt egyes erősáramú alkalmazásokhoz ma is használják. Fajlagos ellenállása alacsony: $\varrho = 10$ mikrohmcm, tehát örvényáram vesztesége aránylag nagy.

Lényeges haladást jelentett az 1900-ban feltalált *sziliciumvas*, melyet ma is általánosan használnak erősáramú transzformátorokhoz, forgógépekhez és sok híradástechnikai transzformátorhoz. A 4% szilicium tartalmú erősen ötvözött lemezek főbb adatai: $\mu_o = 400$; $\mu_{max} = 7000$; $4\pi J_s = 19{,}500$; $H_c = 0{,}5$; $\varrho = 60$. Tehát lényegesen jobb a kezdeti és legnagyobb permeabilitása a svédvasénál. A telítés valamivel kisebb. A koercitív erő csak a fele, és ezért hiszterézis vesztesége lényegesen kisebb, mint a svédvasénak. Nagy fajlagos ellenállása miatt örvényáram vesztesége azonos lemezvastagság mellett 1/6-a a svédvasénak.

Figyelemreméltó, hogy 50 Hz hálózathoz való alkalmazásnál az örvényáram veszteség csak kb. 1/3-át teszi ki az összes veszteségnek, és a döntő rész a hiszterézis veszteségből ered. Meglepő, hogy a szilicium, ami a tökéletesen tiszta vasban szennyeződésnek tekinthető, miért javítja meg lényegesen a hisztérézis veszteséget? Teljesen tiszta és egykristályú vas mentes a hiszterézis veszteségtől. E veszteséget főképpen a szén és oxigén szennyeződések okozzák, továbbá a kristályok határfelületén lévő rendellenességek. A szilicium az oxigént leköti, a szénszennyeződés hatását csökkenti, és megnöveli a kristályokat. Ez együttesen lényegesen többet használ, mint amennyit a szilicium jelenléte árt.

Az erősáramú iparban különböző sziliciumtartalmú lemezeket alkalmaznak, s ezek sziliciumtartalma 0,25—4%-ig terjed. Kisebb sziliciumtartalomnál a fajlagos ellenállás is kisebb. Ahol a veszteségek csökkentése döntő fontosságú — mint nagy transzformátoroknál, turbó-alternátorok sztátorainál — a 4%-os sziliciumvasat használják.

Újabban kivételesen alkalmaznak külföldön 5—6%-os sziliciumtartalmú lemezeket is egyes igen nagytömegű gyártásokhoz, azonban a megmunkálás bonyolult módja, és az ezután szükséges hydrogénban való lágyítás miatt alkalmazásuk általában nem jöhet tekintetbe.

A nagy permeabilitású anyagok közül először a vas-nikkel kettős ötvözetekből álló *permalloy*-ok kerültek alkalmazásra.

A 45% nikkeltartalmú *permalloy B* adatai: $\mu_o = 2500$; $H_c = 0{,}3$ és 16500 gauss-ig mágnesezhető. Fajlagos ellenállása 45 mikrohmcm. E mellett meglehetősen nagy (10—12 kgauss) polarizáló mező mellett is használható. Ez az anyag híradástechnikai transzformátorokban ma is nagyfontosságú.

A kettős nikkel-vasötvözetek közül nagy jelentőségű volt a 78,5% nikkeltartalmú permalloy, ez a legnagyobb permeabilitású. Adatai: $\mu_o = 8000$; $\mu_{max} = 60{,}000$—$100{,}000$; $H_c = 0{,}05$; $4\pi J_s = 10{,}5000$; $\varrho = 16$.

Ezekkel az anyagokkal lehetővé vált lényegesen kisebb méretű és jobb minőségű átvivő transzformátorok készítése. Hátránya volt kis fajlagos ellenállása, továbbá bonyolult és kényes hőkezelése. Ugyanis 1000 C°-on történt lágyítás és utána 600 C°-ról való edzés volt szükséges a kedvező mágneses tulajdonságok eléréséhez. Utóbbit mpként kb. 40 C° hűtéssel kellett végezni, tehát nem volt könnyű végrehajtani.

Jelentős lépés volt a permalloyhoz további ötvöző elemnek, molibdénnek, vagy krómnak a hozzáadása. A 4% milobdén és 79% nikkeltartalmú *permalloy C* kezdeti permeabilitása is jóval nagyobb: 22,000; telítése 8,500 gauss, és a kedvező mágneses tulajdonságok eléréséhez csupán 1000 C°-on történő egyszerű lágyítás szükséges.

A permalloy C fajlagos ellenállása 55 mikrohmcm, tehát előbbinek 3,5-szörösére növekedett, és ezáltal az örvényáramveszteség ennek arányában lecsökkent.

Míg a sziliciumvas transzformátorokkal kb. 150—15,000 Hz frekvenciasáv vihető át 1 db-en belül egyenletesen, addig a nagy kezdeti permeabilitású permalloy C vasmaggal kb. 50—400,000 Hz frekvenciasáv érhető el. Más lehetőség egész kisméretű transzformátorok készítése.

Kisteljesítményű híradástechnikai transzformátoroknál az örvényáramveszteség nem a melegítő hatások miatt káros, hanem mert átviteli veszteséget okoz. Ez a veszteség első közelítésben a teljes frekvenciasávon belül állandó és felírható:

$$DB_{\ddot{o}rv} \sim \mu_o \frac{t^2}{\varrho}$$

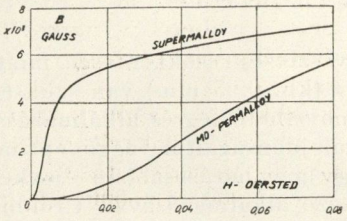
tehát fordítva arányos a fajlagos ellenállással, és a

kezdeti permeabilitással is arányosan nő. Ezért nagypermeabilitású anyagoknál indokolt vékonyabb lemezek alkalmazása.

A permalloy C-hez hasonló tulajdonságú ötvözet a *mumetall*, ez 75% nikkelt tartalmaz, de 5% rezet és 2% krómot is.

További fontos anyag az *1040 ötvözet*, mely 15% rezet is tartalmaz. Összetétele: 71% Ni, 15% Cu, 10%Fe, 3% Mo, 1% Mn. Kezdeti permeabilitása 40,000, legnagyobb permeabilitása 72,000 és koercitív ereje 0,014 oersted.

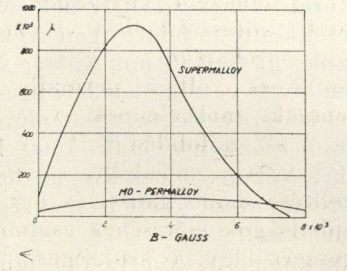
A következő igen jelentős lépés a II. világháború alatt kifejlesztett új anyag: a *supermalloy*. Összetétele: 79% Ni, 15% Fe, 5% Mo, 0,5% Mn. Kezdeti permeabilitása kb. 100,000, legnagyobb permeabilitása kb. 1,000.000. Legnagyobb permeabilitását $H = 0{,}015$ oerstednél éri el, tehát koercitív ereje is ilyen rendű. Telítése 7900 gauss. Hiszterézis vesztesége, tehát nonlineáris torzítása is lényegesen kisebb, mint a permalloy C-nél. Fajlagos ellenállása 65 mikrohmcm.



5. ábra

Supermalloy és Mo-permelloy szűzgörbéje.

A supermalloy szűzgörbéjét az 5. ábra, a permeabilitását a mágneses indukció függvényében a 6. ábra mutatja. Mindkét ábrán a permalloy C



6. ábra

Supermalloy és Mo-permalloy permeabilitásgörbéi.

megfelelő görbéje is fel van tüntetve összehasonlítás céljából.

A supermalloy lehetővé teszi a permalloy C-vel elérhetőnél is lényegesen szélesebb frekvenciasáv átvitelét, és sikerül vele minden eddiginél jobban megközelíteni az ideális transzformátort.

A supermalloynál a szilicium, szén és kéntartalmat lecsökkentették még az eddig használt nagy permeabilitású ötvözetekben lévő csekély szennyeződések alá. A vákuum kemencében készült ötvözetből az ingotot hélium vagy nitrogén atmoszférában öntik. A lemezek kihengerlése egész 0,006 mm vastagságig történik. A hőkezelést 1300 C°-nál hydrogénben végzik, és a lehűlésnek 600 és 300 C° között egy bizonyos sebességgel kell történnie.

Nagy kezdeti permeabilitású anyagoknál komoly jelentősége van a magnetosztrikciónak. A magnetosztrikció a mágneses anyag méretváltozása a mágneses mező hatására. Mint ismeretes, az anyag legkisebb mágneses részecskéi a domainek; ezekben az atomcsoportokban az egyes atomok mágneses nyomatékait az atomközi erők párhuzamosítják.

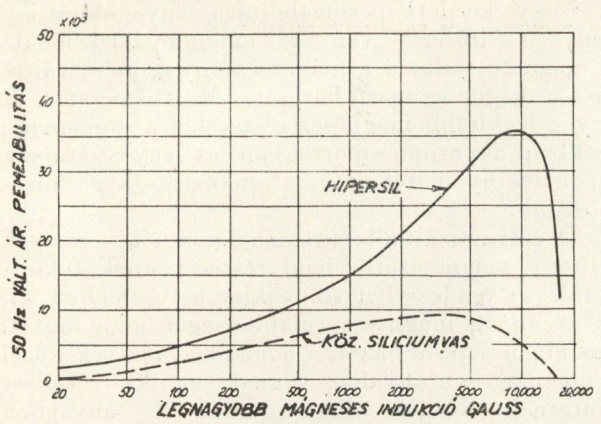
Demagnetizált állapotban a domainek — melyek telítésig mágnesezett elemi részecskéknek tekinthetők — rendezetlen irányokba helyezkednek el, és az anyag mágneses tulajdonságot nem mutat. Kis mágnesezésnél azok a domainek, melyek közel a mágnesezés irányában vannak, méretnövekedést mutatnak. Ennek ellenszegülnek az anyagban lévő feszültségek. E feszültségek csökkentése miatt fontos a jó kilágyítás a nagy permeabilitású anyagoknál. Azonban a kristályrácsban elhelyezkedő szennyeződések miatt jó kilágyítás után is maradnak az anyagban feszültségek; a tőlük való mentesítés annál fontosabb, minél nagyobb az anyag kezdeti permeabilitása.

Nagypermeabilitású anyagokat préselés vagy bárminemű alakítás után ki kell lágyítani, és vigyázni kell arra, hogy felhasználásakor semmiféle görbülést ne szenvedjenek.

Minthogy a magnetosztrikció az anyag belső szerkezetében méretváltozásokat okoz, ebből következik, hogy csökkentésével az anyag kezdeti permeabilitása megnövelhető. Ezért a legnagyobb permeabilitások oly anyagokkal érhetők el, melyek a legkisebb magnetosztrikciót mutatják. A korábban ismertetett kettős vas-nikkel ötvözeteknél bizonyos nikkeltartalomtól fölfelé a magnetosztrikció előjelet változtat, és 78,5%-os nikkeltatalomnál értéke zérus lesz. Ez az oka annak, hogy az ilyen összetételű permalloy mutatta a legnagyobb kezdeti permeabilitást.

A magnetosztrikciónak más szempontból is van jelentősége. Ha egy transzformátor mechanikai rezgéseket vesz fel, akkor ezeket a magnetosztrikció zajokká alakítja át. Ezért azokhoz a bemenő transzformátorokhoz, melyek után nagy hangfrekvenciás erősítés következik, olyan mágneses mag alkalmas, mely lehetőleg nem mutat semmi magnetosztrikciót, tehát pl. permalloy C; de nem alkalmas ilyen helyre a permalloy B, mert nagy magnetosztrikciója van.

Teljesítmény transzformátorok szempontjából jelentős újabb anyag a *hipersil*. Ez az anyag kb. 3,5% szilicium tartalmú vaslemez; kristályszemcséit a gyártás folyamán hideg hengerlések és hőkezelések alkalmas kombinációjával úgy irányítják, hogy a szalag hossziránya legyen a könnyű mágnesezési irány. Ezáltal sikerült elérni lényegesen nagyobb telítést, kezdeti és legnagyobb permeabilitást a szalag hosszirányában, az erre merőleges irányban lévő mágneses tulajdonságok rovására. A 7. ábra mutatja a hipersil és a közönséges sziliciumvas transzformátorlemez permeabilitását a mágneses indukció függvényében. A hipersil legnagyobb permeabilitása kb. 35,000 és 30—50%-kal nagyobb indukció érhető el vele, mint a közönséges sziliciumvassal. Hiszterézis vesztesége is lényegesen kisebb. Minthogy 50 Hz hálózati

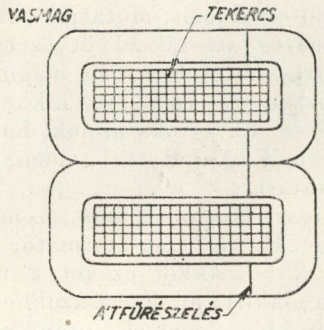


7. ábra

Hipersil és közönséges sziliciumvaslemez permeabilitás görbéje.

transzformátoroknál a hiszterézisveszteség a döntő, ezért ilyeneknél hipersil esetén 17,000 gauss legnagyobb indukciót szoktak megengedni, ezzel a vas-keresztmetszet és súly lényegesen csökkenthető. Ezáltal a közepes menethossz és a rézmennyiség is lecsökken, tehát kisebb transzformátorok készíthetők.

Hipersil-lemezzel a felsorolt kezdeti tulajdonságok csak úgy érhetők el, ha a mágnesezés a lemez hosszirányában történik. Ezért a legcélszerűbb tekercselt vasmagok alkalmazása a 8. ábra szerint. A feltekercselt vasmagot kilágyítják, alkalmas

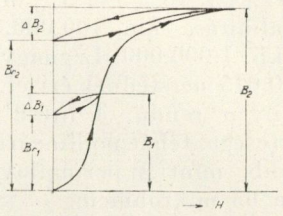


8. ábra

Tekercselt vasmag alkalmazása.

kötőanyaggal impregnálják. Ezután szétfűrészelik, hogy könnyen összeszerelhető legyen. Beszerelés után a szétfűrészelt részt szalaggal összeszorítják. Ilymódon szükség esetén légrés is alkalmazható. Ilyen vasmagoknál a térkihasználás is jobb, mint a lemezelt magoknál. 0,33 mm-es lemezzel 95%-os kitöltési tényező érhető el. Hipersilből 0,05 mm-es lemezeket is készítenek nagyobb frekvenciás alkalmazásokhoz.

Pulzustranszformátoroknál nagyteljesítményű rövid (pl. 1 mikro-mp. időtartamú) négyszögletes impulzusokat kell kis veszteséggel és alakhűen átvinni. Az impulzusok egyirányú mágnesezést adnak, és e miatt a vasmagban az indukcióváltozás nem lehet nagyobb, mint az alkalmazott legnagyobb indukció és a remanencia különbsége. A viszonyokat szemlélteti a 9. ábra. B_1 értékig való felmágnesezés után a mágnesező erőt megszüntetve, a remanencia B_{r1}. A folyamat megismétlésekor a mágnesezés a berajzolt mellékhúrok szerint fog változni, tehát az indukcióváltozás $\Delta B_1 = B_1 - B_{r1}$. Erősebb mágnesezésnél: $\Delta B_2 = B_2 - B_{r2}$ lesz. Ahhoz, hogy ΔB minél nagyobb legyen, nagy telítésű anyagra van szükség, emellett kívánatos, hogy a mágnesezési ciklus átlagos permeabilitása minél nagyobb legyen, tehát hogy B minél kisebb mágnesező erővel legyen elérhető. Permalloy *C* nagyteljesítményű pulzustranszformátorokhoz kevéssé alkalmas, mert telítése kicsiny. Alkalmasabbak az 50% körüli vas-nikkel ötvözetek vagy a hipersil. Rövid impulzusoknál igen nagy frekvenciákat kell átvinni. A mágneses szkinhatás és az



9. ábra

örvényáramveszteség csökkentése miatt vékony vaslemezekre (kb. 0,05 mm) van szükség.

ΔB megnövelhető légrés alkalmazásával, ehhez a vasmag tulajdonságaitól függő optimális légrés tartozik, vagy még hatásosabban ellenkező értelmű polarizáló mező alkalmazásával. Utóbbi nem minden alkalmazási módnál valósítható meg.

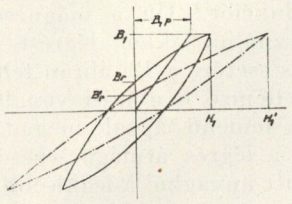
Egyes híradástechnikai alkalmazásoknál széles frekvenciasávot kell átvinni, de a legkisebb frekvencia is viszonylag nagy. Ilyen eset van a sokcsatornás berendezések *szélessávú erősítő transzformátorainál*; itt 64—3,200 kHz-es sáv átvitele szükséges. Ezért nagy permeabilitásra van szükség a sáv alsó határán, tehát 64 kHz-nél. A mágneses szkinhatás csökkentése miatt igen vékony lemezekre van szükség. A 0,35 mm vastag lemezekből készült permalloy C vasmag kezdeti permeabilitása már 1 *kHz*-nél 1/5-ére csökken. 0,006 mm-es lemezek esetén hasonló csökkenés csak 1000 kHz felett következik be. Vékony lemezekre az örvényáramveszteségek csökkentése miatt is szükség van ilyen nagy frekvenciáknál.

Egyes esetekben 3 mikron vastagságú lemezeket is használnak. Utóbbit úgy készítik, hogy a vasat vele egyenlő vastagságú rézzel vonják be, és együtt hengerlik ki. Ezután savas fürdőben a rezet lemarják a permalloyról. A szigetelés pl. kovasav, ezt kataforézissel viszik rá a szalagra, és a kész gyűrűs vasmag hőkezelésekor a kovasav sziliciumdioxiddá alakul át.

Rezgőkörökhöz, pupincsévékhez alkalmazott vasmagoknál különleges követelmények vannak. Ilyen esetekben aránylag nagy jósági tényezőre (Q) van szükség, továbbá kis klirrfaktor és az önindukció áramfüggetlensége is fontos szempontok. A számszerű értékek esetenként változók.

A vasveszteségek csökkentése elsősorban az örvényáramveszteségek csökkentésével érhető el. A másik két követelmény teljesíthető a hiszterézis veszteség csökkentésével. Fenti követelmények a vasmag háromirányú megosztására, a *porvasmagok* alkalmazására vezettek. Porvasmagoknál a mező-

irányban is vannak egyenletesen elosztott légrések. Kis mágnesezésnél a *Rayleigh* törvény érvényes, és a mágnesezési görbe parabolákkal helyettesíthető. A 10. ábrán a teljes vonal mutat ilyen *Rayleigh*-féle hiszterézis hurkot. Ez a légrés nélküli anyagra vonatkozik. Számítással kimutatható, hogy a vasmag által okozott klirrfaktor, vagyis a keletkező hamadik harmonikus feszültség viszonya a tekercs kapcsain lévő alapfeszültséghez :



10. ábra

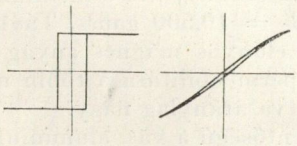
$$\lambda \leq \frac{B_r}{2B_1}$$

vagyis arányos a hiszterézis húrokban fellépő remanens és legnagyobb indukciók viszonyával. Légrés alkamazása esetén az eredő görbét úgy szerkeszthetjük meg, hogy a görbe minden pontját eltoljuk az ábrán feltümtetett nyírási vonal által megszabott — a légrés átmágnesezéséhez szükséges — mágnesező erő értékekkel. (B_1 indukcióhoz $B_1 p$ mágnesező erő kell, itt $p = \delta/l$; δ a légrés hossza, l a teljes vashossz.) A légrés nélküli és az eredményvonallal berajzolt légréses görbe közös pontjai a koercitív erőnél vannak, tehát a légréses görbe remanenciája kisebb lett, és ennek megfelelően a klirrfaktor is. A permeabilitás is hasonló arányban lecsökken a porvasmagoknál.

Különböző minőségű vasporokat használnak porvasmagok készítéséhez, mint pl. elektrolitikus eljárással készített vaspor, de a legjobb moinőségű korszerű vasmagokhoz *Mo-permalloy* port a hidegen törékennyé tett anyag meleg hengerlésével és azután következő őrlésével állítják elő. A *carbonyl-vasport* a vaspentacarbonyl thermikus szétbontásával készül, és igen szabályos gömbalakú szemcsék keletkeznek néhány mikron átmérővel. Utóbbi különböző minőségben állítható elő a szerint, hogy ilyen permeabilitásra van szükség.

Vasporokat szigetelő-kötőanyaggal keverve nagy nyomással préselik, rendszerint hidraulikus sajtóval.

Porvasmagokkal Q = 300 körüli jósági tényezők érhetők el, és több megaciklusig használhatók. Az elérhető hiszteréizs veszteségek igen jók, és a korszerű követelmények kielégíthetők velük.



11. ábra.

Porvasmagoknak kb. megfelelő tulajdonságú légrésnélküli lemezanyagok is készíthetők. Anizotroppá tett lemezzel is el lehet érni a kívánt eredményt. Ismeretes, hogy az egykristályon végzett mérések szerint vannak könnyű mágnesezésű irányok, ahol a mágnesezés ugrásszerűen fordul át, és a hiszterézis görbe négyszögletes lesz. (Lásd 11. ábra, baloldal.) Az erre merőleges irányokban a hiszterézis görbe a 11. ábra jobboldala szerinti lesz, tehát a porvasmagoknak felel meg. Az *izoperm* (50% *Ni*, 50% *Fe*) hengerlésénél hőkezelésekkel kombinálva olyan feszültségi állapotot állítanak elő, hogy a szalag hossziránya merőleges legyen a könnyű mágnesezési irányra. Ily módon kb. $\mu_0 = 80$ kezdeti permeabilitás kapható és kb. a Mo-permalloy porvasmaghoz hasonló tulajdonságok érhetők el.

Bizonyos vas-nikkel-kobalt ötvözetekkel (*perminvárok)* izotrop anyaggal is elérhető lágyítással és utána következő hőkezeléssel a hiszterézismentesség kis mágnesezéseknél.

Porvasmagok helyettesítésére alkalmasak a legújabban kihozott *Ferroxcube* elnevezésű anyagok. Ezek különböző *ferritek* keverékét tartalmazzák. A magnetit $Fe_3O_4 = Fe^{II}(Fe_2\,O^{III}_4)$ vasferrit is e csoportba tartozik. »*Spinel*«-rendszerű kristályos szerkezetű ; egységcellájában 8 kétvegyértékű vasion, 16 háromvegyértékű vasion és 32 oxigén ion van. A kétvegyértékű vas helyettesíthető nikkellel, rézzel, magnéziummal, mangánnal, ilyenkor különböző mágneses tulajdonságú ferritek kaphatók. A háromvegyértékű vas fele helyettesíthető horgannyal. Utóbbi anyag nem mágneses, de a különböző oxidok keverésénél jelentősége van. A mágneses magokat préseléssel és utána következő szintereléssel állítják elő, tehát összefüggő anyagot használnak ellentétben a porvasmagokkal, ahol a szemcséket szigetelőanyaggal választják el egymástól.

A ferritek tulajdonképpen szigetelők és így az örvényáramveszteség elhanyagolhatóan kicsiny. A veszteségeket főképpen a hiszterézisveszteség okozza.

Mint a nagy permeabilitású ötvözeteknél már ismertettük, a permeabilitás növelhető a magnetosztrikció csökkentésével. Valamennyi mágnesezhető ferrit negatív megnetosztrikciót mutat, kivéve a vasferritet, melynek pozitív magnetosztrikciója van. Megfelelő arányú keveréssel a magnetosztrikció minimumra csökkenthető. Más, a ferritekkel kapcsolatban felfedezett tény, hogy a permeabilitás növelhető a kristály-anizotrópia csökkentésével. Ezt úgy érték el, hogy az anyagba horgany-ferritet is kevertek, amivel a Curie hőmérsékletét csökkentették, és ezzel elérték a kívánt hatást.

Ily módon lehet készíteni 1000—2000 kezdeti permeabilitású anyagokat is, melyekkel igen kis méretű tekercsek készíthetők és igen nagy Q értékek érhetők el. Ferroxcube magokkal pl. feltűnően kis méretű középfrekvenciás sávszűrőket készítettek rádió vevőkhöz. A mag kis rudacska ; átmérője 4 mm.

Ezek a mágneses anyagok még nagyon újszerűek ahhoz, hogy tiszta képet kaphassunk arról, milyen alkalmazási területeket fognak majd idővel elfoglalni. Bizonyos azonban, — mint azt már korábban említettük — hogy a vasmag méreteit a megengedhető hiszterézis veszteség függetlenül is meghatározza. Másszóval, ha a teljes veszteség a hiszterézis

veszteség volna, abban az esetben jóval nagyobb Q értékre volna szükség a nonlineáris torzítások csökkentése miatt, mint akkor, ha a veszteségek nonlineáris torzítást nem okozó forrásokból származnak. Ennek illusztrálására felírható az 1 Hy önindukcióra jutó, 1 mA áramnövekedésnél megengedhető hiszterézis ellenállás növekményre (800 Hz) a következő formula:

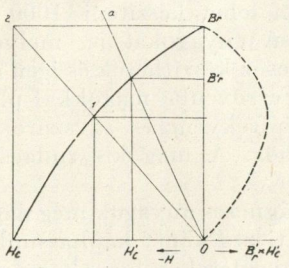
$$\frac{R_h}{Li_{eff}} = 12{,}600\ (\mu a)\sqrt{\frac{\mu}{V}} = h_1\sqrt{L}$$

itt h_1 a CCIF által előírt tekercs hiszterézis állandó, és értéke 4-huzalos pupincsévékre 6; μa az anyaghiszterézis állandó, μ a permeabilitás, és V a mag köbtartalma. Tegyük fel, hogy adott önindukció mellett permalloy porvasmaggal $\mu = 100$ és $\mu a = 0{,}3 \cdot 10^{-8}$ volt. Helyettesítsük ezt a vasmagot Ferroxcube III-al; ennek adatai: $\mu_0 = 600$; telítés 3000 gauss; $a = 2 \cdot 10^{-6}$; $\mu a = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$.

Tekintve, hogy μ a hatszorosára növekedett, azonos köbtartalomnál μa-nak $1/\sqrt{6}$ arányban, tehát az előbbi permalloyra megadott adatnak a 40%-ára kellene csökkennie. Ennek $\mu a = 0{,}12 \cdot 10^{-3}$ felelne meg, de a tényleges hiszterézis állandó ennek tízszerese. Ha légrés alkalmazásával a permeabilitást lecsökkentjük, akkor μa is kb. azonos arányban fog csökkenni. Azonos köbtartalomhoz a permeabilitást kb. 130-ra kellene csökkenteni; kb. ez volt a permalloy értéke. Ha a mag köbtartalmát csökkenteni akarnánk, ami a tulajdonképeni cél, akkor a permeabilitást lényegesen jobban kellene csökkenteni, ez pedig aligha vihető keresztül. Tehát ilyen esetben a reális előny gyakorlatilag elveszett. Kedvezőbb a helyzet olyan szűrőtekercseknél, ahol a nonlineáris torzításokra nincs ilyen szigorú előírás, de általában ily helyeken is kell légrést alkalmazni, és a hatásos permeabilitás jóval kisebb lesz a tömör anyag permeabilitásánál.

Igen jelentős új alkalmazási területet találtak legújabban a mágneses ferriteknek. Mint nonlineáris tekercsek, több megaciklusig felhasználhatók frekvencia-konvertereknek és mágneses erősítőknek. Ily módon a jelek szerint lehetséges lesz teljes rádióvevőkészüléket készíteni cső nélkül, oszcillátornak germánium kristályt használva.

A permanens mágnesek, vagyis a kemény mágneses anyagok mechanikailag is kemény anyagok. Jellemző a nagy koercitív erő, mely mint magnetomotoros erő felhasználható valamely elektromecha-



12. ábra

nikai rendszer légrésének átmágnesezésére. Méretezéshez a mágnesezési görbe 2. negyedbeni lemenő ágának az ismerete szükséges. Az anyag koercitív ereje H_c és remanenciája B_r. (lásd 12. ábra.) E remanens indukciót azonban csak légrés nélküli zárt gyűrűvel tudjuk elérni az anyag erős felmágnesezése után, ilyenkor a koercitív erő tartja fenn az indukciót. Ha a mágneses energiát fel akarjuk használni, akkor légrést kell alkalmaznunk. Légrés esetére a 12. ábrán feltüntettünk egy a légrésre jellemző a nyírási vonalat, ennek metszéspontja a lemenő ággal megad egy H_c' és B_r' értéket. H_c' a légrés átmágnesezéséhez áll rendelkezésre. Adott anyagból a legkisebb súlyú mágnest kapjuk, ha a nyírási vonal hajlásszögét úgy választjuk meg, hogy a kimetszett B_r' H_c' szorzat maximum legyen. Ez közelítőleg megszerkeszthető úgy, ha nyírási vonalnak a B_r és H_c-hez rajzolt négyszög átlóját húzzuk meg.

A kezdetben használt edzett szénacél után az 1855-ben feltalált kb. 5% wolfram tartalmú acél sokáig volt a legjobb permanens mágnesek anyaga. $H_c = 65$ oe; $B_r = 10{,}500$ g. Később sikerült a drága wolframot kb. $3^1/_2$% krómmal helyettesíteni, nagyjában megtartva a wolfram mágneses tulajdonságait $(BH)_{max} = 0{,}3 \cdot 10^6$.

A következő lényeges előrehaladás az 1917-ben feltalált kobaltmágnes volt. Nagy széntartalmú acélhoz a kobalton kívül más ötvöző elemeket, mint wolfram, króm, is adatak. E martenzites szerkezetű mágnesanyagok közül említésreméltó a *KS* vagy másnéven koercit. Összetétele: 36% *Co*, 7% *W*, 3,5% *Cr*, 0,9% *C*, koercitív ereje 230 oersted és remanenciája 10,000 gauss. Ezzel $(BH)_{max}$ a wolfram mágnesének háromszorosára emelkedett, és a korábbiaknál lényegesen rövidebb mágneseket lehetett alkalmazni.

Az eddig ismertetett mágnesötvözeteket edzéssel kellett hőkezelni. A wolfram mágnest 850C°-ról, a *KS*-t 950 C°-ról.

1931 óta olyan mágnes ötvözetek kerültek alkalmazásra, melyeknél a martenzites szerkezet helyett a mágneses keményítést a kristály rácsszerkezet megzavarásával érték el. Ez azon alapszik, hogy valamely adalék elemnek az oldhatósága a kristályrácsban csökkenő hőmérséklettel csökken. A hőkezelés kivitele edzés utáni kb. 700 C°-on való sütéssel történik. (Precipitációs keményítés.) Ezáltal azt is elérték, hogy az ilyen mágnesek hővel szembeni ellenállása lényegesen nagyobb, mint a martenzitás szerkezetűeké. Ezeknél a mágnesanyagoknál a szén nem ötvöző elem és a szennyeződésektől mentes ötvöző anyagok alkalmazására kell törekedni.

Ezek közé az ötvözetek közé tartozik a *remalloy*, mely 12% *Co* és 17% *Mo*-t tartalmaz. $H_c = 250$ oersted és $B_r = 10{,}500$ gauss. Távbeszélő hallgatókhoz igen előnyös mágnes anyag azért is, mert váltóáramú permeabilitása a többi mágnes anyaghoz viszonyítva aránylag nagy.

Nagy jelentőségű a vas, alumínium és nikkelből ötvözött *Mishima* mágnes (25% *Ni*, 12% *Al*), ezt vagy az öntés után a kihűlés szabályozásával, vagy 1200 C°-ról való edzéssel és utána következő 650 C°-on való sütéssel hőkezelik. $H_c = 500$ oersted, $B_r = 7000$ gauss, $(BH)_{max} = 1{,}4 \cdot 10^6$ gaussoe, ami a wolframmágnesének az ötszöröse.

Még valamivel jobb eredmény érhető el kobaltnak a hozzáadásával. Az 1934-ben feltalált *Alnico-2* összetétele: 12% *Co*, 17% *Ni*, 10% *Al*, 6% *Cu*, a többi vas. $H_c = 560$, $B_r = 7300$, $(BH)_{max} = 1{,}7 \times 10^6$.

Újabban kidolgoztak olyan mágneses ötvözeteket is, melyekkel az ismertetett eredményeket is lényegesen túlszárnyalták. Ezek közül a legfontosabb az 1940-ben feltalált *Alnico-5*, vagy más néven *Alcomax 2*. Összetétele: 24% *Co*, 14% *Ni*, 8% *Al*, 3% *Cu*. Ehhez hasonló tulajdonságú mágnes a *Ticonal 4* is. Az Alnico 5 kedvező tulajdonságainak eléréséhez a mágnest 1000 oersted mágneses mezőben kell lehűteni. Adatai: $H_c = 550$, $B_r = 12{,}500$, $(BH)_{max} = 4{,}5 \cdot 10^6$; ez az érték kb. 15-szöröse a wolfram mágnesének.

A különleges mágnesanyagok közül említésreméltó még a *Vicalloy*, ez a vason kívül 52% *Co* és 11% *Va*-ot tartalmaz. Koercitív ereje 200 oersted, remanenciája 11,500 gauss. Hidegen hengerelhető, tehát jól megmunkálható anyag, és kedvező tulajdonságait 600 C°-on való sütés után éri el.

Érdekes, de inkább csak laboratóriumi kísérleti termék a 77% *Pt* és 23% *Co*-ot tartalmazó ötvözet, melyet szintén mágneses mezőben kell hűteni. Koercitív ereje 2650 oersted és remanenciája 4530 gauss.

A legtöbb mágnes, de különösen az Alnico mágnesek, annyira kemények, hogy utólagos megmunkálás csak köszörűléssel lehetséges. Lyukak nem furhatók, pedig ez sokszor célszerű lenne. Ezért újabban sokat foglalkoztak azzal, hogy finom porrá zúzott anyagból formába való sajtolással készítsék a mágneseket, hasonlóan a porvasmag gyártáshoz.

Ilyen eljárással alumínium-nikkel mágnesek is készíthetők. Eleinte az öntött Alnico mágnesanyagot törték finom porrá, és ebből préselték. A lyukacsosság azonban olyan nagymértékű volt, hogy a mágneses tulajdonságok leromlottak. Az összetevőkből készült fémporok megfelelő arányú összekeverésénél viszont az alumínium poron lévő oxidréteg akadályozta a megfelelő eredményt. A nehézségeken segíteni tudtak azzal, hogy az alumíniumot egy vassal való mesterötvözetben vitték be a keverékbe. Az egyes összetevőknek igen nagy tisztaságúaknak kell lenniök, és szenet vagy oxigént nem szabad tartalmazniok. A keveréket megfelelő szerszámokban a végleges alakra sajtolják a szükséges esetleges lyukakkal együtt. A színterelésnek neutrális légkörben kell történnie, ahonnan az anyag sem oxigént, sem szenet nem vesz fel. E célra alkalmas a teljesen száraz hidrogén, de újabban a színterelést lezárt dobozokban, megfelelő getter alkalmazásával szokták végezni. A folyamat 1300 C°-on 2 óra alatt megy végbe, utána 600 C°-on való sütés következik.

Az ily módon készült Alnico mágnesek tulajdonságai gyakorlatilag megegyeznek az öntött mágnesekével, és minden megmunkálás nélkül felhasználhatók, mert alakjukat igen pontosan tartják. Előállítási költségük aránylag magas, és ezért inkább a kisméretű és nagy tömegben készült mágnesek készítésére használják.

Más eljárással magát a kész ötvözetet porítják, és a préselést kötőanyaggal (pl. bakelit) végzik. Az ily mágnesek tulajdonságai kevésbbé kedvezőek, mint a színterelt mágneseké, de olcsóbbak és egyes alkalmazásoknál jól megfelelnek.

Figyelő

HÍRADÁSTECHNIKAI SZTÁLIN-DÍJASOK

(Elektricsesztvo 1949. 6. számából.) A tudomány és technika dolgozóinak hazafias munkáját a Szovjet kormány és az egész nép nagyrabecsüli. Az 1949. évi Sztálin-díjak odaítélése világosan megmutatja, hogy a szovjet tudósok tevékenységének jellemzői: a merész újítások, a tudomány és technika embereinek szoros együttműködése az ipari munkásokkal, az üzemi mérnökökkel és konstruktőrökkel, a termelés racionalizálóival és a sztahánovistákkal.

A kiváló tudományos munkákat, találmányokat és a termelési módszer lényeges javítását jutalmazó Sztálin-díj kiosztása mutatja *a szocializmus országának műszaki fejlettségét és gyors műszaki haladását az elektromos távközlés területén.*

Másodosztályú, 100.000 rubeles Sztálin-díjakat kaptak a következők:

Grinberg G. A. a Szovjet Tudományos Akadémia levelező tagja »Az elektromos és mágneses jelenségek matematikai elméletének válogatott kérdései« című 1948-ban megjelent monográfiájában ismertetett *tudományos kutatásaiért*, melyeknek nagy jelentőségük van egyes elektronikus készülékek tervezésénél.

Dobrozsanszkij V. L. mérnök, Ancelovics I. Sz. professzor, Blinderman, Zselezov, Rázin technikusokkal együtt kitűnő újtípusú *rádió vevőkészüléksorozat* kidolgozásáért.

Harmadosztályú 50.000 rubeles Sztálin-díjat nyertek Vojcehovics B. V. főkonstruktőr, Pavlov G. A., Andronikov. M. G. mérnökök és 4 tagú szerkesztőtechnikus csoportjuk *újtípusú rádióadó* kidolgozásáért.

Martjusov K. I. munkevezető, Sztoljarov M. M. Kutató Intézeti mérnök és Kamiszki B. H. főmérnök — *kiváló minőségű rádióberendezés tömeggyártásának megszervezéséért.*

További négy kutató, ill. gyártástechnikus csoport rádióadó- és vevőkészülékek tervezéséért, gyártásbevezetéséért.

Hruscsev A. A. munkavezető, Bolotnyikov I. M. Matyejenko A. Sz., Furdujev V. V. a Mozgófényképészeti Tudományos Kutató Intézet munkatársai, *új hangosfilm hangreprodukáló rendszer* kidolgozásáért.

Cehanovics M. H. munkavezető, Scsegolev J. J. a Szovjetunió Tudományos Akadémiája Fizikai Intézetének munkatársa, Adrianova L. N., Miller V. A., Cvetkov G. M. mérnökök *elektronsugárdiffrakciós anyagvizsgálókészülék* kidolgozásáért és gyártásuk megindításáért.

Szorokin P. P. Geft. I. L., a »Kizicki« gyár mérnökei Narodicki I. A. munkavezető, Lusztocskin N. Sz. ugyanezen gyár igazgatója, — az »Urozsaj« típusú *ultrarövidhullámú sokcsatornás rádió-telefonállomás* kidolgozásáért és gyártásának bevezetéséért.

Zakgejn L. N. munkavezető, Mihajlova J. I., Rascsaktajev I. N. Tudományos Kutató Intézeti mérnökök — *kiváló minőségű rádió-kondenzátorok gyártásának megszervezéséért.*

dr. Lukács Pál

AB-osztályú erősítők elmélete

VALKÓ IVÁN PÉTER

Összefoglalás.

Míg az *A*-osztályú és *B*-osztályú erősítők elmélete matematikailag könnyen tárgyalható, addig az *AB*-osztályú ellenütemű erősítők működését — tekintettel lényegbevágóan nem lineáris mivoltukra — csak grafikus módszerekkel szokták számítani. Negatív visszacsatolás esetén azonban a karakterisztikák olyan módon változnak meg, hogy az analitikus tárgyalás lehetségessé válik. A közlemény kísérletet tesz a kivehető legnagyobb teljesítmény, valamint az illesztőellenállás értékének elméleti számítására.

Теория усилителей класса А и класса В математически легко обсуждаема, но расчет работы противотактных усилителей класса АВ — с учетом их существенной нелинеарности — обыкновенно производится графическими методами. В случае присутствия отрицательной обр сатнойвязи, характеристики изменяются таким образом, что получается возможность для аналитической работы. В статье слелана попытка теоретического расчета величины возможной максимальной мощности и пригоночного сопротивления.

On rencontre peu de difficulté dans le calcule des amlificateurs »push-pull« classe *A* et *B*, mais pour le traitement des amplificateurs classe *AB* on ne dispose que des méthodes graphiques et des formules brutes. Les difficultés tirent leur origine de la nature non-lineaire des caracteristiques. La réaction négative réduit le caracteristique composite lineaire ce qui rend faisible une computation des étages amplificatrices *AB*. Dans cet article l'auteur essaie de créer une théorie quasilineaire des amplificateurs *AB*. Il trouve pour l'optimum de la résistance de charge une valeur de 20% au dessus et pour puissance de sortie une valeur de 16% plus bas comparé avec les etages classe *B*.

While there are no difficulties for the theoretical calculation of push-pull Class *A* and Class *B* stages, only graphical and empirical computations are known for *AB* stages owing to the nonlinear nature of the individual tube characteristics. Negative feedback however renders the composite characteristics linear and makes an analytical treatment possible. In the present paper author attempts to exhibit a quasilinear theory of negative-feedback *AB* stages, finding for optimum load a value 20% higher and for maximum power output a value 16% lower than for Class *B* stages.

Während die Gegentaktstufen der Klasse A und Klasse B sich ohneweiteres theoretisch behandeln lassen, ist bei Gegentakt *AB*-Verkstärkern nur eine empirisch-grafische Behandlungsweise bekannt. Der Grund dafür ist in der Nichtlinearität des individuellen Kennlinienfeldes zu suchen, was hier eine wesentliche Vorbedingung für die lineare Wirkungsweise der Gesamtstufe ist. Wird jedoch Gegenkoplung angewendet, so wird das zusammengesetzte Kennlinienfeld linearisiert und lässt sich analytisch behandeln. Verfasser versucht hier eine Theorie der *AB*-Verstärkung unter obiger Voraussetzung zu entwickeln. Der *B*-Stufe gegenüber ergibt sich eine um 20% höhere Anpassung und eine um 16% kleinere maximale Nutzleistung.

A közleményben előforduló jelölések magyarázata.

E = anódfeszültség pillanatnyi értéke.
E_o = teljes anódfeszültség.
E_{min} = legkisebb pillanatnyi anódfeszültség.
E_g = rácsfeszültség.
$\varepsilon = \frac{E_{min}}{E_o}$
I_o = nyugalmi anódáram (egy csőnél).
I = anódáram pillanatnyi értéke.
I_{max} = anódáram legnagyobb értéke.
α = segédrácsáram és anódáram viszonya.
N_a = anódveszteség.
N_d = megengedett legnagyobb anódveszteség egy csőnél
N_o = a végfokozatból kivehető teljesítmény
N_i = a végfokozat által felvett (bemenő) teljesítmény.
R_b = belső ellenállás a nyugalmi munkapont környékén
R_a = optimális illesztő ellenállás (egy csőnél).
R_{aa} = optimális illesztő ellenállás anódtól anódig.
S_o = meredekség nyugalmi állapotban.
S_d = dinamikus meredekség.
S_m = kivetített meredekség 0 V rácsfeszültségnél.
$k = \frac{I_{max}}{2I_o}$ kivezérlési paraméter.
φ = annak a szögnek fele, amely alatt az egyik csőben nem folyik anódáram.
μ = erősítési tényező.
μ_{12} = segédrács-vezérlőrács közti erősítési tényező.
R_k = katódellenállás.

I.

Végerősítő fokozatok megtervezésénél a helyes beállítást általában az dönti el, hogy lehetőleg kis torzítással minél nagyobb teljesítményt vegyünk ki a csőből. Ismeretes, hogy A-osztályú beállításban egy végcsőből helyes beállításos illesztés mellett anóddisszipációjának közel 50%-át, a gyakorlatban 45%-át lehet hasznos teljesítményként kivenni. Ez az érték azonban csak magas anódfeszültségek mellett és csak modern pentódáknál érhető el. Közepes anódfeszültségnél és triódáknál az elérhető teljesítmény az anóddisszipációnak 20—30%-a. A helyes illesztés értékeit az alábbi táblázat adja meg, feltételezve, hogy a munkapontban az anóddisszipáció a megengedett legnagyobb értékű ($E_o I_o = N_d$).

Pentóda	$\frac{E_o^2}{N_d}$
Triód 1 $\left(\frac{E_o^2}{N_d} < 4\,R_b\right)$	$2\,R_b$
Triód 1 $\left(\frac{E_o^2}{N_d} > 4\,R_b\right)$	$\frac{E_o^2}{N_d} - 2\,R_b$

Nagyobb teljesítmények elérésére ellenütemű fokozatot szokás alkalmazni. A tanulmány további részében kizárólag ilyen két csőből álló ellenütemű fokozatokat fogunk tárgyalni. Az A-osztályú ellenütemű fokozat elvileg nem ad több teljesítményt, mint egy azonos beállítású A-osztályú cső teljesítményének kétszerese. A gyakorlatban valamit emelkedik a teljesítmény, mert a páros harmonikusokat az ellenütemű kapcsolás kiküszöböli, tehát a teljes torzítás csökken, illetve azonos torzítás mellett magasabb teljesítmény érhető el. A beállítás megfelel az egycsöves munkapontnak, az illesztő ellen-

állás pedig könnyen kiszámítható abból, hogy a két csövet váltóáram szempontjából úgy tekinthetjük, mintha sorba lennének kapcsolva. A két cső anódja között tehát az egycsöves illesztő ellenállás kétszeresének kell helyet foglalnia. Ha azonban csupán a kimenő transzformátor primértekercsének felét vesszük figyelembe, a közép- és egyik anód között, akkor az illesztő ellenállás a két anód közti érték ¼-része lesz (1 : 2 menetszámviszony), vagyis az egycsöves érték fele. Ugyanezt az eredményt kapnánk meg, ha a kapcsolást helyettesítenénk egy olyan csővel, amelynek kétszeres meredeksége és árama, valamint fele belső ellenállása van.

	R_{aa}	R_a
Pentódák	$2\,\frac{E_o^2}{N_d}$	$\frac{E_o^2}{2\,N_d}$
Triódák $\left(\frac{E_o^2}{N_d} < 4\,R_b\right)$	$4\,R_b$	R_b
Triódák $\left(\frac{E_o^2}{N_d} > 4\,R_b\right)$	$2\,\frac{E_o^2}{N_d} - 4\,R_b$	$\frac{E_o^2}{N_d} - 2\,R_b$

Ismeretes, hogy B-osztályú ellenütemű erősítőkkel lényegesen nagyobb teljesítményeket lehet elérni. Bizonyos feltételek mellett a B-osztályú erősítők működése a rácsáramos tartományban is megengedhető, de ilyen esetben jól megtervezett meghajtó fokozatra és különleges rácstranszformátorra van szükség. Mind a rácsáramos, mind a rácsárammentes B-osztályú fokozatnál régóta ismeretesek az illesztési szabályok, amelyeket itt röviden elismételünk :

Általában megjegyzendő, hogy a B-osztályú erősítőknél az illesztést egy csőre, vagyis a kimenő transzformátor primértekercsének felére szokták megadni. Ez azért logikus, mert a két cső egymástól függetlenül felvátva működik. Az anódtól az anódig számított ellenállás ennek négyszerese.

Rácsáram nélkül működtetett triódáknál, ahol a kivezérlést az $E_h = 0$ görbe határolja, az illesztési feltétel $R_a = R_b$ és a két csőből kivehető teljesítmény

$$N_o = \frac{E_o\, I_{max}}{2} = \frac{E_o^2}{4\,R_b} \qquad (1)$$

Ez a képlet ugyanazt adja, mint az A-osztályú ellenüzemű erősítőnél, de A-osztályban a legnagyobb pillanatnyi anódáram $I_{max} = 2I_o$, míg B-osztályban ilyen határ nincs. Ha tehát

$$I_{max} = \frac{E_o}{2\,R_b} > 2\,\frac{N_d}{E_o}$$

vagyis

$$\frac{E_o^2}{N_d} < 4\,R_b \quad ,$$

úgy magasabb anódfeszültség esetében nagyobb teljesítmény érhető el.

Pozitívba vezérelt triódák és végerősítő pentódák együtt tárgyalhatók, mivel mindkettő úgy fogható fel, hogy elméletben 0 anódfeszültségig, gyakorlatban pedig egészen alacsony anódfeszültségig, pl.

$$E_{min} = \frac{E_o}{10}\text{-ig}$$

vezérelhető ki. Az egyetlen feltétel, mely határt szab a kivezérlésnek az, hogy a bemenő és kimenő teljesítmény különbsége soha se legyen nagyobb a két cső megengedett anódveszteségénél. Ennek alapján egyszerű maximumszámítással kiadódik, hogy a helyes illesztés értéke

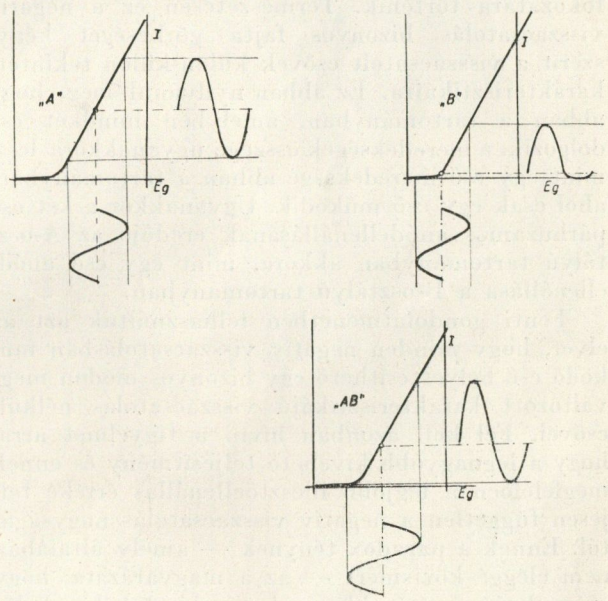
$$R_a = \frac{1}{\pi^2}\,\frac{E_o^2}{N_d} \approx 0{,}1\,\frac{E_o^2}{N_d} \qquad (2)$$

és a legnagyobb kivehető teljesítmény elvileg

$$N_{o\,max} = \frac{\pi^2}{2}\,N_d \approx 5\,N_d \qquad (3)$$

ahol No_{max} a teljes két csőből álló fokozatra vonatkozik, N_d pedig egy cső legnagyobb anódvesztesége. Gyakorlatban nagy anódfeszültségek mellett $4\,N_d$ érhető el, kisebb anódfeszültség mellett pedig megfelelően kevesebb.

Megjegyezzük, hogy a helyes B-osztályú munkapont az ú. n. kivetített levágási pontban van, ahol az anódáram-rácsfeszültség görbe egyenes szakaszának meghosszabbítása metszi a rácsfeszültségtengelyt.



1. ábra.

Munkapont A-osztályú, B-osztályú és *AB*-osztályú erősítés esetén.

II.

Van az ellenütemű erősítőknek még egy fajtája, az ú. n. AB-osztályú erősítő. Itt a nyugalmi áram akkora, vagy közelakkora, mint A-osztályú működésben, de a kivezérlés nagyobb, úgy hogy áram nem a periódus teljes egészében folyik, de tovább, mint egy félperiódusban. Nagyon érdekes, hogy az AB-osztályú erősítők működésére az irodalomban nem találunk kidolgozott számításokat. Ennek az a magyarázata, hogy az A- és B-osztályú erősítők elméletét könnyen lehetett felállítani azon

az alapon, hogy a csőkarakterisztikákat egyenesnek tekintették, tehát B-osztálynál SE_g értékű váltóárammal, A-osztálynál pedig, — ahol mindkét cső működik — $2SE_g$ értékű váltóárammal lehetett számolni. Az AB-osztályú fokozatnál azonban a fokozatban hol mindkét cső, hol csak egy cső dolgozik. Állandó meredekség feltételezésével, tehát nem egyenes karakterisztikamezőre, hanem igen bonyolult megtört karakterisztikamezőre jutunk. Természetesen, ha az eredeti csőkarakterisztikák bizonyos módon meggörbültek, az eredő karakterisztikamező, amely a két áram különbségét tartalmazza, lehet egyenes. Ez a feltételezés azonban számítás helyett csak grafikus módszereket tesz lehetővé. Bonyolítja a számítást az is, hogy a rácsvezérléstől függ a folyási szög.

Jelen munkában kísérletet teszünk arra, hogy általánosan használható számítást állítsunk fel az AB-osztályú erősítő számára. A számítás alapgondolata az, hogy a modern erősítőtechnikában negatív visszacsatolás mindig alkalmazásra kerül és így a fokozat karakterisztikamezője lineárisnak tekinthető.

Ha minden végcsövet külön csatolnánk vissza, az egy-egy cső karakterisztikáját külön-külön jól kiegyenesítené, de éppen ezért még jobban növelné az összetett mező görbeségét és a fokozat torzítását. A helyes visszacsatolás tehát a kimenőtranszformátor szekunderoldalából az erősítőnek egy előző fokozatára történik. Természetesen ez a negatív visszacsatolás bizonyos fajta görbeséget kényszerít a visszacsatolt csövek külön-külön tekintett karakterisztikáira. Ez abban nyilvánul meg, hogy abban a tartományban, amelyben mindkét cső dolgozik, a meredekségek összege ugyanakkora lesz, mint egy cső meredeksége abban a tartományban, ahol csak egy cső működik. Ugyanakkor a két cső párhuzamos anódellenállásának eredője az A-osztályú tartományban akkora, mint egy cső anódellenállása a B-osztályú tartományban.

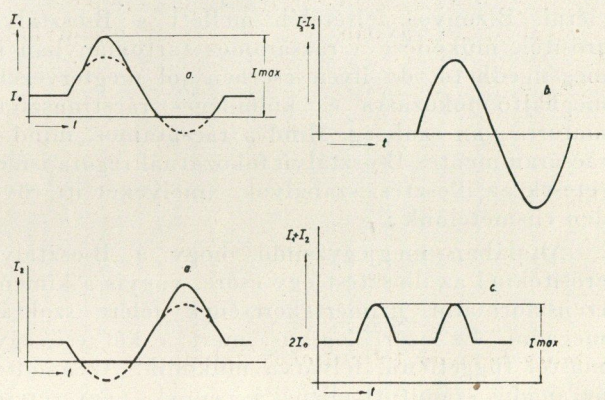
Fenti gondolatmenetben felhasználtuk azt az elvet, hogy minden negatív visszacsatolásban működő cső helyettesíthető egy bizonyos módon megváltozott karakterisztikájú visszacsatolás nélküli csővel. Fel kell azonban hívni a figyelmet arra, hogy a legnagyobb kivehető teljesítmény és ennek megfelelően a legjobb illesztőellenállás értéke teljesen független a negatív visszacsatolás nagyságától. Ennek a paradox ténynek — amely általában nem eléggé közismert — az a magyarázata, hogy az eredeti számításokban a határoló görbéken belül közömbös a karakterisztikák menete és maguk a határoló görbék nem függenek a visszacsatolt cső virtuális karakterisztikájától, hanem csupán a visszacsatolás által meg nem változtatott fizikai tényektől. Számításunkban tehát a régi határoló görbéket vesszük alapul. ($I = 0$, $E = 0$, $N_a = N_d$ és rácsáram nélküli működésben $E_g = 0$). A negatív visszacsatolásnak legfeljebb az a hatása van, hogy az elméletileg kiszámított legnagyobb teljesítmény a gyakorlatban jobban megközelíthető mintha negatív visszacsatolást nem alkalmaznánk.

Mielőtt magát a számítást ismertetnénk, megjegyezzük, hogy az AB-osztályú erősítők között két csoportot különböztethetünk meg; az egyik csoportnál az előfeszültség állandó, éppúgy mint a B-osztályú erősítőknél, a másik csoportban viszont az előfeszültséget katódejtőellenállás segítségével állítjuk elő, úgy mint az A-osztályú erősítőknél.

Ebben az esetben, amelyet mozgó AB-nek szokás nevezni, a cső munkapontja a kivezérléstől függ. Ez annyit jelent, hogy nagy kivezérlésnél a növekvő átlag anódáram növeli a cső előfeszültségét és így az erősítő gyorsan átmegy a B-osztályú jellegbe. Ez határt szab a kivezérlésnek.

III.

Elemzésünkben először az állandó előfeszültségű AB-erősítőkkel foglalkozunk és azt a kérdést vizsgáljuk, hogy miként viszonylik az optimális illesztés az A-osztályú, ill. B-osztályú fokozatokéhoz. Itt először a modern végerősítő pentódák és erősen rácsáramba vezérelhető triódák esetét tárgyaljuk, amelyeknél legnagyobb kivezérlésben az anódon visszamaradó feszültség minimális és első közelítésben elhanyagolható. A munkapontot illetőleg azt tételezzük fel, hogy az anódáram a lehető legnagyob $\left(I_o = \frac{N_d}{E_o} \right)$, hogy ezzel minél nagyobb kivezérlésig biztosítsuk az A-osztályú működést. A 2. ábrán



2. ábra.

a) a két cső anódárama egyenként ellenütemű AB-erősítés esetén, *b)* a két cső anódáramának különbsége, *c)* a két cső anódáramának összege.

látjuk az AB-osztályú működésben bizonyos kivezérlés mellett *a)* egyenként a két cső ánódáramát, *b)* a két áram különbségét (ahogy az a transzformátorban jelentkezik), *c)* a két áram összegét (ahogy az terheli az áramforrást). Megfigyelhetjük, hogy ha a *b*-görbe torzítatlan, akkor az *a*-görbék erősen torzítottak a tört karakterisztika következtében. (3. ábra.)

A két cső anódáramának összege átlagban

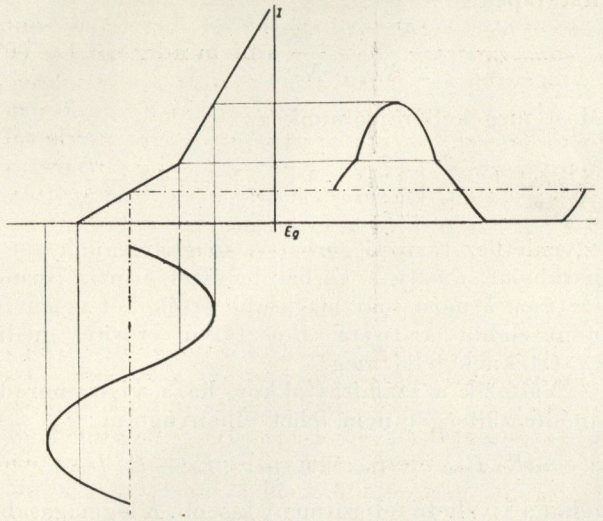
$$I_{átl} = 2\, I_o + I_x \qquad (4)$$

ahol I_x a cos. görbe kiemelkedő csúcsainak átlaga.

$$I_x = \frac{2}{\pi} \int_o^{\varphi} I_{max}\, (\cos \omega t - \cos \varphi)\, d\, \omega t \qquad (5)$$

ahol

$$\cos \varphi = \frac{2\, I_o}{I_{max}}$$



3. ábra.
AB-osztályú működés a negatív visszacsatolás folytán előálló tört karakterisztika figyelembevételével.

$$I_x = 2\ I_o \frac{2}{\pi} (tg\ \varphi - \varphi)$$

($A\varphi$ szög értéke az AB-fokozat működésére jellemző, mivel A-osztályban $\varphi = 0°$ és B-osztályban $\varphi = 90°$.)

Ebből

$$I_{áll} = 2\ I_o \left[1 + \frac{2}{\pi} (tg\ \varphi - \varphi) \right] \qquad (6)$$

ahol

$$\varphi = arc\ \cos \frac{2\ I_o}{I_{max}} = arc\ \cos \frac{1}{k} \text{ és}$$

$$tg\ \varphi = \sqrt{k^2 - 1}$$

a teljes bemenő teljesítmény tehát

$$Ni = E_o\ I_{átl} = 2\ N_d \left[1 + \frac{2}{\pi} \left(\sqrt{k^2 - 1} - \varphi \right) \right] \qquad (7)$$

másrészt az egész fokozat által kiadott legnagyobb teljesítmény

$$N_o = \frac{I_{max}\ E_o}{2} = k\ N_d \qquad (8)$$

Az elméletileg lehetséges legnagyobb I_{max}. érték akkor áll be, amikor a pillanatnyi anódfeszültség 0.

A fenti egyenlet alapján most ábrázolhatjuk a teljesítménybemenetet, a legnagyobb lehetséges kivehető teljesítményt és a különböző ellenállásoknál elérhető kivehető teljesítményt, $k = I_{max}/2I_o$ kivezérlési paraméter függvényében. Az általános tárgyalás kedvéért a teljesítményeket normalizáljuk, tehát N_i bemenő teljesítmény helyett az $N_i/2N_d$ értéket, N_i kivett teljesítmény helyett az $N_o/2N_i$ értéket visszük fel, tehát az elméletileg lehetséges legnagyobb kivehető teljesítmény a $k/2$ egyenessel ábrázolható. Az illesztő ellenállásokat is normalizáljuk és $R = r\ R_x$-el jelöljük, ahol

$$R_x = \frac{E_a^2}{N_d}$$

Ezzel a helyettesítéssel

$$\frac{N_o}{2\ N_d} = \frac{k^2\ (2\ I_o)^2\ R_a}{2 \cdot 2\ N_d} = k^2 \frac{4\ I_o^2}{4\ N_d}\ r\ \frac{E_o^2}{N_d} = k^2 r \qquad (9)$$

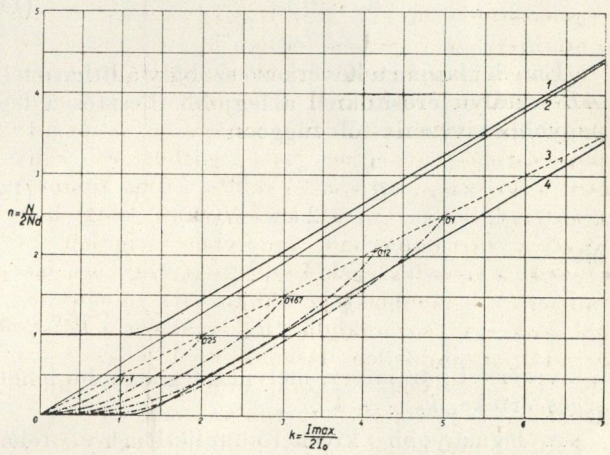
Ez az egyenlet másodfokú parabolák seregét adja meg. A parabolák csak a $k/2$ egyenesig futnak.

Az ábrából világos, hogy amíg k kivezérlési paraméter növelhető, addig nagyobb teljesítmény vehető ki R_a illesztő ellenállás csökkentésével. Azonban ügyelni kell arra, hogy a bemenő és kivett teljesítmény különbsége ne legyen nagyobb a két cső megengedett anódveszteségénél. Normalizálásunkkal ez a következő feltételt adja :

$$\frac{N_i}{2\ N_d} - \frac{N_o}{2\ N_d} \leq 1 \qquad (10)$$

Ha tiszta B-osztályú erősítőnk lenne, ez a közismert módon meghatározná az R_a ellenállás legkisebb és egyben optimális értékét.

$$\frac{2}{\pi} I_{max}\ E_o - \frac{1_{max}^2\ R_a}{2} \leq 1 \qquad (11)$$



4. ábra.

Az ellenütemű AB-erősítés teljesítményviszonyai a kivezérlés függvényében

1. görbe: felvett teljesítmény $\left(n_i = \frac{Ni}{2\ N_d} \right)$

2. görbe: felvett teljesítmény B-osztályú erősítés esetén,

3. görbe: legnagyobb lehetséges kivehető teljesítmény a mindenkor kiadódó legjobb illesztés esetén $\left\{ 1 n_{omax} = \frac{I_{max}\ E_o}{2+2\ N_d} = \frac{k}{2} \right\}$

4. görbe: 2 cső max. anódveszteségével csökkentett felvett teljesítmény

$$\left\{ \frac{Ni - 2\ N_d}{2\ N_d} = n_i - 1 \right\}$$

$r = 1$: kivehető teljesítmény $R_a = \frac{E_o^2}{N_d}$ külső ellenállás esetén,

$r = 0{,}25$: kivehető teljesítmény $R_a = 0.25 \frac{E_o^2}{N_d}$ külső ellenállás esetén,

$r = 0.167$ kivehető teljesítmény $R_a = 0{,}167 \frac{E_o^2}{N_d}$ külső ellenállás esetén,

$r = 0{,}12$ kivehető teljesítmény $R_a = 0{,}12 \frac{E_o^3}{N_d}$ külső ellenállás esetén (opt. érték.),

$r = 0{,}1$ kivehető teljesítmény $R_a = 0{,}1 \frac{E_o^2}{N_d}$ külső ellenállás esetén (B. oszt. opt. ért.)

$$R_a \geq \frac{1}{\pi^2} \frac{E_o^2}{N_d} \qquad (12)$$

Azonban *AB*-osztályú erősítő esetében egyenletünk alakja a következő lesz :

$$1 + \frac{2}{\pi}(\sqrt{k^2 - 1} - \varphi) - r k^2 \leq 1 \qquad (13)$$

illetve $$r k^2 - \frac{2}{\pi}(\sqrt{k^2 - 1} - \varphi) \geq 0 \qquad (13a)$$

ahol $$\varphi = arc\ cos \frac{1}{k}$$

Az egyenlet transzcendens. Megoldása grafikus eszközökkel megközelíthető. Úgy járunk el, hogy megszerkesztjük az $N_i/2\,N_d$—1 görbét és megkeressük azt az rk^2 parabolát, amely egészében a fenti görbe felett fut, de azt egy pontban érinti. A szerkesztés eredménye szerint (4. ábra)

$$r = 0{,}12$$

igy tehát

$$R_a = 0{,}12 \frac{E_o^2}{N_d} \qquad (14)$$

Ennek alapján a következő szabály állítható fel : *AB*-osztályú erősítőknél a legjobb illesztés a legnagyobb kivezérléstől függően

$$R_a = \frac{2}{2\,k} \frac{E_o^2}{N_d} \qquad (15)$$

ahol

$$k = \frac{I_{max}}{2\,I_o}$$

a kivezérlési paraméter, melynek legnagyobb lehetséges értéke $k_{max} = 4{,}2$

A legnagyobb kivehető teljesítmény tehát $N_o = 4{,}2\ N_d$ szemben a tiszta *B* erősítő 5 N_d értékével.

Ha valamilyen oknál fogva olyan *AB* fokozatot állítottunk be, amelynek nyugalmi munkapontja nem veszi igénybe a teljes megengedett anódveszteséget $\left((I_o < \frac{N_d}{E_o}\right)$ akkor is alkalmazhatjuk ugyanezt az elméletet. Ebben az esetben azonban $I_o\ E_o = N_a < N_d$

és az

$$1 - \frac{2}{\pi}\left(\sqrt{k^2 - 1} - \varphi\right)$$

görbe új értelme

$$\frac{Ni}{2\,Na}$$

amennyiben *k*-nak ugyanazt a jelentést adjuk, mint előbb. Ebben az esetben

$r k^2 = \frac{N_o}{2\,N_a}$ lesz $\frac{N_o}{2\,N_d}$ helyett, a disszipációs határ pedig

$$\frac{Ni}{2\,N_a} - \frac{N_o}{2\,N_a} = \frac{N_d}{N_a} \text{ ami mindig } > 1 \qquad (16)$$

Most meg kell rajzolnunk az

$$1 + \frac{2}{\pi}\left(\sqrt{k^2 - 1} - \varphi\right) - r k^2 = \frac{N_d}{N_a}$$

egyenlethez tartozó görbét és megkeresnünk azt a parabolát, amely a görbét belülről érinti. Természetesen *k* most már magasabb értékeket vehet fel mint előbb, a tiszta *B*-osztályú erősítés pedig ∞ értéknek felel meg.

Változik a számítás akkor, ha a visszamaradó anódfeszültséget nem lehet elhanyagolni ;

$$(R_a\ I_{max} < E_o\ ;\quad E_{min} = E_o - R_a\ I_{max})$$

tehát a kivehető teljesítmény kisebb. A legmagasabb kivehető teljesítményeket összekötő egyenes meredeksége már nem $k/2$, hanem kisebb, mivel

$$N_o < kN_d$$

amíg azonban a meredekség $k/4$-nél nagyobb, addig érvényben marad az, amit előbb az optimális terhelő ellenállásról, vagyis *r* optimális értékéről elmondhattunk.

Rácsáram nélkül működő triódáknál előfordul, hogy

$$E_{min} > \frac{E_o}{2}$$

és a legnagyobb kivehető teljesítmény normalizált értéke

$$\frac{N_o}{2N_d} < \frac{k}{4}$$

Tekintettel arra, hogy itt a legnagyobb kivehető teljesítmények egyenese kis meredekséggel fut, ez az egyenes az anódveszteség határgörbéjét esetleg kisebb *k* értékénél metszi, mint az eddigi esetekben.

$$k < 2{,}2 \ldots 2{,}5$$

Ebben az esetben nagyobb terhelő ellenállás alkalmazható és a legnagyobb teljesítmény

$$R_a = \frac{E_o - E_{min}}{I_{max}} = \frac{E_o}{k^2\,I_o}(1 - \varepsilon) \qquad (17)$$

értéknél áll be. Most felmerül az a kérdés, hogy ezt az eredményt összhangba lehet-e hozni a tárgyalásunk elején felállított képletekkel, amelyek egészen más gondolatmenetből származtak. Ha a kettőt összehasonlítjuk, azt látjuk, hogy akkor kapjuk meg ugyanazt az eredményt, ha a belső ellenállásra durva közelítésként felvesszük a következő értéket :

$$R_i = \frac{E_{min}}{I_{max}}$$

és ennek alapján

$$R_a = \frac{E_o}{2_k\,I_o} - R_i = \frac{I}{2_k} \frac{E_o^2}{N_d} - R_i \qquad (18)$$

Ez tulajdonképpen megint csak ugyanazt a feltételezést jelenti, hogy egyetlen cső I_a/E_a

görbéinek meredeksége abban a tartományban, ahol egy cső egyedül működik, ugyanakkora mint két párhuzamos csőé, abban a tartományban, ahol mindkét cső működik.

Ennek a közelítésnek éppen abban van a hibája hogy az $E_g = 0$ értékhez tartozó csőkarakterisztikát a negatív visszacsatolás sem egyenesíti ki pontosan ilyen formára.

A most meghatározott optimális ellenállással a legnagyobb kivehető teljesítmény

$$N_o = k \varsigma N_d$$

Többnyire

$$0{\cdot}5\ N_a < N_o < N_d$$

IV.

Ezek után vizsgáljuk meg a mozgó AB-erősítőt, melynek főleg kisebb berendezésekben van jelentősége.

Itt növekvő kivezérlés esetében mozog a munkapont, szélső esetben egészen a B-osztályú erősítőknek megfelelő kivetített levágási pontig. Mivel a karakterisztika-mező nem lineáris, egyáltalán nem közömbös, hogy melyik pontból végezzük a kivetítést. Legalkalmasabb, ha erre az A osztályú nyugalmi pontot választjuk, tehát a nyugalmi meredekség értékével húzzuk meg az egyenest.

A feladatot először végpentódák és elektronnyaláb-csövek esetére oldjuk meg a következő egyszerűsítésekkel:

a) az anódáthatás 0

b) a segédrácsáram arányos az anódárammal

$$\frac{I_{g_2}}{I_a} = \alpha \qquad \frac{I_{teljes}}{I_a} = 1 + \alpha = \beta$$

Feltételünk a nyugalmi állapotban

$$I_o = S_o \left(\frac{E_{g_2}}{\mu_{12}} - 2\ \beta\ I_o R_k \right) \tag{19}$$

(Ugyanis a vezérlő feszültség a μ_{12} erősítési tényezővel osztott segédrácsfeszültség és az ejtőellenálláson beálló előfeszültség összege. Az ejtő ellenálláson a két cső teljes árama folyik át.)

Ha az a feltételünk, hogy a legnagyobb pillanatnyi anódáram beálltakor éppen még ne lépjen fel rácsárom, akkor vezérlőrács és katód pillanatnyi feszültsége azonos és csak a segédrács vezérel.

$$I_{max} = S_m \frac{E_{g_2}}{\mu_{12}} \tag{20}$$

Ugyanebben az esetben egy periódus alatti átlagban. a teljes vezérlő feszültségnek 0-nak kell lennie, mert az átlag munkapont a vetített levágási pontba kerül. Így tehát

$$\frac{E_{g_2}}{\mu_{12}} - \beta\ I_{átl.}\ R_k = O \tag{21}$$

ahol

$$I_{átl.} = \frac{2}{\pi} I_{max}$$

$$I_{max} = S_m\ \beta\ \frac{2}{\pi}\ I_{max}\ R_k \tag{22}$$

és ebből

$$S_k = \frac{1}{\beta}\ \frac{\pi}{2}\ \frac{1}{S_m} \tag{23}$$

Azonban figyelembe kell vennünk, hogy S_m meredekséget nem a szokásos módon kell értelmezni. Ezuttal nem a $\frac{dI_a}{dE_g}$ differenciálhányados, hanem $\frac{I_a}{E_g}$ hányados.

A lineáris működés feltétele itt is az lenne, hogy az A-osztályú működés összetett karakterisztikáinak meredeksége azonos legyen a B-osztályú működés egyedi karakterisztikáinak meredekségével. A valóságban ez csak negatív visszacsatolással érhető el, de durva közelítésként feltételezhetjük az egyenáramú működésnél is, úgy hogy hozzávetőlegesen

$$S_m \backsimeq S_o$$

tehát

$$R_k = \frac{\pi}{2}\ \frac{1}{\beta}\ \frac{1}{2\,S_o}$$

ebből

$$I_o = \left(\frac{E_{g_2}}{\mu_{12}} - \mu\ I_o\, 2\ R_k \right) = S_o \frac{E_{g_2}}{\mu_{12}} - I_o \frac{\pi}{2} \tag{24}$$

$$I_o \left(1 + \frac{\pi}{2} \right) = S_o \frac{E_{g_2}}{\mu_{12}} = \frac{I_{max}}{2} \tag{24a}$$

$$I_{max} = (\pi + 2)\ I_o \tag{24b}$$

Ebben az esetben a legnagyobb kivehető teljesítmény

$$N_o = \frac{I_{max}\, E_o}{2} = \frac{\pi + 2}{2}\ I_o E_o \backsimeq 2{,}5\ N\alpha \tag{25}$$

és a megfelelő illesztő ellenállás a fél primér transzformátorra számítva

$$R_a = \frac{E_o}{I_{max}} = \frac{E_o}{(\pi + 2)\ I_o} \backsimeq \frac{1}{5}\ \frac{E_o^2}{N\alpha} \tag{26}$$

vagyis kétszerese a B-osztályú értéknek.

Figyelembe kell azonban vennünk, hogy ez a nagy teljesítmény csak olyan magas segédrácsfeszültségek mellett érhető el, amelyek messze felülmulják az A-osztályú beállítás szokásos értékeit.

Ilyenkor többnyire magasabb anódfeszültséget kell beállítani és ennek következtében S_o nem azonos többé az A-osztályú erősítő nyugalmi meredekségével.

Ha most áttérünk triódák esetére, ahol a visszamaradó anódfeszültség már nem hanyagolható el, számításunkat az anód áthatása, ill. az ennek következtében fellépő negatív visszacsatolás teszi bonyolulttá. A kivehető teljesítményt most *a)* kisebb maximális áram, *b)* kisebb feszültségkivezérlés befolyásolja. Újból felirhatjuk, hogy

$$I_o = S_o \left(\frac{E_a}{\mu} - 2\ I_o\ R_k \right) \tag{27}$$

$$I_{atl} = \frac{2}{\pi} I_{max}$$

és a munkapont szélső helyzetének feltétele szerint

$$\frac{E_a}{\mu} = \frac{2}{\pi} I_{max} R_k$$

$$I_{max} = S_m \frac{E_a (1-\varepsilon)}{\mu} = S_d \frac{E_a}{\mu} \qquad (28)$$

$$R_k = \frac{\pi}{2} \frac{1}{S_d}$$

$$I_o \left(1 + \pi \frac{S_o}{S_d}\right) = \frac{S_o}{S_d} I_{max} \qquad (29)$$

S_d, a dinamikus meredekség természetesen a működési feltételtől függ, de valószínűleg kisebb mint $2S_o$ és nagyobb mint S_o, úgyhogy

$$(\pi + 1) I_o > I_{max} > \frac{2\pi + 1}{2} I_o \qquad (30)$$

A legnagyobb kivehető teljesítmény

$$N_o \leqq \frac{\varepsilon E_o I_{max}}{2} \leqq \frac{\pi + 1}{2} \varepsilon N_a \qquad (31)$$

és a helyes illesztőellenállás

$$R_a = \frac{\varepsilon E_o}{I_{max}} = \frac{\varepsilon}{\pi + 1} \frac{E_o^2}{N_d}$$

Pl. $\varepsilon = 0{\cdot}5$ esetében $N_o \simeq N_d$ és $R_a \simeq \frac{1}{8} \frac{E_o^2}{N_d}$ (32)

Befejezésül megemlítjük, hogy az AB-erősítő beállításánál nem az az egyetlen mérvadó szempont, hogy mely esetben kapjuk a legnagyobb kivehető teljesítményt. Figyelembe kell venni a felhasználás jellegét. Világos, hogy legalábbis addig, amíg A-osztályban működik az erősítő, negatív visszacsatolás segítségével gyakorlatilag torzításmentessé lehet tenni. A B-osztályú működésben viszont feltétlenül lesz valami torzítás. Már most aszerint, hogy hogyan választjuk meg a terhelő ellenállás értékét, szabályozhatjuk, hogy milyen kivezérlésig marad A osztályú az erősítő működése. Az alkalmaz tatástól függ, hogy mit választunk : lehet pl. olyan beállítást adni, hogy legyen a legnagyobb teljesítmény inkább mérsékelt, de annak legalább 80%-a A-osztályú torzításmentes működésben áll elő, vagy nagyobb kivehető teljesítmény elérésére beállni, de ez esetben annak csak egy kis része lesz A-osztályban elérhető.

Köszönetet mondok dr. Takács Lajos kartársamnak, aki az itt közölt számításaimat ellenőrizni szíves volt.

Figyelő

A II. ORSZÁGOS ÚJÍTÓ KIÁLLÍTÁS

1950 október 7-től november 5-ig volt nyitva az Országos Találmányi Hivatal és a Szakszervezetek Országos Tanácsa által ezidén már másodízben megrendezett Országos Újító Kiállítás, amelyről megállapítható, hogy mind műszaki és gazdasági szempontból, mind politikai szempontból nézve felülmúlt minden hasonló célú korábbi rendezvényt. A kiállítás összesen 3600 m² területen kb. 1900 kiállítási tárgyat mutatott be, nagyrészt eredetiben, működés közben, vagy működésképes modellben. A látogatók száma 268.000 volt és képviselve volt közöttük az ország valamennyi jelentősebb üzeme, iskolája, hivatala, műszaki és tudományos intézménye. A látogatók kérdőívekre jegyezték fel a számukra értékes, munkahelyükön megvalósításra javasolt újításokat. Összesen mintegy 4000 ilyen javaslatot adtak be a helyszínen — közöttük — pl. az elektromosipar területén 190-et, a közlekedésnél és postánál 160-at — és a javaslatokat a kiállítás rendezősége azonnal rerdeltetési helyükre továbbbította. Az egyes minisztériumok szakbizottságai is végigtanulmányozták a kiállítást, annak megállapítására, hogy mely kiállított javaslatok bevezetését kell kötelezően elrendelni. A Nehézipari Minisztérium híradástechnikai- és műszaki bizottsága pl. 20 újítás, a postáé 102 újítás széleskörű bevezetését határozta el a kiállítás nyomán.

Az előbbi számadatok azonban még nem nyujtanak teljes képet a kiállítás jelentőségéről. Nem érzékeltethetik e számok azt a nevelő hatást, amelyet a kiállítás, mint a szocialista tapasztalatcsere egyik legfontosabb eszköze, minden látogatójára gyakorolt. Mindenki, aki a kiállítást megtekintette, saját szemeivel láthatta a fizikai munkások és műszaki értelmiségiek újító kezdeményezéseinek nagy eredményeit, azt a hatalmas haladást, amelyet a dolgozóknak a munkához való megváltozott viszonya folytán az újítások terén máris elértünk, és érezhette azt a perspektivát, amelyet éppen az újító mozgalom biztosít népgazdaságunk további fejlődése számára.

Biztosra vehető, hogy — akár csak a múlt évi —, az idei kiállítás is hatalmas újabb lendületet ad a magyar újítók, feltalálók és észszerűsítők tevékenységének.

Bármennyire is kedvező az általános kép, amelyet a kiállítás megtekintése után nyerhettünk, a magyar híradástechnikai ipar szemszögéből tekintve nem állítható ugyanez. Szorosan véve híradástechnikai tárgyú újítás, vagy találmány a kiállításon kereken 15 volt, és ezeknek is kétharmad része a Posta dolgozóitól származott. Bár a kiállított híradástechnikai újítások átlagos műszaki színvonala igen kielégítő volt, meg kell állapítani, hogy híradástechnikai iparunk nem volt népgazdaságunkban elfoglalt helyzetének megfelelő súllyal képviselve. Ez olyan hiányosság, amelyről arra kell következtetni, hogy az újító mozgalom terén hibák vannak híradástechnikai iparunkban, amelyekre az újítások ügyeit intéző kartársainknak fel kell figyelni és amelyeket feltétlenül ki kell küszöbölni.

Honti Péter

Széles sávon hangolható fázisforgató oszcillátor

Írták: WILLONER GEDEON és TIHELKA FERENC

Összefoglalás. Az értekezés tárgya fázistolás elvén működő hangfrekvenciás oszcillátor. Az oszcillátor folyamatos hangolással a teljes hangfrekvencia sávot átfogja és a hangolás a visszacsatoló elemek egyetlen tagjának változtatásával történik. Az értekezés az új elv ismertetését és az oszcillátor leírását tartalmazza.

Предметом данной работы является низкочастотный осциллятор, работающий по принципу сдвига фаз. Плавкой настройкой осциллятор охватывает весь диапазон низких частот. Настройка производится измерением одного только члена элементов обратной связи. В статье приводится обсуждение нового принципа и описание осциллятора.

Résumé : L'article discute les oscillateurs basse fréquence, fonctionnant par différence de phase. L'oscillateur en question couvre la gamme entière basse fréquence, l'accord continuel s'effectuant par la variation d'un seul des éléments du eircuit de réaction. La thêse comprend un aperçu de la nouvelle méthode, ainsi que la description de l'oscillateur.

Summary. A new audio oscillator of the phase-shift type is discussed. The oscillator can cover continuosly the entire audio-frequency range, and tuning is achieved by varying but one element of the feedback network. The theory of the new principle and a description of the oscillator are given.

Zusammenfassung. Gegenstand der Abbandlung bildet ein am Phasenschiebungsprinzip arbeitender Tonfrequenz-Oszillator. Der Oszillator umfasst bei kontinuierlicher Abstimmung den ganzen Tonfrequenzbereich und die Abstimmung erfolgt mittels Änderung eines einzigen Gliedes der Rückkoppungselemente. Die Abhandlung enthält die Bekanntmachung des neuen Prinzipes und die Beschreibung des Gerätes.

BEVEZETÉS

A korszerű hangfrekvencia oszcillátortól megkívánt frekvenciaállandóságot legkönnyebben az RC elv felhasználásával érhetjük el.[1]) Az RC oszcillátor további előnye, hogy harmonikus tartalma csekély, elektromos és mechanikai felépítése egyszerű, mert a hangfrekvencia közvetlen módon keletkezik és az amplitudó korlátozására termisztort használhatunk.

Az RC oszcillátor visszacsatolóáramköre csak ohmos ellenállást és kapacitást tartalmaz. Általában az RC kapcsolások frekvenciasávja 1 : 10-ig terjedő frekvenciaarány terjedelmű és ez a sáv is csak két elem egyidejű változtatásával hidalható át. Szélesebb frekvenciasávhoz átkapcsolás szükséges. Az RC oszcillátornak ez a tulajdonsága is oka annak, hogy még mindig használatban vannak a heterodin oszcillátorok is.

Az itt ismertetett oszcillátor is fázisforgató típus. A visszacsatoló áramköre azonban más, mint a szokásos RC oszcillátoroké. Az RC visszacsatoló elemeitől eltérőleg az itt ismertetett visszacsatolólánc induktivitásokat is tartalmaz, pontosabban kölcsönös induktivitásokat is.

[1] Utalás az irodalomra a cikk végén.

A fázisforgató oszcillátor is mint minden oszcillátor, lényegében egy erősítő- és egy visszacsatoló-áramkör összekapcsolásából származik. Az állandó szinuszalakú rezgés feltétele :

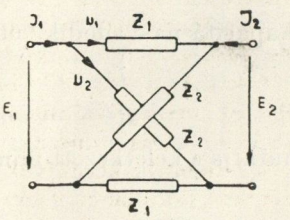
$$A = \frac{1}{G}. \tag{1}$$

Itt A (a visszacsatolási tényező) és G (az erősítő erősítése) komplex mennyiség. A fenti egyenletben az abszolut értékek egyenlősége az amplitudó állandóságát jelenti, a fázisok egyenlősége pedig a frekvencia állandóságával jár együtt.

Az (1)-ből következik, hogy elvileg egy oszcillátor addig működhet, míg $G > 1$, ezért az itt tárgyalt oszcillátort egycsöves erősítőből fejlesztettük ki. Az egycsöves erősítő fázisforgatása ohmos anódterhelés nélkül 180°, tehát a visszacsatoló áramkörnek a gerjesztendő frekvencia fázisát további 180°-kal kell elforgatni. Előnyös, ha a visszacsatolólánc lehetőleg csekély csillapítású, mert akkor kisebb erősítés is megfelel. Ilyen lánc tiszta reaktív elemekből megvalósítható. Ebben az esetben, ha a lánc bemeneti oldaláról nem verődik vissza teljesítmény, és ha a láncon belül nincsenek veszteségek, akkor a teljesítmény csillapítás nélkül érkezik a lánc végére.

A mindentáteresztő kereszttag

Egy szimmetrikus szűrőtag hullámellenállása és feszültségáttétele, mint azt a függelékben részletesen igazoljuk, az ekvivalens kereszttag (lásd az 1. rajzot) impedanciáival a következő módon fejezhető ki :



1. ábra.

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} \tag{2}$$

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + 1}{\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} - 1}. \tag{3}$$

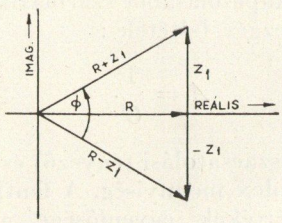
Egy R értékű, ohmos hullámellenállású kereszttagra a (2)-ből

$$Z_2 = \frac{R^2}{Z_1}, \tag{4}$$

adódik, a feszültségáttételre pedig a (3)-ból nyerjük:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\sqrt{\frac{R^2/Z_1}{Z_1}} + 1}{\sqrt{\frac{R^2/Z_1}{Z_1}} - 1} = \frac{R + Z_1}{R - Z_1}$$

A 2. rajz mutatja a fenti áramkör komplex



2. ábra.

mennyiségeit, ha Z_1 tiszta pozitív reaktancia. Ez esetben $R + Z_1$ és $R - Z_1$ konjugáltak, ezért

$$\left|\frac{E_1}{E_2}\right| = \frac{|R + Z_1|}{|R - Z_1|} = 1,$$

vagyis a kereszttag minden frekvencián zérus csillapítású, azaz mindentáteresztő. A feszültségáttétel szöge adja (2. rajz) az áramkör fázisforgatását:

$$\Phi\varphi = \text{arc}\frac{E_1}{E_2} = 2\,\text{arctg}\,\frac{|Z_1|}{R}.$$

Ha Z_1 induktivitásból származik, akkor $Z_1 = j\omega L$

és

$$\Phi\varphi = 2\,\text{arctg}\,\frac{\omega L}{R}. \qquad (5)$$

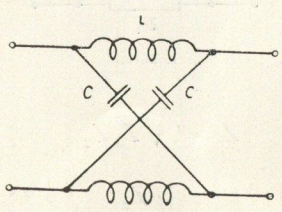
A kereszttag Z_2 impedanciája a (4)-ből

$$Z_2 = \frac{R^2}{j\omega L} = \frac{1}{j\omega\frac{L}{R^2}}$$

Innen Z_2 kapacitásnak adódik, melynek értéke

$$C = \frac{L}{R^2}. \qquad (6)$$

A 3. rajz mutatja a keletkezett mindentáteresztő



3. ábra.

kereszttagot. Ennek hullámellenállása a (2) és a (6) alapján

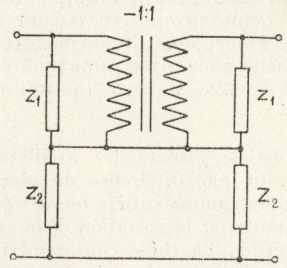
$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}, \qquad (7)$$

és a fázisforgatása

$$\Phi\varphi = 2\,\text{arctg}\,\omega\sqrt{LC}.$$

A fenti összefüggések a kereszttagra vonatkoznak, mely a négypólus általános esete. A kereszttag helyett a fázisforgató oszcillátor számára alkalmasabb egy T, Π, vagy a kereszttagnak ezekhez hasonló bármely megfelelője. Az ilyen kapcsolásnak nagy előnye, hogy az egyik bemeneti és az egyik kimeneti pólusa közös, ugyanis a visszacsatoló körben kapcsolástechnikailag a hárompólus előnyösebben alkalmazható.

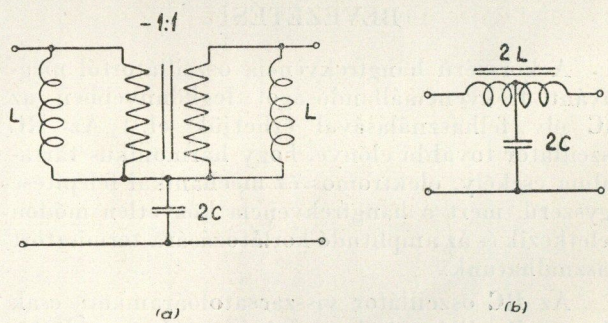
A 4. rajz mutatja az 1. rajzban ábrázolt kereszttag hárompólusú ekvivalensé. Az egyenértékűség a Brune-től általánosított Bartlett-féle szimmetriaelmélet alapján látható be.[2]) Ez a tétel a következő:



4. ábra.

Egy szimmetrikus négypólussal egyenértékű kereszttagnak úgy nyerjük a Z_2 impedanciáját, hogy azt a bemenő impedanciát vesszük, amelyet úgy nyerünk, hogy a négypólust szimmetria tengelyével kettéosztjuk, továbbá minden —1 : 1 áttételű ideális transzformátort, mely a két részt összeköti, rövidrezárunk. Hasonlóan adódik a kereszttag Z_1 impedanciája, melyet úgy kapunk, hogy a képzelt 1 : 1 áttételű transzformátorokat zárjuk rövidre.

Eszerint a 3. rajz kereszttagjának megfelel az 5. (a) rajz mindentáteresztő hárompólusa, vagy



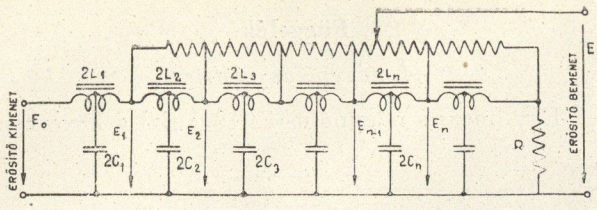
5. ábra.

az ideális transzformátor kiküszöbölésével az 5 (b) rajz hárompólusa.

A mindentáteresztő szűrő

Az itt tárgyalt oszcillátor visszacsatoló lánca az 5 (b) rajzon látható mindentáteresztő tagokból épül fel. Hogy folytonos hangolást érhessünk el, a szűrőtagok tekercseit egy nagy ellenállású feszültségosztóval hidaltuk át, melynek egy közbülső pontjáról csúszókontaktus segítségével vettük le a visszacsatoló feszültséget (6. rajz).

[2] Brune, »Note on Bartlett's bisection theorem«, Phil. Mag., 7. sorozat 14. kötet, 806 old.; 1932 november. Az 1. és a 4. rajzon feltüntetett kapcsolások egyenértékűségét a függelékben igazoljuk.



6. ábra.

Ennek a visszacsatolási elvnek a vektorábráját a 7. rajzon látjuk. A feszültségosztó egy-egy állásának olyan frekvencia felel meg, amely frekvenciánál a szűrő bemenete és a csúszókontaktus között 180° fázisforgatás áll elő azaz:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \ldots + \varphi_{n-1} + \varphi = 180°.$$

A visszacsatoló feszültség nagysága E a csúszókontaktus helyzete szerint is változik [lásd a 8 (a) és 8 (b) rajzokat]. Hogy ez a változás kicsi maradjon, egy-egy szűrőtag fázisforgatását 90° alatt tartottuk. Ebben az esetben az (5) alapján

$$2\ arctg\ \frac{\omega_{n-1} L_n}{R} = 90°$$

és

$$\frac{\omega_{n-1} L_n}{R} = 1$$

vagy

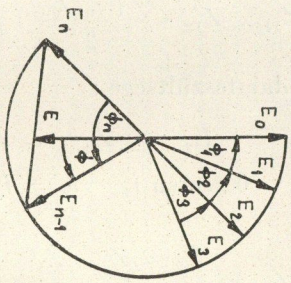
$$L_n = \frac{R}{\omega_{n-1}} \qquad (8)$$

ahol

L_n = az n-edik tag fél induktivitása,

R = a szűrő hullámellenállása,

$\omega_{n-1} = 2\pi f_{n-1}$ ahol f_{n-1} az n-edik tagnál elérhető legmagasabb, vagy az $(n\text{-}1)$-edik tagnál elérhető legalacsonyabb frekvencia.



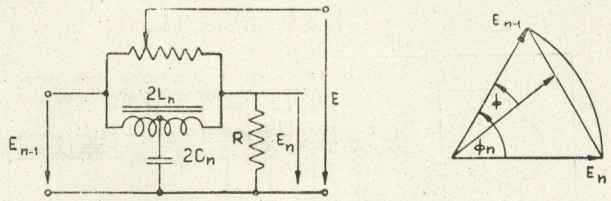
7. ábra.

Az n-edik tag fél kapacitása a (6)-ból

$$C = \frac{L_1}{R_2}. \qquad (9)$$

Az oszcillátor méretezése

Az alábbiakban röviden ismertetünk egy a fenti elv alapján dolgozó oszcillátort a hozzátartozó fázisforgató szűrő számításával együtt. Az oszcillátort a 100 Hz-től 10 KHz-ig terjedő frekvenciasávra terveztük. Elvi kapcsolását a 9. rajz ismerteti. Az erősítést egy végerősítő pentoda szolgáltatja. A szűrőrészt a csőhöz nagy induktivitású és csekély szórású transzformátorral illesztettük, mely gyakorlatilag külön fázisforgatást nem okoz. A transzformátor mágneses körében nincs légrés és az egyenáramú mágnesezést egy másik tekercs ellentétes fluxusával szüntettük meg. (A transzformátor el is hagyható, ha a rákövetkező szűrő nagy hullámellenállású.)



8. ábra.

A szűrő hullámellenállását 50 Ω-nak választottuk. A szűrőelemek tervezésénél az első tagot áthidalatlanul hagytuk, tehát ennek a legnagyobb fázisforgatása a 90°-ot túlléphette. A jelen szűrőnél φ_1 értékét 172°-nak választottuk a frekvenciasáv felső végén. Az (5) alapján

$$2\ arctg\ \frac{\omega_1 L_1}{R} = 172°$$

és

$$\frac{\omega_1 L_1}{R} = 14{,}3.$$

Az $\omega_1 = 10\,000 \cdot 2\pi$ rad/s $= 62\,800\ s^{-1}$ fázisszögsebességből és az $R = 50\ \Omega$ hullámellenállásból az $L_1 = 11{,}4$ mH. A (6) szerint ennek a tagnak a félkapacitása azaz $C_1 = L_1/R_2 = 4{,}55/\mu F$.

A második szűrőtag már 90° legnagyobb fázisfordításra van méretezve. A 8)-ból

$$L_2 = \frac{R}{\omega_1}$$

Mivel $R = 50\ \Omega$ és $\omega_1 = 62\,800\ s^{-1}$, ezekből $L_2 = 0{,}8\ mH$ és $C_2 = L_2/R^2 = 320\ nF$.

Az ω_2 fázisszögsebesség az (5)-ből számítható:

$$2\ arctg\ \frac{\omega_2 L_1}{R} + 2\ arctg\ \frac{\omega_2 L_2}{R} = 180°,$$

tehát

$$arctg\ \frac{\omega_2}{4\,390\ s^{-1}} + arctg\ \frac{\omega_2}{62\,500\ s^{-1}} = 90°$$

amiből $\omega_2 = 7\,400\ s^{-1}$, tehát $f_2 = 1\,180\ Hz$ adódik.

A harmadik szűrőtag elemeiből azaz

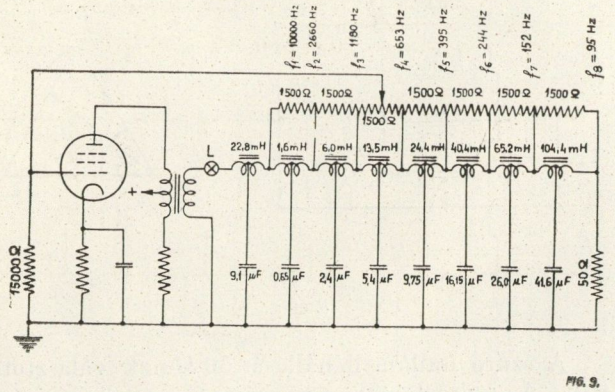
$L_3 = R/\omega_2 = 3{,}0\ mH$ és $C_3 = L_3/R_2 = 1{,}2\ \mu F$

alapján nyerjük, hogy

$$+\ arctg\ \frac{\omega_3}{4\,390\ s^{-1}} + arctg\ \frac{\omega_3}{62\,500\ s^{-1}} +$$

$$arctg\ \frac{\omega_3}{16\,700\ s^{-1}} = 90°$$

és ebből $\omega_3 = 7\,400\ s^{-1}$ azaz $f_3 = 1\,180\ Hz$. A hátralévő szűrőtagok számítása az előbbiekhez hasonló. A leírt eljárást addig folytatjuk, amíg a megkívánt legkisebb frekvenciát el nem érjük. A $2L$ és $2C$ szűrőelemek kiszámított értékeit a 9. rajzból olvashatjuk ki.



9. ábra.

A szűrőtekercsek konstans induktivitását és az egy tekercs menetei közt szükséges szoros csatolást bifilárisan tekercselt porvasmagos gyűrűtekercsekkel valósítottuk meg.

Az amplitudót minden oszcillátornál limitálni kell, ezt különféle módon végezhetjük. A 9. rajzon látható áramkör szerint erre a célra egy nonlineáris elemet használtunk. Ez az L izzólámpa, melynek ellenállása a lánc lezáróellenállásával van sorbakötve, evvel tartjuk állandó értéken az amplitudót.

ÖSSZEFOGLALÁS

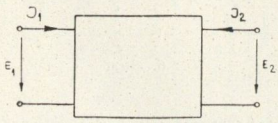
A legismertebb mindentáteresztő szűrő az energiavezeték (transzmissziós vonal). Bár a transzmissziós vonal kapcsolási elemként szerepelhet az ultrarövidhullámú sávon, de a hangfrekvencia tartományban ilyen célra a hullámhossz által meghatározott nagy méretek miatt, nem használható. Hogy kisebb méreteket érjünk el, a vonal folytonosan eloszló induktivitásait és kapacitásait szűrőtagokká vonjuk össze. Ennek eredményeképpen keletkezik a T vagy Π tagokból összeállítható szűrőlánc. A határfrekvencia négyzete fordítva arányos az egy szűrőtagban szereplő L és C szorzatával. Az energiavezeték végtelen kis szakaszokra bontható fel, ezekben L és C szintén végtelen kis értékű és ezért az egyes szakaszoknak, továbbá az egész energiavezetéknek végtelen a határfrekvenciája. Ez pedig a mindentáteresztő szűrő jellegzetessége. Ha az elosztott induktivitást egyes szakaszokba koncentráljuk, az így nyert Π és T tagoknak már véges határfrekvenciája van. Ezáltal elvész a lánc mindentáteresztő jellege, a mindentáteresztő szűrőből aluláteresztő szűrőhöz jutunk.

A hangfrekvenciasávban a mindentáteresztő szűrő a kereszttag által valósítható meg. Ennek a hárompólusú ekvivalensét, melyet az előzőkben tárgyaltunk, alkalmaztuk az oszcillátor megépítésénél.

Függelék

A négypólus mátrixa

Egy lineáris négypólusra (10. rajz) a következő



10. ábra.

egyenleteket írhatjuk fel:

$$E_1 = Z_{11}J_1 + Z_{12}J_2 \qquad (10)$$

$$E_2 = Z_{21}J_1 + Z_{22}J_2 \qquad (11)$$

Ezekben az egyenletekben $Z_{11} = E_1/J_1$ ($J_2 = 0$ esetén), és $Z_{22} = E_2/J_2$ ($J_1 = 0$ esetén) a négypólus kétoldali üresjárási impedanciái; és $Z_{12} = E_1/J_2$ ($J_1 = 0$ esetén), és $Z_{21} = E_2/J_1$ ($J_2 = 0$ esetén) a négypólus átmenő impedanciái. A (12) egyenlet adja a négypólus ellenállás mátrixát:

$$M = \begin{Vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{Vmatrix} . \qquad (12)$$

Ha a négypólus csak passzív elemekből áll, akkor

$$Z_{12} = Z_{21} \qquad (13)$$

ha szimmetrikus, akkor

$$Z_{11} = Z_{22} \qquad (14)$$

A kereszttag mátrixa

A kereszttag üresjárási ellenállása az 1. rajz szerint:

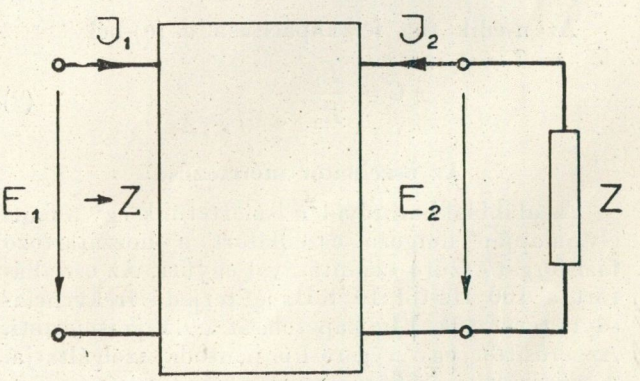
$$Z_{11} = Z_{12} = \frac{Z_1 + Z_2}{2} \qquad (15)$$

A kimenő oldal feszültsége:

$$E_2 = i_2\,Z_2 - i_1\,Z_1$$

és szintén $J_2 = 0$ esetén $i_1 = i_2 = J_1/2$ a transzfer impedancia:

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{E_2}{J_1} = \frac{Z_2 - Z_1}{2} . \qquad (16)$$



11. ábra.

Eszerint a kereszttag ellenállás mátrixa a (15) és (16)-ból

$$M = \left\| \begin{matrix} \frac{Z_1 + Z_2}{2} & \frac{Z_2 - Z_1}{2} \\ \frac{Z_2 - Z_1}{2} & \frac{Z_1 + Z_2}{2} \end{matrix} \right\| . \qquad (17)$$

A kereszttag hullámellenállása

Ha a szimmetrikus négypólust a Z hullámellenállásával zárjuk le, akkor a bemeneti ellenállása a Z lezáró ellenállással egyenlő. A 11. ábra szerint tehát $E_1 = ZJ_1$ és $E_2 = -ZJ_2$. Ezeket az értékeket a (10)-be és (11)-be téve és tekintetbevéve a (13) és (14)-et, nyerjük, hogy

$$ZJ_1 = Z_{11}J_1 + Z_{12}J_2 \qquad (18)$$

$$-ZJ_2 = Z_{12}J_1 + Z_{11}J_2 \qquad (19)$$

Mindkét egyenletből kifejezve a $\frac{J_1}{J_2}$ hányadost és ezeket egyenlővé téve :

$$\frac{Z_{12}}{Z - Z_{11}} = -\frac{Z + Z_{11}}{Z_{12}}$$

vagy

$$Z_{12}^2 = Z_{11}^2 - Z_2^2 .$$

A (15) és (16)-ból

$$Z^2 = Z_1 Z_2 \qquad (20)$$

tehát a kereszttag hullámellenállása

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} .$$

A hullámellenállásával lezárt kereszttag feszültségáttétele

A 11. rajz szerint :

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{J_1 Z}{-J_2 Z} = -\frac{J_1}{J_2} .$$

A (19)-ből

$$-\frac{J_1}{J_2} = \frac{Z_{11} + Z}{Z_{12}} .$$

Tehát

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{Z_{11} + Z}{Z_{12}} .$$

Z_{11}, Z_{12} és Z értékek a (15), (16) és (18) szerint Z_1 és Z_2-vel kifejezve :

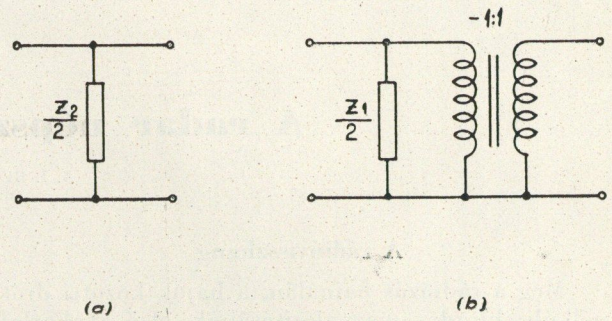
$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\frac{Z_1 + Z_2}{2} + \sqrt{Z_1 Z_2}}{\frac{Z_2 - Z_1}{2}} =$$

$$= \frac{\left(\sqrt{Z_1} + \sqrt{Z_2}\right)^2}{\left(\sqrt{Z_2} + \sqrt{Z_1}\right)\left(\sqrt{Z_2} - \sqrt{Z_1}\right)} =$$

$$= \frac{\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + 1}{\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} - 1} . \qquad (19)$$

A kereszttag hárompólusú ekvivalense

Mátrixokat úgy összegezhetünk, hogy a mátrixok



12. ábra.

megfelelő elemeit összeadjuk. Ennek alapján a (17) mátrixot szétbonthatjuk a következőképpen :

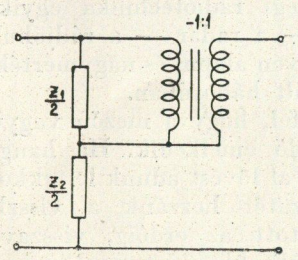
$$M = \left\| \begin{matrix} \frac{Z_2 + Z_1}{2} & \frac{Z_2 - Z_1}{2} \\ \frac{Z_2 - Z_1}{2} & \frac{Z_2 + Z_1}{2} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \frac{Z_2}{2} & \frac{Z_2}{2} \\ \frac{Z_2}{2} & \frac{Z_2}{2} \end{matrix} \right\| +$$

$$+ \left\| \begin{matrix} \frac{Z_1}{2} & -\frac{Z_1}{2} \\ -\frac{Z_1}{2} & \frac{Z_1}{2} \end{matrix} \right\| = M' + M'' .$$

A M' mátrix elemei : $Z_{11}' = Z_{12}' = Z_{21}' = Z_{22}' = Z_2/2$; az ennek megfelelő kapcsolást a 12 (a) rajz mutatja.

A Z'' második elemeit értelmezve nyerjük, hogy $Z_{11}'' = Z_{22}'' = Z_1/2$; és $Z_{12}'' = Z_{21}'' = -Z_1/2$, melynek megfelelő kapcsolást a 12 (b) rajz mutatja.

A négypólus elmélet szerint a mátrixok összeadásának a négypólusok sorbakapcsolása felel meg ; ezalatt azt értjük, hogy sorbakötjük egymással a



13. ábra.

bemenetek pólusait, továbbá a kimenetek pólusait is sorbakötjük. A 12 (a) és 12 (b) rajzokon ábrázolt két négypólus sorbakötését a 13. rajz mutatja. Ez pedig ugyanaz, amit a 4. rajz mutat, amely tehát valóban a kereszttag hárompólusú ekvivalensét ábrázolja.

IRODALOM

1. *H. H. Scott*, »A new type of selective circuit and some applications« Proc. I. R. E. 26. köt. 226—235. old. 1938 február.

2. *F. E. Terman, R. R. Buss, W. R. Hewlett* és *F. C. Cahil*, »Some applications of negativ feedback with particular reference to laboratory equioment, Proc. I. R. E. 27. köt. 653—655. old. 1939 október.

3. *E. L. Ginston* és *L. M. Hollingsworth*, »Phase shift oscillators«, Proc. I. R. E. 29. köt. 43—49. old. 1939. október.

4. *G. Willoner* és *F. Tihelka*, »Tongenerator ohne Schwingungkreis«, Arch. für Tech. Messen, 117. sz. 1941 március.

5. *G. Willoner* és *F. Tihelka*, »Über Phasenschiebergeneratoren«, Hochfrequenzt. und Elektroakustik, 61. köt. 48—51. old. 1943. február.

6. *A. A. Andronow & C. E. Chaikin* : »Theory of Oscillations«. 1949 Princeton Univ. Press. (Az eredeti moszkvai kiadás rövidített fordítása.)

A radar népszerű ismertetése*

A. I. BERG akadémikus

A rádióvisszhang

Még a rádiózás hajnalán, a hajók közötti drótnélküli híradás megvalósításának első gyakorlati munkáinál, melyeket a rádió feltalálója, Popov, 1897-ben folytatott, megállapítást nyert, hogy két rádióállomás összekötő vonala mentén levő fémtárgyak gyengítik vagy inkább zavarják a rádióvételt.

A nagy orosz tudós, Popov, aki megajándékozta az emberiséget zseniális találmányával, megfigyelte ezt az érdekes jelenséget, amely a rádióhullámok terjedését jellemzi. Popov külön megemlítette ezt a kérdést felszólalásaiban és írott munkáiban.

Popov tisztán látta, hogy a rádióhullámok útjába eső fémtárgyak s hullámokat visszaverik és a térben úgy szórják szét, mint ahogy a fénylő felület visszaveri a napsugarakat.

Abban az időben, amikor a rádió használata terén csak az első lépéseket tették, a Popov által felfedezett rádióhullámvisszaverődés nem találhatott gyakorlati alkalmazást.

Később megállapították, hogy nemcsak a fémtesteknek, hanem sok más testnek is van rádióhullámvisszaverő képessége, bár különböző mértékben. Így például a vizen gyakorlatilag nem hatolhatnak át a rádióhullámok. A tengerek, tavak és folyók vízfelülete éppúgy visszaveri a rádióhullámokat, mint a tükör a fénysugarakat. A rádióhullámokat a földön levő magas építmények, a fák sőt a felhők is visszaverik, bár sokkal gyengébben.

A jelenlegi rádiótechnika egyik legfontosabb vívmánya — a radar — a rádióhullámok visszaverésének elvén alapul és nagymértékben alkalmazták az elmúlt háborúban.

Tegyük fel, hogy a mezőn vagyunk és messze előttünk erdő emelkedik. Ha hangosan kiáltunk vagy puskával lövést adunk le, akkor bizonyos idő múlva visszatér hozzánk a visszhang. A lövés hangja eljutott az erdőig, visszaverődött, megfordult és fülünkhöz jutott el.

Meg lehet-e határozni a visszhang segítségével az erdő távolságát? Természetesen meg lehet. A hang sebességét, mellyel a térben terjed, ismerjük : ez másodpercenként 333 m. Ennélfogva kronométerrel meg kell állapítani a lövés pillanatát és azt az időpontot, amikor a hang az erdőtől visszatérve fülünkhöz eljut. Megszorozva a másodpercek számát 333-mal, megkapjuk a hang által megtett út hosszát. Az erdő távolsága természetesen ennek a fele lesz, mivel a hang ezt a távolságot kétszer tette meg.

Hasonló módon határozhatjuk meg a rádióhullámokat visszaverő tárgyak távolságát is. Ehhez elég, ha a rádióhullámok bizonyos tárgy irányába való kibocsátásának időpontját feljegyezzük és valamilyen módon felfogjuk a tárgy által visszavert hullámokat és megmérjük e két időpont között eltelt időt. A rádióhullámok terjedési sebessége ismeretes : másodpercenként 300 000 km.

A rádióvisszhang ezen alapelve lehetőséget nyujt távoli tárgyak távolságának rádióhullámok segítségével való meghatározására.

Azonban, bár a radar elve, amint láttuk, igen egyszerű, ennek gyakorlati alkalmazása igen sok nehézségbe ütközött. Csak a modern technika, amely létrehozta az elektroncsöveket, felhasználta az ultrarövid hullámokat és megvalósította a távolbalátást, tette lehetővé ez igen nehéz feladatok megoldását és készítette elő az alapot a rádióval történő helymeghatározás jelentős fejlődéséhez.

Az első radar-berendezéseket még a második világháború kezdete előtt készítették. A radartechnika azonban különösen éppen a háború folyamán fejlődött ki, amikor kitűnt a távolbalátás ezen új lehetőségének óriási jelentősége.

A radar-állomások lehetővé teszik a levegőben a repülőgépek és a tengeren a hajók idejében történő felfedezését és koordinátáik, illetve tartózkodási helyük meghatározását. A radar elvén alapuló berendezések lehetőséget adnak a tüzérségnek, hogy pontosan tüzeljen a láthatatlan célpontra. A radarkészülékek egyforma sikerrel dolgoznak nappal és éjjel, felhős és párás időben, bármily látási viszonyok között.

Ismerkedjünk meg tehát részletesebben a radarállomásokkal.

A radarállomások működésének elvei

A közönséges rádióleadóállomásokkal eltérően, amelyek az elektromágneses energiát megszakítás nélkül küldik a térbe, a radarleadóállomások ezt az

* Megjelent »Radar« címmel a moszkvai egyetemi ifjúság számára a Lomonoszov Társulat rendezé ében tartott el adás k »A tudomány és technika mai problémái« című cikkgyüjteményében, Szikra, 1950. Az eredeti klisék rendelkezésünkre bocsátásáért ezúton mondunk köszönetet a kiadónak.

energiát rövid, periódikusan ismétlődő időközökben bocsátják ki. Ezen energiakibocsátások időtartama igen rövid és csak a másodperc milliomodrészével mérhető (mikromásodperc).

Az antenna által kibocsátott energia nem terjed egyenletesen a térben, hanem megadott irányban összpontosul a legjobb kihasználás céljából. A radarállomás leadó antennája az energiát aránylag keskeny nyalábokban küldi szét. Ilyen antennát irányított működésű antennának nevezünk. A fizikából ismeretes, hogy az elektromágneses energiának keskeny nyalábokban történő összesűrítéséhez szükséges, hogy a kibocsátó berendezés méretei a hullámok hosszához viszonyítva elég nagyok legyenek.

Itt megfigyelhetjük például a fényvetítőket, amelyeknek fényforrásába (rendesen ívfény vagy igen erős izzólámpa) a fókuszban parabolikus tükröt helyezünk, amely a fényforrás szórt sugarait majdnem párhuzamos sugárnyalábbá alakítja. A valóságban a reflektorból nem fényoszlop, hanem fénykúp lép ki, de ennek nyílásszöge mindössze 1—2 fok. A reflektortükör méreteinek növelésével a fénykéve egyre közeledik a párhuzamoshoz és a nyílásszög kisebbedik. Mivel az elektromágnes fényhullámok hossza a cm százezred része, ezért az élesen irányított fénykévét már 20—30 cm átmérőjű tükörrel is felfoghatjuk.

Amint ismeretes, a rádiótechnikában rendszerint használt hullámok sokkal hosszabbak a fényhullámoknál. Hogy ezen hullámoknak megadott irányba történő erősen koncentrált kisugárzását elérhessük, óriási méretű antennákra lenne szükség.

Azonban így a radarállomások igen terjedelmesek lennének és nem lennének alkalmasak automobilokban, repülőgépeken és hajókon való elhelyezésére.

Ezért a radarnál a legrövidebb hullámokat használják, amilyeneket csak a jelenlegi rádióleadó készülékek elő tudnak állítani.

A mindennapi rádiótechnikában a hosszú hullámok hossza ezer méter, a középhullámoké száz méter, a rövidhullámoké tíz méter nagyságrendű. A radartechnikában néhány centimétertől néhány méter hosszig terjedő hullámokat alkalmaznak, tehát sokkal rövidebbeket, mint azok a hullámok, amelyeket a rádióleadó és vevőállomások használnak.

A radarállomás antennája által kisugárzott elektromágneses energia megadott irányban a fény sebességével terjed tova. Ha az energia tovaterjedésének útjában akadályba ütközik, akkor az fizikai tulajdonságától, alakjától és méreteitől függően, az energia egy részét elnyeli, egy részét átbocsátja, egyrészét pedig különböző irányokba szétszórja. Amint mondottuk, legjobban a fémes testek szórják szét az energiát. Ha tegyük fel, a rádióhullámok a levegőben tartózkodó repülőgépbe ütköznek, akkor az energiának egy bizonyos, bár nem jelentékeny része visszaverődik a radarállomás irányába.

Hogy visszaverődés történjék, a test keresztmetszetének nem szabad rövidebbnek lenni, mint a hullámhossz fele. Egyébként visszaverődés helyett a hullámok egyszerűen kikerülik a testet. Ez a jelenség, melyet difrakciónak neveznek, minden hullámra is jellemző ; különösen a tengeren lehet megfigyelni ezt. Ha a hullámok útjukban nagyobb akadályba, például vízből kiálló sziklába ütköznek, éppenúgy visszaverődnek mint a parttól. De ha ez az akadály nem nagy, például valamilyen vízből kiálló cölöp és a hullámok nagyok, akkor a hullámok megkerülik a cölöpöt és alig verődnek vissza róla.

Mennyi idő szükséges, hogy a radarállomás antennája által kisugárzott rádióhullámok elérjék a például 100 km távolságra levő repülőgépet? Ezt könnyen kiszámíthatjuk az alábbi képlettel

$$T = \frac{D}{S},$$

ahol T — az idő, D — a repülőgép távolsága és S — a fény sebessége, amely másodpercenként 300 000 km-rel egyenlő.

Jelen esetben :

$$T_1 = \frac{100}{3 \cdot 10^5} = 3{,}3 \cdot 10^{-4} \text{ mp.}$$

A visszatérő úton, a repülőgéptől a radar felvevőállomásig, amely rendesen a leadó mellett van elhelyezve, ugyanennyi idő telik el. Ilymódon a cél eléréséig és visszafelé szükséges idő :

$$T_2 = \frac{2\,D}{S}$$

A mi példánkban $T_2 = 6{,}6 \cdot 10^{-4}$ másodpercet kapunk.

Látjuk, hogy ez igen kicsiny időköz. Nyilvánvaló hogy semmiféle közönséges órával vagy másodpercmérővel nem lehet a másodperc ezred- vagy százezredrészét lemérni, amellyel a radarnál van dolgunk. Erre a célra különleges műszereket, úgynevezett katódsugár-csöveket használnak, amelyekkel később fogunk megismerkedni.

Hogy a visszhangot meghaljuk, előbb kiáltani kell és azután bizoyos ideig várni, amíg a hanghullámok az akadályról viszaverődve fülünkhöz jutnak. Ugyanígy a radarleadónak rádióhullámimpulzust kell kibocsátania, amelynek az akadályról való visszaverődését bizonyos idő múlva a felvevő jelzi. Hogy ne tévesszük el, melyik leadott hullámnak felel meg a jelzésvétel, a következő impulzust csak az előző visszatérése után szabad kibocsátani.

A mondottakból világos, hogy a kibocsátott hullámimpulzusok között eltelő T_2 időköznek annál nagyobbnak kell lennie, minél messzebb van a cél. Ennek reciprok értéke, vagyis $\frac{1}{T_2}$ melyet rendszerint F-el jelölnek, a leadás frekvenciája. Ennek annál kisebbnek kell lennie, minél nagyobb a cél (tárgy) távolsága. A repülőgépek felderítésére szolgáló radarállomásokon ez a frekvencia rendszeszerint másodpercenként 20—30-tól néhány száz impulzusig változik. Olyan radarállomásokon, amelyek feladata az ágyúknak a célra történő irányítása, ez az érték másodpercenként néhány ezerre is felmegy. Ha a legnagyobb távolságot, amelynél a radarállomásnak fel kell fedeznie a

repülőgépet, D_{max}-szal jelöljük, akkor a hullámimpulzusok leadása közötti időköz nem lehet kisebb mint :

$$T = \frac{2\ D_{max}}{S}.$$

A leadási frekvencia tehát nem lehet nagyobb

$$F = \frac{1}{T} = \frac{S}{2\ D_{max}}$$

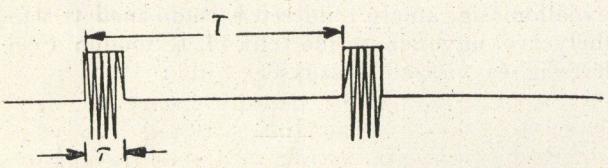
értéknél.

100 km távolság esetén a hullámleadás frekvenciája nem lehet nagyobb 1500-nál.

A leadások időtartama igen rövid : néhány mikromásodperc vagy a mikromásodperc törtrésze. A leadások közötti időhöz ennél ezerszer is nagyobb.

A radarállomások leadói és felvevői felváltva dolgoznak. Amíg a leadó a rádióhullám kibocsátását végzi, a felvevő ki van kapcsolva. A kibocsátás után a következő leadás kezdetéig a leadó van kikapcsolva és a vevőantennát és a vevőkészüléket kapcsolják be.

Ilymódon a radar-leadóállomás az egész munka-



1. ábra.
A radarállomás munkaciklusa a leadásból és a visszavert hullám felvételéből áll. A leadó e T periódusnak csak jelentéktelen hányada alatt dolgozik.

ciklusnak csak jelentéktelen rövid időrészében dolgozik ténylegesen és az időköz legnagyobb részében ki van kapcsolva. Az impulzusok kibocsátása közötti időben az adóberendezésben felhalmozódik az energia, amely azután az adás megkezdésekor szinte pillanatszerűen kisugárzódik.

Az ilyen munkafolyamat aránylag kisteljesítményű leadónál is nagy energiatartalék összegyűjtését teszi lehetővé. Párhuzamot vonhatunk e folyamat és a gőzkalapács munkája között. A teher lassan és aránylag sokáig emelkedik fel és azután egyszerre nagy erővel üt rá a kovácsolt darabra.

Az energia-felhalmozódás következtében a korszerű radarállomás teljesítményi impulzus leadásakor többszáz, sőt többezer kilowattot is elér. Ez utóbbi érték megegyezik a világ legnagyobb rádióleadóinak teljesítményével, csak az a különbség, hogy a rádióleadóállomás megszakítás nélkül bocsát ki hullámokat, míg a radarállomások csak mikromásodpercekig, ezerszeresen hosszabb szünetekkel, mint maga a kibocsátás tartama.

A radarállomás hatótávolsága a hullámhossztól, a leadás tartamától, a leadóállomás teljesítményétől, a felvevő érzékenységétől, valamint a leadó- és felvevőantennák sajátságaitól függ. Igen lényeges szerepet játszanak maguk a visszaverő tárgyak is : nagyobb, a sugár irányára merőleges fémfelületek jobban visszaverik a hullámot, mint komplikált alakú, nemfémes testek. Gyakorlatilag felfedezhetők a nagyobb, igen magasan repülő és 300—400 km távolságra levő repülőgépek.

A radarállomásoknál használt hullámhossz megválasztását az szabja meg, hogy az antenna lehetőleg kicsi legyen. A jó visszaverődés elérése céljából kívánatos, hogy a hullámhossz jelentékenyen rövidebb legyen a test méreteinél. Ha a hullámhossz sokkal nagyobb lenne a test hosszánál, akkor nem történne visszaverődés, hanem a testet, mint már említettük, az elhajló hullámok megkerülnék. Sok egyéb megfontolás, amelyekre itt nem lehet részletesen kitérni, szintén amellett szól, hogy a radarnál a legrövidebb hullámokat alkalmazzuk. Az elmult háború idején legnagyobb gyakorlati alkalmazást a néhány centiméter vagy 10—20 cm hosszú hullámok találtak.

Az ilyen rövidhullámok a homogén közegben szigorúan egyenes vonal mentén terjednek tova és semmiféle akadályt nem kerülnek meg. A hosszú hullámoktól eltérően nem tudják megkerülni a földfelszín domborulatait sem. Ezért az ilyen rövidhullámokon dolgozó radarállomások hatástávolságát a tárgyak geometriai láthatóságának távolsága határozza meg. Minél magasabban repül a repülőgép, annál messzebbről látható és megfordítva.

A repülőgép geometriai láthatóságának távolságát km-ben igen egyszerű megközelítő képlet segítségével számíthatjuk ki

$$D_{max} = 110\ \sqrt{H},$$

ahol H a repülőgép repülési magassága km-ben.

A képletből látható, hogy 9 km-es repülési magasságnál a repülőgép 330 km távolságból fedezhető fel.

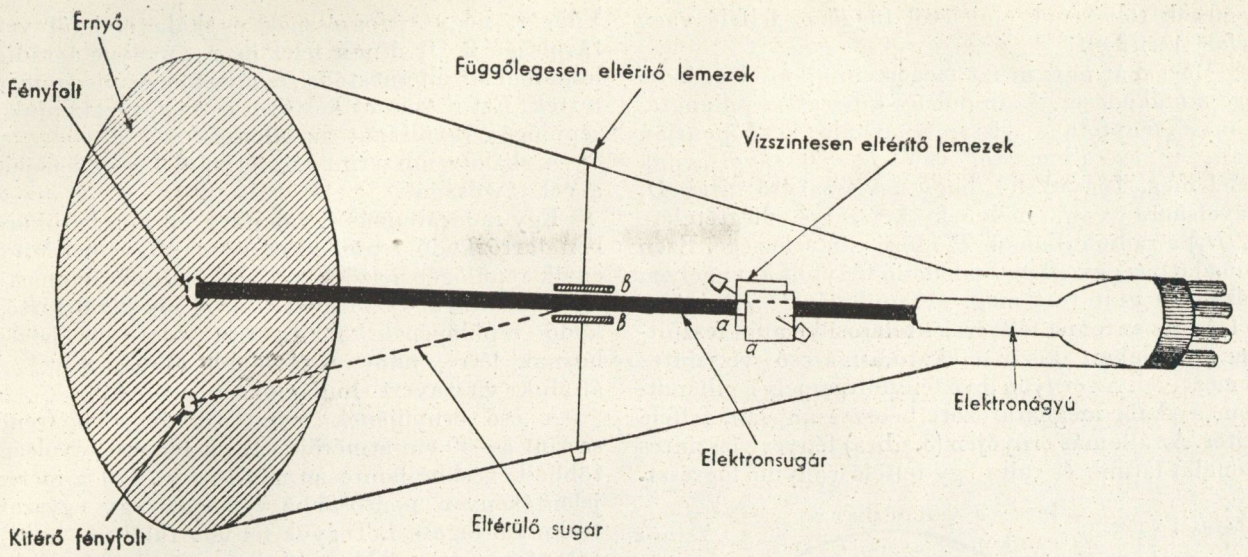
Érdekes eredményt nyerünk : a repülőgép, mely a légelhárító tüzérség elől menekülve, egyre magasabbra és magasabbra emelkedik, megkönnyíti legnagyobb ellenségeinek — a szárazföldi és tengeri radarállomásoknak munkáját.

*

Fentebb már beszéltünk arról, hogy a radarállomások a visszaverő tárgy távolságát azon időköz mérése útján határozzák meg, amely a hullámnak a célhoz jutásához és onnan történő visszatéréséhez szükséges. Azt is említettük, hogy ezen időköz mérésére katódsugárcsövek szolgálnak.

Vizsgáljuk meg, hogyan készülnek és működnek ezek az érdekes műszerek. Az itt közölt rajzon (2. ábra) látható a katódsugárcső vázlata. A tölcséralakú üvegedény keskeny részében van elhelyezve az elektronforrás — a katód. Ismeretes, hogy az összes nehezen olvadó fémek erős felhevítéskor elektronokat bocsátanak ki. A katódsugárcsövekben katódként egy izzó fémszál vagy kicsiny izzított hengerfelület szolgál. Különleges készülék — az elektronágyú — segítségével sa katódból kirepülő elektronok vékony kévébe tömörülnek, ez az elektronsugár. E sugárban az elektronok óriási sebességgel repülnek az edény szélesedő része felé, amely sík fallal végződik.

Az üvegcső falának belső felülete különleges készítménnyel van bevonva, amely a lecsapódó elektronok hatására világítani kezd. Ez a fal képezi a cső ernyőjét. Mivel az elektronokat keskeny kévébe gyűjtik, mint mondani szokták, fokuszálják, az ernyőnek mindig ugyanazon pontját bom-



2. ábra.
A katódsáugrcső szerkezete.

bázzák. Ezen a helyen élesen kirajzolt fényfolt jelenik meg. Az ernyő, ha kívülről nézzük, rendesen tejszínű, matt felület, a pont pedig színesen világít.

A cső beljseében az elektronok útjában két pár párhuzamos lemez van, amelyek közül az egyik pár függőleges, a másik pedig vízszintes helyzetben van elhelyezve. Az elektronsugár a lemezek között halad át. Mindkét lemezpártól drótokat vezetnek ki a csőből, amelyekbe külső áramforrásból elektromos feszültséget lehet kapcsolni.

Lássuk mi történik, ha a függőlegesen elhelyezett lemezpárra elektromos feszültséget kapcsolunk. Az egyik lemez pozitív, a másik pedig negatív töltést mutat. A lemezek között elektromos tér képződik. Mivel az elektronok negatív töltést hordoznak, ezért az első lemez vonzza, a második pedig taszítja őket. Ez azt jelenti, hogy az elektronsugár a lemezek között áthaladva, a pozitív lemez felé tér el és az elektronok nem az ernyő közepén, hanem ennek vízszintes tengelyén, valahol oldalt ütődnek a falhoz. Minél nagyobb a feszültség a lemezek között, annál nagyobb lesz a fényfolt kitérése az ernyőn. Ha a lemezekre kapcsolt feszültség előjelét megváltoztatjuk, akkor az elektronsugár ellenkező irányban térül el és a fényfolt a vízszintes tengely mentén a középpontól ellenkező irányban tér ki.

Ha a lemezekre változó nagyságú és előjelű feszültséget kapcsolnak, akkor a fényfolt a vízszintes tengely mentén balra és jobbra változtatja helyét. Ha a feszültség igen gyakran változik, akkor a cső ernyőjén összefüggő fénylő vízszintes vonal jelenik meg.

Képzeljük el, hogy a lemezekre olyan kiindulási feszültséget adtunk, amelynél a fényfolt a vízszintes vonal baloldali legszélső pontjában van. Most a jobboldali lemezre fokozatosan erősödő pozitív feszültséget kapcsolunk.

A fényfolt fokozatosan jobbra mozdul el. Ha a feszültség az idővel szigorúan arányosan növekszik, akkor a fényfolt ugyanilyen szabályosan halad jobbfelé. Ilymódon műszerünk ernyőjének vízszintes tengelyén a fényfolt minden egyes helyzete bizonyos időköznek felel meg, amely akkor kezdődött, amikor a jobboldali lemezre pozitív feszültséget kapcsoltunk.

Ha a katódsugárcsőnek vízszintes tengelyét (ezt a tengelyt gyakran idővonalnak hívjuk) bizonyos számú egyforma részre osztjuk, pl. 100 részre, akkor sajátságos időskálát kapunk.

A radarállomások ernyőjén a fényfolt a legszélső baloldali pontban van, amikor a leadókészülék a rádióhullámot kibocsátja. Ebben a pillanatban a katódsugárcső jobboldali lemezére idegen feszültségforrásból egyenletesen növekvő pozitív feszültséget kapcsolunk. A fényfolt így egyenletesen kitér jobbfelé.

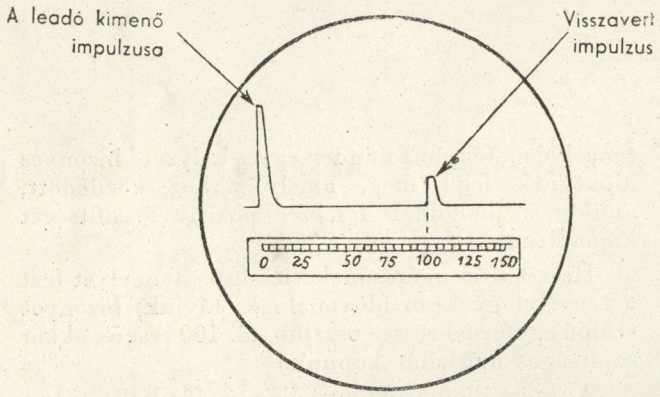
Ez a folyamat a hullámleadások közötti szünetek alatt tart (ez az időköz a másodperc ezredrészét képezi.) Amikor a fényfolt eléri a tengely legszélső jobb pontját, a katódsugárcső lemezeinek feszültségét hirtelen megváltoztatják és az eredeti előjelű feszültséget adják a lemeznek. A fényfolt így hirtelen visszaugrik balra, a kezdőpontba, az ernyő baloldalára. Ezután az egész folyamat újból megismétlődik: minden hullámkibocsátáskor a fénypont a legszélső baloldalon van, és bizonyos idő mulva elérve a skála szembenálló végpontját, hirtelen visszaugrik balra.

Ilyen körülmények közt a katódsugárcső ernyőjének tengelye nemcsak idővonalként, hanem távolsági skálaként is szolgálhat, leolvashatjuk róla azt a távolságot, amelyet a rádióhullámok a radarállomás antennája által történt kibocsátás időpontjától kezdve megtesznek. Minél hiosszabb utat tett meg a skálán a fényfolt, annál hosszabb idő telt el a hullám kibocsátásától kezdve és annál nagyobb távolságra jutott el a radarállomás elektromágneses hulláma.

Térjünk vissza most a katódsugárcső másik lemezpárjának — a vízszintesnek — jelentőségére. Ha ezekre feszültséget kapcsolunk, akkor közöttük elektromos tér keletkezik, amely az elektronokat a

lemezek töltésének előjelétől függően felfelé vagy lefelé téríti el.

Most már nem nehéz megérteni a katódsugárcső egész működését. Az impulzus-kibocsátás pillanatában a fényfolt a vízszintes skála kezdőpontjan van, ez az állomástól való $D = 0$ távolságnak felel meg. Tegyük fel, hogy a visszaverő tárgy D_1 távolságra van, melynek kétszeres megtételére ($2\ D_1$) a rádióhullámok T_2 időre van szüksége. Ezen idő alatt az egyenletesen haladó fényfolt a tengelyen bizonyos utat tesz meg. A repülőgépről visszavert jelzést az antenna felfogja és felerősítés után feszültség alakjában közli a katódsugárcső vízszintes lemezeivel. Az ernyőn levő fényfolt, amely e pillanatban a skála meghatározott beosztásán van, felfelé kitér. Az állomás ernyőjén (3. ábra) fényes vízszintes vonalat látunk és rajta egy felfelé irányuló fogrészt.



3. ábra.
A felfedezett célpont távolságának leolvasása. Ez az első (radarállomásról kibocsátott) impulzus képének balszélétől a visszavert impulzus balszéléig terjedő távolságnak felel meg.

Világos, hogy e fogrésznek a skála elejétől vett távolsága $2\ D_1$ útnak felel meg, amelyet a rádióhullámok az állomástól a repülőgépig és vissza megtettek. Ezt a számot kettővel osztva, megkapjuk a repülőgép távolságát az állomástól.

A skála rendszerint közvetlenül km-ekben jelzi a cél távolságát.

Egy radarállomás egyidejűleg több, a hatókörében tartózkodó repülőgépet is megfigyelhet. Mindegyik repülőgép jelzést kelt a skálán az állomástól való távolságának megfelelően. A közelebb tartózkodó repülőgépek rendszerint nagyobb jelzést hoznak létre, mint a távolabb levők, mivel az általuk visszavert hullámok erősebbek.

A cső ernyőjének méreteitől függően (rendszerint 5—30 cm átmérője van) a célpont távolsága többé-kevésbbé pontosan mérhető le. Ezt a mérést jelentékenyen pontosabbá tehetjük egy egyszerű technikai fogással. Tegyük fel úgy találtuk, hogy a cél távolsága például 40 km-el egyenlő. Ekkor egyszerű átkapcsolással a skála beosztását például két kilométernek megfelelőre változtatjuk meg. Az ernyőn csak 39-től 41 km-ig terjedő távolság beosztását találjuk, amely az egész skálára kiterjed. Ilyen módon már sokkal pontosabb távolságértékeket kapunk.

A jelenlegi radarállomásokon a nagyobb, 300—400 km távolságok magasan repülő gépeknél gyakorlatilag 1—2 százalék pontossággal, a 30—40 km-es távolságok pedig 10—20 m pontossággal mérhetők. Ez a pontosság jelentékenyen túlszárnyalja az optikai távolságmérők teljesítményét.

A leírt módon egyenes vonalban határozzuk meg a repülőgép távolságát az állomástól.

(Folytatjuk.)

Könyvszemle

N. Szolovjev: **»A vezetékes távközlés méréstechnikája«.** (»Izmerenyija po provodnoj szvjazi.« Moszkva, Szvjazizdat, 1945. 340. oldal. 28 Rubel.)

A szakember, aki a vezetékes távközlés méréseivel foglalkozó irodalmat eddig csak a folyóiratokban szétszórva, vagy nehezen hozzáférhető nyugati szakkönyvekben találhatta meg, ebben a könyvben összegyüjtve találja mindazt, amire méréseivel kapcsolatban szüksége lehet.

A 340 oldalas mű tartalmazza a használatos mérőberendezéseknek a leírását, fényképeit, elvi- és mérési tömbvázlatait (kereken 300 ábrával) részletes számításokkal és közli a mérések gyakorlati végrehajtásának módját. A könyv részleteit tekintve túlhaladja a tankönyvjelleget, a tárgykör kézikönyvének tekinthető.

Az első fejezet a mérésekhez szükséges áramforrásokról szól. Közli az ilyen áramforrásokra vonatkozó frekvencia-, teljesítmény-, belső ellenállás-, torzítás- és stabilitás-követelményeket, majd részletesen ismerteti a használatos generátorok fajtáit. Külön fejezet szól a váltóáramú források kiegészítő készülékeiről, mint a szimmetrizáló és etalon-transzformátorokról, továbbá a mérőszűrőkről. A harmadik fejezet a laboratóriumi ellenállások, kondenzátorok, önindukciót és kölcsönös-indukciót képviselő tekercsek ismertetését, a következő fejezet pedig az áram és feszültség mérésének és indikálásának rendszeres leírását tartalmazza.

Az V. fejezet a frekvenciamérést tárgyalja, leírja a hidas, rezonáns, jelfogós és csöves frekvenciamérőket, hosszasan tárgyalja a pontos frekvenciamérés elvi kérdéseit és utal ezen elvek gyakorlati következményeire. Aránylag sok helyet szentel a nagystabilitású oszcillátoroknak, a multivibrátorok, a frekvencia-aláosztás és a frekvencia-standardok kérdésének.

A VI. fejezet impedanciák mérésével foglalkozik. Igen nagyszámú hídmérést ismertet s a módszereket kritikailag összehasonlítja. Szól a mérések elvi nehézségeiről és a levezetésnek a mérésekre való befolyásáról.

Az elektrosztatikus etalonok elvének és az etalonhidaknak ismertetése után a négypólusmérésekre tér át a szerző. Részletesen ismerteti a különböző csillapítások és az átviteliállandó mérését és mérőberendezéseit.

A további fejezetek témái röviden: Torzítási tényező mérése, analizátorok. Földelési ellenállás mérése, vezeték- és szigetelésellenállás mérése. Bemenőimpedancia mérése a vonalakon. Vonalszimmetriák elmélete és mérése.

A könyv gyakorlati jelentőségét növeli a nagyterjedelmű XIII. fejezet, amely igen részletesen tárgyalja a vonalhibahelyek meghatározását.

Öt fejezet foglalkozik a vonalak üzemi viszonyainak méréseivel. A csillapítás, egyenérték, fázistorzítás, terjedési idő és a távírócsillapítás mérése a főbb témája e fejezeteknek.

Ez a könyv, mint a szovjet szakkönyvek általában, segíteni akarja a szakma dolgozóit. Nem káprázatot el tisztelet és csodálatot ébresztő matematikai formalizmussal, mint sok ragyogó kiállítású, de egyébként alig használható nyugati könyv, melynek célja — amellett, hogy kitűnő üzlet a könyvkiadó tröszt részére — az, hogy az »elmaradt« európai népekkel elismertesse az angolszász technika fölényét. Ilyen behatolási kísérlet azonban ma már ellenkező eredményre vezet. Műszaki értelmiségünk már tisztán lát és a szovjet tudomány és technika eredményeit igyekszik alaposan megismerni.

Az ismertetett Szolovjev könyv eddigi eredménye, hogy annak átlapozása után három mérnök — akik eddig nyelvtanulásra sehogyan sem tudtak »időt szakítani« — beiratkozott orosz nyelvtanfolyamra.

Hollós Rezső

Felelős szerkesztő: Lévai Pál — Felelős kiadó: Solt Sándor, a Nehézi Könyv- és Folyóiratkiadó Vállalat vezérigazgatója
Kiadóhivatal, előfizetéz: Nehézipari Köny- és Folyóiratkiadó Vállalat, Budapest, V., Alkotmány-utca 16. I. em.
Távbeszélő: 123—369, 123—614 — Egyszámlaszám 936552
Budapest nyomda, V., Gerlóczy-utca 2. — 8275 — Felelős vezető: ifj. Puskás Ferenc

ÚJ KÖNYVEK

Izjumov: Rádiótechnika. Kb. 440 oldal. Ára kb. 55 ft.

A rádiótechnika tankönyve, mely igen egyszerűen, érthetően ismerteti a rádiótechnika alapfogalmait. A rezgéstkeltő berendezéseket egész korszerűen tárgyalja, ismerteti az adó- és vevőkészülékeket, miáltal a könyv úgy szerkesztők, mint kevésbé hozzáértők számára alkalmas.

Zsevahov: Kohóüzemek hőgazdálkodása. Kb. 560 oldal. Ára kb. 70 Ft.

Zsevahov magántanár könyve hazai szakirodalmunkban az első olyan munka, amely a kohászati üzemek hőgazdálkodási kérdéseit nemcsak az egyes metallurgiai folyamatokkal kapcsolatban érinti, hanem mint összefüggő, különálló kérdéskomplexumot kezeli. A korszerű hőgazdálkodási szempontokat elmletileg és gyakorlatilag egyaránt a legnagyobb részletességgel tárgyalja.

Grubin: Csigamaró-számítások. Kb. 80 oldal. Ára kb. 12 Ft.

Szakirodalmunkban hézagpótló mű, mely elsőízben foglalkozik lefejtő szerszámokkal. Előtte csak Buckingham, Olah »Stirnräder« könyvét ismertük, de ez távolról sem olyan alapos, kimerítő mű, mint Grubin könyve.

Moroz-Szibarov: Könyvviteli számvitel a széniparban. I. kötet. Kb. 176 oldal. Ára kb. 30 Ft.

Gyakorlati alapon foglalkozik a szénbányászat könyvvitelével. Ismerteti az álló eszközök, anyagok, munkabér könyvviteli elszámolás lényegét. A szénbányászat önelszámolásának, költségelszámolásának rendszerét, valamint a pénzügyi és hitelműveletek elszámolását. Ismerteti a könyvelési elszámolással kapcsolatos okmányforgalmi (bizonylat) rendeletmintákat, azok kitöltésének módját és a hozzájuk kapcsolódó ellenőrzési feladatokat. A számviteli dolgozókon kívül nagy hasznát fogják venni a szénbányászat műszaki dolgozói is.

Tolcsanov: A szerszámgépi és lakatosmunkák műszaki normáinak megállapítása.

Kb. 192 oldal. Ára kb. 27 Ft

A forgácsolás technikájának és törvényszerűségeinek ismertetésével eszközt ad technikusoknak, időelemzőknek, művelettervezőknek arra, hogy a helyes és gazdaságos technológia kiválasztásával a technikai (műszaki) normákat is megállapíthassák. Magyar nyelven az első olyan könyv, mely a forgácsolás technológiai tényezőinek törvényszerű összefüggését ismerteti.

Immermann: Öntvények gyártásának ellenőrzése. Kb. 222 oldal. Ára kb. 28 Ft.

Öntödei selejt elleni harcukban nagy segítséget nyujt Immermann könyve a műszaki vezetésben, minőségellenőrzésben dolgozóknak. A könyv egyszerű és érthető előadásmódja lehetővé teszi, hogy technikusok, művezetők, csoportvezetők is használhassák.

Muravjev-Krilov: Kőolajtermelés. Kb. 650 oldal. Ára kb. 70 Ft.

Ez a nagyszerű mű a kőolajtermelés első magyarnyelvű szakkönyve, amely kimerítően foglalkozik a kőolaj előfordulásukkal, valamint az olajmezők leművelésének korszerű módszereivel. Magában foglalja az ide vonatkozó, élenjáró szovjet tudományos kutatások valamennyi eredményét; minden oldalról bemutatja a kőolajtermelés korszerű technikai felszerelését és teljes képet nyujt az olajtermelés további irányáról szakemberek számára.

Pervomajszkij: Tervszerű megelőző karbantartás megszervezése.

Kb 192 oldal. Ára kb. 24 Ft.

Iparunkban a tervszerű megelőző karbantartás bevezetés alatt áll. A vállalatok TMK rendszerének felépítéséhez és megszervezéséhez a szükséges műhelyterületek, gépiberendezések, létszámok stb. megállapításához fontos segédeszköz ez a könyv, mely ismerteti a Szovjetunió gépgyárainak TMK rendszerét és amely által átvehetjük és alkalmazhatjuk azt saját iparunkban.

Fenti könyvek a nehézipar számára alacsony példányszámban lettek kiadva. Kereskedelmi forgalomba nem kerülnek, csak kiadóvállalatnál rendelhetők meg.

Nehézipari Könyv- és Folyóiratkiadó Vállalat

Budapest, V., Alkotmány-utca 16. I. 2.

Olvasóink figyelmébe !

Ötéves nehézipari tervünk teljesítése, túlteljesítése döntően függ attól, hogy vezetőkádereink, mérnökeink és technikusaink milyen mértékben tudják elsajátítani az élenjáró szovjet műszaki tudományt, az élenjáró szovjet nehézipar dolgozóinak tapasztalatait, újításait, munkamódszereit és milyen mértékben tudják felhasználni, alkalmazni azokat saját munkaterületükön.

A szovjet tudományos műszaki irodalom eddig csak azok számára volt hozzáférhető, akik ismerték az orosz nyelvet, vagy tolmáccsal lefordíttattak egyes cikkeket, fejezeteket, esetleg egész könyveket. Természetes, hogy a magánkezdeményezésre lefordított anyag csak egészen kis réteghez juthatott el. Pártunk és kormányzatunk a műszaki értelmiség segítségére sietett, amikor létrehozta a tárcakiadókat, melyek feladatául tűzte a tudományos szovjet műszaki irodalom magyarnyelvű kiadását és széleskörű elterjesztését.

A NIM tárcakiadója az 1951-es évre a nehézipar minden ágára kiterjedő, széleskörű könyvkiadói tervet dolgozott ki, melynek megvalósítása megkezdődött. A folyó évben az alábbi nehézipari mérnöki és technikusi szakkönyvek jelennek meg, melyek a kiadóvállalatnál máris megrendelhetők.

Bányászat : Ára kb. Ft

Bucsnev : A bányamérnök kézikönyve. Kb. 600 oldal .... 70·—

Moroz—Szibarov : Könyvviteli számvitel a szén-iparban. I. kötet. Kb. 280. oldal .... 30·—

Kohászat :

Immerman: Öntvények gyártásának ellenőrzése. Kb. 220 oldal. .... 28·—

Sesztopál : A gépgyártás öntvényei. Kb. 280 oldal .... 30·—

Öntődék és gyári laboratóriumok tervezése. (Masinosztroenie 14. kötetének I. és XII. fejezete.) Kb. 100 oldal .... 15·—

Zsevahov : Kohóüzemek hőgazdálkodása. Kb. 620 oldal .... 70·—

Beljajev : Könnyűfémek kohászata. Kb. 450 oldal. .... 70·—

Gillemot : Fémek technológiája I. (fémek öntése), második bővített kiadás. Kb. 280 oldal 36·—

Gépipar :

Tolcsanov : A szerszámgépi és lakatosmunkák műszaki normáinak megállapítása. Kb. 280 oldal .... 27·—

Grubin : Csigamaró-számítások. Kb. 100 oldal 12·—

Ára kb. Ft

Aisenberg : Gépjavító-műhelyek tervezése. Kb. 20 oldal. .... 4·—

Pervomajszkij : Tervszerű megelőző karbantartás megszervezése. Kb. 200 oldal .... 24·—

Ásványolajipar :

Muravjev—Krilov : Olajtermelés. Kb. 640 oldal 70·—

Vegyipar :

Amiantov : Közbeeső termékek és festékek kémiája és technológiája. Kb. 300 oldal 38·—

Híradástechnika :

Izjumov : Rádiótechnika. Kb. 440 oldal .... 55·—

Istvánffy : Mágneses anyagok és alkalmazásai. Kb. 200 oldal. .... 30·—

Optika :

Bárány Nándor : Optikai műszerek. II. kötet. Kb. 480 oldal .... 80·—

Mész-, cement-, üvegipar :

Bereczky—Grofcsik—Korányi : Ipari szilikátkémia. Kb. 160. oldal .... 20·—

Villamosenergia :

Karsa Béla : Villamosmérések. Kb. 320 oldal 40·—

Nehézipari Könyv- és Folyóiratkiadó Vállalat

Budapest, V., Alkotmány-utca 16., I. 2.