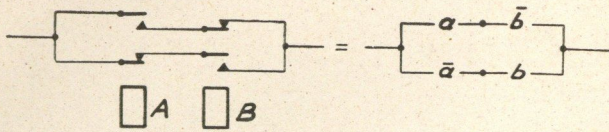
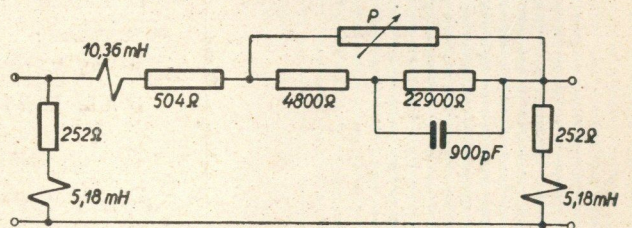
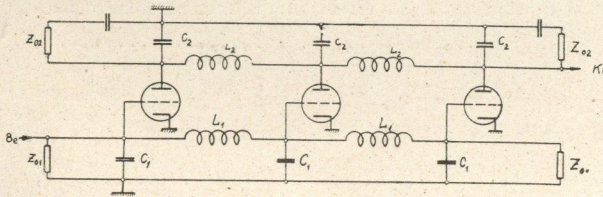
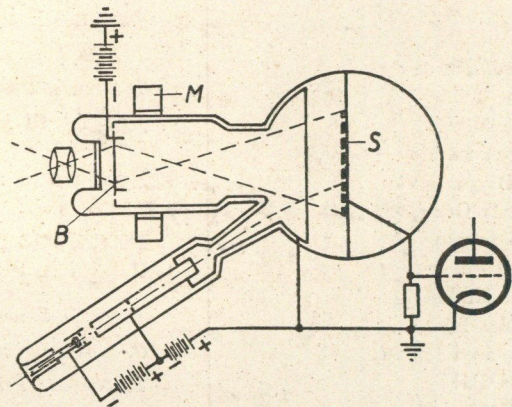


Magyar HIRADÁSTECHNIKA



VIM



Felelős szerkesztő:
Lévai 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
dr. Orbán György
Sárközy Géza
Szigeti György
Szikszay Lajos
dr. Tarján Rezső
Vágó Artur
Valkó Iván Péter
Winter Ernő

Szerkesztőségi titkár:
Szokol Hubert

<i>Simon Ferenc</i> : Jelfogós áramkörök matematikai tárgyalása	1
Felhívás továbbképzésre	6
<i>Kodolányi Gyula</i> : A hullámterjedés jelentősége a rádiótechnikában	7
Könyvszemle	12
<i>Nemes Tihamér</i> : A képfelvétel a távolbalátásban	14
<i>Dr. Sárkány Tamás</i> : A szélessávú erősítés elméleti korlátozásai	19
Megjegyzés az AB erősítők elméletéhez	23
Indukciós melegítő a hangszórógyártásban	24
<i>Dr. Radványi László</i> : Változó négyfólyusok	25
Pályázati felhívás aspirantúrára	32

ТЕХНИКА СВЯЗИ

Журнал Научного Союза Связи

Ференц Шимон: Математическое обсуждение релейных цепей	1
Дьюла Кодолани: Значение распространения волн в радиотехнике ..	7
Т. Немеш: Съёмка картин в телевидении	14
Др. Т. Шаркань: Теоретическое ограничение широкополосного усиления	19
Др. Радвани: Переменные четырехполюсники	25

TECHNIQUE DE LA TÉLÉCOMMUNICATION

Bulletin de l'Association Scientifique pour la Télécommunication

<i>Francois Simon</i> : Traitement mathématique des circuits à relais	1
<i>G. Kodolányi</i> : La propagation des ondes radiophoniques	7
<i>T. Nemes</i> : Prise de l'image dans le télévision	14
<i>Dr. T. Sárkány</i> : Les limitations théorétiques de l'amplification à large bande	19
<i>Dr. L. Radványi</i> : Quadripôles variables	25

TELECOMMUNICATION ENGINEERING

Periodical of the Scientific Association for Telecommunication

<i>F. Simon</i> : Mathematical Treatment of Relay Circuits	1
<i>G. Kodolányi</i> : On the propagation of radio waves	7
<i>T. Nemes</i> : TV-Scanning	14
<i>Dr. T. Sárkány</i> : The theoretical Limitations of Wide-band Amplification	19
<i>Dr. L. Radványi</i> : Variable Four-terminal Networks	25

NACHRICHTENTECHNIK

Zeitschrift des Nachrichtentechnischen Wissenschaftlichen Vereines

<i>F. Simon</i> : Die mathematische Behandlung von Relais-Stromkreisen	1
<i>G. Kodolányi</i> : Die Bedeutung der Wellenausbreitung in der Radiotechnik ..	7
<i>T. Nemes</i> : Bildaufnahme im Fernsehen	14
<i>Dr. Tamás Sárkány</i> : Die theoretischen Begrenzungen der Breitband-verstärkung	19
<i>Dr. L. Radványi</i> : Veränderliche Vierpole	25

Jelfogós áramkörök matematikai tárgyalása

SIMON FERENC

Автор, оценивая развитие математических вспомогательных средств проектирования релейных цепей, указывает на возможность и преимущество применения логической алгебры при проектировании прикасающихся цепей. После объяснения обозначений и точного определения отдельных понятий, разбирает основные уравнения и приводит пример для их применения. После обсуждения обратных схем и комбинированных цепей, приводит обобщенный пример для упрощения цепей.

Évaluant le développement de l'aide mathématique concernant la construction des circuits à relais, l'auteur montre la possibilité et l'avantage de l'emploi de l'algèbre logique dans la construction de réseaux à contacts. Après l'introduction des notations et la définition des concepts, il parle des équations fondamentales, puis à l'aide d'exemples il montre leur emploi. Après le traitement des circuits à connexion réciproque et des circuits combinés, il donne un exemple recapitulatif concernant la simplification des circuits.

Having evaluated the development of the mathematical means of assistance to designing relay circuits, the author discusses the possibilities and advantages of Logical Algebra for designing contact networks. After an explanation of the symbols and definition of the notions, the fundamental equations are presented, and also, in connection with an example, their application. Inverse connexions and combination networks are treated and a general example for simplifying the circuits is given.

Die Entwicklung der mathematischen Hilfsmittel für den Entwurf von Relais-Stromkreisen auswertend weist Verfasser auf die Möglichkeiten und Vorteile der Anwendung logischer Algebra bei Konstruktion der Kontaktnetze hin. Nach Einführung der Symbole und Definition der Begriffe, werden die Grundgleichungen und an Hand eines Beispiels ihre praktische Anwendung gebracht. Schliesslich werden Reziprok-Schaltungen und Kombinationsnetze behandelt und an einem zusammenfassenden Beispiele die Vereinfachung der Stromkreise vorgeführt.

Bevezetés

Bár a modern automata távbeszélő központok a híradástechnika legnagyobb és legkomplikáltabb berendezéseihez tartoznak, tervezésük és építésük viszonylagosan a legtöbb mérnöki munkát kívánja, elméletükben mégsem található meg a matematikának az a kiterjedt alkalmazása, amely a műszaki tudományok legtöbb ágában olyan hatékony útbaigazítást ad a tervező mérnöknek. Ez annál inkább szembetűnő, mert a tervezés a kísérletezést is csak mint végső ellenőrzést alkalmazza. A méretezéshez ugyan felhasználják a valószínűségszámítást, de az ebből nyerhető számszerű értékeket inkább a vevő és az üzemvezetés tudja közvetlenül felhasználni, a tervezés ezekből legtöbbször csak általános irányelveket kap.

Annak ellenére azonban, hogy a tervezési munka legnagyobb része nem számítással történik, a konstrukciók legkisebb részletükig is a logikusan következtető gondolkodás eredményei. Vonatkozik ez elsősorban az áramkörök tervezésére. Az áramkörök jóságának a legfontosabb kritériuma a karbantartási és technológiai szempontok mellett az, hogy a jelfogók számának megállapítása és az érintkezőhálózat kialakítása magán hordja-e a szükséges és elegendő feltételek teljesítésének a bélyegét. Ez a

próbakő legtöbbször az adott szolgáltatásokhoz egyértelműen jelöli ki a helyes megoldást. Különösen áll ez az érintkezőhálózat megtervezésére. A tervezési munka első és legfontosabb részében, amikor a nyújtandó szolgáltatásokból kiindulva felvesszük a működési diagrammot és ezzel párhuzamosan a szükséges és elegendő jelfogók számát úgy, hogy a megtervezett idődiagrammhoz kevés és egyszerű jelfogóra legyen szükség, gyakran több út kínálkozik és nem mindig lehet határozottan kijelölni a legjobb megoldást. Ha azonban már az idődiagrammban és a jelfogók számában megállapodtunk, az érintkezőhálózat megtervezése mint egy matematikai egyenletrendszer megoldása adódik.

Minden áramkörtervező érzi munkájának matematikai jellegét, de csak a 30-as évek végén sikerült az áramkörtervezésnek és az algebrainak megfelelő kapcsolatát megtalálni. Az ezirányú kutatásokat két csoportba lehet vonni:

1. Az adott szolgáltatásokhoz szükséges és elegendő kapcsolási elemek számának meghatározása megfelelő idő- ill. működési diagram megtervezésével. A feladatot nagyon komplikálja az, hogy figyelemmel kell lenni a jelfogókonstrukciós, továbbá gyártási és technológiai, valamint keretelrendezési és alaprajzi kérdésekre. Emellett gyakran egymásnak ellentmondó feltételeket kell kielégíteni. Pl.: a kapcsológép és működtető áramkörre közül az egyik egyszerűsítése a másik komplikálódását és drágulását jelenti. A kevés jelfogót használó megoldás a jelfogók működési számának növekedését és egyenlőtlenségét vonja maga után, az érintkezők száma megnövekszik és esetleg többtekerceses, marginális működésű jelfogókra is szükség lesz. A jelfogók több célra való felhasználása a következmények miatt az áramkör megértését és ezzel a karbantartás munkáját is megnehezíti és így a vevő a vételnél jelentkező megtakarítás többszörösét fizetheti rá az üzemben. Éppen ezért e téren a haladás lassú, a tervezői gyakorlat munkáját számbavehetően előbbrevívó matematikai eredmények még nincsenek.

2. Adott számú jelfogóhoz és idődiagrammhoz az érintkezőhálózat megtervezése. E téren már jelentős eredmények mutatkoznak a logikai algebrainak az alkalmazásával.

E két kutatási irány közül csak ez utóbbi eredményeivel kívánunk foglalkozni.

A fogalmak bevezetését és a tételek levezetését — elsősorban az alkalmazás megkönnyítését tartva szem előtt — célszerű az áramköri elemekhez kapcsolva végezni ahelyett, hogy a logikai algebra elvont, a mérnöki gondolkodásmódtól távoleső módszerével foglalkoznánk. Éppen ezért a következőkben csak rámutatunk a logikai következtetések, ill. ítéletek és a jelfogós áramkörök felépítésének rokonására, de az algebra tételeit már az áramkörökhöz kapcsoljuk.

A) A logikai algebra alkalmazhatósága érintkező-hálózatokra

A logikai algebra fogalmainak és tételeinek a jelfogós áramkörökben való értelmezésére és átültetésére az a felismerés vezet, hogy a jelfogós áramkörök működésükkor mindig a syllogistikus alakzatok egyikét, az ú. n. feltételes következtetéseket végézik. Ez a felismerés és ennek alkalmazása vezet a kezdő áramkört az áramkörök elmesélő szellemében való tárgyalásától, azok oknyomozó vizsgálatához. A logikai algebra tételeit csak akkor alkalmazhatjuk, ha az áramkör által teljesítendő feltételeket előbb megfogalmazzuk.

A feltételes következtetések az ok és következmény viszonyát fejezik ki. Felhasználásuk tekintetében kétfélék.

1. Igazoló feltételes következtetéseket akkor végzünk, amikor azt vizsgáljuk, hogy valamely meghatározott eset eleget tesz-e valamely logikai vagy oksági kapcsolatnak. Ez esetben a következtetéssel a kérdéses esetre feltételezett függőségi viszonyt megállapítjuk vagy megcáfoljuk.

Az igazolás vagy verifikálás kétféleképpen történik:

a) Azt kutatjuk, hogy tényleg létezik-e a feltételezett ok. Ha igen, akkor igaz a következmény.

b) Keressük, hogy konstatálható-e a következmény? Ha igen, akkor az ok és következményei közti viszony természetétől függően, az okra is visszakövetkeztethetünk.

2. Levezető vagy leszármaztató feltételes következtetésekkel bizonyos számú logikai vagy oksági kapcsolatból új kapcsolatokat vezetünk le.

A logikai algebra szimbolumainak a jelfogós áramkörökben való értelmezését a verifikáló feltételes következtetések kapcsán mutatjuk be. E következtetéseknél a felvett állítás igazságát kutatjuk, vizsgálva, hogy valóban fennáll-e a keresett ok? Az eredmény lehet megerősítő, vagyis állításunk helyes, amit algebrailag 1-gyel fogunk jelölni. A vizsgálat cáfolatra is vezethet, ezt 0-val rögzítjük. E kettőnél több eset nem lehetséges. Az egyes feltételeket külön betűkkel, az ú. n. logikai változókkal jelöljük. Ezek csak az előbbi két értéket vehetik fel.

Az igazoló feltételes következtetések legegyszerűbb formája a következő:

Ha	A	est	B ,	akkor	C	est	D
De	A	est	B				
tehát					C	is	D

Most már a »Ha A est B , akkor C est D « kapcsolat algebraikában $F = x$ jelölést kap. Szóban: a (C est D) állítás helyessége, vagyis F logikai függvény értéke az (A est B) feltétel teljesülésétől ill. algebrailag: az x értékétől függ.

Ha $x = 1$, vagyis az A est B feltétel esetünkben teljesül, F is 1, állításunk tehát igazolva van. $x = 0$ eset viszont cáfolatot jelent.

Az x feltétel azonban negatív értelemben is megfogalmazható. Ez esetben F akkor igaz, ha x nem teljesül. Annak érdekében, hogy algebraik minden esetre használható legyen, függetlenül attól, hogy a feltétel állító- vagy tagadómódban szolgál

a következmény okául, bevezetjük az x feltétel tagadására az $\bar{x}$ jelölést. Eszerint:

$F = \bar{x}$ azt jelenti, hogy az F állítás igaz, ha az x feltétel nem teljesül. $x = 0$, vagyis x feltétel nem teljesülése F igazságát, tehát $F = \bar{x} = 1$ -et jelenti.

Gyakran több feltétel egyidejű teljesülése szükséges az igazoláshoz. Ezek közül bármelyik nem teljesülése — tehát 0 értéke — a következtetés cáfolatára, $F = 0$ értékre vezet. A feltételek algebrailag tehát úgy viselkednek, mint egy szorzat. Jelben:

$$F = x \cdot y \cdot \dots \cdot z$$

Ha viszont több feltétel közül már egynek a teljesülése is állításunk igazolását eredményezi, akkor a független változók összeadása vezet megfelelő algebrai analógiára, vagyis jelben:

$$F = x + y + \dots + z$$

A jelfogós áramkörök minden egyes újabb munkafázisnál függőségi viszonyokat állapítanak meg. A feltételes következtetéseket az áramkörök egy-egy kapcsolási eleme végzi. A jelfogók a következtetések eredményét működésükkor vagy elengedésükkor, tehát két állapottal jelzik. A feltételeket ill. az előző — feltételül szolgáló — következményeket a működtető áramkörök útjába helyezett érintkezők zárásukkal ill. bontásukkal tudatják a következtetést végző elemmel. Tiszta jelfogós áramkörök esetén tehát ez azt jelenti, hogy a jelfogók áramköre egyéb jelfogók vezérlő kontaktusain át zárul. Ha az áramkörtervező által előírt feltételek teljesülnek, a jelfogó működhet. A működő jelfogók érintkezői egyéb áramkörök zárási ill. bontási feltételeinek teljesüléséről adnak számot, egyéb jelfogók működését vezérlik. Mondhatjuk tehát, hogy a jelfogók a logikai következtetések egész sorozatát végzik, a következtetések előbb felsorolt formái képezik felépítésük elvét. Ez állítás kézenfekvősége feleslegessé tesz minden példával való illusztrálását. Következmenyként azonban várható, hogy a logikai algebra a számok és műveletek megfelelő értelmezése után teljes egészében alkalmazható a jelfogós áramkörökre is. Ennek útja a következő:

A jelfogókat az ABC nagybetűivel jelöljük. A jelfogók áramköre lehet zárva, ez esetben az 1 értéket rendeljük a jelfogókhoz, ha bontva van, akkor a 0-át. A vezérlő jelfogók működtetett vagy elengedett állapota szolgálhat feltételül a vezérelt jelfogó áramkörének zárásához. Az első esetben a jelfogó egy záró, a másik esetben egy bontó érintkezővel vezérli a következtetéseket végző jelfogó áramkörét. Az érintkezőket az ABC kisbetűivel jelöljük, mégpedig a záróérintkező jele: a , a bontóé: $\bar{a}$. Ha az A jelfogóhoz rendelt érték 1, tehát a jelfogó meg van húzva, $a = 1$ és $\bar{a} = 0$.

Ha több jelfogó egyidejű működése a feltétel egy áramkör zárásához, vagyis $a, b, \dots, n$ érintkezők egyidejű záródása szükséges x működéséhez, akkor a logikai algebrainak megfelelően azt mondjuk, hogy:

$$x = a \cdot b \cdot \dots \cdot n$$

Áramkörileg ez az $a, b, \dots, n$ kontaktusok sorba-kapcsolását kívánja. A szorzás tehát soros kapcsolást jelent.

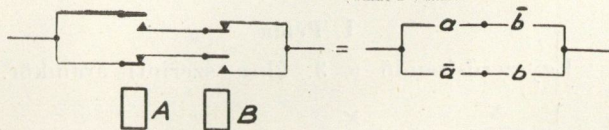
Ha a feltételek vagylagosak, de nem kizárólagosak, akkor az összeadást alkalmazzuk, tehát

$$x = a + b + \dots + n$$

Ez a megfelelő érintkezők párhuzamos kapcsolásával valósítható meg. Az összeadás művelete tehát párhuzamos kapcsolást jelent. Pl.

$$x = a\bar{b} + \bar{a}b$$

az 1. ábra szerinti kapcsolást jelenti.



1. ábra

A definiálásnak ez a módja az ú. n. vezetés-függvényekre vezet. Ugyanis a bontó érintkezőkhöz rendelt 0 szám a nulla vezetés, az 1 szám pedig a végtelen nagy vezetés számértékével értelmezhető. Ezzel áll összhangban a műveletek definíciója is. Párhuzamosan kapcsolt ellenállások esetén az eredő vezetés az összetevő vezetések összege, a soros kapcsolásra alkalmazott szorzás pedig az eredő vezetés számítására emlékeztet.

Szokás a 0 és 1 mennyiségeket ellenállásként is értelmezni, amikor is az ú. n. ellenállásfüggvényekre jutunk. Ez esetben az ellenállások párhuzamos és soros kapcsolásánál alkalmazott eredő ellenállás-számítással összhangban kell a műveleteket is értelmezni, tehát a sorosan kapcsolt érintkezők összegezésével, a párhuzamosan kapcsolt érintkezők pedig szorzással kapcsolandók össze. 0 rövidzárt, 1 pedig bontást jelent.

A vezetésfüggvényekkel való operálás mnemotechnikailag bizonyos előnyökkel jár. Ugyanis a valószínűségszámításban megszokott »vagy-vagy« szóhasználat a részvalószínűségek összegezését, az »is-is« ill. »és-és« szóhasználat pedig a részvalószínűségek szorzását kívánja. Soros-párhuzamos típusú áramköröknél ugyancsak alkalmazható ez a szóhasználat. Az előző példáinkat véve: az X jelfogó áramköre zárul, ha A meg van húzva és (egyidőben) B el van engedve, vagy ha A el van engedve és (egyidőben) B meg van húzva. A — nem kizárólagosságot jelentő — »vagy« kötőszó összegezését jelent a vezetésekre, az »és-és« ill. »is-is« pedig szorzást ír elő.

Az algebra alkalmazásában úttörő első cikkekben gyakran nincs összhangban a számértékek és műveletek definíciója, az egyik a vezetés, a másik az ellenállásszámításra utal. Az algebra így is ellentmondásmentes, de nehezebb a szabályok alkalmazása.

B) Alapvető összefüggések, érintkező-hálózatok egyszerűsítése

Jelöléseink és a műveletek értelmezése után rátérhetünk az algebránk alapját képező összefüggések ismertetésére. Ezek kézenfekvő volta leg-egyszerűbben és egyben legcélszerűbben a megfelelő

érintkezőhálózatra való utalással mutatható meg. Összefüggéseink sorban a következők:

$$x + \bar{x} = 1 \quad (1)$$

$$x \cdot \bar{x} = 0 \quad (2)$$

Szóban: ugyanazon jelfogó záró és bontó érintkezője

párhuzamosan kapcsolva rövidzárt (1)

sorosan kapcsolva bontást (2) eredményez, függetlenül attól, hogy a jelfogó működtetett állapotban van, vagy nincs.

$$x + y = y + x \quad (3)$$

$$x \cdot y = y \cdot x \quad (4)$$

egyenlőségek két jelfogó érintkezőinek sorrendi kommutálhatóságát mondják ki. Az

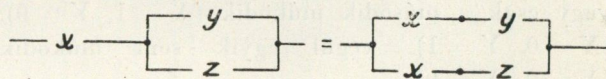
$$x + (y + z) = x + y + z = (x + y) + z \quad (5)$$

$$x \cdot (y \cdot z) = x \cdot y \cdot z = (x \cdot y) \cdot z \quad (6)$$

összefüggések a csoportosíthatóság, asszociáció kifejezései. Az áramkörök egyszerűsítésében legfontosabb soronkövetkező egyenlőségünk a disztribúció törvényét, vagyis a szorzásnak a tényezők egyes tagjaira való elosztását formulázza:

$$x(y + z) = xy + xz \quad (7)$$

A megfelelő aequivaleus kapcsolásokat a 2. ábránk szemlélteti.



2. ábra

$$x + 0 = x \quad (8)$$

$$x \cdot 0 = 0 \quad (9)$$

$$x \cdot 1 = x \quad (10)$$

$$x + 1 = 1 \quad (11)$$

Ezek jelentése a következő:

Egy érintkezőpárral párhuzamosan kapcsolt szigetelő (8) az áramköri viszonyokat nem módosítja,

egy érintkezőpárral sorosan kapcsolt szigetelő (9) az X jelfogó állapotától függetlenül bontja az áramkört,

a sorosan kapcsolt rövidzár (10) az áramkör záródási viszonyait nem befolyásolja,

párhuzamosan kapcsolt rövidzár (11) esetén az X jelfogó állapota az áramköri viszonyokra nincs hatással.

Ezek az összefüggések, az utolsót nem számítva, a reális számok algebrájában megszokott kifejezésekkel azonos alakúak. Alakra ugyancsak meglepő a tartalmilag egyébként nyilvánvaló két soronkövetkező egyenlőségünk:

$$x = x + x = x + x + x + \dots \quad (12)$$

$$x = x \cdot x = x \cdot x \cdot x \dots \quad (13)$$

De még ezek az alaki különbségek is eltűnnek, ha arra gondolunk, hogy kétértékű algebránkban 0 a nulla, 1 pedig a végtelen nagy vezetőképességet

jelenti. Ezért, ha 1 helyett ∞ -t írunk, a (11) egyenletünk

$$x + \infty = \infty$$

alakjában a megszokással összhangban áll.

A (12) és (13) egyenlőségeknél pedig azt kell figyelembevenni, hogy X jelfogó vagy működtetett állapotban van, amikor $x = \infty$, vagy nem és ekkor $x = 0$. Ezeket beírva az alábbi, egyenletenként két eset nyerhető:

$$0 = 0 + 0 = 0 + 0 + 0 + \dots \text{ ill.}$$

$$\infty = \infty + \infty = \infty + \infty + \infty + \dots \text{ valamint}$$

$$0 = 0 \cdot 0 = 0 \cdot 0 \cdot 0 \cdot \dots \text{ ill.}$$

$$\infty = \infty \cdot \infty = \infty \cdot \infty \cdot \infty \cdot \dots$$

amik már megszokott kifejezések.

$$\overline{x + y} = \overline{x} \cdot \overline{y} \quad (14)$$

$$\overline{x \cdot y} = \overline{x} + \overline{y} \quad (15)$$

E tételek jelentőségére a példák kapcsán még visszatérünk. Igazolásuk történhet úgy, hogy x és y helyébe 0 ill. 1 értéket írunk úgy, hogy a lehetséges négy kombinációt előállítsuk. E fárasztó út helyett elegánsabb áramköri megfontolás is célhoz vezet. Ugyanis két jelfogóval összesen négy különböző állapot valósítható meg:

mindkettő működik ($X = 1, Y = 1$), csak az első vagy csak a második működik ($X = 1, Y = 0$), ($X = 0, Y = 1$), végül egyik sem működik ($X = 0, Y = 0$).

$$x + y$$

ezek közül az első hármat írja elő az áramkör záródásának feltételül.

$$\overline{x + y}$$

viszont jelöléseink szerint azt jelenti, hogy az áramkör csak az $(x + y)$ feltételek nem teljesülése esetén zárul, tehát csak a negyedik:

$$\overline{x \cdot y}$$

kombinációnál. A gondolatmenet fonákja vezet a (15) tétel igazolására.

E tételek n érintkezőre való igazolása teljes indukcióval történhet. Pl. a (14) összefüggésről feltételezzük, hogy $n - 1$ érintkező parallel kapcsolása esetén már igaz, vagyis

$$F = x_1 + x_2 + \dots + x_{n-1} = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_{n-1}}$$

Ez esetben viszont:

$$\overline{F + x_n} = \overline{F} \cdot \overline{x_n} \text{ is igaz, ami } \overline{F} \text{ ill. } F \text{ értékének}$$

beírása után a várt

$$\overline{x_1 + x_2 + \dots + x_{n-1} + x_n} = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n}$$

összefüggésre vezet.

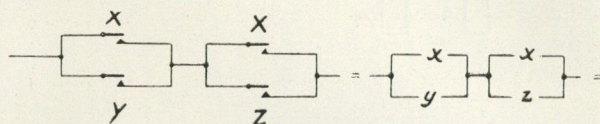
A (14) és (15) tételek tehát azt mondják, hogy adott feltételeket teljesítő áramkör kiegészítő áramköre, az ú. n. reciprok áramkör úgy szerkeszthető meg, hogy az eredeti áramkör záróérintkezői helyett bontó, bontó érintkezők helyett záróérintkezőket

veszünk, a párhuzamos kapcsolást soros, a soros kapcsolást pedig párhuzamos kapcsolássá alakítjuk. A kiegészítő áramkört szokás negatív áramkörnek is nevezni, mert a negatív, tagadó feltételekre működik. A reciprok elnevezés viszont arra a tényre utal, hogy a kiegészítő áramkört úgy is megkapjuk, ha a vezetés-változóban felírt függvényt mint ellenállás változóban, tehát reciprok mennyiségekben felírt függvényt kezeljük.

A felsorolt tételek alkalmazását a következőkben két példa kapcsán mutatjuk be.

1. Példa

Egyszerűsítendő a 3. ábra szerinti áramkör.



3. ábra

A záróérintkezők helyébe a megfelelő x, y, z vezetés-változókat írva, a vezetésfüggvény:

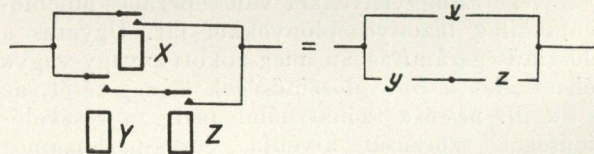
$$F = (x + y)(x + z)$$

alakú. Alkalmazzuk a függvényre előbb a (7), azután a (13) és (6), majd a (7) és (5), negyedszerre a (11) és végül a (10) összefüggéseket:

$$\begin{aligned} (x + y)(x + z) &= xx + xz + yx + yz = \\ &= x + xz + xy + yz = x \cdot (1 + y + z) + \\ &+ yz = x \cdot 1 + yz = x + yz \end{aligned}$$

Az utolsó kifejezésünk már csak három érintkezőt tartalmaz.

A megfelelő áramkört a 4. ábra tünteti fel.



4. ábra

Algebránk az érintkezőhálózatok egyszerűsítése mellett gyakran segítségül szolgál arra is, hogy az áramköri szolgáltatásokhoz szükséges jelfogók számát csökkentjük. Az áramkörök ugyanis jelzéseket vesznek, a vett jelzések számától és fajtától függően más-más állapotba kerülnek, pontosabban: az áramkör jelfogói más és más kombinációban húznak meg. Az ú. n. kombinációs áramkörök tárolják, rögzítik a vett jelzéseket, vizsgálati eredményeket stb. A berendezés működésének megfelelő fázisában a kombinációs áramkörök írják elő a további tennivalókat.

A kombinációs áramkörök tipikus példáit nyújtják a regiszterek tároló vagy rögzítő jelfogói. Az előfizető számtárcsa-impulzusokat egy közös számláló jelfogólánc számolja meg, majd áttölti a kérdéses számjegy tárolására kijelölt jelfogóláncba. Az egyik legprimitívebb tárolási módszer az lenne, hogy az előforduló számjegyek mindegyikének kép-

viseletére kijelölünk egy jelfogót és mindig azt a jelfogót működtetjük, amelyik a betárcsázott számjegyet képviseli. Nagy működési számnál ez a megoldás egyenletes és mérsékelt jelfogóigénybevétellel jár. Kisebb működési számnál azonban túlságosan drága. Pl. két jelfogó esetén jelölje az egyik az 1-es, a másik a 2-es számot. A leírt megoldással csak a 0, 1 és 2 számjegy tárolható. Ha azonban megállapodunk abban, hogy az 1 és 2 egyidejű működése az $1 + 2 = 3$ -as számot jelentse, jelfogóink minden működési kombinációját kihasználtuk.

Ennek az elvnek a kifejlesztése vezet a kódokban való tároláshoz. n jelfogó esetére az algebrák szellemével megegyező előállítást a következőkben adjuk.

Összeállítjuk 0 és 1 jelek összes n -ed osztályú ismétléses variációját. A pozíciókat sorban ellátjuk az 1, 2, 4, 8, 16 stb. pozíciószámokkal, melyeknél tehát mindegyik a megelőző pozíciószám kétszerese. A variációkat olyan sorrendben írjuk fel, hogy az egyes variációk sorszáma megegyezik az 1-es jellel betöltött pozíciószámok összegével. Ez esetben minden 2^n -nél kisebb számhoz hozzárendeltünk egy variációt, mégpedig azt, amelyiknek a sorszáma a kérdéses számmal megegyezik. Pl. $n = 3$ esetén a variációk sorban a következők:

Sorszámok	Poz. számok			
	1	2	4	
0	0	0	0	
1	1	0	0	
2	0	1	0	
3	1	1	0	
4	0	0	1	
5	1	0	1	
6	0	1	1	
7	1	1	1	

A 0 és 1 jeleket vezetésvaltozóknak tekintve, minden sorszámmal a jelfogóknak egy működéskombinációját rendelhetjük. Evégből minden pozíciószám hordozójául egy jelfogót választunk, amely a tárolandó számjegyhez tartozó variáció előírása szerint elégedett vagy meghúzott állapotban képviseli a 0 és 1 jeleket.

Az alábbiakban az áramkörök egyszerűsítésére összefoglaló példát adunk.

2. Példa

Tegyük fel, hogy 3 jelfogónak, amely kódokban tárolhat 8 számjegyet, egy lámpa áramkörét kell zárnia, ha az 1, 2, 3, 6, vagy 7 számjegy valamelyikét tárolja. Szerkesszük meg a 3 jelfogó érintkezőhálózatát úgy, hogy a felsorolt számjegyek tárolásakor zárja a lámpa áramkörét, de bontsa, ha a 0, 4 és 5 számjegyek valamelyikét rögzíti.

Példánkban az X_1, X_2, X_4 jelfogókkal 5 esetben kell a lámpa áramkörét zárnai. Az egyes sorszámokhoz tartozó egyéni áramutakat evégből párhuzamosan kapcsoljuk. Az egyéni áramutak a három jelfogó egy érintkezőpárjának soros kapcsolásából adódnak. Így a 3-as számjegy tárolásakor X_1 és X_2 megvannak húzva, X_4 pedig el van engedve, ezért az áramút X_1 és X_2 egy-egy záró érintkezőjének és X_4 egy bontó érintkezőjének sorbakapcsolásával létesítendő. Vezetésfüggvényben:

$$F_3 = x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_4$$

Mind az öt számra felírva ezeket, majd összegezve, a jelzőlámpa áramkörének vezetésfüggvényét nyerjük:

$$F = x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_4 + x_1 x_2 \bar{x}_4 + x_1 x_2 x_4 + x_1 \bar{x}_2 x_4 + x_1 x_2 x_4$$

Ebben a függvényben azonos jellegű kontaktusok többször is előfordulnak. Az érintkezők számának lehető csökkentése a kiemelési szabály segítségével történik:

$$F = x_1 (\bar{x}_2 \bar{x}_4 + x_2 \bar{x}_4 + x_2 x_4) + \bar{x}_1 (\bar{x}_2 \bar{x}_4 + x_2 x_4) = x_1 \{ x_2 (x_1 + \bar{x}_4) + \bar{x}_2 \bar{x}_4 \} + \bar{x}_1 x_2 (x_1 + \bar{x}_4)$$

Az (1) összefüggést alkalmazva, ismételt átrendezéssel nyerjük:

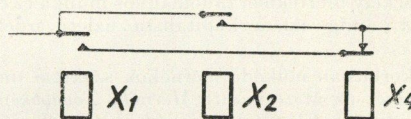
$$F = x_1 (x_2 + \bar{x}_2 \bar{x}_4) + \bar{x}_1 x_2 = x_2 (x_1 + \bar{x}_1) + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_4 = x_2 + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_4$$

Ez utolsó kifejezés első tagjában x_2 magában, a másik tagban $\bar{x}_2$ megszorító tagokkal szorozva szerepel. Itt $\bar{x}_2$ nyilván felesleges, mert, ha x_2 meg van húzva, akkor az első tag miatt úgyis záródik a lámpa áramköre. Ez az eredmény algebrai úton is nyerhető a (10) és (1) összefüggés alkalmazásával. Ecélből x_2 -t megszorozzuk

$$1 = 1 + x_1 \bar{x}_4 \text{ -gy } 1:$$

$$F = x_2 (1 + x_1 \bar{x}_4) + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_4 = x_2 + x_1 \bar{x}_4 (x_2 + \bar{x}_2) = x_2 + x_1 \bar{x}_4$$

A megfelelő áramkört 5. ábránk mutatja.



5. ábra

Ugyanezt az eredményt rövidebben nyerjük a (14) és (15) tétel alkalmazásával. E tétel szerint ugyanis az F függvényt úgy is megkaphatjuk, ha a tagadó feltételekre megszerkesztett ú. n. reciprok áramkör reciprok áramkörét szerkesztjük meg.

Ecélből megszerkesztjük azt az áramkört, amely 1, 2, 3, 6 és 7 számoknál nem zár és 0, 4 és 5 számjegyeknél zár. Az így nyert áramkört azután a (14) és (15) tétel szerint átalakítjuk az eredeti feltételeket teljesítő áramkörre.

$$\bar{F} = G = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_4 + \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_4 = \bar{x}_2 \{ \bar{x}_1 (\bar{x}_4 + x_4) + x_1 x_1 \} = \bar{x}_2 (\bar{x}_1 + x_1 x_4)$$

E függvény reciprok függvénye: $\bar{G}$, azokra a feltételekre zárja a lámpa áramkörét, amire G nem zárta, vagyis az eredeti feltételek esetén. Egyenletben:

$$F = \bar{G} = \bar{\bar{F}}$$

Esetünkben:

$$F = \bar{G} = \overline{\bar{x}_2 (\bar{x}_1 + x_1 x_4)} = x_2 + x_1 (\bar{x}_1 + \bar{x}_4) = x_2 + x_1 \bar{x}_1 + x_1 \bar{x}_4$$

A (2) összefüggést alkalmazva :

$$F = x_2 + x_1 \bar{x}_4 \quad \text{mint előbb.}$$

Ez a példa jól megvilágítja azt a szabályt, hogy hasonló esetekben aszerint kell a pozitív ill. negatív feltételekből kiindulni, hogy melyik nyújtja a legkönnyebben kezelhető utat. Megjegyezzük azonban, ha a feltételek olyanok, hogy soros-párhuzamos megoldás mellett külön párhuzamos-soros megoldással is kielégíthetők, akkor a pozitív feltételekből való kiindulás az első típusra vezet, a negatív feltételekből viszont az utóbbi típusra jutunk. Erről az olvasó könnyen meggyőződhet, ha az 1. ábra áramkörét a negatív feltételekből kiindulva szerkeszti meg. A két eljárás néha különböző számú kontaktust is eredményez. Pl. $F = a b + \bar{a} b + \bar{a} \bar{b}$ függvény negatív feltételekre csak két kontaktust kíván.

*

E cikk keretében természetesen nem nyílt lehetőség az alkalmazások minden területének érintésére. Célunk csupán az alapelvek tisztázása lehetett.

IRODALOM

- M. A. Gavrilov : »Teorija Relejno-Kontaktukh Szkhem«, 1950.
- C. Plechl és A. Duschek : »Grundzüge einer Algebra der elektrischen Schaltungen«. Österreichisches Ingenieur-Archiv, 1946. 203. oldal.
- O. Plechl : »Zur Ermittlung elektrischer Kontaktschaltungen«. Elektrotechnik und Maschinenbau. 1946. 63., S. 34.
- Montgomerie : »Sketch for an algebra of relay and contactor circuits«. The Journal of the Institution of Electrical Engineers. No. 45. June 1948. p. 355.
- C. E. Shannon : »The Synthesis of two-terminal switching circuits«. The Bell System Technical Journal, 1949. No. 1. p. 59.
- W. Keister, S. H. Washburn, A. E. Ritchie, G. R. Frost, A. E. Joel, O. Myers : »Some basic relay circuits«. Bell Telephone System Technical Publications. Monograph B-1688.

Felhívás továbbképzésre

Felemelt öt éves tervünk végrehajtásához a dolgozók százazreit, a mérnökök és technikusok tízezreit kell munkába állítani. Mérnökeinkre ezzel kapcsolatban hatalmas munka hárul, mert eddig nem látott méretű feladatokat kell megoldanunk és be kell hoznunk tudományos téren az elmúlt rendszer mulasztásából eredő elmaradottságunkat. Elmaradottságunk egyik legfőbb oka az, hogy évtizedekig el voltunk zárva a szovjet tudomány eredményeitől. Másrészt, ha folyt is nálunk csekély mértékben tudományos munka ez csak addig terjedhetett, amíg azt a kapitalista üzleti érdekek megengedték.

A gyakorlatban működő mérnökök szakmai tudományos továbbképzését az átszervezett *Mérnöki Továbbképző Intézet* tűzte ki feladatául. Előadásaiiban a főszólyt az élenjáró szovjet technikának és a témakör legújabb eredményeinek ismertetésére kívánja fektetni, a mérnöktovábbképzés követelményeinek megfelelő színvonalon.

Az Intézet elsősorban azokat veszi fel hallgatóként szak- tanfolyamra, akik mérnöki oklevéllel, vagy egyenértékű végzettséggel rendelkeznek (Műszaki Egyetemek, Állami Műszaki Főiskola, Tudomány Egyetem). Kivételes esetekben azonban, aki a kívánt szakmai színvonalat eléri — ha nincs is képesítést igazoló bizonyítványa — az Intézet igazgatójától engedélyt kaphat tanfolyamon való részvételre.

A Mérnöki Továbbképző Intézet tanfolyamaira a jelentkezés önkéntes. Jelentkezési űrlapot tájékoztatóval minden mérnök hivatalból kap munkahelyének személyzeti osztálya (vagy személyzeti felelőse) útján és a kitöltött lapot ugyanezen az úton juttathatja vissza az Intézet titkárságához (Budapest, XI., Budafoki-út 4.).

A tanfolyamok zömét a Műszaki Egyetemen, egy részét más könnyen megközelíthető előadóhelyiségekben tartják. Olyan ipari gócpontokon, ahol megfelelő számú hallgató jelentkezik, előadássorozatot indítanak. Elszórtan dolgozó műszaki értelmiség számára az Intézet levelező oktatást szervez. Fontos, hogy a vidéken dolgozó mérnökök kitöltsék jelentkezési lapjukat, hogy az Intézet megfelelően előkészít- hesse a vidéki és a levelező tanfolyamokat.

Az 1951—52. évi híradástechnikai tanfolyam 9 hónapos. Az előadások nagy részét az Intézet jegyzet, vagy könyv alakjában is megjelenteti és önköltségi áron bocsátja a hallgatóság rendelkezésére.

A szaktanfolyam résztvevője a kötelező előadássorozatok hallgatása után vizsgára jelentkezhet és ennek eredményéről bizonyítványt kap.

Előadássorozat beiratkozott hallgatója havi 10 forintot, vendéghallgató előadásonként 3 forintot fizet.

A híradástechnikai tagozat tematikája

Vákuumtechnikai szak : Termodinakima és gázelmélet — Atomfizika alapelvei — Fizika és kémia, oxidkátódok, katódulajdonságok — Katódsugárcsővek — Modern analitikai módszerek, mikroanalízis — Üveg fizikája — Finom vákuum előállítás, szivattyúzási módszerek és berendezések — Vákuumtechnikában alkalmazott anyagok technológiája — Dióda, trióda, tetróda, pentóda — A mikrohullámú technika csövei — Csőaktiválás, csőmérés.

Az izzólámpa szak mérnökei a fizika-kémiai, vákuum-technikai és technológiai előadásokat a vákuumtechnikai szakkal együtt, azután a következő előadásokat külön hallgatják : Infravörös lámpák — Izzólámpák és gázkisülé- ses lámpák fénytechnikai problémái — Gázkisülések elmélete gyakorlati alkalmazásokkal kapcsolatban — Izzólámpákkal kapcsolatos fizikai kérdések.

Telefon szak : Telefontechnikai gyártásszervezés — Távb- eszélő üzemtechnika — Telefontechnikai anyagok — Két- és négypólusok elmélete — Matematika — Átviteltechnikai mérések.

Rádió szak : Két- és négypólusok elmélete — Matematika — Antenna és hullámterjedés — Irányított sugárzású táv- közlési rendszerek — Pulzusmodulációs rendszerek.

A *Híradástechnikai Tudományos Egyesület* figyelemmel fogja kísérni az előadások menetét és az egyes témakörökön belül esetleg észlelt hiányosságokra kellő időben fel fogja hívni az Intézet vezetőségének figyelmét.

A hullámterjedés jelentősége a rádiótechnikában

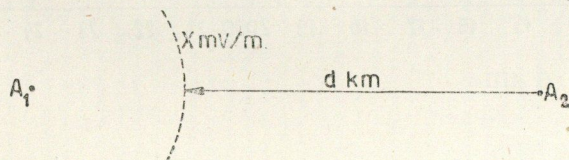
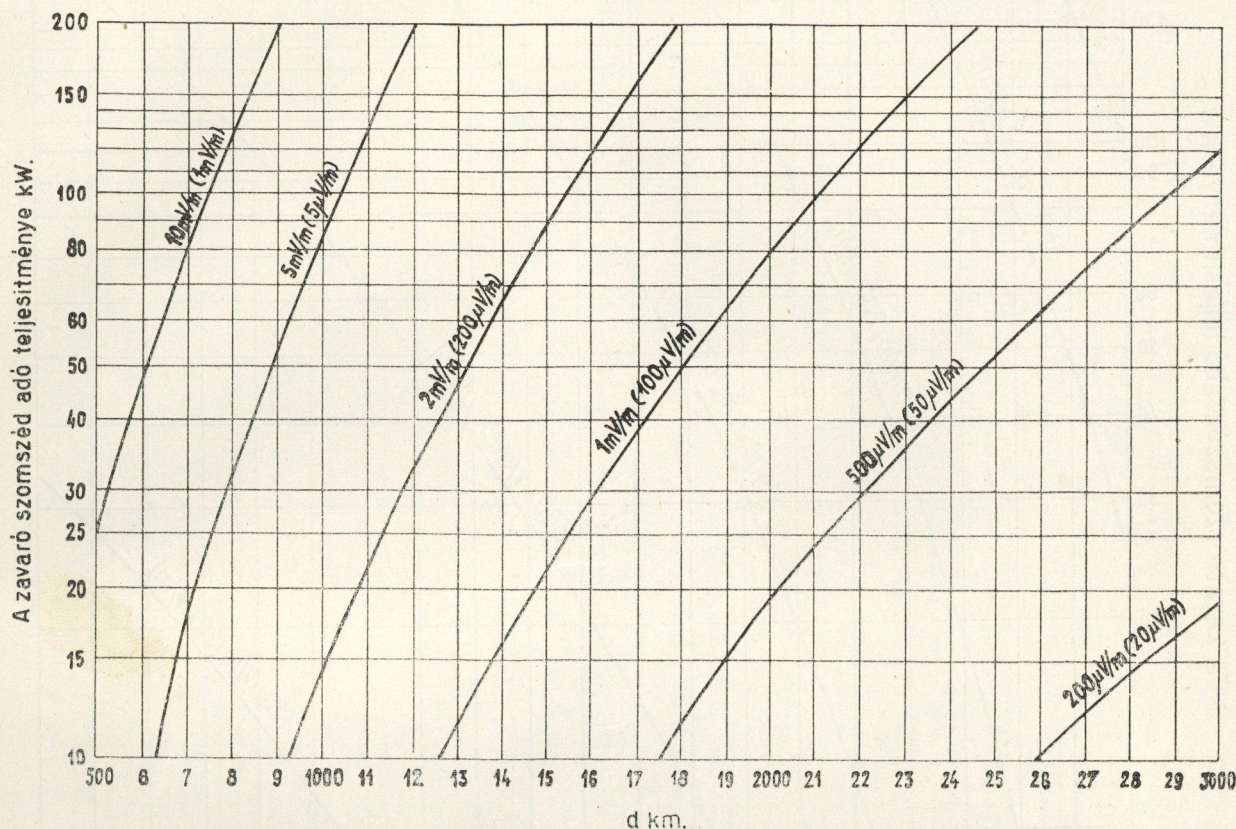
KODOLÁNYI GYULA

(Folytatás)

Felmerül természetszerűleg az a kérdés, ha ilyen előnyöket jelent a nagyobb csatornatávolság, akkor vajjon miért nem ilyen távolságokra kerültek az adóberendezések egymástól. Erre a kérdésre a

hogy Budapest és Beromünszter földrajzilag túlságosan közel vannak ahhoz, hogy 9 kc csatornatávolság ne okozna már az országhatáron belül is súlyos áthallási zavarokat. A középhullámú sáv-

A ZAVARTALAN VÉTEL TÉRERŐSSÉGHA-TÁRAI 9 KC. CSATORNATÁVOLSÁG ESETÉN.



A_1 = a venni kívánt adó helye.

A_2 = a zavartó szomszéd adó helye.

$X \text{ mV/m}$ = zavartalan vételhatár 6500 c/s -ig.
[Jó vétel.]

$(X \text{ mV/m})$ = zavartalan vételhatár 4500 c/s -ig.
[Tűrhető vétel.]

12. ábra

»sok az eszkimó, kevés a fóká« elmélet adja meg a választ. Ugyanis az európai zónában olyan sok és olyan nagyteljesítményű adóállomás van üzemben, hogy a rendelkezésre álló hosszú és középhullámú-műsorszóró sáv szűk. A kívánatosnál nagyobb számú adóberendezés többé-kevésbé kielégítő módon való elhelyezhetőségének szükségszerűsége a nagyobb csatornatávolságok minden előnye ellenére kompromisszumként 9 kc csatornatávolságot eredményezett. Az új kopenhágai hullámszétosztási tervben egyetlen 10 kc csatornatávolság van a lakihegy 135 kW-os Kossuth-adónk és a beromünszteri 150 kW-os svájci adó között. Ennek az az oka,

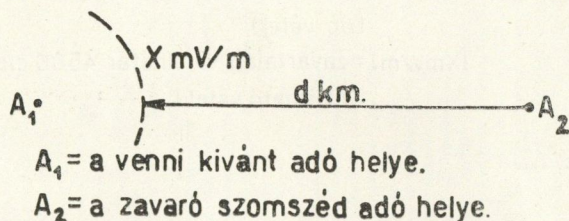
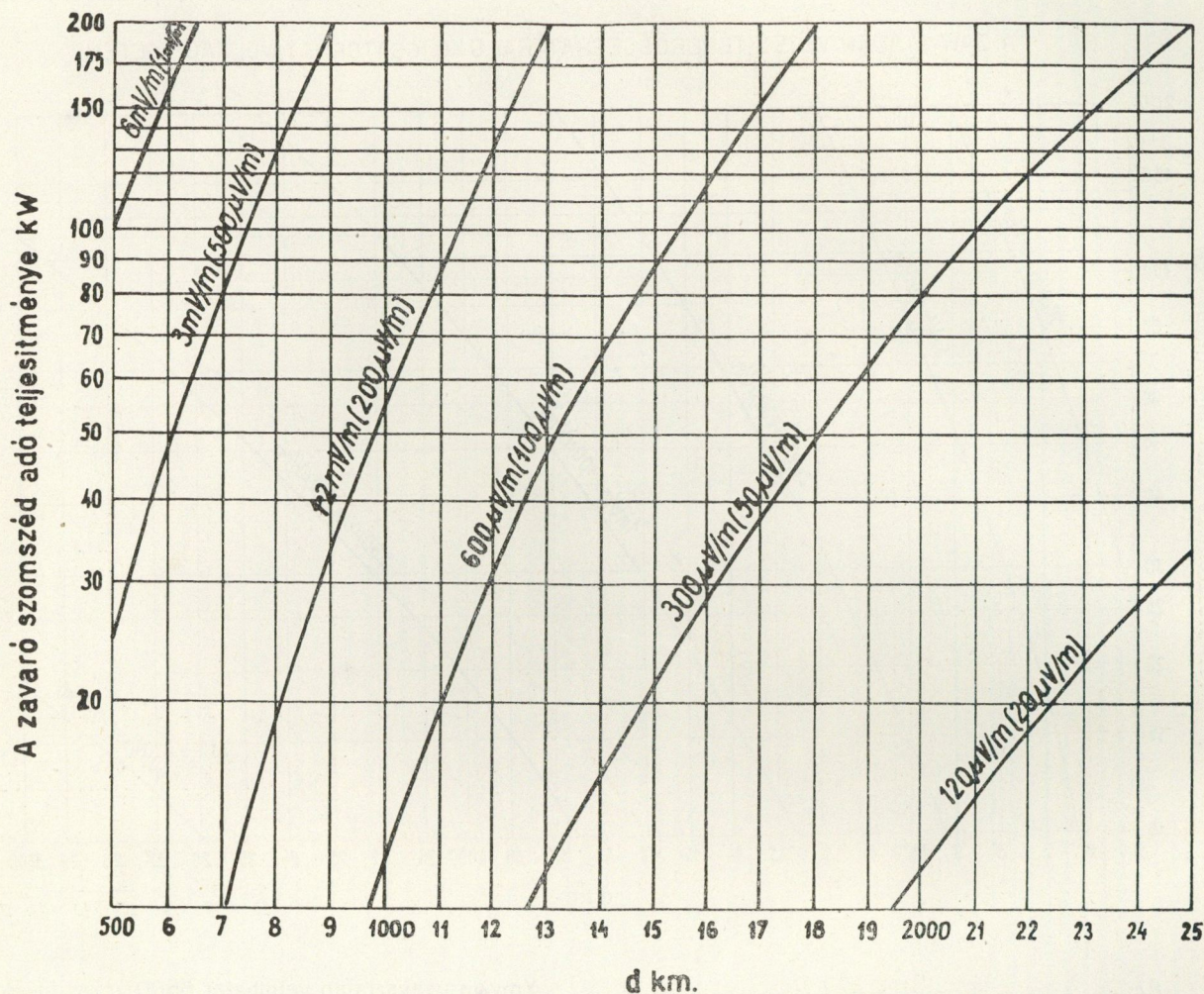
ban 1538 kc-től felfelé a csatornatávolság már csak 8 kc, aminek oka a fent elmondottakban található meg. Így is igen sok adóberendezés csak úgynevezett közshullámot kapott, amiből származó zavarokra, ill. zavartalansági feltételekre a következő fejezetben térek ki.

A 12. és 13. ábrán megadom a 9 kc és 10 kc csatornatávolságra, 6,500 c/s és 4 500 c/s hangfrekvencia határokig a zavartó szomszéd adó teljesítménye és a venni kívánt adó zavartalan alsó térerősség határától való földrajzi távolsága függvényében a venni kívánt adóállomás zavartalan vételének határát jelentő térerősség értékeket.

A 6500 c/s felső frekvencia határig zavartalan vételt vehetjük 40 dB-nek, vagyis a primér zóna kívánt zavartalansági értékének, míg a 4500 c/s hangfrekvenciahatár a szekundér zónában kb. 30 dB-es zavartalansági nivónak felel meg.

szűkebb hangfrekvenciás skálán, vagyis a magas hangok elvesztésével való vétele, mint a szomszéd állomás által okozott áthallási zavarok. Erre azonban nem elegendő a szelektivitás szabályozásával a sáv szélességet szűkíteni, mert a szomszéd állomás

A ZAVARTALAN VÉTEL TÉRERŐSSÉGHATÁRAI 10KC CSATORNATÁVOLSÁG ESETÉN



$X \text{ mV/m}$ = zavartalan vétel határ
 6500 c/s-ig. (Jó vétel.)
 $(X \text{ mV/m})$ = zavartalan vétel határ
 4500 c/s-ig. (Tűrhető vétel.)

13. ábra

Mint láttuk, a venni kívánt és a zavaró szomszéd adó térerősség arányának annál nagyobbának kell lennie, minél szélesebb hangfrekvencia sávot kívánunk zavartalanul venni. Ez a kérdés a vevőkészülék-szerkesztés szempontjából is megfontolandó. Ugyanis az adóberendezések általában 30—9000 Hz-ig terjedő sávon modulálva közel lineáris mértékben. A vevőkészüléknél a szelektivitás szabályozhatóság igen nagy előnyt jelent, mert sokkal kellemesebb egy oldalsávban zavart állomás

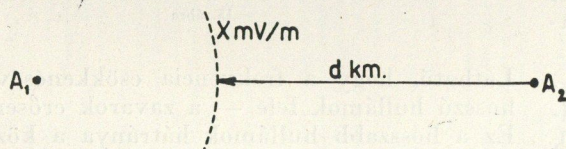
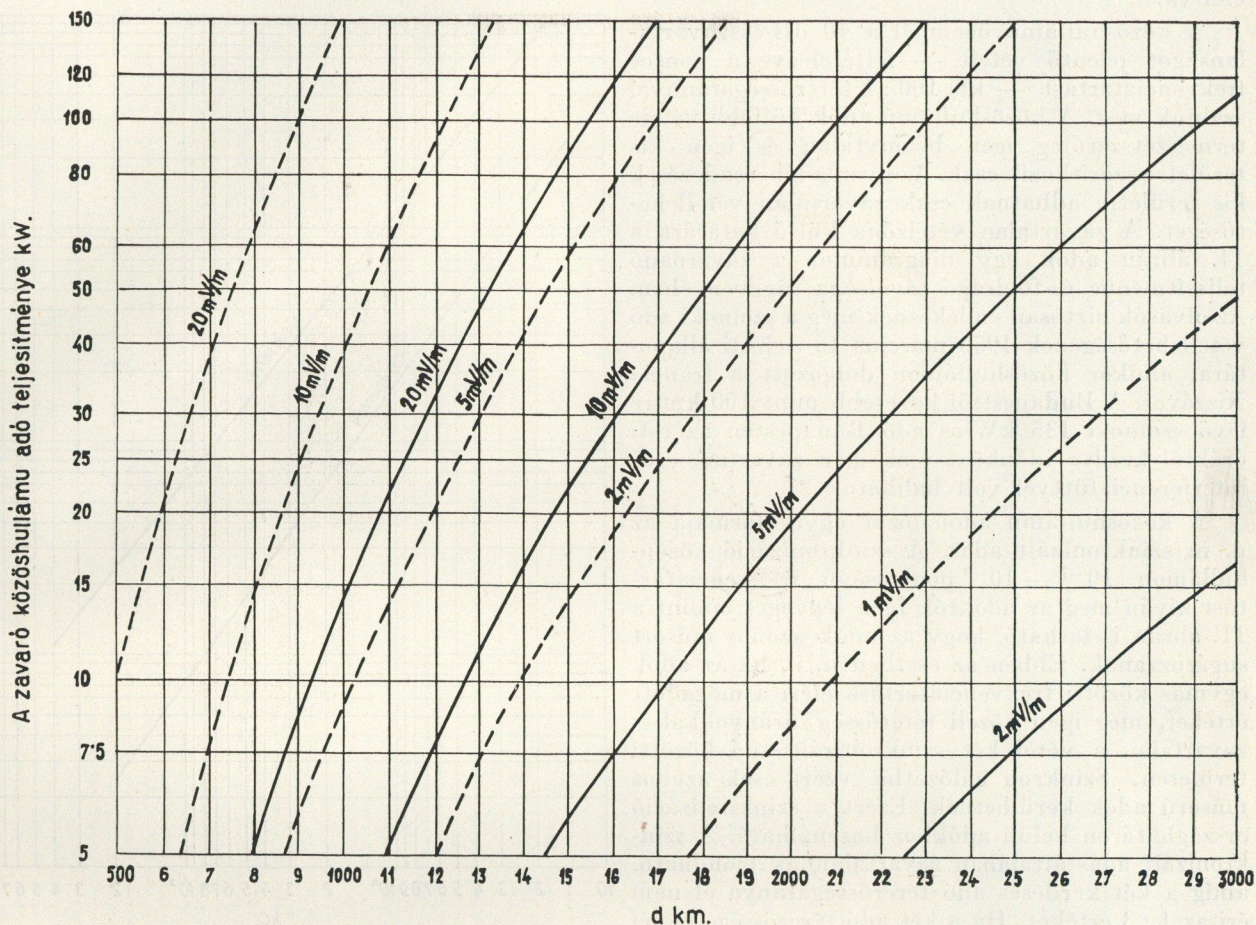
magas hangjai még így is bekerülnek a leszűkített sávba. Ezért, tehát a rádióhallgatónak a szelektivitás szabályozásával egyidejűleg a hangszínszabályozót is kell használni a zavaró szomszéd adó magas hangjainak levágására. Természetszerűleg ez bizonyos hozzáértést követel meg. Ezért helyes az olyan megoldás, melynél a sáv szélességszabályozás egybe van kötve a hangszínszabályozással, mert így kiküszöböljük a hozzá nem értő rádióhallgató hibás készülékbeállítását.

c) Közöshullámú zavarás, szinkronizáció.

Az előző fejezetben említettem, hogy a hosszú- és középhullámú műsorszóró sáv olyan szűk, hogy nem jut minden adó önálló hullámhosszhoz. Ezért sok olyan csatorna van, ahol több földrajzilag egy-

már eléri a 400:1 szükséges térerősségarányt. A felületi hullámok és a térhullámok terjedési görbéiből látható, hogy igen nagy földrajzi távolság szükséges ahhoz, hogy közöshullámú üzemben a venni kívánt adó zavartalan zónája lehetőleg nagy legyen. Mivel általában lehetetlen sok olyan cso-

A ZAVARTALAN VÉTEL TÉRERŐSSÉG HATÁRAI KÖZÖS HULLÁM ESETÉN.



A₁ = a venni kívánt adó helye.

A₂ = a zavaró adó helye.

Paraméterek:

— jó vétel határa (40 dB.).
 ---- tűrhető vétel határa (30 dB.).

14. ábra

mástól lehetőleg távoli adó ú. n. közöshullámú üzemben dolgozik. A közöshullámú adók zavartalansági feltételére nézve szintén a 11. ábra ad felvilágosítást. Ezen látható, hogy amennyiben a közöshullámú, de különböző műsört szóró adók 5—10 c/s-on belül tartják egymáshoz képest frekvenciájukat, a venni kívánt és zavaró adó térerősség arányának 100:1-nek kell lennie elfogadható vételviszonyok eléréséhez. Amint azonban a közöshullámú adók frekvenciaingadozása egymáshoz képest 10 c/s-nél nagyobb, a szükséges térerősség aránya rohamosan nő és 200 c/s különbségnél

portosítást találni, amelyekben a közöshullámú adók földrajzilag egymástól többezer km-es távolságban vannak, a gyakorlatban az az eredmény alakul ki, hogy közöshullámú adók zavartalan primér zónáját jelző térerősség határ aránylag magas lesz. Így pl. vannak olyan közöshullámú adóberendezések, amelyeknél a használható vétel alsó térerősség határa (felületi térerősségben számolva) 20 mV/m-ig emelkedik, vagyis a kérdéses adó kifo-gástalan vételének körzete igen kicsi lesz. Tekintettel arra, hogy a közöshullámon dolgozó adók egymásra ható zavarása az ionoszférán át történik,

ezek a zavarok az időben változhatnak, ami a számításokba egy kb. 10 dB-es bizonytalanságot hoz be.

Az elmondottak miatt igen lényeges az adóberendezések frekvenciájának pontos tartása és amíg régebben kisebb 100 c/s-ig terjedő frekvenciapontatlanság is meg volt engedve, a jelenlegi érvényes nemzetközi egyezmény szerint ± 10 c/s, ill. 2 kW-on alul ± 20 c/s frekvenciapontosság van előírva.

A közshullámú üzemnél a 40 dB-es zavartalanságot jelentő vételt — feltételezve a pontos frekvenciatartást — kb. 100 : 1 térerősségarányval szabjuk meg. A közshullámú adók külföldi vétele természetesen igen bizonytalan és igen kis területre szorítkozik csak. Az ilyen adóberendezések kis területre adhatnak csak zavartalan vétellehetőséget. A zavartalan vételzóna külső határa a 14. ábrán adok egy diagrammot a zavaradó teljesítménye és földrajzi távolsága függvényében. Az olvasók biztosan emlékeznek még a szolnoki adó vétellehetőségének 1950 március 15-i előtti állapotára, amikor közshullámon dolgozott a francia Nizzával. A Budapesttől kevesebb mint 100 km-re levő szolnoki 135 kW-os adó Budapesten az esti óráktól kezdve időnként csak igen zavartan, erős interferenciafüttel volt hallható.

A közshullámú adóhálózat egyik formája az ú. n. szinkronizált adás. A szinkronizáció középhullámon 10^{-7} — 10^{-8} pontosságú frekvenciatartást kíván meg az adóktól. Igen lényeges, amint a 11. ábrán is látható, hogy az adók azonos műsort sugározzanak. Ebben az esetben u. i., ha az adók egymás közötti frekvenciatartása eléri a megadott értéket, még igen közeli térerősség arányokkal is zavartalan a vétel két szinkronizált adó közötti területen. Szinkron hálózatba ezért csak azonos műsorú adók kerülhetnek. Ezért a szinkronizáció országhatáron belüli adókhoz használható. A szinkronizált adás általában zavartalannak mondható, amíg a két kérdéses adó térerősségaránya el nem éri az 1 : 3 értéket. Ha a két adó térerőssége ennél jobban megközelíti egymást, akkor már kellemetlen lebegések állnak elő.

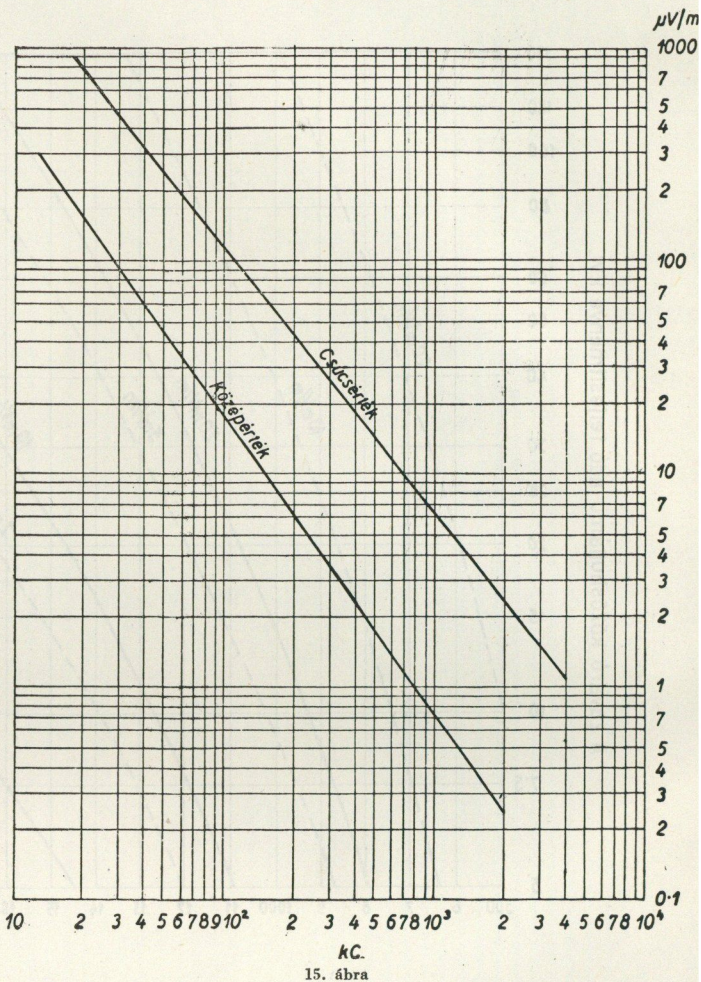
A szinkronizációnál kétféle rendszert kell megkülönböztetni, egyik az, amikor egymáshoz közel fekvő és aránylag nagyteljesítményű adók vannak szinkronizálva, a másik pedig, amikor közepes, ill. kisteljesítményű adók egymástól nagyobb távolságra vannak. Az első esetben a frekvenciapontosság sokkal lényegesebb, mivel lehetőleg csak kis területnek szabad az adók között lenni, ahol az adás zavart. Ebben az esetben a frekvenciapontosságnak 10^{-8} , vagy ennél jobbnak kell lennie. Könnyebb a helyzet, amikor egymástól távolabb fekvő adók vannak szinkronizálva, mivel általában ilyenkor a köztük levő nagyobb területet nem ezek az adók sugározzák be s így az ott előálló zavarok nem játszanak szerepet. Ez utóbbi esetben 10^{-7} frekvenciapontosság is kielégítő eredményt ad.

Míg ezelőtt 10 évvel a szinkronizációnak kizárólag vezetékies megoldása volt csak, ma már könnyen el lehet érni a 10^{-8} frekvenciapontosságot helyi kristályoszillátorokkal. Ily módon a

szinkronizáció sokkal egyszerűbben és olcsóbban oldható meg.

d) Léggöri zavarok.

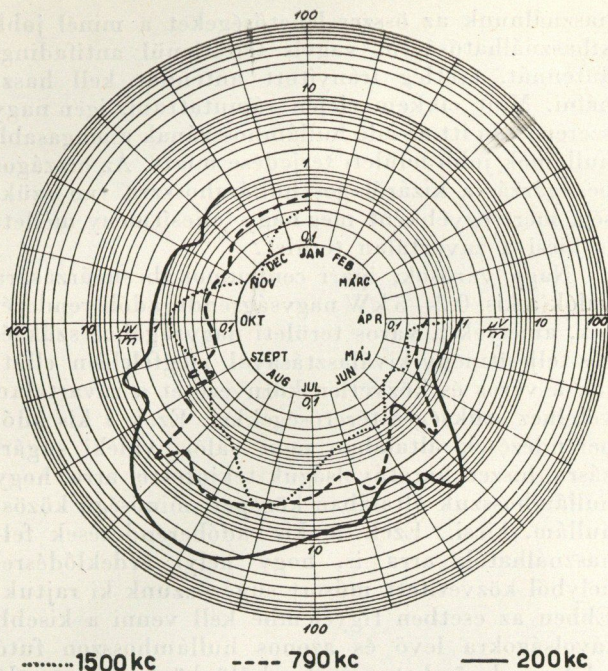
A léggöri zavarok különösen nyári időben a hosszú- és középhullámú rádiózást igen kellemetlenné tudja tenni. A mérsékelt égöv alatt a léggöri zavarok nagyságára a 15. ábra ad tájékoztatást.



Látható, hogy a frekvencia csökkenésével — a hosszú hullámok felé — a zavarok erősen nőnek. Ez a hosszabb hullámok hátránya a középhullámokkal szemben. A léggöri zavaroknak a változása az évszaktól és napszaktól függ. A mérsékelt égövre vonatkozólag egy példát láthatunk a 16. ábrán a léggöri zavarok egy éven belüli ciklikus változására.

Éjjel a léggöri zavarok lényegesen magasabbak mint nappal, aminek az az oka, hogy nappal csak a közvetlen környezetből érkeznek felületi, vagy közvetlen sugárzással a léggöri zavarok, míg éjszaka ionoszférikus úton is terjednek és így sokkal nagyobb távolságokra is eljutnak.

Csak jellemzésül említem meg, hogy az egyenlítő környékén, a trópusokon, olyan erősek a léggöri zavarok, hogy nemcsak a hosszú-, de a középhullámú műsorszóró sáv sem használható és ezért ott a rövidhullámok hosszabb részén történik a műsorszórás.



16. ábra

e) Erősáramú zavarok.

Az erősáramú zavarok, amelyeket ipari berendezések, orvosi készülékek, háztartási villamoseszközök, rossz kapcsolók, csengők, villamos vasutak, távvezetékek, stb. okoznak, annál erősebbek, minél sűrűbben van egy-egy helyiség betelepítve ilyen fent felsorolt berendezésekkel. Ebből következik, hogy az erősáramú zavarok sokkal erősebbek ipari városokban, mint falun. Az erősáramú zavarok ellen való védetség elérése céljából a primér zónában általában az alábbi télerősséghatárokat vonhatjuk meg, a lakóhelyiség nagysága szerint:

Nagyvárosok, ipari központok ..	20 mV/m
Kisebb városok	2—10 mV/m
Falu	0,5—1 «

Az erősáramú zavarok ellen igen jó védelmet nyújtanak a jó antennák, különösen, ha alkalmunk van árnyékolt levezetést is alkalmazni. Az erősáramú zavarokat okozó berendezések u. i. igen kis teljesítményű adóberendezéseknek foghatók fel, amelyek közvetlen környezetükben a hullámterjedésnél elmondottak szerint aránytalanul nagy télerősségű zavart adnak. A jel/zavar arány igen megnövelhető, ha a zavaró berendezések környezetében a föld színéhez közel nem engedünk egyáltalán antennánkba semmiféle elektromágneses hullámot árnyékolt levezetés készítésével. A háztető felett maga az antenna a zavarforrásoktól — teljesítményükhöz képest — aránylag nagy távolságra van és ezért a kívánt rádióállomás viszonylag sokkal nagyobb télerősséggel fog a készülékbe kerülni. Mindenképpen hibás az az általánosan elterjedt szokás, hogy a mai nagyérzékenyséű vevőkészülékekhez a legjobb esetben csak a központi fűtéstől, vagy vízvezetéktől odahúzott drót az antenna, de sok esetben csak egy pár méter drót szerepel antennaként. Ilyen »antennának« hatásos magassága alig van, ami van, az is a zavarok közelterében.

Ezért megállapítható, hogy a vevőkészülékek fejlődésével a vevőantenna visszafejlődött és ezért hallani sok laikus rádióhallgatótól, hogy nem szereti a nagy készüléket, mert nagyon »zörög«.

Az erősáramú zavarok elhárításánál a helyes módszer, ha nemcsak a már felszerelt és zavaró berendezésnél esetleg évek múlva történik meg a megfelelő zavaroszűrők felszerelésével a zavar kiküszöbölése, hanem az elektromos berendezést gyártó vállalatnál már gyártáskor preventív zavaroszűrés történik a zavaroszűrők felszerelésével, mielőtt az a megrendelőhöz, ill. fogyasztóhoz kerülne. Ezzel nagymértékben lehet elősegíteni a zavartalan vétel ügyét.

III. A hazai zavartalan vétel határai

Az előzőekben elmondottak alapján adott esetben kiszámíthatjuk egy-egy adó zavartalan vételhatárát jelentő télerősségek alsó határértékét. Akkor, amikor a zavartalan vétel szót használom, zenei műsor kifogástalan hallgatását is lehetővé tevő vétellehetőségre gondolok. Az ehhez szükséges jel/zaj aránya — mint fentebb már megadtam — a primér zónában 40 dB, a szekundér zónában pedig 30 dB. Újól foglalkoznom kell a kérdés szubjektív voltát. Tehát a 40 dB nem jelenti azt, hogy ezen aluli jel/zaj esetén nem lehet a kérdéses adóállomást hallgatni, sőt élvezni. Külföldi adónál, ill. hazai adók külföldi vételénél — mint már említettem — 30 dB jel/zaj viszony igen jó értéket ad a szubjektív rádióhallgatónak és ezzel 20 dB alá is le lehet menni, sőt sok esetben ennél rosszabb zavartságú adóállomásokat is hallgatnak a rádióhallgatók.

Láttuk, hogy a 40 dB-es jel/zaj viszony a legkönnyebben megállapítható közöshullámú adás, erősáramú zavarok, légköri zavarok esetén. Már nehezebb a 40 dB-es alapra való helyezkedés az oldalsáv zavarásnál, fading-zavaroknál, szinkronizációs zavaroknál. Akkor amikor egy-egy adóállomás zavartalan vétel területét vizsgáljuk, minden egyes fent felsorolt és részletesen tárgyalt zavaró körülményekre el kell végezni a vizsgálatot. Ezek közül mindig akad egy legrosszabb, amely megszabja a 40 dB-es zavartalanítás határát. A zavaró körülményeket nappalra és éjszakára, valamint nyár és télre is meg kell vizsgálni a zavarok nap- és évszak szerinti változósága miatt.

A hazai zavartalan vétel általános határainak megállapításánál figyelembe kell venni az ország földrajzi fekvését, valamint a városok iparosodottságát. A következő határokat szabjuk meg:

Budapest	20 mV/m
Nagy városok, ipari centrumok ..	10—20 mV/m
Vidéken éjjel, nappal	1 mV/m
(Ezt a határt a légköri zavarok szabják meg.)	

Ezek az általános alsó télerősséghatárok, amelyeket ki kell elégíteni az erősáramú és légköri zavarok megfelelő arányú túlfedése miatt.

A II. pontban felsorolt egyéb zavarok sok adónál nem teszik lehetővé az 1 mV/m-es vidéki alsó télerősséghatár kihasználását.

A következőkben szólnom kell még a műsor-szóró adóberendezések teljesítményének kérdésé-

ről. Az európai zónában 1926-ban a 100—150 kW teljesítményű adó még egy sem volt. 1933-ban nyolc ilyen nagyadó volt, 1939-ben 36 és ma 70. Kétségtelen, hogy a teljesítmény emelkedésének nagy jelentősége van az erősáramú és légköri zavarok elleni küzdelem szempontjából, valamint a székünder zónában — külföldi vétel — való vétel-javítás miatt. De van hátrányos oldala is. Az oldal-sáv-zavarás a teljesítmény növelésével a szomszédos adóra nézve nő. Ugyanígy emelkedik közöshullámú adóknál a zavarás. A megzavart adó erre nem tehet mást, mint szintén emeli az energiáját. Részen az a magyarázata a nagyadók hatalmas szaporodásának.

Az adók teljesítmény kérdését olyan szempont-ból is meg kell vizsgálni, hogy milyen szétosztásban kell elérnünk a műsor minél zavartalanabb hazai vétellehetőségét.

Mindenekelőtt rá kell mutatni arra, hogy a vidék (falu) ellátása (országos sugárzás) célszerűen nagyteljesítményű adóval esetleg adókkal oldható meg. Nagyteljesítményű adó azonban nem való egy-egy nagy város, vagy ipari centrum helyi besugárzására, mivel a közeli nagy adóberendezés túlságosan magas térerősséget szolgáltat, ami különböző vételi zavarokat (kereszt-moduláció, torzítás, túlvezérlés) idézhet elő. Az országos sugárzásra szolgáló nagy adóberendezésnél fel kell

használnunk az összes lehetőségeket a minél jobb kihasználhatóságra, vagyis feltétlenül antifading-antennát, esetleg irányított antennát kell használni. Mint cikkem elején rámutattam, igen nagy szerepe van itt az adó hullámhosszának a magasabb hullámok jobb felületi terjedése miatt. Az országos besugárzásra kizárólagos hullámhosszra van szükség, mert egyébként még nagy teljesítmény mellett is kicsi a zavartalan terület.

Nagy városok, ipari centrumok besugárzására valók a kis, 0,2—5 kW nagyságrendű adóberendezések, amelyek a város területi nagyságához szükséges teljesítmény kiválasztásával megfelelően ellátják a város és közvetlen környezetét a zavartalan vételhez szükséges térerősségekkel. Ezek a kis adóberendezések általában nem valók vidéki sugárzásra, hiszen hatótávolságuk tekintettel arra, hogy hullámhosszuk általában közepes minőségű közöshullám, kicsi. Ezek a kis adóberendezések felhasználhatók arra is, hogy helyi érdeklődésre, helyből közvetített műsort sugározzunk ki rajtuk. Ebben az esetben figyelembe kell venni a kisebb távolságokra levő és azonos hullámhosszon futó adóberendezéseket, mivel a különböző műsort adó közöshullámú adók — mint láttuk — sokkal magasabb térerősség viszonyszámokat kívánnak meg, mint az azonos műsorú adók.

Könyvszemle

Szprávochnyk po Rádiotyechnikje

Rádiótechnikai Kézikönyv

B. A. Szmirenyin szerkesztésében, Goszenergoizdat kiadás 1950.

Ez a minden tekintetben korszerű és igen gazdag-tartalmú adattár az ismert Terman-féle kézikönyv 1943. évi kiadásának az alapján készült. Tekintettel a rádiótechnika rohamos fejlődésére, szükségesnek mutatkozott az anyag kiegészítése a legutóbbi évek eredményeinek a feldolgozásával, különösen a rövid- és mikrohullámú technika terén.

A műszaki kézikönyvek feladata az irodalomban szét-szórtnan található rendkívül nagymennyiségű anyag kritikai megválogatásával és áttekinthető rendszerbe való összefog-lásával a műszaki dolgozók széles rétege számára hozzáfér-hetővé tenni mindazokat az adatokat, amelyek a tervező és szerkesztő munkához szükségesek, és a további kutatómunka megkönnyítésére szolgálhatnak.

A könyv összeállítói az anyag kiválasztásában és feldolgo-zásában a következő elveket követték:

1. jól megalapozott adatokat és módszereket közölni, gyakorlatban használható képletek és grafikonok alakjában, előnyben részesítve a gyorsan eredményre vezető eljárásokat,
2. az egyes eredmények összefüggéseit és indokolását is megmutatni, hogy a felhasználó maga alkothasson ítéletet az alkalmazhatóság köréről,
3. olyan esetekben, amikor kész eredmény nem adható, az általános elvekre és az irodalomra utalni.

A kézikönyv 784 oldalon 12 fejezetre és 49 alfejezetre osztja be anyagát. A nagy lapformátum lehetővé teszi jól olvasható betűtípus és kellő nagyméretű ábrák alkalmazását. A főfejezetek a következők:

1. Táblázatok, matematikai képletek és egységek
2. Rádióáramkörök alkatelemei
3. Áramkörelmélet
4. Vákuumesővek és elektrotechnika
5. Csőves erősítők
6. Generátorok (oszillátorok)
7. Moduláció és demoduláció
8. Elektroncsövek táplálására szolgáló áramkörök
9. Rádióadók és vevők
10. Rádióhullámok terjedése
11. Antennák
12. Mérések

Nincs külön fejezet lokátorokról, televízióról és impulzus-technikáról de ezeknek egyes alkatelemeiről található ada-tok más fejezetekben.

Minden fejezethez részletes irodalmi tájékoztató tarto-zik a szovjet és külföldi forrásokról.

A kézikönyv a közeljövőben magyar fordításban is meg fog jelenni.

Korodi Albert

A képfelvétel a távolbalátásban

NEMES TIHAMÉR

V статье коротко обсуждаются аппараты телевизионного оборудования, служащие в студии передатчика для съемки трансляционных сцен, т. е. аппараты, преобразовывающие картину видимых явлений в электрический процесс. Такими аппаратами являются: иконоскоп, ортикон, видикон, и т. п. Затем обсуждается возможность применения указанных аппаратов в технике и в науке.

L'article fait connaître brièvement les appareils des installations de télévision, qui servent à prendre les scènes à transmettre dans le studio de la station émettrice, c. à d. qui transforment l'image de phénomènes visibles en un processus électrique. De tels appareils sont l'iconscope, l'orthicon, le vidicon etc. L'article traite aussi de leur emploi dans l'industrie et le domaine scientifique.

The paper presents a concise account on television scanning devices such as iconoscope, orthicon, vidicon etc. used in the TV studio for scanning the scene to be transmitted i. e. for transforming the visible image into an electrical process. Industrial and scientific applications are discussed.

Der Aufsatz behandelt kurz die im Fernseh-Studio zur Aufnahme der zu übertragenden Szenen verwendeten Geräte, die das sichtbare Bild in einen elektrischen Vorgang umwandeln. Solche sind das Ikonoskop, Orthicon, Vidicon usw. Weiters erstreckt er sich auf die Anwendung dieser Geräte auf wirtschaftlichem und wissenschaftlichem Gebiete.

Távolbalátásnak nevezzük valóságos jeleneteknek sík képek alakjában való átvitelét a jelenetekkel egyidőben, elektromos átvivőberendezések segítségével. A közvetítendő jelenetek helyszínén elsősorban is *képfelvévőt* kell alkalmazni. Ennek egyik főalkatrésze a jól ismert sötétkamra, melynek optikai lencséje a jelenetről képet vetít. A másik főalkatrész elektronikus szerkezet, amely a képet elektromos feszültségfolyamattá alakítja. Az alábbiakban a különféle rendszerű képfelvévőket fogjuk ismertetni.

A napjainkban használatos képfelvévőket két csoportra oszthatjuk: mozaikos és mozaik nélküli képfelvévőkre. Az előbbiek ismét háromfélék: olyanok, amelyek a) a szekunder elektronokat, b) a tükrözött elektronokat és a c) a fénytől való

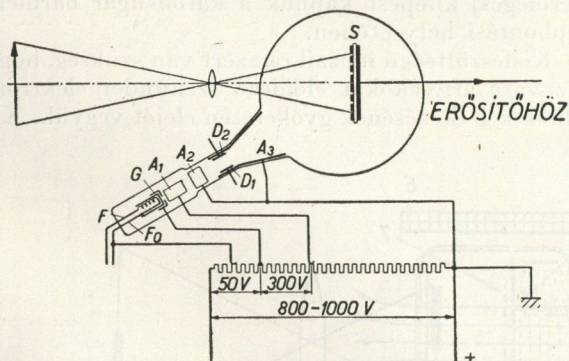
A mozaikos képfelvévők megegyeznek abban, hogy a képbontást katódsugár végzi szigetelőlemezen elosztott igen apró kondenzátorokon. Az *ikonoszkóp* esetében (1. ábra) az *S* mozaik igen vékony csillámlemezről áll, melynek a fényfelőli oldalán egymással érintkező igen apró ezüst szemcsék vannak. Emez elemi kondenzátorok másik, közös elektródját a csillámlemez másik oldalát befedő fémlemez képezi. Az egyes szemcsék egyúttal fotocellák is, mert cézium (ill. oxigénnel érzékenyített cézium) bevonatuk van. A felveendő képet lencsével a fényérzékeny rétegre vetítik és a katódsugarat a képbontás ismert menete szerint a kép minden egyes pontján végigvonultatják. A katódsugár az *F—F* izzószál által hevített katódból indul ki és erőssége a *G* rács feszültségével beállítható. Az elektronoptikát az *A₁* és *A₂* anódhengerek képezik. Az *A₃* anód az *S* lemeztől visszaszállingózó kósza fotoelektronokat és szekunder elektronokat gyűjti össze s ezzel az egyenáramú áramkört zárja.

A képpontjelek elvben úgy keletkeznek, hogy amely szemcsére fény esik (világos képrészlet), onnan fotoelektronok távoznak, tehát a szemcse pozitív lesz. Amikor a katódsugár végigfut rajta, negatív elektronjaival semlegesíti. Ezt a lökést a közös fémlemez megéri s a kimenővezetékén átadja az erősítőnek. A valóságban igen bonyolult összműködés folyik le a fotoelektronok, a katódsugár, a primer és a szekunder elektronok között, melyben legerősebbek a szekunder elektronok. E bonyolultság nemcsak elméleti jelentőségű, hanem ebből származnak az ikonoszkóp gyakorlati hibái is, melyek miatt ma már alig használják, noha az első használható átvitelt vele érték el.

Hibái: csekély érzékenység, mert az elemi kondenzátorok a valóságban nem töltődnek meg, kis γ ,¹ változó fekete-szint és végül a mozaikra visszaszállingózó szekunderelektronoktól származó sötét árnyékok a képen, amelyeket csak külön nagy készülékcsoportot kitevő kiegyenlítő rendszerrel lehet rendbehozni.

A katódsugár képbontó mozgulatait rendszerint kívül elhelyezett mágnesetekercsekkel eszközlik, az ábrán azonban oly típust látunk, melyben a sorterelést a *D₁*, *D₂* lemezpár elektrostatikusan végzi. Az amatőr-ikonoszkópoknál mindkét terelés elektrostatikus. Az ikonoszkóp egyik gyártási típusa *emitron* név alatt ismeretes.

Szekunderelektronok játsszák a főszerepet a jelképzésben a *szuper-ikonoszkóp* (super-emitron, eriscope és photicon) esetében is (2. ábra). A képet itt a *B* átlátszó fémrétegre vetítik, melynek belső (anód felé eső) oldalán fényérzékeny (céziumos) bevonat van. E réteg nem mozaikjellegű, hanem vezető összeköttetésben van a közös átlátszó fém-

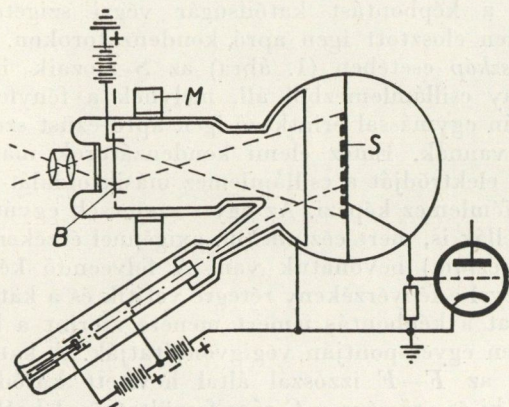


1. ábra

ellenállásváltozást értékesítik a jelképzés céljaira. Mozaik nélküli a Farnsworth-kamra és a katódsugárcsöves külső letapogatás rendszere (flying spot).

¹ A fényképzészetből átvett fogalom. Esetünkben, ha az eredeti fényerő x , a kimenő feszültség y , akkor $y = ax^{\gamma}$. Az orthikonnál $\gamma = 1$, az ikonoszkópnál $\gamma = 0,75$.

réteggel, melyre az anódhoz képest negatív feszültséget adunk, hogy a fénytől ért helyeken elektronokat bocsásson ki a cső belseje felé. Egy rövid egyenáramú mágnes tekercs (M) elektronoptikája révén az elektronkéve újra képpé egyesül az S mozaikon. Ez a kép természetesen már nem fényfoltokból áll, hanem ritkább-sűrűbb elektrontöltésekből.



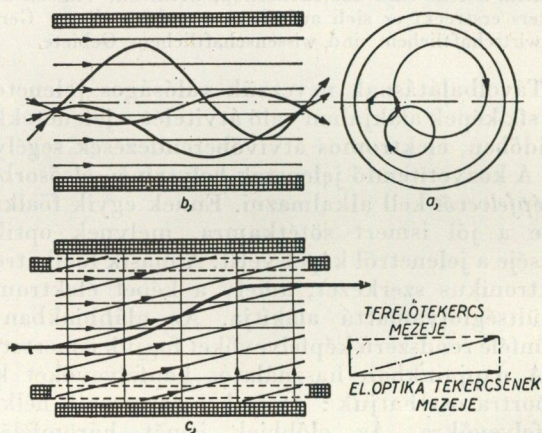
2. ábra

Éppen ezért a mozaik nincs is fényérzékeny réteggel bevonva, hanem valamely más, nagy szekunderemissziós tényezővel rendelkező réteggel. A feszültség itt is a közös lemezen keletkezik abból a kapacitív lökésből, amelyet a letapogató katódsugár elektronjai okoznak a különböző töltésű képpontokon. A jel természetesen jóval erősebb, mint az egyszerű ikonoszlop esetében, mert a mozaikról eltávozott szekunderelektronok mennyisége kb. ötször nagyobb. Az *eriscope* nem is használ mozaikot a szó szoros értelmében, hanem igen nagy ellenállású félvezető réteget, mely úgy viselkedik, mint valami mozaik. Ugyanis vékonysága folytán oldalirányban szigetel, a rétegre merőleges irányban pedig vezet.

Még egy előnye van a szuperikonoszkópnak, és pedig az, hogy a B felület igen kicsire méretezhető (1 cm^2), anélkül, hogy az S lemezt kisebbíteni kellene. A rövid mágneses optika révén ugyanis nagyíthatjuk az elektronképet (szokásosan hat-szorosra). A kis fényérzékeny B felület folytán a sötétáram — a szobahőmérsékleten kibocsátott elektronok száma — a felülettel arányosan csökken, a rávetített kép pontonkinti fénymennyiségét pedig fényerősebb lencseoptikával azonos értéken tarthatjuk, tehát a jel/zaj viszony javul.

A *photiconnak* igen kedvező a jel/zaj viszonya, azonkívül 1500 soros képbontásra is alkalmas. Adatok hiányában szerkezetét egyelőre nem közölhetjük.

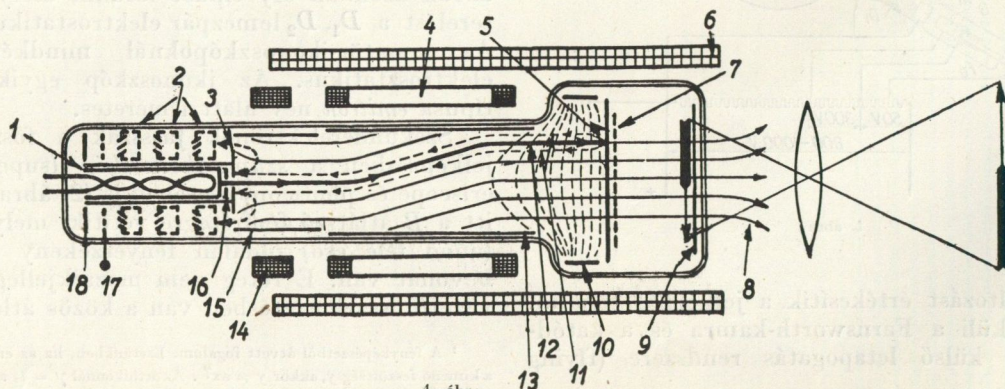
Az *orthikon* a jelképzésre az elektrontükrözést használja fel, s ehhez a katóddal csaknem egyező feszültségű mozaiklemezre és merőleges beesésű katódsugárra van szüksége. A katódsugár — ha elektronjainak sebessége állandó, — homogén mágneses mezőben csavarvonalpályán halad (3. ábra), mert tengelyirányban (a mágneses erővonalakban) haladó elektronnak a mágnesnek nincs hatása, az erővonalakra merőleges mozgáskomponensű elektron pedig úgy tér ki, mint a húros galvanométer húrja. Miután minden ily elemi kitéréskor az elektronsugár iránya ugyanakkora elemi szöggel változik, a pálya merőleges vetülete kör. A kör átmérője arányos az elektronnak a mágneses erővonalakra merőleges sebesség-összetevőjével. A menetmagasság azonban független az átmérőtől s így minden teljes menet végén egy pontba sűrített elektronkévet kapunk. Keskeny kéve esetén a belépési irány egyezik a kilépési iránnyal, még ha a sugárterelő külön tekercsek az eredő mező irányát meg is változtatják (3. ábra c). Axiális belépés esetén tehát axiális (a mozaikra



3. ábra

merőleges) kilépést kapunk a katódsugár bármely képbontási helyzétében.

Kisfeszültségű mozaikra azért van szükség, hogy a zavaró árnyékokat előidéző szekunder elektronsugár keletkezésének gyökeresen elejét vegyünk. Kis

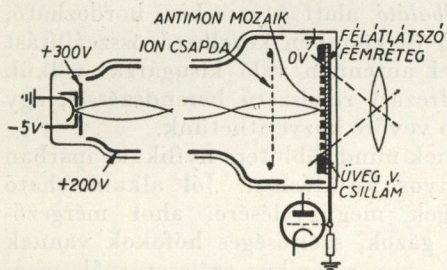


4. ábra

feszültségeknél másodlagos elektronok csak elhanyagolható mennyiségben jelentkeznek.

A sebességsökkentő, melynek célja az elektronok érkező sebességének csökkentése, a különböző kitételek szerint gyűrű vagy háló.

Az orthikon működése mármint a következő (4. ábra). A képet itt is átlátszó fémrétegre csapott céziumos fotokatódra vetítik, s az elektronkép éppúgy, mint a szuperikonoszkóp esetében, a mozaikra vetítődik (az ábrán »kétoldalas lemez«). Miután itt már van homogén mágneses mezőnk, nincs nagyítás, az elektronkép éppen akkora, mint az optikai kép. A mozaik itt homogén, igen vékony, néhány mikron vastagságú üveghártya, mely oldalirányban szigetel, tengelyirányban pedig, szintén vékonysága miatt vezet annyira, hogy egy képidő alatt kétoldali (kondenzátorjellegű) töltése kiegyenlíthető. Ha a fotokatód egy pontjára fény esik, innen elektronok indulnak ki s az üveghártyát érve, arról másodlagos elektronokat váltanak ki, melyeket, mint főlegeseket, finom (egy hüvelyken 1000 lyuk) háló vezet el. Az üveghártya tehát a világos képpontoknak megfelelő helyeken pozitív lesz s ugyanilyen lesz a túloldalán jelentkező szabad töltés. A katódsugár mármint, ha ilyen pozitív töltést talál, eléri a



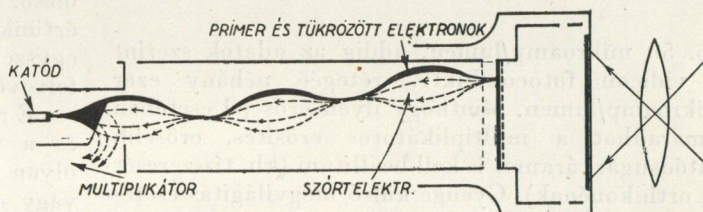
5. ábra

lemezt és szórt elektronokat vált ki, ellenben, ha sötét képpont felé halad, ez negatív lévén visszautükrözi a katódsugár elektronjait. Ezek keskeny kévében, szorosan az eredeti katódsugár mellett haladnak vissza az elektronsokszorzóba, amely mint erősítő szerepel. A »rábeszélő« elektród feszültsége oly mezőt alakít, mely a visszatérő elektronokat a sokszorozótáborba tereli. Mint látjuk, sötét képpontnak erős kimenőjel felel meg az orthikonban. Ez természetesen hátrányos a jel/zaj viszony szempontjából. Ennek ellenére az orthikon ma a legjobb hatásfokú és legtisztább képet adó képfelvető, úgy, hogy pl. az 5820 típusú orthikon csak kb. hatszor rosszabb, mint a *quanticon*, azaz azon képelt felvetőcső, amely kvantumhatásfokú és gyűjtési együtthatója = 1. A *quanticon* volna amaz ideális felvetőcső, mely minden bejövő fotont értékesít és elemi kondenzátorai a képidő (1/25 mp.) alatt teljesen megtöltődnek.

A *C. P. S. emitron* (katód-potenciál-stabilizált emitron) csupán egyszerűsített alakja az orthikonnak: nincs benne sokszorzó és nincs elektronképvittele. Az 5. ábra szerint a képet itt is félátlátszó, vezető fémrétegre vetítik, csak hogy ez most éppoly közös gyűjtőelektród, mint az ikonoszkóp jellemeze és ugyanúgy csillámlemez választja el a mozaiktól.

A mozaik itt valószínűleg mozaik, finom fémhálón át a csillámra desztillált antimon. A gyártáskor a 35×44 mm területű, összesen 2,4 millió lyukkal bíró fémhálót azután különleges eljárással leemelik, üvegtoldalékba ejtik és e toldalék nyakának beforrasztásával eltávolítják a csőből. Az egymástól szigetelt antimonszemcséket céziummal kezelve az ismert nagyérzékenységgű és infravörösre érzéketlen réteget nyerik. A katódsugár szerepe itt is ugyanaz, mint az orthikonnál, elektrontükrözés elérése, csak hogy most nem a tükrözött elektronokat veszik fel kimenőjelül, hanem a visszamaradt töltés lökését, ami az átlátszó fémrétegen jelentkezik.

Meg kell még említenünk az ioncsapdát szolgáló kisfeszültségű, durvább fémhálót is, melyet az orthiconba is mindig beépítenek (a 4-ik ábrán nem tüntettük fel). Ennek célja egyrészt a katódból kiinduló nagytömegű és kissebességű ionok elfogása. Ezeket ugyanis a mágneses kitérés alig tereli el s így foltot képeznek a kép közepén. Másik célja elektrosztatikus nívófelület képzése, hogy a katódsugár merőleges beesését ne hamisítsák meg az esetleges görbült nívófelületek. Ha ugyanis a katódsugár ferdén éri a mozaikot, akkor mindig visszautükröződik és jelet nem kapnánk. A hálót az »elektronhas« képződésének helyére kell állítani, hogy árnyékot ne vessen.



6. ábra

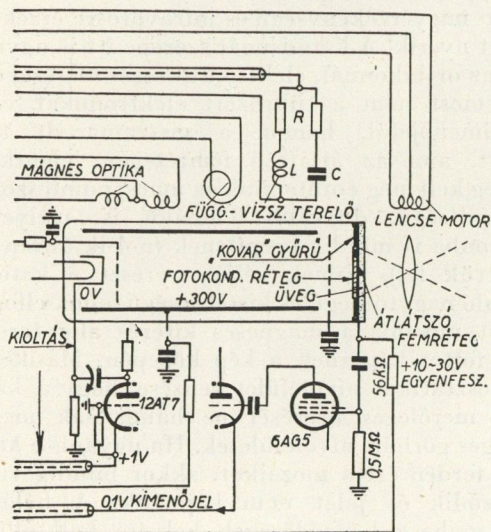
Az *isocon* kissé átalakított orthikon (6. ábra) ama céllal, hogy a tükrözött elektronok helyett a szórt elektronokat használhassa fel jelképzésre. Mint fentebb említettük, ha a mozaikra pozitív a katódsugár nem tükröződik vissza, hanem nagyrészt szabálytalanul szóródik szét, igen széles kévét képezve. Ha ezeket foghatnánk fel, akkor világos képpontnak felelne meg erős jel, ami a jel/zaj viszony tekintetében igen előnyös lenne. Ezt el lehet érni oly módon, hogy a katódból kiinduló elektronnyaláb nagy részét eltakarjuk. Ekkor a visszatérő szórt elektronok a takarólemez másik oldaláról visszaverődve a sokszorozótáborba jutnak.

Noha a közlemények szerint *isocon*nal igen szép képeket lehet átvinni, mégsem ment át még eddig a gyakorlatba.

A *vidicon* (7. ábra) fotokonduktív réteget használ mozaik gyanánt. Némely anyag azon sajátága, hogy a fénytől elektromos ellenállását változtatja, igen régóta ismeretes. Különösen a fémes (grafitos) módosulatú szelén, azonkívül a kén, tellur, selenidek, szulfidok, telluridok és oxidok mutatnak még ilyen hatást.

A *vidicon* felépítése máskülönben éppen olyan, mint a CBS emitroné, a jel azonban nem elektronemisszió alapján keletkezik, hanem azáltal, hogy

a megvilágított helyeken pozitív töltés vezetődik át a belső oldalra, melyet a katódsugár semlegesít s ezt a lökést »érzi« meg a közös átlátszó fémlemez. Az alkalmazott fotokonduktív réteg ellenállása sötétben 10^{12} ohm.cm. A vidicon előnye abban mutatkozik, hogy míg a céziumréteg érzékenysége

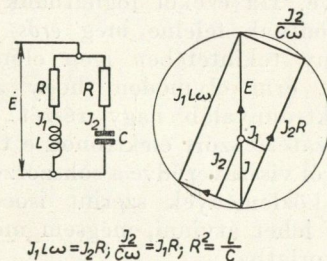


7. ábra

kb. 50 mikroamp/lumen, addig az adatok szerint a vidicon fotoconduktív rétegéé néhány ezer mikroamp/lumen. Minthogy ilyen erős jel esetében elmaradhat a multiplikátoros erősítés, erősebb katódsugár-áramot is kell beállítani (kb. tízszeresét az orthikonénak). Gyenge külső megvilágítás esetében ugyanezen okokból a vidicon a jel/zaj-viszony szempontjából hátrányban van az orthikonnal szemben.

A szelén tehetetlensége a mozaikszerű kapcsolásokban kiesik, mert a letapogatás során mindig más »cella« kerül »bekapcsolásra« s így az egyes elemeknek egy képidőnyi idejük marad a stationer állapot elérésére.

A vízszintes terelő-tekerces bekötése említésre érdemes. A sorsfrekvencia már elég magas ahhoz,



7/a ábra

hogy a többszáz méteres kábelén át közvetlenül a terelő-tekercesekre kapcsolva jelentékenyen eltorzuljon. Első pillanatra azt hisszük, hogy könnyű a megoldás: zárjuk le a kábelt a saját ellenállásával ohmikusan s erről az ellenállásról menjünk egy erősítő rácsára. Ez fűrészfog-rezgésekkel nem megy, mert a csőkarakterisztikák nem elég egyenesek

egész hosszukban s így igen nagyteljesítményű csövekre volna szükség. Az orthikonkamrák esetében ezt úgy oldották meg, hogy az orthikoncső mellé, erősen árnyékolva, beépítették a fűrészfog-generátorokat s a kábelén csak a vezérjeleket kellett átvenni. Ez természetesen súlyban megterheli a főlvevőkamrát. Ennek elkerülése végett az L terelőtekerceset a 7/a ábra szerint kapcsolják, régóta ismert klasszikus összeállításban. Ha C-t úgy választjuk, hogy $C = \frac{L}{R^2}$ ahol R a kábel

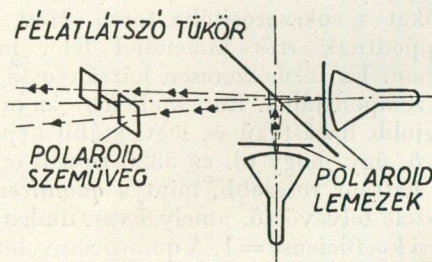
karakterisztikus impedanciája (ill. a lezáró ellenállás) és L a tekercs önindukciója, akkor az összeállítás kapcsain mérve, minden rezgésszámmal ugyanazon R ellenállást kapjuk, azaz a rendszer ellenállása ohmikus és független a rezgésszámtól. Ilymódon torzítatlan, egyenes fűrészfogrezgéseket kapunk, anélkül, hogy fűrészfoggenerátort kellett volna bevinni a főlvevő egységbe.

Minthogy a vidicon szemcsementes »mozaikot« alkalmaz mindenféle háló nélkül, igen finom képbontásra képes. A 25 mm átmérőjű típus 600 soros képfínomságú és 525 soros, sorváltós képbontásra van berendezve, ami azért előnyös, mert az ipari távolbalátás terén közönséges vevőkészülék használható hozzá.

Ipari távolbalátó alatt olyan kis, hordozható, olcsó, egyszerű és könnyen kezelhető összeállítást értünk, mellyel antennán való kisugárzás nélkül, egyszerű rövidrezárt rendszerű berendezéssel, egy főlvevőről több vevőre közvetíthetünk.

E rendszernek mind több tere nyílik az iparban és a tudományos kutatásban. Jól alkalmazható olyan jelenségek megfigyelésére, ahol mérgező- vagy explozív gázok, szélsőséges hőfokok vannak jelen, vagy pl. szuperszonikus szélesatornák megfigyelésére. A légnavigációban, a magas légkör kutatásában, mélytengerek megfigyelésében és legfőképpen az atomkutatásban mind szélesebb elterjedést jósolhatunk az ipari távolbalátásnak.

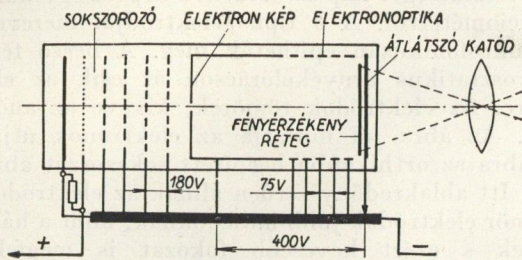
A rádióaktív szerek kezelése távvezérelt karok útján történik stereo-távolbalátón való kontrollálással. A stereo-távolbalátás legegyszerűbb módja két főlvevő és két vevőkatódsugárcső, azaz két távolbalátócsatorna alkalmazása, mindegyik szem számára



8. ábra

egy. A két képet közönséges panoráma-néző berendezéssel nézhetjük. Ha azonban azt akarjuk, hogy egyszerre többben is nézhessék a képet, polaroid szemüveget kell felvenni, s a két képet is egymásra merőlegesen kell polarizálni az eléjük tett polaroid lemezekkel, s a két képet a 45 fokos félegezüstözött tükörrel egyesíteni (8. ábra).

A Farnsworth-féle dissectort (9. ábra) ma szintén csak ipari távolbalátónak használják az *utiliscope* berendezésben. A dissector felépítése a legegyszerűbb valamennyi képfelvevő közt. A már ismert átlátszó, céziumos fotokatódra kerül a kép. Mágneses és elektrosztatikus optika lévén az elektronkép élesen

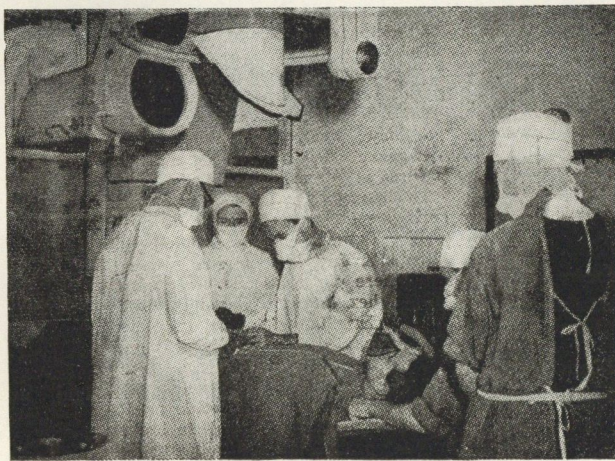


9. ábra

egy fémlamezre vetül, de csak ennek közepén levő igen kis lyukon át kerül egyetlen képelem a sokszorzóba. A képbontás úgy megy végbe, hogy kívül elhelyezett mágnesetekercsekkel az egész képpontot mozgatjuk, miáltal minden képpont elvonul a lyuk előtt és elektronjaik belekerülnek sorjában a sokszorzóba. A sokszorzó itt nem céziumos, hanem sokkal hatékonyabb *AgMg* rétegű. Két különböző réteg csak akkor alkalmazható a sokszorzóban, ha messze vannak egymástól, mint itt, ahol a cézium a cső távoli végében a fotokatódra van, a gyártási eljárás nehézségei miatt. Az ábra 5 fokozatot tüntet fel, a valóságban 11 van.

Az *utiliscope* 300 soros, sorváltás nélküli átvitelű, de német és svájci hírek szerint dissectorral 1029 sort is lehet érni.

A tudományos távolbalátás legfontosabb tere az operációk közvetítése tanítási célokra az orvosi



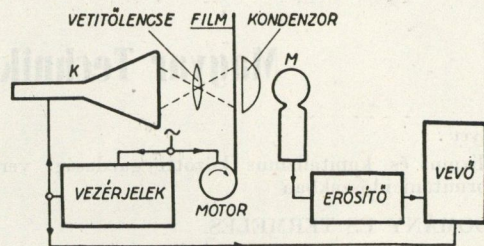
10. ábra

egyetemen. A 10. ábrán sterilen beépített felvevőt látunk pontosan az operáció helye fölött, tehát oly kedvező elrendezésben, amilyenbe előadóteremben közvetlen látással a hallgatóság sohasem kerülhet. Természetesen csakis színes közvetítés jöhet szóba, mert az egyes szervek felismerésében, határainak megállapításában és állapotának elbírál-

lásában a szín döntő fontosságú. A Dumont-társaság TA 164A színes távolbalátója 18 Mc sáv szélességű és 525 soros, sorváltásos úgy, hogy minden színből 30-30 félkép, összesen tehát egy mp alatt 180 félkép fut le.

Minthogy jelen esetben is csupán rövidrezárt távolbalátásról van szó, amikor is a közvetítés kisugárzásra nem kerül, az »éterrendőrség« nem szólhat bele a dologba s így bármily sáv szélességet használhatunk. Több csatornában is oszthatunk el alacsonyfrekvenciájú sávokat, pl. három normális távolbalátó csatornát használhatunk, mindegyiket más színszűrővel. Ilyenkor három kábel vezet a vevőkben, ahol a három katódsugárcső képeit ismert módon, színszűrőtűkrökkel egyesítjük. A képfínomságot is minden akadály nélkül növelhetnénk 1029 sorra.

Még tökéletesebb lenne a közvetítés, ha a fentiekben kívül még térbelivé is tennénk, amit a már ismertetett stereo-módszerekkel s így a csatorna-



11. ábra

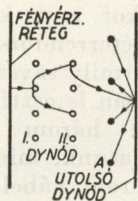
szám megkétszerezésével minden nehézség nélkül elérhetünk.

Végül meg kell említenünk a katódsugaras külső képbontást is, mely főleg a filmközvetítésben játszik szerepet. A rövid utánvilágítású (Ca-wolframát, Zn-oxid) katódsugárcső fűrészfoggenerátorok révén normális képbontást végez, de rácsa állandó előfeszültséget kap úgy, hogy a futó képpont állandó, igen erős fénnel világít és így homogén kivilágítású képmezőt kapunk, melyet a vetítőlenecsé a filmre vetít (11. ábra). Sötét filmrészleten át kevesebb fény jut, tehát az *M* sokszorzóba is gyengébb fény érkezik. Ilyenkor a vevő katódsugárcsője is gyengébben villan fel. Miután ugyanaz a fűrészfoggenerátor tereli a vetítőt és a vevő katódsugárcső sugarát, a képfelület ugyanazon helyén fog megjelenni a sötét képrészlet, mint a filmen volt, tehát a vevőben pontosan a filmkockán levő kép jelenik meg. A motort és fűrészfoggenerátorokat a hálózat szinkronizálja. A motor révén a máltai kereszt a filmet éppen akkor ugatja, amikor a függőleges sugármozgást vezérlő fűrészfogregzésnek meredek visszaugrása van.

E rendszer nemcsak átvilágítással, hanem rávilágítással is használható. Ekkor a film helyére kerül a tárgy, a sokszorzó pedig kissé oldalt a vetítőlenecsé mellé kerül, hogy a visszavert szórt fényt felvegye. Mindkét típusnak nagy szerepet jósolhatunk az ipari távolbalátásban, mert nagyon olcsók és zavarmentesen működnek és sok esetben nem hátrány az, hogy idegen fénynek nem szabad jelen lenni és hogy csak közeli tárgyak vizsgálhatók.



Az előzőekben többször szó esett az elektron-sokszorozókról. Ezek főbb típusait a 12. ábra mutatja. Az *a* ábra a rácisos rendszerű sokszorozó elektródjainak vázlata. Az összes elektródok céziumos réteggel vannak bevonva s így nagy szekunder-



12/a ábra



12/c ábra

elektron kibocsátási tényezőjük van. Az első rétegre eső fény által kilövelt elektronok az első rácsnak

űtődve kb. háromannyi szekunder elektront szabadítanak ki, ezek a második rácson ugyanilyen módon ismét megháromszorozódnak és így tovább, míg végül a ritka rácsozatú anódról mint megerősített áram, levehető. A kezdő fényérzékeny rétegből kiindulva minden elektród kb. 100 volttal pozitívabb feszültséget kap az előzőhöz képest egy külső potenciométerről. A *b* típus elektródjai mereven, antimikrofonikusan építhetők meg. A beeső fény elektrosztatikus árnyékolórácson át esik az első rétegre. Az elektródok tömörök, kivéve az anódhálót. Az ábra jól mutatja az elektronok útját. A *c* ábra az orthikonba beépített sokszorozót ábrázolja. Itt ablakredőnyszerűen állnak az elektródok. A tömör elektródok jobb hatásfokúak, mint a hálószerűek s ezért kevesebb fokozat is megfelel. Az orthikonban 5 fokozat szokásos, az *a* típus esetében 19 fokozatot is beépítenek.

Magyar Technika 1951, 7. sz. tartalma:

A. Leontyev :

A szocializmus és kapitalizmus közötti gazdasági verseny a háborúutáni időszakban

TUDOMÁNY ÉS TERMELEÉS

Vadász Elemér :

A magyar ásványkincsek feltárása

Vadas Imre :

Vegyipari nyersanyagbázisunk bővítési lehetőségei

Hegedüs Tibor :

A mezőgazdaság melléktermékeinek ipari hasznosítása

Veres Imre :

A hazai timföldgyári vanádiumiszapok feldolgozása

Tasnádiné Széki Pálma :

Nikkelezés helyett foszfátózás

Gond Ferenc :

A fémcső technológiája és szerepe az anyagtakarékosságban

Dr. Bácskai Gyula :

A korrózióvédelem újabb módszerei

Boda Ferenc :

Fogaskerékgyártás meleghengelés útján

Bíró Béla :

Tűgörgős csapágyak

Németh Tibor :

Kéménykrómozás

Mattyasovszky Zs. László :

Saválló fémek helyettesítése kerámiai anyagokkal

Donáth Alfréd :

Hézagmentes padlók és hőálló béléstéglák előállítására hazai égetett dolomitből

Dr. Fehér István :

A műbörgyártás

TECHNIKAI SZEMLE :

H. Csudakov :

A szovjet tudományos társaságok harcolnak a technikai haladásért

Dr. Borsódi Lóránd :

A Szovjetunió vegyipara

Kováts Gábor :

A Szovjetunió Tudományos Akadémiája kémiai osztályának referátum-gyűjteményei

Hevesi Gyula :

A sajtó feladatai a műszaki propaganda terén

ÖTÉVES TERVÜNK EREDMÉNYEI:

Liszony—Körtvélyessi :

Az új magyar dumper

Lajtai István :

A 22-es típusú új magyar marógép

KÖNYVKRITIKA ÉS ISMERTETÉS:

Frank László :

E. G. Immermann könyvének ismertetése: »Öntvények gyártásának ellenőrzése«

Új műszaki könyvek

A Nehézipari Könyvkiadó Vállalat következő negyedévi könyvkiadási terve

Kovács György :

Beszámoló a Magyar Tudományos Akadémia Hidrológiai Konferenciájáról

Hozzászólás :

Megjegyzések »A takarékosági munka hiányosságai az üzemekben« c. közleményhez

IPARI TERVEZÉS ÉS SZERVEZÉS:

Levin :

Szerszámköltségek normalizálása és tervezése

MŰSZAKI OKTATÁS:

Terplán Zénó :

A gépelemek c. tantárgy oktatása a miskolci Nehézipari Műegyetemen

MTESZ egyesületi lapok júniusi tartalomjegyzékéből

A szélessávú erősítés elméleti korlátozásai*

Dr. SÁRKÁNY TAMÁS

Между теоретических ограничений широкополосного усиления в первой части статьи обсуждается шумовая емкость. Коротко разбираются широкополосные ограничения конвенциональных каскадных усилителей и доказывается, что в настроенных усилителях связи RC теоретический предел показаскадного усиления вместо 1 равен 1,65. Затем приводятся принципы цепочного усилителя и доказывается, что преимущество цепочного усилителя по сравнению с каскадным усилителем заключается в том, что он независимый от усиления и зависит только от ширины полосы.

Parmi les limitations théorétiques de l'amplification à large bande, c'est la capacité de shunt qui est discutée dans la première partie. Les limitations de largeur de bande des amplificateurs-cascades conventionnels sont brièvement discutées et il est prouvé que la limite théorique de l'amplification par étage dans les amplificateurs à couplage RC et atonisés n'est pas 1, mais 1,65. Puis on fait connaître les principes fondamentaux de l'amplificateur-chaine et il est prouvé de plus, que la supériorité de l'amplificateur-chaine sur l'amplificateur cascade est indépendante de l'amplification et ne dépend que de la largeur de la bande.

Of the theoretical limitations of wide-band amplification, in this first instalment the shunt-capacity is treated. Bandwidth-limitations of conventional cascaded amplifiers are briefly reviewed showing that in RC-coupled or single tuned amplifiers, the theoretical limit of the stage-gain is not 1, but 1.65. The basic principles of the distributed amplifier then follow showing that the superiority of distributed to cascaded amplification is independent of gain, and depends only on the bandwidth.

Von den theoretischen Begrenzungen der Weitband-Verstärkung wird in diesem ersten Teile die Wirkung der Nebenschluss-Kapazität behandelt. Bandbreite-Limitationen konventionaler Kaskad-Verstärker werden kurz zusammengefasst und es wird gezeigt, dass in Widerstands- und abgestimmten Verstärkern die theoretische Limitation der Stufen-Verstärkung nicht 1, sondern 1,65 ist. Nachher folgen die Grundprinzipien des Ketten-Verstärkers, und es wird ferner gezeigt, dass die Überlegenheit des Kettenverstärkers gegenüber den Kaskad-Verstärker von der Verstärkung unabhängig ist, und nur von der Bandbreite bestimmt wird.

I. RÉSZ. A SÖNTKAPACITÁS

1. Bevezetés

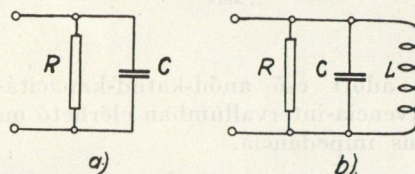
A következő fejtegetésekben csak a söntkapacitások által meghatározott elvi korlátozásokat vesszük tekintetbe, és eltekintünk a következő tényezőktől: termikus zaj, sörétzaj, mikrofonia, elektronfutási idő; ezenkívül veszteségmentes L -t és C -t teszünk fel. Nem térünk ki továbbá a fázisviszonyok és berezgési jelenségek tárgyalására sem, és csak az amplitúdó-frekvenciagörbét diszkutáljuk.

2. Konvencionális erősítők sávzélesség-korlátozásainak rövid áttekintése

Ismeretes, hogy erősítés és sávzélesség ellentétes követelmények, az egyik csak a másik rovására növelhető. Célzerű tehát a különböző csatolású erősítőkfokozatokat erősítésük és sávzélességük szorzatával jellemezni. Tárgyalásunk általánosítása érdekében először is egy analógiát állapítunk meg

a felülvágó és sávszűrő erősítőtípus legegyszerűbb formái között. Az alulvágó erősítőt nem tárgyaljuk, mert ez mint szélessávú erősítő nemigen használatos.

Az 1. ábrán két kapcsolást látunk; az *a*) ábra egy felülvágó, a *b*) ábra egy sávszűrő erősítő csatolóköreinek felel meg. (A felülvágó erősítő kisfrekvenciás levágását a tárgyalásban nem vesszük



1. ábra

figyelembe.) A két kört egy g_m meredekségű és r_p belső ellenállású pentóda anódkörébe képzelve ($r_p \gg R$), az egyszerű számítás azt eredményezi, hogy a két fokozat erősítése és sávzélessége megegyezik, nevezetesen

$$\text{erősítés} = G = g_m R, \quad (1)$$

$$\text{sávzélesség} = B = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

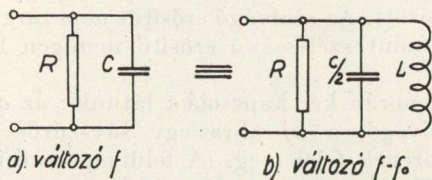
Erősítés alatt az *a*) esetben az $f = 0$ -nál, a *b*) esetben az $f = f_0$ -nál fennálló erősítést értjük; sávzélesség alatt az *a*) esetben az $f = 0$ és a nagyfrekvenciás 3 db-es pont, a *b*) esetben pedig a két 3 db-es pont közötti teljes sávzélességet értjük. (Itt meg kell jegyeznünk, hogy ezek szerint a sávszűrő erősítővel megvalósítható sávzélesség független f_0 -tól; ez természetesen csak veszteségmentes L és C mellett áll; valóságban, ha R magában foglalja L és C veszteségeit, akkor $R = R(f_0)$, tehát a sávzélesség is frekvenciafüggő.)

Látjuk tehát, hogy adott erősítés (R) és adott cső (g_m és C) esetén felülvágó és sávszűrő kapcsolásban azonos erősítés és sávzélesség érhető el. Ha azonban adott frekvenciaspektrummal bíró jelet egyrészt felülvágó, másrészt — a jellel f_0 vívőhullámot amplitúdóban modulálva — sávszűrő erősítőben akarunk átvinni, akkor a sávszűrő erősítőben kétszeres sávzélességre van szükség (két oldalsáv); tehát adott felülvágó kapcsolással e szempontból »ekvivalans« az a sávszűrő kapcsolás, mely azonos erősítéssel, de kétszeres sávzélességgel bír; ez C helyett $C/2$ kapacitással valósítható meg (2. ábra), tehát adott C -vel bíró cső fele olyan értékű sávszűrő, mint felülvágó kapcsolásban. A számítás azt eredményezi, hogy az *a*) esetről a *b*) esetre egy egyszerű változótranszformációval mehetünk át, nevezetesen $f \rightarrow f - f_0$.

A felülvágó esetben a (2) által adott sávzélességet különböző kompenzációs eljárásokkal lehet kiterjeszteni, melyek méretezése két szempontból történhet: 1. a söntkapacitás kihangolása az átvi-

* Előadás a Híradástechnikai Egyesületben 1950 május 19-én.

endő sáv végén megfelelően választott L -el, 2. a söntkapacitást mint egy felülvágó szűrőkör bemenő tagját tekintve, maximális bemenőimpedanciájú szűrőkör méretezése. Ezeket az eljárásokat az irodalomban részletesen tárgyalják,¹ ezért itt csak az elméleti határt említjük meg: adott C sarkain



2. ábra

(tehát pl. adott cső anód-katód-kapacitásán) a $(0, f_0)$ frekvencia-intervallumban elérhető maximális konstans impedancia,

$$Z_{\max} = 2X_{fc}, \text{ ahol } X_{fc} = \frac{1}{\omega_c C} \quad (3)$$

Ekkor a fokozat erősítése (ismét nagy belső ellenállású pentódát feltételezve)

$$G = g_m Z_{\max} = \frac{g_m}{\pi f_c C}, \quad (4)$$

tehát

$$\text{erősítés} \times \text{sávszélesség} = GB = \frac{g_m}{\pi C} \quad (5)$$

Az 1-es erősítés mellett ($G = 1$) valamely csővel felülvágó kapcsolásban elérhető sávszélesség az ú. n. Wheeler-féle csőindex;² (5) szerint tehát

$$\text{csőindex} = \frac{g_m}{\pi C} = f_c \quad (6)$$

ahol $C = C_{rk} + C_{ak}$. Sávszűrős kapcsolás esetén a csövet inkább a (5) alatt megadott ú. n. »GB-faktor« értékével jellemzik, Mc/s-ban kifejezve. Pl. két legújabb miniatűr nagyfrekvenciás pentódát véve, a szokásos huzalozási kapacitások tekintetbevételével

$$\text{a 6BA6 csőnél} \quad GB = 55 \text{ Mc/s}$$

$$\text{a 6AK5 csőnél} \quad GB = 65 \text{ Mc/s.}$$

A csőindex által jelzett határ elméleti, mely a gyakorlatban csak megközelíthető; bonyolultabb kompenzáló-kapcsolásokkal e határt kb. 75%-ra lehet megközelíteni.

Tekintsünk most egy többfokozatú erősítőt, N azonos fokozattal. Az egyes fokozatok erősítései összeszoródnak, viszont az eredő sávszélesség a fokozatok multiplikatív jellege folytán nyilván kisebb egy fokozaténál. Legyen az erősítő össz-erősítése G , és eredő sávszélessége $B(N)$; az erősítőt ú. n. jósági tényezőjével (»figure of merit«) szoktuk jellemezni; ez alatt értjük a

$$J(N) = G^{1/N} B(N)$$

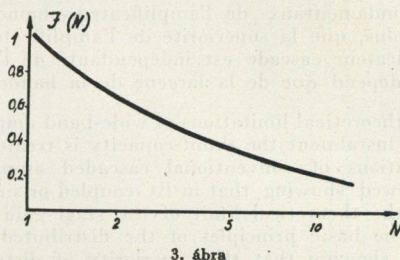
szorzatot, tehát az átlagos fokozatonkénti erősítésnek

a teljes erősítő sávszélességgel való szorzatát. Ha a csatolóelem a csövek között az 1a) vagy 1b) ábrának felel meg, akkor a számítás szerint

$$J(N) = J(1) \sqrt{2^{1/N} - 1} \quad (7)$$

Ez elég erőteljes csökkenést jelent (3. ábra), és a sávszűrős esetben (1b ábra) e csökkenést elkerülhetjük akkor, ha az egyes fokozatokat nem f_0 -ra, hanem f_0 -tól jobbra-balra hangoljuk le: az ilyen erősítőt mondjuk széthangolt erősítőnek (»stagged tuned amplifier«). Kimutatható³, hogy széthangolt erősítőnél az egyes fokozatok rezonáns frekvenciáit és sávszélességeit megfelelően megválasztva, $J(N) = J(1)$, tehát a sávszélesség nem csökken a fokozatok számának növelésével.

Térjünk most vissza az 1. ábra csatolóelemeire. Hogyan kell tekintetbe venni a csőindexet többfokozatú erősítőnél, ha az egyes fokozatok azonosak? A csőindex által jelzett f_c sávszél mellett (v. ö. 6) egy fokozat 1-es erősítést ad. Ha G -szeres



3. ábra

erősítést óhajtunk, úgy egy fokozatnál a sávszél f_c/G lehet. Ha ugyanezt az erősítést N azonos fokozatra osztjuk szét úgy, hogy mindegyik csak $G^{1/N}$ -szeresen erősítsen, akkor az össz-erősítés ismét G , de a sávszél/fokozat az előbbinél nagyobb, $f_c/G^{1/N}$ lehet. Ez a sávszél azonban N fokozat eredő hatásaként lecsökken. Felmerül tehát a következő elvi probléma: legyen adva G -szeres elérni kívánt erősítés. A cél lehető legnagyobb sávszélesség elérése. Hány fokozatot alkalmazunk? Első pillanatra azt hihetnők, pusztán elméleti szempontokat tekintve, hogy minél több fokozatot alkalmazunk, fokozatonként minél kisebb erősítéssel, tehát minél nagyobb sávszélességgel, annál nagyobb lesz az eredő sávszélesség. Ez azonban általában csak egy bizonyos határig van így; ugyanis nagyon sok fokozat esetén a sávszélesség/fokozat nagy ugyan, de ez a sok fokozat folytán annyira lecsökken, hogy az eredő sávszélesség mégis kicsi. Ha tehát az erősítés/fokozat egy bizonyos határon túl csökken, az eredő sávszélesség már nem nő tovább. A számítás is erre az eredményre vezet;⁴ u. i. a

$$B(N) = \frac{J(N)}{G^{1/N}} \quad (8)$$

függvényt konstans G mellett diszkutálva, a számítás szerint ez N -nel nem nő monoton, hanem szélső értéke, maximuma van $N = 2 \log G$ esetén, ennek pedig megfelel $G^{1/N} = \sqrt{e} = 1.65$ -szörös erősítés/

¹ B. A. Szmirnyin : Szprávoenik po Radiotekhnike, Goszenergoizdat, 1950.

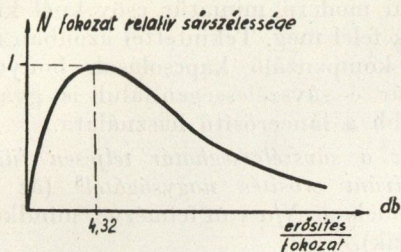
² H. A. Wheeler : Wide Band Amplifiers for Television, Proc. I. R. E. vol. 27, p. 429, July 1939.

³ E. Valley and H. Wallmann : Vacuum Tube Amplifiers, M. I. T. Series, Vol. 18, p. 176.

⁴ E. Valley and H. Wallmann, loc. cit., p. 173.

fokozat (4.32 db, 4. ábra). Ilyen szempontból tehát *kaszkád erősítőnél az 1a) vagy 1b) ábra csatolóelemei mellett a fokozatonkénti erősítés elméleti határa nem 1, hanem 1.65. Kritikusan csatolt sávszűrők esetén*

az elméleti határ $\sqrt[4]{e} = 1.28$ (2.16 db.).



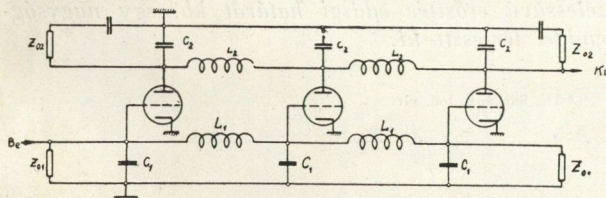
4. ábra

A modern szélessávú hangolt erősítőknél ez a határ nemcsak elméleti jellegű, hanem már gyakorlati méretezésnél is szöbajön; pl. a 6AC7-es csőnél $g_m/2\pi C = 57$ Mc/s, és ha 100 db-es erősítést akarunk (ami radar-vevőknél gyakori követelmény), akkor az elméleti határt jelentő $100/4.3 = 23$ fokozatot alkalmazva, az így nyert sávzélesség csak 6 Mc/s, ami sok esetben nem kielégítő.

Az eddigiekből azt láthatjuk, hogy a sávzélességnek a csőindexen felüli növelése konvencionális erősítőknél egy fundamentális akadályba ütközik; és ez a többfokozatú erősítők multiplikatív jellege. 1-nél kisebb G/fokozat mellett tetszészerinti sávzélesség volna elérhető, de ekkor viszont már nem beszélhetünk erősítésről. Ezért jelent a szélessávú erősítőtechnikában forradalmi újítást az ú. n. láncerősítő elve, mely kombináltan használ multiplikatív és additív fokozatokat.

3. A láncerősítő

Érdekes megemlíteni, hogy a láncerősítő elve egyáltalán nem új, és már egy 1936-ban benyújtott angol szabadalommal fellelhető. Az új gondolat azonban akkoriban nem talált méltánylásra, nyilván azért nem, mert abban az időben a szélessávú erősítőtechnika még nem támasztott túlnagy követelményeket. Egészen a legutóbbi évekig a láncerősítő feledésbe merült, és csak 1948-ban bukkant fel ismét az irodalomban⁵.



5. ábra

A láncerősítő elvi kapcsolását az 5. ábra mutatja. Az erősítő elve az, hogy a csövek anód-katód és rác-katód-kapacitásai egy-egy művonal sönt-

kapacitásaiként szerepelnek, egymástól tekercsekkel elválasztva. A tekercsek úgy vannak megválasztva, hogy az adott csőkapacitások mellett a két művonal propagációs állandója azonos legyen ($L_1C_1 = L_2C_2$). Mindkét művonal mindkét végén hullámmellenállással van lezárva. Az erősítendő jelet az első cső rácára adva, a rácsvonalon haladó hullám indul el $1/\sqrt{L_1C_1}$ sebességgel. Az első rácson jelentkező jel felerősítve jelenik meg az első anódon, és innen ugyancsak haladó hullám indul el az anódvonalon hasonló sebességgel. Így az »anódhullám« és a »rácshullám« azonos időpontban érkezik a második anódhoz, ill. rácshoz, úgyhogy a második cső anódján az anódvonalon érkező jelhez hozzáadódik a cső erősítése folytán előálló jel; így a második anódon megjelenő jel már a két cső erősítése összegének felel meg, s. i. t. A felerősített jelet az utolsó cső anódjáról vesszük le. Láthatjuk tehát, hogy az egyes csövek erősítései összeadódnak, a *kapcsolás additív*; egy cső erősítése tehát lehet 1-nél kisebb (csak a kábelszakasz veszteségénél legyen nagyobb). A sávzélességet a művonalnak, mint felülvágó csatolóelemnek a sávzélessége dönti el; a kábelegyenletekből ismeretes, hogy a vágási frekvencia

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9)$$

Ha már annyi szakaszból áll a művonal, hogy az eredő erősítés 1-nél nagyobb, akkor szóba jön az a lehetőség is, hogy egy ilyen többszakaszos additív erősítőt egyetlen *fokozatként* felfogva, ezt normális módon, multiplikatíve csatoljuk egy hasonló többcsöves fokozathoz, s. i. t., hiszen a multiplikatív erősítés nyilván gazdaságosabb csőkihasználást nyújt. A matematikai analízis⁶ azt eredményezi, hogy ha m fokozatunk van, és midegyik n szakasszal bír, és ezek a fokozatok ideálisan illeszkednek egymáshoz (az anód-hullámmellenállás a következő rácshullámmellenálláshoz), akkor egy fokozat erősítése

$$A = \frac{n}{2} \frac{f_0}{f_c}, \quad (10)$$

ahol f_0 = csőindex, f_c = vágási frekvencia; tehát m fokozat erősítése

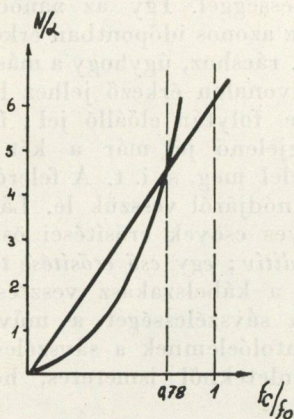
$$G = A^m. \quad (11)$$

A teljes erősítő $N = nm$ számú csövet tartalmaz. Ha mármost N -t G -vel és m -mel fejezzük ki, akkor egyszerű szélsőérték-számítással adódik, hogy adott összerősítés (G) mellett N -nek akkor van minimuma, tehát *akkor van szükség a legkevesebb csőre, ha egy fokozat erősítése $e = 2,71$ -gyel egyenlő*. Ha tehát G -szeres összerősítést kívánunk, akkor a szükséges fokozatok számát G/e adja; a *fokozatok számát tehát a kívánt összerősítés dönti el*. Ha azonkívül B sávzélességet akarunk, akkor az egyetlen fokozatban alkalmazandó szakaszok, tehát csövek száma a számítás szerint B -vel lesz arányos; *egy fokozaton belül tehát a szakaszok (csövek) számát a kívánt sávzélesség dönti el*.

⁵ E. L. Ginzton, W. R. Hewlett, J. H. Jasberg, J. D. Noe, Distributed Amplification, Proc. I. R. E., vol. 36, p. 956, August 1948.

⁶ Ginzton, Hewlett, Jasberg, Noe, loc. cit., p. 966.

Használatos még az 5. ábrán jelzett elvi kapcsolás olyan formában is, melynél a szomszédos tekercsek egymással csatolásban vannak; a számítás szerint ez a kapcsolás hasonló tulajdonságokkal bír, és felépítési szempontból jelentős egyszerűsítést ad, mert így az árnyékolási nehézségek kiesnek, és egy fokozaton belül az egyes szakaszok rács- és anótekercsei egy-egy közös csévére tekercselhetők; miniatűr csövek használatával így rendkívül kisméretű konstrukciók készíthetők.



6. ábra
Egyenes vonal: láncerosztó.
Ívelt vonal: kaszkáderosztó.

Válaszolnunk kell még a következő elvi kérdésre: *mikor alkalmazzunk kaszkád-erősítőt és mikor láncerosztót?* A választási szempont, amennyiben a kívánt sáv szélesség mindkét féle erősítővel megvalósítható, nyilván a gazdaságos csőkihasználás lesz. Ki kell tehát fejeznünk a szükséges csövek számát, N -t a kívánt sáv szélességgel és erősítéssel mindkét fajta erősítőnél. A sáv szélességet ezenkívül célszerű a Wheeler-féle csőindexhez viszonyítva tekinteni. A számítás arra az eredményre vezet,⁷ hogy

$$\text{láncerosztónél} \quad \frac{N}{a} = 2e \frac{f_c}{f_0} \quad (12)$$

$$\text{kaszkáderosztónél} \quad \frac{N}{a} = - \frac{1}{\log(f_c/f_0)} \quad (13)$$

ahol $a = \log G$ = erősítés néperben,

N = a szükséges csövek száma

f_c = sáv szélesség

f_0 = csőindex.

A két görbét közös koordináta-rendszerben a 6. ábra mutatja, melyből több érdekes következtetés vonható le:

1. *Bizonyos sáv szélességen alul a konvencionális kaszkád-erősítő, ezen felül a láncerosztó ad jobb csőkihasználást*; ez a sáv szélesség a csőindex 0,78-szorosa, ami modern miniatűr csöveknél kb. 40–45 Mc/s-nak felel meg. Tekintettel azonban a konvencionális kompenzáló kapcsolások bonyolult voltára, már e sáv szélességen alul is gyakorlatilag előnyösebb a láncerosztó használata.

2. *Ez a sáv szélesség határ teljesen független az elérni kívánt erősítés nagyságától*⁸ (az ordinátatengely, melyen N/a van felmérve, mindkét görbére vonatkozik).

3. Adott erősítésnél a sáv szélesség növelése céljából a csőszámot növelve, a láncerosztó esetében a csőszám lineárisan nő a sáv szélességgel és túlélheti a Wheeler-féle határt; kaszkáderosztónél a maximálisan elérhető sáv szélesség a csőindex, de a gyakorlatilag megvalósítható sáv szélesség ennek csak kb. 70%-a.

Befejezésül álljon itt egy gyakorlati példa egy megépített láncerosztóról:

Csőtípus 6AK5, csövek száma 14, 2 fokozatban, szakaszok száma 7; erősítés kb. 18 db (8-szoros), tehát fokozatonként $\sqrt[8]{8} = 2,82$ -szeres ($\sim e$), sáv szélesség 200 Mc/s, tehát a csőindexnek majdnem 4-szerese.

Hasonló kivitelű láncerosztók szokásos specifikációja: erősítés kb. 20 db, sáv szélesség 100–200 Mc/s, be- és kimenőimpedancia 100–200 ohm. Ezekből az erősítőkből 3–4 darab is kapcsolható kaszkádba, és ily módon ezeket meglevő műszerekhez hozzákötve, ezek specifikációja jelentősen megjavulhat (szignálgenerátor kimenőfeszültségének emelése, oszcillográf, csővoltmérő érzékenységnövelése stb.).

Összefoglalóan megállapíthatjuk, hogy a konvencionális erősítőkkel szemben a láncerosztónél a söntkapacitás mint sáv szélesség-korlátozó elem kiesik, úgyhogy mint elméleti határ csak magának a csőnek a nagyfrekvenciás romlása játszik szerepet (bemenőimpedancia-csökkenés, elektronfutási idő, vezetési önindukció stb.); ezek a hatások 100 Mc/s körül kezdenek jelentkezni, szemben a söntkapacitás-határral, mely konvencionális erősítőnél 10 Mc körül jelentkezik. *A láncerosztó használata tehát a szélessávú erősítés eddigi határát kb. egy nagyságrenddel terjeszti ki.*

⁷ Th. Sárkány, Distributed Amplification, Proc. I. R. E., vol. 37, p. 1294 November 1949.

⁸ Th. Sárkány, loc. cit.

Felkérjük olvasóinkat,

hogy érdeklődésre számot tartó

újításairól

küldjenek szerkesztőségünkbe műszaki ismertetést

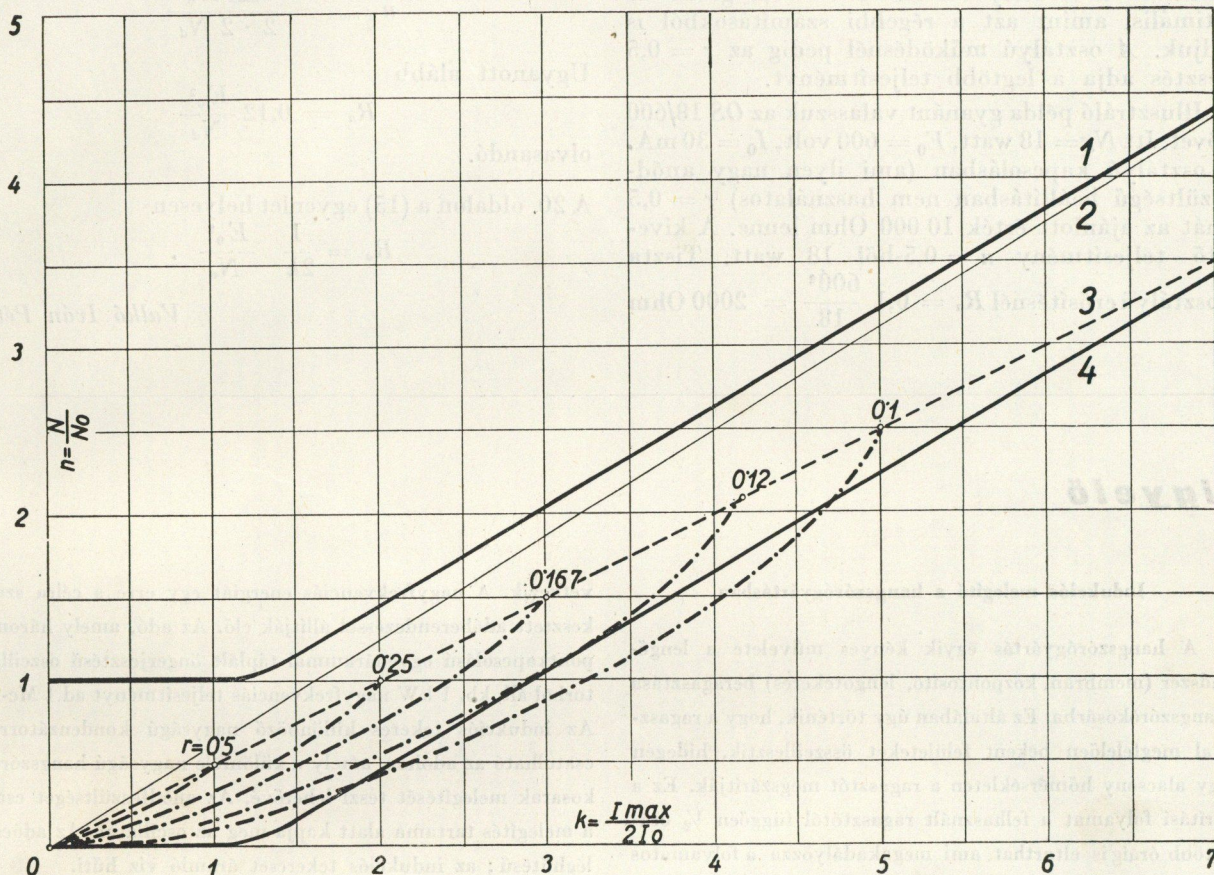
Megjegyzés az AB erősítők elméletéhez

A Magyar Híradástechnika 1950. decemberi számában megjelent »Az AB erősítők elmélete« című közlemény. Ebben igyekeztünk olyan általános és egységes méretezési elméletet felállítani az ellenütemű erősítőkre, amely egyrészt az *A* osztályú, másrészt a *B* osztályú kapcsolásokra is alkalmazható. Kimutattuk, hogy ez a számítás akkor érvényes, ha negatív visszacsatolás kerül a kapcsolásban felhasználásra.

A számítás lényegét grafikusan a 4. ábra foglalta össze. Ezt az ábrát most áttekinthetőbb

nél a váltóáram egyenlő a két cső összes nyugalmi áramával. Ha a kivezrlést tovább növeljük, a felvett teljesítmény a *B* osztályhoz hasonló módon (de bonyolultabb matematikai törvény szerint) nő. Ezt fejezi ki az 1. görbe.

A kivett hasznos teljesítmény nemcsak a váltóáram nagyságától függ, hanem a külső ellenállás értékétől is. Az $N = \frac{I_{\max}^2 R_a}{2}$ összefüggés szerint másodfokú parabolákat kell kapnunk, minden R_a



nagyságban újból közöljük és magyarázattal egészítjük ki.

Az ábra koordinátái általános viszonzyszámok, amelyeket minden erősítőcsőre lehet vonatkoztatni. Az abszcissa a »kivezrlési paraméter« vagyis a váltóáram csúcsértéke a két cső beállított nyugalmi anódáramához viszonyítva. Ordinata gyanánt »teljesítmény-paraméterek« szerepelnek: a fokozat felvett, illetve leadott teljesítménye viszonyítva a két cső összes megengedett anódvesztéséhez (ezért írunk $2I_0$ -t és $2N_0$ -t).

Tiszta *B* osztályú működés esetében a felvett teljesítmény a váltóárammal arányos. Ezt mutatja a 2. görbe.

A osztályú erősítésnél a felvett teljesítmény-állandó. De *A* osztályban a legnagyobb kivezrlés-

értékre. A mi ábrázolásunkban az ellenállás helyett is viszonzyszám szerepel: a tényleg használt értéket viszonyítjuk az $\frac{E_0^2}{N_d}$ értékhez. A végtelen sok lehetséges parabola közül itt csak néhány van felrajzolva eredményvonalal ($r = 0,5, 0,25, 0,167, 0,12, 0,1$).

Egyszerű megfontolás szerint a teljesítmény-parabolák legfeljebb addig futhatnak, ahol

$$I_{\max} R_a = E_0.$$

Ez a mi ábrázolásunkban a szaggatott 3. görbe, amely megfelel az $n = \frac{k}{2}$ egyenletnek. A helyes illesztés megállapításához azt is meg kell nézni

minden kivezérlésnél, hogy mekkora a különbség a felvett és a leadott hasznos teljesítmény között. Ennek a különbségnek nem szabad nagyobbak lenni a két csőre megengedett anódvesztésénél. Az ellenőrzés megkönnyítésére berajzoltuk a 4. görbét, amely nem más, mint a felvett teljesítmény (1. görbe) levonva belőle a legnagyobb megengedett veszteséget.

Már most a mi feladatunk az, hogy kiválasszuk azt a külső ellenállást, amely a legnagyobb teljesítményeket teszi lehetővé, de sehol sem vezet a 4. görbe alatti ponthoz. Mint látjuk ezzel a megszorító feltétellel az $r = 0,12$ görbe vezet a legnagyobb teljesítményhez, tehát ez az optimális illesztés.

Tiszta B osztály esetén az $r = 0,1$ görbe az optimális, amint azt a régebbi számításokból is tudjuk. A osztályú működésnél pedig az $r = 0,5$ illesztés adja a legtöbb teljesítményt.

Illusztráló példa gyanánt válasszuk az OS 18/600 csövet. Itt $N_d = 18$ watt, $E_0 = 600$ volt, $I_0 = 30$ mA. A osztályú kapcsolásban (ami ilyen nagy anód-feszültségű beállításban nem használatos) $r = 0,5$ tehát az ajánlott érték 10 000 Ohm lenne. A kivehető teljesítmény $n = 0,5$ -ből 18 watt. Tiszta B osztályú erősítésnél $R_a = 0,1 \frac{600^2}{18} = 2000$ Ohm

a helyes illesztés és a fokozat elméletileg 90 wattot képes kiadni. Végül AB osztályban $I_0 = 30$ mA mellett a legnagyobb teljesítményt $R_a = 2400$ Ohmnál érjük el. A legnagyobb kivehető teljesítmény 75 watt lenne. A gyakorlatban természetesen ezeket az elméleti értékeket csak megközelíteni lehet. Megjegyzendő, hogy az ellenállás elvi okokból a fél transzformátor-menetszámmra van kiszámítva. Anódtól anódig ennek négyszerese értendő.

Felhasználjuk az alkalmat néhány sajtóhiba kijavítására is:

A leközlött 4. ábrában hibásan $r = 1$ olvasható a helyes $r = 0,5$ helyett. Az ábra szövegében a 3. görbénél helyesen

$$n_{0 \max} = \frac{I_{\max} E_0}{2 \cdot 2 N_d}.$$

Ugyanott alább

$$R_a = 0,12 \frac{E_0^2}{N_d}$$

olvasandó.

A 20. oldalon a (15) egyenlet helyesen

$$R_a = \frac{1}{2k} \frac{E_0^2}{N_d}.$$

Valkó Iván Péter

Figyelő

Indukciós melegítő a hangszórógyártásban

A hangszórógyártás egyik kényes művelete a lengőrendszer (membrán, központosító, lengőtekercs) beragasztása a hangszórókosárba. Ez általában úgy történik, hogy a ragasztóval megfelelően bekent felületeket összeillesztik, hidegen vagy alacsony hőmérsékleten a ragasztót megszárazítják. Ez a szárítási folyamat a felhasznált ragasztótól függően $\frac{1}{2}$ órától több óráig is eltarthat, ami megakadályozza a folyamatos gyártást.

A fejlődés jelentős lépéseként a hangszóró sablonban előre összeragasztott lengőrendszerét az Orion-gyár nagyfrekvenciás melegítéssel ragasztja be a kosárba. A ragasztó termoplasztikus anyag. A ragasztás úgy történik, hogy a hangszórókosár peremét, melyet rövidrezárt menetnek tekinthetünk, körülveszik egy nagyfrekvenciás árammal táplált tekercsel; a hangszórókosárban folyó indukált áram felmelegíti a ragasztót. A kötés a ragasztó kihűlése után néhány mp alatt bekö-

vetkezik. A nagyfrekvenciás energiát egy erre a célra szerkesztett adóberendezéssel állítják elő. Az adó, amely három-pontkapcsolású egyenárammal táplált öngerjesztésű oszcillátorból áll, kb. 1 kW nagyfrekvenciás teljesítményt ad 1 Mc-n. Az indukciós tekercs különböző nagyságú kondenzátorral csatlakozhat az adóhoz, amely a különféle nagyságú hangszórókosarak melegítését teszi lehetővé. Az anódfeszültséget csak a melegítés tartama alatt kapja meg az oszcillátor. Az adócső léghűtésű; az indukciós tekercset áramló víz hűti.

Újabban ugyanitt kettős nagyfrekvenciás tekercset használnak párhuzamosan kötve, mellyel egyszerre ragasztják be a membránt és a központosítót a kosárba. Ezzel lehetőség adódott a teljesen folyamatos tömeggyártás megszervezésére, mert a ragasztás, mint egyszerű művelet, beiktatható a szalagszerű gyártásba. A melegítés ideje rövid, mindössze néhány mp. A berendezés kifogástalanul, üzembiztosan dolgozik.

Husztly Dénes

Változó négypólusok

Egyetlen ohmos elem változtatására átviteli frekvenciakarakterisztikájukat előírt módon változtató négypólusok elmélete

Dr. RADVÁNYI LÁSZLÓ

В статье приводится теория четырехполюсников, меняющих частотную характеристику по заданной закономерности и содержащих один только чисто омический переменный элемент. После вывода общей функции регулирования следует анализ и оценка решения указанных двух задач.

L'article traite une théorie des tels quadripôles où la caractéristique de fréquence peut être variée selon une loi prescrite, et comprenant seulement un élément ohmique pur. Après le traitement général de la fonction de régulation suivent l'analyse et évaluation de 2 solutions du problème.

The paper presents the theory of four-terminal networks varying their frequency response according to a prescribed law containing only one purely resistive variable component. After establishing a general control-function, two solutions of the problem are analysed and evaluated.

Die Arbeit behandelt die Theorie solcher Vierpole, die bei Änderung ausschliesslich eines ohmschen Elementes, ihre Frequenzcharakteristik nach einem vorgeschriebenem Gesetz ändern. Nach Aufstellung einer allgemeinen Regel-Funktion werden zwei Lösungen des Problems analysiert und ausgewertet.

1. Bevezetés — A feladat kitűzése

A légvezetékeken működő sokcsatornás távbeszélőrendszerek önműködő szintszabályozása általában úgy történik, hogy az adóállomáson a beszédcsatornákon kívül a csillapításingadozás kiegyenlítésének a vezérlésére egy vagy több vezérlőfrekvenciát adunk. A vezérlőfrekvenciák szintjét az adóállomáson stabilizáljuk. A vevőállomáson a vezérlőfrekvenciákat szelektív vevők veszik, még pedig az átviteli áramkörnek olyan »érzékelési« pontján, ahol már szabályozott szintnek kell lennie. Ha e ponton a vezérlőfrekvenciák szintje a légvezetékcsillapítás ingadozásának következtében az előirottól eltér, akkor a szabályozórendszer a vett vezérlőszintnek megfelelően a vonal és az érzékelési pont közötti négypóluslánc csillapítását úgy változtatja meg, hogy az érzékelési ponton vett vezérlőszint az előirottához közeledjék.

A legegyszerűbb szabályozó rendszerek egyetlen vezérlőfrekvenciával dolgoznak és a vonal és az érzékelési pont közötti csillapítást frekvenciafüggetlenül változtatják. Természetesen az ilyen szintszabályozás nem tekinthető kielégítőnek olyan rendszerekben, amelyek nagyobb számú csatornát széles frekvenciasávban visznek át, mert a légvezetéken a csillapításingadozások is erősen frekvenciafüggőek. Ezért kívánatosnak bizonyult, hogy a frekvenciafüggő csillapításkiegyenlítésről gondoskodjunk és a kiegyenlítést esetleg két, az átviteli frekvenciatartomány széleinek a környezetében választott vezérlőfrekvenciával vezéreljük.

A kiegyenlítés egyik módja, hogy a rendszerbe Y-kiegyenlítő sorozatát építjük¹ be és a vezérlőfrekvenciák vett szintjével vezéreljük, hogy a különböző csillapításkarakterisztikájú kiegyenlítő közlül melyik legyen az átviteli láncba beik-

tatva. E módszer előnye, hogy a kiegyenlítő tükörimpedanciája állandó, tiszta ohmos értékű lehet; hátránya, hogy a kiegyenlítés finomítása a reaktáns elemek számának a növelését igényli.

A kiegyenlítésnek más módja az, hogy az átviteli láncba olyan négypólust iktatunk, amelynek elemei értéküket a vett vezérlőfrekvencia szintjének a függvényében változtatják és így adnak frekvenciafüggő csillapításkiegyenlítést. Y-kiegyenlítő alkalmazása esetén a vezérlésnek legalább két kiegyenlítő elemet kellene szigorú kötöttséggel változtatnia, hogy az Y-kiegyenlítő kedvező impedanciaállandóságát megtarthassuk. (Ez a tény hozta előtérbe az előző bekezdésben tárgyalt, több állandó kiegyenlítő alkalmazó megoldásokat.) Ha azonban az Y-kiegyenlítő állandó tükörimpedanciájáról lemondunk, — és ezt megtehetjük, ha gondoskodunk arról, hogy a kiegyenlítő impedanciaingadozása a vonal csatlakozási helyén érezhető ne legyen — akkor felvetődik a kérdés: Vajjon lehet-e egyszerű és áttekinthető eljárásokkal olyan négypólust tervezni, amelynek csillapítása egyetlen ohmos elemének változtatására a frekvenciafüggvényében előírtan változik? Ha ugyanis lehet, akkor a frekvenciafüggő csillapításkiegyenlítés költségesebb reaktáns áramkörti elemek nagyfokú szaporítása és kényes szabályozási kötöttségek nélkül is finomítható. Az alábbi tanulmány feladata, hogy ezt a felvetett kérdést kifejtse és eldöntse.

2. Mit kívánunk meg a keresett megoldástól?

Tételezzük fel, hogy a kiegyenlítő R ohmos impedanciák között dolgozik. A kiegyenlítő P változó ohmos ellenállása változzék O -tól végtelenig, azonban számításainkban vonatkoztassuk P értékét mindenkor a lezáró R impedanciára. Fejezzük ezt ki a következőkben tiszta valós szorzók bevezetésével. Legyen

$$P = p \cdot n \cdot R. \quad (1)$$

hol p a O -tól végtelenig változó együttható, amely a változó ellenállás relatív értékét fejezi ki, $n \cdot R$ pedig az a hivatkozási ellenállásérték, amit a P változó ellenállás a $p = 1$ esetben vesz fel.

Legyen a kiegyenlítő üzemi átviteli állandója

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

és ennek frekvenciafüggő középértéke bármely frekvencián

$$\gamma_k = \alpha_k + j\beta_k$$

Azt a legnagyobb értéket, amellyel γ valós része az α_k közepes csillapítástól eltérhet, szabja meg a frekvenciafüggő

$$\gamma_v = \alpha_v + j\beta_v$$

érték valós része, azaz

$$\alpha_k - \alpha_v \leq \alpha \leq \alpha_k + \alpha_v \quad (2)$$

Állítsuk most már elő a csillapítás numerusát a következőképpen:

$$e^{\alpha} = e^{\alpha_k} \cdot |f(\gamma_v, p)| \quad (3)$$

Az $f(\gamma_v, p)$ függvényt határozzuk meg úgy, hogy a szabályozó ellenállás O és végtelen értékénél elégítse ki a (2) alatti egyenlőtlenség szélső eseteit:

$$\left. \begin{aligned} |f(\gamma_v, 0)| &= e^{-\alpha_v} \\ |f(\gamma_v, \infty)| &= e^{\alpha_v} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Ehhez vegyük hozzá továbbá, hogy

$$|f(\gamma_v, 1)| = 1.$$

Ezek szerint legyen $n \cdot R$ a P változó ellenállásnak az az értéke, amely a közepes csillapítást minden frekvencián előállítja. P ugyanazon értékeihez különböző frekvenciákon tartozó csillapításértékeknek hasonló törvényszerűség szerint való eloszlása érdekében kívánatos, hogy n frekvenciafüggetlen állandó legyen. Minthogy a közepes csillapítás megkívánt értéke járulékos kiegyenlítővel is előállítható, ezért általában lehetőségek látszik, hogy n -re vonatkozó előírásainak a megállapításánál csupán α_v -t vegyük figyelembe és a közepes csillapítást szabad paraméternek tekintsük. Törekednünk kell végül olyan megoldásokra, melyekben kis α_v esetén α_k is csökkenthető.

Az $f(\gamma_v, p)$ függvényt állítsuk elő lineáris törtfüggvény formájában, egyrészt mert ez a függvénytípus a (4) alattiak alapján egyértelműen meghatározható, másrészt, mert az egyetlen változó elemet tartalmazó kapcsolások, — mint alább látni fogjuk —, ilyen függvénytípusokra vezetnek. Tételizzük fel, hogy

$$f(\gamma_v, p) = \frac{c_1 + c_2 \cdot p}{c_3 + c_4 \cdot p}$$

Minthogy ez a törtfüggvény c_4 -gyel egyszerűsíthető volna, ezt 1-nek vehetjük fel. Ha ezek után a (4) alattiakat figyelembe vesszük, egyszerű számítással a következő függvényre jutunk:

$$f(\gamma_v, p) = \frac{1 + e^{\gamma_v} \cdot p}{e^{\gamma_v} + p} \quad (5)$$

és teljesen logaritmusokra térve, ha φ a p relatív ellenállás logaritmus, — a (3) alatti behelyettesítve:

$$e^{\alpha} = e^{\alpha_k} \cdot \left| \frac{1 + e^{\gamma_v} \cdot e^{\varphi}}{e^{\gamma_v} + e^{\varphi}} \right| = e^{\alpha_k} \cdot \left| \frac{ch \frac{\gamma_v + \varphi}{2}}{ch \frac{\gamma_v - \varphi}{2}} \right| \quad (6)$$

illetve ebből

$$\alpha = \alpha_k + \log \sqrt{ch^2 \frac{\alpha_v + \varphi}{2} - \sin^2 \beta_v/2} - \log \sqrt{ch^2 \frac{\alpha_v - \varphi}{2} - \sin^2 \beta_v/2} \quad (7)$$

Legyen most már

$$\sin \delta_1 = \frac{\sin \frac{\beta_v}{2}}{ch \frac{\alpha_v + \varphi}{2}} \text{ és } \sin \delta_2 = \frac{\sin \frac{\beta_v}{2}}{ch \frac{\alpha_v - \varphi}{2}} \quad (8)$$

E helyettesítésekkel

$$\alpha = \alpha_k + \log ch \frac{\alpha_v + \varphi}{2} - \log ch \frac{\alpha_v - \varphi}{2} + \log \frac{\cos \delta_1}{\cos \delta_2} \quad (7a)$$

A fenti egyenlet jobb oldalán az utolsó tag szűk tartományok kivételével elhanyagolható. Ez esetben közvetlenül számolhatunk az Y -kiegyenlítőnél használt **logch** függvénnyel és használhatjuk az ott csillapítás-frekvenciaviszonyokra kidolgozott görbéket². Ezek szerint

$$\alpha \approx \alpha_k + \log ch \frac{\alpha_v + \varphi}{2} - \log ch \frac{\alpha_v - \varphi}{2} \quad (7b)$$

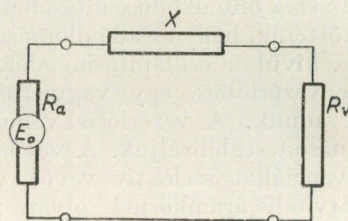
Pontos számításhoz a képlet következő alakja ajánlatos:

$$\alpha = \alpha_k + \log ctg \delta_1 - \log ctg \delta_2 \quad (7c)$$

amihez a (7a) alatti képletből $\log \sin (\beta_v/2)$ hozzáadásával és levonásával, majd a (8) alattiak megfelelő figyelembevételével jutunk.

3. Kétpólus megoldások lehetősége

Vizsgáljuk meg, vajon nem oldható-e meg a kitűzött feladat elfajuló négy-pólussal, azaz ú. n. kétpólus-kiegyenlítővel. Kísérreljük meg a megoldást oly módon, hogy X soros impedanciát iktatunk a tiszta ohmos R impedanciájú generátor és az ugyancsak tiszta ohmos R ellenállású vevő közé (1. ábra).



1. ábra

Nyilvánvaló, hogy eredményeink a dualitás elve következtében általánosíthatóak lesznek arra az esetre is, ha a kétpóluskiegyenlítőt a vevővel párhuzamosan kapcsoljuk.

Fogjuk fel az X impedanciát olyan lezárt négy-pólusnak, amelynek lezáró impedanciája a változó P ellenállás. E felfogás értelmében a változó X impedancia mindenkor értéke a négy-póluselmélet szerint³:

$$X = \frac{W_1 \cdot W_2 - M^2 + W_1 \cdot P}{W_2 + P} \quad (9)$$

hol W_1 az X impedancia értéke $P = \infty$ esetén, tehát az X impedanciából P leválasztásával kapott négy-pólusnak P -vel szemköztes oldali üresjárási impedanciája. A négy-pólus másik, P -oldali üresjárási impedanciája W_2 . Végül a négy-pólus magellenállása M .

Számítsuk ki az 1. ábra szerinti kapcsolásban az X impedancia üzemi csillapítását. Illesztés esetén az E_0 generátorfeszültségnek a fele jut a vevőre, az X impedancia közbeiktatása esetén pedig $\frac{R}{2R+X}$.

Az üzemi csillapítás numerusa ezek szerint

$$e^a = \left| \frac{2R + X}{2R} \right| \quad (10)$$

Az (1), (6) és (9) alattiak behelyettesítésével

$$e = \left| \frac{(2R + W_1) \cdot W_2 - M^2 + (2R + W_1) \cdot Rnp}{2RW_2 + 2R^2np} \right| = \left| \frac{e^{\gamma_k} + e^{\gamma_k} \cdot e^{\gamma_v} \cdot p}{e^{\gamma_v} + p} \right| \quad (11)$$

és ebből az együtthatók összehasonlítása útján kapott egyenletrendszer megoldásaként

$$\begin{aligned} W_1 &= 2R \cdot (e^{\gamma_k} \cdot e^{\gamma_v} - 1) \\ W_2 &= Rne^{\gamma_v} \\ M &= R \cdot \sqrt{2ne^{\gamma_k} \cdot (e^{2\gamma_v} - 1)} \end{aligned} \quad (12)$$

egyenleteket kapjuk.

Ha a négyfázisú T -tagként állítjuk elő, — ami a legegyszerűbb megvalósítás, — akkor a W_1 — M , W_2 — M és M impedanciákat kell megvalósítanunk.³ Ezeknek az impedanciáknak a megvalósíthatósága korlátokat szab n értékére. A megvalósíthatóságnak minden esetre feltétele, hogy a T -tag felépítésében szereplő impedanciák valós összetevője pozitív legyen. Ezt a feltételt az

$$\frac{(e^{\gamma_k} \cdot e^{\gamma_v} - 1) \text{ valós része}}{\sqrt{e^{\gamma_k} \cdot (e^{2\gamma_v} - 1)} \text{ valós része}} \equiv \sqrt{\frac{n}{2}} \equiv \frac{\sqrt{e^{\gamma_k} \cdot (e^{2\gamma_v} - 1)} \text{ valós része}}{e^{\gamma_v} \text{ valós része}} \quad (13)$$

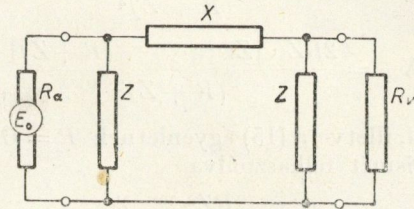
egyenlőtlenségben foglalhatjuk össze.

Az 1. függelékben — egyszerűsítő feltételek felvétele mellett — kimutatjuk, hogy a (13) alatti egyenlőtlenség kielégítése esetén a kétfázisú kiegyenlítő közepes csillapítása nagy, a csillapításfüggvény lefolyása kedvezőtlen, végül, hogy — ami egyébként már a fentiekből is kiviláglik — a kétfázisú kiegyenlítő tervezése során tervezendő impedanciák számításában nem használhatjuk fel az Y -kiegyenlítő tervezésből ismert eljárásokat. Az egyetlen ohmos elemének változtatásával csillapítását frekvenciafüggően változtató kétfázisú kiegyenlítő tervezése bonyolult és az ilyen kiegyenlítő általában nem is elégíti ki mindenben a vele szemben egyébként indokoltan támasztható követelményeket.

4. Négyfázisú megoldások vizsgálata

Az elfajuló négyfázisú való megoldás lehetőségeinek a feltárása után vizsgáljuk meg az el nem fajuló négyfázisú való megoldás lehetőségeit. Azonos lezárások mellett szimmetrikus négyfázisú

kísérletezünk. Az előbbi megfontolásokból tartuk meg az X soros impedanciát változó impedanciának, de egészítsük ki a négyfázisú mind bemeneti, mind kimeneti káposai között Z harántimpedanciákkal. Így szimmetrikus Π -taghoz jutunk (2. ábra),

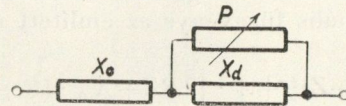


2. ábra

amelyre vonatkozó eredményeinket egyszerű dualizálással szimmetrikus T -tagokra is érvényesíteni fogjuk.

A 2. ábrában bemutatott Π -kiegyenlítő tárgyalása előtt azonban néhány alapvető megállapítást kell tennünk.

A (6) alatti függvény típus frekvenciánként három csillapításérték rögzítését engedi meg és ebből (12) alatt az X impedanciának három paramétere volt meghatározható. Az n paraméter a különböző frekvenciákon az $a(p)$ függvény lefolyását kívánta koordinálni. Ezzel szemben a négyfázisú kiegyenlítőknél új paraméterként bevezettük a Z harántimpedanciákat. Ezért X független paramétereit kettőre vagyunk kénytelenek korlátozni. Ezek X_0 és X_∞ , azaz X -nek azok az értékei, melyek p -nek 0, illetve ∞ értékeihez tartoznak. A számításokat több helyen egyszerűsíti, ha bevezetjük az $X_d = X_\infty - X_0$ paramétert is.



3. ábra

E paraméterek alapján az X impedancia a 3. ábra szerint egyszerűen felépíthető és értéke:

$$X = \frac{X_0 X_d + (X_0 + X_d) \cdot P}{X_d + P} \quad (14)$$

A 2. ábra szerinti kiegyenlítő üzemi csillapításának a numerusa, mint azt a 2. függelékben igazoljuk,

$$e^a = \left| \frac{R + Z}{2RZ^2} [2RZ + X \cdot (R + Z)] \right| \quad (15)$$

és ebbe a (14) és (1) alattiakat behelyettesítve, a (6) alattiak szerint

$$e^a = \left| \frac{R + Z}{2RZ^2} \cdot \frac{2RZX_d + (R + Z) \cdot X_0 X_d + [2RZ + (R + Z) \cdot (X_0 + X_d)] Rnp}{X_d + Rnp} \right| = \left| \frac{e^{\gamma_k} + e^{\gamma_k} \cdot e^{\gamma_v} \cdot p}{e^{\gamma_v} + p} \right| \quad (16)$$

Helyettesítsünk a (15) alatti egyenletbe a (14) alatti kifejtés felhasználásával P helyébe 0 -t, majd ∞ -t és fejezzük ki X megfelelő értékeit.

$$X_0 = \frac{2RZ \cdot [Ze^{\gamma_k - \gamma_v} - (R+Z)]}{(R+Z)^2} \quad (17)$$

$$X_\infty = \frac{2RZ \cdot [Ze^{\gamma_k + \gamma_v} - (R+Z)]}{(R+Z)^2} \quad (18)$$

és ezekből, illetve a (15) egyenletnek $P=0$ helyettesítését ismét felhasználva

$$\begin{aligned} X_d = X_\infty - X_0 &= \frac{2RZ^2 e^{\gamma_k - \gamma_v}}{(R+Z)^2} (e^{2\gamma_v} - 1) = \\ &= \frac{2RZ + X_0 \cdot (R+Z)}{R+Z} (e^{2\gamma_v} - 1) \end{aligned} \quad (19)$$

Ha most már a (16) alatti egyenletben, az impedanciaértékeket tartalmazó kifejezés nevezőjében p együtthatóját egyszerűsítés útján 1 -gyé tesszük és a nevezők első tagjait egybevetjük, azt kapjuk, hogy

$$e^{\gamma_v} = X_d / Rn \quad (20)$$

Az így kapott egyenletből helyettesítsük X_d -t a (19) alatti egyenletbe:

$$\begin{aligned} [2RZ + X_0 \cdot (R+Z)] \cdot (e^{2\gamma_v} - 1) - \\ - (R+Z) \cdot Rne^{\gamma_v} = 0 \end{aligned} \quad (21)$$

Ez a másodfokú egyenlet megoldható e^{γ_v} -re, azonban nyilvánvaló, hogy a tervezés akkor lesz egyszerű eszközökkel végrehajtható, ha e^{γ_v} X_0 -nak, R -nek és Z -nek racionális függvénye és ezek között a mennyiségek között egyszerű összefüggések állnak fenn. Mint azt a 3. függelékben kimutatjuk, e^{γ_v} akkor racionális függvénye az említett mennyiségnek, ha az

$$R^2 \cdot n^2 \cdot (R+Z)^2 + 4 \cdot [2RZ + X_0 \cdot (R+Z)]^2 \quad (22)$$

kifejezés teljes négyzet. A 3. függelékben igazoljuk, hogy ez a feltétel akkor teljesül, ha

$$n = 8 \quad (23)$$

és

$$X_0 / Z = 2 \quad (24)$$

Ezekkel, a 3. függelék szerint

$$e^{\gamma_v} = \frac{2R+Z}{Z} \quad (25)$$

A (23)–(25) alattiakkal

$$f(\gamma_v, p) = \frac{1 + \frac{P}{8R} \cdot \frac{2R+Z}{Z}}{\frac{P}{8R} \cdot \frac{2R+Z}{Z}} \quad (26)$$

A (20) alattiból a (23) és (25) alattiak felhasználásával

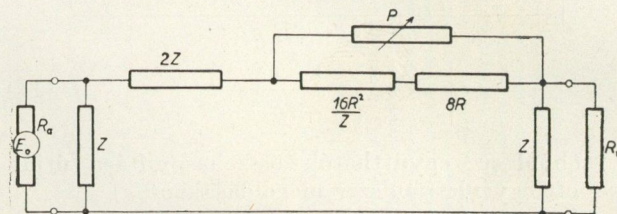
$$X_d = \frac{16R^2 + 8RZ}{Z} = \frac{16R^2}{Z} + 8R \quad (27)$$

A közepes üzemi átviteli állandót eredményeinknek a (17) alatti egyenletbe való helyettesítésével számíthatjuk ki:

$$2Z = \frac{2RZ}{R+Z} \left[\frac{Ze^{\gamma_k}}{R+Z} \cdot \frac{Z}{2R+Z} - 1 \right]$$

és ebből

$$e^{\gamma_k} = \frac{R+Z}{R} \left[\frac{2R+Z}{Z} \right]^2 = \frac{R+Z}{R} e^{2\gamma_v} \quad (28)$$



4. ábra

Számításaink alapján a 4. ábra szerinti kiegyenlítőhöz jutottunk, amelynek tulajdonságait kizárólag a Z impedancia, illetőleg ennek az impedanciának és a lezáró R ellenállásnak a viszonya határozza meg. A tervezési munkának elegendő erre a Z impedanciára szorítkoznia, mert ha a Z impedancia tervezését elvégeztük és realizálható megoldásra jutottunk, az X impedancia felépítéséhez szükséges X_0 és X_d impedanciák a (24) és (27) alattiak alapján egyértelműen és realizálható alakban adódnak. Az X_d impedanciának a $16R^2/Z$ része a tervezett Z impedanciának a $4R$ ellenállás négyzetére vonatkoztatott reciproka, ami az Y -kiegyenlítőknél szokásos eljárással mindig előállítható.² Emellett a kiegyenlítő közepes csillapítása a közepestől az illető frekvencián megkívánt legnagyobb eltérés növekedésével ugyancsak növekszik.

Emellett látjuk, hogy a 4. ábra szerinti kiegyenlítőben a (23) alatti egyenlet szerint n értéke valóban frekvenciafüggetlen valós szám. Ez biztosítja, hogy a közepes csillapítás valóban minden frekvencián egyszerre fog fellépni és hogy a csillapítás az α_k érték körül $\pm \alpha_v$ határok között minden frekvencián proporcionálisan fog beállani.

Látjuk továbbá, hogy a Z impedancia tervezéséhez elegendő, ha az α_v csillapításiingadozást ismerjük a frekvencia függvényében, mert az erre vonatkozó adatok alapján tervezett Z impedancia már meghatározza a kiegyenlítő közepes csillapítását. Ha az így kapott közepes csillapítás, mint frekvenciafüggvény, igényeinket nem elégíti ki, akkor ezt további egy vagy több Y -taggal korrigálhatjuk.

A tervezés ezek szerint a következő úton halad:

Legyen adva frekvenciánként a csillapításnak a közepestől való α_v eltérése. A (25) alatti egyenlet alapján

$$e^{\alpha_v} = \left| 1 + \frac{2R}{Z} \right| = \left| 1 + \frac{2S}{G} \right| \quad (29)$$

Ha a (29) alatti képletben ellenállások helyett vezetésekre térünk át, — $S = 1/Z$, $G = 1/R$ —, akkor az Y -kiegyenlítő méretezésében alapul vett képlettel analóg formulára jutunk². A szóbanforgó kiegyenlítő méretezésében tehát alkalmazhatjuk az Y -kiegyenlítők tervezésénél használatos eljárást. Minthogy azonban új formulánkban ellenállások helyett vezetések szerepelnek, a Z impedancia

ohmos és reaktáns része általában sorosan fog adódni.

Ha csupán kevés frekvenciára van a csillapítás-előírásunk, a méretezésben a közvetlen módszert alkalmazzuk. Ha

$$Z = A + jB \quad (30)$$

akkor a (29) alatti egyenletből:

$$e^{2\alpha_v} = \left| 1 + \frac{2R}{A+jB} \right|^2 = \frac{(2R+A)^2 + B^2}{A^2 + B^2} \quad (31)$$

E képlet alkalmazására a 4. függelékben példákat mutatunk be.

A kiegyenlítő legkisebb csillapítása a (28) alatti egyenlet figyelembevételével

$$\alpha_k - \alpha_v = \log \left| 1 + \frac{Z}{R} \right| + \log \left| 1 + \frac{2R}{Z} \right| \quad (32)$$

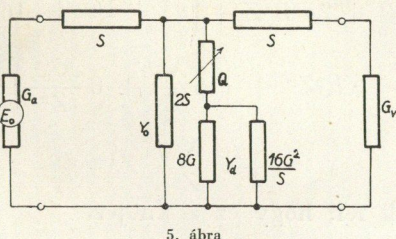
Ez a csillapítás, mint az az Y-kiegyenlítő elméletéből ismeretes², szükség esetén teljes egészében kiegyenlíthető megfelelő felépítésű Y-ellenkiegyenlítővel. Az alapsillapítás megkívánt frekvenciafüggőségét, ha az más, részben vagy egészében külön kiegyenlítővel állítjuk elő, a középsillapítás kialakításán keresztül.

A (32) alatti egyenlet szerinti legkisebb csillapítás, mint az könnyen ellenőrizhető, két néper körüli értékű, ami azt jelenti, hogy a 4. ábra szerinti kiegyenlítő bizonyos mértékű erősítéstöbbletet igényel.

5. Duálmegoldások

A 4. ábra szerinti kiegyenlítő II-tag volt és alkatelemeit ellenállásokként paramétereztük. A fenti gondolatmenet érvényes azonban az 5. ábra szerinti T-tagra is, ha az ellenállás-paraméterek helyébe vezetésparamétereket írunk a következőképpen:

A lezáró R ellenállások megfelelői a lezáró G vezetések. A kiegyenlítő két oldalán elhelyezkedő Z harántimpedanciák helyét S soros admittanciák foglalják el. A változó soros X impedancia helyébe Y harántadmittancia lép, melynek felépítése Y_0 admittancia és a vele párhuzamos, Q változó vezetéssel soros Y_d admittancia. Ha a Q értéke 0, azaz szakadás, akkor Y értéke Y_0 ; ha viszont Q értéke végtelen, azaz rövidzár, akkor Y értéke



5. ábra

$Y_0 + Y_d = Y_\infty$. A dualitás szem előtt tartásával egyébként minden megfontolást változatlanul vehetünk át.

Felvetődhetik még a gondolat, hogy nem található-e olyan II-tag megoldás, amelynek szabályozó impedanciája olyan felépítésű, mint amilyen az 5.

ábra szerinti T-tagban szerepel (és megfordítva). Ha ilyen megoldást a fentebb követett módszerrel keresünk, akkor valóban eredményre jutunk, azonban a szabályozó impedancia elemeire negatív, meg nem valósítható értékeket kapunk.

6. Összefoglalás

Eredményeinket összefoglalva megállapíthatjuk, hogy vizsgálataink során olyan négypólusokra jutottunk, melyeknek üzemi csillapítás-frekvencia-karakterisztikája egyetlen ohmos ellenállás változtatásával oly módon szabályozható, hogy a szabályozás törvényszerűsége a frekvenciánként előírt két határérték között minden frekvencián ugyanaz és a négypólus a csillapítás közép és szélső értékeit a szabályozó ellenállásnak ugyanazon értékeinél adja. Az olyan el nem fajuló négypólus, amely feltételeinket kielégíti, a frekvenciánként előírt csillapításgadozából az Y-kiegyenlítő méretezési módszereivel közvetlenül tervezhető. Az ilyen kiegyenlítők általában jelentős erősítést igényelnek, ez azonban rendelkezésre is szokott állni.

Kivételes esetekben, amikor a közepes csillapítástól megkívánt legnagyobb eltérés minden frekvencián viszonylag kicsiny és erősítéstartalék nem áll rendelkezésre, előtérbe kerülhetnek bonyolalmasabban tervezhető kétpóluskiegyenlítők is.

1. Függelék

Vizsgáljuk meg a (13) alatti egyenlőtlenséget azzal az egyszerűsítő feltétellel, hogy γ_k és γ_v tiszta valós. Ez esetben a (13) alatti egyenlőtlenség így írható:

$$\frac{e^{\alpha_v + \alpha_k} - 1}{e^{\frac{\alpha_k}{2}} \sqrt{e^{2\alpha_v} - 1}} \geq \sqrt{\frac{n}{2}} \geq \frac{e^{\frac{\alpha_k}{2}} \sqrt{e^{2\alpha_v} - 1}}{e^{\alpha_v}} \quad (13a)$$

Ebből a törtek eltüntetésével

$$e^{2\alpha_v + \alpha_k} - e^{\alpha_v} \geq \sqrt{\frac{n}{2}} \cdot e^{\alpha_v + \frac{\alpha_k}{2}} \cdot \sqrt{e^{2\alpha_v} - 1} \geq e^{2\alpha_v + \alpha_k} - e^{\alpha_k} \quad (13/a)$$

—1-gyel szorozva és $e^{2\alpha_v + \alpha_k}$ -t hozzáadva:

$$e^{\alpha_k} \geq e^{2\alpha_v + \alpha_k} - \sqrt{\frac{n}{2}} \cdot e^{\alpha_v + \frac{\alpha_k}{2}} \cdot \sqrt{e^{2\alpha_v} - 1} \geq e^{\alpha_v} \quad (13/b)$$

Mivel a középső kifejezés pozitív

$$e^{\alpha_v + \frac{\alpha_k}{2}} \geq \sqrt{\frac{n}{2}} \cdot \sqrt{e^{2\alpha_v} - 1}$$

azaz

$$\frac{e^{\frac{\alpha_k}{2}}}{\sqrt{1 - e^{-2\alpha_v}}} \geq \sqrt{\frac{n}{2}}$$

Ezt a (13/a) alattiakból kiegészítve és négyzetre emelve, majd e^{α_k} -val végigosztva

$$\frac{1}{1 - e^{-2\alpha_v}} \geq \frac{n}{2} \cdot e^{-\alpha_k} \geq 1 - e^{-2\alpha_v} \quad (13/c)$$

A (13/c) alatti egyenlőtlenség bal szélén álló mennyiség mindenesetre nagyobb, mint 1, a jobb szélén álló viszont minden esetre kisebb. A határok különösen szűkülnek, ha a frekvenciánként átfó-

gandó szabályozási $2\alpha_v$ csillapítástartomány nagy. Ez esetben az egyenlőtlenség biztonságos kielégítésének a feltétele az, hogy a középben álló mennyiség 1 legyen, azaz a frekvenciától függetlenül

$$e^{\alpha_k} = n/2 \quad (13/d)$$

Ezzel a (12) alattiak a következőképpen alakulnak:

$$W_1 = W_2 - 2R$$

$$M = \sqrt{W_2^2 - n^2 R^2}$$

A (13/b) alattiakból látható, hogy az ilyen kiegyenlítő frekvenciafüggetlen α_k középsillapítása szükségképpen meghaladja a legnagyobb kiegyenlítendő elétérést a középsillapítástól. Ezen felül a tervezési eljárásban sem találunk analógiát az Y-kiegyenlítővel. A megvalósítandó impedanciák külön-külön tervezendők és alig adódnak egymásból gépiesen.

Hátránya továbbá ennek a megoldásnak, hogy a csillapítás frekvenciakarakteristikájának a lejtése a legkisebb és legnagyobb csillapításértékek esetén éppen ellenkező, holott az előforduló gyakorlati esetek túlnyomó részében a legkisebb csillapítások esetében is ugyanolyan jellegű lejtést kívánunk meg, csupán a karakterisztika meredekségét kívánjuk növelni. Ilyen esetekben a legkisebb csillapításnak megfelelő karakterisztikát ismét jelentős csillapítástöbblet árán külön kiegyenlítővel kell előállítanunk.

2. Függelék

Vizsgáljuk meg a 2. ábra szerinti kiegyenlítő áramviszonyait. Az X impedancián átfolyó I_x áram a vevőoldali Z impedancia és az R ellenállású vevő között oszlik meg, tehát a vevő árama:

$$I_v = I_x \cdot \frac{Z}{Z+R}$$

Az I_g generátoráram viszont részben az adóoldali Z impedancia felé, részben pedig az X impedancia felé oszlik el, tehát

$$I_x = I_g \cdot \frac{Z}{Z+X+\frac{ZR}{Z+R}}$$

Az E_0 generátorfeszültség az adott körülmények között I_g áramot hajt át a csatlakozó áramkörön.

Ebből

$$I_g = \frac{E_0}{R + \frac{Z \cdot \left(X + \frac{ZR}{Z+R}\right)}{X + Z + \frac{ZR}{Z+R}}}$$

Illesztés esetén a generátorból

$$I_0 = \frac{E_0}{2R}$$

áram lép ki.

A fentiek sorozatos helyettesítésével

$$I_v = \frac{Z}{Z+R} \cdot \frac{Z}{Z+X+\frac{ZR}{Z+R}} \cdot \frac{E_0}{R + \frac{Z \cdot \left(X + \frac{ZR}{Z+R}\right)}{Z+X+\frac{ZR}{Z+R}}} =$$

$$= E_0 Z^2 \frac{1}{(Z+R) \cdot (Z+X) + ZR}$$

$$\frac{1}{R + \frac{ZX \cdot (Z+R) + Z^2 R}{(Z+R) \cdot (Z+X) + ZR}} =$$

$$= \frac{E_0 Z^2}{(Z+R) \cdot (Z+X) \cdot R + ZR^2 + ZX \cdot (Z+R) + Z^2 R} =$$

$$= \frac{E_0 Z^2}{(Z+R) \cdot [(Z+X) \cdot R + ZR + ZX]} =$$

$$= \frac{E_0 Z^2}{(Z+R) \cdot [2RZ + X \cdot (R+Z)]}$$

és ezzel

$$\frac{I_0}{I_v} = e^{\gamma} = \frac{R+Z}{2RZ^2} \cdot [2RZ + X \cdot (R+Z)]$$

amiből a (15) alatti egyenlet közvetlenül következik.

3. Függelék

A (22) alatti kifejezés a (21) alatti másodfokú egyenlet diszkriminánsa. A kifejezés első tagja ugyanis az első fokú tagnak a négyzete, a második tag pedig a másodfokú tag együtthatójának és az abszolút tagnak négyszeres negatív szorzata. Vizsgáljuk meg, mikor teljes négyzet a (22) alatti kifejezés. E célból fejtsük ki a szóbanforgó kifejezést:

$$R^2 n^2 \cdot (R+Z)^2 + 4 \cdot [2RZ + X_0 \cdot (R+Z)]^2 =$$

$$= n^2 R^4 + 2n^2 R^3 Z + n^2 R^2 Z^2 + 16R^2 Z^2 + 16R^2 Z X_0 + 16RZ^2 X_0 + 4R^2 X_0^2 + 8RZX_0^2 + 4Z^2 X_0^2 =$$

$$= n^2 R^4 + 2n^2 R^3 Z + \left(n^2 + 16 + 16 \frac{X_0}{Z} + 4 \frac{X_0^2}{Z^2}\right) \cdot R^2 Z^2 + \left(16 \frac{X_0}{Z} + 8 \frac{X_0^2}{Z^2}\right) \cdot RZ^3 + 4 \frac{X_0^2}{Z^2} Z^4$$

Tételezzük fel, hogy ez a kifejezés

$$nR^2 + kRZ + 2 \frac{X_0}{Z} Z^2 \quad (22')$$

négyzete. Ez kifejtve

$$n^2 R^4 + 2nkR^3 Z + \left(k^2 + 4n \frac{X_0}{Z}\right) \cdot R^2 Z^2 + 4k \frac{X_0}{Z} RZ^3 + 4 \frac{X_0^2}{Z^2} Z^4$$

R és Z azonos hatványait tartalmazó tagok egyúttartóinak összehasonlításából

$$2n^2 = 2nk \quad (a)$$

$$n^2 + 16 + 16 \frac{X_0}{Z} + 4 \frac{X_0^2}{Z^2} = k^2 + 4n \frac{X_0}{Z} \quad (b)$$

$$8 \frac{X_0}{Z} \cdot \left(2 + \frac{X_0}{Z}\right) = 4k \frac{X_0}{Z} \quad (c)$$

illetve egyszerűbb alakban

$$n = k \quad (a')$$

$$n^2 + 4 \cdot \left(4 + 4 \frac{X_0}{Z} + \frac{X_0^2}{Z^2}\right) = k^2 + 4n \frac{X_0}{Z} \quad (b')$$

$$2 \cdot \left(2 + \frac{X_0}{Z}\right) = k \quad (c')$$

Az (a') alatti alapján k -t kiküszöbölve:

$$\left(2 + \frac{X_0}{Z}\right)^2 = n \frac{X_0}{Z} \quad (b'')$$

$$2 \cdot \left(2 + \frac{X_0}{Z}\right) = n \quad (c'')$$

A (b'') alatti egyenletet (c'') alatti felével osztva

$$2 + \frac{X_0}{Z} = 2 \frac{X_0}{Z} \quad (b/c)$$

és ebből

$$\frac{X_0}{Z} = 2 \quad (b/c')$$

Ezt a (c'') alattiba visszahelyettesítve

$$n = 8 \quad (c''')$$

ami valóban megfelel a (23) és (24) alattiaknak.

Helyettesítsük ezt vissza a (21) alatti egyenletbe:

$$2Z \cdot (2R + Z) \cdot (e^{2\gamma v} - 1) - 8 \cdot (R + Z) \cdot R e^{\gamma v} = 0 \quad (21')$$

A (21') alatti egyenlet megoldása

$$e^{\gamma v} = \frac{8R \cdot (R + Z)}{4Z \cdot (2R + Z)} + \frac{\sqrt{64R^2 \cdot (R + Z)^2 + 16Z^2 \cdot (2R + Z)^2}}{4Z \cdot (2R + Z)}$$

A (22') továbbá a (b/c') és (c''') alattiak figyelembevételével a gyökjel alatti kifejezést közvetlenül beírva és a négyzetgyökvonást elvégezve

$$e^{\gamma v} = \frac{8R \cdot (R + Z) + 8R^2 + 8RZ + 4Z^2}{4Z \cdot (2R + Z)} = \frac{4R^2 + 4RZ + Z^2}{Z \cdot (2R + Z)} = \frac{2R + Z}{Z}$$

ami egyezik a (25) alattiakkal.

4. Függelék

Tervezzünk a (31) alattiak alapján olyanszabályozókiegyenlítő, mely a háromcsatornás berendezések felső ($B-A$) átviteli sávjában jó közelítéssel egyenlíti ki a légvezeték várható csillapításiingadozását. Tételezzük fel, hogy a 300 km hosszúságú légvezeték szakasz csillapításának ingadozása 18 kHz-en 9,5 db., 30 kHz-en pedig 15,5 db. A tervezendő kiegyenlítőnek, hogy a torzítást kiküszöbölje, 18 kHz-en kell 15,5 db., 30 kHz-en pedig 9,5 db. csillapításiingadozást produkálnia. Állítsuk elő a kívánt Z impedanciát egy ohmos ellenállás (A) és egy tekercs (L) soros kapcsolásával. Legyen $R=600$ ohm. Tudva, hogy 9,5 db. numerusa 3, 15,5 db. numerusa pedig 6, felírhatjuk, hogy

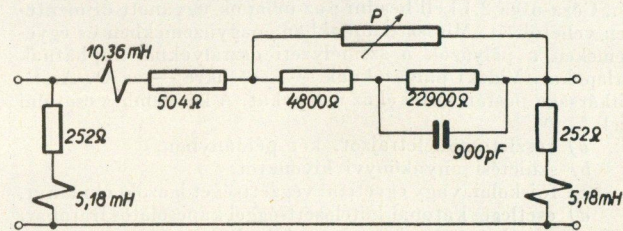
$$\frac{(1200 \text{ ohm} + A)^2 + (L \cdot 30 \text{ kHz})^2}{A^2 + (L \cdot 30 \text{ kHz})^2} = 3$$

$$\frac{(1200 \text{ ohm} + A)^2 + (L \cdot 18 \text{ kHz})^2}{A^2 + (L \cdot 18 \text{ kHz})^2} = 6$$

Ezt az egyenletrendszert A -ra és L -re megoldva és figyelembe véve, hogy a Hz egység a 2π szorzót tartalmazza

$$A = 252 \text{ ohm és } L = 5,18 \text{ mH}$$

Az inverz impedanciákra vonatkozó tételek alapján könnyen kiszámítható, hogy a $16R^2/Z$ impedancia 22,9 kohm ellenállás és 900 pF kondenzátor párhuzamos kötéséből állítható elő. A tervezett



6. ábra

kiegyenlítő elvi kapcsolását a 6. ábra mutatja be. P középértéke 4,8 kohm. Ha P helyébe hőmérsékletfüggő ellenállást építünk be, akkor ennek kívánatos karakterisztikáját a (7b) vagy (7c) egyenletek alapján kell kiválasztanunk és ezeknek az egyenleteknek megfelelően kell beállítanunk a hőmérsékletfüggő ellenállás fűtőáramkörét is. Ha P helyén lépéses potenciométert használunk, akkor az egyes csillapításértékekhez tartozó ellenálláslépéseket ugyancsak az említett egyenletekből számíthatjuk, esetleg az Y -kiegyenlítő csillapítás-normált frekvencia görbéiből² olvasva le a p relatív ellenállás logaritmusát, mivel a közvetítő függvény jó közelítéssel egyezik.

IRODALOM

1. A. Bajev és K. P. Jegorov : »Osznovi Dalnej Szvjazik«, Moszkva, 1948.
2. Dr. Radványi L. : Az Y -kiegyenlítő. Magyar Híradástechnika 1951. ápr., p. 17–24.
3. Dr. R. Feldtkeller : Vierpoltheorie, Leipzig, 1943.

PÁLYÁZATI FELHÍVÁS

az 1951. évi aspirantúrára*

Népgazdaságunk fejlesztése, felemelt ötéves tervünk sikeres teljesítése egyre nagyobb feladatokat állítanak a tudomány művelői elé. Ezek a feladatok a szocializmus építése során mindinkább növekednek. A tudomány művelőire hárul feladatok maradéktalan végrehajtásának érdekében a Népköztársaság Elnöki Tanácsa 1950. évi 44. számú törvényerejű rendeletével szabályozta a tudományos káderutánpótlás tervszerű biztosítását, a kandidátusképzés (aspirantúra) megteremtésével.

A kandidátusképzés a néphez hű fiatalok számára lehetővé teszi, hogy valamely általuk választott tudományágban, egy kiváló tudós szakmai vezetése mellett, anyagi gondoktól mentesen, minden erejüket szakmai továbbképzésükre fordíthassák. A kandidátusképzésben résztvevők (aspiránsok) tanulmányi ideje három év, ez idő alatt az aspiráns tudományos disszertációt készít, melynek nyilvános megvédése, továbbá az előírt vizsgák letétele után a »tudományok kandidátusa« fokozatot nyeri el. A Népköztársaság Elnöki Tanácsának 1950. évi 44. számú törvényerejű rendeletének 11. §-a értelmében különösen indokolt esetben az aspiráns képzésének időtartama alatt is szolgálati beosztásában maradhat.

Az aspirantúrára jelentkezhet minden olyan, a néphez hű férfi, vagy nő, aki a tudományos pálya iránt kedvet és tehetséget érez, amennyiben

- a) 40. életévét még nem töltötte be,
- b) egyetemet, vagy főiskolát végzett, vagy ha egyetemi, vagy főiskolai végzettsége ugyan nincs, de egyetemi, vagy főiskolai végzettségnek megfelelő szakmai tudással rendelkezik.

A felvételi kérelmet az e célra az Országos Aspirantúra Bizottság (a továbbiakban: O. A. B.) által rendszeresített űrlapon két példányban az O. A. B. titkárságához (Budapest, V., Géza-utca 2.) kell beadni; az űrlapok ugyanott díjmentesen vehetők át. Minisztériumokban, nagyüzemekben és egyetemeken a pályázók a személyzeti osztályoknál kaphatnak űrlapokat. Vidéki pályázóknak — kérésükre — az O. A. B. titkársága postán küldi el az űrlapokat. A kérelemhez csatolni kell:

- a) részletes önéletrajzot, két példányban,
- b) születési anyakönyvi kivonatot,
- c) főiskolai, vagy egyetemi végzettséget igazoló okmányt,
- d) esetleges katonai kötelezettséggel kapcsolatos iratokat,
- e) a pályázó által esetleg eddig közzétett tudományos munkákat, találmányainak, terveinek, racionalizálási és újtási javaslatainak leírását, továbbá ezekre vonatkozó esetleges szakvéleményeket.

Az így felszerelt kérelmet annak az intézménynek, vagy szervnek vezetőjéhez (egyetemeken a személyzeti osztályokon keresztül a dékánhoz) kell benyújtani, ahol a pályázó jelenleg alkalmazásban áll. Az a pályázó, aki jelenleg alkalmazásban nem áll, kérését közvetlenül küldi be az O. A. B. titkársághoz, kivéve, ha egyetemi, vagy főiskolai tanulmányait 1951-ben fejezte be.

A pályázat beadásának határideje: 1951. augusztus 31.

A pályázat alapján az O. A. B. dönt, hogy a pályázót felvételi vizsgára bocsátja-e, határozatáról a pályázót értesíti. A felvételi vizsgán megfelelt pályázók aspiránsi munkájukat 1951. november 1-én kezdik meg.

Az aspiráns kiképzésének idejére ösztöndíjban részesül, melynek összege havi 1.000 Ft. Indokolt esetben az O. A. B. az ösztöndíj összegét 1.500 Ft-ig felemlheti. Az erre irányuló kérelmeket a felvételi űrlapon kell feltüntetni.

Az 1951. évi aspiráns-felvétel alkalmával az alábbi tudománysszakokra lehet aspirantúrára pályázni:

NYELVTUDOMÁNY

magyar nyelvészet — orosz nyelvészet — szláv nyelvészet — finugor nyelvészet — klasszika filológia,

IRODALOMTUDOMÁNY

magyar irodalomtörténet — orosz és szovjet irodalomtörténet,

ZENETÖRTÉNET

MARXIZMUS-LENINIZMUS

FILOZÓFIA

TÖRTÉNELEM

magyar történelem — Szovjetunió történelme — munkásmozgalom története — egyetemes történet,

PEDAGÓGIA

KÖZGAZDASÁGTAN

politikai gazdaságtan — agrárgazdaságtan — tervgazdálkodás,

JOGTUDOMÁNY

állam és jogelmélet — polgári jog,

FÖLDRAJZ

NÉPRAJZ

MATEMATIKA

ALKALMAZOTT MATEMATIKA

FIZIKA

atomfizika — elektromágneses hullámok — kozmikus sugárzás — szilárd testek fizikája — elméleti fizika, stb.

CSILLAGÁSZAT

METEOROLÓGIA

BIOLÓGIA

növényörökléstan — növényélettan — növény szövettan — paleobotanika — állatszövettan — állatföldrajz — mikrobiológia,

AGRÁRTUDOMÁNYOK

agrobiológia (örökléstan, növény nemesítés) — növénytermesztés — növényvédelem — kertészet — erdőszet — talajtan — mezőgazdaság gépesítése — állattenyésztés — állategészségügy (parazitológia, belgyógyászat, kórbonctan),

ORVOSTUDOMÁNYOK

biokémia — biofizika — élettan — kórtan — gyógyszer-tan — experimentális morfológia — szövet- és fejlődéstan — orvosi biológia — kórbonctan — mikrobiológia és vírus-kutatás,

MŰSZAKI Tudományok

geodézia — geofizika — geológia — bányászat (bányaművelés, bányagépesítés, bányabiztonság, szénlőképzés, ásványolaj- és földgáz-bányászat, stb.) — hidrológia — vízellátás — hidraulika — kohászat (vas-, alumínium-, színesfém-kohászat, kohógéptan, metallográfia) — gépészet (gép-elemek, szerszámgépgyártás, mezőgazdasági géptan, bányagéptan, vegyészeti gépek, gázgépek, textiltételek stb.) — hegesztés — öntéstechnika — gyártástechnológia — műszaki mechanika — erőáramú technika (villamosgépek és berendezések) — energiagazdálkodás (hőtechnika, villamos áramtermelés és elosztás) — *híradástechnika* (vacuumtechnika, elektroncsőkémia) — automatizálás — mélyépítés (hídépítés, vasszerkezetek, út- és vasútépítés, talajmechanika) — magasépítés (épületszerkezetek, előregyártott és elő- és utószilító elemek) — építőanyagok — építőipar komplex gépesítése — közlekedéstudomány,

KÉMIA

szervetlen kémia — analitikai kémia — szerves kémia — fizikai kémia — kolloidkémia — kémiai technológia (ásványolaj kémia, szilikát kémia, nagynyomású technika, műanyag-kémia).

A fenti felsorolásban a (nagybetűs) főcímek alá tartozó, de a (kisbetűs) részletezésben nem szereplő speciális tudománysszakokra vonatkozó pályázatok elfogadásáról az O. A. B. esetenként dönt.

* A Magyar Közlöny 1951. augusztus 4-i, 114. számából.

Értesítjük

a vállalatokat, hogy az alábbi fontos szovjet szakkönyvek jelentek meg. Kereskedelmi forgalomba nem kerülnek, csakis a kiadónál rendelhetők meg.

D. Sz. Zsevahov : Kohászati üzemek hőgazdálkodása 40.— Ft

Zsevahov magántanár kitűnő könyve felöleli a kohászati üzemek hőgazdálkodásának valamennyi kérdését. A tárgyalt alapvető kérdésekhez számvetési mintákat csatol, a fejezetek végén pedig ellenőrző kérdéseket ad fel. A könyv rendkívüli érdeklődésre tarthat számot hazai vonatkozásban, különösen hőszigetelési, automatizálási és munkatervezési kérdésekkel foglalkozó része, mely a melegüzemek és termelőberendezéseik gazdaságosságához ad érdekes és megfontolandó irányelveket.

P. G. Pervomajszkij : Tervszerű megelőző karbantartás megszervezése gépgyári vállalatoknál 22.— Ft

A tervszerű megelőző karbantartás jelenleg gépgyártásunk egyik központi problémája. E könyv példák, táblázatok, diagrammok, számítások megvilágításában útmutatást ad a helyes karbantartó műhelylétszámok, műhely-alapterületek, szerszám-gép-berendezések, bérezési rendszerek stb. meghatározására és hasznos útmutatást fog adni az ipar más területén dolgozó vezető kádereknek is.

Grubin : Csigamaró számítások 15.— Ft

Hézagpótló mű, mely magyar nyelven először foglalkozik a lefejtő-szerszámokkal. Nemcsak a szerszámkészítőkhöz szól, de a szerszámműhelyek technikusaihoz, művezetőihez és átvevő-munkásaihoz is.

T. V. Tolcsenov : A szerszámgépi és lakatosszerelői munkák műszaki normáinak megállapítása 22.50 Ft

A könyv célja segíteni a kezdő technikust, technológust, a technikai normamegállapítás módszerének és gyakorlatának elsajátításában. Igen világos, összefoglaló előadásban fejti ki a kérdést, a hangsúlyt mindenütt a konkrét gyakorlati megoldásokra helyezve. Haszonnal forgathatják az ipar mindazon dolgozói, akik technikai normamegállapításokkal foglalkoznak.

NEHÉZIPARI KÖNYV- ÉS FOLYÓIRATKIADÓ VÁLLALAT

BUDAPEST, V., ALKOTMÁNY-UTCA 16, I. 2.

ALÁBBI KIADVÁNYAINK FŐELÁRUSÍTÓNKNÁL, A

NEHÉZIPARI könyvesboltban

(BUDAPEST, VII, LENIN-KÖRÚT 7.) ÉS AZ

„Állami Könyvterjesztő Vállalat”

KÖNYVESBOLTJAIBAN SZEREZHETŐK BE:

Aáron Péter: A mintavétel alapvonalai	2.— Ft
Aisenberg: Gépjavító műhelyek tervezése	4.— «
Ajtay Zoltán: A hazai fejtőgépgyártás és az ezzel kapcsolatos kísérletek ismertetése ..	1.60 «
N. I. Amiantov: Közbeeső termékek és festékek kémiája és technológiája	18.— «
Bagó Ferenc: Tömedékelési rendszerek	1.60 «
Bárány Nándor: Optikai műszerek elmélete és gyakorlata II.	110.— «
Bjelajjev: Könnyűfémek kohászata	50.— «
Bontó-Flock: Központi termelésintézőség megszervezése és feladata a vegyiparban ..	2.— «
Dr. Freund Mihály: Alifás szénhidrogének gyártása	20.— «
Gierdziejewski: Öntési hibák és rendszerük	9.— «
Dr. Gillemot László: Fémek technológiája I.	35.50 «
Gotlib: A lángedzés technológiája	15.— «
Hont László: A bányászati szabványok és a sztáhanovisták	1.60 «
Hruscsov: Gépkocsi és traktoralkatrészek anyagai	15.— «
Hruscsov-Gold-Maurah: Gépkocsi és traktoralkatrészek anyagai II.	15.— «
Isztvánffy Edvin: Mágneses anyagok és alkalmazásuk	30.— «
T. A. Judin: Vállalatok műszaki anyagellátása	2.50 «
Karsa Béla: Villamosmérések	36.— «
Kertai György: Kőolajföldtani alapismeretek	12.— «
Kiss Pál: Világítás a bányában	1.— «
Korcsagin-Nyikolszkij: Bányász időmegfigyelések	20.— «
Dr. Mohi Rezső: Aknamélyítési munkálatok	1.60 «
Muravjev-Krilov: Kőolajtermelés	80.— «
Öntődék és gyári laboratóriumok tervezése	26.— «
Pelnár: Mire tanít bennünket a szovjet bányászat	18.— «
V. V. Petrovicsev: Porszéntüzelésű ipari kemencék	20.— «
Popov: Öntvények felületi tisztasága	8.50 «
Radó Aladár: Gázkitörések és gázkitöréssel telepek művelése	1.60 «
Sesztópál: A szerszámgépgyártás öntvényei	36.— «
Sillay Vilmos: A bányászat műszaki fejlesztési terve	1.20 «
Sillay Vilmos: Földalatti szállítási módok	2.40 «
Silbersdorff László: Korszerű gyártáselőkészítés	6.50 «
Susánszky László: Rádiófrekvenciás energiatovábbítás vezetékei	8.— «
Dr. Schlesinger György: Szerszámgépek vizsgálati könyve	30.— «
Szocialista munkaszervezés a bányászatban	2.— «
Technikai minimumok a géplakatos szakmában	1.— «
Technikai minimumok az öntő szakmában	1.— «
Technikai minimumok a szerszámkészítő szakmában	1.— «
Tettamanti Jenő: Nagynyomású centrifugális szivattyúk és bányavízmentesítő telepek	55.— «
Tóth György: Tanjegyzet a szabványosításról	1.60 «
Török Sándor: Gördülő és függőpályák üzeme	1.60 «
Tyeplov: A gyártási ciklus lerövidítésének módjai	2.50 «
Dr. Urbanek János: A villamosságban egyenleteinek írásmódjai és mértékrendszer kérdései	8.— «
Dr. Vajta Miklós: A váltakozóáramú villamosenergia átvitel feszültségesése és vesz- tesége	7.— «
Vargha Béla: Bányászatot veszélyeztető elemi erők	1.60 «
Dr. Vitális Sándor: Általános földtan	1.60 «
Vörös Lajos: Bányaszellőztetés	1.60 «

NEHÉZIPARI KÖNYV- ÉS FOLYÓIRATKIADÓ VÁLLALAT

BUDAPEST, V., ALKOTMÁNY-UTCA 16. I. 2.