

VI

1-6

132

*Magyar*  
**HIRADÁSTECHNIKA**

F 1879



**1**

Magyar

## HIRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## Felelős szerkesztő:

Balogh Pál  
VI. Eötvös u. 11/a  
Telefon: 420-536

## Szerkesztő:

Boglár Gyula  
XI. Szigethy Gyula u. 11  
Telefon: 259-660  
458-718

A Híradástechnikai  
Tudományos Egyesület  
Titkársága:

V. Szabadság tér 17.  
Telefon: 113-027

Előfizetési ár  
egész évre 30 Ft  
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

## TARTALOM:

<i>Lajkó Sándor</i> : Háromcsatornás légvezetékes vivőáramú távbeszélő berendezés .....	1
<i>Géher Károly</i> : Korrelációanalízis .....	5
<i>Malcsiner Ferenc</i> : A műsorszóró adók fejlődésének kérdései .....	14
<i>Kecskés Ferenc</i> : Új hazai szélessávú hangszórók és fejlesztésükkel kapcsolatos egyes kérdések .....	17
<i>Sebestyén Béla</i> : Huzalpotencióméter méretezése adott jelleggörbe alapján .....	24
<i>Horváth J. és Szekér F.</i> : A tecnetron és a spacisztor .....	27
Szemle .....	31
Содержание и обобщение на русском языке .....	35
Inhaltverzeichnis mit Zusammenfassungen in deutscher Sprache ..	35
Contents and Summaries in english .....	35
Table des matières avec résumé des articles en langue française ..	36

## TARTALOMJEGYZÉK

1959. (X) évfolyam

	Szám	Oldal		
<i>Almássy György</i> : Kis állóhullámviszony mérése .....	2	41	<i>Nádas T. és Fényes T.</i> : Lemezmaglapok gazdaságosságának vizsgálata .....	3 115
<i>Almássy György</i> : Különleges, TEM mód- dal működő tápvonal, illetve üregrezo- nátor számítása .....	6	205	<i>Nagy I. és Frigyes I.</i> : A hazai rövidtávú mikrohullámú televízió összeköttetés ...	2 72
<i>Ballagi-Pordány Konrád</i> : Ultrarövidhullámú frekvenciamodulált műsoráttevő készü- lék .....	3	107	<i>Dr. Nagy Dezső</i> : Vívóáramú rendszerek egyes kiszivárgásainak zavaró hatásai ...	4 125
<i>Csepregi-Horváth Kázmér</i> : Mikrohullámú összeköttetések televíziós alapsávi mérési módszerei és műszerei .....	5	182	<i>Pál Gaszton</i> : Negatív impedanciák alkalmazása áramkörök kéthuzalos erősíté- sére (I. rész.) .....	6 228
<i>Farkas I. — Vajda Z.</i> : Effektív értéket mérő esővoltmérő .....	5	188	<i>Sárközi Géza</i> : Nagy területek besugárzása műsorral, ultrarövidhullámú frekvencia- modulált adókkal .....	4 143
<i>Fodor György</i> : Rétegezett vezetők váltakozó- áramú impedanciaja .....	5	165	<i>Sebestyén Béla</i> : Huzalpotencióméter mére- tezése adott jelleggörbe alapján .....	1 24
<i>Frischmann Gábor</i> : Szélessávú mikrohu- llámú hálózat létesítésével kapcsolatos vezetékes átviteltechnikai problémák ...	3	86	<i>Valkó I. P. — Gál J.</i> : Haladóhullámú csövek .....	4 138
<i>Géher Károly</i> : Korreláció analízis .....	1	5	<i>Váraljai Vilmos</i> : A facsimile táviratozási rendszer .....	2 59
<i>Hargitai Endre</i> : Riport a moszkvai kiál- lításról .....	6	235	K Ö N Y V S Z E M L E	
<i>Horváth J. és Szekér F.</i> : A tecnetron és a spacisztor .....	1	27	<i>Moeller</i> : Elektrotechnikusok zsebkönyve ..	1 38
<i>Husztly Dénes</i> : A végtelen falban sugárzó mrev gyűrű .....	4	130	<i>William Shokley</i> : Félvezetők elektronfizi- kája, tranzisztorok elmélete .....	1 38
<i>Karcsay Rezső</i> : Hangszórók tömeggyártása	5	192	<i>L. Robin</i> : Fonctions spheriques de Legendre et fonctions spheroidales. Tome II. (Szfé- rikus Legendre függvények és szféroidikus függvények II. kötet) .....	1 39
<i>Kardos Ferenc</i> : Etilszilikát néhány alkal- mazása a vákuumtechnikában .....	5	178	<i>Kádár Géza</i> : Rádió és televízió vevőkészü- kek (1956—57.) .....	1 39
<i>Katona János</i> : Elektrolitikus kondenzáto- rok fajlagos kapacitásának növelése ...	6	215	Gyakorlati elektrotechnika .....	1 39
<i>Kecskés Ferenc</i> : Új, hazai, szélessávú hang- szórók és fejlesztésükkel kapcsolatos egyes kérdések .....	1	17	<i>Heinz Richter</i> : Ultrarövidhullámú és tele- víziós zsebkönyv .....	3 120
<i>Koczó József</i> : A hazai P6 típusú tranzisz- torok vivőfrekvenciás jellemzői .....	4	159	<i>A. M. Jaglom, és A. Ja. Hincsin</i> : Az információelmélet matematikai alapjai ..	5 187
<i>Koncz I. dr. és Konczné Déri M. dr.</i> : Ultra- rövidhullámú keiámiai elektroncsövek	2	51	<i>M. P. Doluhanov</i> : Bevezetés az információ- elméletbe .....	5 187
<i>Kovalóczy György</i> : A közös csatornában tör- ténő televízió adásról .....	4	156	<i>A. I. Parfentyev — L. A. Pusszet</i> : A mág- neses hangrögzés fizikai alapjai .....	6 214
<i>Lajkó Sándor</i> : Háromcsatornás légvezeté- kes vivőáramú távbeszélő berendezés ...	1	1	<i>E. Rossberg — H. Korta</i> : A távgépíró köz- pontok technikája .....	6 214
<i>Malcsiner Ferenc</i> : A műsorszóró adók fejlődésének kérdései .....	1	14	Klimatizáció .....	6 242
<i>Malcsiner Ferenc</i> : Kísérletek és térerősség- mérés 260 MHz-en .....	4	150	<i>Picht-Gain</i> : Az elektromikroszkóp .....	6 243
<i>Meleg József</i> : Intermodulációs zajmérés ..	3	103	E G Y É B	
			Megemlékezés Bogát László és dr. Radványi László haláláról .....	3 85
			Új tranzisztoros készülékeket mutatott be a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Elekt- ronikus Laboratóriuma .....	3 119

98



## Háromcsatornás légvezetékes vivőáramú távbeszélő berendezés

L AJKÓ S ÁN D Ó R

BHG. Átviteltechnikai Gyártmányfejlesztés

A cikk az újonnan kibocsátott háromcsatornás berendezés alkalmazási kérdéseinek rövid ismertetése után részletes tömbvázlat segítségével bemutatja a berendezés áramköri felépítését, szintadatait és működési elvét. Kitér a beszédsávon kívüli jelzésátvitel, közbeeső erősítők és a pilotszabályozás, valamint a vivőfrekvencia ellátás ismertetésére. Befejezésül a berendezés különféle konstrukciós összeállítását mutatja be.

### 1. Általában

Nagy távolságok áthidalására ma még elterjedten használják a légvezetéseket különösen olyan helyeken, ahol kisebb csatornaszám is elengedő — viszonyítva a több száz csatorna átvitelére alkalmas kábeles és rádiós összeköttetésekhez — valamint olyan területeken, ahol a terepviszonyok és egyéb körülmények nem teszik lehetővé az erősítő állomások sűrű felállítását.

A légvezeték áramkörök, hangfrekvenciás kihasználása mellett a BTO—3/4 típusú háromcsatornás berendezés alkalmazásával gazdaságos módon lehet növelni a vezetékek kihasználását nagy távolságok áthidalására is. E berendezés segítségével légvezeték áramkörönként három jóminőségű távbeszélő összeköttetést létesíthetünk, négy váltóáramú távirócsatorna egyidejű átvitelével. Ilymódon a vezetéken átvihető frekvencia tartomány a fizikai áramkör beszédsávja fölött 31 kHz-ig jól kihasználható és lehetőség van később, a forgalmi igények növekedtével a frekvencia tartomány fölött, 12-csatornás rendszerek telepítésére is.

Azokban a viszonylatokban, ahol elegendő hárommal növelni a távbeszélő csatornák számát, rendszerint nincs szükség sok táviró csatornára sem. Megvan ugyan a lehetősége annak, hogy bármelyik távbeszélő csatornán 24 váltóáramú táviró csatornát működtessünk, de ez kisebb igény esetén nem volna gazdaságos, mert néhány táviró csatorna kedvéért a három távbeszélő csatorna közül egyet fel kellene áldozni. Ezért van jelentősége a berendezés olyan kiképzésének, hogy a három távbeszélő csatorna érintetlenül hagyása mellett lehetőség van négy váltóáramú táviró csatorna átvitelére az átviteli frekvencia tartomány szélén. A megoldás gazdaságos, mert ezen táviró csatornák együtt haladnak a távbeszélő csatornákkal, erősítésükre semmiféle külön szerelvényre nincs szükség.

A berendezés négyféle frekvencia fekvéssel készül. Ez a légvezetéken keletkező áthallások

érthetetlené tétele által lehetővé teszi több BTO—3/4 berendezés párhuzamos üzemét ugyan azon az oszlopsoron.

A csatornákkal párhuzamosan — a kölcsönös zavartatás kizárásával — hívó és távválasztó jelek átvitelére alkalmas beszédsávon kívüli jelzőcsatornák működnek.

A berendezés átviteltechnikai adatai megfelelnek a CCITT vonatkozó ajánlásainak, valamint a posta-üzemi gyakorlat követelményeinek. A berendezés a legkorszerűbb konstrukciós megoldásokkal épült fel; szekrényes, dugaszolható kivitelű. Az állomások összeállítása többféle kombinációban is lehetséges a kiépítendő kapacitásnak megfelelően. Az összeköttetések üzembehelyezése és a berendezések kezelése egyszerű.

2. A berendezés áramköri ismertetése. (1. sz. ábra). Frekvencia kiosztás.

Az első modulálási fokozatban a három csatorna beszédsávját 12, 16 illetve 20 kHz-cel moduláljuk és az így kapott felső oldalsávokat visszük át. A három átvindó oldalsávot a 12—24 kHz frekvenciasávban *előcsoporttá* egyesítjük. E háromcsatornás előcsoport a 12-csatornás csoportképzéshez is használható (lásd korábbi közleményünkben [1]).

A második modulálás az előcsoportot a 84—96 kHz frekvencia sávba teszi át 72 vagy 108 kHz előcsoportvívó alkalmazásával. E sáv része a CCITT által javasolt *B alapsoporthnak* (60—108 kHz). Egy további modulálás, melyet iránymodulálásnak tekinthetünk, viszi át az előcsoportot abba a sávba, amely a vonalon átvitelre kerül.

Az előcsoport ( $F_1$ ) és iránymoduláló ( $F_2$ ) frekvenciákat, melyek az A, B, C és D típusonként változnak, az 1. ábrán látható modulációs séma tünteti fel. A négy típus — mint a bevezetőben írtuk — egymástól csupán a frekvenciasávok elhelyezésében illetőleg állásában különbözik.

A négy távirócsatornát (vívők: 420, 540, 660 és 780 Hz) a távbeszélő csatornákkal való egyesítés előtt két fokozatban moduláljuk. Az első 12 kHz-cel történik, majd a sávszűrővel kiválasztott alsó oldalsávot 72 vagy 108 kHz-cel helyezzük át a 84—96 kHz-es alapsoporth sáv mellé. Lényegében tehát itt történik a távbeszélő és táviró csatornák egyesítése. Ugyanitt vezetjük be a pilot frekvenciát is, amely ezen a helyen 82,89 illetve 83,89 kHz. Irány-

modulálás után a vonaláramkörökben megkapjuk a 16,11 illetve 31,11 kHz pilot frekvenciákat az alsó, illetve a felső átviteli irányban a CCITT ajánlásainak megfelelően.

### Tömbvázlat

Az ismertetett modulációs sémának megfelelő adó- és vevőirányú áramkörök egyszerűsített tömbvázlatát az 1. ábra mutatja. A feltüntetett szintek 1 mW hivatkozási teljesítményre vonatkoztatott teljesítmény szintek. A szintadatok alatt az impedanciát is feltüntettük.

A BTO—3/4 rendszer hangfrekvenciás négyhuzalos végződésén adás irányban  $-1,6$  N és  $+1,15$  N közé eső szinteket fogadhat a központ felől. Vétel irányban a központ felé  $-0,5$  N és  $+1$  N közé eső szintek állíthatók be. Két-huzalos csatlakoztatás esetén 0 N adási és  $-0,8$  N vételi szinteket használjuk.

A vonal felőli oldalon a csatornánkénti kimenő szint  $+2$  N. Vételi irányban 31 kHz-en mérve normális időjárás esetén  $-4$  N, a legkedvezőtlenebb időjárási viszonyok esetén pedig  $-5,8$  N a fogadható szint.

A 84—96 kHz sávban az adási szint  $-4,2$  N a vételi szint  $-3,5$  N, az impedancia 150 Ohm. Ezek az adatok megegyeznek sokcsatornás gyártmánycsaládunk összes típusainál.

### Végberendezés jeláramköre

A csatornák központ felé hangfrekvenciásan két vagy négyhuzalos módon csatlakoztathatók. A beépített csillapító tagok, valamint a változtatható demodulátor erősítő segítségével a csatlakozási szinteket a fent megadott határokon belül tetszés szerint be lehet állítani. A tömbvázlat egy csatornára vonatkoztatva tünteti fel ezeket az elemeket, valamint a modulátort, demodulátort és az adó illetve vevő sávszűrőket. A három csatorna modem-áramköre mind adási mind pedig vétel irányban párhuzamosan van kapcsolva (a rajzon 1—2—3). A következő az előcsoport modem áramkör, mely a csatornáéhoz hasonló gyűrűs modulátorból és demodulátorból, mindkét irányban sávszűrőből és vételi irányban demodulátor erősítőből áll.

Az alapsoport 84—96 kHz-es frekvenciasávjának kiadása szabályozható csoporterősítővel történik. Ennek bemeneténél csatlakozik a táviró csatornák csoportmoduláló áramkörének adó része a rajzon feltüntetett módon. A vételi ágban az adáshoz hasonló hibrid áramkör segítségével történik a háromcsatornás sáv és a távirócsatornák szétválasztása.

Ezután az iránymodulátor fokozat következik, melynek bemeneténél vezetjük be az átviteli iránynak megfelelő pilotfrekvenciát, kimenetében pedig aluláteresztő szűrővel választjuk le, majd erősítővel adjuk tovább az átvendő frekvenciatartományt. Vételi irányban az átviteli iránynak megfelelő frekvenciával történik a demoduláció. A demoduláció előtt, vagyis

a vonalfrekvenciáknak megfelelő értékben történik a pilotfrekvenciák leválasztása.

Ezt követően adási irányban az adóerősítőt, vételi irányban pedig a pilotszabályozó áramkört találjuk. Az adóerősítő segítségével emeljük fel a csatornák szintjét  $+2$  N értékre. Az erősítő kimenetén a pilotszint nagysága ennél 1,73 N-el alacsonyabb. A pilotszabályozó áramkőről a következőkben írunk.

A végberendezés vonaloldalán található a két átviteli frekvenciatartomány szétválasztására szolgáló irányváltó, valamint a fizikai beszédsáv, és a 3-csatornás sáv elválasztását végző vonalváltók (a berendezésben két példányban szerelve: az üzemi és a tartalék léghvezeték részére).

### Jelzésátvitel

A beszédsávon kívüli jelzésátvitel lehetővé teszi egyrészt a zavartatás teljes kiküszöbölését, másrészt lehetőséget nyújt a távválasztó hálózatokban beszédközbeni jelzésátvitelre is. A megoldás tömbvázlata az 1. ábrán látható. A jelzőfrekvencia a csatorna nullfrekvenciájához képest 3825 Hz. Az előcsoport helyén ennek 15,825, 19,825, ill. 23,825 kHz felel meg. A jelzés kiadása csatornánként egy-egy sztatikus modulátorral történik, a csatorna sávszűrővel parallel kapcsolt adószűrőn keresztül (a rajzon I, II és III). A sztatikus modulátor vezérlését a központ felől négyhuzalos üzemmódban egyenárammal (S-jelű pontokon), kéthuzalos üzemmódban pedig alacsonyfrekvenciás váltóárammal (relé-láncon keresztül) végezhetjük. Vétel irányban mindhárom csatorna részére közös jelzésvevő egység szolgál. Ennek a rajzon I—III jelű bemenete az előcsoport demodulátor erősítő kimenetére csatlakozik. A három jelzőfrekvencia szétválasztása, erősítése és demodulálása ebben az egységben történik. A központ felé egyenáramú impulzusokat (négyhuzalos üzemben), vagy egy segédjelfogó (Kjt) közbeiktatásával 20 Hz-es jelzéseket küld az egység.

### Csatornák átviteli minősége

A távbeszélő csatornák átviteli minőségét jellemzi, hogy a maradékcillapítás frekvenciafüggő változása kisebb, mint a CCITT vonatkozó tolerancia sémájának 2/5-része. Az átvitt beszédfrekvenciák nonlineáris torzítása 1%-nál kisebb. Az érthető áthallási csillapítás a csatornák között nagyobb mint 7,5 N (65 db). A zajszint kisebb 1 mV-nál psophometrikusan mérve a  $+1$  N szintű helyen.

### Erősítő állomás

A BTO—3/4 berendezés középerősítője bármelyik frekvenciafekvés üzemeltetése estén változatlanul használható. A tömbvázlat alapján látható, hogy az erősítőberendezés mindkét vonaloldalán a végberendezéssel azonos felépítésű üzemi és tartalék vonalváltókat, vala-

mint irányváltókat tartalmaz. Mindkét átviteli irányban ugyancsak a végberendezéséhez hasonló automatikus pilotszabályozó és vonal-erősítő található.

### Pilotszabályozás

A BTO—3/4-rendszer az időjárás függvényében erősen változó (2 ábra) légvezetékcsillapítást tud kiegyenlíteni a tisztán elektronikus működésű önműködő pilotszabályozó áramkör segítségével. Ilyen áramkörök vannak végberendezés vételi áramkörében, valamint a középerősítő berendezések mindkét átviteli irányában. A szabályozás vezérlésére mind az alsó, mind pedig a felső sávban egy-egy pilot-frekvencia szolgál a sáv felső szélén.

A szabályozás a következő módon történik: A frekvenciasáv a pilotfrekvenciával együtt áthalad a szabályozó kiegyenlítőből és szabályozó erősítőből álló szakaszon. Ennek kimeneti oldalán, vagy a középerősítő berendezésekben a vonalerősítő kimenetén kívánjuk biztosítani a légvezeték csillapítás változásától függetlenül az állandó egyenes szintet.

Ha a légvezeték frekvenciafüggő csillapítása a szép idő és zuzmara karakterisztika közötti tartományban változik, akkor az említett pilot-frekvenciák szintje is megváltozik. Ezen frekvenciákat a tömbvázlatról követhető módon keskenysávú sávszűrővel leválasztjuk, felerősítjük és egyenirányítjuk. A nyert egyenfeszültséget — melyet ellenőrzésképpen a pilot indikátor műszeren is leolvashatunk — használjuk fel egyrészt a szabályozó automatika vezérlésére, másrészt a megengedettnél nagyobb pilotszint eltérés riasztására.

A szabályozó kiegyenlítő és erősítő indirekt-fűtésű termisztorokat tartalmaz. Ezek fűtését egy segédoszillátor végzi, melynek leadott teljesítményét a pilot szintjével arányos említett egyenfeszültséggel szabályozunk. E szabályozás segítségével a termisztorok áramköri ellenállása önműködően oly értékre áll be, hogy a szabályo-

zott lánc végén a pilotjel szintjének eltérése névleges értékéhez képest fokozatosan eltűnik. A vezérelt kiegyenlítő áramkör karakterisztikáit úgy állapítottuk meg, hogy azok a vezeték frekvenciafüggő csillapítását pontosan kiegészítsék konstans szintre. A szabályozók átfogási mértékét úgy szabtuk meg, hogy az önműködő kiegyenlítés nemcsak az alapul vett 3 mm átmérőjű keményréz anyagú 200 mm szerelési távolságú légvezeték jelleggörbéinek felel meg, hanem a gyakorlatilag szokásos egyéb légvezeték típusokat is ki tudja egyenlíteni. Ezenkívül kb. 50—350 km távolságnak megfelelő szakasz alapferdeségét (szép időnek megfelelő csillapítását) is ki lehet egyenlíteni. A különböző távolságnak, vezeték típusnak és időjárási körülményeknek egyfrekvenciás szabályzóval történő tökéletes kiegyenlítéséhez fokozatkapcsolóval könnyen beállítható fix alapkiegyenlítő is van az áramkörben, melyet a berendezés üzembehelyezésekor kell beállítani.

### Vivőfrekvenciaellátás

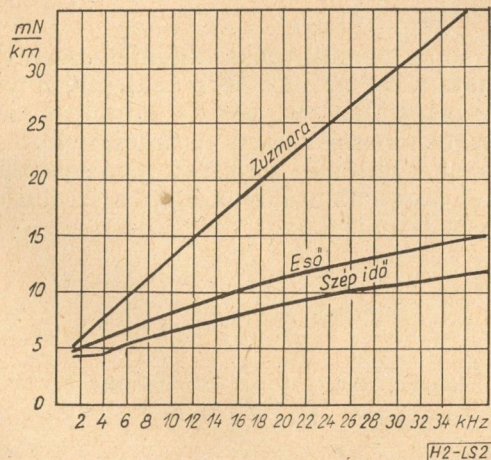
A berendezés vivőfrekvenciát szolgáltató áramkörének tömbvázlatát is az 1. sz. ábrán találjuk. A csatorna és előcsoport vivőfrekvenciák előállítására a gyártmánycsaládunkban általánosan bevezetett harmonikus rendszert alkalmazunk. Ennek alapja a 4 kHz-es fő oszcillátor, mely termosztátban stabilizált kvarcoszcillátor,  $1 \times 10^5$  frekvenciastabilitással. Harmonikus generátor segítségével állítjuk elő, majd sávszűrőkkel kiszűrjük a 12, 16 és 20 kHz csatornavivőket, majd 12 kHz-ből egy második harmonikus generátor segítségével hasonlóképpen előállítjuk a 72 és 108 kHz előcsoport vivőket. Az iránymodulációhoz, valamint a pilothoz szükséges frekvenciákat külön stabil kvarcoszcillátorok szolgáltatják. A beszédsávon kívüli jelzésátvitel három frekvenciáját a kvarcstabil csatornavivőkből állítjuk elő egy 3,825 kHz frekvenciájú segédoszillátorral történő modulálás által.

### Áramellátás

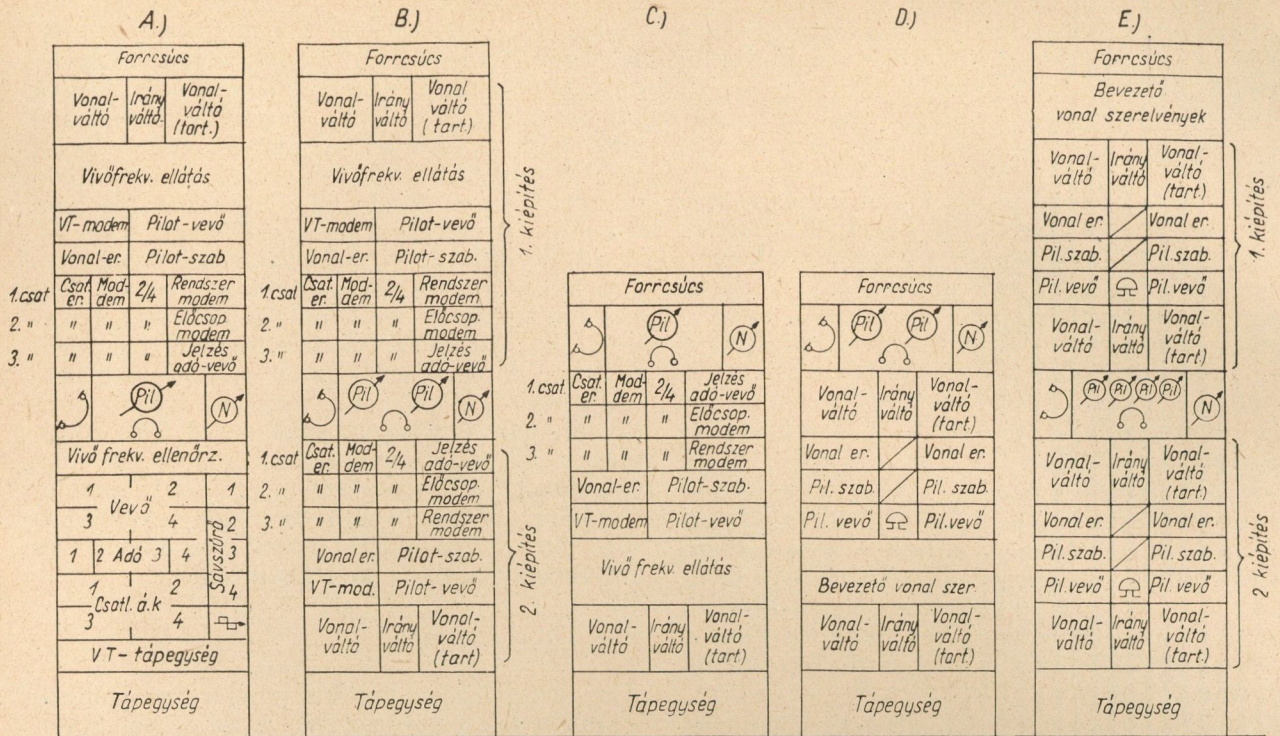
Mind a vég, mind a középerősítő berendezések hálózati tápegyenirányítókkal vannak ellátva és a berendezések a szokásos egyfázisú hálózati feszültségek bármelyikéről táplálhatók. Lehetséges azonban az egyenfeszültségekről való táplálás is, éspedig 24 és 130 V, ill. 21 és 206 V feszültségű áramforrásokból. Hálózati táplálás esetén tartalék akkumulátorra való átkapcsolódás automatikusan következik be hálózati hiba felléptekor.

### 3. Konstruktív felépítés

A BTO—3/4 rendszer a rugalmas gyakorlati felhasználás érdekében többféle konstrukciós elrendezésben készül. Általában a sokcsatornás gyártmánycsaládunknál bevezetett modern, du-



2. ábra. Légvezeték frekvenciafüggő csillapítás-karakterisztikája

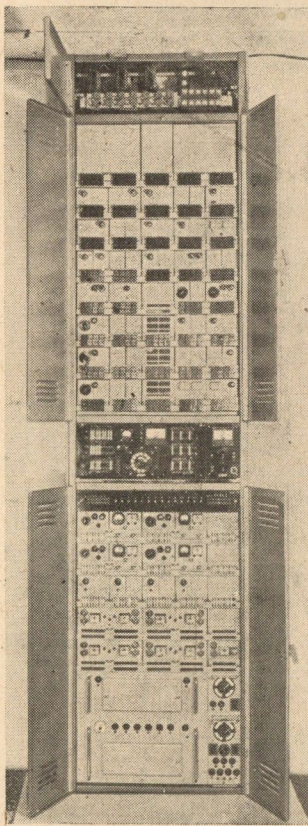


H2-LS3

3. ábra. Szekrénytípusok:

- A) Végberendezés egy kiépítéssel és négy VT csatornával
- B) Végberendezés két kiépítéssel

- C) Végberendezés egy kiépítéssel
- D) Középerősítő berendezés egy kiépítéssel
- E) Középerősítő berendezés két kiépítéssel



4. ábra BTO—3/4 típusú végberendezés fényképe

gaszolóható szekrényes-fiókos konstrukciót alkalmaztuk. E rendszerben a normál magasságú (2735 mm) és a törpe szekrényt (1600 mm) alkalmaztuk, melyeknek szélességi mérete 660 mm, mélységi mérete pedig 250 mm. A szekrények hátul és oldalt borítólemezekkel, elöl pedig nyitható ajtókkal vannak ellátva. Az áramköri egységek szabványos fiókokon vannak, amelyek a szekrénybe betolthatók, majd előlről többpólusú rövidzáró dugaszok segítségével az áramkörbe beiktathatók. [2]

A 3. ábra bemutatja a különféle szekrénytípusokat, mint az egy és két kiépítésű vég-, ill. középerősítőberendezést, valamint a négy távirócsatornával és négy távirócsatlakozószelvényvel kombinált egykiépítésű végberendezést. A 4. ábrán az utóbb említett összeállítható fényképét láthatjuk.

IRODALOM

1. Lajkó Sándor: Sokcsatornás vivőáramú távbeszélő gyártmánycsalád. Magyar Híradástechnika. 9. évf. 1958. 2—3. sz.
2. Baján Tibor: Egységes átviteltechnikai konstrukció. Magyar Híradástechnika 8. évf. 1957. 6. sz.



## Korrelációanalízis

GÉHER KÁROLY

Budapesti Műszaki Egyetem Elméleti Villamosságtan Tanszék  
és Távközlési Kutató Intézet

A korrelációanalízis matematikai alapjainak összefoglalása után hullámterjedési kérdésekkel foglalkozik. Kitér a fading jelenségek számszerű jellemzőinek leírására, a korrelációs függvénynek a szóródási keresztmetszet meghatározásában betöltött szerepére és a futási idő szórásának kiszámítására. A híradástechnikai alkalmazásokat a koincidenciakapcsolásra, a jóslásra, a jelanalízisre, a futási idő mérésére és az átviteli függvény mérésére vonatkozó példákon illusztrálja. Befejezésül ismerteti a korrelátor elvi felépítését.

### 1. Bevezetés

A problémák statisztikus természetének hangsúlyozása és a statisztikus számítási módszerek alkalmazása mindjobban tért hódít a híradástechnikában. Az ingadozási jelenségek (pl. zajok, fading) tárgyalása szükségszerűen vezet el bennünket a korrelációs függvények fogalmához. Jelen tanulmányunkban áttekintést nyújtunk a korrelációanalízis híradástechnikai alkalmazásairól, különös tekintettel a hullámterjedési kérdéseknél felmerülő problémákra.

A 2. pontban a korrelációanalízis matematikai alapjaival foglalkozunk, a 3. pontban a hullámterjedési kérdéseket tárgyaljuk és a 4. pontban néhány egyéb híradástechnikai alkalmazást említünk meg. Az 5. pontban röviden megvizsgáljuk a készülékre (korrelátorra) vonatkozó problémákat.

### 2. Matematikai alapok

#### a) Az autokorrelációs függvény definíciója

Sztohasztikus (véletlentől függő) folyamatnak nevezzük a  $\xi(t)$  valószínűségi változók bármely összességét, ahol a  $t$  paraméter véges vagy végtelen intervallumban minden értéket felvehet [1].

Gyakorlati példaként megemlítjük az ellenállások sarkain fellépő zajfeszültséget, amelynek értéke pillanatról pillanatra változik.

A  $\xi(t)$  folyamatot legegyszerűbben a

$$\bar{\xi} = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) dt$$

átlagértékkel és a

$$D_{\xi} = + \sqrt{\frac{1}{2T} \int_{-T}^T [\xi(t) - \bar{\xi}]^2 dt}$$

szórással jellemezhetjük. Ez a két közismert jellemző azonban nem nyújt felvilágosítást a jelenség finomabb részleteiről. Mélyebb leírást jelent az eloszlásfüggvény megadása, amely megadja annak a valószínűségét, hogy  $\xi$  értéke  $x$ -nél kisebb, vagyis

$$P(\xi < x) = \int_{-\infty}^x p(\xi) d\xi.$$

A  $p(\xi)$  valószínűség-sűrűségfüggvény ismeretében az átlagértéket a

$$\bar{\xi} = \int_{-\infty}^{\infty} \xi p(\xi) d\xi$$

kifejezésből, a szórás négyzetét pedig a

$$D_{\xi}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [\xi - \bar{\xi}]^2 p(\xi) d\xi$$

kifejezésből számíthatjuk ki. ( $\xi$  és  $D_{\xi}^2$  a  $p(\xi)$  valószínűség-sűrűségfüggvény első és második momentuma. Ezek ismeretében a folyamat még csak közelítőleg írható le. A valószínűség-sűrűségfüggvény meghatározásához a magasabbrendű momentumok ismerete szükséges.)

További fontos felvilágosítást nyújt a sztohasztikus folyamatról az

$$R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \xi(t + \tau) dt$$

autokorrelációs függvény. Az autokorrelációs függvény azért játszik fontos szerepet a híradástechnikai problémák vizsgálatában, mert a  $\xi(t)$  folyamat belső struktúrájáról nyújt felvilágosítást azáltal, hogy kapcsolatot teremt a folyamat  $t$  paraméterértéknél és a  $t + \tau$  paraméterértéknél felvett értékei között.

Az autokorrelációs függvényt először Hincsin alkalmazta a sztohasztikus folyamatok leírására [10]. Az első jelentősebb híradástechnikai alkalmazások Wiener nevéhez fűződnek [6].

Megemlítjük, hogy az autokorrelációs függvényt  $C(\tau)$ -val, illetve  $\rho(\tau)$ -val is szokták jelölni. Gyakran célszerű az  $R_N(\tau)$  normalizált autokorrelációs függvény bevezetése:

$$R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \xi(t + \tau) dt = \overline{\xi(t) \xi(t + \tau)} = D_{\xi}^2 R_N(\tau).$$

#### b) Az autokorrelációs függvény tulajdonságai [2,7]

Most összefoglaljuk az

$$R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \xi(t + \tau) dt$$

összefüggéssel definiált autokorrelációs függvény matematikai tulajdonságait. Célkitűzésünkben következik, hogy a levezetésektől eltekintünk és a részleteket illetően az irodalomra utalunk.

1.  $R(0) = \overline{\xi^2}$ , tehát a  $\tau = 0$  eltoláshoz tartozó autokorreláció értéke megegyezik a négyzetes átlaggal. Az utóbbit a szórás négyzetével és az átlagértékkel kifejezve:  $R(0) = D_\xi^2 + \overline{\xi^2}$ . Ha  $\overline{\xi} = 0$ , akkor  $R(0) = D_\xi^2$ , vagyis a  $\tau = 0$  eltoláshoz tartozó korrelációs együttható a szórás négyzetét adja.

2.  $R(\tau) = R(-\tau)$ , vagyis az autokorrelációs függvény páros.

3.  $R(0) \geq R(\tau)$ , vagyis az autokorrelációs függvény maximális értékét a  $\tau = 0$  pontban veszi fel.

4. Ha  $\xi(t) = \sum A_k \sin(\omega_k t + \varphi_k)$ , akkor  $R(\tau) = \sum \frac{A_k^2}{2} \cos \omega_k \tau$ , vagyis az autokorrelációs függvény megőrzi az eredeti függvény periodicitását.

5. Abban az esetben, ha az  $f(t)$  függvény Fourier-transzformáltját

$$F f(t) \equiv \overline{S(\omega)} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

alakban, az inverz transzformáltját pedig

$$f(t) \equiv F^{-1} \overline{S(\omega)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{S(\omega)} e^{-j\omega t} d\omega$$

alakban definiáljuk, akkor az autokorrelációs függvény és a Fourier-transzformált között a következő kapcsolat áll fenn:

$$F R(\tau) = \frac{1}{2T} |\overline{S(\omega)}|^2.$$

Ez az úgynevezett Wiener—Hincsin-tétel, amely kapcsolatot teremt a  $\xi(t)$  függvény  $R(\tau)$  autokorrelációs függvényének Fourier-transzformáltja és a  $\xi(t)$  függvény  $\overline{S(\omega)}$  Fourier-transzformáltja között.

A Wiener—Hincsin-tétel értelmezésével kapcsolatban célszerű a következőre felhívni a figyelmet.

a) Ha az általában nagyon bonyolult  $\xi(t)$  függvény autokorrelációs függvényét egy korrelátorral megmérjük, akkor általában matematikailag egyszerűen leírható függvényhez jutunk. Ennek már tudjuk számítani a Fourier-transzformáltját, ami — az  $\frac{1}{2T}$  szorzótól eltekintve — megegyezik  $\xi(t)$  spektrumának négyzetével.

$\beta)$   $|\overline{S(\omega)}|^2$  a  $\xi(t)$  (feszültség- vagy áram-) függvény 1  $\Omega$  nagyságú ellenálláson létrehozott teljesítményével kapcsolatos:

$$P = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi^2(t) dt = \frac{1}{4\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} |\overline{S(\omega)}|^2 d\omega.$$

Minden zajproblémánál ez a négyzetátlag szerepel. A  $\xi(t)$  függvény spektrumának négyzetéből a sáv szélességgel kapcsolatos kérdésekre is felelhetünk.

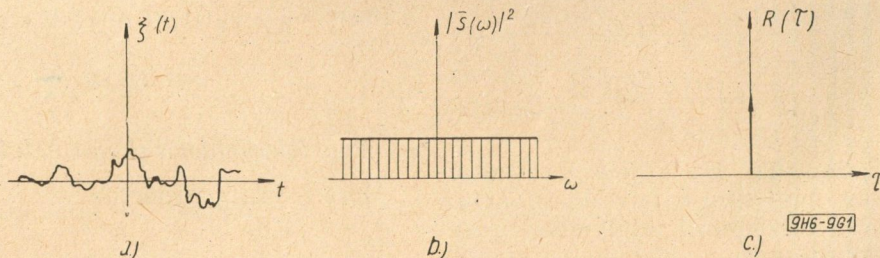
$\gamma)$  Az autokorrelációs függvény meghatározása után az eredeti függvény fázisviszonyai elvesztek, tehát az autokorrelációs függvényből nem határozható meg egyértelműen a  $\xi(t)$  függvény. Ez a hátrány azonban a híradástechnika sok gyakorlati problémájában nem jelent különösebb megszorítást.

c) *Néhány időfüggvény Fourier-spektruma és autokorrelációs függvénye.*

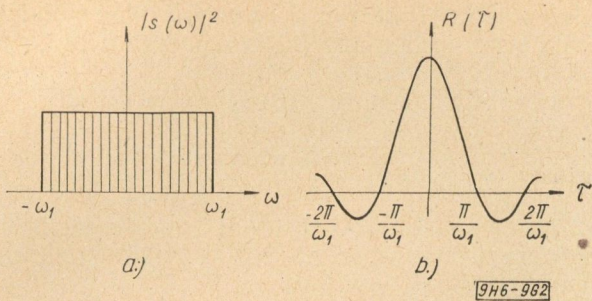
A fehérzaj spektruma, mint ismeretes, a frekvencia függvényében állandó. Ez azt jelenti, hogy a fehérzaj létrehozásában minden frekvencia egyformán részt vesz és így a fehérzaj a legrendezetlenebb időfüggést nyújtja. Az időben tetszőlegesen változó folyamatnak tehát semmiféle belső megkötése nincs. Az időfüggvény az 1/a ábrán, a hozzátartozó spektrum az 1/b ábrán, az autokorrelációs függvény az 1/c ábrán látható. A fehérzaj autokorrelációs függvénye a Dirac-függvénnyel egyenlő, tehát

$$R(\tau) = \begin{cases} 0 & \tau \neq 0 \\ \infty & \tau = 0 \end{cases}$$

Ez azt jelenti, hogy nincs semmiféle belső törvényszerűség a  $t$  és  $t + \tau$  időben felvett értékek között.



1. ábra.



2. ábra.

A 2. ábrán a hangfrekvenciás sávba eső fehérzaj spektrumát (a) és a hozzá tartozó autokorrelációs függvényt (b) láthatjuk.

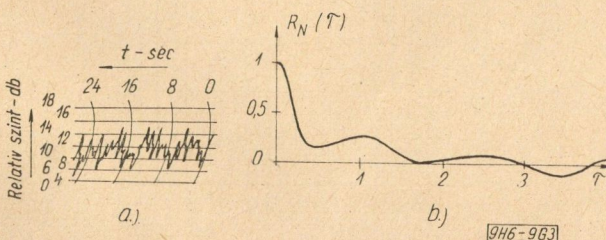
A 3/a ábrán egy kísérletileg felvett görbét láthatunk. A 3/b ábrán a korrelátorral meghatározott autokorrelációs függvényt tüntetjük fel (16).

d) *A keresztkorrelációs függvény.* Most vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor két sztohasztikus folyamatot, pl. egy  $f_1$  és egy  $f_2$  frekvencián egyidejűleg vett jel változását kell leírunk. Legyen  $\xi(t)$  és  $\eta(s)$  két sztohasztikus folyamat. Általánosítsuk problémánkat úgy is, hogy a folyamatok átlagértéke legyen a  $t$ , illetve az  $s$  paraméter függvénye. Utóbbi általánosításunkat a következő példával világíthatjuk meg. Tekintsük a vevő által vett villamos térerősség változását az idő függvényében. A terjedési viszonyok változása következtében a térerősség pillanatról pillanatra változik. Ha az átlagképzést pl. 1 órára végezzük el, akkor egészen más értéket kapunk a nyári hónapokban, mint télen. Az átlagérték tehát az idő függvénye lesz. Az előzőekben olyan folyamatokkal foglalkoztunk, amelyek átlagértéke a  $t$  paramétertől független volt. Az ilyeneket stacionárius folyamatoknak nevezzük.

Ezek után két tetszőleges  $\xi(t)$ ,  $\eta(s)$  sztohasztikus folyamat általános keresztkorrelációs függvénye:

$$R(t, s) = \overline{[\xi(t) - \bar{\xi}(t)] [\eta(s) - \bar{\eta}(s)]}$$

ahol a felülvonás átlagképzést jelent. Az általános korrelációs függvény tulajdonságait Pugačov [2] vizsgálta meg. Gyakorlatilag az  $s = t + \tau$  eset és a stacionárius sztohasztikus



3. ábra.

folyamat a legfontosabb. Ebben az esetben célszerű a normált keresztkorrelációs függvényt definiálni:

$$R_{N_{\xi, \eta}}(\tau) = \frac{1}{2T D_{\xi} D_{\eta}} \int_{-T}^T [\xi(t) - \bar{\xi}] [\eta(t + \tau) - \bar{\eta}] dt.$$

A korrelációs függvények kiszámítására szolgáló elektronikus berendezésnek, az úgynevezett korrelátornak ezt a mennyiséget kell meghatároznia.

Szokásos a nem normált keresztkorrelációs függvény is:

$$R_{\xi, \eta}(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [\xi(t) - \bar{\xi}] [\eta(t + \tau) - \bar{\eta}] dt = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \eta(t + \tau) dt - \bar{\xi} \bar{\eta}.$$

Ha az átlagértékek zérussal egyenlők (tehát  $\bar{\xi} = \bar{\eta} = 0$ ), akkor

$$R_{\xi, \eta}(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \eta(t + \tau) dt.$$

Abban az esetben, ha  $\xi(t) = \eta(t)$ , az előzőekben tárgyalt autokorrelációs függvényre jutunk:

$$R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \xi(t + \tau) dt.$$

A keresztkorrelációs függvényekre az autokorrelációs függvényekhez hasonló tételket vezethetünk le, de ezekkel már nem foglalkozunk.

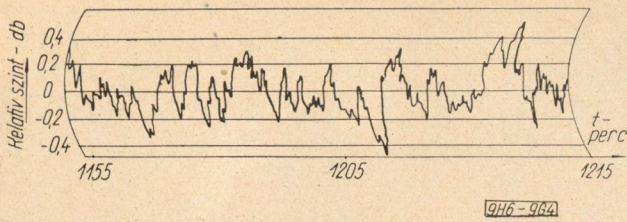
### 3. Hullámterjedési problémák

a) *Egyjel-analízis.* A terjedési viszonyok megváltozásából adódó jelszint ingadozást fadingnek nevezzük. Rádióösszeköttetések fadingviszonyairól csak sok kísérleti eredmény statisztikus feldolgozása után lehetséges érdemleges megállapítást tenni. A kérdés nagyon bonyolult, mivel a vett jel ingadozása az idő függvényében a frekvenciának, az antenna térbeli helyzetének stb. függvénye.

A legegyszerűbbek a viszonyok akkor, ha egyetlen  $\omega$  frekvenciájú jel ingadozását vizsgáljuk (egyjel-analízis). A jelet szintiróval regisztráljuk. Így pl. a 4. ábrán látható fadingdiagramhoz jutunk (11). Ennek számszerű értékelésére az átlagértéken kívül a következő jellemzőket célszerű bevezetni:

a) *Eloszlásfüggvény.* Az eloszlásfüggvény megadja annak a valószínűségét, hogy a jel amplitúdója az  $x$  értéknél kisebb, vagyis

$$P(\xi < x) = \int_{-\infty}^x p(\xi) d\xi.$$



4. ábra.

Az itt szereplő  $p(\xi)$ -valószínűség-sűrűség függvényt hullámterjedési problémáknál célszerű két komponensre felbontani:

$$p = p_l p_g.$$

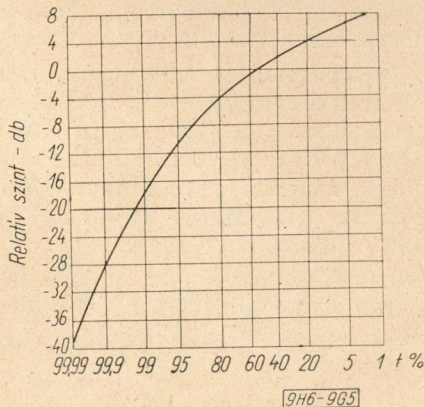
Itt  $p_l$  a lassú változású fadingre,  $p_g$  pedig a gyors változású fadingre jellemző. A lassú fading közelítőleg log-normál eloszlást, a gyors fading közelítőleg Rayleigh-eloszlást követ. Ez azt jelenti, hogy ha a megfigyelési idő 1 perc — 1 óra nagyságrendű, akkor a sűrűségfüggvény Rayleigh-eloszlást követ, ha a megfigyelési időt megnöveljük (pl. hónapokra vagy évre) akkor log-normál eloszlást kapunk. Az 5. ábrán a Rayleigh-eloszlást láthatjuk a hullámterjedési vizsgálatoknál célszerű koordináta-rendszerben. Az ordinátára a relatív szintet, az abszcisszára az időszázalékot mértük fel. A görbe összetartozó pontjai megadják azt, hogy egy adott időszázalékban a szint hány dB-nél nagyobb.

$\beta$ ) A fading erőssége. A fading erősségén (dinamikáján) a 0,1 és 0,9 valószínűségű értékekhez tartozó amplitudók hányadosát értjük. Ezt az eloszlásfüggvényből könnyen leolvasható viszonyszámot decibelben adjuk meg:

$$F = 20 \log \frac{\xi(P > 0,1)}{\xi(P > 0,9)}.$$

$\gamma$ ) Autokorrelációs függvény. A fadingdiagram autokorrelációs függvényét az

$$R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \xi(t + \tau) dt$$



5. ábra.

kifejezéssel definiáljuk. Az autokorrelációs függvény ismeretében meghatározhatjuk a fadingdiagram Fourier-spektrumát. A Wiener-Hincsin-tétel értelmében ugyanis:

$$|\bar{S}_f(\omega_f)|^2 = 2T FR(\tau).$$

Az  $f$  index arra utal, hogy itt nem a jel frekvenciaspektrumáról, hanem a fadingdiagram periodicitásáról van szó.

$\delta$ ) A fadingek száma. A fadingek száma megadja, hogy a szintdiagram egységnyi idő alatt hányszor metszi pozitív iránytangenssel a tetszőleges  $x$  szintet. Értéke Rice (11) szerint

$$N = \sqrt{\frac{b_2}{4\pi b_0}} p(x),$$

ahol

$$b_0 = \int_0^{\infty} |\bar{S}_f(\omega_f)|^2 d\omega_f$$

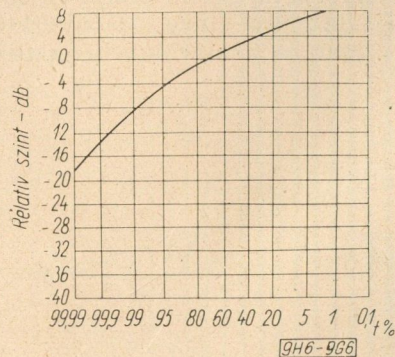
$$b_2 = \int_0^{\infty} (\omega_f - \omega_{f0}) |\bar{S}_f(\omega_f)|^2 d\omega_f$$

Mint tudjuk, itt  $\bar{S}_f(\omega_f)$  a fadingdiagram frekvenciaspektruma,  $p(x)$  pedig a fadingdiagram valószínűségi-sűrűség-függvénye.

Az egyjel-analízis tehát az eloszlásfüggvény és korrelációs függvény meghatározására vezethető vissza. Ezekből a fading erősségét és a fadingek számát már számítás útján meghatározhatjuk.

b) Kétjel-analízis. Nézzük most meg, hogy milyen kapcsolat van két Rayleigh-eloszlású jel között. Ezzel a problémával gyakran találkozunk, pl. egyetlen jelnek két antennán történő vételkor (térbeli diverziti), vagy két különböző frekvenciájú jel vizsgálatokor.

Legegyszerűbben akkor kapunk eredményt, ha a két jelet függetlennek tekintjük, tehát a korrelációs együttható zérus. Ekkor a való-



6. ábra.

színűségek összeszorzódnak és az 5. ábrán látható eloszlásfüggvényből könnyen megszerkeszthetjük az eredő eloszlásfüggvényt (6. ábra).

A második szélső esetben, amikor a korre-

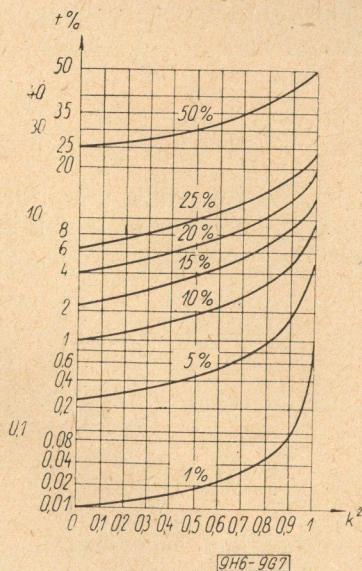
$$p(\xi_1 \xi_2) = \frac{\xi_1 \xi_2}{\psi_0^2(1-k^2)} I_0 \left( \frac{\xi_1 \xi_2}{A} k \psi_0 \right) \exp \left[ -\frac{\psi_0}{2A} (\xi_1^2 + \xi_2^2) \right]$$

ahol  $2\psi_0 = D^2$ , vagyis a szórásnégyzet,  $A = \psi_0(1-k^2)$  és a  $\xi_1$  és  $\xi_2$  közötti kereszt-korrelációs együttható közelítőleg  $k^2$ -tel egyenlő. Annak valószínűsége, hogy valamelyik amplitudó értéke  $x$  alatt van:

$$p(\xi_1 < x_1 \xi_2 < x) = \int_{-\infty}^x \int_{-\infty}^x p(\xi_1 \xi_2) d\xi_1 d\xi_2.$$

Az integrálás elvégzése hosszadalmas numerikus számolást igényel [17]. Eredményül a 7. ábrán látható diagram adódik, ahol az abszcisszára a  $k^2$  paramétert (ami közelítőleg a korrelációs együtthatóval egyenlő) mértük fel, az ordinátára pedig annak az időnek a százaléklékát, amely alatt mindkét jel a görbére írt szint alatt van (a valószínűségből a százalékos időtartamot 100%-kal való szorzással kapjuk). Az ábrából leolvashatjuk, hogy ha a korreláció a két jel között zérus, akkor a valószínűségek függetlennek tekinthetők és a valószínűségek összeszorzódnak. Ha  $k^2 = 1$ , akkor viszont a két jel azonosan változik és az időszázalék változatlan marad.

Az elmondottakból következik, hogy a kétjel-analízis alapproblémája a két jel közötti korrelációs együttható meghatározása. Kísér-



7. ábra.

lációs együttható értéke 1, az eredő eloszlás az eredeti Rayleigh-eloszlással egyezik meg.

Általános esetben a két Rayleigh-eloszlás eredő, kétdimenziós vagy együttes valószínűségi függvénye:

letilag kell meghatároznunk, hogy mekkora térbeli, illetve frekvenciabeli távolságok szükségesek ahhoz, hogy a két jel között zérus korreláció lépjen fel. Irodalmi adatok főleg térbeli-diverzitínél állnak rendelkezésünkre. Itt néhány száz hullámhossznyi távolságban elhelyezett antennákon vett jelek között csökken a korrelációs együttható jelentősen az egység alá. A frekvencia-diverzitínél fellépő viszonyokról Kaylor [18] kísérletsorozata nyújt tájékoztató értéket: a 4000 MHz-es tartományban 10 dB szintkülönbség két 40 MHz-cel különböző frekvenciájú jel között lép fel; 20 dB szintkülönbséghez 160 MHz nagyságú frekvenciatávolság szükséges.

c) A szóródás szerepe. a) A szóródási hatáskeresztmetszet. A mikrohullámok horizonton túli terjedése hívta fel a figyelmet arra, hogy a hullámterjedési problémáknál a szóródásoknak igen nagy szerep jut. A szóródás útján terjedő teljesítmény számítása a szóródási keresztmetszet felhasználásával történhet. A szóródási keresztmetszet és a korrelációs függvény kapcsolatát a következő gondolatmenettel vizsgálhatjuk meg

A troposzférát jellemezzük az

$$\varepsilon = \bar{\varepsilon} + \Delta\varepsilon$$

relatív dielektromos állandóval, ahol  $\bar{\varepsilon}$  a dielektromos állandó átlagértéke,  $\Delta\varepsilon$  pedig egy véletlentől függő mennyiség. A hullámegyenlet ebben az esetben

$$\Delta \bar{E} + \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) \frac{2}{\varepsilon} \bar{E} = - \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \Delta\varepsilon \bar{E}$$

alakú lesz. A Born-féle approximációt alkalmazva írhatjuk, hogy

$$\bar{E} = \bar{E}_0 + \bar{E}_s,$$

ahol  $\bar{E}_0$  a

$$\Delta \bar{E}_0 + \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \bar{\varepsilon} \bar{E}_0 = 0$$

alakú hullámegyenlet megoldása és

$$E_s = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \int_V \frac{1}{4\pi r} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \bar{\varepsilon} r} \Delta\varepsilon E_0 \sin \theta dV$$

a szóródás hatását mutatja. ( $\zeta$  az  $E_0$  és  $E_s$  közötti szög). Így

$$|E_s|^2 = E_s E_s^* = |E_0|^2 \frac{(2\pi)^4}{16\pi^2} \int_V \int_V \frac{e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(r_1-r_2)} \Delta\varepsilon(r_1) \Delta\varepsilon(r_2)}{r_1 r_2} \sin \zeta_1 \sin \zeta_2 dV_1 dV_2.$$

$E_s|^2$  kiszámításakor, vagyis az átlag meghatározásakor a  $\Delta\varepsilon(r_1) \Delta\varepsilon(r_2)$  kifejezés lép fel, amit a normált korrelációs függvényvel a kö-

vetkező módon fejezhetünk ki:

$$\overline{\Delta\varepsilon(r_1) \Delta\varepsilon(r_2)} = \overline{\Delta\varepsilon^2} R_N(|r_1 - r_2|).$$

Ennek alapján

$$\frac{|E_s|^2}{|E_0|^2} = \frac{(2\pi)^4}{16\pi^2} \frac{1}{\overline{\Delta\varepsilon^2}} \int_V \int_V \frac{e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(r_1-r_2)} R_N(|r_1 - r_2|)}{r^2} \sin^2 \zeta dV_1 dV_2.$$

A

$$\sigma = \frac{(2\pi)^4}{16\pi^2} \frac{1}{\overline{\Delta\varepsilon^2}} \int_V e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(r_1-r_2)} R_N(|r_1 - r_2|) \sin^2 \zeta dV$$

összefüggéssel bevezetve a szóródási keresztmetszetet, azt kapjuk, hogy

$$\frac{|E_s|^2}{|E_0|^2} = \int_V \frac{\sigma}{r^2} dV.$$

Ez a kifejezés a szóródás útján terjedő teljesítmény és a közvetlen úton a vevőbe jutó teljesítmény hányadosát mutatja. A

$$K = 10 \log \frac{|E_s|^2}{|E_0|^2} = 10 \log \frac{P_s}{P_0}$$

viszonyszám jellemző arra, hogy a szóródásnak mekkora szerep jut a hullámterjedésben. Értéke tág határok között változik; optikai átlátásnál (-60 dB) körül mozog, a horizonton túli terjedésnél értéke 100 dB-nél is nagyobb lehet.

Számunkra pillanatnyilag csak az lényeges, hogy a szóródási keresztmetszet kiszámításához az  $R_N(|r_1 - r_2|)$  korrelációs függvény ismerete szükséges.

$\beta$ ) A futási idő ingadozása [12]. A mikrohullámú jelnek  $\tau$  futási időre van szüksége ahhoz, hogy az A pontból a B pontba jusson. Ha a törésmutató átlagértéke  $\bar{n}$  akkor a fázissebesség  $\frac{c}{\bar{n}}$  és így az  $L$  hosszúságú út lefutásához

$$\bar{\tau} = \frac{L}{c} \bar{n}$$

idő szükséges. A valóságban azonban a törésmutató mind a hely, mind az idő függvényében statisztikusan változik,

$$n(t, l) = \bar{n} + \Delta n(t, l),$$

ezért a futási idő is ingadozásokat fog mutatni. Feladatunk most éppen a futási idő szórásá-

nak meghatározása. A futási időnek az átlagtól való eltérése

$$\Delta\tau = \frac{1}{c} \int_0^L \Delta n(t, l) dl,$$

illetve az eltérés négyzete:

$$\Delta\tau^2 = \frac{1}{c^2} \int_0^L \int_0^L \Delta n(t_1, l_1) \Delta n(t_1, l_2) dl_1 dl_2.$$

Képezzük az eltérés négyzetének időbeli átlagát:

$$\overline{\Delta\tau^2} = \frac{1}{c^2} \int_0^L \int_0^L \overline{\Delta n(t_1, l_1) \Delta n(t_1, l_2)} dl_1 dl_2$$

Azonban

$$\overline{\Delta n(t_1, l_1) \Delta n(t_1, l_2)} = \overline{\Delta n^2} R_N[|l_1 - l_2|],$$

ahol  $\overline{\Delta n^2}$  a törésmutató (mind az időben, mind a térben állandó) szórásnégyzete és  $R_N(|l_1 - l_2|)$  a térbeli normál korrelációs függvény.

Ha az utóbbi alakját a kísérleti eredményekkel összehangban

$$R_N = e^{-\frac{|l_1 - l_2|}{l_0}},$$

értékűnek választjuk, akkor minden további nehézség nélkül elvégezhetjük a kijelölt integrálást. Feltételezve, hogy  $L \gg l_0$ , azt kapjuk, hogy

$$\overline{\Delta\tau^2} = \frac{1}{c^2} \overline{\Delta n^2} 2l_0 L,$$

tehát végeredményben a futási idő szórása:

$$D_\tau \equiv \sqrt{\overline{\Delta\tau^2}} = \sqrt{2} \frac{1}{c} D_n \sqrt{l_0 L}$$

Eredményünkből leolvashatjuk, hogy a futási idő szórása független a frekvenciától és az útvonal hosszának négyzetgyökével növekszik. Számszerű meghatározásához két paraméter

kísérleti ismerete szükséges: a törésmutató  $D_n = \sqrt{\Delta n^2}$  szórása és a korrelációs tulajdonságokra jellemző  $l_0$  paraméter (a turbulencia mértéke). Ez a két adat a meteorológiai vizsgálatokból ismert és értékük az irodalmi adatok alapján megbecsülhető [14]. Az előforduló nagyságrendi viszonyok érzékeltetésére választunk a következő értékeket:

$$D_n = 10^{-3}, l_0 = 3 \cdot 10^2 \text{ m}, L = 1,5 \cdot 10^5 \text{ m}.$$

Ekkor:

$$D_r = \sqrt{2} \frac{1}{3 \cdot 10^8} 10^{-3} \sqrt{3 \cdot 10^2 \cdot 1,5 \cdot 10^5} \approx \frac{1}{3} 10^{-7} \text{ s} \approx 30 \text{ ns}$$

$$\bar{\tau} \approx \frac{1,5 \cdot 10^5}{3 \cdot 10^8} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 0,5 \text{ ms}.$$

#### 4. Néhány híradástechnikai alkalmazás.

Ebben a pontban bemutatjuk a korrelációanalízis néhány jellegzetesebb híradástechnikai alkalmazását. Teljességre itt sem törekedhetünk, így pl. a zajjelenségek korrelációanalízisére vonatkozóan csupán az irodalomra hivatkozunk [15].

a). *A koincidencia számlálás problémája* [5]. A magfizika elektronikájának alapvető mérési módszere a koincidencia számlálás. Egyszerűsített elvét a következőképpen fogalmazhatjuk meg. A radioaktív bomlás alkalmával a  $2T$  idő alatt bekövetkező hasadások számát jelölje  $n$ . Természetesen a bomlások száma véletlentől függ, és így  $n$  sztohasztikus folyamatot alkot. Az  $n$  bomlás következtében keletkezik

$$n_l = g_l n$$

számú  $l$  típusú és

$$n_k = g_k n$$

számú,  $k$  típusú részecske. Az egyidejűleg megjelenő részecskék, tehát az  $l, k$  koincidenciák átlagos száma:

$$\bar{n}_{lk} = g_l g_k \bar{n}$$

Nézzük most meg, hogy milyen kapcsolatban van a koincidenciák száma az  $l$  és  $k$  típusú részecskék  $n_l$  és  $n_k$  számának nem normált keresztkorrelációs függvényével. A nem normált keresztkorrelációs függvény:

$$R_{\xi\eta} = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \eta(t + \tau) dt - \bar{\xi} \bar{\eta}$$

Esetünkben  $\xi(t) = n_l = g_l n$ ,  $\eta(t) = n_k = g_k n$  és legyen továbbá  $\tau = 0$ , így

$$R_{lk}(0) = g_l g_k [\bar{n}^2 - \bar{n}^2]$$

A radioaktív bomlásról feltételezzük, hogy Poisson-eloszlást követ. Ebben az esetben írhatjuk, hogy

$$\overline{n^2} - \bar{n}^2 = \bar{n},$$

tehát a nem normalizált keresztkorrelációs függvény értéke

$$R_{lk}(0) = g_l g_k \bar{n},$$

ami éppen megegyezik a koincidenciák átlagos számával. A koincidencia kapcsolás tehát korrelátorral is megvalósítható.

b) *Jóslás és jelfelkutatás* [8]. A matematikai jóslás problémájához a következő példa kapcsán érkezhünk el. Egy repülőgép útját a  $t$  időpontig követtük és meg szeretnők előre mondani, hol lesz a gép egy későbbi  $h$  időpontban. A repülőgép helyzetéről rádiólokátorral kapunk felvilágosítást, de jelünket állandóan statisztikusan ingadozó zavar terheli. A probléma matematikailag a következő módon fogalmazható meg. A vett jelünk legyen  $f(t) = g(t) + \xi(t)$ , ahol  $g(t)$  függvénykapcsolattal leírt,  $\xi(t)$  pedig sztohasztikus függvény. Ismerjük az  $f(t - \tau)$  függvényt a  $0 \leq \tau < \infty$  intervallumban és kérdés  $g(t + h)$ , ha  $h \geq 0$ . A probléma megoldása — a részleteket mellőzve — a

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [g(t + h) - \int_0^{\infty} f(t - \tau) K(\tau) d\tau]^2 dt$$

kifejezés minimumának meghatározására vezethető vissza. Itt végeredményben a  $g(t + h)$  függvényt az  $f(t - \tau)$  függvények folytonos összegezéséből állítottuk elő. A négyzetes eltérés átlagát minimumnak választva kapjuk a függvény legjobb megközelítését. A kifejezésben szereplő  $K(\tau)$  függvény a

$$\int_0^{\infty} \varphi(t - \tau) K(\tau) d\tau - \chi(t + h) = 0$$

integrálegyenlethez határozható meg. Itt

$$\varphi(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T f(t) f(t + \tau) dt$$

és

$$\chi(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T g(t) f(t + \tau) dt,$$

vagyis nem más, mint az  $f(t)$ , illetve  $g(t)$  függvények auto- és keresztkorrelációs függvénye.

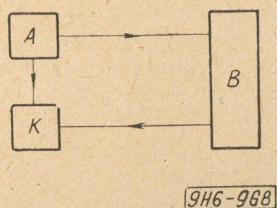
c) *Jelanalízis* [7,8]. Az átvihető hírtartalom növelése érdekében jelentékeny kutatómunka folyik, melynek egyik fontos lépése az átvihető jelek belső struktúrájának részletesebb vizsgálata. A beszédanalízis mellett mind fontosabb szerephez jut a televízió jelek vizsgálata. A televízió kép tulajdonságainak vizsgálata, mivel

most kétdimenziós problémáról van szó, a kétdimenziós autokorrelációs függvényvel történhet:

$$R(\tau \sigma) = \frac{1}{4TS} \int_{-T-S}^T \int_{-S}^S \xi(t, s) \xi(t + \tau, s + \sigma) ds dt$$

A kísérletek tanúsága szerint a gyakorlatilag átvendő képek autokorrelációs függvénye igen egyszerű alakú: a függvény körszimmetrikus és kifelé exponenciálisan csökken. Az egyszerű fényképezési eljárással felvehető autokorrelációs függvényből könnyen kiszámíthatjuk a televízió képek spektrumát. Az autokorrelációs függvényből kiindulva sikerült pl. kimutatni, hogy a televízió kép frekvenciaspektrumában ún. holtzónák vannak. Ez lehetővé teszi, hogy ugyanabban a frekvenciasávban a televízió képpel egyidejűleg telefonbeszélgetéseket is átvigyünk.

d). *Méréstechnikai alkalmazások* [7]. A matematikai bevezetésben említettük, hogy az  $R(\tau)$  autokorrelációs függvény páros és maximuma a



8. ábra.

$\tau = 0$  helyen van. Az autokorrelációs függvény e tulajdonságát felhasználhatjuk futási idő mérésére (8. ábra). Az A-ból kiinduló jel részben B-be, részben a K korrelátorba jut. A B-ből szintén vezetünk jelet a K-korrelátorba is és képezzük a két jel korrelációs függvényét. A függvény az A-jel korrelátoron beállítható azon késésénél fog maximumot mutatni, amelynél  $\tau$  az ABK út futási idejével egyezik meg. Nem okoz különösebb nehézséget annak megvalósítása, hogy a mérés technikailag előnyösebb nullindikációt alkalmazzuk a maximum detektálás helyett. A korreláció analízis szoros kapcsolata a futási idővel lehetővé teszi azt, hogy az impulzusos módszerek helyett korrelációs módszereket alkalmazzunk. Ez a lehetőség különösen akusztikai problémák tárgyalásánál jelentelőnyt.

A szervorendszerek alapvető problémája a  $h(t)$  impulzus-felelet meghatározása.  $h(t)$  az a folyamat (pl. áram), ami a Dirac-függvénynek megfelelő hatás bekapcsolására játszódik le.  $h(t)$  ismeretében tetszőleges  $x_1(t)$  bemenet esetén kiszámítható egy integrál segítségével a rendszer  $x_2(t)$  felelete:

$$x_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1(\hat{t}) h(t - \hat{t}) d\hat{t}$$

Nézzük meg, hogy milyen kapcsolatban van a  $h(t)$  impulzusfelelet a korrelációs függvényekkel.

Legyen a bemenő jel fehérzaj, vagyis frekvenciaspektruma terjedjen  $-\infty$ -tól  $+\infty$ -ig. Képezzük a bemeneti jel és a felelet keresztkorrelációs függvényét. Ekkor rövid számolás után azt kapjuk, hogy

$$R_{12}(\tau) = h(\tau),$$

vagyis a  $h(t)$  függvény nem más, mint a bemeneti jel és felelet keresztkorrelációs függvénye akkor, ha a bemenetet zajgenerátorral tápláljuk. A módszer előnye abban áll, hogy míg a Dirac-függvénynek megfelelő hatásra fellépő felelet oszcillografálása általában nagy nehézségekbe ütközik, addig az  $R_{12}(\tau)$  görbe felvétele pontonként — időben tetszőlegesen elnyújtva — történhet. Az új módszerhez az impulzusgenerátor helyett zajgenerátor, az oszcillográf helyett korrelátor szükséges.

### 5. Korrelátorok

Az előző fejezetben láttuk, hogy sok híradástechnikai probléma az

$$R_{N_{\xi\eta}}(\tau) = \frac{1}{2T D_{\xi} D_{\eta}} \int_{-T}^T [\xi(t) - \bar{\xi}] [\eta(t + \tau) - \bar{\eta}] dt$$

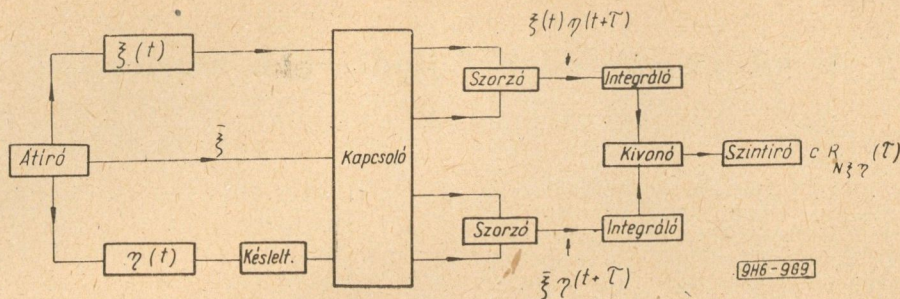
normált keresztkorrelációs függvény meghatározására vezet. A  $\xi(t)$  és  $\eta(t)$  függvények, mint tudjuk, sztohasztikus folyamatot írnak le, ami többek között azt jelenti, hogy ezek a függvények nem egy matematikai függvénykapcsolattal, hanem csak grafikusan adhatók meg. Ebből következik, hogy a korrelációs függvény kiszámítása gyakorlatilag csak egy speciális készülékkel, a korrelátorral végezhető el. A korrelációanalízis és a korrelátorok problémája között szoros kapcsolat van. A korrelációanalízissel tárgyalható problémák fontossága kompenzálhatja a készülék építésébe fektetett szellemi és anyagi kapacitást, illetve a megépített korrelátor nyújt csak lehetőséget arra, hogy a korrelációanalízist egyáltalán alkalmazhassuk.

Ha az egyenletet

$$R_{N_{\xi\eta}}(\tau) 2T D_{\xi} D_{\eta} = c R_{N_{\xi\eta}}(\tau) = \int_{-T}^T [\xi(t) \eta(t + \tau) - \bar{\xi} \bar{\eta}] dt$$

alakba írjuk, akkor leolvashatjuk azokat a lépéseket, amelyekben a korrelátor kiszámítja az  $R_{N_{\xi\eta}}(\tau)$  keresztkorrelációs függvényt [4]. A 9. ábrán láthatjuk, hogy a korrelátor először a grafikusan felvett diagramot villamos jellel alakítja át. A korrelátor többi részével az ábrán látható sorrendben a következő műveleteket végezzük el. Meghatározzuk  $\bar{\xi}$ ,  $D_{\eta}$  és  $D_{\xi}$  értékét, ami a késleltetés és a kapcsoló egység megfelelő beállításával nem okoz különösebb nehézséget. Végül beállítjuk  $\bar{\xi}$  értékét és a megfelelő  $\tau$  késleltetést, amiből a korrelátor a meg-





9. ábra.

felelő  $c R_{N_{\xi, \eta}}(\tau)$  korrelációs függvényt számítja ki és tünteti fel a szintíróra.

Az elmondottakból következik, hogy a normált keresztkorrelációs függvény kiszámítására szolgáló korrelátor egyúttal a  $\xi$  átlagérték és a  $D$  szórás számítására is felhasználható, ami a további alkalmazási lehetőségeket növeli.

Az elvégzendő műveletek közül az integrálás és kivonás elektronikája nem jelent különösebb nehézséget. Az átírásra legcélszerűbb mágneses szalagot alkalmazni. Ez egyben a késleltetésre is lehetőséget ad. Nehézséget okoz a szorzás elektronikus úton való elvégzése, amit a legcélszerűbb a

$$\left(\frac{\xi + \eta}{2}\right)^2 - \left(\frac{\xi - \eta}{2}\right)^2 = \xi \eta$$

összefüggés segítségével négyzetreemelésre visszavezetni.

A normált keresztkorrelációs függvényt definiáló egyenlet átalakítása után más lehetőségek is nyílnak a korrelációs függvény kiszámításánál fellépő elektronikus problémák leküzdésére [9].

A korrelátor felbontóképességét a még kimutatandó periodicitás  $f_{\min}$  és  $f_{\max}$  frekvenciája határozza meg. A maximális késleltetést a

$$\tau_{\max} \approx \frac{1}{f_{\min}}$$

összefüggésből számíthatjuk, mivel egy periódus felrajzolása okvetlenül szükséges a korrelációs függvény kiszámításához. A pontok egymástól való  $\Delta\tau$  távolságát a

$$\Delta\tau \approx \frac{1}{5f_{\max}}$$

képletből számíthatjuk, mivel a legrövidebb periódus felrajzolásához is 4–5 pont szükséges. Természetesen  $f_{\max} \ll T$ , ahol  $2T$  a megfigyelés ideje, vagyis az az idő, amin túl már korreláció nem várható.

### 5. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom Bognár Géza igazgatóhelyettesnek, hogy figyelmemet a korrelációanalízis jelentőségére felhívta és Simonyi Károly

egyetemi tanárnak, hogy munkámat végig érdeklődéssel kísérte. Ezúton is köszönöm Csibi Sándornak, dr. Hoffmann Tibornak, Róna Péternek, Szabó Györgynek és Takács Sándornak a kézirat gondos átnézését és hasznos észrevételeiket.

### IRODALOM

1. Rényi: Valószínűségszámítás. Tankönyvkiadó, Bp. 1954.
2. Пугачев: Общая теория корреляции. 1953. Изв. А. Н. С. С. С. Р. сер. мат. Т. 17.
3. James-Nichols-Philips: Theory of servomechanisms MIT. 25. McGraw-Hill, New York—London 1947.
4. Brooks—Smith: A computer for correlation functions. Rev. Sci. Instr. 1952. March.
5. Гсвданский—Подгорецкий: Д. А. Н. С. С. С. Р. 1955. 100. No. 2. 237.
6. Wiener: Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series Wiley—Chapman, New York—London, 1950.
7. Lange: Anwendungen der Korrelationsanalyse in der Nachrichtentechnik, Nachrichtentechnik, 1955. 10. 1956. 1., 4., 9., 1957. 1., 2.
8. Julesz: Kandidátusi értekezés, Magy. Tud. Akadémia. Kézirattár.
9. Fey: Einfache Korrelationsmessverfahren, Nachrichtentechnik, 1958. 1.
10. Hinesin: Korrelationstheorie der stationär stochastischen Prozesse. Math. Annal. 1934. 604 p.
11. Norton—Rice—Janes—Barsis: The rate of fading in propagation through a turbulent atmosphere. Proc. IRE 1955. Oct.
12. Muchmore—Wheelon: Line-of-sight propagation phenomena, I., II. Proc. IRE 1955. Oct.
13. Wheelon: Near-field corrections to line-of-sight propagation. Proc. IRE. 1955. Oct.
14. Bremmer: Propagation of electromagnetic waves Handbuch. d. Physik XVI. Springer Vlg. 1958.
15. Bennett: Methods of solving noise problems. Proc. IRE. 1956. May.
16. Straiton: Microwave radio reflexion from ground and water surfaces. Trans. of the IRE. P.G.A.P. 1952. Dec.
17. Staras: Diversity reception with correlated signals. Journ. Appl. Phys. 1956. Jan.
18. Kaylor: A statistical study of selective fading of super-high frequency radio signals. B.S.T.J. 1953. Sept.

946-989

## A műsorszórási adók fejlődésének kérdései

MALCSINER FERENC, BHG

A műsorszórási adók közül az utóbbi időben az ultrarövidhullámú adók fejlődtek leginkább. A szerző ismerteti az ultrarövidhullámú műsoradás elterjedtségét Németországban és a Magyarországgal szomszédos államokban. Tárgyalja az ultrarövidhullámú adók előnyeit és hátrányait. Ismerteti a hazai ultrarövidhullámú adógyártási célkitűzéseket.

Az elmúlt évtized az ultrarövidhullámú (URH) rádióadók rendkívül gyors elszaporodását mutatta.

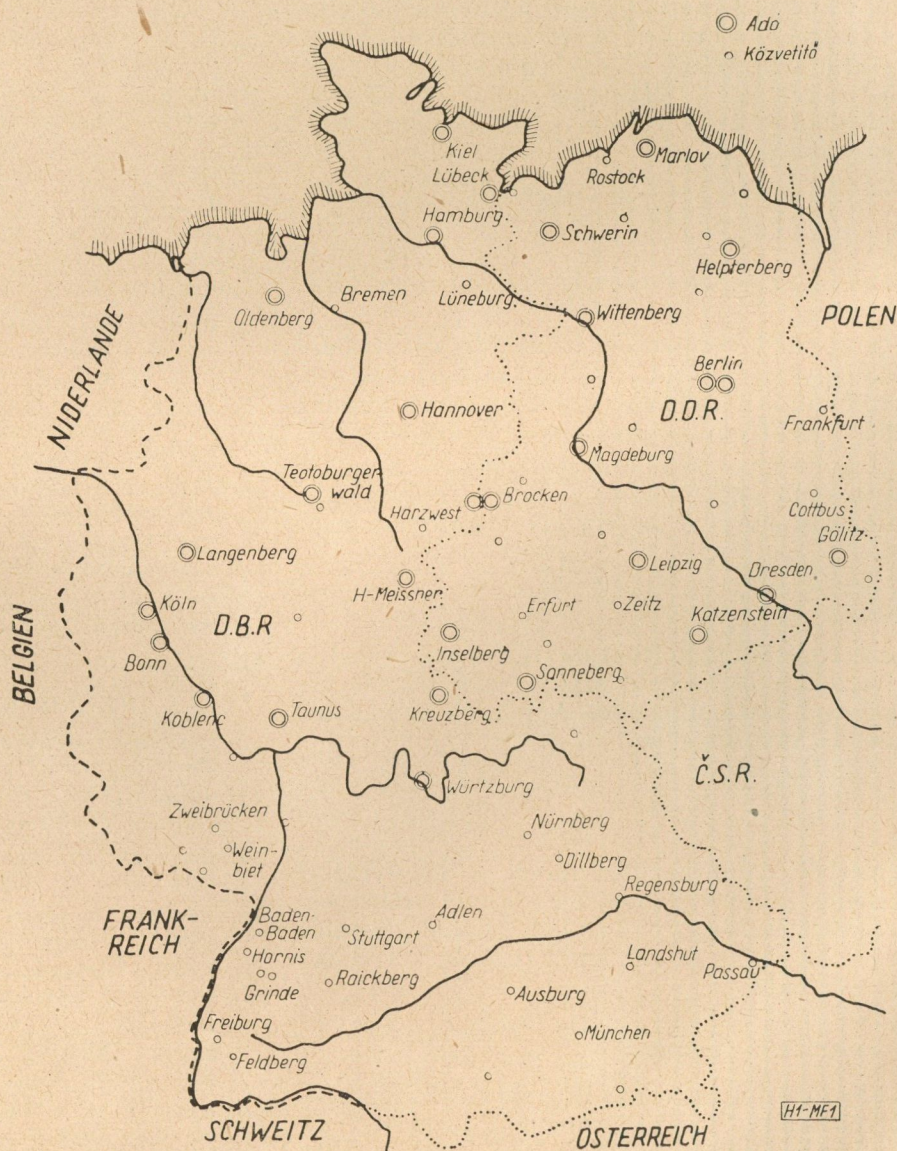
A közép és rövidhullámú, nagyteljesítményű műsorszórási állomások iránt a kereslet rohamosan csökken. Ennek oka nem a rendszerek használhatatlanságában keresendő, hanem inkább a nagyfokú telítettség ad erre magyarázatot. A sűrűn elhelyezett és hullámhosszban alig eltérő adóállomások annyira zavarják egymást, hogy rendszeres jóminőségű távolsági vételről ma már alig beszélhetünk. A nagyadók száma a kultúr-államokban alig növelhető. Az URH adók gyors elszaporodása tehát szükségszerűen fog bekövetkezni, de ez az adási rendszer nem mint vetélytárs, hanem mint az amplitudómodulációs (AM) rendszer kiegészítője fog szerepelni az elkövetkező esztendőben.

Érdemes egy pillantást vetni a mellékelt térképre, mely (1. ábra) Kelet-és Nyugat-németország FM hálózatát tünteti fel, az 1957. évi állapotoknak megfelelően. Az FM állomások száma azóta is növekedett. Csak Kelet-németország területén ma az alábbi URH állomások működnek: (1958. áprilisi adatok szerint).

Schwerin . 89,2 MC  
Drezda ... 89,9 MC  
Marlow ... 91 MC  
Wittenberg 91,2 MC  
Stulpe .... 91,6 MC

Berlin II	92,8 MC
Inselberg	94 MC
Broslen	94,6 MC
Rheisenberg	95,2 MC
Görlitz	95,2 MC
Lipce	96,4 MC
Marlow II	96,7 MC
Burg	97 MC
Sonnenberg	97,6 MC
Helpterberg	97,8 MC
Berlin I	98,2 MC
Karl-Marxstadt	99,5 MC

Németország URH adóállomásai



1. ábra.

A növekvő kultúrigények megkövetelték a kiváló minőségű zenei vételt. Az FM rendszer e téren hasonlíthatatlanul többet tud nyújtani mint az AM, hiszen a frekvenciasávja 30—15000 Hz-ig terjed, 1% körüli torzítással. Sokkal jobb a jel/zaj-viszonya is mint az amplitudómodulációval rendelkező nagyadóknak.

A gazdasági szempontok is döntően befolyásolják az elterjedés ütemét. Egy korszerű kb. 150 kW-os középhullámú adóállomás megvalósítási költsége az alábbi tényezőkből tevődik össze:

Adóállomás ára hűtőberendezéssel kb. ....	8 millió Ft
Épület az adó részére .....	6 millió Ft
Lakóépületek, garage kb. ....	3 millió Ft
Antennatorony kb. ....	1 millió Ft
Szekunder hűtés, kút, erős- áramú hálózat, kb. ....	2 millió Ft
Összesen: .....	20 millió Ft

Ezzel szemben egy 1 kW-os FM adó telepítési és beszerzési költsége nem haladja meg az 1 millió Ft-ot, hiszen sem hűtőrendszert, sem külön épületet, de még csak különleges antennatornyot sem igényel. Márpedig egy 1 kW-os adó átlagosan 5000 km<sup>2</sup> terület műsorellátását tudja biztosítani.

Ha egy 150 kW-os adó műsorellátási területét 50 000 km<sup>2</sup>-re vesszük, könnyen kiszámítható, hogy fele beruházási összegből sikerül egy ország rádióhálózatát biztosítani URH adókkal, mint nagyteljesítményű adókkal. Különösen megfontolandó tény ez a most fejlődésnek induló közel és középkeleti államok esetében, melyek híradástechnikai rendszerüket még csak a közeljövőben kezdik kiépíteni. További előnye az URH rendszernek, hogy decentralizált műsorellátása révén minden város a saját problémáit és aktuális kérdéseit bele tudja iktatni a műsorellátásba. A decentralizált műsorszórás különösen ott előnyös, ahol több nyelvű a lakosság.

Ugyancsak kedvező eredményeket kapunk, ha a kérdést az üzemeltetés gazdaságosságának szempontjából vizsgáljuk. Egy korszerű 150 kW-os adó hálózati hatásfoka kb. 40%. Üzem alatti áramfogyasztása a moduláció mértékétől függően kb. 400 kW. Viszont egy 1 kW-os FM adó áramfelvétele 3 kW körül mozog. Ha ehhez még hozzászámítjuk a segédberendezéseket és egyéb fogyasztásokat, akkor is nyilvánvaló, hogy egy nagyadó áramfelvétele mintegy 100 db FM adó áramellátásával egyenértékű. Márpedig azonos terület műsorellátásához nem 100, hanem 10—15 FM adó beállítása szükséges. Óriási szénmegtakarítás érhető el így évenként.

Ha még mindehhez hozzávesszük, hogy a műsor vétele idegen területről nem zavarható, azonkívül hadászatilag is igen előnyös, — mert

decentralizált, — kétségkívül olyan előnyöket láthatunk, melyek az FM hálózat közeljövőbeni további elterjedését szükségszerűen hozzák magukkal.

#### Az URH rendszer nehézségei

Nem nyernénk azonban tiszta képet e kérdésről, ha csupán az FM rendszer előnyeit vennénk szemügyre és a nehézségeket elhallgatnánk. Vizsgáljuk meg először a teljesítmény kérdését. Egyes nyugati államok pl. igen nagy teljesítményű FM adókat tartanak üzemben. Nézzük meg pl. a Svédországban telepített URH hálózatot az adók teljesítménye szempontjából:

Östersund I .....	87,9 MC	60 kW
II .....	91,5 MC	60 kW
Sundwall.....	96,9 MC	15 kW
Borlange I .....	89,4 MC	15 kW
II .....	93 MC	15 kW
Garle I .....	93,9 MC	15 kW
II .....	98,7 MC	15 kW
Wästeras I .....	95,7 MC	15 kW
II .....	98,4 MC	15 kW
Stockholm I .....	92,4 MC	60 kW
II .....	96,6 MC	60 kW
Nordköping .....	93,5 MC	15 kW
Göteborg .....	92,1 MC	20 kW
Boras .....	94,6 MC	3 kW
Vorberg I .....	87,6 MC	3 kW
II .....	93,6 MC	3 kW
Hälsingborg I .....	92,8 MC	3 kW
II .....	95,7 MC	3 kW
Hörby .....	92,4 MC	15 kW
Malmö.....	98,7 MC	1,5 kW

Látható, hogy általában 15 kW-os adókat üzemeltetnek. A 60 kW-os teljesítményt valószínűleg 4 db 15 kW-os adó párhuzamos járatásával érik el. Ilyen nagy teljesítményű adók létesítése azonban nem jelent megtakarítást a beruházások terén a közép- és rövidhullámú nagyteljesítményű adókkal szemben. A szükséges teljesítmény kérdésében ma még bizonytalanság uralkodik. A hazánkban 1957. óta üzemben tartott 1 kW-os kísérleti adóállomás térerősségmérései egyáltalán nem indokolják a kimenő teljesítmény ilyen nagyarányú növelését.

Hátrányként kell megemlíteni azt a körülményt is, hogy az FM vételhez különleges vevőkészülékre van szükség. Az új vevőkészülékek ugyan már túlnyomórészt alkalmasak az URH sáv vételére is. Jó néhány évnek kell eltelni még, amíg az FM vétel általánosan elterjedt lesz.

Hátráltatja az elterjedést az a körülmény is, hogy a nyugati államok a CCIR rendelkezéseinek értelmében a 87,5—100 MC sávban dolgoz-

tatják adóikat, viszont a Szovjetunió az OIR szabványokat fogadta el, mely a 64,8—73 MC sávot jelöli ki FM adás céljaira. A hazai gyártású vevőkészülékek mind CCIR szabvány szerint kerülnek még ma is a piacra, holott valószínű, hogy a hazai FM hálózatot is OIR szabvány szerint fogják elkészíteni. E téren még nem alakult ki egységes álláspont a baráti államok között és ez a beruházásokat késlelteti.

A decentralizált műsorellátás természetszerűleg magával hozza, hogy a sok kis adó több műszaki személyzetet igényel. Mivel az URH adók többnyire magaslati pontokon nyernek elhelyezést, a kezelőszemélyzet ellátása, lakása és munkakörülményeinek biztosítása tetemes összeget emésztene fel. A nyugati államokban az a szokás alakult ki, hogy az URH adókat valamelyik TV állomással együtt telepítik. Így külön személyzetet nem kell biztosítani az URH adók üzemben tartására.

*A fejlődés útja*

Az üzemeltetési költségek csökkentésére és az üzembiztosabb sugárzás érdekében leghelyesebbnek az a törekvés látszik, hogy az adók teljesen automatikusan, kezelőszemélyzet nélkül működjenek. Több adó egy közös diszpécserközpontból, távvezérlés útján lenne ellenőrizhető és kezelhető. A diszpécserközpontot lakott területen helyeznék el. Az üzembiztonság úgy oldható meg, hogy egy műsor sugárzására több párhuzamosan járatott 2—3 kW-os egységből álló adócsoportot működtetnek. Két adó közös műsort sugároz azonos hullámhosszon, közös antennával. Bármelyik adó meghibásodása esetén a hibás adó önműködően kikapcsolódik és fele teljesítménnyel folyik tovább a műsor sugárzása. Ugyanebben a helyiségben egy másik adópár is elhelyezést nyer, melyek az első párhoz hasonlóan működnek, ugyanazzal az antennával, melyre az első adópár is dolgozik. Ezen utóbbi adópár azonban kb. 1,5 MC-al eltérő frekvencián egy második műsort sugároz (2. ábra).

E megoldás esetén a kezelőszemélyzet csak két-három hetenként ellenőrizné a helyszínen az adókat. E törekvés valóban gazdaságosnak ígérkezik, noha a berendezés telepítési költsége a távvezérlés miatt megnövekszik. E költségtöbbséget azonban az egyszerűbb felépítésű adók gyártási költsége, valamint a közös antenna alkalmazása bőven kiegyenlíti.

letet azonban az egyszerűbb felépítésű adók gyártási költsége, valamint a közös antenna alkalmazása bőven kiegyenlíti.

Ez a törekvés jelenti a mai maximális igényeket. Egyúttal ez a törekvés dönti el a fejlődés és fejlesztés irányát is hazánkban.

*Helyzet a szomszéd államokban*

Budapesten rendszeresen vettünk 8—10 osztrák adót, Pécsen pedig mintegy 15 jugoszláv adót figyeltünk meg vevőkészülékünkön. Ebből az következik, hogy a környező államok már kiépítették URH rendszerüket. A baráti államokban viszont, Kelet-németországot és a Szovjetuniót kivéve, ez a kérdés még teljesen nyitott. A hullámhatárok rögzítése hátráltatja a beruházásokat. Egységes álláspont még nem alakult ki. Kelet-németország alkalmazkodott rendszerében a nyugathoz és a CCIR előírásai szerint járt el. A lengyelországi URH hálózat egyelőre 3 állomásból áll:

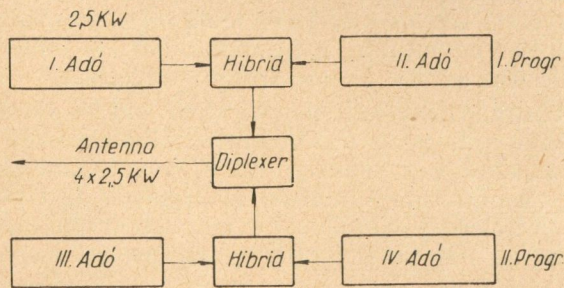
Varso .....	97,6 MC
Opole .....	95 MC
Kattowic .....	89,8 MC

Látható, hogy a lengyel adók is a nyugati sávban dolgoznak. Csehszlovákia, Románia, Bulgária az URH terén — hazánkkal együtt — még nem jutott túl a kísérleti adásokon, de ugyancsak a nyugati sávban működnek a kísérleti adóink. Bulgária most kezdi kiépíteni URH rendszerét, az OIR előírások szerint. A jugoszláv adók zöme BHG gyártmányú, de a Magyar Posta egy saját készítésű kísérlet jellegű adót üzemeltet. A közeljövőben várható, hogy a múlt év végén a Szovjetuniótól kapott két darab 2 kW-os URH adót üzembe helyezik az OIR frekvenciasávban.

Az URH hálózat elterjedése a közeljövőben növekedni fog. Erre hazai iparunk már most előkészül, különösen a fejlesztés terén. Adóink Lipcsetől—Damaszkuszig mindenütt nagy elismerést váltottak ki, és reméljük, hogy a pekingi ipari vásáron is növelni fogják a magyar híradástechnikai ipar hírnevét. Jelenleg is nagy exportrendelésünk van FM adókból. A rendelés korlátait erősen kötött gyártási kapacitásunk szabja meg. A Szovjetunió berendezkedése az URH sávra magával fogja hozni a baráti államok URH láncának kiépítését is. Ez hatalmas perspektívát jelent gyárunknak. Egyelőre a hullámhossz kérdését úgy hidaljuk át, hogy olyan berendezéseket fejlesztünk, melyek — kisebb módosítással — akár a 64,8—73, akár a 87,5—100 MC sávban üzemeltethetők. Így azonos felépítésű adóinkat bármely frekvencia tartományba tartozó országnak szállítani tudjuk.

*Hogyan állunk az URH adók gyártása terén*

Az elmúlt években kifejlesztettük és sorozatban gyártottuk a 0,25, 1, és 3 kW-os adó-



2. ábra.

típusokat a 87,5—100 MC sávra. 1958. végére befejezést nyert ezen adóknak a 64,8—73 MC sávban való alkalmazása és 1959. elején megindult a sorozatgyártás is. E típusaink félautomatikusak. Egyetlen nyomógombpárral helyezhetők üzembe. E nyomógombpár multiplikációja folytán az adó tetszőleges távolságról is üzembe helyezhető, ill. leállítható. Több adónak egy közös antennára való üzemeltetése is megoldott feladat. Az OIR szabvány szerint szállítandó adók már négyes csoportokban, egy közös antennára való üzemeltetésre alkalmasak.

A távolsági kontroll, valamint a hibás adóknak az automatikus kipapcsolása 1959. végére megoldást nyer. Eddigi típusaink minden fokozata önálló szekrényben nyert elhelyezést és teljesítményük egy-egy kiegészítő szekrény hozzáadásával növelhető a kívánt mértékre. (Fényképe és részletes leírása megjelent a „Magyar Híradástechnika” 1957. decemberi számában).

Az új típus adópáronként lesz csoportosítva, a közös program és közös vezérlőegység legkedvezőbb kihasználása céljából. Alapterületük, súlyuk és ennek megfelelően önköltségi áruk a mai rendszerünknek kb. csak a felét fogja elérni.

A csövek kérdése is megoldottnak tekinthető. A Híradástechnikai Ipari Kutatóintézet (HIKI) és a Magyar Adócsőgyár a szükséges típusokat már kifejlesztette és azok sorozatgyártása folyamatban van. A csövek jó minőségűek és a külföldi megfelelő típusokkal egyenértékűek.

Mindent összevetve, minden lehetőségünk megvan arra, hogy a hatalmas fejlődés előtt álló URH programot műszakilag a legmagasabb fokig kifejlesszük és a várható igényeket a legmesszebbmenően kielégítsük.

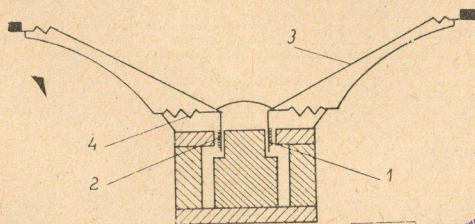
Az URH technika egy másik ágát jelentő többszáz MC-on dolgozó berendezések kérdésével is rendszeresen foglalkozunk. E témakör ismertetése azonban egy másik cikk keretébe tartozik.

## Új hazai szélessávú hangszórók és fejlesztésükkel kapcsolatos egyes kérdések

KECSKÉS FERENC Orion Rádiógyár

A cikk általános elvi összefoglalás után összehasonlítást tesz a kerek és ovál, az exponenciális és konikus membránú hangszórók között, frekvenciamenet és torzítás szempontjából. Megoldásokat közöl a membrán papírananyagának kikészítésére, figyelemmel a torzítás csökkentésére. Táblázatban ismerteti az Orion Rádiógyár által kifejlesztett új, szélessávú ovál hangszórók műszaki adatait.

Az 1. ábrán egy közvetlen sugárzó dinamikus hangszóró metszete látható. Itt egy mágnescső légrésében (1) mozdul el a lengőtekerecs, a rácsévált huzalon átfolyó áram és a mágnes tér kölcsönhatása folytán. A lengőtekercshez (2) hozzáragasztják a membránt (3) és a központosítót (4). Így a lengőtekercs együtt mozog a membránnal. Ha a lengőtekercsben folyó áram hatására a szélén gyűrűzött membrán — és a központosító nyugalmi helyzetéből kimozdul, akkor a kimozdítással ellentétes irányú erő ébred a pillében és a gyűrűs szélű membránban. Ez az erő állítja újból vissza nyugalmi helyzetébe a rendszert. Amint látjuk, itt kettős alakításról van szó.



1. ábra

Az áram hatására mozgás keletkezik és ez a mozgás a környező levegőt is mozgásba hozva alakul át hang energiává. A gyakorlatban e kettős transzformálás hatásfoka a közepes frekvenciákon (200—1000 Hz). 3—4%. Milyen követelményeket támasztunk egy közvetlen sugárzó hangszóróval szemben?

1. A hangszóró minden egyes átvinni kívánt frekvencián közel azonos teljesítményt sugároz el. E feltétel nem olyan szigorú, mint azt az első pillanatban gondolnánk. A fül ugyanis +5 dB ingadozást nem igen vesz észre.

2. A hangszóró torzítása a lehető legkisebb legyen úgy harmonikus, mint intermodulációs szempontból (élethű hangvisszaadás).

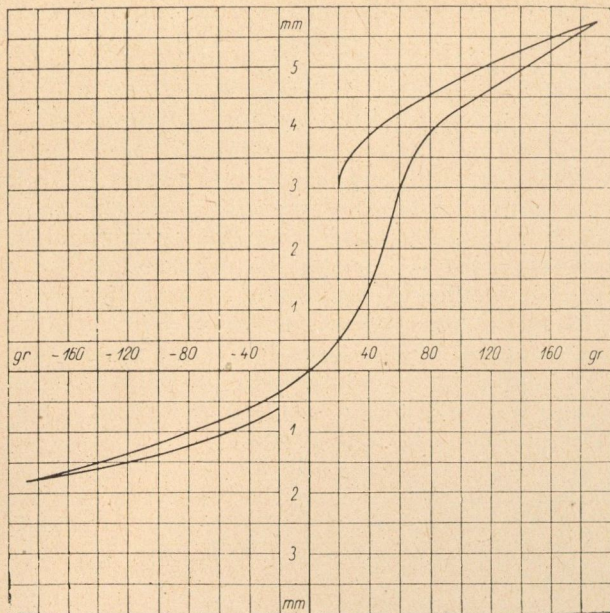
3. A hatásfok jó legyen. Ezt a követelményt lehet a legnehezebben kielégíteni, mivel minden százalék javulás nagyon sokba kerül.

A következőkben a hangszórók torzításának egyes okaival és a torzítás csökkentésének lehetőségével foglalkozunk.

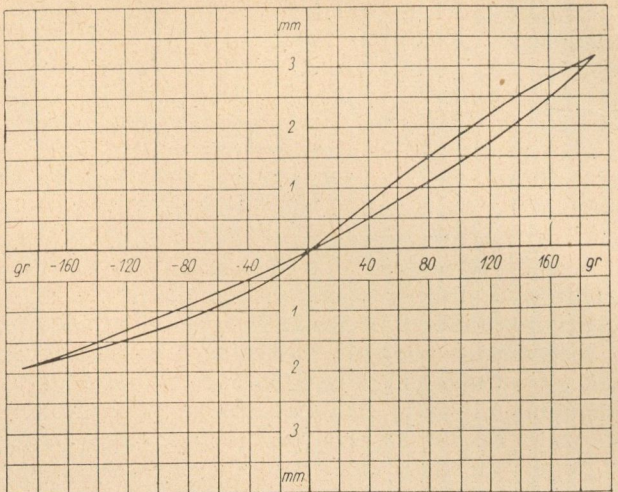
A torzítást főként a pille és membránszél nem rugóállandójának nem lineáris volta, és a lengőtekercs nem homogén térben való mozgása okozza. Ha tehát a hangszórót mozgás szempontjából nem lineáris rendszernek fogjuk fel, úgy a betáplált frekvenciákon kívül a hangszóró előállítja a betáplált frekvenciák összegét és különbségét is.

A hangszórót, jóllehet nonlineáris rendszer — korlátozott nagyságú jelre lineárisnak tekinthetjük. Így a következő szempontokat kell figyelembe venni:





2. ábra



946-26K3

5. ábra

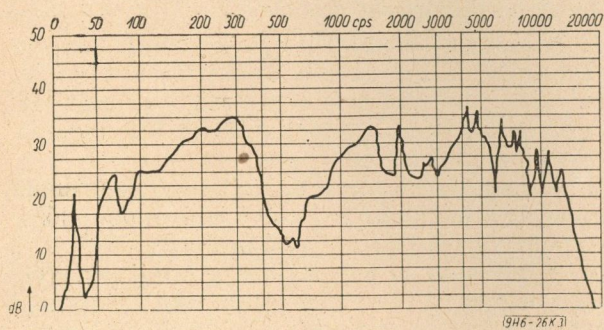
1. A betáplált jel nagyságát maximálisan akkorára szabad választani, hogy az általa létrejövő kimozdulás a rugóerő lineáris szakaszára essék.

2. A lengőtekercs hosszát olyanra kell választani, hogy a maximális kimozdulásnál a tekercs még a homogén mágneses térben mozogjon.

A rugó hiszterézis görbéje rossz konstrukció esetében komoly torzítást eredményezhet. A 2. sz. ábrán egy ilyen rossz megválasztott rugórendszer hiszterézis görbéje látható. Az  $x$  tengelyre az erő gramm-súlyokban, az  $y$  ten-

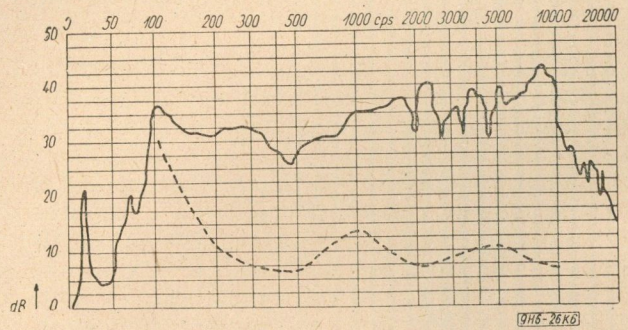
gelyre a kimozdulás mértéke mm-ben van felvéve. Látható, hogy egymással ellentétes irányú, azonos mértékű kimozdításhoz más-más erő tartozik. Ez viszont azt jelenti, hogy szinuszos vezérlőjelre a membrán nem szinuszos elmozdulást végez, tehát torzítás lép fel. Ennél a rugórendszerénél nagyon kis áramváltozást engedhetünk meg a lengőtekercsben, ha a kimozdulással a rugóerő lineáris szakaszán akarunk dolgozni. Ezzel a rossz rugóval készített hangszóró hangnyomás és torzítás görbéje látható a 3–4. ábrán.

Az „ideális” állapotot megközelítő rugórendszer hiszterézis görbéjét az 5. ábra mutatja.



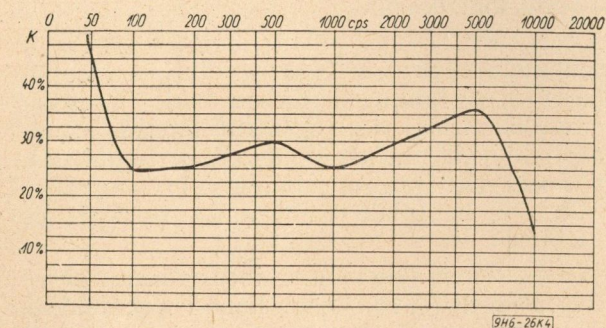
946-26K3

3. ábra



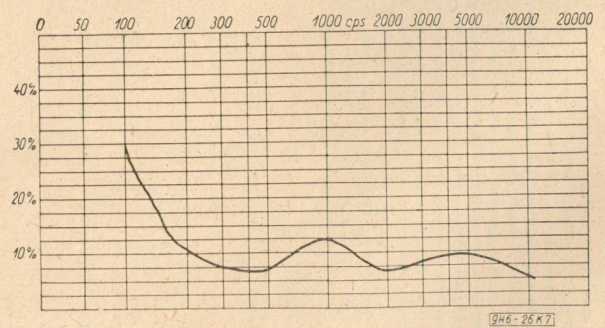
946-26K3

6. ábra



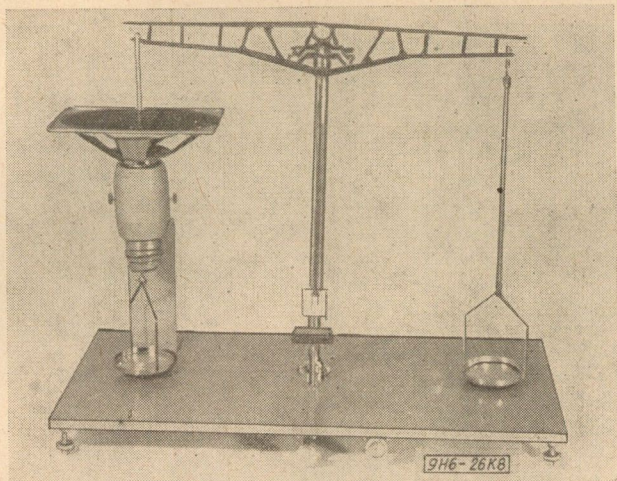
946-26K4

4. ábra



946-26K7

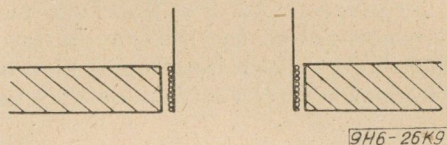
7. ábra



8. ábra

Jól látható, hogy mindkét irányba való elmozgatásához gyakorlatilag azonos erőre van szükség. Ezzel a rugórendszerrel készített hangszóró hangnyomás és torzítás görbéjét a 6—7. ábra mutatja. A 8. ábrán a rugó hiszterézis görbe felvételére készített speciális mérleg látható, amely az Orion gyár akusztikai laboratóriumában készült. Mérési pontosság  $\pm 0,005$  mm.

A lengőtekercs kivitelezésének háromféle megoldási módja ismeretes. Az első megoldás az, hogy a lengőtekercs tekerceslési hossza meg egyezik a mágneskör fedőlapjának vastagságával. (9. ábra). Ennél a megoldásnál a lengő-



9. ábra

tekercs elmozdulásakor a menetek változó százaléka van a homogén mágneses térben. A lengőtekercsre ható erő:

$$P = \frac{B I l}{10} \tag{1}$$

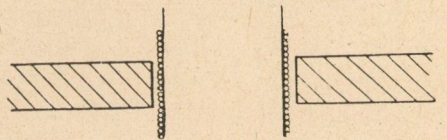
ahol

- $P$  = a lengőtekercsre ható erő (din)
- $B$  = a légrésindukció (Gauss)
- $I$  = a lengőtekercsben folyó áram (A)
- $l$  = a lengőre csévelt huzal hossza (cm)

A lengőtekercsre, annak kimozdulása után kisebb erő hat, mert nem minden menete van a légrésben. A szinusz alakú vezérlőjelet ezért nem követi hűen, hanem azt eltorzítja.

Jobb megoldás látható a 10. ábrán. Itt a lengőtekercs tekerceslési hosszát nagyobbra választották, mint a fedőlap vastagsága. Ebben

az esetben csak egészen nagy kilengésnél ér ki a lengőtekercs a homogén térből. Ez a megoldás azonban a hatásfok romlásához vezet,



10. ábra

ugyanis a hatásfokot közepes frekvenciákon az

$$\eta = \frac{B^2 l^2 r_s}{10^9 Z_m^2 R} \tag{2}$$

képlet alapján számíthatjuk ki, ahol

- $\eta$  = a hatásfok
- $B$  = a légrés indukció (Gauss)
- $l$  = a lengőcséve huzalának hossza (cm)
- $r_s$  = a sugárzási ellenállás ( $\Omega$ )
- $Z_m$  = a mechanikai impedancia
- $R$  = a lengőtekercs egyenáramú ellenállása ( $\Omega$ )

A mechanikai impedancia viszont

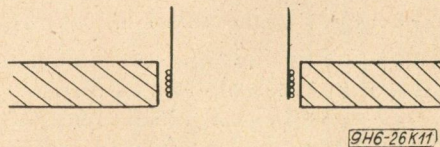
$$Z_m = r_m + j \left( \omega m - \frac{1}{\omega C} \right) \tag{3}$$

ahol  $r_m = r_s + r_v$ , azaz a sugárzási és a felfüggesztésben keletkező mechanikai veszteségi ellenállás összege,  $m$  = az összes tömeg (membrán + központosító + lengőtekercs) és a sugárzási tömeg összege (gramm)

$C$  = a felfüggesztés rugóállandója (cm din<sup>-1</sup>).

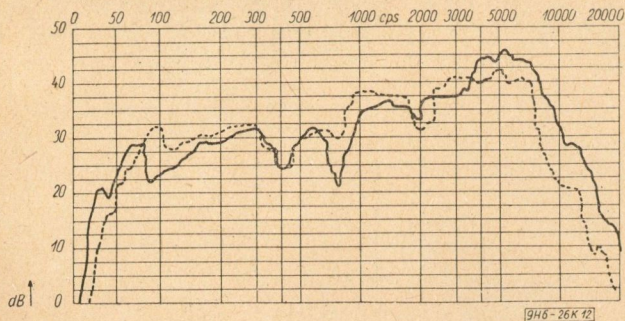
Ebből látható, hogy ha a lengőtekercs menet-számát növeljük, úgy nő a tömeg is, ami a hatásfokot nagymértékben rontja.

A harmadik megoldást a 11. ábra mutatja. Ha mindhárom felsorolt esetben a fedőlap vastagságát állandónak vesszük, akkor ez az eset szintén a hatásfok romlásához vezet azért, mert a légrésben elhelyezett huzalhossz lecsökken.

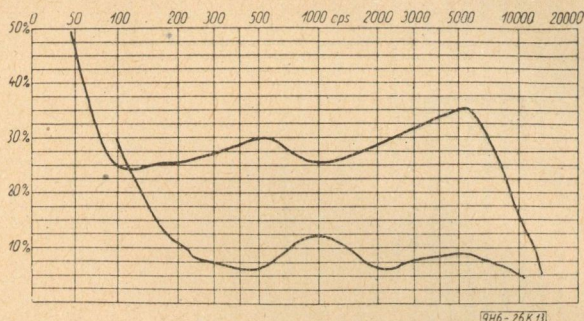


11. ábra

Az előzőekből kitűnik, hogy a kérdés megoldása csak kompromisszum lehet, az első és második megoldás között.



12. ábra



13. ábra

A fentiekén kívül torzítást okoz még a membrán nem merev volta is. Ezzel kapcsolatban a fejlesztés során két kérdést vizsgáltunk meg:

1. A membránalak befolyása a frekvenciamenetre és a torzításra.
2. A membrán papíryanagának befolyása a frekvenciamenetre, torzításra és a hatásfokra.

Azonos membrán anyagból készült kerek és ovál hangszórók frekvenciamenete között lényeges különbség nem igen tapasztalható, mint azt a 12. ábra is mutatja (a pontozott görbe a kerek, a folytonos görbe az ovál hangszóróra vonatkozik). A torzítás szempontjából az összehasonlítás azonban a kerek hangszóró javára dőlt el (13. ábra) (ovál: 1; kerek: 2). A vizsgálatok kiderítették, hogy kerek hangszóróknál a rillék rugóállandója homogén anyageloszlás mellett a teljes kör mentén állandó, az ovál alaknál a különböző átmérők miatt minden pontban más és más. Így a teljes rugóerő nem lineáris és nemcsak harmonikus, hanem szubharmonikus torzítást is okoz.

A hangszóró torzítása a frekvencia függvényében nem ad folyamatosan változó görbét, hanem hirtelen kiugrásokkal van tele. Ezek főleg a membránszél-rezonanciák (szubharmonikusok) miatt vannak. Ezeket a helyeket már a hangnyomás görbéből is lehet látni, mert ahol hirtelen nyomásminimum, vagy maximum van, ott a torzítás hirtelen nő. A felsorolt hiányságokat természetesen jóminőségű hangszórónál el kell kerülni. Ezért vizsgálatokat folytattunk még különböző alakú, de körkeresztmetszetű membránokkal, így a kónikus és az exponenciális alakok egyes variációival is.

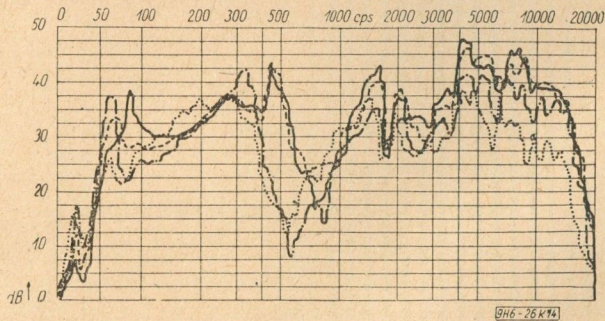
Az exponenciális alak messzemenően jobbnak bizonyult, sokkal szélesebb az átviteli sávja és a torzítása is kisebb. Ez azzal magyarázható, hogy az exponenciális membrán alak részint merevebb és ezért a membrán részek együttmozgása jobb, másrészt a levegő hullámellenállásához az illeszkedés szempontjából kedvezőbb sugárzási ellenállással rendelkezik. Az exponenciális membránalak esetén egy rendszerrel a teljes hangfrekvenciás sáv elsugározható (13—

15 kHz-ig). A mai irányzatok a legszélesebb átvitelt követelik meg. Külföldön a több sugárzóból álló rendszereket kedvelik. Ezek azonban sokkal drágábbak s rádiókészülékben nem igen alkalmazhatók.

A papír anyagát és az adalék anyagok befolyását abból a feltevésből kiindulva vizsgáltuk meg, hogy merevebb membránt kell készíteni, mert így csökken a várható torzítás, lehetséges a membrán súlyának csökkentése és egyben a hatásfok növelése, egyéb akusztikai hátrányok nélkül. Különböző őrlési fokkal készített membránok frekvenciamenetét mutatja a 14. ábra. Ebből megállapítható, hogy az optimális őrlési fok 55—60 SR°. A foszlatással és a membrán merevítésével kapcsolatos még az adalék anyagok helyes megválasztása.

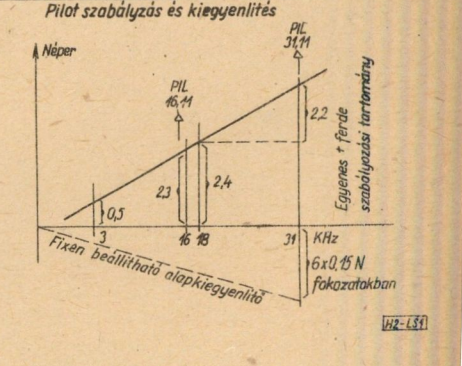
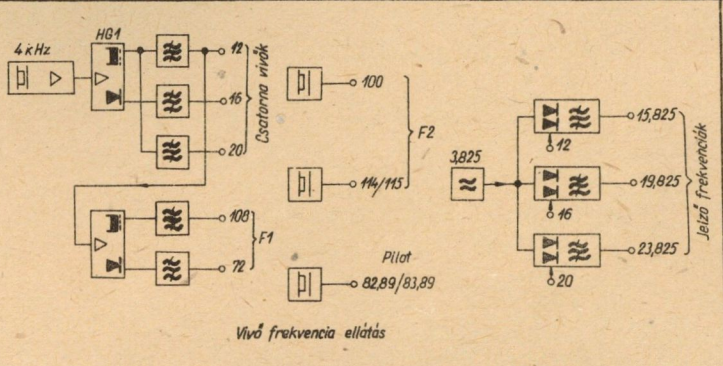
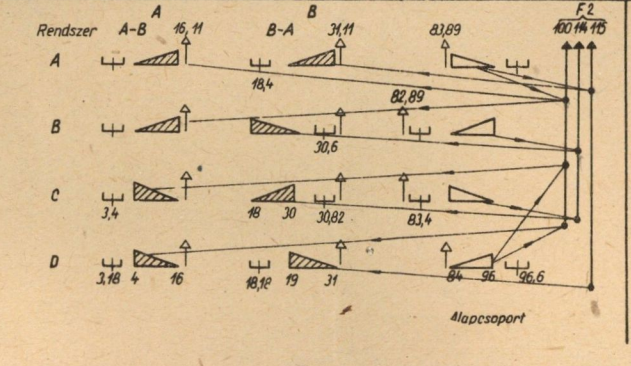
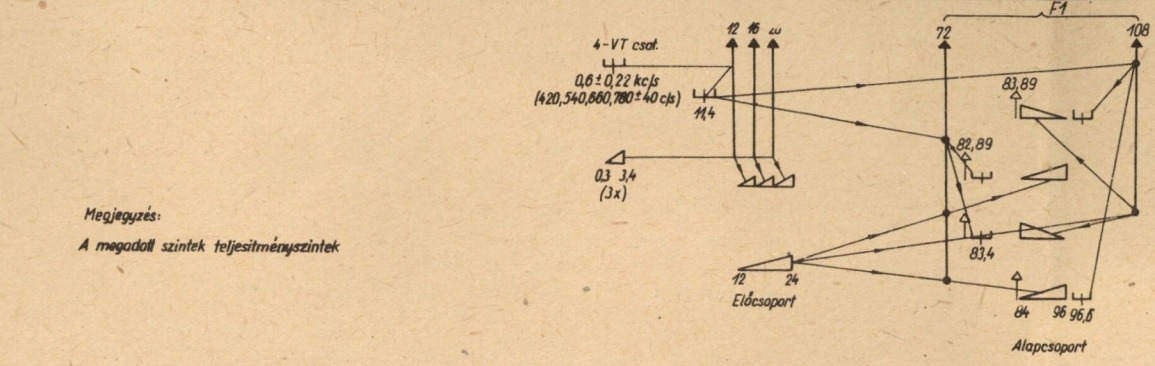
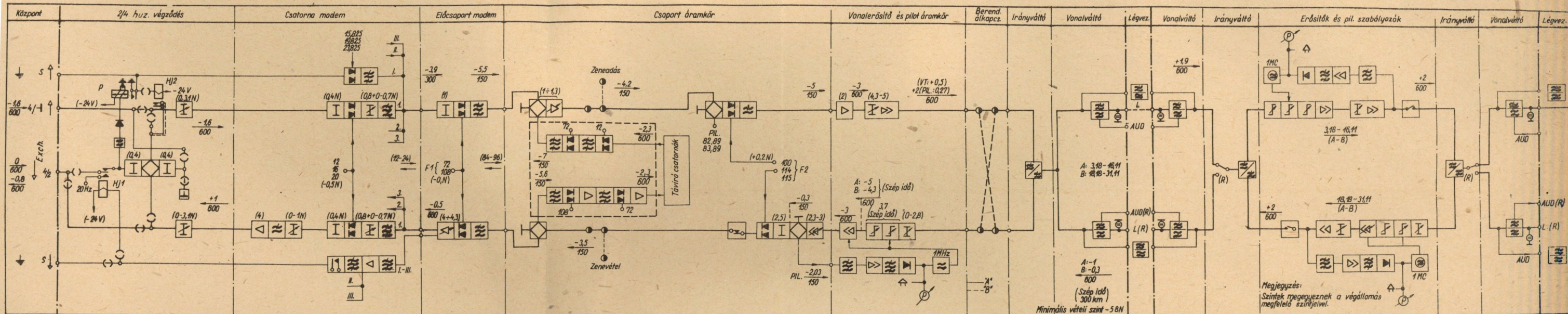
A legmegfelelőbb adalék anyag a Lachresin és a Montanviasz. Az így készített membránokkal érhető el a legjobb eredmény. A 6. ábrán látható egy ilyen összetételű membránnal készült hangszóró frekvenciamenete és torzításgörbéje.

A további ábrák ismertetik az Orion Rádiógyár akusztikai laboratóriuma által 1958-ban kifejlesztett szélessávú ovál hangszórók jellemző műszaki adatait és hangnyomás görbéit. A táblázatban az összehasonlítás kedvéért azonos nagyságú külföldi típus is fel van tüntetve.



14. ábra. Különböző őrlési fokú membránokkal készült hangszórók hangnyomás görbéi, folytonos görbe: 70 Sr°, szaggatott: 60 Sr°, pontozott: 50 Sr°, pontvonásos: 40 Sr°.

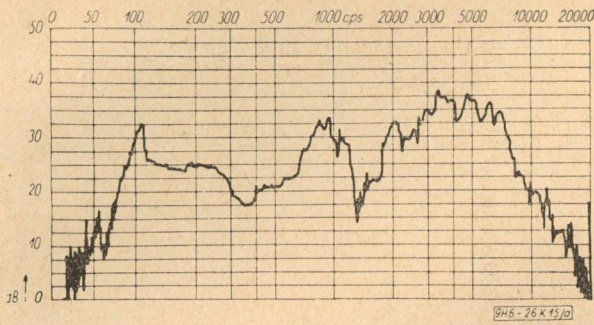




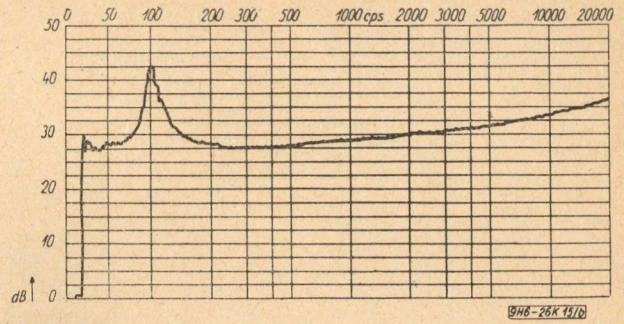
Megjegyzés:  
A megadott szintek teljesítményszintek

Megjegyzés:  
Szintek megegyeznek a végállomás megfelelő szintjeivel.

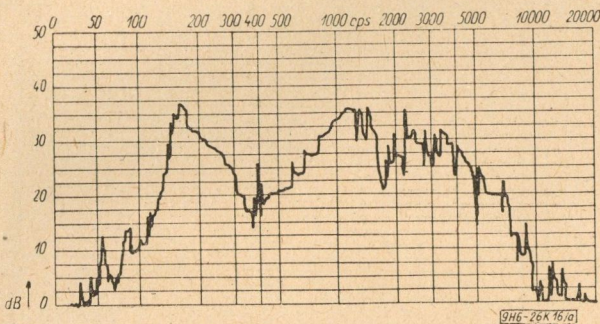
Minimális vételi szint - 58N



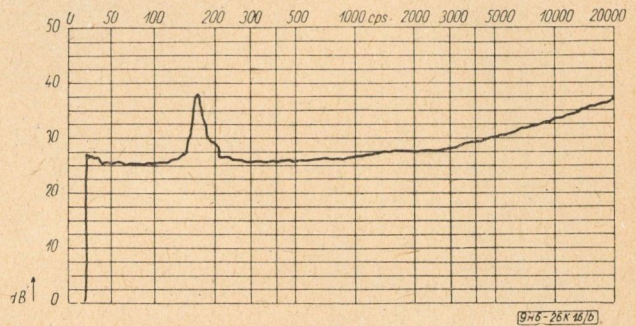
15/a. ábra. OPD 134 típusú ovál hangszóró hangnyomás görbéje,  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 180$  mA,  $U = 1$  V, 1000 Hz-en, érzékenység: 82,5 dB.



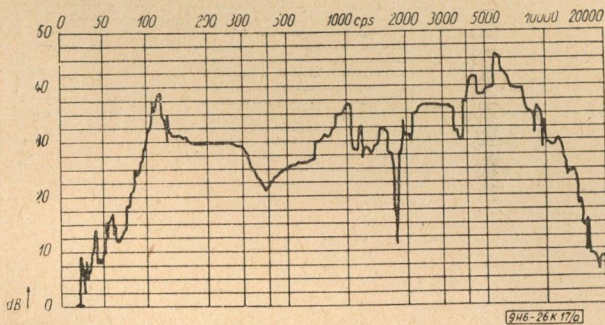
15/b. ábra. OPD 134 ovál hangszóró impedancia menete,  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 220$  mV, 1000 Hz-en,  $Z = 5,5$  ohm 1000 Hz-en



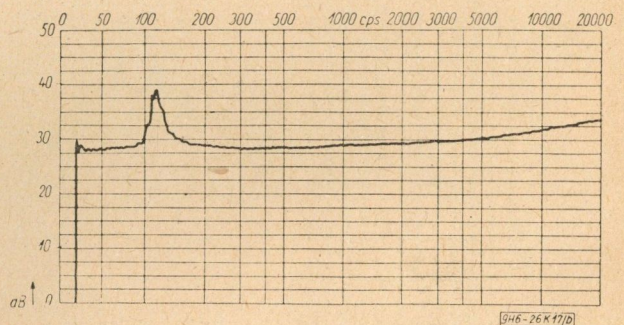
16/a. ábra. Grundig gyártmányú  $150 \times 110$  méretű, ovál hangszóró hangnyomás görbéje,  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 200$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en, érzékenység: 80 dB.



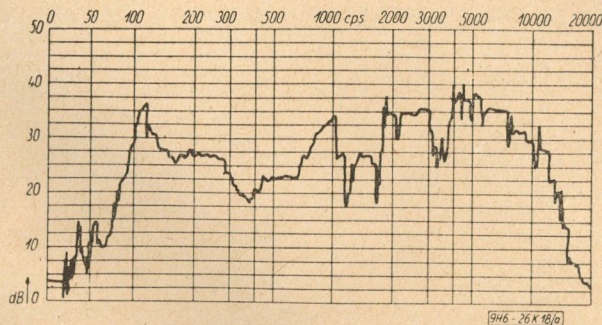
16/b. ábra. Grundig gyártmányú  $150 \times 110$  méretű ovál hangszóró impedancia menete,  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 180$  mV, 1000 Hz-en,  $Z = 4,5$  Ohm 1000 Hz-en



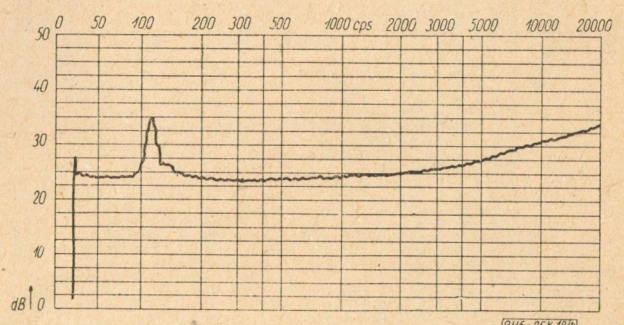
17/a. Orion gyártmányú OPD 174 típusú ovál hangszóró hangnyomás görbéje,  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = 400$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en, érzékenység: 86 dB.



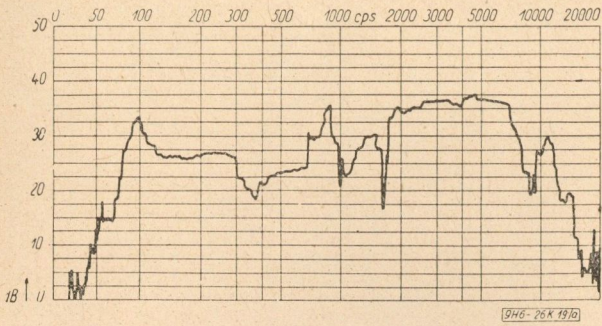
17/b. ábra. Orion gyártmányú OPD 174 típusú ovál hangszóró impedancia menete,  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 100$  mV, 1000 Hz-en  $Z = 2,5$  ohm 1000 Hz-en



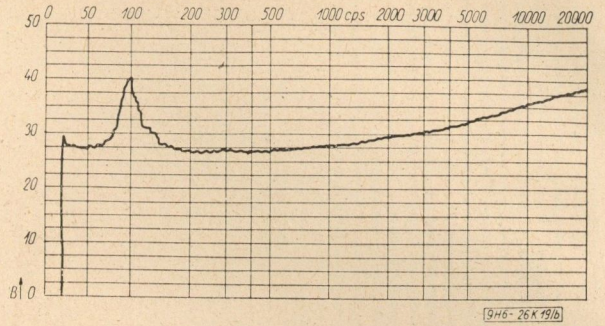
18/a. ábra. Orion gyártmányú OPD 177 típusú ovál hangszóró hangnyomás görbéje  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 280$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en, érzékenység: 85 dB.



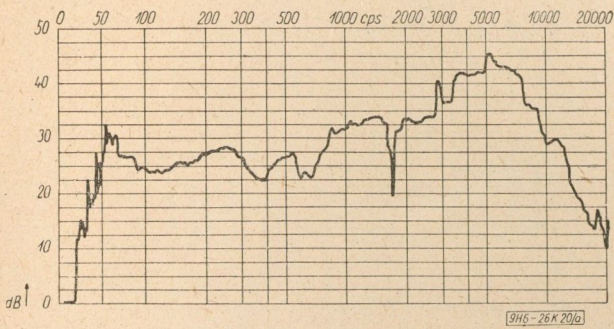
18/b. ábra. Orion gyártmányú OPD 177 típusú ovál hangszóró impedancia menete,  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 140$  mV 1000 Hz-en,  $Z = 3,5$  ohm 1000 Hz-en



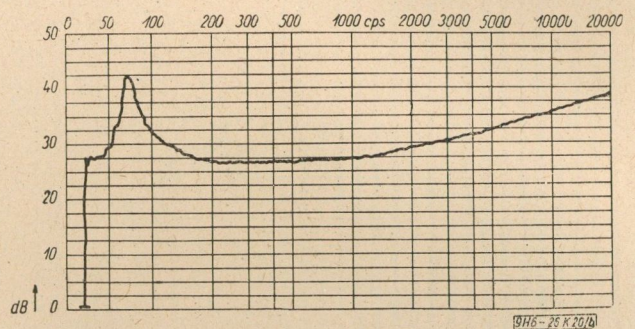
19/a ábra. Isophon gyártmányú 180×130 ovál hangszóró hangnyomás görbéje,  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 175$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en érzékenység 83 db.



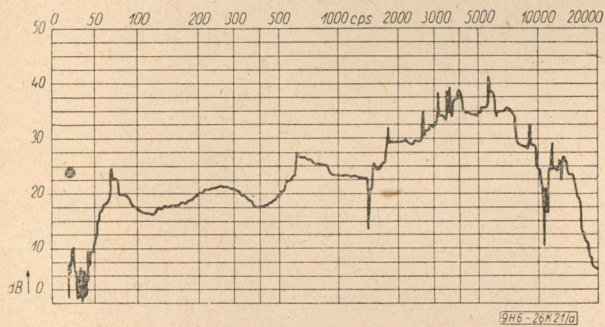
19/b. ábra. Isophon gyártmányú 180×130 ovál hangszóró impedancia menete  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 220$  mV 1000 Hz-en,  $Z = 5,5$  ohm 1000 Hz-en



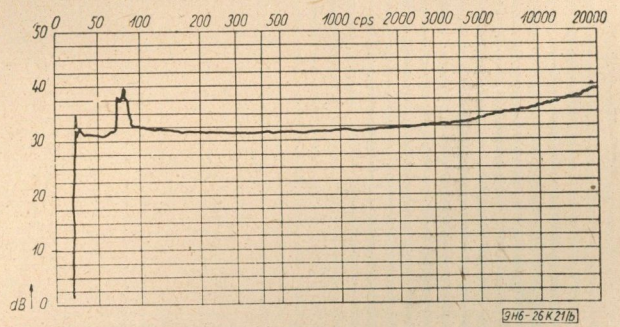
20/a. ábra. Orion gyártmányú OPD 181 típusú ovál hangszóró hangnyomás görbéje,  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 180$  mA, érzékenység: 88 dB.



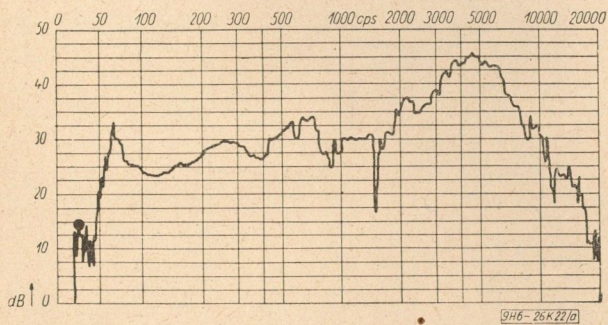
20/b. ábra. Orion gyártmányú OPD 181 típusú ovál hangszóró impedancia menete,  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 210$  mV 1000 Hz-nél,  $Z = 5,2$  ohm 1000 Hz-en



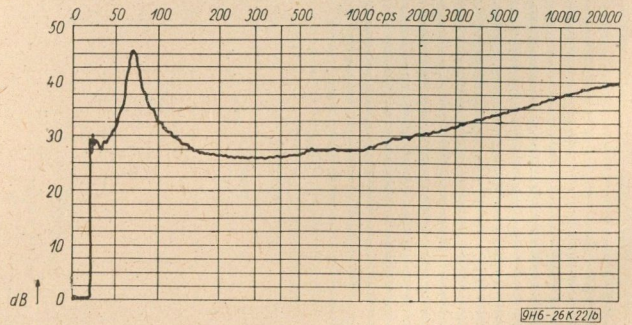
21/a. ábra. Siemens gyártmányú 210×150 ovál hangszóró hangnyomás görbéje,  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 140$  mA,  $U = 1$  V, 1000 Hz-en, érzékenység: 82,5 dB.



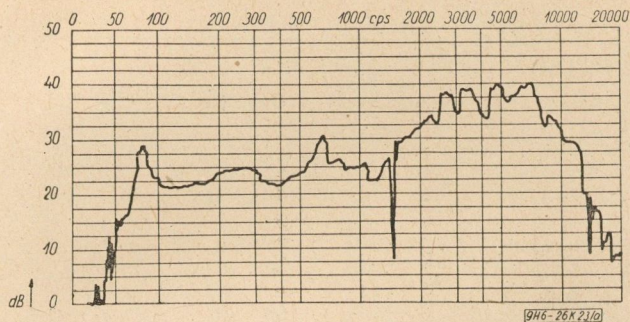
21/b. ábra. Siemens gyártmányú 210×150 ovál hangszóró impedancia menete  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 280$  mV 1000 Hz-en,  $Z = 7$  ohm 1000 Hz-en



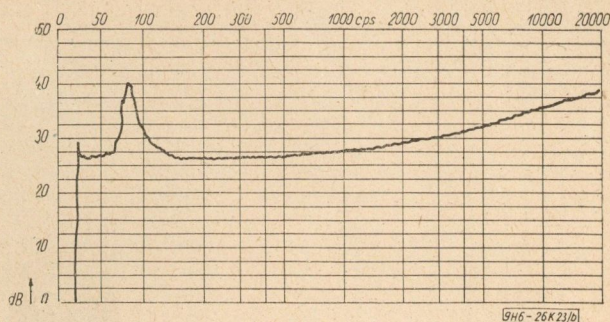
22/a. ábra. Orion gyártmányú OPD 234 típusú ovál hangszóró hangnyomásgörbéje  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 170$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en, érzékenység: 90 dB



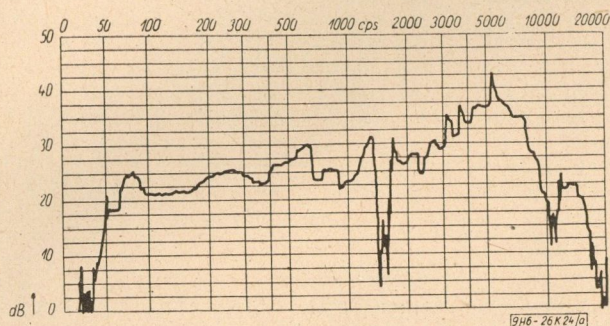
22/b. ábra. Orion gyártmányú OPD 234 típusú ovál hangszóró impedancia menete  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 220$  mV 1000 Hz-en,  $Z = 5,5$  ohm 1000 Hz-en



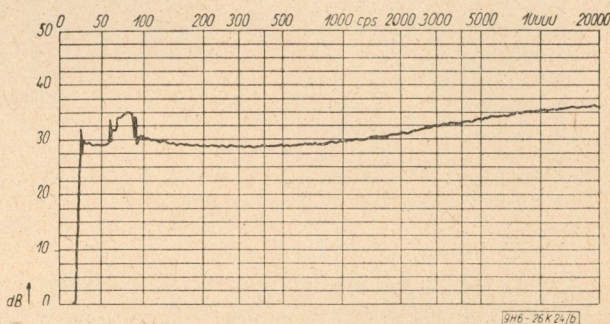
23/a. ábra. Isophon gyártmányú  $260 \times 150$  ovál hangszóró hangnyomás görbéje  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 170$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en, érzékenysége: 86 dB.



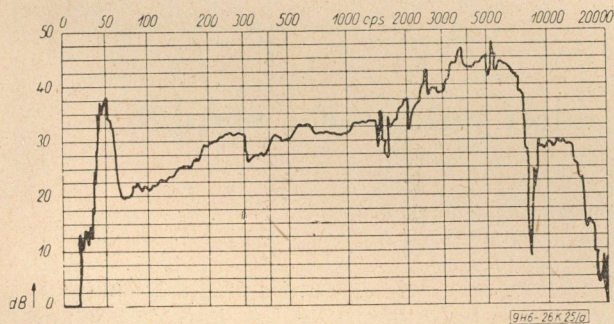
23/b. Isophon gyártmányú  $260 \times 150$  ovál hangszóró impedancia menete  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 225$  mV 1000 Hz-en,  $Z = 5,6$  ohm 1000 Hz-en



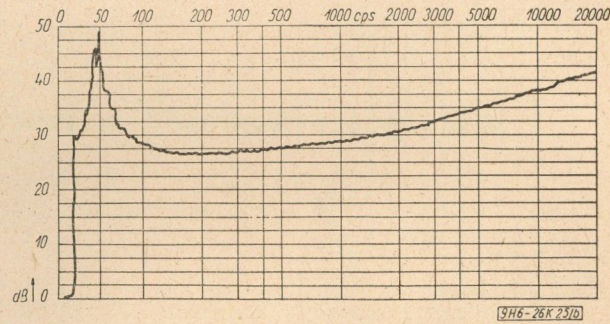
24/a. ábra. Grundig gyártmányú  $315 \times 205$  ovál hangszóró hangnyomás görbéje  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 4175$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en, érzékenysége: 85 dB.



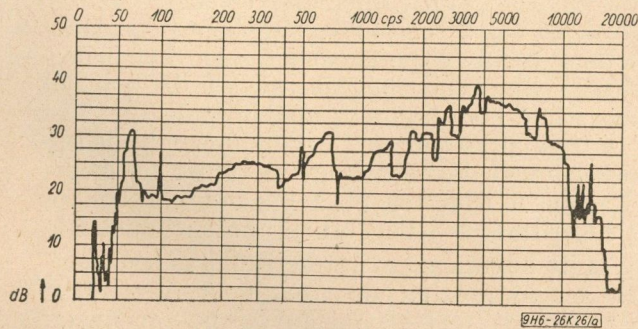
24/b. ábra. Grundig gyártmányú  $315 \times 205$  ovál hangszóró impedancia menete,  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 272$  mV 1000 Hz-en,  $Z = 6,8$  ohm 1000 Hz-en



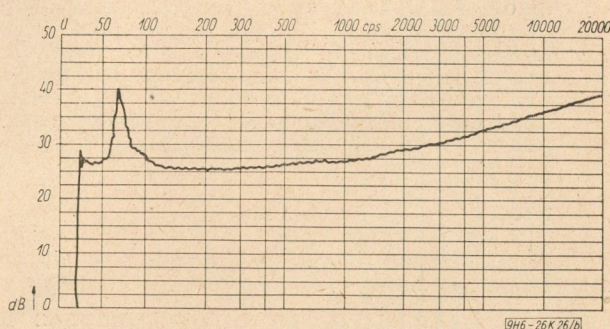
25/a. ábra. Orion gyártmányú OPD 294 ovál hangszóró hangnyomás görbéje  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 130$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en érzékenysége: 88 dB.



25/b. ábra. Orion gyártmányú OPD 294 típusú ovál hangszóró impedancia menete  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 210$  mV 1000 Hz-en,  $Z = 5,2$  ohm 1000 Hz-en



26/a. ábra. Isophon gyártmányú  $315 \times 200$  ovál hangszóró hangnyomás görbéje  $L = 1$  m,  $A_1 = 30$  dB,  $I = \text{Const.} = 175$  mA,  $U = 1$  V 1000 Hz-en, érzékenysége: 82 db



26/b. ábra. Isophon gyártmányú  $315 \times 200$  méretű ovál hangszóró impedancia menete  $I = \text{Const.} = 40$  mA,  $U = 205$  mV, 1000 Hz-en,  $Z = 5$  ohm, 1000 Hz-en

1. táblázat

Típus	Méret mm-ben	Légrés- indukció	Mágnes súly	Frekvencia menet Hz	Impedancia 1000 Hz-en	Átlag érzékenység	Ábraszám
OPD 134 Grundig	156 × 105 150 × 110	10000 G 8000 G	100 g 100 g	70—10000 130—7000	5 Ohm 5 Ohm	82,5 dB 80 dB	15/a., b 16/a., b
OPD 171 OPD 174 OPD 177 Isophon	190 × 130 190 × 130 190 × 130 180 × 130	10000 G 15000 G 8000 G 8000 G	120 g 280 g 225 g 100 g	70—10000 70—10000 80—14000 120—9000	5 Ohm 2,5 Ohm 2,5 Ohm 5,5 Ohm	85 dB 86 dB 85 dB 83 dB	17/a., b 18/a., b 19/a., b
OPD 181 OPD 184 Siemens	210 × 150 210 × 150 210 × 150	10000 G 15000 G 8000 G	120 g 280 g 100 g	50—12000 80—10000 70—10000	5 Ohm 2,5 Ohm 7 Ohm	88 dB 88 dB 82,5 dB	20/a., b 21/a., b
OPD 231 OPD 234 Isophon	260 × 180 260 × 180 260 × 150	10000 G 13000 G 10000 G	200 g 600 g 200 g	50—14000 70—10000 80—12000	5 Ohm 5 Ohm 5,6 Ohm	90 dB 90 dB 86 dB	22/a., b 23/a., b
OPD 291 Grundig	320 × 210 315 × 205	10000 G 10000 G	200 g 200 g	40—14000 70—10000	5 Ohm 7 Ohm	86 dB 85 dB	24/a., b
OPD 294 Isophon	320 × 210 315 × 200	13000 G 13000 G	600 g 200 g	40—14000 70—10000	5 Ohm 5 Ohm	88 dB 86 dB	25/a., b 26/a., b

A cikkben ismertetett mérések kivétel nélkül az Orion Rádiógyár akusztikai laboratóriumában készült műszerekkel történtek.

#### IRODALOM

1. *L. Beranek*: Acoustics Mc GRAV-Hill Publishing Company LTD London 1954.
2. *Husztly Dénes*: A közvetlen sugárzó dinamikus hangszóró elmélete és tervezése, Magyar Híradástechnika 1955. 4—5. szám.

## Huzalpotencióméter méretezése adott jelleggörbe alapján

SEBESTYÉN BÉLA

a Központi Fizikai Kutató Intézet tudományos munkatársa

A huzalpotencióméter különböző elektromos berendezések lényeges alapeleme. Egyszerűbb esetben változtatható értékű ellenállásként használják, máskor szerepe bonyolultabb. Alapvető funkciót tölt be elektromechanikus alkatelemekkel működő analóg-számológépek szervomultiplikátoráiban és függvénygenerátoráiban (függvénypotencióméter). Kedvező sajátága, hogy adott jelleggörbét nagy pontossággal valósíthatunk meg általa. A cikk méretezési eljárást ismertet, melynek segítségével előre meghatározott jelleggörbéjű potencióméter létesíthető. Az eljárás egy mozgó érintkezővel és két szélső határoló kapoccsal rendelkező, egyszeres menetes (alap-) típusra vonatkozik.

### Bevezetés

A potencióméter — mint ismeretes — olyan ellenállás, melynek két szélső kapcsa közötti értéke  $R = \text{konstans}$ , míg e kapocspár között mozgó érintkező és bármelyik kapocs közötti ellenállás  $O-R$  között változtatható.

Az alábbiak olyan potencióméter megoldásra vonatkoznak, melynél az ellenálláshuzal kes-

keny, hengerpalást alakúra görbített szigetelő lemezsávon helyezkedik el. A lemezsáv egyik élén fut végig a mozgó érintkező.

A potencióméter jelleggörbéjén azt a függvénygörbét értjük, mely leírja a mozgó érintkező és az egyik-, vagy a mozgó érintkező és a másik álló kapocs közötti ellenállás értékét a mozgó érintkező helyzetének függvényében. Általános esetben tehát a potencióméternek két jelleggörbéje van attól függően, melyik fix pontját választjuk koordináta kezdőpontnak.

A gyakorlatban a legkülönbözőbb jelleggörbék megvalósítása iránt merülhet fel igény. Általánosan ismertek pl. a lineáris, parabolikus és logaritmus jelleggörbéjű potencióméterek.

Az itt következő méretezési eljárás segítségével meghatározhatjuk azokat a geometriai viszonyokat, melyek mellett a potencióméter jelleggörbéje adott függvénykapcsolatnak megfelel. Meghatározhatjuk továbbá a potencióméter ellenálláshuzalának szükséges hosszát és átmérőjét is.

A számítás elkezdésekor kiindulási alapként ismernünk kell a potencióméter szerkezeti méreteit, nevezetesen a szabályozási pálya hosszát, a huzalt tartó szigetelő sáv által elfoglalható szerkezeti mélységet, valamint természetesen a jelleggörbét meghatározó függvénykapcsolatot.

Mielőtt a tulajdonképpeni tárgyra térnénk, tisztáznunk kell a kiindulási adatokkal kapcsolatos szempontokat.

#### Szerkezeti méretek

A szerkezeti méretek több tényező figyelembevételével adódnak. E méretektől függ a potencióméter által disszipálható hő mennyisége, a szóbajövő ellenálláshuzalokkal megvalósítható  $R$  ellenállásérték, valamint a szerkezet mechanikai szilárdsága. A méretek meghatározásánál ezeket a tényezőket kell figyelembe venni. Arra kell törekednünk, hogy lehetőleg egy már rendelkezésre álló vázat alkalmazhassunk.

Ezekre a kérdésekre részletesen itt nem térünk ki, mert az alapprobléma világos tárgyalását zavarná. A potencióméter terhelhetősége és méretei közti összefüggések az irodalomból ismertek. A méretek és a potencióméter  $R$  teljes ellenállása közötti összefüggés a huzalátmérő számítása után nyer szemléletes képet. Ha pl. megvalósíthatatlanul kis huzalátmérő adódnék, a szerkezeti méreteket növelni kell.

Feltételezzük, hogy munkánk elkezdésekor mind a szabályozási hossz ( $l$ ), mind a szerkezeti mélység ( $m$ ) adata már ismeretes.

#### A jelleggörbe megadásának módja

A jelleggörbét leíró függvény különböző alakban lehet megadva. Független változóként szerepelhet pl. a szabályozási pályán mért ívhossz, vagy az elfordulás szöge is. Szerencsés esetben független változó a szabályozási pályán mért ívhossz, azzal a feltétellel, hogy az így megadott  $R(x)$  függvény eleget tesz az  $R(l) = R$  feltételnek. Ebben az esetben az  $R(x)$  függvénynek a szabályozási hosszra transzformált alakjával állunk szemben. A függvény ebben a formában a további számítások céljára közvetlenül felhasználható.

Amennyiben

$$R(l) \neq R$$

a függvényt mindenekelőtt a szabályozási hosszra kell transzformálnunk. Jelöljük függvényünket  $R^*(\xi)$ -vel. Az  $R^*(\xi) = R$  egyenlőség az  $l^*$  helyen áll fenn. Vezessük be a  $\xi$  változó helyett a

$$\xi = \frac{l^*}{l} x$$

összefüggés alapján az  $x$  változót,

$$R^*(\xi) = R^* \left( \frac{l^*}{l} x \right) = R(x)$$

Látjuk, hogy  $R(l) = R$ , azaz  $R(x)$  az  $R^*(\xi)$  függvénynek a szabályozási hosszra transzformált alakja, mely céljainknak megfelelő.

Ha független változóként az elfordulás szöge szerepel, úgy, hogy a teljes szabályozási szögnél az ellenállásfüggvény éppen  $R$ -értékű, a függvényt ugyancsak át kell alakítanunk. Legyen a mozgó kar radianban mért elfordulási szöge  $\alpha$ , a szabályozási pálya sugara pedig  $r$ . A függvény kiindulási alakja  $R^*(\alpha)$ . Vezessük be új változóként a pálya mentén mért ívhosszat, s jelöljük  $x$ -el. A régi és új változó közötti összefüggés

$$\alpha = \frac{x}{r} \text{ kapcsolattal jellemezhető,}$$

azaz

$$R^*(\alpha) = R^* \left( \frac{x}{r} \right) = R(x)$$

miáltal ismét a szabályozási hosszra transzformált alakhoz jutunk.

A tárgyalásunk alapjául választott potenciómétertípus teljes hűséggel soha nem követheti az  $R(x)$  függvénykapcsolatot.  $R(x)$  a gyakorlatban mindig folytonos, míg a valóságos huzalpotencióméter soha sem az. A potencióméter ellenállását képviselő fémhuzal, a már említett szigetelőlemez-sávon, egymás mellé fektetett menetek alakjában helyezkedik el. A mozgó érintkező és bármelyik álló kapocs közötti ellenállás azáltal változik, hogy a mozgó érintkező egyik menetről a másikra csúszik át. E közben egyik oldalon egy menet be-, a másik oldalon kiiktatódik. Bármily kicsiny is egy-egy menet ellenállása, az mindig jól definiált, véges érték és így a valóságos jelleggörbe lépcsős függvény. A lépcsős függvény azonban szorosan simul  $R(x)$ -hez, az eltérés a gyakorlatban elhanyagolható s ezért a továbbiakban figyelmen kívül hagyjuk.

#### A lemezsáv függvénygörbéjének számítása

Mindenekelőtt határozzuk meg a sávgörbe fogalmát. Az ellenálláshuzalt hordó szigetelőlemezsáv szélessége általában változik (vastagságát elhanyagoljuk).

Egyik szélgörbének mindig egyenesnek kell lennie ui. ezen fut végig a mozgó érintkező karja. Az egyenes szélgörbét  $x$ -tengelynek választva, a reá merőleges irányt  $s$ -nek, az  $s$  ordináták által definiált másik szélgörbe az, amit sávgörbének nevezünk. A sávgörbét  $S(x)$  függvény írja le  $R(x)$  koordinátarendszerében. „Sávgörbe-terület” megnevezéssel az  $x$  tengely, az  $s$  tengely az  $S(x)$  görbe és az  $x$  pontban húzott függőleges által határolt területet jelöljük.

Az ellenálláshuzal — ahogy említettük — a szigetelő lemezsávon szorosan egymás mellé fektetett menetek alakjában helyezkedik el. A menetemelkedés állandó. Az egész lemezsávon összesen  $N$  menetet találunk, míg az egységnyi hosszúságú szabályozási szakaszra

$$n_1 = \frac{N}{l}$$

menet esik. A menetek iránya — a sávgörbe koordinátarendszerében — az  $s$  tengellyel paralel.

Határoljunk el a sávgörbe-területen a koordináta tengelyekkel paralel egyenesek segítségével egységnyi oldalhosszúságú négyzetet. Ehhez a területrészhez a koordináta-sík előtt és mögött, összesen  $2n_1$ -számú, egységnyi hosszúságú vezetődarab tartozik. A sávgörbe területe és a huzalhossz között a

$2n_1$  hosszúságegység/területegység összefüggést vezethetjük be. Jeöljük az  $x = 0$  és  $x = l$  között fekvő teljes sávgörbeterületet  $F$ -el, akkor a potencióméter egész ellenállás-huzalának hossza

$F \cdot 2n_1 \cdot$  hosszegység,  
ellenállása pedig

$$R = \frac{\rho}{q} \cdot F \cdot 2n_1 = r_1 \cdot F \quad (1)$$

Az

$$r_1 = \frac{2\rho \cdot n_1}{d^2 \pi} = \frac{R}{F} \quad (2)$$

kifejezés „az egységnyi terület ellenállásá”-t adja meg. Dimenziója: ellenállás/területegység. ( $d$  a huzalátmérő,  $\rho$  a fajlagos ellenállás).

Ha a sávgörbeterületnek az  $x$  által meghatározott részét tekintjük és ezt  $F(x)$ -el jelöljük, felírható, hogy

$$R(x) = r_1 F(x) \quad (3)$$

Az (1) és (3) összefüggést más alakba írva

$$R = r_1 \int_0^l S(x) dx \quad (4)$$

és

$$R(x) = r_1 \int_0^x S(x) dx \quad (5)$$

Az utóbbi összefüggések a sávgörbeterület és az ellenállás értéke közötti összefüggést adják meg. (5) mindkét oldalát differenciálva

$$R'(x) = r_1 S(x)$$

illetve

$$S(x) = \frac{1}{r_1} R'(x) \quad (6)$$

kifejezést nyerjük.

A leírtak alapján a következőket mondhatjuk ki:

a) A potencióméter jelleggörbét a sávgörbe definiálja az (5) összefüggésnek megfelelően.

b) Adott  $R(x)$  jelleggörbájú potencióméter,  $S(x) = \frac{1}{r_1} R'(x)$  függvénykapcsolatot

követő sávgörbe alkalmazásával létesíthető. Ez utóbbi előállításánál kapcsán, minden esetben, a pálya hosszára transzformált függvényt kell alkalmaznunk.

Az „egységnyi-terület ellenállásá”-nak számítása

Mielőtt bármit tudnánk  $\rho$ ,  $n_1$  és  $d$ -értékéről, a szerkezeti méretek birtokában kiszámíthatjuk  $r_1$ -értékét. A számításra a (6) összefüggést használjuk fel.  $r_1$ -értékét kifejezve kapjuk, hogy

$$r_1 = \frac{R'(x)}{S(x)}$$

Tételezzük fel, hogy a rendelkezésre álló teljes szerkezeti mélység 0,9-szeresét használjuk ki. A max. szerkezeti mélységet  $m$ -el jelölve, a sávgörbe max. ordinátája

$$S(x_0) = 0,9 m$$

lesz. Az  $S(x)$  függvény maximuma ugyanannál a pontnál található, mint az  $R'(x)$  függvényé. Az  $x_0$  meghatározása általában nem okoz nehézséget. Az  $R(x)$  folytonosan emelkedő értékű függvény. Ha a szabályozási szakaszon belül nincs inflexiója, akkor  $x_0$  a pálya kezdő, vagy végpontjával esik egybe. Inflexió esetén  $x_0$  az inflexiós pontba is eshet.

Ezek után az egységnyi terület ellenállását

$$r_1 = \frac{R'(x_0)}{S(x_0)} = \frac{R'(x_0)}{0,9 m} \quad (7)$$

összefüggés segítségével számolhatjuk.

A huzal adatainak számítása

A huzal adatainak számítása előtt meg kell választanunk anyagát. Az anyag megválasztásánál figyelemmel kell lennünk arra, hogy a hőmérsékleti függőség, a mechanikai szilárdság a kopásállóság stb. feltételeinek megfeleljen.

A választás megtörténte után a huzal-méreteket a következő módon számíthatjuk ki:

Mindenekelőtt, mint mellékfeltételt előírjuk, hogy a huzal menetemelkedése a huzalátmérő 1,1 szerese legyen. Az 1,1 tényezővel figyelembe vesszük, hogy a huzal nem tökéletesen sima és szigetelése miatt átmérője valamivel nagyobb mint a névleges.

A szabályozási pálya egységnyi szakaszán a menetek száma

$$n_1 = \frac{1}{1,1 d} \quad (8)$$

Helyettesítsük ezt az  $r_1$  (2) alatti értékébe, majd fejezzük ki  $d$  értékét. A következő kifejezést kapjuk:

$$d = 2 \sqrt[3]{\frac{\rho}{r_1 \cdot \pi \cdot 1,1}} \quad (9)$$

Az  $r_1$ -értékét  $\Omega/\text{cm}^2$ -ben,  $\rho$ -értékét  $\Omega\text{cm}$ -ben helyettesítve,  $d$ -értékét  $\text{cm}$ -ben kifejezve kapjuk.

A  $d$  értékének ismeretében a (8) összefüggésből nyerjük az egységnyi hosszra eső menet-számot. A potencióméter összes meneteinek száma

$$N = l \cdot n_1 \tag{10}$$

Az egységnyi hosszúságú huzal ellenállása

$$R_1 = \frac{\rho}{d^2 \pi} \tag{11}$$

Az ellenálláshuzal teljes hossza pedig

$$L = \frac{R}{R_1} \tag{12}$$

Az  $L$ -értékét más gondolatmenet útján is nyerhetjük. Számítsuk ki a közepes menet-hosszat. Ennek értéke az  $S(x)$ , függvény-közép-értékének kétszerese.  $S(x)$  középértéke

$$S_k = \frac{\int_0^l S(x) dx}{l}$$

A teljes huzalhossz tehát

$$L = N \cdot 2 \cdot S_k$$

Figyelembevéve (4) összefüggést

$$L = \frac{2NR}{r_1 l} \tag{13}$$

Ez a kifejezés arra használható, hogy segítségével számításunkat ellenőrizhessük.

Röviden összefoglaljuk a méretezési eljárás menetét:

a) A szerkezeti méretekből ( $l, m$ ) és a jelleg-  
görbét leíró  $R(x)$  függvénykapcsolatból indulunk ki.

b)  $r_1$ -értékét kiszámítjuk a (7) összefüggés segítségével.

c) A (6) összefüggés felhasználásával a szabályozási éllel átellenben fekvő szélgörbe függvénygörbét kapjuk.

d) Az ellenálláshuzal anyagát megválasztjuk.

e) Az ellenálláshuzal átmérőjét (9) összefüggés segítségével számoljuk.

f) Az egységnyi hosszra eső, valamint a teljes menetszámot (8) ill. (10) összefüggés alkalmazásával számítjuk.

g) Az ellenálláshuzal teljes hosszát (11) és (12) összefüggések felhasználásával kapjuk.

h) A (13) összefüggés alkalmazásával a számítást ellenőrizzük.

IRODALOM

Beitrag zum Aufbau einfacher Analog-Rechen-  
geräte mit elektromechanischen Bauelementen für  
die Mess und Regeltechnik. Von Dipl.-Ing.  
Karl Zeilinger. Elektronik 7. Jahrgang (Nr. 5.  
S. 135—139.)

A tecnetron és a spacisztor

HORVÁTH JÁNOS és SZEKÉR FERENC

Az utóbbi években a tranzisztor-gyártás egyik legfontosabb problémája a határfrekvencia növelése lett. A kísérletek igen sok irányban folytak és jelenleg 2 főirányba ágaztak. A sík tranzisztorok továbbfejlesztéséből született az 1000 MHz-ig használható *tecnetron*, a germánium diódák gyorsító elektródákkal való kiképzéséből pedig a 10 000 MHz-ig használható *spacisztor*. Bár a rövid gyakorlat a spacisztornak jóval nagyobb jövőt, mégis a teljesség kedvéért röviden ismertetjük a tecnetront is. A közleményben kizárólag irodalmi adatokra támaszkodunk.\*

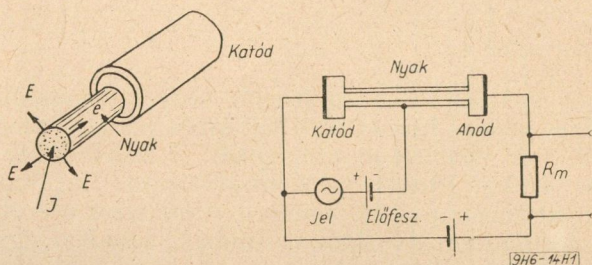
Tecnetron

A tecnetron „n” típusú germániumból készül, oly módon, hogy a végén peremesen kiképzett mintegy 2 mm hosszú rudacska — ill. a két perem közti nyakra indium gyűrű van helyezve, mely zárórteget képez. A perem két végére, és az indium rétegre 1—1 kivezető elektródát forrasztanak. Az  $n$  vezetőben elektronok mozognak éppen úgy, mint az elektroncsőben, a negatív töltésű helytől a pozitív töltésű hely

felé. Ebből kifolyólag tecnetronnál a negatív töltésű elektródát katódnak, a pozitív töltésűt pedig anódnak nevezték el. (1. ábra).

A tecnetron erősítőhatása a következőképpen magyarázható: Abban az esetben, ha nincs vezérlőfeszültség, zavartalan az elektronáramlás a katód és anód között. Vezérlőfeszültség esetén megváltozik a zárórtege mélysége, ami azt jelenti, hogy a „nyak” elektromosan szűkebb lesz. A zárórtege mélységével csökken a vezetőképesség, amely ellenállásnövekedést és ezáltal áramcsökkenést jelent.

Az előfeszültséget — az elektroncsőhöz hasonlóan itt is — negatívra kell választani, mert



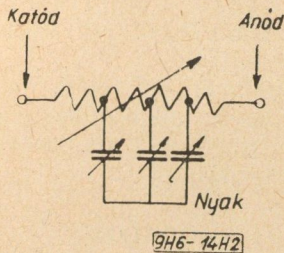
1. ábra

\*Az adatanyagot az irodalomjegyzék 3. 5. és 7. pontjában nevezett cikkek alapján ismertetjük.



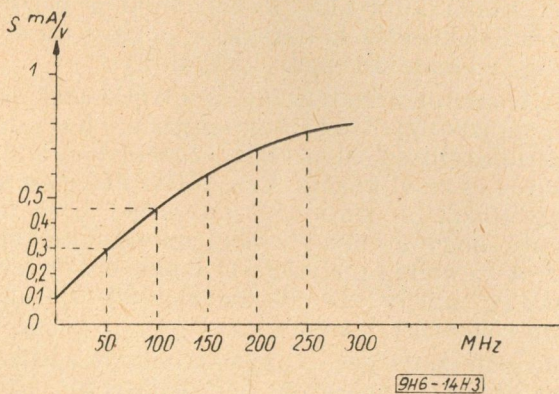
pozitív előfeszültség esetén a létesülő erőter lezárja az elektronok útját.  $R_m$  a munkaellenállás.

Igen érdekes a tecnetron helyettesítő kapcsolása. Maga a félvezető rúd egy változtatható ellenállásnak, a „nyak” pedig — a hossza által meghatározott — párhuzamosan kapcsolt kondenzátor sorozatnak felel meg, amely az előfeszültség ütemében változtatható. A kondenzátor sorozat az ellenállással párhuzamosan van kapcsolva. A kondenzátor frekvencia függő impedanciája következtében magas frekvenciáknál söntöli az ellenállást, és ezáltal magas frekvenciák felé kitolódik az erősítés határa. (2. ábra).



2. ábra

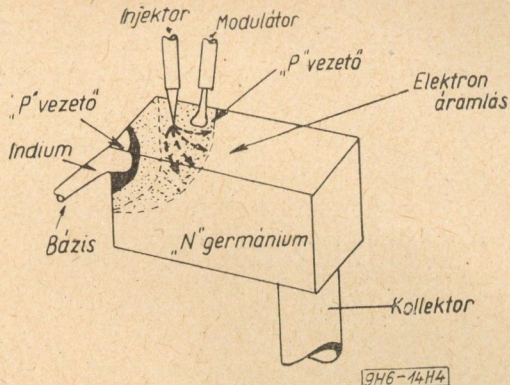
A 3. ábrán felrajzolt karakterisztikából látható, hogy 300 kHz-nél a meredekség 0,8 mA/V. A kísérleti típusokkal folytatott vizsgálatok azt mutatták, hogy a tecnetron bemenő impedanciája több MOhm; kimenő impedanciája pedig 1 MOhm nagyságrendű. Teljesítmény vesztesége 125 mW, „A” osztályú erősítés esetén hasznos teljesítménye: 15—30 mW. A tecnetront előállító cég nem közöl adatokat a zajviszonyokról.



3. ábra

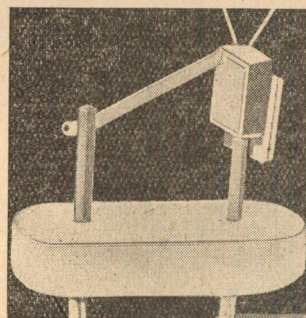
Spacisztor

A spacisztor a Raytheon cégnél dolgozták ki, és az első híradások 1957 őszén jelentek meg róla. A spacisztor kidolgozói: Herman Satz, Dr. Rolert Putsch és Konrad Laura. Maga az erősítő elem nem új, hiszen a tranzisztor őstétől, a germánium diódától származik, azonban egy absztrakt fizikai fogalmat — a kiterjedési mezőt — (champs d'espace) idézi.



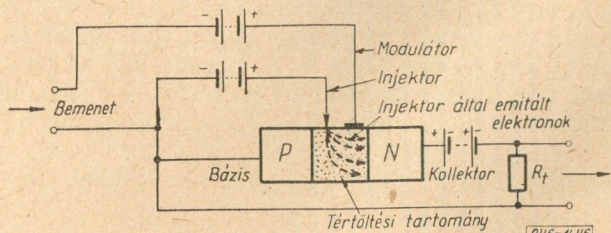
4. ábra

A spacisztor elvi felépítését a 4. és 5. ábra mutatja. Lényegében egy olyan pn csatolású dióda, amely záróirányban polarizálva van. Ezáltal — a 4. ábrán pontosza jelölt — tértöltési tartomány keletkezik. A tértöltési tartományban egy — a tértöltési tartományhoz képest — negatív potenciálú tús érintkező, — az injektor van elhelyezve. Az injektor és a bázis közötti telep polaritása úgy van megválasztva, hogy a telep negatív sarka kerül a bázisra. Ezáltal az injektor a környezetéhez, — a tértöltési tartományhoz — képest negatív potenciálú, mégis pozitívabb, mint a bázis potenciálja.

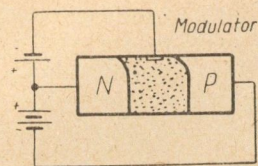


5. ábra

Az injektorból a tértöltési tartományba emiált elektronok a térerősség hatására nagy sebességgel haladnak a germánium n oldalára és az  $R_t$  terhelő ellenálláson keresztül áramot hajtanak. A tértöltési tartományban elhelyezett másik elektróda — a modulátor — p germániumból készül. Ez az injektor és az n réteg között van elhelyezve és egyenirányító hatást fejt ki.



6. ábra



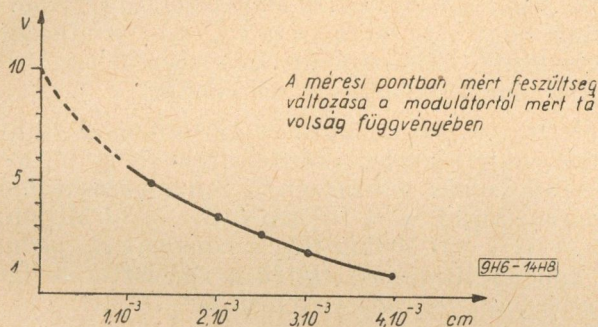
A töltési tartomány határainak módosulása a tartományhoz képest negatív feszültségre kapcsolt érintkező esetén

9H6-44H7

7. ábra

A modulátor a tértöltési tartományhoz képest ellenpólusként van előfeszítve. Bár a modulátor potenciálja pozitívabb mint az elektronokat kibocsátó injektor potenciálja és a modulátorban hasznos elektronáram nem folyik, a modulátor potenciálja mégis negatív az alatta levő tértöltési tartományhoz képest. A modulátor által létesített erőter áthatol a tértöltési tartományon (l. a 7. ábrát).

Belátható, hogyha a modulátor előfeszültségét váltakozóárammal helyettesítjük és egy wolfram érintkező csúccsal a tértöltési tartomány felületét letapogatjuk; akkor a mért váltakozóáramú feszültség értéke a modulátortól mért távolsággal változik.



A mérési pontban mért feszültség változása a modulátortól mért távolság függvényében

9H6-44H8

8. ábra

A modulátor lényegében két funkciót tud ellátni. 1. A rákapcsolt jelfeszültség által változtatja az injektor körzetében a térerősséget és a tértöltés által korlátozott injektor emisszióját modulálja. (A moduláció foka az injektor és modulátor geometriai elrendezésétől, elsősorban a távolságuktól és az előfeszültségtől függ).

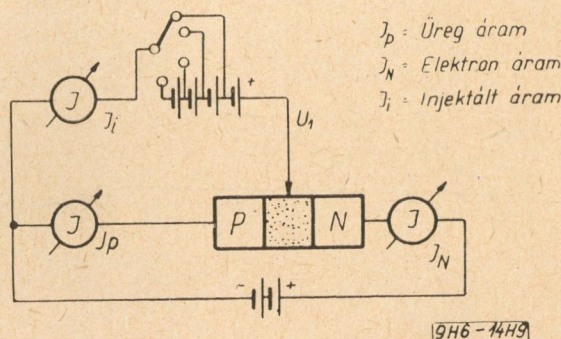
2. A modulátor által létesített tér leárnyékolja az injektort a terhelő ellenálláson létrejövő feszültség változások hatásától és ezáltal a spacisztor részére nagy kimenő impedanciát biztosít. (Kb. 0,3 mA-es injektált áram esetén a kimenő impedancia 30 MOhm. Ez az impedancia érték azonban az injektor áramemelkedése esetén csökken).

A modulátor árnyékoló hatását a bizonyítja, hogy az injektor körzetének térerőssége — amely a tértöltési tartomány határolta injektor emissziót megszabja — elsősorban a modulátor potenciáljától függ és gyakorlatilag független mind a kollektor, mind a bázis előfeszültségétől. A modulátor jó árnyékoló hatása lényegében nagy meredekséget jelent.

A meredekséget az injektor árama és a modulátor feszültsége definiálja.

Az injektor és a modulátor anyagának kiválasztásához szükséges, hogy ismerjük az

érintkezők viselkedését a tértöltési tartományban. A vizsgálatot a 9. ábra szerinti kapcsolásban végezték el.

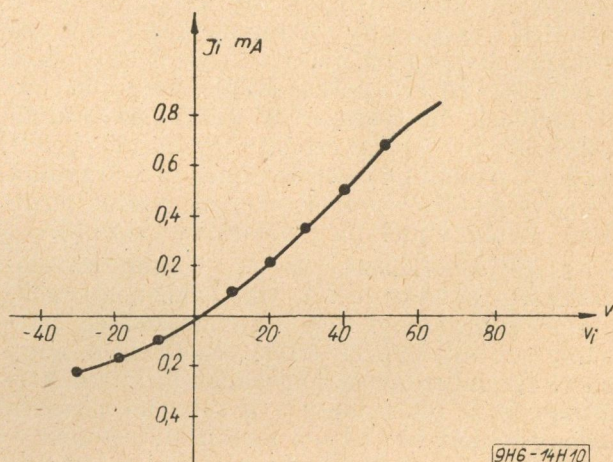


$I_p$  = Üreg áram  
 $I_N$  = Elektron áram  
 $I_i$  = Injektált áram

9H6-44H9

9. ábra

A 10. ábrán a wolfram érintkező  $U_i - I_i$  karakterisztikáját adjuk a tértöltési tartományban. Mivel az áteresztő impedancia jelen esetben közelítőleg azonos a záróimpedanciával, gyakorlatilag egyenirányítással nem kell számolnunk.

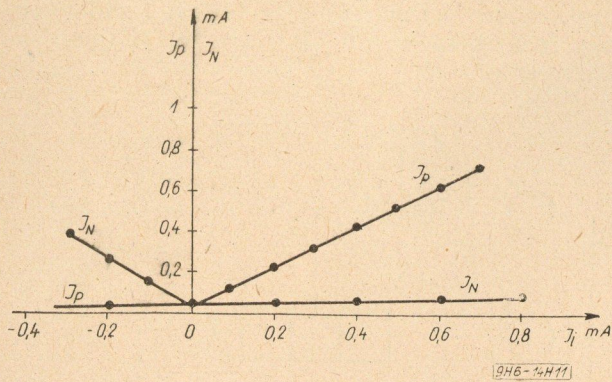


9H6-44H10

10. ábra.

Ha a lyukáramot ( $I_p$ ) és az elektronáramot ( $I_N$ ) vizsgáljuk az injektált áram ( $I_i$ ) függvényében, azt tapasztaljuk, hogy ha az érintkező feszültsége a tértöltési tartományhoz képest pozitív, akkor az injektált áram döntően lyukáramból tevődik össze, és a lyukak a p réteg felé vándorolnak. Abban az esetben viszont, ha az érintkező a tértöltési tartományhoz képest negatív, az injektált áram főleg elektronáramból áll és az elektronok az n réteg felé vándorolnak. A 11. ábrán felrajzoltuk a lyuk és az elektron áramok értékeit az injektált áram függvényében 100 V bázis-kollektor közti feszültség esetén

Az injektor vizsgálatából arra a következtetésre jutunk, hogy egy meghatározott injektált áram hatására a lyukak és az elektronok az injektor előtt összegyűjtődnek és az elektromos teret csökkentve, magát az emissziót is korlátozzák.



11. ábra

A modulátornak jó záró-irányú karakterisztikával kell bírnia. Az érintkezőt a tértöltési tartományhoz képest pozitív feszültségre kell kapcsolni. Ebben az esetben a modulátorból lyukak emittálódnak a tértöltési tartományba és a tértöltés az emittálást korlátozza. Bár az érintkezőbe negatív feszültség esetén sem folyhat be a tértöltési tartományból elektron, mégis a  $p$  rétegben néhány elektron található. Az elektronok koncentrációja az érintkező és a tértöltési tartomány határretegében zérusra csökken. Ily módon az érintkező belseje és a határreteg között potenciálkülönbség jön létre, melynek hatására — a dióda záróáramához hasonló — kis értékű egyenáram keletkezik. Germánium esetén ennek az áramnak a nagysága  $10^{-7}$  amper nagyságrendű. (szilícium esetén ennél még valamivel kisebb).

Az így keletkezett áram — amíg az előfeszültség néhány tized volt alá nem csökken — elvileg nem függ az előfeszültség értékétől, az impedancia értéke ezért igen nagy lehet. Az impedancia nagyságát azonban korlátozza az a tény, hogy a  $p$  réteg hő hatására néhány lyukat hoz létre a tértöltési tartományban vagy az  $n$  rétegben. Az impedancia értékét korlátozó lyukak száma függ az alkalmazott anyagtól, ezért a korlátozó hatást megfelelő anyagok kiválasztásával csökkenteni lehet.

A 12. ábrán a modulátor áramfeszültség karakterisztikáját rajzoltuk fel a frekvencia függvényében. Leolvasható az ábrából, hogy a záróimpedancia gyakorlatilag állandóan 30 MOhm nagyságrendű.

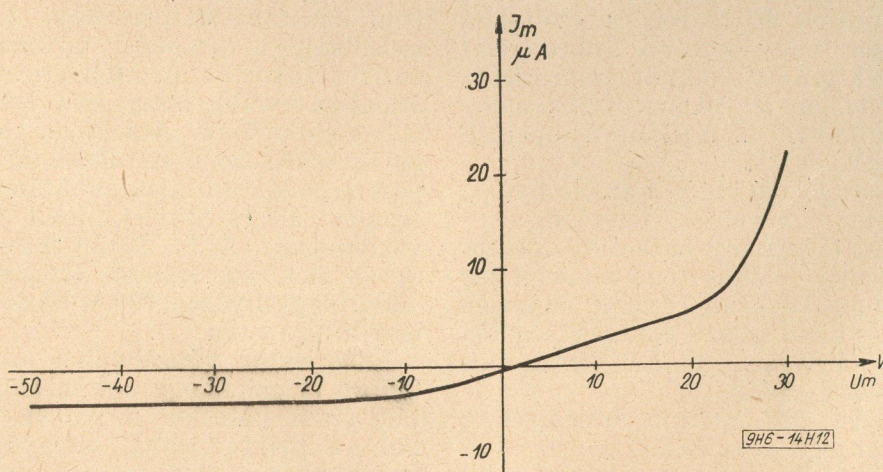
A modulátorból emittált áram pozitív feszültség esetén majdnem kizárólag lyukáramból tevődik össze, negatív feszültség esetén pedig modulátor áram gyakorlatilag nincs, ill. nem mutatható ki.

A 13. ábrán két germániumos spacisztorok a meredeksége látható az injektált áram függvényében. A spacisztor modulátora  $5 \cdot 10^{-3}$  cm vastag aranyozott  $p$  vezetőlé, injektora pedig wolfram pontérintkezőből készült. A modulátor és az injektor közti távolság kb.:  $1,2 \cdot 10^{-3}$  cm. A kollektor és a bázis közti feszültség a karakterisztika felvételénél: 205 V, a tértöltési tartomány pedig  $10^{-2}$  cm nagyságú.

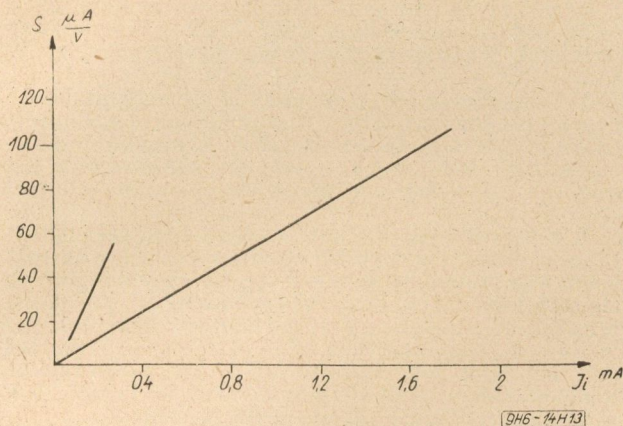
Az ábrából leolvasható, hogy a spacisztor meredeksége lineárisan nő az injektált áram növekedésével. (Tekintettel arra, hogy az injektált áram az érintkező felületétől függ, valószínű, hogy a 14. ábra szerinti „csík” érintkezős elrendezésű spacisztor esetén a meredekség  $10^3 \mu\text{A/V}$  nagyságrendig is növelhető.)

A tranzisztor frekvencia tartományát általában a teljesítményerősítés frekvencia függőségével szokás jellemezni. A rendelkezésre álló adatok szerint:  $S = 10^2 \mu\text{A/V}$ ;  $R_{be} = 30 \text{ MOhm}$ ;  $R_{ki} = R_t = 30 \text{ MOhm}$  ( $R_{be}$  a bemenő,  $R_{ki}$  pedig a kimenő ellenállás) esetén a spacisztor hangfrekvenciás teljesítményerősítése: 70 dB.

A bemenő körben fellépő teljesítményvesztés következtében — amely a modulátor és a terhelő ellenállás közti kapacitív csatoláson lép fel — magas frekvenciáknál az erősítés csökken. Tekintve, hogy az érintkezők egy viszonylag nagy tértöltési tartományban vannak, a szóbanforgó kapacitások igen kis értékűek (1 pF nagyságrendűek) és ezért a spacisztorok alkalmasak többfokozatú erősítők építésére is.



12. ábra



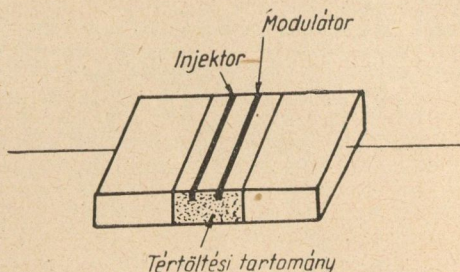
13. ábra

A kimenő és bemenő feszültségek viszonyára felírható:

$$\beta = \frac{U_2}{U_1} \approx SR_t, \text{ ha } R_t \leq R_k$$

Az előzőleg adott értékek esetén a spacisztorral kb.  $3 \cdot 10^3$  nagyságú feszültségerősítés érhető el.

A spacisztorral hasznosítható feszültség-erősítés érhető el egészen olyan frekvenciáig, amelyek megfelelnek a töltéshordozók visszafutási idejének. Bár a spacisztor meredeksége 1000 MHz felett erősen csökken, mégis felhasználható hasznos erősítésre egészen 10 000 MHz-ig.



14. ábra

## IRODALOM

1. Das Tecnetron, eine neue halbleiter Triode für Hochfrequenzen. — Das Electron, 1958. I. (1—2).
2. E. Aisberg nyomán: Das Tecnetron — Radio Mentor, 1958. III.
3. „Hobby” újdonságok, 1958.
4. J. Fahrendholz: Einige Betrachtungen zum Spacisztor — Radio Fernsehen, 1958. IV.
5. Der Spacistor, ein Neuartiger Halbleiter Verstärker — Radio Fernsehen 1957/21.
6. Low Transit time semiconductor amplifier — Electronics, 1957. IX.
7. H. Stutz, R. A. Puel, C. Laura: High Frequency semiconductor Spacistor tetrodes — Proceedings of the IRE, 1957. IX.

## S Z E M L E

Összeállította: Hargitai Endre

Polivinilklorid, polietilén és politrifluorklóretilén alapon hajlékony nyomtatott huzalozást gyártanak flexoprint néven. A vezetőfólia két műanyagfólia között van elhelyezve. A flexoprint lemezekből több egymáshelyezhető s így többdimenziós huzalozás is megoldható gyakorlatilag síkban. A flexoprint a merev nyomtatott áramköri lemezek térfogatának 1/3-át foglalja el, súlya csak 1/4-e. Flexoprintből kapacitásszegény szalagkábelek is készíthetők.

\*

A svájci Hasler cég intézetek, gyárak, üzemek, bankok, áruházak részére vezeték nélküli személyhívót hozott piacra. A vevőkészüléket — mely cigaretta-csomag (60 × 70 × 20 mm) nagyságú — a hívandó személy kabátjának hajtókájára akaszthatja. Az adás az épület helyiségeiben felszerelt vezeték-hálózatról mint antennáról történik. Az átvitel egyoldalú.

\*

A hajózás híradástechnikai felszerelése közé újabban felvették az ultrarövidhullámú berendezéseket is. 1957 januárban Hágában megegyezés jött létre Anglia, Belgium, Dánia, Finnország, Franciaország, Hollandia, Írország, Lengyel-Népköztársaság, Német Szövetségi Köztársaság, Norvégia, Svédország és Szovjetunió között, mely keretszerződés szabályozza a biztonsági szolgálatot hajó-hajó kommunikációt kikötői kommunikációt nyilvános kommunikációt.

Az URH összeköttetések fázismodulációval (frekvenciamoduláció 6 db/oktáv kiemeléssel az adóoldalon és ugyanennyi csökkentéssel a vevőoldalon) működnek. A megállapodással biztosított összeköttetések száma 26 beszédesatorna (9 simplex és 17 duplex) a 156,80 MHz-es sávban.

Az URH bevezetésének rendkívül nagy előnyei vannak. Ugyanis a hajó a hosszú- közép- és rövidhullámú berendezéseit kikötőben csak külön engedéllyel használhatta. Az URH sávon a hajók egymás között vagy a parttal minden nehézség nélkül 70...100 km körzetben beszélhetnek. Ezzel a radarberendezések igen hasznos kiegészítést kaptak, mert nehéz kikötési körülmények között (köd, folyótorkolat, nagy forgalom) a partról révkalauz nélkül is rövid idő alatt bevezethetők a hajók kikötési helyükre.

A szerződött országok igazgatásai már 1958. év során fokozatosan ellátták kikötői szerveiket ilyen berendezésekkel.

\*

A kikötői hajózásban a legkorszerűbb Radar, Loran, Shoran, Decca stb. berendezések mellett is elég gyakoriak az összeütközések. Ezek a precíziós berendezések meglehetősen drágák s ezért csak nagy hajókra szerelik fel. A kis hajók ködben vagy rossz látási viszonyok mellett beleütközhetnek a nagyobbakba, mielőtt azok kitérhetnének. Olasz találmány alapján a televízió bevezetésével minden hajó — kikötői forgalomban — radarpótlóval látható el. A kikötő nagy radarállomása a radarképet televízió adóval kisugározza, amit a kis

hajók közönséges televízió-készülékkel vesznek. A képen saját helyzetük, mozgásuk és a többi jármű helyzete tisztán látható. A zavarás elkerülésére a felhasználó sáv kivülesik a szórakoztató TV sávon.

Más találmány szerint kis hajók legmagasabb pontjára ipari televízió kamera kerül, a továbbított kép alapján a hajó biztosabban vezethető, mintha csak a parancsnoki hídról figyelnék az irányt. Japánban kifejlesztették az infravörös ipari televízió kamerát is, melyet hajókon e célra ködben is jól lehet alkalmazni.

\*

Az USA-ban 1957. év végéig 1 250 000 rádióadó működött, melyből 160 000 rádióamatőr-adó volt. 1958. év végéig ezek a számok mintegy 12%-al növekedtek.

\*

Mexikóban mikrohullámú hálózatot létesítenek félmillió dollár költséggel, mely az ország 16 nagyobb városát köti össze. Az eredeti, de elvetett terv szerint vezeték nélküli rendszert építettek volna ki, de ez 5 millió dollárba került volna. (Fernmelde Praxis 1958.)

\*

A francia postaigazgatás Marseille és Algír között erősítőket tartalmazó kb. 900 km hosszú kábelt fektetett le, mely 60 távbeszélőcsatorna átvitelére alkalmas. A kábel 552 kHz-ig használható ki (60 csatorna kéthuzalos átvittel), 29 km-es erősítő távolság mellett. A kábelbe épített 28 erősítő sorbakapcsolt táplálású; a tápvezetéken 211 mA folyik keresztül. A kábelt mindkét végén 1500 V-os tápberendezésekhez kapcsolják.

\*

A már több mint egy éve üzemben levő transzatlanti, erősítővel felszerelt kábel 3600 km hosszú, 36 négyhuzalos csatorna átvitelére alkalmas; 164 kHz határfrekvenciával, 70 km-es erősítőtávolsággal. Ez az irány tulajdonképpen két kábeltől áll: a két irány két külön kábelen megy. A létesítés első évében 430 000 háromperces beszélgetés folyt le.

\*

Tervezik egy második transzatlanti kábel létesítését is. Ez az irány Penmarch (Franciaország) és Clarenville (Canada) között 3850 km lenne. Az új-fundlandi végződésről az USA felé mikrohullámú összeköttetést építenek ki. A 40 millió dollárba kerülő új irány 36 csatorna átvitelére lenne alkalmas; ebből 13 csatornát kapna a Német Szövetségi Köztársaság. Ennek megfelelően a költségek 64%-át a német és francia postaigazgatások vállalják.

Hasonló kábelt, 60 csatornás átvitelre, nemrég fektettek le Anglia és Kanada között.

\*

A „Bell System”-et alkalmazó különböző postaigazgatásoknál az utóbbi 30 év alatt a bekapcsolt előfizetők száma 13 millióról 52 millióra szaporodott. Ezalatt a fenntartó személyzet száma csak duplájára növekedett; 350 000-ról 770 000-re.

\*

Kölnben, Augsburgban és Frankfurt/Main-ban automata csekkbeaváltót létesítettek. A csekket üveglapra kell fektetni, melynek képét ipari televíziókészülékek továbbítják a bankba a 10 diszponenshez. Ha a diszponens a csekket fedezettnek minősíti, gomb lenyomásával tájfelzi, mire az üveglapra borított csekkre automatikusan rábéljegezz; a csekket azonnal kifizetik. Fedezetlen cseknél — más gomb megnyomásával — a beaváltóhelyen piros fény gyullad ki és egyidejűleg a beaváltó személy távbeszélő kapcsolatot kap a bankkal.

\*

1957. év végéig a világon 1066 televízió adó volt üzemben.

\*

A német hanglemezzgyártás 1957. év végéig 57 millió darabra növekedett melyből 10 millió darab exportra került. A 17 cm-es, 45 fordulatos lemezek a teljes produkció 74%-át tették ki.

\*

Már most kibontakozni látszik — a londoni, bécsi és hannoveri kiállítások alapján — az 1959. évi rádiótechnikai, elektroakusztikai és televíziótechnikai irányzat.

A térhangtechnika, a stereofonia a hanglemezjátszó berendezéseknél általános. A gramfonnal összeépített rádióvevőkészülékek (zeneszekrények) mind kétcsatornásak. Ezek legtöbbjénél a monofon lejátszásnál a két csatorna párhuzamosan, pseudostereofonikus jelleggel dolgozik.

A statisztika szerint a 17 collos képsővel ellátott készülékekből van legtöbb üzemben és ezeket keresik leginkább. Emellett azonban az 53 cm-es képsővel ellátott készülékek nagy választékban készülnek. A televíziókészülékek méretesökkenése érdekében a legtöbb cég nagy eltérítési szögű (110°-os) képsőveket épít be. Igen sok nyugati cég a TV készülékekbe komplett ultrarövidhullámú vevőket is beépít. Sok a 17"-os képsővű hordozható TV készülék.

A rádióvevőkészülékeket majdnem kivétel nélkül nyomtatott huzalozással állítják elő. A készülékek megjelenése leegyszerűsödött, de emellett a legnagyobb luxust tükrözök, szolgáltatásaikban kiugró újdonság nincs: az eddig ismert megoldásokat variálják. A mai ízlésnek megfelelően mind több a bútorba beépíthető külön nagyfrekvenciás rész (tuner), melyhez nagy-kvalitású (Hi-Fi) erősítő csatlakozik, akusztikailag legelőnyösebben elhelyezhető hangszűrővel. A hangfrekvenciás rész többnyire kétcsatornás, figyelemmel a hanglemezek által támasztott stereofonikus igényekre.

A stereomagnetofon csak néhány cégnél jelent meg, azonban az év folyamán számítani lehet általános elterjedésére, mindazon típusoknál, melyek zeneszekrényekbe kerülnek.

\*

Angol statisztika szerint a televízió előfizetők száma 1949-ben elérte az 1 milliót s ezzel az eladott színházjegyek 5,5%-kal csökkentek az 1948. évihez képest, 1950-ben ismét 3%-os csökkenés volt. A pályázatos TV műsor bevezetésével 1957-ben az eladott mozijegyek száma 18%-kal csökkent 1956-hoz viszonyítva. Az 1948-ban 1,5 milliárd mozilátogató 1957-ben 1 milliárdra csökkent. 1948 óta 500 mozit zártak be látogatottság hiánya miatt és 1959. év végéig 800—1000 újabb megszüntetésre számítanak.

\*

Az első teljesen elektronikus telefonközpont üzembe helyezését 1960-ra tervezik London Highgate-Woodban. Korábbi kísérleti üzemek tapasztalatainak felhasználásával fejlesztették ki a berendezést, melynek gyártását megkezdték. Az elektronikus központnak nagy előnyei vannak az elektromechanikus rendszerekkel szemben. Ezek a kis létesítési és fenntartási költségekben jelennek meg elsősorban, de nem becsülhető le az azelőny sem, mely a kisebb és olcsóbb épületigényben jut kifejezésre. Az elektronikus központ lényegesen gyorsabban kapcsol mint a jelenlegiek. A zajszint elhanyagolhatóan kicsi lesz. Előrelátható, hogy az elektronikus távbeszélőközpontok térhódításával lehetséges lesz mozgó előfizetők korlátozás nélküli, vezeték nélküli bekapcsolódása is.

\*

A távbeszélőszolgálat egy előfizetőre eső önköltségének csökkentése céljából a nagykiterjedésű helyi hálózatokat többcsatornás vivőáramú berendezésekkel látják el. E berendezések megvalósíthatóságát a tranzistorok megjelenése tette lehetővé, mert a csöves berendezésekkel 10 km-nél rövidebb összeköttetések létesítése már nem lenne gazdaságos. A berendezések előfizetői része nyomtatott áramkörű tranzistoros. A végberendezést az előfizetői csomópontban oszlopon, falon vagy aknában helyezik el. Az áramszolgáltatás a központból történik; a berendezés 20 V mellett 50 mA-t vesz fel. Az előfizetők ehhez a kihelyezett berendezéshez a megszokott módon csatlakoznak. A berendezés négycsatornás, 12—20—52—64 kHz vivőfrekvenciákkal. A négy frekvenciát két generátor állítja elő. Az egyik 32, a másik 52 kHz-es. A 32 kHz-es

generátor első harmonikusa szolgáltatja a 64 kHz-et, a 12 és 20 kHz-et a meglévő frekvenciák egymás-közi modulációja révén nyerik ( $52 - 32 = 20$  kHz és  $64 - 52 = 12$  kHz).

A távolsági távbeszélő kábelhálózat, központok között — vitathatatlan minőségi előnyei miatt — majdnem kivétel nélkül négyhuzalos. Célzerű volna az előfizetőig négyhuzalos elmenni, amikor is a vezetékek a hallgatóban, illetve a mikrofonban végződnek. A kétszeres vezetékigény miatt ezt sehol sem alkalmazták, elektroncsöves egyéni előfizetői vívőáramú berendezések alkalmazása ugyancsak gazdaságtalan volna. A tranzisztorok térhódításával már olyan javaslat született, mely szerint a miniatűr kétszatórnás (kétirányú) tranzisztoros berendezést az előfizetői készülékbe lehet beépíteni központi táplálással.

A leghosszabb és legmélyebben elhelyezett tengeri kábelösszeköttetést 1957 októberében adták át a forgalomnak Point Arma (Kalifornia) és Hanauma (Honolulu) között. A kábelösszeköttetés hossza 3850 km és helyenként 5600 méter mélyen fekszik. A kábel azonos típusú, mint a transzatlanti erősítő kábel; ennél is 70 km-enként erősítő van a kábelbe építve. A két irány részére két kábelt párhuzamosan fektettek le. Az építési költségek 37 millió dollárt tettek ki.

Kísérletek eredményei azt mutatják, hogy a Holdat fel lehetne használni a mikrohullámú nagytávolságú összeköttetések céljaira mint reflektort. A kísérleteket 200 és 3000 MHz között végezték. A 800 000 km-es összeköttetésnél a terjedési idő túllépi a CCIF ajánlást, mert 2,5 másodpercet vesz igénybe.

A „magnetophon” szót annakidején a Telefunken-cég 707 086 szám alatt védelemre bejelentette mint mágneses hangrögzítő gyártmányainak márkanevét. Ezért ezt a nevet csak a Telefunken-cég használhatja ilyen gyártmányainak megnevezésére.

Több működő horizonton túli mikrohullámú összeköttetés bizonyítja, hogy megfelelő teljesítmények mellett erősebben görbült felületek mentén is lehetséges összeköttetés. A Florida—Cuba közötti összeköttetés közel 300 km. A nemrég üzembe helyezett Puerto-Rico—Dominica közötti összeköttetés is 100 km fölött van. Ugyancsak a horizonton túli mikrohullámú összeköttetések közé sorolható a Szardínia és Minorca közötti 380 km hosszú szakasz, mely az Olaszország és Spanyolország közötti távbeszélőösszeköttetés láncának egyik részét képezi.

A Florida—Cuba közötti berendezést az International Telephone and Telegraph Corporation és az American Telephone and Telegraph Company közösen fejlesztették ki. E berendezés főbb adatai a következők: összeköttetés

távolsága	legfeljebb 450 km
adóteljesítmény	10 kW
antennák	18 m átmérőjű parabola antennák, végberendezésenként 2 db, kétszeres polarizációval
diversity üzemmód	négyszeres (tér és frekvencia) az adó bemenete 70 MHz-es sávba esik. A rendszer alapkiépítése 36 távbeszélő csatorna átvitelét teszi lehetővé, de végleges kiépítésben 120 csatornát fog átvinni. A TV átvitelt is lehetővé teszi
frekvenciasáv	692...880 MHz, horizontális vagy vertikális polarizációval
frekvenciamenet	1 dB 6 MHz-es sávban
zajtávolság	40 dB
klimaállóság	TH

Tunisz is igyekszik saját rádióhálózatát kiépíteni. Szerelés alatt áll Tunisz városban egy 100 kW teljesítményű középhullámú műsorszóró adó, mely a szomszédos országok arab lakossága részére is jó vételt

biztosít. Felállításra kerül továbbá egy 50 kW-os rövidhullámú adó is, mely irányított antennákkal Marokkó és a közel-keleti arab országok felé sugározna.

A Philips-cég újfajta szimultán-tolmács berendezést fejlesztett ki. A berendezés lényege egy négy különféle frekvencián dolgozó adó, mindegyik vívó a tolmácsok mikrofonjától jövő hangfrekvenciával amplitudómodulált. Természetesen az egyik tolmács helyett az előadó mikrofonja is bekapcsolható. Az adó a tanácsterem falán végigfutó vezetékurokra csatlakozik, melyre 1 W energiát ad le.

Az egyéni vevőkészülékek miniatűr kivitelűek, 1,5 V-os teplel, tranzisztorral működnek. Az egész egység gyufásdoboz nagyságú, stetoklipszben (fülkagylóra akasztható miniatűr hallgató) végződik.

Az adó is tranzisztorokkal, 6 voltos teplel működik és így teljesen független a hálózattól, bár arra is rákapcsolható.

A térhang átvitelt a hanglemezekeken túl a rádió műsorszórásban is meg kívánják valósítani, mint a kvalitásos zeneátvitel újabb fokozatát.

Az amplitudómodulált, amúgy sem kielégítő sávzélességű adókkal dolgozó középhullámú sávban szó sem lehet stereofoniás adók létesítéséről. Az ultrarövidhullámú sávban azonban ilyenek létesíthetők.

A stereofoniás adást kísérletképpen úgy valósították meg, hogy két különböző frekvenciájú adóval külön-külön kisugározták a jobb és bal csatornát. Az adást két külön készülékkel vették, melyek elhelyezése megfelelt a térhallás követelményeinek.

A probléma ilyenforma megoldása teljesen gazdaságtalan lenne, mert mind az adó, mind a vételoldalon kétszeres kiépítettséget követel.

Ma ötféle módszer ismeretes a stereo adás-vétel többé-kevésbé gazdaságos megoldására. Ezek a következők:

FM/AM modulációval dolgozó (teljesen korszerűtlen) Griese rendszer; mindkét csatornát FM rendszerben továbbítja, adóoldalon kétszeres költséget jelent.

Crosby-rendszer; mindkét csatornát FM-rendszerben továbbítja, de az egyik csatornában csak 25 kHz-es löketet enged meg, adóoldalon kétszeres költséget igényel.

Adam—Enkel—Meyer-rendszer; egyik csatornát FM, másikat két 100 Hz-es segédvívó amplitudómodulált produktumaként pilot célból sugározza. Korszerű rendszer, mind az adó, mind a vevőoldalon kis költséggel megvalósítható.

Percival-rendszer; egyik csatornát FM-ként továbbítja, másik csatornában keskeny amplitudómodulált segédávot sugároz; korszerű rendszer igen kis költséggel létesíthető.

A televízió készülékek képcsövének nagyfeszültségét statikusan kell mérni, ami költséges műszert igényel. Eredeti módszert hoztak javaslatba gyors és veszélymentes mérés elvégzésére. A képesó ernyőjére foku-száló báriumferrit mágnesgyűrűt helyezve a gyűrű körül a képernyő sötét marad. A sötétben maradó folt átmérője a mágnesgyűrű rotációs térerősségétől és a képesó feszültségétől függ. Általában 7 gyűrűt kell egymásra helyezni, hogy a szokásos képesófeszültségek mellett 10—15 cm átmérőjű sötét foltot kapjunk. Celluloid vonalzóval lemérve a folt átmérőjét, hitelesítés alapján a feszültséget jól meg lehet határozni.

Egy magát megnevezni nem kívánó író tollából érdekes cikk jelent meg a mértékrendszerek más alapokra való helyezése tárgyában az Electronic Engineering 1958. X. számában. Érdekes cikkéből egyes hozzászólók azt a következtetést vonták le, hogy a jelenlegi anarchisztikus mértékrendszerhelyzet felszámolhatja. Ezek a hozzászólók a világszerte használatos régebbi (CGS, MKSA stb.) rendszerek helyett való bevezetését javasolják.

Az új rendszer alapja a  
 $C_0 = 1$  méter/újsecundum és a  
 $Z_0 = 1$  újohm/négyzetméter

A  $C_0$  az elektromágneses hullámok terjedési sebessége a szabad térben és a  $Z_0$  a szabad tér impedanciája. Az új rendszer hosszegységként a métert megtartotta, de az időegységet újmásodpercben méri, mely  $\text{sec}/c$ -vel egyenlő. Ennél a megállapításnál  $c$  a fény sebességének számértéke MKSA-egységben. Az új és régi egységek közötti összefüggés a következő:

1 új egység	= n régi egység
1 újmásodperc	= $3,33 \cdot 10^{-9}$ másodperc
1 újméter	= 1 méter
1 újwatt	= 1 watt
1 újtonn	= $3,71 \cdot 10^{-26}$ kilogramm
1 újjoule	= $3,33 \cdot 10^{-9}$ joule
1 újerő	= $3,33 \cdot 10^{-9}$ newton
1 újohm	= $3,77 \cdot 10^2$ ohm
1 újvolt	= 19,42 volt

1 újamper	= $5,15 \cdot 10^{-2}$ amper
1 újcoulomb	= $1,72 \cdot 10^{-10}$ coulomb
1 újfarad	= $8,85 \cdot 10^{-12}$ farad
1 újhenry	= $1,26 \cdot 10^{-6}$ henry
1 újgauss	= $6,47 \cdot 10^{-4}$ gauss

Az új rendszer a szabad tér permeabilitását és dielektromos állandójának számértékét 1-nek veszi fel, ami feltétlenül kedvező, a  $4\pi$  értékét az egyes megnyitásokban inklusíve szerepelteti.

Az új rendszer a mikrohullámú technikában és az atomfizikában első pillanatra ellentmondás nélkülinek és kellemesnek tűnik.

Ezt a rendszert  $C_0 Z_0 h d_0$  rendszernek is lehetne nevezni. A  $h$  a Plank-féle állandó és  $d_0$  a világegyetem átlagsűrűsége.



# HÍRADÁSTECHNIKAI GÉPGYÁR

a híradástechnikai ipar szolgálatában

## GYÁRTMÁNYAINK

### NÉGYORSÓS

#### SORTEKERCSSELŐGÉP:

STS—4—Typ

Hengeres, vagy szögletes, oldallappal, vagy szabadon készülő csévék, hüvelyek, tekercstestek, segédszerszámok, sablonok csévélésére egyaránt alkalmas, félautomatikus papíradagolóval és egyéb, különleges munkák elvégzésére szolgáló normál tartozékokkal is felszerelhető.

Csúcsmagasság:	100 mm
Csúcsávolság:	100 — 200 mm
Huzalátmérő:	0,01 — 0,6 mm
Tekercsszélesség:	5 — 125 mm
Egy időben csévévelhető max. tekercsszám:	4 db

### KERESZT-

#### TEKERCSSELŐGÉP:

KT—1—Typ

Kereszt- (méhsejt) tekercsek készítésére szolgáló berendezés. Zománc szigetelésű huzalokhoz külön szálvezetővel szállítjuk.

Csúcsmagasság:	125 mm
Csúcsávolság:	50 — 300 mm
Csévéátmérő:	2 — 80 mm
Cséveszélesség:	1 — 14 mm
Huzalvastagság:	0,08 — 1 mm
Egy időben csévévelhető max. tekercsszám:	4 db

### TELEVÍZIO

#### ELTÉRÍTŐTEKERCS

#### CSÉVÉLŐ GÉP:

TV—90—Typ

Televízió képcsövek eltérítőtekercsének csévélésére készült. A különleges, térben alakos tekercs csévélése többrészes, a gépről levehető sablonra történik. A tekercs a sablonnal együtt hevítve, annak alakját felveszi és a további felhasználásra sablon és egyéb rögzítés nélkül alkalmas.

Huzalátmérő határok:	0,1 — 0,5 mm
Egy időben csévévelhető max. tekercsszám:	1 db

A felsorolt és sorozatban gyártott gépeink szállításán kívül vállaljuk egyéb, elsősorban a híradástechnikai ipar gépesítését szolgáló célgépek, automaták tervezését és legyártását a megrendelő kívánsága szerint

Telephely:

**BUDAPEST, XIV., FOGARASI ÚT 14.**

**TELEFON: 298-450**

## Обобщение на русском языке

## K. Géher: Корреляционный анализ

После обзора математических основ корреляционного анализа статья занимается вопросами распространения волн. Описываются числовые характеристики явления замирания, далее роль функции корреляции в определении сечения рассеяния и расчет разброса времени пробега. Применение в слаботочной технике иллюстрируется на примерах, относящихся к схемам счета совпадений, предсказанию, анализу сигналов, измерению времени пробега и измерению передаточной функции. В заключении дается принципиальное построение коррелятора.

## Ф. Кечеш: Новые венгерские широкополосные репродукторы и некоторые проблемы их совершенствования

После общего теоретического обзора приводится сравнение между репродукторами с круглой и овальной, далее экспоненциальной и конической мембраной, с точки зрения характеристики по частоте и искажений. Сообщаются возможности обработки бумажного материала мембраны, с целью снижения искажений. В таблицах приведены технические показатели новых широкополосных овальных репродукторов, разработанных на радио-заводе ОРИОН.

## Ф. Малшнер: Вопросы развития вещательных передатчиков

Среди вещательных передатчиков за последнее время развились ультракоротковолновые передатчики. Автор знакомит с распространением ультракоротковолновых передач в Германии и в странах граничащих с Венгрией. Обсуждает преимущества и недостатки ультракоротковолновых передатчиков. Знакомит с задачами отечественного (венгерского) производства ультракоротковолновых передатчиков.

## Ш. Лайко: Трехканальная телефонная установка с воздушной проводкой несущего тока

После краткого обзора вопросов применения вновь выпущенной трехканальной установки статья при помощи подробной блочной схемы знакомит с контурной структурой установки, данными уровня токов и принципом ее действия. Далее занимается переносом сигналов вне разговорной полосы, промежуточными усилителями и пилот-регулируемой, а также снабжением несущей частоты. В конце статьи показаны различные конструкции установок.

## Б. Шебештьен: Расчет проволочных потенциометров по данной характеристике

Проволочный потенциометр является одним из основных элементов различных электрических приборов. В простейшем случае он применяется как переменное сопротивление, в других случаях его роль более сложна. Он играет основополагающую роль в серво-мультипликаторах и функциональных генераторах (функциональный потенциометр) счетных машин непрерывного действия с электромеханическими конструктивными элементами. Преимуществом этого потенциометра является то, что с его помощью данную характеристику можно воспроизвести с большой точностью. Статья дает метод расчета потенциометра с заданной характеристикой. Метод годится для потенциометров с однослойной обмоткой, одним подвижным контактом и двумя концевыми клеммами.

## Zusammenfassungen in deutscher Sprache

## K. Géher: Korrelationsanalyse

Nach einer Zusammenfassung der mathematischen Grundlagen der Korrelationsanalyse beschäftigt sich der Artikel mit Fragen der Wellenausbreitung. Es werden zahlenmäßige Kennwerte der Schwunderscheinungen (fading), weiters die Rolle der Korrelationsfunktion in der Bestimmung des Streuungsquerschnittes und die Berechnung der Laufzeitstreuung beschrieben. Die Verwendung in der Fernmelde-technik wird auf Beispielen illustriert, die sich auf Koinzidenzschaltung, Prädiktion, Signalanalyse, Laufzeitmessungen und Messung der Übertragungsfunktion beziehen. Zuletzt wird der prinzipielle Aufbau des Korrelators gegeben.

## F. Kecskés: Neue ungarische Breitband-Lautsprecher und einige ihrer Entwicklungsprobleme

Nach einer allgemeinen theoretischen Zusammenfassung enthält der Artikel einen Vergleich zwischen runden und ovalen, weiters exponentiellen und konischen Lautsprecher-Membranen vom Gesichtspunkt des Frequenzganges und der Verzerrungen. Es werden Möglichkeiten der Bearbeitung des Papier-

materials der Membranen beschrieben, die zur Verminderung der Verzerrung führen. Eine Tabelle enthält technische Kennwerte der im Radiowerk ORION entwickelten neuen ovalen Breitband-Lautsprecher.

## F. Malcsiner: Zur Entwicklung der Rundfunksender

In letzter Zeit entwickelten sich unter den Rundfunksendern die Ultrakurzwellen-Sender. Der Verfasser beschäftigt sich mit der Verbreitung der Ultrakurzwellen-Sendungen in Deutschland und in den Nachbarstaaten von Ungarn. Ferner werden die Vorteile und Nachteile der Ultrakurzwellen-Sender besprochen und die weiteren Aufgaben der ungarischen UKW-Senderherstellung angegeben.

## S. Lajkó: Dreikanal-Trägerfrequenzfernsprecheinrichtung für Freileitungen

Nach einem kurzen Überblick über die Fragen der Verwendung der neu erschienenen Dreikanal-Einrichtung demonstriert der Artikel an Hand eines detaillierten Blockschaltbildes die Stromkreisordnung, die Pegeldaten und das Arbeitsprinzip der Einrichtung. Ferner beschäftigt sich der Artikel mit der außer dem Sprechbereich liegenden Signalübertragung, den Zwischenverstärkern und der Pilotregelung, wie auch mit der Trägerversorgung. Schließlich werden verschiedene konstruktive Zusammenstellungen der Einrichtung gezeigt.

## B. Sebestyén: Dimensionierung von Drahtpotentiometern nach gegebener Kennkurve

Das Drahtpotentiometer ist eines der Grundelemente verschiedener elektrischer Geräte. In einfachsten Fällen wird es als veränderlicher Widerstand verwendet, in anderen Fällen ist seine Rolle komplizierter. Eine grundlegende Rolle spielt es in den Servo-Multiplikatoren und Funktionsgeneratoren (Funktions-Potentiometer) der aus elektromechanischen Elementen aufgebauten Analog-Rechenmaschinen. Vorteilhaft ist, dass wir mit seiner Hilfe die gewünschte Kennkurve mit grosser Genauigkeit darstellen können. Der Artikel gibt eine Methode zur Dimensionierung an, mit deren Hilfe Potentiometer mit vorausbestimmten Kennkurven entworfen werden können. Die Methode bezieht sich auf die konventionelle Bauart mit einfachem Windungsbelag, einem Gleitkontakt und zwei Endklemmen.

## Summaries in english

## K. Géher: Correlation analysis

After summarising the mathematical basis of correlation analysis, the paper discusses questions of wave propagation. It touches upon the description of the numerical characteristics of fading phenomena, upon the role of the correlation function playing a part in the determination of the scattering cross section and further upon the calculation of the dispersion of running time. The author illustrates the telecommunication applications by examples referring to the lock on coincidence circuit, the prediction, the signal analysis, the measuring of running time and the function of transmission. Finally the principal construction of a correlator is described.

## F. Kecskés: Certain problems connected with new home wide-band loudspeakers and their development

After a general theoretical summary the author makes a comparison between loudspeakers with round and oval, further exponential and conic membranes from the standpoint of frequency characteristic and distortion. It describes solutions how to work out the paper material of membranes to diminish distortion. The paper illustrates in a table the technical data of new wide-band oval loudspeakers developed by the Orion Radio Factory.

## F. Malcsiner: Questions of the development of broadcast transmitters

From the broadcast transmitters the ultra-shortwave transmitters have developed recently. The author presents the spreading of ultra-shortwave broadcast in Germany and in the neighbouring countries of Hungary. He discusses the advantages and inconveniences of ultra-shortwave broadcast transmitters and gives an account of the aims of home ultra-shortwave transmitter production.

## S. Lajkó: Three Channel Carrier Telephone Equipment for Open-Wire

After a brief account of the applications of the recently produced three channel equipments the article with the aid of detailed block schematic presents the circuit arrangement, level data and operating principles of the equipment. The author describes signaling outside of voice frequency band, repeaters and pilot regulation, further the supply of carrier frequency. Finally he demonstrates the different ways of how to set up equipment.



**B. Sebestyén:** Dimensioning of wire-wound potentiometer based on the given characteristic curve

The wire-wound potentiometer is one of the essential components of different electrical equipments. In a simpler case it is used as a resistor of variable value, in other cases its role is more intricate. Its operation is basic in the servomultipliers and function generators (functionpotentiometer) of electromechanical analogeous computers. Its advantageous quality is that by it a given characteristic curve with a great accuracy may be realised. The paper describes a dimensioning procedure by which potentiometer of a predetermined characteristic curve can be obtained. The procedure refers to a simple wound basic type having a moving contact and two limiter terminals.

**Résumé des articles en langue française**

**K. Géher:** L'analyse des corrélations

L'auteur après avoir résumé les bases mathématiques de l'analyse des corrélations, s'occupe des questions de la propagation des ondes. Il décrit les caractéristiques numériques des phénomènes de «fading» et il fait connaître le rôle de la fonction de corrélation dans la détermination de la section de la dispersion, puis il présente le calcul de la dispersion de la durée de propagation. Il illustre les applications télécommunicatives par des exemples concernant la communication de coïncidence, la prédiction, l'analyse du signal, la mesure de la durée de propagation et de la fonction de transmission. Enfin, il décrit la construction principale des corrélateurs.

**F. Kecskés:** Quelques problèmes concernant les haut-parleurs à gamme vaste et leur développement

Après un résumé général l'article fait des comparaisons entre les haut-parleurs d'une membrane ronde et elliptique puis entre les membranes exponentielles et coniques, au point de vue de la caractéristique de la fréquence et de la distorsion. Pour diminuer la distorsion il fait connaître des solutions sur l'appretage des matières en papier des membranes. Sur des tableaux il fait connaître les

données techniques des nouveaux haut-parleurs elliptiques à gamme vaste construits et développés dans l'usine de Radio Orion.

**F. Malesiner:** Les questions de développement des émetteurs de radiodiffusion

Parmi les émetteurs de radiodiffusion, les émetteurs d'ondes ultra-courtes se sont récemment développés. L'auteur fait connaître la propagation de l'émission des programmes des ondes ultra-courtes en Allemagne et dans les pays voisins de la Hongrie. Il traite les avantages et les inconvénients des émetteurs d'ondes ultra-courtes. Il fait connaître les buts de la construction de nos émetteurs d'ondes ultra-courtes.

**S. Lajkó:** Installation téléphonique par courant porteur à 3 voies des lignes aériennes

Après un bref aperçu sur les questions de l'adaptation de l'installation à trois voies récemment émise, l'article fait connaître la construction de circuit de l'installation à l'aide d'un bloc-schéma détaillé, les données de niveau et le principe de son opération. Il décrit aussi la signalisation outre la bande de fréquences vocales, les récepteurs et le réglage de pilot ainsi que l'alimentation de la fréquence porteuse. Enfin l'auteur présente les divers assemblages de construction de l'installation.

**B. Sebestyén:** Le calcul du potentiomètre bobiné à la base d'une courbe caractéristique donnée

Le potentiomètre bobiné est un élément essentiel des équipements électriques. Dans les cas simples on l'utilise comme résistance variable, dans d'autres cas son rôle est plus compliqué. Il accomplit une fonction fondamentale dans les servomultiplicateurs et dans les générateurs de fonction (potentiomètre de fonction) des calculateurs analogiques qui sont équipés de pièces détachées électromécaniques. Sa qualité avantageuse est qu'une courbe caractéristique donnée d'une grande exactitude peut être réalisée par son aide. L'article fait connaître une méthode de calcul à l'aide de laquelle on peut construire un potentiomètre d'une courbe caractéristique déterminée d'avance. La méthode se rapporte à un type de bobinage simple d'un contact mobile et de deux broches de positions extrêmes.

**Korszerű nyomtatottáramköri és tranzistoráramköri alkatrészekkel**

**biztosítjuk a magyar híradástechnika fejlődését!**



szubminiatűr kristályszenréteg ellenállás  
 nagyterhelhetőségű bórkarbon ellenállás  
 hidegzománc burkolatú huzalellenállás  
 miniatűr kapcsolós rétegpotencióméter  
 tranzistoráramköri rétegpotencióméter  
 nyomtatottáramköri beállítható rétegpotencióméter  
 tranzistoráramköri elektrolit kondenzátor  
 miniatűr fémezett papirkondenzátor  
 nyomtatottáramköri epoxy-gyantás kondenzátor  
 nyomtatottáramköri RC tagok  
 nyomtatottáramköri műanyagburkolatú  
 csillámkondenzátor

**REMIX**

**RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT**

BUDAPEST, X., PATAKI ISTVÁN TÉR 20.



## K Ö N Y V I S M E R T E T É S

## Elektrotechnikusok zsebkönyve

(Alapismeretek)

A Műszaki Könyvkiadó nagy szolgálatot tett a magyar elektrotechnikusoknak, amikor magyar nyelven kiadta (1959. jan.) *Moeller: Taschenbuch für Elektrotechniker (Band I. Grundlagen)* című munkáját. A kézikönyv igen hasznos táblázatokat, egyenleteket, görbeseregeket közöl, amelyek erősáramú és híradástechnikai mérnökök és technikusok tanulmányi és gyakorlati munkáját egyaránt megkönnyítik. A mű nemcsak az elektrotechnikát tárgyalja, hanem megadja a legfontosabbakat a műszaki tudományok egyéb területeiről és a segédtudományokból is. Mindjárt az elején matematikai táblázatok és képletgyűjtemények találhatók, amelyeket a gyakorlat követelményei szerint válogattak össze. Ezt követik az elektrotechnika általános és elméleti alapjai. A mérés technikai fejezetben nagy gondot fordítottak az egységek és mértékrendszerek tárgyalására, az egységek és mérőszámok átszámításának kérdésére. Mind a mérés technikai káról és a szerkezeti anyagokról szóló fejezetekben, mind az anyagi jellemzőkre vonatkozó táblázatokban figyelembe vették az anyagoknak — az elektrotechnikus szempontjából oly

fontos — melegedését is. Ez utóbbi fejezet a különféle anyagok szilárdsági, hangtani és fénytani tulajdonságaira vonatkozó adattáblázatokat is tartalmaz.

Az eredeti könyv természetesen a német viszonyokra épült fel, a VDE és DIN előírásokra támaszkodik, azokat idézi, vagy azokra hivatkozik. A magyar fordításban, amely esetekben Magyar Szabvány van, feltüntették a vonatkozó MSZ számot, sőt kiegészítették az anyagot a könyvben idézett német előírásoknak megfelelő magyar szabványok jegyzékével.

Hiányossága a kézikönyvnek, hogy a korszerű elektrotechnika, különösen a híradástechnika szempontjából oly nagy fontosságú félvezetőkkel egyáltalán nem, a ferritekkel csak jelentéktelen mértékben foglalkozik, amit magyaráz az, hogy a német eredeti 5 évvel ezelőtt látott napvilágot. Sajnálattal kell tudomásul venni azt is, hogy a német eredeti II. kötete (erősáramú és gyengeáramú alkalmazás) — annak sajátosan Németországra korlátozott vonatkozásai miatt — magyar nyelven nem fog megjelenni. B. P.

*William Shokley:* Félvezetők elektronfizikája, tranzistorok elmélete, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1958. 484 oldal. Fordította: Szelényi Tibor, Weiszburg János, Műszakilag ellenőrizte: Bodó Zalán.

A félvezetőkkel foglalkozó szakemberek előtt a fenti mű már évek óta ismert angol nyelvű eredetijében. Shokley könyve alapvető és a kutató munka közvetlen élményeiből született. E helyen felesleges magyarázni azt, hogy a félvezetők területének kutatása mennyire fontos a hazai híradástechnikai ipar fejlődésének szempontjából. Shokley könyvének magyar nyelven való megjelentetésével lehetővé vált, hogy szakembereink legszélesebb köre számára az hozzáférhetővé váljon. De nem hallgatható el az, hogy nem kellett volna 9 évig várni ennek a kitűnő könyvnek a lefordításával. Ha ilyen alapvető könyvek nem

is avulnak el néhány év alatt, de sok tekintetben túlhaladottá válnak azáltal, hogy ma a súlyponti problémák nem azok, mint 1950-ben a könyv eredetijének megjelenése idején.

A félvezetők fizikája a régebbi mérnök generáció számára szinte teljesen ismeretlen. A könyv első fejezetei a félvezetők fenomenológikus tárgyalását tartalmazza, így ezen fejezetek magasabbfokú matematikai ismeretek nélkül is olvashatók. Nyilvánvalóan ezek lesznek a legjobban olvasott fejezetei a könyvnek. A további részek a félvezetők fizikájával magasabb színvonalon foglalkoznak. Ezek megértéséhez feltétlenül szükséges a kvantummechanika ismerete. Ez azonban nem hibája a könyvnek, mert a félvezetők fizikája csak fenomenológikusan, kvantummechanika nélkül, nem tárgyalható.

A fordítók, a lektor és a könyvkiadó a könyv tartalmához méltó gondos és szép munkát végeztek. Boglár Gyula

L. Robin: Fonctions sphériques de Legendre et fonctions sphéroidales. Tome II. (Szférikus Legendre függvények és szféroidikus függvények II. kötet) Gauthier—Villars, Paris, 1958. 384 oldal.

A fenti kiadó kitűnő szakkönyvsorozatának kötetei Magyarországon is közkedtek.

L. Robin, aki híradástechnikai mérnök, a fenti témakörben több munkát is írt. 1944-ben jelent meg egy könyve elektromágneses hullámok terjedésével kapcsolatban, majd egy nagyszabású sorozatban dolgozta föl a Legendre függvényekkel kapcsolatos témakört. A fenti című három kötetre tervezett munkán kívül ezzel párhuzamosan jelenteti meg a Legendre függvények táblázatait. Az összesen 5 kötetre tervezett sorozatból 3 kötet már megjelent, a többi sajtó alatt van.

A mű a matematikus, a fizikus és a kutató mérnök számára egyaránt oly nélkülözhetetlen gömbfüggvényeknek páratlanul gazdag tartalmú kézikönyve. A most megjelent kötet 3 részre oszlik. Az általános Legendre függvényeket és rokonfüggvényeket, a Legendre függvények asszimptotikus kifejtéseit, valamint a Legendre polinom-sorokat tárgyalja a szerző. Tárgyalásmódja aránylag egyszerű, a mérnökök számára érthető.

Mindenkinek, aki hullámterjedéssel foglalkozik, melegen ajánljuk Robin könyvét, mint a szükséges matematikai apparátus tankönyvét.

Boglár Gyula

Kádár Géza: Rádió és televízió vevőkészülékek (1956—57) Műszaki Könyvkiadó, 1958. 288 oldal.

A fenti mű abból a szükségletből született meg, hogy 1957. és 1958. években Magyarországon kb. 1/2 millió legkülönbözőbb gyártmányú rádió és televízió készüléket adtak el. Ezek karbantartásához és javításához szükséges műszaki adatokat szolgáltatja a könyv. Nemcsak a magyar, hanem a Magyarországon forgalomba került külföldi készülékeket is ismerteti.

Tárgyalásmódja igen gyakorlatias és teljesen egyöntetű. A készülék fényképét, műszaki adatait skálahűrozását és kapcsolási rajzát tartalmazza minden típusra egyazon módon. Ettől csak a TV készülékek esetében tér el, ahol — igen helyesen — a működést és egyéni sajátosságokat részletesen leírja.

A könyv annak ellenére, hogy erősen aktuális jellegű, mégis maradandó értéket is képvisel azáltal, hogy rádiótervező szakembereink szellemi munkájának tanulságos, jól áttekinthető gyűjteményét adja.

A könyvben fellelhető kisebb pontatlanságok és hibák nem csökkentik annak használhatóságát.

A Műszaki Könyvkiadó és az Athenaeum Nyomda dicséretet érdemel a könyv jóminőségű kiállításáért.

Boglár Gyula

### Gyakorlati elektrotechnika

A Műszaki Könyvkiadó 1958. decemberében újabb 7700 példányban a közönség rendelkezésére bocsátotta a Jesch László által szerkesztett közismert *Gyakorlati Elektrotechnikát*. Az elektrotechnikának ez a magyar nyelvű kis enciklopédiája így elérkezett VI. kiadásához, ami ismét alkalmat adott az egyes tárgykörök fejlődésének figyelembevételére és időszzerűvé vált újabb tárgykörök felvételére, mint pl. a közép- és nagyfrekvenciás áramok ipari alkalmazása, stb. A híradástechnikusokat közvetlenül érdeklő 154 oldal terjedelemben (a könyv teljes terjedelme 1010 oldal)

helyet kaptak a távjelző és távbeszélő berendezések, az automata távbeszélő központok, a rádió és televíziótechnika. Sajnos egyáltalán nem foglalkozik a kézikönyv sem az elektroakusztika, sem az ultrarövid- és mikrohullámú távközléstechnika és rokonterületeivel (pl. a közlekedés mobil távközlési és lokációs berendezéseivel stb.)

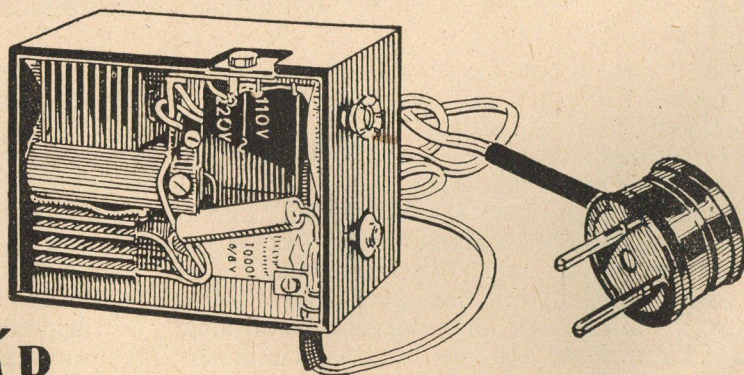
Célszerű lett volna a tartalomjegyzékben a tárgykörök részletesebb áttekintését biztosítani, amit a „Tárgymutató” véleményünk szerint nem pótol.

B. P.

# FONTOS KÖZLEMÉNY

## A TERTA-TÁSKARÁDIÓVAL KAPCSOLATBAN

*A TERTA táskarádió-adapter alkalmazásával a telepes készülék 110 és 220 Voltos hálózatra is csatlakoztatható. A TERTA táskarádió tulajdonosok az adapterrel a korábbi telephasználat lehetőségének megtartása mellett egy második hálózati készülékkel is rendelkeznek. A hálózati adapter ára: 285 Ft. Szaküzletekben már kapható.*



## TELEFONGYÁR

### MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. — Telefon 113-450

Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1140 példányban

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál  
Előfizetési díj: félfévre 15 Ft, egész évre 30 Ft Egyes szám ára: 5 Ft Megjelenik kéthavonta — Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066  
(vagy átutalás a MNB 47. sz. folyószámlájára)

7792 — Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12. F. v. Janka Gyula igazgató