



170.66

HB 1.423

XIV. ÉVFOLYAM 1. SZÁM, 1—40 OLDAL
BUDAPEST, 1963. FEBRUÁR HÓ

1

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. BERCELI TIBOR — GONDA JÓZSEF: Klisztronmodulátorok linearitásának és stabilitásának vizsgálata	1
DR. AMBRÓZY ANDRÁS — HIDAS GYÖRGY — DR. VALKÓ I. PÉTER: Közvetlen mutató tranzisztor-zajtényező mérő	5
MAJOR JÁNOS: Televíziós vevőkészülékek okozta zavarok jellemzői; a mérés és elhárítás módszerei	9
FARKAS ERVIN: Többcsatornás berendezések nemlineáris torzításának analízise fehérzaj terhelés esetén	16
PATAKY BALÁZS — BROSS SÁNDOR: Nagypermeabilitású, kapcsolástechnikai Ni-Zn ferritek technológiájának és metallográfiájának egyes kérdései	24
PARKYN, J. M.: Q-mérő műszerek alkalmazási körének kiterjesztése és az elérhető mérési pontosság	29
FISCHER FERENC: Új irány az elektroncsövek technológiájában	31
Könyvismertetés	15, 23
Szabadalmiszemle	33
Tartalmi összefoglalások	35
Обобщения	35
Zusammenfassungen	36
Summaries	36
Résumés	38

Szerkesztőség: BALOGH PÁL felelős szerkesztő, BOGLÁR GYULA szerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Október 6 utca 7. IV. 421. Telefon: 183—772. — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság-tér 17. Telefon: 113—027.

Szerkesztőbizottság: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ITSVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS kandidátus, KÓMÜVES FRIGYES kandidátus, MÁGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER kandidátus, VIG ISTVÁN.

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadaja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113—450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1333 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest V., József nádor tér 1. Telefon: 180—850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” P. O. B. 149 Budapest 62.

HÍRADÁSTECHNIKA

A-HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

10.16 J
HB

TARTALOMJEGYZÉK

XIV. évfolyam (1963)

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
<i>Dipl. Ing. Albrecht, Dgma:</i> Negatív ellenállások megvalósítása impedanciakonvertekkel	4	127	<i>Kocsis Miklós:</i> Félvezető eszközök tönkremenetelének egy lehetséges mechanizmusa	6	201
<i>Dr. Ambrózy András — Hidas György — Dr. Valkó I. Péter:</i> Közvetlen mutató tranzisztor-zajtényező mérő	1	5	<i>Komporday Aurél:</i> A híradástechnikai kutatás feladatai	különszám (november)	2
<i>Dr. Ambrózy András — Kauker János:</i> Tranzisztor zajmérés 25 MHz-es keverőkapcsolásban	különszám (november)	19	<i>Dr. Kőműves Frigyes:</i> A HIKI 10 éve	különszám (november)	
<i>Balogh Albert:</i> Híradástechnikai berendezések megbízhatósági vizsgálatával foglalkozó irodalom	2	64	<i>Dr. Kőműves Frigyes:</i> „... legyen ez az első kapavágás új sikerek bevezetője.. ..	2	40
<i>Dr. Berceli Tibor — Gonda József:</i> Klisztron-modulátorok linearitásának és stabilitásának vizsgálata	1	1	<i>Major János:</i> Televíziós vevőkészülékek okozta zavarok jellemzői; a mérés és elhárítás módszerei	1	9
<i>Blum Endre — Seres Péter — Vass Béla:</i> Tranzisztoros fordító grafikus méretezése	4	121	<i>Mamusich György:</i> Számítógépek felhasználása a híradástechnikai tervezőmunkában	3	104
<i>Boglár Gyula:</i> Időnormál, frekvencianormál	5	179	<i>Muzsnay Géza:</i> BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Házi vonalak helyszámának meghatározása	3	81
<i>Czirer József — Mocsári János:</i> Video jelrögzítés	6	227	<i>Dr. Nagy Endre:</i> Keménymágneses anyagok helyzetképe és fejlődési irányai	5	173
<i>Ing. Dames:</i> Alkatrész újdonságok	6	213	<i>Nagy Péter:</i> Színes televízió kamerák	6	216
<i>Ekker Béla:</i> Kristályok frekvenciaállékonyság vizsgálata	2	48	<i>Parkyn, J. M.:</i> Q-mérő műszerek alkalmazási körének kiterjesztése és az elérhető mérési pontosság	1	29
<i>Enszöl Gyula:</i> Gránátstruktúrájú anyagok alkalmazási kérdései	4	136	<i>Pataki László:</i> Nagyfrekvenciás zavar-sugárzásmérések a magyar villamosenergia-rendszer 220 kV névleges feszültségű szabadvezeték hálózatán, különös tekintettel a rádió és televízió vételi zavarokra	5	187
<i>Farkas Ervin:</i> Többsatornás berendezések nemlineáris torzításának analízise fehérzaj terhelés esetén	1	16	<i>Patakyl Balázs — Bross Sándor:</i> Nagy permeabilitású, kapcsolástechnikai Ni-Zn ferritek technológiájának és metallográfiájának egyes kérdései	1	24
<i>Dr. Fischer Ferenc:</i> Új irány az elektroncsövek technológiájában	1	31	<i>Dr. Pásztoriczky Lajos:</i> Tranzisztoros símitószűrők	2	50
<i>Dr. Fischer Ferenc:</i> Elektroncsövek élettartam vizsgálata	különszám (november)	38	<i>Sarkadi Károly:</i> Megbízhatósági vizsgálatokkal kapcsolatos egyes matematikai kérdések	2	60
<i>Frischmann Gábor:</i> Nomogramm zajteljesítmény—zajfeszültség jel/zajviszony átszámításhoz)	4	149	<i>Simon Gyula:</i> Színes televízió rendszerek összehasonlításának bemutatása Londonban	6	222
<i>Gärtner Péter:</i> Reflexiócsökkentés fázistáplálással az URH tartományban	6	206	<i>Solymosi János:</i> Lineáris hálózatok analízise hatásgráfok segítségével	5	161
<i>Gobbi István:</i> Új típusú transzformátor konstrukciók lehetősége a szeminizotróp transzformátor-lemez alkalmazásával	3	100	<i>Somogyi András:</i> Korszerű középfrekvenciás erősítők tervezése televízió vevőkészülékek számára	2	55
<i>Gonda Lajos — Orgovány László:</i> Korszerű galvanikus nemesfém bevonatok	3	108	<i>Dr. Szabó János:</i> Fénycsövek hatásfokemelésével kapcsolatos külföldi és hazai eredmények	különszám (november)	23
<i>Göblös János — Szabó Márton — Rippel Géza:</i> Nagy megbízhatóságú, hazai gyártású kondenzátorok	2	73	<i>Szabó Márton — Rippel Géza — Meskó Sándorné:</i> Epoxigyanták alkalmazása híradástechnikai alkatrészek védelmében	2	67
<i>Gribben, H. C.:</i> Rádiófrekvenciás teljesítmény mérése koaxiális tápvonal rendszerekben	5	184	<i>Szakács Gyula:</i> Digitális komparáció	4	140
<i>Groma Géza:</i> Transzformátorlemez-anyagok vasvesztésg mérésének néhány problémája	4	147	<i>Dr. Szép Iván:</i> A tranzisztor gyártási technológiájának fejlődése és további perspektívái	különszám (november)	8
<i>Dr. Katona János — Gyalog Pál:</i> Újabb eredmények a híradástechnikai kondenzátorok kutatása területén	különszám (november)	29	<i>Dr. Szigeti György:</i> Alapkutatási feladatok a vákuumtechnikai és félvezető ipar területén	különszám (november)	4
<i>Kemény Ádám — Fischer Ferenc:</i> Hazai félvezető elemek megbízhatósági kérdései	3	85			

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
<i>Tardos Lászlóné</i> : Gránátstruktúrájú ferromágneses anyagok	4	132	Mikrohullámú csőtápvonal csillapító-lezáró szerkezet	6	237
<i>Dr. Valkó I. Péter</i> : A méréstechnikai kutatás szerepe félvezető eszközök fejlesztésében	különszám (november)	16	Eljárás oxidkátódok előállítására. Amplitúdó és futási időgörbét mérő áramkör	6	237
<i>Vasvári György</i> : Hibajavító kódok alkalmazása PCM rendszereknél	3	95	KÜLFÖLDI ESEMÉNYEK		
<i>Ványai Péter</i> : Rezonanciagörbék kiértékelésének pontos módszere	3	97	Az 1963. évi moszkvai Popov konferenciáról	4	152
<i>Wirth József</i> : BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Hívások azonosításának veszteségei	2	43	Klimatizációs konferencia az NDK-ban	4	152
<i>Wirth József</i> : BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. A kapcsolómező felépítése	5	168	Milánói Vásár — 1963	4	153
SZABADALMI SZEMLE			Nemzetközi AUDIP Fesztivál — London	4	154
Két-hangfrekvenciás tranzistoros jel-vevő berendezés	1	33	Megbízhatósági symposium Varsóban	5	193
Távjelző berendezés, különösen táviró információk átvitelére	1	33	A varsói izzókátód-szeminárium	5	193
Lapos televízió képcső berendezés és kapcsolat	1	33	British Radio and Electronic Components Show — London	5	194
Szabályozó áramkör, különösen tranzistoros nagyfrekvenciás áramkörökhöz	1	34	Az IEC velencei ülészaka 1963. május 27-től június 28-ig	6	233
Helyzetmodulált jeleket szolgáltató mikrohullámú generátor	1	34	A Nemzetközi Automatizálási Szövetség (IFAC) II. Kongresszusa	6	234
Limiter-áramkör változó amplitúdójú jelek konstans értéken tartására és nagy, túllövésmentes impulzusok előállítására	1	34	Nemzetközi Ipari — elektronikai Kiállítás — Bázél	6	234
Generátor-elrendezés különféle jelalakok előállítására	2	76	Poznani Vásár — 1963	6	236
Egyenárrammal vezérelt automatikus hangoló berendezés	2	76	KÖNYVISMERTETÉSEK		
Hajlítórezgő kristályok elektrodaelrendezés	2	7	<i>F. H. Lange</i> : Korrelationselektronik	1	15
Rácsáram csökkentése	2	76	Rádióamatőrök kézikönyve	1	23
Forrasztásos kötés előállítása nyomtatott kapcsolású áramkörök vezetéklemelésének vezetőrétege és a szerkezeti elemek oldható, foglalátnélküli csatlakozásához szükséges érintkezőrugók között	2	77	<i>Dr. Fodor György</i> : A Laplace-transzformáció műszaki alkalmazása	1	23
Gyors jelrögzítés elektrettel	2	77	<i>V. M. Sjangyin</i> : Az automatika és a telemechanika elvei	2	42
Eljárás és berendezés germániumszeletek méretre marására	3	115	<i>Kádár Géza</i> : Rádió vételtechnikai ismeretek	2	42
Nagyfeszültségű, stabilizált tranzistorvédelemmel ellátott tranzistoros tápegység, kisfeszültségű tranzistorokkal	3	115	<i>Kádár Géza</i> : Rádió vevőkészülékek kapcsolása, I. kötet	2	42
Nagyfrekvenciás elektronikus teljesítményátkapcsoló	3	115	<i>Korsa Béla</i> : Villamos mérőkészülékek és mérések	2	42
Nagyteljesítményű, változtatható csillapítóberendezés	3	115	<i>Dr. Valkó Iván Péter</i> : Az elektroakusztika alapjai	3	104
Optimális vevőszűrő-karakterisztikájú PPM vevőkészülék	3	116	<i>Dr. Tarnay Kálmán</i> : Elektroncsöves kapcsolások	3	120
Finomhangoló szerkezet mikrohullámú műszerekhez	4	155	<i>J. I. Felisztak</i> : Egyszerű rádióalkatrészek készítése	3	120
Kapcsolási elrendezés televízió-vevőkészülékek kontrasztszabályozásához, feketeszint rögzítéssel	4	155	<i>I. J. Breido</i> : Egyenáramú jelek erősítése	6	221
Szélessávú, hangolható mikrohullámú csőtápvonal lezáró szerkezet	4	155	<i>Kobrev—Sismakov</i> : Tranzistoros rádiókészülékek áramkörei	6	221
Hőkompenzált üregrezonátor	4	156	EGYÉB		
Eljárás facsimile készülékekkel tónusos képek közvetítésére	4	156	Egyesületi rendezvények 1962 második felében	1	38
Eljárás és mérőberendezés rezgőkörök jóságai tényezőjének meghatározására	6	237	10 éves a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet	3	103
			IV. Nemzetközi Műszaki Könyvkiállítás	3	103
			A Pénzügyminisztérium intézkedései a korszerű és gazdaságosan előállítható gyártmányok exportjának fokozására	4	126
			Elektromos alkatrész tapasztalatcsere értekezlet	4	126
			A HTE javaslatai az oktatási reformmal kapcsolatban	4	131
			Egyesületi rendezvények 1963 első felében	4	139
			Lágyforrasztás Kollokvium	4	156
			Megalakult a Soproni Híradástechnikai Tudományos Egyesület	5	183
			Új Virág-Pollák emlékérmeseink	6	205
			Mechanikai Konstrukció Konferencia Tapasztalatcsere értekezlet a híradástechnikai alkatrészekről, Szombathelyen	6	226
				6	238



Klisztron modulátorok linearitásának és stabilitásának vizsgálata

ETO 621.385.624:621.373.42

1. Bevezetés

A sokcsatornás mikrohullámú összeköttetések modulátorának széles frekvenciasávon nagy linearitású modulációt kell adnia. Ilyen célra legelőnyösebb a reflexklisztron-oszcillátor, melynek frekvencia-reflektorfeszültség-karakterisztikája mikrohullámú áramkörrel széles sávon linearizálható. Linearizáló áramkörként általában csatolt üreget használnak.

Az együreges klisztronoszcillátor működésének vizsgálatával Pierce és Shepherd [1] foglalkozott részletesen. A csatolt kétüreges klisztronoszcillátor előnyeit Reed [2] elemezte, aki néhány esetre bemutatta a csatolt üreg hatását az amplitúdó- és a frekvencia karakterisztikákra. Ebben a cikkben a csatolt üreges klisztronoszcillátor vizsgálatával kapcsolatosan új eredményként ismertetjük a linearitás beállításának feltételeit általános esetben és a linearitás stabilitását befolyásoló tényezők hatását. A szerzők közül Bercei a stabilitás kérdéseit, Gonda [7] a linearitás-beállítás feltételeit dolgozta ki.

2. Elektronikus és terhelő admittancia

A reflexklisztron működése a csőben haladó elektronnyaláb és az azzal csatolt terhelő áramkör kölcsönhatásának az eredménye. Áramköri szempontból az elektronnyaláb egy Y_e elektronikus admittanciával vehető figyelembe, s ezzel kapcsolódik párhuzamosan a terhelés által képviselt Y_{be} admittancia. Szabad oszcilláció esetén a két admittancia összegének zérust kell adnia. Az oszcillációs frekvencia tehát kizárólag a két admittancia fáziszögétől függ. Ezért a következőkben az admittanciák abszolút értékének vizsgálatával nem foglalkozunk.

Az elektronikus admittancia értékét a következő képlet [2] adja meg:

$$Y_e = \frac{I_0 \beta^2 \Theta}{2U_0} \frac{2J_1\left(\frac{\beta u \Theta}{2U_0}\right)}{\left(\frac{\beta u \Theta}{2U_0}\right)} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \Theta\right)} \quad (1)$$

Itt I_0 az elektronnyaláb egyenárama, β a nyalábmodulációs tényező, Θ a repülési szög radiánban, U_0 a gyorsító egyenfeszültség, u a nagyfrekvenciás feszültség amplitúdója a rácsok között, J_1 az elsőrendű Bessel-függvény.

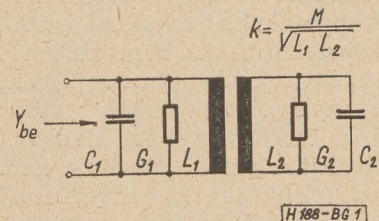
Mint az (1) képletből látható, az elektronikus admittancia fáziszöge kizárólag a Θ repülési szög függvénye, mely utóbbi a következő képlettel [3] fejezhető ki:

$$\Theta = \frac{4\omega d}{v_0} \frac{U_0}{U_0 + |U_R|} \quad (2)$$

Itt ω a körfrekvencia, d a reflektor és a rács távolsága, v_0 az elektronok sebessége a rácsok közötti térbe lépéskor, U_R pedig a reflektor feszültsége.

A Θ repülési szöget általában a reflektorfeszültséggel változtatjuk. A repülési szög a reflektorfeszültséggel kis tartományban jó közelítéssel lineárisan arányos. Ezért a frekvencia-reflektorfeszültség-karakterisztikát lényegileg a terhelő admittancia fáziszögének a frekvenciafüggése határozza meg.

A terhelés esetünkben két csatolt üreg, melynek kisfrekvenciás helyettesítő kapcsolása az 1. ábrán látható. A helyettesítő kapcsolás tehát két csatolt párhuzamos rezgőkör. Az ábrán feltüntettük az áramköri elemek jelölését és a k csatolási tényező



1. ábra. Helyettesítő kapcsolás

kifejezését is. A két rezgőkör ω_1 illetve ω_2 rezonanciafrekvenciáját és a rezgőkörök Q_1 , illetve Q_2 jóságát tényezőit az alábbi képletek határozzák meg:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}; & \omega_2 &= \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \\ Q_1 &= \frac{\omega_1 C_1}{G_1}; & Q_2 &= \frac{\omega_2 C_2}{G_2} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

A továbbiakban a rezgőköröket rezonanciafrekvenciájukkal, jóságátényezőjükkel és konduktanciájukkal jellemezzük.

2067

Az 1. ábrán bemutatott helyettesítő kapcsolás bemenő admittanciája [4] közelítőleg:

$$\left. \begin{aligned} Y_{be} &= G_{be} + jB_{be}; \\ G_{be} &= G_1 \left[1 + \frac{k^2 Q_1 Q_2}{1 + (2Q_2 \delta_2)^2} \right] \\ B_{be} &= G_1 \left[2Q_1 \delta_1 - \frac{k^2 Q_1 Q_2}{1 + (2Q_2 \delta_2)^2} (2Q_2 \delta_2) \right] \end{aligned} \right\} (4)$$

Itt δ_1 , illetőleg δ_2 a frekvenciaeltéréssel arányos változók, melyek kifejezése:

$$\delta_1 = \frac{\omega - \omega_1}{\omega_1}; \quad \delta_2 = \frac{\omega - \omega_2}{\omega_2} \quad (5)$$

A két üreg széthangolódásának jellemzésére bevezetjük ε paramétert a következők szerint:

$$\varepsilon = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_2} \quad (6)$$

Ennek a széthangolódásra jellemző ε paraméternek a bevezetésével kiküszöböljük egyenleteinkből a két frekvenciaeltéréssel arányos változó egyikét. A linearitás beállítása feltételeinek vizsgálatokor egyszerű szerkezetű egyenletekhez akkor jutunk, ha a δ_1 frekvenciaváltozót küszöböljük ki az alábbiaknak megfelelően:

$$\delta_1 \cong \delta_2 - \varepsilon; \text{ ha } \varepsilon \ll 1 \quad (7)$$

$$l = p \frac{x^4 + x^2(2 + z^2 + 3pz^2) - 2epz^2x - z^2(pz^2 - p + 1) + 1}{[x^3 - ex^2 + (1 - z^2)x - e]^2 p^2 + (x^2 + pz^2 + 1)^2} \quad (10)$$

Ez a kifejezés a linearitásgörbe egyenlete.

Célkitűzésünk, hogy a linearitásgörbe minél szélesebb tartományban közel állandó értékű legyen. Feladat tehát a (10) kifejezéssel megadott linearitásgörbével approximálni az állandó értéket az $x = 0$ hely környezetében. Az approximáció a két függvény — az approximáló és az approximálandó függvény — deriváltjainak az illető pontban való egyeztetésével hajtható végre. Az állandó értékű függvény deriváltjai zérussal egyenlőek, ezért a linearitásgörbe $x = 0$ helyen vett deriváltjainak is zérussal kell egyenlőeknek lenniük.

A linearitás görbe első deriváltja az $x = 0$ helyen a következő alakot veszi fel:

$$\left. \frac{dl}{dx} \right|_{x=0} = ef(x) = 0 \quad (11)$$

Az első derivált tehát zérus lesz, ha az üregek széthangolódására jellemző e paraméterre a zérus értéket választjuk, vagyis ha az üregek rezonancia frekvenciája azonos. Ezt az esetet szinkron hangolásnak nevezzük. A szinkron hangolás tehát önmagában véve is kis mértékben lineáris beállítást eredményez.

A linearitás fokozható, ha szinkron hangolás esetén a linearitás görbe második deriváltját is zérussal tesszük egyenlővé az $x = 0$ helyen. Ekkor az alábbi egyenlethez jutunk:

A bemenő admittanciát megadó (4) képletek egyszerűbb alakra hozása céljából új jelöléseket vezetünk be:

$$\left. \begin{aligned} x &= 2Q_2 \delta_2; & z &= kQ_2 \\ e &= 2Q_2 \varepsilon; & p &= \frac{Q_1}{Q_2} \end{aligned} \right\} (8)$$

Az új jelölések szerint tehát x a frekvenciaeltéréssel arányos változó, e az üregek széthangolódásával, z az üregek közötti csatolással, és p az üregek jósági tényezőinek viszonyával arányos paraméter.

A bemenő admittancia fázisszögét a bemenő szuszeptancia, és a bemenő konduktancia hányadosának arcus tangense adja meg. A (4) képletekből a (6), (7) és (8) kifejezések szerint bevezetett új jelölések figyelembevételével nyerjük tehát a fázisszögre:

$$\Phi = \text{arc. tg} \frac{[x^3 - ex^2 + (1 - z^2)x - e]p}{x^2 + pz^2 + 1} \quad (9)$$

A (9) képlet a csatolt üregek bemenő admittanciája fázisszögének frekvenciafüggését adja tehát meg.

3. Linearitás-beállítás feltételei

Bennünket elsősorban a fázisszög-frekvencia karakterisztikának a linearitása érdekel. Célszerű tehát a (9) képletet deriválni a frekvencia változó szerint. Ekkor eredményül kapjuk:

$$\left. \frac{d^2l}{dx^2} \right|_{\substack{x=0 \\ e=0}} = z^8 p^3 + z^6 (4p^2) + z^4 (3p^3 + 3p^2 + 6p) + z^2 (-p^3 + 3p^2 + 3p + 3) - p^2 = 0 \quad (12)$$

Tehát a p és z^2 paraméterek között a (12) egyenlet szerinti összefüggésnek kell teljesülnie. A (12) egyenletet különböző p és z^2 értékekre megoldottuk és a paraméterek közötti összefüggést a 2. ábrán mutatjuk be. Tehát minden csatolási tényezőhöz tartozik egy jósági tényező-arány, mely linearitás szempontjából a legkedvezőbb.

A linearitás görbe további vizsgálatával megállapítottuk, hogy a linearitás görbe $x = 0$ helyen vett harmadik és minden páratlan sorszámú deriváltja zérus, ha az üregek szinkron vannak hangolva.

4. Stabilitás

A klisztron modulátor linearitásának beállítása után felvetődő probléma a beállított linearitás stabilitása. A linearitást meghatározó paraméterek a következők: a klisztron tápfeszültségei, az üregek rezonancia frekvenciái és jósági tényezői, valamint az üregek közötti csatolási tényező. E paraméterek közül a tápfeszültségek változatlan értéken tartathatók, ha stabilizált tápegységet alkalmazunk. Az üregek közötti csatolási tényező és az üregek

jósági tényezői megfelelő konstrukció esetén állandóak. Az üregek rezonancia frekvenciái viszont függenek a környezeti hőmérséklettől és ezért a környezeti hőmérséklet változása a linearitás romlását okozhatja.

A linearitás stabilitásának biztosítására ezért szokásos a klisztronoszillátor és a linearizáló áramkör termosztátba helyezése. A termosztátba helyezésnek hátrányai vannak: nehéz megoldani a klisztr

üregek csatolása és jósági tényezőinek aránya között a (12) egyenlettel megadott kapcsolatot. Ezek alapján a linearitásgörbét leíró egyenlet a $p = 1$ és $z^2 = 0,11$ értékek esetére a következő kifejezés szerinti alakot veszi fel, ha az egyenletet az $x = 0$ helyen felvett értékre normalizáljuk:

$$l_E = \frac{F^4 + 2,2321 E^2 + 1,2321 \frac{a_E}{b_E}}{F^4 + 2,22 E^2 + 0,9879 \frac{a_E}{b_E}}$$

$$a_E = x^4 + 4Ex^3 + (2,44 + 6E^2)x^2 + E(4,66 + 4E^2)x + E^4 + 2,22E^2 + 0,9879 \quad (15)$$

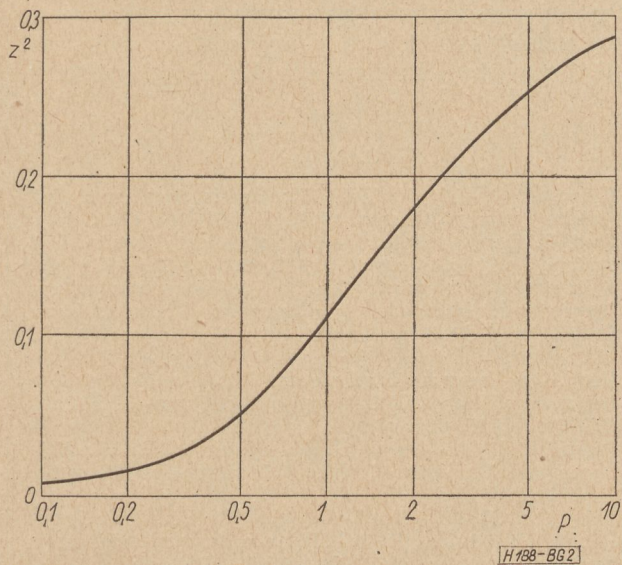
$$b_E = x^6 + 4Ex^5 + (2,78 + 6E^2)x^4 + E(7,34 + 4E^2)x^3 + (2,9879 + 7,34E^2 + E^4)x^2 + E(4,2442 + 3,78E^2)x + E^4 + 2,2321 E^2 + 1,2321$$

Itt E az üregek széthangolódására jellemző paraméter:

$$E = 2 Q_2 \varepsilon' \quad (16)$$

A (15) egyenlet alapján kiszámított linearitás görbéket a 3. ábrán mutatjuk be különböző mértékű széthangolódások esetére. Mint látható, az üregek széthangolódásának növekedésével a linearitás egyre erősebben romlik.

A (15) egyenletből továbbá látható, hogy a linearitás-görbe menete adott csatolási tényező és a jósági tényezők adott aránya esetén kizárólag a széthangolódás mértékétől függ. Ebből következik, hogy amennyiben az üregek széthangolódását megszüntetjük, a linearitás előzően beállított állapota visszaáll. Tehát a linearitásgörbe azonos marad, ha



2. ábra. A csatolási tényező és a jósági tényezők aránya közötti összefüggés a legkedvezőbb linearitás esetén

ron kielégítő hűtését, mivel a klisztron disszipációja jelentős; ezenkívül a klisztron üzemi hőmérséklete lényegesen nagyobb lesz. A következőkben ezért megvizsgáljuk, hogy milyen egyéb lehetőség van a klisztron oszcillátor linearitásának stabilizálására.

A hőmérsékletváltozás hatására a klisztron belső üregének és a linearizáló külső üregnek a rezonancia frekvenciája megváltozik, mégpedig általában nem egyenlő mértékben, tehát az üregek szinkron hangolása megszűnik, azaz az üregek széthangolódnak. Megvizsgáltuk a linearitás függését a széthangolódás mértékétől. Az oszcillációs frekvenciát elsősorban a klisztron belső ürege szabja meg, ezért az üregek széthangolódásának hatását vizsgálva célszerű a linearitás görbe egyenletét az eddigiektől eltérően levezetni.

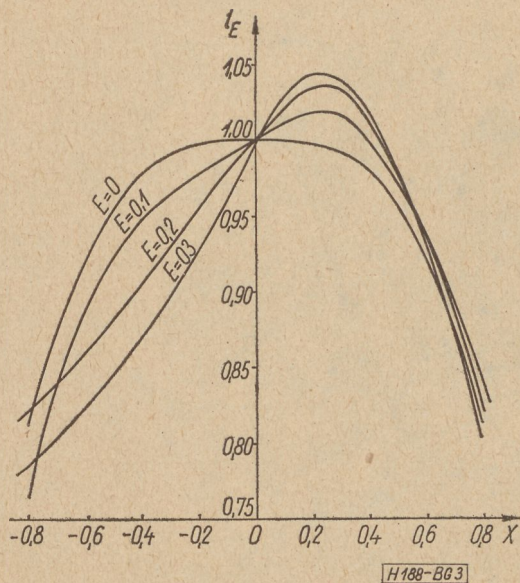
Kiinduló egyenleteink most is a helyettesítő kapcsolat bemenő admittanciáját közelítőleg megadó (4) képletek. A frekvencia-eltéréssel arányos változók közül viszont δ_2 -t küszöböljük ki az alábbiaknak megfelelően:

$$\delta_2 \approx \delta_1 + \varepsilon', \text{ ha } \varepsilon' \ll 1 \quad (13)$$

Itt

$$\varepsilon' = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \quad (14)$$

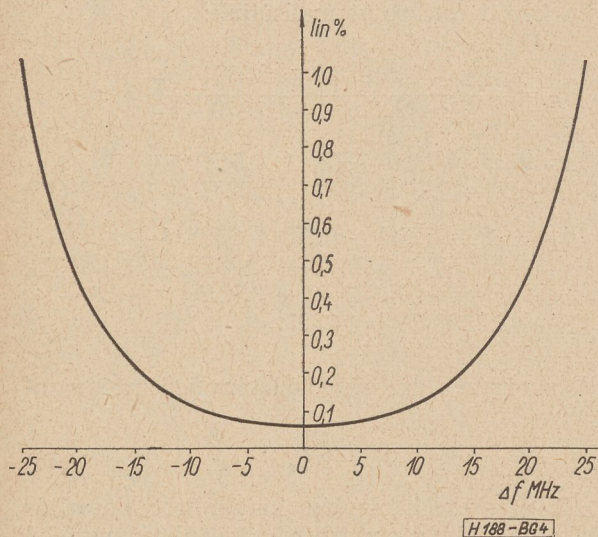
A linearitásgörbe egyenletének levezetése egyébként az előzőekhez hasonló. Figyelembe kell még venni az



3. ábra. Linearitás görbék az üregek különböző mértékű széthangolódása esetén

az üregek hangolása úgy változik, hogy közben rezonanciafrekvenciáik megegyeznek, vagyis a rezonanciafrekvenciák változása szinkron történik. Természetesen várható, hogy a rezonanciafrekvenciák

szinkron változása esetén sem kapunk kedvező eredményt, ha a változás nagymértékű, mivel a klisztron munkapontja a repülési szög frekvenciafüggése következtében eltolódik.



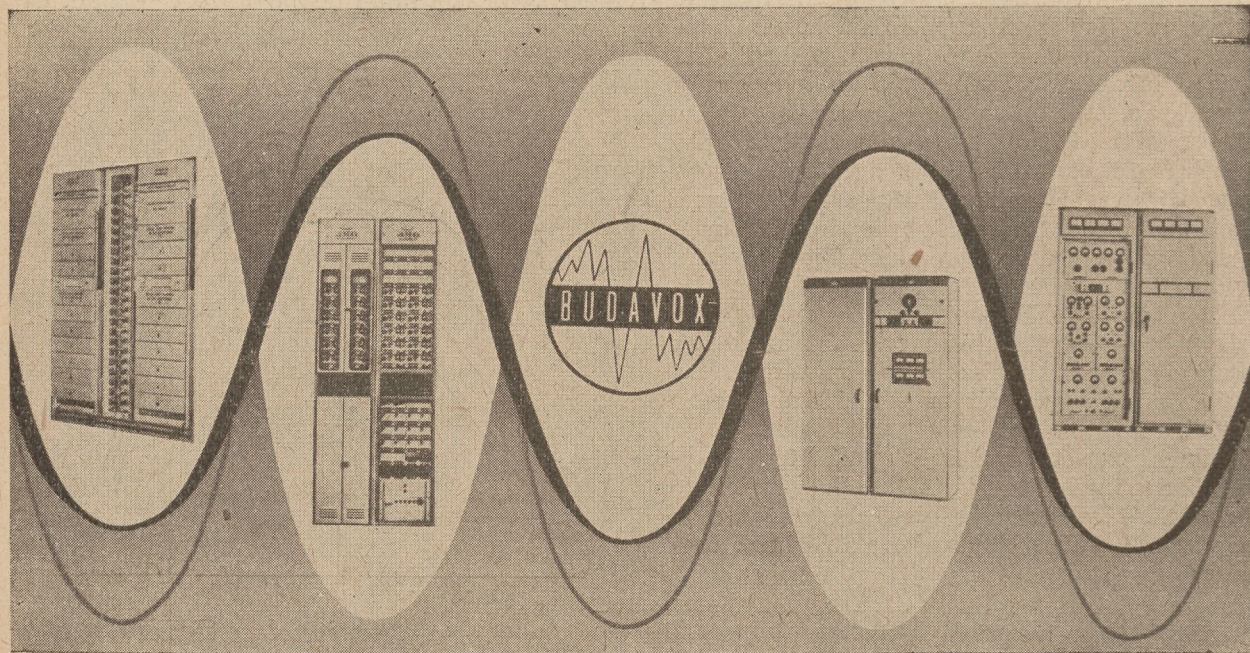
4. ábra. A linearitás változása az üregek rezonancia frekvenciáinak szinkron változása esetén

Kísérleti úton megvizsgáltuk, hogy az üregek rezonancia frekvenciáinak szinkron változása esetén a linearitás mennyire függ a frekvenciaváltozás mértékétől. A mérést a linearitás legkedvezőbb értékre állításával kezdtük, majd a paraméterek

közül kizárólag az üregek rezonanciafrekvenciáit változtattuk úgy, hogy a két üreg rezonanciafrekvenciája mindig megegyezett. A linearitás változását egy linearitásmérő műszerrel figyeltük, mely ± 5 MHz sávban a linearitás görbének az ingadozását adja meg százalékban kifejezve. A mérési eredményt a 4. ábrán mutatjuk be. Az ábra vízszintes tengelyén a frekvenciaváltozás látható. A függőleges tengelyen pedig a linearitást jellemző érték százalékban van megadva ± 5 MHz-es sávra vonatkoztatva. Mint látható, szinkron-hangolás esetén a linearitás a rezonanciafrekvenciák elég nagymértékű változása mellett sem tér el lényegesen a beállított optimális értéktől.

IRODALOM

1. Pierce, J. R.—Shepherd, W. G.: Reflex Oscillators. Bell System Technical Journal. 1947. júl. 460—690 old.
2. Reed, E. D.: A Coupled Resonator Reflex Klystron. Bell System Technical Journal. 1953. május. 715—766 old.
3. Schuon, E.—Butlerweck, H. J.: Die Linearisierung der Frequenzmodulations — Kennlinie eines Reflexklystrons. Archiv der Elektrischen Übertragung 1958. márc. 99—108 old.
4. Very High-Frequency Techniques, Vol. II. Radio Research Laboratory, Harvard University, Mc Graw—Hill Book Co. Inc., 1947, 865. old.
5. Hamilton, D. R.—Knipp, J. K.—Kuper, J. B. H.: Klystrons and Microwave Triodes. Mc Graw-Hill Book Co. Inc., 1948.
6. Houghton, E. W.—Hatch, R. W.: FM Terminal Transmitter and Receiver for the TH Radio System. Bell System Technical Journal, 1961. Nov. 1587—1626. old.
7. Gonda J.: Csatolt üreges klisztron modulátor analízise. TKI-Közlemények, 1962. 2. sz. 29—49. old.



CB és LB telefonkészülékek.
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.
Ismétlő állomások.

Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrekvenciájú generátorok.
Hordozható adó-vevő berendezések.
Többcsatornás mikrohullámú berendezések.

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

Budapest, VII., Tanács körút 3/a. Telefon: 426-549. Távirat: Budavox, Budapest.

Közvetlenmutató tranzisztor zajtényező mérő

ETO 621.382.3:621.391.822:621.317.7

Ismeretes, hogy egy ideális, zajtalan, és bemenetén R_g generátorellenállással meghajtott tranzisztor kimenetén üresjárásban

$$e_{oid}^2 = 4kTR_g \Delta f A_o^2$$

négyzetes zajfeszültség jelenik meg, ahol $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Joule/°K, T az abszolút hőmérséklet, A_o pedig a tranzisztor feszültség-erősítése, amelyet itt, mint az üresjárású kimenőfeszültség és a generátorforrásfeszültség viszonyát definiálunk. (A_o tehát függ R_g értékétől!)

A valóságban a tranzisztor maga is termel zajt. Ezért a tranzisztor kimenetén mérhető üresjárású zajfeszültség értéke mindig nagyobb, mint ami ideális esetben fellépne:

$$e_o^2 = F e_{oid}^2 = F 4kTR_g \Delta f A_o^2$$

ahol F a tranzisztor zajtényezője. A tranzisztor egyszerű helyettesítő képei alapján könnyen meggyőződhetünk arról, hogy az A_o üresjárású feszültség-erősítés abszolút értéke földelt emitteres és földelt bázisú kapcsolásban lényegileg azonos, és ugyanez áll az üresjárású bemenő ellenállásra is ($R_{in} = R_e + R_b$).

Könnyen kimutatható ennek alapján, hogy — bármilyen belső fizikai jelenség hozza is létre a zajt a tranzisztor belsejében — a négyzetes kimenő üresjárású zajfeszültség is, és a zajtényező is azonos értékű a kétféle kapcsolásban.

Amint ismeretes [1] egy zajos négy-pólus valamilyen belső zajforrása helyettesíthető egy a bemenettel

sorbakapcsolt feszültséggenerátorral és egy párhuzamosan kapcsolt áramgenerátorral (1a ábra). A felépítő négyzetes kimenő zajfeszültség:

$$e_o^2 = (4kTR_g \Delta f + e_i^2) A_o^2 + i_i^2 R_g^2 A_o^2 \quad (1)$$

ahol A_o a zajtalan négy-pólus üresjárású feszültség-erősítése.

Üresjárás esetét vizsgálva a tranzisztor egyszerű helyettesítő képét is tovább egyszerűsíthetjük, mert $R_e \ll R_c$ és $R_b \ll R_e$.

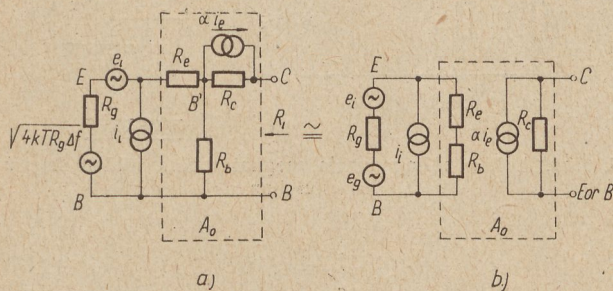
A tranzisztor bemenetén akár a B , akár az E pont földelhető anélkül, hogy ez a fizikai zajforrásokot, vagy az őket helyettesítő hálózatot befolyásolná (1b ábra). Így az (1) egyenlet mind a földelt emitteres, mind a földelt bázisú esetre érvényes marad a közelítés határán belül.

Ezzel

$$F = 1 + \frac{e_i^2 + i_i^2 R_g^2}{4kT \Delta f R_g} \quad (2)$$

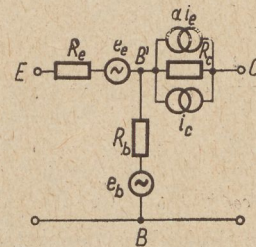
ahol azonban az összeadásnál az esetleges korrelációt e_i és i_i között figyelembe kell venni.

Példaképpen említsük meg azt a Van der Ziel és mások által teljesen tisztázott esetet, amikor csupán fehér zaj jelentkezik a tranzisztor kimenetén.



[H 189-AHV1]

1. ábra. a — A tranzisztor helyettesítő kapcsolása kiemelt zajforrásokkal; b — egyszerűsített helyettesítő kép



[H 189-AHV2]

2. ábra. A tranzisztor helyettesítő képe belső zajforrásokkal

A generátorok e_i , illetve i_i paramétereit a 2. ábra segítségével határozhatjuk meg, melyen a tranzisztor T helyettesítőképét adtuk meg [2] az összes zajforrás feltüntetésével:

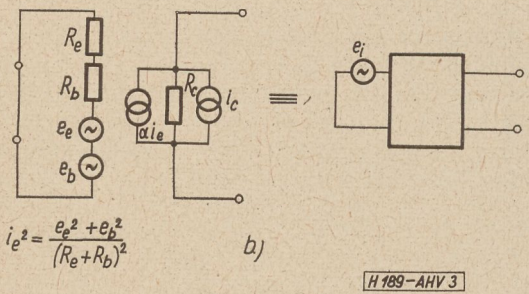
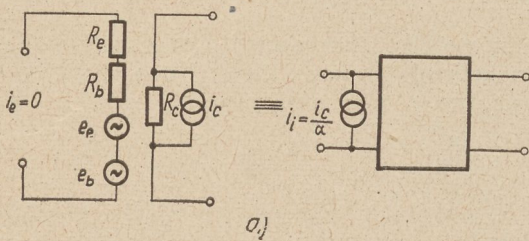
$$e_e = \sqrt{2kTR_e \Delta f} \quad (3)$$

$$e_b = \sqrt{4kTR_b \Delta f} \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
 i_c &= \sqrt{2q[I_c(1-\alpha) + I_{co}] \Delta f} = \\
 &= \sqrt{2q\alpha I_E \left[1 - \alpha + \frac{I_{co}}{I_c}\right] \Delta f} \quad (5) \\
 &= \sqrt{\frac{2kT}{R_e} \alpha(1-\alpha + \gamma) \Delta f}
 \end{aligned}$$

A bemenetre csatlakozó ekvivalens áramgenerátor forrásáramát a 3a ábra szerint nyitott bemenőkapesok esetén kapjuk:

$$i_i = \frac{i_c}{\alpha} \quad (6)$$



3. ábra. A kiemelt zajgenerátorok paramétereinek meghatározása

Az ekvivalens feszültséggenerátor forrásfeszültségére a 3b ábra szerint áll, hogy:

$$\alpha^2 \frac{e_i^2}{(R_e + R_b)^2} = \alpha^2 \frac{e_e^2 + e_b^2}{(R_e + R_b)^2} + i_c^2 \quad (7)$$

vagyis

$$e_i^2 = e_e^2 + e_b^2 + \frac{i_c^2}{\alpha^2} (R_e + R_b)^2 = e_{il}^2 + R_{cor}^2 i_c^2, \quad (8)$$

ahol

$$R_{cor} = R_b + R_e \quad (9)$$

A zajtényező az ekvivalens generátorok paramétereinek felhasználásával [a (2) és (8) egyenlet alapján]

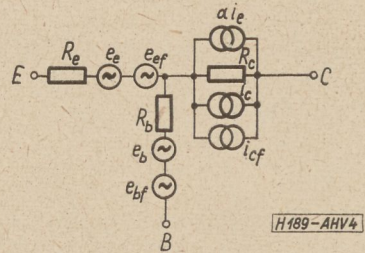
$$F = 1 + \frac{e_{il}^2}{4kTR_g \Delta f} + \frac{i_c^2}{4kTR_g \Delta f} (R_{cor} + R_g)^2 \quad (10)$$

Jelen esetben

$$F = 1 + \frac{R_e}{2R_g} + \frac{R_b}{R_g} + \frac{(R_e + R_b + R_g)^2}{2R_e R_g} \frac{1 - \alpha + \gamma}{\alpha} \quad (11)$$

Bár a flickerzaj fizikailag bonyolultabb — még nem teljesen tisztázott — jelenségek következménye, a fenti gondolatmenet kiterjeszthető a flickerzajra is, hiszen az eddigiekben is szerepelt már valamilyen zajforrás az egyszerű helyettesítő képek megfelelő T kör mindegyik ágában.

Bárhol a tranzisztortban keletkező további zaj mindig úgy ábrázolható, mintha valahol már felvett zajforrás növekednék meg (4. ábra) [3]. Így hát — amint ez kísérletileg is igazolható — a flickerzajra is áll az, hogy a zajtényező földelt emitteres és földelt bázisú kapcsolásban közelítően azonos nagyságú.



4. ábra. A flickerzaj forrásai

Visszatérve az 1. ábrához, a kimenőfeszültség négyzete igen egyszerűen felírható:

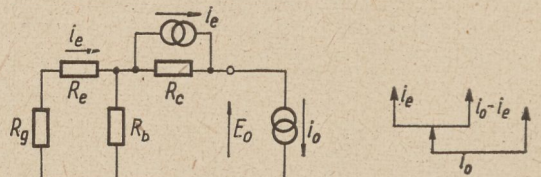
$$e_o^2 = e_g^2 F A_o^2 \left(\frac{R_L}{R_i + R_L}\right)^2 \quad (12)$$

Itt $e_g^2 = 4kTR_g \Delta f$, tehát a bemeneti lezárás függvénye, F pedig az imént kiszámított zajtényező. A továbbiakban az A_o üresjárású feszültségérsítést és az R_i kimenőellenállást határozzuk meg, földelt bázisú és földelt emitteres kapcsolásban, zajmentes tranzisztort feltételezve. Az 1b ábrából földelt bázisú és földelt emitteres kapcsolásra egyaránt:

$$A_o = \frac{\alpha i_c R_c}{i_e (R_g + R_b + R_e)} = \frac{\alpha R_b}{R_g + R_b + R_e} \quad (13)$$

adódik, ha a bemenetet R_g -vel zárjuk le.

A kimenőimpedancia meghatározásához gondolatban a kimenetre I_o áramot kényszerítünk és mérjük E_o -t. Földelt bázisú kapcsolásban (5. ábra):



5. ábra. A kimenőimpedancia meghatározása földelt bázisú kapcsolásban

5. ábra. A kimenőimpedancia meghatározása földelt bázisú kapcsolásban

$$\frac{I_e}{I_o} = k_b \quad (14)$$

$$\frac{k_b}{1 - k_b} = \frac{R_b}{R_e + R_g} \quad (15)$$

és

$$E_o = I_o[R_b \times (R_g + R_e)] + I_o R_c - \alpha I_o k_b R_c \quad (16)$$

Mivel az első tag sokkal kisebb a másik kettőnél,

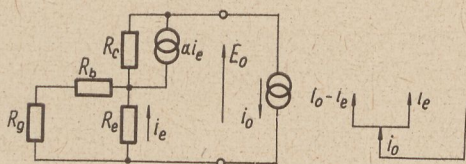
$$R_{ib} = \frac{E_o}{I_o} \approx R_c (1 - \alpha k_b) \quad (17)$$

Földelt emitteres kapcsolásra hasonlóan (6. ábra):

$$\frac{I_e}{I_o} = k_e; \quad \frac{k_e}{1 - k_e} = \frac{R_g + R_b}{R_e} \quad (18)$$

és

$$R_{ie} \approx R_c (1 - \alpha k_e) \quad (19)$$



H 189-AHV 6

6. ábra. A kimenőimpedancia meghatározása földelt emitteres kapcsolásban

A terhelt erősítés földelt bázisú kapcsolásban:

$$A_b = A_o \frac{R_L}{R_i + R_L} = A_o \frac{R_L}{(1 - \alpha k_b) R_c + R_L} \approx \approx A_o \frac{R_L}{(1 - k_b) R_c} \quad (20)$$

mivel $R_L \ll (1 - \alpha k_b) R_c$ és $\alpha k_b \approx k_b (k_b = 0,1 \dots \dots 0,2)$. Behelyettesítve a (13) összefüggést, és (15)-öt k_b -re megoldva:

$$k_b = \frac{R_b}{R_g + R_e + R_b} \quad (21)$$

továbbá

$$A_b = \frac{\alpha R_L}{R_g + R_e} \quad (22)$$

adódik.

Földelt emitteres kapcsolásra

$$A_e = A_o \frac{R_L}{(1 - \alpha k_e) R_c + R_L} = = \frac{R_L}{R_g + R_e + R_b} \frac{1}{1 - \alpha k_e + \frac{R_L}{R_c}} \quad (23)$$

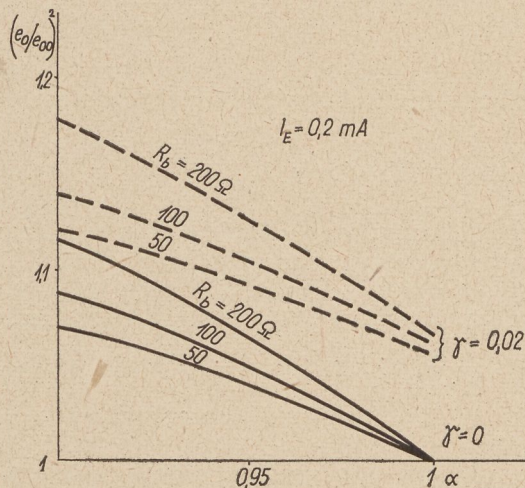
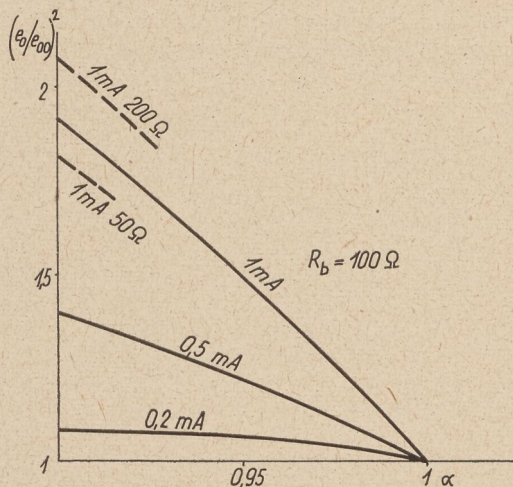
Itt nem lehet elhanyagolást tenni, mivel $(1 - \alpha k_e) R_c \approx R_L$ és $\alpha k_e = 0,8 \dots 0,9$, tehát nem lehet α változásait $1 - \alpha k_e$ kifejezésében figyelmen kívül hagyni.

Az eddigiekből látható, hogy a földelt emitteres kapcsolás terhelt feszültségerősítése, tehát a kimenő zajfeszültség is, bonyolult módon függ a tranzisztor paramétereitől, így α -tól, R_b -től, R_c -től és R_e -től. Ezek közül csak R_e számítható exact módon a munkaponti egyenáram ismeretében, a többi paraméter egyedileg változik.

A zajtényező meghatározásához tehát nem elegendő a kimenő zajfeszültséget lemérni, hanem vagy az említett paramétereket kell meghatározni, vagy erősítést kell mérni.

Földelt bázisú kapcsolásban A_b -re egyszerű összefüggést kaptunk (1. (22)); ezzel a kimenő zajfeszültségnégyzet:

$$e_o^2 = 4kTR_g \Delta f \left[1 + \frac{R_e}{2R_g} + \frac{R_b}{R_g} + \frac{(R_e + R_b + R_g)^2}{2R_e R_g} \frac{1 - \alpha + \gamma}{\alpha} \right] \cdot \left(\frac{\alpha R_L}{R_g + R_e} \right)^2 \quad (24)$$



H 189-AHV 7

7. ábra. A kimenő zajfeszültségnégyzet függése a tranzisztor paramétereitől

illetve:

$$e_o^2 = 2kT \Delta f \left(\frac{R_L}{R_g + R_e} \right)^2 \alpha^2 \left[2R_g + R_e + 2R_b + \frac{(R_e + R_b + R_g)^2}{R_e} \frac{1 - \alpha + \gamma}{\alpha} \right] \quad (25)$$

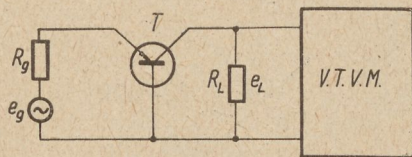
A 7. ábrán e_o^2 -et ábráztuk α , $\gamma = \frac{I_{co}}{I_c}$ és R_b függvényében. Az egyszerűbb ábrázolás érdekében bevezettük az e_{oo} mennyiséget, amelyet $\alpha = 1$ és $\gamma = 0$ -nál határoztunk meg:

$$e_{oo}^2 = 2kT \Delta f \left(\frac{R_L}{R_g + R_e} \right)^2 (2R_g + R_e + 2R_b) \quad (26)$$

Látható, hogy kis áramoknál e_o kevésbé függ α -tól és R_b -től.

A földelt bázisú kapcsolás gyakorlatilag állandó erősítése lehetővé teszi, hogy a zajtényezőt — a szokásos külön erősítésmérés nélkül — egy mérésel határozzuk meg. Az ezen elv alapján készült műszer zajtényezőben kalibrálható, így sorozatmérésre különösen alkalmas, annál is inkább, mivel egy tranzisztor mérése kb. 3 másodpercig tart [4].

Először a 0 dB-es zajszintet kell meghatározunk. A 8. ábrán látható négyzetes csővoltmérő



H 189-AHV 8

8. ábra. A zajmérő elvi felépítése

effektív sáv szélessége legyen Δf , az R_g ellenállás és a T tranzisztor legyen zajmentes. Ekkor a tranzisztor kimenetén

$$e_o^2 = 4kTR_g \Delta f A_o^2 = 4kTR_g \Delta f \alpha^2 \left(\frac{R_L}{R_g + h_{11}} \right)^2 \quad (27)$$

mérhető (h_{11} -et vehetünk a tranzisztor bemenő-ellenállásaként, mivel R_2 rövidzárnak tekinthető).

$$h_{11} = R_e + \frac{R_b}{\beta + 1} \quad (28)$$

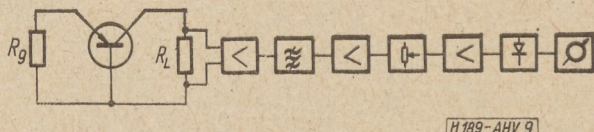
ha nem alkalmazzuk az előző fejezet elhanyagolásait. Az emitteregyenáram munkaponti beállításától függően (pl. $I_e = 0,1 - 1$ mA), R_e értéke kb. 260 és 26 ohm között változik. R_b és β gyártási szorásából adódóan $\frac{R_b}{\beta + 1}$ értéke kb. 1-6 ohm-ig változik,

tehát kis hibával átlagban 4 ohm-nak vehetjük. Így az emitteráramtól függően h_{11} 264 ohm és 30 ohm között változik, amit a négyzetes csővoltmérő erősítésének automatikus, vagy kézi korrekciójával lehet kompenzálni. e_o^2 kifejezésében további változó az áramerősítési tényező, α . A forgalomban levő

tranzisztorok szórásának figyelembevételével, ha α -t átlagosan 0,98-nak vesszük, az elkövetett hiba legfeljebb 3% (0,13 dB).

A fenti elv alapján megépített zajtényezómérő műszer tömbvázlatát mutatja a 9. ábra.

Az első egység a mérendő tranzisztor-fokozat, változtatható munkaponti feszültség- és árambeállítással. R_g -t 500 ohm-nak, R_L -et pedig 30 kohm-nak választottuk. Ezt követi a négyzetes csővoltmérő [5]. A három erősítőegység teljes erősítése kb. 120

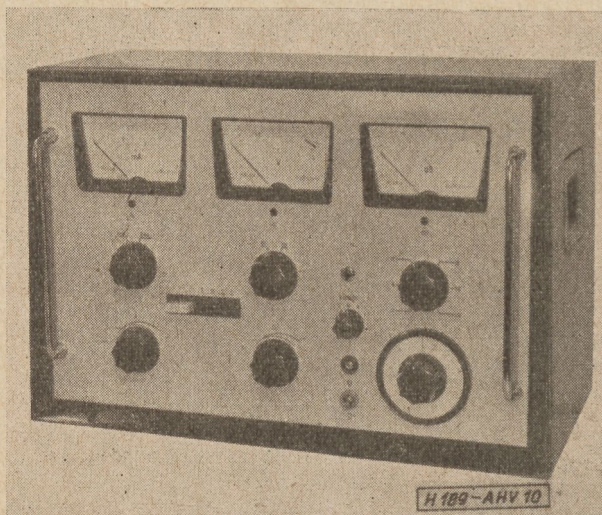


H 189-AHV 9

9. ábra. A zajmérő tömbvázlata

dB. Közben van elhelyezve a sáv szélességet meghatározó sáváteresztő szűrő, és az attenuátor. A lánc végén helyezkedik el a négyzetes detektor és a műszer, amelyen a zajtényező közvetlenül leolvasható.

Az ismertetett elv alapján működő tranzisztor-zajtényezómérő (10. ábra) a közeljövőben forgalomba kerül.



10. ábra. A zajmérő fényképe

A méréseket — igen nagy gondossággal — Pálfi Attila munkatársunk végezte.

IRODALOM

1. Sanderson, Fulks: A Simplified Noise Theory and Its Application to the Design of Low-Noise Amplifiers. IRE Transactions on Audio, July-August, 1961. p. 106.
2. E. G. Nielsen: Behavior of Noise Figure in Junction Transistors. Proc. IRE, July, 1957. p. 957.
3. Deb, Daw: Variation of L. F. Noise Figure of a Junction Transistor. Journal of B. I. R. E. Jan. 1961. p. 49.
4. Valkó, Hidas: 149.299. sz. magyar szabadalom.
5. A. Ambrózy: Die dynamischen Fehler polygonal angehöherter quadratischer Detektoren. ATM. Dec. 1961. p. 165.

Televízió-vevőkészülékek okozta zavarok jellemzői; a mérés és elhárítás módszerei

ETO 621.391.823:621.397.62

1. A zavarok jellege

A televízióvevőkészülékek száma az utóbbi tíz év folyamán az egész világon rohamosan emelkedett. Már az első években nyilvánvalóvá vált, hogy szükséges lesz valamilyen határt szabni a készülékek által okozott zavaroknak, mivel a keltett zavaró jelek károsan befolyásolják a rádió- és televízióvételt, sőt, súlyosabb esetekben lehetetlenné teszik egyes frekvenciasávok vételét.

A zavaró jelek valamennyi frekvenciasávban jelentkezhetnek, kb. 150 kHz–1000 MHz tartományban. A zavarok forrásai a vevőkészülék különböző egységei; ennek megfelelően különböző a zavaró jelek jellege is.

A vevőkészüléken belül előforduló fő zavarforrások: a vízszintes eltérítő generátor, végfokozat és a nagyfeszültségű egység (ide tartozik a képcső maga is), a video-erősítő, az intercarrier-KF és FM-demodulátor fokozatok, továbbá a csatornaváltók (tunerek) ultrarövid- és deciméterhullámú oszcillátorai. Zavarforrásként szerepelhetne még az első középfrekvencia sugárzása is; ezt azonban a készüléken belül jelentkező káros hatások elkerülésére eleve korlátozni kell.

A zavaró jelek frekvenciájának függvényében különböző a jelek továbbjutásának módja is. Kisebb frekvenciákon (150 kHz–30 MHz) a jelek túlnyomórészt a hálózaton, az antennán, és a készülék fémalkatrészeinek a környező, földpotenciálán levő felületekkel képezett kapacitásain át jutnak el a zavart vevőkészülékhez. A felső, URH és DMH (deciméterhullámú) sávban a zavarójel egy része az antennakapcsokon, illetve az antennán sugárzódik ki.

A zavar jellege a felvevő készülékekben szintén a zavaró jelek frekvenciájától függ. Az alábbiakban csak a közhasználatban levő rádió- és TV műsorvevőkészülékeket zavaró jelekkel foglalkozunk.

A 150 kHz–30 MHz frekvenciatartományban dolgozó műsorvevő rádiókészülékeket a TV vevőkészülékek vízszintes eltérítő és intercarrier-KF fokozatai által keltett jelek zavarhatják. A zavar jelentkezési formája a hosszú-, közép- és (kisebb mértékben) a rövidhullámú tartományban a sor-eltérítő generátor és a nagyfeszültségű egység impulzusjellegű feszültségeinek harmonikusain jelentkező modulált zavar, illetve az intercarrier-KF harmonikusainak megfelelő frekvenciákon megjelenő interferenciafüty. (Az intercarrier-KF zavaró hatását

harmonikustartalma szabja meg, mivel az 5,5 MHz (CCIR) és 6,5 MHz (OIRT) alapfrekvenciák nem esnek műsorszórá sávba).

Súlyosabb esetben az említett zavarok olyan erősek lehetnek, hogy a helyi adó vételét is akadályozzák; enyhébb esetben csak nagytávolságú adók vételét nehezítik meg.

A 30 MHz–1000 MHz tartományba eső zavaró jelek — melyeket túlnyomórészt az URH és DMH oszcillátorok sugárzása okoz — a rádióvevőkészülékek URH sávjában, illetve a TV-vevőkészülékek URH és DMH sávjában okoznak interferenciás jelenségeket. Ezek jelentkezhetnek interferenciafüty, vagy a képernyőn megjelenő zavaró csíkok alakjában.

Kézenfekvő, hogy a fenti jelenségek megszüntetésének legjobb módja, ha előírják a TV-vevőkészülékek által keltett zavarok maximális szintjét, és valamennyi gyártó vállalatot kötelezik a szintek betartására. Általában, zavarforrást korlátozó rendeletek a legtöbb országban már régebben érvényben voltak; e rendeleteket kellett a TV-vevőkészülékekre vonatkozó külön intézkedésekkel kiegészíteni.

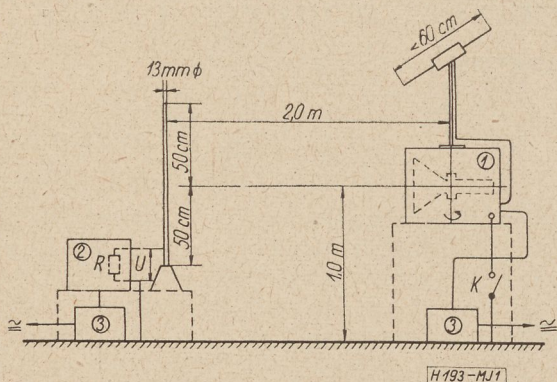
2. A zavarok mérésére vonatkozó előírások és a mérések gyakorlati kivitele

A zavaró jelek mérésére vonatkozólag az IEC (International Electrotechnical Commission) 1955-ben javaslatot dolgozott ki, amelyet 1959-ben megjelent 106-os kiadványában tett közzé [1]. 13 ország a javaslat mellett szavazott, a Német Szövetségi Köztársaság és az USA azonban ellene, mivel e két országban már kialakult, más körülményeken alapuló mérési módszer állt rendelkezésre.

Az IEC 106-os kiadvány csak a mérés módszereire tartalmaz ajánlást, határértékeket nem közöl. A zavaró jelek maximális értékét tehát az egyes országok illetékes szervei külön-külön írják elő.

A javaslat szerint az eltérítő generátorok harmonikusai és a videojel által előidézett zavarok az antennán át kisugárzott részének mérését térerősségmérésre kell visszavezetni. A mérés kis távolságból (2 m) történik. A készülék antennahüvelyébe kis méretű (60 cm-nél kisebb) dipólt kell csatlakoztatni, a térerősségmérő aszimmetrikus bemenetére rúdantenna csatlakozik. Az egész mérési elrendezést földelt vezetőláncra kell elhelyezni. A készüléket valamennyi lapjára forgatva, a maximális mért térerő a mérővadás. A mérési elrendezést az 1. ábra mutatja.

Ez az elrendezés az elektromos térerősség mérésére szolgál. Hasonló elrendezést javasolnak a mágneses térerő mérésére, a rúdantenna helyett forgatható kerentenna alkalmazásával.



1. ábra. Mérési elrendezés az IEC szerint a zavar sugárzás méréséhez 150 kHz–1605 kHz-ig. 1 — TV-vevőkészülék, 2 — térerősségmérő, 3 — műhálózatok. A földelt alaplemez méretei: minimum 3×1 m

A hálózaton keresztül kijutó zavarok vizsgálata kapocsfeszültségméréssel történik. Az elrendezés hasonló az előbbihez, de részleges árnyékolás céljára 4 fémrudat alkalmaznak a készülék körül (2. ábra).

Valamennyi mérésnél műhálózat alkalmazása szükséges. Ez olyan hálózati szűrőegység, amely előírt karakterisztikával leválasztja a rádiófrekvenciákat a hálózati tápfeszültségről, tehát egyrészt megakadályozza a zavaró jeleknek a hálózat felé történő megszökését, másrészt — ha ez szükséges — külön vezetéken át lehetővé teszi azok mérését, tetszés szerint szimmetrikusan, vagy aszimmetrikusan.

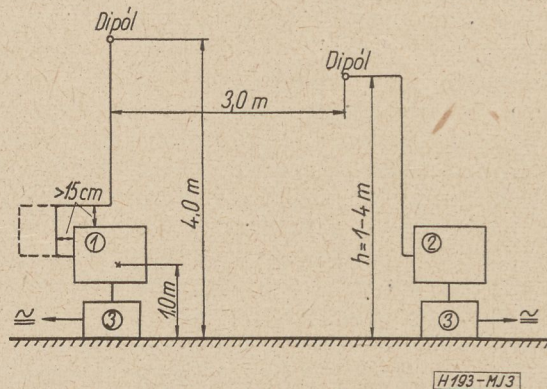
A nagyfrekvenciás oszcillátorok zavarójeleit az IEC javaslat szerint 3 m távolságból, zavartérerőmérés útján kell meghatározni. A vevőkészülékhez

A készülékhez csatlakoztatott antennát — állóhullámoktól származó mérési hibák elkerülésére — mérés alkalmával meghatározott hosszúságú vezetékdarabbal meg kell hosszabbítani. Mindig a legmagasabb mért érték mérvadó. A mérési elrendezést — amelyet 6×9 m-es földelt lemezen kell elhelyezni — a 3. ábra mutatja.

Mivel az IEC által javasolt fenti módszernél a sugárzók méretei egy nagyságrendbe esnek a mérési távolsággal, a módszer elméleti számítással alig követhető. A megengedett legmagasabb sugárzási értéket tapasztalati úton kell meghatározni.

Előnye a módszernek, hogy a műszereken és a földelt lemezekon stb. kívül a mérőhely berendezése különösebb beruházást nem igényel, így bárhol megvalósítható a mérés, ahol nagyobb fémtárgyak a közelben nincsenek.

Más alapokon nyugszik a Német Szövetségi Köztársaságban (VDE 0872), a Német Demokratikus Köztársaságban (BRF 375) és a Magyar Népköztársaságban (KPM SZ 249.2–60, KGMSZ 674.139–61) érvényben levő előírás [2], [3]. A mérési módszerek tekintetében ezek jórészt megegyeznek, csak a megengedett határértékekben találunk eltéréseket.



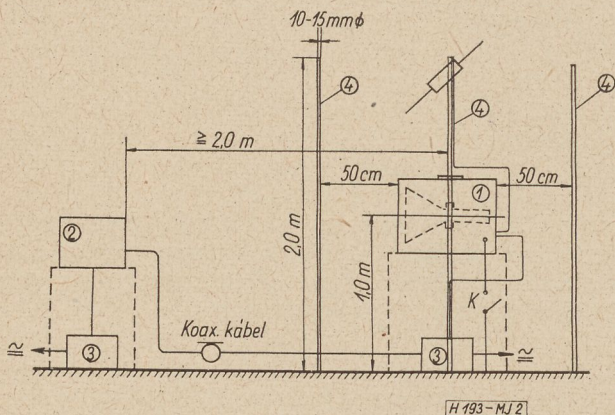
3. ábra. Mérési elrendezés az IEC szerint a zavar sugárzás méréséhez 30 MHz–300 MHz-ig. 1 — TV-vevőkészülék (x-szel jelölve a nagyfrekvenciás oszcillátor helye), 2 — térerősségmérő, 3 — műhálózatok. A földelt alaplemez méretei: 6×9 m

A fenti előírások a 150 kHz–30 MHz frekvenciatartományban a minősítést zavarkapocsfeszültségmérésre vezetik vissza, 30 MHz felett pedig viszonylag nagy távolságból zavartérerősséget mérnek.

A továbbiakban elsősorban a hazai előírást ismeretjük. A zavar-térerősség mérésének gyakorlati kivitelét az NDK-beli Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen kolbergi mérőállomásán szerzett tapasztalatok alapján írjuk le.

A TV-vevőkészülékek zavarkapocsfeszültségének mérését teljesen árnyékolat, zárt mérőszobában kell elvégezni. A mérőszoba felépítésénél figyelemmel kell lenni az ajtó- és ablaknyílások hatásos árnyékolására is.

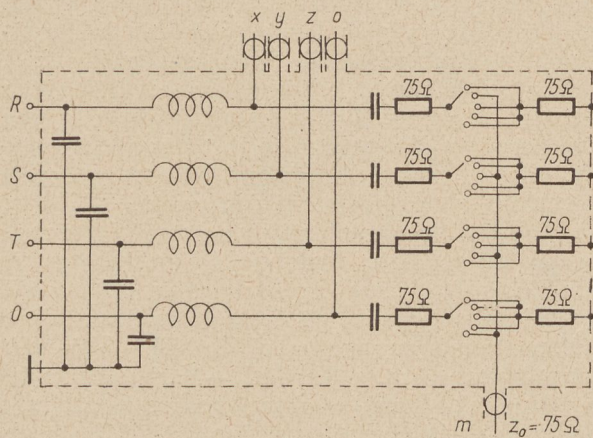
A vizsgált vevőkészüléket szabványos műhálózatról kell táplálni. A magyar előírás szerinti műhálózat vázlatát a 4. ábrán láthatjuk. A műhálózat nemcsak TV-vevőkészülékek, hanem más elektromos



2. ábra. Mérési elrendezés az IEC szerint a hálózaton át kijutó zavarok méréséhez. 1 — TV-vevőkészülék, 2 — térerősségmérő, 3 — műhálózatok, 4 — árnyékolórudak. A földelt alaplemez méretei; minimum 3×1 m

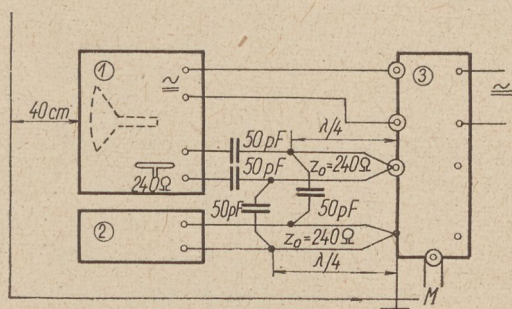
1,5 m hosszú egyszerű dipólantennát kell csatlakoztatni, amelyet vízszintes síkban forgatni kell. A térerősségmérő antennája az éppen mért frekvenciának megfelelő félhullámú dipól.

berendezések vizsgálatára is szolgál, ezért három-fázisú hálózat csatlakoztatására is alkalmas. TV-vevők mérésénél az *R-S-T-O*-bemenetek közül csak kettőt használunk fel. Az *X-X-Z-O* kimeneti pontok $150\ \Omega$ -os mérőkábelen át csatlakoznak a TV vevő mérési pontjaihoz. Az *M* koaxiális kimenet a zavar-
kapocsfeszültség-mérő műszer csatlakoztatására szolgál.



4. ábra. Műhálózat vázlatja

Az általános mérési elrendezést az 5. ábra mutatja. A mérendő TV-vevőkészüléket 40 cm magasságban, az árnyékolt mérőszoba falától 40 cm távolságban kell elhelyezni. A $150\ \Omega$ -os mérőkábel kettő a hálózat két ágát vezeti a készülékhez, egy harmadik kábel az antennabemenetre csatlakozik $\lambda/4$ hosszúságú $240\ \Omega$ -os rövidrezárt szalagkábelén keresztül. A TV-vevőkészülék zavar-
kapocsfeszültség-



H193-MJ5

5. ábra. Mérési elrendezés a zavar-
kapocsfeszültség méréséhez. 1 — TV-vevőkészülék, 2 — TV-jelgenerátor, 3 — műhálózat, M — a mérőműszerhez vezető kábel

ségét ugyanis az eltérítő generátorok szinkronizált állapotában kell mérni, hogy a zavaró jelet létrehozó impulzusjellegű feszültségek frekvenciája állandó legyen. A vevőkészüléket ezért a mérés tartamára TV-jelgenerátorból táplálják, az előírás szerint tetszés szerinti képtartalommal modulálva (erre a későbbiekben még ki fogunk térni). Az 5. ábrán látható $\lambda/4$ hosszúságú rövidrezárt szalagkábel-darabok megakadályozzák a nagyfrekvenciás jelnek a

műhálózat felé való átjutását, ugyanakkor biztosítják az alacsonyabb rádiófrekvenciás zavarójelek akadálytalan átvitelét.

Maga a mérés úgy történik, hogy a TV-vevőkészüléket közepes fényerő és kontraszt mellett működtetve, a teljes frekvenciasávon megméri a zavar-
kapocsfeszültséget külön-külön a hálózat két ágán, majd az antennakapcsokon. A hidegpont nagy-
frekvenciás szempontból a mérőszoba földelése, amely azonos a műhálózat földpontjával.

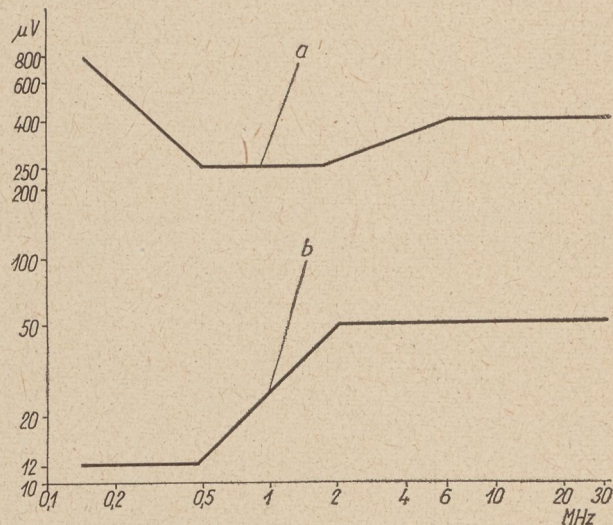
A méréshez felhasznált műszer sávszélessége és átviteli görbéje, valamint egyéb adatai szabványosítva vannak. A $150\ \text{kHz} - 30\ \text{MHz}$ frekvenciasávra előírt adatok az alábbiak:

Sávszélesség (6 dB-re).....	9 kHz
Indikátorkör feltöltési időállandója	1 ms
Indikátorkör kisütési időállandója	160 ms

E feltételeknek megfelelő gyári műszer pl. a Siemens STMG 3800c zavarvizsgáló berendezés.

A műszer leolvasása közvetlenül $1\ \mu\text{V}$ -ra vonatkoztatott dB-ben történik. A hálózat két ágán mért zavar-
kapocsfeszültségek közül a magasabb értékűt kell figyelembe venni.

Az ilyen módon megmért zavar-
kapocsfeszültségek határait a 6. ábrán bemutatott grafikon jelzi. A zavar — mivel impulzusjellegű feszültségek harmonikusából származik — diszkrét frekvenciákon jelentkezik. Az így mért amplitudóértékeket szemléletesebb kép kialakítása céljából egyenesszakaszokkal szokás összekötni, de szem előtt kell tartani, hogy e szakaszokon a görbe nincs értelmezve.



H193-MJ6

6. ábra. A zavar-
kapocsfeszültség megengedett határai

A $30\ \text{MHz} - 1000\ \text{MHz}$ frekvenciatartományban a minősítést az említett előírások zavartérőmérésre vezetik vissza.

A térerősség mérését szabványos szabadtéri mérőhelyen kell elvégezni, az IEC javaslatához képest lényegesen nagyobb távolságból. Így a sugárzók mére-

tei nem esnek azonos nagyságrendbe a mérési távolsággal, a mérendő adatok pedig jól számíthatók.

A szabadtéri mérőhely sík terepen kialakított ellipszis, amelynek nagytengelye 60 m, kistengelye 52 m; a gyújtópontok távolsága 30 m. A mérőterület legyen mentes külső zavaró jelektől, az ellipszisen belül épületnek, fának és nagyobb terep-egyenetlenségnek nem szabad lennie, mivel ezek káros reflexiókat okozhatnak. A reflexiómentességet ellenőrizni kell.

A hálózati vezeték, amely a mérendő vevő és a térerősségmérő táplálására szolgál, legalább 100 m hosszúságban a föld alatt kell vezetni.

A mérőterület ellenőrzésére a következő eljárás ajánlható [2]:

Egy félhullámhosszú vízszintes polarizációjú dipólra, amelynek a földtől mért magassága h_a , ismert U_a effektív feszültségű szimmetrikus nagyfrekvenciás jelet adunk. Ekkor az R távolságban mérhető térerősség jó közelítéssel

$$E \approx 1,65 \frac{U_a}{R} \sin \frac{2\pi h_a h_v}{\lambda R}$$

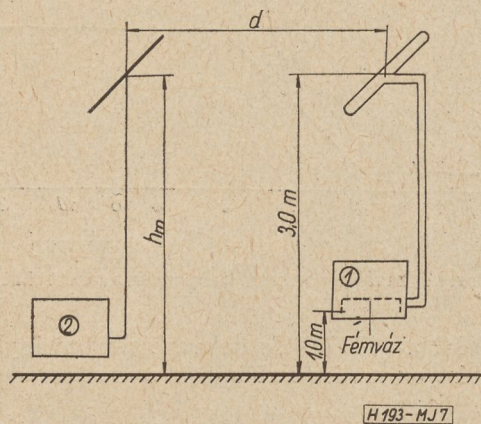
ahol

- E az effektív térerősség
- U_a az adógenerátor effektív feszültsége
- R a mérési távolság
- λ a hullámhossz
- h_a az adódipól földfeletti magassága
- h_v a vevődipól földfeletti magassága.

Ha például $h_a = h_v = 3$ m, $R = 30$ m, $U_a = 2$ mV, akkor a számított térerősségek:

Frekvencia (MHz)	Térerősség (μ V/m)
50	34
100	64
150	88
200	104
250	109
300	104

A mérőhely hitelesnek tekinthető, ha a mért és számított értékek közötti eltérés kisebb, mint 20%.



7. ábra. Mérés elrendezés az NDK és magyar szabvány szerint a zavartérorősség méréséhez. 1 — TV-vevőkészülék, 2 — térerősségmérő

A térerősségmérés a 7. ábra elrendezése szerint történik. A mérési távolság 30 MHz—300 MHz-ig 30 m, 300 MHz—1000 MHz-ig 10 m.

A mérés alkalmával a vizsgált TV-vevőkészülékhez mindig olyan szélessávú hajlított dipolantennát kell csatlakoztatni, amely az éppen mért sáv műsorvételére szolgál. Az antennát minden mérés alkalmával két, különböző hosszúságú tápvezetékkel kell csatlakoztatni: az egyik 2,32 m hosszúságú, a másik a mindenkori mérőfrekvencia negyedhullámhosszával hosszabb. Erre az állóhullámok kialakulásából származó hiba elkerülése céljából van szükség. A mérest antenna nélkül is meg kell ismételni (alváz-sugárzás felderítése céljából). Minden rész mérés alkalmával az antennát és a TV-vevőkészüléket függőleges tengelyük körül meg kell forgatni. Valamennyi mért adat közül a maximális érték mérvadó.

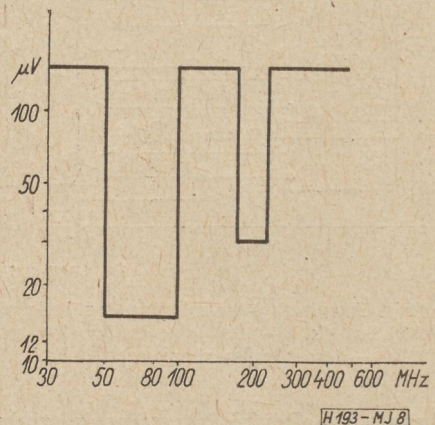
A térerősségmérő antennája a mérőfrekvenciára vonatkoztatott félhullámú dipól, amelyet mérés alkalmával függőleges és vízszintes tengelye körül forgatni kell, a maximális érték eléréséig. A dipól középpontjának magassága a 30 MHz—300 MHz tartományban 3 m, a 300 MHz—1000 MHz tartományban 0,2—3 m (a változó magasság itt is a maximális érték elérését szolgálja).

A mérési idő rövidítésére és a mérés kényelmessé tételére a kolbergi mérőállomáson az antennák és a készülék forgatását, valamint a DMH mérőantenna optimális magasságba emelését távvezérelt elektromotorokkal végzik.

A térerősségmérő előírt adatai e tartományokban:

Sáv szélesség (6 dB-re)	120 kHz
Indikátorkör feltöltési időállandója	1 ms
Indikátorkör kisütési időállandója	550 ms

Mérési célra megfelel pl. az URH tartományban a Rohde & Schwarz gyártmányú ESM 180, ill. ESM 300 mérővevő, a kiegészítő SEP hitelesítő generátorral.



8. ábra. A zavartérorősség megengedett határai a magyar előírások szerint

A zavartérorő előírt határértékeit a KPMSZ, ill. a KGMSZ szerint a 8. ábrán láthatjuk. A DMH sávra ezideig nincsen érvényes hazai előírás.

A VDE 0872 előírás a határértékeket attól teszi függővé, hogy a vizsgált frekvencia a legközelebb

első CCIR TV-csatorna képhordozójától hány MHz-el tér el.

Az NDK-ban érvényes BRF 375 szabvány a következő határértékeket írja elő:

Frekvencia (MHz)	Határérték ($\mu\text{V/m}$)	Távolság (m)
30—300	30	30
300—1000	90	10

Ha az első középfrekvencia értéke a CCIR vevők-nél szokásos 38,9 MHz, akkor az oszcillátor alapfrekvenciákra a fenti határértékek 5-szörösét engedélyezik.

Magyarországon zavarméréseket a Posta Rádió-és Televízióműszaki Igazgatóság Zavarvizsgáló Osztályán végeznek.

3. Módszerek a TV-vevőkészülékek okozta zavarok csökkentésére, ill. megszüntetésére

A sorreltérítő generátor és végfokozat, a nagyfeszültségű egység és a video-erősítő áramköreiből származó zavarok

A sorreltérítés frekvenciája mind az OIRT, mind a CCIR szabványnál 15,625 kHz. Ez az ismétlődési frekvenciája az előforduló fűrészes, impulzus és egyéb periodikus jeleknek. A nagyfeszültségű tekercs, amely a sorfrekvenciás kimenőtranszformátor szekunderének része, saját kapacitásával rezonanciára van hangolva; frekvenciája 2,7-szerese a sorfrekvenciának, tehát kb. 42 kHz értékű. E nem szinuszos jelek igen nagy harmonikustartalommal rendelkeznek, egészszámú többszöröseik képezik a zavaró jelek zömét a 150 kHz—1 MHz frekvenciatartományban.

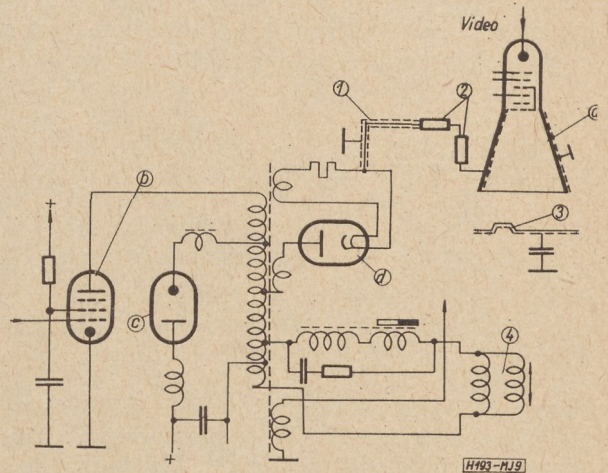
Elsősorban meg kell jegyezni, hogy az egész sorreltérítő fokozat és a nagyfeszültségű egység — minthogy itt nagy impulzusfeszültségek lépnek fel — jelentős sugárzás forrása lehet. Ezért az egész egység árnyékolására különös gondot szokás fordítani. A sugárzás zavarfeszültséget indukál elsősorban az antennacsatlakozó és a készülék fémváza között, de indukált zavar jelentkezhet a hálózati vezetéken is, ha azt hosszan vezették a sorreltérítő egység közelében.

A sorreltérítő egység főbb részeit — így a sor-kimenőtranszformátort, a sorvégsővet és boosterdiódát — eleve fémdobozban kell elhelyezni biztonsági okokból. Az árnyékolás alapfeltételei ezzel már adva vannak. Fel kell hívni azonban a figyelmet arra, hogy az árnyékoló doboz összeszerelésénél különös gondot kell fordítani a fémrészek jó érintkezésének biztosítására, mert hatásos árnyékolás csak így érhető el.

A vízszintes eltérítő tekercsen és a hozzá csatlakozó vezetéken — a tekercsrendszer impedanciájától függően — többszáz voltos impulzusfeszültségek lépnek fel. Ezért külön gondoskodni kell az eltérítő-tekercs-egység hatásos árnyékolásáról, a vezetékeket is beleértve. Ez természetesen veszteségeket okoz, amelyek megkövetelik az eltérítéshez felhasznált

energia növelését. Ez, különösen 110°-os eltérítésnél, nem mindig lehetséges. Ezért modern TV-vevőkészülékek-nél a vízszintes eltérítő tekercs táplálása szimmetrikusan történik. Az indukált és szórt zavarfeszültségek ily módon árnyékolatlan eltérítő egység és vezetékek alkalmazása esetén is a minimumra csökkenthetők.

További zavarforrást képez maga a képcső és a hozzá vezető nagyfeszültségű kábel. Az egyenirányított, 13—20 kV-os nagyfeszültségű szűrését általában csak a képcső belső nagyfeszültségű bevonata és a külső árnyékoló réteg közötti, mintegy 500 pF nagyságú kapacitás végzi el. Ez esetben azonban a képcső nyitott kapacitása és a nagyfeszültségű kábel jelentős zavarforrást képez.



9. ábra. TV-vevőkészülék vízszintes eltérítő részeinek kapcsolási vázlatja, a zavarkapocsfeszültség csökkentését célzó elrendezésben. *a* — képcső, *b* — végcső, *c* — boosterdióda, *d* — nagyfeszültségű egyenirányító, 1 — árnyékoló nagyfeszültségű kábel, 2 — szűrőellenállások, 3 — árnyékoló háttal, 4 — szimmetrikusan táplált eltérítőtekercs

Kívánatos tehát a képcsőre vezetett nagyfeszültségű szűrés. Ezt a legegyszerűbb módon *C-R-C* szűrőtag alkalmazásával érhetjük el.

Az impulzusfeszültség megfelelő szűréséhez szükséges pufferkondenzátor értéke 4—500 pF. 25 kV üzemi feszültségű kondenzátor beszerzése nem könnyű feladat, ezért más megoldást kell keresni: árnyékolt nagyfeszültségű kábelt. E kábelt úgy kell megválasztani, hogy átütőfeszültsége legalább 25 kV legyen, kapacitása méterenként 140—160 pF.

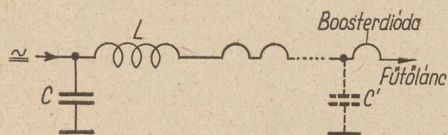
A szükséges, kb. 2,5 m hosszú kábelcsoport kitűnően ellátja a pufferkondenzátor funkcióját, amellyel egyúttal megoldódik a nagyfeszültségű kábel árnyékolása is. A hosszú kábelt kb. 10 cm sugarú körben fel szokás csavarni, és a jó földelés biztosítása mellett a sorreltérítő egységet magába foglaló fémdoboz oldalához erősíteni.

A szűrőtag *R* elemének szerepét betöltő 0,5 M Ω értékű ellenállást a kábel végéhez kell csatlakoztatni, ott, ahol az a képcső nagyfeszültségű bevezetését eléri. Az ellenálláson eső egyenfeszültség néhány száz Volt, a szokásos sugáráram mellett, és az ellenálláson jelentős impulzusfeszültség is fellép. Spirálisan

köszörült szénrétegellenállásnál ezért fokozottan fennáll az átégés veszélye. A legjobb megoldás a tömörellenállás alkalmazása, ennek híján alkalmazható több, sorbakapcsolt szénrétegellenállás, melyeket közös polietilén tokba szokás elhelyezni.

Ha a képcső a készülék kávéjába fémpánt segítségével erősíthető be, gondoskodni kell a pánt megbízható földeléséről. Célszerű a képcső homlokfelületét körülfoglaló, ún. képcsőmaszkot (mely többnyire műanyagból készül), belülről fémfóliával vagy befűvással árnyékolni, és a bevonatot földelni. A két utóbbi fogás annyira hatásos lehet, hogy egyes esetekben a nagyfeszültség C-R-C szűrését el lehet hagyni.

Jelentékeny zavarfeszültség származhat a videoerősítő kimenetéről a képcső katódjára vezető huzal szórásából. Itt 100 V körüli video jelfeszültség léphet fel, és a vezetékét nem lehet árnyékolni, mert ez a sáv szélesség rovására menne. A keletkező har-



H 193-MJ 10

10. ábra. Fűtőláncba helyezett szűrőegység vázlata. $L = 3\text{ mH}$, $C = C' = 100\text{ nF}$

monikusok frekvenciája és amplitúdója a képtartalomtól függ, de a 15,625 kHz-es sorfrekvencia harmonikusait feltétlenül tartalmazza. Különösen felismerhető a képtartalomból eredő zavar állókép (monoszkóp) vetélénél, mert ekkor a harmonikusok jól definiáltak. Általában a videojel szórásából eredő zavar úgy ismerhető fel, hogy a harmonikus összetétel a képtartalom megváltoztatásával befolyásolható.

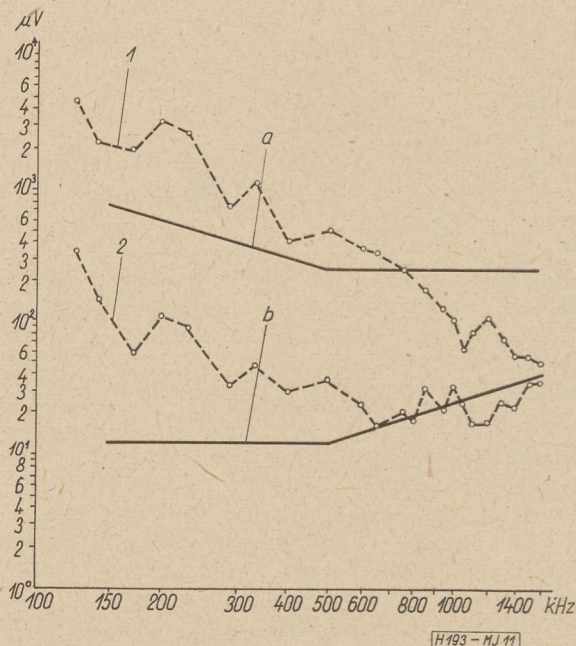
A video-zavar megszüntethető a csatlakozó vezeték helyzetének optimális megválasztásával, valamint (vízszintes panelrendezésű készüléknél) a hátlap részleges vagy teljes árnyékolásával. Függőleges panelrendezésű, nyomtatott huzalozású modern vevőkészüléknél a hátlap árnyékolása részben vagy teljesen elhagyható, mivel maga a panel képez vezető, árnyékoló felületet.

A zavar jelentős része — ha kiszűrését nem biztosítjuk — a hálózati vezetéken keresztül a hálózathoz jut. Ennek eredete elsősorban a boosterdióda katódja és fűtőszála közötti kapacitás, amelyen át a boosterdióda katódján fellépő feszültségugrások a fűtőláncba jutnak. Ennek kiszűrése aránylag egyszerű feladat: a fűtőláncba aluláteresztő LC szűrőtagot iktatunk be (10. ábra). A szokásos értékek: $L = 3\text{ mH}$, $C = 100\text{ nF}$. Ha az így kapott szűrés nem lenne kielégítő, még egy 100 nF-os kondenzátort iktatunk be a boosterdióda fűtőszálának nagyobb potenciálú vége és a föld közé.

Megjegyezzük, hogy az eddig leírt módszerek alkalmazása esetén igen gondosan figyelembe kell venni a megfelelő biztonsági előírásokat.

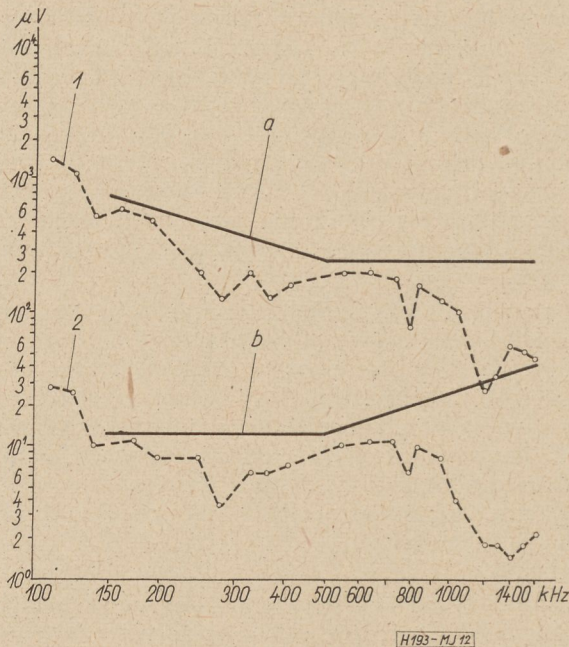
A 11. és a 12. ábrán egy TV-vevőkészülék zavar-
kapocsfeszültségének alakulását láthatjuk, a zavar
csökkentésére irányuló intézkedések megtétele előtt
és után.

Az intercarrier-KF jel szórásából eredő zavar-
feszültség megszüntetése az intercarrier-KF és FM-
demodulátor fokozatok megfelelő árnyékolásával
történik.



H 193-MJ 11

11. ábra. TV-vevőkészülék zavar-
kapocsfeszültsége a frek-
vencia függvényében a zavar-
szűrés előtt. *a* — megengedett
határ a hálózaton; *b* — megengedett határ az antennán;
1 — mért érték a hálózaton; 2 — mért érték az antennán



H 193-MJ 12

12. ábra. TV-vevőkészülék zavar-
kapocsfeszültsége a frek-
vencia függvényében a zavar-
szűrés után; *a* — megengedett határ
a hálózaton; *b* — megengedett határ az antennán; 1 — a
mért érték a hálózaton; 2 — a mért érték az antennán

A csatornaváltók oszcillátorainak sugárzásából eredő zavarok

A 30 MHz—1000 MHz frekvenciatartományban mérhető zavartérorósság a készülék URH és DMH csatornaváltójából származik. A sugárzás egy része az antennakapcsokon jelenik meg, más része egyéb utakon jut ki a csatornaváltóból, és a fémrészek sugározzák ki.

A zavar megszüntetésére biztos szabály nem állítható fel, csak általános konstrukciós elvek adhatók meg. Ezeket az alábbiakban pontokba foglalva közöljük:

1. Elsősorban gondoskodni kell a csatornaváltó tökéletes és hatásos árnyékolásáról, beleértve a bemenőáramkörök és az oszcillátor áramköreinek egymásközötti gondos árnyékolását. A csöveket jól záró burában kell elhelyezni. Az egyes árnyékoló lemezek kötése lehetőleg forrasztással történjen.

2. Valamennyi tápvezetéket a csatornaváltó csatlakozási pontjánál kifogástalanul hidegíteni kell (átvezető szűrőkondenzátorok, fojtók, ferritgyöngyök felhasználásával).

3. Az oszcillációs feszültséget a lehető legkisebbre kell leszorítani és az oszcillátor harmonikustartalmát a minimumra kell csökkenteni.

4. A csőtípus és a foglalat megválasztásánál, valamint az általános mechanikus elrendezésnél figyelembe kell venni, hogy az összekötő vezetékek a lehető legrövidebbek legyenek, továbbá azt, hogy a fémváz által képezett földelés igen magas frekvenciákon nem tekinthető egységesnek.

5. Ha a csatornaváltón méréseket végzünk, ismételjük meg azokat több különböző darabon, mert mérés alkalmával előfordul, hogy a látszólag jó eredmény kompenzáció hatására jön létre.

A konstrukció közben folyamatos mérések végezhetőek az antennakapcsokon fellépő kapocsfeszültség segítségével. Ebből a közölt képlet alapján a várható zavartérorósság kiszámítható. Meg kell azonban jegyezni, hogy kis zavartérorósnál a sugárzás jó része már a fémvázból ered, így a kapocsfeszültséggel való összefüggés már nem mindig egyértelmű.

IRODALOM

1. Recommended Methods of Measurements of Radiation from Receivers for Amplitude—Modulation, Frequency—Modulation and Television Broadcast Transmissions. I. E. C. Publication 106, 1959, Geneve—Suisse.
2. Vorschriften und Leitsätze der Funkstörmeßtechnik und Entstörbestimmungen für die Herstellung funktürender Erzeugnisse. BRF 375. VEB Deutscher Zentralverlag, 1959. Berlin.
3. Megengedhető rádiózavarszintek és azok mérési módszerei. KPMSZ 249.2—60, KGMSZ 674.139—61. F 93.

KÖNYVISMERTETÉS

F. H. Lange: **Korrelationselektronik**, VEB Verlag Technik, Berlin, 1962.

A munka igen rövid idő alatt jutott el második kiadásához. Sikerét részben annak köszönheti, hogy tárgya az érdeklődés előterében áll, részben annak, hogy szemlélete a praktikus mérnöki gondolkodásmódon alapszik és mérsékelt terjedelem mellett világos, összefüggő és könnyen érthető képet nyújt olyan szövevényes kérdésekről, amelyekről egyébként csak nagy fáradsággal, az eredeti irodalomban való hosszadalmas elmélyedéssel lehetne tájékozódni.

A munka első része a korrelációs tényezőt és a korreláció-függvényt tárgyalja a statisztikus- és spektrális ábrázolás segítségével. Eközben a szerzőnek alkalma nyílik az információ-elmélet sok fontos eredményének tömör és világos ismertetésére. Ez a rész a

korreláció-analízis apparatív technikájának ismertetésével zárul.

A második rész a főbb alkalmazásokkal foglalkozik. Tárgyalja a korrelációfüggvénynek, mint a jelek egyik fontos jellemzőjének szerepét. Különösen hasznos itt az olyan korszerű fogalmak magyarázata, mint például az optimális kódolás vagy a részben korreláló zajok összegezése. A továbbiakban a munka bemutatja a korreláció analízis felhasználását hírközlő berendezések tulajdonságainak vizsgálatára. Az utolsó fejezet a korrelációs detektor közvetlen vételtechnikai alkalmazásaival foglalkozik, különös tekintettel a szerző által javasolt szélessávú zajmodulációval történő hírközlés lehetőségeire.

A gazdag irodalmi összeállítás még az 1961-ben megjelent új közleményekre is kiterjed. V. I. P.

Többsatornás berendezések nemlineáris torzításának analízise fehérzaj terhelés esetén*

ETO 621.391.832.4

Bevezetés

Az alábbi tanulmány célja, hogy megvizsgáljuk a sokcsatornás vivőfrekvenciás berendezések híryananyagának, vagyis az erősítőket terhelő elektromos teljesítmény viselkedését, ha az egy nemlineáris aktív négy póluson halad keresztül. A nemlineáris torzítások vizsgálatának klasszikus módszerétől, amikor szinuszos terhelést alkalmaztak, eltérünk.

Kimutatható, hogy $N > 60$ esetén egy sokcsatornás telefonösszeköttetés híryananyagának, mint zajnak, a pillanatnyi értéke alkalmazkodik a normál eloszlás függvényéhez, valamint a teljesítmény spektrumsűrűsége az alapsávban állandó. Ezekből a statisztikai közelítésekből — melyek jól fedik a valóságot — kiindulva tárgyaljuk a négy pólus nemlineáris torzítását.

A számítások eredményeként meghatározhatjuk a zajteljesítményt a harmonikus csillapítások ismeretében, vagy fordítva, a zajteljesítmény megengedhető értékéhez meg tudjuk határozni a harmonikus csillapításokat.

Ugyanakkor megvizsgáljuk a zajteljesítmény változását a relatív sávzélesség függvényében, mely útmutatást ad a sokcsatornás berendezések frekvenciasávjának kijelöléséhez.

1. A nemlineáris torzítások analízisének vizsgálati feltételei

A vizsgálat feladata a nemlineáris zajteljesítmények meghatározása. Először a nemlineáris karakterisztikát sorbafejtjük:

$$U_2 = a_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3 + \dots$$

Az általánosság megsértése nélkül feltehetjük, hogy az $a_0 = 0$ és $a_1 = 1$. Tehát egy aktív négy pólus nemlineáris karakterisztikája:

$$U_2 = U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3 + \dots \quad (1)$$

A négy pólus bemenetelére adott jel (híryananyag) $U_1 = S(t)$ általános esetben tetszés szerinti időfüggvény.

A négy pólus kimenetén a nemlineáris karakterisztika következtében a jel:

$$U_2 = S(t) + \varepsilon(t) \quad (2)$$

Ahol $\varepsilon(t)$ a torzítás. Az (1) képletből látható, hogy:

$$\varepsilon(t) = a_2 S^2(t) + a_3 S^3(t) + \dots \quad (3)$$

Ha az $S(t)$ híryananyag analitikusan megadható, akkor a (3)-as segítségével $\varepsilon(t)$ pontosan kifejezhető. A valóságban egy többsatornás berendezés híryananyagát nem tudjuk analitikusan leírni. Csak bizonyos statisztikus törvényszerűségeket tudunk megadni. Ha $S(t)$ statisztikus eloszlásának jellemző értékeit ismerjük, így az ε (átlagértékét, a (D^2) szórásnégyzetet, a $[p_2(x_1, x_2)]$ másodrendű valószínűség sűrűség függvényt, az $[R_\varepsilon(\tau)]$ autokorrelációs függvényt, akkor az $\varepsilon(t)$ torzítás számára is meg lehet határozni statisztikus törvényszerűségeket [1], [3]. Ha adott az $S(t)$ híryananyag teljesítmény spektrumsűrűsége, úgy a korrelációanalízis alapján és a (3) összefüggéssel az $\varepsilon(t)$ torzítás teljesítmény spektrumsűrűsége is meghatározható.

Alakítsuk át az $S(t)$ függvényt a sokcsatornás híryananyag spektrumának meghatározásához. A sokcsatornás berendezések híryananyagát stacionárius véletlen folyamattal fejezhetjük ki, melyet meg lehet határozni valószínűségi eloszlás függvényvel, korrelációs függvényvel, vagy teljesítmény spektrumsűrűséggel. Ugyanakkor a korrelációs függvény egyértelműen kapcsolatban van a teljesítmény spektrumsűrűséggel. Tehát a sokcsatornás híryananyag $S(t)$ függvénye is értelmezhető a teljesítmény spektrumsűrűséggel, melyet $G_s(\omega)$ -val jelölünk.

Kísérletileg bizonyítható a 16-nál több csatornás rendszereknél, hogy a sokcsatornás híryananyag $S(t)$ pillanatnyi értéke alkalmazkodik a normál eloszlás törvényéhez [7]. Ily módon feltehetjük, hogy az $S(t)$ Gauss-féle eloszlást mutat. Mint, hogy az $S(t)$ stacionárius véletlen folyamatot ad, az $S(t + \tau)$ nagysága (ahol τ időeltolás) szintén a normál eloszlás törvényéhez alkalmazkodik. Feltételezzük azt, hogy a sokcsatornás összeköttetések teljesítmény spektruma az f_1 és f_2 frekvenciák között állandó. A kísérletek igazolják, hogy ilyen feltételek nem okoznak nagy hibát. Ezért az $S(t)$ stacionárius véletlen folyamat teljesítmény spektrumsűrűsége a következő alakot veszi fel:

$$G_S(\omega) = G_0 \quad \text{ha } \omega_1 < \omega < \omega_2$$

$$G_S(\omega) = 0 \quad \text{ha } \omega_1 > \omega > \omega_2 \quad (4)$$

Meghatározhatjuk az $R(\tau)$ korrelációs függvényt a következő összefüggésből [1.: (3)]:

$$R_S(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$$

* A BME Vezetékes Híradástechnika Tanszékén 1962-ben megvédett diplomaterv részletei.

Behelyettesítve $G(\omega) = G_S(\omega) = G_0$ -ot az $R_S(\tau)$ -ba, kapjuk:

$$R_S(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G_0 e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{G_0}{2} \frac{\sin \omega_2\tau - \sin \omega_1\tau}{\tau} \quad (5)$$

Az $S(t)$ függvény és a [2] ismeretében meghatározhatjuk az 1 ohmos ellenálláson, az $\omega_1 - \omega_2$ sávban az átlagteljesítményt:

$$R_S(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G_0 d\omega = G_0 B \quad (6)$$

ahol $B = f_2 - f_1$.

2. Csatornacsoportokban keletkezett nemlineáris zavarok számítása [6]

A híryanagok általános tulajdonságaiból és a stacionárius véletlen folyamatok ismeretéből következik, hogy az $\varepsilon(t)$ zaj stacionárius véletlen folyamat. Kiindulva a (2)-es és (3)-as összefüggésekből meghatározzuk az $\varepsilon(t)$ korrelációs függvényét. A korrelációs függvény:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(x) y(x_\tau) p_2(x, x_\tau) dx dx_\tau \quad (7)$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$\begin{aligned} S(t) &= x & S(t + \tau) &= x_\tau \\ \varepsilon(t) &= y(x) & \varepsilon(t + \tau) &= y(x_\tau) \end{aligned}$$

Továbbá meg kell határozni a másodrendű sűrűségfüggvényt $p_2(x, x_\tau)$ -t. Mivel a sokcsatornás összeköttetés és $S(t)$ híryanagából feltételezzük, hogy engedelmeskedik a normál valószínűség eloszlás törvényének, a másodrendű valószínűségi sűrűségfüggvény:

$$p_2(x, x_\tau) = \frac{1}{2\pi R_S(0) \sqrt{1 - R_N^2}} e^{-\frac{x^2 + x_\tau^2 - 2R_N x x_\tau}{2R_S(0)(1 - R_N^2)}}$$

ahol: R_N -normalizált autokorrelációs függvény:

$$R_N = \frac{R_S(\tau)}{R_S(0)} \text{ és } R_S(0) \text{ meghatározható a (6)-ból.}$$

A zaj korrelációs függvényét megkapjuk, ha (7) kifejezésbe behelyettesítjük $p_2(x, x_\tau)$ -t, valamint a (3) kifejezés figyelembevételével az y helyébe az $y(x) = a_2 x^2 + a_3 x^3$ kifejezést. Eddigi jelöléseink alapján:

$$R_\varepsilon(\tau) = \frac{1}{2\pi R_S(0) \sqrt{1 - R_N^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (a_2 x^2 + a_3 x^3) \cdot (a_2 x_\tau^2 + a_3 x_\tau^3) e^{-\frac{x^2 + x_\tau^2 - 2R_N x x_\tau}{2R_S(0)(1 - R_N^2)}} dx dx_\tau$$

Az integrálon belül a szorzást elvégezve, a következő összefüggés segítségével tagonként integrálhatunk:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^{q+1} e^{-px^2 + 2qx} dx = \frac{1}{2^q p} \sqrt{\frac{\pi}{p}} \frac{d^q}{dq} \left(q e^{-\frac{q^2}{p}} \right)$$

Majd elemi átalakítások után kapjuk:

$$R(\tau) = a_2^2 R_S^2(0) + 2a_2^2 R_S^2(\tau) + 9a_3^2 R_S^2(0) R_S(\tau) + 6a_3^2 R_S^3(\tau) \quad (8)$$

Ily módon az $S(t)$ híryanag korrelációs függvényéből megkapjuk a zaj korrelációs függvényét. A (8) kifejezés első tagja nem képviselheti a spektrumot, mivel az autokorrelációs függvény a $\tau = 0$ pontban egyenlő D^2 -el. A stacionárius folyamatoknál viszont a D^2 állandó értékű, így nem függ a τ -tól. A harmadik tag lineáris alakban tartalmazza az alapjel korrelációs függvényét, tehát a nemlineáris torzítás zavarainak a jellel koherens részét képviseli. A jellel nem koherens torzítás korrelációs függvénye (8) kifejezés második és negyedik tagja:

$$R_\varepsilon(\tau) = 2a_2^2 R_S^2(\tau) + 6a_3^2 R_S^3(\tau) \quad (9)$$

A Wiener-Hincsin tétel segítségével, az $R_\varepsilon(\tau)$ -t ismerve, megkaphatjuk a nemlineáris torzítás kersett teljesítmény spektrumsűrűségét:

$$\begin{aligned} G_\varepsilon(\omega) &= \\ &= 2a_2^2 \int_{-\infty}^{\infty} R_S^2(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau + 6a_3^2 \int_{-\infty}^{\infty} R_S^3(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \\ &= G_{\varepsilon_2}(\omega) + G_{\varepsilon_3}(\omega) \end{aligned} \quad (10)$$

ahol $G_{\varepsilon_2}(\omega)$ — a másodrendű torzítás teljesítmény spektrumsűrűsége és $G_{\varepsilon_3}(\omega)$ — a harmadrendű torzítás teljesítmény spektrumsűrűsége.

3. A G_{ε_2} meghatározása

A G_{ε_2} -t a (10) egyenlet első integráljának kiszámításával lehet meghatározni, ha a $R_S(\tau)$ értékét az (5)-ből behelyettesítjük az integrálba. Az integrálás elvégzése nem bonyolult, de hosszadalmas, ezért egyszerűbb számítási módszerekhez folyamodunk. Fel fogjuk használni a Fourier transzformációk elméletéből ismert:

$$F[f_1(t) f_2(t)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(x) G_2(\omega - x) dx \quad (11)$$

összefüggést. Ez az összefüggés lehetővé teszi, az $f_1(t)$ és az $f_2(t)$ függvények G_1, G_2 spektrumának ismeretében az $f_1(t) \cdot f_2(t)$ függvényszorozat spektrumának meghatározását. Ha az $f_1(t)$ és $f_2(t)$ függvények megegyeznek, akkor megkaphatjuk az $f^2(t)$ függvény spektrumát.

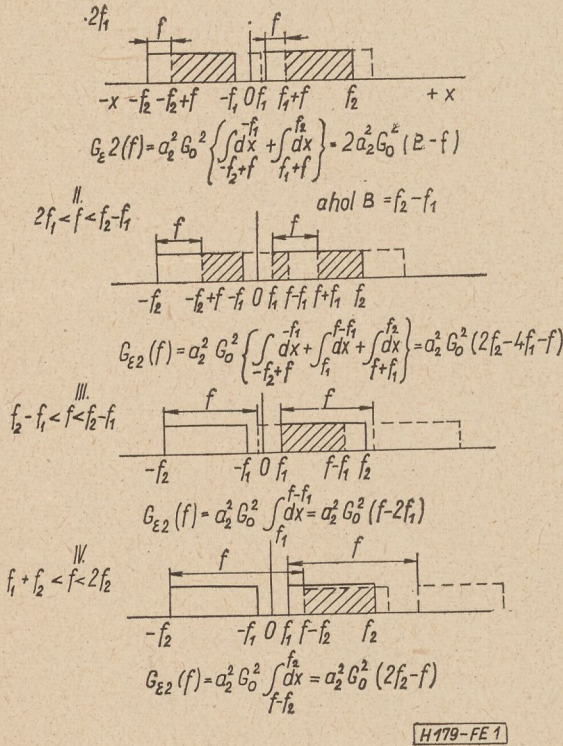
Ebből kiindulva kiszámítjuk a másodrendű torzítást. A mi esetünkben az $f(t) = R_S(\tau)$ és a (9) kifejezés első tagjának figyelembevételével kapjuk:

$$G_{\varepsilon_2}(f) = a_2^2 \int_{-\infty}^{\infty} G_S(x) G_S(f - x) dx \quad (12)$$

ahol $G_s(x)$ — a $S(t)$ híryanag teljesítmény spektrumsűrűsége (4) és f a frekvencia Hz-ben.

Az integrálás határainak meghatározásánál figyelembe vesszük a (11) és a (12) összefüggéseket. A $G_s(x)$ és $G_s(f-x)$ számára konstans spektrumot vettünk fel (4), figyelembe véve a negatív frekvenciákat is. A (11) kifejezésből világosan látható, hogy az integrálnak csak ott van 0-tól különböző értéke, ahol a két sáv átfedi egymást.

Az f értékének megváltozásával a spektrum maga is változik. Az integrálást négy tartományra felosztva végezzük el. Ezek a tartományok összefüggésben az integrál területével az 1. ábrán láthatók.



1. ábra. A $G(f)$ spektruma folytonos, a $G(f-x)$ spektruma szaggatott vonallal van jelölve

Az I-es és a III-as tartományok határait kiterjesztjük a II-es határaitra, mivel az I-es és III-as szakasz integráljának összege éppen a II-es integrál értékét adja:

$$B - f + \frac{1}{2}(f - 2f_1) = \frac{1}{2}(2f_2 - 4f_1 - f)$$

Így a másodrendű torzítás teljesítmény spektrumsűrűségére a következő eredményt kapjuk:

$$G_{e2}(f) = a_2^2 G_0 \delta_i(f) \quad (13)$$

ahol $\delta_i(f)$ -t az 1. táblázatban közöljük.

A 2. ábra megmutatja, $G_2(f)$ -t a frekvencia függvényében mind a három esetben, a szereplő paraméterek egy tetszőlegesen felvett értéke mellett.

4. A G_{e3} meghatározása

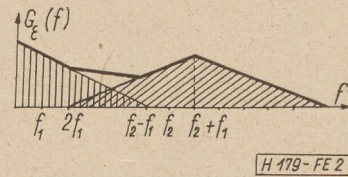
Ebben az esetben is felhasználjuk a (11) Fourier átalakítást úgy, hogy $f^3(t) = f^2(t)$, azaz a mi ese-

i	$\delta_i(f)$	f tartomány határ	
1	$2(B - f)$	0	$f_2 - f_1$
2	$2(f - 2f_1)$	$2f_1$	$f_1 + f_2$
3	$(2f_2 - f)$	$f_1 + f_2$	$2f_2$

tünkben $R_e^3(\tau) = R_S(\tau) R_S^2(\tau)$ és a nekik megfelelő spektrum $G_s(f)$ és $\frac{1}{2a_2^2} G_{e2}(f)$. Innen a (9) kifejezés második tagjának figyelembevételével:

$$G_{e3}(f) = \frac{3a_2^3}{2a_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_2(x) G_s(f-x) dx$$

Az integrál tartományait a másodrendű torzítás kiszámításánál használt eljárással analóg módon határozzuk meg. Az integrált elvégezve, a harmad-



2. ábra. A másodrendű torzítás teljesítmény spektrumsűrűsége a frekvencia függvényében

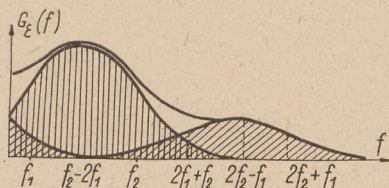
i	$\gamma(f)$	f tartomány határ	
1	$\frac{3}{8}(f_2 - 2f_1 + f)^2$	0	f_1
2	$\frac{3}{8}(f_2 - 2f_1 - f)^2$	0	$f_2 - 2f_1$
3	$\frac{3}{8} [2B^2 - (f - f_1)^2 - (f_2 - f)^2]$	f_1	f_2
4	$\frac{3}{8}(2f_2 - f_1 - f)^2$	f_2	$2f_2 - f_1$
5	$-\frac{1}{8}(f - 3f_1)^2$	$3f_1$	$2f_1 - f_2$
6	$\frac{1}{8} [2B^2 - (f - 2f_1 - f_2)^2 - (f_1 + 2f_2 - f)^2]$	$2f_1 + f_2$	$2f_2 + f_1$
7	$\frac{1}{8}(3f_2 - f)^2$	$2f_2 + f_1$	$3f_2$

rendű torzítás teljesítmény spektrumsűrűségére a következő értékeket kapjuk:

$$G_{e3}(f) = 6\alpha_3^2 G_0^3 \gamma_i(f) \quad (14)$$

ahol a $\gamma_i(f)$ -t a 2. táblázatban közöljük.

A 3. ábra megmutatja a $G_{e3}(f)$ -et az összes kifejezést figyelembe véve, a szereplő mennyiségek egy tetszőlegesen felvett értékénél.



H 179-FE 3

3. ábra. A harmadrendű torzítás teljesítmény spektrumsűrűsége a frekvencia függvényében

5. Az alapsávban fellépő pszofometrikus zajteljesítmény meghatározása (6)

A gyakorlatban a zaj spektrumsűrűségének az a része a legérdekesebb, amelyik a sokcsatornás összeköttetés sávjában van. Vezessünk be egy dimenzió nélküli változót:

$$\sigma = \frac{f - f_1}{f_2 - f_1}$$

Így a négy-pólus nemlineáris karakterisztikájából származó zajteljesítmény spektrumsűrűsége a sokcsatornás összeköttetés sávjában a (13) és a (14) kifejezések alapján a következőképpen adható meg:

$$G_e(\sigma) = \frac{2\alpha_2^2 R_s^2(0)}{B} y_2(\sigma) + \frac{6\alpha_3^2 R_s^3(0)}{B} y_3(\sigma) \quad (15)$$

ahol: $y_2(\sigma) = y_2'(\sigma) + y_2''(\sigma)$

$$y_3(\sigma) = y_3'(\sigma) + y_3''(\sigma) + y_3'''(\sigma) \quad (16)$$

a frekvenciasávtól való függést megadó segéd-függvény vesszős értékeit a 3. táblázatban közöljük.

3. táblázat

	$y(\sigma)$ ahol $\beta = \frac{f_2}{f_1}$	σ tartomány határ	
y_2'	$\frac{\beta - 2}{\beta - 1} - \sigma$	0	$\frac{\beta - 2}{\beta - 1}$
y_2''	$\frac{1}{2} \left(\sigma - \frac{1}{\beta - 1} \right)$	$\frac{1}{\beta - 1}$	1
y_3'	$\frac{3}{8} [1 + 2\sigma(1 - \sigma)]$	0	1
y_3''	$\frac{3}{8} \left(\frac{\beta - 3}{\beta - 1} - \sigma \right)^2$	0	$\frac{\beta - 3}{\beta - 1}$
y_3'''	$\frac{1}{8} \left(\sigma - \frac{2}{\beta - 1} \right)^2$	$\frac{2}{\beta - 1}$	1

A számításnál figyelembe kell venni, hogy az $y_2(\sigma)$ és az $y_3(\sigma)$ értékei a megfelelő értelmezési

tartományain kívül zérussal egyenlők. Az $y_2(\sigma)$ és az $y_3(\sigma)$ függvényt grafikusán ábrázoltuk a β különböző értékeinél a 4. ábrán.

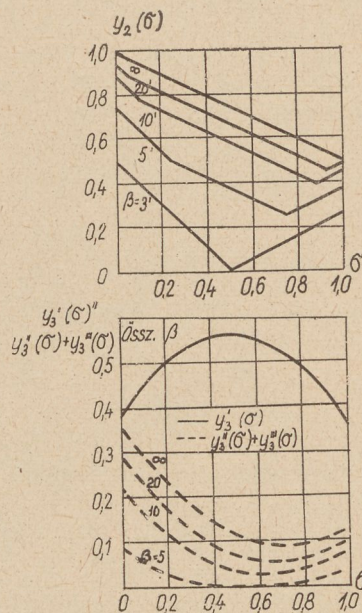
A (15) kifejezés segítségével bármely csatornában kiszámíthatjuk a zajteljesítményt:

$$P_{zaj} = \frac{U_{zef}^2 \chi_n^2}{R_k}$$

ahol U_{zef} a zaj feszültségének effektív értéke, χ_n pszofometrikus koeficiens a 3100 Hz-es szélességű csatornánál 0,75-el egyenlő és R_k a csatorna terhelő ellenállása.

A (6)-ból és a fenti kifejezésből az intermodulációs zajok pszofometrikus teljesítménye bármely csatornában f_k közepes frekvenciánál, vagyis a σ változó σ_k értékénél Δf sáv szélesség esetén

$$P_{zaj} = \frac{G_e(\sigma_k) \Delta f \chi_n}{R_k} \quad (17)$$



H 179-FE 4

4. ábra. Az $y_2(\sigma)$ és az $y_3(\sigma)$ változása β függvényében

Mint hogy $\Delta f < f_k$, feltételezhető, hogy a $G_e(\sigma_k)$ egy csatorna sávjában állandó. A (15)-öt behelyettesítve a (17)-be, a pszofometrikus zajteljesítményre a következő kifejezést kapjuk:

$$P_{zaj} = \frac{\Delta f \chi_n^2}{B} \left[2\alpha_2^2 R_k \left(\frac{R_s(0)}{R_k} \right)^2 y_2(\sigma_k) + 6\alpha_3^2 R_k^2 \left(\frac{R_s(0)}{R_k} \right)^3 y_3(\sigma_k) \right] \quad (18)$$

Megjegyezzük, hogy $\frac{R_s(0)}{R_k} = \frac{S^2(f)}{R_k} = P_s$, mely a sokcsatornás összeköttetés átlagteljesítménye az összcatornára nézve. E teljesítmény nagysága mW-ban:

$$P_s = \frac{R_s(0)}{R_k} = e^{2(p + p_{ki})} \text{ mW} \quad (19)$$

ahol p az összes csatorna átlagteljesítményszintje és egy csatorna szintje közötti különbség néperben. p_{ki} a csatorna kimenetén mért normál szint.

A p értékének meghatározásához a [9]-ben ismertetett kifejezést használjuk, mely szerint több, mint 240 csatorna esetén néperben $p = 1,72 + \frac{1}{2} \ln N$.

6. A zajteljesítmény kifejezése harmonikus csillapítással [6]

A nemlineáris karakterisztikájú négy-pólus a_2, a_3 koefficiensét meghatározhatjuk, ha ismerjük a négy-pólus transzfer karakterisztikáját. Az a_2 és a_3 meghatározható a második és harmadik harmonikus csillapítások ismeretében is. E módszer alapja, hogy a négy-pólus bemenetére szinuszfeszültséget, „vizsgáló hang”-ot adunk. Ez a feszültség a négy-pólus kimenetén:

$$S_k(t) = S_1 \cos \omega t + a_2 S_1^2 \cos^2 \omega t + a_3 S_1^3 \cos^3 \omega t$$

Ha az egyenáramú komponensről és az alapharmonikus kis változásától eltekintünk, a második és harmadik harmonikus amplitúdója:

$$S_2 = a_2 \frac{S_1^2}{2}, \quad S_3 = a_3 \frac{S_1^3}{4}$$

Az alaphang a kimeneten $P_1 = \frac{S_1^2}{2R_k} = e^{2p_1}$ mW teljesítménnyel jelenik meg. A második és harmadik harmonikusra vonatkozó kilirrfaktorok:

$$K_2 = \frac{S_2}{S_1} = \frac{1}{2} a_2 S_1, \quad K_3 = \frac{S_3}{S_1} = \frac{1}{4} a_3 S_1^2$$

A nemlinearitásból eredő harmonikus csillapítás:

$$a_{har} = \ln \frac{1}{K} \quad [N]$$

Figyelembe véve a fent elmondottakat:

$$a_2^2 = \frac{2}{R_k} e^{-2(a_{k2} + 2p_1)} \quad (20a)$$

$$a_3^2 = \frac{4}{R_k^2} e^{-2(a_{k3} + 2p_1)} \quad (20b)$$

ahol

a_{k2} másodrendű torzításból eredő harmonikus csillapítás,

a_{k3} harmadrendű torzításból eredő harmonikus csillapítás.

Ha most behelyettesítjük a (19)-et és a (20)-at a (18)-ba, akkor a P_{zaj} meghatározására új kifejezést kapunk:

$$P_{zaj} = \frac{\Delta f \chi_n^2}{B} \left[4e^{-2(a_{k2} + p_1)} e^{4(p + p_{ki})} y_2(\sigma_k) + 24 e^{-2(a_{k3} + 2p_1)} e^{6(p + p_{ki})} y_3(\sigma_k) \right] \quad (21)$$

Hírközlő rendszerekben a vizsgáló hang, azaz p_1 zérus szinten van.

Tételezzük most fel, hogy a vizsgáló hang szintje egyenlő egy csatornában mért mérőszinttel, vagyis $b_1 = b_k$. Ekkor (21) kifejezésnek megfelelően:

$$P_{zaj} = e^{2a_{ki}} \frac{\Delta f \chi_n^2}{B} \left[4e^{-2a_{k2}} e^{4p} y_2(\sigma_k) + 24e^{2p_{k3}} e^{6p} y_3(\sigma_k) \right] \text{ mW}$$

A harmonikus csillapítások P_{zaj} ismeretében (21) alapján meghatározhatók. A P_{zaj} -t felosztva a másod- és harmadrendű torzításokból adódó zajteljesítményekre, kapjuk:

$$a_{k2} = \frac{1}{2} \ln 4 \cdot 10^{-3} \frac{\Delta f \chi_n^2}{P'_{zaj_2} B} y_2(\sigma_k) + 2(p + p_{ki}) - p_1 \quad (22a)$$

$$a_{k3} = \frac{1}{2} \ln 24 \cdot 10^{-3} \frac{\Delta f \chi_n^2}{P'_{zaj_3} B} y_3(\sigma_k) + 3(p + p_{ki}) - 2p_1 \quad (22b)$$

7. Zajteljesítmény vizsgálata a relatív sávzélesség változása esetén

A következőkben megvizsgáljuk, hogy a P_{zaj} értéke hogy változik, ha a $\beta = \frac{f_2}{f_1}$ értékét változtatjuk.

A (17) kifejezés mutatja, hogy P_{zaj} egyenes arányban van $G_e(f)$ -el. Az egyenlet többi tényezői nem függenek a β -tól, így elegendő $G(f)$ -et vizsgálni.

Az értékelés szempontjából célszerű a (10) kifejezés mintájára $G_c(f)$ értékét két részre osztani: $G_{e2}(f)$ -re és $G_{e3}(f)$ -re.

Először vizsgáljuk meg $G_{e2}(f)$ -et, melyet a (13) kifejezéssel megadtunk. Minket a zaj csak az alapsávban érdekel, a többi frekvencián keletkező zaj-értékektől eltekintünk. A δ_3 kifejezés frekvencia tartománya $f_1 + f_2$ frekvenciánál kezdődik, tehát ezzel nem fogunk a továbbiakban foglalkozni. A fennmaradó δ_1 és δ_2 kifejezéseket részletesebben megvizsgáljuk. Meggyőződhetünk arról, hogy bizonyos értékeknél ezek is eltűnnek az alapsávban. Ugyanis a δ_1 kifejezés frekvenciatartományának felső határa $f_2 - f_1$. A δ_2 kifejezés frekvenciatartományának alsó határa $2f_1$. Azt akarjuk biztosítani, hogy a két tartomány az $f_2 - f_1$ -es alapsávba ne nyúljon bele azaz

$$2f_1 - (f_2 - f_1) > f_2 - f_1$$

ahonnan $\beta < 2$.

Megvizsgáljuk, hogy hogyan változik a G_{e3} az alapsávban, ha a $\beta < 2$ követelményt teljesítjük. A G_{e3} -at a (14) kifejezés adja meg, melyből világosan látható, hogy az alapsávban csak a γ_2, γ_3 és γ_5 kifejezéseknek lehetnek zérustól különböző értékei. (γ ; lásd a 2. táblázat.) A γ_2 kifejezésnél a teljesítmény spektrumsűrűségnek tartománya $0 \rightarrow f_2 - 2f_1$. A γ_5 kifejezésnél a teljesítmény spektrumsűrűségnek tartománya $3f_1 \rightarrow 2f_1 + f_2$. Ebből látszik, hogy ha az $f_2 < 3f_1$ kikötést tesszük a tartományok nem nyúlnak bele az alapsávba.

A G_{e3} spektrumsűrűsége γ_3 esetén a sáv szélén, vagyis $f = f_1$ és $f = f_2$ frekvenciáknál:

$$G_{e3}(f_1) = \frac{9}{4} a_3^2 G_0^3 B^2$$

A függvény szélső értékénél, azaz $f_{\max} = \frac{f_1 + f_2}{2}$ -nél a spektrumsűrűség:

$$G_{e3}(f_{\max}) = \frac{27}{8} a_3^2 G_0^3 B^2$$

Fentiekből nyilvánvaló a $G_{e3}(f)$ értéke, ha $f_2 < 3 f_1$, mivel γ_2 és γ_3 kifejezések tartománya nem nyúlik bele az alapsávba és a γ_3 kifejezés maximuma a sáv közepén van, ahol a spektrumsűrűség a sáv széléhez viszonyítva másfélszeres.

A másod- és harmadrendű torzításokra levonható következtetésekből arra a megállapításra jutunk, hogy ha a többcsatornás berendezések frekvencia-tartományára az $f_2 < 2 f_1$ feltétel teljesül, akkor a másodrendű torzításból eredő zaj teljesen elmarad és a harmadrendű torzításból jelentkező zajok is csökkennek, főleg a sávszéleken, ahol a sávközép zajának 2/3-a lesz a zaj. Ezért a szélső csatornáknak jobb jel/zaj viszonyt tudunk elérni.

A következőkben megvizsgáljuk, hogy az alapsávban levő $G_e(f)$ maximális értéke hogyan változik β függvényében.

Megjegyezzük, hogy p értékére a több mint 240-csatorna esetre kapott kifejezést használjuk. Ugyanakkor adott f_1 frekvencia mellett a p értéke változik a β függvényében, ezt a változást a $G_e(f)$ vizsgálatánál külön értékeljük.

a) A $G_{e2}(f)$ vizsgálata

A $G_{e2}(f)$ maximális értéke az $f = f_1$ helyen van. A (13) kifejezést vizsgálva az $f = f_1$ helyen és figyelembe véve a (19), a (20a) és a (6) kifejezéseket, valamint a p értéket és azt, hogy a telefonösszeköttetések-nél a csatornákat $\Delta f_{cs} = 4$ kHz távolságban szokták egymás mellé helyezni, elemi átalakítások után a következő eredményre jutunk:

$$G_{e2} = \frac{4e^{4(-1,72 + p_{ki})} e^{-2(a_{k3} + p_1)} R_k f_1 D(\beta)L(\beta) \text{ mW}}{\Delta f_{cs}^2} \quad (23)$$

ahol

$$D(\beta) = \frac{\beta - 2}{(\beta - 1)^2} \quad \text{ha } \beta > 2$$

$$D(\beta) = 0 \quad \text{ha } \beta < 2$$

$$L(\beta) = (\beta - 1)^2$$

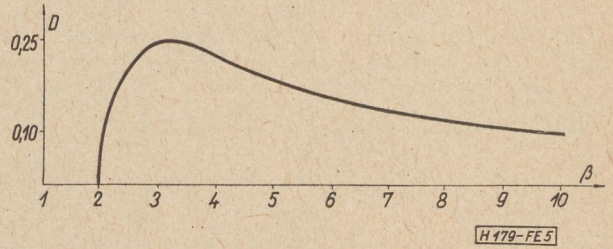
D értéke megmutatja, hogy ha az összes csatornára adott átlagos teljesítmény nem változik, akkor a G_{e2} hogyan változik a β függvényében (5. ábra).

Nagy β értékeknél jó közelítéssel $D \approx \frac{1}{\beta}$.

$L(\beta)$ változása megmutatja, hogy az összes csatorna teljesítményének növekedése milyen változást okoz a G_{e2} -nél.

Az $L\beta$ nagy értékeinél közelítőleg $L \approx \beta^2$. Mint a (23) kifejezés mutatja a G_{e2} változására a $D(\beta)L(\beta)$ szorzat jellemző.

Erdemes megjegyezni, hogy β nagy értékeinél a G_{e2} értéke lineárisan változik β értékével.



5. ábra. A G_{e2} változása a β függvényében az $f = f_1$ helyen, ha az összes csatornára adott átlagteljesítmény változatlan

b) A $G_{e3}(f)$ vizsgálata

A $G_{e3}(f)$ értékét szintén olyan helyen akarjuk vizsgálni, ahol maximumot mutat az alapsávban.

Mivel $\beta < 9,9$ esetén $f = \frac{f_2 + f_1}{2}$ pontban van a maximum és $\beta > 9,9$ esetén az $f = f_1$ pontban, ezért mindkét helyen megnézzük a $G_{e3}(f)$ változását β függvényében.

A $G_{e3}(f)$ -et az $f = f_1$ pontban a (14) kifejezés alapján a (19), a (20b) és a (6) kifejezések segítségével, valamint a p és Δf_{cs} értékek figyelembevételével elemi átalakítások után a következő alakban kapjuk:

$$G_{e3} = \frac{9e^{6(-1,72 + p_{ki})} e^{-2(a_{k3} + 2p_1)} R_k f_1^2 H_1(\beta) T(\beta) \text{ mW}}{\Delta f_{cs}^3} \quad (24)$$

ahol

$$H_1(\beta) = \frac{1}{(\beta - 1)} \quad \text{ha } 3 \geq \beta > 1$$

$$H_1(\beta) = \frac{(\beta - 3)^2 + (\beta - 1)^2}{(\beta - 1)^3} \quad \text{ha } \beta > 3$$

$$T(\beta) = (\beta - 1)^3$$

A $G_{e3}(f)$ értékét $f = \frac{f_1 + f_2}{2}$ pontban megkapjuk a (14) kifejezésből kiindulva a (24) kifejezéshez hasonlóan:

$$G_{e3} = \frac{9e^{6(-1,72 + p_{ki})} e^{-2(a_{k3} + 2p_1)} R_k f_1 H_2(\beta) T(\beta) \text{ mW}}{\Delta f_{cs}^3} \quad (25)$$

ahol:

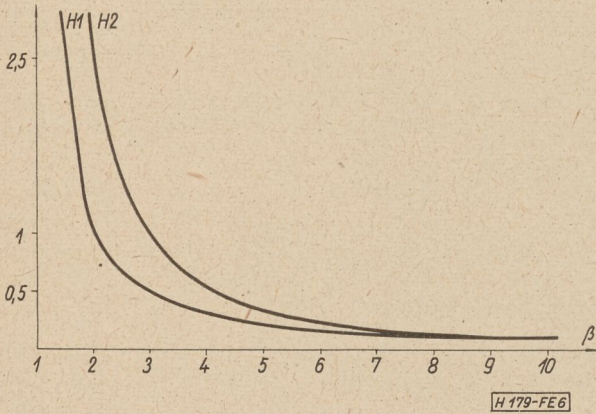
$$H_2(\beta) = \frac{3}{2} \frac{1}{(\beta - 1)} \quad \text{ha } 5 > \beta > 1$$

$$H_2(\beta) = \frac{\frac{3}{2}(\beta - 1)^2 + \frac{1}{3}(\beta - 5)^2}{(\beta - 1)^3} \quad \text{ha } \beta > 5$$

$$T(\beta) = (\beta - 1)^3$$

A $H_1(\beta)$ és $H_2(\beta)$ függvények megmutatják, hogy az $f = f_1$, illetve $f = \frac{f_2 + f_1}{2}$ pontokban a G_{cs} értéke, hogy változik a β változásaival, ha a csatornák átlagteljesítményét változatlanak tételezzük fel. A $H_1(\beta)$ és a $H_2(\beta)$ függvényeket 6. ábrán ábrázoljuk.

$T(\beta)$ változása megmutatja, hogy az összes csatorna átlagteljesítményének növekedése milyen változást okoz G_{cs} -nál. A G_{cs} értéke elegendő nagy β értékeknél közelítőleg $2\beta^2$ értékűnek vehető.



6. ábra. A G_{cs} változása β függvényében az $f = f_1 [H_1]$, illetve az $f = \frac{f_2 + f_1}{2} [H_2]$ pontokban, ha az összes csatornára adott átlagteljesítmény változatlan

Térjünk vissza a (17) kifejezésben megadott P_{zaj} -hoz. A (10) kifejezés alapján osszuk két részre és ennek megfelelően a (23)-t illetve a (24)-t és a (25)-t behelyettesítve kapjuk:

$$P_{zaj2} = \frac{4e^{4(-1,72 + p_{ki})} e^{-2(\alpha_{k2} + p_1)} f_1 \Delta f \kappa_n^2 D(\beta) L(\beta)}{\Delta f_{cs}^2} \text{ mW} \quad (26a)$$

$$P_{zaj3} = \frac{9e^{6(-1,72 + p_{ki})} e^{-2(\alpha_{k3} + 2p_1)} f_1^2 \Delta f \kappa_n^2 H(\beta) \tau(\beta)}{\Delta f_{cs}^3} \text{ mW} \quad (26b)$$

ahol értelemszerűen $H(\beta) = H_1(\beta)$, vagy $H(\beta) = H_2(\beta)$ -val.

A (26) kifejezésből látható, hogy egy csatorna zajteljesítménye, azaz a P_{zaj2} , illetve P_{zaj3} változása β függvényében $D(\beta) L(\beta)$, illetve $H(\beta) T(\beta)$ szorzatoktól függ. Ezen szorzatokat fel lehet használni a sokcsatornás berendezések frekvencia sávjának kijelöléséhez. Egy csatorna zajteljesítménye β növekedésével változik, melyet éppen a $D(\beta) \cdot L(\beta)$ illetve $H(\beta) \cdot T(\beta)$ függvények adnak meg.

A P_{zaj2} értéke $\beta < 2$ esetében eltűnik, de β nagy értékénél a P_{zaj3} rohamosan növekszik, mint a P_{zaj2} , mivel P_{zaj3} négyzetesen P_{zaj2} lineárisan változik β növekedésével.

8. Példa

Az erősítő specifikációja a következő:

Átviteli sáv: $B = 60 - 1364$ kHz.
Egy csatorna sávja: $\Delta f = 3100$ Hz.
Csatornák száma: $N = 300$

Az erősítő nonlineáris torzítása nem lépheti túl az alábbi határoknak megfelelő értékeket:

másodrendű torzítás $a_{k2} = 8,2$ N
harmadrendű torzítás $a_{k3} = 10,3$ N

E vizsgálatnál az erősítőt a legnagyobb erősítésre kell beállítani és 1 mW kimenő teljesítmény-szintnél 75 ohm ellenállással lezárt erősítőn kell a mérést elvégezni.

a) Zajteljesítmény számítása az alapsávban, ha adott a_{k2} és a_{k3}

Hogy a (21) kifejezésben meghatározott P_{zaj} -t meghatározhatjuk, előbb a következő meggondolásokat és számításokat kell elvégezni. Meghatározzuk a kifejezésben szereplő p értéket:

$$p = 1,13 \text{ [N]}$$

Az $f_k = 62$ kHz-hez tartozó csatornát válasszuk, mivel minket az a csatorna érdekel, melyben maximális zajteljesítmény lép fel. Ahhoz, hogy meg tudjuk határozni $y_2(\sigma_k)$ -t és $y_3(\sigma_k)$ -t előbb meghatározzuk a β és σ értékeket:

$$\beta = \frac{f_2}{f} = 22,7; \quad \sigma_k = \frac{f_k - f_1}{f_2 - f_1} = 1,535 \cdot 10^{-3}$$

Ezután a (16) kifejezés vagy a 4. ábra alapján kapjuk:

$$y_2(\sigma_k) = 0,954 \text{ és } y_3(\sigma_k) = 0,685$$

Ha a (21) kifejezésbe behelyettesítjük a fenti és a specifikációban megadott értékeket, megkapjuk az erősítő egy csatornájában a zajteljesítményt:

$$P_1 = p_{k1} = 0 \\ P_{zaj} = 57,5 \text{ pW, felbontva: } P_{zaj2} = 36 \text{ pW,} \\ P_{zaj3} = 21,5 \text{ pW}$$

Ahhoz, hogy az eredményt értékelni tudjuk, meg kell nézni a gyakorlatban megengedhető zajteljesítményt.

A CCITT által megengedhető pszofometrikus zajteljesítmény 3 pW/km.

Először a termikus zajra megengedhető zajteljesítmény egyharmadát vesszük igénybe. A fennmaradó részt egyenlő arányban elosztjuk a lineáris és a nonlineáris torzításokból fellépő zajokra. Ha feltételezzük, hogy az erősítők távolsága 20 km, akkor egy erősítőre 20 pW a nemlineáris torzításból megengedhető zajteljesítmény maximális terhelés esetén. A másod- és harmadrendű torzítások következtében létrejövő zajt kb. egyformának tételezzük fel [8].

Az erősítőre kapott zajteljesítmény, melyet fent kiszámítottunk, jóval magasabb, mint amennyit megengedhetnénk még maximális terhelés esetén is.

b) *Harmonikus csillapítások meghatározása ha adott a P_{zaj2} és a P_{zaj3}*

A (22) kifejezés alapján meghatározhatjuk, hogy a megengedhető zajteljesítményhez milyen harmonikus csillapításra van szükség. Maximális kivezérlésnél — azaz $P_1 = 1,13 N$ — megengedünk $P_{zaj2} = P_{zaj3} = 10$ pW-ot. Ahhoz, hogy a kapott harmonikus csillapítás értékeket összehasonlíthassuk a már megadott értékkel, szükséges $p_{ki} = p_1$ feltételt betartani. A fentiek és a specifikációból ismert értékek figyelembevételével:

$$a_{k2} = 9,96 [N]; \quad a_{k3} = 11,82 [N]$$

Az erősítő harmonikus csillapítására — a biztonságot figyelembe véve — $a_{k2} = 10,2 [N]$ $a_{k3} = 12,2 [N]$ értékeket célszerű kitűzni.

c) *Hány csatornát lehet átvinni, ha adott a p_{zaj2} és p_{zaj3} , valamint a_{k2} és a_{k3} .*

A számítás kiindulási értékei az erősítőre megadott nonlinearis torzítás, f_1 és a Δf , valamint az, hogy ilyen körülmények között megengedünk a P_{zaj2} és a P_{zaj3} -ra külön-külön 10 pW-ot.

A (26) egyenletekből kifejezzük a $D(\beta)L(\beta)$, illetve a $H(\beta)T(\beta)$ szorzatokat. A fenti adatok segítségével meghatározzuk értéküket:

$$D(\beta)L(\beta) = 6,34 \quad H(\beta)T(\beta) = 285$$

Előzőekben kimutattuk, hogy jó közelítéssel a másodrendű torzítás β -val arányos, míg a harmadrendű torzítás $2\beta^2$ -el. A fenti eredményekből látható, hogy kisebb β értéket a másodrendű torzításból kapunk. Ezért a (23)-ból meghatározzuk $\beta > 2$ esetére a $D(\beta)L(\beta)$ -t, melynek eredménye: $\beta - 2$. Összehasonlítva a két értéket:

$$D(\beta)L(\beta) = \beta - 2 = 6,34 \rightarrow \beta = 4,34$$

A (24) kifejezésből pontosan ellenőrizhetjük, hogy $H(\beta)T(\beta)$ -ből nagyobb β értéket kapunk. Így β és f_1 értékének ismeretében kiszámíthatjuk a sávzéles-

séget, mely meghatározza a 4 kHz-enként elhelyezhető csatornák számát: $N = 50$. Megjegyezzük, hogy ha a nemlineáris torzításra megengedhető 20 pW-t nem egyenletesen osztjuk el, hanem $P_{zaj2} = 15$ pW-t $P_{zaj3} = 5$ pW-t engedünk meg, akkor is csak kb. 120 csatornát tudunk átvinni.

Befejezés

A klasszikus szinuszos terhelés helyett cikkünkben a valóságot jobban megközelítő fehérzaj terheléssel számoltunk. A szinuszos terhelés eredményeit csak mérésekre lehetett felhasználni, az itt kapott eredmények tervezésénél is jól felhasználhatók. Az előírt zajteljesítményből meghatározhatjuk a szükséges harmonikus csillapítás értékeket. Más esetben kiszámítható, hogy adott harmonikus csillapítással rendelkező négy pólusban mennyi zajteljesítmény keletkezik. A zajteljesítmények változásának analízise a relatív sávzélesség függvényében támpontokat ad az átviteli sávok legkedvezőbb elhelyezésére.

IRODALOM

1. Rényi Alfréd: Valószínűségszámítás. Tankönyvkiadó, Bp. 1954.
2. Géher Károly: Korrelációanalízis. Magyar Híradástechnika 1959. 1. sz.
3. F. H. Lange: Korrelationselektronik. Berlin, 1959.
4. Dawenfort—Root: An introduction to the theory of Random signals and Noise. New York 1958.
5. B. D. Holbrook, I. T. Dixon: Load Rating Theory for Multi-Chanal Amplifiers B. S. T. J. 1939. okt.
6. B. A. Смирнов: Основы радиосвязи на ультракоротких волнах Москва 1957 г.
7. K. П. Егоров: Особенности проектирования систем дальней высокочастотной связи по кабелям. Связьиздат 1949 г.
8. B. Richter: Übertragungstechnische Grundlagen der Tragerfrequenzsyst. V60/120. (Informationsheft des Instituts für Post- und Fernmeldewesen, 46.)
9. Lajtha György: Tranzisztoros vivőfrekvenciás középértékűk. Híradástechnika, 1962. 1. sz.

KÖNYVISMERTETÉS

Rádióamatőrök kézikönyve (Autoren Kollektiv: Amateurfunk, Verlag Sport und Technik, Berlin, 1960). Magyar nyelven kiadta: Műszaki Könyvkiadó, 1962. ; ára 64,— Ft.

Nemcsak a magyar rádióamatőrök, de a híradástechnikai munkakörben dolgozó szakemberek körében is érdeklődésre tarthat számot a német mérnököknek és amatőröknek ez az összeállítás.

A rádiótechnikában szükséges fizika alapjaiból kiindulva ismertetik az amatőrtechnikában szükséges tudnivalókat. Részletesen tárgyalják a rövid- és ultrarövidhullámú adás-és vételtechnikát, sőt ismertetik az amatőrmunka lehetőségeit a mikrohullámokon is. A könyvnek igen értékes fejezetei foglalkoznak a rövid- és ultrarövidhullámú antennákkal. Sajnálatos, hogy a szerzők nem szenteltek elegendő figyelmet a tranzisztoroknak, így a könyvből nem ismerhetjük meg azok alkalmazásait elég részletesen. A rádióamatőrök részére nagyon fontos az amatőrök munkájáról és az amatőrforgalomról szóló rész.

Az 500 oldalon, 395 ábrával megjelent, számos táblázattal és jegyzékkel kiegészített — hézagpótló jellegű — könyv bizonyára hasznos szolgálatot tesz a képzett rádióamatőröknek.

Dr. Fodor György: A Laplace-transzformáció műszaki alkalmazása. Műszaki Könyvkiadó, 1962. ; ára: 77,— Ft.

A Laplace-transzformáció széles körben alkalmazott matematikai módszer a mérnöki gyakorlatban. Az ezzel foglalkozó szakkönyvekben azonban a műszaki példák általában csak illusztrálják a matematikai tételeket és így a gyakorlati mérnökök számára nem jelentenek közvetlen segítséget. Fodor György könyve a Laplace-transzformációt annak gyakorlati alkalmazásai szempontjából tárgyalja. Az általában használható tételek ismertetése után a feladatokat műszaki jellegűnek megfelelően csoportosította, és ezzel kitűnő matematikai segédeszközt adott a mérnökök kezébe. Könyvéhez „zsebtáblázat” is mellékel, amely a gyakorlatban általában előforduló feladatok megoldásához elegendő, de azok számára akik bonyolultabb feladatok megoldására is vállalkoznak, részletes transzformációs táblázatot állított össze könyvének függelékében.

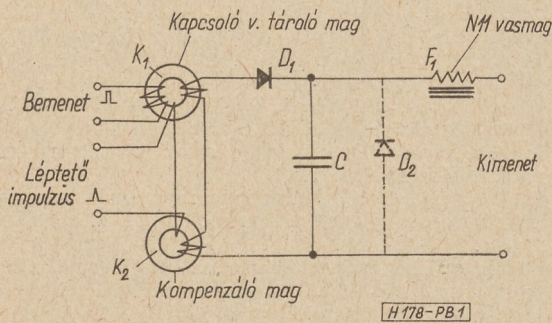
A margókra kiírt címek és alcímek a könyv használatát jelentősen megkönnyítik. Meg kell említeni még a könyv reprezentatív kiállítását (egészvásznon kötés, műnyomó papír, korszerű szövegelezés).

iff. B. P.

Nagypermeabilitású, kapcsolástechnikai Ni-Zn ferritek technológiájának és metallográfiájának egyes kérdései

ETO 621.318.134.002.2:620.18

A híradástechnikai berendezések fejlesztése terén az utóbbi években előtérbe került az alkatrészek üzembiztonságának, élettartamának növelése. A feladat elsősorban a mozgó, kopásnak kitett alkatrészek, pl. kapcsolók kiküszöbölése volt. Ezért fejlesztették ki a kontaktus nélküli kapcsolóelemeket. Ezeknek egyik típusa a mágneses anyagok felhasználásán alapuló kapcsolóelem, mely főleg a számológép technikában, automata telefonközpontok vezérlő berendezéseiben, távvezérléseknél kerül felhasználásra.



1. ábra. Kontaktus nélküli mágneses kapcsolóelem

A kapcsolási feladat az 1. ábrán látható elrendezéssel oldható meg négyzetű hiszterézisgörbéjű és nagy permeabilitású ferritmagok tulajdonságainak felhasználásával a következőképpen:

A bejövő információ a K_1 négyzetű hiszterézis görbéjű tároló magra jut, azt felmágnesezi és az „I” ($+B_r$) állapotba juttatja, ahonnan a léptető impulzus juttatja vissza a magot a „O” ($-B_r$) állapotba. Ezen indukcióváltozás okozta feszültség a léptető impulzusok közti szünetben feltölti a D_1 diódán keresztül a C kondenzátort. A kondenzátor töltése az L fojtótekerccsen keresztül tud kisülni, mely a következő mag betárolását végzi.

A kapcsolat előnye, hogyha nincsen bemenő jel, a K_2 — az előzővel azonos anyagból készült kompenzáló mag — alkalmazása következtében a leolvasáskor keletkező zaj rendkívül kicsi. Lényeges a nemlineáris karakterisztikájú fojtótekerccs alkalmazása, amely további előnyöket biztosít. Megfelelő karakterisztikájú vasmag esetében ugyanis rövid idejű impulzusok nem telítik a fojtótekerccset,

ami így nagy impedanciát képvisel. Hosszabb impulzusok hatására azonban telítésbe kerül, impedanciája lecsökken. Ezáltal megakadályozható a tak-tusimpulzus alatt a kondenzátor kisülése, továbbá védelmet nyújt a visszirányú információval szemben is, mely a következő mag leolvasáskor keletkezik. A D_2 dióda a kondenzátor kisülése után a fojtótekerccsen tárolt energia rövidrezárására szolgál.

A fentiekben vázolt működési elvből következik a fojtótekerccs vasmagjával szemben támasztott követelmény. Nevezetesen, nagy kezdeti és kis telítési permeabilitás a kívánt ellenállás viszony eléréséhez. Továbbá kis koercitív erő és telítés a veszteségek csökkentésére.

A nagypermeabilitású, kapcsolástechnikai ferrittípus jellemzői

Hazánkban az automata telefonközpontok fejlesztése kapcsán a Beloianisz Híradástechnikai Gyar bízta meg a Vasipari Kutató Intézetet fenti célokra alkalmas nagy kezdeti permeabilitású, kis telítési kapcsolástechnikai ferrittípus kidolgozásával.

Az előírt mágneses paraméterek a következők voltak:

Kezdeti permeabilitás	$\mu_A \approx 3000-4000$
Maximális permeabilitás	$\mu_{max} \approx 8-14000$
Telítési permeabilitás	$\mu_{2Oe} \sim 600$
Telítés	$B_s \text{ gauss} = 1600$
Koercitív erő	$H_c \text{ oersted} = \sim 0,1$

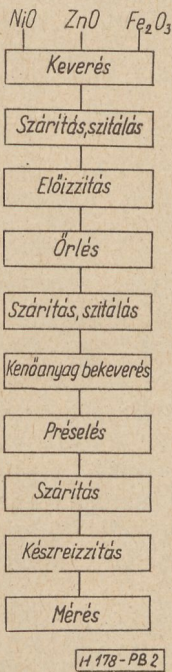
A fenti előírásokat az N11 jelű $Ni_{0,3}Zn_{0,7}Fe_2O_3$ összetételű ferrittípussal értük el.

A technológiai változók hatása

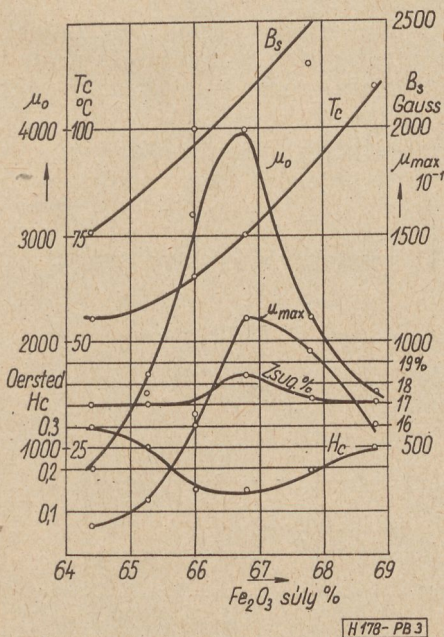
Az előállítási technológiánál a kerámiai iparban elterjedt, és a hazai ferritgyártásba bevezetett eljárás szolgál alapul. A technológia főbb lépéseit a 2. ábrán levő tömbvázlaton láthatjuk.

Jelen dolgozatban célunk, hogy megvizsgáljuk egyes technológiai változók hatását a mágneses tulajdonságokra és a szövetszerkezetre. Többek között megvizsgáltuk a vasoxid tartalom, az elő- és készreizzítás körülményei és a rézoxid adagolás hatását. Az elektromos tulajdonságok mérése mérőgyűrűkön történt. A metallográfiai vizsgálatokat ugyanezen mérőgyűrűkön végeztük el.

A felületi szövettorzulások elkerülésére a gyűrűket eltörtük és a töret felületet preparáltuk. A töret síkra köszörülése után a próba felületének kikészítése kevés eltéréssel az általános metallografiai gyakorlat szerint történt. Eltérés az előfénnyesítő szuszpenzióban volt. A szakaszos vizes felrázás



2. ábra. A ferrit gyártástechnológiájának főbb lépései



3. ábra. Az Fe_2O_3 tartalom változásának hatása a $Ni_{0,3}Zn_{0,7}Fe_2O_3$ összetételű kapcsolástechnikai ferrit típusra

helyett 25%-os etilalkoholos oldatot használtunk. Az alkalmazott szemcse SC 800 minőségű volt. A szerkezet előhívására forró 1 : 1 arányban hígított sósavban marattuk a próbát. Maratási idő 2—8 perc között változott az összetétel függvényében.

a) Az Fe_2O_3 tartalom hatása a mágneses tulajdonságokra

Először a vasoxid tartalom hatását vizsgáltuk meg az $Ni_{0,3}Zn_{0,7}Fe_2O_3$ összetételre. A sztöchiometriai összetételnél (66,8 súly-% Fe_2O_3) kevesebb vasoxid esetében a telítés és a Curie-hőmérséklet csökken, mint az a 3. ábrán látható. Ennek oka abban keresendő, hogy csökken a ferritrács tetraéderekre helyeire jutó vasionok száma. Csökken tehát a két alrác közötti kölcsönhatás, ami a különbségi mágnesesség, következésképpen a telítés csökkenésében nyilvánul meg. Az ábrából látható, hogy a kezdő és maximális permeabilitás a sztöchiometriai összetételnél éles maximumot mutat. Ez következik abból, hogy sztöchiometriai összetételtől való eltérés a magnetostrickció növekedésén túlmenően idegen fázis megjelenését is okozza.

Ez szintén kedvezőtlenül hat a pórusok, ill. zárványok lemágnesező hatása folytán a permeabilitás értékekre. Ezenfelül a koercitív erő növekedését és zsugorodás csökkenését vonja maga után, amint ez a 3. ábrán megfigyelhető.

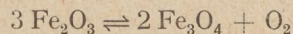
Csökkenő Fe_2O_3 tartalom esetén a csökkenéssel arányos mennyiségben először a kristallit határokon, majd a kristallitokon belül is tús kiválást tapasztaltunk. Kivált a sztöchiometrikus összetétel feletti felesleges NiO és ZnO. A kiválás x NiO y ZnO összetételű elegykristályokból áll (4. ábra).

Sztöchiometriai összetétel esetén homogén, polygonális kristallitokból álló szövetet kaptunk. Egyes hőkezelési paraméterek pl. a készreizzítás változása esetén a sztöchiometrikus összetételnél is találunk



4. ábra. 64,4 súly-% Fe_2O_3 tartalmú NiZn ferrit. Világos, nem maródott x NiO Fe_2O_3 y ZnO Fe_2O_3 kristallitok. Sötétre maródott, tús kiválás. Kng fénnyesítés. Forró. 1 : 1 HCl. Kisfilm. Nagyítás 320x

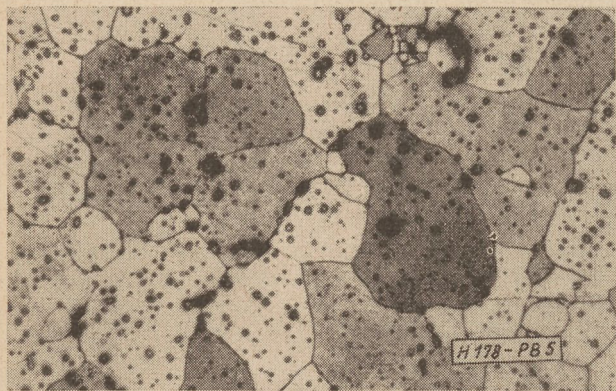
hasonló kiválást. Ez esetben az Fe_2O_3 egy része magas hőmérsékleten disszociál az alábbi egyenlet szerint:



A lehűtés során az oxigén parciális nyomása függvényében fut le a reakció a balra mutató nyíl irányában. Ha az oxigén parciális nyomása a lehűtés során valamilyen okból kifolyólag csökken, úgy az Fe_3O_4 egy részét be lehet fagyasztani.

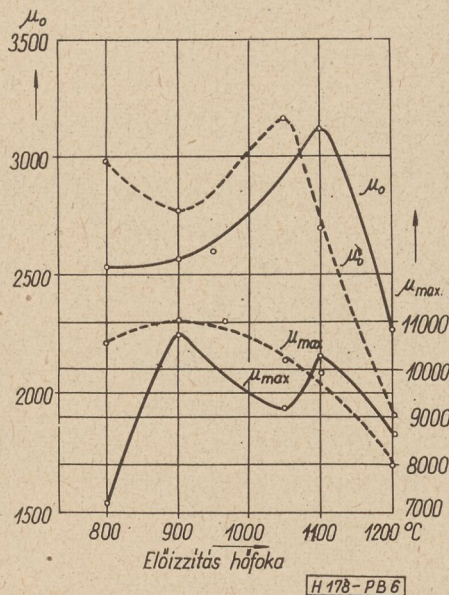
Az Fe_3O_4 képződés látszólagos Fe_2O_3 tartalom csökkenést eredményez, ami x NiO y ZnO kiválást okoz.

A sztöhiometrikus összetétel feletti Fe_2O_3 tartalom esetén mikroszkopikus nagyságrendű kiválás nem tapasztalható a vizsgált +2 súly-%-os határig (5. ábra).



5. ábra. 67,8 súly-% Fe_2O_3 tartalmú N11 jelű NiZn ferrit. A szövet homogén ferritkristallitokból áll. Kng fényesítés. Forró 1:1 HCl. Kisfilm. Nagyítás 320×

Az Fe_2O_3 felesleg feltehetően finom diszperzió alakjában van jelen a szövetben és nem oldódik. Erre utal, hogy a sztöhiometrikus összetételtől felfelé eltérő adagok esetén, ugyancsak hőkezelés mellett, szemese finomodást tapasztaltunk.



6. ábra. A mágneses tulajdonságok változása az előíztás hőfokának függvényében N11 jelű kapcsolástechnikai ferrit-típusra

b) Az előíztás hatása a mágneses tulajdonságokra

Kísérleteket végeztünk az előíztás hőmérsékletének változtatásával is. Az előíztás célja az egyes komponensek közti szilárd fázisú reakció, a ferritképződés megindítása.

Ahhoz, hogy nagy kezdőpermeabilitást érjünk el, szükséges, hogy az anyag kevés pórust tartalmazzon és a kristallitok lehetőleg nagyméretűek legyenek.

A porozitás csökkentésének egyik módja polikristályos ferriteknél az előíztás és az ezt követő őrlés alkalmazása. Többszöri előíztással és őrléssel a kész termék tömörsége tovább növelhető. A gyakorlatban általában egyszeri előíztást alkalmaznak.

Kísérleteink során az N11 összetételű anyagot kétféle alakban íztottuk elő: részben poralakban részben préselt brikettek alakjában. A különböző hőmérsékleten előíztott mintákból készült mérőgyűrűket azonos körülmények között íztottuk készre. A mágneses tulajdonságok változását az előíztás függvényében a 6. ábrán láthatjuk. A folyamatos görbék préselt alakban, a szaggatott görbék poralakban előíztott mintákra vonatkoznak. A telítés és a koercitív erő az előíztástól függetlenül állandó maradt.

A kezdőpermeabilitás görbéjének maximuma van. Látható tehát, hogy az előíztás hőfokának helyes megválasztása lényeges.

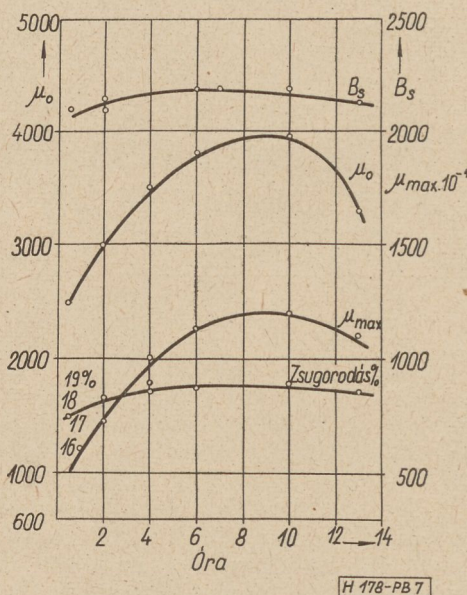
Metallográfiai vizsgálataink szerint a vizsgált előíztási tartományban az egyes minták szövet-szerkezetében lényeges eltérést nem tapasztaltunk.

Röntgen vizsgálataink szerint a ferritképződés már a 800° C-on előíztott mintáknál megindult és a ferritképződés teljesen csupán 1200° C-on ment végbe, ahol az alapanyagok vonalai eltűntek.

c) Készreíztás körülményeinek hatása

A továbbiakban az 1300° C-on történő készreíztás idejének hatását vizsgáltuk meg. Az íztási idő növelésével kezdetben a permeabilitás értékek a szemcseértékkel együtt növekedtek (7. ábra). A lineáris zsugorodás mértéke és a telítési indukció szintén növekvő tendenciát mutatott. Látható azonban, hogy 10 óra feletti hőtartásnál a permeabilitás, a telítés és a zsugorodás is csökkent az elért maximumhoz képest.

A szövetszerkezet változást figyelemmel kísérve, 0,5 órás hőtartás esetén duplex szerkezetet kapunk,



7. ábra. A készreíztás idejének hatása

mely a hőtartási idő növelésével durva szemcsés szerkezetté alakul. A szemcse durvulás az apró kristályos, feltehetően nagy energiájú szigetekben indul meg (8. ábra).

A hőtartási idő növelésével — a krisztallit összenövésnek folytán — a pórusok mind nagyobb része kerül a szemcsék belsejébe a krisztallit határokról, illetőleg a krisztallit határokon található pórusok átlagos átmérője nő, melyeknek lemágnesező hatása

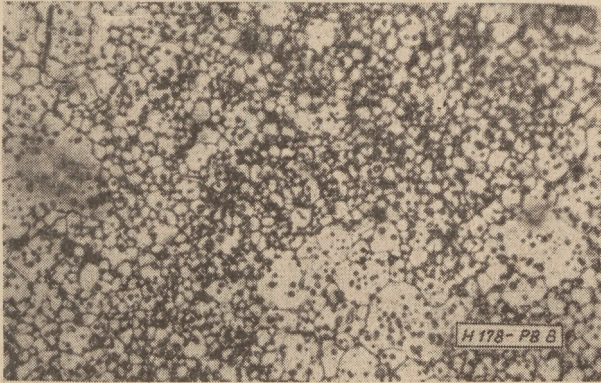
a kezdőpermeabilitás értékének csökkenéséhez vezet (9. és 10. ábra.)

A készreizzítás hőfokának emelésével a szemcseszerkezet hasonló eldurvulása figyelhető meg. A mágneses értékek változását a készreizzítás hőfokának függvényében a 11. ábrán láthatjuk. A porozitás jellegének megváltozása itt is permeabilitás csökkenést okoz.

Hasonló megfigyeléseket tett Gillaud is Mn—Zn és Ni—Zn ferriteknél. Szerinte a permeabilitás csökkenése 15 μ feletti krisztallit méreteknél következik be. Esetünkben a permeabilitás csökkenése 18 μ -nál következett be.

d) CuO adalék hatása

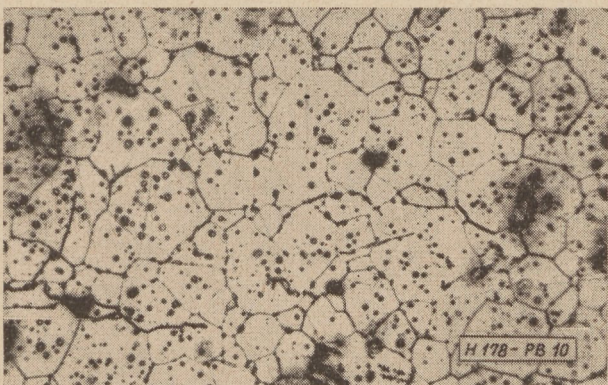
Végül az adalékok hatását vizsgáltuk meg a mágneses tulajdonságokra és a szövetszerkezetre. Erre a célra számításba, jöttek a kétvegyértékű, 1 Å alatti ionrádiuszú fémek oxidjai. Kísérleteink során



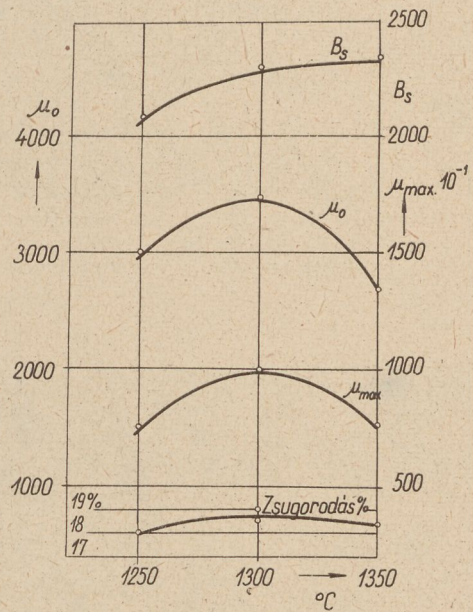
8. ábra. N11 típusú ferrit. Duplex szövet. 1300° C, 0,5 óra hőtartás. Kng fényesítés. Forró 1 : HCl. Kisfilm. Nagyítás 320 ×



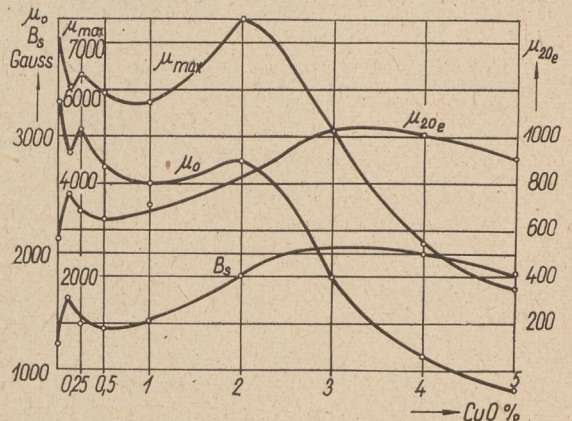
9. ábra. N11 típusú ferrit. Polygonális ferrit krisztallitok. 1300° C, 2 óra hőtartás. Az egyes krisztallitokon belül maradási idomok. Kng fényesítés. Forró 1 : 1 HCl. Kisfilm. Nagyítás 320 ×



10. ábra. N11 típusú ferrit. Polygonális ferrit krisztallitok. 1300° C, 6 óra hőtartás. Az egyes krisztallitokon belül maradási idomok. Kng fényesítés. Forró 1 : 1 HCl. Kisfilm. Nagyítás 320 ×



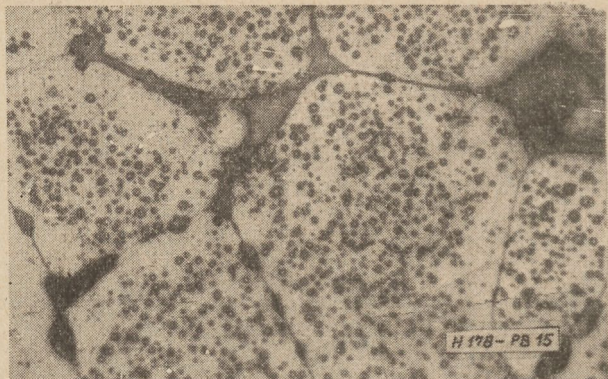
11. ábra. A készreizzítás hőfokának hatása az N11 jelű ferrittípus mágneses tulajdonságaira



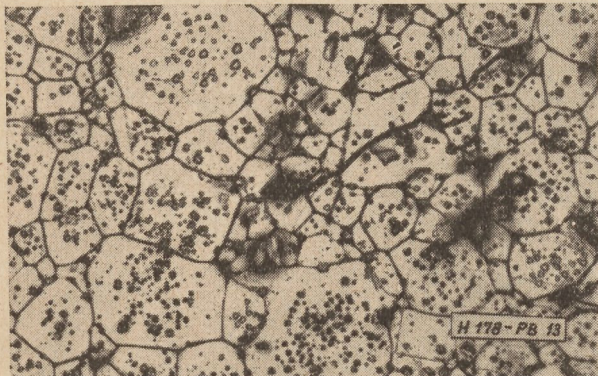
12. ábra. A CuO adagolás hatása az N11 jelű ferrittípus mágneses tulajdonságaira

Cu, Co, Cd oxidjait alkalmaztuk adalékul. Mindhárom esetben hasonló változásokat tapasztaltunk. Jelen dolgozatunkban a CuO hatását ismertetjük.

A mágneses tulajdonságok változását a CuO adagolás hatására a 12. ábrán láthatjuk. A telítés a tetraéderezes helyekre beépülő rézionok folytán nő, a permeabilitás pedig csökken. A darab tömörsége 2% CuO tartalomig nő, ami a permeabilitás értékek átmeneti javulásához vezet. A növekvő krisztallitok között keletkező pórusok kedvezőtlen hatása érvényesül a továbbiakban. Mindez jól megfigyelhető a 13., 14. és 15. ábrán.



15. ábra. N11 típusú ferrit. 4% CuO adagolással. A krisztallitokon belül maratási idomok. Kng fényesítés. Forró 1:1 HCl. Kisfilm. Nagyítás 320×



13. ábra. N11 típusú ferrit 0,25% CuO adagolással. Kng fényesítés. Forró 1:1 HCl. Kisfilm. Nagyítás 320×. — A krisztallitokon belül jól láthatók a maratási idomok



14. ábra. N11 típusú ferrit 2% CuO adagolással. A krisztallitokon belül maratási idomok. Kng fényesítés, Forró 1:1 HCl. Kisfilm. Nagyítás 320×

A kétértékű rézoxidok a ferrit alapszövetben jól oldódnak a vizsgált tartományban (max. 5%-ig.) Az oldatok olvadáspont csökkenéséből eredőleg a szemcsenagyság egyenletes növekedése figyelhető meg a CuO tartalom arányában.

Összefoglalás

A fentiek alapján a következőket állapíthatjuk meg:

1. Az összetételt a kapcsolástechnikai nagypermeabilitású ferriteknél a reprodukálhatóság biztosítására, $\pm 0,1\%$ pontossággal kell betartani. A vasoxid tartalomnak a sztöchiometriai összetételtől való eltérése a kezdeti permeabilitás rohamos csökkenéséhez vezet.

2. Metallográfiai vizsgálatokkal a vasoxid hiány a keletkező x NiO, y ZnO zárványokból a sztöchiometriai összetétel alatt kimutatható.

3. Az anyagot célszerűen poralakban 1050 C°-on kell előizzítani az optimális kezdeti permeabilitás biztosítására.

4. A készreizzítás körülményeire a szövetszerkezettől lehet következtetni. A durva szemcsés nagy pórus térfogatú szövet általában rossz elektromos tulajdonságokkal rendelkezik. A szemcse durvulást magas hőmérsékletű vagy hosszú ideig tartó készreizzítás, esetleg oldódó oxidok hozzák létre.

5. A rézoxidok adagolása az N11 jelű Ni—Zn ferrit permeabilitás értékeire kedvezőtlen hatású, a szövetszerkezet eldurvulásához és a pórustérfogat növekedéséhez vezet.

Q-mérő műszerek alkalmazási körének kiterjesztése és az elérhető mérési pontosság

ETO 621.317.337; 621.217.737

Összefoglalás

A Q-mérő műszerek igen sokféleképpen használhatók fel. Mérési pontosságuk — különösen helytelen kezelés esetén — azonban nem mindig kielégítő. A cikk néhány helyesbítési módszert ismertet, amellyel a mérési pontosság fokozható.

A Q-mérő műszert legtöbbször tekercsek jósági tényezőjének közvetlen mérésére használják. A Q-mérő azonban impedancia mérésére is alkalmas, és előnyösen kiegészíti a nagyfrekvenciás hidakat.

Kielégítő mérési pontosságot lehet még akkor is elérni, ha a mérendő impedancia a legkedvezőbb értéktől egy-két nagyságrenddel eltér. Q-mérő műszerrel olyan impedanciát lehet a legpontosabban mérni, amelynek hatására az eredő jósági tényező a mérő kör jósági tényezőjének a felére csökken. Parallel mérésnél ezt nagy impedancia idézi elő (pl. 1 Mohm, 1 MHz esetén), — soros mérésnél ugyanezen a frekvencián néhány ohm hozza létre ezt a hatást.

A nem rezonáns körökkel működő hidak, akkor a legpontosabbak, ha közepes impedanciákat mérnek, pl. 10 és 1000 ohm között; pontosságuk csökken igen nagy és igen kis impedanciák esetén. A Q-mérő készülékek viszont ezekben a mérési tartományokban érik el legnagyobb pontosságukat és lehetővé teszik a hidakkal elérhető mérséhatárok lényeges kibővítését.

A Q-mérővel végzett impedanciamérésnek másik előnye, hogy a vizsgált impedancia valós és képzetes részének abszolút értéke könnyen meghatározható, még abban az esetben is, ha a mért impedancia párhuzamos veszteségi ellenállása kisebb, mint a Q-mérő saját mérőköréé.

Ismeretlen impedancia reaktív részének nagysága és előjele a beállító kapacitás skálájáról leolvasható. A mért Q-érték csökkenése (vagy növekedése!) az ismeretlen impedancia valós részének nagyságát (és előjelét) adja. (Q-mérővel nemcsak passzív körök, hanem negatív ellenállású aktív körök is mérhetők.)

Ha egy tekercs jósági tényezőjét különböző Q-mérőkön közvetlenül leolvassák, eltérő értékeket kapnak. A különböző műszerek azért mutatnak ugyanannak a Q-ju tekercsnek a mérésekor különböző értéket, mivel a különböző műszerek mérőköröknek más-más a párhuzamos veszteségi ellenállásuk.

A műszerek azonban helyesen mutatják a tekercsnek és a mérőkörnek az eredő jósági tényezőjét. A tekercs valódi jósági tényezője akár a helyesbítés, akár a helyettesítés módszerének alkalmazásával határozható meg, mindkét eljárás a cikkben ismertetésre kerül.

Ha egyszerű módon akarjuk eldönteni, hogy szükség van-e a leolvasott Q-érték helyesbítésére, a vizsgált alkatrész rezonancia impedanciáját kell a Q-mérő mérőkörével összehasonlítani, figyelembe véve a kívánt pontosságot. A Q-mérő kapacitását és oszcillátorának frekvenciáját beállítva, kiszámítható a mérendő impedancia kapacitív (vagy induktív) reaktanciája rezonancia esetén. A leolvasott Q-érték és a reaktancia abszolút értékének a szorzata a rezonancia ellenállás, amelynek tízszer kisebbnek kell lennie, mint a mérőműszer párhuzamos veszteségi ellenállása, hogy a mérési hiba 10%-nál kisebb legyen. A Marconi TF 1245 típusú Q-mérő párhuzamos veszteségi ellenállása kb. 50 Mohm 1 kHz-en, 12 Mohm 1 MHz-en, 300 kohm 100 MHz-en és 50 kohm 300 MHz-en. Ezekből az értékekből látható, hogy noha a párhuzamos veszteség kicsi, egyes esetekben mégis igen jelentős helyesbítésre lehet szükség. Ha egy 50 H induktivitású, $Q = 150$ jósági tényezőjű tekercsnek (ferrittel ez gyakorlatilag könnyen megvalósítható) mérjük a jósági tényezőjét, az indikátor műszeren 75-nél kisebb értéket olvasunk le, mivel a rezonancia ellenállás nagyobb mint 50 Megohm. A veszteséget elsősorban a Q-mérő csövmérője okozza.

Rezonancia esetén a kör soros impedanciája Q^2 -szer kisebb a parallel impedanciánál. A TF 1245 Q-mérő soros veszteségi ellenállása 1 kHz–50 MHz frekvenciatartományban gyakorlatilag egyenlő a 20 milliohmos becsatoló ellenállással. Ha a mérendő körnek a soros impedanciája csak tízszer nagyobb mint a soros veszteségi ellenállás, 10%-os helyesbítésre van szükség. Igen ritkán fordul elő, hogy olyan nagy Q-ju kört kell mérni, amelynek parallel impedanciája olyan nagy és soros impedanciája olyan kicsi, hogy mindkét helyesbítésre szükség van.

Meg kell említeni, hogy igen nagy és igen kis $\frac{L}{C}$ viszonyú körök mérésénél általában szükség van egyik vagy másik korrekcióra, a gyakorlatban általában használt közepes $\frac{L}{C}$ viszonyú körök

soros, illetve parallel impedanciája olyan, hogy nincs szükség helyesbítésre. Nagyobb pontosságot

* Összefoglalta: dr. Almássy György (TKI).

lehet azonban elérni, ha a felhasznált műszer készülék-állandóit méréssel határozzuk meg. Az egyes készülékek állandói ugyanis kissé eltérhetnek a típusra megadott átlagértéktől. A Q -mérő vezetőképessége (parallel veszteségi ellenállása) egy másik Q -mérővel határozható meg, amely más típusú is lehet. A mérőkondenzátor kapacitását a szokásos helyettesítési módszerrel kell meghatározni.

Ha nem áll rendelkezésre másik Q -mérő, a műszerbe beépített mérőkondenzátor vezetőképessége (parallel ellenállása) egy adott frekvencián végzett mérés-sorozatból állapítható meg, amelyet rögzített külső kondenzátorral végzünk különbözőképpen állítva be a Q -mérő változtatható kondenzátorát. A leolvasott értékek közötti kis különbségekből a Q -mérő változtatható kondenzátorának vezetőképessége (parallel ellenállás) meghatározható [1].

Párhuzamos helyettesítési módszerrel állapítható meg a Q -mérő saját soros maradék induktivitása és veszteségi ellenállása. Azonban, mivel a vezetőképesség (parallel veszteségi ellenállás) nem befolyásolja a parallel helyettesítéssel végzett mérések pontosságát és a soros maradék ellenállás pedig a segéd tekercs veszteségének részeként tekinthető, olyan közvetlen mérési módszer alkalmazható, amelynél nincs szükség a soros, illetve parallel ellenállás hatásának figyelembevételére és így azok pontos értékét sem kell ismerni. Egy árnyékolt segéd tekercs segítségével a kívánt frekvencián rezonanciára kell hangolni a Q -mérőt, a skálán leolvasott jósági tényező Q_1 , a hangoló kapacitás értéke C_1 . Egy másik mérést kell ezután ugyanezen a frekvencián végezni. A vizsgálandó tekercset a Q -mérő kondenzátorának kapcsaira kell kötni. A segéd tekercs továbbra is a normál tekercs helyén az áramkörbe marad kapcsolva. A készülék hangoló kondenzátorát úgy kell beállítani, hogy az előbbi frekvencián újra rezonancia lépjen fel, a kapacitás értéke C_2 , a mért új jósági tényező értéke Q_2 . A vizsgált tekercs tényleges jósági tényezője Q_A igen jó közelítéssel a következő egyenletből számítható:

$$Q_A = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_1}$$

Szigorúan véve a C_0 szórt kapacitás okozta helyesbítést is figyelembe kellene venni, de bizonyos fokig ez a hiba kiküszöbölődik, mivel mindkét tekercsnek hasonló nagyságú a szórt kapacitása.

Abban az esetben, ha egy bizonyos vizsgált áramkör rezonanciára hangolásához negatív kapacitásra van szükség, helyettesítési módszer alkal-

mazható; az első mérésnél a Q -mérő mérőköreit a kívánt frekvencián egy segédtekercs segítségével kell rezonanciára hangolni. Azután a vizsgálandó áramkört a Q -mérő kapacitásának kapcsaihoz kell kötni és az előbbi frekvencián rezonanciára kell hangolni, csökkentve a Q -mérő hangoló kondenzátorának értékét. A beállított kapacitás csökkenése az a negatív kapacitás, amely a külső kör rezonanciára hangolásához szükséges.

Áramkörök jósági tényezőjének mérése

Segédtekercs felhasználásával $L-C$ párhuzamos rezgőkörök is vizsgálhatók Q -mérő segítségével. A segédtekercset a Q -mérőre kapcsolva azon a frekvencián kell rezonanciára hangolni, amelyen a kör vizsgálatát kell végezni. A frekvenciának, illetve a kapacitásnak kis utánállításával elérhető, hogy nincs szükség újra rezonanciára hangolásra, akkor amikor a mérendő áramkört a Q -mérő kapacitásának kapcsaira kötik. A Q -mérő skálájáról leolvasott érték az első esetben Q_1 , a második esetben Q_2 , a hangoló kapacitás értéke mindkét esetben C_1 . A számítás megkönnyítésére még egy harmadik mérést is célszerű végezni az előző méréseknél alkalmazott frekvencia felével, hogy a vizsgált rendszer kapacitása meghatározható legyen, ennél a mérésnél a segéd tekercset ki kell kapcsolni és a

mérendő párhuzamos $\frac{L}{C}$ kört a Q -mérő tekercs csatlakozó kapcsaihoz kell kötni. A Q -mérőt rezonanciára kell hangolni a változtatható kondenzátor beállításával, amelynek skálájáról a C_2 értéket lehet ekkor leolvasni.

Az áramkör ismeretlen teljes hangoló kapacitása $-C_x - a$

$$C_x = \frac{C_2}{3}$$

egyenletből számítható.

A vizsgált kör jósági tényezőjét, Q_t a rezonancia LC frekvencián a

$$Q_{LC} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \cdot \frac{C_2}{3C_1}$$

egyenlet adja.

IRODALOM

1. Field, R. F., and Sinclair, D. B.: A method for determining the residual inductance and resistance of a variable air condenser at radio frequencies. Proc. I. R. E. February 1936.

Új irány az elektroncsövek technológiájában

ETO 623.353.2 Nuvisztor

A második világháború után a csőgyártók főleg arra törekedtek, hogy a csövek méreteit a hagyományos technológia megtartásával, de különféle módosításokkal csökkenték. Amerikában született meg a hét csapos miniatűr cső, amely Európában is hamar tért hódított. Magyarországon 1948-ban kezdték meg a miniatűr csövek gyártását. A miniatűr csőszeria legfontosabb típusa a telepes típus, amelynek kifejlesztésénél elsőrendű követelmény volt a kis fogyasztás és a jelentős mechanikai szilárdság. E típus kidolgozásában hazánk járt az élen: kidolgoztunk egy 25 mA fűtőáramú sorozatot wolframszál katóddal, amely az 50 mA fűtőáramot igénylő nikkellátódos amerikai típusokhoz képest igen komoly haladást jelentett. E csövek kifejlesztése Winter Ernő akadémikus nevéhez fűződik.

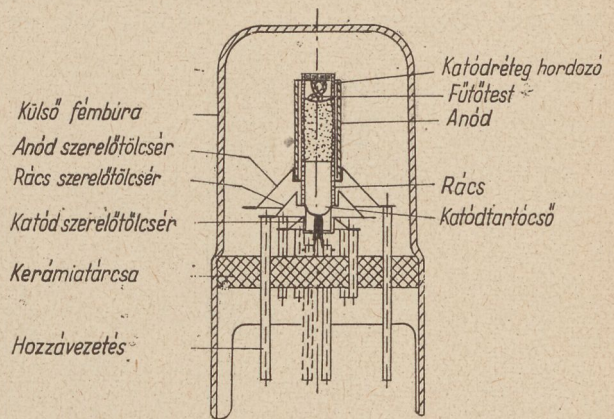
Az 50-es évek eljén nem történt lényeges változás a csőfejlesztésben. Megjelentek a rimlock-csővek, majd a novál sorozat. Ezek főleg méretben és a kivezetések számában különböznek az előző miniatűr típusoktól. A csőtechnikának azután a televízió fejlődése adott lökést; megnövekedtek a csövekkel szemben támasztott követelmények a frekvenciahatárokat és a sáv szélességet illetően. További haladást jelentett a megbízható ipari csövek megteremtése, amelyeket ipari berendezésekben és elektronikus számológépekben alkalmaznak igen elterjedten. Ezeknél a típusoknál a fejlesztők fokozott mechanikai szilárdságra, minél hosszabb élettartam elérésére és szűk toleranciák betartására törekedtek. E követelményeknek a régi módszerekkel nem lehetett eleget tenni, új technológiát kellett kidolgozni. Így születtek meg a keretrácsos csövek. A keretrács tette lehetővé a megbízhatóbb és nagyobb frekvenciákra alkalmas csövek előállítását.

Lényegbevágó változást a csőkonstrukcióban a tranzistorok megjelenése hozott. Egyideig úgy látszott, hogy a kisméretű, mechanikailag nagyon megbízható félvezető elemek teljesen ki fogják szorítani a hagyományos rádiócsöveket. Később kiderült, hogy a tranzistorok egyes kedvezőtlen tulajdonságai a vákuumcsöveket egyelőre még nélkülözhetetlenné teszik. Megalkották a nuvisztort, amely egészen új fejezetet nyitott meg a vákuumcsövek történetében.

A nuvisztor egy olyan, hagyományos elvek alapján működő vákuumcső, amely izzókatóddal és ráccsal rendelkezik, de szerkezeténél fogva lényegesen üzembiztosabb és lényegesen kisebb, mint a hagyományos rádiócső. A nuvisztor a következő előnyöket nyújtja: kis méretek, igen merev fel-

építés, nagy lökés- és rázásbiztoság, igen jó hőmérsékletállékonyosság, igen magas szigetelési ellenállás, kis fűtő teljesítmény, nagy meredekség kis anódrám mellett, kis feszültséggel üzemeltethető. Az elektromos jellemzők szórása továbbá rendkívül kicsi, a cső hosszú élettartamú és nagy megbízhatóságú. A nuvisztor nem tartalmaz üvegalkatrészeket, illetőleg csillámszigetelést. Burája fémből készül, mely egy kerámia-tárcsához van forrasztva. Ez a kerámia-tárcsa hordozza a koaxiális elrendezésű szerkezetet. A nuvisztor átmérője kb. 11 mm, hossza a foglalat felett 16 mm. A nuvisztor hosszanti metszetét az 1. ábra mutatja.

Tudjuk, hogy minél kisebbek egy csőnek a méretei, annál inkább kívánatos, hogy a cső felépítése egyszerű és robusztus legyen, mind az elektróda-rendszert, mind a csőburát illetően. A nuvisztornál ezt cilindrikus elektródaelhelyezéssel és modern fémkerámias technikával oldották meg. A kerámia-tárcsán, mely alaplemezként szolgál, az elektróda-rendszer tartói foglalnak helyet. A tárcsán keresztül haladó csapok a kivezetők. A szerelő-tölcsérek elrendezett elektródákat önhordóan, kemény forrasztással a tartókra erősítik. Ezzel a módszerrel tel-



H 175-FF1

1. ábra

jesen feszültségmentes felépítés érhető el és utólagos elektróda-elmozdulástól nem kell tartani. Mindegyik elektróda-tölcsér három tartó dróton nyugszik. A csőbura — mint említettük — fémből készül, melyet a kerámia-tárcsával össze forrasztanak. Így tehát a nuvisztort a hagyományos csövekkel szemben nem kell árnyékolással ellátni. A fém bura nyitott végénél két különböző méretű nyelv

nyúlik le, amelyek a nuvisztornak a foglalatba helyezésekor vezetés- és irányítás céljaira szolgálnak. A nyelvek szerepe továbbá az, hogy megakadályozza a vékony kivezető csapok elgörbülését.

A nuvisztor kis méretei elsősorban a koaxiális elektróda-rendszernek köszönhetőek, mivel az emittáló katódfelületet kedvezőbben lehet kihasználni. Meg kell említeni, hogy pl. a jelenleg piacon levő nuvisztor katódfelülete ugyanolyan nagy, mint egy E 86 C típusú hagyományos csőé, annak ellenére, hogy a nuvisztor térfogata többszörösen kisebb az említett cső térfogatánál. (Mindkét cső emittáló felülete kb. 0,2 cm²). A katódáramsűrűség 50–60 mA/cm²-t tesz ki. Ez az alacsony érték élettartam szempontjából nagyon kedvező.

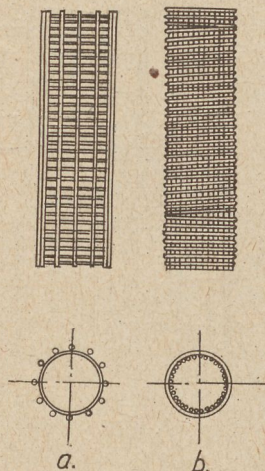
Említettük, hogy a nuvisztor nem tartalmaz üveg, illetve csillámszigetelést, ezért nem találkozunk nála olyan szigetelési hibákkal, amelyeket a szigetelésen lecsapódó fémgözők okoznak. A fémhura szekunder elektronok által nem töltődhet fel, mint a hagyományos csövek üveghurája, illetve csillámalkatrészei, ezért a csőbura mindig meghatározott potenciálon van, ami zavarmentes üzemeltetést biztosít.

A nuvisztor lökés- és rázásbiztonságának jellemzésére megemlítjük, hogy 1000 g-s lökéseket minden további nélkül kibír, és állandó 5 g gyorsulású rázás sem tesz kárt benne.

A koaxiális felépítés következtében a cső elektromos adatai is kedvezőbben alakultak. A szükséges fűtőteljesítmény kb. 20%-kal, kisebb, mint a hagyományos csöveknél. A nuvisztorral ezért jobb

$$\frac{S}{I_a}$$

viszony érhető el. Az elektromos tér homogénebb, ami zaj szempontjából kedvezőbb. A hengersizmetrikus alkatrészek kisebb gyártási tolerancia

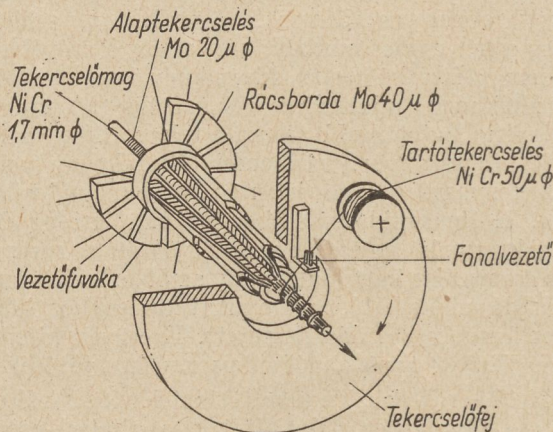


H 175-FF2
2. ábra

betartását teszik lehetővé, tehát az elektromos adatokban kisebb a szórás. Az elektródarendszert a szerelési sablonnal együtt melegítik fel, egészen addig, míg a forrasztó anyag megolvad. Ennélfogva

a pontos szerelési sablon következtében az elektródák közti távolságokat jól be lehet tartani. Mindezek az előnyök kis elektromos adatszórását eredményeznek.

A szivattyúzásnál az egész nuvisztort 900° C fölé melegítik, tehát az egyes alkatrészeket alaposabban lehet gáztalanítani, mint a hagyományos rádiócsövek fémalkatrészeit, melyeknél a csillámszigetelés és az üveghura a kigázosítási hőfoknak határt szab. A nuvisztor ezért magas hőfokon is kedvezőbben működik, mint a hagyományos cső, mert a fémalkatrészek nem adnak le üzem közben gázt. A hagyományos rádiócsöveknél az élettartam növekvő külső hőmérsékletnél rohamosan csökken,



3. ábra

míg a nuvisztor még +350° C külső hőmérsékletnél is változatlanul jól dolgozik. Ez arra vezethető vissza, hogy a nuvisztor fémalkatrészei a hagyományos csőtől eltérően nem adnak le maradék gázokat a külső hőmérséklet emelkedésével.

A rács a nuvisztornál egészen új megoldású. A 2. ábra két különböző nuvisztorrácsot mutat.

A rács úgy készül, hogy egy magra megfelelő menetemelkedéssel drótspirált tekercselnek, melyet a magtengely irányában rácsbordákkal vesznek körül. Ezeket a külső rácsbordákat tartó dróttal tekercselik körül, és azután a rácsbordákat a rács-tekercsel a kereszteződési pontokon összeforrasztják. E művelet után a külső drótot eltávolítják. A kívánt meredekségtől függően megfelelő számú külső rácsbordát alkalmaznak. Kisebb meredekség esetén 12 rácsborda, nagyobb meredekség esetén 60 helyezkedik el a rács-tekercs palástja mentén (lásd: 2. ábra a és b). A rácsbordák és a rács-tekercs összeforrasztása egy réz–nikkel ötvözetrel történik. A tartó drótot eltávolítása után a rácsstripet feldarabolják. Az egyes darabokat azután leveszik a magról.

A 3. ábra mutatja a nuvisztorrács tekercselésre alkalmas berendezés vázlatát.

Technológiai újdonság a katód kialakítása is. A katód egy igen vékony falú húzott tartócsőből áll, amelynek a hővezető képessége nagyon alacsony. Erre a tartócsőre a szerelés utolsó fokozataként a nikkel alapú oxidkatódot húzzák rá. A katód alapfémé

közbenső-rétegmentes nikkel-ötvözet. Megemlítjük még, hogy a tartó tölcésereket 50μ vastag vas-nikkel ötvözetből stancolják, majd megfelelő formára húzzák. Gettert a nuvisztorban nem használnak.

A nuvisztor kedvező tulajdonságainál fogva mind alacsony, mind magas frekvencián alkalmazva kiválóan megfelel. Megemlítjük pl., hogy a kedvezőbb vákuumviszonyok miatt lényegesen kisebb a rácáram, és ezért igen jó egyenáramú erősítőket lehet nuvisztorokkal készíteni. Így főleg a nullapont stabilitása kedvezőbb, mint a hagyományos csövek-

kel épített egyenáramú erősítőknél. Irodalmi adatok alapján 1 mV/óra és $0,5 \text{ mV/óra}$ nullapont-vándorlás nehézség nélkül elérhető. Készíthetők zajszegény hangfrekvenciás erősítők is nuvisztorokkal, ezekre az a jellemző, hogy a flickerzaj tartományában (2 kHz alatti tartományban) a zajszint kisebb, mint $0,2 \mu\text{V/oktáv}$ az első rácásra vonatkoztatva. A 30 Hz és 30 kHz közötti tartományban a zaj kisebb, mint $1,5 \mu\text{V}$. A nuvisztor hasonló jó tulajdonságokkal rendelkezik magasabb fekvencian is, és kis kapacitása miatt egészen 1200 MHz -ig jól használható.

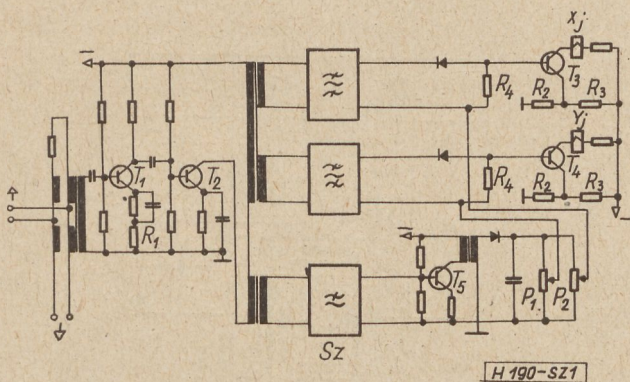
SZABADALMI SZEMLE

Két-hangfrekvenciás tranzisztoros jelvevő berendezés

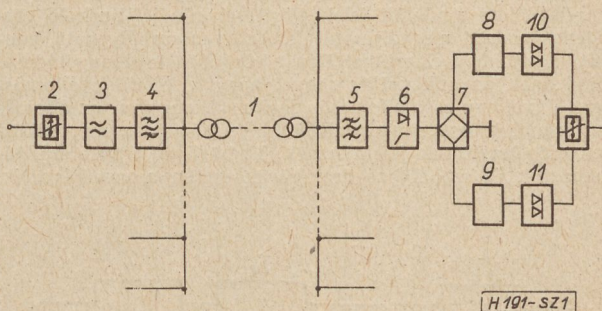
Bejelentette a Budavox Budapesti Híradástechnikai Vállalat, 1961. április 21-én (149 935; 21 a² 18—20)

Távbeszélő berendezésekben eddig használt elektron csöves jelvevők hátrányait, a túl nagy anódfeszültséget, a fűtőfeszültség energia felhasználását stb. tranzisztorok alkalmazásával küszöböli ki a találmány. Az X és Y hangfrekvenciának különböző zavaró áramokkal szembeni védelme céljából a T_1 és T_2 előerősítő kimenetére Sz aluláteresztő-szűrő csatlakozik, valamint a T_5 erősítő a P_1 és P_2 potenciométerekkel, mely utóbbiak a védelem hatásosságának szabályozására külön-külön állíthatók be a két jel-frekvenciára.

A találmány szerinti berendezést a Beloiannisz Gyár alkalmazza és gyártja.



cillátor, 7 adószűrő, a vevőrész pedig az 5 vevőszűrő, 6 erősítő és limiter, 7 villaáramkör, 8 és 9 szelektív négypólus-10 és 11 demodulátor egységekből áll. A 4 adószűrő áteresztőtartományának határai megegyeznek a jel- és szünetfrekvenciákkal, amivel biztosítható, hogy a továbbítani kívánt táviről helyreállításához nem szükségesek frekvenciakomponensek



nem kerülnek kibocsátásra. Az 1 alapáramkörön jelen levő frekvenciaelegyből az 1 csatornához szükséges összetevőket az 5 szűrő választja ki. A jel- és a szünetfrekvenciáknak megfelelő összetevőket a 6 erősítés és korlátozás után a 8 és 9 szelektív négypólus választja külön. Az áteresztési tartomány úgy van megválasztva, hogy belső határai a közepes vívfrekvencia közelében legyenek. A találmány szerinti berendezés prototípusa elkészült.

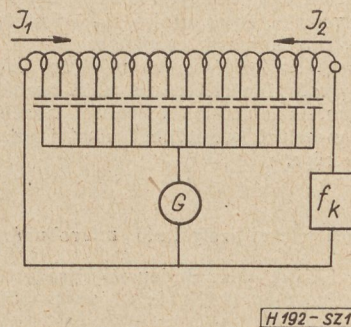
Lapos televízió képeső berendezés és kapcsolás

Bejelentette a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, 1961. április 28-án (149 950; 21a¹ 34).

Távjelző berendezés, különösen táviró információk átvitelére

Bejelentette a Budavox, Budapesti Híradástechnikai Vállalat, 1960. november 22-én (149 952; 21a¹ 7).

Légvezetékes távbeszélő áramkörökön a nagy zajszint miatt a hangfrekvenciás táviró berendezések működése csak frekvenciamodulációval üzembiztos. A jelenlegi 24 csatornás frekvenciamodulációs táviróberendezések hátránya, hogy rendkívül érzékenyek a távbeszélő áramkörön fellépő frekvenciaeltolódásra, amely a helyközi vívóáramú távbeszélő összeköttetésekben jelentős mértékű lehet. Az alapáramkör frekvencia eltolódása nagymértékű távirótorzítást okoz. A találmány szerinti berendezés ezeket a hátrányokat kiküszöböli és lehetővé teszi legalább 36, frekvencia moduláció elvén működő távirócsatorna alkalmazását $0,3\text{--}3,4 \text{ kHz}$ átviteli sávval rendelkező alapáramkörön, legalább 50 Baud táviratozási sebességgel. Az ábrán négy huzalos távbeszélő alapáramkörön működő táviróberendezés egy csatornájának egyik iránya látható, ahol az adórész a 2 modulátor, 3 osz-



Már régóta törekednek a kép méreteinek növelésére olyan megoldással, hogy ez ne vezessen a készülék térfogatának növeléséhez. A jelenleg alkalmazott vákuum-katódsugár-

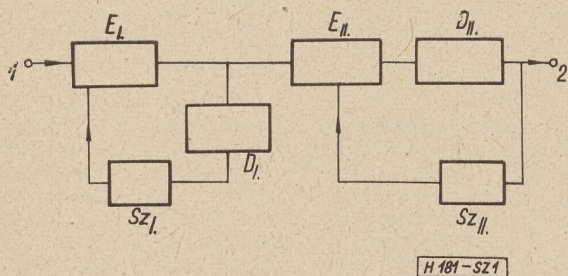
csövek nem teszik lehetővé a képméret növelését. Az újabb, az elektrolumineszcens anyagok felhasználásával készült képernyőkhöz 10—20 kV helyett 200—400 V feszültség is elegendő, ami veszélytelenebbé és egyszerűbbé tenné a berendezést, de a vezérléssel kapcsolatos eddig ismert megoldások ilyen képernyőknél nem alkalmazhatók. A találmány a vezérlést oly módon oldja meg, hogy a fényjelhez szükséges feszültség gerjesztésére a képháló függőleges és vízszintes szálainak egyik végére rögzített művonalak mindkét végére a G impulzus generátort kapcsolja oly módon, hogy a generátor által kibocsátott I_1, I_2 impulzusok a művonalon szemben haladjanak. A két impulzus egy bizonyos szakaszon találkozik és az impulzusok amplitúdói összegeződnek. Az impulzusok fázishelyzetének változtatásával a találkozási szakasz a vonal mentén f_k fáziskésleltetővel, a jelenleg kívánt 64 μs sor és 40 μs képirányú sebességgel, eltolható. Ezt a késleltető módszert mind a függőleges, mind a vízszintes soriránynál alkalmazva lényegesen leegyszerűsödik a lapos TV ernyő kiképzése és vezérlése.

A találmány szerinti berendezés gyártására tárgyalások folynak az Orion Rádió és Villamossági Vállalattal.

Szabályozó áramkör, különösen tranzisztoros nagyfrekvenciás áramkörökhöz

Bejelentette a Villamossági-, Televízió- és Rádiókészülékek Gyára, Székesfehérvár, 1961. július 24-én (149 931; 21 a⁴ 14—17).

Ismeretes, hogy a tranzisztoros, nagyfrekvenciás erősítők amplitúdóban modulált jelek erősítésekor a jel burkoló görbéjének alakját megváltoztatják. Az ilyen szabályozott, hangolt erősítőkből elkerülhetetlen a rezgőkörök elhangolódása. Mindennek az a következménye, hogy a készülék állomás-keresőjével egy erős állomáson lassan áthangolva, az állomás műsorának erőssége ingadozik, több szélső értéke van, miközben erős torzítások jelentkeznek. Ezért ilyen típusú erősítőfokozatok és szabályozó áramkörök esetén a vevőkészülék,



bemenetén a számítottnál kisebb bemenőjel engedhető meg, ami a készülék érzékenységét erősen korlátozza. Ezeket a hátrányokat a találmány kiküszöböli azzal, hogy két (D_I, D_{II}) demodulátora van, amelyek közül a D_{II} a főágba kapcsolt hangfrekvenciás, és az utolsó E_{II} erősítőfokozatra van visszacsatolva, míg a másik csupán szabályoz és a mellékágban van elhelyezve, az E_{II} erősítőre az Sz_I szűrőn keresztül vissza-, az E_{II} erősítőre előrecsatolva. A szabályozás akkor lesz kifogástalan, ha az utolsó KF erősítő sáv szélessége kisebb, mint az azt megelőző erősítőkből alkotott kapcsolási rész eredő sáv szélessége.

Helyzetmodulált jeleket szolgáltató mikrohullámú generátor

Bejelentette a BUDAVOX, Budapesti Híradástechnikai Vállalat 1961. május 8-án (149 811; 21 a⁴ 1—35).

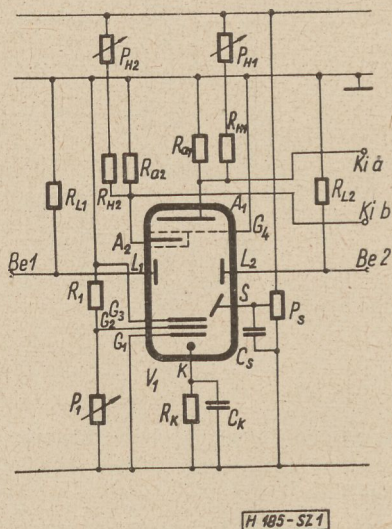
Impulzus helyzetmodulált hírközlő rendszerekben az információt mikrohullámokkal viszik át, amelyeket jelgenerátorral állítanak elő. A találmány az eddigi megoldásokkal szemben a jelgenerátor zaját elvileg nullára csökkenti anélkül, hogy a szélessávú nyereség leromlana. A találmány azt a

fizikai elvet használja fel, mely szerint a videoimpulzus spektrumában a kivált mikrohullámú jellel megegyező frekvenciájú komponensek jelennek meg jelentős amplitúdóval. A találmány lényege, hogy a mikrohullámú jelforrást vezérlő videoimpulzus felfutási ideje a mikrohullámú jel periódusidejének nagyságrendjébe esik. Ezek a mikrohullámú jelek már vagy közvetlenül felhasználhatók a kívánt helyzetmodulált jelként, vagy ha nagyobb teljesítményre van szükség, az így nyert jelek ismert módon felerősíthetők. A moduláló jel mikrohullámú komponense előnyösen használható öngerjesztésű oszcillátorok adózájmentes indítására. A mikrohullámú generátor impulzusmoduláló fokozatot, alul átérésztő négyfólyust és mikrohullámú jelforrást tartalmaz. A jelforrás öngerjesztésű triódás oszcillátor, melynek előreresztését az impulzusmodulátor által kiadott videoimpulzus komponense végzi. A találmány szerinti generátort a BHG üzemszerűen gyártja.

Limiter-áramkör változó amplitúdójú jelek konstans értéken tartására és nagy, túllövésmentes impulzusok előállítására

Bejelentette az Elektronika Mérőkészülékek Gyára és a Távközlési Kutató Intézet 1960. július 1-én (149 873; 21 g 1—16).

Valamennyi eddig ismert impulzusgenerátor kialakításában a minőségjavító szándék kiterjedt a felfutási idő megrövidítésére és a túllövés csökkentésére. A folytatási idő az impulzusoknál a 10 és 90%-os végamplitúdó megjelenési idejének különbsége, a túllövés pedig a négyzögimpulzusoknál az impulzus végamplitúdóját meghaladó amplitúdó szakasza. Az eddig ismert áramkörök a felfutási időt és a túllövést csak viszonylagos mértékig csökkentik és nem szüntetik meg a hibákat. A találmány szerinti megoldás kikapcsolja az eddig használt elektroncsöveket és helyette elektronoptikai elven működő elektroncsövet alkalmaz, amely két (A_1 és A_2) anódlémezt tartalmaz. A vezérlőjelet az L_1 és L_2 eltérítőleme-



zekre adja, amelyekkel az elektronnyaláb az anódlémezek egyikére, vagy másikára irányítható. A meredek felfutást, vagyis a lefutási idő csökkenését azzal éri el, hogy igen keskeny szalagalakú, éles határvonalú, nagy áramerősségű sugárnyalábót alkalmaz. Az L_1, L_2 eltérítőlemeze adott vezérlőfeszültség hatására a sugárnyaláb az anódlémezen szinte átmenet nélkül zérus értékről maximális értékre emeli az anódáramot. A túllövésmentességet pedig azzal éri el, hogy amint az anódáram az anódlémezen elérte a maximumot, az változatlan marad a vezérlőjel esetleges további növekedése ellenére is.

ETO 621.385.624 : 621.373.42

Dr. Berceli T.—Gonda J.:

Klisztron modulátorok linearitásának és stabilitásának vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) 1. sz.

A cikk a csatolt üregek klisztronoszillátor vizsgálatával kapcsolatosan új eredményként ismerteti a linearitás beállításának feltételeit általános esetben, és a linearitás stabilitását befolyásoló tényezők hatását. Lineáris beállítás eléréséhez elsősorban az üregek szinkron hangolása szükséges. A linearitás fokozható azáltal, ha az üregek közötti csatolási tényező és a jósági tényező aránya között a megadott kapcsolat teljesül. Ezután a cikk a beállított linearitás stabilitásával foglalkozik. Az üregek hőmérsékletváltozás okozta szétangolódása a linearitás jelentős romlását okozza. Az üregek rezonancia frekvenciájának szinkron változása esetén viszont a linearitás romlása csekély. Kísérleti vizsgálatok szerint a beállított linearitás ± 10 MHz szinkron elhangolódás esetén gyakorlatilag változatlan marad.

ETO 621.382.3 : 621.391.822 : 621.317.7

Dr. Ambrózy A.—Hidas Gy.—Dr. Valkó I. P.:

Közvetlenmutató tranzisztor-zajtényező mérő

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) 1. sz.

Közvetlenmutató tranzisztor zajtényező mérő készíthető olyan elven, hogy a vizsgált tranzisztor földelt bázisú kapcsolásban működik és a mérőműszer a tranzisztor kimenő zafeszültségét indikálja. Földelt bázisú kapcsolásban ugyanis az alkalmazott áramkör adatai megadják a kimenő zafeszültség és a zajtényező közötti összefüggést (közéltőleg függetlenül a tranzisztor egyedi tulajdonságaitól), a zajtényező pedig földelt bázisú és földelt emitteres kapcsolásban közelítőleg azonos. Így a műszer zajtényezőre kalibrálható és gyors sorozatmérésre alkalmas.

ETO 621.391.823 : 621.397.62

Major Gy.:

Televízió-vevőkészülékek okozta zavarok jellemzői: a mérés és elhárítás módszerei

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) 1. sz.

A szerző ismerteti a televízió-vevőkészülékek okozta zavarok jellegét, valamint azt, hogy az egyes zavarfajták a készülék mely egységeiből származnak. Foglalkozik a zavarójelek mérésének és a készülékek minősítésének módszereivel, ismertette az idevonatkozó IEC ajánlást, továbbá a magyar és német előírásokat. Leírja a mérések gyakorlati kivételét és a mérőhely adatait, közli az összefüggést a zavarok kapcsolási viszonyaitól és a zavaróerő között. Végül részletesen ismerteti azokat a tervezési szempontokat, melyeknek figyelembevételével a zavarok csökkenthetők, illetve megszüntethetők.

ETO 621.391.832.4

Farkas E.:

Többesatornás berendezések nemlineáris torzításának analízise fehérzaj-terhelés esetén

HÍRADÁSTECHNIKA, XIV. (1963) 1. sz.

A cikkben a szerző foglalkozik a nemlineáris torzítások analízisének vizsgálati feltételeivel. A feltételekből kiindulva meghatározza a második-, és harmadrendű teljesítményspektrum sűrűségét és a harmonikus csillapítások segítségével a zajteljesítményt. Vizsgálja a zajteljesítmény változását a relatív sávzélesség függvényében. Végül három numerikus példa keretében gyakorlati útmutatást ad a fenti eredmények felhasználására.

ETO 621.318.134.002.2:620.18

Pataky B.—Bross S.:

Nagypermeabilitású, kapcsolástechnikai Ni—Zn ferri-tek technológiájának és metallográfiájának egyes kérdései

HÍRADÁSTECHNIKA, XIV. (1963) 1. sz.

A cikk ismerteti a kontaktus nélküli kapcsolóelemekben alkalmazott nemlineáris karakterisztikájú ferrit fojtótekeresmagok anyagának előállítását. A technológiai változók közül vizsgálja és ismerteti a vasoxidtartalomnak, az izzításoknak és végül a rézoxidadatlaknak a hatását a mágneses tulajdonságokra. Részletesen foglalkozik a cikk a próbadarabok metallográfiái vizsgálatával.

ДК 621.385.624:621.373.42

Др Т. Берцели—Й. Гонда:

Испытание линейности и стабильности модуляторов с клистроном

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ) XIV. (1963) № 1.

Даны новые результаты условия регулировки линейности при испытании осцилляторов с резонаторными клистроном в общем случае и воздействие факторов влияющих на стабильность линейности. К осуществлению линейной регулировки необходимо в первую очередь синхронная настройка резонаторов. Линейность можно увеличить таким образом если определенное соотношение осуществляется между коэффициентом связи и добротности. Потом испытывается стабильность регулируемой линейности. Расстройка резонаторов вследствие изменения температуры вызывает значительное ухудшение линейности. Однако в случае синхронного изменения резонансных частот резонаторов ухудшение линейности мало. По экспериментальным испытаниям регулируемая линейность остается практически неизменной в случае синхронной расстройки в ± 10 мггц.

ДК 621.382.3:621.391.822:621.317.7

А. Амбрози—Г. Хидаш—И. П. Валко:

Измеритель коэффициента шума непосредственного показания для транзисторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ) XIV. (1963) № 1.

Измеритель коэффициента шума непосредственного показания для транзисторов изготовлен по принципу, что испытываемый транзистор работает в схеме с общей базой и измерительный прибор показывает выходное напряжение шумов транзистора. В схеме с общей базой данные примененной цепи дают соотношение между выходным напряжением и коэффициентом шума (приблизительно независимо от свойств транзистора), а коэффициенты шума приблизительно равны в схемах с общей базой и с общим эмиттером. Таким образом прибор градуирован по коэффициенту шума и пригоден для серийных измерений.

ДК 621.391.823:621.397.62

И. Майор:

Показатели помех вызванных телевизорами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ) XIV. (1963) № 1.

Описаны показатели помех вызванных телевизорами, а также блоки приемника, которые являются источниками различных видов помех. Трактуются методы измерения помех и классификация телевизоров по рекомендациям МЭК, дальше по спецификациям ВНР и ГДР. Даны практические исполнения измерений, показатели измерительного места, соотношение между выходными напряжениями и напряженностями помех. Наконец подробно описаны точки зрения проектирования, которые пригодны уменьшить или устранить помехи.

ДК 621.391.832.4

Э. Фаркаш:

Анализ нелинейных искажений многоканальных аппаратур в случае нагузки с белым шумом

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIV. (1963) № 1.

В статье изложены условия испытания анализа нелинейных искажений. Исходя из условий определены плотность спектра мощности второго и третьего порядка и, с помощью затуханий гармоник, мощность шума. Испытано изменение мощности шума в зависимости относительной ширины полосы. Наконец показывается практическое применение полученных результатов в случае трех цифровых приемов.

ДК 621.318.134.002.2:620.18

Б. Патаки—Ш. Брош:

Некоторые вопросы технологии и металлогграфии ферритов высокой проницаемости для включательных элементов HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIV. (1963) № 1.

Описан о изготовление материала нелинейные характеристики, примененных в безконтактных включательных элементов. Испытаны влияние содержания оксида железа, накалывания и наконец придачи оксида меди на магнитные свойства. Подробно описаны металлогграфические испытания образцов.

J. M. Parkyn:

Q-mérő műszerek alkalmazási körének kiterjesztése és az elérhető mérési pontosság (Összefoglalás az eredeti cikk alapján)

HÍRADÁSTECHNIKA XIV. (1963) 1. sz.

A szerző egyszerű, gyakorlati módszereket ismert, amelyekkel eldönthető, hogy szükség van-e Q-mérésnél a mért értékek helyesbítésére. Nincs szükség ismert jóságú tényezőjű etalon tekercsre a Q-mérő hitelesítéséhez. Az ismertetett mérési módszer, amelynél nincs szükség a veszteségek miatt helyesbítésre, kiterjeszhető úgy, hogy külső rezonans körök mérésekor a mérőberendezés 0 vagy negatív kapacitást képvisel.

ETO 621.385.1 Нувистор

Fischer F.:

Új irány az elektroncsövek technológiájában

HÍRADÁSTECHNIKA, XIV. (1963) 1. sz.

A szerző röviden összefoglalja az elektroncsövek fejlődésének történetét a gyártástechnológia szempontjából. Ismerteti a nuvisztort, annak felépítését, gyártástechnológiáját és a nuvisztor alkalmazásának előnyeit a felhasználók szempontjából. Ilyenek: a kis méret, széles üzemi hőmérséklettartomány és frekvenciatartomány, nagy üzembiztoság.

Zusammenfassungen

DK 621.385.624 : 621.373.42

Dr. T. Bercei—J. Gonda:

Prüfung der Linearität und Stabilität von Klystronmodulatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) Nr 1.

Der Artikel erörtert als ein neues Resultat im Zusammenhang mit der Prüfung des gekoppelten Hohlklystronoszillators die Bedingungen der Einstellung der Linearität im allgemeinen Fall und den Einfluss der Faktoren, die die Stabilität der Linearität beeinflussen. Zur Erreichung der Einstellung der Linearität ist erstens die Synchronabstimmung notwendig. Die Linearität kann dadurch gesteigert werden, dass der vorgegebene Zusammenhang zwischen dem Verhältnis der Kopplungsfaktoren der Höhlen und zwischen dem Güteverhältnis erfüllt wird. Ferner beschäftigt sich der Artikel mit der Stabilität der eingestellten Linearität. Die durch Temperaturänderungen bedingte Verstimmung der Höhlen verursacht eine wesentliche Verschlechterung der Linearität. Doch im Falle einer synchronen Veränderung der Resonanzfrequenzen der Höhlen ist die Verschlechterung der Linearität gering. Nach experimentellen Prüfungen bleibt die eingestellte Linearität im Falle einer synchronen Verstimmung um ± 10 MHz, praktisch unverändert.

DK 621.382.3 : 621.391.822 : 621.317.7

Dr. A. Ambrózy—Gy. Hidas—Dr. I. P. Valkó:

Direktanzeigender Transistor-Rauschfaktormesser

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) Nr 1.

Ein direktanzeigender Transistor-Rauschfaktormesser ist auf dem Prinzip zu verwickeln, dass der Prüfling in Basisschaltung arbeitet und das Messinstrument die Ausgangsrauschspannung anzeigt. Die Angaben des angewandten Stromkreises bestimmen nämlich in der Basisschaltung den Zusammenhang zwischen der Ausgangsrauschspannung und dem Rauschfaktor (beinahe unabhängig von den individuellen Eigenschaften des Transistors), der Rauschfaktor ist aber in Basis und Emitterschaltung fast identisch. Das Instrument kann also auf Rauschfaktor kalibriert werden und ist für schnelle Serienmessungen geeignet.

DK 621.391.823 : 621.397.62

J. Major:

Charakter der von den Fernsehempfänger verursachten Störungen; der-r Mess- und Beseitigungsmethoden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) Nr 1.

Der Verfasser macht den Charakter der Störungen die von den Fernsehempfänger verursacht werden, bekannt. Ferner wird es erörtert von welchen Einheiten des Apparates die einzelnen Störarten entstehen. Er beschäftigt sich mit den Methoden der Messungen der Störsignale und der Qualifizierung der Apparate und macht die betreffende IEC Publikation, die ungarischen und deutschen Vorschriften, bekannt. Er beschreibt die praktische Ausführung der Messungen und die Angaben der Messstelle, ferner erörtert er den Zusammenhang zwischen der Störspannung und der Störfeldstärke. Zuletzt beschreibt er eingehend jene Konstruktionsverfahren, welche in Betracht nehmend die Störungen vermindert, resp. abgeschafft werden können.

ДК 621.317.337:621.217.737

Й. М. Паркин:

Расширение области применения куметров и достижимая точность измерения (Обобщение по основании первоначальной статье)

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIV. (1963) № 1.

Описаны простые, практические методы, с которыми можно решить: необходима ли коррекция измеренных величин при измерении Q. Эталон катушки с известной добротностью не нужен для калибровки куметра. Описанный метод измерения, не требующий коррекции потерь, может быть расширен таким образом, что устройство измерения представляет 0 или отрицательную емкость при измерении внешних резонансных контуров.

ДК 621.385.1 Нувистор

Ф. Фишер:

Новое направление в технологии электронных ламп

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIV. (1963) № 1.

Дан краткий обзор истории развития электронных ламп с точки зрения технологии производства. Описан нувистор, его конструкция, технология производства и преимущества применения нувисторов с точки зрения потребителей. Такие: малые размеры, широкая область рабочих температур и широкий диапазон частот, высокая надежность.

Summaries

UDC 621.385.624 : 621.373.42

Dr. T. Bercei—J. Gonda:

Examination of the Linearity and Stability of Clystron Modulators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) No 1.

The article presents as a new result in connection with the examination of the coupled hollow klystron oscillators the condition of linear adjustment in general cases and the influence of the factors influencing the stability of linearity. To reach the set-up of linearity first the synchronous tuning of the cavities is necessary. The linearity might be raised, when the given relation is achieved between the ratio of the cavity coupling factors and the Q-factors. The article deals with the stability of adjusted linearity. The out of tune caused by the change of cavity temperature causes a significant decay of linearity. In case of a synchronous change of the resonance-frequencies of the cavities, however the decay of linearity is insignificant. According to experimental results the set-up linearity remains practically unchanged in case of ± 10 MHz synchronous detuning.

UDC 621.382.3 : 621.391.822 : 621.317.7

Dr. A. Ambrózy—Gy. Hidas—Dr. I. P. Valkó:

Direct Reading Transistor Noise-Factor-Meter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) No 1.

A direct reading transistor noise-factor-meter can be made on a principle, according to which the tested transistor is working in grounded base connection and the measuring instrument indicates the output noise voltage of the transistor.—In grounded base connection the relation between the output noise voltage and the noise factor depends mainly on the applied external circuit (approximately independent of the individual properties of the transistor), and the noise factor is approximately identical in grounded base and grounded emitter connections. So the instrument can be calibrated in noise factor readings and is suitable for quick serial measurements.

UDC 621.391.823 : 621.397.62

J. Major:

Characteristics of Interferences Caused by Television Receivers; Methods of Measurements and Prevention

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) No 1.

The author presents the characteristics of interferences caused by television receivers and the units of the receivers the interference originates from. He deals with the methods of measurements for interference signals and that of the qualification of the receivers presenting the referring IEC Publication and the Hungarian and German specifications. He presents the execution of measurements in practice the data of measuring place and the relation between the interference voltage and the interference field strength. Finally he describes in details those design aspects taken into consideration which, the interference might be reduced, resp. eliminated.

DK 621.391.832.4

E. Farkas:

Analyse der nichtlinearen Verzerrung in Mehrkanalleitrichtungen im Falle von Weissgeräusch-Belastung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

Der Verfasser beschäftigt sich mit den Prüfbedingungen der nichtlinearen Verzerrungsanalyse. Von diesen Bedingungen ausgehend bestimmt er die sekundäre und tertiäre Leistungsspektrumdichte und mit Hilfe der harmonischen Dämpfungen die Geräuschleistung. Er prüft die Änderung der Geräuschleistung in Funktion der relativen Bandweite. Schliesslich gibt er im Rahmen von drei Zahlenbeispielen eine praktische Richtlinie für die Anwendung obiger Resultate.

DK 621.318.134.002.2:620.18

B. Pataky—S. Bross:

Einzelne Fragen der Technologie und der Metallographie hochpermeabler und schaltungstechnischer Ni—Zn Ferrite

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

Der Artikel erörtert die Herstellung des Materials des Ferritkerns für kontaktlose Schaltelemente mit nichtlinearer Kennlinie. Unter den technologisch veränderlichen Grössen prüft und erörtert er die Wirkung des Eisenoxidgehaltes, die der Glühung und schliesslich die des Kupferoxydulzuschlages auf die magnetischen Eigenschaften. Ferner befasst sich der Artikel eingehend mit den metallographischen Prüfungen.

DK 621.317.337:621.217.737

J. M. Parkyn:

Die Ausdehnung zer Anwendung der Q-Messgeräte und die erreichbare Messgenauigkeit (Zusammenfassung gemäss dem originalen Text)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) № 1.

Der Verfasser beschreibt praktische Methoden um zu entscheiden ob eine Berichtigung der Werte der Q Messung notwendig ist. Es ist kein Muster bekannter Güte notwendig zum Eichen des Q-Messers. Die beschriebene Messmethode bei welcher wegen der Verluste keine Berichtigung notwendig ist, kann so ausgedehnt werden, dass bei der Messung äusserer Resonanzkreise das Messgerät 0 oder negative Kapazität aufweist.

DK 621.385.1. Nuvistor

F. Fischer:

Neue Richtungen in der Technologie der Elektronenröhren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

Der Verfasser fasst kurz die Geschichte der Entwicklung der Elektronenröhren vom Standpunkte der Technologie, zusammen. Er beschreibt den Nuvistor, dessen Aufbau, die Technologie seiner Herstellung, sowie die Vorteile der Anwendung des Nuvistors für den Verbraucher. Diese sind: kleine Abmessungen, grosser Temperatur- und Frequenzbereich, hohe Betriebssicherheit.

CDU 621.385.624 : 621.373.42

Dr. T. Bercei—J. Gonda:

L'examen de la linéarité et de la stabilité des modulateurs clystrons

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) № 1.

L'article décrit les conditions de la linéarité en cas général et l'influence des facteurs sur la stabilité de la linéarité comme un résultat nouveau en relation avec l'examen des clystron-oscillateurs creux. Pour obtenir l'installation linéaire, tout d'abord l'accord synchrone des cavités est nécessaire. La linéarité peut être élevée si la relation indiquée se réalise entre le rapport des facteurs d'accouplage des cavités et le coefficient de bonté. De plus l'article s'occupe de la stabilité de la linéarité ajustée. Le désaccord des cavités par suite de la variation de la température cause une altération considérable de la linéarité. En cas de la variation synchrone des fréquences résonantes des cavités, la variation de la linéarité est petite. Suivant des examens en cas d'un désaccord de ± 10 MHz synchrone la linéarité indiquée reste pratiquement invariée.

UDC 621.391.832.4

E. Farkas:

Analysis of Non-Linear Distortion in Multichannel Equipment in Case of White-Noise Leading

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

The author deals with the test conditions for the analysis of non-linear distortion. He determines on basis of these conditions the secondary and tertiary powerspectrum density and by the aid of harmonic attenuations the noise output. He examines the change of the noise power in function of the relative band width. Finally he gives on basis of three numerical examples instructions for the application of the above results.

UDC 621.318.134.002.2:620.18

B. Pataky—S. Bross:

Several Problems of Technology and Metallography of High Permeability Ni—Zn Ferrites Used in Switching Technics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

The article presents the production of the material for ferrite cores of non-linear characteristics applied in contactless interconnecting pieces. From the technological variables he examines and presents the influence of the iron oxide content, that of annealing and finally that of cupric oxide ingredients on the magnetic characteristics. The article deals in details with the metallographic testings of samples.

UDC 621.317.337 : 621.217.737

J. M. Parkyn:

The Extensions of the Field of Application of Measuring Instruments and the Accuracy of Measuring to be Reached (Summary on the basis of the original text)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) № 1.

The author presents simple practical methods, by which it may be decided if the measured values of Q measurements are to be corrected or not. For the calibration of the Q measuring apparatus there is no need for an etalon of known figure of merit. The presented measuring method by which there is no need for correction due to losses, can be extended so, that while measuring external resonant circuits the measuring equipment represents 0 or negative capacitance.

UDC 621.385.1. Nuvistor

F. Fischer:

New Trends in the Technology of Electron Tubes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

The author gives a short survey on the history of the development of electron tubes, from the point of view of production technics. He describes the nuvistor, its construction, its technology of production and the advantages of its application. These are: small dimensions, wide temperature range and frequency range and the great reliability of service.

Résumés

CDU 621.382.3 : 621.391.822 : 621.317.7

Dr. A. Ambrózy—Gy. Hidas—Dr. I. P. Valkó:

Instrument de mesure de facteur de bruit des transistors a indication directe

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) № 1.

L'instrument de mesure de facteur de bruit des transistors peut être fabriqué sur le principe que le transistor examiné, fonctionne dans une connection base à masse et l'instrument indique la tension de bruit de sortie du transistor. La raison est, que dans une connection base à masse la relation entre la tension de bruit de sortie et du facteur de bruit est donnée par le circuit externe (approximativement indépendamment des propriétés individuelles du transistor), et le facteur de bruit est approximativement identique dans une connection base ou émetteur à masse. Comme cela l'instrument peut être calibré pour les facteurs de bruit et est approprié pour un vite mésurage de serie.

E. Farkas:

Analyse des distorsions non-lineaires des équipements à canal aux multiples en cas de bruit blanc

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

Dans l'article l'auteur s'occupe avec les conditions de l'examen de l'analyse des distorsions non-lineaires. Sur la base de ces conditions il détermine la secondaire et tertiaire densité de la puissance de spectre et à l'aide des atténuations harmoniques la puissance du bruit. Il examine la variation des puissances de bruit en fonction de la largeur de la bande relative. Enfin il donne une information pratique par trois exemples pour l'application des résultats y décrits.

CDU 621.385.1. Nuvistor

F. Fischer:

Nouvelle tendance dans la technologie des tubes électroniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

L'auteur fait connaître dans un bref sommaire l'histoire de développement des tubes électroniques. Il présente le nuvistor, sa construction, sa technologie de la fabrication et les avantages de son application pour les utilisateurs. Ces avantages sont: petites dimensions, large zone de température et de fréquence et grande sécurité de service.

CDU 621.391.823 : 621.397.62

J. Major:

Caractéristiques des interférences causées par des récepteurs de téléviseur ; Méthodes pour les mesures et la suppression des interférences

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) № 1.

L'auteur fait connaître la caractéristique des interférences causée par les récepteurs de téléviseur, puis il décrit l'unité de l'appareil de quelle viennent les espèces singulières des interférences. Il s'occupe

des méthodes de mesure des signaux d'interférence et de la qualification des appareils en présentant le Publication C. E. I. y référant, et les prescriptions hongroises et allemandes. Il décrit l'exécution pratique des mesures et les données de poste de mesure. Il fait connaître la relation entre la tension d'interférence et la distribution du champs de tension. Puis il décrit en détail ces points de vue du projet pris en considération de qui, les interférences sont réductibles, resp. supprimables.

CDU 621.318.134.002.2:620.18

B. Pataky—S. Bross:

Quelques problèmes de la technologie et de la métallographie des ferrites Ni—Zn de grande perméabilité, employés dans la technique des commutations

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIV. (1963) № 1.

L'article fait connaître la production de la matière des noyaux de ferrite d'une caractéristique non-lineaire appliquée dans les pièces d'interconnection sans contact. Il examine et fait connaître les variables de la technologie, l'influence de la teneur de l'oxyde du fer, des recuits et puis du supplément du cuprioxyde sur les qualités magnétiques. Il s'occupe enfin en détail de l'examination métallographiques des éprouvettes.

CDU 621.317.337:621.217.737

J. M. Parkyn :

L'extension de l'application d'appareil de mesure de Q et la précision réalisable (Résumé après l'article original)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIV. (1963) №. 1.

L'auteur fait connaître des méthodes simples et pratiques, à l'aide des qu'elles on peut décider si la rectification des valeurs mesurées de Q est nécessaire ou non. Pour la calibration de l'appareil de mesure de Q; un étalon d'un facteur de qualité connue n'est pas nécessaire. La méthode de mesure présentée à la qu'elle une correction due aux pertes n'est pas nécessaire, peut être étendue de telle façon qu'en mesurant des circuits de résonance extérieurs l'appareil de mesure présente une capacité 0, ou négative.

Egyesületi rendezvények 1962 második felében

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület rendezésében 1962. július 1-től az alább felsorolt előadások hangzottak el:

- IPARGAZDASÁGI SZAKOSZTÁLY „BÉRÜGYVITELI” SZAKBIZOTTSÁGA rendezésében nyilvános vita. (1962. július 5.)
- DIPL. ING. HAUKE: Keramia-kondenzátorok gyártástechnológiája és alkalmazása. Potencióméterek és ellenállások.
- IPARGAZDASÁGI KONFERENCIA: (1962. szeptember 4—5—6-án.)
- WOLFGANG MÜLLER: (Universität Rostock) Zajmérések hiba-elmélete. (1962. szeptember 25.)
- GERGELY ÖDÖN: Hírközlőtípus berendezések 20 éves perspektívájáról. (1962. szeptember 26.)
- HORVÁTH GYULA: Latin-Amerikai hírközlő hálózatok tanulmányterveinek készítése során szerzett tapasztalatok. (1962. szeptember 27.)
- NOVÁK ISTVÁN: Műholdak alkalmazása a híradástechnikában. (1962. október 2.)
- VAJDA EMIL: Ipari árképzés problémái külkereskedelmi szempontból. (1962. október 26.)
- DIPL. PSYCH. KITTMANN (VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin): A pszichológia jelentősége a gazdasági és műszaki vezetők munkájában. (1962. október 29.)
- HORVÁTH FERENC és MAGÓ KÁLMÁN: Tömegspektrométerek alkalmazása a vákuumtechnikában. (1962. október 31.)
- TUCHEL-KONTAKT GMBH, HEILBRONN cég főnöke: Biztos érintkezést álló és kis veszteségű dugaszoló kötések. (1962. november 1.)
- Dr. EGRI IMRE és LASZIP SÁNDOR: Az 1962. évi Televízió Konferencia Londonban. Angliai üzemlátogatások. (1962. november 8.)
- SIEMENS UND HALSKE (München) előadóival előadássorozatot. (1962. november 13—14—15-én.)
- LEYBOLD cég (Köln) előadássorozata és kiállítás. (1962. november 12—16.)
- II. HÍRADÁSTECHNIKAI TECHNOLÓGUS ANKÉT. (1962. november 27—28—29-én.)
- KODAK PATHÉ (PÁRIS) cég megbízottjai: A magnetofonszalag gyártásáról és felhasználási területével kapcsolatos kérdésekről. (1962. december 12.)
- G. SZ. CIKIN (a Moszkvai Híradástechnikai Egyetem tanára): Tranzistoros áramkörök hőstabilitásának új számítási módszere. (1962. december 18.)



TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerceses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

egy és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok
100 kVA-ig és híradástechnikai transzformátorok

Alumíniumot felhasználók figyelmébe!

A 20 éves népgazdasági terv célkitűzéseinek elősegítése érdekében az ALUKER keretében megalakult az Alumínium Alkalmazástechnikai Tanácsadó Szolgálat.

A Szolgálat az alumínium anyagmegválasztási-, sajtolt profil szelvénykialakítási-, megmunkálási-, kötési (szegecselés, hegesztés, ragasztás, forrasztás)-, felületkezelési-, korrózióvédelmi-, stb., kérdésekben szaktanácsadással szolgál.

Konkrét megbízás alapján tanácsadással szolgál egyes gyártmányok alumínium-anyagszerű tervezésénél, technológizálásánál és gyártásánál.

Szolgálatunk naponta 10—18 óráig áll rendelkezésre, ezen belül 15—18 óráig szakértőink külön szakszolgálatot is tartanak.

ALUKER

ALUMINIUM ALKALMAZÁSTECHNIKAI
TANÁCSADÓ SZOLGÁLAT

Budapest, VI., Anker-köz 1—3 sz.
Telefon: 426-906

GYÁRTMÁNYAINK:



TV és URH vevőantennák
Antennaszerelevények, szigetelők
Központi antennák és erősítők
Híradástechnikai csatlakozók
Fényjelző, személyhívó berendezések
TELIFORM vezeték nélküli személyhívó
berendezés
Vészlámpák (üzemekhez, raktárakhoz stb.)
Feszültségszabályozó berendezések
Tranzisztoros transzverterek
Telefontechnikai töltőberendezések
Szikraforgácsoló tápegységek
Különleges száraz egyenirányító berendezések

HÍRADÓTECHNIKAI VÁLLALAT BP. XI., DARÓCZI ÚT 113

A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17

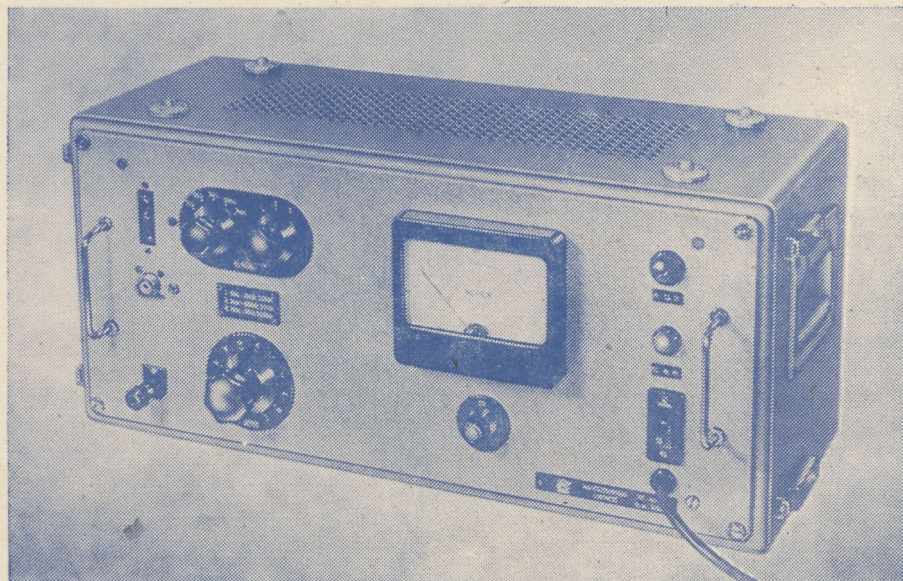
- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as ferritanyagokat (eltérítő gyűrű, U-mag, fazékmag, hangolómag stb.)
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörü lemezek, amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú fólirozott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

Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vívőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembhelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.

Széles frekvenciasávban (30 Hz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé.



Műszaki adatok:

<i>FREKVENCIA TARTOMÁNY:</i>	30 Hz — 1 MHz
<i>SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:</i>	—10 N — +2,1 N
<i>BEMENŐ IMPEDANCIÁK:</i>	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ < 50 pF
<i>SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:</i>	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
<i>ALKALMAZOTT CSÖVEK:</i>	5 db. 18042, E83F, PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646 221-825





TUNGSRAM

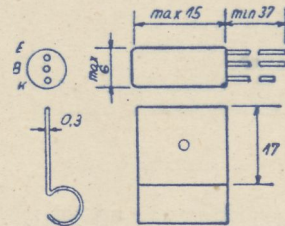
tranzisztor típusok

OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok adatai

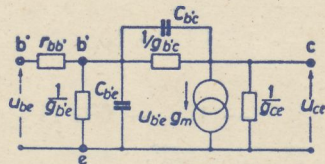
Beállítások	Határértékek												Visszáramok		$-U_{CE} = 6\text{ V}$, $I_E = -50\text{ mA}$	$-U_{CE} = 6\text{ V}$, $I_E = -5\text{ mA}$
	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-V_{EB}$	$-U_{EBM}$	$-I_O$	$-I_{CM}$	I_E	I_{EM}	$-I_B$	$-I_{BM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$		
Jelölések	V	V	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA	mA	μA	μA	kHz	dB
OC 1074	20	—	20	—	6	—	300	600	310	600	—	—	10	6	>15	<30
OC 1079	—	—	26	26	6	6	300	600	310	600	—	—	10 ⁺	4,5	>20	<15
OC 1080	32	32	—	—	20	—	300	600	340	630	40	200	10 ⁺	6	>12	—

Nagyjelű áramerősítési tényező az OC 1074, OC 1079 és 1080 típusoknál

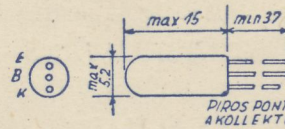
Beállítás	$-U_{CE}$	h_{21E}	h_{21E}	h_{21E}
		6 V	6 V	1 V
	I_E	5 mA	50 mA	300 mA
OC 1074		60	100	65
OC 1079		—	60	—
OC 1080		—	180	—



OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok külrajzai



Nagyfrekvenciás helyettesítőkép



OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok külrajzai

OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok adatai

Beállítások	Határértékek										Visszáramok		$-U_{CE} = 6\text{ V}$, $I_E = 1\text{ mA}$	A nagyfrekvenciás helyettesítőkép elemei						
	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-U_{BE}$	$-U_{EBM}$	$-I_O$	$-I_{CM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$	f_{ae}	C_{bse}		C_{bce}	g_{bse}	g_{bce}	g_m	g_{ce}	r_{bbe}	
Jelölések	V	V	V	V	V	V	mA	mA	μA	μA	kHz	pF	pF	μS	μS	mA/V	μS	Ω		
OC 1044	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>75	410	10,5	390	0,5	39	40	100		
OC 1045	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>60	1000	10,5	760	0,5	39	15	75		