

150.165



XV. ÉVFOLYAM 4. SZÁM, 161—192 OLDAL
BUDAPEST, 1964. JÚNIUS HÓ

6

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

VÁGÓ ISTVÁN: Az elektromágneses téren alapuló elmélete a hengeres vezetőkből álló távvezetéknek	161
VÖRÖS ANDRÁS: FM mérődemodulátorok linearitásának mérése	167
FORRÓ DEZSŐ: BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Csengető- és hangáramkör	179
BLUM ENDRE: Tranzisztoros forgalomkeltő telefonközpontokhoz	183
NYÉKI TIBOR: Táviróhálózatokba bekapcsolt távgépírók vételhatárának vizsgálata	187
Pályázati felhívás	182
Szabadalmi szemle	190
Hírek	178
Szemle	186
Tartalmi összefoglalások	190
Обобщения	190
Zusammenfassungen	191
Summaries	191
Résumés	192

Szerkesztőség: BALOGH PÁL felelős szerkesztő, BOGLÁR GYULA, SÁRKÖZY GÉZA kandidátus, VÁRALJAI VILMOS, tudományos szerkesztők; SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, CSERTEG ISTVÁN, FEJŐS ÁRPÁD, FLESC ISTVÁN, GÖDÖR ÉVA, RUPPENTHAL PÉTER, SZILÁRD ZOLTÁN, TURI KOVÁCS ATTILA szerkesztőségi munkatársak. — 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.

Szerkesztő bizottság: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS a műszaki tudományok doktora, KÖMÜVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN.

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113—450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1450 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központ Hirlapirodánál (Budapest V., József nádor tér 1. Telefon: 180—850) vagy bármely postahivatanál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest 62.

64.4822 Egyetemi Nyomda, Budapest

V Á G Ó I S T V Á N

Budapesti Műszaki Egyetem
Elméleti Villamosságtan Tanszék

Az elektromágneses téren alapuló elmélete a hengeres vezetőkből álló távvezetéknek

ETO 621.372.2

A távvezeték terjedési együtthatóját a távíró egyenletek — amelyek a távvezeték feszültségére és áramára felírt egyenletek — alapján szokásos számolni. A távíró egyenletek megkaphatók a távvezeték differenciális hosszúságú darabjára felírt Kirchhoff-egyenletek alapján és közvetlenül a Maxwell-egyenletekből is. Egyik módszerrel nincs figyelembe véve a dielektrikumban folyó tengelyirányú eltolási áram, amely pedig veszteséges vezeték esetén fellép. A távvezetéknek az elektromágneses tér alapján történő tárgyalásával foglalkozott G. Mie [1], aki azonos keresztmetszetű és anyagú két vezető problémáját oldotta meg bipoláris koordinátarendszerben.

Az alábbiakban ismertetjük a távvezetéknek az elektromágneses tér alapján történő, de G. Mie módszerétől eltérő számítását, melynél az ismert eredmények az elektromágneses térre felírt határfeltételekből adódnak. Rámutatunk az ismert számítási módszerek korlátaira. Az ismertetendő elmélet a tengelyirányú áramot is figyelembe veszi, és lehetőséget ad különböző keresztmetszetű és anyagú vezetők, továbbá sok vezetős rendszerek tárgyalására. Az elméletben a feszültségeknek és áramoknak csak mint a teret gerjesztő mennyiségeknek van szerepük, így a reflexiók számítása e módszerrel csak közvetve lehetséges. Az elmélet a távvezeték elektromágneses terét a Sommerfeld-féle felületi hullámokból építi fel.

Sommerfeld-féle felületi hullám

A Sommerfeld-féle felületi hullám [2], [3] egy hengeres, véges fajlagos vezetési vezetőkben folyó I áram hengerszimmetrikus elektromágneses tere. Az elektromágneses teret leíró egyenletet megkapjuk, ha a Maxwell-egyenleteknek hengerkoordinátákban olyan hengerszimmetrikus TM módusú megoldását keressük, amelynél az időbeli változás szinuszos, és amely a tengelyirányban, azaz a z koordináta irányában γ terjedési tényezőjű haladó hullámot ír le. Az így kapott megoldás:

$$E_z = CZ_0(\gamma r) e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$E_r = C \frac{\gamma}{g} Z_1(\gamma r) e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$H_\varphi = C \frac{\sigma + j\omega\epsilon}{g} Z_1(\gamma r) e^{j\omega t - \gamma z} =$$

$$= C \frac{j\omega\epsilon_k}{g} Z_1(\gamma r) e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$E_\varphi = H_r = H_z = 0 \quad (1)$$

$$\gamma^2 = g^2 + (j\omega \sqrt{\mu\epsilon_k})^2 = g^2 + k^2 \quad (2)$$

Ahol ϵ a vezetőt körülvevő dielektrikum permittivitása, σ a fajlagos vezetése, $\epsilon_k = \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon}$ pedig a fajlagos vezetést is magában foglaló komplex permittivitása, és μ a permeabilitása. $Z_0(x)$, illetve $Z_1(x)$ a nulladrendű, illetve az elsőrendű hengerfüggvények, a nullad-, illetve elsőrendű Bessel differenciálegyenletnek megoldásai.

Az (1) és (2)-öt külön kell felírni a vezető belsejére és a vezetőn kívüli térre, a γ terjedési együttható mindkét térrészben azonos. A vezető belsejére felírt egyenletekkel a szkineffektussal foglalkozó irodalom [3] részletesen tárgyalja. Így ezzel nem kívánunk részletesebben foglalkozni, csak egyes eredményeit kívánjuk felhasználni. A villamos és mágneses térerősség tangenciális komponenseinek (E_z , H_φ) a hányadosát felírva a vezető felületére a vezető belsejében levő tér alapján, kapjuk, hogy

$$\frac{E_z}{H_\varphi} = \frac{p}{\sigma_v} \frac{J_0(pa)}{J_1(pa)} \quad (3)$$

itt

$$p^2 = -j\omega\mu\sigma_v \quad (4)$$

A (3)-ban szereplő $J_0(x)$ és $J_1(x)$ a nullad- és elsőrendű elsőfajú Bessel-függvények, σ_v , μ_v és a a vezető fajlagos vezetése, permeabilitása és sugara. A p^2 a (4)-ben szereplő kifejezésre akkor érvényes, ha a vezetőben levő eltolási áram elhanyagolható a vezetési áramhoz képest. Ez a feltétel a használatos vezető anyagoknál még több GHz frekvencián is igen jó közelítéssel érvényes. A vezető felületén felépő H_φ a gerjesztési törvény felhasználásával kifejezhető a vezető áramával

$$H_\varphi = \frac{I}{2\pi a} \quad (5)$$

$$r = a$$

Az (5) természetesen helyes, akár a vezető belsejében érvényes, akár a vezetőn kívül érvényes egyenletekből írjuk fel a H_φ -t. Az (5)-öt (4)-be helyettesítve kapjuk, hogy

$$E_z = I \frac{2\pi a p}{\sigma_v} \frac{J_0(pa)}{J_1(pa)} = I(R_b + j\omega L_b) = IZ_b \quad (6)$$

A (6)-os egyenlet definiálja a vezetőnek a szkinffektus figyelembevételével a vezető hosszegységére vonatkoztatott Z_b belső impedanciáját. Ennek valós része R_b a vezető belső ellenállása, képzetes része a vezető belső reaktanciája, L_b pedig a belső indukcióegység. Ezek értéke amíg a (4) érvényes, független γ terjedési együtthatótól. A Z_b számszerű meghatározására a (6) alapján könnyen kezelhető képletek vezethetők le.

A (6)-ost a vezető belsejében levő tér alapján írtuk fel. A vezető felületén az E és H tangenciális komponense (E_z , H_φ) folytonos. Így az E_z/H_φ hányados is folytonos. Ebből viszont következik, hogy a (6)-os egyenletben felírt E_z -t egyenlővé tehetjük a vezetőn kívüli térből számított E_z -vel az $r = a$ helyen. A számítás további menetében a vezető vagy a vezetők belsejében levő teret éppen azzal vesszük figyelembe, hogy a vezető felületén fellépő E_z és a vezető I árama között a (6) egyenlet ad összefüggést. Több vezető esetén ekkor azzal a feltételezéssel élünk, hogy a szomszédos vezetők elektromágneses tere a vezető belsejében levő teret csak elhanyagolható módon torzítja el.

A vezetőn kívül a végtelen nagy sugárra vonatkozó határfeltétel kielégíthető, ha

$$Z_n(gr) = H_n^{(1)}(gr) \quad (7)$$

$$\text{Im}g > 0$$

Ahol $H^{(1)}(x)$ az első fajú n -edrendű Hankel-függvény. Az (1)-ben szereplő C állandó kifejezhető az (5) és (7) felhasználása útján a vezető I áramával.

$$C = I \frac{g}{j\omega\epsilon_k} \frac{1}{2\pi a H_1^{(1)}(ga)} \quad (8)$$

Az (1), (7), (8) figyelembevételével írjuk fel a (6) egyenletet

$$\frac{g}{j\omega\epsilon_k} \frac{1}{2\pi a} \frac{H_0^{(1)}(ga)}{H_1^{(1)}(ga)} = Z_b \quad (9)$$

A (9) g -re egy transzcendens egyenlet, amelyből g^2 -et meghatározva a (2) alapján megkapjuk a γ terjedési együtthatót.

A gyakorlati esetekben g legalább egy nagyságrenddel kisebb az adott közegben terjedő síkhullám fázistényezőjénél. Így ha $a \ll \lambda$ (λ a síkhullám hullámhossza), akkor $ga < \frac{a}{\lambda} \ll 1$. Így a Hankel-függvények közelíthetők a kis argumentumú közelítő kifejezéseivel.

$$H_0^{(1)}(x) \approx \frac{2j}{\pi} \ln(-jmx) \quad m = 0,890536 \dots \quad (10)$$

$$x \rightarrow 0$$

$$H_1^{(1)}(x) \approx -\frac{2j}{\pi x}$$

$$x \rightarrow 0$$

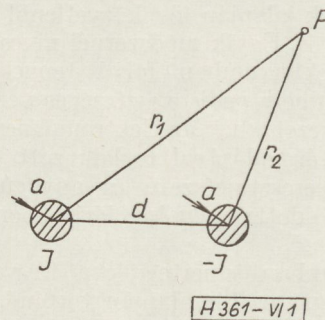
A (10) közelítésével a (9)-es egyszerűsödik.

$$\frac{-g^2}{j\omega\epsilon_k 2\pi} \ln(-jmg a) = Z_b \quad (11)$$

A Sommerfeld-féle hullám vezetőjének vezetési árama a vezetőn kívül eltolási árammal zárul.

Lecher-vezeték elektromágneses tere

A Lecher-vezeték egy hengeres vezetékpárból áll, melynek két vezetője azonos sugárú és anyagú (1. ábra). A vezetők sugara a tengelyeik közötti távolság d . Az egyik vezetőben folyó I áram a másikban folyik vissza. Az eredő teret a két vezető terének szuperpozitívából állítjuk elő, azzal a feltételezéssel, hogy az egyik vezető tere csak elhanyagolható módon befolyásolja a másik vezetőben az áramsűrűség eloszlását. Ez fennáll, ha $d \gg a$.



1. ábra

A fentiek alapján a vezetők r_1 és r_2 távolságra levő P pontban az E_z értéke az (1), (7), (8) alapján

$$E_z = I \frac{g}{j\omega\epsilon_k} \frac{1}{2\pi a H_1^{(1)}(ga)} \left[H_0^{(1)}(gr_1) - H_0^{(1)}(gr_2) \right] \quad (12)$$

A (12) alapján írjuk fel az 1-es vezető felületére vonatkozó (6) egyenletet. $r_1 = a$, $r_2 \approx d$.

$$E_z = IZ_b = I \frac{g}{j\omega\epsilon_k} \frac{1}{2\pi a H_1^{(1)}(ga)} \left[H_0^{(1)}(ga) - H_0^{(1)}(gd) \right] = I(Z_{11} - Z_{12}) \quad (13)$$

Ahol definíciószerűen Z_{11} az 1-es vezető önimpedanciájának pontos és a (10) alapján a közelítő értéke

$$Z_{11} = \frac{g}{j\omega\epsilon_k} \frac{1}{2\pi a} \frac{H_0^{(1)}(ga)}{H_1^{(1)}(ga)} \approx \frac{-g^2}{j\omega\epsilon_k 2\pi} \ln(-jmg a) \quad (14)$$

Hasonlóan definiálva a Z_{12} kölcsönös impedancia kifejezését

$$Z_{12} = \frac{g}{j\omega\epsilon_k} \frac{H_0^{(1)}(gd)}{2\pi a_2 H_1^{(1)}(ga_2)} \approx \frac{-g^2}{j\omega\epsilon_k 2\pi} \ln(-jmg d) \quad (15)$$

A Z_{11} és Z_{12} a vezető hosszegységére vonatkoztatott impedanciák. A (15)-ben jelöltük az a sugárnál a 2-es indexet, figyelembe véve, hogy az ott szereplő sugár

a 2-es vezető sugara. A Z_{12} közelítő kifejezése akkor alkalmazható, ha $d \ll \lambda$.

A (14) és (15) alapján Z_{11} és Z_{12} közelítő kifejezéseit a (13)-ba helyettesítve kapjuk, hogy

$$Z_b = Z_{11} - Z_{12} = \frac{g^2}{j\omega\epsilon_k 2\pi} \ln \frac{d}{a} \quad (16)$$

A (16) alapján g^2 meghatározható és így a (2)-ből γ^2 megkapjuk. A vezetők szimmetriája folytán a (13)-at a 2 vezetőre felírva szintén a (16) adódik ki ($Z_{12} = Z_{21}$)

A (14)-ben definiált önimpedanciával a Sommerfeld vezetőre felírt, (9), illetőleg (11)-nek megfelelő összefüggése

$$Z_{11} = Z_b \quad (17)$$

A (16)-ban szereplő $g^2/2$ szorzójának reciproka kifejezhető a vezetők közötti C kapacitással és G átvezetéssel

$$\frac{j\omega\epsilon_k\pi}{\ln \frac{d}{a}} = \frac{j\omega\epsilon\pi}{\ln \frac{d}{a}} + \frac{\sigma\pi}{\ln \frac{d}{a}} = j\omega C + G \quad (18)$$

A (16)-ból g^2 -et kifejezve és figyelembe véve (5) és (7) egyenleteket kapjuk, hogy

$$g^2 = 2(R_b + j\omega L_b)(G + j\omega C) \quad (19)$$

A két vezető külső induktivitása

$$L_k = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{d}{a} \quad (20)$$

A (2)-ben szereplő k^2 kifejezése átírható a (18) és (20) alapján

$$k^2 = j\omega\mu j\omega\epsilon_k = j\omega L_k(j\omega C + G) \quad (21)$$

(19) és (21)-t a (2)-be helyettesítve meghatározhatjuk a γ^2 értékét

$$\gamma^2 = [2R_b + j\omega(2L_b + L_k)][G + j\omega C] \quad (22)$$

A (22) megegyezik a távíróegyenletek alapján meghatározott γ -re vonatkozó kifejezéssel. A Lecher tápvonal elektromágneses tere tulajdonképpen két egyforma, de egymással szemben haladó Sommerfeld felületi hullám összege. Így a Lecher tápvonal esetében a dielektrikumban a tengelyirányban folyó össz-eltolási áram nulla. Így az eltolási áram elhanyagolása, ami a távíró egyenletek alapján történő számításnál történik, bizonyos közelítéssel helyes eredményt ad. A közelítés pontossága attól függ, hogy a (14) és (15)-ben szereplő Hankel-függvényeket milyen pontosan közelítik meg a (10)-ben megadott kifejezések. Ha a g^2 -re a (19)-nél pontosabb egyenletet kívánunk felírni, akkor a (13)-ban levő $H_0^1(gd)$ -t a (10)-nél pontosabban kell megközelíteni. A következő tag figyelembevételével a pontosabb közelítés

$$H_0^{(1)}(x) \approx \left(1 - \frac{x^2}{4}\right) \ln(-jmx) \quad (23)$$

$x \rightarrow 0$

A (23) figyelembevételével a (13)-ból kapjuk

$$2(R_b + j\omega L_b)(G + j\omega C) =$$

$$= g^2 \left[1 - \frac{g^2 d^2}{4 \ln \frac{d}{a}} \ln(-jmgd) \right] \quad (24)$$

A (24) g^2 -re egy transzcendens egyenlet ezt megoldva és a megoldást a (2)-be helyettesítve γ^2 -nek a (22)-nél pontosabb kifejezése kapható meg.

Aszimmetrikus elrendezésű kétvezetékes tápvonal

Vizsgáljuk meg azt az esetet, mikor a két vezető sugarának vagy fajlagos vezetéseinek az egyenlőségét nem kötjük ki.

A későbbiekből kiderül, hogy általánosságban nem lehet feltételezni, hogy a két vezető árama csak előjelben tér el egymástól. A Sommerfeld-féle felületi hullámvezető példa arra, hogy a vezető vezetési árama a vezetők kívüli eltolási árammal zárul. Így a folytonossági egyenlet nincs megsértve akkor sem, ha egy adott keresztmetszetben a vezetők összaráma nem nulla.

A továbbiakban a számításainkat már csak arra az esetre korlátozzuk, amikor a Hankel-függvényekre érvényes a (10)-es közelítése. Az egyik vezető jellemzőit 1-es, a másikat 2-es indexszel fogjuk jelölni.

A (12) és (13)-hoz hasonlóan felírva az E_z értékét a vezetők felületére a (6) egyenletnél leírtak figyelembevételével kapjuk, hogy

$$\begin{aligned} I_1 Z_{b1} &= I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ I_2 Z_{b2} &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{aligned} \quad (25)$$

Ahol I_1, I_2 a vezetők árama, Z_{b1}, Z_{b2} a vezetők belső impedanciája, Z_{11}, Z_{22} a (14), Z_{12}, Z_{22} (15)-ös egyenlettel definiált ön-, illetve kölcsönös impedanciák. A Hankel-függvények (10) közelítését figyelembe véve $Z_{21} = Z_{12}$. Feltételezve, hogy $I_2 = -I_1$, a (25) két egyenletéből g^2 -re általában két különböző érték adódik ki, vagyis a két egyenlet között ellentmondás van. Ha csak a két egyenlet különbségéből adódó egyenletet elégítjük ki, akkor már feltételezhető, hogy $I_2 = -I_1$. Az így kapott egyenlet a (14) és (15) figyelembevételével

$$Z_{b1} + Z_{b2} = Z_{11} + Z_{22} - 2Z_{12} = \frac{g^2}{j\omega\epsilon_k\pi} \ln \frac{d}{\sqrt{a_1 a_2}} \quad (26)$$

Ahol a_1, a_2 a vezetők sugara és d a tengelyeik közötti távolság. A (26)-ban szereplő g^2 szorzójának reciproka hasonlóan a (18)-hoz

$$\frac{j\omega\epsilon_k\pi}{\ln \frac{d}{\sqrt{a_1 a_2}}} = j\omega C + G \quad (27)$$

A (2), (21), (26), (27)-ből γ^2 -et kifejezve kapjuk, hogy

$$\gamma^2 = [R_{b1} + R_{b2} + j\omega(L_k + L_{b1} + L_{b2})][G + j\omega C] \quad (28)$$

A (28) megkapható a távíró egyenletekből. Ez azt jelenti, hogy aszimmetrikus vezetők esetén a távíró egyenletből kapható megoldás közelítést tartalmaz, ugyanis a (25) két egyenlete nincs külön-külön kielégítve, csak a kettő különbsége.

A (25) I_1 és I_2 -re homogén lineáris egyenletrendszer. Ennek a triviálistól eltérő megoldása csak akkor van, ha

$$(Z_{11} - Z_{b1})(Z_{22} - Z_{b2}) = Z_{12}^2 \quad (29)$$

A (29) g^2 -re egy transzcendens egyenlet. Lecher-tápvonal esetén

$$\begin{aligned} Z_{b1} &= Z_{b2} = Z_b, \quad Z_{11} = Z_{22} \text{ így} \\ Z_{11} - Z_b &= \pm Z_{12} \end{aligned} \quad (30)$$

A jobboldalon pozitív előjelet véve a (16)-ot kapjuk. A negatív előjel esetén fellépő megoldás értelmezésére visszatérünk.

A (29)-et a (25) valamelyik egyenletébe helyettesítve megkapjuk a két áram viszonyát.

$$\frac{I_1}{I_2} = \mp \sqrt{\frac{Z_{22} - Z_{b2}}{Z_{11} - Z_{b1}}} \quad (31)$$

Lecher-tápvonal esetén

$$\frac{I_1}{I_2} = \mp 1 \quad (32)$$

A felső előjelet véve kapjuk, hogy $I_1 = -I_2$. Ez éppen az az eset, amelyet az előző fejezetben tárgyaltunk. Az alsó előjelet véve $I_1 = I_2$. Ekkor a vezetópár lényegében egy vezetőt alkotva továbbít egy Sommerfeld-féle felületi hullámot. A kétféle áramarányhoz különböző terjedési együttható tartozik.

Ha a vezetők aszimmetrikusak, akkor a (31) két különböző előjelét véve szintén két különböző áramarány adódik ki, csak az áramok nagysága általában nem egyenlő egymással. A felső előjelet véve, amikor is a Lecher-vezetéknel $I_1 = -I_2$, a vizsgált módust L , míg az alsó előjelnek megfelelő módust S módusnak fogjuk hívni.

A (30)-ból meghatározható mind az L , mind az S módushoz tartozó g^2 értékek (g_L^2 , g_S^2). Ezeket a (2)-be helyettesítve megkapható a két γ^2 érték.

$$\begin{aligned} \gamma_L^2 &= k^2 + g_L^2 \\ \gamma_S^2 &= k^2 + g_S^2 \end{aligned} \quad (33)$$

A különböző g^2 értékekhez természetesen különböző Z_{11} , Z_{22} , Z_{12} értékek tartoznak. Ezekből meghatározható a két módusnál az áramok viszonya.

$$\frac{I_{1L}}{I_{2L}} = -\sqrt{\frac{Z_{22L} - Z_{b2}}{Z_{11L} - Z_{b1}}} = \frac{1}{A_L}, \quad \frac{I_{1S}}{I_{2S}} = \sqrt{\frac{Z_{22S} - Z_{b2}}{Z_{11S} - Z_{b1}}} = \frac{1}{A_S} \quad (34)$$

A (34) alapján a két vezetón a z irányba terjedő hullámok egyenletei

$$\begin{aligned} i_1(z, t) &= I_{1L} e^{-\gamma_L z} + j\omega t + I_{1S} e^{-\gamma_S z} + j\omega t \\ i_2(z, t) &= I_{1L} A_L e^{-\gamma_L z} + j\omega t + I_{1S} A_S e^{-\gamma_S z} + j\omega t \end{aligned} \quad (35)$$

Az, hogy egy adott esetben az L és S módus milyen mértékben jön létre az a gerjesztés módjától függ. Ha a távvezeték feszültségforrásairól gerjesztjük és nem kötjük ki, hogy a táplálás helyén a két vezeték árama egymással egyenlő legyen (ami a feladatot túl határozottá tenné), akkor csak L módus keletkezik. Ha csak az egyik vezetőt gerjesztjük

áramgenerátorral, míg a másik vezetőre semmilyen gerjesztést nem adunk, akkor csak S módus keletkezik. Ha viszont mindkét vezetékét áramgenerátorral gerjesztjük, azaz előírjuk, hogy egy adott helyen a vezetékben folyó áramok I_1 és I_2 legyen, akkor általában L és S módus együttesen keletkezik. Legyen ez az adott hely $z = 0$. Ekkor a (34) alapján:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{1L} + I_{1S} \\ I_2 &= I_{1L} A_L + I_{1S} A_S \end{aligned} \quad (37)$$

A (37)-ből

$$I_{1L} = \frac{I_1 A_S - I_2}{A_S - A_L}, \quad I_{1S} = \frac{I_2 - I_1 A_L}{A_S - A_L} \quad (38)$$

A (37) és (38) matrix egyenletben

$$\mathbf{I} = \mathbf{A} \mathbf{I}_1, \quad \mathbf{I}_1 = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{I} \quad (39)$$

ahol

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_1 = \begin{bmatrix} I_{1L} \\ I_{1S} \end{bmatrix} \quad (40)$$

és

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ A_L & A_S \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{A_S - A_L} \begin{bmatrix} A_S & -1 \\ A_L & 1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

Többvezetős rendszerek

Többvezetős rendszerek esetén minden vezető felületére felírható az E_z értéke, mint az összes vezető által létrehozott E_z összege, és ez egyenlő a vezető árama szorozva a vezető belső impedanciájával [hasonlóan a (25)-höz]. Ha a vezetők száma n , akkor a k -ik vezetőre felírható egyenlet

$$I_k Z_{bk} = I_1 I_{1k} + I_2 Z_{2k} + \dots + I_k Z_{kk} + \dots + I_n Z_{nk} \quad (42)$$

Valamennyi vezető felületére felírt egyenlet I_k értékekre n egyenlethből álló homogén egyenletrendszer ad. Ennek csak akkor van a triviálistól eltérő megoldása, ha

$$D = \begin{vmatrix} Z_{11} - Z_{b1} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} - Z_{b2} & \dots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & \vdots & \dots & Z_{nn} - Z_{bn} \end{vmatrix} = 0 \quad (43)$$

Ahol Z_{bk} a vezetőknek a (6)-os egyenlettel számolható belső impedanciája, Z_{kk} a (14) egyenlet által a k -ik vezetőre definiált önimpedancia, Z_{kj} pedig a k és j -ik vezetők között a (15) alapján meghatározható kölcsönös impedancia

$$Z_{kj} = \frac{-g^2}{j\omega \epsilon_k 2\pi} \ln(-jmgd_{jk}) \quad (44)$$

Ahol d_{kj} a k és j -ik vezető tengelyei közötti távolság. A (43)-ból a g^2 értékei meghatározhatók. A numerikus számítás a (43) transzcendens egyenlet lévén nehézkes. Az egyenletnek általában n gyöke van. Így a (2)-ből γ^2 -re is általában n érték adódik ki. Vagyis egy n vezetőből álló rendszerben általában n módus keletkezik, mindegyik más és más terjedési együtthatóval. Minden egyes módushoz egy meghatározott áramarány tartozik. Jelöljük az

egyes módusokat $\alpha, \beta, \dots, \nu$ görög betűkkel. A κ -dik módushoz tartozó áramarányok meghatározhatók a D -nek a $\bar{\kappa}$ -ik módus esetén fellépő $D_{\bar{\kappa}}$ kifejezéséből. Az 1 és $\bar{\kappa}$ -ik vezető áramának hányadosa a $D_{\bar{\kappa}}$ utolsó sorának 1. és $\bar{\kappa}$ -ik eleméhez tartozó alde-termináns hányadosa

$$\frac{I_{1\bar{\kappa}}}{I_{\bar{\kappa}\bar{\kappa}}} = \frac{D_{\bar{\kappa}1}}{D_{\bar{\kappa}\bar{\kappa}}} = A_{1\bar{\kappa}} \quad (45)$$

Ez azt jelenti, hogy egy adott módusnál valamelyik vezető, jelen esetben az 1-es vezető áramát felvéve a többi áram meghatározott értékű lesz.

A (39) általánosítható több vezető esetére. Az egyes vezetők áramát egy adott z értéknél összefoglalhatjuk egy I oszlopmátrixba. Hasonlóan az 1-es vezető különböző módusaihoz tartozó áramát szintén összefoglaljuk egy I oszlopmátrixba. Az A -ból egy kvadratikussá mátrix alkotható.

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{I}_1 = \begin{bmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \\ \vdots \\ I_{1\nu} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ A_{2\alpha} & A_{2\beta} & \dots & A_{2\nu} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ A_{n\alpha} & A_{n\beta} & \dots & A_{n\nu} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Az I és I_1 közötti kapcsolat

$$\mathbf{I} = \mathbf{A} \mathbf{I}_1 \quad \mathbf{I}_1 = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{I} \quad (47)$$

Adott I mellett a (47) segítségével meghatározható I_1 -nek az egyes módusokhoz tartozó értékei. Ezek mind különböző γ terjedési együtthatóval terjednek. Így a vezetők áramának aránya a z koordinátától függ. Adott z helyen az $i_1(z)$ értékekből a (47) alapján az $i(z)$ -ek meghatározhatók.

$$\mathbf{i}_1(z) = \begin{bmatrix} I_{1\alpha} e^{-\gamma_{\alpha} z} \\ I_{1\beta} e^{-\gamma_{\beta} z} \\ \vdots \\ I_{1\nu} e^{-\gamma_{\nu} z} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}(z) = \mathbf{A} \mathbf{i}_1(z) \quad (48)$$

Többszörös gyökök esete, ideális vezetők

Az eddigi megfontolások arra az esetre vonatkoznak, amikor a (43)-as egyenletnek n darab különböző gyöke van. Ha az egyenletnek összeeső gyökei vannak, akkor a terjedési együtthatók száma n -nél kisebb. Az összeeső gyökhöz tartozó módusnál egy adott vezető áramának értéke nem határozza meg a (45) alapján a többi áramot. Ekkor az adott módus annyi vezető áramának szabadon felvett értéke mellett lehetséges, ahányszoros a gyök. A tényleges áramértékeket a gerjesztések szabják meg. A többszörös gyökök esetével azonban nem foglalkozunk

részletesebben, csupán ennek egy speciális esetét az ideális vezetők fellépő viszonyokat vizsgáljuk meg.

Ideális vezetőknek a vezetők Z_b belső impedanciája zérus. A Sommerfeld-féle felületi hullám ebben az esetben nem jön létre. Így az ideális vezetők viszonyai csak mint határeset tárgyalhatók.

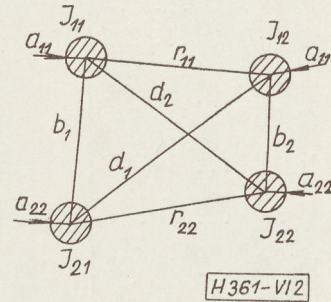
$Z_b = 0$ esetben Lecher-vezetéknek a (19)-ből g^2 -re zérus adódik ki. Általános esetben a (43)-nak $g^2 = 0$ szintén megoldása, ahol 0 éppen n -szeres gyök. A $g^2 = 0$ értéket a (21) egyenletbe helyettesítve a terjedési együtthatóra kapjuk:

$$\gamma = \pm k = \pm j\omega \sqrt{\mu \epsilon_k} \quad (49)$$

Ideális vezeték esetén a terjedési együttható meg- egyezik az adott dielektrikumban síkhullámok ese- tén fellépő terjedési együtthatóval. A dielektrikum- ban tengelyirányban eltolási áram nem folyik, így egy adott keresztmetszetben a vezetők összarámá- nak kell zérust adni. A tényleges fellépő áramértéke- ket a gerjesztés szabja meg.

Vezetőpárok közelítő számítása

A (43) numerikus megoldása nehézkes. Ha a térben több egymással párhuzamos Lecher-vezetőpár van elhelyezve, akkor azzal a közelítéssel, amit az aszim- metrikus vezetékpárnál a (26) jelent a (25)-höz, illetve a (29)-hez képest a (43)-ból egy egyszerűbb nem transzcendens egyenlet vezethető le. Ha az egyes vezetőpárok szimmetrikus elrendezésűek, általában az elektromos viszonyok akkor is aszimmetrikusak lesznek a többi vezetőpár elhelyezésétől függően. Vizsgáljunk meg először egy két vezetőpárból álló rendszert (2. ábra). Az 1-es vezetőpár vezetőinek árama I_{11}, I_{12} , a 2-es vezetőpáré I_{21}, I_{22} . Az a_{11}, a_{22} sugarak és $r_{11}, r_{22}, b_1, b_2, d_1, d_2$ távolságok jelentése a 2. ábrából kiolvasható.



2. ábra

Írjuk fel az egyes vezetők felületén fellépő E_z -re vonatkozó (42)-es egyenletet a (14) és (44) figyelem- bevételével.

$$\begin{aligned} I_{11} Z_{b1} &= \frac{-g^2}{j\omega \epsilon_k 2\pi} [I_{11} \ln(-jmg_{a_{11}}) + I_{12} \ln(-jmgr_{11}) + I_{21} \ln(-jmg_{b_1}) + I_{22} \ln(-jmg_{d_1})] \\ I_{12} Z_{b1} &= \frac{-g^2}{j\omega \epsilon_k 2\pi} [I_{11} \ln(-jmgr_{11}) + I_{12} \ln(-jmg_{a_{11}}) + I_{21} \ln(-jmg_{d_2}) + I_{22} \ln(-jmg_{b_2})] \\ I_{21} Z_{b2} &= \frac{-g^2}{j\omega \epsilon_k 2\pi} [I_{11} \ln(-jmg_{b_1}) + I_{12} \ln(-jmg_{d_2}) + I_{21} \ln(-jmg_{a_{22}}) + I_{22} \ln(-jmgr_{22})] \\ I_{22} Z_{b2} &= \frac{-g^2}{j\omega \epsilon_k 2\pi} [I_{11} \ln(-jmg_{d_1}) + I_{12} \ln(-jmg_{b_2}) + I_{21} \ln(-jmgr_{22}) + I_{22} \ln(-jmg_{a_{22}})] \end{aligned} \quad (50)$$

A továbbiakban azt a közelítést alkalmazzuk, hogy $I_{11} = -I_{12} = I_1$ és $I_{21} = -I_{22} = I_2$. Ekkor az (50)-nek az 1. és 2., és hasonlóan a 3. és 4. egyenlete általában ellentmondásossá válik. Hogy a felhasznált egyenleteink ne legyenek ellentmondásban egymással, nem elégítjük ki külön az (50)-nek mind a négy egyenletét. Az (50)-nek az 1. és 2. továbbá a 3. és 4. egyenletét egymásból kivonva kapunk két egyenletet. Ennek a kettőnek a kielégítése már a fenti közelítéssel nem kerül ellentmondásba.

$$\begin{aligned} I_1 2Z_{b1} &= \frac{g^2}{j\omega\epsilon_k\pi} \left[I_1 \ln \frac{r_{11}}{a_{11}} + I_2 \ln \frac{r_{12}}{a_{12}} \right] \\ I_2 2Z_{b2} &= \frac{g^2}{j\omega\epsilon_k\pi} \left[I_1 \ln \frac{r_{12}}{a_{12}} + I_2 \ln \frac{r_{22}}{a_{22}} \right] \end{aligned} \quad (51)$$

ahol

$$r_{12} = \sqrt{d_1 d_2} \quad a_{12} = \sqrt{b_1 b_2} \quad (52)$$

Az (51)-et általánosítva n vezetópárból álló rendszerre a k -ik vezetópárra kapott egyenlet:

$$\begin{aligned} I_k 2Z_{bk} &= \frac{g^2}{j\omega\epsilon_k\pi} \times \\ &\times \left[I_1 \ln \frac{r_{1k}}{a_{1k}} + I_2 \ln \frac{r_{2k}}{a_{2k}} + \dots + I_n \ln \frac{r_{nk}}{a_{nk}} \right] \end{aligned} \quad (53)$$

Az (53)-as egyenlet mátrix egyenlet alakjában felírva

$$\left(\frac{g^2}{j\omega\epsilon_k\pi} \mathbf{M} - \mathbf{Z}_b \right) \mathbf{I} = 0 \quad (54)$$

ahol

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_b &= \begin{bmatrix} Z_{b1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_{b2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Z_{bn} \end{bmatrix} \\ \mathbf{M} &= \begin{bmatrix} \ln \frac{r_{11}}{a_{11}} & \ln \frac{r_{12}}{a_{12}} & \dots & \ln \frac{r_{1n}}{a_{1n}} \\ \ln \frac{r_{21}}{a_{21}} & \ln \frac{r_{22}}{a_{22}} & \dots & \ln \frac{r_{2n}}{a_{2n}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln \frac{r_{n1}}{a_{n1}} & \ln \frac{r_{n2}}{a_{n2}} & \dots & \ln \frac{r_{nn}}{a_{nn}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (55)$$

Az (54) az I -kre egy homogén lineáris egyenletrendszer. Ennek a triviálisától eltérő megoldása akkor van, ha az egyenletek együtthatóiból képzett determináns értéke nulla

$$\left| \frac{g^2}{j\omega\epsilon_k\pi} \mathbf{M} - \mathbf{Z}_b \right| = 0 \quad (56)$$

Az (56)-os egyenlet szemben a (43)-mal g^2 -re n -ed fokú nem transzcendens, algebrai egyenlet. Az egyenletből általában n gyököt kapunk. Vagyis a most közölt közelítés a gyökök számát 2 n -ről n -re csök-

kentette. A g^2 minden egyes gyökéhez a (2) alapján egy γ^2 érték, és egy módus tartozik. Adott áramok hasonlóan (47)-hez felbonthatók a módusuk szerint, és így a hullámok terjedése számolható.

Az (56)-os egyenlet levezethető a vezetékrendszerekre általánosított távíróegyenletekből is, mint ahogy a (26) is levezethető a távíróegyenletekből. A távíró egyenletekből történő levezetésnek a most bemutatott számítással szemben történő előnye, hogy abban a feszültségek is szerepelnek. Így, ha a távvezeték elején levő feszültségek adottak, továbbá, ha a távvezeték rendszerekre reflexiót akarunk számolni, a távíróegyenletek alapján történő számítás a célszerűbb. Az (56)-os egyenlet levezetése viszont rámutatott arra, hogy a távíró egyenletek alapján történő számítás milyen közelítést jelent a pontosabb előzőleg tárgyalt számításához képest.

Összefoglalás

A hengeres vezetékekből álló távvezetékek elmélete tárgyalható az elektromágneses tér alapján, mint az egyes vezetők Sommerfeld-féle felületi hullámainak szuperpozíciója. Lecher-vezetékpárnál, ha a vezeték sugara és távolsága elhanyagolható a hullámhosszhoz képest a terjedési együtthatóra kapott közelítő kifejezés megegyezik a távíró egyenletekből kapott eredménnyel. A távíró egyenletekkel történő számítás a dielektrikumban folyó tengelyirányú eltolási áramot elhanyagolja. Különböző sugarú vagy anyagú vezetők esetén a tengelyirányú eltolási áram figyelembevételével kiderül, hogy általában a vezetők árama nem egyezik meg egymással. Sokvezetős rendszer esetén általában mind a pozitív, mind a negatív irányban haladó hullámhoz annyi különböző terjedési együtthatójú módus tartozik, amennyi a vezetők száma. Minden egyes módusnál a vezetékek áramainak a viszonya meghatározott értékű. Ennek megfelelően adott áramok esetén egy vezetékrendszer számításánál az áramokat módusokra kell felbontani, és ha szükséges, adott helyen módusokat összetenni. Ideális vezetékeknél a különböző terjedési együttható értékek összeesnek és megegyeznek a síkhullám esetén a dielektrikumban fellépő terjedési együtthatóval.

A vázolt módszernek a gyakorlati számítások felhasználásánál két nehézsége van. Az egyik, hogy a numerikus számításokkor transzcendens egyenleteket kell megoldani. A másik pedig, hogy az egyenletekben a feszültségek közvetlenül nem szerepelnek, és így reflexió számítás, adott lezárás esetén történő bemenő impedancia számítás nehézkes.

IRODALOM

1. G. Mie: Elektrische Wellen an zwei parallelen Drähten. Annalen der Physik. 1900 Band 2. S. 201–249.
2. A. Sommerfeld: Über die Fortpflanzung elektrodynamischer Wellen längs eines Drahtes. Annalen der Physik und Chemie. 1899. Band 67. No. 2. 233–290.
3. Simonyi K.: Elméleti Villamosságtan. Tankönyv Kiadó 1962.

FM mérődemodulátorok linearitásának mérése*

ETO 621.376.33 : 621.317.35

Frekvenciamodulált jelek vizsgálatának a céljaira fejlesztett mérődemodulátorok tulajdonságainak pontos megállapítása, valamint ilyen mérődemodulátorok gyártásbeli beállítása és végellenőrzése szükségessé tette olyan mérési eljárás és mérőberendezés kidolgozását, mely a demodulációs karakterisztika linearitásának, illetve a keletkező torzításnak üzemi viszonyok közti mérésére alkalmas.

A demodulátor feladata a pillanatnyi frekvencia változásainak a kimenő feszültség változásaiba való átalakítása. Ideális esetben az átalakítás pontosan arányosan történik, azaz a demodulátor karakterisztikája tökéletesen lineáris. Ha a demodulátor karakterisztikája nem ideális, azaz a lineáristól eltérési hibával rendelkezik, akkor ez a körülmény a demodulált jelen nemlineáris demodulációs torzítást eredményez.

Ha a lineáristól való eltérés nem túl nagy, a demodulációs jelleggörbe hatványsorral közelíthető meg.

$$U = a_0 + a_1 \Delta F_r + a_2 \Delta F_r^2 + a_3 \Delta F_r^3 + \dots \quad (1)$$

ahol

$$\Delta F_r = \frac{\Delta F(t)}{f_k} \quad (2)$$

azaz a relatív frekvencialököt egyenlő a közép-frekvenciára vonatkoztatott frekvencialökettel. Ha a löketfrekvencia szinuszos, akkor:

$$\Delta F(t) = \Delta F_a \cos \omega_a t \quad (3)$$

A relatív frekvencialököt:

$$\Delta F_r = \frac{\Delta F_a}{f_k} \cos \omega_a t \quad (4)$$

Ezt behelyettesítve a demodulációs karakterisztikát reprezentáló hatványsorba az alábbi spektrum keletkezik:

$$U = A_0 + A_1 \cos \omega_a t + A_2 \cos 2\omega_a t + A_3 \cos 3\omega_a t + \dots \quad (5)$$

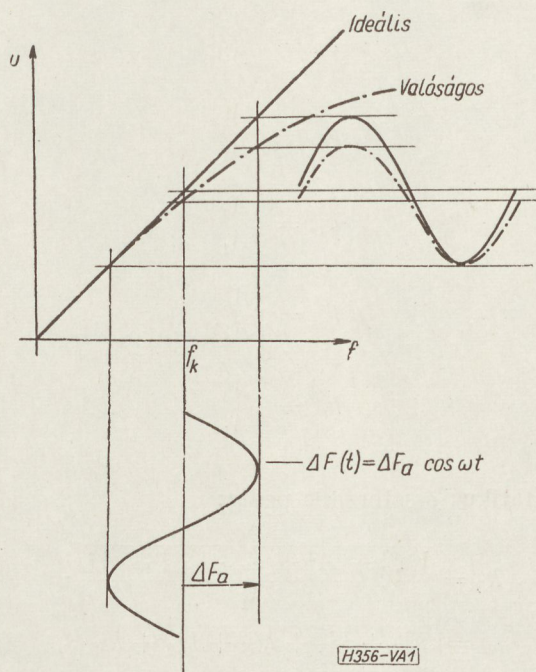
Ezeket a torzításokat, amelyek így keletkeznek, sztatikus, vagy első típusú torzításoknak nevezik.

A két elnevezés közül a sztatikus elnevezésnek van fizikai tartalma, mivel az (1) egyenlet a ΔF_r lassú változásaira, azaz sztatikus viszonyok között írja le pontosan a demodulációs karakterisztikát.

Így az (1) egyenletre a sztatikus jelleggörbe, a keletkezett torzításra a sztatikus torzítás elnevezés terjedt el.

Az (1) egyenlet és a belőle levont következtetések mindaddig fennállnak, míg a moduláló frekvencia a hordozó frekvenciához képest kicsi marad, ami a gyakorlati esetekben általában feltételezhető.

Az (1) egyenlet ΔF_r gyors változásai esetén már nem írja le pontosan a viszonyokat. Kvázistacionárius állapot feltételezése mellett a helyes közelítő egyenlet ekkor két hatványsor összegeként írható fel. Ez esetben adalékosan a torzításnak még egy másik fajtája fog fellépni. Ezen torzításokat a demodulátorban, valamint a demodulátort megelőző egyéb áramkörökben (Kf erősítők, limiter, stb) az a körülmény hozza létre, hogy ezekben a fázistolás a frekvenciának nem lineáris függvénye. Az ilyenkor keletkező torzításokat dinamikus vagy második típusú torzításoknak szokták nevezni. Fizikai tartalma a dinamikus elnevezésnek van, mivel ez a gyors változások hatására történő, azaz dinamikus viszonyok közt való fellépésre utal. Ezen dinamikus torzításokkal és ezek mérésével jelen cikk nem foglalkozik.



1. ábra. Ideális és valóságos demodulátor karakterisztikák és a rajtuk keletkező demodulált jelek

*A Műszeripari Kutató Intézetben kifejlesztett frekvencialöketmérő készülék egyik bemérő célkészülékével kapcsolatos elvi vizsgálatok

A sztatikus torzítások

Az (1) egyenletnek hatodfokú hatványsorral való közelítése esetén szinuszos moduláló jel mellett a demodulátor kimenetén az alábbi spektrum keletkezik:

$$U = A_0 + A_1 \cos \omega_a t + A_2 \cos 2\omega_a t + A_3 \cos 3\omega_a t + A_4 \cos 4\omega_a t + A_5 \cos 5\omega_a t + A_6 \cos \omega_a t \quad (6)$$

A spektrum egyes amplitúdói az alábbiak:

$$A_0 = a_0 + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^2 + a_4 \frac{3}{8} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^4 + a_6 \frac{5}{16} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^6 \quad (7)$$

$$A_1 = a_1 \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right) + a_3 \frac{3}{4} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^3 + a_5 \frac{5}{8} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^5 \quad (8)$$

$$A_2 = a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^2 + a_4 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^4 + a_6 \frac{15}{32} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^6 \quad (9)$$

$$A_3 = a_3 \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^3 + a_5 \frac{5}{16} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^5 \quad (10)$$

$$A_4 = a_4 \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^4 + a_6 \frac{3}{16} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^6 \quad (11)$$

$$A_5 = a_5 \frac{1}{16} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^5 \quad (12)$$

$$A_6 = a_6 \frac{1}{32} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k} \right)^6 \quad (13)$$

Az így nyert amplitúdókkal a sztatikus torzítás már számolható:

$$k_{2s} = \left| \frac{A_2}{A_1} \right| \quad (14)$$

$$k_{3s} = \left| \frac{A_3}{A_1} \right| \quad (15)$$

$$k_{4s} = \left| \frac{A_4}{A_1} \right| \quad (16)$$

$$k_{5s} = \left| \frac{A_5}{A_1} \right| \quad (17)$$

$$k_{6s} = \left| \frac{A_6}{A_1} \right| \quad (18)$$

A sztatikus össztorzítás pedig:

$$k_s = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2 + A_6^2}}{A_1} = \sqrt{k_{2s}^2 + k_{3s}^2 + k_{4s}^2 + k_{5s}^2 + k_{6s}^2} \quad (19)$$

Ezzel a sztatikus torzítások értékei hatodfokú közelségig adóttak.

A sztatikus átviteli tulajdonságoknak és a nemlineáris sztatikus torzításoknak mérése

A demodulációs karakterisztika okozta sztatikus átviteli tulajdonságok és a nemlineáris sztatikus torzítások meghatározásához tulajdonképpen az (1) egyenlet együtthatóit kell meghatározni.

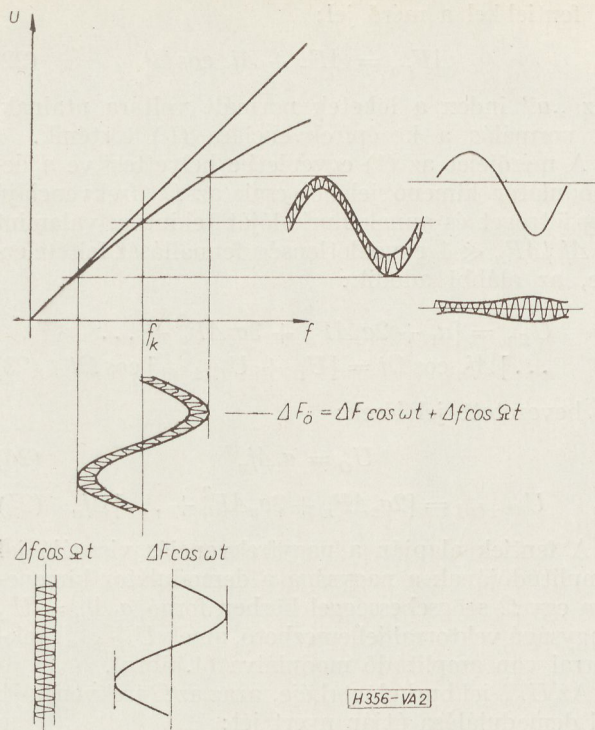
Elsőként a demodulációs karakterisztika pontról pontra való felvételének lehetősége adódik. Ez a módszer előnytelen, mert részben nem az üzemi viszonyok melletti állapotban hajtja végre a karakterisztika vizsgálatát, részben mert az egyes karakterisztika pontokban mért adatok pontos lemerése nehézségekbe ütközik. Különösen jó linearitású karakterisztikák kis nemlinearitásának (pl. 0,1% körüli torzításnak) a kimérése nem kielégítő pontosságú. Ezenkívül a mérés igen időigényes, így a változtatások következtében létrejövő karakterisztika változás hosszú mérési, rajzolási munkával és pontatlanul tehető csak némileg szemléletessé. Ezt a szemléletességet valamivel tovább növeli az, ha a mérni kívánt szakaszon belül sok mérési pont felvétele mellett ábrázoljuk a differenciahányados görbét is.

Második lehetséges módszerként a közvetlen torzításmérés adódik. A közvetlen torzításmérés azonban nagy nehézségekbe ütközik, mivel a modulátorok és a moduláló jel jelforrásainak torzításai a mérési eredményben kiértékelhetetlenül foglaltatnak. Ez abból a tényből következik, hogy egy négy-pólus torzítása önmagát nem definiálható, csak jellel együtt. Megoldás lenne a moduláló jel és a modulátor torzításnak igen kis értékben való tartása. Ez azonban főleg a modulátorok vonatkozásában technikai okokból nem realizálható. Így olyan mérési elv és módszer szükséges a sztatikus átviteli tulajdonságok és így a sztatikus torzítás mérésére, amely — a vizsgáló jelnek vagy jeleknek még kényelmesen elérhető, nem nagy torzítás értékei mellett is — pontos, könnyen kiértékelhető, gyors és szemléletes és lehetőleg üzemi viszonyok között végezhető. A fenti követelményeknek eleget tevő módszernek ígérkezik a továbbiakban ismertetendő „sztatikus meredekség mérési” vagy másnéven „differenciális módszer”, amely nem a demodulációs karakterisztikát, hanem ennek deriváltját teszi vizsgálat tárgyává üzemi viszonyok között.

A mérési módszer intermodulációs elven épül fel. A Kf erősítő, a limiterek és a demodulátor tulajdonságainak eredőjeként létrejövő demodulációs karakterisztika vizsgálatára két egymásra szuperponált rezgést, mint a középfrekvenciás jel frekvencia modulációját kell létrehozni. Ez az alábbi módon érhető el.

Két közel egyforma névleges frekvenciájú (pl. 30 MHz) nagyfrekvenciás oszcillátorra van szükség. Ezek frekvenciamodulálhatók. Az egyik viszonylag kis kitérítő frekvenciával (ω) (pl. 30 Hz), de nagy amplitúdóval $1/2$ z modulálva. Az így kapott löket (ΔF) nagyságának állíthatónak — és maximálisan a vizsgálni kívánt demodulációs karakterisztika tartomány felével egyenlőnek — kell lennie.

A másik nagyfrekvenciás oszcillátor viszonylat nagy — de a vizsgált demodulátor specifikált mo-

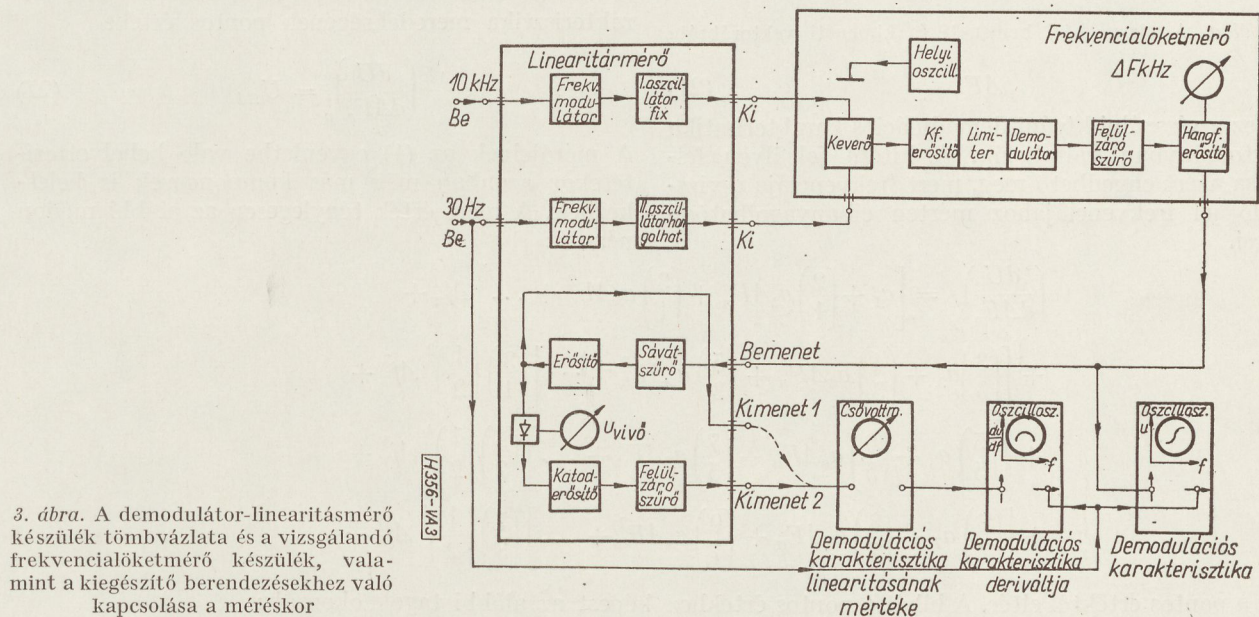


2. ábra. Sztatikus meredekségmérés

ellenállású csatlakozókon és kábeleken keresztül. A keverőben a középfrekvenciára képződik le a két modulációs ingadozás, mint ezek szuperpozíciója. Az így kapott frekvenciaingadozás (ΔF_o) (2. ábra) kisfrekvenciás (ω) (30 Hz) nagyamplitúdójú (ΔF) változása a demodulációs karakterisztika helyi meredekségeinek letapogatása szempontjából mintegy hordozójává lesz a nagyfrekvenciás (Ω) (10 kHz) kis amplitúdójú (Δf) vizsgáló jelnek.

A nagy amplitúdójú kitérítő jel a teljes vizsgálendő demodulációs karakterisztikát végigfutja. Ezen kisfrekvenciás ingadozás periódus ideje alatt a rajta ülő nagyfrekvenciás kisamplitúdójú vizsgáló jel a demodulációs karakterisztika kis szakaszait tapogatja le és így a szakaszok helyi meredekségével arányos amplitúdókat vesz fel. Ha a helyi meredekségek változást mutatnak azaz a karakterisztika nemlineáris, akkor a nagyfrekvenciás vizsgáló jel kis amplitúdói a kisfrekvenciás kitérítő jel ütemében amplitúdómodulációt (intermodulációt) szenvednek. Az amplitúdómoduláció mértéke jellemző a nemlinearitás mértékére. Így ezt az ω frekvenciájú jelet kell Ω frekvenciájú vívóról leválasztani és mérni.

Az ilyen módon nyert jel a kitérő jellel — mint vízszintes eltérítő jellel — felrajzolva katódsugárcső ernyőjére, tulajdonképpen a demodulációs karakterisztika deriváltját eredményezi.



3. ábra. A demodulátor-linearitásmérő készülék tömbvázlata és a vizsgálandó frekvenciálöketmérő készülék, valamint a kiegészítő berendezésekhez való kapcsolása a méréskor

dulációs frekvenciái közül választott — frekvenciával (Ω) (pl. 10 kHz) van modulálva. E modulátorral nyerhető löket (Δf) értéke szintén állítható, de célszerű, ha maximuma az előbbi nagy löket maximumának 0,1-szeresét nem haladja meg. A két nagyfrekvenciás oszcillátor közül az egyik állandó frekvenciájú, a másik hangolható olyan mértékben, hogy a vizsgált demodulátorok középfrekvenciái (f_k) beállíthatók legyenek vele (pl. $0 \pm 1,5$ MHz).

A két nagyfrekvenciás jel a vizsgálni kívánt mérődemodulátor (frekvenciálöketmérő) keverőjére kerül egy-egy leválasztó fokozaton, megfelelő hullám-

A mérődemodulátor (löketmérő) kimenetén tehát első közelítésben megjelenik a kitérítő frekvenciájú komponens, valamint az arra szuperponált a kitérítő frekvenciával amplitúdómodulált vizsgáló jelkomponens. Az előzőkből látható módon az amplitúdómodulált vizsgáló jel, a hasznos jel. Így a kitérő frekvenciás komponens ki kell szűrni. A szűrőt egy erősítő követi, amely a modulált jelet a detektor számára megfelelő szintre emeli. Ezen erősítő előírt torzítási korláttal rendelkezik. A detektort egy katódkövető fokozat követi, majd ezt egy felülvágó szűrő, amely a vívót (vizsgáló jelet)

kiszűri és csak a modulálót és felharmónikusait engedi át. Az ilyen módon nyert jelet a készülékből külső csővoltmérőre és oszcilloszkópra vezetve, mérhető lesz a modulációsátlék és felrajzolható a derivált karakterisztika.

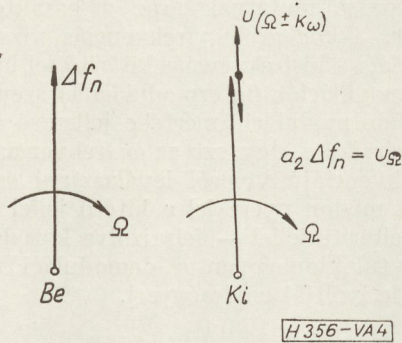
A statikus mereedségmérés fenti folyamatát matematikailag vizsgálva az alábbi megállapítások tehetők.

A nagyfrekvenciás vizsgáló jel amplitúdójának nagysága, egy Δf_n vektorral jellemezhető a vizsgálandó rendszerbe való bekerülés előtt. A vektor Ω körfrekvenciával forog körbe.

Ennek a vizsgáló jelnek a pillanatnyi értéke:

$$\Delta f_n \cos \Omega t \quad (20)$$

A kitérítő jel pillanatnyi értéke:



4. ábra. A vizsgáló-jel bemeneti és kimeneti vektorábrája

$$\Delta F_n \quad (21)$$

és ez a vizsgálni kívánt demodulációs karakterisztika tartományban váltakozik. A kitérő jel ilyen felírása azért engedhető meg, mert frekvenciája a vizsgáló jel frekvenciájához mérten elhanyagolhatóan kicsi.

$$\begin{aligned} \left(\frac{dU}{d\Delta F_r} \right)_m &= \left[a_1 + \left(\frac{2}{1} \right) a_2 \Delta F_n + \left(\frac{3}{1} \right) a_3 \Delta F_n^2 + \dots \right] \Delta f_n + \\ &+ \left[\left(\frac{3}{3} \right) a_3 + \left(\frac{4}{3} \right) a_4 \Delta F_n + \left(\frac{5}{3} \right) a_5 \Delta F_n^2 + \dots \right] \left(\frac{3}{1} \right) \left(\frac{1}{2} \right)^2 \Delta f_n^3 + \\ &+ \left[\left(\frac{5}{5} \right) a_5 + \left(\frac{6}{5} \right) a_6 \Delta F_n + \left(\frac{7}{5} \right) a_7 \Delta F_n^2 + \dots \right] \left(\frac{5}{2} \right) \left(\frac{1}{2} \right)^4 \Delta f_n^5 + \\ &+ \left[\left(\frac{7}{7} \right) a_7 + \left(\frac{8}{7} \right) a_8 \Delta F_n + \left(\frac{9}{7} \right) a_9 \Delta F_n^2 + \dots \right] \left(\frac{7}{3} \right) \left(\frac{1}{2} \right)^6 \Delta f_n^7 + \dots \end{aligned} \quad (28)$$

Ez a pontos értéktől eltér. A hibát a pontos értékhez képest az alábbi tagok okozzák:

$$\begin{aligned} &\left[\left(\frac{3}{3} \right) a_3 + \left(\frac{4}{3} \right) a_4 \Delta F_n + \left(\frac{5}{3} \right) a_5 \Delta F_n^2 + \dots \right] \left(\frac{3}{1} \right) \left(\frac{1}{2} \right)^2 \Delta f_n^5 + \\ &+ \left[\left(\frac{5}{5} \right) a_5 + \left(\frac{6}{5} \right) a_6 \Delta F_n + \left(\frac{7}{5} \right) a_7 \Delta F_n^2 + \dots \right] \left(\frac{5}{2} \right) \left(\frac{1}{2} \right)^4 \Delta f_n^3 + \\ &+ \left[\left(\frac{7}{7} \right) a_7 + \left(\frac{8}{7} \right) a_8 \Delta F_n + \left(\frac{9}{7} \right) a_9 \Delta F_n^2 + \dots \right] \left(\frac{7}{3} \right) \left(\frac{1}{2} \right)^6 \Delta f_n^7 + \dots \end{aligned} \quad (29)$$

A mért értéknek a pontos értéktől való eltérése abból adódik, hogy a vizsgáló jel amplitúdójának értéke nem differenciálisan kicsi mennyiség, azaz a mereedségmérés felbontóképessége szempontjából

A fentiekkel a mérő jel:

$$\Delta F_{rm} = \Delta F_n + \Delta f_n \cos \Omega t \quad (22)$$

Az „n” index a löketek normált voltára utalnak. A normálás a középfrekvenciára (f_k) történik.

A mérőjelet az (1) egyenletbe helyettesítve a demodulátor kimenő jeléből csak az Ω frekvenciájú feszültséget és annak burkolóját tekintve, valamint a $\Delta f_n / \Delta F_n \ll 1$ egyenlőtlenség fennállását feltételezve, az alábbi adódik:

$$\begin{aligned} U_{\Omega m} &= [a_1 + 2a_2 \Delta F_n + 3a_3 \Delta F_n^2 + \dots \\ &\dots] \Delta f_n \cos \Omega t = [U_{\Omega} + U_{(\Omega \pm k\omega)}] \cos \Omega t \end{aligned} \quad (23)$$

A bevezetett jelölések:

$$U_{\Omega} = a_1 \Delta f_n \quad (24)$$

$$U_{(\Omega \pm k\omega)} = [2a_2 \Delta F_n + 3a_3 \Delta F_n^2 + \dots] \Delta f_n \quad (25)$$

A fentiek alapján a nagyfrekvenciás vizsgáló jel amplitúdójának a nagysága a demodulátor kimenetén egy Ω szögsebességgel körben forgó $a_1 \Delta f_n = U_{\Omega}$ nagyságú vektorral jellemezhető, amely $U_{(\Omega \pm k\omega)}$ vektorral van amplitúdó modulálva (4. ábra).

Az $U_{\Omega m}$ jel burkológörbéje, azaz az Ω frekvenciájú jel demodulálása útján nyert jel:

$$U_{\Omega d} = [a_1 + 2a_2 \Delta F_n + 3a_3 \Delta F_n^2 + \dots] \Delta f_n \quad (26)$$

A (26) egyenlet tulajdonképpen a demodulációs karakterisztika merekségének pontos értéke

$$\left(\frac{dU}{d\Delta F_r} \right)_p = U_{\Omega d} \quad (27)$$

A mérőjelnek az (1) egyenletbe való behelyettesítésekor azonban még más komponensek is keletkeznek. A mért érték ténylegesen az alábbi módon néz ki:

ból nem ideális. A vizsgáló jel amplitúdójának minden határon túl való csökkentését gyakorlati okok korlátozzák, ezekről később lesz szó. A vizsgáló jel amplitúdójának a vizsgált tartomány méreteihez

képest való növelésének viszont a felbontóképesség erőteljes romlása szab határt.

Ez matematikailag a demodulációs karakterisztika meredekségének pontos értéke és mért értéke közötti eltérésében jelentkezik. Ez az eltérési hiba az alábbi:

$$\eta = \frac{\left(\frac{dU}{d\Delta F_r}\right)_m - \left(\frac{dU}{d\Delta F_r}\right)_p}{\left(\frac{dU}{d\Delta F_r}\right)_p} \quad (30)$$

$$\left(\frac{dU}{d\Delta F_r}\right)_m = \sum_{j=1}^{\infty} \binom{2j-1}{j-1} \left(\frac{1}{2}\right)^{2(j-1)} \Delta f_n^{2j-1} \sum_{i=2j-1}^{\infty} \binom{2j-i-1}{i} a_i \Delta F_n^{i-2j+1} \quad (32)$$

Az eltérési hiba a (30), (31), (32) egyenletekkel:

$$\eta = \frac{\sum_{j=2}^{\infty} \binom{2j-1}{j-1} \left(\frac{1}{2}\right)^{2(j-1)} \Delta f_n^{2(j-1)} \sum_{i=2j-1}^{\infty} \binom{2j-i-1}{i} a_i \Delta F_n^{i-2j+1}}{\sum_{i=1}^{\infty} i a_i \Delta F_n^{i-1}} \quad (33)$$

A (33) egyenletet tanulmányozva megállapítható, hogy az eltérési hiba adott eltérítő jel amplitúdó és vizsgáló jel amplitúdó mellett annál kisebb, minél alacsonyabb rendű karakterisztikája van a demodulátornak. Ez egyben azt is jelenti, hogy a lineárisabb karakterisztika a mérési módszerből következően pontosabban mérhető. Megállapítható még az a minőségi követelmény, hogy a hiba annál kisebb, minél kisebb a vizsgáló jel amplitúdója.

Az intermodulációs torzítás és a nemlineáris (Klirr) torzítás kapcsolata

A fentebbi mérési módszerrel nyert amplitúdó modulációs mélység mértéke tehát, mint ahogy az az előbbiekben is megállapítást nyert, jellemző a demodulációs karakterisztika nemlinearitásának mértékére. A nemlineáris átviteli karakterisztikák okozta torzításmérésére általánosan elterjedt jellemző a „torzítási tényező” vagy „Klirr faktor”.

A forgalomban előforduló frekvenciaöketmérő műszerek specifikációs adataiban is a demodulációs karakterisztika linearitási tulajdonságait adott kivezélés mellett fellépő Klirr-faktor értékekkel szokták jellemezni.

Ezen okok szükségessé teszik az intermodulációs-torzítás és a Klirr-torzítás közti kapcsolat keresését. Kiindulásként megállapítható, hogy mivel mérődemodulátorokról van szó, és mivel ezek tulajdonságai is csak nagylinearitású beállításban (végleges vagy véglegeshez közel eső beállításban) lényegesesek, így csak a kis intermodulációs mélységek és ennek megfelelően a kis Klirr-torzítási értékek közti kapcsolat megkeresése fontos.

Megállapítható továbbá, hogy nagy nonlinearítások esetén a fenti kapcsolatra könnyen áttekinthető a viszonyokat jól és szemléletesen ábrázoló összefüggés nem produkálható.

A fentiekből következően a demodulációs karakterisztikát a számításokban elegendő négyzetesen közelíteni.

A demodulációs karakterisztika meredekségének pontos értéke általános Taylor polinom esetén:

$$\left(\frac{dU}{d\Delta F_r}\right)_p = \sum_{i=1}^{\infty} i a_i \Delta F_n^{i-1} \Delta f_n \quad (31)$$

A demodulációs karakterisztika meredekségének mért értéke általános Taylor polinom esetén:

A demodulációs karakterisztika négyzetes közelítés esetén:

$$U = a_0 + a_1 \Delta F_r + a_2 \Delta F_r^2 \quad (34)$$

A (4) összefüggést behelyettesítve kimenő jelnek az alábbi adódik:

$$U = a_0 + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k}\right)^2 + a_1 \left(\frac{\Delta F_a}{f_k}\right) \cos \omega_a t + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_a}{f_k}\right)^2 \cos 2\omega_a t \quad (35)$$

A $\frac{\Delta F_a}{f_k}$ relatív kivezélés mellett fellépő torzítás:

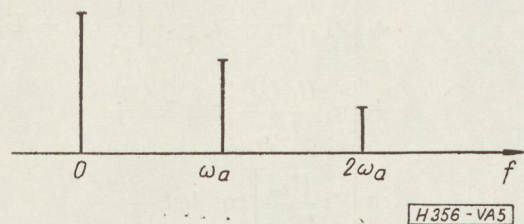
$$k = \frac{1}{2} \frac{a_2 \Delta F_a}{a_1 f_k} \quad (36)$$

Az intermodulációs mérési eljárás mérő jele (2. ábra):

$$\Delta F_{rm} = \frac{\Delta F}{f_k} \cos \omega t + \frac{\Delta f}{f_k} \cos \Omega t \quad (37)$$

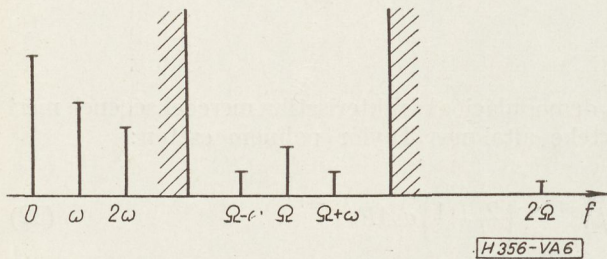
A demodulátor kimenetén megjelenő spektrum:

$$U = a_0 + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F}{f_k}\right)^2 + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_k}\right)^2 + a_1 \left(\frac{\Delta F}{f_k}\right) \cos \omega t + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F}{f_k}\right)^2 \cos 2\omega t +$$



5. ábra. Másodfokú hatványsorral közelített demodulációs karakterisztikán keletkező spektrum, egyetlen szinuszos bemenőjel esetén

$$+ a_1 \left(\frac{\Delta f}{f_k} \right) \cos \Omega t + a_2 \left(\frac{\Delta F}{f_k} \right) \left(\frac{\Delta f}{f_k} \right) \cos (\Omega \pm \omega) t + \\ + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_k} \right)^2 \cos 2\Omega t \quad (38)$$



6. ábra. Másodfokú hatványsorral közelített demodulációs karakterisztikán keletkező spektrum, két egymásra szupeporált szinuszos bemenőjel intermodulációja esetén

A $\left(\frac{\Delta F}{f_k} + \frac{\Delta f}{f_k} \right)$ relatív kivezérlés mellett fellépő

intermodulációs torzítás:

$$k_i = 2 \frac{a_2 \Delta F}{a_1 f_k} \quad (39)$$

A (36) és (39) összefüggések hányadosát képezve kapcsolat adódik a Klirr-torzítás és az intermodulációs torzítás között, kis nonlinearitású demodulációs karakterisztikák esetére.

$$k = \frac{1}{4} \frac{\Delta F_a}{\Delta F} k_i \quad (40)$$

A (40) összefüggést vizsgálva megállapítható, hogy ha a Klirr-torzítás vizsgálatnál alkalmazott jel amplitúdó ΔF_a azonos nagyságú az intermodulációs vizsgáló jel eltérítő jelének az amplitúdójával (ΔF), akkor a Klirr-torzítás értéke az intermodulációs torzítás értékénél négyszer kisebb. Ez azt is jelenti, hogy az intermodulációs torzításmérés négyszer érzékenyebb a Klirr-torzítás mérésénél.

Így az előbbi módszer alkalmazása a kis torzítás mérése szempontjából is előnyösebb.

$$U_{ki,r} = \alpha_0 + \alpha_2 \frac{1}{2} \frac{1}{U_{be0}^2} [U_\omega^2 + U_{2\omega}^2 + U_\Omega^2 + U_{2\Omega}^2 + 2U_{(\Omega \pm \omega)}^2] + \\ + \left[\alpha_1 \frac{U_\omega}{U_{be0}} + \alpha_2 \frac{1}{U_{be0}^2} (U_\omega U_{2\omega} + 2U_\Omega U_{(\Omega \pm \omega)}) \right] \cos \omega t + \\ + \left[\alpha_1 \frac{U_{2\omega}}{U_{be0}} + \alpha_2 \frac{1}{U_{be0}^2} \left(\frac{1}{2} U_\omega^2 + U_{(\Omega \pm \omega)}^2 \right) \right] \cos 2\omega t + \\ + \left[\alpha_2 \frac{U_\omega U_{2\omega}}{U_{be0}^2} \right] \cos 3\omega t + \\ + \left[\alpha_2 \frac{U_{2\omega}^2}{U_{be0}^2} \right] \cos 4\omega t + \\ + \left[\alpha_1 \frac{U_\Omega}{U_{be0}} + \alpha_2 \frac{1}{U_{be0}^2} (U_\omega U_{(\Omega \pm \omega)} + U_\Omega U_{2\Omega}) \right] \cos \Omega t +$$

A linearitásmérő felépítésével kapcsolatos meggondolások a mérési hiba szempontjából

A linearitásmérő mérőkörének blokkvázlata a 3. ábrán látható.

A felépítést megvizsgálva a mérőrendszer főbb tulajdonságainak kialakítására bizonyos meggondolások tehetők.

Az intermodulációs mérési eljárás vizsgáló jelének hatására a demodulátor, illetve a löketmérő rendszer kimenetén a 6. ábrán látható spektrum jelentkezik. A mérés szempontjából a hasznos jel komponens az Ω frekvenciájú intermodulációt szenvedett vizsgáló jelkomponens, a többit ki kell szűrni. A szűrőt erősítő követi, amely a detektor számára megemeli a vizsgáló jel szintjét. Az erősítő linearitási tulajdonságai a bejövő vizsgáló jel modulációs mélységét a szűrő szűrési mértékétől függően megváltoztatja. Ha az erősítő is viszonylag jó linearitású, akkor átviteli karakterisztikáját szintén elegendő másodfokú Taylor-polinommal közelíteni.

Így a ki (U_{ki}) és bemenő jel (U_{be}) közti kapcsolat:

$$U_{ki,r} = \alpha_0 + \alpha_1 U_{be,n} + \alpha_2 U_{be,n}^2 \quad (41)$$

Az n index a bemenő feszültség normált voltára utal, ahol a normálás az U_{be0} munkapontra vonatkozik.

$$U_{be,n} = \frac{U_{be}}{U_{be0}} \quad (42)$$

Célszerű megvizsgálni, hogy milyen spektrum keletkezik akkor, ha az erősítő átvitelére a (41) összefüggés áll fenn és a bemenetre a (38) egyenlettel adott jel kerül, azaz szűrés nincs egyetlen jelkomponensre sem.

A (38) egyenlethől csak a váltó komponens jut tovább a kapacitív leválasztás következtében. Az egyszerűbb felírás érdekében egy pár jelölés bevezetése szükséges a (38) egyenletben az amplitúdókra.

$$U_\omega = U_\omega \cos \omega t + U_{2\omega} \cos 2\omega t + U_\Omega \cos \Omega t + \\ + U_{(\Omega \pm \omega)} \cos (\Omega \pm \omega) t + U_{2\Omega} \cos 2\Omega t \quad (43)$$

Az erősítő kimenetén megjelenő feszültség:

$$\begin{aligned}
& + \left[\alpha_1 \frac{U_{(\Omega \pm \omega)}}{U_{be0}} + \alpha_2 \frac{1}{U_{be0}^2} (U_{\omega} U_{\Omega} + U_{2\omega} U_{(\Omega \pm \omega)} + U_{(\Omega \pm \omega)} U_{2\Omega}) \right] \cos (\Omega \pm \omega) t + \\
& + \left[\alpha_2 \frac{1}{U_{be0}^2} (U_{\omega} U_{(\Omega \pm \omega)} + U_{2\omega} U_{\Omega}) \right] \cos (\Omega \pm 2\omega) t + \\
& + \left[\alpha_2 \frac{U_{2\omega} U_{(\Omega \pm \omega)}}{U_{be0}^2} \right] \cos (\Omega \pm 3\omega) t + \\
& + \left[\alpha_1 \frac{U_{2\Omega}}{U_{be0}} + \alpha_2 \left(\frac{1}{2} U_{\Omega}^2 + U_{(\Omega \pm \omega)}^2 \right) \right] \cos 2\Omega t + \\
& + \left[\alpha_2 \frac{1}{U_{be0}^2} (U_{\omega} U_{2\Omega} + U_{\Omega} U_{(\Omega \pm \omega)}) \right] \cos (2\Omega \pm \omega) t + \\
& + \left[\alpha_2 \frac{1}{U_{be0}^2} \left(\frac{1}{2} U_{(\Omega \pm \omega)}^2 + U_{2\omega} U_{2\Omega} \right) \right] \cos (2\Omega \pm 2\omega) t + \\
& + \left[\alpha_2 \frac{U_{\Omega} U_{2\Omega}}{U_{be0}^2} \right] \cos 3\Omega t + \\
& + \left[\alpha_2 \frac{U_{(\Omega \pm \omega)} U_{2\Omega}}{U_{be0}^2} \right] \cos (3\Omega \pm \omega) t + \\
& + \left[\alpha_2 \frac{1}{2} \frac{U_{2\Omega}^2}{U_{be0}^2} \right] \cos 4\Omega t
\end{aligned} \tag{44}$$

Amint látható a spektrum jelentősen megváltozik és így a moduláció-százalék is.

A 6. ábrán látható spektrumból tehát el kell nyomni az ω , 2ω , valamint 2Ω frekvenciájú komponenseket. Ezek közül a legnagyobb amplitúdója az ω frekvenciájú összetevőnek van. Ezért a szűrés mértékére úgy célszerű megválasztani jellemzőt (γ), hogy az az ω frekvenciájú jel csillapított amplitúdójára vonatkoztassa az Ω frekvenciájú hasznos jel amplitúdóját.

$$\gamma = \frac{U_{\Omega}}{U_{\omega cs}} \tag{45}$$

A „cs” index a szűrés következtében létrejövő csillapított amplitúdó értékét jelöli. A szűrő tényleges csillapítási értéke:

$$\gamma' = \frac{U_{\omega}}{U_{\omega cs}} \tag{46}$$

Az U_{ω} és U_{Ω} közti kapcsolat a (38) és a (43) egyenletek segítségével nyerhető:

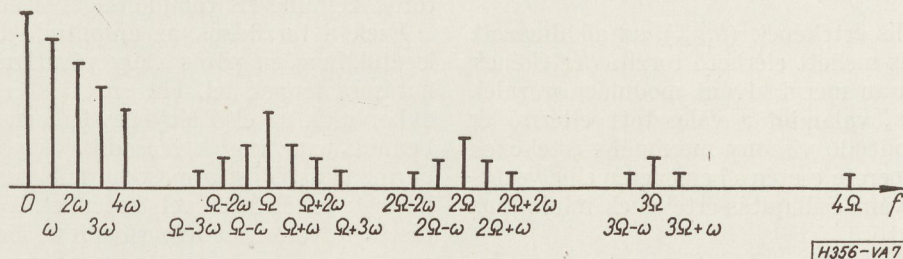
$$U_{\omega} = \frac{\Delta F}{\Delta f} U_{\Omega} \tag{47}$$

Ezek segítségével γ és γ' között az alábbi kapcsolat található:

$$\gamma' = \frac{\Delta F}{\Delta f} \gamma \tag{48}$$

Ha az ω frekvenciájú komponensen kívül a 2ω és 2Ω frekvenciájú komponenseket is γ' mértékkel csillapítjuk, akkor ezek hatását a továbbiakban nem kell figyelembe venni, mivel eredeti amplitúdójuk is jóval kisebb volt, mint az ω frekvenciájú komponensé!

Ezek alapján a (44) egyenlettel adott kimenő feszültségből elhanyagolható az Ω és $(\Omega \pm \omega)$ frekvenciájú komponenseken kívül minden összetevő. Ugyanúgy az Ω és $(\Omega \pm \omega)$ frekvenciájú komponensek amplitúdójában is elhanyagolhatók azok a tagok, amelyekben a 2ω és 2Ω frekvenciájú komponensek amplitúdója szerepel. A vívó és a moduláló amplitúdókra így kapott képletekben pedig a szűrő csillapítása következtében az ω frekvenciájú komponens amplitúdója (U_{ω}) helyett a csillapított amplitúdónak kell ($U_{\omega cs}$) szerepelnie.



7. ábra. Másodfokú hatványsorral közelített erősítő-átviteli karakterisztikán keletkezett spektrum a 6. ábrán látható spektrumnak az erősítőbe való bevitele esetén

Ezek alapján a detektoron jelentkező Ω és $(\Omega \pm \omega)$ frekvenciájú komponensek amplitúdói:

$$U'_{\Omega} = \alpha_1 \frac{U_{\Omega}}{U_{be_0}} + \alpha_2 \frac{U_{(\Omega \pm \omega)} U_{\omega_{cs}}}{U_{be_0}^2} \quad (49)$$

$$U'_{(\Omega \pm \omega)} = \alpha_1 \frac{U_{(\Omega \pm \omega)}}{U_{be_0}} + \alpha_2 \frac{U_{\Omega} U_{\omega_{cs}}}{U_{be_0}^2} \quad (50)$$

A megváltozott moduláció százalék (intermodulációs torzítás) a fenti amplitúdókkal átalakítás után:

$$k'_i = k_i \frac{1 + 2 \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \frac{1}{\gamma} \frac{1}{k_i} \frac{U_{\Omega}}{U_{be_0}}}{1 + \frac{1}{2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \frac{1}{\gamma} k_i \frac{U_{\Omega}}{U_{be_0}}} \quad (51)$$

Ha a fenti erősítőt U_{Ω} amplitúdójú szinuszos jellel vezérlik, akkor a kimeneten fellépő torzítás (k_e) az alábbi értékű lesz:

$$k_e = \frac{1}{2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \frac{U_{\Omega}}{U_{be_0}} \quad (52)$$

Az (52) összefüggést behelyettesítve az (51)-be a modulációs százalék megváltozott értékére az alábbi adódik:

$$k'_i = k_i \frac{1 + \frac{k_e}{k_i} \frac{4}{\gamma}}{1 + k_i k_e \frac{1}{\gamma}} \quad (53)$$

Mivel

$$k_i k_e \frac{1}{\gamma} \ll 1$$

így az (53) összefüggés az alábbi lesz:

$$k'_i = k_i \left[1 + \frac{4}{\gamma} \frac{k_e}{k_i} \right] \quad (54)$$

A moduláció-százalék hibája (h_1):

$$h_1 = \frac{4}{\gamma} \frac{k_e}{k_i} \quad (55)$$

Az (55) összefüggésbe a (48) összefüggést behelyettesítve a hiba számolásra alkalmas összefüggése nyerhető:

$$h_1 = \frac{4}{\gamma'} \frac{\Delta F}{\Delta f} \frac{k_e}{k_i} \quad (56)$$

A hiba maximális értékének ($h_{1\max}$), az alkalmazott erősítő-kivezérlés mellett elérhető torzítás értékének (k_e), a minimálisan mérni kívánt modulációs százalék ($k_{i\min}$) értékének, valamint a választott eltérítő és vizsgáló jel amplitúdó viszony maximális értékének $[(\Delta F/\Delta f)_{\max}]$ ismerete esetén a bemeneten elhelyezkedő szűrő megkívánt csillapítás-értékének minimuma ($\gamma'_{\min}$) számolható.

A hibát befolyásoló további tényezők: A modulációs százalékot egy szinuszos moduláló és vívő jel bemenete esetén csak olyan átviteli karakterisztika

tudja befolyásolni, amelyik legalább harmadfokú tagot tartalmaz. Kis torzítású erősítő esetén a másodfokú tag is már elhanyagolhatóan kicsi, így ezen okból származó moduláció százalékváltozás a jelen mérő rendszerben lényegileg nem lép fel.

A mérés pontosságát a mérőrendszerből következően még a demodulátor utáni szűrő befolyásolja. A befolyás itt abból áll, hogy a műszeren mutatott értéket a vívő jel amplitúdó maradék értéke befolyásolja.

A szűrés mértéke:

$$\gamma_v = \frac{U'_{(\Omega \pm \omega)}}{U'_{\Omega_{cs}}} \quad (57)$$

A „cs” index a szűrés következtében létrejövő csillapított amplitúdó értéket jelöli, a „v” index vívőt jelent.

A szűrő tényleges csillapítási értéke:

$$\gamma'_v = \frac{U'_{\Omega}}{U'_{\omega_{cs}}} \quad (58)$$

A γ_v és γ'_v között az alábbi kapcsolat található:

$$\gamma'_v = \frac{2}{k'_i} \gamma_v \quad (59)$$

A mérést a fenti okból befolyásoló hiba (h_2) az alábbi módon számolható.

A műszert kitérítő feszültség (U_m) a moduláló jeltől és a vívő maradék jeltől áll:

$$U_m = U'_{(\Omega \pm \omega)} + U'_{\Omega_{cs}} = U'_{(\Omega \pm \omega)} \left[1 + \frac{U'_{\Omega_{cs}}}{U'_{(\Omega \pm \omega)}} \right] \quad (60)$$

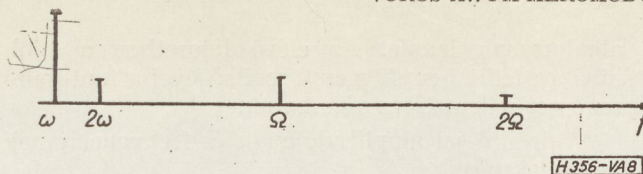
A hibát a (60) összefüggésnek a második tagja okozza.

$$h_2 = \frac{U'_{\Omega_{cs}}}{U'_{(\Omega \pm \omega)}} = \frac{1}{\gamma_v} = \frac{2}{k'_i \gamma'_v} \quad (61)$$

A hiba maximális értékének ($h_{2\max}$), valamint a minimálisan mérni kívánt modulációs százalék ($k_{i\min}$) értékének ismerete esetén a kimeneten elhelyezkedő szűrő megkívánt csillapítás értékének minimuma ($\gamma'_{v\min}$) számolható.

A mérési hibát még befolyásolja az a körülmény, hogy a kitérítő és a vizsgáló jel nem ideálisan szinuszos, azaz vannak felharmonikusaik, illetve bizonyos torzításaik, amelyek a jelforrások és modulátorok nemlineáris tulajdonságából adódnak.

Ezek a torzítások az amplitúdó határolások jellegétől függően páros vagy páratlan harmonikusok hatására lépnek fel. Ha ezek kis értékű torzítások akkor csak az első lényeges felharmonikus dominál bennük, azaz vagy a második, vagy a harmadik felharmonikus. Most a második felharmonikus dominálásának feltételezésével történnek a további számítások. Mivel a két felharmonikus lényeges torzítást meghatározó volta közt a vagylagosság van feltételezve, így az eredményt a fenti választás nem befolyásolja.



8. ábra. Másodfokú torzítással rendelkező kitérítőjének és vizsgálójének spektruma

A domodulátor mérőjele tehát:

$$\Delta F_{rt} = \frac{\Delta F_1}{f_k} \cos \omega t + \frac{\Delta F_2}{f_k} \cos 2\omega t + \frac{\Delta f_1}{f_k} \cos \Omega t + \frac{\Delta f_2}{f_k} \cos 2\Omega t \quad (62)$$

A (34) egyenlettel adott demodulációs karakterisztikába helyettesítve a (62) egyenletet az alábbi spektrum adódik:

$$\begin{aligned} U = & a_0 + a_2 \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\Delta F_1}{f_k} \right)^2 + \left(\frac{\Delta F_2}{f_k} \right)^2 + \left(\frac{\Delta f_1}{f_k} \right)^2 + \left(\frac{\Delta f_2}{f_k} \right)^2 \right] + \\ & + \left[a_1 \frac{\Delta F_1}{f_k} + a_2 \frac{\Delta F_1 \Delta F_2}{f_k} \right] \cos \omega t + \\ & + \left[a_1 \frac{\Delta F_2}{f_k} + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_1}{f_k} \right)^2 \right] \cos 2\omega t + \\ & + \left[a_2 \frac{\Delta F_1 \Delta F_2}{f_k} \right] \cos 3\omega t + \\ & + \left[a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_2}{f_k} \right)^2 \right] \cos 4\omega t + \\ & + \left[a_1 \frac{\Delta f_1}{f_k} + a_2 \frac{\Delta f_1 \Delta f_2}{f_k} \right] \cos \Omega t + \\ & + \left[a_2 \frac{\Delta F_1 \Delta f_1}{f_k} \right] \cos (\Omega \pm \omega)t + \\ & + \left[a_2 \frac{\Delta F_2 \Delta f_1}{f_k} \right] \cos (\Omega \pm 2\omega)t + \\ & + \left[a_1 \frac{\Delta f_2}{f_k} + a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta f_1}{f_k} \right)^2 \right] \cos 2\Omega t + \\ & + \left[a_2 \frac{\Delta F_1 \Delta f_1}{f_k} \right] \cos (2\Omega + \omega)t + \\ & + \left[a_2 \frac{\Delta F_2 \Delta f_1}{f_k} \right] \cos (2\Omega \pm 2\omega)t + \\ & + \left[a_2 \frac{\Delta f_1 \Delta f_2}{f_k} \right] \cos 3\Omega t + \\ & + \left[a_2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta f_2}{f_k} \right)^2 \right] \cos 4\Omega t \end{aligned} \quad (63)$$

A bemeneti szűrő a spektrumból az Ω frekvenciájú komponensét és annak oldalsávjait engedi át. Ezek amplitúdói:

$$U''_{\Omega} = a_1 \frac{\Delta f_1}{f_k} + a_2 \frac{\Delta f_1 \Delta f_2}{f_k} \quad (64)$$

$$U''_{(\Omega \pm \omega)} = a_2 \frac{\Delta F_1 \Delta f_1}{f_k} \quad (65)$$

$$U''_{(\Omega \pm 2\omega)} = a_2 \frac{\Delta F_2 \Delta f_1}{f_k} \quad (66)$$

A modulációs mélység hibája akkor a legnagyobb, (a hibát okozó tényezők függvényében) ha az oldalsávamplitúdók az oldalsávok fázishelyzetétől függetlenül összegeződnek.

A megváltozott intermodulációs mélység:

$$k''_i = 2 \frac{a_2 \frac{\Delta f_1}{f_k} \left(\frac{\Delta F_1}{f_k} + \frac{\Delta F_2}{f_k} \right)}{\frac{\Delta f_1}{f_k} \left(a_1 + a_2 \frac{\Delta f_2}{f_k} \right)} \quad (67)$$

A középfrekvenciára leképzett moduláció torzításai:

Az eltérítő jel torzítása:

$$k_{\omega} = \left| \frac{\Delta F_2}{\Delta F_1} \right| \quad (68)$$

A vizsgáló jel torzítása:

$$k_{\Omega} = \left| \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \right| \quad (69)$$

A vizsgáló jel alapkomponeensének a torzulása a demodulációs karakterisztika nonlineáritása következtében:

$$k_{\Delta f_1} = \frac{1}{2} \frac{a_2 \Delta f_1}{a_1 f_k} \quad (70)$$

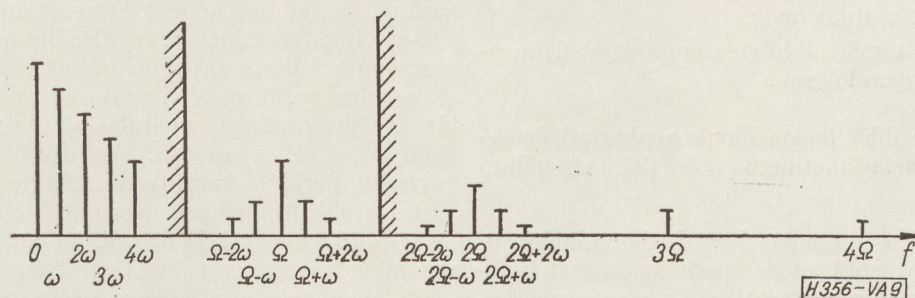
Az intermodulációs torzítás (39) képletének és az előbbi pár jelölésének a felhasználásával a megváltozott intermodulációs mélység képlete:

$$k'_i = k_i \frac{1 + k_{\omega}}{1 + 2k_{\Delta f_1} k_{\Omega}} \quad (71)$$

A gyakorlati esetekben:

$$2k_{\Delta f_1} k_{\Omega} \ll 1 \quad (72)$$

A (71) összefüggés pedig



9. ábra. Másodfokú hatványsorral közelített demodulációs karakterisztikán keletkező spektrum, ha a demodulátor bemeneti jele a 8. ábra szerinti

$$k_i'' = k_i(1 + k_\omega) \quad (73)$$

alakú lesz.

A hiba (h_3) pedig:

$$h_3 = k_\omega \quad (74)$$

Az intermodulációs százalék — kitérő és vizsgáló jel torzultságából származó — hibája tehát annál nagyobb, minél nagyobb a kitérő jel torzítottsága. A h_3 -al megkötés adódott a modulátorok és az ezeket meghajtó jelforrások együttes torzítási tulajdonságaira.

A fentebbiekben vizsgálat tárgya volt a demodulátor rendszerek nonlinearitásának mérésére szolgáló berendezés hibaforrásai. A mérőrendszer rendszer-technikai felépítéséből adódó mérési hibák három főbb okra vezethetők vissza:

1. Az intermodulációs torzításmérő bemenetén elhelyezkedő szűrő a mérőrendszer helyes működése szempontjából a nemkívánatos kitérítő jelkomponenst is csillapított mértékben ugyan, de átengedi. Így az a vizsgálójellel a mérőrendszer erősítőjének nemlineáris átviteli karakterisztikáján további intermodulációt szenved. Ezzel meghamisítja a mérőrendszerbe került jel modulációs mélységét. Ez a h_1 hiba tehát a bemeneti szűrő szűrési mértékétől és az ezen szűrőt követő erősítő torzításától függ.

2. Az intermodulációs torzításmérő AM demodulátora után elhelyezkedő szűrő nem nyomja el tökéletesen a vivő (vizsgáló) jelet. Ezáltal a kimeneten elhelyezkedő modulációs mélységmérő, hamis értéket mutat, mivel kitérését a moduláló jel és a maradék vivő jel összegének hatására hozza létre. Ez a h_2 hiba tehát a detektor után elhelyezkedő szűrő szűrési mértékétől függ.

3. A mérőjelek torzultsága a demodulációs karakterisztikán létrejövő intermoduláció folyamán több oldalsáv párt eredményez, mint amennyi a torzítatlan esetben fellép. Így a modulációs mélység a modulációtartalom megváltozása következtében szintén megváltozik. Ezzel a nonlinearitásra jellemző modulációs mélység változik meg. Ez a h_3 hiba tehát a mérőjelek torzítottságától függ.

Az eredő mérési hiba (h) a részhibák összegeként adódik:

$$h = h_1 + h_2 + h_3 \quad (75)$$

Az eredő hiba a mérni kívánt rendszer tulajdonságaiból határozható meg. Az eredő hibaértéknek az egyes részhibák közti elosztását műszaki és gazdasági tényezők szabják meg.

Ezek voltak a mérési hiba szempontjából meghatározható főbb megfontolások.

A mérőrendszer főbb jellemzőinek gyakorlati értékhatárai frekvencia-löketmérő készülék vizsgálata esetén

Jó linearitással rendelkező FM demodulátorok meredekségváltozásból adódó modulációs százalék értékei az ∞ -es nagyságrendtől a ∞ -os nagyságrendig terjednek. A mérőrendszernek tehát hasonló nagyságrendbe eső modulációs mélységek mérésére kell

alkalmasnak lennie. Az előző fejezetben a főbb hibákra felírt összefüggések segítségével a fontosabb rendszer-jellemzők számolhatók.

A kitérítő jel amplitúdójának és frekvenciájának megválasztása.

A kitérítő jel amplitúdója azaz lökete határozza meg a mérni, illetve láthatóvá tenni kívánt jelleg-görbe-szakaszt. Maximális beállítható értékét így a maximálisan letapogatni kívánt karakterisztika tartomány írja elő. Folyamatos állíthatósága célszerű. Beállítható alsó határként a legpraktikusabb a zérus értéket választani. Lökethen való kalibrálása a mérés elvégzését könnyíti.

A kitérítő jel frekvenciájának fizikai felső határa olyan értelemben, mint egy Sweep-generátoros átviteli karakterisztika felrajzolásának, nincsen. Ami természetes is, mivel a vizsgálni kívánt rendszernek éppen a frekvenciamodulációs jel aránylag nagy moduláló frekvenciájáig való átvitelére jól alkalmasnak kell lennie.

A felső határt mégis korlátozza a mérőrendszer vizsgáló jelétől való lehetőleg minél nagyobb távolság. Valamint az, hogy a mérőrendszer szűrőinek realizálási nehézsége nő a növekvő kitérítő frekvenciával, mivel a jó mérés érdekében a vizsgáló jelnek a nonlinearitásból adódó oldalsávjait 5–10 harmonikusig lehetőleg fázistolás mentesen kell átvinni. A frekvencia alsóhatár szempontjából igény az, hogy lehetőleg kereskedelmi oszcillográfok beépített vertikális és horizontális erősítőinek felhasználhatósága mellett, a szem számára folyamatos rajzolat legyen nyerhető a katódsugárcső ernyőjén. A hálózati 50 Hz-es frekvencia választását a mérés során a hálózati zavaró zajoktól való megkülönböztetés szükségessége teszi nem kívánatossá. A célra jól megfelelő frekvencia értékek a 30 Hz körüliek.

A vizsgáló jel frekvenciájának a linearitás mérésére nincs hatása, ha a vizsgált demodulátorra specifikált demodulációs frekvenciák közül van választva. Célszerű a kitérítő jel karakterisztika súrolási frekvenciájánál legalább százszor nagyobb frekvenciájúvá választani. Ezt részben a mérési módszer, részben a szűrők realizálási nehézségei indokolják. A célra jól megfelelő frekvenciaértékek hangfrekvenciás demodulátorok esetén a 10–20 kHz körüliek.

A vizsgáló jel amplitúdójának, azaz löketének maximális értékét a vizsgálni kívánt, karakterisztika tulajdonságaitól függő felbontási hiba köti meg. Jó linearitású demodulációs karakterisztikák esetén a kitérítő jel löketének és a vizsgáló jel löketének aránya a felbontóképesség szempontjából a 20-as, 10-es viszonyig is nőhet. Az alsó határra a mérőrendszerben található zaj szab határt. Minőségileg az a követelmény, hogy a vizsgáló jel még mérni kívánt legkisebb amplitúdó modulációja ne vesszen, illetve süllyedjen el a zajban. Az oszcillográf ernyőjén vizsgált derivált karakterisztikán tekintettel a vízszintes eltérítő jelként használt kitérítő jelre, csak a kitérítő frekvenciájú feszültség, illetve az ezzel harmonikus viszonyban álló feszültségek hoznak létre álló képet, míg a zaj és az egyéb zavaró spektrum összes többi frekvenciája csupán elmosódottá teszi a leírt görbét. A zavaró zaj és a kis nonlinearitás

okozta kis torzítás szétválasztása és mérése, tekintettel az ilyen kis nonlinearitásnál fellépő, csak gyakorlatilag egy oldalsávpárt tartalmazó modulált jelre, négyzetes karakterisztikájú csővoltmérővel két méréssel megoldható. A gyakorlat azt mutatja, hogy a forgalomban levő löketmérő típusok a szokásos maximális löketmérési tartományának vizsgálata esetén a kitérítő jel és vizsgáló jel amplitúdóinak az arányára a 20-as viszony, mint alsó határ általában még elfogadható. Egyébként a vizsgáló jel amplitúdó folyamatos állíthatósága célszerű. Beállítható alsó határként a legpraktikusabb a zérus értéket választani.

A löketben való kalibrálása a mérés elvégzését itt is könnyíti.

Ezek a főbb jellemzők értékhatárai.

A linearitásmérő készülékekkel elvégezhető mérések

A cikk egy mérési felhasználás keretében tárgyalja a linearitásmérő készülék felépítését és hibáit. Ez az egy mérési felhasználás a demodulációs tulajdonságok mérését adta. Azonban nem ez az egyetlen lehetőség, amelyre a jelen készülék használható.

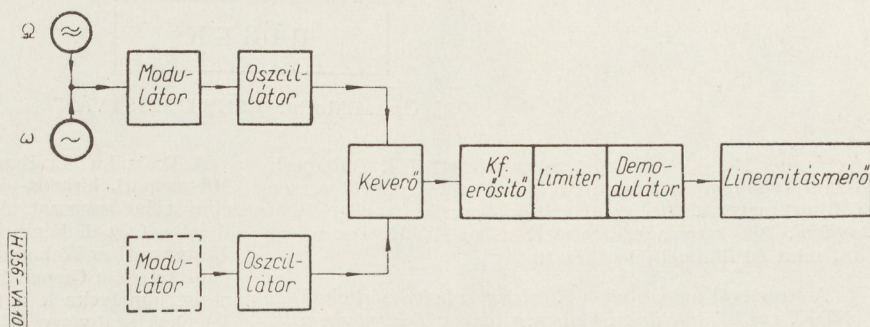
A cikkben foglaltak alapján tervezett linearitásmérő készülékekkel az alábbiakban rendszerbe szedett formában összeállított mérési felhasználások adódnak:

1. Az általánosan fellépő torzítás mérése a modulátor bemenettől a demodulátor kimenetig. A 10. ábra elrendezéséből látható, hogy a két jel intermodulációja mind a modulátorban, mind a demodulátorban lehetséges. Így a kapott torzítás az együttes rendszerre lesz jellemző, és a modulátor, illetve demodulátor tulajdonságokra külön-külön nem ad felvilágosítást. Mérési és beállítási munka ismeretlen modulátor és demodulátor tulajdonságok esetén a fenti mérési elrendezésben azzal a veszéllyel jár, hogy egyik elem hibája a másik elem hibás, de az előbbit éppen kompenzáló beállításával látszólag kiegyenlíthető.

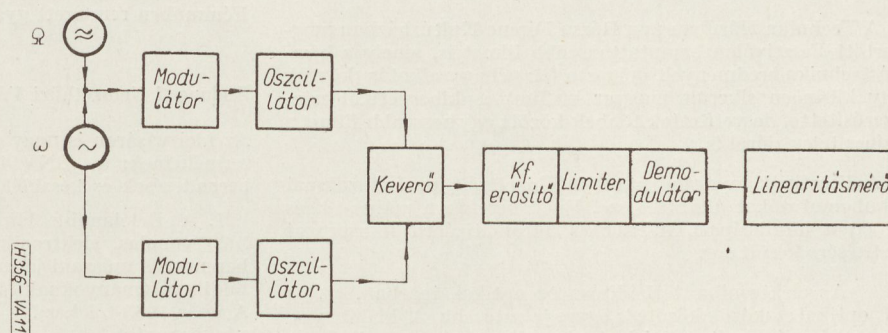
2. A 10. ábra elrendezése modulátor torzítás mérésére akkor alkalmas, ha már a demodulációs rendszer nonlinearitása előírtan kicsire van beállítva. Ilyenkor torzítást okozó tulajdonsággal a vizsgált rendszeren belül már csak a modulátor rendelkezik.

3. A modulátor tulajdonságok mérése és beállítása a demodulátor tulajdonságokra tett külön-

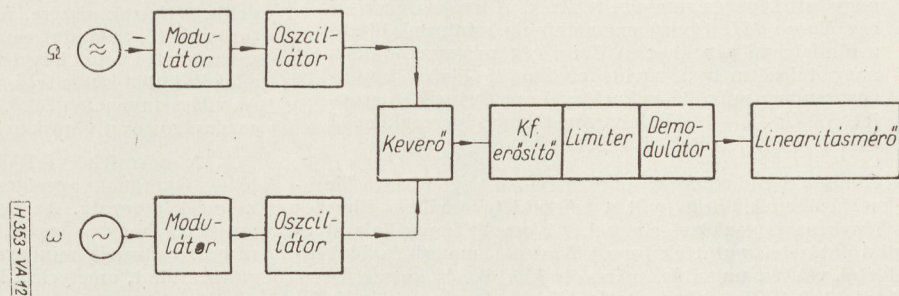
10. ábra. Modulátor és demodulátor együttes torzításának mérésére alkalmas elrendezés. A demodulátor jó linearitású beállítása esetén a modulátor torzításának mérésére is alkalmas az elrendezés



11. ábra. Modulátor torzításának mérésére alkalmas elrendezés



12. ábra. Demodulátor torzításának mérésére alkalmas elrendezés



sebb kikötések nélkül is végrehajthatók, egy másik mérési elrendezés mellett. A 11. ábra elrendezéséből látható, hogy a két jel intermodulációja a vizsgálni kívánt modulátorban megtörténik. Ugyanakkor a kikevert középfrekvenciás jelen nagylökötű frekvenciamoduláció már nem található, mivel a keverőt meghajtó másik oszcillátor modulátora, amely egyébként oszcillátorával együtt teljesen azonos a vizsgálttal, a kitérítő jellel, szintén vezérelve van, még pedig ugyanolyan fázisban, és ugyanazzal a lökettel. A fentiekből következően a kitérítő és vizsgálójelnek a vizsgált modulátor után következő egyik elemben sincs lehetősége intermodulációra. Ha a modulátor-karakterisztikák némi eltérést is mutatnak, akár eredendő okból, akár mert a vizsgált modulátor tulajdonságai korrigálást szenvedtek, akkor sem okoz ez a kis eltérésből adódó kis kikevert frekvencialöket a mérésben jelentős hibát.

4. A felsorolás teljessége érdekében még egyszer felrajzolható a demodulátort vizsgáló elrendezés is.

Itt is rögtön belátható, hogy intermoduláció csak kifejezetten a demodulátorban jöhet létre.

Befejezőként említésre méltó az, hogy jelen készülék pár segédáramkör beépítésének segítségével a statikus torzítások méréséhez hasonló szemléletes módon mérhetővé teszi a bevezető részben említett dinamikus torzításokat, azaz a csoportfutási idő ingadozásait is. Azonban ezen mérés céljaira történő alkalmassá tétellel kapcsolatos megfontolások és számítások nagy terjedelműre való tekintettel nem jelen, hanem egy különálló cikk keretében tárgyalhatók.

IRODALOM

1. G. C. Davey, B. SC.: The Derivative Test Set. Marconi Instrumentation. Val. 6. No. 6. 1958. June 161—165. oldal.
2. Helmut Harlbaum: Messung von Übertragungsverzerrungen an Richtfunkgeräten mit Frequenzmodulation. A. E. Ü. Band 11. Heft 6. 1957. 239—292 oldal.
3. L. J. Libois: Mikrohullámú összeköttetések és modulációs rendszerek. Műszaki Könyvkiadó, Budapest. 1960. 126—133 oldal.
4. F. E. Terman, J. M. Pettit: Elektronika Measurements. Mc Graw-Hill P. C. 1952. 333—341 oldal.

HÍREK

Összeállította: CSERTEG ISTVÁN

Az április 15. és 25. között megrendezett III. Budapesti Műszaki-Tudományos Filmfesztiválra 22 országból összesen 336 filmet neveztek be, ezen belül 5 ország, Anglia, Csehszlovákia, Magyarország, az NDK és az NSZK, egyenként több, mint 30 filmmel jelentkezett.

A Fesztivál nagydíjait a *Küzdelem a haladásért* című NDK, az *Élet születik* című japán, a magyar *Tehetlenségi erő* és a szovjet *Új technika az erdőszelben* című filmek nyerték el.

A Technika Házában és a Rózsa Ferenc Kultúrházban megtartott Fesztiválon bemutattak több filmet is, amely a híradástechnika eredményeit dolgozta fel; néhány alkotás (köztük egy kitűnően sikerült magyar kisfilm) a kibernetikát népszerűsítette, de vetítettek többek között egy hosszabb filmet a színes televízióról is.

A Fesztivál anyagából a rendezőbizottság iparági szakmai filmbemutatókat állított össze. Enek keretében május 14. és 15-én a híradáspolitikai, műszer és automatizálási filmsorozat vetítésére került sor.

Az elektronika térhódítása az optikai iparban, az optikai eszközök között is egyre jelentősebb. A kiállítás érdekessége volt a *Reichert* cég mikroszkóphoz alkalmazott kamerája, amely lehetővé teszi, hogy a nagyított képet képernyőre vetítsék. A svájci *Kudelski* cég *Nagra III.* típusú magnetofonja szinkronizálható a filmfelvétel gépekhez. A *Zeiss* cég mikroszkópjához nagy teljesítményű rövid felvillanási idejű, impulzusüzemben működő szikrafénylámpa tartozik. A szovjet *SZFR-L-3* filmfelvételvel másodpercenként 2 és fél millió felvétel készíthető.

A műszaki tudományos filmfesztivállal egyidőben a Technika Házában kiállítás nyílt a **műszaki tudományos filmezés és fényképezés eszközei** címmel. 13 ország iparvállalatai és kutatóintézetek mutatták be a különleges, mozgó- és állókép-felvétel, vetítés, nagyítás, mérés és kiértékelés korszerű eszközeit. A kiállítást kiegészítette több tudományos előadás is.

A Technika Házában 1964 május 6—7 között zajlott le a **Műszeripari, híradás- és elektrotechnikai fém fegyártmányok** című előadássorozat. Az ankétot és a hozzá kapcsolódó kiállítást a Csepeli Fémmű igazgatósága és az Országos Magyar Bányászati és Kohászati Egyesület rendezte. Az előadásokon ismertették a Csepeli Fémmű új nagytisztaságú fémgyártmányait, amelyeknek a tulajdonságai jelentősen meghaladják a jelenlegi szabvány előírásokat. Szó volt a Fémmű lágy és keménymágneses anyagairól, a különleges hőágulási ötvözetekről és a vákuumtechnikai anyagokról is. Az ankétot a Csepeli Fémműben rendezett gyárlátogatás zárta le.

*

Budapesti Nemzetközi Vásár

Az idei vásáron is nagy sikere volt a híradástechnikai iparág termékeinek; a „BNV 1964” díjat nyerték el a következő berendezések és készülékek:

1. A Beloiannis Híradástechnikai Gyár CRU20 típusú 3/20 vonalas, elektronikus vezérlésű rural végközpontja. A berendezés műszaki jellemzői megfelelnek a legfejlettebb külföldi gyártmányoknak, szolgáltatásaiban meghaladja azokat. A gyár 1965-től kezdve exportra is gyártja a CRU20 típusú végközpontot.

2. A Híradótechnikai Vállalat központi TV antenna modellje bérházak részére. A szélessávú antenna és a hozzá tartozó erősítő, valamint elosztó rendszer segítségével kielégíti a zavarmentes vételi követelményeket és fölöslegessé teszi, hogy a lakók külön-külön tető- vagy szobaantennát alkalmazzanak. A világszínvonalon álló, korszerű berendezés alkalmazása gazdaságos és a városkép szempontjából is igen előnyös.

3. A székesfehérvári Villamossági Televízió és Rádiókészülékek Gyáranak egységes főszerelvényekből álló rádióvevő-készülék sorozata. Az egységes főszerelvények alkalmazása, amellyel, hogy a gyártás gazdaságosságát nagymértékben növeli, biztosítja mindazokat a minőségi mutatókat és szolgáltatásokat, amelyek a legjobb külföldi készülékeket jellemzik.

BHG gyártmányú, 400 vonalas crossbar alközpont. Csengető- és hangáramkör

ETO 621.395.344.6; 621.373.52

A múltban gyártott telefonközpontokban, így a nagyobb kapacitású alközpontokban is a csengetési feszültséget, a tárcsázási hangot, továbbá az egyéb jelzőhangokat is villamos meghajtású forgógéppel állították elő. Kisebb telefonközpontokban a fenti célokra jelfogós áramköröket alkalmaztak.

Ezek az áramkörök közesek és ezért nagy igénybevételnek vannak kitéve, mivel minden egyes kapcsolás során legalább egyszer — hosszabb, rövidebb ideig — működniük kell. Ezeket a berendezéseket célszerű tehát hosszú élettartamú alkatrészekből felépíteni.

A tranzisztorok megjelenése után kézenfekvően adódott a gondolat, hogy a szóban forgó áramköröket is tranzisztorok felhasználásával kell megépíteni. Így kiküszöbölhetők a mechanikus berendezések és helyettük olyan áramkörök alkalmazhatók, amelyek élettartama igen hosszú.

A BHG-ban először a CA 402-es jelfogós vezérlésű crossbar-alközpontban alkalmaztunk elektronikus csengető és tárcsahang-áramkört.

A CA 402-es crossbar-alközpont csengető és hangáramköre egy közös sávban nyert elhelyezést. Ezek az áramkörök tranzisztoros kivitelben készültek. Mind a csengetés, mind a foglaltsági hang szaggatási ütemét meghatározó áramkörök szintén tranzisztorokat tartalmaznak.

Az elektronikus áramköröket magában foglaló sáv dugaszolható, tehát meghibásodás esetén könnyen cserélhető.

A dugaszolható sávban az alábbi elektronikus áramkörök találhatók:

1. Tárcsázási hang,
2. Foglaltsági hang,
3. Várkozási és figyelmeztető hang,
4. Csengető áramforrás,
5. 2/2 s-os csengetés szaggatás,
6. 0,5/0,5 s-os foglaltsági hang szaggatás,
7. 1/0,02 s-os időzítő impulzus,
8. Fónikus riasztó hang.

Az egyes áramkörök részletes leírását az alábbiakban közöljük:

1. Tárcsázási hang áramkör (1. ábra)

A tárcsázási hang áramkör 700 Hz-es folyamatos hangot szolgáltat. A tárcsázási hangot a T_1 tranzisztorral megépített LC vezérozscillátor adja. Az oszcillátor C osztályban működik. A Tr tekercs $a-b$ pontjára csatlakozó, T_2 tranzisztorból álló kimenő erősítő kis impedanciára ad illesztést. A T-hang egyidejű terhelési valószínűségét 10 előfizetői készülékre vettük fel. A T_2 tranzisztorral megépített erősítőnek kis impedanciára való illesztése és az alkalmazott előterhelés eredményeként

egy készülék halgatójában nem észlelhető tárcsázási hangszint változás azon esetben, amikor a hangáramkör terhelése változik.

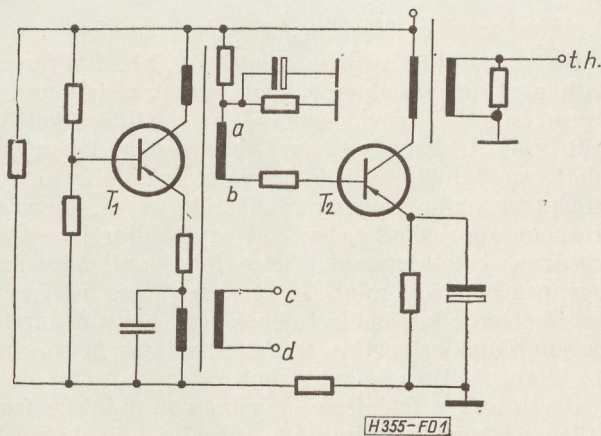
A hanggenerátor $t.h.$ jelű kimenő pontjára csatlakoznak egy-egy $0,5 \mu F$ -os kondenzátoron keresztül a jelfogós áramkörök táphíd-jelfogóinak megfelelő tekercsei. A táphíd jelfogók a tárcsázási hangot szimmetrikusan transzformálják az előfizetői vonal $a-b$ ágára.

A vezérozscillátorban OC 1072, az erősítő áramkörben OC 1074-es tranzisztort alkalmazunk.

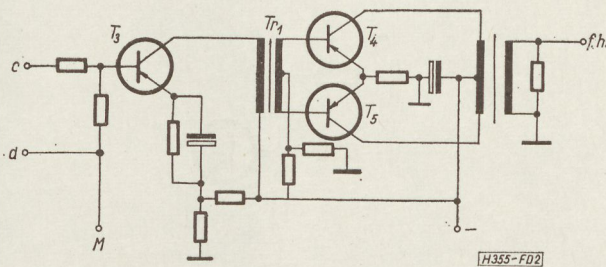
2. Foglaltsági hanggenerátor (2. ábra)

A foglaltsági hang áramkör, amely a T_3 , T_4 , T_5 tranzisztorokból és a tranzisztorokkal kapcsolt alkatrészekből áll, váltóáramú vezérlését az 1. pontban leírt vezérozscillátor $c-d$ kimenetéről kapja.

A T_3 tranzisztorral alkotott kapcsolás modulátort képez. R_1 ellenálláson keresztül a vezérozscillátor jele a T_3 tranzisztor bázisára érkezik, vezérli T_3 tranzisztort, amelynek kollektorkörébe kapcsolt Tr_1 transzformátorról a jel a T_4 , T_5 tranzisztorokkal megépített „B” osztályú erősítő bemenetére érkezik.



1. ábra. Tárcsázási hang



2. ábra. Foglaltsági hang

A $T3$ tranzisztor bázisa a 700 Hz-es jelfrekvencián kívül, azonban egyenfeszültségű vezérlést is kap, $R1$ és $R2$ ellenállások felhasználásával. A moduláló jel az M pontra érkezik a 6. pontban leírt foglaltsági hangot szaggató áramkörből. A moduláló jel feszültsége 1 V és időtartama 0,5 sec. jel, 0,5 sec. szünet.

A $T3$ tranzisztor emittora $R4 - R5$ feszültségosztó ellenállások közé van kapcsolva. Ez a feszültség a $T3$ bázisát pozitívrá feszíti elő, tehát a tranzisztor mindaddig lezárt állapotban marad, ameddig az M vezetéken az emitterhez képest pozitívabb feszültség van. Ekkor a $T3$ tranzisztoron nem jut át hangfrekvenciás feszültség a push-pull erősítő bemenetére. Amikor az M vezetéken az emitter feszültségénél negatívabb feszültség lép fel, $T3$ kinyit és a hangfrekvenciás áramot átengedi, amely most vezérelni fogja $T4$, $T5$ tranzisztorokból képzett erősítőt és az erősítő kimenetén megjelenik a foglaltsági hang.

A végerősítő kimenő transzformátora szekunder tekercsének $f.h.$ jelű vezetéke tehát 0,5 s időtartamig tartó hang jelenik meg 0,5 s-os szünetekkel.

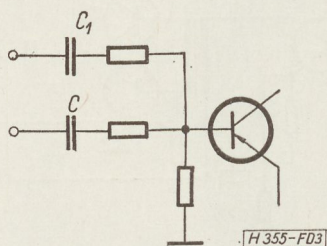
Az $f.h.$ jelű vezetékek a táphíd jelfogók megfelelő tekercsére viszi a foglaltsági hangot. A jelfrekvencia feszültsége a kimeneten 1000 mV. Az erősítő hasznos teljesítménye 20 előfizető által okozott egyidejű terhelés esetén kb. 50 mW. Ebből egy áramkörre kb. 2,5 mW teljesítmény jut. Így, figyelembe véve a táphíd veszteségét is, a készülék kapcsain kb. 0,25–0,28 V feszültségű hang észlelhető. Ez kb. –1,0 Néperes szintnek felel meg.

A $T3$ tranzisztor OC 1071, a $T4$, $T5$ tranzisztorok OC 1072 típusúak.

3. Várákózási és figyelmeztetőhang generátor

Ez az áramkör a kimenetén rövid, kb. 100 msec-os hangot ad másodpercenként. Ennek a viszonylag lassan ismétlődő rövid hangnak az előállítására kettős célt szolgál. Egyrészt, ha a kapcsolás felépítése alatt, vagy foglaltság miatt várákózó előfizető ezt a hangot hallja, megnyugtatja őt afelől, hogy a központ az igénybejelentését nyilvántartja és a kezdeményezett kapcsolat létre fog jönni. Másrészt ugyanez a jelzés, mint figyelmeztetőhang jelzi egy összeköttetés két előfizetőjének azt, hogy a kezelő harmadiknak belépett a vonalba, vagyis hogy erre az időre a titkosság megszűnt.

Az áramkör felépítése ugyanolyan, mint a foglaltsági hangot adó áramköré, azzal a különbséggel, hogy az egyenáramú vezérlés C kondenzátoron keresztül hat a $T3$ tranzisztor bázisára (3. ábra). Az egyenáramú vezérlést ez az áramkör is a foglaltsági



3. ábra. Várákózási és figyelmeztető hang

hangot szaggató áramkörből kapja. A tárcsázási hang a $C1$ kondenzátoron keresztül érkezik a tranzisztor bázisára.

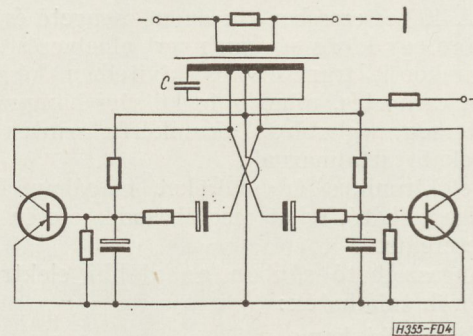
A $C1$ kondenzátorra másodpercenként érkező, 500 ms-os negatív jelet a kondenzátor differenciálja, így a jel csak kb. 100 ms-ig nyitja a $T3$ -as tranzisztor. A tranzisztor tehát kb. 900 ms-ig lezárt állapotban van és így ezen idő alatt a bázisára érkező tárcsázási hangot jelentő váltófeszültséget nem engedti át.

A $T3$ tranzisztor nyitott állapota idején a tárcsázási hang egy ellenütemű erősítőn és az erősítő kimenő transzformátorának szekunder tekercsén át megy a jelfogós áramkörök felé.

A kimenet előterhelése és terhelhetősége is azonos a foglaltsági hang áramkörével.

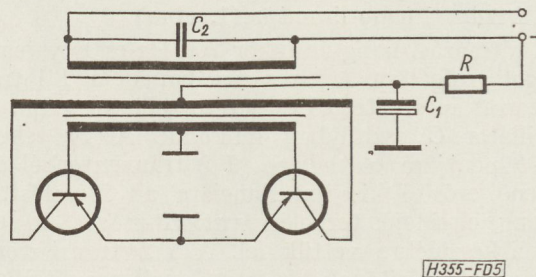
4. Csengető generátor (4. ábra)

A csengető generátor két nagyteljesítményű tranzisztor felhasználásával készült. Az áramkör egy földelt emitteres LC oszcillátor, amely szinuszos jelet ad. A kb. 25 Hz-re hangolt rezgőkört C kondenzátor és a transzformátor primer tekercse képezi. A visszacsatolás a kollektorokról a bázisok felé az RC csatoló elemeken keresztül történik. A transzformátor szekunder tekercsének egyik vége a telepre kapcsolódik, a másik vége vonalhurkon és jelfogó tekercsen keresztül földet kap, tehát a csengető feszültség a szokásos módon a 48 V-os telep feszültségére szuperponálódik.



4. ábra. Szinuszos csengető generátor

A csengető áram feszültsége 84 V. A tervezés időszakában feltételeztük, hogy a csengető generátort egyidejűleg 15 készülék fogja terhelni. A gyakorlatban kiderült, hogy egyes helyeken egy vonalra 3–4 db készülék van párhuzamosan kapcsolva. Ezért a központba egy második csengető generátort is beépítettünk (5. ábra). Ez a generátor sokkal egy-



5. ábra. Négyzögjelű csengető generátor

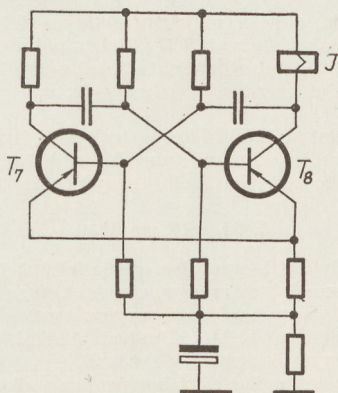
szerűbb felépítésű, mint az előbbi és négyszögjelet ad. A generátor a telep bekapcsolásakor azonnal rezgéseket kelt. R ellenállás és C_1 kondenzátor a telepre való visszahatást akadályozza meg. C_2 kondenzátor a négyszögjelek szélein keletkező túimpulzusokat vágja le és előterhelésként a jelalakot javítja. A generátor kimenő feszültsége 70 V és körülbelül 10 készülék egyidejű felcsengetésére alkalmas.

A központ 48 V-os telepről működik. Ezt a feszültséget azonban az alkalmazott tranzisztorok megengedett legnagyobb kollektor feszültsége miatt úgy a csengető generátoroknál, mint a többi elektronikus áramkörnél is előtét ellenállásokkal, vagy feszültségosztóval 24 V-ra kellett beállítani.

Megjegyezzük, hogy az újabban építendő központokban már a két csengető generátor helyett egyetlen hídkapcsolásban működő generátort alkalmazunk, amelynek teljesítménye meghaladja az eddig alkalmazott két generátor együttes teljesítményét; további előnyei, hogy hatásfoka kb. 90% és mivel ezeknél a generátoroknál a beépített tranzisztorok kollektorán nem lép fel a telepfeszültség kétszerese, közvetlenül a 48 V-os telepfeszültségre kapcsolhatók.

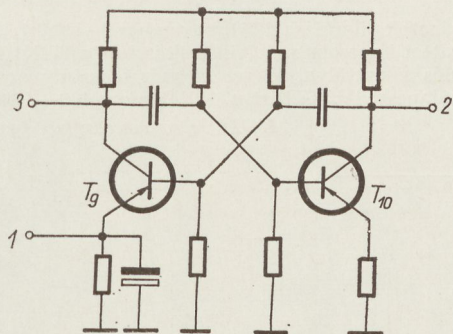
5. Csengetést szaggató áramkör

A csengetés szaggatását T_7 és T_8 tranzisztor felhasználásával megépített szabadonfutó multivibrátor végzi (6. ábra). T_8 tranzisztor kollektor körébe kapcsolt J jelfogó tekercse 1600 Ω -os. A jelfogó a mul-



H355-FD6

6. ábra. 2/2 s-os multivibrátor



H355-FD7

7. ábra. 0,5/0,5 s-os multivibrátor

tivibrátor működésének megfelelően 2 s időre meghúzó és 2 s-ig elenged. A J jelfogó szaggatja a csengetőfeszültséget és az időzítő áramkört is vezérli.

6. 0,5/0,5 s-os foglaltsági hang szaggatás

A T_9 és T_{10} tranzisztorokat tartalmazó szabadonfutó multivibrátor (7. ábra) tranzisztorai felváltva vezető, illetve lezárt állapotban vannak. Így, amíg a T_9 tranzisztor 0,5 s-ig vezet, a T_{10} tranzisztor ez idő alatt lezár.

Ez a multivibrátor három áramkört vezérel. A T_9 tranzisztor emitteréhez csatlakozó 1 vezeték egyenáramúlag vezérli a 2. ábra T_3 tranzisztorát. A T_{10} tranzisztor kollektoráról elvezetett 2 vezeték a 3. pontban leírt várakozási és figyelmeztetőhang generátor modulátorát vezérli. Harmadik feladatként a T_9 tranzisztor kollektora a következő pontban ismertetett „időzítő impulzust” adó áramkört vezérli.

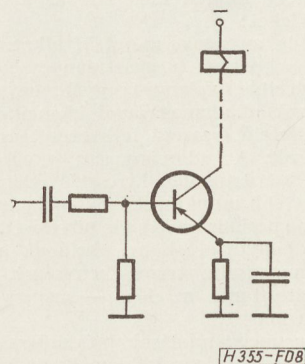
7. 0,98/0,02 s-os időzítő impulzus áramkör

Ez az áramkör a központ markerének időzítésére szolgál (8. ábra).

A C kondenzátoron át a T tranzisztor bázisára érkező differenciált negatív jel a tranzisztort kb. 20 ms ideig kinyitja. A tranzisztor kollektor körébe kapcsolt jelfogó erre az időtartamra meghúzó, majd elenged és elengedett állapotban marad kb. 980 ms-ig. A jelfogó egymást követő meghúzásai adják a marker időzítési idejét.

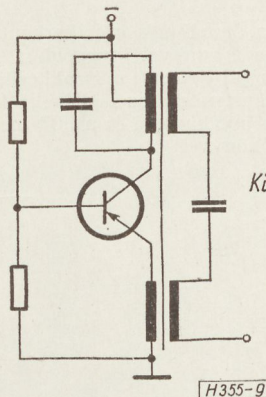
8. Fónikus riasztóhang áramkör

A fónikus riasztóhangot előállító áramkör (9



H355-FD8

8. ábra. Bontó áramkör



H355-9

9. ábra. Fónikus hang

ábra) önálló „C”-osztályú oszcillátor. Az oszcillátor frekvenciája 1 KHz. Az áramkör abból a célból készült, hogy ha egy előfizetői készülék kézibeszélője fennakad, vagy azt az előfizető nem teszi a helyére, tehát a vonal blokkolt állapotban marad, akkor időzítés után a vonal a kezelői áramkörre kapcsolódik és ott jelzést ad. Ilyenkor a kezelő egy billentyű segítségével működésbe hozza a fónikus hangot adó áramkört, amely kb. 10 V feszültségű hangot kapcsol a blokkolt vonalra. Ez a hang a lent felejtett kézibeszélőtől mintegy 5 m távolságra is jól hallható. Az erős hang tehát figyelmezteti az előfizetőt, hogy a kézibeszélőt tegye a helyére.

A fentiekben ismertetett áramköröket üzemi körben szerzett tapasztalatok alapján tökéletesítettük. Egyes áramkörök helyett más, biztonságosabb, olcsóbb, egyszerűbb, vagy jobb hatásfokkal működő áramkört dolgoztunk ki. A megépítendő központokba már ilyen áramköröket szereltetünk be.

A már évek óta üzemben levő áramkörök működését figyelve feltehető, hogy ezek az áramkörök a régebben használatos forgógépeket és elektromechanikus berendezéseket jól fogják helyettesíteni és a telefonközpontokban az elektronikus áramkörök megbízható, hosszú élettartamú berendezések lesznek.

Híradástechnikai mechanikai konstrukciós pályázati felhívás

A KGM Híradástechnikai Igazgatósága — figyelembe véve a METESZ keretén belül 1963. október 8—14-ig a Magyar Tudományos Akadémiával és az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottsággal, valamint a Híradástechnikai Tudományos Egyesülettel közösen rendezett mechanikai konstrukció konferencia és kiállítás tapasztalatait — az 1964. évre híradástechnikai-mechanikai konstrukciós

pályázatot

hírdet.

A pályázaton részt lehet venni mindazon kiemelkedő híradástechnikai szerkezeti konstrukciókkal, amelyek nemzetközi szinten, kiemelkedő módon kielégítik az alábbi műszaki és gazdasági feltételeket:

1. Az ismétlődő anyagok, méretek, alkatrészek és szerelvények, az építészkevények és gyártmánycsalád elv, a tipizálás és szabványosítás, valamint egyéb, egységes szerkezeti konstrukciós elvek alkalmazásával kiemelkedő módon elősegítik a specializáció észszerű fejlesztését és a nagysorozat gyártás lehetőségét. A tudományosan és célszerűen kialakított szerkezeti konstrukción keresztül kiemelkedő módon elősegítik a fejlettebb munkaeszközök — gyártástechnológiák — bevezetését, a speciális szaktudás növelését.

A pályázatra benyújtott konstrukciónak a gyártás során kimutathatóan magasabb termelékenységet, jobb gazdaságosságot kell biztosítania az előző — azonos rendeltetésű — gyártmányokhoz képest.

2. Tudományos megfontolásokon és műszaki számításokon alapuló méretezés segítségével, kiemelkedő eredményt ér el az új gyártmány, illetve gyártmánycsalád megbízhatóbb, hosszú élettartamú működésének biztosítására. (Pl.: termikus méretezés, lambda faktor, IEC szigorúsági fok, tropizálás, stb.)

3. Ipar-esztétika, kezelhetőség és karbantarthatóság szempontjából kiemelkedő szerkezeti megoldást biztosít.

A pályázatra benyújtott fenti műszaki célkitűzéseknek megfelelő szerkezeti konstrukcióhoz mellékelni kell:

a) A prototípus jóváhagyási és a „0” sorozatgyártás kiértékelésének jegyzőkönyvét;

b) A pályázati felhívás műszaki célkitűzései teljesítését értékelő kimunkált mutatószámokat;

c) A pályázatra benyújtott konstrukciónak korábbi — azonos rendeltetésű — a hazai, valamint a legfejlettebb külföldi termékkel történő összehasonlításra műszaki és gazdasági mutatószámokat.

A pályázaton nem lehet résztvenni olyan konstrukcióval, amely az új gyártmányfejlesztési tervcélban előírt korszerűségi és minőségi mutatóknak nem felel meg.

A pályázaton a vállalatok vezetőségének hozzájárulásával részt vehetnek mindazon szerkezeti konstrukciós csoportok vagy személyek, akik a pályázati felhívás feltételeit kielégítő konstrukciókat hoznak létre, jelen pályázat meghirdetésétől a benyújtás határidejéig, tekintet nélkül arra, hogy az alkotás; alkatrész, szerelvény, részegység, vagy teljes szerkezeti egység.

A pályázatokat a KGM Híradástechnikai Igazgatóságnak címezve, a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Műszaki Információs Főosztályára kell benyújtani. A benyújtás határideje:

1964. október 31.

Csoportos pályázat benyújtása esetén feltüntetendő a résztvevők közreműködésének aránya, ennek hiánya esetén a kiosztott díj egyenlő arányban kerül megosztásra.

A Pályázatokat a KGM Híradástechnikai Igazgatósága által kijelölt szakértő bizottság értékeli.

A megfelelő színvonalat elért konstrukciós alkotások között az alábbi pályadíjak kerülhetnek kiosztásra:

1 db	I. díj	30 000 Ft
1 db	II. díj	20 000 Ft
1 db	III. díj	10 000 Ft

A pályázatok elbírálása 1964. november 30-ig történik meg. A pályázattal kapcsolatos felvilágosításokat a HIKI Műszaki Információs Főosztálya, Mayer Elemér főosztályvezető adja meg. (Budapest, IV., Gellért u. 12. Telefon: 493—120.)

KGM Híradástechnikai Igazgatóság

Tranzisztoros forgalomkeltő telefonközpontokhoz

ETO 621,395.664.1 : 621,382.3

Telefonközpontok üzembehelyezése, vizsgálata és karbantartása rendkívül sok próbahívást, nehézséget és hosszadalmas munkát igényel. Üzemben levő központok jószágáról, hibaszázalékáról egyéni hívásokkal csak körülményesen kaphatunk átfogó képet. A próbahívásokhoz külön személy vagy személyek kellene, és nagyszámú hívás kiértékelésénél figyelembe kell venni a hívó személyek által elkövetett hibákat is. Ezt a munkát meggyorsíthatjuk, lényegesen kényelmesebbé és pontosabbá tehetjük automatikusan működő forgalomkeltő berendezés alkalmazásával. Az e cikkben tárgyalt készülék ugyanazokat a műveleteket hajtja végre, amelyeket az előfizetők végeznek a kézibeszélő felemelésétől a beszédkapcsolat felépüléséig. Kézi indítás után 10 vonalon folytonosan, egyidejűleg hívásokat létesít, értékeli és regisztrálja a kapcsolás sikerét vagy elakadását. A hívások szabályosan követik egymást, tehát a berendezés nem lép fel azzal az igényrel, hogy valamiképpen is utánozza a telefonforgalom eloszlását, csak ismétlődő forgalmat állít elő. Az automatikus működést a központból érkező hangjelzések vezérlik. A hívott előfizető száma fokozatkapcsolókkal előre beállítható. Felépítése csaknem teljesen tranzisztoros, vonalanként egy-egy jelfogót tartalmaz, amelyek az előfizetői készülékben levő érintkezőket helyettesítik.

1. Hívások egy vonalon

A telefonhívás — a kezdeményezéstől a kapcsolásig — három szakszből áll:

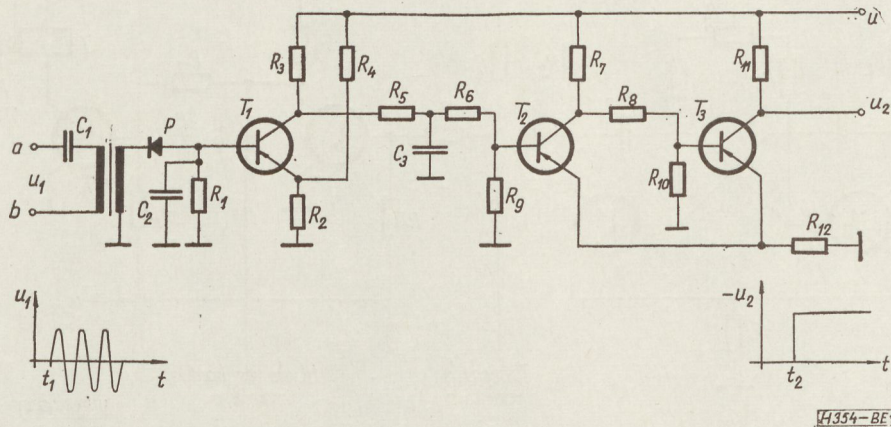
1. hívás: a kézibeszélő felemelésével a vonal („a-b” ág) záródik, az előfizető tárcsázási hangot kap.
2. tárcsázás: a kívánt előfizető számát közöljük a központtal a vonal megszaggatása segítségével,

3. várakozás: az utolsó számjegy tárcsázása után a központ kapcsol és az eredményt hangjelzéssel közli az előfizetővel.

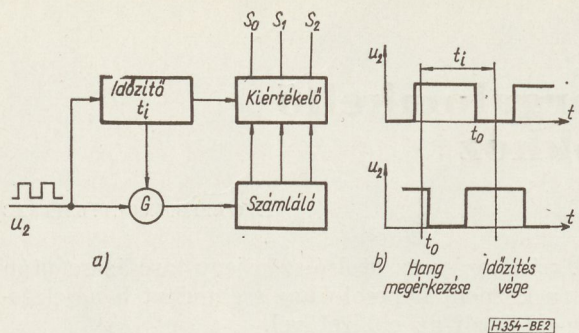
A forgalomkeltő működése is erre a három szakaszra tagozódik. Az 1. és 3. szakaszban hangjelzést vár, majd a kapcsolást követően a bontást és újrahívást önműködően végzi.

A vonalon érkező jelzéseket a hangérzékelő áramkör veszi (1. ábra). Ez lényegében egy detektáló és formáló kapcsolás. Kimenetén egyenfeszültségváltozással jelzi a hang megérkezését és megszűnését. Szaggatott hang esetén tehát U_2 a szaggatásnak megfelelő négyszöggel. Különös gondot kell fordítani arra, hogy az áramkör csak a folytonos, vagy lassú ütemben szaggatott jeleket észlelje hangnak, és különböztesse meg ezeket a központ zajától és a rövid ideig tartó „hangbeütésektől”. A felkapcsolódás pillanatában a beszédutató kapcsoló érintkezők nem adnak azonnal tökéletes érintkezést, és az ezután érkező folytonos hangot az áramkör esetleg szaggatottnak értékelheti. Ezek kiküszöbölésére C_3 és R_6 elemekkel szabályozhatjuk a szükséges késleltetést.

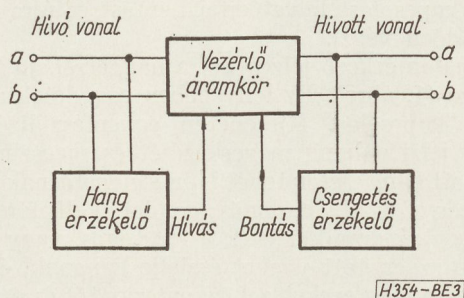
A hangérzékelőt követő kiértékelő áramkörnek három hangot kell megkülönböztetnie: folytonos hangot, foglaltsági hangot kb. 0,15/0,15 s szaggatással és csengetési hangot kb. 2,5/1,5 s jel-szünet aránnyal. Látható, hogy legegyszerűbben úgy lehet közöttük különbséget tenni, ha a frekvenciától függetlenül megszámloljuk, adott idő alatt hányszor szakad meg a hang (2. ábra). Amikor a hang az U_2 bemenetre érkezik, indul az időzítés (t_i). Az időzítés tartama alatt a G kapu nyitva van és a jel minden megszakadásakor egy impulzus megy a G kapun keresztül a számlálóba. Az időzítés végén a számláló állásából kiértékelhetjük a hang jellegét. Ha a számláló nem lépett, 0-án áll (S_0), akkor a hang nem szakadt meg, tehát tárcsázási hang volt. Csengetési



1. ábra



2. ábra



3. ábra

hang esetén a számláló S_1 -ben áll meg. Válasszuk ugyanis t_i -t a hang időtartamánál nagyobbra, de a teljes periódusnál rövidebbre, mintegy 3 mp-re (2.b ábra). Ekkor a hang megérkezése a jel bármely szakaszára eshet, a jel t_i -n belül mindenképpen csak egyszer szakad meg, t_0 -nál. Az ábra a lehetséges két szélső helyzetet mutatja. Foglaltsági hang természetesen több impulzust eredményez (S_2).

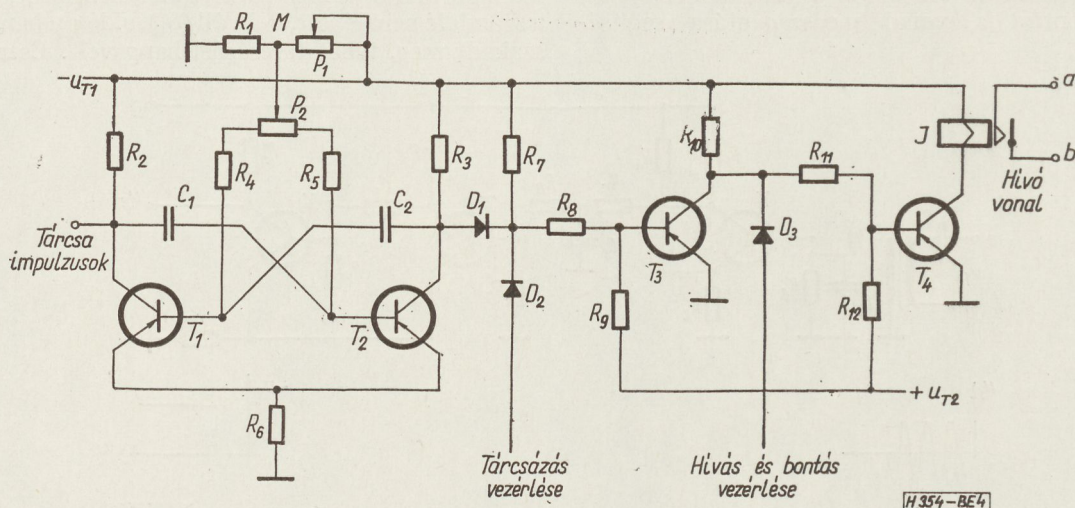
A kiértékelés eredményét össze kell hasonlítani azzal, hogy a kapcsolás melyik fázisában érkezett; pl. hívás után érkező folytonos hang indítja a tárcsázást, de ha azt a számjegyek között, vagy végén kapjuk, akkor az áramköröket újra alaphelyzetbe kell állítani és a hívást ismét előlről kell kezdeni. A várakozási helyzetben a tényleges kapcsolást ér-

tékelhetjük: sikeres, ha csengetési hang jön, sikertelen, ha foglalt, vagy adott idő után semmi válasz nem jön.

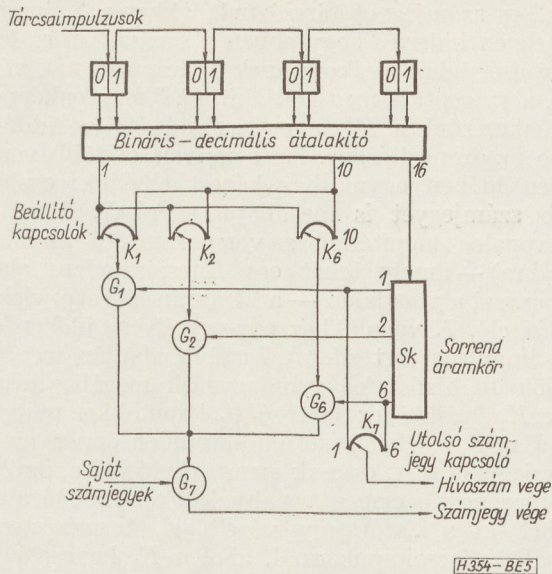
Meg kell azonban jegyezni, hogy az ún. „csengetési visszhang” megérkezése a hívó előfizetőhöz nem feltétlenül jelent sikeres kapcsolást. Hiba esetén lehet, hogy visszhang van, de a csengetőjel rossz helyre megy, vagy egyáltalán nem megy sehova. Erről pedig a hívó nem értesül. Ezt kiküszöböli egy olyan elrendezés, amelyben a forgalmeltő mind a hívó, mind pedig a hívott vonallal kapcsolódik a központ-hoz (3. ábra). Így a kapcsolást csak akkor mondjuk sikeresnek, ha a csengetés ténylegesen megérkezett a hívott félhez. A csengetés-érzékelő erre zárja a hívott a - b ágat (a hívott válaszol!) és a kapcsolat valóban fel is épül, a hívó beszélgetés-számláló jelfogója működik. Ez lenne az ideális megoldás, azonban több hívó esetén a bekapcsolandó vonalak száma túl nagy lenne és a hívószámok változtatásakor a a hívott vonalat is át kellene kötni. Egy vonalra azonban ez is alkalmazható.

2. A hívószám tárcsázása

A forgalmeltő berendezésben az előfizetői készüléket tulajdonképpen a vonaljelfogó helyettesíti, ezért tárcsázásnál ezt a jelfogót kell a számjegyeknek megfelelően vezérelni. (4. ábra). A vezérlő áramkörben hívásnál a T_4 tranzisztor kinyitott és a jelfogó meghúzásával zárta a vonalat. A tárcsaimpulzusokat a T_1 - T_2 tranzisztorokból álló multivibrátor állítja elő. Ezek az impulzusok megfelelnek a mechanikus számtárcsa jeleinek: impulzussebességük 10 imp/mp, a jel/szünet arány 1 : 2. A gyakorlatban a tárcsa adatai eltérnek a normál értékektől, a sebesség 7—13 imp/s, az arány 1 : 1,3 — 1 : 2,3 között változhat. A multivibrátor frekvenciáját az M pont feszültségének szabályozásával változtathatjuk. Ha $P_1 \ll P_2$ és $R \ll P_2$ akkor a frekvenciát P_1 szabja meg a P_2 állásától függetlenül. Az impulzusarányt P_2 -vel folyamatosan állíthatjuk. A tárcsázási hang megérkezése után a tárcsázás az impulzusokkal szinkronban kezdődik, az impulzusok T_3 és T_4 -en keresztül vezérlik a vonal szaggatását.



4. ábra



5. ábra

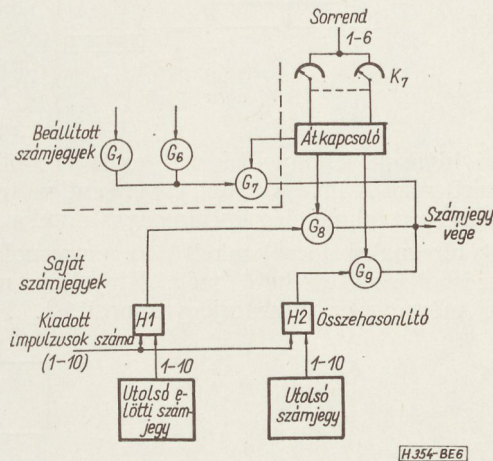
A hívott előfizető számát fokozatkapcsolókkal előre beállítottuk. Tárcsázáskor ezeket a kapcsolókat sorra vesszük annak megállapítására, hányszor kell a vonalat szaggatni, hány impulzust kell kiadni. A számjegyzonosító áramkörben (5. ábra) a sorrend áramkör (SK) rögzíti azt, melyik számjegy adása folyik. Kijelöli a K_1 - K_6 kapcsolók között azt, amelyiken a megfelelő számjegyet beállítottuk. Legyen pl. SK_1 -nek megfelelően K_1 -kijelölve. A tárcsa-impulzusokat egy 4-elemes bináris rendszerű lánc számolja. Ennek összesen 16 állása, különböző helyzete lehetséges. A bináris-decimális átalakító kimenetén leolvashatjuk a vonalra már eddig kiadott impulzusok számát. Ez az átalakító letapogatja a kapcsolókat, majd arra a pontra ér, ahol a kijelölt kapcsoló, jelen esetben K_1 áll, akkor a G_1 kapun át „számjegy vége” jelzést ad. A többi G_2 - G_6 kapuk ekkor természetesen zárva vannak. A „számjegy vége” jelzésre az impulzus adás megáll, a számlálólánc azonban továbbmegy és a 16. állásig eltelt időt tekintjük a számjegyek közötti szünetnek. A 16. állásban lép a sorrend-áramkör és előkészíti a következő számjegy azonosítását. A szünet tehát más jellegű, mint mechanikus számtárcsa esetén, mivel ott a szünet a következő számjegytől, azaz a tárcsa „felhúzásától” függ. Ennek azonban különösebb jelentősége nincs, hiszen a szünet csak a két egymás utáni impulzus-sorozat megkülönböztetéséhez szükséges. Itt a számláló egy teljes körülfordulása a számjegy és az azt követő szünet idejének összegével egyenlő.

A hívószám számjegyeinek száma K_7 kapcsolóval állítható. Amikor a sorrend a kapcsoló beállított pontjára ér, akkor az utolsó számjegy adása folyik, tehát az ezt követő „számjegy vége” jel egyben a teljes hívószám végét is jelenti. Ekkor kezdődik az említett várakozási szakasz. A hangjelzés kiértékelése után a berendezés számjelfelfogón rögzíti azt, hogy a kapcsolás sikeres volt-e, vagy nem és bontja a vonalat. A bontást követően az áramkör 2 s szünet után hív és kezd a működést előlről.

3. Előfizetői csoportok hívása

Az eddigiekben a hívószámot báellítettük és a forgalomkeltő mindig ugyanezt a számot hívta. A központ vizsgálatánál szükség lehet arra, hogy egy kiválasztott, pl. 100 előfizetőből álló csoport minden tagját egymás után végighívjuk. Ez kisebb alközpont esetén egy vonalról az összes többi vonal felé vezető út kipróbálását jelenti. Ilyen csoportos hívásnál a számjegyek számát kell beállítani és a csoportot kijelölni. Az utolsó két számjegyet — amely hívásonként változik — a berendezés maga állapítja meg (6. ábra).

A beállított számjegyek azonosítása ugyanúgy történik, mint eddig. Amikor a sorrend-áramkör az utolsó előtti számjegyre ér, a 6. ábrán látható G_7 kapu lezár, mert a továbbiakban erről az oldalról már nem várunk jelzést, és G_8 kinyit, mivel saját számjegyeket állapítunk meg. Az utolsó két szám-



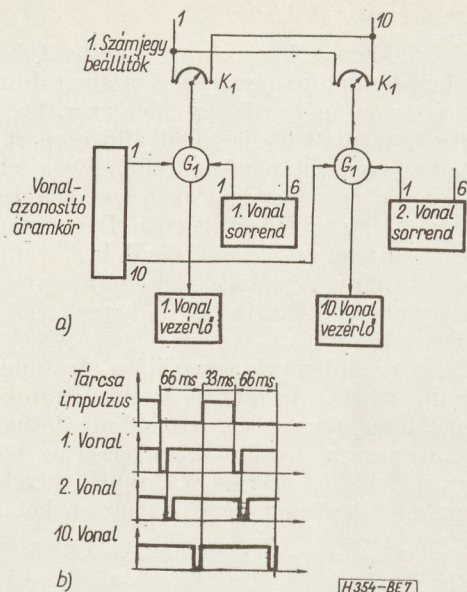
6. ábra

jegyet egy-egy tároló határozza meg. Amikor a kiadott impulzusokat számláló lánc állása megegyezik az első tárolóéval, akkor a H_1 összehasonlító jelez és G_8 -on átmegy a „számjegy vége” jelzés. Az utolsó számjegynél a második tároló és G_9 kapu ugyanígy működik. Az utolsó jegy minden hívás után, az utolsó előtti pedig minden tizedik hívás után 1-gyel növekszik. Megjegyezzük, hogy az „utolsó” és „utolsó előtti” elnevezés indokolt, mert a számjegyek száma változhat. 100 vonalas központ esetén például csak saját számjegyek vannak, beállítani csak azt kell, hogy kétjegyű a hívószám.

A csoportos hívás jelenti tulajdonképpen az automatikus vizsgálatot. Meg kell azonban említeni, hogy ez esetben a 3. ábrán bemutatott megoldás nem alkalmazható, mert nem lehet egész előfizetői csoportokat bekapcsolni a berendezésbe. Ez a forgalomkeltő csak egy vonalon végez csoportos hívásokat. Több vonal esetén ez csak akkor lenne gazdaságos, ha az utolsó két számjegy az összes csoportoknál egyszerre változnék, és így közös tárolókat alkalmazhatnánk.

4. Hívások egyszerre több vonalon

Nagyobb kapacitású telefonközpont vizsgálatához egy többvonalas forgalomkeltő nyújt megfelelő segítséget, hiszen a központ jóságát éppen a tömegesen



7. ábra

érkező hívások lebonyolításánál mutatott hibaszázalék jellemzi. A hívó vonalat egyenként változtatni nagyobb méreteknel elég körülményes munka lenne.

A többvonalas forgalomkeltő az egyvonalas elrendezésből szerkeszthető meg. Figyeljük meg e célból mégegyszer a számjegyzonosítást. Ha pl.

SZEMLE

Összeállította: SZILÁRD ZOLTÁN

1963. decemberében Rómában a Nemzetközi Híradástechnikai Egyesület ülésén határozatot hoztak a nemzetközi előfizetői távválasztás véglegesítése tárgyában. Ez év közepére a franciaországi, angliai, hollandiai, belgiumi, svájci és nyugat-németországi telefonelőfizetők már közvetlenül tárcsázhatják egymást. Úgy tervezik, hogy a legközelebbi években ezt kiterjesztik az egész világra, a tervezett 600 000 000 előfizetőre (jelenleg 150 000 000 állomás van.).

A távválasztáshoz minden ország megkapja a maga számát, a nagy országok egy számjegyűt, a kis országok két számjegyűt. Az Egyesült Államok kapja az egyes számot, a Szovjetunió a hetes számot. Pl. az afrikai államok olyan kódszámot kapnak, amelyek kettessel kezdődik.

Egyes kisebb országok részére, mint pl. Tibet, még nem foglaltak le kódszámot, de van elég tartalék minden eshetőségre.

A svájci posta bulletinjának (Bulletin Technique) 1963 novemberi száma ismerteti a svájci rádió és TV hálózattal kapcsolatos terveket, melyek megvalósítását 1967-re fejezik be.

Az ország földrajzi alakulata miatt sok kistelepítmenyű adóra van szükség. Számos esetben a hegyek között eldugott völgyekbe kell eljuttatni a képet. A cél az, hogy 2000 lakoson felüli helységben a műsor vehető legyen.

Egy másik speciális nehézség az, hogy kis területen három nyelvű adásra van szükség. Ennek megfelelően a stúdiók Zürich, Genf és Luganóban vannak. (Német, francia és olasz.) A csatornakiosztás az 1952. évi stockholmi, illetve az 1961. évi revideált javaslatok szerinti.

A szélessávú átviteli utak vagy koaxiális kábeles, vagy mikrohullámú rendszerek. Ahol az adó magas hegycsúcsra van, ott a mikroberendezések kerültek felhasználásra. A felhasználás célja szerint háromféle összeköttetést létesítettek. A

egy 2-es számjegyet tárcsázunk, akkor a 2. impulzus elején kiderül, hogy ebben a sorozatban ez lesz az utolsó, tehát amikor ennek az impulzusnak vége van, a szaggatást meg kell állítani. Tulajdonképpen rendelkezésünkre áll a megszakítás teljes időtartama az azonosításhoz. Ha a műveletet több vonal esetén időben egymáshoz képest eltoljuk, ezalatt több számjegyet is megállapíthatunk (7. ábra). A 10 vonalas kiépítésnél a vonalazonosító áramkör (a ábra) — amely tehát egy tárcsaimpulzus alatt sorbaveszi a vonalakat — a 7b ábrán látható jeleket állítja elő. A vonalokhoz egy-egy ilyen, időben eltolott impulzus tartozik. A 7a ábra alapján megérthetjük 10 hívás első számjegyének megállapítását. Egy K_1 beállítóhoz tartozó G_1 kapu akkor nyitott, ha a neki megfelelő sorrend-áramkör éppen az 1. számjegynél tart, és csak arra a rövid időre, amit a vonalazonosító erre a vonalra kijelöl. Ez idő alatt mehet ki a „számjegy vége” jel, természetesen annál a tárcsaimpulzusnál, ahol a K_1 kapcsoló jelez.

Az elmondottakból következik, hogy 10 vonalhoz csak egy tárcsamultivibrátor és egy számláló kell, ez viszont azt vonja maga után, hogy a számjegyek csak adott időpontban, ti. a számláló 1. állásában kezdődhetnek. A hívás és várakozás azonban elég különböző ahhoz, hogy a hívások egymáshoz képest eltolódjanak. Végül látható az is, hogy ebben a rendszerben a vonalszám bővítésének semmi elvi akadálya nincs.

három nyelvvidéknek megfelelő hálózatban kezdetben az adást közvetlenül vevő ballempfángereket alkalmaztak.

A kelet-nyugati irányban egyelőre egyirányú átvitel van (nyugatról-keletre) észak és dél között (Német-Olasz) kétirányú. Az elosztó hálózatokat (helyi adók kiszolgálására) kiegészíti a stúdiók közötti hálózat (programcserére). 1967-ben 3400 km hosszú korszerű képösszeköttetés létesül, ezek alkalmazásuk színes kép átvitelére is. A nemzetközi összeköttetések a 4 GHz és az elosztó stúdió összeköttetések 2 GHz sávban fekszenek. Riportázs felvételekhez számos kocsit áll rendelkezésre. Az állandó mikroösszeköttetések nincsenek zeneátvitelre berendezve, erre egy külön zeneátviteli hálózat készül.

*

Az STC több mint 40 éve vesz részt a brit telefon és televízió hálózat fejlesztésében. Ennek során légvezetékes, kábeles és rádió távközlési rendszereket szállított. Az STC több, nemzetközi értelemben vett újítást saját munkájának tulajdonít. A Manchester és Skócia közötti televízió átviteli vonalban ők alkalmazták először a haladóhullámú erősítőt, amivel a felhasználók nagyon meg voltak elégedve. Jelenleg is több mikrohullámú rendszert készít televízió, vagy telefonia céljaira, illetve a két szolgáltatás egyidejű ellátására, pl. Folkestone-n keresztül 600 telefon (TF) csatorna, vagy TF és TV egyidejű átvitelére. E vonal berendezéseit a francia LMT (Le Matériel Téléphonique) társvállalattal közösen gyártották.

Ennek a La Manche-csatornán keresztül haladó vonalnak jellemzője az, hogy automatikus fázis diversity vételre alkalmas; hasonló ahhoz a berendezéshez, amelyet az STC Kanadában épített az Új-Fundland-szigetet a kontinensről elválasztó Cabot-szoroson keresztül. Ezekben a vonalakban egy tartalékcsontra van beépítve TV és TF-re, automatikus alapsáv kapcsolással. (A katalógus nem tünteti fel, hogy az automatikus átkapcsolás mennyi időt vesz igénybe.)

Távíróhálózatokba bekapcsolt távgépírók vételhatárának vizsgálata

ETO: 621.394.341: 621.391.814

Az európai távgépíró hálózatok fejlődése a régebbi pont-pont közötti hálózatok területéről mindinkább a gépikapcsolású távválasztó hálózatok felé halad. Mind az előfizetői telex hálózatok, mind az automatizálódó közhasználatú hálózatok lassanként egy egész Európára kiterjedő távválasztó hálózattá épülnek össze. Így egy-egy felépült összeköttetés nem ritkán hat-hét összeköttetéseként is tartalmazhat. A nagyszámú szakaszból felépülő összeköttetés esetén a távíró torzítás már olyan magas lehet, hogy az összeköttetésben a híryanag továbbítása bizonytalanná válik. Éppen ezért célszerű megvizsgálni, hogy melyek azok a tényezők, amelyeket — az üzembiztos hírközlés érdekében — a hálózat üzembehelyezése előtt meg kell javítani.

Távíró üzemi szempontból nagyon fontos tényező a távíró jeltorzítás, mert az előbbieken említett többszakaszos összeköttetéseknek felléphetnek olyan torzítási értékek, amelyeknél az üzembiztos hírközlés már lehetetlen. Ahhoz, hogy definiálni tudjuk a vonalakon megengedhető maximális jeltorzítás-értéket, elsősorban a végpontok, vagyis a távgépíró készülékek követelményeinek megállapítása szükséges. Meg kell határozni, hogy mekkora az a maximális torzítás, amelynél még a távgépírók üzembiztosan képesek a közölt híryanag vételére. Az így meghatározott torzítási értéket viszont a távgépíró vételhatára szabja meg. Ehhez pontosan meg kell adni a vételhatár fogalmát.

Távgepírók vételhatára

A távgépírók vételhatárának fogalmát a CCITT S.I. ajánlása a következőképpen definiálja: „Távírókészülékek vételhatára az összeköttetésen fellépő torzítás azon legnagyobb fokát jelenti, amelynél még a gépre adott jelek vétele lehetséges.”

A vételhatár fogalmánál az említett ajánlás szerint meg kell különböztetni: az elméleti vételhatárt, a tényleges vételhatárt és a névleges vételhatárt.

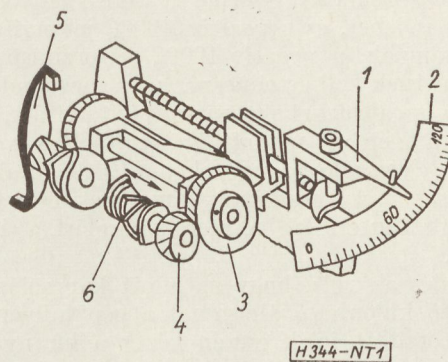
Az elméleti vételhatár a tökéletes működési viszonyok feltételezésével a vevőgép konstrukciós jellemzőiből kiszámítható ideális vételhatárt jelenti. Start-stop elvek szerint működő gépek esetén — a rövid letapogatási idő miatt — ez kb. 44–45%.

Tényleges vagy valóságos vételhatár fogalmán az adott üzemi viszonyok között valóban mérhető vételhatárt kell érteni. Start-stop elvek alapján dolgozó távgépírók esetében a CCITT előírása szerint ez az érték 35%-nál kisebb nem lehet.

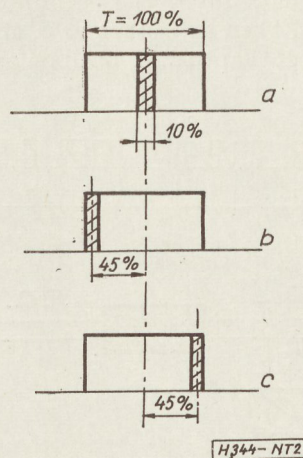
A névleges vételhatár viszont az előírással üzemeltetés és beállítási feltételek betartása mellett működő távgépírók legkisebb tényleges vételhatárát jelenti.

Az elméleti és a névleges vételhatár az egyes készüléktípusok specifikációs tulajdonságainak megítélésénél fontos. Az élő üzem azonban mindig adott

üzemi feltételek között, tehát valóságos vételhatárral dolgozik. Ennek meghatározására szolgál a valamennyi távgépíró készüléktípusban megtalálható vételállító, vagy más néven torzításmutató. Ez a mechanikus szerkezet lehetővé teszi a vételhatár vizsgálatát, illetve a vevőszerkezet üzemi állapotának beállítását. Egy megoldási példát mutat erre az 1. ábra. Az ábrán megjelölt 1 kar segítségével a 3 fogaskerékpár vízszintes irányban elmozdítható. Az elmozdulás folytán a hozzájuk kapcsolódó 4 fogaskerék elfordul és megváltoztatja a hozzá rögzített csőtengelyen levő vevő büttyköstárcsák helyzetét. Ezáltal a gép vevő büttyköstárcsái forgásirányban előre vagy hátra elfordulnak. Az elfordulás nagysága a fokbeosztáson leolvasható. A tárcsa beosztása 0–120-ig terjed. Elvileg ez a terjedelem egy teljes elemi jel hosszának felel meg. Mivel a beérkezett jel kiértékelése az elemi jel teljes hosszának 10–12%-ig tart, nem állíthatjuk a kiértékelést 0 fokhoz. Általában 20–100 fok között van az az intervallum, amelynél még a gépek vétele hibátlan. A 2. ábrán megadott idődiagramban a



1. ábra



2. ábra

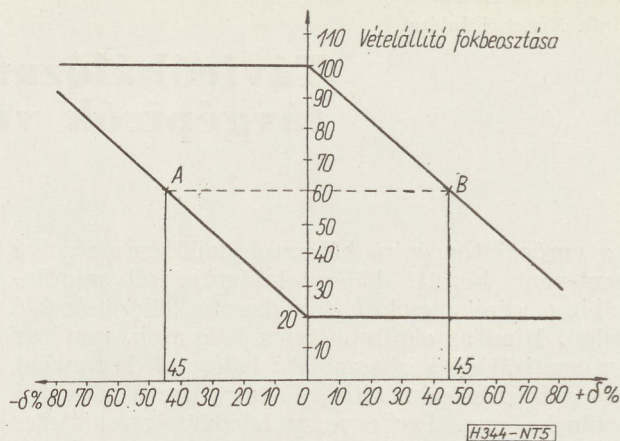
kiértékelési helyzetek vannak feltüntetve a beérkező elemi jelhez viszonyítva. A 2a ábra a helyes kiértékelés időpontját, a 2b ábra a kiértékelés előbbrehozatalát (skálán alsó határ, tehát 20°), a 2c ábra a kiértékelés késleltetését tünteti fel. (Skálán felső határ, 100°). Az idődiagramból látható, hogy ha a kiértékelés ideje az elemi jel 10%-a, akkor az a távirótorzítás, amelynél még a gép a vételállító középállásában (üzemi beállítás) vételre alkalmas, maximum 45% lehet. Tehát a gép elméleti vételhatára 45%.

Vételi tartomány

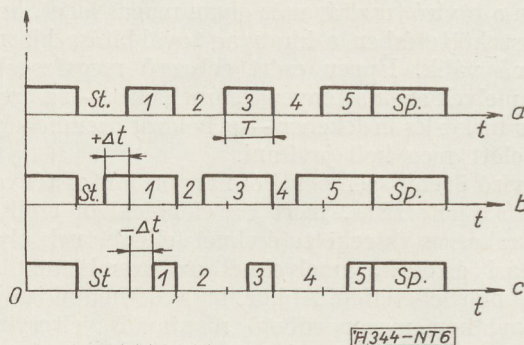
A következőkben csak az egyszeres áramú körben — közvetlenül a gép gyengeáramú csatlakozó kapcsaira adott — torzított jelekkel vizsgáljuk a gép vételhatárának viselkedését. A vizsgálatot egyoldalas torzított jelekkel végeztük, mégpedig úgy, hogy a kapott eredmény azután bármilyen torzításfajtaival érkező jelre is megfelelő legyen. Ilyen vizsgálati módszer alkalmazása esetén el kell tekinteni a távirótorzítás szokásos értelmezésétől.

Külső behatásra, vagy valamilyen átviteli tényező hatására ugyanis létrejöhet 50%-nál, illetve 45%-nál nagyobb torzítás is, de — mint ahogy az a 2. ábrából látható — vételi szempontból ezt vizsgálni hiábavaló lenne, mert a gépek, illetve végberendezések a 45%-nál jobban torzított jelek vételére nem képesek. A jelen vizsgálatnál viszont ahhoz, hogy a vételi tartomány két határértékét megkapjuk, az elemi jelek teljes torzítását kell figyelembe venni. E szemlélet szerint a táviró jel torzítása 100%-os is lehet, és a pozitív 100% jeltorzítást állandó áramnak, a negatív 100% jeltorzítást tartós áramszünetnek kell értelmezni. Ezen megfontolások alapján vizsgáltuk azt a maximális jeltorzítást, amely mellett a gép a ráadott szöveg helyes vételére alkalmas. Vizsgáló szövegnek a CCITT által ajánlott jelesoportot használtuk, amelynek összetételét a 3. ábra tünteti fel. A mérőkapcsolást a 4. ábra mutatja.

A kérdés az volt, hogy az adott kapcsolásban a vételállító különböző állásainál a gép milyen mértékben torzított jelek esetén képes a hírszöveg helyes vételére. A koordináta-rendszer függőleges tengelyére a vételállító fokbeosztását, a vízszintes tengelyére pedig a távirójelek százalékos torzítását tüntettük fel. Ebben az esetben az 5. ábrán feltüntetett jelleggörbét kaptuk. A 6. ábra az elemi jelek



5. ábra

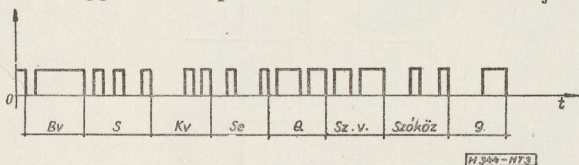


6. ábra

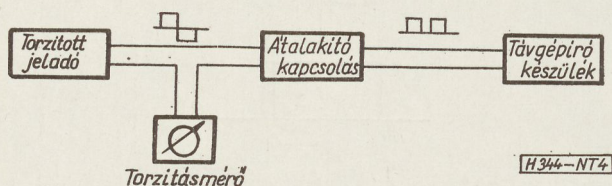
pozitív és negatív irányú egyoldalas torzítását szemlélteni. A torzított jeleket szemlélve azt tapasztaljuk, hogy az elemi jelek egyoldalas torzítása az impulzus váltás helyének megváltozását eredményezte. A vételállítónak a középhelyzettől jobbra és balra történő elmozdításával, tehát a kiértékelés időpontjának megváltoztatásával mindig beállítottuk azt a kiértékelési időpontot, amely mellett az adott torzítással beérkező jel még éppen vehető volt. Így a jelek pozitív és negatív irányú eltorzításával előállítottuk azokat a helyzeteket, amelyekbe az elemi jel valamilyen más, pl. szabálytalan jellegű torzítás hatására kerülhet, és ezekhez a jelalakokhoz meghatároztuk a hozzátartozó helyes kiértékelés határpontját. E pontokat összekötve az 5. ábrán feltüntetett egyeneseket kaptuk. A gép tehát ezen egyenesek által határolt területen belül eső torzítású jelek vételére alkalmas lesz. Ezért ezt a területet a gép vételi tartományának nevezzük.

Az 5. ábrából megállapítható, hogy a vételállító különböző állásainál a gép milyen nagyságú és irányú torzítások vételére alkalmas. A vételállító különböző állásaihoz húzott vízszintes vonal a vételi tartományt határoló egyenesekből kimetszi azt a két pontot, amely számszerűen megadja a megengedhető pozitív és negatív irányú torzítások határértékét. Például: az 5. ábrán a 60 fokhoz húzott merőleges szerint a gép 45% torzítású távirójelek esetén is üzembiztosan alkalmas a hírszöveg vételére.

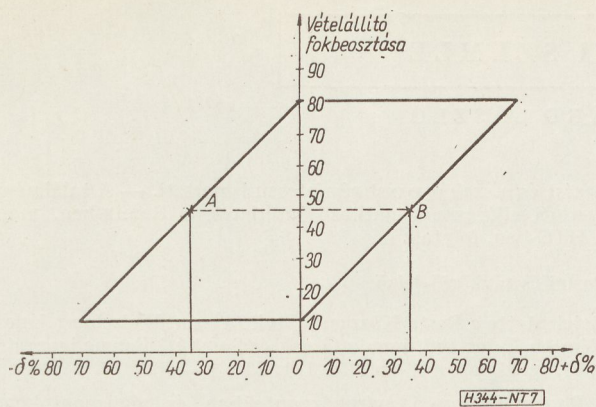
Az európai és a magyar hálózatban alkalmazott gépek legnagyobb részének jelleggörbéje az 5. áb-



3. ábra



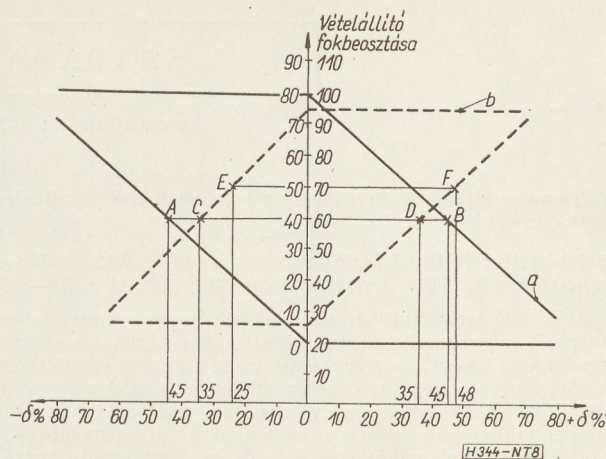
4. ábra



7. ábra

rának megfelelő. Egyes géptípusoknál azonban más eredmény adódik. (Ilyenek pl.: a régebbi típusú Olivetti gépek). Ezeket a gépeket a 4. ábrán meghatározott mérési összeállításban vizsgálva a 7. ábra szerinti jelleggörbét kapjuk. Ebből egyrészt megállapítható, hogy a vizsgált típusú gép vételhatára az előzőkhöz képest kb. 10%-kal kisebb, másrészt a jelleggörbe az 5. ábrán vázolt jelleggörbének tükörképe. Gyakorlatilag ez azt jelenti, hogy míg az előzőkben vizsgált géptípusok skálájának alsó (20) felében a beérkező jelek kiértékelését — a középálláshoz viszonyítva — korábban, magasabb számoknál viszont később végzi el, addig ez a géptípus alacsonyabb számoknál a kiértékelést később, magasabb számoknál előbb végzi. Ha most az 5. és 7. ábrán feltüntetett két vételi tartományt ábrázoló jelleggörbét megfelelően egymásra helyezzük, élesen ki-domborodik, hogy a két gép nem azonos nagyságú és irányú torzítások vételére alkalmas (8. ábra).

A 8. ábra *a*-val jelzett vételi tartománya az elsőnek tárgyalt géptípus (5. ábra) jelleggörbéjét, a *b* tartomány a másik (Olivetti) típus jelleggörbéjét tünteti fel. Az *a* görbén láthatóan a torzítás elméleti határértéke 45%. (Az *A* és *B* pontok által határolt egyenes.) A *b* görbén viszont a még elviselhető maximális torzítás 35% (*C* és *D* pontok által határolt egyenes), azaz a gép éppen csak eléri a CCITT által ajánlott, de ma már némileg elavultnak tekinthető alsó határértéket. Abban az esetben, ha a két gépet összekötő áramkörön a jeltorzítás a 35%-ot meghaladja, a hírvagyot *b* gép már nem tudja venni, bár *a* gép vétele még hibátlan lesz. *B—D*, illetve *A—C* közötti különbség adja az elviselhető torzítás határértékének nagyságát. Így fordul elő az az eset, hogy az *a* jelleggörbével rendelkező gépek üzeme zavartalan, de ha az egyik végállomáson az *a* gép helyett *b* gépet alkalmazunk, már nem lehetséges a hírvitel. Még súlyosabbá válik a helyzet, ha a gépek beszabályozásánál beállítási hibát követünk el. Ez az eset elég gyakori, mivel a két gép között meglevő nagy távolság miatt a beszabályozást nem azonos személyek végzik. Ha a beszabályozó személy nem a vételhatár közepére állítja a kiértékelés időpontját, további aszimmetria lép fel és a megengedhető torzítás értéke még tovább csökken. Egy ilyen eset is látható a 8. ábrán. Az *a* gép beállítása a vételhatár közepére helyesen történt meg (60 foknál *AB* egye-



8. ábra

nes). A *b* gépnél a beállítás pontatlan (a *CD* egyenes helyett *EF* egyenes). A jelleggörbékéből leolvasható, hogy az *a* gép még 45% jeltorzítás esetén is jól vesz, de a *b* gép vétele csak 25% jeltorzításig hibátlan. Ez azt jelenti, hogy a vonalon megengedhető jeltorzítás az előbbi 35% helyett maximálisan csak 25% lehet. Ilyen mérvű jeltorzítás azonban 2—3 szakaszos átvitel esetén már könnyen fellelphet, tehát az *a* és *b* típusú karakterisztikák összekapcsolása, valamint a beállítási pontatlanságok a vételi sáv beszűkülését vonhatják maguk után.

Összefoglalás

Az elvégzett mérési sorozatok alapján megállapítható, hogy a magyar hálózatban alkalmazott géptípusok — egyetlen régebbi típus kivételével — 42% alatti torzítások jelenlétére még érzéktelenek. Ez a megállapítás természetesen csak megfelelően karbantartott és jól beállított gépekre érvényes. Ugyanekkor az is megállapítható, hogy *b* típusú jelleggörbével, illetve vételi tartománnyal rendelkező gépeket (7. ábra) olyan hálózatban, amelybe más típusú (például *a* típusú) gépek is be vannak kapcsolva, illetőleg *a* és *b* típusú karakterisztikával rendelkező gépek egymással szembe kerülhetnek, üzemeltetni nem célszerű. Ha ez elkerülhetetlen, akkor az ilyen összeköttetés rendkívül gondos és gyakori beállítást, valamint fokozott karbantartást igényel. Az automata központos hálózatok terjedése miatt ez egyre gyakrabban fordulhat elő, ezért az ilyen gépkonstrukciókból eredő bizonytalanságokat meg kell szüntetni és ha a hálózat zöme az *a* típusú géppel van felszerelve, a *b* típusú vételi tartománnyal rendelkező gépeket a hálózatból ki kell vonni.

A mérési sorozat eredményeként megállapítható, hogy a távgépírók tulajdonságainak vizsgálatánál és ellenőrzésénél nem elégséges csak a vételőltató által megállapítható sáv szélesség ismerete, hanem a jó és biztonságos vétel elérése érdekében pontosabb eredményt ad a gépek szimmetria vizsgálata. A vizsgálatot elégséges csak egyoldalasan torzított jelekkel elvégezni, mert amint ezt a vételi tartomány meghatározásánál már láttuk, egyoldalasan torzított jelekkel végrehajtott vizsgálat (a vételi karakterisztika felvétele) megfelelő tájékoztatást ad.

Folyamatos eljárás és berendezés rétegellenállások készítésére krakkolással

Bejelentette: Rátky László vegyész-mérnök és Vladár János gépészmérnök, 1961. december 8-án (151 124; 21 e 54—56)

A híradástechnikai berendezésekben nagy mennyiségben használt szénrétegellenállások előállítására krakkolással számos eljárás ismert, amelyekkel azonban a kapott ellenállások között nagy a selejt, a réteg stabilitása nem felel meg és az ellenállásértékek között nagy a szórás. Találmány szerinti eljárás kiküszöböli ezeket a hátrányokat, a rétegvastagság egyenletes, az ellenállásérték tetszés szerint szabályozható, és önműködően a kívánt tűrésen belül tartható. A kerámia hordozótesteket vákuumban a krakkolás hőmérsékletére előmelegítve a krakkolótérben függőleges helyzetben, ellenáramban, ugyancsak vákuumban érintkeztetik a krakkolandó gázzal vagy gőzzel. A krakkolási reakció folytán keletkező szilárd fázis révén kialakul a kívánt ellenállásréteg. Az így kapott rétegellenállásokat vákuumban lehűtik, majd az ellenállásértékeket összehasonlítják a kívánt ellenállásértékkel és a kapott eltérésnek megfelelő hibajellel szabályozzák a krakkolótérben a hordozótesteken kialakítandó ellenállásréteg vastagságát. A krakkolótérrel kisnyomású semleges gáz áramoltatásával célszerű elhatárolni az előmelegítő, illetve a hűtőtérrel, amivel megakadályozható, hogy a hordozótestekre a krakkolótér előtt vagy után lerakódhasson a krakkolási reakcióból keletkező szilárd fázis. A leírás a krakkolóberendezést és a szabályozást részletesen ismerteti. — A találmány szerinti eljárásra vonatkozó kísérletek a Remix-ben, majd a HTG-ben, folytak.

dezés és a szabályozást részletesen ismerteti. — A találmány szerinti eljárásra vonatkozó kísérletek a Remix-ben, majd a HTG-ben, folytak.

Postai és távközlő-jelző

Bejelentette a Posta Központi Javító Üzem, Weiszbürg János, Németh Lajos tud. munkatársak és Somkúti Ferenc igazgató, 1961. szeptember 18-án (151 121; 74 c 1—13)

Postai telefon-, távtrófélekészítőkben és alközpontokban igen nagy mennyiségben használnak foglaltságjelző lámpákat, amelyeknek nagy a fogyasztása és élettartamuk rövid. Ez számos hibalehetőséggel és költséges karbantartási munkával jár. Ezeket a hátrányokat kiküszöböli ki a találmány szerinti megoldás oly módon, hogy az optikai jelzéseket az utóbbi időben kifejlesztett elektrolumineszcens anyaggal bevont felületen hangfrekvenciás feszültséggel gerjesztett hideg fény- és színikülönbség hatással hozzák létre egy lumineszcens panellel, amelyet egyenfeszültségű áramforrásból táplált tranzisztoros oszcillátor gerjeszt. A panel anyaga ZnS-Cu anyaggal üzemén kívül sárgás-fehér, üzem alatt kékes-zöld színű fényhatást ad. A tranzisztoros oszcillátor kapcsolása egyszerű LC oszcillátor, amely a 3,5 KHz átviteli sáv felett rezeg. A kapcsolási művelet néhány ezredmásodperces. A berendezés élettartama több tízezer órá és százezer kapcsolás után sincs változás. — A jelzővel kapcsolatos kísérletek az elmúlt évben fejeződtek be a Posta Központi Javító Üzemben.

Tartalmi összefoglalások**Обобщения**

ETO 621.372.2

Vágó I.:

Elektromágneses téren alapuló elmélete a hengeres vezetőkből álló távvezetéknek

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 6. sz.

A hengeres vezetőkből álló távvezeték elmélete tárgyalható az elektromágneses tér alapján, mint az egyes vezetők Sommerfeld-féle felületi hullámainak a szuperpozíciója. A Lecher-vezetékpárról a terjedési együtthatóra ily módon kapott közelítő kifejezés megegyezik a távtró egyenleténél kapott eredménnyel. Különböző sugarú vagy anyagú vezetőpár esetében a vezetők árama általában nem egyezik meg egymással. Sokvezetős rendszer esetén általában annyi különböző terjedési együtthatójú módus lép fel, amennyi a vezetők száma.

ETO 621.376.33 : 621.317.35

Vörös A.:

FM mérődemodulátorok linearitásának mérése

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 6. sz.

A cikk bevezető részében az FM demodulátorokban fellépő sztatikus nemlineáris torzításokkal általánosságban foglalkozik. Ezt követően az említett torzítások mérésére szolgáló módszerek nehézségeit ismerteti, rámutat arra, hogy ezek közül az ún. „sztatikus meredekségmérés” eljárás a legelőnyösebb. A mérési elv tárgyalása után a cikk a felbontóképesség kérdésével foglalkozik. Ismerteti a meredekség mérési módszerrel kapott intermodulációs torzítás kapcsolatát a nemlineáris torzítással. A továbbiakban a fenti elv alapján felépített mérőrendszer rendszertechnikai adottságaiból adódó főbb hibáit tárgyalja. Kitér — frekvencialöketmérő vizsgálatával kapcsolatban — a mérőrendszer fontosabb jellemzőinek értékeire. Végül közli az ismertetett készülékkel végezhető mérések alkalmazási területeit.

Дк 621.372.2

И. Баро:

Теория длинных линий передачи содержащих цилиндрические провода на основании электромагнитного поля

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 6.

Теория длинных линий передачи содержащих цилиндрические провода можно излагать на основании электромагнитного поля, как суперпозиция поверхностных волн отдельных проводов по Sommerfeldу. Коэффициент распространения полученный таким методом приблизительно равняется с результатом расчета по телеграфному уравнению. В случае пары проводов различных радиусов или материалов токи в проводах вообще не равны. В случае системы содержащей многие провода составляются такое количество типов различных коэффициентов распространения, как число проводов.

Дк 621.376.33:621.317.35

А. Вереш:

Измерение линейности измерительных демодуляторов ЧМ

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 6.

В первой части статьи трактуются вообще статические нелинейные искажения возникающие в демодуляторах ЧМ. После этого излагаются трудности методов измерения упомянутых искажений и показывается, что метод «измерения статической крутизны» является самым пригодным. Потом описывается принцип измерения и трактуется вопрос способа распарывания. Изложены соотношения между взаимными модуляционными искажениями полученными методом измерения крутизны и нелинейными искажениями. В дальнейшем проказаны основные недостатки аппаратуры измерения изготовленной по данному принципу, вытекающие из ее системы. В связи с испытанием измерители девиации частоты даны важнейшие параметры измерительной аппаратуры. Наконец показаны области применения измерений с помощью описанной аппаратуры.

ETO 621.395.344.6 : 621.395.63 : 621.373.52

Forró D.:

BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Csengető és hangáramkör

HÍRADÁSTECHNIKA XV. 1964. 6 sz.

A cikk a központ csengető és hangjeleit előállító oszcillátorokkal, ezek erősítőivel és modulátoraival foglalkozik. Elsőként egy „C” osztályú tranzisztoros vezér-oszcillátort ismertet, amely a tárcsázási, a foglaltsági és a várakozási hang szinuszos jeleit állítja elő. Bemutatja a foglaltsági hang és a várakozási hang modulálását és erősítését szolgáló áramköröket. Foglalkozik továbbá a csengetési feszültséget előállító áramkörökkel. Végül a fónikus riasztó hang-áramkört írja le.

ETO 621.395.664.1 : 621.382.3

Blum E.:

Tranzisztoros forgalomkeltő telefonközpontokhoz

HÍRADÁSTECHNIKA XV. 1964 6 sz.

A cikk telefonközpontok vizsgálatánál alkalmazható tranzisztoros készüléket ismertet, amely 10 vonalon műfogalmat állít elő. A forgalom szabályosan ismétlődik. A berendezés az előfizetői vonalakon érkező hangjelzések hatására automatikusan működik. A hívószám minden vonalon tetszőlegesen, egymástól függetlenül beállítható. A 10 vonal egyikén a készülék egymás után végighívja előre beállított 100 előfizetőből álló csoport tagjait. A sikertelen hívások száma regisztrálható.

ETO 621.394.341 : 621.391.814

Nyéki T.:

Távíró hálózatokba bekapcsolt távgépírók vételhatárának vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 6. sz.

A szerző cikkében a távgépírók vételhatárával foglalkozik és mérőeljárást mutat be azok vizsgálatára. Eljárást ismertet a távgépírók vételi tartományának meghatározására, majd ennek alapján vizsgálja a különböző típusú gépek összekapcsolásakor keletkező vételhatár csökkenést.

Zusammenfassungen

DK 621.372.2

I. Vágó:

Theorie der Speiseleitung aus zylindrischen Leitern auf dem Grunde des elektromagnetischen Feldes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr 6.

Die Theorie der Speiseleitung aus zylindrischen Leitern kann auf dem Grund des elektromagnetischen Feldes als die Überlagerung der Sommerfeld'schen Oberflächenwellen einzelner Leitungen behandelt werden. Der erhaltene annähernde Ausdruck für die Fortpflanzungskonstante des Lecher-Leitungspaares gleicht mit den Resultaten der Telegraphengleichungen. Im Falle Leitungspaares von verschiedenen Radius und Material gleicht der Strom der Leitungen in allgemeinem nicht mit einer der. Im Falle Mehrleitersysteme treten im allgemeinen so viele Moden mit verschiedener Fortpflanzungskonstanten wie die Zahl der Leitungen ist.

DK 621.376.33 : 621.317.35

A. Vörös:

Messung der Linearität der FM-Messdemodulatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964. Nr 6.

In der Einleitung beschäftigt sich der Artikel im allgemeinen mit den FM-Demodulatoren auftretenden statischen nichtlinearen Verzerrungen. Weiter erörtert er die Schwierigkeiten der Messmethoden der erwähnten Verzerrungen und weist darauf hin, dass die „statische Steilmessung“ das vorzüglichste Verfahren ist. Nach der Behandlung des Messprinzips erörtert der Artikel das Problem der Zersetzungs-fähigkeit. Er macht die mit der Steilmessungsmethode erhaltenen Zusammenhang der Intermodulations- und nichtlinearen Verzerrungen bekannt. Er erörtert die wichtigsten Fehler des mit dem obigen Prinzip aufgebauten Messsystems. Diese Fehler entstehen aus den systemtechnischen Gegebenheiten des Messsystems. In Zusammenhang mit der Prüfung des Frequenzhubes geht er auch auf die Werte der wichtigeren Kennwerte des Systemseins. Zuletzt macht er das Anwendungsgebiet der, mit den oben beschriebenen Geräten ausführbaren Messungen, bekannt.

DK 621.395.344.6 : 621.395.63 : 621.373.51

D. Forró:

Ruf- und Hörzeichenstromkreis der in der BHG hergestellten Koordinatenschalter Vermittlungsstelle mit 400 Teilnehmer

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964.) Nr 6,

Der Artikel befasst sich mit Oszillatoren, die die Ruf- und Tonsignale dieser Vermittlungsstelle liefern. Erst wird ein Transistor-Steuer-generator Klasse „C” erörtert, der die Sinussignale der Hör-, Be-setz und Hinweis-töne herstellt. Die Stromkreise, welche zur Modulation und Verstärkung dieser Hörzeichen dienen, werden auch behandelt. Zuletzt beschreibt der Verfasser die Stromkreise des Rufgenerators und eines besonderen Alarm-Tonsignalgenerators

DK 621.395.344.6 : 621.395.63 : 621.373.52

D. Forró:

Координатная АТС с 400 линиями производства ВНГ. Цепи сигналов вызова и звуковой частоты

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) №6.

Описаны цепи АТС осцилляторов, усилителей и модуляторов передающие сигналы вызова и звуковой частоты АТС. В первую очередь описан генератор на транзисторах, работающий в режиме класса «С» для произведения синусоидальных сигналов набирания номера, занятия и ожидания. Показываны цепи для модуляции и усиления, сигналов занятия и ожидания. Трактуются также цепи для произведения напряжения вызова и цепи для тональной тревожной сигнализации.

DK 621.395.664.1 : 621.382.3

Э. Блум:

Генератор телефонной нагрузки на транзисторах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 6.

Описана установка применяемая при испытании АТС, производящая искусственную нагрузку на 10 линиях. Нагрузка регулярно повторяется. Установка автоматически работает под действием звуковых сигналов, входящих через абонентские линии. Номер вызова можно устанавливать либо, независимо от других линий. Установка вызывает на одной из 10 линий друг за другом члены группы содержащей 100 абонентов. Число неуспешных вызовов можно записывать.

DK 621.394.341:621.391.814

Т. Неки:

Испытание предела приёма при телеграфных машинах включенных в телеграфных цепях

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 6.

Автор трактует предел приёма телеграфных машин и показывает измерительный метод для его испытания. Дан способ определения области приёма телеграфных машин, потом — на основании этого — испытано уменьшение предела приёма при соединении машин различного типа.

Summaries

UDC 621.372.2

I. Vágó:

Theory of Transmission Lines with Cylindrical Conductors on the Basis of Electromagnetic Field

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr 6.

The theory of transmission lines with cylindrical conductors may be discussed on the basis of the electromagnetic field as the superposition of the Sommerfeld surface-wave of conductors. For the Lecher conductor pair the approximative expression concerning the propagation coefficient is in accordance with the result of the Kelvin telegraph equation. In case of conductors with different radius and material the current of the conductors is generally not equal to each other. In case of multiconductor system generally as many modes with different propagation coefficient occur as the number of the conductors.

UDC 621.376.33 : 621.317.35

A. Vörös:

Measurement of the Linearity of FM-Demodulators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) № 6.

In the preface the paper deals in general with the static non-linear distortion occurring in the FM-demodulators. It presents the difficulties of the methods serving the measurement of the mentioned distortions and points out that the „static slope measurement” procedure is the most advantageous. After discussing the measurement principle the paper deals with the problem of the capability of decomposition. It describes the connections of the intermodulation distortion with the non-linear distortion achieved with the method of transconductance measurement. It discusses the main faults of the measuring system constructed on the basis of the above mentioned method. These faults derive from the basic principle of the measuring system. In connection with the examination of the frequency deviation it presents the values of the most important characteristics of the measuring system. Finally he presents the application field of the measurement performed with the described equipment.

UDC 621.395.344.6 : 621.395.63 : 621.373.52

D. Forró:

BHG-Made 400 Line Crossbar Sub-Exchange. Ringing and Tone Circuit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) № 6.

The paper deals with the ringing and tone signal oscillator of the exchange. First a transistor master oscillator of class „C” is presented which produces the sinusoidal dial-, busy and secrecy tone. The modulator and amplifier circuits of the busy and secrecy tone are described. The ringing signal generator and finally the alarm tone circuit are described.

E. Blum:

Transistorisierte Verkehrsroutine für Vermittlungssämter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1964.) Nr. 6.

Der Artikel erörtert eine transistorisierte Einrichtung, die bei der Prüfung einer Vermittlungsstelle angewendet werden kann. Das Gerät ist geeignet auf 10 Linien einen Kunstverkehr herzustellen, wobei der Verkehr sich regelmässig wiederholt. Die Einrichtung arbeitet automatisch auf der Wirkung der auf den Teilnehmerleitungen ankommenden Tonsignalen. Die Rufnummer kann frei von einander beliebig auf jede Linie eingestellt werden. Auf einer von den 10 Linien ruft der Apparat die 100 Teilnehmer der voraus eingestellten Gruppe nacheinander an. Die Nummer der erfolglosen Rufe ist registrierbar.

DK 621.394.341 : 621.391.814

T. Nyéki:

Untersuchung der Empfangsgrenze der in Telegraphienetzen eingeschalteten Fernschreibmaschinen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr. 6.

Der Verfasser beschäftigt sich mit der Empfangsgrenze der Fernschreibmaschinen und zeigt ein Messverfahren zur Prüfung derselben. Er macht ein Verfahren bekannt zur Bestimmung des Empfangsbereiches der Fernschreibmaschinen und auf diesem Grunde prüft er die Verminderung der Empfangsgrenze bei Zusammenschaltung von Maschinen verschiedener Art.

UDC 621.395.664.1; 621.382.3

E. Blum:

Transistorized Traffic Generator for Exchanges

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1964.) N° 6.

The paper presents a transistor equipment applied for testing of exchanges which generates an artificial traffic on 10 lines. The traffic repeats itself regularly. The equipment operates automatically controlled by the tone signals arriving on the subscriber's lines. The calling numbers can be set independently from each other. On one of the 10 lines the apparatus calls on successively the members of a group of 100 subscribers. The number of the unsuccessful calls can be registered.

UDC 621.394.341 : 621.391.814

T. Nyéki:

Examination of the Limit of Reception of Teletypewriters Connected into Telegraph Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr. 6.

The limit of reception of teletypewriters is dealt with and a measuring method is shown for its examination. A procedure is described to determine the range of reception of teletypewriters, then the decrease of the limit of reception is examined in case of connecting different types of apparatus into the circuit.

Résumés

CDU 621.372.2

I. Vágó:

Théorie des lignes de transmission se composant des conducteurs cylindriques sur la base du domaine électromagnétique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 6.

La théorie des lignes de transmission se composant des conducteurs cylindriques peut être discutée sur la base du domaine électromagnétique comme la superposition des ondes de surface de Sommerfeld de conducteurs. L'expression approximative reçue de telle façon concernant le coefficient de propagation est en accord avec les résultats reçus des équations télégraphiques. En cas des conducteurs de différent radius ou de différente matière le courant des conducteurs en générale n'est pas égal l'un à l'autre. En cas de système de plusieurs conducteurs en général autant de modes de différents coefficients se présentent, que le nombre des conducteurs.

CDU 621.376.33 : 621.317.35

A. Vörös:

La mesure de la linéarité des démodulateurs de mesure de FM.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 6.

Dans la préface l'article s'occupe en général des distorsions statiques et non-linéaires des démodulateurs FM. Puis il fait connaître les difficultés des méthodes de mesure pour les distorsions y mentionnées et prouve que c'est le procédé „de mesure de pente statique” qui est le plus avantageux. Après la discussion de principe de mesure l'article s'occupe des problèmes de la décomposition. Il fait connaître la connection de la distorsion d'intermodulation avec la distorsion nonlinéaire reçue avec la méthode de mesure de pente. Puis il décrit les principaux défauts du système de mesure développé sur la base y mentionnée. Ces défauts résultent des caractéristiques techniques du système de mesure. Il présente les valeurs des caractéristiques plus importantes du système de mesure en connection de l'essai des appareils pour mesurer la déviation de fréquence. Enfin il décrit les domaines d'application des mesures qui peuvent être exécutées par des équipements y présentés.

CDU 621.395.344.6 : 621.395.63:621.373.52

D. Forró:

Circuit d'appel et de tonalité d'un autocommutateur téléphonique crossbas à 400 lignes fabriqué dans la BHG

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1963.) No6

L'article décrit les oscillateurs produisant les signaux d'appel et des diverses tonalités de l'autocommutateur, ainsi que ses amplificateurs et modulateurs. C'est d'abord un maître-oscillateur qui est traité dont le rôle est de fournir les signaux sinusoïdaux des tonalités d'appel, d'occupation et d'avertissement. Il passe ensuite en revue les circuits prévus pour l'amplification et la modulation des diverses tonalités citées. L'auteur se propose enfin de décrire les circuits produisant des courants de sonnerie et d'alarme audible.

CDU 621.395.664.1 : 621.382.3

E. Blum:

Dispositif transistorisé pour la production d'un trafic artificiel dans les bureaux téléphoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964.) N° 6

L'article décrit un des équipements transistorisés — produisant un trafic artificiel sur 10 lignes — prévu pour l'essai des bureaux téléphoniques. Le trafic se répète régulièrement. L'équipement fonctionne automatiquement sous l'effet des tonalités issues des lignes d'abonnés. Le numéro d'appel peut être pré-réglé sur chaque ligne arbitrairement, indépendamment l'un de l'autre. Sur l'une des 10 lignes l'appareil appelle successivement les membres d'un groupe constitué de 100 abonnés pré-réglés. Le nombre des appels sans succès peut être enregistré.

CDU 621.294.341 : 621.391.814

T. Nyéki:

Analyse des limites de réception des téléimprimeurs connectés dans réseaux télégraphiques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964.) N° 6.

L'auteur s'occupe des limites de réception des téléimprimeurs et présente une méthode de mesure pour leur analyse. Un procédé est présenté pour déterminer la gamme de réception diminuée est examinée en cas de connexion des appareils de type différent.



TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

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

Nagyszűrésű készülékek :

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszűrésű gűrsűszűrésűk :

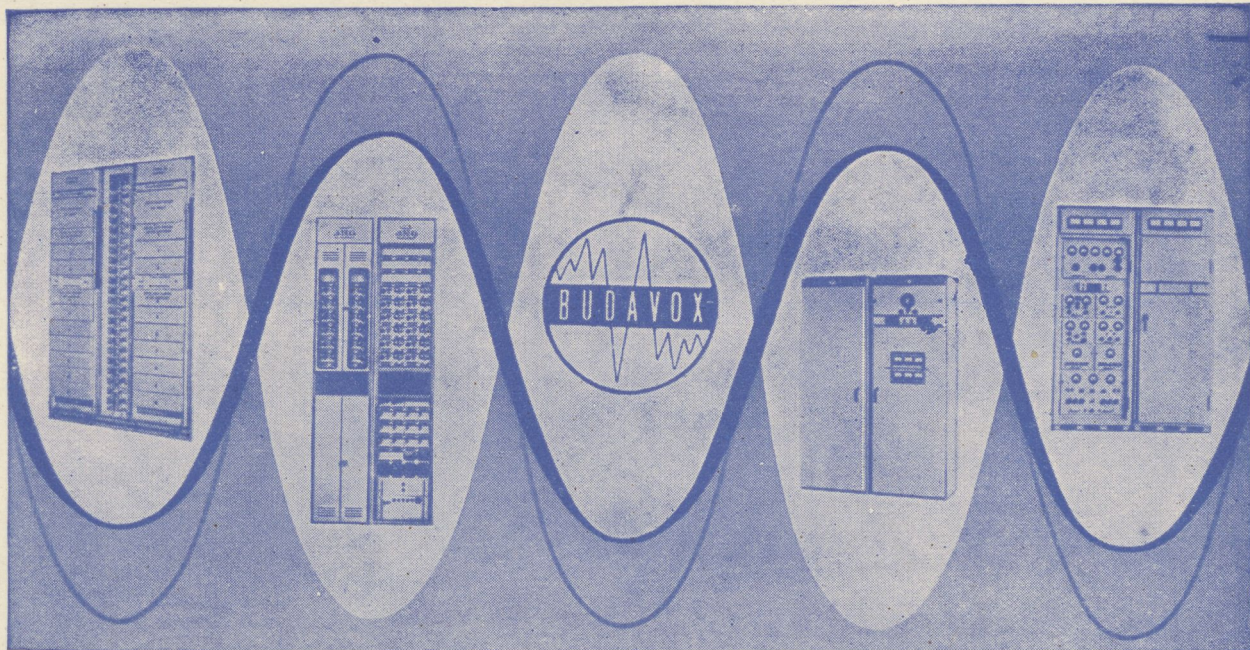
vűltakozó áramű szűlűzűtorok,
generűtor gűrsűszűrésűk

Feszűrésűszűrésűk :

kűzi, motoros és automatikus műkűdűsű mozgűtekerceses
vűgy toroidrendszűrű szűlűzűzű berendűzűsek

Transzűforműtorok :

egy- és hűromfűzűsű sorozat, kűlűnleges transzűforműtorok
100 kVA-ig és hűradűstechnikai transzűforműtorok



CB és LB kűszűlűk.
Automata telefonkűzpontok. Átvűteltechnikai berendűzűsek.
Isműtűlű álloműsok

Átvűteltechnikai műrűműszűrek. Nagűfrekvűciűjű generűtorok
Hordozhatű adű-vűvű berendűzűsek.
Tűbbcsatornűs műkűrohűllűmű berendűzűsek

BUDAVOX

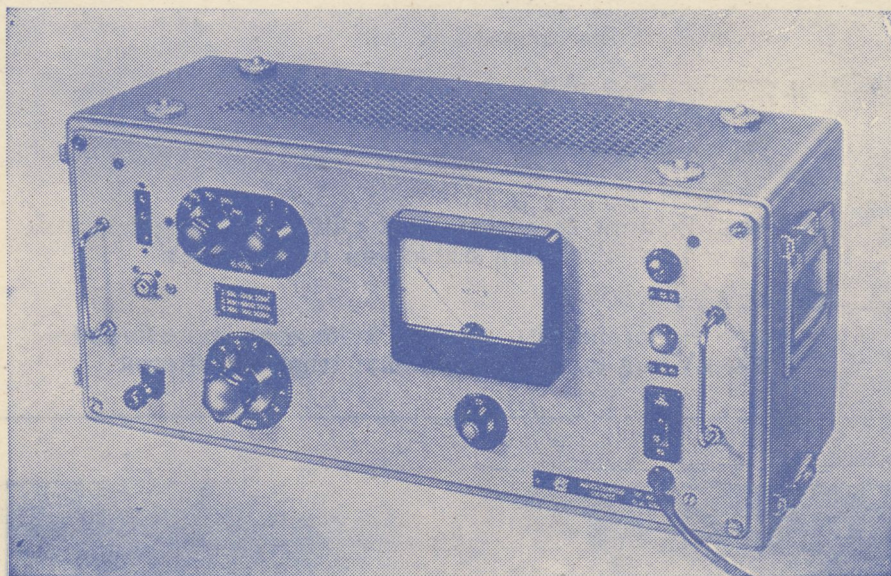
BUDAPESTI HűRADűSTECHNIKAI VűLLALAT

Budapest, VII., Tanűcs kűrűt 3/a. Telefon: 426-549. Tűvirat: Budavox, Budapest

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

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

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



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:

30 Hz — 1 MHz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:

—10 N — +2,1 N

BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

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

SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:

Kapcsolható lezárások

75 — 135 — 150 — 600 Ω

ALKALMAZOTT CSÖVEK:

5 db 18042, E83F,
PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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

