

Mikrohullámú oszcillátorok FM és AM zajának mérése a kettős TE_{111} módon működő diszkriminátor segítségével

ETO 621.373.629.6:621.391.822.68

Oszcillátor zajmérésének technikájával sokan foglalkoztak [1], [2], [3], [4], [7] stb. A CW magnetron oszcillátort vizsgálva még D. Middleton [1] mutatta be, hogy az oszcillátor zajvizsgálatának legjobb útja — a zaj szétbontása AM és FM komponensekre.

1. A zaj mérési elve

Az oszcillátor zajmodulációja jól leírható a komplex analitikus jel segítségével. A mikrohullámú CW oszcillátor kimenő jele kifejezhető, mint egy zajjal amplitúdó- és frekvencia- modulált vivőhullám. Vagyis

$$U(t) = \text{Re}\{A(t) \cdot e^{j\theta(t)}\} \quad (1)$$

ahol $A(t)$ és $\theta(t)$ valamely sztochasztikus folyamat időfüggvényei.

Általában $A(t)$ és $\theta(t)$ korreláltak és ezenkívül a kettő között ϑ időkécsés létezhet. Vagyis

$$U(t) = \text{Re}\{A_0[1 + \lambda_1 z_1(t + \vartheta)] \cdot e^{j[\omega_0 t + \lambda_2 z_2(t)]}\} \quad (2)$$

ahol

$z_1(t)$ és $z_2(t)$ a modulációt okozó zajok.

λ_1 és λ_2 — a moduláció mélységére jellemző állandók. A korreláltságból következik, hogy a (2) képlet szerinti jel teljesítménysűrűség spektruma ω_v -re nézve aszimmetrikus. Az aszimmetria mértéke annál nagyobb, minél nagyobb λ_1 és minél kisebb ϑ . Ily módon egy, zajjal vegyesen modulált szinuszos vivő spektruma az 1. ábra folytonos vonala szerinti lehet.

Ha $z_1(t)$ és $z_2(t)$ modulációt okozó zajok Gauss-

folyamatok, λ_1 pedig kicsi, akkor a korreláció elhanyagolható, ami a spektrum szimmetriájához vezet (1. ábra, szaggatott vonal). Ekkor az oldalsávok teljesítménye független AM és FM zajkomponensekből tevődik össze.

Az amplitúdómoduláció méréséhez a jelet amplitúdódemodulátorra kell adni. Ha a demodulátor karakterisztikájának a munkapont körüli meredeksége (mely függvénye lehet a vivőhullám teljesítményének)

$$K_{AD} = \left. \frac{dU_{ki}}{dA_{be}} \right|_{A=A_0}$$

akkor a demodulátor kimenetén megjelenő jel:

$$a(t) = K_{AD} \cdot A_0 \cdot \lambda_1 \cdot z_1(t)$$

Ennek megfelelő teljesítmény:

$$P_{AM} = \frac{1}{r} R_a(0) = \frac{A_0^2}{r} \lambda_1^2 K_{AD}^2 R_1(\tau) \Big|_{\tau=0} \quad (3)$$

ahol $R_a(0)$ a $a(t)$ sztochasztikus folyamat autokorrelációs függvénye a $\tau=0$ helyen. $R_1(\tau)$ a $z_1(t)$ folyamat autokorrelációs függvénye, r a demodulátor terhelő ellenállása.

P_{AM} — azt a teljesítményt jelenti, amely kizárólag az AM miatt lép fel a demodulátor kimenetén.

$\frac{A_0^2}{r}$ vivő teljesítményt jelent, és ekkor a zaj/vivő viszonya:

$$\beta = \frac{P_{AM}}{P_v} = \lambda_1^2 K_{AD}^2 R_1(\tau) \Big|_{\tau=0} \quad (4)$$

Ha most a (2) képlet szerinti jelet frekvenciademodulátorba vezetjük, amelynek karakterisztikameredeksége a munkapontnál

$$K_{FD} = \left. \frac{dA(f)}{df} \right|_{f=f_0}$$

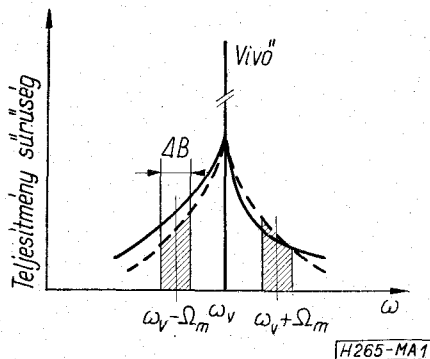
ahol $A(f)$ a diszkriminátorban a vivő-teljesítménytől függő karakterisztikája, akkor a demodulátor kimenetén megjelenő jel

$$b(t) = K_{FD} \cdot \lambda_2 \cdot \frac{dz_2(t)}{dt}$$

Ahol $b(t)$ sztochasztikus függvény, melynek megfelelő teljesítmény:

$$P_{FM} = \frac{1}{r} R_b(0) = \frac{\lambda_2^2}{r} K_{FD}^2 \left[\frac{d^2}{d\tau^2} R_2(\tau) \right]_{\tau=0} \quad (5)$$

r — demodulátor terhelő ellenállása,



1. ábra. Zajjal vegyesen modulált szinuszos vivő spektruma (folytonos vonal korreláció esetén, szaggatott vonal a korreláció elhanyagolása esetén)

$R_b(0)$ a $b(t)$ sztochasztikus folyamat autokorrelációs függvénye, a $\tau=0$ helyen.

$R_z(\tau)$ a $z_2(t)$ sztochasztikus folyamat autokorrelációs függvénye.

A demodulátor kimenetén megjelenő effektív zajfrekvencia-lököt az (5) egyenletről határozható meg.

$$\Delta f_{z,eff} = \lambda_2 \sqrt{\left. \frac{d^2}{d\tau^2} R_z(\tau) \right|_{\tau=0}} \quad (6)$$

P_{FM} azt a teljesítményt jelenti, amely kizárólag az FM miatt lép fel a detektor kimenetén. Valóságban, vegyes moduláció esetén, a frekvencia demodulátor kimenetén λ_1 -től függő zajteljesítmény is fellép.

A gyakorlati esetekben azonban λ_1 nagyon kicsi, és ezért az AM zaj hatása FM zaj mérése közben elhanyagolható. Ily módon, mint a (6) képletből látható, az FM zajból eredő $\Delta f_{z,eff}$ lökötet, a P_{FM} teljesítményt mérve határozhatjuk meg.

Szemléletes ábrázolást tesz lehetővé, és a mérőrendszer hitelesítéséhez közvetlenül felhasználható összefüggésekre vezet, ha az egész zaj spektrumát szétbontjuk ΔB szélességű sávokra és ezekben a sávokban külön-külön vizsgáljuk a zajt. (Feltételezzük, hogy a spektrumkomponensek függetlenek.) A zajteljesítmény a ΔB szélességű sávban szinuszos feszültséggel helyettesíthető, aminek ugyanolyan teljesítménye van, mint a ΔB szélességű sávban levő zajnak.

A vivő és egy elemi szinuszos jel (pl. $\omega_v + \Omega_m$) a következő formában fejezhető ki:

$$U(t)_1 = \text{Re} \{ U_v e^{j\omega_v t} + U_m e^{j[(\omega_v + \Omega_m)t + \Theta_m]} \}$$

ahol Θ_m - kezdeti fázis.

Ha $U_m \ll U_v$ (kis jel közelítésben), akkor

$$U(t)_1 = U_v \left[1 + \frac{U_m}{U_v} \cos(\Omega_m t + \Theta_m) \right] \cdot \cos \left[\omega_v t + \frac{U_m}{U_v} \sin(\Omega_m t + \Theta_m) \right]$$

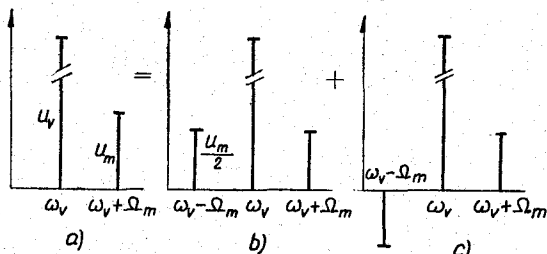
vagy a másik formában:

$$U(t)_1 = U(t) \cdot \cos \varphi(t), \quad (7)$$

ahol

$$U(t) = U_v \left[1 + \frac{U_m}{U_v} \cos(\Omega_m t + \Theta_m) \right] \quad (7a)$$

$$\varphi(t) = \omega_v t + \frac{U_m}{U_v} \sin(\Omega_m t + \Theta_m) \quad (7b)$$



H 265-MA2

2. ábra. Vivő és egy oldalsáv vektor ábrázolása vegyes szinuszos moduláció esetén, a) Egy oldalsáv és egy vivő, b) AM komponensek, c) FM komponensek

Az $U(t)_1$ jelnek $U(t)$ tagja amplitúdómodulációt, a $\varphi(t)$ pedig szögmodulációt mutat.

Ezt a jelet vektor formában úgy ábrázolhatjuk, mint egy pár szimmetrikus (amplitúdómoduláció) és egy pár antiszimmetrikus (frekvenciamoduláció) oldalsáv eredője (2a, 2b, 2c ábra).

Ha a (7) képlet szerinti jel AM demodulátorra jut, akkor annak kimenetén az egy oldalsávból megjelenő teljesítmény a (3) képlet szerint a következő lesz:

$$P_{AM1} = \frac{U_v^2}{r} \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 K_{AD} \cdot R_1(\tau) \Big|_{\tau=0}$$

$R_1(\tau)$ a $z_1(t)$ folyamat autokorrelációs függvénye. Definíció szerint:

$$R_1(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T z_1(t) \cdot z_1(t + \tau) dt \Big|_{\tau=0} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T z_1^2(t) dt$$

Esetünkben:

$$P_{AM1} = \frac{1}{2} \frac{U_v^2}{r} \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 K_{AD}^2 \quad (8)$$

Két oldalsávon levő teljesítmény

$$P_{AM} = \frac{U_v^2}{r} \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 K_{AD}^2 \quad (9)$$

Zaj/vivő viszonya pedig

$$\beta = \frac{P_{AM}}{P_v} = K_{AD}^2 \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 \quad (10)$$

Hasonló módon, ha a (7) képlet szerinti jelet frekvenciademodulátorra adjuk, akkor a kimeneten megjelenő teljesítmény:

$$P_{FM1} = \frac{\lambda_2^2}{r} K_{FD}^2 \left[\frac{d^2}{d\tau^2} R_z(\tau) \right]_{\tau=0} = \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 \frac{1}{r} K_{FD}^2 \frac{1}{2} \Omega_m^2$$

A két oldalsávból származó kimenő teljesítmény

$$P_{FM} = \left(\frac{U_m}{U_v} \right)^2 \frac{1}{r} K_{FD}^2 \Omega_m^2 \quad (11)$$

A modulációból létrejövő effektív löket:

$$\Delta f_{z,eff} = \lambda_2 \sqrt{\left. \frac{d^2}{d\tau^2} R_z(\tau) \right|_{\tau=0}} = \left(\frac{U_m}{U_v} \right) \frac{1}{\sqrt{2}} f_m \quad (12)$$

2. A zaj mérési módszerei

Az oszcillátor zaj mérésére különböző módszerek ismeretesek [4]. Ezek között legrégebbi a teljes zaj mérése. A módszer lényege, hogy a zajspektrumot kisfrekvenciás (100–200 MHz) tartományba transzformáljuk, ahol a mérés már sokkal egyszerűbb. A transzformáció stabil helyi oszcillátor segítségével történik. E módszernek az a hátránya, hogy a helyi oszcillátornak nagyon stabilnak kell lennie, és speciális módszereket kell alkalmazni, hogy a helyi oszcillátor zaja a mérést ne zavarja. Ez a módszer ezenkívül kevés információt ad a zaj természetére.

Az AM zaj mérésére lehetőséget ad, hogy egy keverő kimenetén az oldalsávok és a vivő kikeveredése folytán csak az AM produktumok jelennek meg, feltéve, hogy az FM modulációs index kicsi. Ilyen módon az AM zajkomponensek az FM-től szétválaszthatók, majd amplitúdódemodulátor után kisfrekvenciás módszerekkel vizsgálhatók.

A mikrohullámú oszcillátoroknál általában az FM zaj dominál, ezért érdemes olyan rendszert tervezni, amely mindkét, AM és FM zajkomponens mérésére alkalmas.

Modern mikrohullámú zajmérő módszereknek az alapja Marsh és Wiltshire [7] javasolt módszere. Módszerük lényege, hogy a vizsgálandó jel két részre osztódik szét. Egy rész referens jelként, a másik – frekvenciától függő körön (pl. üregrezonátor) visszaverődve, – fázisérzékeny demodulátoron összehasonlításra kerül. A fázisdemodulátorban az összehasonlítás kisebb frekvencián általában könnyebb, ezért a referens és a visszaverődött jeleket kisebb frekvenciára keverik. Erre a célra nagyon stabil (autonom) generátort és kiegyenlített keverőket használnak. A módszer blokkismája a 3. ábrán látható.

Az üregrezonátort az oszcillátor frekvenciáján illesztjük az iránycsatlóhoz, így a róla visszaverődött vivőhullám teljesítménye elvileg nulla.

Az AM és FM zajvektor ábrázolásából láthatjuk, hogy ha az FM jel oldalsáv vektorai egy adott fázisnál a vivőre merőlegesek, akkor az AM oldalsávvektorok a vivő irányába mutatnak. Ily módon az oldalsávvektorok fázisait a referens jel fázisával fázisdemodulátoron összehasonlítva az oszcillátor AM zajját az FM zajtól szét lehet választani.

A módszer érzékenysége – bizonyos módosításokkal [3], [5], [7] – elég nagy lehet. Pl. FM zaj esetén Schottky barrier diódákkal 1 kHz vivőtől való eltérés, 400 mW bemenő teljesítmény esetén, a legkisebb mérhető zárlököt 1 Hz sávszélességben 0,05 Hz. Az érzékenység csökken a vivőhöz közeleltve.

Mint az előbbi módszereknek, ennek a módszernek is hátránya az, hogy a helyi oszcillátornak igen nagy stabilitásúnak kell lennie, ami mikrohullámon nem mindig érhető el egyszerűen. Az üregrezonátort minden mérés előtt illeszteni kell (ettől lényegesen függ a rendszer érzékenysége), ami sokszor elég nagy idővesztést jelent.

3. TE₁₁₁ kettős módon működő üregrezonátor alkalmazása zajmérésre

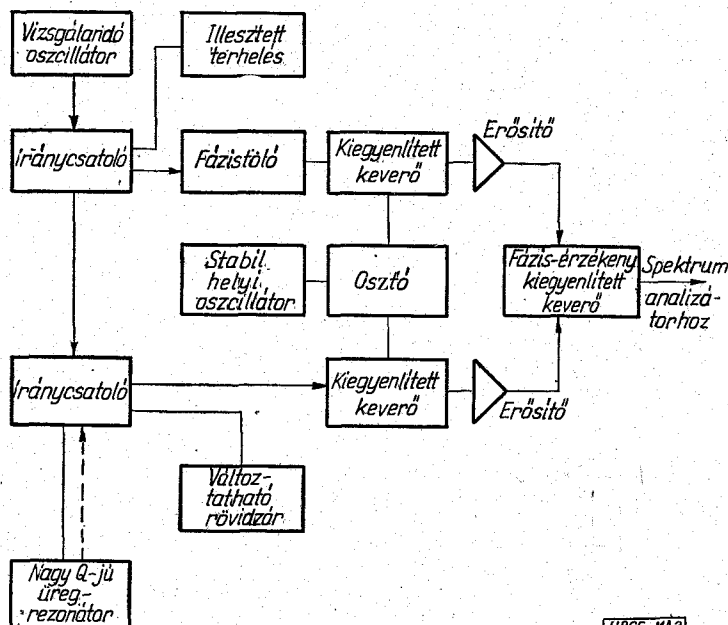
AM és FM zajmérésre úgynevezett kettős TE₁₁₁ módon működő üregrezonátorral épített rendszer használható.

A hengeres üregrezonátor TE₁₁₁ módusának hullámegyenletei a (hengeres, r, α, z koordináta-rendszerben) az alábbiak [6].

$$\left. \begin{aligned} H_{mz} &= H_0 I_1(xr) \frac{\cos \alpha \sin X_z z}{\sin \alpha \sin X_z z} \\ H_{mr} &= H_0 \frac{X_z}{x} I_1'(xr) \frac{\cos \alpha \cos X_z z}{\sin \alpha \cos X_z z} \\ H_{mz} &= H_0 \frac{X_z}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} \frac{-\sin \alpha \cos X_z z}{\cos \alpha \cos X_z z} \\ E_{mr} &= -jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} \frac{-\sin \alpha \sin X_z z}{\cos \alpha \sin X_z z} \\ E_{mz} &= jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x} I_1'(xr) \frac{\cos \alpha \sin X_z z}{\sin \alpha \sin X_z z} \end{aligned} \right\} (13)$$

ahol $I_1(xr)$ első rendű Bessel-függvény.

$$\left. \begin{aligned} X_z &= \frac{\pi}{l}, \quad x = \frac{2\pi}{\lambda_c}, \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{A_{11}}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l}\right)^2} \end{aligned} \right\} (14)$$



3. ábra. Marsh és Wiltshire javasolt módszerének blokkismája

H265-MA3

ahol $A_n - I'_1(xr)$ Bessel-függvény differenciálhányadosának gyöke,

R az üreg sugara,
 l az üreg hossza.

(14)-ből látható, hogy a frekvenciát két módon változtathatjuk: l és R változtatásával. A TE_{111} típusú hullám mező-eloszlása a 4. ábrán látható.

Megfigyelhető, hogy a rezgésnek adott polarizációja van, ami azt jelenti, hogy ha pl. a 4. ábra szerinti polarizációt hozunk létre, akkor az elektromos vonalak az „A” síknál a legsűrűbbek.

Az „A” síkban elhelyezkedő csavar befolyásolja a rezonáns frekvenciát, ugyanakkor a „B” síkban levő kis hangolósavar nem hat a frekvenciára. Ily módon, ha ezt a rezgést két egymással merőleges komponensre bontjuk szét, akkor bizonyos helyeken elhelyezkedő hangolósavarokkal külön-külön befolyásolhatjuk a rezonáns frekvenciát a két komponensre.

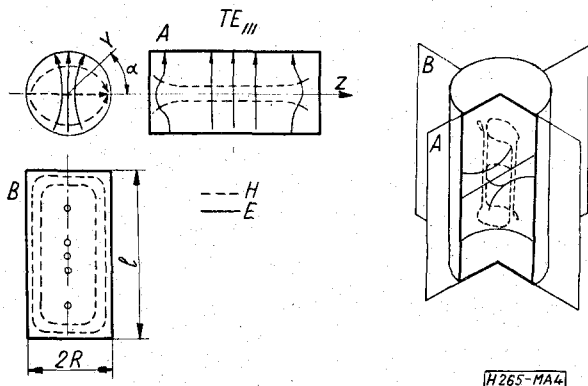
A (13) egyenletrendszerből $\pm \frac{\pi}{4}$ szögre elfordult síkra vonatkozó komponenseket kaphatunk. Ezek:

$$\left. \begin{aligned} H_{mz} &= H_0 J_0(xr) \frac{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \sin X_z z \\ H_{mr} &= H_0 \frac{X_z}{x} I'_1(xr) \frac{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \cos X_z z \\ H_{m\alpha} &= H_0 \frac{X_z}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} - \sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right) \cos X_z z \\ E_{mr} &= -jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x^2} \frac{I_1(xr)}{r} \cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right) \sin X_z z \\ E_{m\alpha} &= jH_0 \frac{\omega_0 \mu}{x} I'_1(xr) \frac{\cos\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)}{\sin\left(\pm \frac{\pi}{4}\right)} \sin X_z z \end{aligned} \right\} (15)$$

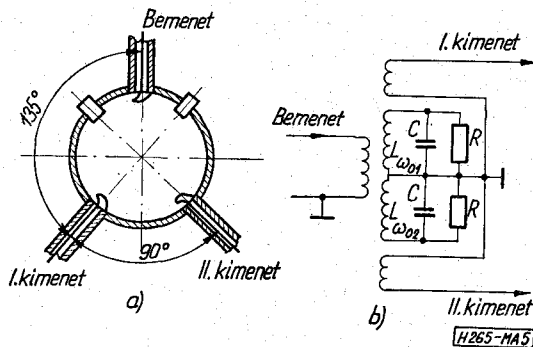
A (15) egyenletek rendszere két egymással merőleges síkban levő rezgést fejez ki.

Ha a gerjesztőhurkok és hangolósavarok az 5a ábra szerint helyezkednek el, akkor a két rezgésnek a rezonáns feltételei külön-külön biztosíthatók. Ez pedig azt jelenti, hogy egy üregrezonátorban a két rezgésre más-más ω_{01} és ω_{02} rezonáns frekvencia létezik.

Ha az energia kivezetése úgy történik (pl. hurkokon keresztül), hogy a csatoló hurkok csak egy-



4. ábra. A TE_{111} típusú hullám mezőeloszlása



5. ábra. Kettős TE_{111} módon működő üregrezonátor (a) és helyettesítő képe (b)

egy módushoz csatlakoznak, akkor ennek az üregrezonátornak a helyettesítő képe az 5b ábra szerinti.

A két kimenetet mikrohullámú diódákon keresztül differenciálerősítő két bemenetére csatlakoztatva, és az erősítő kimeneti jelét kisfrekvenciás spektromanalizátorral vizsgálva, az FM zajra vonatkozó eredmények kaphatók.

Az FM zajt mérő rendszer bloksémája a 6. ábrán látható.

4. Gyakorlati eredmények leírása

A 6. ábrán látható rendszert készítettük el és vizsgáltuk meg a mikrohullámú X sávban. Az üregrezonátor adatai a következők:

Az átmérő-hosszúság viszonyát $2R/L=0,496$ -ra választottuk [8]. Az átmérő a (14) képlet alapján ekkor

$$2R = \frac{0,586}{f_c \sqrt{\mu \epsilon}} \quad \lambda_{c(TE_{111})} = 3,412R,$$

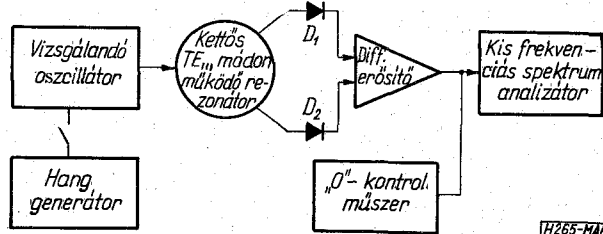
amiből 10 GHz-re $2R=19$ mm $L=39$ mm adódik. Az energia be- és kicsatolása kis átmérőjű hurkokon keresztül jött létre.

A differenciálerősítő kimenetén a karakterisztika a 7. ábra szerint adódott.

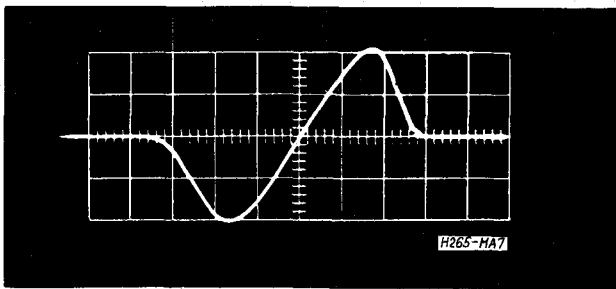
A rendszer kalibrációja céljából a vizsgálandó oszcillátort hanggenerátorral frekvenciamoduláltuk és a kimenő spektrumot mikrohullámú spektromanalizátorral figyeltük meg.

Felhasználva a frekvenciamodulátor azon tulajdonságát, hogy tiszta szinuszos moduláció esetén a vivő bizonyos modulációs indexnél eltűnik, az első eltűnéshez tartozó frekvencialöket csúcsértéke:

$$\Delta f_{csúcs} = 2,405 f_{mod}$$



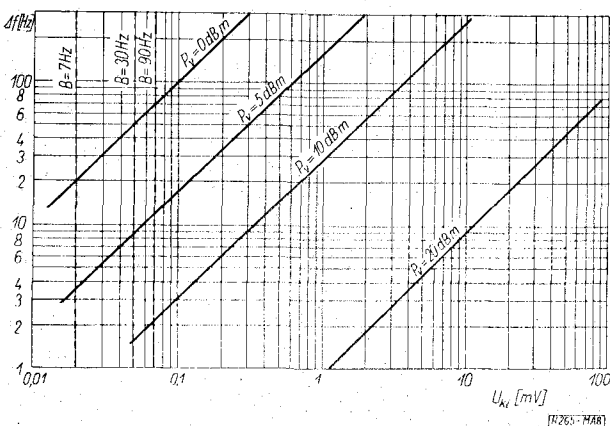
6. ábra Az FM zajt mérő rendszer bloksémája



7. ábra. Differenciális erősítő kimeneti karakterisztikája.
 (Vízszintes lépték $5 \frac{\text{MHz}}{\text{cm}}$, függőleges $2 \frac{\text{V}}{\text{cm}}$)

Az így meghatározott csúcslöketekhez tartozó spektrumanalizátor kimenő feszültség a rendszer hitelesítési görbét adja az adott oszcillátor vivőteljesítményre. Erre vonatkozó adatok a 8. ábrán találhatók.

A rendszer alapérzékenysége a saját zajtól és a bemenő jel teljesítményétől függ. A használt kisfrekvenciás analízátorban (C4-12 szovjet típus), három sávzélességben ($B=90, 30, 7 \text{ Hz}$) lehet vizsgálni a jelet. Ezekhez a sávzélességekhez tartozó analízátor kimenő feszültségeket (8. ábra) bejelölve, a rendszer alapérzékenysége leolvasható. Ezt az 1. táblázatban külön is összefoglaltuk. Említésre



8. ábra. Analízátor kimeneti feszültsége az FM zaj-löket függvényében

érdemes, hogy a 0, 5, 10 dBm görbék mért eredmények, a 20 dBm-re érvényes görbét extrapolálással kaptuk.

1. táblázat

P_v [dBm]	10			5			0		
B [Hz]	90	30	7	90	30	7	90	30	7
Δf [Hz]	2,3	1,6	0,7	12	8,5	3,2	70	50	20

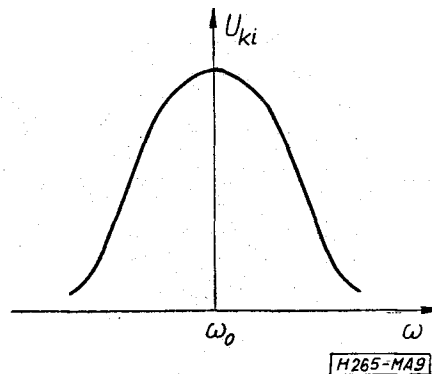
A rendszer FM zajra vonatkozó alapérzékenysége

Ily módon, ha például a bemeneti jel teljesítménye $P_v=10 \text{ dBm}$ és a spektrumanalizátornak a sávzélessége $B=7 \text{ Hz}$, a minimális megfigyelhető csúcslöket $f=0,7 \text{ Hz}$.

A rendszer AM zaj mérésére is alkalmazható. Ehhez az szükséges, hogy a két diódáról jövő jelet összeadjuk. Ekkor az erősítő kimenetén mérve a 9. ábra szerinti frekvencia-amplitúdó karakterisztika alakul ki.

Ha a munkapontot a görbének a csúcán választjuk meg, akkor a rendszer amplitúdó demodulátorként működik. Ily módon AM zaj méréséhez elegendő átkapcsolni a két dióda kimeneteit úgy, hogy az azokból jövő jelek összeadódjanak.

AM hitelesítés céljára speciális amplitúdómodulátort alkalmaztunk. Egy csótápvonalban diódával összekapcsolt hurok helyezkedik el. A diódát hang-

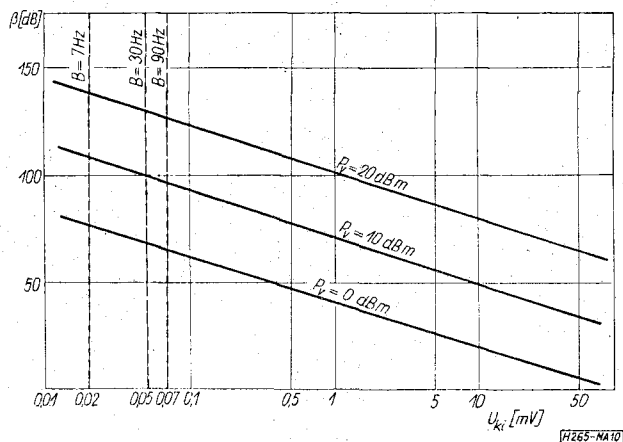


9. ábra. Erősítő kimeneti frekvencia-amplitúdó karakterisztikája

generátorral vezéreltük. Mikrohullámú spektrumanalizátorral az AM moduláció mélységét meghatároztuk. Az ismert modulációs mélységű jelet az AM zajmérő rendszerbe adtuk. E mérés eredményei a 10. ábrán láthatók.

Mint az FM zaj esetén, a rendszer alapérzékenysége a saját zajtól és a bemenő jel teljesítményétől függ. Különböző sávzélességekre a rendszer AM érzékenysége a 2. táblázatban látható.

Ily módon ha pl. a bemeneti jel teljesítménye $P_v=20 \text{ dBm}$ és a spektrumanalizátor sávzélessége $B=7 \text{ Hz}$, a minimális megfigyelhető zaj/jel viszony: -138 dB .

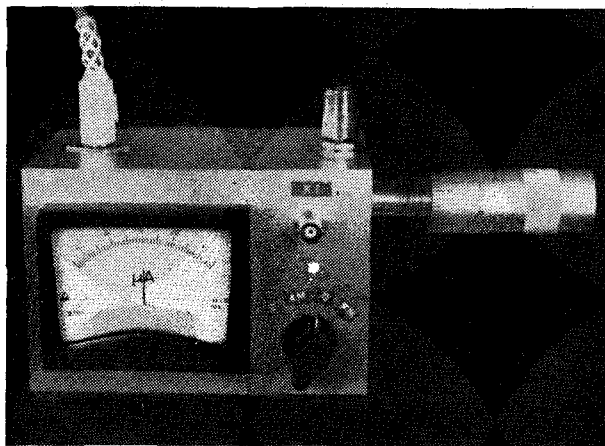


10. ábra. Analízátor kimeneti feszültsége az AM zaj/vivő viszony függvényében

2. táblázat

P_v [dBm]	20			10			0		
B [Hz]	90	30	7	90	30	7	90	30	7
β [dB]	-126	-129	-138	-96	-99	-108	-65	-68	-77

A rendszer AM zajra vonatkozó alapérzékenysége



11. ábra. A mérőrendszer fényképe

A mérőrendszer (üregrezonátor, detektorok, erősítő, üzemmódkapcsoló, beállító műszer) fényképe a 11. ábrán látható.

IRODALOM

- [1] *D. Middleton*: "Theory of phenomenological models and measurements of fluctuating output of CW magnetrons" IRE Trans. Electron Devices, vol. ED-1 pp. 56-89 February 1954.
- [2] *B. G. Bosch and W. A. Gambling*: "Techniques of microwave noise measurement" J. Brit. Inst. Radio Eng. vol. 21. June 1961. pp. 503-515
- [3] *J. G. Ondria*: "A microwave system for measurements of AM and FM noise spectra" IEEE Trans. Microwave Theory Techn. Vol. MTT-16 Sept. 1968. pp. 767-781
- [4] *Musztás István*: „Mikrohullámú oszcillátorcsövek zajának mérése. Híradástechnika XVIII. évf. 8. sz.
- [5] *J. Ashley-C. B. Searles-F. M. Palka*: "The measurement of oscillator noise at microwave frequencies" IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-16. No. 9. Sept. 1968. pp. 753-760
- [6] *В. В. Никольский* «Теория электромагнитного поля» Высшая школа, Москва 1961 г.
- [7] *Marsh, S. B.-Wiltshire, A. S.*: "The use of a microwave discriminator in the measurement of noise modulation on CW transmitters" Proc. IEEE vol. 109. pt. B. suppl. 23, pp. 665-667 May 1962.
- [8] *Roger L. Fjerretad*: "A Compact Wide-Tuning Range, Dual TE₁₁₁ Mode Preselector" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. Vol MTT-14 No. 9. September 1966.