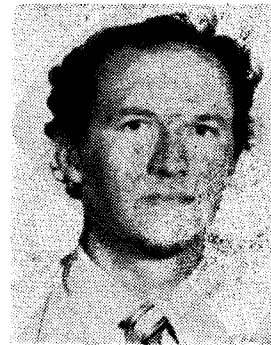


# Fáziszaj a hangolt oszcillátorokban, a fáziszaj mérése az UHF-VHF frekvenciatartományban

FÖLDES JÓZSEF

Mechanikai Laboratórium



## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a hangolt oszcillátorok frekvenciastabilitásával és fáziszajával foglalkozik, példákkal illusztrálva a fáziszaj gyakorlati jelentőségét. Áttekinti a frekvenciastabilitás és a fáziszajmérés módszereit, ismerteti a saját fáziszajmérési eredményeket. Végezetül vázolja a fáziszaj csökkentésének módját fáziszárt hurokban. (\*)

A híradástechnika és a mérés technika egyre több területe igényli a nagy stabilitású, nagy jeltisztaságú és igen finom lépésekben hangolható jelforrásokat. A cikk a hangolható oszcillátorok, a kvarcoszcillátorok és a fent említett követelményeknek együttesen eleget tevő szintetizált jelforrások (frekvenciaszintézerek) frekvencia-stabilitásával foglalkozik, részletesen áttekintve a fáziszaj származtatását, kapcsolatát a frekvencia-stabilitással, a fáziszajmérés néhány módszerét, a fáziszaj csökkentésének lehetőségét fáziszárt hurokban.

## A jelforrások stabilitása

Egy hangolt oszcillátort csak több paraméterének együttes megadásával jellemezhetünk: teljesítményével, hatásfokával, frekvenciájával, hangolási tartományával, frekvencia-stabilitásával stb. Ezek közül a legkritikusabb és legnehezebben mérhető paraméter a frekvencia-stabilitás.

A frekvencia-stabilitás az idő- és a frekvenciatartományban is értelmezhető (1–2. ábra). Időtartományban rövid és hosszú idejű stabilitást különböztethetünk meg (jitter és drift). A hosszú idejű stabilitás a frekvencia néhányszor tíz másodperctől esetleg több hónapig terjedő időtartamú változása, míg a rövid idejű stabilitást az ennél rövidebb időtartamú, esetenként néhány ezred másodperces fluktuáció jellemzi. Frekvencia-tartományban a frekvencia-, ill. fázisfluktuáció adható meg. Ez utóbbi módszer elsősorban a rövid idejű stabilitás specifikálásakor előnyös.

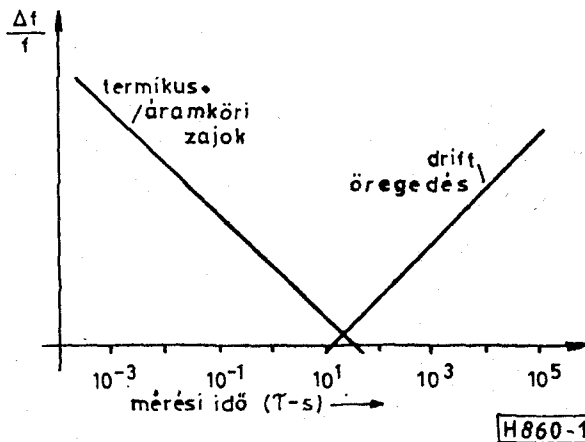
A frekvencia-stabilitás időtartománybeli mérésének egy lehetséges módja a 3. ábrán látható. A keverés során létrejövő  $\Delta f$  frekvencia relatív ingadozása  $\frac{f_0}{\Delta f}$  arányban nagyobb, mint a mért frekvenciáé. Ily módon  $10^{-12}$  nagyságú eltérés is mérhető. Az  $\varepsilon$  frekvencia-eltérések mért értékeiből [3] alapján számítható a stabilitás. A módszer hátránya, hogy a mérés periódusideje nem lehet tetszőlegesen kicsi.

## FÖLDES JÓZSEF

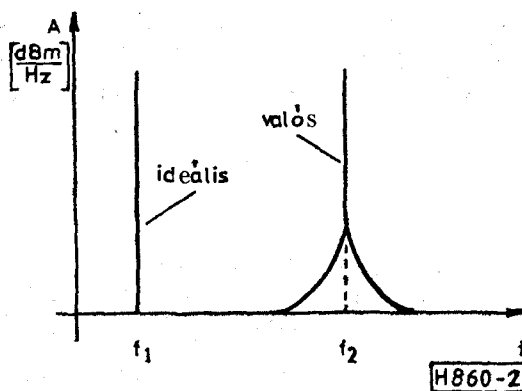
Tanulmányait Szolnokon és Budapesten végezte. Diplomáját 1978-ban szerezte a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának mik-

rohullámú ágazatán. 1980-tól a Mechanikai Laboratórium kommunikációs vevőket fejlesztő főosztályán dolgozik. Tématerülete a gyors hangolható, kis fáziszajú szintézerek fejlesztése.

A frekvencia-tartományban a stabilitás jellemezhető a megmaradó frekvencialöket nagyságával. Ebben az esetben a mért jelet FM-diszkriminátor demodulálja (4. ábra), majd a demodulált jel egy sávszűrőn (pl. 300 Hz–3 kHz vagy 20 Hz–15 kHz) halad át. A szűrő kimenetén mért zajfeszültség csúcserőértéke a maximális frekvenciaeltéréssel arányos, az arányossági tényező a demodulátor állandója.



1. ábra



2. ábra

Beérkezett: 1983. I. 28.

A frekvencia-stabilitás megadásának harmadik módja az oszcillátor egyoldalsávós fáziszajának mérésén alapul.

### A fáziszaj fogalma

Egy hangolt oszcillátor fázis-fluktuációjának spektrális eloszlása az 5. ábrán látható. A fehér  $\Phi M$  és a Flicker  $\Phi M$  spektrális sűrűsége a következő egyenletből számítható [5]:

„fehér”  $\Phi M$   $S_{\Delta\Phi}(f_m) = \frac{F_{oszc} kT}{2P_{oszc}}$ ,

Flicker  $\Phi M$   $S_{\Delta\Phi}(f_m) = \left| \frac{f}{2Q} \right|^2 \frac{F_{oszc} kT}{2P_{oszc} f_m^2}$ ,

ahol:

- $F_{oszc}$  — az oszcillátor aktív elemének zajtényezője,
- $k$  — Boltzmann állandó:  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ ,
- $T$  — az abszolút hőmérséklet [K],
- $P_{oszc}$  — az oszcillátorból maximálisan kivethető teljesítmény [W],
- $Q$  — a rezonátor terhelt jósági tényezője,
- $f$  — az oszcillációs frekvencia [Hz],
- $f_m$  — a spektrum 1 Hz sáv szélességű részének a vivotól mért távolsága [Hz].

Az egyoldalsávós fáziszajt az 1 Hz sáv szélességben mérhető zajteljesítmény és a vivoteljesítmény hányadosa definiálja (6. ábra).

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{SSB}(1 \text{ Hz})}{P_{vivot}} = \left( \frac{U_{SSB}(1 \text{ Hz})}{U_v} \right)^2 \quad (1)$$

Ez az  $f_m$  frekvenciájú, 1 Hz sáv szélességű,  $U_{SSB}$  amplitúdójú oldalsáv frekvencia-modulációjával jön létre. A modulációs index  $\ll 1$ , így felírható az alábbi egyenlet:

$$\frac{U_{SSB}}{U_v} \approx J_1 \left[ \frac{f_{csúcs}}{f_m} \right] \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta f_{csúcs}}{f_m} = \frac{1}{2} \Delta\Phi_{csúcs} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Delta\Phi_{eff} \quad (2)$$

ahol  $J_1 \left[ \frac{\Delta f_{csúcs}}{f_m} \right]$  az elsőfajú, nullad-rendű Bessel-függvény. (2)-t (1)-be helyettesítve:

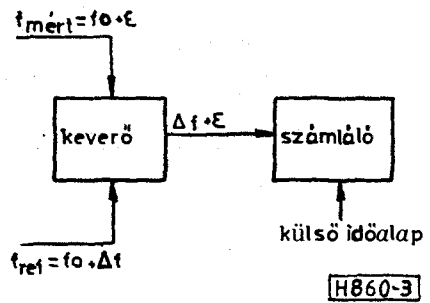
$$\alpha(f_m) = \frac{1}{2} \Delta\Phi_{eff}^2(f_m) \quad (3)$$

$\Delta\Phi_{eff}^2$  a fáziszaj spektrumsűrűsége, jelölése  $S_{\Phi}(f_m)$ .  $\alpha(f_m)$ , ill.  $\Delta\Phi(f_m)$  ismeretében az időtartományban értelmezett  $\frac{\Delta f}{f}$  stabilitási tényező számítható [2]:

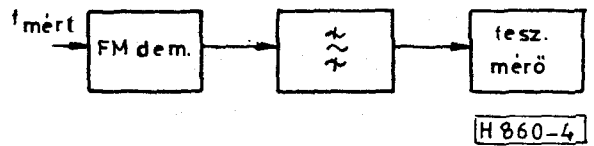
$$\frac{\Delta f}{f}(\tau) = \frac{\Delta\Phi(f_m)}{f} f_m,$$

ahol:

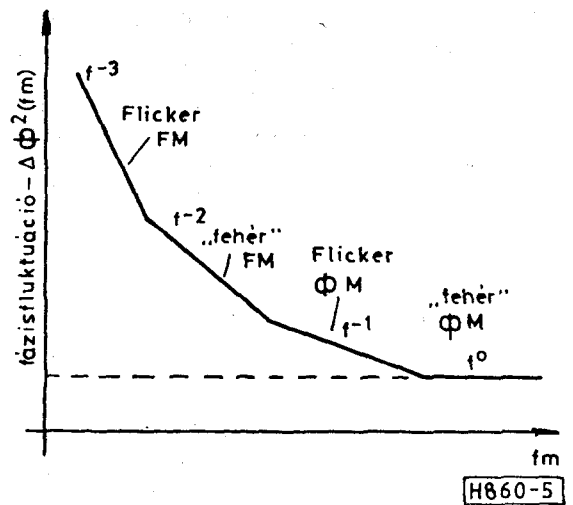
- $f$  — a vizsgált frekvencia [Hz],
- $\Delta f$  — a periodikus frekvencia-eltérés [Hz],
- $\tau$  — a mérési periódusidő [s],
- $f_m$  — az oldalsáv frekvenciája  $f_m = \frac{1}{\tau}$  [Hz],
- $\Phi(f_m)$  — a fázislöklet [rad].



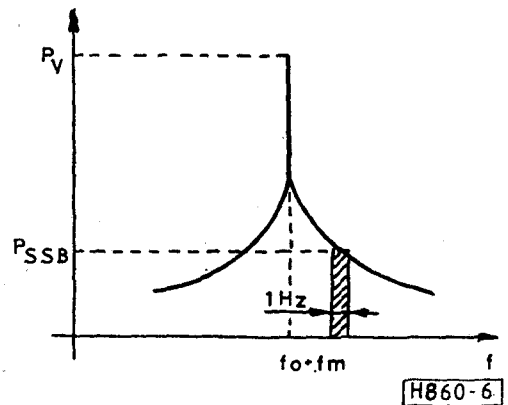
3. ábra



4. ábra



5. ábra

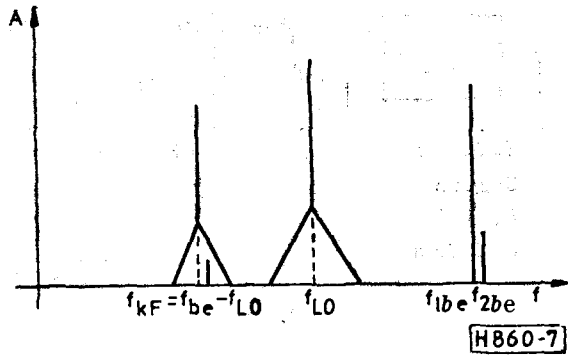


6. ábra

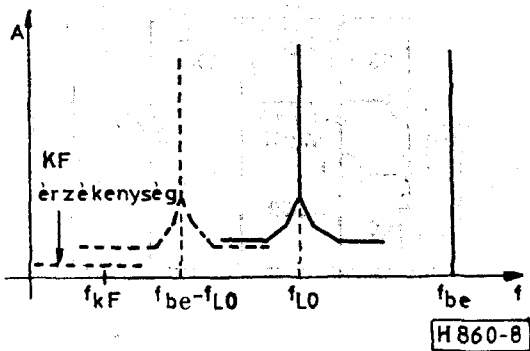
### A fáziszaj jelentősége a gyakorlatban

A fáziszaj minden esetben rontja az adott rendszer érzékenységét, pl. a mérő- vagy hírközlőrendszerben is. Ez a hatás igen szemléletesen jelentkezik a szelektivitás csökkenésében vagy a szélessávú bemenetű vevőknel a reciprok keverés létrejöttében. Vevőkészülékben két közeli adó vételkor a kisebb amplitúdójút az oszcillátor fáziszaja elfedheti (7. ábra), más esetben az oszcillátor fáziszaja keveredhet a nagy

amplitúdójú,  $f_2$  frekvenciájú jellel a KF frekvenciára (8. ábra).



7. ábra



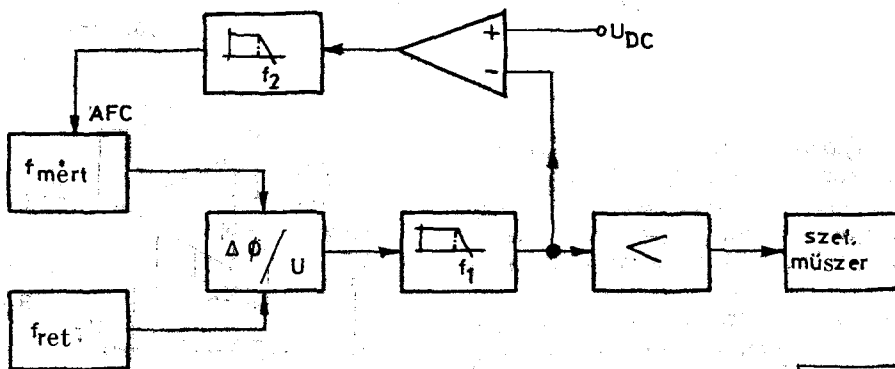
8. ábra

### A fáziszaj mérése

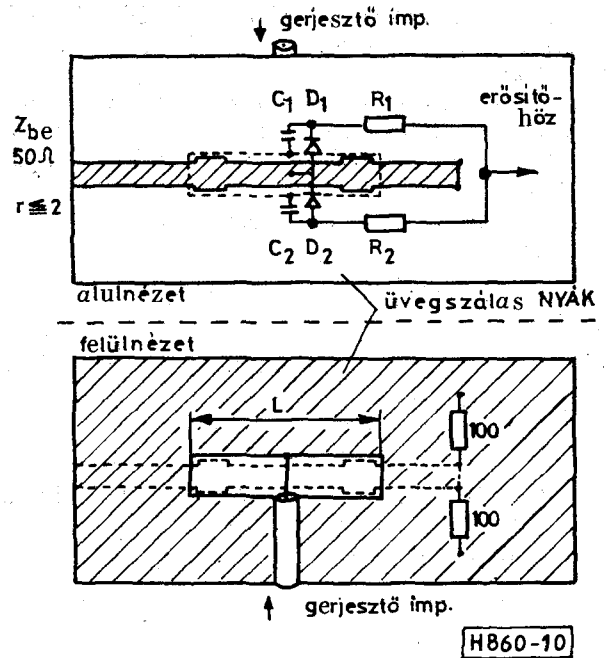
Az oszcillátorok fáziszajának mérésére több módszer is ismert:

- mérés-késleltető vonalas FM diszkriminátorral [8]. Elsősorban UHF és mikrohullámú tartományokban alkalmazható;
- a vizsgált jelet FM diszkriminátorral demodulálva a demodulált jelből számítható a fáziszaj:

$$\alpha(f_m) = \frac{\Delta f_{\text{eff}}^2}{2f_m^2} = \frac{1}{2} \left[ \frac{U_{\text{eff}}}{K_{FM}} \right]^2 \frac{1}{f_m^2}$$



9. ábra



10. ábra

ahol:

$U_{\text{eff}}$  – a demodulátor kimenetén mért zajfeszültség [V],

$K_{FM}$  – az FM-demodulátor állandója  $\left[ \frac{\text{V}}{\text{Hz}} \right]$ ,

$f_m$  – az oldalsáv frekvencia [Hz].

A vizsgált jelet fázisdiszkriminátorral demodulálva a mért feszültségből számítható a fáziszaj. A továbbiakban ezt az utóbbi módszert tekintjük át a 9. ábra mérési összeállítása alapján.

Az  $f_{\text{mért}}$  és  $f_{\text{ref}}$  frekvenciájú jelet egy fázisdiszkriminátor hasonlítja össze. A diszkriminátor kimeneti jele aluláteresztő szűrőn, majd kis zajú erősítőn keresztül szelektív mérőműszerre jut, ill. erősítés és egyenfeszültség-eltolás után a vizsgált oszcillátor frekvencia-szabályozását végzi. A szabályozó áramkör a zavaró frekvencia-driftet szünteti meg, és beállítja a fázisdetektor nulla kimenőfeszültségét. Ilyenkor a fázisdiszkriminátor meredeksége maxi-

mális, AM zavarérzékenysége minimális. A szabályozó kör sáv szélessége a minimális mérési frekvenciánál kisebb.

Azonos frekvenciák esetén kétszeresen kiegyenlített keverőt, többszörös frekvenciáknál harmonikus keverőt (mintavevőt) lehet használni fáziskomparátorok.

Az ideális keverő (vagy harmonikus keverő) kimenőfeszültsége:

$$U_{ki} = U_{kcsucs} \cos(\Delta\Phi + \pi), \quad (4)$$

ahol:

$U_{ki}$  — a keverő kimenőfeszültségének pillanatnyi értéke,

$U_{kcsucs}$  — a kimenőfeszültség-csúcs amplitúdója,

$\Delta\Phi$  — az LO és RF jel fáziskülönbsége.

$\Delta\Phi = \pm 90^\circ$  esetén a kimenőfeszültség értéke nulla. (4)-et differenciálva és  $\Delta\Phi = \pm 90^\circ$ -ot behelyettesítve kapjuk a keverőmeredekségét:

$$\left. \frac{dU_{ki}}{d(\Delta\Phi)} \right|_{\Delta\Phi \pm 90^\circ} = \pm U_{kcsucs}$$

Fentiek alapján a fáziskomparátor meredeksége ( $K_\phi$ ):

keverőnél:  $K_\phi = U_{kcsucs}$ ,

harmonikus keverőnél,

ha a referencia-frekvencia a kisebb:

$$K_\phi = U_{kcsucs}$$

ha a referencia-frekvencia a nagyobb:

$$K_\phi = NU_{kcsucs}$$

ahol  $N$  egész szám, a két frekvencia hányadosa.

A fázislököt nagysága:

$$\Delta\Phi_{eff} = \frac{U_{eff}}{K_\phi}, \quad (5)$$

ahol  $U_{eff}$  — a fáziskomparátor kimenetén mért zajfeszültség effektív értéke.

(5)-öt (3)-ba helyettesítve:

$$\alpha(f_m) = \frac{1}{2} \Delta\Phi_{eff}^2(f_m) = \frac{1}{2} \frac{U_{eff}^2(1 \text{ Hz})}{2U_{keff}^2} = \frac{1}{4} \left( \frac{U_{eff}}{U_{keff}} \right)^2,$$

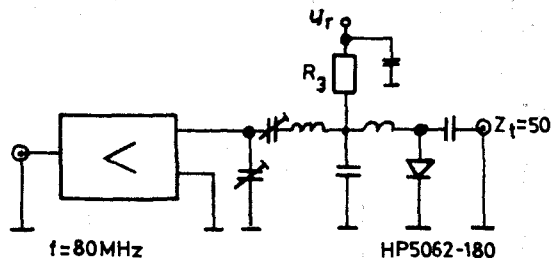
illetve dB-en kifejezve:

$$\alpha(f_m) = -6 \text{ dB} + 20 \lg \frac{U_{eff}}{U_{keff}}.$$

### Mérési eredmények

A végrehajtott zajmérésekhez három referencia-frekvenciát használtunk fel. Egy 80 MHz-es kvarcoszcillátort, illetve ezt 5 MHz-re leosztva, és egy 1040 MHz-es, üregrezonátorral ( $Q_0=1600$ ) hangolt oszcillátort. A mérési összeállítás a 9. ábrának felelt meg.

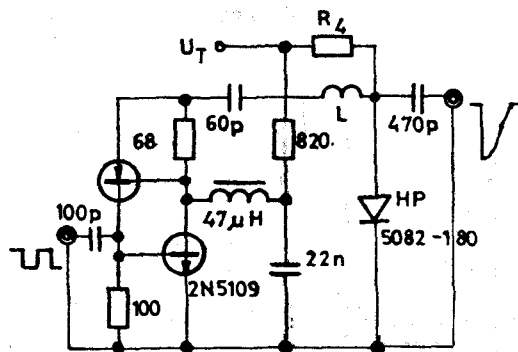
Megegyező frekvenciák mérésekor a fáziskomparátor SRA-3H (5–80 MHz-es frekvencián) vagy TFM-2H (80–1040 MHz-es frekvencián) MINI CIRCUIT keverő volt. A keverők 15 dBm-es lokál jelét 5 dB zajtényezőjű, 15 dB erősítésű szélessávú



$f=80\text{MHz}$   
 $G=23\text{dB}$   
 $F=4\text{dB}$   
 $P=23\text{dBm}$

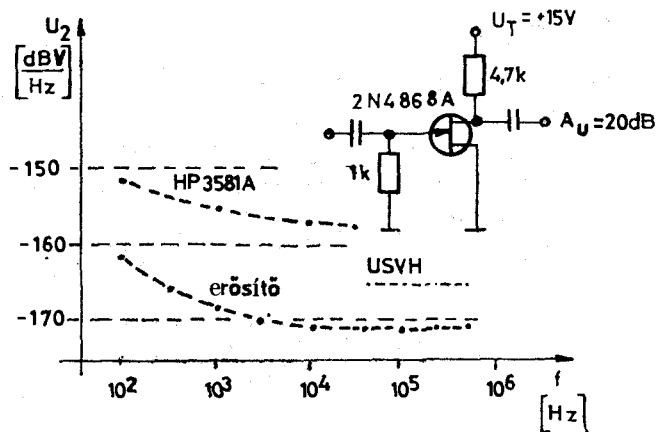
H 860-11

11. ábra



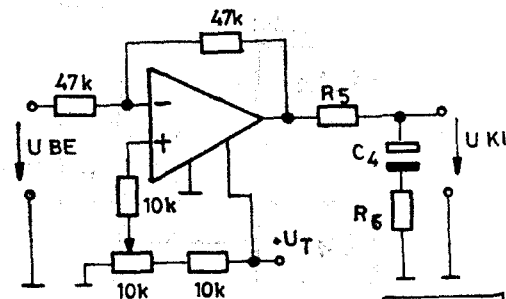
H 860-12

12. ábra



13. ábra

H 860-13



14. ábra

H 860-14

HIKI erősítő biztosította. A keverők RF bemeneti szintje a linearitás és a nagy KF szint kompromisszumából 6, ill. 2 dB-lel kisebb volt a lokál jelnél.

Eltérő frekvenciás méréseknél 5 vagy 80 MHz-es mintavételi frekvenciájú, jeloldaltól szélessávú (DC–1500 MHz) mintavevőt használtunk. A mintavevők két részegységre bonthatók: „résvonalas” mintavevőre és meredek felfutású impulzust előállító áramkörre.

A résvonalas mintavevő a 10. ábrán látható. Mintavételkor a  $C_1, C_2$  (3,3 pf) kondenzátorok  $D_1, D_2$  (HP 5082–2214) mintavevő diódákon keresztül töltődnek fel a szalagvonal feszültségére. A diódák egyenáramú köre az  $R_1, R_2$  ellenállásokon keresztül záródik, közös pontjukon csak a mintavett jel jelenik meg. Ezt a nagy impedanciájú pontot egy „source követő” FET illeszti a kis zajú előerősítő 1 kohm-os bemenő ellenállásához.

A résvonalat a meredek felfutású feszültségimpulzus egy koaxiális tápvonalon keresztül gerjeszti. A mintavevő impulzus szélességét a résvonal hossza határozza meg ( $t_{50\%} = 0,5$  ns). A feszültségugrást egy HP 5082–0180 „step recovery” dióda (SRD) állítja elő. Az SRD diódát LC hálózat illeszti a 80 MHz-es nagyszintű (+23 dBm) erősítő kimenetéhez (11. ábra) vagy az 5 MHz-es impulzus formáló áramkörhöz

(12. ábra). Az SRD diódák egyenáramú munkapontját  $R_3$ , ill.  $R_4$  ellenállás állítja be.

A fáziskomparátor után egy aluláteresztő szűrő vágja a nem kívánt, nagyfrekvenciás komponenseket. A fáziskomparátor kimenőfeszültségét 10 Hz–50 kHz frekvencia-tartományban HP 3581A hullám-analizátorral, 50 kHz–1 MHz tartományban ROHDE SCHWARZ szelektív voltmérővel (USVH) mértük. A műszerek érzékenységét a kis zajú előerősítő javítja (13. ábra).

A frekvencia-utánszabályozást egy műveleti erősítő végzi (14. ábra). A szabályozó hurok sávszélessége  $R_5, R_6, C_4$  elemekkel állítható be – az aktuális hurokerősítéstől függően – a legkisebb mérési frekvenciánál kisebbre.

A mérések dinamikáját a mérőrendszer saját fáziszaja korlátozta (15. ábra). Sokszorozásnál ez a fáziszaj  $20 \lg \frac{f_2}{f_1}$  értékkel növekszik.

A fáziszajmérések során frekvenciaosztókat is összehasonlítottunk. A mérések eredménye a 16. ábrán látható.

#### A fáziszajcsökkentés módja

A fáziszaj csökkentésére a fáziszárt hurok (PLL) nyújt lehetőséget (17. ábra). A hurokerősítés nagysága:

$$H(S) = \frac{\frac{1}{S} K_{\text{oszc}} K_{\Phi} F(S)}{N},$$

ahol:

$K_{\text{oszc}}$  – az oszcillátor hangolási mereedsége  $\left[ \frac{\text{rad}}{\text{s V}} \right]$ ,

$K_{\Phi}$  – a fázisdetektor átviteli tényezője  $\left[ \frac{\text{V}}{\text{rad}} \right]$ ,

$N$  – frekvenciaosztási arány,

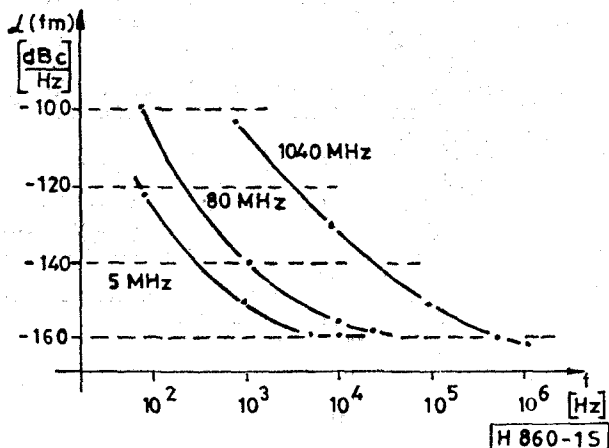
$F(S)$  – a hurokszűrő átviteli tényezője.

Az oszcillátor kimenőjelének fáziszajcsökkentését a referencia-frekvencia fáziszaján kívül a szabályozó kör áramköreinek járulékos zaja is korlátozza. Ezeket a zajokat az áramkörök kimenetére koncentrálnva  $\left( \frac{\Delta\Phi_1}{N}; \Delta U_{K_{\Phi}}; \Delta U_{F(S)} \right)$  az oszcillátor kimenetére áttranszformálhatók:

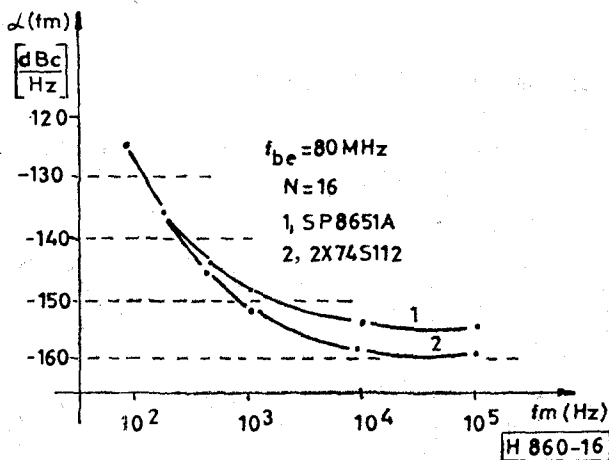
$$\Delta\Phi_{K11} = \Delta\Phi_{\frac{1}{N}} \frac{F(S) K_{\Phi} \frac{K_{\text{oszc}}}{S}}{1 + H(S)}, \quad (5)$$

$$\Delta\Phi_{K12} = \Delta U_{K_{\Phi}} \frac{F(S) \frac{K_{\text{oszc}}}{S}}{1 + H(S)}, \quad (6)$$

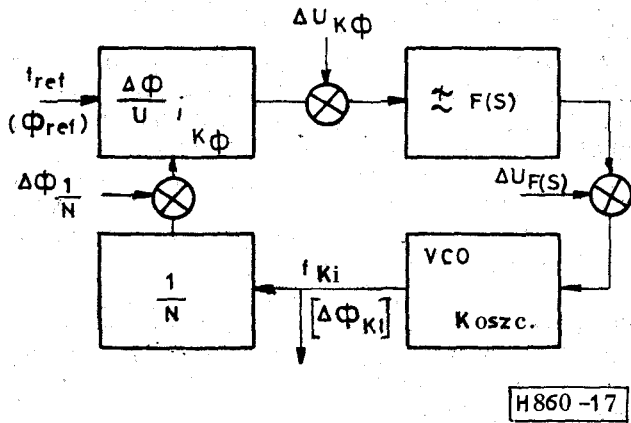
$$\Delta\Phi_{K13} = \Delta U_{F(S)} \frac{\frac{K_{\text{oszc}}}{S}}{1 + H(S)}. \quad (7)$$



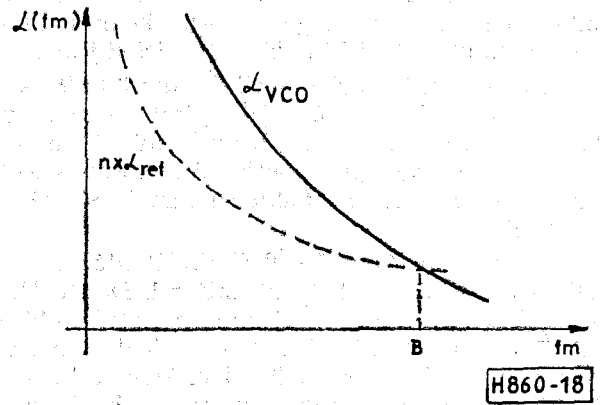
15. ábra



16. ábra



17. ábra



18. ábra

(6)-ból és (7)-ből látható, hogy a szabályozó kör  $\Delta U_{K_\phi}$  és  $\Delta U_{F(S)}$  zavarérzékenysége csökkenthető  $K_\phi$  értékének növelésével.

A szabályozó hurok áramköreinek fáziszaját megfelelően kis értéken tartva, a fáziszárt hurok a VCO fáziszaját  $\sim \frac{1}{H(S)}$  részére csökkenti, és elegendően nagy hurokerősítés esetén a referencia-forrás fáziszajának  $N$ -szerese lesz a domináns. A 18. ábrán látható, hogy a szabályozást (fáziszajcsökkentést)  $f_m = B$  frekvenciáig célszerű kiterjeszteni, mert ennél az oldalsáv-frekvenciánál a VCO és a referencia-frekvencia  $N$ -szeres fáziszaja megegyezik.

#### Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretnék köszönetet mondani Rothman Györgynek a fáziszajmérések elvégzésének támogatásáért és a kézirat gondos átnézéséért, valamint Nyári Lászlónak a nagy jóssági tényezőjű, precíziós

üregrezonátorok mechanikus megtervezéséért és elkészítésének irányításáért.

#### I R O D A L O M

- [1] Frequency and Time Standards. HP Application Note, 52.
- [2] The Stability of Standard Frequency Oscillators. General Radio Experimenter, Vol. 38. No. 6. 1964.
- [3] Understanding and Measuring Phase Noise in the Frequency Domain. HP Application Note, 207.
- [4] Applications and Measurements of Low Phase Noise Signals Using the 8662A Synthesized Signal Generator. HP Application Note, 283-1.
- [5] V. Manassewitsch: Frequency Synthesizers, Theory and Design. Wiley-Interscience Publications, 1980, Second Edition.
- [6] Multiplier Circuits Keep Phase Clean. Microwaves, June 1982.
- [7] Today's Lesson - Learn About Low - Noise Design. Part I - II. Microwaves, April-May 1979.
- [8] New Discriminator Boosts Phase Noise Testing. Microwaves, March 1982.
- [9] Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes. HP Application Note, 918.