

# Monostabil multivibrátorral megvalósított FM-demodulátor belső zajának vizsgálata

ETO 621.343.431.1:621.376.33:621.391.822.4

A frekvenciamodulált rezgések detektálásának egyik lehetséges módszere, hogy a limiter fokozatok után kapott négyszögjellel közvetve monostabil multivibrátort indítunk. Ennek az FM-demodulátornak a kimenő jele nagyobb, mint az azonos körülmények között működő, négyszögjel differenciálás elvén működő impulzus számláló detektoré, mivel a kimenő jel az impulzus alatti területtel arányos.

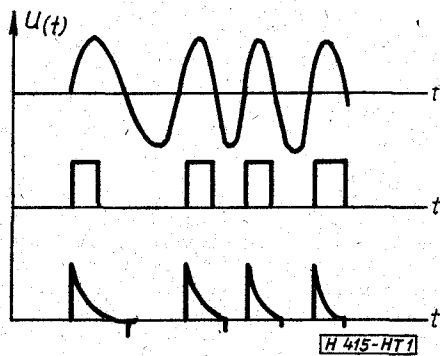
A monostabil multivibrátorral működő FM-detektor viszont zajt állít elő a belső működési tulajdonságából eredően. A monostabil multivibrátor lefutó éle jitterses, melynek következménye, hogy az impulzus alatti terület, ezzel együtt a kimenő jel is az időnek véletlen változó függvénye. Az impulzus lefutó élének sztohasztikus ingadozása az áramkör paramétereitől függ, melyeknek alkalmas megválasztásával a kimeneti jel-zaj viszony minimalizálható.

## 1. Monostabil multivibrátorral megvalósított impulzusszámláló FM-demodulátor

Frekvenciamodulációs vevőkészülékekben különösen frekvencialektrométerekben (mérődemodulátorokban) az impulzusszámlálás elvén működő FM-demodulátort gyakran felhasználnak. Ez a demodulátor a szokásos szuperheterodin elrendezésben az RF előfokozat, keverő, KF erősítő-limiter lánc után kerül beépítésre (esetenként kétszer transzponált változatban is).

Az impulzusszámlálás elvén működő FM-demodulátorok közös tulajdonsága, hogy a frekvenciamodulált rezgéseknek az időtengellyel való zérus átmeneteinél, amikor a jel deriváltja adott előjelű, uniform impulzusokat állítanak elő (1. ábra).

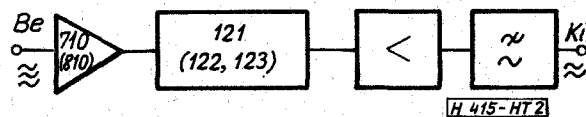
Elvileg lehetséges mind a pozitív mind a negatív előjelnél is előállítani egy-egy impulzust, de ennek csak a gyakorlati megvalósításnál van jelentősége.



1. ábra

Az uniform impulzus alakja sokféle lehet. A legegyszerűbb RC differenciáló tagnál exponenciálisan lefutó hátsó éllel rendelkező tüimpulzust kapunk, melynek a kimenőjele kicsi. Ezzel a demodulátorral az [1] foglalkozik részletesen. Léteznek művonallal és művonaltáncalval megvalósított számláló-típusú FM detektorok is, melyeknek célja, az impulzus alatti terület megnövelése, vagyis hogy ideális téglalap alakú impulzust állítsanak elő. Ezek az áramkörök költségesek, ezért csak drágább berendezésekben találkozhatunk velük [2]. Az itt tárgyalt FM-demodulátor is igen jó jel-zaj viszonyt nyújt, ha megfelelő clipper-impulzuserősítő fokozattal egészítjük ki.

A 2. ábrán egy ilyen integrált áramkörös megoldás blokkvázlata látható a jelenleg széles körben alkalmazott integrált áramkörök típusainak feltüntetésével. Az SN 74121, SN 74122, SN 74123 típusú integrált áramkörökben a monostabil multivibrátor működtetéséhez szükséges indító áramkör is be van építve, így a limiter fokozat kimenetén megjelenő frekvenciamodulált négyszögjel közvetlenül működteti a monostabil multivibrátort. A multivibrátor kimenetére jelvágó (clipper) — erősítő fokozat is



2. ábra

csatlakozhat, melyet az FM jel detektálásához szükséges aluláteresztő szűrő követ. A szűrő kimenetén a demodulált hangfrekvenciás jelet kapjuk.

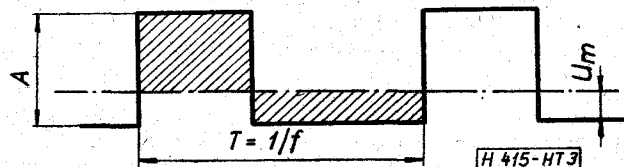
## 2. A demodulátor kimenő jelének meghatározása

Módulálatlan jelnél a kimeneten megjelenő  $U_m$  egyenfeszültség a 3. ábrából:

$$t_0(A - U_m) = \left(\frac{1}{f} - t_0\right) \cdot U_m \quad (1)$$

a két vonalkázott terület azonosságából, amelyből

$$U_m = A \cdot f \cdot t_0 \quad (2)$$



3. ábra

Ha a vivőhullám frekvenciamodulált:

$$f = f_0 + \Delta f \cdot \cos \omega t \quad (3)$$

$$U_m = U_{m0} + \Delta U_m \quad (4)$$

ahol:

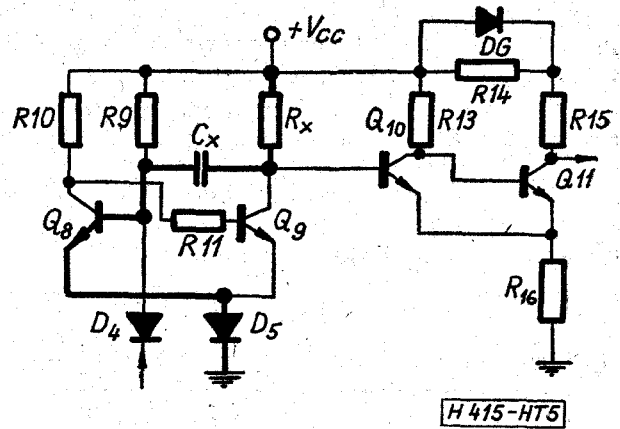
$$U_{m0} = f_0 \cdot t_0 \cdot A \quad (5)$$

$$\Delta U_m = \Delta f \cdot t_0 \cdot A \cdot \cos \omega t. \quad (6)$$

A csüeslökethez tartozó demodulált jelamplitúdó:

$$\Delta U'_m = \Delta f \cdot t_0 A \quad (7)$$

tehát a demodulált kimenőjel a frekvencialököt és az impulzus alatti terület szorzatával arányos.



5. ábra

3. A kimeneten keletkező zaj effektív értékének meghatározása

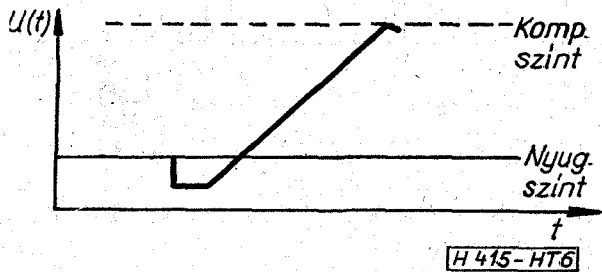
A következő részben egy általánosan alkalmazott monostabil multivibrátor visszabilenésekor lejátszó fizikai jelenségeit vizsgáljuk meg. Az SN 74121 blokkvázlata a 4. ábrán látható.

Az áramkör akkor ad ki egy impulzust, ha  $(\bar{A} + \bar{B})C \cdot D$  logikai feltétel teljesül. A differenciátor áramkör a bejövő jel pozitívba menő zérus átmeneleinél (C és D bemeneteket használva) egy-egy indító impulzust állít elő, melynek eredménye, hogy a bemeneti és kimeneti periódusok bizonyos határig függetlenek. A kisütő áramkör a differenciátortól egy keskeny impulzust kap, amely a  $C_x$  kapacitást kisüti. A  $C_x$  lassan a  $+V_{cc}$  feszültségre kezd feltöltődni az  $R_x$ -en keresztül. A komparátor ezt a feszültséget érzékeli és egy adott komparálási szinten a kimenő fokozat Q kimeneti pontján a pozitív impulzust leállítja. Így a bemenet indításakor a kimeneten egy  $t_0$  szélességű logikai 1 szintet kapunk. A  $t_0$  értékét az  $R_x C_x$  időállandó határozza meg az alábbi összefüggés szerint:

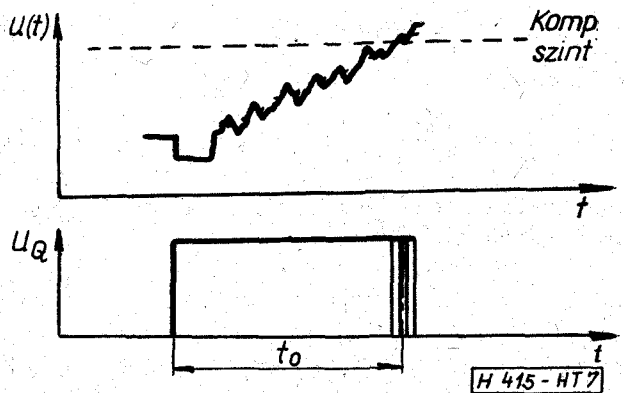
$$t_0 = R \cdot C \cdot \ln 2 \quad (8)$$

A Q kimeneten a fenti jel komplementese vehető le.

A zajviszonyok vizsgálatához a kisütő áramkört is fel kell rajzolni, melyet az 5. ábrán láthatunk. Állandósult állapotban a  $Q_8$  vezet  $Q_9$  lezárt állapotban van. Az indító impulzust előállító fokozatból a  $D_4$  diódára negatív túimpulzus jön, mely a  $Q_8$ -at lezárja, így  $Q_9$  kinyit  $R_9$ -en és  $D_5$ -ön keresztül  $C_x$ -et kisüti, majd a  $C_x$  lassan a  $+V_{cc}$  felé töltődik és egy adott komparálási szinten a  $Q_{10}$  és  $Q_{11}$ -ből álló komparátor átvált pozitív kimenetű állapotba. A leírt folyamatot a 6. ábra szemlélteti. Az eredeti nyugalmi



6. ábra

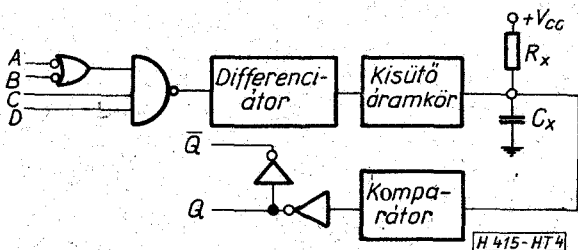


7. ábra

állapotot visszaállító áramkör az ábrán nincs feltüntetve. Az ábrán a  $C_x$  feltöltésében részt vevő elemek vastagon vannak kihúzva.

Ebben a körben a zajfeszültséget a rezisztív elemek hozzák létre, melyről részletesebben a későbbiekben lesz szó. A töltőáramkörben keletkező zajfeszültség a 6. ábrán bemutatott exponenciálisan felfutó jelre szuperponálódik, melynek az a következménye, hogy a komparálási szintet jelképező egyenest nem egy adott időben metszi át, így a kimeneten az impulzus szélessége jitteres lesz, lásd a 7. ábrát.

A (7) összefüggésben látható, hogy a demodulált kimenőjel az impulzusszélességgel lineárisan változik, így a jelen kívül zajfeszültség is keletkezik. Az alábbi levezetésnél egy egyszerűsítő közelítést alkalmazunk, azaz az exponenciális görbének és a komparálási szintnek a metszéspontjánál nem az exponenciális görbével, hanem annak érintőjével számolunk. Ez



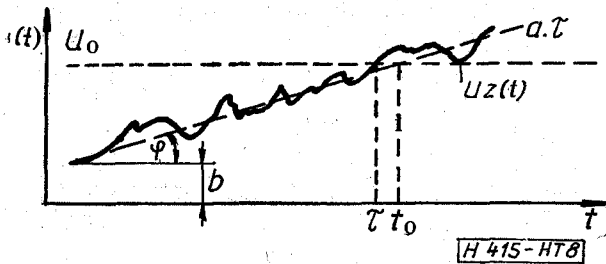
4. ábra

a közelítés megengedhető, mert a zajfeszültség több nagyságrenddel kisebb az exponenciális görbe csúcs-tól-csúcsig mért feszültség szintjéhez képest.

A 8. ábrán csak a görbe iránytangense van felvéve, az ábrából az alábbi összefüggések írhatók fel:

$$U = U_z(t) + a \cdot \tau + b, \quad (9)$$

ahol  $\operatorname{tg} \varphi = a = \frac{dU}{dt}$ .



8. ábra

$U_z(t)$  Normális eloszlású zérus várható értékű zajfeszültség.

A rendszer akkor billen át, ha  $U = U_0$ , ahol  $U_0$  a komparálási szint.

$$U_0 = U_z(t) + a \cdot \tau + b \quad (10)$$

melyből

$$= \frac{U'_0 - U_z(t)}{a}; \quad U'_0 = U_0 - b, \quad (11)$$

ahol  $\tau$  Gauss eloszlású véletlen változó függvény, melynek várható értéke:

$$E\{\tau\} = \frac{U'_0}{a} = t_0, \quad (12)$$

mivel  $E\{U_z(t)\} = 0, \quad (13)$

ahol az  $E\{\}$  a várható érték szimbóluma. szórása:

$$\begin{aligned} E\{[t - E(t)]^2\} &= \sigma_z^2 = E\{t^2\} - E^2(\tau) = \\ &= E\left\{ \frac{U_0'^2}{a^2} - \frac{2U_0' \cdot U_z(t)}{a^2} + \frac{U_z^2(t)}{a^2} - \frac{t_0'^2}{a^2} \right\} = \\ &= E\left\{ \frac{U_z^2(t)}{a^2} \right\}, \end{aligned} \quad (14)$$

ahol a (13) feltételt ismét alkalmaztuk. Így

$$\sigma_\tau = \frac{\sigma_z}{a}, \quad (15)$$

ahol  $a_z$  az  $U_z(t)$  szórása, azaz az áramkörben keletkező zajfeszültség effektív értéke. A teljesség kedvéért az impulzus szélesség sűrűség függvénye is felírható:

$$f(\tau) = \frac{a}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_z} \cdot \exp \frac{-a^2(\tau - t_0)^2}{2 \cdot \sigma_z^2}. \quad (16)$$

A demodulátor kimenetén levő effektív zajfeszültség az előbbieket alapján felírható:

$$U_{z \text{ eff}} = \frac{A \cdot \sigma_z}{T} = A \cdot f \cdot a_z. \quad (17)$$

#### 4. A demodulátor jel-zaj viszonyának számítása

A jel-zaj viszonyt, mint a csúcslokethez tartozó demodulált jel effektív értékének és a kimeneten megjelenő zaj effektív értékének a hányadosát írhatjuk fel:

$$\frac{\text{jel}}{\text{zaj}} = \frac{\frac{\Delta U'_m}{\sqrt{2}}}{\Delta U_{z \text{ eff}}} = \frac{\Delta f \cdot t_0 \cdot \frac{A}{\sqrt{2}}}{A \cdot \sigma_z \cdot f} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{t_0}{\sigma_z} \quad (18)$$

(15)-öt behelyettesítve (18)-ba:

$$\frac{\text{jel}}{\text{zaj}} = \frac{a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{t_0}{a_z}, \quad (19)$$

ahol

$$\sigma_z = \sqrt{E\{U_z^2(t)\}}.$$

Ez az összefüggés csak az impulzus szélesség sztohasztikus ingadozásából adódó jel-zaj viszonyt tartalmazza. Az impulzus magassága is hasonló véletlen ingadozású lehet, mely a (7) értelmében a demodulátor kimenetén zajt okoz. Ezek az amplitúdó ingadozások viszont egyszerűen eltávolíthatók egy megfelelően méretezett vágó áramkörrel.

Az „ $a$ ” paraméter a következők szerint határozható meg: Adjunk  $U_T$  amplitúdójú egységugrást a  $C_x$ -re. Laplace transzformációval az ismert összefüggést kapjuk:

$$U(t) = U_T(1 - \exp[-t/\tau_0]), \quad (20)$$

ahol

$$\tau_0 = R_x \cdot C_x \quad (21)$$

$$\frac{dU(t)}{dt} = [\exp(-t/\tau_0)] \cdot \frac{U_T}{t_0}. \quad (22)$$

A (20)-ból  $\exp(-t/\tau_0)$ -at kifejezve és (22)-be behelyettesítve:

$$a = \frac{dU}{dt} = \left(1 - \frac{U(t)}{U_T}\right) \cdot \frac{U_T}{\tau_0}, \quad (23)$$

ahol

$$U_T = V_{cc} - U_{CE}(Q8) - U_{D5}. \quad (24)$$

$U_z(t)$  zajfeszültség numerikus számításához vizsgáljuk meg az 5. ábra vastagon kihúzott részletét, mely a töltő áramkört mutatja. A töltés folyamatában az  $R_x$ ,  $Q_8$  és  $D_5$  elemek vesznek részt, melyek között az  $R_x$  zaja a domináló.

Mind az integrált áramkörbe beépített, mind a kívülről csatlakoztatott ellenállás két különböző típusú, egymással csak igen kis tartományban koreliált zajt termelnek. Az első típusú zaj az elektronok hőmozgásának a következménye az ún. Johnson-zaj. Ez egyenletes frekvenciaspektrummal rendelkezik igen magas frekvenciákig. A második típusú zaj az ún. áram-zaj, melynek frekvenciaspektruma nem egyenletes, ez a flicker vagy  $1/f$  zaj, melynek értékét adott típusú és értékű ellenállásokra a katalógusok adják meg [6].

Így az ellenálláson keletkező zajfeszültség:

$$E\{U_z^2\} = 4kTR_x \cdot B_{\text{eff}} + E\{U_T^2\}, \quad (25)$$

ahol

$$k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ W}^\circ\text{C},$$

$T$  az abszolút hőmérséklet  $K^\circ$ -ban,

$B_{\text{eff}}$  az effektív zajsáv szélesség.

Megjegyzendő, hogy a katalógusok  $E\{U_T^2\}$ -et  $\mu\text{V}/\text{V}$  értékben adják meg [6], ami azt mutatja, hogy hány mikrovolt effektív zajfeszültség keletkezik 1 kHz sáv szélességben 1 kHz közepes frekvencia környezetében, ha 1V feszültséget adunk az ellenállás sarkaira.  $B_{\text{eff}}$  számításánál elvileg az egész rendszer hálózatfüggvényével kellene számolnunk, de az esetek többségében elegendő a demodulátor utáni aluláteresztő szűrő effektív zajsáv szélességét figyelembe venni.

$E\{U_T^2\}$  számításánál nem szabad elfelejtenünk a frekvenciaspektrum 1/f szerinti eloszlásáról, melynél az alábbiak szerint kell eljárni:

$$E\{U_T^2\} = \int_{f_1}^{f_2} S(f) \cdot |H(f)|^2 df, \quad (26)$$

ahol

$$S(f) = S_c \cdot \frac{f_c}{f} \quad \text{egyoldalas teljesítmény} \quad (27)$$

sűrűség spektrum,

$S_c$  a thermikus zaj teljesítménysűrűsége,

$H(f)$  a hálózatfüggvény.

$S_c$  és  $f_c$  kapcsolatát lásd a 9. ábrán.

A (27) összefüggés csak  $f_2 < f_c$  tartományban érvényes, ahol nem kell a korellációt sem figyelembe venni. A  $Q_3$  és  $D_5$  elemek zaja egyszerre tárgyalható, mert mindkét elem nyitott p-n átmenetként működik. A zajáram négyzete egy p-n átmenetre

$$I_z^2 = [4kTG - 2qI] \cdot B_{\text{eff}}, \quad (28)$$

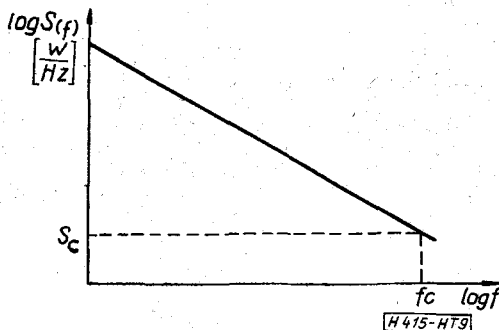
ahol

$G$  a dióda konduktanciája,

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ A/s},$$

$I$  a diódán átfolyó áram  $A$ -ben.

A részletes számítások azt mutatják, hogy a nyitott p-n átmenet sarkain a zajfeszültség igen kicsiny még akkor is, ha az 1/f összetevőt is figyelembe vesszük, ugyanis a (28) szerinti zajáram csak néhányszor  $10 \Omega$  ellenálláson folyik át, így az azon keletkező zajfeszültség gyakorlatilag elhanyagolható.



9. ábra

## 5. Alkalmazási példa

Számítsuk ki az alábbi adatokkal rendelkező RC deemphasis szűrővel ellátott impulzusszámláló demodulátor jel-zaj viszonyát:

Vivőfrekvencia	500 kHz
Frekvencialöklet	50 kHz
Deemphasis időállandó	50 $\mu\text{sec}$ .

$$C_x = 82 \text{ pF}; \quad R_x = 10 \text{ k}\Omega; \quad V_{cc} = 5 \text{ V}$$

Alkalmazott integrált áramkör SN 74121 N

A kimeneti jel-zaj viszonyhoz ki kell számítani a (9) szerint definiált „a” paramétert, melynek számításához ismerni kell a multivibrátor belső komparálási szintjének a telepfeszültséghez való viszonyát. (23)-ból kifejezve:

$$\frac{U(t)}{U_T} = 1 - e^{-t/\tau_0}$$

$$\tau_0 = R_x \cdot C_x = 10^4 \cdot 8,2 \cdot 10^{-11} = 8,2 \cdot 10^{-7}$$

$$t_0 = R_x \cdot C_x \cdot \ln 2 = 8,2 \cdot 10^{-7} \cdot \ln 2 = 5,7 \cdot 10^{-7}$$

$$\frac{U(t)}{U_T} = 0,5,$$

mivel

$$U_T = V_{cc} - U_{cc}(Q_3) - U_{(D5)}$$

$$U_{CE}(Q_3) \approx U_{(D_5)} \approx 0,6 \text{ V}$$

$$U_T = 5 - 1,2 = 3,8 \text{ V}$$

$$a = \frac{dU}{dt} = \left(1 - \frac{U(t)}{U_T}\right) \cdot \frac{U_T}{\tau_0} = 0,5 \cdot \frac{3,8}{8,2 \cdot 10^{-7}} = 2,3 \cdot 10^6$$

A billenési szint:

$$U(t) = U_T \cdot 0,5 = 0,5 \cdot 3,8 = 1,9 \text{ V}$$

Az ellenálláskatalógus (Remix) R 512 típusú kis zajú ellenállásra  $10 \Omega$ -os értéknél, kisebb mint  $1 \mu\text{V}$  effektív zajt garatál, ha az ellenállás sarkain  $1 \text{ V}$  feszültség van az IEC szerinti sáv szélességnél.

Esetünkben a billenési szintnél, azaz  $1,9 \text{ V}$ -nál, ha elfogadjuk a fenti  $1 \mu\text{V}/\text{V}$ -ot, mint maximális értéket:

$$\sqrt{U_z'^2} = 1,9 \mu\text{V}_{\text{eff}}$$

1 kHz-es sáv szélességben az 1 kHz frekvencia környezetében, 1 Hz-es sáv szélességre átszámítva:

$$\sqrt{U_z''^2} = \sqrt{U_z'^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{B}} = \frac{1,9 \mu\text{V}}{\sqrt{1000}} = 0,06 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

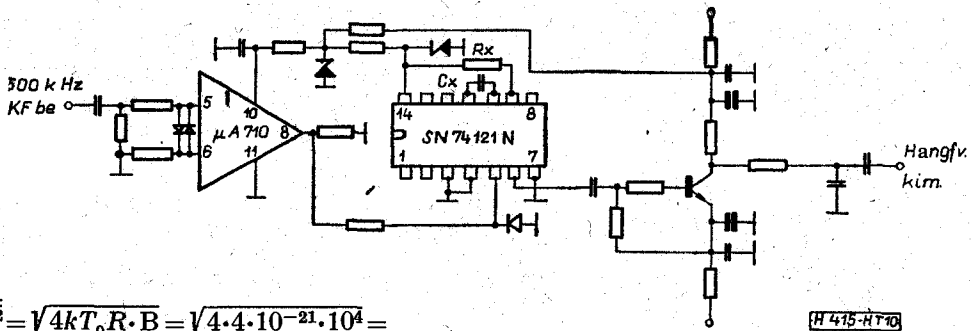
$U_z''$ -vei az 1 kHz-es pontban felvehetjük a teljesítmény sűrűségértékét:

$$S_{(f=1 \text{ kHz})} = \left[ \frac{6 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]^2 = 3,6 \cdot 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}.$$

Ezzel az értékkel szerkeszthetünk egy a 9. ábra szerinti teljesítménysűrűség-görbét úgy, hogy a fenti pontból egy 3 dB/oktáv meredekségű egyenest húzunk 1/f összefüggés értelmében.

Szükségünk van még a thermál-zajszint teljesítménysűrűség értékére is:

$$B = 1 \text{ Hz}; \quad R = 10^4; \quad 4kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \quad (\text{szobahőn})$$



10. ábra

adatokkal:

$$\sqrt{U_z^2} = \sqrt{4kT_0 R \cdot B} = \sqrt{4 \cdot 4 \cdot 10^{-21} \cdot 10^4} = 1,28 \cdot 10^{-8} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

ezzel

$$S(f)_{\text{th}} = 1,64 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

Ez definíciószerűen (lásd a 9. ábrát):

$$S(f)_{\text{th}} = S_c$$

Az előbbi 3 dB/oktávós egyenes ezt az  $S_c$  teljesítmény sűrűség szintet  $f_c = 18 \text{ kHz}$  értéknél metszi.

Mivel az  $f_c$  frekvencia a rendszerünk felső határfrekvenciája felett van, jó közelítéssel az  $1/f$  szerinti teljesítmény sűrűség spektrummal számolhatunk. A deemphasis RC szűrő miatt a hangfrekvenciás tartományban hálózathatárfüggvényünk nem konstans, így a kimeneten létrejövő zajteljesítmény négyzetátlaga:

$$S(f) = S_c \cdot \frac{f_c}{f}$$

valamint

$$|H(jf)|^2 = \frac{1}{1 + (f/f_a)^2}$$

összefüggéseket felhasználva:

$$\overline{U_z^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_c \cdot \frac{f_c}{f} \cdot \frac{1}{1 + (f/f_a)^2} df$$

Ezt integrálva

$$\overline{U_z^2} = \frac{S_c \cdot f_c}{2} \cdot \ln \frac{f^2}{1 + (f/f_a)^2} \Big|_{f_1}^{f_2}$$

$f_1 = 15 \text{ Hz}$  alsó,  $f_2 = 20 \text{ kHz}$  felső határfrekvenciával, valamint  $f_a = 3,2 \text{ kHz}$  értékkel (ahol  $f_a$  az  $50 \mu\text{sec}$ . RC tag törésponti frekvenciája).

$$\overline{U_z^2} = \frac{1,64 \cdot 10^{-16} \cdot 1,8 \cdot 10^4}{2} \left[ \ln \frac{(2 \cdot 10^4)^2}{1 + \left(\frac{2 \cdot 10^4}{3,2 \cdot 10^3}\right)^2} - \ln \frac{15^2}{1 + \left(\frac{15}{3,2 \cdot 10^3}\right)^2} \right] = 1,57 \cdot 10^{-11}$$

$$\sqrt{\overline{U_z^2}} = \sigma_z = 3,95 \mu\text{V}_{\text{eff}}$$

A jel-zaj viszony a demodulátor kimenetén:

$$\frac{\text{jel}}{\text{zaj}} = \frac{a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta F}{f_0} \cdot \frac{t_0}{\sqrt{\overline{U_z^2}}} = \frac{2,3 \cdot 10^6}{\sqrt{2}} \cdot \frac{5 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^5} \cdot \frac{5,7 \cdot 10^{-7}}{3,95 \cdot 10^{-6}} = 2,36 \cdot 10^4$$

Jel/zaj = 88 dB. Ez a legrosszabb esetre számított érték.

Egy vágófokozattal kiegészített FM-demodulátort megépítve a mért jel/zaj 94 dB volt.

A fenti 88 dB-es számított érték  $1 \mu\text{V}/\text{V}$ -os áramzajú ellenállásra vonatkozik. A valóságban az R 512 ellenállások zaja ennél jobb. A fenti 94 dB egy kis zajú példány méréséből adódott. Más ellenállástípust beépítve a mért zaj 6–8 dB-el rosszabb volt a fenti értéknél. Megjegyzendő, hogy  $R_x$  helyére célszerű indukciószegény huzalellenállást alkalmazni, melynek az áramzaja igen csekély.

A megépített demodulátor teljes kapcsolási rajza a 10. ábrán látható, melynél a kimeneti vágófokozat amplitúdózájra optimalizálva van.

A fenti adatok mérése TT 1550 típusú psophométerrel (Elektronika ktsz) történt „Fiat I”, azaz 15 Hz...20 kHz-es tartományban egyenletes átviteli karakterisztikájú belső szűrővel. Súlyozott CCIR átviteli karakterisztika esetén 100 dB feletti érték adódott, mely mérés pontosságát a psophométer saját zaja is korlátozta.

Az egyenletes átvitelű üzemmódban a psophométer kimenetére egy spektrum analízátort csatlakoztatva a zajspektrum  $1/f$  jellege igazolható.

A fenti zajmérésekhez a modulálatlan vivőt egy 0,5 MHz-es kristályoszillátor szolgáltatta. A vonatkoztatási jelszint mérésénél egy 0,5 MHz-re transzponált FM szignálgenerátor jele lett felhasználva.

## 6. Összefoglalás

Jelen cikkben a monostabil multivibrátorral megvalósított FM-detektor belső zajára vonatkozó jel-zaj viszony összefüggést határoztuk meg. A jel-zaj viszony elsősorban a kívülről csatlakoztatott, impulzusszélességet beállító ellenállás zajától függ, melynek alkalmas megválasztásával a kimeneti zajszint alacsony értéken tartható.

## IRODALOM

- [1] Dr. Komarik J.: Számláló diszkriminátor méretezése. Magyar Híradástechnika, 1960 október.
- [2] A. H. Seidman: Pulse-Counting Detector for FM Tuners Electronics World, 1967 jan.
- [3] T. S. Gray, R. M. Walker: Design of a Retriggerable IC One-Shot. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1970 aug.
- [4] Dr. Komarik J.: Az impulzusszámlálás elvének alkalmazása FM jel demodulálására. Magyar Híradástechnika, 1961 dec.
- [5] Dr. Ambrózy A.: Elektronikus zajok, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.
- [6] IEC recommendation, publication 195, 1965.
- [7] A. Papoulis: Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. Mc Graw-Hill Book, 1965.
- [8] V. F. Arnold: FM/AM Modulation Meter, Marconi Instrumentation, 1965. dec.