Mr Milovan Unković,
dipl. inž.
Tehnički opitni centar KoV,
Radovići

MERENJE STABILNOSTI FREKVENCIJE IZVORA SIGNALA POMOĆU DIGITALNOG FREKVENCMETRA

UDC: 621.373.08:621.317.76

Rezime:

U ovom radu opisane su dve metode merenja stabilnosti frekvencije pomoću digitalnog frekvencmetra visoke rezolucije. U vremenskom domenu merenje kratkotrajne stabilnosti frekvencije obavlja se pomoću Alanove varijanse. U frekvencijskom Furijerovom domenu merenje faznog šuma obavlja se pomoću Hadamardove varijanse.

Ključne reči: digitalni frekvencmetar, kratkotrajna stabilnost frekvencije, Alanova varijansa, fazni šum, Hadamardova varijansa.

MEASURING FREQUENCY STABILITY OF SIGNAL SOURCES USING DIGITAL COUNTERS

Summary:

In this article two methods of measuring frequency stability using high resolution digital counters are described. In time domain measuring of short term frequency stability is performed using the Allan variance. In the Fourier frequency domain measuring of phase noise is performed using the Hadamard variance.

Key words: digital frequency counter, short form frequency stability, Allan variance, phase noise, Hadamard variance.

Uvod

Danas postoje opšti zahtevi za sve boljom frekvencijskom stabilnošću izvora signala koji se koriste u sistemima kao što su Doplerovi radari, telekomunikacioni linkovi, višekanalni prijemnici i sintetizatorski generatori signala. Cezijumski i rubidijumski etaloni frekvencije, ali i temperaturno stabilisani kvarcni oscilatori izrađuju se u tehnologijama koje omogućavaju visoku frekvencijsku stabilnost signala.

Za merenje, posebno kratkotrajnih fluktuacija frekvencije signala često je potrebna kompleksna i skupna merna oprema. Zbog toga se ova mere-

nja obavljaju u relativno malom broju laboratorija.

U ovom radu opisane su metode merenja nestabilnosti frekvencije signala u vremenskom i frekvencijskom domenu koji se primenjuju u metrološkoj laboratoriji ML 36, uz korišćenje klasičnog frekvencmetra visoke rezolucije HP 5345A. Kao uzor pri formiranju mernih mesta poslužio je integrisani sistem Hewlett Packard HP 5390A.

U prvom delu rada prikazani su matematički modeli koji se koriste za opisivanje nestabilnosti frekvencije, kako u frekvencijskom, tako i u vremenskom domenu, u drugom delu opisana je metoda merenja kratkotrajne stabilnosti u vremenskom domenu, uz

korišćenje Alanove varijanse, a u trećem delu metoda merenja faznog šuma uz korišćenje Hadamardove varijanse.

Osnovni pojmovi o kratkotrajnoj stabilnosti frekvencije i faznom šumu

Izlazni signal idealnog izvora signala (oscilatora, generatora) može se predstaviti čistim sinusoidnim signalom:

$$V(t) = V_0 \sin 2\pi\nu_0 t \quad (1)$$

gde su V i ν_0 nazivne vrednosti amplitude i frekvencije, respektivno. Trenutna vrednost frekvencije data je izrazom:

$$\dot{\Phi}(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} = 2\pi\nu(t) \quad (2)$$

gde je Φ trenutna vrednost faze signala. Vremenski zavisna frekvencija signala označava se sa $\nu(t)$ (Hz), dok su Furijerove frekvencije označene sa ω (rad/s) ili f (Hz) i važi relacija $\omega = 2\pi f$.

Kod realnih signala postoje slučajne promene amplitude i frekvencije. Realni izlazni signali oscilatora i generatora predstavljaju se sledećim matematičkim modelom:

$$V(t) = [V_0 \varepsilon(t)] \sin [2\pi\nu_0 + \varphi(t)] \quad (3)$$

gde je $\varepsilon(t)$ slučajni proces koji označava promenu amplitude (amplitudni šum), dok član $\varphi(t)$ uključuje promene u vremenu aktuelne frekvencije ν .

U svim razmatranjima se pretpostavlja da važi:

$$\left[\frac{\varepsilon(t)}{V_0} \right] \ll 1$$

$$\left[\frac{\dot{\varphi}}{2\pi\nu_0} \right] \ll 1 \quad (4)$$

Iz jednačina (2) i (3) sledi:

$$\Phi(t) = 2\pi\nu_0 t + \varphi(t) \quad (5)$$

odnosno:

$$\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} [2\pi\nu_0 + \varphi(t)] = \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (6)$$

gde je $\nu(t)$ trenutna vrednost frekvencije signala. Frekvencijski šum je slučajni proces definisan sledećim izrazom:

$$\Delta\nu(t) = \nu(t) - \nu_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (7)$$

Ovaj šum ima ista svojstva kao i fazni šum. Često je uputno koristiti normalizovanu bezdimenzionalnu promenu frekvencije:

$$y(t) = \frac{\Delta\nu(t)}{\nu_0} = \frac{d\varphi(t)}{2\pi\nu_0 dt} \quad (8)$$

Ova veličina ostaje nepromenjena pri množenju i deljenju frekvencije, pa se koristi kao osnova pri upoređenju signala oscilatora na različitim nazivnim frekvencijama.

Pri analizi nestabilnosti signala, a u zavisnosti od zahteva uzrokovanih različitim primenama izvora signala, već tri decenije se koriste dve vrste parametara: vremenski i spektralni. Spektralni parametri su spektralne gustine promena faze i frekvencije u Furijerovom frekvencijskom domenu, dok su vremenski parametri varijanse (ili standardne devijacije) srednje promene frekvencije u vremenskom domenu. Za stacionarne Gausove procese spektralna gustina (ili autokorelaciona funkcija) sadrži najviše informacija o procesu. Sve varijanse su preko integrala ili prenosnih funkcija u vezi sa spektralnim gustinama, ali se pri ovim transformacijama deo informacija gubi.

U Furijerovom frekvencijskom domenu analiza normalizirane promene frekvencije $y(t)$ obavlja se preko jedno-

bočne spektralne gustine $S_{\phi}(f)$ (rad^2/Hz) koja se izražava u radijanima na kvadrat po propusnom opsegu od jednog Hz na Furijerovoj frekvenciji udaljenoj za f od frekvencije nosioca ν_0 . Analiza se može obavljati i preko spektralne gustine trenutnih promena $y(t):S_y(f)$. Preporučena mera stabilnosti signala u frekvencijskom domenu je $S_{\phi}(f)$ [1]. $S_y(f)$ ima dimenziju Hz^{-1} i definiše se kao:

$$S_y(f) = 4 \int_0^{\infty} R_y(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau \quad (9)$$

gde je $R_y(\tau) = S\langle y(t) \cdot y(t-\tau) \rangle$ autokorelaciona funkcija od $y(t)$. Važe relacije:

$$\begin{aligned} S_y(f) &= \frac{1}{2\pi\nu_0} \cdot S_{\phi}(f) \\ S_y(f) &= \frac{1}{\nu_0} \cdot f^2 S_{\phi}(f) \\ S_{\phi}(f) &= \frac{\nu_0^2}{f^2} \cdot S_y(f) \quad (\text{rad}^2/\text{Hz}); 0 < f < \infty \end{aligned} \quad (10)$$

Ponekad se koriste i druge mere faznog šuma u Furijerovom frekvencijskom domenu: $S_{\Delta\nu}(f)$ i $L(f)$.

Važe veze:

$$\begin{aligned} S_{\Delta\nu}(f) &= \nu_0 S_y(f) \quad (\text{Hz}^2/\text{Hz}) \\ L(f) &= \frac{1}{2} S_{\phi}(f) \quad \text{za} \quad \int_{f_1}^{\infty} S_{\phi}(f) df < 1 \text{ rad}^2 \end{aligned} \quad (11)$$

Promene frekvencije signala mogu se svrstati u dve kategorije: sistemat-ske i slučajne. Slučajne promene frekvencije (koje su u centru našeg interesovanja) nedeterminističke su po karakteru, mada se njihov nivo može odrediti preko zakona spektralne snage:

$$S_y(f) = \sum_{a=-2}^{+2} h_a f^a \quad (12)$$

Analiza nestabilnosti signala u vremenskom domenu često je efikasnija od analize u frekvencijskom domenu,

posebno ako se radi o merenjima dugotrajnih stabilnosti.

Ako je T period ponavljanja merenja, a τ trajanje merenja, tada je relativna promena frekvencije data izrazom:

$$\bar{y}_k = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k+\tau} y(t) dt = \frac{\varphi(t_k+\tau) - \varphi(t_k)}{2\pi\nu_0\tau} \quad (13)$$

gde je: $t_{k+1} = t_k + T$; $k=0, 1, 2, \dots$

S obzirom na to da savremeni frekvencimetri mere broj ciklusa u periodu, to oni mere $\nu_0\tau(1+\bar{y}_k)$.

U [3] je pokazano da klasična varijansa (kvadrat standardne devijacije) divergira sa dužinom podataka za $\alpha \leq -1$, pa se ne može koristiti kao dobra mera stabilnosti frekvencije u vremenskom domenu. Stabilnost frekvencije u vremenskom domenu određuje se preko Alanove varijanse [3]:

$$\langle \sigma^2(N, T, \tau) \rangle = \left\langle \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N \left(\bar{y}_n - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{y}_k \right)^2 \right\rangle \quad (14)$$

pri čemu $\langle g \rangle$ označava srednju vrednost skupa svih vrednosti koje g dobija u toku vremena t . Mera (14) je bezdimenzionalna, jer je i y_k bezdimenzionalno. Preporučuje se da se uzme $N=2$ i $T=\tau$ (nema »mrtvog« vremena između merenja), pa Alanova varijansa dobija oblik:

$$\sigma_y^2(\tau) = \sigma^2(N=2, T=\tau, \tau) = \left\langle \frac{(\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2}{2} \right\rangle \quad (15)$$

Postoji veza između varijanse (14) i zakona spektralne snage (12). Važi relacija:

$$\sigma_y^2(\tau) \sim \tau^{\mu}; \mu = \begin{cases} -2 & \text{za } \alpha \geq 1 \\ -\alpha-1 & \text{za } -3 < \alpha \leq 1 \end{cases} \quad (16)$$

Za svaku varijansu može se naći »prenosna funkcija varijanse« [4, 8]. Na slici 1a) prikazane su merene se-

kvence klasične varijanse i njena prenosna funkcija, dok je na slici 1b) prikazana merna sekvenca Alanove varijanse i njena prenosna funkcija. Klasična varijansa je neupotrebljiva za detektovanje fliker-frekvencijskog šuma i frekvencijskog šuma slučajni pomak, dok prenosna funkcija Alanove varijanse ima širok vrh, pa se ova varijansa ne može koristiti pri razlučivanju belog faznog i fliker-faznog šuma.

Ukoliko se želi koristiti digitalni frekvencmetar kao sredstvo spektralne analize od $y(f)$ prenosnu funkciju varijanse treba odabrati tako da se pri spektralnoj analizi postigne visoka selektivnost i razlučivanje. To znači da se moraju ostvariti takvi ciklusi (sekvence) merenja čija će Furijerova transformacija dati prenosnu funkciju varijanse koja će zadovoljiti postavljene uslove spektralne analize. Pogodni ci-

a)

b)

c)

Sl. 1 — Merne sekvence i odgovarajuće prenosne funkcije varijansi

klus merenja ostvaruje se specifičnim softverskim postupcima i dodatnom opremom koja, osim frekvencmetra i računara, uključuje spoljni izvor vremena usrednjavanja, dodatnu memoriju, MF filtre, itd.

Težnja je da, za potrebe merenja spektralne gustine, kombinacija frekvencmetar/računar izgleda kao usko-pojasni filter vrlo male širine, a u idealnom slučaju kao delta funkcija. Mer-ni ciklus se može predstaviti kao težina kombinacija merenja u različitim vremenima:

$$h_{(f)} = \sum_{i=1}^N \alpha_i y_i \quad (17)$$

U slučaju kada je $\alpha_i = (-1)^i$ dobija se Hadamardova varijansa:

$$\langle \sigma_H(N, T, \tau) \rangle = \langle (\bar{y}_1 - \bar{y}_2 + \bar{y}_3 - \dots - \bar{y}_N)^2 \rangle \quad (18)$$

Veza između spektralne gustine i Hadamardove varijanse uz uslove da je

N dovoljno veliko, $|\omega - \omega_0| \ll \omega_0$ i $\tau_d = \tau/2$ data je sledećim izrazom:

$$S_{\phi}(\omega_0) \approx \frac{1}{8} \left(\frac{\frac{\pi}{3}}{\sin \frac{\pi}{3}} \right)^2 \frac{\sigma_H^2}{N f_0^3} \approx 0,183 \frac{\sigma_H^2}{N f_0^3} \quad (19)$$

Spektralna gustina se, prema tome, može odrediti preko Hadamardove varijanse σ_H^2 , pri čemu se σ_H^2 određuje numeričkim metodama.

Na slici 1c) prikazan je ciklus merenja i prenosna funkcija Hadamardove varijanse.

Merenje kratkotrajne stabilnosti frekvencije u vremenskom domenu (Alanova varijansa)

U metrološkoj laboratoriji ML36 kratkotrajna stabilnost frekvencije određuje se uz korišćenje blok-šeme povezivanja mernih uređaja prikazane na slici 2.

Sl. 2 — Blok-šema povezivanja mernih sredstava za merenje kratkotrajne stabilnosti frekvencije

Sl. 3 — Dijagram toka programa za merenje kratkotrajne stabilnosti

Da bi se povećala rezolucija, koristi se tehnika snižavanja frekvencije preko mešača koji je deo programabilnog interfejsa HP 35601A. Željeni propusni opseg reguliše se programabilnim filtrom KH 3342.

Za procenu korena Alanove varijanse koristi se izraz:

$$\langle \sigma_y(\tau) \rangle \approx \frac{1}{f_0} \sqrt{\frac{1}{M} (f_{2k} - f_{2k-1})^2} \quad (20)$$

gde je f_0 nominalna frekvencija izvora signala, a M broj parova merenja. Automatizovana metoda merenja omogućava da se »mrtvo vreme« između dva susedna merenja smanji sa 40 ms na oko 1 ms.

Dijagram toka programa koji upravlja merenjem i izdaje obrađene rezultate dat je na slici 3.

Tipični grafik zavisnosti »SIGMA od TAU« prikazan je na slici 4. On predstavlja kratkotrajnu stabilnost si-

Sl. 4 — Zavisnost σ od τ za signal generatora HP 8660C ($f=5,010$ MHz)

gnala iz generatora signala HP 8660C nominalne frekvencije 5,010 MHz, kada je niskopropusni filter KH 3325 postavljen na graničnu frekvenciju od 15 kHz. Izvršeno je merenje 50 parova uzoraka, uključeno je pojačanje x100 (40 dB) i niskopropusni filter 2 MHz.

Granica razlaganja frekvenckmetra HP 5345A iznosi $8,2 \times 10^{-10}$ po sekundi vremena merenja. Ako je σ manje ili jednako navedenoj vrednosti, merenje nije valjano. Međutim, granica razlaganja se poboljšava kada se koristi heterodinska tehnika smanjivanja frekvencije, pri čemu se na lokalni oscilator mešača (kao što je to u ovom slučaju) dovodi signal čija je kratkotrajna stabilnost frekvencije daleko bolja od kratkotrajne stabilnosti frekvencije testirajućeg izvora. Kratkotrajna stabilnost 10 MHz oscilatora vremenske baze frekvenckmetra HP 5345 A iznosi 1×10^{-10} za vreme merenja 1 s. Međutim, ako se za sinhronizaciju koristi signal iz rubidijumskog standarda frekvencije, kratkotrajna stabilnost vremenske baze frekvenckmetra je bolja od 5×10^{-12} za vreme merenja 1 s.

Na ukupnu tačnost merenja frekvenckmetra utiče i greška okidanja koja za HP 5345A iznosi 3×10^{-3} /(broj perioda) za sinusni signal od 10 mV i odnos signal/šum veći od 40 dB. Zbog toga je poželjno u merni sistem (ispred ulaza frekvenckmetra) ubaciti Šmitov okidni sklop, čime se bitno smanjuje uticaj greške okidanja na tačnost merenja.

Pri procenjenoj Alanovoj varijansi mora se voditi računa o dva faktora: uticaju broja merenja na konvergenciju varijanse i uticaju »mrtvog vremena«. S obzirom na to da je broj merenja konačan i da često postoji određeno »mrtvo vreme« između dva merenja ($T > \tau$), Barnes je uveo funkcije za popravku kojima se vrši preslikavanje iz vremenskog u vremenski domen [1, 2]:

$$B_1(N, r, \mu) = \frac{\langle \sigma_y^2(N, T, \tau) \rangle}{\langle \sigma_y^2(2, T, \tau) \rangle} \quad (21)$$

$$B_2(r, \mu) = \frac{\langle \sigma_y^2(2, T, \tau) \rangle}{\langle \sigma_y^2(2, T, \tau) \rangle}$$

U ovom radu značajna je bila funkcija $B_2(r, \mu)$ koja se računa kao:

$$B_2(r, \mu) = \frac{1 + \frac{1}{2} \left[2|r|^{\mu+2} - |r+1|^{\mu+2} - |r-1|^{\mu+2} \right]}{2(1-2^\mu)} \quad (22)$$

U tabeli 1 prikazani su rezultati merenja kratkotrajne stabilnosti izlaznog signala iz generatora MI 2022C. Frekvencija ovog signala je 5,010 MHz.

Tabela 1

τ (s)	σ_1	σ_2	σ_3
0,0001	$4,62 \times 10^{-7}$	$4,114 \times 10^{-7}$	$4,62 \times 10^{-7}$
0,001	$2,82 \times 10^{-7}$	$2,969 \times 10^{-7}$	$2,82 \times 10^{-7}$
0,01	$3,374 \times 10^{-8}$	$3,445 \times 10^{-8}$	$3,543 \times 10^{-8}$
0,1	$3,044 \times 10^{-9}$	$2,946 \times 10^{-9}$	$3,062 \times 10^{-9}$
1,0	$3,155 \times 10^{-10}$	$2,646 \times 10^{-10}$	$3,155 \times 10^{-10}$
10,0	$3,473 \times 10^{-11}$	$3,404 \times 10^{-11}$	$3,473 \times 10^{-11}$

Vrednosti σ_1 u tabeli 1 su procenjene Alanove varijanse za $N=50$ parova uzoraka kada nije vršena popravka zbog postojanja »mrtvog vremena« između pojedinih merenja. σ_2 je merenje sa $N=100$ parova uzoraka bez korekcije »mrtvog vremena«, a σ_3 je koren procenjene Alanove varijanse sa $N=50$ parova uzoraka i korigovanim »mrtvim vremenom« koristeći Barnesovu funkciju $B_2(r, \mu)$ iz (21).

U praktičnim slučajevima merenja povećanje broja uzoraka sa 50 na 100 parova nije donelo bitne razlike. Međutim, dokazano je [3] da se smanjenjem broja uzoraka smanjuje pouzdanost procene Alanove varijanse, posebno kada τ uzima velike vrednosti (reda godinu dana) jer u tom slučaju broj uzoraka ne može biti veliki.

Osnovni nedostatak Alanove varijanse jeste nemogućnost razlučivanja belog faznog šuma od faznog fliker šuma za $\mu = -2$, odnosno $\sigma_y(\tau) \sim \tau^{-1}$ (za

$\alpha=1$ i $\alpha=2$). Na slici 5 prikazane su zavisnosti $\alpha=f(\mu)$ za razne vrste šuma kada se koristi Alanova varijansa. Vidi se da je za $\mu=-2$, $\alpha=1$ i $\alpha=2$. Da bi se eliminisala ova neodređenost, koristi se modifikovana Alanova varijansa.

Sl. 5 — Zavisnost $\alpha=f(\mu)$ za Alanovu i modifikovanu Alanovu varijansu

Modifikovana Alanova varijansa ne zahteva korišćenje druge opreme osim one prikazane na slici 2. Vršiti se samo modifikacija algoritma merenja. Vremenski interval τ deli se na n ci-

klusa dužine τ_0 , tako da je $\tau=n \times \tau_0$. Modifikovana Alanova varijansa je tada:

$$\text{mod } \sigma_y^2(n\tau_0) = \frac{1}{2} \left\langle \frac{1}{n^2} [y_{n+1}(\tau) - y_1(\tau) + y_{n+2}(\tau) - y_2(\tau) + \dots + y_{2n}(\tau) - y_n(\tau)] \right\rangle \quad (23)$$

Kada se koristi modifikovana Alanova varijansa postiže se dobro odvajanje faznog belog od faznog fliker-šuma, što je predstavljeno iscrtkanom linijom na slici 5.

Merenje faznog šuma uz korišćenje Hadamardove varijanse

Mada digitalni frekvencometri nisu »prirodna sredstva« za merenje faznog šuma, ipak se koriste za merenje spektralnih karakteristika šuma, posebno na frekvencijama vrlo bliskim frekvenciji nosioca. Koristeći opisanu Hadamardovu varijansu moguće je proširiti merenja u frekvencijskom domenu do vrlo niskih Furijerovih frekvencija reda 10^{-3} Hz, i to samo na račun povećavanja vremena T i τ u vre-

Sl. 6 — Blok šema povezivanja mernih sredstava za merenje faznog šuma

menskom domenu. Na taj način dopunjavaju se merne mogućnosti analognih analizatora spektra, čiji je frekvenzijski opseg rada ograničen do 10 Hz ili u najboljem slučaju 1 Hz. Međutim, moderni analizatori spektra koji rade na osnovama brze Furijerove transformacije (FFT) rade od vrlo niskih Furijerovih učestanosti (primer je analizator spektra HP 3582A, čiji je frekvenzijski opseg 0,02 Hz do 40 kHz).

Povezivanje mernih uređaja za određivanje faznog šuma prikazano je blok-šemom na slici 6.

Postupak merenja i računanja

Vreme merenja (GATE TIME) digitalnog frekvenckmetra određuje se ekstremno a korišćen je generator funkcije FG 504 kao generator četvrtastog signala sa promeljivom širinom impulsa. Izabrano je »mrtvo vreme«

$\tau d = \frac{\tau}{2}$, odnosno $T = \tau d + \tau = 3 \tau d$. Na

taj način poništavaju se parazitski odzivi digitalnog filtra na $f/f_0 = 3, 9, 15 \dots$. Težnja je da se izabere takav ciklus merenja digitalnim frekvenckmetrom da digitalni filter, koji frekvenckmetar sa mernom sekvencom predstavlja, ima nenultu vrednost samo za $f/f_0 = 1$, a da se svi harmonici izbrišu. U ovom slučaju je:

$$f_0 = \frac{1}{2(\tau + \tau d)} = \frac{1}{3\tau} = \frac{1}{6\tau d} \quad (24)$$

f_0 se menja eksternim menjanjem vremena merenja τ . Širina propusnog opsega za svaki odziv digitalnog filtra je:

$$P = \frac{1}{N\tau} \quad (25)$$

gde je N broj merenja.

Frekvenckmetar meri N parova frekvencija, koji se za vreme τd transpor-

tuju u memoriju računara HP 9620. Zatim se računa:

$$m_i = \sum_{j=1}^N (f_{2j} - f_{2j-1}) \quad (26)$$

Ovaj proces ponavlja se K puta i računa se Hadamardova varijansa:

$$\sigma_H^2(\tau, \tau d, N) = \frac{1}{K-1} \left[\sum_{j=1}^K m_i^2 - \frac{1}{K} \left(\sum_{j=1}^K m_i \right)^2 \right] \quad (27)$$

Spektralna gustina promena faze $S_\phi(\omega_0)$ računa se po formuli (19).

Osetljivost mernog sistema prikazanog na slici 6 ograničena je rezolucijom frekvenckmetra HP 5345A koja iznosi 2 ns. Osetljivost sistema i njegova rezolucija određeni su jednakošću [9]:

$$S_\phi(\omega_0) \approx \left(\frac{r\pi/2}{\sin r\pi/2} \right)^2 \frac{\tau_c^2}{3r^2} \frac{\nu_b^2}{f_0} \quad (28)$$

gde je τ_c perioda glavnog takta frekvenckmetra (500 MHz), a ν_b je frekvencija ulaznog signala. Na drugi način se osetljivost sistema može predstaviti kao:

$$L(f) = -173 + 20 \cdot \log \nu_b - 10 \cdot \log f_0 \text{ (dB/Hz)} \quad (29)$$

Za svaku frekvenciju f_0 računa se osetljivost sistema.

Osnovni nedostatak mernog sistema sa slike 6 jeste prisustvo harmonika na frekvencijama $5f_0, 7f_0, 11f_0, 13f_0$ u prenosnoj funkciji ekvivalentnog digitalnog filtra. U slučaju kada su u faznom šumu dominantni faktori f^{-4}, f^{-2} i f^{-1} (frekvenzijski šum slučajni pomak, frekvenzijski fliker-šum i beli frekvenzijski šum), harmonici filtra nemaju veliki uticaj, jer su navedene vrste šuma po frekvenciji blizu nosioca. Međutim, kada se radi o oblasti f^{-1} i f^0 (fliker-fazni šum i beli fazni šum), harmonici filtra mogu davati grešku u merenju koja ide do 5 dB. Kompenzovanje uticaja harmonika filtra uspeš-

f_v (kHz)	1				
f_0 (Hz)	10,4	2,5	1,0	0,5	0,2
τ (ms)	32,1	133,3	333,3	666,7	1666,7
τ_d (ms)	16,0	66,7	166,7	333,3	833,3
L_{patos} (dBc)	-123,17	-116,979	-113,0	-109,99	-108,01
L (dBc)	-117,753	-108,776	-101,334	-89,347	-75,207

L_{patos} (dBc) označava granicu osetljivosti sistema.

no se vrši korišćenjem spoljašnjih niskopropusnih filtera ili filtera propusnika opsega učestalosti.

Rezultati merenja faznog šuma izlaza signal-generatora MI 2022C na frekvenciji 5,001 MHz prikazani su u tabeli 2.

Osnovni nedostatak metode koja se koristi u laboratoriji ML36 je nepotpuna automatizovanost. Generator funkcije FG 504 nije programabilan, pa se za svako merenje mora postavljati nova frekvencija i širina »mrtvog vremena« τ_d . Ove veličine moraju se proveravati frekvencometrom DC 5010, kako je prikazano na slici 6.

Zaključak

U radu je pokazano da se kratkotrajne nestabilnosti frekvencije signala mogu u metrološkim laboratorijama meriti i bez namenskih integrisa-

nih sistema za merenje stabilnosti frekvencije. Ključno merno sredstvo je klasični frekvencometar HP 5345A.

Merenja kratkotrajne stabilnosti frekvencije u vremenskom domenu više puta su uspešno izvedena i, uz poboljšanja koja će nastati kada se iskoristi algoritam modifikovane Alanove varijanse, ML 36 će posedovati pravi aparat za navedena merenja.

Zbog nemogućnosti potpune automatizacije, a i činjenice da se koristi za merenja u frekvencijskom domenu, samo na frekvencijama vrlo bliskim frekvenciji nosioca, korišćenjem Hadamardove varijanse, ne čini se kao dobro rešenje za merenje faznog šuma u metrološkoj laboratoriji ML 36. Posebno i zbog toga što ML 36 poseduje dobar analizator spektra HP 8568B, koji se može programirati preko kontrolora, tako da izvršava brzu Furijevu transformaciju.

Literatura:

- [1] Barnes, A. J. i drugi: Characterization of Frequency Stability, IEEE Transactions on Instrum. and Measur. Vol. IM-20, No. 2, 1971, str. 105—120
- [2] Alan W. D., Shoaf H. J., Halford D.: Statistics of Time and Frequency Data Analysis, National Bureau of Standards U. S. Monograph 140, May 1974, Washington, Chapter 8, str. 151—204.
- [3] Alan, W. D.: Statistics of Atomic Frequency Standards, Proceedings of the IEEE, vol. 54, No. 2, 1966, str. 221—230.
- [4] Rutman, J.: Characterization of Phase and Frequency Instabilities in Precision Frequency Sources: Fifteen Years of Progress, Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 9, Septem. 1978, str. 1048—1075.
- [5] Rutman, J., Walls, L. F.: Characterization of Frequency Stability in Precision Frequency Sources, Proceedings of the IEEE, Vol. 79, No. 6, 1991, str. 952—960.
- [6] Walls, L. F., Allan, W. D.: Measurements of Frequency Stability, Proceedings of the IEEE, Vol. 74, No. 1, 1986, str. 162—168.

- [7] Robins, P. W.: Phase Noise in Signal Sources (Theory and Applications), Peter Peregrinus Ltd., London, U. K., 1982.
- [8] Cuttler, S. L., Searle, J. C.: Some Aspects of the Theory and Measurement of Frequency Fluctuations in Frequency Standards, Proceedings of the IEEE, Vol. 54, No. 2, 1966, str. 136—153.
- [9] Peregrino, L., Ricci, W. D.: Phase Noise Measurement Using a High Resolution Counter with On — line Data Processing, Thirtieth Annual Frequency Symposium, June 2—4, 1976, str. 309—317.
- [10] HP Application Note 174—7: 5345 Electronic Counter Measuring Fractional Frequency Standard Deviation (SIGMA) Versus Average Time (TAU), Palo Alto, CA, USA 1974.
- [11] 5390A Frequency Stability Analyzer — User Manual, Hewlett — Packard Co., Santa Clara, SA, USA, 1977.
- [12] Lesage, P., Ayi, J.: Characterization of Frequency Stability: Analysis of the Modified Allan Variance and Properties of Its Estimate, IEEE Transactions on Instr. and Measurement, Vol. IM-33, No. 4, 1984, str. 332—336.
- [13] Lesage, P., Audion, C.: Characterization of Frequency Stability: Uncertainty due to the Finite Number of Measurement, IEE Transactions on Instr. and Measurement, Vol. IM-22, No. 2, 1973, str. 157—161.
- [14] Kljujić, B.: Analiza signala i sistema, ETF Sarajevo, 1972.
- [15] Ivković, A. L.: Statistika, Naučna knjiga, 1980, Beograd.
- [16] HP Application Note 225: Measuring Phase Spectral Density of Sinthesized Signal Sources exhibiting and Noise Characteristics with the 5390A. Frequency Stability Analyzer, Palo Alto, CA, USA, 1978.
- [17] Proševski, J.: Etaloni frekvencije i njihova primena, Bilten Tehničkog Opitnog Centra, br. 1, 1985, str. 27—34.
- [18] Zindović, Z.: Stabilnost etalona frekvencije i vremena, Opšti seminaar iz metrologije, TOC KoV, Beograd, april 1995, str. 138—144.
- [19] Voelker, M. K.: Automation raises accuracy, versatility of phase — noise measurement system, Electronics, March 24, 1983, str. 131—135.
- [20] Wiley, G. R.: A Direct — Domain of Frequency Stability: The Modified Allan Variance, IEEE Transactions on Instrum. and Measur., Vol. IM-26, No. 1, March 1977, str. 38—41.
- [21] Milinković, R. D.: Merenje faznog šuma kvarcnih oscilatora, Magistarski rad, ETF Beograd, 1990.
- [22] Rutman, J.: Characterization of Frequency Stability: A Transfer Function Approach and Its Application to Measurement via Filtering of Phase Noise, IEEE Transactions on Instrum. and Measur. Vol. IM-23, No 1, March 1974, str. 40—48.