Mr Branislav Todorović,
dipl. inž.

Dr Milan Šunjevarić,
pukovnik, dipl. inž.

PRINCIPI GENERISANJA REFERENTNIH SIGNALA U RADIO-UREĐAJIMA

Uvod

Pod referentnim signalima podrazumevaju se prostoperiodični signali sinusoidalnog ili pravougaonog oblika željenih karakterističnih veličina (amplitude, učestanosti i faze). Generatori referentnih signala su elektronska kola koja jednosmerne napone izvora za napajanje pretvaraju u prostoperiodične napone željenih karakterističnih veličina bez pomoći spoljašnjih generatora naizmeničnog signala.

Sinusoidalni signal naziva se nosilac, a pravougaoni signal takt. Generisanje stabilne učestanosti nosioca i/ili takta je od izuzetne važnosti u radio-komunikacionim sistemima. Elektronska kola koja služe za generisanje stabilne učestanosti nosioca nazivaju se oscilatori, a elektronska kola koja služe za generisanje stabilne učestanosti takta nazivaju se generatori takta. Principi izgradnje oscilatora i generatora takta su potpuno isti. Uobličavanjem sinusoidalnog signala dobija se takt i, obratno, filtriranjem takta dobija se sinusoidalni signal. Zbog toga će se dalja razmatranja ograničiti samo na oscilatore, imajući pri tom u vidu njihovu principijelnu sličnost sa generatorima takta.

Termini koji se najčešće susreću pri radu sa oscilatorima su:

— nominalna učestanost f_0 je ona učestanost izlaznog signala oscilatora

koju on treba da generiše pri radu pod određenim specifičnim uslovima,

— tolerancija učestanosti Δf je maksimalno dozvoljeno odstupanje učestanosti oscilatora od nominalne učestanosti pri radu pod određenim uslovima,

— radni temperaturni dijapazon je raspon temperatura u čijem okviru oscilator radi održavajući učestanost i nivo izlaznog signala u utvrđenim granicama,

— vreme stabilizacije t_s je vreme koje je potrebno da protekne od trenutka uključenja napona napajanja da bi oscilator postigao stabilnost u radu unutar dozvoljenog dijapazona tolerancije učestanosti. Vreme stabilizacije zavisi od kvaliteta oscilatora i uslova pod kojima on radi, a najčešće iznosi nekoliko minuta.

Poznato je da većina radio-uređaja ne radi samo na jednoj fiksnoj učestanosti, već su predviđeni za rad u određenom dijapazonu učestanosti. Zbog toga je potrebno generisati veći broj stabilnih učestanosti nosioca, što se postiže korišćenjem jedne stabilne referentne učestanosti, čijom obradom se dobija potreban broj različitih učestanosti nosioca. Frekvencijski sintezator je elektronsko kolo koje može da generiše veći broj učestanosti nosioca pomoću jednog ili više stabilnih referentnih oscilatora. Kada se govori o frekvencijskim sintezatorima, neizbež-

no se srećemo sa pojmom fazne petlje. Ovo kolo je izuzetno važno ne samo za rad frekvencijskih sintezatora već i više drugih sklopova radio-komunikacionih uređaja.

Statističke karakteristike referentnih signala

Osnovni parametar koji određuje kvalitet nekog oscilatora jeste stabilnost izlazne učestanosti. Stabilnost rada oscilatora može biti narušena zbog različitih fizičkih uzroka. Zavisno od uzroka o kojem je reč, stabilnost može biti:

- dugoročna,
- kratkoročna,
- ambijentalna.

Dugoročna stabilnost definisana je relativnom promenom učestanosti oscilovanja u dužem vremenskom intervalu. Ovaj vremenski interval može biti čas, dan, mesec, godina ili vek trajanja uređaja, u zavisnosti od kvaliteta oscilatora i njegove namene. Dugoročna stabilnost određena je procesom starenja komponenata oscilatora, pre svega, kristala kvarca. Proces je determinističke prirode. Dugoročna stabilnost vrlo kvalitetnih kristalnih oscilatora iznosi $\pm 10^{-10}$ /dan, a dugoročna stabilnost cezijumskog atomskog standarda je $\pm 10^{-12}$ /vek trajanja.

Kratkoročna stabilnost definisana je relativnom promenom učestanosti oscilovanja u vrlo kratkom vremenskom intervalu, koji je, po pravilu, kraći od jednog minuta. Kratkoročna stabilnost određena je šumom u komponentama oscilatora. Kratkoročna stabilnost učestanosti je slučajne prirode, pa se za njeno opisivanje moraju koristiti statističke metode. Ocena kratkoročne stabilnosti učestanosti može se vršiti u vremenskom ili u frekvencijskom domenu. Posmatrano u vremenskom domenu, zbog uticaja šuma, perioda signala fluktuiraju oko neke sre-

dnje vrednosti. Ova fluktuacija se statistički opisuje Alanovom varijansom. Posmatrano u frekvencijskom domenu, pod uticajem šuma dolazi do fluktuacije učestanosti oko neke srednje vrednosti. Ove promene su u frekvencijskom domenu veoma male i lakše se posmatraju i analiziraju u domenu faze. Zbog toga se, najčešće, kratkoročna stabilnost učestanosti u frekvencijskom domenu opisuje terminom fazni šum.

Ambijentalna stabilnost definisana je relativnom promenom učestanosti oscilovanja koja je prouzrokovana promenom uslova ambijenta. Pod uslovima ambijenta podrazumevaju se klimo-mehanički (temperatura, vlažnost, udar, vibracije) i električni uslovi (napon napajanja, impedansa opterećenja, prisustvo smetnji, itd.). Ova vrsta stabilnosti je determinističke prirode. Odgovarajućim koncipiranjem uređaja može se bitno uticati na ambijentalnu stabilnost oscilatora.

Matematički model signala na izlazu iz oscilatora

Signal na izlazu idealnog oscilatora može se opisati izrazom:

$$r(t) = A \cdot \cos \omega_0 \cdot t, \quad (1)$$

gde je:

A — amplituda signala,

$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ — nominalna kružna učestanost.

Na žalost, u realnim uslovima ovakav oscilator nije moguće realizovati.

Signal na izlazu realnog oscilatora može se opisati izrazom:

$$r(t) = A \cdot [1 + a(t)] \cdot \cos \left[\omega_0 \cdot t + \Phi(t) + \frac{1}{2} \alpha \cdot t^2 \right] \quad (2)$$

gde je:

$a(t)$ — slučajna promena amplitude (amplitudski šum),

$\Phi(t)$ — slučajna promena faze (fazni šum),

$\frac{1}{2}\alpha \cdot t^2$ — deterministička promena faze zbog »klizanja« učestanosti u vremenu.

Imajući u vidu da trenutna učestanost predstavlja izvod trenutne faze po vremenu, može se zaključiti da je α brzina klizanja učestanosti izražena u (rad/s)/s.

Fazni šum, $\Phi(t)$, posledica je kratkoročne i ambijentalne nestabilnosti i prouzrokovao je električnim procesima u komponentama oscilatora kao i klimomehaničkim i električnim uslovima u kojima oscilator radi. Fazni stav $\frac{1}{2}\alpha \cdot t^2$ je posledica dugoročne nestabilnosti i prouzrokovao je, pre svega, starenjem komponenta oscilatora.

Ukoliko se argument u izrazu (2) podeli sa 2π , a zatim nađe njegov iz-

$$= f_0 + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \alpha \cdot t. \quad (3)$$

Prvi član u izrazu (3) predstavlja nominalnu učestanost oscilovanja, drugi član varijaciju učestanosti zbog kratkoročne i ambijentalne nestabilnosti, a treći — varijaciju učestanosti zbog dugoročne nestabilnosti. Može se zaključiti da pri projektovanju oscilatora treba težiti da drugi i treći član u izrazu (3) budu što manji.

Na slici 1 prikazana je promena učestanosti izlaznog signala oscilatora kao posledica dugoročne, kratkoročne i ambijentalne nestabilnosti.

Alanova varijansa

Alanova varijansa je mera kratkoročne stabilnosti učestanosti u vremenskom domenu. Izvedena je na osnovu

Sl. 1 — Promena učestanosti zbog dugoročne, kratkoročne i ambijentalne nestabilnosti

vod po vremenu, dobija se izraz za trenutnu učestanost signala na izlazu oscilatora:

$$f(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d}{dt} \left[\omega_0 \cdot t + \Phi(t) + \frac{1}{2} \alpha \cdot t^2 \right] =$$

statističkih osobina rezultata velikog broja merenja trenutnih učestanosti. Polazna veličina za određivanje Alanove varijanse je normalizovana srednja vrednost trenutnih učestanosti $\overline{Y}_k$ u k-tom vremenskom intervalu trajanja τ ,

pri čemu je normalizacija izvršena na nominalnu učestanost oscilatora f_0 :

$$\bar{Y}_k = \frac{1}{f_0 \tau} \int_0^\tau f(t) dt. \quad (4)$$

Ova veličina izračunava se na osnovu rezultata više merenja trenutnih učestanosti, izvršenih u vremenskom intervalu τ , uzastopno jedno za drugim, bez prekida između njih. Ako se sa f_i označi pojedinačni ishod merenja trenutne učestanosti, a sa N ukupan broj merenja unutar vremenskog intervala τ , onda se veličina $\bar{Y}_k$ može odrediti na sledeći način:

$$\bar{Y}_k = \frac{1}{f_0 N} \sum_{i=1}^N f_i = \frac{\bar{f}_k}{f_0}, \quad (5)$$

gde je sa $\bar{f}_k$ označena srednja vrednost trenutnih učestanosti unutar vremenskog intervala τ . Pri tome, treba naglasiti da merači učestanosti pokazuju srednju vrednost trenutnih učestanosti unutar nekog vremenskog intervala. Da bi se odredilo $\bar{Y}_k$, potrebno je vrednost koja se očitava sa merača učestanosti podeliti sa nominalnom učestanosti f_0 .

Ako se proces određivanja $\bar{Y}_k$ ponovi M puta, može se primetiti da je moguće napraviti $(M - 1)$ razlika $(\bar{Y}_{k+1} - \bar{Y}_k)$. Na osnovu ovih rezultata, procena Alanove varijanse određuje se na sledeći način:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (\bar{Y}_{k+1} - \bar{Y}_k)^2, \quad (6)$$

pri čemu treba da bude zadovoljen uslov $M > 10$.

Kratkoročna stabilnost učestanosti u vremenskom domenu obično se predstavlja krivom $\sigma_y = \sigma_y(\tau)$, gde je $\sigma_y(\tau)$ jednako kvadratnom korenu Alanove varijanse.

Na slici 2 prikazana je kratkoročna stabilnost učestanosti u vremenskom domenu jednog tipičnog temperaturno kompenzovanog kristalnog oscilatora nominalne učestanosti 5MHz.

Sl. 2 — Primer kratkoročne stabilnosti učestanosti u vremenskom domenu

Fazni šum

Fazni šum je mera kratkoročne stabilnosti učestanosti oscilatora u frekvencijskom domenu. Najopštiju predstavu o faznom šumu daje spektralna gustina snage posmatranog signala koja je prikazana na slici 3. Može se primetiti da sva snaga nije koncentrisana na nominalnoj učestanosti oscilatora, već je jedan njen deo raspoređen u oba bočna opsega oko nominalne učestanosti nosioca.

Sl. 3 — Spektralna gustina snage signala na izlazu oscilatora

Ako se sa $P(f_m)$ označi snaga jednog bočnog opsega signala u opsegu širine 1Hz na učestanosti koja je za f_m

udaljena od učestanosti nosioca, a sa $P(O)$ snaga signala na učestanosti nosioca, dolazi se do opšte definicije faznog šuma:

$$L(f_m) = \frac{P(f_m)}{P(O)} \quad (7)$$

Učestanost f_m naziva se Fourierova učestanost. Ovako definisan fazni šum predstavlja odnos snaga signala unutar opsega od 1 Hz na učestanosti $f_0 \pm f_m$ i nominalnoj učestanosti f_0 , a izražava se u dBc/Hz. Za merenje faznog šuma koristi se analizator spektra. Pri tome treba da budu zadovoljeni sledeći uslovi: amplitudski šum oscilatora je zanemarljivo mali i fazni šum analizatora spektra je manji od faznog šuma oscilatora.

Prethodna definicija faznog šuma je najopštija i najčešće se koristi u literaturi. Pored nje, postoje i druge definicije faznog šuma koje se koriste u pojedinim specifičnim primenama. Da bi se došlo do njih, potrebno je posmatrati signal prikazati kao signal učestanosti nosioca f_0 koji je ugaono modulisan sinusoidalnim signalom učestanosti f_m . Pri tom treba zanemariti amplitudski šum, kao i fazni stav koji je posledica starenja komponenata. Ovakav signal može se opisati sledećim izrazom:

$$r(t) = A \cos \left(\omega_0 t + \frac{\delta f}{f_m} \sin \omega_m t \right) \quad (8)$$

gde je:

δf — maksimalna devijacija učestanosti.

Ako se sa $\delta\Phi = \delta f/f_m$ označi maksimalna devijacija faze, relacija (8) može se napisati na sledeći način:

$$r(t) = A [\cos(\omega_0 t) \cos(\delta\Phi \sin \omega_m t) - \sin(\omega_0 t) \sin(\delta\Phi \sin \omega_m t)] \quad (9)$$

Ukoliko je $\delta\Phi \ll 1$, onda je $\cos(\delta\Phi \sin \omega_m t) \cong 1$ i $\sin(\delta\Phi \sin \omega_m t) \cong \delta\Phi \sin \omega_m t$. U tom slučaju se prethodni iz-

raz može napisati u sledećem obliku:

$$r(t) = A [\cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t) (\delta\Phi \sin \omega_m t)] \\ = A \left\{ \cos(\omega_0 t) - \frac{\delta\Phi}{2} [\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t] \right\} \quad (10)$$

Prema tome, ukoliko je maksimalna devijacija faze veoma mala ($\delta\Phi \ll 1$), u spektru signala se u oba bočna opsega pojavljuju komponente čija amplituda iznosi $\delta\Phi/2$. Imajući u vidu opštu definiciju faznog šuma, kao i činjenicu da je snaga signala srazmerna kvadratu napona, može se napisati relacija:

$$L(f_m) = \frac{\delta\Phi^2}{4} = \frac{\delta\Phi_{rms}^2}{2} \quad (11)$$

gde je:

$\delta\Phi_{rms}$ — srednja kvadratna vrednost devijacije faze.

Ukoliko se sa $S_{\delta\Phi}(f_m)$ označi spektralna gustina snage fazne fluktuacije u oba bočna opsega, dolazi se do druge definicije faznog šuma:

$$S_{\delta\Phi}(f_m) = \delta\Phi_{rms}^2 \quad (12)$$

gde je $S_{\delta\Phi}(f_m)$ izraženo u rad^2/Hz . Merenje faznog šuma na ovaj način vrši se tako što se analizator spektra priključi na izlaz faznog diskriminatora, na čiji ulaz je doveden signal iz posmatranog oscilatora.

Analogno relaciji (11) može se napisati:

$$L(f_m) = \frac{\delta f_{rms}^2}{2f_m^2} \quad (13)$$

gde je:

δf_{rms} — srednja kvadratna vrednost devijacije učestanosti.

Ukoliko se sa $S_{\delta f}(f_m)$ označi spektralna gustina snage frekvencijske fluktuacije u oba bočna opsega, dolazi se do treće definicije faznog šuma:

$$S_{\delta f}(f_m) = \delta f_{rms}^2, \quad (14)$$

gde je $S_{\delta f}(f_m)$ izraženo u Hz^2/Hz . Merenje faznog šuma na ovaj način vrši se tako što se analizator spektra priključi na izlaz frekvencijskog diskriminatora na čiji ulaz je doveden signal iz posmatranog oscilatora.

Na osnovu relacija (11) do (14) može se zaključiti da je spektralna gustina snage faznog šuma povezana sa spektralnom gustinom snage fazne i frekvencijske fluktuacije relacijom:

$$L(f_m) = \frac{1}{2} S_{\delta \Phi}(f_m) = \frac{1}{2f_m^2} S_{\delta f}(f_m). \quad (15)$$

Pri tome treba još jednom naglasiti da je celokupno izvođenje vršeno pod pretpostavkom da je $\delta \Phi \ll 1$, pa zbog toga relacija (15) važi samo u tom slučaju.

Zadatak frekvencijskog sintezatora jeste da na osnovu signala jedne stabilne referentne učestanosti generiše veći broj signala različitih učestanosti nosioca. Postavlja se pitanje: da li je moguće na osnovu poznavanja faznog šuma referentnog signala odrediti fazni šum generisanih signala. Odgovor na ovo pitanje je veoma jednostavan. Multiplikacija učestanosti nosioca faktorom M dovodi do multiplikacije faznog šuma za taj isti faktor:

$$L_{Mf_0}(f_m) = L_{f_0}(f_m) + 20 \log M. \quad (16)$$

Fazni šum moguće je odrediti na osnovu poznavanja Alanove varijanse i obratno, što je prilično komplikovano.

Oscilatori

Oscilator je sklop radio-uređaja koji služi za generisanje sinusoidalnog periodičnog signala potrebnog za rad drugih sklopova. S obzirom na to da kvalitet izlaznog signala oscilatora bitno utiče na performanse drugih sklopova (modulatora, demodulatora, sintezatora, digitalnih kola itd.), može se reći da kvalitet oscilatora presudno u-

tiče na performanse celog radio-uređaja. Zbog toga se projektovanju i izradi oscilatora u svakom radio-uređaju mora posvetiti odgovarajuća pažnja. Tačnost i stabilnost učestanosti nosioca su osnovni kriterijumi na osnovu kojih se procenjuje kvalitet oscilatora. Bolje karakteristike u odnosu na druge tipove imaju kristalni oscilatori.

Princip rada oscilatora

Oscilator je nelinearno kolo koje se sastoji od pojačavača čija je prenosna funkcija $G(j\omega)$ i kola povratne sprege čija je prenosna funkcija $H(j\omega)$. Blok-dijagram oscilatora prikazan je na slici 4.

Sl. 4 — Blok dijagram oscilatora

Izlazni signal oscilatora može se opisati izrazom:

$$V_i = \frac{V_u G(j\omega)}{1 - G(j\omega)H(j\omega)} \quad (17)$$

Imenilac u izrazu (17) naziva se funkcija povratne sprege. Vrednost modula funkcije povratne sprege određuje da li je povratna sprega pozitivna ili negativna. Ako je $|1 - G(j\omega)H(j\omega)| > 1$, pojačanje pojačavača sa povratnom spregom je manje od pojačanja bez povratne sprege, pa je povratna sprega negativna. Ako je $|1 - G(j\omega)H(j\omega)| < 1$, pojačanje pojačavača sa povratnom spregom je veće od pojačanja bez povratne sprege, pa je povratna sprega pozitivna. U teoriji oscilovanja posebno je značajan uslov:

$$|1 - G(j\omega)H(j\omega)| = 0, \quad (18)$$

jer tada pojačanje pojačavača sa povratnom spregom teži beskonačno velikoj vrednosti. Fizički smisao ovog uslova jeste da na izlazu takvog pojačavača postoji signal kada je $V_u=0$, što, praktično, znači da je pojačavač stupio u samooscilovanje. S obzirom na to da je, po pravilu, kolo povratne sprege selektivno, znači da uslov (18) može biti zadovoljen samo na jednoj učestanosti ω_0 koja se naziva učestanost oscilovanja. Prema tome, uslov oscilovanja može se napisati u sledećem obliku:

$$G(j\omega_0)H(j\omega_0)=1. \quad (19)$$

Ova relacija je u literaturi poznata kao Barkhausenov uslov oscilovanja. Kako je kružno pojačanje $G(j\omega_0)H(j\omega_0)$ kompleksna funkcija učestanosti, uslov oscilovanja podrazumeva da je modul kružnog pojačanja $|G(j\omega_0)H(j\omega_0)| = 1$ i da je njegov argument $\text{Arg}\{G(j\omega_0)H(j\omega_0)\} = 2k\pi$, $k=0, 1, 2, \dots$. Uslov oscilovanja, opisan relacijom (19), u praksi je teško održati, pošto su elementi u kolu oscilatora podložni raznim klimo-mehaničkim uticajima. Čim $G(j\omega_0)H(j\omega_0)$ postane manje od 1, oscilacije prestaju. Zato se uvek teži da $G(j\omega_0)H(j\omega_0)$ bude malo veće od 1. Tako se na izlazu dobija sve veći napon. To bi moglo da dovede do nekontrolisanog po-

Sl. 5 — Blok dijagram oscilatora sa limiterom

rasta amplitude izlaznog signala. Da bi se to sprečilo, na izlaz pojačavača se dodaje limiter koji ograničava maksimalnu vrednost izlaznog signala što je prikazano na slici 5.

Kristalni oscilatori

Kristalni oscilatori se koriste za dobijanje sinusoidalnih signala veoma stabilne učestanosti koji su neophodni u oblastima radio-komunikacija, navigacije, merne tehnike i drugim primenama. U kolu povratne sprege kristalnog oscilatora nalazi se jedinka kristala kvarca velikog Q-faktora. U zavisnosti od nominalne učestanosti, konstrukcije i uslova ambijenta, kristalni

Sl. 6 — Simbol i ekvivalentno električno kolo kristala kvarca

oscilatori mogu da obezbede stabilnost učestanosti u opsegu od 10^{-4} do 10^{-11} .

Ako se na kristal kvarca nanese elektrode jedna naspram druge, pa se, zatim, na njih dovede napon, doći će do delovanja sila na vezana naelektrisanja u kristalu. Ako se ovakav sklop pogodno učvrsti, javiće se deformacije u kristalu. Pod dejstvom pobude određene učestanosti nastaju vibracije ovako formiranog elektromehaničkog sklopa. Rezonantna učestanost i Q-faktor zavise od dimenzija kristala, orijentacije površina u odnosu na njihove ose, kao i od načina učvršćivanja kristala. Ekvivalentno električno kolo kristala prikazano je na slici 7, gde je u gornjem levom uglu prikazan simbol kristala kvarca.

Induktivnost L_1 , kapacitivnost C_1 i otpornost R_1 su dinamičke karakteristike kristala kvarca. Ove električne veličine su ekvivalentne masi, recipročnoj vrednosti elastičnosti opruge i viskoznom faktoru prigušenja mehaničkih sistema. Kapacitivnost C_0 predstavlja elektrostatičku kapacitivnost kristala.

Kristal kvarca ima dve rezonantne učestanosti, kao što je prikazano na slici 7.

Sl. 7 — Reaktansa kristala kvarca

Na paralelnoj rezonantnoj učestanosti f_p kristal se praktično ponaša kao otvoreno kolo, dok se na rednoj rezonantnoj učestanosti f_r može približno zameniti kratkim spojem. Njihove vrednosti su određene sledećim relacijama:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1 \frac{C_0}{C_1 + C_0}}} \quad (20)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (21)$$

Kako je $C_0 \gg C_1$ to je $f_p \cong f_r$. Q-faktor kristala kvarca određen je relacijom:

$$Q = \frac{2\pi f_r L_1}{R_1} \quad (22)$$

U jednom tipičnom kristalu za učestanost 2MHz vrednosti dinamičkih parametara kristala su $L_1 = 5H$, $C_1 = 1,25fF$ i $R_1 = 25\Omega$, što odgovara Q-faktoru $Q = 2,5 \cdot 10^6$. Elektrostatika kapa-

citivnost je višestruko veća od dinamičke kapacitivnosti kristala i iznosi $C_0 = 2pF$.

Veoma dobru stabilnost učestanosti moguće je postići korišćenjem relativno jednostavnog Mičamovog oscilatora kod kojeg se kristal kvarca postavlja u jednu granu otpornog mosta, kao što je pokazano na slici 8. Ovim oscilatorom moguće je postići stabilnost od 10^{-9} .

Sl. 8 — Mičamov oscilator

Naponski kontrolisani oscilatori

Naponski kontrolisani oscilator je takav tip oscilatora kod kojeg je učestanost oscilovanja, u okolini neke centralne učestanosti, zavisna od kontrolnog napona. Ovakav tip oscilatora ima veliku primenu u faznim petljama. Kružna učestanost signala na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora $\omega_0(t)$ određena je relacijom:

$$\omega_0(t) = \omega_r + K_0 v_0(t), \quad (23)$$

gde je:

- ω_r — centralna kružna učestanost naponski kontrolisanog oscilatora koja se dobija na njegovom izlazu kada je napon na njegovom ulazu V_0 ,
- K_0 — konstanta naponski kontrolisanog oscilatora u $radHz/V$,
- $v_0(t)$ — sporopromenljivi kontrolni napon na ulazu naponski kontrolisanog oscilatora.

Centralna učestanost naponski kontrolisanog oscilatora treba da bude jednaka nominalnoj učestanosti referentnog signala. Promena kružne učes-

Sl. 9 — Prenosna funkcija naponski kontrolisanog oscilatora

tanosti signala na izlazu ovakvog oscilatora prikazana je na slici 9.

Ukoliko se kružna učestanost integrali u vremenu, dobija se faza. Imajući to u vidu, faza signala na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora može se izraziti na sledeći način:

$$\Theta_0(t) = K_0 \int_0^t v_0(t) dt. \quad (24)$$

Ako se na ovaj izraz primeni Laplasova transformacija, dobija se:

$$\Theta_0(s) = \frac{K_0 V_0(s)}{s} \quad (25)$$

Odavde je moguće direktno odrediti prenosnu funkciju naponski kontrolisanog oscilatora:

$$\frac{\Theta_0(s)}{V_0(s)} = \frac{K_0}{s} \quad (26)$$

Na osnovu relacije (26) može se zaključiti da naponski kontrolisani oscilator ima prenosnu funkciju koja odgovara idealnom integratoru.

Fazne petlje

Fazna petlja je elektronsko kolo sa negativnom povratnom spregom koje ima zadatak da obezbedi da izlazni signal naponski kontrolisanog oscilatora bude koherentan sa nekim drugim, referentnim, signalom. Dva signala su koherentna kada su im podudarni učestanost i faza.

Referentni signal može biti sinusoidalni ili ugaono modulisan. Ukoliko je ovaj signal frekvencijski modulisan, izlazni signal naponski kontrolisanog oscilatora pratiće ove frekvencijske promene unutar dozvoljenog opsega hvatanja petlje. Prema tome, fazna petlja predstavlja dinamički filter koji može automatski da menja položaj svog propusnog opsega i prilagođava ga učestanosti referentnog signala, a širina filtera je vrlo mala oko nominalne učestanosti referentnog signala. Fazna petlja ima veliku primenu u sintezatorima učestanosti i u kolima za ekstrakciju nosioca koji je duboko utisnut u šum.

Osnovna konfiguracija fazne petlje prikazana je na slici 10. Ona se sastoji od četiri elementa koji zajedno formiraju jednostavan sistem za automatsku kontrolu učestanosti.

Sl. 10 — Osnovna konfiguracija fazne petlje

Fazni detektor upoređuje faze signala na izlazu iz referentnog oscilatora i naponski kontrolisanog oscilatora, pri

čemu se na njegovom izlazu generiše signal čiji je napon proporcionalan faznoj razlici ova dva signala. Filter petlje propušta samo niske učestanosti na ulaz naponski kontrolisanog oscilatora. Rezultat ovog procesa jeste da posle izvesnog vremena, koje se naziva vreme hvatanja petlje, naponski kontrolisani oscilator generiše signal koji je po učestanosti i fazi jednak referentnom signalu.

Na slici 11 prikazani su signali u karakterističnim tačkama fazne petlje. Može se uočiti da je učestanost signala na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora $s_o(t)$ različita od učestanosti referentnog signala $s_r(t)$ u intervalu od uključenja do trenutka hvatanja petlje t_h . Posle isteka ovog vremena, ove dve učestanosti su identične.

ginal na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora $s_o(t)$, po isteku vremena hvatanja petlje, mogu se opisati na sledeći način:

$$s_r(t) = S_r \sin(\omega_r t + \Theta_r) \quad (27)$$

$$s_o(t) = S_o \sin(\omega_r t + \Theta_o) \quad (28)$$

gde je:

S_r — amplituda referentnog signala,

ω_r — učestanost referentnog signala i signala na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora,

Θ_r — faza referentnog signala,

S_o — amplituda signala na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora,

Θ_o — faza signala na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora.

Sl. 11 — Karakteristični signali fazne petlje

Matematički model fazne petlje

Osnovna konfiguracija fazne petlje prikazana je na slici 10. Referentni signal na ulazu faznog detektora $s_r(t)$ i si-

Faza Θ_o opisana je relacijom (24), a prenosna funkcija naponski kontrolisanog oscilatora relacijom (26). Model fazne petlje prikazan je na slici 12.

Ukoliko se pođe od faznog detektora, pri prolasku kroz petlju signal se može opisati relacijom:

$$K_d(\Theta_r - \Theta_o)F(s) \frac{K_o}{s} = \Theta_o, \quad (29)$$

gde je:

K_d — konstanta faznog detektora,
 $F(s)$ — prenosna funkcija filtera petlje.

Sl. 12 — Model fazne petlje

Rešavanjem ove jednačine dobija se prenosna funkcija fazne petlje:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{\Theta_o}{\Theta_r} = \frac{\frac{K_o K_d F(s)}{s}}{1 + \frac{K_o K_d F(s)}{s}} = \\ &= \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)} \end{aligned} \quad (30)$$

Prenosna funkcija linearnog modela fazne petlje opisuje ponašanje fazne petlje u funkciji učestanosti promene faze ulaznog signala. Ovu učestanost treba razlikovati od učestanosti signala. Na primer, ukoliko referentni signal fazne petlje nije prostoperiodičan, već je fazno modulisan učestanošću ω_m , tada će i signal na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora, pod pretpostavkom da je propusni opseg petlje širi od ω_m , biti, takođe, fazno modulisan signalom učestanosti ω_m . Red petlje je jednak broju polova u prenosnoj funkciji fazne petlje. Na osnovu relacije (30)

može se zaključiti da je red petlje jednak redu filtera petlje uvećanom za jedan. Ovo »uvećanje za jedan« je posledica činjenice da naponski kontrolisani oscilator ima jednopolnu prenosnu funkciju koja odgovara idealnom integratoru. U praksi se, najčešće, koriste petlje prvog i drugog reda jer su one bezuslovno stabilne. Petlje višeg reda, pod određenim uslovima, mogu postati nestabilne, pa se zbog toga ređe koriste.

Fazne petlje prvog reda

Fazne petlje prvog reda su najjednostavniji tip faznih petlji. S obzirom na to da je kod njih filter petlje izostavljen ili predstavlja neselektivno kolo, $F(s) = K_f$, prenosna funkcija faznih petlji prvog reda može se opisati izrazom:

$$H(s) = \frac{K_o K_d K_f}{s + K_o K_d K_f} \quad (31)$$

pri čemu je $\omega_a = K_o K_d K_f$.

Prenosna funkcija fazne petlje prvog reda prikazana je na slici 13. Može

Sl. 13 — Prenosna funkcija petlje prvog reda

se uočiti da fazna petlja prvog reda predstavlja filter propusnik opsega učestanosti, pri čemu je granična učesta-

nost ω_a . To znači da će promena faze signala na izlazu naponski kontrolisanog oscilatora slediti promene faze referentnog signala, ukoliko su one sporije od učestanosti ω_a .

Fazne petlje drugog reda

Fazne petlje drugog reda su najčešće korišćeni tip faznih petlji. One u svom sastavu imaju filter petlje prvog reda, koji može biti pasivan ili aktivan. Na slici 14 prikazani su filteri petlje prvog reda.

Sl. 14 — Filter petlje prvog reda: (a) pasivan i (b) aktivan

Prenosne funkcije pasivnog i aktivnog filtera prvog reda respektivno su opisane izrazima:

$$F_p(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (32a)$$

$$F_a(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (32b)$$

pri čemu je $\tau_1 = R_1C$ i $\tau_2 = R_2C$.

Ukoliko se izrazi (32) zamene u relaciju (30), dobijaju se prenosne funkcije fazne petlje drugog reda u slučajevima kada je filter petlje pasivan i aktivan:

$$H_p(s) = \frac{K_o K_d \frac{(s\tau_2 + 1)}{\tau_1}}{s^2 + s \left(K_o K_d \frac{\tau_2}{\tau_1} \right) + K_o K_d \frac{1}{\tau_1}} \quad (33a)$$

$$H_a(s) = \frac{K_o K_d \frac{(s\tau_2 + 1)}{(\tau_1 + \tau_2)}}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_o K_d \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \right) + \frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}} \quad (33b)$$

U teoriji električnih kola je uobičajeno da se imenilac prenosne funkcije prikaže u normalizovanoj formi: $(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)$, gde je ω_n — prirodna učestanost, a ξ — faktor prigušenja.

Da bi imeniocce izraza (33) prikazali u normalizovanoj formi, potrebno je, u slučaju pasivnog filtera petlje, uvesti sledeće oznake:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}} \quad (34a)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2} \left(\tau_2 + \frac{1}{K_o K_d} \right)} \quad (34b)$$

a u slučaju aktivnog filtera petlje:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1}} \quad (35a)$$

$$\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1}} \quad (35b)$$

Ako se ove vrednosti za ω_n i ξ zamene u relacije (33), dobijaju se sledeći izrazi za prenosnu funkciju fazne petlje:

$$H_p(s) = \frac{\omega_n \left(2\xi - \frac{\omega_n}{K_o K_d} \right) s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (36a)$$

$$H_a(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (36b)$$

Pored ω_n i ξ , u prenosnoj funkciji fazne petlje sa pasivnim filterom petlje kao parametar se pojavljuje i proizvod $K_o K_d$. Ovaj proizvod se naziva pojačanje petlje i ima dimenziju rad/s. Ukoliko je $K_o K_d \gg \omega_n$, petlja ima veliko po-

jaćanje. U tom slučaju prenosna funkcija petlje sa pasivnim filterom može se opisati izrazom:

$$H_p(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (37)$$

koji je identičan izrazu za prenosnu funkciju fazne petlje sa aktivnim filterom.

Na slici 15 prikazana je prenosna funkcija fazne petlje drugog reda, opisana izrazom (37). Vidi se da ova petlja predstavlja filter propusnik niskih učestanosti, pri čemu je njegova granična učestanost približno jednaka ω_n . Faktor prigušenja ima značajan uticaj na dinamičke osobine fazne petlje. Ako je $\xi = 1$ fazna petlja je kritično prigušena. Ako je $\xi < 1$, prelazni odziv ima oscilatorni karakter. Što je ξ manje, to je premašenje veće. Ako je $\xi > 1$, prenosna funkcija je zaravnjena, pa je dinamički odziv fazne petlje spor. Smatra se da je optimalan izbor $\xi \cong 0,7$.

Sl. 15 — Prenosna funkcija petlje drugog reda

Sintezatori učestanosti

Sintezatori učestanosti su elektronska kola koja generišu skup mogućih izlaznih učestanosti uz pomoć jednog vrlo stabilnog referentnog oscilatora.

Zadatak sintezatora učestanosti se može opisati relacijom:

$$f_2 = \frac{n_2 f_1}{n_1} \quad (38)$$

gde je:

f_1 — referentna učestanost,

n_1, n_2 — celi brojevi.

Imajući u vidu da množenje referentne učestanosti faktorom n_2/n_1 povećava devijaciju faze za isti faktor, može se zaključiti da je stabilnost sintezatora učestanosti određena stabilnošću referentnog oscilatora pomnožene faktorom n_2/n_1 . To znači da su sva tri argumenta ($\omega_0, \Phi(t), \frac{1}{2} \alpha t^2$) u relaciji (2), pomnožena faktorom n_2/n_1 . Ipak, to nije potpuno tačno, jer stabilnost signala na izlazu sintezatora učestanosti zavisi i od načina na koji je ta izlazna učestanost dobijena i, u najgorem slučaju, jednaka je pomenutoj vrednosti.

Postoji više metoda za sintezu učestanosti, ali se danas najviše koriste:

- digitalna sinteza učestanosti,
- direktna sinteza učestanosti,
- sinteza učestanosti na bazi fazne petlje.

Svaka od metoda za sintezu učestanosti ima prednosti i nedostatke. Da bi se postiglo optimalno rešenje često se u praksi koriste hibridne metode koje predstavljaju kombinaciju prethodno navedenih.

Digitalna sinteza učestanosti

Blok-dijagram digitalnog sintezatora prikazan je na slici 16, a osnovna ideja na kojoj se zasniva njegov rad prikazana je na slici 17. Na ulaz akumulatora iz referentnog oscilatora dolazi takt-impuls učestanosti f_1 . U akumulatoru su sadržane kodne reči du-

žine L -bita koje predstavljaju fazu Θ . Pri svakoj pojavi takt-impulsa u akumulatoru se povećava vrednost faze, Θ , za iznos $a\Delta\Theta$, gde je a — konstanta proporcionalnosti. Vrednost faze u akumulatoru, Θ , služi kao adresa za memoriju. U memoriji su sadržane kodne reči dužine N — bita koje predstavljaju vrednost $\cos\Theta$ kvantovanu u 2^N nivoa. Izlaz iz memorije se konvertuje u analogni signal pomoću D/A konvertora, a posle njegovog NF filtriranja dobija se signal na izlazu iz sintezatora.

Sl. 16 — Blok dijagram digitalnog sintezatora

S obzirom na to da je sa L označena dužina kodne reči akumulatora, kapacitet akumulatora iznosi $n_1 = 2^L$. On treba da odgovara jednom potpunom ciklusu $\cos\Theta$, pri čemu se Θ me-

Sl. 17 — Princip rada digitalnog sintezatora

nja od 0 do 2π . Ako se pri pojavi takt-impulsa u akumulatoru poveća vrednost faze Θ za iznos $\Delta\Theta$, potrebno je n_1 takt-impulsa da se izvrši kompletan

ciklus od 0 do 2π . Pri pojavi takt-impulsa vrednost faze u akumulatoru ne mora da se poveća za jediničnu vrednost $\Delta\Theta$, već može za bilo koju veću kvantovanu vrednost $a\Delta\Theta$. Ako se sa n_2 označi inkrement sadržaja akumulatora pri pojavi takt-impulsa, pri čemu je $n_2 = a$, to znači da broj takt-impulsa koji je potreban da se izvrši jedan kompletan ciklus akumulatora iznosi n_1/n_2 . Učestanost jednog ciklusa akumulatora predstavlja učestanost izlaznog signala D/A konvertora i ona je opisana

relacijom (38). Rezolucija sintezatora određena je promenom učestanosti koja nastaje pri promeni n_2 za jedan. Ona se matematički može opisati na sledeći način:

$$f_{\Delta} = \left(\frac{n_2 + 1}{n_1} - \frac{n_2}{n_1} \right) f_1 = \frac{f_1}{n_1} \quad (39)$$

Imajući u vidu strukturu digitalnog sintezatora, može se zaključiti da svaki ciklus ima najmanje dva fazna stanja ($n_1 = 2n_2$), što znači da je teorijski maksimalna vrednost izlazne učestanosti $f_2 = f_1/2$. U praktičnoj realizaciji digitalnog sintezatora je

$$f_{2\max} = \frac{f_1}{4} \quad (40)$$

maksimalna izlazna učestanost koja omogućava da izlazni filter propusnik niskih učestanosti bude prihvatljive složenosti.

Prednost digitalnih sintezatora jeste da omogućavaju vrlo brzu promenu

učestanosti i finu rezoluciju, a osnovni nedostatak je što im je maksimalna učestanost koju mogu da generišu ograničena na nekoliko desetina MHz. Ovo ograničenje je posledica brzine rada digitalnih logičkih kola i memorije. Pored toga, u okolini generisane učestanosti javljaju se parazitne komponente čiji nivo zavisi od preciznosti kvantizacije pri generisanju $\cos\theta$. Najnoviji rezultati pokazuju da se metodom digitalne sinteze može postići potiskivanje parazitnih signala u odnosu na nivo korisnog signala i do -70 dB.

Direktna sinteza učestanosti

Pri direktnoj sintezi učestanosti, učestanost izlaznog signala dobija se množenjem, deljenjem ili mešanjem (sabiranjem ili oduzimanjem) učestanosti jednog ili više referentnih signala. Izlazni signal tražene učestanosti može

Na slici 18 prikazan je princip rada direktnog sintezatora za generisanje učestanosti u opsegu od 0 do 10 MHz sa rezolucijom od 1 Hz. Referentne učestanosti 3 MHz i od 27 MHz do 36 MHz mogu se dobiti množenjem učestanosti 1 MHz koju generiše stabilan referentni oscilator. Iza svakog mešača (slika 18) nalaze se filteri propusnici opsega učestanosti koji, po potrebi, mogu da izdvajaju donji ili gornji bočni opseg. Da bi slika bila preglednija, ovi filteri na njoj nisu prikazani.

Prekidači a, b i c uključuju signale sa neke od deset linija. Na primer, ako prekidač a uključi signal sa linije broj 3, na prvi mešač će dolaziti signal učestanosti $(27+3)$ MHz; ako prekidač b uključi signal sa linije broj 9, na drugi mešač će dolaziti signal učestanosti $(27+9)$ MHz, itd. Prema tome, na ulaz prvog mešača sa prekidača a dolazi signal učestanosti $(27+a)$ MHz, na ulaz drugog mešača sa prekidača b dolazi

Sl. 18 — Princip rada direktnog sintezatora

se generisati na više različitih načina. Na primer, 7381 kHz se može generisati kao 7381. harmonik od 1 kHz ili kao 7. harmonik od 1000 kHz, plus 3. harmonik od 100 kHz, plus 8. harmonik od 10 kHz, plus 1 kHz.

signal učestanosti $(27+b)$ MHz, itd. Signal sa prekidača a, čija učestanost iznosi $(27+a)$ MHz, u prvom mešaču se meša sa referentnim signalom učestanosti 3 MHz, posle čega se izdvaja gornji bočni opseg, pa dobijamo signal u-

čestanosti $(27 + a + 3) \text{ MHz} = (3a) \text{ MHz}$. Deljenjem ovog signala sa 10 dobija se signal učestanosti $(3, a) \text{ MHz}$, itd. Može se zaključiti da je ovaj postupak sinteze složen i da zahteva veliki broj mešača i delitelja učestanosti. Da bi se postigla rezolucija od 1 Hz , potrebno je imati na raspolaganju 7 prekidača, 8 mešača i 7 delitelja učestanosti. Pri tome, treba naglasiti da je polazna pretpostavka da za sintezu učestanosti stoji na raspolaganju jedanaest referentnih signala, što se u praksi gotovo nikad ne događa. Svaki od ovih jedanaest signala generiše se iz jednog referentnog oscilatora, što, takođe, zahteva složen hardver.

Pored toga, direktni sintezator, prikazan na slici 18, ima još jedan značajan nedostatak. Učestanost jednog ulaznog signala svakog od mešača pada u opseg učestanosti izlaznog signala sintezatora (0 do 10 MHz). Pomoću fik-

snih filtera koji se nalaze na izlazima mešača, nije moguće u potpunosti eliminisati prodiranje ovih signala na izlaz sintezatora. Praktično rešenje direktnog sintezatora koje eliminiše ovaj problem prikazano je na slici 19.

Direktni sintezator ima tri osnovne prednosti. Prva prednost jeste što se izlazna učestanost može menjati vrlo brzo. Brzina rada sintezatora je ograničena samo brzinom rada prekidačke strukture i kašnjenjem signala pri prostiranju kroz sintezator. Druga prednost je čistoća spektra izlaznog signala, koja je jednaka čistoći spektra referentnog signala umanjenoj za iznos faktora multiplikacije od ulaza do izlaza. Treća prednost jeste što se može postići vrlo fina rezolucija. Osnovni nedostaci direktnih sintezatora su što su glomazni i što imaju relativno veliku potrošnju. Potiskivanje parazitnih signala u odnosu na nivo korisnog signala je do -100 dB .

Sl. 19 — Praktična realizacija direktnog sintezatora

Sinteza učestanosti na bazi fazne petlje

Princip rada sintezatora na bazi fazne petlje prikazan je na slici 20.

Sl. 20 — Princip rada sintezatora na bazi fazne petlje

Uslov oscilovanja, opisan relacijom (23), zadovoljen je zbog činjenice da je izlazna učestanost naponski kontrolisanog oscilatora podeljena sa n_2 jednaka referentnoj učestanosti podeljenoj sa n_1 . Izbor učestanosti signala na izlazu vrši se promenom vrednosti faktora deljenja n_1 i n_2 . Generisanje faktora deljenja vrše digitalni brojači.

Minimalni korak učestanosti izlaznog signala dat je relacijom (39). Širina fazne petlje mora biti manja od minimalnog koraka kako bi se potisnulo premašenje pri prelasku sa jedne učestanosti na drugu i obezbedila stabilnost petlje. To znači da mali korak učestanosti izlaznog signala podrazumeva malu širinu fazne petlje. S druge strane, ukoliko je širina fazne petlje mala, uticaj naponski kontrolisanog oscilatora na fazni šum izlaznog signala je dominantan. Vreme akvizicije petlje je obrnuto proporcionalno njenoj širini, što znači da mala širina fazne petlje podrazumeva sporo prebacivanje sa jedne učestanosti na drugu.

Ovi oprečni zahtevi predstavljaju svojevrsni izazov pri projektovanju sin-

teзаторa na bazi fazne petlje. Jednostavno rešenje ovog problema prikazano je na slici 21.

Učestanost signala na izlazu ovog sintezatora opisana je relacijom:

$$f_2 = \frac{n_2 f_1}{n_1 m} \quad (41)$$

pri čemu se učestanost izlaznog signala menja sa korakom:

$$f_{\Delta} = \frac{f_1}{n_1 m} \quad (42)$$

Fazni detektor je, zbog prisustva delitelja sa faktorom m na izlazu na-

Sl. 21 — Sinteza na bazi fazne petlje sa deliteljem na izlazu

ponski kontrolisanog oscilatora, podešen na učestanost f_1/n_1 , što znatno olakšava problem širine fazne petlje.

Prednost sintezatora učestanosti na bazi fazne petlje ogleda se u jednostavnosti i relativno niskoj ceni komponenata koje se u njega ugrađuju, kao i relativno širokom opsegu učestanosti koje on može da generiše. Osnovni nedostaci su nemogućnost postizanja velike rezolucije i dugo vreme prelaska sa jedne učestanosti na drugu. Ovim tipom sintezatora može se postići potiskivanje parazitnih signala u odnosu na nivo korisnog signala do -80 dB.

Umesto zaključka

Razmatrani su principi generisanja referentnih signala u radio-uređajima, i definisani pojmovi koji se odnose na referentne signale i njihove karakteristike. Prikazan je matematički model referentnih signala, a zatim izložene nji-

hove statističke karakteristike. Objašnjeni su osnovni pojmovi iz domena oscilatora i faznih petlji, izloženi principi izrade frekvencijskih sintezatora i analizirani pojedini tipovi frekvencijskih sintezatora, uz navođenje njihovih prednosti i nedostataka.

Literatura:

- [1] R. E. Ziemer, R. L. Peterson: Digital Communications and Spread Spectrum Systems, Macmillan Publishing Company, New York, 1985, Chapter 5.
- [2] A. J. Viterbi: Principles of Coherent Communications, McGraw-Hill, New York, 1966.
- [3] J. Gorski-Popiel, editor: Frequency Synthesis: Techniques and Applications, IEEE Press, New York, 1975.
- [4] R. E. Best: Phase-Locked Loops, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [5] W. P. Robins: Phase Noise in Signal Sources, Peter Peregrinus, London, 1982.
- [6] F. W. Gardner: Phaselock Techniques, Wiley, New York, 1979.
- [7] U. L. Rohde: Digital PLL Frequency Synthesizers — Theory and Design, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1983.
- [8] D. B. Leeson: A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum, Proc. of the IEEE, 1966, pp. 329—330.
- [9] S. Cvetković, Z. Cvetković: Elektronika, Vojnoizdavački zavod, Beograd, 1985.
- [10] S. Marjanović: Elektronika — diskretna i integrisana analogna kola, Naučna knjiga, Beograd, 1981.
- [11] Understanding and Measuring Phase Noise in the Frequency Domain, Hewlett-Packard Application Note 207.
- [12] Kristalni oscilatori i filtri, Katalog Instituta Mihajlo Pupin, Beograd, 1987.
- [13] Local Oscillator Phase Noise, Watkins-Johnson Company Tech-notes, Vol. 8, No. 6, November/December 1981.
- [14] Transportation Lag in Phase-Locked Loops, Watkins-Johnson Company Tech-notes, Vol. 5, No. 3, May/June 1978.
- [15] J. Browne: Hybrid Circuit Sets DDS Clock Beyond 1 GHz, Microwaves & RF, February 1990, pp. 128—130.
- [16] Dual Direct Digital Synthesizer, Qualcomm Technical Data Sheet, June 1991.
- [17] M. Šunjevarić, B. Todorović: Radio-komunikacioni sistemi, Beograd, 1995, u pripremi.