



**VISOKA POSLOVNA ŠKOLA
STRUKOVNIH STUDIJA
ČAČAK**

DIPLOMSKI RAD

**Potiskivanje širokopojasnog 2-FM I FM signala
primenom dvostrukog transverzalnog filtera
u sistemu sa PSDS**

Mentor: _____
Profesor: _____

Student: _____
Br. Indeksa: _____

SADRŽAJ

1. UVOD	3
2. UTICAJ ŠIROKOPOJASNE SMETNJE NA PRIJEM SIGNALA U PROŠIRENOM SPEKTRU.....	4
2.1 MODEL SISTEMA ZA PRENOS SIGNALA SA PSDS	4
2.2 KOMPONENTE SIGNALA NA ULAZU U PSDS PRIJEMNIK.....	5
2.2.1 Širokopojasna 2-FM smetnja.....	6
2.2.2 Širokopojasna FM smetnja	6
2.3 VEROVATNOĆA GREŠKE NA IZLAZU IZ PSDS PRIJEMNIKA.....	7
2.3.1 Verovatnoća greške u prisustvu širokopojasne 2-FM smetnje	8
2.3.2 Verovatnoća greške u prisustvu širokopojasne FM smetnje.....	9
2.4 ZAKLJUČAK	11
3. DOPUNSKO POTISKIVANJE SMETNJE PRIMENOM 2-TF	12
3.1 OPIS PREDLOŽENOG PRIJEMNIKA	12
3.2 ANALIZA PRIJEMNIKA	13
3.2.1 Ulaz u 2-TF.....	13
3.2.2 Izlaz iz 2-TF	13
4. OPTIMALNE VREDNOSTI KOEFICIJENATA 2-TF	15
4.1 AUTOKORELACIONE FUNKCIJE.....	16
4.2 ŠIROKOPOJASNA SMETNJA	16
4.2.1 Autokorelaciona funkcija usled frekvencijskog ofseta nosioca smetnje	17
4.2.2 Širokopojasna 2-FM smetnja, sa nosiocen na učestanosti nosioca PSDS signala.....	18
4.2.3 Širokopojasna FM smetnja, sa nosiocen na učestanosti nosioca PSDS signala.	21
5. POBOLJŠANJE ODNOSA SIGNAL/(SMETNJA+ŠUM)	23
5.1 KRITERIJUM ZA OCENU POBOLJŠANJE ODNOSA SIGNAL/(UKUPAN+ŠUM).....	23
5.2 UTICAJ 2-FM SMETNJE	23
5.3 UTICAJ FM SMETNJE	25
6. VEROVATNOĆA GREŠKE.....	27
6.1 VEROVATNOĆA GREŠKE NA IZLAZU IZ SISTEMA	27
6.2 UTICAJ 2-FM SMETNJE	27
6.3 UTICAJ FM SMETNJE	29
7. ZAKLJUČAK	31

1. UVOD

Sistemi za prenos signala u proširenom spektru metodom direktne sekvence (PSDS) zauzimaju vrlo značajno mesto u savremenim telekomunikacionim sistemima, posebno u mobilnim telekomunikacionim sistemima. Pošto ovi sistemi često za prenos signala koriste opseg učestanosti u kome već radi jedan ili više klasičnih telekomunikacionih sistema, problem koegzistencije klasičnih i PSDS sistema ima sve veći značaj. U PSDS sistemu prenosa signali koji potiču od klasičnih komunikacionih sistema se javljaju kao snažan ometački signal na ulazu u prijemnik. Otpornost sistema sa PSDS na ometanje, izražena kroz procesno pojačanje, može ponekad biti nedovoljna da se u takvom slučaju ostvari zadovoljavajući kvalitet prenosa, te se tada mora pribеći nekom dopunskom metodu potiskivanja smetnje u prijemniku signala sa PSDS.

Problemu dopunskog potiskivanja smetnji u PSDS prijemnicima je posvećena značajna pažnja u dostupnoj literaturi, [1,2]. Kao najefikasniji metod potiskivanja smetnje pokazuje se adaptivni transversalni filter (2-TF). Najveća pažnja je, međutim, posvećena potiskivanju uskopojasne smetnje, dok je za širokopojasnu smetnju samo konstatovano da efikasnost njenog potiskivanja opada sa porastom zauzetog frekvencijskog opsega.

U ovom radu je stoga izvršena detaljna analiza efikasnosti potiskivanja širokopojasne smetnje, modelirane kao binarno fazno modulirani ($2-\Phi M$) signal i frekvencijski modulirani (FM) signal, primenom 2-TF. Izvedeni rezultati pokazuju da se i u slučaju širokopojasne smetnje zahvaljujući filteru dobija poboljšanje karakteristika prijemnika signala PSDS u odnosu na slučaj kada se u prijemniku ne koristi nikakav postupak dopunskog potiskivanja smetnje.

Sadržina rada je sledeća. U narednom poglavlju je izložen kratak pregled sistema za prenos u proširenom spektru i opis modela signala koji deluju na njegovom ulazu. U trećem poglavlju dat je opis predloženog prijemnika. Metoda za nalaženje optimalnih koeficijenata 2-TF je data u četvrtom poglavlju. Četvrto poglavlje sadrži i analizu prijemnika, signala na njegovom ulazu, kao i način izračunavanja autokorelacionih funkcija smetnje na izlazu iz integratora sa rasterećenjem. Kriterijumi za ocenu efikasnosti potiskivanja smetnji definisani su u petom poglavlju, gde su prikazani i rezultati rada 2-TF u pogledu poboljšanja odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja}+\text{Šum})$, dok su u šestom poglavlju dati rezultati analize rada prijemnika u pogledu ostvarene verovatnoće greške. Poslednje, sedmo poglavlje, sadrži zaključna razmatranja.

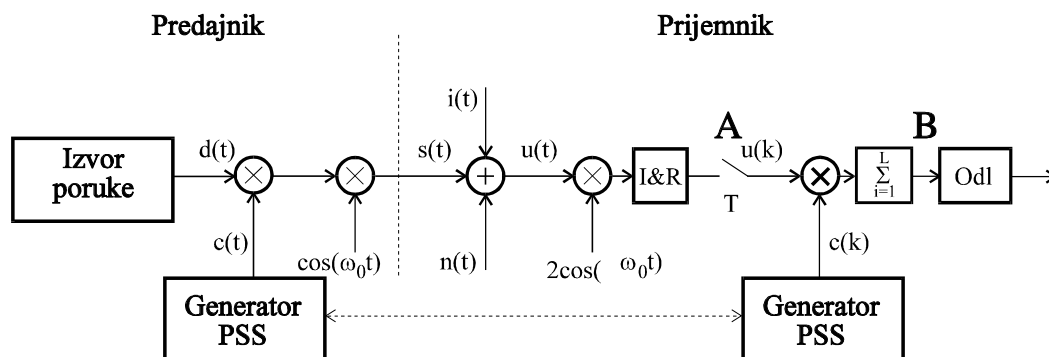
2. UTICAJ ŠIROKOPOJASNE SMETNJE NA PRIJEM SIGNALA U PROŠIRENOM SPEKTRU

Postupak prenosa signala sa proširenim spektrom (Spread-Spectrum) je "takav način prenosa u kome signal zauzima opseg učestanosti znatno veći od minimalno potrebnog da bi se prenela informacija. Proširivanje spektra se ostvaruje pomoću kodnog signala koji je nezavistan od poruke, dok se prijem sa sinhronizovanim kodnim signalom koristi za sužavanje spektra i prijem poruke", [5]. Začeci ove tehnike se javljaju čak u nekim radovima Nikole Tesle, (Nikola Tesla, "Sistem za signalizaciju", opis u sastavu patentnog pisma br. 725.605, izdatog 14. aprila 1903 god. Zahtev podnet 16. jula 1900. god., red. Br. 23.847 (bez modela); Nikola Tesla, "Metod signalizacije", opis u sastavu patentnog pisma br. 723.188, izdatog 17. mart 1903. god. Zahtev podnet 16. jula 1900. god., red. Br. 23.847). Međutim prvi značajniji koraci ove tehnike prenosa signala javljaju se neposredno nakon Drugog svetskog rata, a širu primenu sistemi prenosa sa proširenim spektrom nalaze u sedamdesetim godinama.

Sistem za prenos signala sa proširenim spektrom metodom direktne sekvence (PSDS) predstavlja generički tip sistema sa proširenim spektrom. U PSDS sistemu opseg učestanosti potreban za prenos korisnog signala značajno se povećava tako što koristan signal u predajniku moduliše pomoćni, kodni signal. Kao kodni signal obično se koristi pseudoslučajna sekvenca (PSS). Ako se na mestu prijema poseduje tačna kopija kodnog signala korišćenog u predajniku moguće je izvršiti inverznu operaciju "sužavanja" spektra i tako demodulisati poslani signal poruke.

2.1 Model sistema za prenos signala sa PSDS

Uprošćena blok šema sistema prenosa signala sa PSDS i 2- Φ M postupkom modulacije prikazana je na Sl. 2.1, [5].



Sl. 2.1 Blok šema sistema za prenos signala sa PSDS; $s(t)$ -PSDS signal; $i(t)$ -ometački signal; $n(t)$ -Gausov šum; $c(t)$ -PSS; T -trajanje čipa PSS; Odl-odlučivač; I&R-integrator sa rasterećenjem;

Sistem za prenos signala sa PSDS prikazan na Sl. 2.1 sastoji se od predajnika i prijemnika. Predajnik sadrži izvor poruke, na čijem izlazu se dobija binarni polarni signal poruke $d(t)$. Trajanje bita poruke je T_b . Proširivanje spektra se obavlja množenjem signala $d(t)$ signalom $c(t)$ koji se dobija iz generatora PSS. Trajanje čipa sekvence iznosi T . Nakon binarne fazne modulacije PSDS signal se emituje prema prijemniku.

Signal koji dospeva na ulaz u prijemnik prvo se vodi u koherentni demodulator. Nakon demodulacije primljeni signal se propušta kroz integrator sa rasterećenjem i odabire se periodom jednakom trajanju čipa PSS. Na ovaj način dobijeni niz odbiraka predstavlja diskretni signal $u(k)$. Zatim se vrši množenje ovog signala sa lokalno generisanom PSS koja je sinhrona sa sekvencom korišćenom na mestu predaje, sumiranje svih odbiraka koji potiču od istog bita poruke i odličivanje o poslatom bitu poruke.

Procesno pojačanje u sistemu za prenos signala sa PSDS je definisano kao:

$$G = \frac{T_b}{T}, \quad (2.1)$$

gde je T_b trajanje bita poruke a T trajanje čipa pseudo slučajne sekvence (PSS).

2.2 Komponente signala na ulazu u PSDS prijemnik

Signal na ulazu u prijemnik se sastoji iz tri komponente. Prva je željeni signal sa PSDS, dat izrazom,

$$u(t) = U d(t) P_N(t) \cos(\omega_0 t), \quad (2.2)$$

gde U i ω_0 predstavljaju amplitudu i kružnu učestanost nosioca signala sa PSDS. Poruka $d(t)$ je data izrazom,

$$d(t) = \sum_i d_i \Pi_b(t - iT_b), \quad d_i \in \{-1, 1\}, \quad \Pi_b(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_b/2, \\ 0, & |t| > T_b/2. \end{cases} \quad (2.3)$$

Pseudoslučajna sekvenca je data izrazom,

$$P_N(t) = \sum_i c_i \Pi_c(t - iT), \quad c_i \in \{-1, 1\}, \quad \Pi_c(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T/2, \\ 0, & |t| > T/2. \end{cases}, \quad (2.4)$$

a efektivna širina spektra koju ovaj signal zauzima iznosi, $B_u = \frac{2\pi}{T}$. (2.5)

Snaga signala na ulazu u prijemnik iznosi P_u .

Drugu komponentu ulaznog signala čini smetnja $i(t)$. Korišćena su dva modela za signal smetnje, opisana u poglavlju 1.2.1. Snaga ove smetnje na ulazu u prijemnik iznosi P_s .

Treća komponenta primljenog signala je uskopojasni beli Gausov šum,

$$n(t) = n_c(t) \cos(\omega_0 t) + n_s(t) \sin(\omega_0 t). \quad (2.6)$$

Komponente šuma u fazi i kvadraturi međusobno su nezavisne. Jednostrana spektralna gustina srednje snage ovog šuma iznosi η .

Sve tri komponente ulaznog signala međusobno su nezavisne i stacionarne u širem smislu.

2.2.1 Širokopojasna 2- Φ M smetnja

Ova smetnja je modelirana kao 2- Φ M signal,

$$i(t) = U_s d_s(t) \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta], \quad (2.7)$$

gde U_s i $\Delta\omega$ predstavljaju amplitudu i odstupanje kružne učestanosti nosioca 2- Φ M smetnje u odnosu na nosilac signala sa PSDS, θ je slučajna početna faza nosioca smetnje. Poruka $d_s(t)$ u 2- Φ M smetnji data je izrazom,

$$d_s(t) = \sum_I d_{sI} \Pi_S(t - iT_s + \tau), \quad d_{sI} \in \{-1, 1\}, \quad \Pi_S(t) = \begin{cases} U, & |t| \leq T_s/2, \\ 0, & |t| > T_s/2. \end{cases} \quad (2.8)$$

gde je T_s trajanje bita BPSK signala, a τ je slučajna vrednost u intervalu $(0, T_b)$.

$$\text{Efektivna širina spektra koju ovaj signal zauzima iznosi, } B_s = \frac{2\pi}{T_s}. \quad (2.9)$$

2.2.2 Širokopojasna FM smetnja

Drugi tip signala koji deluje kao smetnja na ulaz u PSDS prijemnik je FM signal. Ovaj signal je modeliran kao obojeni Gausov šum. SGSS FM signala je modelirana kao Gausova kriva, sa srednjom vrednošću koja odgovara nosiocu FM signala, i standardnom devijacijom σ^2 koja odgovara širini opsega koji ova smetnja zauzima.

$$i(t) = U_s I_s(t) \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta], \quad (2.10)$$

gde $I_s(t)$ ima Gausovu raspodelu sa varijansom σ , a U_s i $\Delta\omega$ predstavljaju amplitudu i odstupanje kružne učestanosti nosioca 2- Φ M smetnje u odnosu na nosilac signala sa PSDS, θ je slučajna početna faza nosioca smetnje.

$$\text{Efektivna širina spektra koju ovaj signal zauzima iznosi, } B_s = \sqrt{2\pi}\sigma. \quad (2.11)$$

2.3 Verovatnoća greške na izlazu iz PSDS prijemnika

Kao merilo kvaliteta prijema PSDS signala koji sa može ostvariti korišćenjem posmatranog prijemnika, možemo uzeti verovatnoću greške u odlučivanju na izlazu iz prijemnika.

Odbirak signala na osnovu koga se vrši odlučivanje o poslatom bitu poruke iznosi

$$y_b(k) = Ud(k)L + \sum_{n=1}^L (i_b(n) + n_b(n))c(n), \quad (2.12)$$

gde je $d(k)$ -signal poruke; $i(n)$ -ometački signal; $n(n)$ -Gausov šum; $c(n)$ -PSS; T -trajanje čipa PSS.

Odluka o poslatom bitu poruke dobija se poređenjem dobijene vrednosti signala poruke na izlazu iz sabirača, tačka B na Sl. 2.1, sa pragom odlučivanja.

Za procesno pojačanje usvojena je vrednost $L=750$, što odgovara vrednosti koja se koristi u praktičnim realizacijama, [4]. Za ovu vrednost procesnog pojačanja može se, na osnovu centralne granične teoreme, smatrati da odbirci pod sumom, u izrazu (2.12), signala $y_b(k)$, na osnovu kojih se vrši odlučivanje o poslatim simbolima poruke, imaju Gausovu raspodelu. Pod ovom pretpostavkom, verovatnoća greške u odlučivanju data je izrazom

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{E\{y_b(k)\}}{\sqrt{2 \operatorname{var}\{y_b(k)\}}} \right), \quad (2.13)$$

gde $E\{.}$ označava matematičko očekivanje, a $\operatorname{var}\{.}$ varijansu odbiraka signala na ulazu u odlučivač.

Ako je koristan signal amplitude U , matematičko očekivanje na ulazu u odlučivač, tačka B, je $E\{y_b(k)\}=UL$, dok je u istoj tački varijansa $\operatorname{var}\{y_b(k)\}=P_b + \sigma_b^2$.

gde je P_b snaga smetnje, a snaga Gausovog šuma je $\sigma_b^2 = 2\eta T$.

Uticaj koji smetnja može da ima na kvalitet prenosa signala u proširenom spektru može se oceniti upoređivanjem vrednosti za verovatnoću greske u prisustvu smetnje i njenom odsustvu. U konkretnim rezultatima date su vrednosti sa konstantnom snagom Gausovog šuma na ulazu u prijemnik. Odnos snage korisnog signala i Gausovog šuma na ulazu je $A_n=12\text{dB}$, što na izlazu iz prijemnika signala u proširenom spektru daje verovatnoću greške od 10^{-8} u odsustvu smetnje.

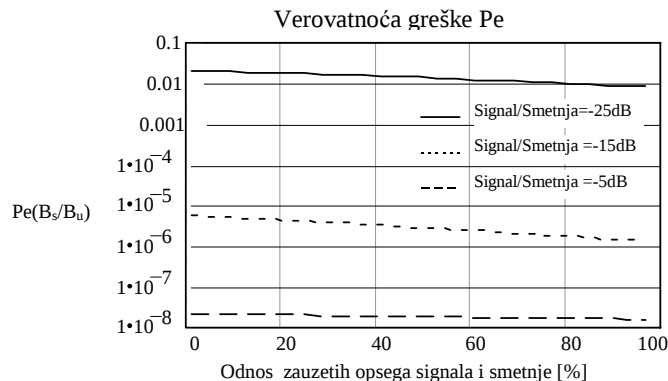
U izvođenju rezultata korišćene su vrednosti relevantnih parametara u skladu sa vrednostima koje karakterišu postojeće mobilne PSDS sisteme:

- procesno pojačanje, $L=750$;
- odnos Signal/Šum na ulazu prijemnika, $A_n=12\text{dB}$;
- odnos Signal/Smetnja na ulazu prijemnika $\Gamma=-40\text{dB}..0\text{dB}$;
- zauzetost opsega signala od strane 2- ΦM smetnje $B_s/B_u=1\%..100\%$;

gde je B_s efektivna širina opsega smetnje, a B_u efektivna širina opsega signala na ulazu u prijemnik.

2.3.1 Verovatnoća greške u prisustvu širokopojasne 2- Φ M smetnje

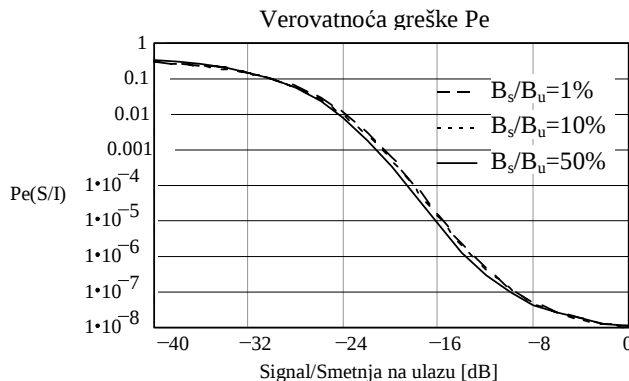
Na slici Sl. 2.2 prikazan uticaj normalizovane širine opsega učestanosti, koji zauzima smetnja, na verovatnoću greške. Odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik posmatran je kao parametar. Posmatrana je smetnja čija je učestanost nosioca jednaka učestanosti nosioca PSDS signala.



Sl. 2.2 Verovatnoća greške u funkciji zauzetosti opsega smetnje i signala, sa parametrom Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Može se uočiti opadanje verovatnoće greške ka većim vrednostima zauzetosti opsega signala od strane smetnje. Ovaj efekat se javlja kao posledica uticaja integratora u prijemniku, koji deluje kao niskopropusni filter.

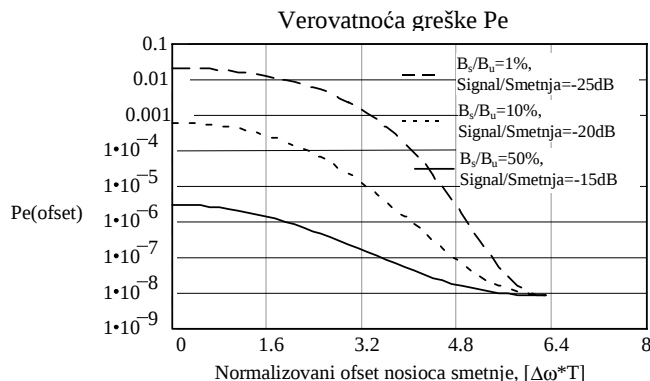
Na slici Sl. 2.3 prikazana je zavisnost verovatnoće greške od odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. Posmatrana je smetnja čija je učestanost nosioca jednaka učestanosti nosioca PSDS signala.



Sl. 2.3 Verovatnoća greške u funkciji Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik, sa parametrom zauzetosti opsega signala od strane smetnje. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Sa slike se može videti da je za male vrednosti odnosa Signal/Smetnja, na ulazu u prijemnik, verovatnoća greške velika.

Na slici Sl. 2.4 prikazana je verovatnoća greške u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta. Parametri su odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik i zauzetost opsega učestanosti smetnje i signala.



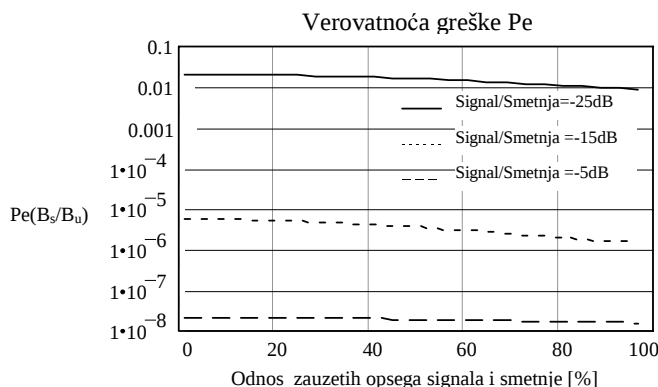
Sl. 2.4 Verovatnoća greške u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta; parametar je odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik i zauzetost opsega učestanosti smetnje i signala. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Sa porastom frekvencijskog ofseta verovatnoća greške se smanjuje, zahvaljujući uticaju integratora sa rasterećenjem na ulazu u prijemnik. Vidi se da je najgori slučaj kada je smetnja na nosiocu.

2.3.2 Verovatnoća greške u prisustvu širokopojasne FM smetnje

Prijemnik PSDS signala se u prisustvu širokopojasne FM smetnje ponaša slično kao i u prisustvu širokopojasne 2- Φ M smetnje.

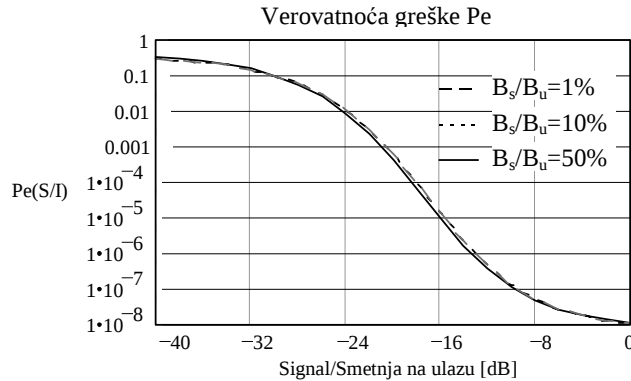
Na slici Sl. 2.5 prikazan je uticaj širine opsega učestanosti, koji zauzima smetnja, na verovatnoću greške. Uticaj odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik posmatran je kao parametar. Posmatrana je smetnja čija je učestanost nosioca jednaka učestanosti nosioca PSDS signala.



Sl. 2.5 Verovatnoća greške u funkciji zauzetosti opsega učestanosti smetnje i signala, sa parametrom Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Slično kao 2- Φ M smetnje, sa porastom opsega učestanosti koji smetnja zauzima, smanjuje se verovatnoće greške. Najveća verovatnoća greške je za najmanji odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik.

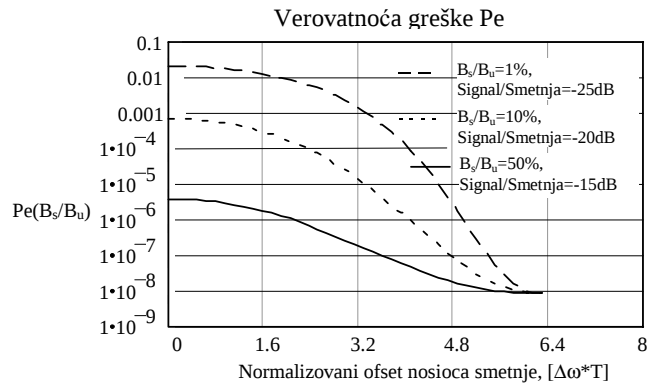
Na slici Sl. 2.6 prikazana je zavisnost verovatnoće greške od odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. Posmatrana je smetnja čija je učestanost nosioca jednaka učestanosti nosioca PSDS signala.



Sl. 2.6 Verovatnoća greške u funkciji Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik, sa parametrom zauzetosti opsega učestanosti smetnje i signala. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Može se uočiti opadanje verovatnoće greške ka boljem odnosu Signal/Smetnja, kao i mali uticaj širine opsega smetnje na verovatnoću greške.

Na slici Sl. 2.7 prikazana je verovatnoća greške u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta. Parametri su odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik i zauzetost opsega učestanosti smetnje i signala.



Sl. 2.7 Verovatnoća greške u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta; parametar je odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik i zauzetost opsega učestanosti smetnje i signala. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

I ovde se može uočiti da verovatnoća greške opada sa porastom ofseta nosioca smetnje, što upućuje na to da je najgori slučaj kada je nosioc smetnje na istoj učestanosti kao i koristan PSDS signal.

2.4 Zaključak

Sa prethodnih slika može se videti da je za neke vrednosti parametara, i pored velikog procesnog pojačanja, vrednost verovatnoće greške nedopustivo velik kada na ulazu u PSDS sisteme postoji neki snažan ometački signal. Upotrebljivost sistema sa PSDS je značajno redukovan pošto ovi sistemi često za prenos signala koriste opseg učestanosti u kome već radi jedan ili više klasičnih telekomunikacionih sistema.

Analiza rezultata, u prethodnom poglavlju, ukazuju da je u nekim slučajevima potrebna dodatna obrada signala u ovim sistemima, sa ciljem potiskivanje smetnje i smanjivanjem verovatnoće greške.

3. DOPUNSKO POTISKIVANJE SMETNJE PRIMENOM 2-TF

Da bi se ostvarilo dodatno potiskivanje smetnji u sistemima sa PSDS koriste se dve metode: parametarska i neparametarska.

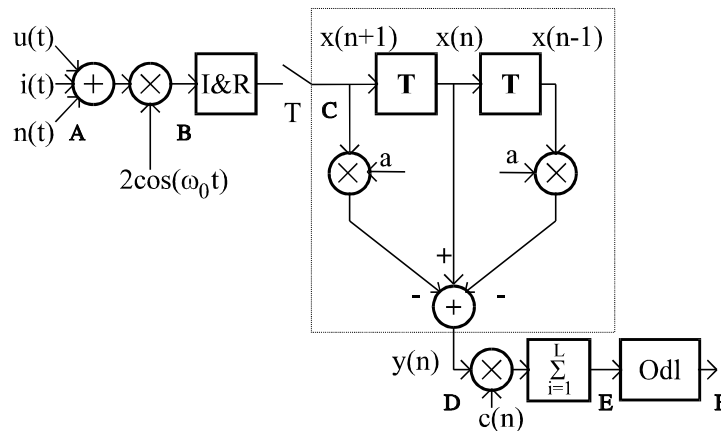
Parametarskim se nazivaju metode u kojima se unapred pretpostavlja određeni tip i statistika interferentnog signala. Poznavanje ovih osobina interferencije, pruža mogućnost za njihovo efikasno potiskivanje.

Druge metode za potiskivanje smetnji su neparametarske. Tu se neprave nikakve pretpostavke o tipu smetnje i statistici interferentnog signala. One se obično zasniva na obradi signala u domenu učestanosti korišćenjem FFT algoritama.

Obrada signala se uvek izvršava u realnom vremenu, tako da je brzina obrade od suštinskog značaja. Vreme potrebno za obradu je uvek na strani parametarskih metoda kao i jednostavnost praktične realizacije ovih sistema. Primenjena metoda sa 2-TF predstavlja parametarsku metodu potiskivanja smetnje.

3.1 Opis predloženog prijemnika

Blok šema predloženog prijemnika signala sa PSDS koji sadrži 2-TF data je na Sl. 3.1.



Sl. 3.1 Blok šema predloženog prijemnika. I&R-integrator sa resterećenjem, Odl-odlučivač.

Predloženi prijemnik na Sl. 3.1 se sastoji od:

- koherentnog demodulatora;
- integratora sa rasterećenjem, koji vrši integraciju na intervalu trajanja čipa PSS;
- dvostranog transferalnog filtra, koji treba da ostvari željeno potiskivanje smetnje;
- množača filtriranog signala sa lokalno generisanom PSS;
- integratora (sumator) na intervalu trajanja bita poruke;
- odlučivača o poslatom bitu poruke.

Veza signala na ulazu u dvostrani filter, $x(n)$ i signala na njegovom izlazu, $y(n)$, data je jednačinom:

$$y(n) = x(n) - a(x(n+1) + x(n-1)), \quad (3.1)$$

dok je funkcija prenosa ovog filtra data izrazom,

$$H(z) = 1 - a[z^{-1} + z]. \quad (3.2)$$

Kod dvostranog transversalnog filtra referentni signal je u centralnoj grani, dok linearna kombinacija signala u ostalim granama predstavlja procenjeni signal. Zbog prolaska referentnog signala kroz bočne grane transferalnog filtra za potiskivanje smetnje, na njegovom izlazu dolazi do intersimbolske interference koja smanjuje pozitivne efekte filtra.

3.2 Analiza prijemnika

3.2.1 Ulaz u 2-TF

Na ulazu u 2-TF, tačka C na Sl. 3.1, imamo signal $x(n)$ koga možemo predstaviti kao sumu tri nezavisne komponente:

- koristan signal poruke, snage P_u , dat izrazom

$$u_c(n) = U_d(k)c(n), \quad (3.3)$$

gde je $U_d(k)$ -PSDS signal, $c(n)$ -PSS, P_u -snaga signala na ulazu u prijemnik;

- beli Gausov šum, $n_c(k)$, dat snagom na ulazu u filter

$$\sigma_c^2 = 2\eta T, \quad (3.4)$$

gde je η -jednostrana spektralna gustina srednje snage šuma, a T -trajanje čipa PSS.

- ometački signal, $i_c(k)$, snage $P_{ic} = P_s R_s(0)$

gde je P_s -snaga signala smetnje na ulazu u prijemnik, a $R_s(0)$ -normalizovana autokorelaciona funkcija signala smetnje na ulazu u 2-TF.

3.2.2 Izlaz iz 2-TF

Na izlazu 2-TF, tačka D na Sl. 3.1, imamo signal $x(n)$ koji možemo predstaviti kao sumu četiri nezavisne komponente:

- koristan signal poruke, dat izrazom

$$u_d(n) = U_d(k)c(n), \quad (3.5)$$

$$\text{snage: } P_{ud} = P_u \quad (3.6)$$

gde je P_u -snaga signala na ulazu u prijemnik,

- obojen Gausov šum koji potiče od belog Gausovog šuma sa ulaza filtra, dat izrazom

$$n_d(n) = n_c(n) - a(n_c(n+1) + n_c(n-1)), \quad (3.7)$$

$$\text{snage: } \sigma_d^2 = (1 + 2a^2)\sigma_c^2, \quad (3.8)$$

gde je σ_c - snaga Gausovog šuma definisana kao jednačina (3.4) a a -je koeficijent 2-TF-a..

- ometački signal

$$i_d(n) = i_c(n) - a(i_c(n+1) + i_c(n-1)), \quad (3.9)$$

$$\text{snage: } P_{id} = P_s[(1 + 2a^2)R_s(0) + 2a^2R_s(2) - 4aR_s(1)] \quad (3.10)$$

gde je P_s -snaga signala smetnje na ulazu u prijemnik, a $R_s(0)$, $R_s(1)$, $R_s(2)$ normalizovana autokorelaciona funkcija signala smetnje na ulazu u 2-TF, u trenucima t (0, T, 2T).

- intersimbolska interferencija $u_{isid}(n)$ koji potiče od $u_c(n)$,

$$u_{isid}(n) = a(u_c(n+1) + u_c(n-1)), \quad (3.11)$$

$$\text{snage: } P_{ISI} = P_u 2a^2 \quad (3.12)$$

gde je P_u snaga signala na ulazu u prijemnik, a a -je koeficijent 2-TF-a.

Odlučivanje o poslatom bitu poruke na izlazu prijemnika, koji je prikazan na Sl. 3.1, vrši se u odlučivaču, a na osnovu vrednosti odbiraka na izlazu iz sabirača. Uz pretpostavku da je amplituda odbirka signala poruke na ulazu u filter U , vrednost odbirka u tački F na kraju signalizacionog intervala data je izrazom

$$y_f(k) = Ud(k)L + \sum_{n=1}^L (u_{isid}(n) + i_d(n) + n_d(n))c(n), \quad (3.13)$$

gde su oznake sabiraka odgovarajuće gore navedenim vrednostima.

Komponente signala $y_f(k)$ koje su pod znakom sume predstavljaju ometački signal koji može dovesti do greške u odlučivanju. Snaga tog signala se definiše kao

$$P_{err} = E \left\{ \left| \sum_{n=1}^L (u_{isid}(n) + i_d(n) + n_d(n))c(n) \right|^2 \right\}, \quad (3.14)$$

koju možemo prostije napisati, pod uslovom da su svi signali statistički nezavisni i stacionarni u širem smislu,

$$P_{err} = L[P_{isid} + P_d + \sigma_d^2]. \quad (3.15)$$

Za signal poruke možemo takođe odrediti snagu koja je

$$P_f = (UL)^2. \quad (3.16)$$

4. OPTIMALNE VREDNOSTI KOEFICIJENATA 2-TF

Pretpostavljamo da je signal $x(n)$ na ulazu u 2-TF stacionaran u širem smislu. Njegova autokorelaciona funkcija je data izrazom,

$$R_x(i) = E\{x(n+i) \cdot x(n)\}, \quad (4.1)$$

Signal na izlazu 2-TF je razlika referentnog signala i linearne kombinacije njegovih prethodnih vrednosti.

$$y(n) = x(n) - a(x(n+1) + x(n-1)) \quad (4.2)$$

Linearni filter vrši procenu referentne vrednosti ukupnog ulaznog signala $y(n)$ na osnovu prethodnih vrednosti signala. Signal na izlazu iz filtra formira se kao razlika referentne i procenjene vrednosti signala. Pošto su susedni odbirci PSDS signala i Gausovog šuma međusobno nekorelisani, a vrednosti susednih odbiraka ometačkog signala jesu, filter vrši procenu vrednosti ometačkog signala na osnovu njegovih prethodnih vrednosti. Pri nekim, u ovom slučaju optimalnim, vrednostima koeficijenta 2-TF-a ostvaruje se minimalna srednja kvadratna vrednost ukupnog signala na izlazu iz filtra.

Po ovom kriterijumu koeficijenti se određuju tako da se minimizira srednja snaga greške procene $y(n)$.

$$\min_a \left(E\{|y(n)|^2\} \right), \quad (4.3)$$

Optimalna vrednost za koeficijent a koji zadovoljava uslov (4.3) je rešenje jednačine,

$$\frac{\partial}{\partial a} (R_x(0)(1+2a^2) - 4aR_x(1) + 2a^2R_x(2)) = 0, \quad (4.4)$$

odakle se dobija optimalna vrednost koeficijenta

$$a = \frac{R_x(1)}{R_x(0) + R_x(2)}, \quad (4.5)$$

gde se za $R_x(\tau)$ smatra autokorelacija definisana izrazom 4.1.

4.1 Autokorelacione funkcije

Pošto je ulazni signal $s(t)$ sastavljen od tri nezavisna stacionarna signala,

$$s(t) = i(t) + u(t) + n(t), \quad (4.6)$$

to je i signal na ulazu filtra, s obzirom na linearnost integratora sa rasterećenjem, sastavljen od tri nezavisna stacionarna slučajna procesa

$$x(k) = i_c(k) + u_c(k) + n_c(k). \quad (4.7)$$

Njegova autokorelaciona funkcija je data izrazom,

$$R_x(i) = E\{x(n+i) \cdot x(n)\}. \quad (4.8)$$

Iz (4.7) i (4.8) sledi vrednost autokorelacije u tački C, sa Sl. 3.1

$$R_x(i) = R_u(i) + R_i(i) + R_n(i). \quad (4.9)$$

Pod pretpostavkom da su ulazni signal $u(t)$ i Gausov šum $n(t)$, beli procesi za njih dobijamo

$$R_u(i) = P_u \delta(i), \quad (4.10)$$

$$R_n(i) = \sigma_c^2 \delta(i), \quad (4.11)$$

gde je

$$\delta(i) = \begin{cases} 1, & i = 0 \\ 0, & \text{drugde} \end{cases}, \quad (4.12)$$

dok za svaki tip smetnje moramo posebno razmatrati autokorelacionu funkciju.

4.2 Širokopojasna smetnja

Za ometački signal možemo smatrati da se, posle koherentnog demodulatora, zbog integratora sa rasterećenjem koji se ponaša kao niskofrekvencijski filter, može predstaviti u obliku:

$$i(t) = S(t) \cos[\Delta\omega \cdot t + \theta], \quad (4.13)$$

gde je $S(t)$ signal smetnje definisan kao (3.7) i (3.8), u zavisnosti od tipa smetnje, a ostatak je posledica frekvencijskog ofseta nosioca smetnje.

Signal $i(t)$ se sastoji od proizvoda dva statistički nezavisna signala koja su stacionarna u vremenu. Za $i(t)$, autokorelacionu funkciju možemo napisati u obliku

$$R_s(\tau) = P_s \cdot R_{ss}(\tau) \cdot R_{sc}(\tau), \quad (4.14)$$

gde je $R_{ss}(\tau)$ normalizovana autokorelaciona funkcija ometača a $R_{sc}(\tau)$ normalizovana autokorelaciona funkcija ostatka usled frekvencijskog ofseta; P_s snaga smetnje na ulazu u prijemnik.

Na izlazu iz integratora sa rasterećenjem, tačka C sa Sl. 3.1, s obzirom da je to linearan element, možemo smatrati da se signal $i_{sc}(k)$, isto tako, može predstaviti kao proizvod dva signala koji se mogu nezavisno tretirati u proračunu autokorelacionih funkcija u istoj tački.

4.2.1 Autokorelaciona funkcija usled frekvencijskog ofseta nosioca smetnje

Date se vrednosti za autokorelacionu funkciju usled ofseta nosioca smetnje u tački C, za normalizovanu vrednost periode odabiranja $T=1$. U narednom izlaganju može se uvek smatrati da je vrednost periode odabiranja normalizovana.

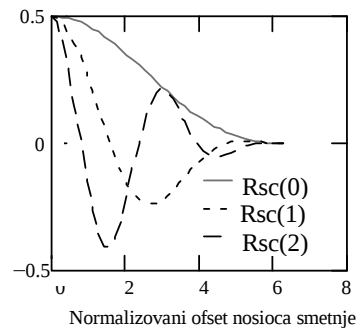
$$R_{sc}(0) = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)}{\frac{\Delta\omega}{2}} \right]^2, \quad (4.15)$$

$$R_{sc}(1) = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)}{\frac{\Delta\omega}{2}} \right]^2 \cos(\Delta\omega), \quad (4.16)$$

$$R_{sc}(2) = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)}{\frac{\Delta\omega}{2}} \right]^2 \cos(2\Delta\omega), \quad (4.17)$$

gde je $\Delta\omega$ odstupanje kružne učestanosti nosioca 2- Φ M smetnje od nosioca PSDS signala.

Na Sl. 4.1 date su normalizovane autokorelacione funkcije u zavisnosti od normalizovanog ofseta nosioca smetnje za vrednosti $\tau = 0, T$ i $2T$ respektivno.



Sl. 4.1 Vrednosti normalizovane autokorelacione funkcije u zavisnosti od normalizovanog ofseta nosioca smetnje za vrednosti $\tau = 0, T$ i $2T$ respektivno.

4.2.2 Širokopojasna 2-ΦM smetnja, sa nosiocem na učestanosti nosioca PSDS signala.

U ovoj glavi će biti ukratko opisan postupak dobijanja autokorelacione funkcije 2-ΦM smetnje za $\tau=0$. Formule se mogu koristiti i bez razumevanja postupka izračunavanja i nastaviti sa glavom 5.

Svaka od dobijenih formula je proverena simulacijom na računaru.

Za računanje autokorelacije u $\tau=0$ korišćene su vrednosti odbiraka 2-ΦM smetnje. Cilj je bio naći raspodelu amplituda odbiraka $y(n)$, kada je na ulazu u prijemnik samo 2-ΦM smetnja. Iz raspodele se $R(0)$ dobija kao srednja kvadratna vrednost slučajne promenljive $y(n)$.

Ometački signal se posle koherentne demodulacije, pod uslovom da je nosilac ometačkog signala na učestanosti nosioca PSDS signala, i faza lokalnog oscilatora u fazi sa nosiocem ometača, može predstaviti

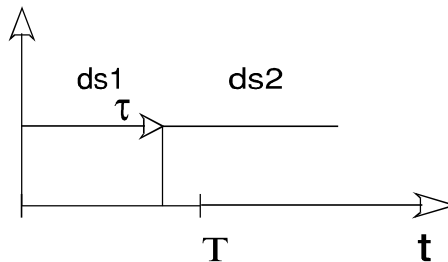
$$d_s(t) = \sum_i d_{s_i} \Pi_s(t - iT_s + \tau), \quad d_{s_i} \in \{-1, 1\}, \quad \Pi_s(t) = \begin{cases} U, & |t| \leq T_s/2, \\ 0, & |t| > T_s/2. \end{cases} \quad (4.18)$$

gde je T_s trajanje bita BPSK signala, τ slučajna vrednost u intervalu $(0, T_s)$.

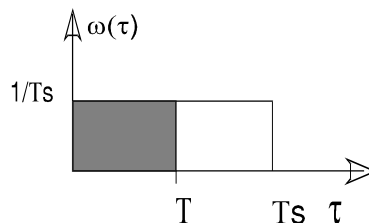
Moguća su dva slučaja, trenutak poromene bita signala smetnje se nalazi unutar posmatranog integracionog intervala, slučaj 1.1, ili se trenutak promene desio u nekom drugom intervalu, slučaj 1.2. Na apscisi slika 4.2 i 4.4 označene su vrenosti T , kao trenuci odabiranja $y(n)$ i sinhronog rasterećenja integratora.

Signal smetnje zauzima manji opseg učestanosti nego PSDS signal, pa uvek važi $T < T_s$.

1.1. Uslov da se desi slučaj $0 < \tau < T$, $\tau < T_s$



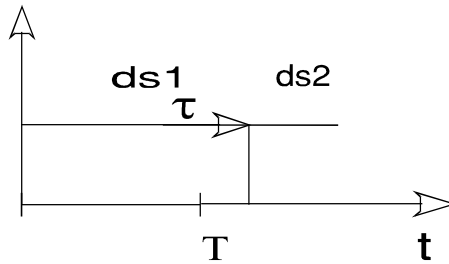
Sl. 4.2 Događaj kada se u posmatranom intervalu integracije nalazi promena bita signala smetnje.



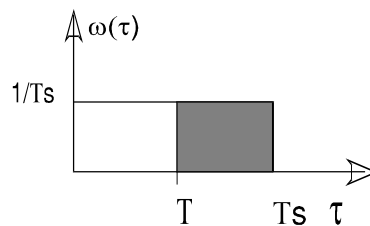
Sl. 4.3 Raspodela verovtnoće za događaj 1.1

Verovatnoća ovog događaja je $P_{e_1} = \int_0^T \frac{1}{T_s} dz = \frac{T}{T_s}$

1.2. Uslov za drugi slucaj je: $T < \tau$, $\tau < T_s$



Sl. 4.4 Događaj kada se u intervalu integracije ne nalazi promena bita signala smetnje.



Sl. 4.5 Raspodela verovtnoće za događaj 1.2

Verovatnoća ovog događaja je
$$P_{e_2} = \int_T^{T_s} \frac{1}{T_s} dz = \frac{T_s - T}{T_s}$$

Vrednost odbirka $y(n)$ na izlazu iz integratora je

$$y(n) = \frac{U}{T} \left(\int_0^{\tau} d_{s0} + \int_{\tau}^T d_{s1} \right) = \frac{U}{T} (\tau(d_{s0} - d_{s1}) + d_{s1}T) = \frac{U}{T} (\pm 2\tau \mp T), \quad (4.19)$$

gde je U -amplituda odbirka smenje; d_{s0}, d_{s1} vrednosti bita signala smetnje u susednim signalizacionim intervalima smetnje, trajanja T_s ; τ slučajna vrednost kašnjenja bita smenje; T trajanje čipa PSS i integracionog intervala.

Razrada slučajeva:

1.1. Trenutak poromene bita signala smetnje se nalazi unutar posmatranog integracionog intervala.

a.) Za slučaj da je $d_{s0} = d_{s1}$, verovatnoća tog događaja je $P(d,d) = P(-d,-d) = 1/4$, za $y(n)$ se dobijaju vrednosti $+U$ ili $-U$.

b.) Ako je $d_{s0} \neq d_{s1}$ dobija se uniformna raspodela, zbog uniformne raspodele τ , u intervalu od $-U$ do $+U$, sa konstantom $1/(2U)$.

1.2 Trenutak promene se desio u nekom drugom intervalu.

a.) Tada je $y(n) = U d_{s0}$ čija vrednost može biti $-U$, sa verovatnoćom $P(-d) = 1/2$, ili U , sa verovatnoćom $P(d) = 1/2$.

Za ovako rasčlanjene događaje dobijamo ukupnu verovatnoću raspodele vrednosti $y(n)$, $\omega(y)$.

$$\omega(y) = P_{e_1} \left\{ \omega_1(y) \left[P(d, -d) + P(-d, d) + \delta(y - U)P(d, d) + \delta(y + U)P(-d, -d) \right] \right\} + P_{e_2} \left[\delta(y - U)P(d) + \delta(y + U)P(-d) \right],$$

gde je $\chi_1(y) = \begin{cases} 1 & |y| < U \\ 0 & \text{drugde} \end{cases}$, a $\omega_1(z) = \frac{1}{2U} \chi_1(z)$. Odakle dobijamo

$$\omega(y) = \frac{T}{T_s} \left[\frac{1}{2} \omega_1(y) + \frac{1}{4} \delta(y - U) + \frac{1}{4} \delta(y + U) \right] + \frac{T_s - T}{T_s} \left[\frac{1}{2} \delta(y - U) + \frac{1}{2} \delta(y + U) \right]$$

$$R(0) = \int_{-\infty}^{\infty} y^2 \omega(y) dy = U^2 \left[1 - \frac{T}{3T_s} \right]$$

Posle normalizovanja vrednosti $R(0)$, po snazi signala smetnje i trajanju čipa PSS, bez gubitka opštosti dobijenih rešenja, dobijamo

$$R_{ss}(0) = \begin{cases} 1 - \frac{1}{3T_s}, & 1 \leq T_s \end{cases}, \quad (4.20)$$

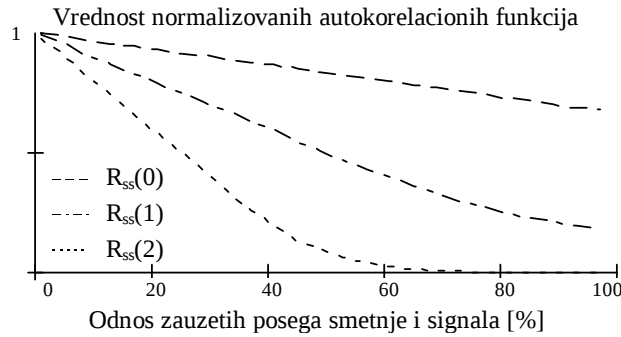
Vrednost autokorelacione funkcije, $R(T)$, je izračunata pomoću raspodele proizvoda odbiraka $y(n)$ i $y(n+1)$ kada je na ulazu u prijemnik samo 2- Φ M smetnja. Iz ove raspodele se $R(T)$ dobija kao srednja vrednost raspodele. Izvođenje je slično kao za $R(0)$, s tim da ima više podslučajeva, te je zametnije i dosadnije za praćenjem, pa je po mišljenju autora, nepotrebno navesti ga, jer kao što ranije napomenuto ono i nije neophodno za dalje razumevanje rada.

$$R_{ss}(1) = \begin{cases} \frac{(2 - T_s)^3}{6T_s} - \frac{1}{T_s} + 1, & 1 \leq T_s < 2 \\ 1 - \frac{1}{T_s}, & 2 \leq T_s \end{cases}, \quad (4.21)$$

Za izračunavanje, $R(2T)$, cilj je bio naći raspodelu proizvoda odbiraka $y(n)$ i $y(n+2)$ kada je na ulazu u prijemnik samo 2- Φ M smetnja. Iz raspodele se $R(2T)$ dobija kao srednja vrednost raspodele.

$$R_{ss}(2) = \begin{cases} \frac{1}{T_s} \left(\frac{T_s^3}{6} - \frac{T_s^2}{2} + \frac{T_s}{2} - \frac{1}{6} \right), & 1 \leq T_s < 2 \\ \frac{(3-T_s)^3}{6T_s} - \frac{2-T_s}{T_s}, & 2 \leq T_s < 3, \\ 1 - \frac{2}{T_s}, & 3 \leq T_s \end{cases} \quad (4.22)$$

Na slici Sl. 4.6 imamo prikazane vrednosti normalizovane autokorelacione funkcije u zavisnosti od odnosa opsega učestanosti smetnje i signala.



Sl. 4.6 Normalizovane autokorelacione funkcije u funkciji odnosa zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala

Može se uočiti opadanje međukorelacije odbiraka sa povećavanjem opsega smetnje.

4.2.3 Širokopolasna FM smetnja, sa nosiocen na učestanosti nosioca PSDS signala.

Drugi tip signala koji deluje kao smetnja na ulaz u PSDS prijemnik je FM signal. Ovaj signal je modeliran kao obojeni Gausov šum. Spektralna gustina srednje snage (SGSS) FM signala je modelirana kao Gausova kriva, sa srednjom vrednošću koja odgovara nosiocu FM signala, i standardnom devijacijom σ^2 koja odgovara devijaciji modelirane smetnje. Razmatramo slučaj kada je smetnja na nosiocu.

Posle koherentnog demodulatora imamo

$$\phi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{\omega}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2}, \quad (4.23)$$

gde je σ varijansa ovog slučajnog procesa, snaga procesa je normalizovana na jedinicu.

Signal sa ovako definisanom frekvencijskom karakteristikom, u tački B, ima autokorelacionu funkciju

$$R_{ssb}(\tau) = e^{-\left(\frac{\sigma\tau}{\sqrt{2}}\right)^2}, \quad (4.24)$$

Posle prolaska kroz integrator, u tački C Sl. 3.1, za novodobijeni signal, autokorelacionu funkciju možemo dobiti iz izraza

$$R_{ssc}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{hh}(t) R_{ssb}(\tau - t) dt, \quad (4.25)$$

gde je $R_{hh}(t)$ autokorelacija impulsnog odziva integratora sa rasterećenjem, a $R_{ssc}(\tau)$ novodobijena autokorelaciona funkcij smetnje u tački C.

$$R_{hh}(t) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \cdot T, & t \leq T \\ 0, & \text{drugde} \end{cases}, \quad (4.26)$$

Iz jednačina (4.25) i (4.26), pod uslovom da je $\sigma t = \frac{1}{\sigma}$, dobijamo

$$R_{ss1}(\tau) = \frac{T}{2} \left(\operatorname{erfc}\left(\frac{\tau - T}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{\tau + T}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right), \quad (4.27)$$

$$R_{ss2}(\tau) = \frac{\tau}{2} \left(2 \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{\tau}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{\tau - T}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{\tau + T}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right), \quad (4.28)$$

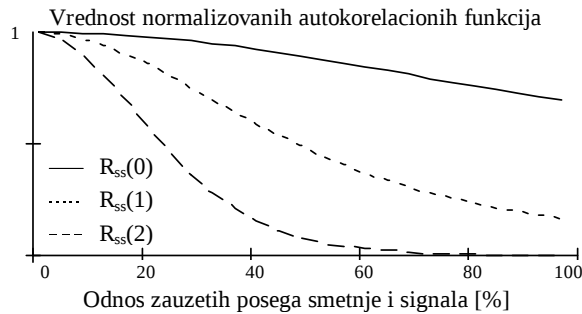
$$R_{ss3}(\tau) = \frac{\sigma t}{\sqrt{2\pi}} \left(e^{-\left(\frac{\tau - T}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2} + e^{-\left(\frac{\tau + T}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2} - 2 \cdot e^{-\left(\frac{\tau}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2} \right) \quad (4.29)$$

$$R_{ssc}(\tau) = \sqrt{2\pi}\sigma_t \cdot [R_{ss1}(\tau) + R_{ss2}(\tau) + R_{ss3}(\tau)], \quad (4.30)$$

gde je $R_{ssc}(\tau)$ autokorelacija signala smetnje na nosiocu signala u tački C, Sl. 3.1.

Zbog uprošćavanja izračunavanja, bez gubitka opštosti rešenja, i ovde je trajanje čipa je normalizovano na jedinicu, $T=1$.

Na slici Sl. 4.7 imamo prikazane vrednosti normalizovane autokorelacione funkcije u zavisnosti od opsega signala koji zauzima smetnja.



Sl. 4.7 Normalizovane autokorelacione funkcije u funkciji odnosa zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala

I ovde kao i na Sl. 4.6 možemo uočiti opadanje međuzavisnosti odbiraka sa povećavanjem opsega učestanosti koje zauzima smetnja.

5. POBOLJŠANJE ODNOSA SIGNAL/(SMETNJA+ŠUM)

5.1 Kriterijum za ocenu poboljšanje odnosa Signal/(Ukupan+Šum)

Poboljšanje koje se u prijemniku PSDS signala ostvaruje zahvaljujući 2-TF može se izraziti na dva načina. Kao prvo uticaj 2-TF se može izraziti kao poboljšanje odnosa Signal/(Smetnja+Šum), koje je definisano kao količnik odnosa snaga Signal/(Smetnja+Ukupan šum) na izlazu, tačka D, i ulazu, tačka C, u 2-TF na slici 3.1. Pošto je snaga korisnog signala u obe tačke ista, ovo poboljšanje je definisano izrazom,

$$G = \frac{P_{ic} + \sigma_c^2}{P_{id} + P_{ISI} + \sigma_d^2}, \quad (5.1)$$

gde je :

- P_{ic} -snaga 2- Φ M smetnje na ulazu filtra;
- σ_c^2 -snaga Gausovog šuma na ulazu filtra;
- P_{id} - snaga 2- Φ M smetnje na izlazu filtra;
- P_{ISI} -snaga intersimbolske interference na izlazu filtra;
- σ_d^2 -snaga Gausovog šuma na izlazu filtra;

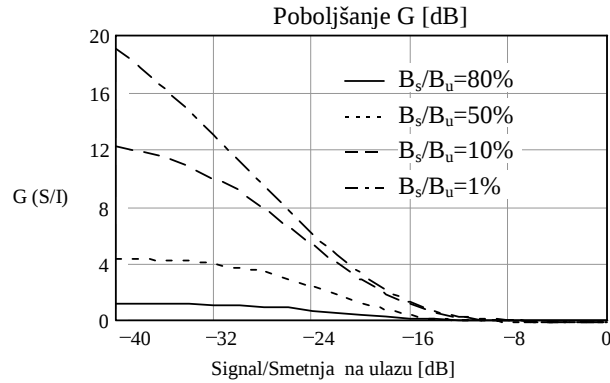
U izvođenju rezultata korišćene su vrednosti relevantnih parametara u skladu sa vrednostima koje karakterišu postojeće mobilne PSDS sisteme:

- procesno pojačanje, $L=750$;
- odnos Signal/Šum na ulazu prijemnika, $A_n=12\text{dB}$;
- odnos Signal/Smetnja na ulazu prijemnika $\Gamma=-40\text{dB..0dB}$;
- zauzetost opsega signala od strane 2- Φ M smetnje $B_s/B_u=1\%\text{..}100\%$;

gde je B_s efektivna širina opsega smetnje, a B_u efektivna širina opsega signala na ulazu u prijemnik.

5.2 Uticaj 2- Φ M smetnju

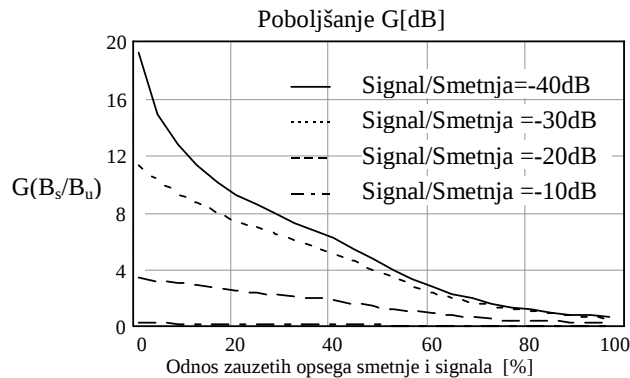
Na slici Sl. 5.1 prikazano je poboljšanje odnosa Signal/(Smetnja+Šum), G , u funkciji odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. Parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti B_s/B_u . Posmatrana je smetnja sa učestanošću nosioca jednakom učestanošću nosioca korisnog signala, jer ona pretstavlja najozbiljniju smetnju za PSDS sistem prenosa.



Sl. 5.1 Poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{\textit{Šum}})$ u funkciji odnosa $\text{Signal}/\text{Smetnja}$ na ulazu u prijemnik; parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala. $A_n = 12\text{dB}$, $L = 750$

Sa slike Sl. 5.1 se može videti da se primenom 2-TF može ostvariti dobro potiskivanje širokopojasne smetnje. Takođe se može videti da ovo poboljšanje opada sa porastom relativnog opsega učestanosti koji zauzima smetnja, kao i sa poboljšanjem ulaznog odnosa $\text{Signal}/\text{Smetnja}$. Radi poređenja, na istom dijagramu je prikazano poboljšanje koje se može ostvariti za uskopojasnu smetnju, ($B_s/B_u = 1\%$).

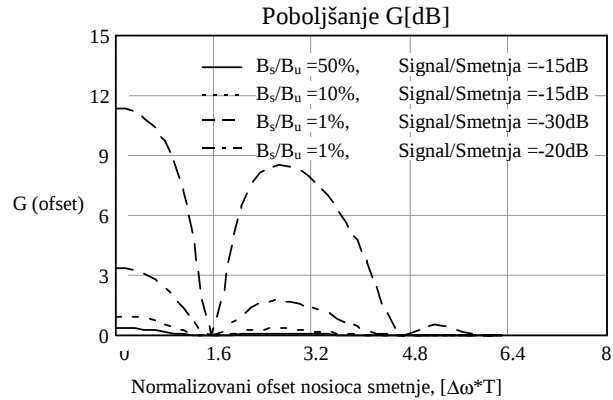
Na slici Sl. 5.2 prikazano je poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{\textit{Šum}})$ u funkciji odnosa zauzetih opsega učestanosti B_s/B_u . Parametar je odnos $\text{Signal}/\text{Smetnja}$ na ulazu u prijemnik.



Sl. 5.2 Poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{\textit{Šum}})$ u funkciji odnosa zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala; parametar je odnos $\text{Signal}/\text{Smetnja}$ na ulazu u prijemnik. $A_n = 12\text{dB}$, $L = 750$

Sa Sl. 5.1, kao i sa Sl. 5.2, može se videti da poboljšanje G ostvareno pomoću 2-TF opada sa porastom opsega učestanosti koji zauzimaju smetnja, ali da je ovo poboljšanje značajno i za smetnju koja zauzima značajniji deo opsega korisnog PSDS signala.

Potiskivanje širokopojasne smetnje čija učestanost nosioca odstupa od nosioca PSDS signala, a koja se može ostvariti primenom 2-TF, prikazano je na Sl. 5.3. Na ovoj slici je poboljšanje prikazano u funkciji frekvencijskog ofseta smetnje normalizovanog na trajanje čipa pseudoslučajne sekvence, $\Delta\omega \cdot T$. Parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala.

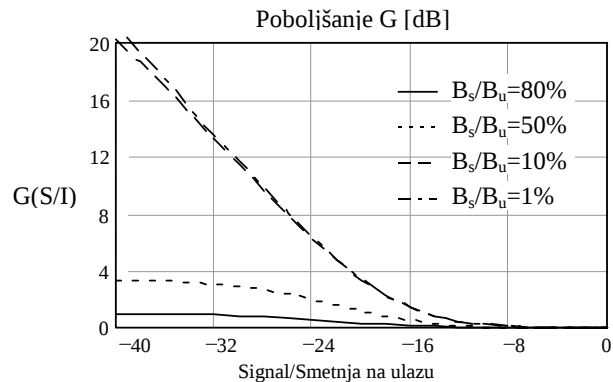


Sl. 5.3 Poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{Šum})$ u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta smetnje; parametar je odnos zauzetih opsega smetnje i signala. $A_n = 12\text{dB}$, $L = 750$

Na Sl. 5.3 može se videti da poboljšanje značajno zavisi od frekvencijskog ofseta smetnje, te za normalizovani ofset od $\Delta\omega \cdot T = 0.25$ i 0.75 poboljšanje je jednako nuli. I na ovoj slici je prikazano poboljšanje za uskopojasnu smetnju. Poboljšanje opada sa porastom frekvencijskog ofseta nosioca smetnje.

5.3 Uticaj FM smetnje

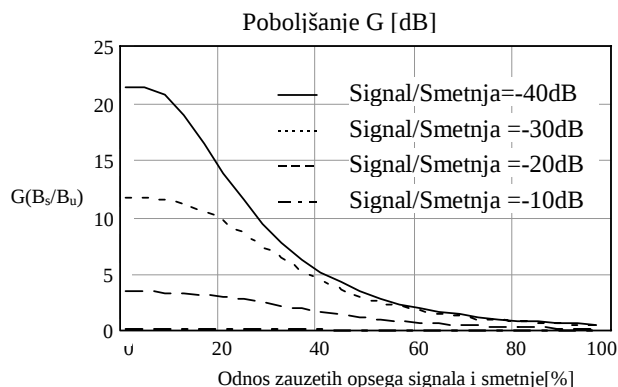
Na slici Sl. 5.4 prikazano je poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{Šum})$, G , u funkciji odnosa $\text{Signal}/\text{Smetnja}$ na ulazu u prijemnik na čijem ulazu je FM smetnja modelirana kao signal sa Gausovom raspodelom SGSS oko učestanosti nosioca korisnog signala. Parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti B_s/B_u .



Sl. 5.4 Poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{Šum})$ u funkciji odnosa $\text{Signal}/\text{Smetnja}$ na ulazu u prijemnik; parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala. $A_n = 12\text{dB}$, $L = 750$

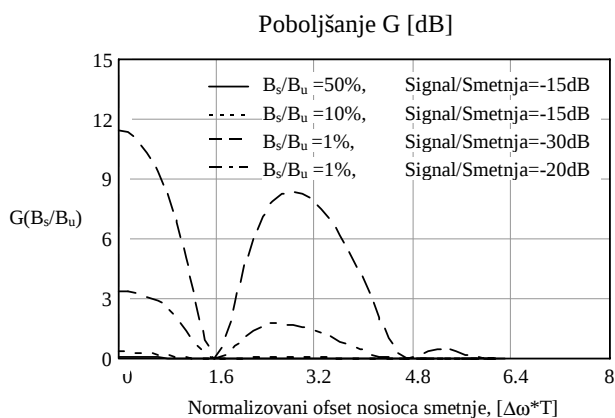
Sa slike Sl. 5.4 se videti da se ovde primenom 2-TF može ostvariti još bolje potiskivanje širokopojasne smetnje. Isto kao i kod $2-\Phi M$ smetnje, možmo videti da ovo poboljšanje opada sa porastom relativnog opsega učestanosti koji zauzima smetnja, kao i sa poboljšanjem ulaznog odnosa $\text{Signal}/\text{Smetnja}$. Na istom dijagramu je prikazano poboljšanje koje se može ostvariti za uskopojasnu smetnju. ($B_s/B_u = 1\%$).

Na slici Sl. 5.5 prikazano je poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{Šum})$, koje se može postići upotrebom 2-TF, u funkciji odnosa zauzetih opsega učestanosti B_s/B_u . Parametar je odnos $\text{Signal}/\text{Smetnja}$ na ulazu u prijemnik.



Sl. 5.5 Poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{Šum})$ u funkciji odnosa zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala; parametar je odnos $\text{Signal}/\text{Smetnja}$ na ulazu u prijemnik. $A_n = 12\text{dB}$, $L = 750$

Potiskivanje širokopojasne smetnje, čija učestanost nosioca odstupa od nosioca PSDS signala, prikazano je na Sl. 5.6 Na ovoj slici je poboljšanje prikazano u funkciji frekvencijskog ofseta smetnje normalizovanog na trajanje čipa pseudoslučajne sekvence, $\Delta\omega \cdot T$. Parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala.



Sl. 5.6 Poboljšanje odnosa $\text{Signal}/(\text{Smetnja} + \text{Šum})$ u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta smetnje; parametar je odnos zauzetih opsega smetnje i signala. $A_n = 12\text{dB}$, $L = 750$

Poboljšanje opada sa porastom frekvencijskog ofseta nosioca smetnje što je efekat integratora sa rasterećenjem na ulazu. On smanjuje snagu signala smetnje, što dovodi do smanjenja efikasnosti potiskivanja smetnje jer smetnja "tone" u signal. Naravno to se pozitivno izražava na ukupnu efikasnost sistema što se može videti sa Sl. 6.9 i Sl. 6.12.

6. VEROVATNOĆA GREŠKE

6.1 Verovatnoća greške na izlazu iz sistema

Kao drugo merilo kvaliteta prijema PSDS signala koji sa može ostvariti korišćenjem posmatranog prijemnika korišćena je verovatnoća greške u odlučivanju na izlazu iz prijemnika.

Odbirak signala na osnovu koga se vrši odlučivanje o poslatom bitu poruke iznosi

$$y_f(k) = U_d(k)L + \sum_{n=1}^L (u_{ISId}(n) + i_d(n) + n_d(n))c(n), \quad (6.1)$$

gde je $U_d(k)$ -signal poruke; $i_d(n)$ -ometajući signal; $n_d(n)$ -Gausov šum; $u_{ici}(n)$ -intersimbolska interferencija; $c(n)$ -PSS; T -trajanje čipa PSS.

Za procesno pojačanje usvojena je vrednost $L=750$, što odgovara vrednosti koja se koristi u praktičnim realizacijama, [4]. Za ovu vrednost procesnog pojačanja može se, na osnovu centralne granične teoreme, smatrati da odbirci signala $y_f(k)$, na osnovu kojih se vrši odlučivanje o poslatim simbolima poruke, imaju Gausovu raspodelu. Pod ovom pretpostavkom, verovatnoća greške u odlučivanju data je izrazom

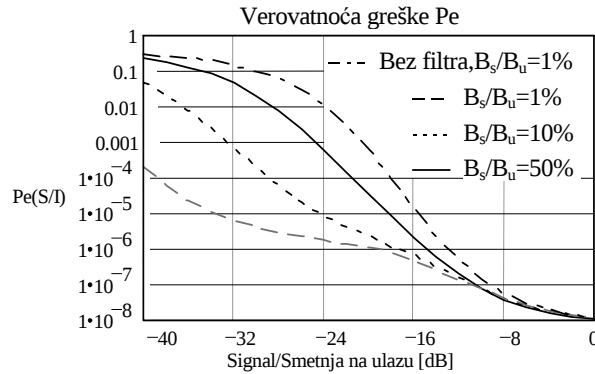
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{E\{y_f(k)\}}{\sqrt{2 \operatorname{var}\{y_f(k)\}}} \right), \quad (6.2)$$

gde $E\{\cdot\}$ označava matematičko očekivanje, a $\operatorname{var}\{\cdot\}$ varijansu odbiraka signala na ulazu u odlučivač.

Matematičko očekivanje na ulazu u odlučivač, tačka F, Sl. 3.1, je $E\{y_f(k)\}=UL$, dok je u istoj tački varijansa $\operatorname{var}\{y_f(k)\}=P_{ISId}+P_d+\sigma_d^2$, gde je P_d -snaga smetnje, P_{ISId} -snaga intersimbolske interferencije, a snaga Gausovog šuma je σ_d^2

6.2 Uticaj 2- ΦM smetnje

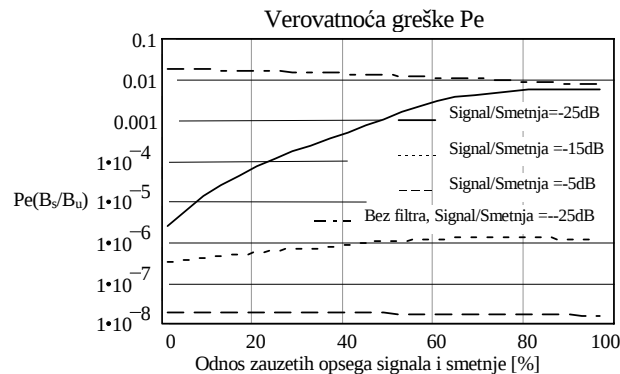
Na Sl. 6.1 prikazana je zavisnost verovatnoća greške od odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. Sve vrednosti parametara su usvojene kao u poglavlju 5. Posmatrana je smetnja čija je učestanost nosioca jednaka učestanosti nosioca PSDS signala.



Sl. 6.1 Verovatnoća greške u funkciji Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik, odnos opsega učestanosti smetnje i korisnog signala je parametar. Smetnja je na PSDS nosiocu. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Na Sl. 6.1 se može videti da verovatnoća greške opada sa poboljšanjem odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. U poređenju sa verovatnoćom greške kada se u prijemniku ne koristi dopunsko potiskivanje smetnje, prihvatljive vrednosti za verovatnoću greške se mogu ostvariti i za vrlo loše ulazne odnose Signal/Smetnja.

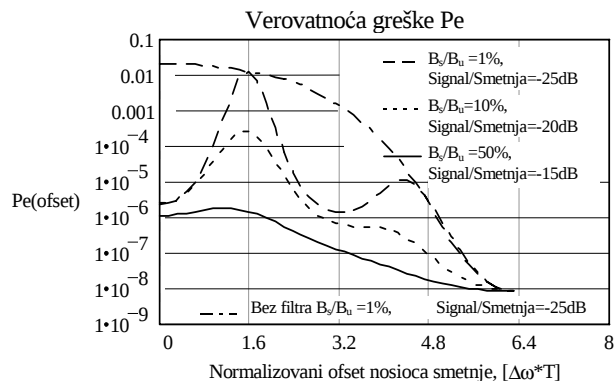
Uticaj širine opsega učestanosti koji zauzimaju smetnja na verovatnoću greške je prikazana na Sl. 6.2. Na ovoj slici je uticaj odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik posmatrana kao parametar.



Sl. 6.2 Verovatnoća greške u funkciji odnosa opsega učestanosti smetnje i korisnog signala; odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik je parametar. Smetnja je na PSDS nosiocu. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Sa Sl. 6.2 može se videti da se vrlo dobri rezultati u pogledu verovatnoće greške postižu i u slučajevima kada je smetnja širokopojasna ($B_s/B_u > 40\%$ za odnos Signal/Smetnja $> -25\text{dB}$). Ovo ponovo upućuje na zaključak da se korištenjem 2-TF može ostvariti dovoljno veliko potiskivanje i širokopojasne smetnje. U slučaju kada se smetnja ne potiskuje, verovatnoća greške je za posmatrane vrednosti parametara oko 0.01.

Na Sl. 6.3 je prikazan uticaj koji na verovatnoću greške, na izlazu iz posmatranog prijemnika sa 2-TF, ima frekvencijski ofset širokopojasne smetnje. Verovatnoća greške je prikazana u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta smetnje.

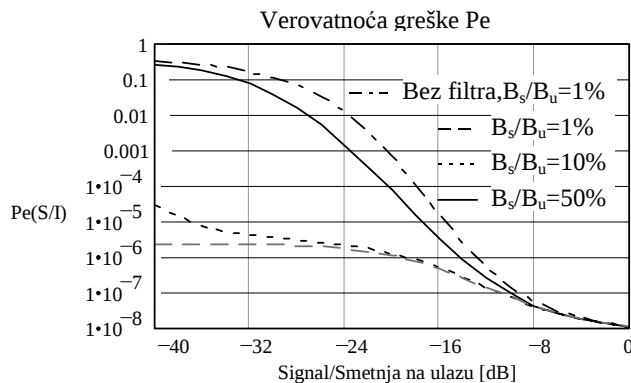


Sl. 6.3 Verovatnoća greške u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta smetnje, parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Sa Sl. 6.3 može se videti da, osim u slučajevima kada je ofset smetnje blizu vrednosti $\Delta\omega \cdot T=0.25$ i 0.75 , korišćenje 2-TF u prijemniku omogućava efikasno potiskivanje širokopojasne smetnje. Sa porastom frekvencijskog ofseta smetnje verovatnoća greške se smanjuje, zahvaljujući uticaju integratora sa rasterećenjem na ulazu u prijemnik, kao što je napomenuto u poglavlju 5.2.

6.3 Uticaj FM smetnje

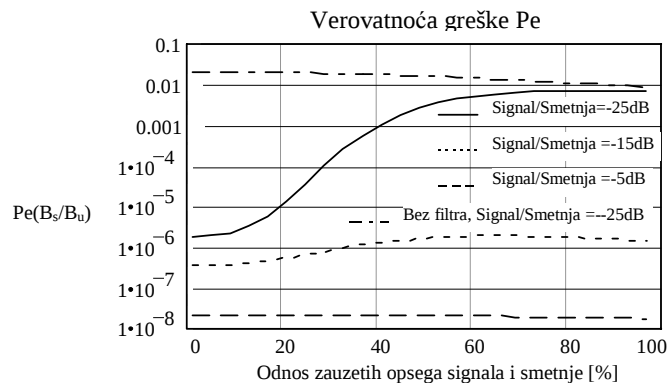
Na Sl. 6.4 prikazana je zavisnost verovatnoća greške od odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik. Sve vrednosti parametara su usvojene kao u poglavlju 5. Posmatrana je smetnja čija je učestanost nosioca jednaka učestanosti nosioca PSDS signala.



Sl. 6.4 Verovatnoća greške u funkciji Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik, odnos opsega učestanosti smetnje i korisnog signala je parametar. Smetnja je na PSDS nosiocu. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Na Sl. 6.4 se mogu uočiti svi efekti koji su bili spomenuti u poglavlju 5.1, kao i bolje potiskivanje za smetnje koje su šire po spektru u odnosu na Sl. 6.2.

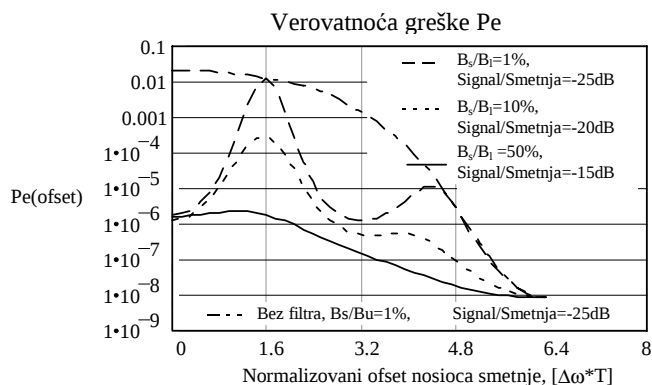
Uticaj širine opsega učestanosti koji zauzima smetnja, na verovatnoću greške, prikazana je na Sl. 6.5. Na ovoj slici je uticaj odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijenik posmatran kao parametar.



Sl. 6.5 Verovatnoća greške u funkciji odnosa opsega učestanosti smetnje i korisnog signala; odnos Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik je parametar. Smetnja je na PSDS nosiocu. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

Na Sl. 6.5 može se videti da se mnogo bolji rezultati u pogledu verovatnoće greške postižu u slučajevima kada je smetnja manje širokopojasna $B_s/B_u < 40\%$ za odnos Signal/Smetnja $> -25\text{dB}$ nego na Sl. 6.2 za 2- ΦM smetnju.

Na Sl. 6.6 vidi se uticaj koji na verovatnoću greške ima frekventijski ofset širokopojasne smetnje. Verovatnoća greške je prikazana u funkciji normalizovanog frekventijskog ofseta smetnje.



Sl. 6.6 Verovatnoća greške u funkciji normalizovanog frekventijskog ofseta smetnje, parametar je odnos zauzetih opsega učestanosti smetnje i signala. $A_n=12\text{dB}$, $L=750$

7. ZAKLJUČAK

U radu je izvršena analiza uticaja širokopojasnih smetnji, na prijemnik PSDS signala. Za signale smetnje uzeti su modeli koji odgovaraju signalima klasičnih telekomunikacionih sistema. Iako je otpornost PSDS sistema na ometanje velika, pokazalo se da za određene parametre signala smetnji, PSDS sistem ne može da obezbedi željeni kvalitet signala.

U radu je, takode, izvršena analiza efikasnosti adaptivnog transversalnog filtra, u prijemniku signala sa PSDS, u cilju potiskivanja širokopojasne smetnje koja je modelirana kao širokopojasni 2- Φ M signal i FM smetnja sa Gausovom raspodelom oko učestanosti nosioca. Posmatran je uticaj širine zauzetog opsega učestanosti smetnje i signala, frekvencijskog ofseta nosioca smetnje i nosioca PSDS signala kao i odnosa Signal/Smetnja na ulazu u prijemnik, na moguće potiskivanje smetnje. Ovo dodatno potiskivanje smetnje se povoljno odražava na verovatnoću greške, u odlučivanju, na izlazu iz prijemnika.

Vrednosti potiskivanja, na primer, za slučaj širokopojasne smetnje koja zauzima 40% opsega PSDS signala, za vrlo loš ulazni odnos Signal/Smetnja od -40dB, sa nosiocem smetnje koji odstupa do 10% nosioca PSDS signala, iznosi oko 8dB za oba tipa smetnje. Ovo dodatno potiskivanje, uz procesno pojačanje samog sistema, može ostvariti kvalitet prenosa sa verovatnoćom greške od 0.001 dok je bez primene 2-TF verovatnoća greške 0.1.

Rezultati u radu pokazuju da se primenom 2-TF može uspešno izvršiti potiskivanje širokopojasne smetnje.

LITERATURA:

- [1] L.Milstein: "***Interference Rejection Techniques in Spread-Spectrum ommunications***", *Proc. of the IEEE*, Vol.76, No 6, pp.657-671, June 1988.
- [2] M.Dukić, Z.Dobrosavljević, Z.Stojanović, I.Stojanović: "***Rejection of Narrowband Interference in DS Spread Spectrum System Using Two-Stage Decision Feedback Filters***", *IEEE ISSSTA'94*, July 4-6, Oulu, Finland, 1994.
- [3] S.Haykin: "***Adaptive Filter Theory***", Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [4] QUALCOM: "***Proposed EIA/TIA Wideband Spread Spectrum Standard***", CDMA System Eng. Training Handbook, Draft vers. X2, 1995.
- [5] R.L.Pickholtz, D.L.Schilling, L.B.Milsten: "***Theory of Spread-Spectrum Communications - Tutorial***", *IEEE Trans. On Comm.*, COM-30, No5, pp.855-884, May 1982.

Gotovi seminarski, maturski, maturalni i diplomski radovi iz raznih oblasti, lektire , puškice, tutorijali, referati - specijalizovan tim za usluge visokokvalitetnog pisanja, istraživanja i obradu teksta za kompletan region Balkana.

Posetite nas na sajtovima ispod:

WWW.MATURSKIRADOVI.NET

WWW.SEMINARSKIRAD.ORG

WWW.MATURSKI.NET

WWW.MATURSKI.ORG

WWW.SEMINARSKIRAD.INFO

Dostupni smo Vam 24h 365 dana u godini.

Za gotove verzije rada obratiti se na mail:

maturskiradovi.net@gmail.com

061/ 11-00-105

Seminarski, diplomski, maturski radovi, prevodi na engleski i eseji...