

Ivan Zupan  
 Dominik Jeran  
 Iskra Elektrovezve  
 Ljubljana Tržaška 2

SIMULACIJA AKUMULACIJE POSKAKOVANJA FAZE  
 NA REGENERATIVNI LINIJI

SIMULATION OF TIMING JITTER ACCUMULATION  
 IN A CHAIN OF REGENERATORS

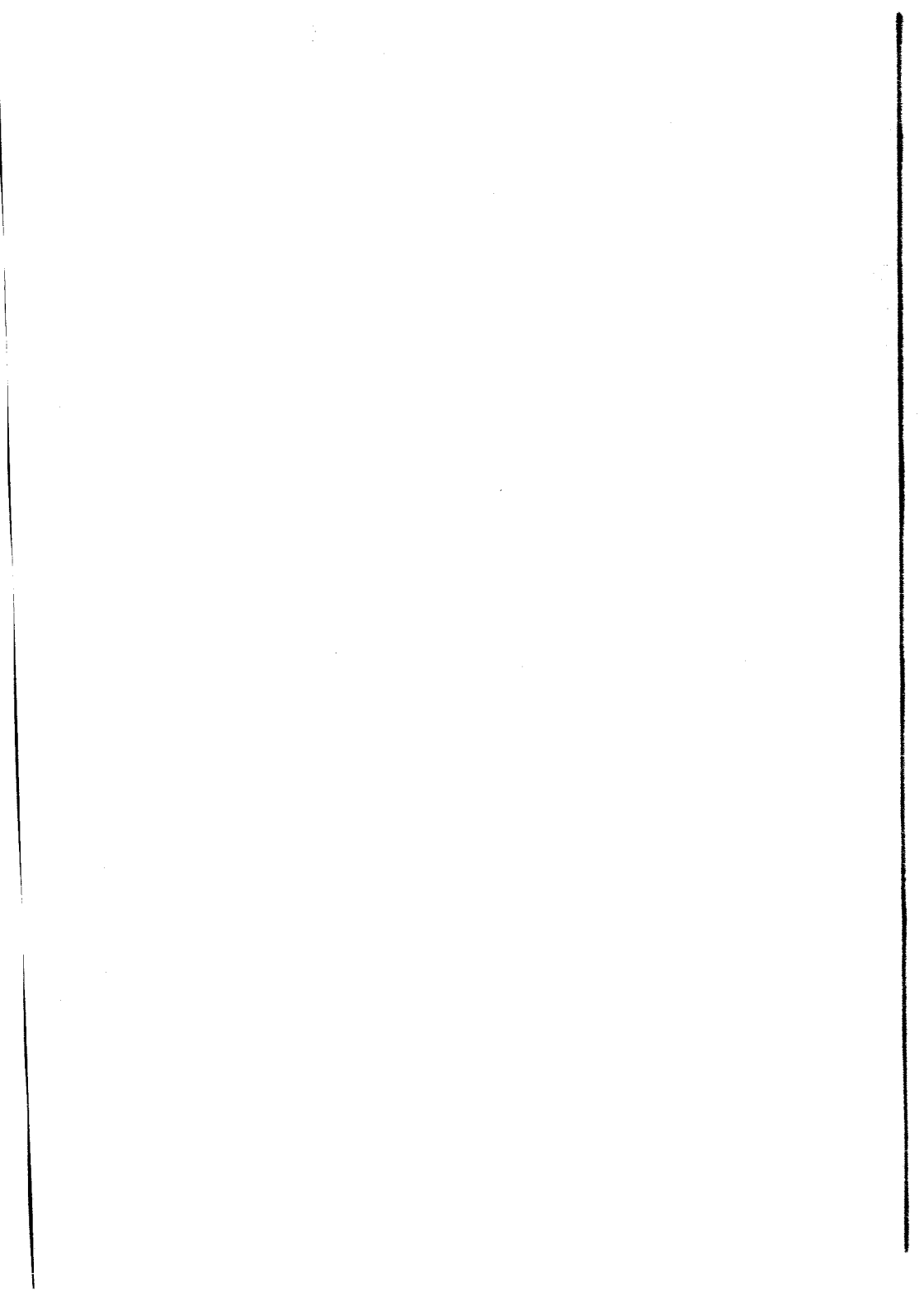
VSEBINA - Referat opisuje simulacijo akumulacije poskakovanja faze takta na regenerativni liniji. Uporabili smo nelinearni nizkopasovni nadomestni model izločevalnika takta. Če je bilo zaradi dolge podatkovne stringe število vzorcev preveliko, smo ga zmanjšali z decimacijo.

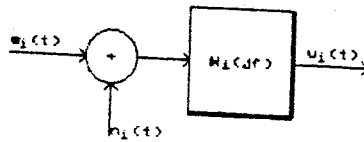
ABSTRACT - Simulation of timing jitter accumulation in a chain of regenerators was made. Nonlinear low-pass equivalent model of timing extractor was used. With the increased number of samples, which is caused by long data strings, the reduction was made by decimation.

## 1. UVOD

Za prenos digitalnih signalov preko večjih razdalj, prenosno pot razdelimo na več delnic, med delnicami pa postavimo ojačevalne postaje - regeneratorje. Na regeneratorju se moč signala in oblika simbolov obnovi, v izločenem taktu pa se pojavi poskakovanje faze. To poskakovanje faze se pri prenosu skozi več delnic akumulira. Akumulacija poskakovanja faze je eden glavnih omejitvenih faktorjev za prenos preko velikega števila delnic.

Priporočila CCITT predvsem opisujejo načine merjenja in vrednotenja poskakovanja faze pri že razvitih napravah. To je uporabno pri atestil., načrtovanju telekomunikacijskih omrežij, vzdrževanju itd. Pri razvoju posameznih naprav (predvsem sklopov za izločanje takta) pa želimo proučevati vpliv spreminjanja posameznih parametrov na akumulacijo

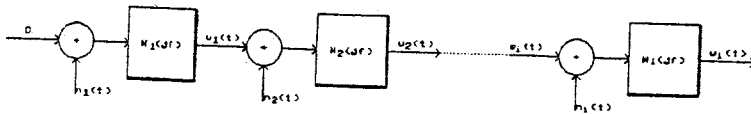




Slika 1. Chapmanov model izločevalnika takta

Najstarejši v literaturi [6] opisan model je Chapmanov (slika 1). Model privzame za prevajalno funkcijo  $W(f)$  kar nizkopasovni ekvivalent ozkopasovnega filtra, oziroma fazno sklenjene zanke. Prevajalno funkcijo  $W(jf)$  priredimo tako, da je njen časovni odziv realen. Za signal  $n(f)$ , to je delež rezultirajočega poskakovanja faze, ki ga generira sam regenerator, predlaga beli šum, katerega moč določimo eksperimentalno. Na  $n(f)$  vplivajo: prenosni medij, oddajni in sprejemni filter, modulacija in demodulacija, nelinearnost itd.

Frekvenca signala poskakovanja faze, ki vstopa v delnico, je tako nizka, da širokopasovni procesi, kot so: oddajni in sprejemni filter, modulacija in demodulacija, predfilter in nelinearnost, na ta signal bistveno ne vplivajo. Širina ozkopasovnega filtra pa je dovolj majhna, da le-ta preoblikuje signal poskakovanja faze.



Slika 2. Chapmanov model regenerativne linije

Enako obliko kot model izločevalnika takta ima tudi model regenerativne delnice. Ko modele delnic kaskadno vežemo (slika 2), dobimo model regenerativne linije.

Za akumulacijo poskakovanja faze je zanimiv signal poskakovanja faze predvsem pri nizkih frekvencah. Na sliki 1 se lahko prepričamo, da izločevalnik takta zaduši signal pri višjih frekvencah zaduši. S primerjavo rezultatov smo se prepričali, da so rezultati simulacije enaki, tudi kadar je frekvenca vzorčenja signala poskakovanja faze mnogo manjša od frekvenca simbolov.

poskakovanja faze. Če bi želeli te efekte meriti, bi morali realizirati zeleno število regeneracij in na vseh spreminjati določene parametre. To pa je praktično nemogoče. Zato želimo te efekte simulirati na digitalnem računalniku.

Ker je frekvenčno območje pojavljanja signala poskakovanja faze mnogo manjše od hitrosti prenosa simbolov, potrebujemo za proučevanje poskakovanja faze zelo dolge podatkovne nize. Priporočila CCITT priporočajo merjenje poskakovanja faze s psevdo naključnimi podatkovnimi nizi dolžine  $2^{15}-1$  za hitrosti prenosa 2Mb/s in 8Mb/s. Za večje hitrosti prenosa pa priporočajo dolžino niza  $2^{23}-1$ .

Za simulacijo tako dolgih podatkovnih nizov po običajnih metodah potrebujemo zelo veliko podatkov, s katerimi operiramo. Zato takšna simulacija zahteva zelo veliko računalniškega časa in prostora.

Avtorji, na katerih dela smo se naslanjali pri reševanju problema, so v večini primerov izvajali analitično analizo učinkov poskakovanja faze: [6], [1], [5], [7], [8], [3]. Dobljeni rezultati so bili zadovoljivi, žal pa so vse analize vedno vezane na točno določen tip izločevalnika takta.

Prave simulacije so se avtorji posluževali le, kadar so simulirali poskakovanje faze po eni delnici: [4], [9], [2]. Podatkovni nizi so bili seveda krajši od tistih, ki jih priporoča CCITT. Upoštevati moramo dejstvo, da je potrebna dolžina podatkovnega niza, s katerim merimo, prenosorazmerna s produktom kvalitete izločevalnika takta in števila delnic [1].

## 2. POSTOPEK SIMULACIJE

Akumulacijo poskakovanja faze smo simulirali tako, da smo uporabili nizkopasovni nadomestni model izločevalnika takta, ki se uporablja tudi za analitične metode. V tem primeru v model izločevalnika takta ne vstopa s poskakovanjem faze moduliran podatkovni niz, ampak samo signal poskakovanja faze. Na izhodu iz modela pa dobimo signal poskakovanja faze na tem regeneratorju in ne takt.

Za prevažajno funkcijo  $\tilde{W}(j\omega)$  je uporabljen nizkopasovni ekvivalent ozkopasovnega filtra enako kot za  $W(j\omega)$  na sliki 1, le da je časovni odziv  $\tilde{w}(t)$  lahko tudi kompleksen.

Signal  $\tilde{z}(t)$  je odziv po nizkopasovnem ekvivalentu ozkopasovnega sira. Zato velja zapis (2), kjer znak  $*$  označuje konvolucijo.

$$\tilde{z}(t) = \tilde{w}(t) * v(t) \quad (2)$$

Signal poskakovanja faze dolimo tako, da izračunamo argument signala  $\tilde{z}(t)$  po enačbi (3).

$$\varphi(t) = 1/\omega_0 \arg \{ \tilde{z}(t) \} \quad (3)$$

V primerjavi z linearnim modelom, kjer se uporabljeno seštevanje, smo za funkcijo  $\tilde{f}$  (slika 3) pri nelinearnem modelu uporabili nelinearni operator, tako da velja (4).

$$\varphi(t) = \tilde{f}(\varphi(t)) \text{ s } \varphi(0) = 0 \quad (4)$$

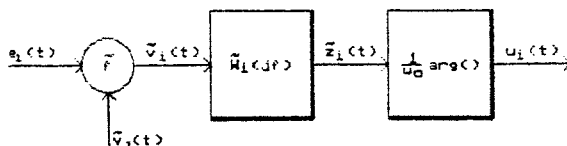
### 3. REZULTATI SIMULACIJE

Pravilnost simulacijske metode smo preverili na ta način, da smo primerjali rezultate simulacij dobijene po različnih metodah. Predvsem smo se zanesli na rezultate simulacij dobijene po metodi Monte Carlo. Pri tej metodi imamo šestnajst vzorcev za vsak oddan simbol. Ta metoda je bila do sedaj že večkrat uporabljena in dobljeni rezultati so se ujemali z rezultati meritev.

Po obeh metodah smo na enakih delnicah simulirali akumulacijo poskakovanja faze za regenerativno linijo. Izbrali smo takšen regenerator in takšno dolžino niza, ki ju po metodi Monte Carlo že lahko simuliramo.

Na sliki 5 vidimo močnostni spekter signala poskakovanja faze po eni, dveh, štirih, osmih in šestnajstih delnicah. S črtkano črto so prikazani rezultati metode Monte Carlo, s polno črto pa rezultati metode z decimacijo.

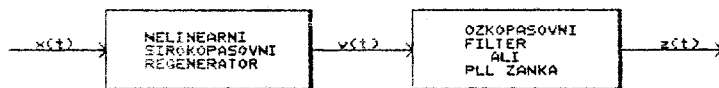
Ker problema nismo reševali analitično, ampak smo uporabili simulacijo, smo si lahko privoščili nekoliko bolj zahteven - nelinearni model izločevalnika takta. Prikazuje ga slika 3.



$$\tilde{f}: \quad \tilde{v}_1(t) = \tilde{v}_1(t) e^{j\omega_0 t} e_1(t)$$

Slika 3. Nelinearni model izločevalnika takta

Znak  $\sim$  označuje kompleksne spremenljivke. Signal  $\tilde{v}(t)$  je lasten šum izločevalnika takta. Odvisen je od podatkovnega niza. Za razliko od signala  $n(t)$  pri Chapmanovem modelu je signal  $\tilde{v}(t)$  kompleksen. Signal  $\tilde{v}_1(t)$  dobimo tako, da simuliramo odziv izločevalnika takta brez ozkopasovnega filtra (slika 4).



Slika 4. Bločna shema izločevalnika takta

Za izločanje takta je zanimiv samo tisti del signala  $v(t)$ , ki ga ozkopasovni filter prepušča. Zapišemo ga kot  $v_h(t)$  po enačbi (1). Z  $\omega_0$  je označena frekvenca simbolov.

$$v_h(t) = \text{Re} [ \tilde{v}(t) e^{j\omega_0 t} ] \quad (1)$$

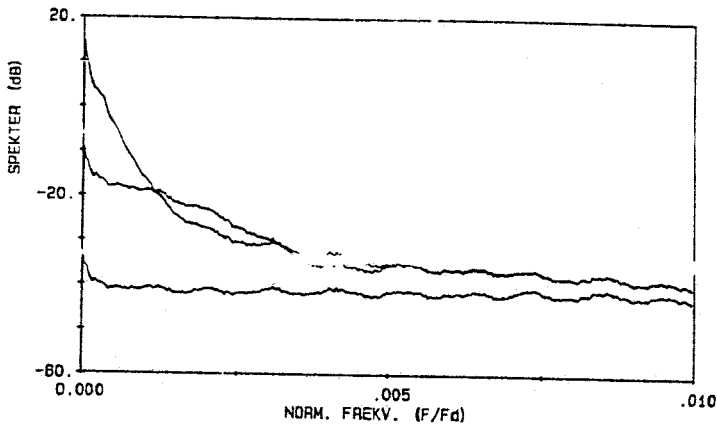
Ker operiramo z nizkopasovnimi ekvivalenti, pa nam zadošča signal  $\tilde{v}(t)$ . Signal  $\tilde{v}(t)$  vodimo na nizkopasovni filter, zato so zanimive samo nižje frekvence tega signala. Tako na signalu  $\tilde{v}(t)$  lahko izvajamo decimacijo.

Decimacijo izvajamo v dveh stopnjah. Najprej zmanjšamo frekvenco vzorčenja na en vzorec na simbol. Hkrati tudi signal  $v(t)$  pretvarjamo v niz  $\tilde{v}(kT)$ . Nato pa v odvisnosti od kvalitete ozkopasovnega filtra še nadalje zmanjšamo število vzorcev na 1 000 do 10 000 vzorcev za celoten niz

Primerjali smo še več rezultatov dobijenih po obeh metodah. Povsod se je izkazalo, da se rezultati dovolj dobro ujemajo.

Kasneje smo za nek realni že realiziran regenerator simulirali meritve po postopkih, ki jih predlagajo priporočila CCITT. Dobljeni rezultati so se ujemali z rezultati meritev.

Na koncu pa smo simulirali še simulacijo poskakovanja faze za ta regenerator. Dolžina vira je bila takšna, kot jo zahteva CCITT. Slika 6 kaže rezultate te simulacije.

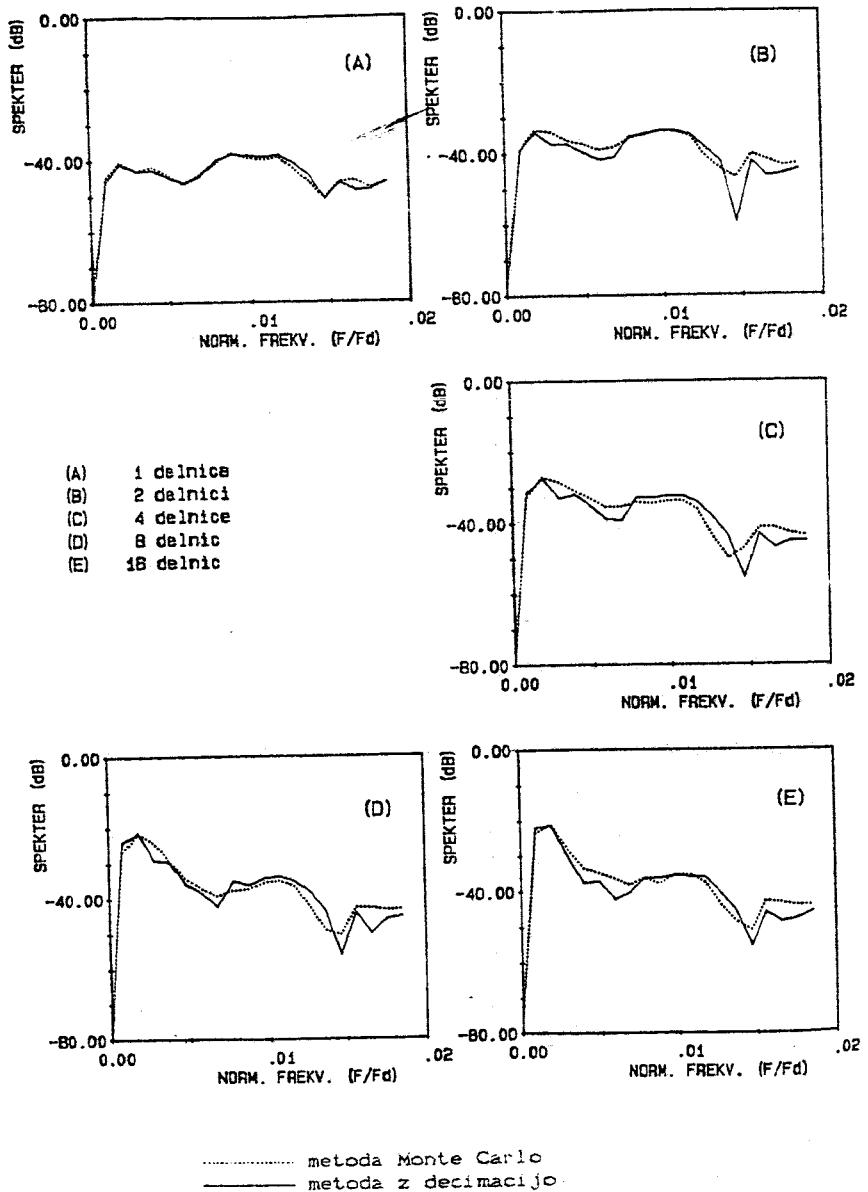


Slika 6. Izmerjen močnostni spekter signala poskakovanja faze po 1, 16 in 256 delnicah

#### 4. ZAKLJUČEK

Opisani postopek simulacije ima v primerjavi z drugimi postopki nekoliko manj poenostavitev, še vedno pa je možno zaradi decimacije simulirati tudi izločevalnik takta z veliko kvaliteto.

Uporaba zgrajenega programskega paketa za simulacijo poskakovanja faze je dovolj enostavna. Zaradi modularne zgradbe paketa, je izbira različnih konfiguracij izločevalnika takta, kakor tudi izbira različnih prenosnih karakteristik, prepuščena uporabniku. Tako lahko nizkopasovni model ozkopasovnega filtra enostavno zamenjamo z nizkopasovnim modelom fazno sklenjene zanke.



Slika 5. Močnostni spekter signala poskakovanja  
 faze po več enakih delnicah



Himzo M. Bajrić  
 Đemal H. Kolonić  
 Elektrotehnički fakultet  
 Banjaluka

ANALIZA OPSEGA HVATANJA LL-DPLL PETLJE  
 BEZ FILTRA I U ODSUSTVU ŠUMA

THE ANALYSIS OF THE LL-DPLL'S PULL IN RANGE IN THE  
 ABSENCE OF NOISE AND LOOP'S FILTER

SADRŽAJ - U radu je analizirana LL-DPLL petlje u uslovima prisutne frekvencijske razdešenosti. Polazeći od detaljno izvedene jednačine petlje, određena je cjelokupna oblast hvatanja LL-DPLL petlje u ravni koju definišu relativna frekvencijska razdešenost i recipročna vrijednost pojačanja petlje. Time su dopunjeni ranije prezentirani rezultati u tom pogledu [ 5 ].

ABSTRACT - The analysis of LL-DPLL ( Digital Phase Locked Loop ), under the assumption that the frequency offset exists, is considered. On the base of in detail performed LL-DPLL's equation and assuming the absence of noise and loop's filter the complete pull-in range of LL-DPLL in the surface, that determine relative frequency's offset and reciprocal value of the loop's gain, are obtained. In this way the earlier known and presented results [ 5 ] are complemented.

1. UVOD

Napredak tehnologije digitalnih integrisanih kola omogućio je sve širu primjenu digitalnih faznih petlji ( Digital Phase Locked Loop ili kraće DPLL ) u komunikacijama, gdje su do punog izražaja došle njihove prednosti u odnosu na analogne fazne petlje ( Analog Phase Locked Loop ili kraće APLL ) [ 3 ].

Kako je skup DPLL dosta šarolik i obiman, korisno se podsjetiti na bar jednu od mogućih njihovih klasifikacija [ 1,6,7 ].

a) DPLL sa direktnim upravljanjem frekvencijom izlaznog signala petlje. Između DPLL ove klase i APLL može se uspostaviti korespondencija jer su pojedine strukture DPLL obično izvedene digitalizacijom pojedinih ranije poznatih struktura APLL. Zahvaljujući tome dobro poznate metode i rezultati za analogne petlje mogu se koristiti za sagledavanje performansi DPLL ( Viterbi 1966, Lindsey 1972, Hurd and Anderson 1970, Lindsey and Simon 1973 ).