

3. Merenje džitera i sinhronizacija

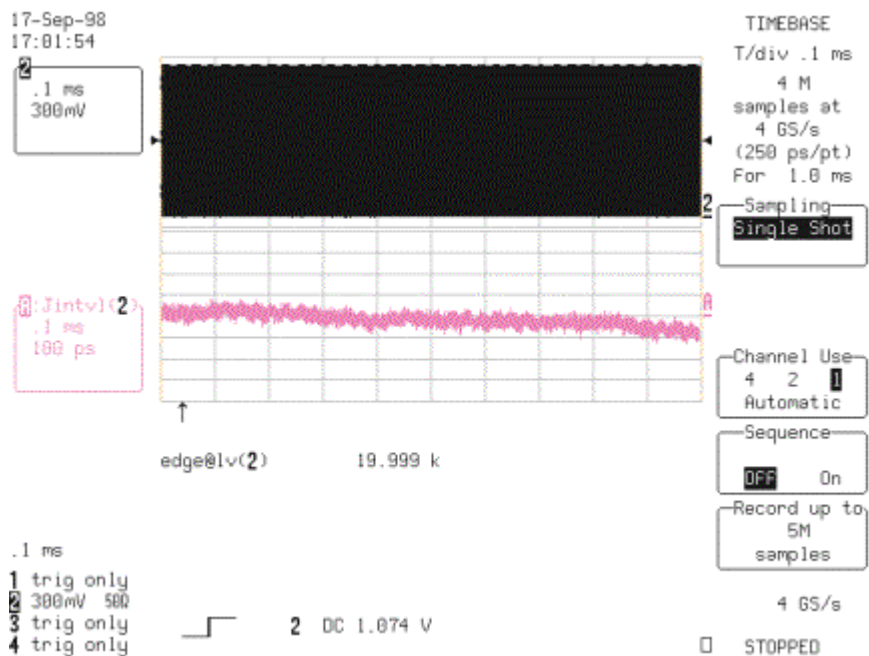
3.1. Stablnost oscilatora i definicija džitera

Džiter predstavlja meru odstupanja periode oscilatora ili generatora digitalnog takta od njene nominalne (nazivne) vrednosti. Džiter se može definisati i meriti na više načina.

Džiter periode (*period jitter*) predstavlja razliku u trajanju periode bilo koja dva neuzastopna ciklusa. **Vršna vrednost džitera periode** (*peak-to-peak period jitter*) je razlika između najmanje i najveće vrednosti *period jitter*-a. Efektivna vrednost *period jitter*-a je standardna devijacija merenih perioda.

Drugi uobičajeni način defisanja džitera je **ciklusni džiter** (*cycle-to-cycle jitter*). To je mera razlike trajanja perioda dva uzastopna ciklusa. Vršna vrednost *period jitter*-a može se smatrati gornjom granicom *cycle-to-cycle jitter*-a i mada je *cycle-to-cycle jitter* moguće zasebno meriti, vršna vrednost *period jitter*-a predstavlja dobru aproksimaciju njegovog maksimuma, pogotovo u sistemima u kojima nije prisutna modulacija.

Merenje džitera i vremenskog oblika signala obezbeđuje sve parametre potrebne za analizu dugotrajne, kratkotrajne i temperaturne stabilnosti oscilatora. Na slici 3.1 prikazan je metod merenja dugotrajne stabilnosti oscilatora pomoću osciloskopa koji podržava opciju *jitter track*.

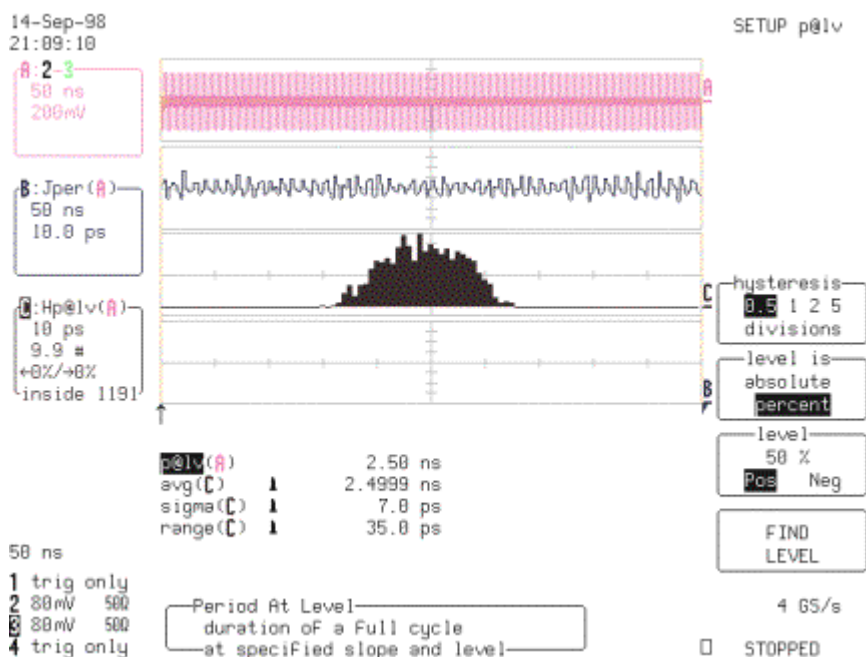


Slika 3.1. Merenje greške intervala za procenu dugotrajne stabilnosti oscilatora

3. Merenje džitera i sinhronizacija

U prikazanom primeru analizirana je dugotrajna stabilnost oscilatora od 20 MHz nad prozorom od 1 ms. Na osnovu rezultata merenja zaključuje se da je oscilator veoma stabilan jer mu perioda u celom mernom prozoru ne varira za više od 100 ps.

Za karakterizaciju kratkotrajne stabilnosti najčešće se koristi ciklusni džiter, kao što je prikazano na slici 3.2.



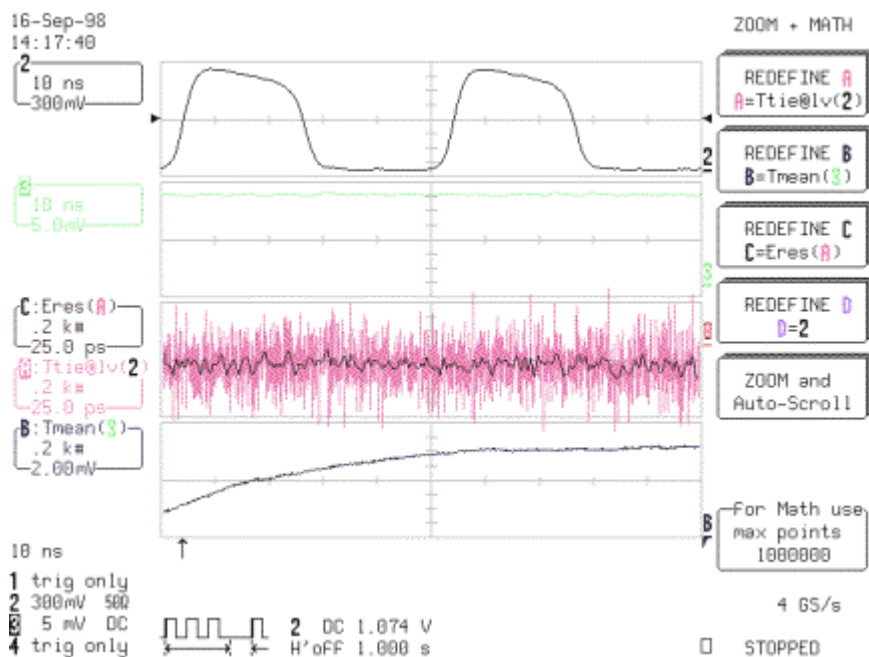
Slika 3.2. Merenje kratkotrajne stabilnosti oscilatora

Analiziran je signal oscilatora od 400MHz. U ovom merenju korišćen je histogram periode u odnosu na nivo (*period at level*) p@lv da bi se odredio ciklusni džiter. Parametri histograma: srednja vrednost (avg), standardna devijacija (sigma), opseg (range) su mere za srednju efektivnu i vršnu vrednost, ciklusnog džitera. Menjanjem parametra prikaza osciloskopa kao što su horizontalna i vertikalna razmera i trigerovanje, može se odrediti i džiter periode.

Stabilnost oscilatora na uticaje sredine najčešće se svodi na temperaturnu stabilnost. I za ovo merenje možemo koristiti identičan osciloskop (slika 3.3). Donji trag predstavlja promenu temperature sredine u kojoj se nalazi oscilator. Temperaturna sonda je kalibrisana tako da generiše 1 mV po stepenu celzijusa.

Trag A, na slici 3.3 je vremenski interval greške u odnosu na na zadati nivo (džiter). Niskofrekventne komponente tog signala prikazane su tamnijom bojom preko traga A, da bi se pokazala njegova varijacija. Svako merenje sastoji se od 2000 odmeraka (za svaku temperaturu) nad intevalom od 1 s. Time je u periodu od 2000 sekundi prikazano ponašanje oscilatora prilikom zagrevanja. Za prikazano merenje džiter ima vršnu vrednost od oko ± 100 ps, za vreme dok se temperatura menja za 8 °C. Sa grafika se zaključuje da ne postoji očigledna zavisnost između temperature i izmerene vrednosti džitera.

3. Merenje džitera i sinhronizacija



Slika 3. Merenje stabilnosti 20 MHz oscilatora sa promenom temperature

Ono što je od suštinske važnosti za ovakva merenja, jeste da instrument ima dovoljan kapacitet memorije, jer merenje on-line nije moguće realizovati.

Alternativni način definisanja džitera u skladu sa ITU-T preporukama je preko relativne varijacije trajanja periode signala:

$$\frac{\Delta t}{T} = \Delta t \cdot f_c \quad (\text{UI}) \quad (3.1)$$

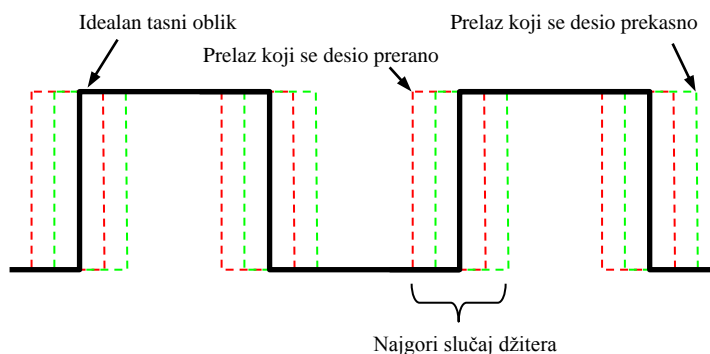
Jedinica u kojoj se izražava džiter je **jedinični interval** UI (*Unit Interval*). Jedan jedinični interval odgovara trajanju jedne periode. Vršna vrednost džitera izražava se u jediničnim intervalima *peak-to-peak* (UI)_{pp}.

3.2. Uzroci džitera i njegov uticaj na sinhronizaciju sa prijemnim signalom

Ilustracija na slici 3.4 prikazuje generalnu ideju signala koji podrhtava (džiteruje). Uzastopne periode talasnog oblika prikazanog kao idealna povorka četvrtki, iako konstante učestanosti, ne stižu do prijemnika u očekivanom trenutku. Istorijski posmatrano, u doba kada su digitalni sistemi funkcionisali na kilohercnim učestanostima, džiter je bio zanemariva pojava. Danas kada su se intervali sveli na nano- i pikosekundske, džiter može lako dostići vrednost uporedivu sa trajanjem periode signala.

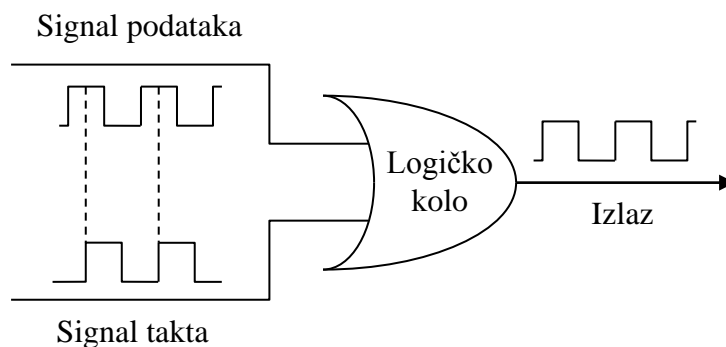
Učestanost internog oscilatora u prijemniku koristi se da bi se odredio trenutak odmeravanja, tj. trenutak očitavanja nule ili jedinice u signalu podataka.

3. Merenje džitera i sinhronizacija



Slika 3.4. Opseg varijacija talasnog oblika (džiter)

U idealnom slučaju, uzlazna ivica internog *clock*-a “vidi” centar periode signala podataka. Ovo je ilustrovano na slici 3.5, na kojoj je vodeća ivica takta poravnata sa centrom signala (ovde su zanemareni vreme porasta i opadanja). Ukoliko je bilo koji od signala džiterovan, raspoloživ prozor za odmeravanje biće pomeren i sužen. U ekstremnom slučaju izgubiće se svaki sinhronizam sa prijemnim signalom i podaci se neće ispravno očitati.



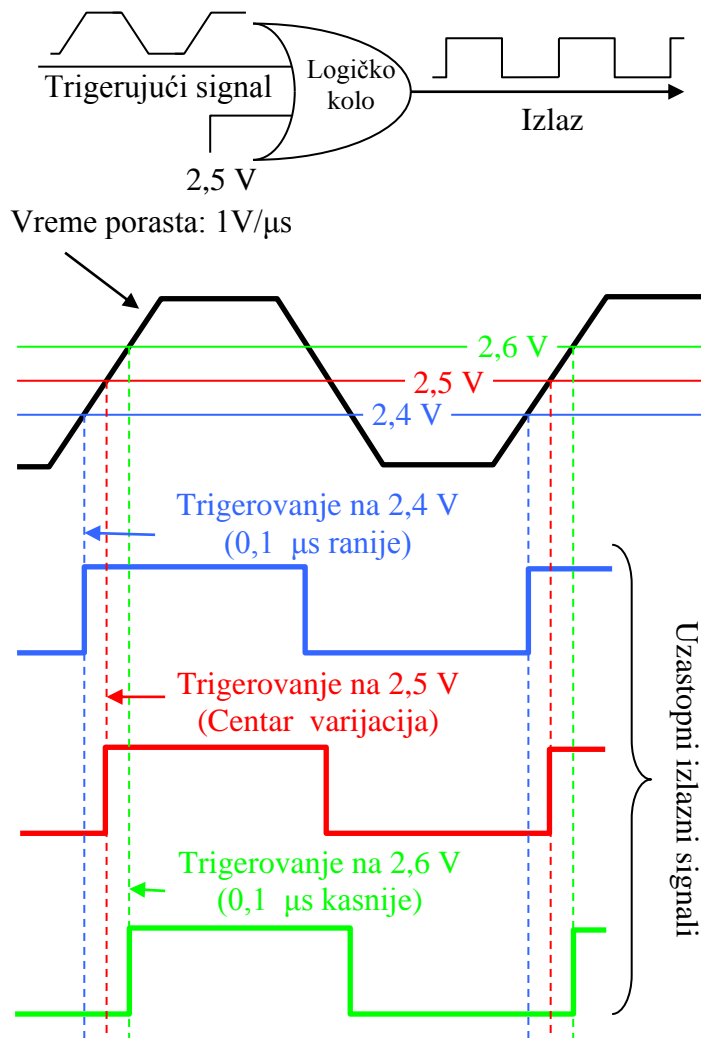
Slika 3.5. Idealan slučaj poravnanja signala takta i podataka

Pojavu džitera (neodređenosti u talasnom obliku) mogu uzrokovati različiti vidovi šuma koji postoje u poluprovodničkim komponentama. U bežičnim komunikacijama (*wireless*) osnovni uzrok džitera su razni oblici interferencije. Kod radio signala to je podložnost na uticaje atmosfere, električna pražnjenja, parazitsko infracrveno zračenje, refleksije od obližnjih objekata. Bežični telefoni (*celular phones*) i mobilni sistemi osetljivi su na višestruke putanje signala, pa je kod njih pojava džitera veoma problematična. Smetnje koje generišu komponente energetske elektronike ili neispravne instalacije takođe imaju udela u generisanju džitera.

Na slici 3.6 prikazano je kako termički šum logičkog kola uzrokuje promenljivo trigerovanje. Logičko kolo projektovano je tako da se okine kad god rastuća ivica trigerujućeg signala dostigne 2,5 V ($V_{dd}/2$ u 5 V-noj CMOS tehnologiji). Međutim, logičko kolo će retko reagovati na trigerujući signal tačno na 2,5 V. Usled prisustva šuma u poluprovodničkom materijalu, prag okidanja biće neodređen, ali će se nalaziti negde u okolini 2,5 V. Pod normalnim uslovima, raspodela slučajne promenljive koja predstavlja vrednost napona

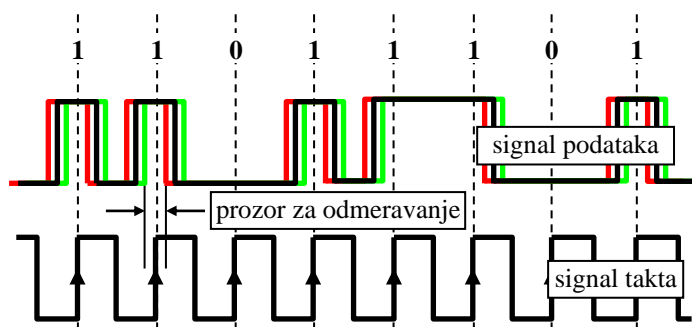
3. Merenje džitera i sinhronizacija

okidanja imaće Gausovu raspodelu sa srednjom vrednošću od 2,5 V. U primeru sa slike 3.6 uticaj termičkog šuma je prenaplašen radi bolje ilustracije.



Slika 3.6. Šum poluprovodničkih komponenti kao jedan od uzroka džitera

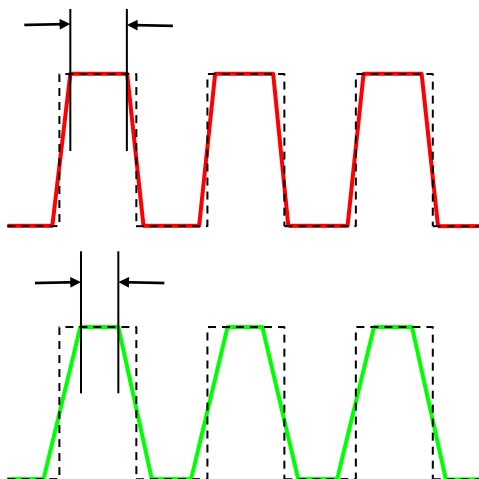
Sa druge strane, džiter prisutan u signalu podataka dodatno redukuje širinu prozora za odmeravanje (trigerovanje), kao što je prikazano na slici 3.7.



Slika 3.7. Džiter u ulaznom signalu podataka sužava prozor za odmeravanje

3. Merenje džitera i sinhronizacija

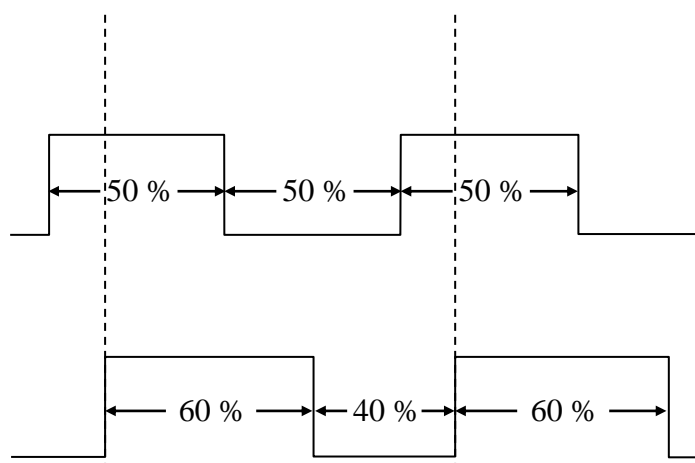
Vreme porasta signala igra jednako važnu ulogu u otpornosti sistema na džiter. Signali sa manjom strminom prelaza imaju manju zonu u oblasti logičkih nivoa, a veću u prelaznim oblastima koje se ne mogu koristiti za odmeravanje. Time je prozor za odmeravanje smanjen, a verovatnoća bitske greške usled prisustva džitera je povećana. Ovo je ilustrovano na slici 3.8.



Slika 3.8. Signali sa manjim nagibom imaju manji raspoloživ prozor za odmeravanje i osetljiviji su na džiter

Osim toga, ako je vreme porasta signala veće, manje su i varijacije u vremenima okidanja logičkih kola usled prisustva termičkog šuma (slika 3.6).

Simetričnost talasnog oblika, takođe je veoma važna. Rastuće i padajuće ivice signala takta koji ima faktor ispune 50%, mnogo je lakše sinhronizovati sa raspoloživim prozorom za odmeravanje u ulaznoj sekvenci podataka. Asimetrični signali uvek imaju makar jednu ivicu koja je pomerena u odnosu na centar prozora za odmeravanje, čime je smanjena verovatnoća ispravne detekcije bita (slika 3.9).



Slika 3.9. Asimetričnost signala takta može uzrokovati pomeranje trenutka detekcije van korektnog prozora za odmeravanje

3.3. Stohastički i deterministički džiter

Mnoga kola za izdvajanje takta generišu periodičan i predvidljiv džiter. Ovaj efekat je naročito primetan u množačima učestanosti i slabo balansiranim kolima za prijem podataka. Ova predvidljiva komponenta naziva se *deterministički džiter*. Preostala komponenta džitera predstavlja *stohastički* ili *slučajan džiter*.

Da bi se odredila vrednost determinističkog džitera potrebno je trigerovati osciloskop signalom iste prirode kao što je izvor džitera. Npr. u 8B10B kodiranom sistemu koji prenosi ponavljajuću desetobitnu sekvencu, dovoljno je uzeti triger signal učestanosti jedne desetine bitske signalizacije ekstrahovan direktno iz samih podataka. Zatim je potrebno podesiti osciloskop u usrednjavajući režim rada. Usrednjavanje eliminiše slučajnu komponentu ostavljajući samo jasnu sliku o periodičnom (mada malo izobličenom) talasnom obliku. Deterministički džiter tada predstavlja vremensku razliku između stvarnog trenutka prolaska signala kroz odgovarajući nivo i idelnog trenutka kada bi prolazak trebalo da se dogodi. Najčešći uzroci determinističkog džitera su nelinearnosti oscilatora, intersimbolska interferencija i izobličenja u sinhronizaciji paketa usled nesavršenosti kola za generisanje paketa (npr. treći bit u paketu se uvek pojavljuje ranije).

Nad merenim uzorkom ovakvih vremenskih razlika, mogu se odrediti srednja vrednost i varijansa (kvadrat standardne devijacije) determinističkog džitera. Zatim se korišćenjem histograma može odrediti ukupna varijansa džitera (koja uključuje determinističku i stohastičku). Varijansa slučajnog džitera, ako se smatra da su deterministički i stohastički džiter nekorelisani, može se dobiti kao razlika varijansi ukupnog i determinističkog džitera.

Po pravilu, deterministički džiter ima veći količnik (vršna vrednost) / varijansa od stohastičkog, pa je za istu vrednost varijanse determinističkog i stohastičkog džitera deterministički džiter manje problematičan za performanse sistema.

Dobra specifikacija džitera za neki oscilator obezbeđuje informacije o vršnoj vrednosti determinističkog džitera i varijansi odnosno standardnoj devijaciji slučajnog džitera.

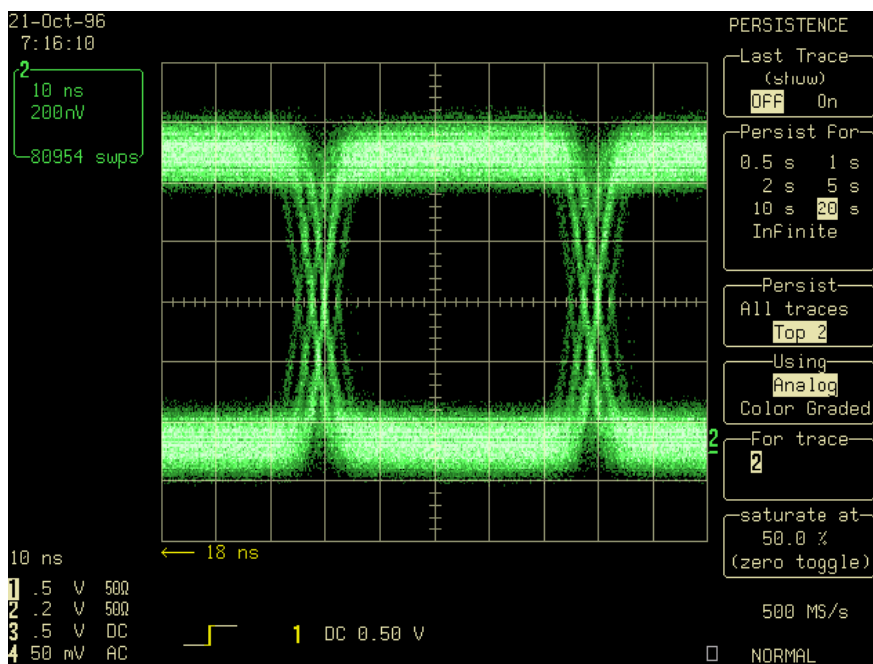
Tabela 3.1. Zavisnost parametara stohastičkog džitera od vrednosti BER-a u sistemu

BER	<u>vršna vrednost</u> varijansa
$1 \cdot 10^{-4}$	3,891
$1 \cdot 10^{-5}$	4,417
$1 \cdot 10^{-6}$	4,892
$1 \cdot 10^{-7}$	5,327
$1 \cdot 10^{-8}$	5,731
$1 \cdot 10^{-9}$	6,109
$1 \cdot 10^{-10}$	6,467
$1 \cdot 10^{-11}$	6,807
$1 \cdot 10^{-12}$	7,131
$1 \cdot 10^{-13}$	7,441
$1 \cdot 10^{-14}$	7,739

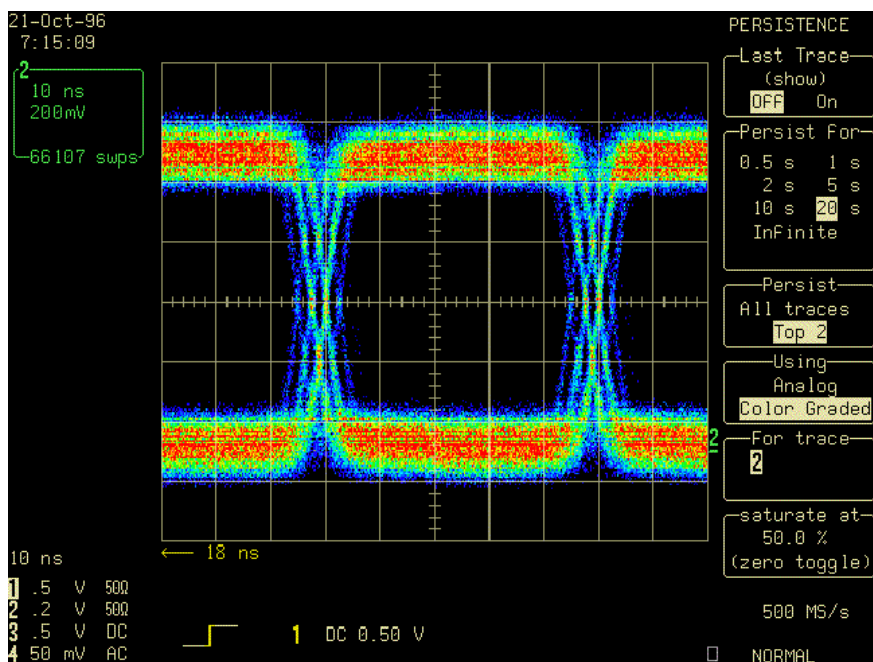
3. Merenje džitera i sinhronizacija

Za bilo koju vrstu slušajnog džitera odnos vršne vrednosti i standardne devijacije zavisi od bitske verovatnoće greške (BER). U tabeli 3.1 prikazana je vrednost ovog odnosa za slučaj Gausove raspodele slučajnog džitera u funkciji BER-a. Pretpostavka je da vrednost Gausovog šuma neće u proseku dostići navedenu vršnu vrednost češće od jednom u $1/\text{BER}$ bita.

3.4. Merenje džitera u vremenskom domenu



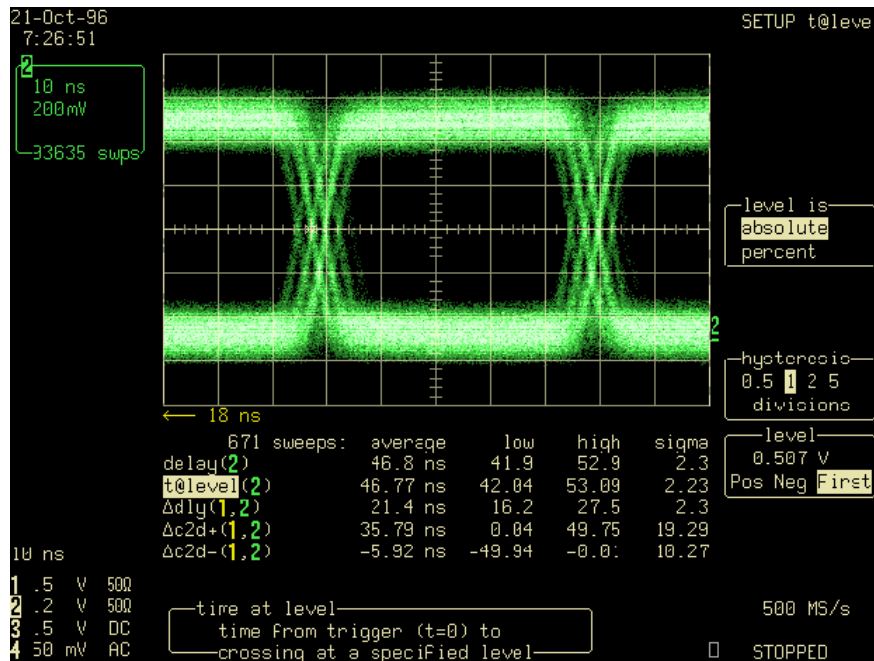
Slika 3.10. „Analogni trajni prikaz“ dijagrama oka na osciloskopu



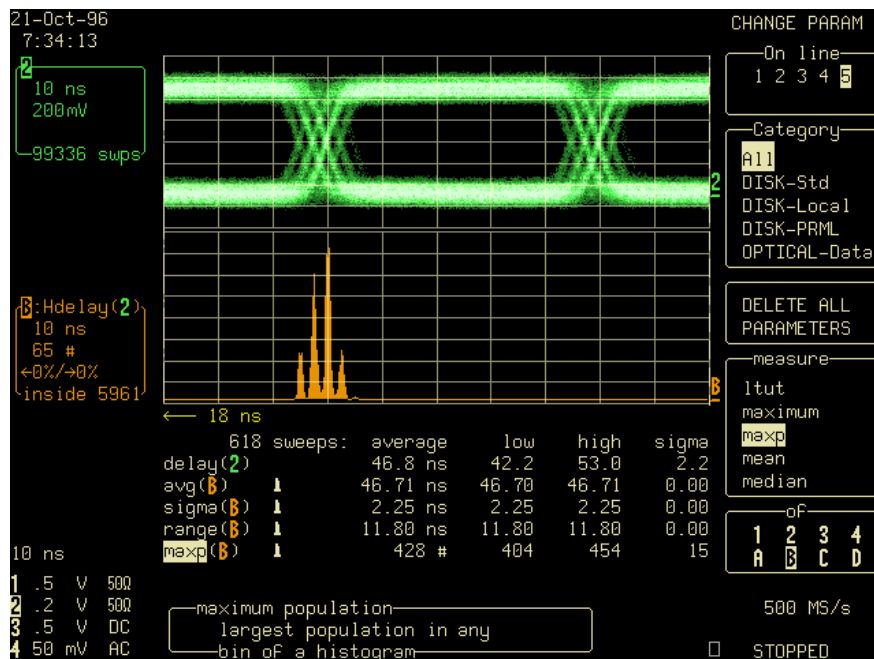
Slika 3.11. Bojom nivelisan prikaz dijagrama oka

3. Merenje džitera i sinhronizacija

„Analogni trajni prikaz“ (*analog persistence*) je novo svojstvo savremenih digitalnih osciloskopa koji omogućuje prikaz signala nivelisan intenzitetom ili bojom signala na ekranu kao što je prikazano na slikama 3.10 i 3.11. Ovakav prikaz pruža uvid u tradicionalnu analizu dijagrama oka sa istom efikasnošću i konforom koji su postojali kod starih analognih osciloskopa, ali i brojne prednosti koje nudi mogućnost povezivanja instrumenta u merni sistem.



Slika 3.12. Prikaz 5 od 100 mogućih parametara

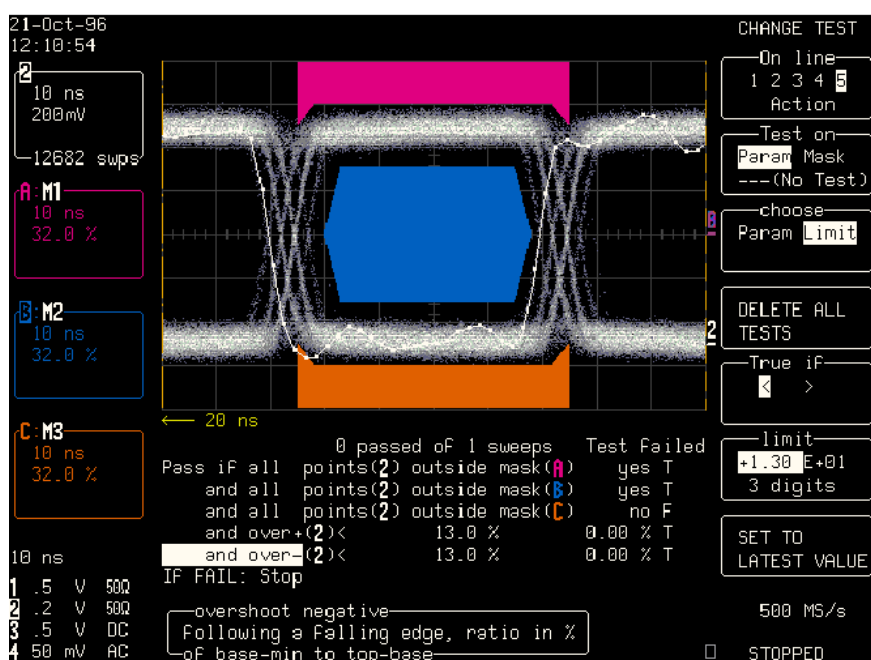


Slika 3.13. Histogram džitera omogućuje očitavanje srednje vrednosti (avg), standardne devijacije (sigma), opsega (range) i vršne vrednosti (maxp) raspodele populacije

3. Merenje džitera i sinhronizacija

Precizna merenja džitera omogućena su automatskim izračunavanjem oko 40 osnovnih i preko 100 opcionih parametara. Primer automatskih analiza prikazan je na slikama 3.12 i 3.13.

Merenje parametara uključuje kako direktna očitavanja sa instrumenta tako i statistička izračunavanja na osnovu merenih vrednosti. Određivanje parametara može se locirati na ceo ekran ili na proizvoljno izabran interval.



Slika 3.14. *Pass/fail* test korišćenjem višestrukih maski radi limitiranja parametara signala koji se testira. Isticanje poslednjeg pristiglog talasnog oblika olakšava uočavanje kritičnih tačaka

Na slici 3.14 prikazan je rezultat pass/fail testa ostvarenog korišćenjem višestrukih maski za postavljanje ograničenja parametara kako bi se «overio» talasni oblik. Ova tehnika omogućava korišćenje jeftinih osciloskopa za testiranje u toku proizvodnje i održavanja.

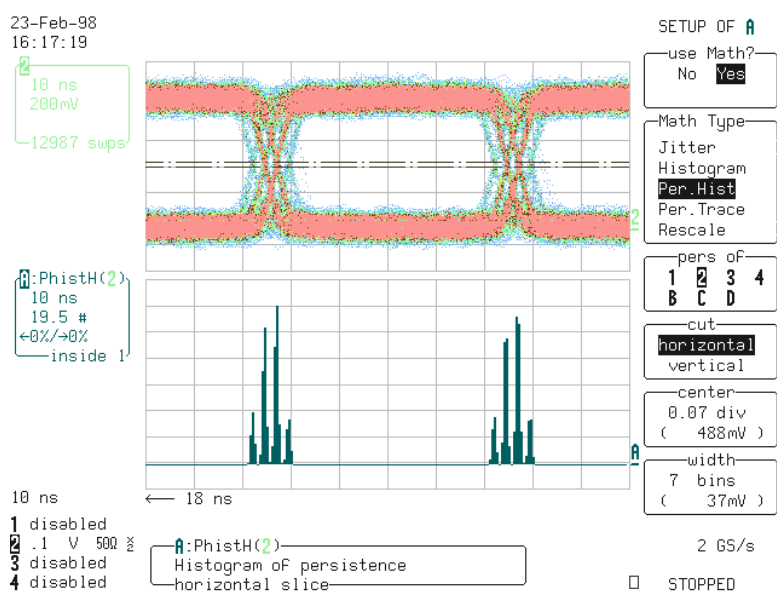
Najkvalitetnija ocena džitera u vremenskom domenu dobija se statističkom analizom zasnovanom na **histogramu džitera**, koja obezbeđuje izuzetno detaljan kvantitativan opis procesa koji se meri. Kada se na osnovu izgleda histograma jedanput ustanovi priroda džitera, ova informacija može se koristiti za formiranje automatskih testova radi održavanja nivoa kvaliteta usluga. Što je histogram širi i niži, veći je opseg vrednosti koje uzima džiter (*peak-to-peak*) i situacija je nepovoljnija po sistem. Uzan i visok histogram predstavlja željenu situaciju u svakom dvobitskom sistemu. Širok i nizak histogram ukazuje na to da je oscilator inherentno zašumljen. Ukoliko su prisutni višestruki pikovi, najverovatnije je reč o smetnjama iz mreže 220 V koje modulišu osnovnu učestanost takta ili je u oscilatoru prisutna značajna komponenta subharmonika. Ako je histogram primetno asimetričan i odstupa od normalne raspodele u sistemu postoje značajna smicanja i gubitak sinhronizma koja dodovde do greške u detekciji bita.

3. Merenje džitera i sinhronizacija

Iako su histogrami prvobitno zamišljeni kao dopuna rezultatima analize dijagrama oka, danas oni predstavljaju osnovni metod za ustanovljavanje uzroka džitera. Većina današnjih instrumenata omogućava generisanje **horizontalnog** i **vertikalnog** histograma. U oba slučaja histogramске funkcije izvode se iz prebrojavanja prolazaka „snopa“ osciloskopa kroz određeni piksel na ekranu.

Primer horizontalnog histograma prikazan je na slici 3.15. Gornji trag (kanal 2) je snimljeni dijagram oka. Višestruka prebrisavanja ilustrovana su korišćenjem tzv. bojom nivelisanog prikaza signala. Ovakav prikaz na ekranu osciloskopa je tipičan za većinu dijagrama oka. Odlikuje se horizontalnim pomerajima uzrokovanim vremenskih varijacijama (džiterom) i vertikalnim pomerajima uzrokovanim prisustvom šuma.

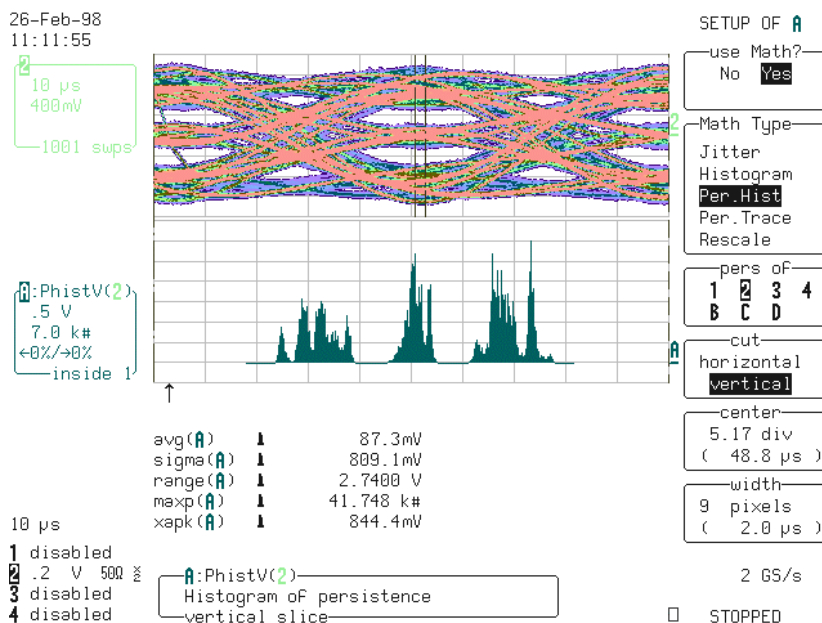
Kanal A je izračunati horizontalni histogram koji pokazuje raspodelu prelazne ivice signala u vremenu. Ogovarajući meni sa desne strane pokazuje parametre izračunavanja histograma, uključujući horizontalni isečak koji predstavlja zonu analize. Ova zona prikazana je isprekidanim linijama i na samom dijagramu oka. Osciloskop koristi položaj i broj piksela u okviru odabranog regiona da izračuna histogram. Funkcija je automatski skalirana da se poklapa po vremenskoj osi sa analiziranim dijagramom oka. Analiza pojedinih segmenata moguća je pomeranjem kurzora na odgovarajuću poziciju na ekranu.



Slika 3.15. Prikaz horizontalnog histograma dijagrama oka

Drugi tip histograma, **vertikalni** histogram, prikazan je na slici 3.16. U primeru je prikazan terarni signal koji se primenjuje u komunikaciji bežičnim (*celular*) telefonima.

3. Merenje džitera i sinhronizacija



Slika 3.16. Prikaz vertikalnog histograma dijagrama oka

Slično kao i u prethodnom slučaju, parametri analize postavljaju se preko menija sa desne strane ekrana. Region analize označen je vertikalnim linijama na dijagramu oka. histogram je rotiran i prikazan horizontalno ispod dijagrama oka. Analiziranje histograma sprovodi se korišćenjem dobijenih statističkih parametara. Parametri prikazani u primeru sa slike 3.16 su srednja vrednost, standardna devijacija, opseg, maksimum populacije i ekstremumi.

Osnovna prednost histograma leži u intuitivnoj i neposrednoj interpretaciji rezultata i jednostavnom kvalifikovanju dijagrama oka.

3.5. Učestanost odmeravanja signala prilikom merenja džitera

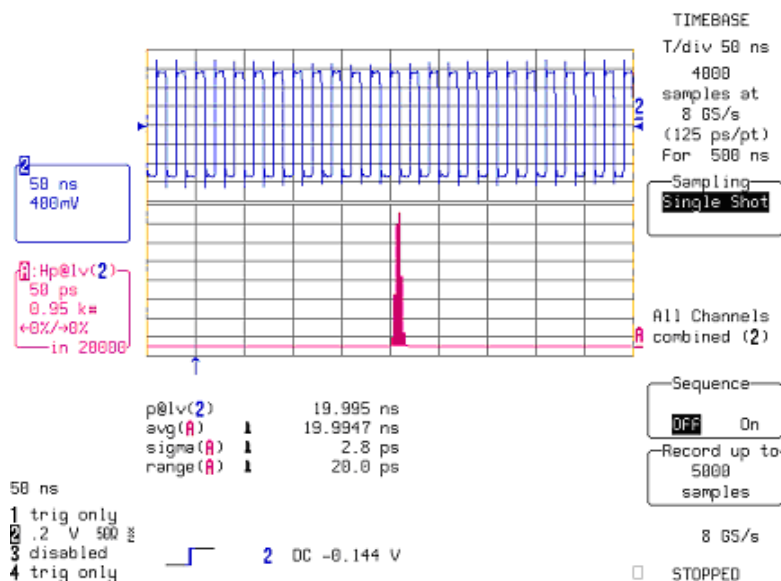
Kada se pristupa merenju džitera, osnovno pitanje koje se nameće jeste „koliko brzo je potrebno odmeravati signale u sistemu da bi se dobila željena merna nesigurnost?“ Odgovor je relativno jednostavan: ako se odmerava učestanošću bar 10 puta većom od širine spektra signala, merna nesigurnost uzrokovana odmeravanjem je minimizovana. Ovo se može lako proveriti krajnje jednostavnim eksperimentom.

U eksperimentu je potrebno analizirati historam džitera u vremenskom domenu i odrediti kako se menja standardna devijacija histograma sa promenom intervala semplovanja. Stabilizacija ponašanja standardne devijacije histograma je dobra mera za ocenu granice iza koje više nema smisla povećavati učestanost odmeravanja.

Na slici 3.17 prikazano je tipično merenje u vremenskom domenu za karakterizaciju histograma periode u odnosu na nivo (p@1v). Mereni signal je 50 MHz-na povorka četvrtki. Pri učestanosti odmeravanja od 8 GS/s, standardna devijacija histograma je 2,8 ps.

Ako se ponovi merenje za različite vrednosti učestanosti odmeravanja, videće se na koji način ova učestanost modifikuje standardnu devijaciju histograma.

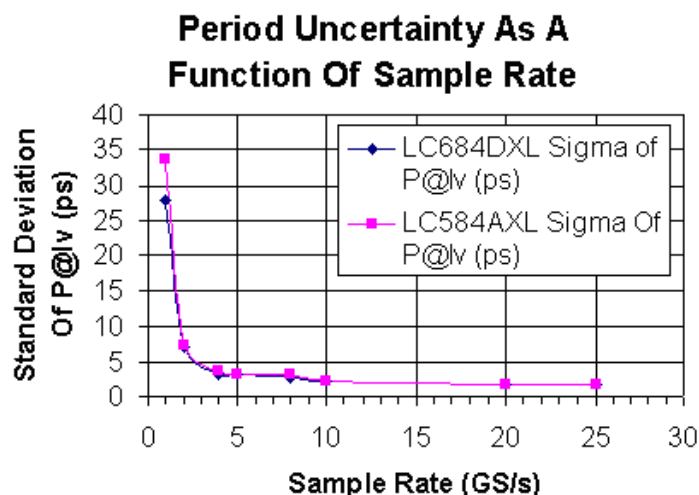
3. Merenje džitera i sinhronizacija



Slika 3.17. Histogram parametra periode u odnosu na nivo (p@lv)

Slika 3.18. prikazuje sumirane rezultate jednog ovakvog merenja. U primeru su korišćeni instrumenti LeCroy LC584AXL i LC684DXL sa analognim propusnim opsegom od 1 i 1,5 GHz. Učestanost odmeravanja menjala se od 1 GS/s do 25 GS/s. Mereni signal imao je širinu spektra od 1 GHz. Za niske učestanosti odmeravanja dobijen je očekivano loš rezultat jer nije zadovoljen Najkvistov (Nyquist) kriterijum. Kako učestanost odmeravanja raste, opada vrednost standardne devijacije, odnosno merna nesigurnost sve do vrednosti od 4 i 5 GHz. Odavde se naglo menja nagib krive, da bi se nakon vrednsoti od 10 GHz skoro potpuno zaravnio ukazujući na besmislenost daljeg povećavanja učestanosti.

Ovakav rezultat je uobičajen za većinu merenja u vremenskom domenu. Povećavanje učestanosti odmeravanja utiče na smanjenje merne nesigurnosti. Ovaj zaključak važi sve dok odnos (*sampling rate*) / (opseg signala) ne poraste na 8 ili 10. Za veće odnose, doprinos povećanja učestanosti odmeravanja postaje zanemariv.



Slika 3.18. Grafik zavisnosti standardne devijacije histograma parametra periode u odnosu na nivo (p@lv) u funkciji učestanosti odmeravanja

3.6. Merenje faznog šuma

Neka je $u(t)$ periodičan signal čijom modulacijom ($\{b_n\}$; $b_n \in \{0, 1\}$) formiramo koristan signal u koji je utisnuta informacija. Signal zagađen džiterom mogao bi se predstaviti u obliku

$$x(t) = \sum_n b_n \cdot u(t - \Delta t_n) \quad (3.2)$$

gde je Δt_n slučajan parametar koji opisuje uticaj džitera.

Primenom Fourier-ove transformacije i prelaskom u frekvencijski domen, izraz 3.2 postaje

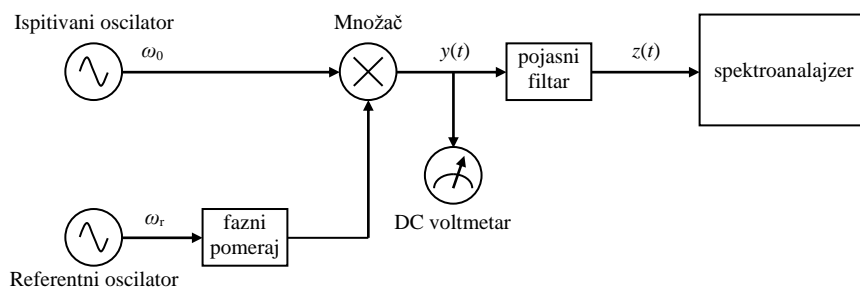
$$X(\omega) = \sum_n b_n \cdot U(\omega) e^{-j\omega_0 \Delta t_n} = \sum_n b_n \cdot U(\omega) e^{-j\Delta \phi_n} \quad (3.3)$$

Time se uticaj džitera na ponašanje sistema, u frekvencijskom domenu, može svesti na faznu modulaciju originalnog signala, pa se, shodno tome, džiter može kvantifikovati merenjem faznog šuma u frekvencijskoj karakteristici.

Fazni šum se najčešće koristi kao parametar za opisivanje stabilnosti oscilatora. Tada se iz signala takta izdvaja samo osnovna učestanost, jer bi, u protivnom, zbog širokog spektra digitalnih signala, analiza bila veoma složena.

Fazni šum tada se manifestuje kroz proširivanje originalnog spektra oscilatora, za koji želimo da bude što uži i sa jasno izraženim maksimumom. U slučaju da oscilator poseduje inherentni šum, spektar će biti širi od očekivanog, a moguće su i pojave harmonika i subharmonika.

Tipična instrumentacija za merenje faznog šuma prikazana je na slici 3.19.



Slika 3.19. Test konfiguracija za merenje faznog šuma

Izlaz iz oscilatora koji se testira dovodi se na množač zajedno sa signalom iz referentnog veoma stabilnog oscilatora čiji je pomak u fazi, u odnosu na mereni signal, 90° . Fazni pomeraj se podešava tako da se smanji jednosmerna komponenta u signalu iza množača. Ovo se kontroliše odgovarajućim osciloskopom ili jednosmernim voltmetrom kao na slici 19. Neka je izlaz iz množača

3. Merenje džitera i sinhronizacija

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi_n) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_r) = \\
 &= \frac{1}{2} \cos(\Delta\varphi_n - \varphi_r) - \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + \Delta\varphi_n + \varphi_r) = \\
 &= \frac{1}{2} \underbrace{\cos \Delta\varphi_n}_{\approx 1} \cos \varphi_r + \frac{1}{2} \underbrace{\sin \Delta\varphi_n}_{\approx \Delta\varphi_n} \sin \varphi_r - \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + \Delta\varphi_n + \varphi_r) \approx \\
 &\approx \underbrace{\frac{1}{2} \cos \varphi_r}_{DC} + \frac{1}{2} \Delta\varphi_n \sin \varphi_r - \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + \Delta\varphi_n + \varphi_r)
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Uslov potiskivanja dela signala koji ne zavisi od $\Delta\varphi_n$ identičan je uslovu da signali budu u kvadraturi, tj. uslovu za postizanje minimalne vrednosti jednosmerne komponente pa je potrebno da je:

$$\varphi_r = \pm \frac{\pi}{2} \tag{3.5}$$

U slučaju da je postignuta kvadratura, množač se ponaša kao fazni detektor i daje na svom izlazu napon proporcionalan razlici faza signala dva oscilatora. Mnogo češće se u ovakvim merenjima primenjuje referentni oscilator niže učestanosti od ispitivanog, pri čemu je originalan spektar pomeren (konvoluiran) za učestanost referentnog oscilatora. Tada je

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi_n) \cdot \cos(\omega_r t) = \\
 &= \frac{1}{2} \sin[(\omega_0 - \omega_r)t + \Delta\varphi_n] + \frac{1}{2} \sin[(\omega_0 + \omega_r)t + \Delta\varphi_n] = \\
 &= \frac{1}{2} \sin[(\omega_0 - \omega_r)t] \underbrace{\cos \Delta\varphi_n}_{\approx 1} + \frac{1}{2} \underbrace{\cos[(\omega_0 - \omega_r)t] \sin \Delta\varphi_n}_{\approx \Delta\varphi_n} + \frac{1}{2} \sin[(\omega_0 + \omega_r)t + \Delta\varphi_n]
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

korisna komponenta signala

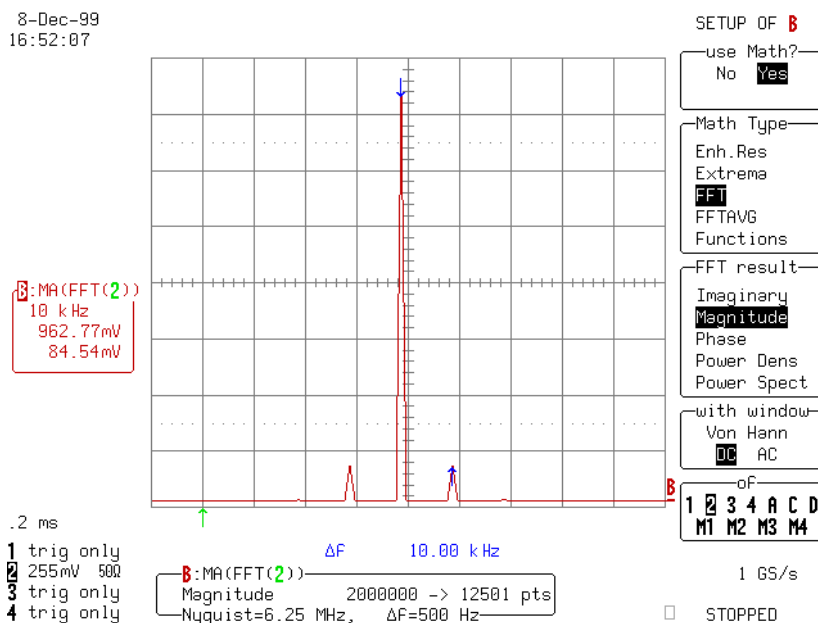
Pojasni filter iza množača potiskuje visokofrekventnu komponentu na $\omega_0 + \omega_r$. Izlaz iz filtra je tada

$$z(t) \approx \frac{1}{2} \sin[(\omega_0 - \omega_r)t] + \frac{\Delta\varphi_n}{2} \cos[(\omega_0 - \omega_r)t]. \tag{3.7}$$

Na analizatoru spektra dobija se slika koja ima jedan izražen maksimum na učestanosti $\omega_0 - \omega_r$ i potiče od prvog sabirka u izrazu 3.7, i dva ili više slabo izraženih maksimuma simetrično raspoređenih oko učestanosti $\omega_0 - \omega_r$ koji potiču od drugog sabirka. Razlika amplituda ove dve komponente ukazuje na vrednost faznog šuma $\Delta\varphi_n$. Što je fazni šum slabije izražen, to su bočni maksimumi manji i bliži centralnom maksimumu. Primer ovakvog modifikovanog spektra oscilatora prikazan je na slici 3.20.

Iz relacije 3.7 se jasno vidi koliki je značaj odsustva amplitudske modulacije u prijemnom signalu. Svaka zaostala amplitudska modulacija, nakon izdvajanja osnovne učestanosti, direktno bi se sabirala sa vrednošću faznog šuma.

3. Merenje džitera i sinhronizacija



Slika 3.20. Prikaz amplituda podopsega $\omega_0/2\pi = 10$ MHz-nog fazno modulisanog signala sa faznom devijacijom od 10° na modulišućoj učestnosti od $\omega_r/2\pi = 10$ kHz.

Jednostrani fazni šum podopsega na ofsetnoj učestnosti ω_m u odnosu na centralnu učestanost $\omega_0 - \omega_r$ može se proceniti preko slabljenja podopsega izraženog u dBc (*decibel below carrier*):

$$a(f_m) = 20 \log \left(\frac{\Theta_d}{2} \right), \quad (3.8)$$

gde je $\Theta_d = (\Delta\varphi_n)_{\max}$ - vršna vrednost faznog šuma u radijanima, čija je veza sa vršnom vrednošću džitera data sa 3.9.

$$\Theta_d = 2\pi f_0 (\Delta t_{\max}) = 2\pi \frac{(\Delta t_{\max})}{T} (UI)_{pp} \quad (3.9)$$

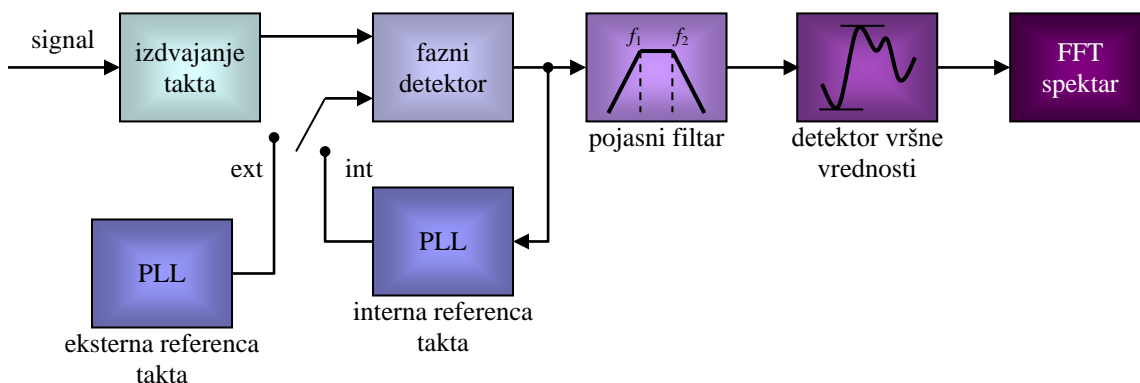
3.7. Testovi usklađenosti džitera u sistemu sa ITU-T preporukama

Prema ITU-T preporukama džiter u digitalnim sistemima karakterišu amplituda i učestanost. Amplituda džitera predstavlja vršnu vrednost faznog pomeraja normalizovanu u odnosu na trajanje bitske periode, izraženu u UI_{pp} (*unit intervals peak-to-peak*). Na ovaj način eliminisan je uticaj talasnog oblika signala i dužine periode u sistemu na kvalitativan opis džitera i moguće je porediti hijerarhije koje komuniciraju različitim brzinama.

Izmerena vrednosti džitera može se ispravno protumačiti samo u odnosu na odgovarajući frekvencijski opseg, pa je dobijenu karakteristiku potrebno množiti prenosnim funkcijama niskopropusnog i visokopropusnog filtra.

3. Merenje džitera i sinhronizacija

Procedura merenja sastoji se u detektovanju fazne razlike između stvarne vrednosti periode signala i njene referentne (željene) vrednosti, koja se dobija pomoću sporog PLL-a. Ako se meri dugotrajna stabilnost oscilatora neophodno je koristiti eksterni izvor referentnog signala. Za kratkotrajnu, dovoljno je interno sinhronizovati ulaz sa izlazom faznog detektora (slika 3.21).



Slika 3.21. Struktura džitermetra prema ITU-T preporukama

Filtriranjem kroz pojasni filtar na nižim učestanostima, dobija se informaciju o sporopromenljivim komponentama džitera (*period jitter*). Upotrebom pojasnog filtra sa višim učestanostima, dobija se informacija o ponašanju džitera u kratkim vremenskim intervalima (*cycle-to-cycle jitter*).

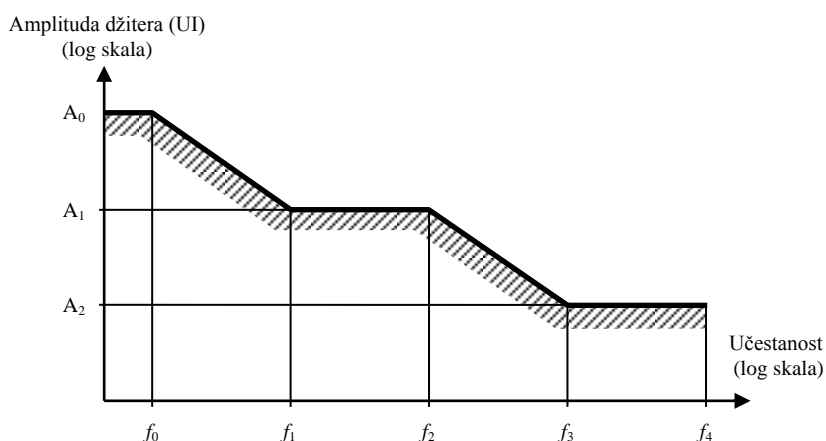
Za različite digitalne hijerarhije ITU-T propisuje vrednosti graničnih učestanosti pojasnih filtara koje je potrebno koristiti, kao i dozvoljene vrednosti amplituda frekvencijskog spektra. U tabeli 3.2 dati su primeri ovih vrednosti za PDH, SDH i ISDN sisteme.

Tabela 3.2. Tolerancije džitera za neke komunikacione tehnologije, prema ITU-T preporukama

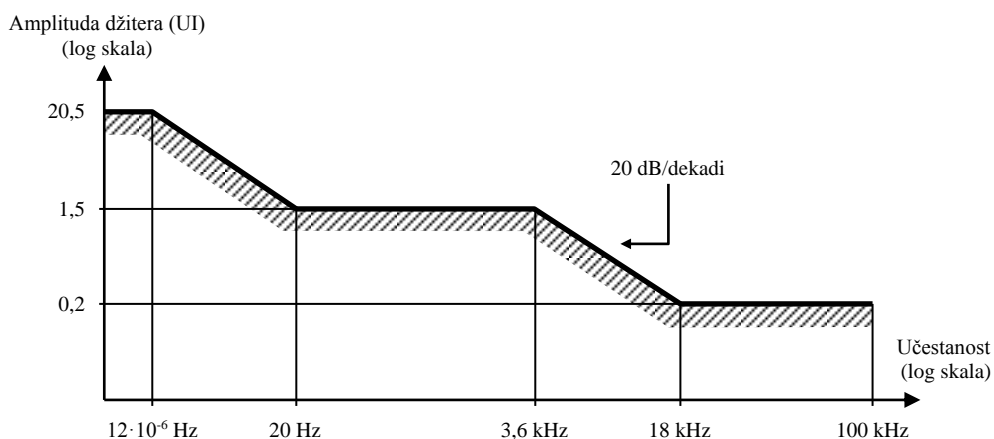
Brzina sign. (kbps)	$f_1 - f_2$ (UI _{pp})	$f_3 - f_4$ (UI _{pp})	f_1 (kHz)	f_2 (kHz)	f_3 (kHz)	f_4 (kHz)
G.823 – PDH sistemi						
2048	1,5	0,2	0,02	2,4	18	100
8448	1,5	0,2	0,02	0,4	3	400
34368	1,5	0,15	0,1	1,0	10	800
139264	1,5	0,075	0,2	0,5	10	3500
G.783 – SDH sistemi						
2048	0,4	0,075	0,02		18	100
34368	0,4	0,075	0,1		10	800
139264	0,4	0,075	0,2		10	3500
G.825 – SDH sistemi sa STM-om (Sinhrones Transport Modul)						
STM-1	1,5	0,15	0,5		65	1300
STM-4	1,5	0,15	1		250	5000
STM-16	1,5	0,15	5		1000	20000
I.431 – ISDN primarni pristup						
2048	1,5	0,2	0,02	3,6	18	100

3. Merenje džitera i sinhronizacija

Uočava se da su tolerancije džitera na višim učestanostima uvek manje od onih na nižim učestanostima bez obzira na brzinu signalizacije. Ovo znači da je očekivano ponašanje sistema takvo da se džiter ne može previše naglo menjati vrednosti od ciklusa do ciklusa (prisutne visokofrekvencijske komponente), jer se PLL ne bi mogao fazno zaključati za ulazni signal. Alternativno, preporukama se tolerancije džitera mogu zadati i grafički, kao što je prikazano na slikama 3.22 i 3.23.



Slika 3.22. Grafički način zadavanja tolerancije džitera u ITU-T preporukama



Slika 3.23. Tolerancije džitera u primarnom pristupu ISDN-a prema ITU-T preporuci I.431

Reference

- [1] Dan Nehring, "Oscillator Jitter FAQ", MF Electronics, <http://www.mfelectronics.com>, 2002
- [2] Howard Johnson, "Random and Deterministic Jitter", Signal Integrity, EDN, June 27th, 2002, pp 24
- [3] "Eye Diagram Analysis Tool", LAB Briefs, LeCroy Test & Measurements, <http://www.lecroy.com/tm/library/>, 2001
- [4] "Frequency Analysis of Jitter", LAB Briefs, LeCroy Test & Measurements, <http://www.lecroy.com/tm/library/>, 2001
- [5] "How Fast Must I Sample", LAB Briefs, LeCroy Test & Measurements, <http://www.lecroy.com/tm/library/>, 2001
- [6] "Jitter Measurement Tools", LAB Briefs, LeCroy Test & Measurements, <http://www.lecroy.com/tm/library/>, 2001
- [7] "Measuring Clock Stability", LAB Briefs, LeCroy Test & Measurements, <http://www.lecroy.com/tm/library/>, 2001
- [8] Scott Smyser, "Jitter Measurements on High-Speed Oscillators", Tektronix, Epsilon's EG-2001, <http://www.tek.com/Masurement/scopes/home.html>, 2001
- [9] Roland Kiefer, "Test Solutions for Digital Networks", Hüthig Verlag Heidelberg, Germany, 1997