

doi:10.15199/48.2021.07.20

Współczesne metody i układy generacji taktów zegarowych o wysokiej dokładności i stabilności oraz znikomym jitterze

Streszczenie. W artykule przedstawiono wyniki prac nad wykorzystaniem sygnałów GNSS do generacji taktów zegarowych o wysokiej dokładności i stabilności oraz o znikomym jitterze. Intencją tych prac było opracowanie prostego i taniego modułu, oddającego referencyjne sygnały dla przyrządów pomiarowych oraz urządzeń telekomunikacyjnych. Badania przeprowadzono na samodzielnie skonstruowanych modułach, zawierających najnowsze rozwiązania w dziedzinie odbioru sygnałów GNSS i technik redukcji jittera. Wyniki badań udokumentowano pomiarowo.

Abstract. The article presents the results of work on the use of GNSS signals to generate clock cycles with high accuracy and stability, and with negligible jitter. The intention of these works was to develop a simple and inexpensive module that would provide reference signals for measuring instruments and telecommunications devices. The research was carried out on self-constructed modules containing the latest solutions in the field of GNSS signal reception and jitter reduction techniques. The test results were documented by measurement.

(Contemporary methods and systems of clock cycle generation with high accuracy and stability and negligible jitter.)

Słowa kluczowe: generator częstotliwości, dokładność, stabilność, jitter, GNSS

Keywords: frequency generator, accuracy, stability, jitter, GNSS

Wstęp

Wobec najnowszej redefinicji układu miar SI, zaproponowanej przez XXVI Generalną Konferencję Miar, zgodnie przyjętej 16 listopada 2018 roku przez metrologiczne komitety narodowe, w tym polski Główny Urząd Miar i obowiązującej od 20 maja 2019 roku, byłoby truizmem twierdzić, że współczesna metrologia opiera się na pomiarach czasu i częstotliwości [1]. W laboratoriach na całym świecie znajdują się tysiące przyrządów pomiarowych, których współczesna użyteczność w coraz większym stopniu zależy od wykorzystania źródeł taktów zegarowych o odpowiedniej dokładności i stabilności oraz o znikomym jitterze [2], [3], [4]. Podobnie w innych zastosowaniach, np. telekomunikacyjnych – wraz ze wzrostem przepływności traktów transmisyjnych i złożoności urządzeń przetwarzających rosną wymagania na jakość taktów zegarowych, a dotyczy to w tej samej mierze systemów radiowych i światłowodowych.

O ile jednak każdy przyrząd, czy urządzenie telekomunikacyjne posiada wbudowany generator taktu zegarowego CLK_INT, o tyle jego dokładność i stabilność nie przekracza zwykle wartości 10^{-7} , co wynika z zastosowania ekonomicznego generatora kwarcowego, w najlepszym wypadku kompensowanego termicznie typu TCXO. Każdy taki przyrząd, czy urządzenie posiada jednak wejście CLK_EXT, które po przyjęciu zewnętrznego, referencyjnego taktu zegarowego o częstotliwości odpowiednio 10 MHz / 5 MHz lub 2,048 / 4,096 MHz wymusza pracę z dokładnością i stabilnością wzorca.

Starsze wymagania na dokładność i stabilność dla nawet zaawansowanych zastosowań sięgały wartości $10^{-8} \div 10^{-9}$, a wymagania na jitter, jeśli w ogóle były stawiane, to zwykle nie były zbyt rygorystyczne. Natomiast dzisiaj, nawet w prostszych zastosowaniach stawia się wymagania $10^{-10} \div 10^{-11}$ przy ograniczeniu jittera do wartości względnej 0,01 UI, tzn. chwilowej niestabilności fazy poniżej wartości 1% taktu zegarowego [4]. Poprawa parametrów starszych urządzeń, nawet tych klasy 10^{-7} , może być jednak bardzo prosta – wystarczy podać im na wejścia CLK_EXT odpowiednie takty zegarowe, by od razu osiągnąć tożsamą dokładność i stabilność. Problematiczne może być natomiast osiągnięcie znikomego jittera, zwłaszcza w układach z syntezą częstotliwości. W każdym jednak przypadku, po podaniu na wejście CLK_EXT lepszego, tzn. dokładniejszego i stabilniejszego taktu zegarowego, jitter taktu wyjściowego urządzenia na pewno nie wzrośnie.

Generacja taktów o takich parametrach jest dobrze opanowana i szeroko stosowana [2], [3], ale nie jest tania i dlatego dostępna tylko dla zaawansowanych laboratoriów naukowych, czy centrów telekomunikacyjnych. Generalnie rzecz biorąc, sprowadza się ona do zastosowań źródłowych taktów zegarowych z atomowych generatorów rubidowych i cezowych oraz wtórnej generacji taktów z satelitarnych systemów pozycjonujących GNSS. Inne, najnowsze i najbardziej zaawansowane rozwiązania – fontanny cezowe, czy masery wodorowe są bardzo drogie, wykonywane zwykle w unikatowych egzemplarzach i stosowane odpowiednio w laboratoriach wzorców czasu i częstotliwości oraz satelitach GNSS. Ich zaawansowanie i unikatowość są zresztą źródłem różnych problemów, by wspomnieć tylko kłopoty z określeniem rzeczywistej dokładności taktu z fontanny cezowej, używanej jako wzorzec F2 przez amerykański NIST, czy zawodnością maserów wodorowych na satelitach europejskiego systemu GNSS – Galileo. Prawdopodobnie z takich właśnie powodów najnowsze rozwiązania zegarów atomowych, jonowych, czy optycznych – wedle publikacji naukowo-technicznych nawet znacznie lepszych od obecnie stosowanych – traktowane są ostrożnie i wolno przebijają się do zastosowań operacyjnych. Mimo to uważa się, że właśnie te rozwiązania w przyszłości przejmą funkcję wzorców czasu i częstotliwości, a nawet staną się przyczyną kolejnej redefinicji jednostki czasu o znacząco podwyższonej dokładności [1]. Na razie jednak definicja sekundy opiera się na wzorcu cezowym i zapewne również stąd bierze się rozsądny konserwatyzm laboratoriów standaryzacyjnych, zwłaszcza odpowiedzialnych za generację czasu TAI (*International Atomic Time*) [4].

Ze wszystkich powyższych powodów nie są to zatem rozwiązania przeznaczone dla laboratoriów badawczych nie zajmujących się standaryzacją, nie mówiąc np. o mobilnych zastosowaniach telekomunikacyjnych. Intencją tej pracy było rozwiązanie problemu generacji taktów zegarowych do różnych zastosowań, wykorzystując dostępne sygnały z satelitarnych systemów pozycjonujących GNSS i wykonanie prostego, taniego modułu, oddającego na wyjściu referencyjne sygnały dla przyrządów pomiarowych oraz urządzeń telekomunikacyjnych. Moduł powinien charakteryzować się ponadto gotowością do pracy zależną tylko od dostępności sygnałów GNSS, szybkim osiągnięciem wymaganych parametrów taktów zegarowych, małym poborem mocy i niewielkimi rozmiarami. Ważnym

wymaganiem była technologiczność produkcji, pozwalająca na montowanie modułu z gotowych podzespołów, niewymagających uruchamiania i zestrainowania, a jedynie testowych badań kontrolnych.

Do badań użyto sygnałów GNSS z amerykańskiego systemu GPS i rosyjskiego GLONASS, które mają za sobą długi czas eksploatacji, a stąd status systemów dojrzałych i sprawdzonych. Chiński BeiDou dopiero w końcu 2020 roku osiągnął status systemu globalnego i obsługuje go tylko najnowsze odbiorniki GNSS, zaś europejski Galileo do dzisiaj nie osiągnął pełnej zdolności operacyjnej, jako że ciągle trapią go jakieś kłopoty, od czasu do czasu sprowadzające się do nawet tygodniowych przerw odbioru sygnałów z tego systemu. Inne systemy mają regionalne zasięgi działania i nie są widoczne nad naszym niebem.

Metoda odbioru sygnałów GNSS i generacji wtórnego taktu zegarowego

Burzliwy rozwój telefonii komórkowej, zwłaszcza bardziej zaawansowanych smartfonów, doprowadził do opracowania łatwych w aplikacji, małowymiarowych i energooszczędnych modułów odbiorczych GNSS. Posiadają one wbudowane nie tylko kompletne radiowe układy odbiorcze, ale i wspomagające je mikrokomputery z zaawansowanym i sprawnym oprogramowaniem. Wybrane modele posiadają ponadto syntezy taktów zegarowych, synchronizowane sygnałem PPS (*Part Per Second*), używanego zasadniczo do celów pozycjonowania. Syntezy te działają na zasadzie NCO (*Numerically Controlled Oscillator*), tzn. generują zadany takt zegarowy o wybranej częstotliwości, która jest cyfrowo podstrajana do sygnału PPS. Powoduje to oczywiście, że chwilowa częstotliwość bywa różna od zadanej, ale w dłuższym okresie czasu osiąga dokładność tożsamą z dokładnością sygnału PPS, czyli sięgającą 10^{-12} .

Metoda ta jest zatem odmienna od typowej konwersji sygnału PPS metodą GPSDO (*GPS Disciplined Oscillator*) [5], [6] a polegającą na analogowym podstrajaniu generatora VCO, zwykle w wersji termostatowanego generatora kwarcowego OCXO (*Oven Controlled Oscillator*). Zastosowanie takiego generatora ma dwa zasadnicze cele – posiada on zwykle doskonałe parametry sygnału wyjściowego w sensie znikomo małych szumów fazowych i ma możliwość pracy z podtrzymaniem (*hold-over*), tzn. przy zaniku sygnału GNSS pracuje z ostatnio śledzoną częstotliwością i przypadku generatorów OCXO o stabilności 10^{-9} potrafi utrzymać zgodność pojedynczego taktu o częstotliwości 10 MHz w przedziale nawet kilku dni. Generatory tego typu są jednak duże, ciągle dość drogie, pobierają znaczną moc rzędu kilku watów i osiągają pożądane parametry w czasie od 15 minut do nawet 2 godzin od włączenia zasilania, co przy incydentalnych pomiarach laboratoryjnych, czy wymaganiu szybkiego uruchomienia mobilnego systemu telekomunikacyjnego może być bardzo uciążliwe. W najnowszych rozwiązaniach generatorów GPSDO pracują już przestrajane, atomowe generatory rubidowe [2], [3]. Mają one podobne wady eksploatacyjne, jak OCXO, ale nieporównanie lepsze parametry, zwłaszcza dokładność w trybie podtrzymania.

Do dalszych prac i analiz przyjęto moduły odbiorcze GNSS firmy *u-blox* typu NEO-7M i NEO-M8 [8]. Są one do siebie bardzo podobne, a nawet kompatybilne w sensie obudów i topologii końcówek, a ponadto obsługiwane jedną aplikacją *u-center*, pracującą pod systemem Windows. Możliwość obsługi pod Windowsem niesie za sobą bardzo dużo możliwości pierwotnych systemu GNSS, związanych zasadniczo z pozycjonowaniem. Jednak jeśli użyjemy tych modułów tylko jako źródeł wcześniej zaprogramowanych oraz zapisanych częstotliwości, to sterowanie nie jest potrzebne i każde włączenie modułu powoduje odczyt

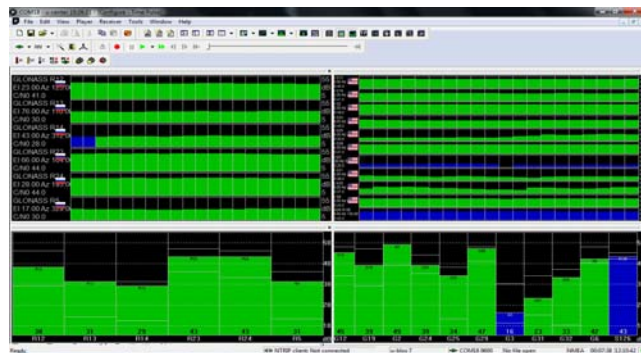
zapisanej konfiguracji i start w docelowym trybie pracy. Oba moduły mają po kilka podtypów, które odróżniają się specyficznymi właściwościami i parametrami, opisanymi szczegółowo w dokumentacjach producenta.

Podstawowe właściwości i średnie parametry różnych podtypów modułów NEO-7M i NEO-M8 są następujące:

- obsługa systemów GPS, GLONASS i wielu innych,
- zdolność śledzenia do 56 satelitów (NEO-7M) lub 72 satelitów (NEO-M8),
- czułość odbiornika przy „zimnym” starcie (po włączeniu zasilania) –145 dBm (NEO-7M) i –148 dBm (NEO-M8),
- czułość odbiornika w trakcie śledzenia i nawigacji –160 dBm (NEO-7M) i –165 dBm (NEO-M8),
- możliwość pracy z lokalną, pasywną anteną ceramiczną (*patch*) lub zdalnie zasilaną, aktywną anteną zewnętrzną,
- częstotliwość sygnału na wyjściu syntezy NCO może być programowana w przedziale od 0,25 Hz do 10 MHz,
- proste sterowanie przez interfejs USB (opcjonalnie SPI, I2C, UART),
- zasilanie 3,3 V, również do zasilania anteny zewnętrznej,
- pobór prądu do 70 mA,
- wymiary 12,2 mm x 16,0 mm x 2,4 mm.

Moduły NEO-M8 są zatem lepsze, a ich nowsze wersje LEA/ZED-F9 nawet znacznie lepsze, ale NEO-7M są łatwiej dostępne i posiadają gotowe, przemysłowe aplikacje na płytkach drukowanych, zawierających obok samego modułu wszystkie niezbędne elementy zasilania oraz komunikacji. Nie bez znaczenia jest koszt modułów, w przypadku NEO-7M około 100 zł, dla nowszych wersji kilkukrotnie większy.

Uzyskanie pożądanego taktu zegarowego z dowolnego z tych modułów jest bardzo proste. Po dołączeniu modułu do komputera poprzez interfejs np. USB, zasileniu go z tego interfejsu i włączeniu aplikacji *u-center* – Rysunek 1 – należy przypisać modułowi wolny port USB i włączyć go. Następnie należy wybrać system GPS lub GLONASS i odczekać, aż moduł zacznie odbierać od nich sygnały, a ich poziom będzie zadowalający i stabilny. W przypadku, kiedy moduł znajduje się w zamkniętym pomieszczeniu przy komputerze, znacznie korzystniej jest dołączyć do niego aktywną antenę odbiorczą i umieścić ją np. na parapecie okna, ze wskazaniem na południową stronę nieboskłonu. Należy też pamiętać, że w warunkach polskich satelity obu systemów są widoczne dość nisko nad horyzontem i nieboskłon nie powinien być przesłonięty budynkami, czy wysokimi drzewami, co poza tłumiennością może ponadto wprowadzać efekty wielodrogowości odbioru. Po czasie od 30 do 60 sekund moduł identyfikuje dostępne satelity i po wyborze sygnałów z co najmniej czterech z nich umożliwia dalsze konfiguracje. W czasie takich prac należy pamiętać, że duży wpływ na możliwość i czas osiągnięcia gotowości do pracy oraz zadowalający i stabilny poziom odbioru ma sytuacja pogodowa i zwłaszcza wilgoć zawarta w powietrzu może znacząco osłabić poziom odbieranych sygnałów.



Rys.1. Ekran z dwiema aplikacjami *u-center*, obsługującymi dwa różne moduły - z prawej strony monitoring satelitów systemu GPS, z lewej systemu GLONASS

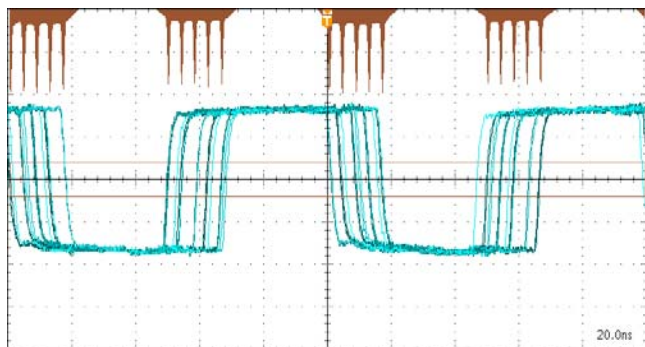
Dokładny opis tych problemów, zaawansowane analizy i wyniki badań odbioru sygnałów GNSS w warunkach krajowych oraz opis użytego do tego sprzętu zawiera [7].

Elementarne doświadczenia w miejscu naszych badań z wykorzystaniem aktywnych anten zewnętrznych do odbioru z satelitów systemu GPS i GLONASS były następujące:

- typowa, ogólna widoczność satelitów – GPS: 9÷11, GLONASS: 6÷8,
- typowa widoczność satelitów o wysokim poziomie odbiorczym – GPS: 7÷9, GLONASS: 5÷7,
- typowe poziomy przy wysokim poziomie odbiorczym – dla GPS średnio około 10 dB wyższe, niż dla GLONASS,
- typowa widoczność satelitów przy obniżonym poziomie odbiorczym – GPS: 5÷7, GLONASS: 3÷5,
- typowe poziomy przy obniżonym poziomie odbiorczym – dla obu systemów mniejsze od 10 dB do 20 dB, jednak dla GPS średnio około 10 dB wyższe, niż dla GLONASS,
- sytuacje zaniku sygnału z syntezeru przy niekorzystnej, deszczowej pogodzie – GPS: rzadkie, GLONASS: częste, zważywszy, że do poprawnego odbioru niezbędna jest dostępność sygnałów z minimum czterech satelitów,
- prezentowane wyniki pomiarów w postaci oscylogramów i spektrogramów wykonano w dobrych warunkach odbioru i były one porównywalne dla obu systemów.

Wracając do konfiguracji syntezeru – w oknie konfiguracji aplikacji *u-center* należy ustawić pożądaną częstotliwość w formacie [xxxxxxx] Hz, np. [4096000] Hz, dokładność ustawienia dowolnej częstotliwości wynosi 1 Hz, a ustawianie możliwe jest tylko w czasie poprawnego odbioru minimum 4 satelitów wybranego systemu GNSS.

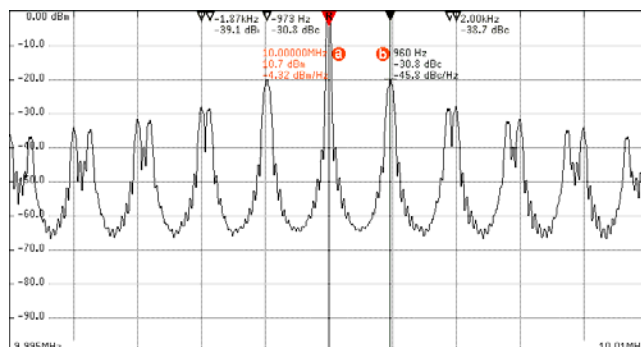
Syntezer NEO-7M działa na zasadzie NCO i przebiegi jego sygnałów wyjściowych, niezależnie od częstotliwości, mają wander [4] sięgający 60 ns i stały jitter o wartości 20 ns, co w przypadku 10 MHz daje jitter względny 0,2 UI i oscylogram przedstawiony na Rysunku 2. NCO syntezerów innych modułów dają lepsze sygnały w sensie mniejszego wandera i jittera, ale dalej zostanie opisane przetwarzanie sygnałów tylko z NEO-7M, jako najtrudniejsze w realizacji.



Rys.2. Oscylogram sygnału o częstotliwości 10 MHz

Interesującą właściwością takich sygnałów jest rozkład gęstości prawdopodobieństwa położenia zboczy sygnału, widoczny u góry ekranu. Jest on dyskretny i wskazuje, że w przypadku 10 MHz synteza opiera się na manipulowaniu pięcioma częstotliwościami składowymi, a rozkład widma wskazuje, że manipulacje częstotliwościami składowymi następują z częstotliwością 1 kHz. Można zatem zadać pytanie, czy w takim sygnale można oczekiwać jednego, głównego prążka o częstotliwości 10 MHz, który byłby podstawą do dalszej generacji taktu zegarowego o dokładnej i stabilnej częstotliwości oraz zwłaszcza znikomym jitterze? Okazuje się, że widmo takiego sygnału jednoznacznie wskazuje, że taki prążek istnieje ciągle w czasie, jest duży i stabilny, a inne prążki (zwane *periodic spurious noise*) mają poziomy o co najmniej 30 dB mniejsze, więc powinny dać się łatwo wyeliminować, mimo,

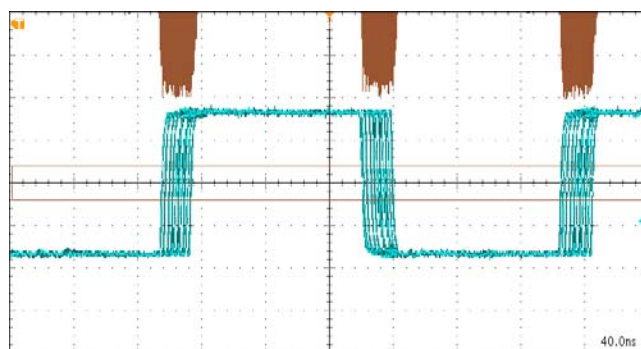
że są gęste, złożone i znajdują się w symetrycznych, bardzo bliskich odstępach $\pm n \times 1$ kHz od prążka głównego – Rysunek 3. W dalszych analizach będzie on stanowił zerowy prążek odniesienia (*carrier*), a poziomy innych prążków będą podawane względem niego w mierze dBc.



Rys.3. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz.

Na tym etapie prac nie badano jeszcze widm fazowych, wariacji Allana, problemu wandera itp. właściwości, skupiając się na doprowadzeniu sygnałów wynikowych do referencyjnej postaci spektralnej o jak najczystszych widmach amplitudowych i postaci czasowej w sensie jak najmniejszego jittera. Dla zachowania możliwości analiz porównawczych powyższy i wszystkie następne spektrogramy tych widm zostały zmierzone w paśmie $Spam = 10$ kHz, filtrem o szerokości $RBW = 30$ Hz i z wykorzystaniem okna Blackmana-Harrisa, które najwierniej obrazuje takie widma. Zastosowany analizator widma charakteryzują szумы własne w sensie DANL (*Displayed Average Noise Level*) o poziomie równym -142 dBm/Hz, zatem poziom szumów (*noise floor*) widocznych na spektrogramach można w całości przypisać badanym układom, a nie analizatorowi. Prezentowane wyniki są odtwarzalne w innych warunkach z dokładnością do ± 3 dB, pod warunkiem pracy w niezakłóconym środowisku elektromagnetycznym, zastosowania dobrego ekranowania układów oraz kabli i złączy koncentrycznych, a przede wszystkim filtrowanego zasilania badanych układów z baterii akumulatorów lub zasilaczy sieciowych AC/DC 50 Hz. Praca w zakłóconym środowisku, stosowanie przetwornic impulsowych, czy zasilanie napięciem z interfejsu USB może podnieść poziom szumów i zakłóceń nawet o 60 dB oraz znacząco zwiększyć jitter. Bardzo ważne jest również świadome operowanie właściwościami analizatora – przy prążku głównym o poziomie nawet kilkunastu dBm łatwo jest przesterować obwody wejściowe i mierzyć prążki, których nie zawiera badany sygnał, a są wynikiem przesterowania tych obwodów, zwłaszcza w przypadku użycia przedwzmacniacza.

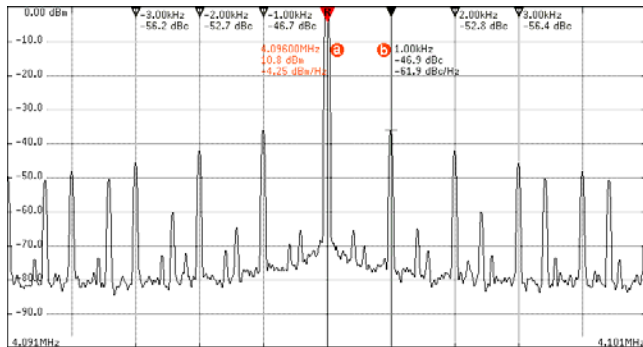
W przypadku generacji sygnału o innej częstotliwości, np. 4,096 MHz, uzyskuje się podobne oscylogramy i spektrogramy, ale o wyraźnie różnych szczegółach.



Rys.4. Oscylogram sygnałów o częstotliwości 4,096 MHz. Uwaga: w praktyce korzystniejsze jest stosowanie częstotliwości 4,096 MHz, ponieważ po podziale przez 2 uzyskuje się przebieg o częstotliwości 2,048 MHz i wypełnieniu równym dokładnie 1/2.

Rozkład gęstości prawdopodobieństwa położenia zboczy sygnału 4,096 MHz – Rysunek 4 – również zawiera się w przedziale 20 ns (jitter względny 0,1 UI), ale jest

praktycznie równomierny, co wskazuje, że w tym przypadku synteza opiera się na manipulowaniu znacznie więcej, niż tylko pięcioma częstotliwościami składowymi, jak to było w przypadku sygnału o częstotliwości 10 MHz. Przekłada się to na widmo, które mimo, że posiada taką samą strukturę prążków, daną jako $\pm n \times 1$ kHz, to ma znacząco, bo o około 15 dB obniżoną obwiednię. Również w tym i każdym innym przypadku, manipulacje częstotliwościami składowymi następują z częstotliwością 1 kHz – Rysunek 5.



Rys.5. Spektrogram sygnału o częstotliwości 4,096 MHz

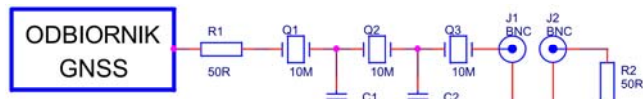
Oba te przypadki można rozwinąć na inne częstotliwości, które można by nazwać „lepszymi” i „gorszymi”. Nie ma to jednak znaczenia wobec celu, jakim będzie generacja referencyjnych taktów zegarowych o częstotliwościach 10 MHz / 5 MHz i 4,096 MHz / 2,048 MHz, bo tylko takie są akceptowane w przyrządach pomiarowych i urządzeniach telekomunikacyjnych. Metody redukcji jittera, jakie zastosowano w obu przypadkach, będą takie same, a docelowe wyniki powinny być porównywalne.

Metody redukcji źródłowego jittera taktu zegarowego

Znanych jest wiele metod redukcji jittera i wandera, realizowanych w domenie analogowej lub cyfrowej. Ponieważ źródła oraz wynikowe właściwości i parametry tych zjawisk są różne, to ich eliminacja musi być dopasowana do ich źródłowego charakteru. W przypadku sygnałów odtwarzanych przez układy NEO-7/M8/LEA/ZED-F9 sytuacja jest pozornie prosta – jitter wynika z algorytmu syntezy, wander z niedokładnego odtwarzania początku skali czasu przez sygnał PPS, który ponadto pojawia się bardzo rzadko, bo co 1 sekundę. Jak się okazuje, redukcja jittera nie jest trudna, natomiast redukcja wandera jest właściwie niemożliwa, a minimalizacja bardzo trudna i z tego względu zostanie przedstawiona w kolejnej publikacji.

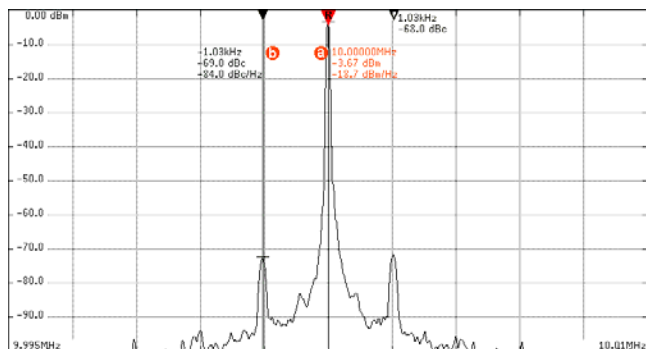
Metoda filtrowania

W najprostszym przypadku wystarczy zastosować wąskopasmowy filtr m-kwarcowy, który wyfiltruje główny prążek 10 MHz / 4,096 MHz, a skutecznie stłumi pozostałe prążki widma, rozłożone równomiernie wokół niego w symetrycznych odstępach $\pm n \times 1$ kHz. Wymaga to oczywiście zastosowania filtru o bardzo wąskim paśmie, rzędu kilkuset Hz, tak aby nawet prążki ± 1 kHz zostały skutecznie stłumione, co uzyskuje się już dla filtru 3-kwarcowego. Skonstruowanie takiego filtru nie jest trudne, pod warunkiem zastosowania odpowiednich rezonatorów kwarcowych, zestrojonych do rezonansu szeregowego dokładnie dla częstotliwości 10 MHz / 4,096 MHz. Strojenie jest szczególnie proste dla konfiguracji właśnie 3 kwarców, ponieważ wymaga doboru pojemności tylko dwóch takich samych kondensatorów C1 i C2. Filtr najlepiej dopasować do rezystancji wejściowej i wyjściowej, równych 50 Ω , co pozwoli na łatwe sprzęganie z wejściami i wyjściami przyrządów pomiarowych poprzez kable koncentryczne ze złączami BNC lub SMA – Rysunek 6.

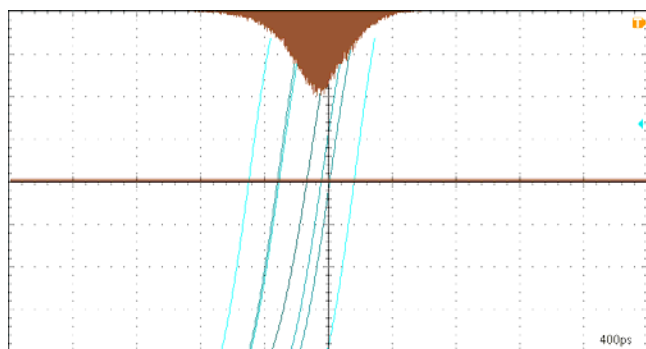


Rys.6. Układ odbiornika GNSS z filtrem kwarcowym 10 MHz / 4,096 MHz

Wyniki filtracji są następujące.



Rys.7. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz po filtracji widma z Rys.3 w układzie z Rys.6.



Rys.8. Oscylogram sygnału o częstotliwości 10 MHz po filtracji widma z Rys.3 w układzie z Rys.6

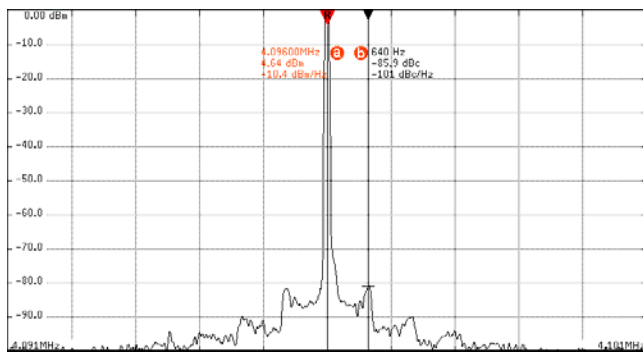
Spektrogram na Rysunku 7 z przedstawia wyjściowe widmo sygnału 10 MHz – filtr stłumił wszystkie prążki $\pm(n + 1) \times 1$ kHz do poziomu szumów, natomiast prążki ± 1 kHz mają poziom -68 dBc.

Oscylogram na Rysunku 8 przedstawia zbiór realizacji zbroczy narastających sygnału wyjściowego, a u góry rozkład gęstości prawdopodobieństwa położenia tych zbroczy. Rozkład ma postać normalną, a widoczny jitter można szacować na 1,4 ns. Jitter porównuje się z okresem $1 / 10$ MHz = 100 ns, więc jitter względny wynosi 0,014 UI, zatem względem pierwotnego 0,2 UI został stłumiony 23dB.

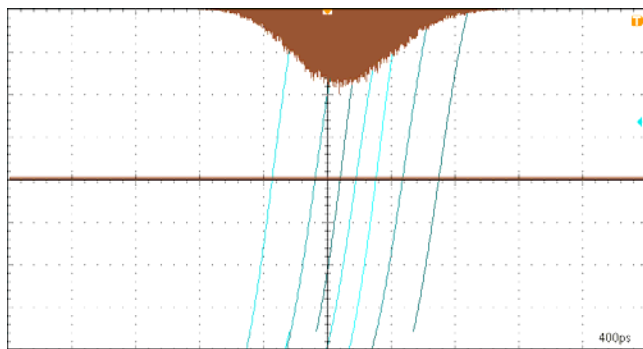
W pierwszym podejściu trudno jednak powiedzieć, czy na takie zmniejszenie jittera bardziej wpłynęło zmniejszenie poziomu samych prążków, czy obniżenie bardzo wysokiego widma szumów? Pytanie jest trudne, bowiem w kolejnych prezentowanych przypadkach wizualne porównywanie wyników pomiarów ze spektrogramów i oscylogramów może dawać sprzeczne odpowiedzi. Z doświadczenia wiadomo, że na poziom jittera zasadniczy wpływ mają szumy i właśnie prążki boczne, natomiast za wander odpowiada szerokość prążka głównego. Trudno jest jednak powiedzieć, za jaką część wartości jittera odpowiadają szumy, a za jaką prążki. Poprawne odpowiedzi mogłaby przynieść tylko selektywna analiza widmowa w sensie obliczania całek z widmowej gęstości mocy prążków i szumów, oczywiście z wyłączeniem mocy prążka głównego. Obliczanie takich całek z oscylogramów jest jednak trudne, najprościej będzie zatem przyjmować i uznawać wyniki pomiarów, zawarte na spektrogramach i oscylogramach.

Bardzo podobnie wygląda widmo dla sygnału 4,096 MHz, przedstawione na Rysunku 9, z tym, że prążki ± 1 kHz mają poziomy -86 dBc, ponieważ już w widmie wejściowym były około 15 dB niższe. Różne poziomy tych prążków mogą również wynikać z charakterystyk filtrów kwarcowych – mają one pasma rzędu kilkuset herców i częstotliwości tych prążków nie trafiają już w pasmo przenoszenia, jak prążek główny, ale jeszcze nie w pasmo zaporowe, jak prążki $\pm(n + 1) \times 1$ kHz, tylko na zbocza charakterystyk, gdzie tłumienność można szacować na około 40 dB.

Pozornie inaczej wygląda oscylogram z Rysunku 10 z rozkładem prawdopodobieństwa położenia zboczy sygnału wyjściowego. Rozkład również ma postać normalną, a widoczny jitter można szacować na 1,8 ns – ponieważ jednak jitter porównuje się z okresem $1 / 4,096$ MHz = 244 ns, więc jitter względny wynosi 0,0074 UI, zatem względem pierwotnego 0,1 UI został stłumiony też 23 dB. Jak już powiedziano, trudno byłoby ten wynik powiązać z widmem i uzasadnić analitycznie, należy go zatem po prostu uznać.



Rys.9. Spektrogram sygnału o częstotliwości 4,096 MHz po filtracji widma z Rys.5 w układzie z Rys. 6

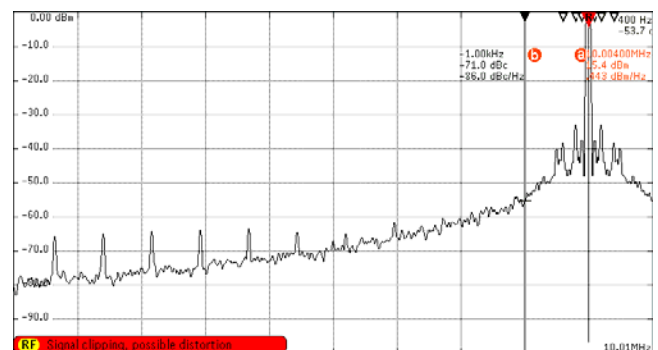


Rys.10. Oscylogram sygnału o częstotliwości 4,096 MHz po filtracji widma z Rys.5 w układzie z Rys. 6.

Sygnaly po takich filtracjach są oczywiście sinusoidalne i uwzględniając tłumienia filtrów w paśmie przenoszenia, po wprowadzeniu na ich wejścia znormalizowanych sygnałów prostokątnych o napięciu międzyszczytowym ± 1 V (13 dBm na obciążeniu 50Ω), na wyjściach otrzymuje się sygnały o wartościach skutecznych od 150 mV do 400 mV (od -3 dBm do $+5$ dBm na 50Ω). Takie sygnały od razu nadają się do wprowadzenia na odpowiednie wejścia referencyjne CLK_EXT przyrządów pomiarowych (10 MHz) lub urządzeń telekomunikacyjnych (4,096 MHz / 2,048 MHz).

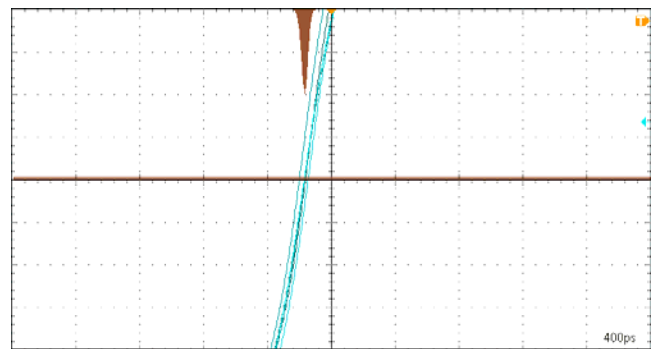
Jeśli takie urządzenia działają na zasadzie syntezy częstotliwości, to jitter wejściowego sygnału referencyjnego, jeśli tylko nie będzie zbyt duży – praktycznie $J_{IN} < 0,05$ UI – nie będzie miał zauważalnego wpływu na widmo sygnału wyjściowego, ponieważ zostanie stłumiony przez syntezer. Na Rysunku 11 przedstawiono widmo sygnału z typowego testera radiokomunikacyjnego. Przesunięcia głównego prążka do częstotliwości 10,004 MHz dokonano w celu eliminacji potencjalnych korelacji sygnału referencyjnego i

wyjściowego. Okazuje się, że dla wewnętrznego sygnału referencyjnego z generatora OCXO, opisanego powyżej sygnału uzyskanego metodą filtracji, czy zewnętrznego generatora rubidowego, nie można dopatrzeć się żadnych różnic widmowych – ani w poziomie i liczbie prążków w okolicy prążka głównego, ani w poziomie i kształcie widma szumów własnych syntezy. Taka postać widma pozostaje też niezmienna w funkcji zmian częstotliwości wyjściowej syntezy, ale jego poziom szumów własnych oczywiście zawsze rośnie w funkcji częstotliwości. Sygnał ten powiela źródłowy wander, ale ma już dokładność i stabilność rzędu 10^{-11} – 10^{-12} . Dotyczy to tylko dobrego odbioru – przy słabszym nie ma takiej gwarancji. Na spektrogramie pokazano też wynik przesterowania obwodów wejściowych analizatora, po podaniu sygnału o poziomie ponad 15 dBm. W tym przypadku nie zmieniło to kształtu widma, ale po lewej stronie spektrogramu pojawił się ciąg prążków wyraźnie przewyższających poziom szumów własnych syntezy. Prążki te znikają, kiedy poziom sygnału zostanie obniżony do 13 dBm. Takie stany są monitorowane i obrazowane ostrzeżeniami w rogu ekranu analizatora, których w żadnym przypadku nie wolno ignorować.



Rys.11. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10,004 MHz z testera radiokomunikacyjnego

Jitter wyjściowy syntezy na Rysunku 12 też ma postać normalną o wartości 150 ps i nie zależy od jittera sygnału wejściowego. W tym przypadku za jego wartość odpowiada praktycznie tylko poziom szumów własnych syntezy.



Rys.12. Oscylogram sygnału o częstotliwości 10 MHz z testera radiokomunikacyjnego

Metoda filtrowania wydaje się być zatem najprostszym i najtańszym sposobem uzyskiwania taktów zegarowych o wysokiej dokładności i stabilności oraz o małym jitterze. Warto też zauważyć, że jest ona wyjątkowo oszczędna energetycznie – poza zasilaniem modułu GNSS nie wymaga żadnego innego zasilania. Ma jednak dwie wady – wymaga ciągłego, dobrego odbioru sygnałów GNSS, ponieważ w przeciwnym wypadku takt zegarowy będzie niestabilny lub może po prostu zniknąć, tzn. przyjąc wartość zerową, a w związku z tym nie pozwala na realizację funkcji podtrzymania ostatnio odtwarzanej częstotliwości.

Metoda analogowej pętli fazowej PLL

Jak już wspomniano, w generatorach GPSDO stosuje się analogowe podstrajanie generatora VCO, którego wejście jest oczywiście analogowe i opisane parametrem czułości przestrajania $\Delta f / \Delta U$, gdzie Δf jest zmianą częstotliwości w funkcji zmiany napięcia strojącego o ΔU [Hz/V]. W typowych, kwarcowych generatorach VCXO parametr ten wynosi od 10^{-5} do 10^{-4} , a w generatorach OCXO jest znacznie mniejszy i wynosi od 10^{-7} do 10^{-6} . Zupełnie inną klasę stanowią generatory rubidowe z wartościami rzędu 10^{-9} . Do poprawnego działania pętli fazowej konieczne jest, aby parametr ten był w przybliżeniu stały, co umożliwi liniowe śledzenie częstotliwości wejściowej przez regulację częstotliwości wyjściowej w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego z detektorem fazy i filtrem dolnoprzepustowym. Pasma pętli fazowej powinno być oczywiście jak najwęższe, aby stłumić relatywnie wolne manipulowanie częstotliwościami składowymi w sygnałach z modułów odbiorczych GNSS.

Pętla fazowa ma ponadto ważne, sparametryzowane właściwości:

- jitter własny IJ (*intrinsic jitter*), stanowiący pierwotny jitter na wyjściu generatora VCO bezysterowania pętli,
- funkcję przenoszenia jittera JTF (*jitter transfer function*), określającą tłumienie wartości jittera wyjściowego względem jittera wejściowego w funkcji częstotliwości; niekiedy pod pojęciem przenoszenia jittera rozumie się iloraz zbiorczych wartości skutecznych jittera wejściowego i wyjściowego, bez ich analizy w funkcji częstotliwości,
- funkcję tolerancji (odporności) na jitter TJF (*tolerable jitter function*), określającą zdolność do synchronicznej pracy pętli przy pobudzeniu jej sygnałem z jitterem o określonej wartości i częstotliwości; niekiedy pod tym pojęciem rozumie się odporność na zbiorczą, skuteczną wartość jittera bez analizy jego częstotliwości.

W czasie prac zbadano wiele różnych generatorów VCO w układach pętli fazowych synchronizowanych sygnałami o częstotliwości 10 MHz i 4,096 MHz z modułu NEO-7M. Układ pomiarowy przedstawia Rysunek 13.



Rys.13. Układ badawczy generatora VCXO w układzie pętli fazowej PLL synchronizowanej przez odbiornik GNSS

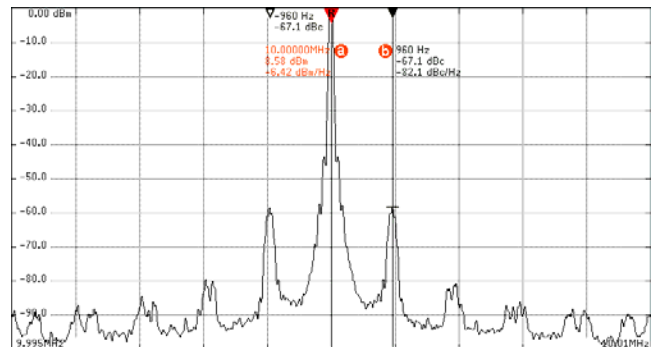
Opisane zostaną trzy typy generatorów VCXO – jeden pracujący w zakresie przestrajania $\Delta f / f = 10^{-4}$, drugi w zakresie $\Delta f / f = 10^{-5}$ i trzeci w zakresie $\Delta f / f = 10^{-6}$.

Innymi typami przebadanych generatorów były OCXO pracujący w zakresie przestrajania $\Delta f / f = 10^{-8}$ oraz generator rubidowy z możliwością przestrajania w zakresie $\Delta f / f = 10^{-9}$, jednak ograniczenie objętości artykułu i wiele interesujących obserwacji wandera spowodowały, że ich dokładny opis zostanie przedstawiony w kolejnej publikacji.

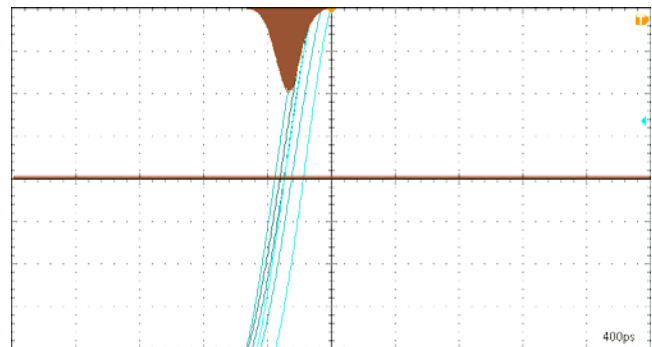
Okazało się, że przy relatywnie dużym jitterze, przedstawionym na Rysunku 2, pętla fazowa z generatorem o $\Delta f / f = 10^{-4}$ nie jest w stanie się zsynchronizować, tzn. nie ma dostatecznej odporności na jitter o wartości 20 ns. Zbadano kilka typów takich generatorów i zaledwie w jednym przypadku synchronizacja się udała, ale dla 10 MHz obwódka widma przypominała tę z Rysunku 5, zaś prążek główny miał szerokość powiększoną do ± 1 kHz.

Pętla z generatorem o $\Delta f / f = 10^{-5}$ radzi sobie z takim jitterem bez problemu, a wyniki jej pracy przedstawiają spektrogram i oscylogram na Rysunkach 14 i 15. Dwa pierwsze prążki ± 1 kHz mają poziomy porównywalne z

uzyskiwanymi metodą filtracji, występują ponadto znacznie mniejsze prążki $\pm(n + 1) \times 1$ kHz, ale najważniejsza różnica dotyczy szerokości prążków, wynikającej z nadążnego śledzenia częstotliwości sygnału przez VCO w przedziale dość szerokiego pasma pętli. Nie przekłada się to jednak na wartość jittera, która okazuje się być relatywnie mała i nie przekracza 600 ps (jitter względny 0,007 UI). Można zatem powiedzieć, że układ charakteryzuje typowa funkcja przenoszenia jittera przez pętlę fazową PLL – skutecznie tłumiąca jitter o dużych częstotliwościach i wiernie przenosząca wolne fluktuacje fazy w postaci wandera.

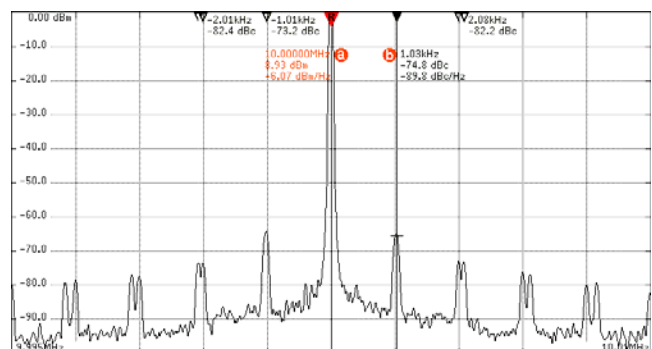


Rys.14. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu VCO o zakresie przestrajania $\Delta f / f = 10^{-5}$

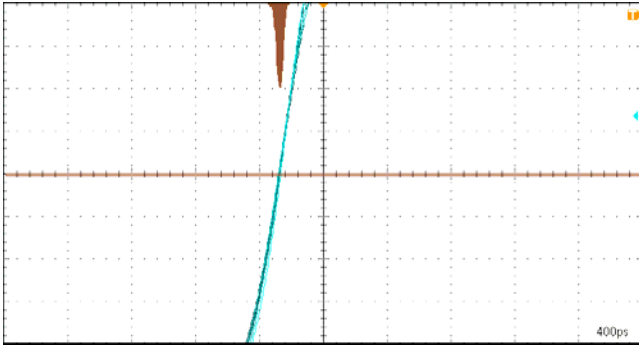


Rys.15. Oscylogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu VCO o zakresie przestrajania $\Delta f / f = 10^{-5}$

Pętla z generatorem o $\Delta f / f = 10^{-6}$ daje tylko nieco lepsze wyniki, przedstawione Rysunkach 16 i 17. Co prawda dwa pierwsze prążki ± 1 kHz mają poziomy o około 8 dB niższe, niż dla poprzedniego generatora i uzyskiwanych metodą filtracji, występują jednak znacznie większe prążki o częstotliwościach $\pm(n + 1) \times 1$ kHz, co w całości przekłada się na jitter o wartości 200 ps (jitter względny 0,002 UI). Wyraźna różnica względem poprzedniego generatora dotyczy szerokości wszystkich prążków – są one wyraźnie węższe, co oczywiście wynika ze znacząco węższego pasma pętli i mniejszego wandera.



Rys.16. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu VCO o zakresie przestrajania $\Delta f / f = 10^{-6}$



Rys.17. Oscylogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu VCO o zakresie przestrajania $\Delta f / f = 10^{-6}$

Podsumowując – zastosowanie pętli fazowych PLL z generatorami VCXO w porównaniu z metodą filtracji pozwala uzyskiwać podobne widma sygnałów wyjściowych, o porównywalnych szerokościach prążków głównych i takim samym wanderze, ale o znacząco mniejszym jitterze. Dzieje się to jednak kosztem znaczącej rozbudowy układu i konieczności zasilania. W każdym przypadku wyniki uzyskiwane obiema metodami są już zadowalające, choć jeszcze dalekie od pożądaných wartości, za które można by uznać jitter o wartości poniżej 100 ps, tzn. o wartości względnej 0,001 UI. Zaletą stosowania pętli fazowych PLL z generatorami VCXO jest naturalna funkcja podtrzymania, w przypadku odbioru słabych sygnałów GNSS sprowadzająca się do ciągłości generacji wyjściowego sygnału o ciągłej fazie z ostatnio odtwarzaną częstotliwością. Taka funkcjonalność musi jednak zostać dodatkowo dobudowana do układu w postaci pamięci z zapisem ostatniej wartości napięcia podstrajania generatora VCO.

Metoda cyfrowego tłumika jittera

Problemy z jitterem we współczesnych systemach telekomunikacyjnych wymusiły konieczność opracowania specjalizowanych układów cyfrowych, zwanych tłumikami jittera (*jitter attenuation systems, jitter cleaning clock*). Mają one różne przeznaczenia i opcje pracy, zasadniczo dwie:

- bez konwersji – przyjmują takt zegarowy z jitterem i oddają taki sam takt zegarowy, tzn. o tej samej częstotliwości, ale ze znacząco słumionym jitterem,
- z konwersją – przyjmują takt zegarowy o jednej częstotliwości (np. 2,048 MHz) z jitterem i oddają takt zegarowy o innej częstotliwości (np. 155,52 MHz), ale również ze znacząco słumionym jitterem.

Układy te stały się ostatnio dość powszechne w sensie szerokiej oferty rynkowej, a ich ceny, z powodu licznych zastosowań i cyfrowych implementacji w pojedynczych układach scalonych, zawierają się między 20 zł, a 100 zł. Mają one doskonałe właściwości i parametry, ale trudno je analizować, ponieważ producenci nie ujawniają szczegółów zastosowanych algorytmów redukcji jittera, opatrując je tylko nic nie mówiącymi akronimami firmowymi.

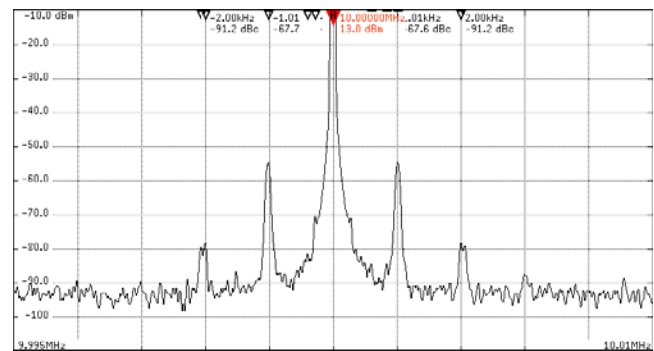
Układy te występują zwykle w dwóch wersjach konfiguracji warunków pracy:

- statycznej, ustawianej jednorazowo przez polaryzację napięciową końcówek układu scalonego,
- dynamicznej, ustawianej programowo poprzez port SPI lub I2C.

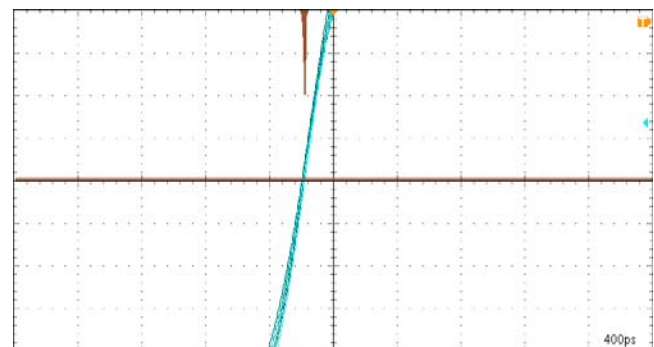
Częstotliwości pracy takich układów zaczynają się od 2 kHz i sięgają 800 MHz, czyli mogą służyć np. w układach systemów SDH STM-64, pracujących z zegarami 622,08 MHz, a nawet w układach 10 Gbit Ethernet, gdzie do syntezy zegarów 10 GHz wykorzystuje się takty zegarowe 644,53125 MHz (dokładniej – w wyniku kodowania 66/64 x 10 GHz = 10,3125 GHz = 16 x 644,53125 MHz).

Do dalszych badań wykorzystano układ cyfrowego tłumika jittera typu Si5317 firmy Silicon Labs [9]. Funkcjonalność tego układu jest elementarna – na wejście podaje się sygnał o danej częstotliwości z jitterem, a z wyjścia odbiera sygnał o tej samej częstotliwości ze słumionym jitterem. Układ wymaga prostej konfiguracji trzech właściwości w sensie ustawienia warunków pracy. Po pierwsze – przedziału częstotliwości sygnałów wejściowych, po drugie – szerokości pasma pętli fazowej o firmowej nazwie DSPLL i po trzecie – rodzaju interfejsów wejściowych i wyjściowych, a do wyboru są LVPECL, LVDS, CML i CMOS. Ustawienia te są niezbędne do poprawnej pracy, tzn. synchronizacji pętli, a wybór szerokości pasma wyraźnie wpływa na czas osiągnięcia synchronizacji i wynikowy jitter. W przypadku, kiedy sygnał z modułów NEO-7M ma ściśle określoną częstotliwość, zmieniającą się w bardzo wąskim przedziale wokół wartości 10 MHz i 4,096 MHz, najkorzystniej jest wybrać możliwie najwęższe pasmo pętli, wynoszące dla tych częstotliwości odpowiednio 88 Hz i 71 Hz.

W pierwszym podejściu zbadano pracę układu Si5317 dołączonego bezpośrednio do wyjścia modułu NEO-7M, tzn. wykorzystując sygnał z Rysunku 2. Wynikowe spektrogramy i oscylogramy ilustrują Rysunki 18 i 19.



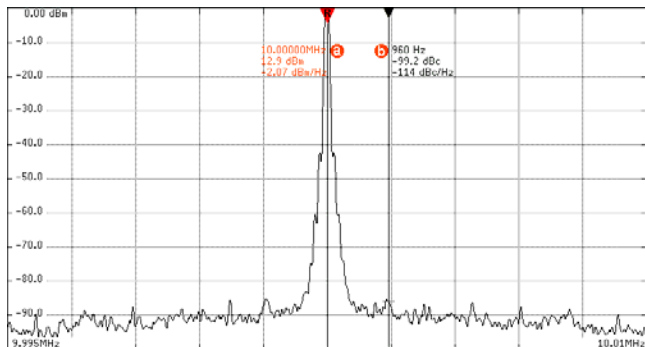
Rys.18. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu układu Si5317



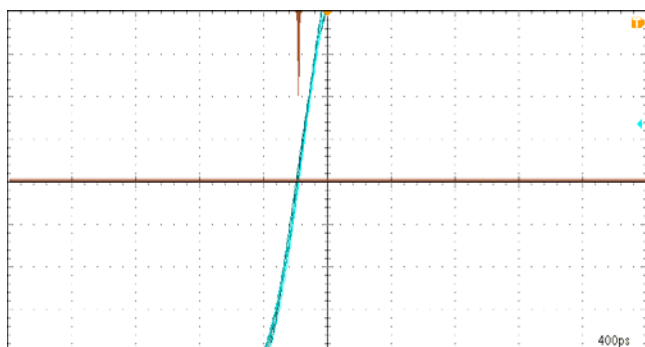
Rys.19. Oscylogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu układu Si5317

Widmo wyjściowe przypomina widmo uzyskane metodą filtracji, z tym, że wynikowy poziom szumów i poziomy prążków $\pm 2 \times 1$ kHz są wyraźnie wyższe. Można zatem ocenić, że cyfrowy układ Si5317 gorzej radzi sobie z filtracją widma, niż dotąd zbadane układy analogowe. Wynika to głównie stąd, że układ ten dla częstotliwości 10 MHz śledzi sygnały wejściowe w bardzo szerokim przedziale od 9,6 MHz do 10,5 MHz, a stąd wiernie przenosi wander sygnału wyjściowego. Nie przekłada się to jednak na gorszy wynik w sensie wartości jittera, który jest bardzo mały i jego wartość można szacować na 100 ps (jitter względny 0,0001 UI), a więc tłumik zmniejszył go aż 46 dB – i tym razem należy przyjąć oraz uznać taki wynik pomiaru.

W drugim podejściu zbadano pracę Si5317 w układzie tłumika jittera siebie samego, po szeregowym połączeniu dwóch układów Si5317, a następnie tłumika jittera sygnałów z układów generatorów VCXO pracujących w układach PLL. W każdym w tych układów otrzymuje się identyczne, spektrogramy i oscylogramy przedstawione na Rysunkach 20 i 21 – Si5317 redukuje prążki wszystkich widm praktycznie do poziomu szumów, jitter nie przekracza 30 ps (0,00003 UI), natomiast wiernie przenoszony jest wander.



Rys.20. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu układu Si5317



Rys.21. Oscylogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu układu Si5317

Nie zbadano współpracy układu Si5317 z filtrami kwarcowymi, ponieważ mimo 50-omowego dopasowania wyjść i wejść, układ ten nie toleruje niebinarnych sygnałów wejściowych o napięciu międzyszczytowym mniejszym od ± 650 mV, generując sygnał LoS (Loss of Signal), a po podaniu sygnału sinusoidalnego wzmacnionego do wartości skutecznej nawet ponad 1 V często traci synchronizację, włączając alarm LoL (Loss of Lock). Takie mieszanie technik przetwarzania nie służy też minimalizacji zakłóceń, bowiem przy podobnych połączeniach często obserwuje się znaczący wpływ sygnałów cyfrowych na czystość kształtów i widm sąsiadujących z nimi sygnałów analogowych.

Okazuje się, że układ Si5317 ma jeszcze jedną, pozytywną właściwość. Otóż po zsynchronizowaniu się do wejściowego taktu 10 MHz zapamiętuje ustawienia do generacji ostatnio odtwarzanej częstotliwości tego taktu, a po jego odłączeniu włącza funkcję pracy z podtrzymaniem. Wykorzystuje wtedy stabilność własnego kwarcu o bardzo nietypowej wartości 114,285 MHz lub znanego z techniki SDH zewnętrznego generatora taktu 38,88 MHz. Jeśli zostanie użyty dobry, stabilny generator, to Si5317 potrafi bezterminowo utrzymywać wartość 10 MHz ze stabilnością rzędu $\Delta f / f = 10^{-8}$, jeśli tylko generator taktu 38,88 MHz też utrzyma taką dokładność. Jest to oczywiście bardzo cenna właściwość w przypadku zanikających sygnałów GNSS.

Pochodną tej właściwości jest zmiana widma sygnału wyjściowego, przy zachowaniu minimalnej wartości jittera, przedstawiona na spektrogramie z Rysunku 22.



Rys.22. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz na wyjściu układu Si5317 w trybie podtrzymania

W wyniku braku nadążnego śledzenia zmian sygnału wejściowego i wynikającego stąd braku wandera, następuje znaczne zawężenie szerokości prążka głównego, przy jednoczesnym, wyraźnym obniżeniu się widma szumów. Można zatem powiedzieć, że układ odtwarza praktycznie własny jitter i wander generatora 38,88 MHz.

Kończąc opis właściwości Si5317 można wspomnieć o pewnej jego „wadzie”, jaką jest duży pobór prądu zasilania – około 200 mA przy jednym z dowolnie wybranych napięć: 3,3 V, 2,5 V lub 1,8 V. Układ działa równie skutecznie przy każdym z tych napięć, jedynie napięcia wyjściowe maleją proporcjonalnie w funkcji malejącego napięcia zasilania.

Podsumowanie

Skuteczne, proste i tanie generowanie dokładnych i stabilnych taktów zegarowych o znikomym jitterze nie stanowi dzisiaj problemu, jeśli źródłem tych sygnałów są odpowiednio użyte sygnały GNSS. Jest to możliwe pod warunkiem wykorzystania nowoczesnych komponentów – zintegrowanych odbiorników GNSS z funkcjonalnością syntezerów częstotliwości NCO i cyfrowych tłumików jittera. Problemem pozostaje jednak duży wander, wymagający oddzielnego rozwiązania. Optymalne wyniki są możliwe do uzyskania wyłącznie w koncepcyjnie przemyślanych i poprawnie zaprojektowanych konstrukcjach elektronicznych i elektrycznych, ze wskazaniem na zabiegi eliminujące zakłócenia promieniowane i przewodzone po zasilaniu.

Autor dziękuje koledze Kamilowi Wilguckiemu za merytoryczne i narzędziowe wsparcie prowadzonych prac, a kolegom technikom – Ryszardowi Fabisiakowi i Wojciechowi Szulęckiemu za cierpliwe i bezbłędne wykonywanie kolejnych wersji badanych urządzeń.

Autor: dr hab. inż. Marek Leśniewicz, profesor WIL-PIB, 05-130 Zegrze, ul. Warszawska 22A, E-mail: m.lesniewicz@wil.waw.pl

LITERATURA

- [1] Jankiewicz Z., Lasery w służbie pomiarów czasu i przestrzeni, *publikacja własna*, 2019.
- [2] Hahn S., Generacja i stabilizacja częstotliwości. *SEP*, 2011.
- [3] Masiukiewicz A., Źródła czasu i częstotliwości, cz.1. Stan aktualny i kierunki rozwoju, *KNUV* 2017, 3(53), cz.2. Kluczowe parametry, *ZNUV* 2018, 59(2).
- [4] Lombardi M., Time and Frequency. Measurement and Calibrations, *NIST Publications*, 2014.
- [5] Pawłowski E., Warda P., Method and system for disciplining a local reference oscillator, *Przegląd Elektrotechniczny*, 94 (2018), nr 7, 38-41.
- [6] Mężyk O., Doligalski M., Rybski R., Moduły nawigacji satelitarnej jako referencyjne źródło czasu w aplikacjach z ograniczonym źródłem energii, *Przegląd Elektrotechniczny*, 94 (2018), nr 11, 38-41.
- [7] Perski A., Wiecznyński A., Baczyńska M., Bożek K., Kapelko S., Pawłowski S., Odbiorniki GNSS w praktyce inżynierskiej, cz.1, 2 i 3, *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 2/3/4/2013.
- [8] NEO-7, NEO-M8 – GNSS Modules, *u-blox*, datasheets.
- [9] Si5317 – Jitter Cleaning Clock, *Silicon Labs*, datasheet.