

doi:10.15199/48.2022.01.09

Metoda i układ do badania właściwości i parametrów generatorów taktów zegarowych

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę i układ do badania częstotliwości generatorów. Metoda ma proste podstawy teoretyczne i w praktyce pozwala łatwo i jednoznacznie ocenić dokładność i stabilność oraz zobrazować wander częstotliwości taktu zegarowego. Układ badawczy stanowi kilka najprostszych układów cyfrowych i wzmacniaczy operacyjnych, pozwalających jednak na zaawansowane pomiary napięciowe i obserwacje oscyloskopowe w czasie rzeczywistym. Ich wyniki zostały udokumentowane.

Abstract. The article presents a method and a system for testing the frequency of generators. The method has simple theoretical foundations and in practice allows you to easily and unequivocally assess the accuracy and stability as well as to visualize the clock frequency wander. The research system consists of several digital circuits and operational amplifiers, however, allowing for advanced voltage measurements and real-time oscilloscope observations. Their results have been documented. (**Method and system for testing the frequency of generators.**)

Słowa kluczowe: generator, dokładność, stabilność, pomiar

Keywords: generator, accuracy, stability, measurement

Wstęp

Wśród współczesnych układów elektronicznych trudno byłoby znaleźć takie, które nie wymagałyby choćby jednego generatora sygnału taktującego, synchronizującego procesy zachodzące w danym układzie. Generatory te można podzielić na *lokalne*, wytwarzające takty autonomiczne względem otoczenia systemowego oraz *synchronizowane*, przyjmujące systemowe takty zewnętrzne i wytwarzające na ich podstawie wtórne takty lokalne. Jednak niezależnie od rodzaju generatora, jego opis matematyczny i późniejsza analiza są w praktyce takie same, a otrzymane wyniki pomiarowe mogą wtórnie jednoznacznie identyfikować dany generator, jako autonomiczny lub synchronizowany.

W zdecydowanej większości przypadków takt zegarowy stanowi sygnał binarny o amplitudzie A i częstotliwości f , opisany jako $x(t) = A \{ \mathbf{1}(t - n(0, T/2)) + \mathbf{0}(t - n(T/2, T)) \}$, gdzie $\mathbf{1}$ – funkcja jednostkowa, $\mathbf{0}$ – funkcja zerowa, n – numer taktu, T – okres, równy odwrotności częstotliwości sygnału f ; przyjmuje się, że czasy trwania sygnału o wartościach $\mathbf{1}$ i $\mathbf{0}$ są sobie równe i dane jako $T/2$, a czasy przejścia między wartościami $\mathbf{1}$ i $\mathbf{0}$ oraz $\mathbf{0}$ i $\mathbf{1}$ są zerowe.

Ten model nie ma niestety realnych implementacji technicznych i o ile problem zmienności amplitudy A , a nawet nierównych, ale stałych czasów trwania sygnału o wartościach $\mathbf{1}$ i $\mathbf{0}$, czy niezerowych czasów przejść między nimi można uznać za drugorzędny, o tyle *częstotliwość chwilowa sygnału* f wykazuje zwykle niewielką, ale niezwykle złożoną zmienność. Wynika ona z wpływu wielu zależnych od siebie źródeł, co w naturalny sposób utrudnia analizę, a tym samym stosowanie środków zaradczych.

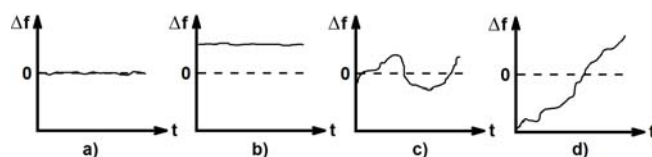
Historia analizy częstotliwości chwilowej taktów zegarowych jest tak dawna, jak dzieje ich stosowania – zasadniczo w technikach pomiaru czasu i częstotliwości, ze szczególnym wskazaniem na ich zastosowania w astronomii, nawigacji i telekomunikacji. W pierwszym podejściu do analizy próbowano używać klasycznych narzędzi rachunku prawdopodobieństwa i teorii procesów stochastycznych. Okazało się jednak, że nawet tak proste miary, jak wartość oczekiwana, czy wariancja w przypadku częstotliwości chwilowej muszą zostać zastąpione miarami lepiej dopasowanymi do natury jej zmienności, wynikającej niekiedy z bardzo trudno identyfikowalnych, jednak zawsze fizycznych, tzn. technicznych przyczyn tej zmienności.

Nie jest intencją autora opisywanie tej historii, zwłaszcza że w niniejszej publikacji chciałby przedstawić tylko własne, praktyczne rozwiązanie problemu. Zasadne byłoby jednak

przytoczenie i skorzystanie z wniosków z bardzo długich, bo już ponad stuletnich dziejów walki z tym problemem.

Pierwszym wnioskiem jest spostrzeżenie, że trudno jest zawrzeć w jednym modelu wszystkie właściwości i parametry częstotliwości chwilowej generatora. Dlatego już 50 lat temu David W. Allan wprowadził pojęcie miary *stabilności* częstotliwości, zwanej dzisiaj *wariancją Allana* [1]. Miara ta ulegała później licznym modyfikacjom, ale jej istota pozostała niezmienna. Polegała ona na obliczaniu nie wariancji całkowitej, a jedynie wariancji różnic między sąsiednimi „próbkami” w sensie okresów chwilowych taktu zegarowego. Miara ta eliminowała zatem wpływ *dokładności* częstotliwości, która była przedmiotem oddzielnych pomiarów. Wynikało to również stąd, że Allan badał generatory cezowe i interesowała go nie tyle ich długoterminowa dokładność, ile niezwykle złożony model czynników wpływających na chwilową niestabilność częstotliwości. Można z uznaniem wspomnieć, że miara ta pomogła zidentyfikować aż pięć zasadniczych i różnych przyczyn, które zostały później precyzyjnie opisane teoretycznie i zidentyfikowane oraz zweryfikowane pomiarowo. Stąd wariancja Allana jest dzisiaj podstawową miarą oceny stabilności generatorów, a jej wadami są tylko wysoki koszt aparatury pomiarowej i długi czas badań. Nie tyle wadą, ile właściwością tej miary, jest brak informacji o ewentualnej nieciągłości fazy badanego taktu, ponieważ badane są sygnały po podziale i czasie trwania 1 s.

Drugim, wynikającym oczywiście z pierwszego, jest spostrzeżenie, że w przypadku słabszych generatorów, np. kwarcowych, podstawowym problemem pozostaje jednak ich dokładność. Chcąc zatem wszechstronnie ocenić dany generator, zwłaszcza w zmiennych warunkach pracy, należy zawsze jednocześnie oceniać jego dokładność i stabilność. Punktem wyjścia do takiej oceny jest kwalifikacja różnych typów generatorów z punktu widzenia dokładności i stabilności, przedstawiona na Rysunku 1 [1].



Rys. 1. Ilustracja miar dokładności i stabilności generatorów:

- stabilny i dokładny, np. generator cezowy lub rubidowy,
- stabilny, ale niedokładny, np. generator termostatowany OXCO,
- niestabilny, ale dokładny, np. generator synchronizowany PLL,
- niestabilny i niedokładny – większość innych typów generatorów.

Intencją zajęcia się tym problemem przez autora były kłopoty, jakie napotkał przy projektowaniu nowych urządzeń telekomunikacyjnych, ze wskazaniem na transceivery w ethernetowym standardzie 10GBase-FX, obsługujące zintegrowane, optoelektroniczne moduły SFP+ (*Small Form-factor Pluggable 10Gbps*). Problemem okazało się jednak nie samo projektowanie transceiverów, ponieważ użyto gotowych, sprzętowych bloków funkcjonalnych, zawartych w strukturach programowalnych firmy INTEL (ALTERA) rodziny ARRIA V GT typu 5AGTMC7G3F31I3N. Problem dotyczyłysterowania tych bloków odpowiednimi taktami zegarowymi. Opis systemu taktowania transceivera pracującego z przepływnością 10 Gbit/s jest długi i dość zawiły, stąd najprościej streścić go następująco:

- a) w standardzie 10GBase-FX ma miejsce synchroniczna transmisja optyczna w kodzie liniowym 66/64 o przepływności $66/64 \times 10 \text{ Gbit/s} = 10,3125 \text{ Gbit/s}$,
- b) do generacji taktu 10,3125 GHz potrzebny jest zewnętrzny takt 644,53125 MHz, który po 16-krotnym powieleniu daje $16 \times 644,53125 \text{ MHz} = 10,3125 \text{ GHz}$,
- c) takt 644,03125 MHz jest jednak za wysoki do uzyskania w prostym układzie cyfrowym, stąd do jego syntezy używa się specjalizowanego generatora PLL, który z kwarcu o częstotliwości 25,78125 MHz, powielonej 25-krotnie, pozwala uzyskać $25 \times 25,78125 \text{ MHz} = 644,53125 \text{ MHz}$.

Okazuje się, że o ile takie powielania wyglądają prosto w sensie liczb, o tyle właściwości i parametry napięciowe oraz częstotliwościowe i fazowe opisanych taktów zegarowych są dla poprawnego działania transceivera niezwykle krytyczne i najdrobniejszy błąd skutkuje dużymi błędami, a nawet utratą synchronizacji i całkowitym brakiem transmisji.

Pierwszym problemem jest spełnienie wymagań, dotyczących referencyjnego kształtu i braku zakłóceń sygnałów zegarowych. Wymaga to zastosowania transmisji symetrycznej po liniach paskowych o kontrolowanej długości każdej ścieżki na odległości nieprzekraczające kilku centymetrów, typowo 1 cala. Rozwiązanie problemu leży w starannym projekcie wielowarstwowej płytki drukowanej, której tylko jedna z warstw wewnętrznych, osłonięta od góry i od dołu ekranującymi warstwami masy, może posłużyć do poprowadzenia takiej linii paskowej. Problem dopasowania falowego i braku odbicia jest już rozwiązany w konstrukcjach wyjścia syntezer PLL i wejść zegarowych transceivera. Zawsze pozostaje jednak problem zakłóceń i poprowadzenie linii paskowej zbyt blisko jakiegoś układu zakłócającego w postaci np. szybkiego mikrokomputera, skutkuje nieusuwalnymi zakłóceniami.

Drugim problemem jest spełnienie wymagań, dotyczących dokładności i stabilności częstotliwości taktów zegarowych. W dokumentacji technicznej firmy INTEL nie znaleziono wymagań na ich dokładność, natomiast wymaganie na jitter stanowiło ograniczenie jego wartości do $30 \text{ ps}_{\text{P-P}} (\pm 0,01 \text{ UI taktu } 644,53125 \text{ MHz})$, co powinno zapewnić bitową stopę błędów $\text{BER} < 10^{-12}$. Przy 10 Gbit/s daje to jednak stratę średnio 1 pakietu na 100 s i stanowi powód do alarmu. Zaprojektowano zatem system synchronizacji zgodnie z założeniem, że dokładność tego taktu będzie mieścić się w przedziale $\Delta f / f = \pm 10^{-5}$, a jego jitter nie będzie widoczny na oscyloskopie, tzn. nie przekroczy wartości $3 \text{ ps}_{\text{P-P}} (\pm 0,001 \text{ UI})$, co można jeszcze kontrolować wizualnie [2]. Okazało się, że bezbłędny wynik w sensie braku strat synchronizacji i praktycznie zerowych strat pakietów dla całodobowego testu w postaci ciągłej transmisji o przepływności 10 Gbit/s, czyli przesłania około $10 \cdot 10^9 \text{ bit/s} \times 10^5 \text{ s} = 10^{15} \text{ bitów}$, poza tak znikomym jitterem, wymaga jeszcze dokładności lepszej niż $\Delta f / f = \pm 10^{-6}$. Aby móc skutecznie kontrolować takie właściwości i parametry sygnałów zegarowych niezbędne jest coś więcej, niż najlepszy oscyloskop i częstotściomierz.

Wskazane jest użycie układu badawczego, który w czasie rzeczywistym mógłby w ogólności prezentować dokładność i stabilność taktów zegarowych z różnych układów, w szczególności w czasie badań w zmiennych warunkach mechanicznych, klimatycznych i elektromagnetycznych.

Specyfikacje elementów użytych do badań

Do dalszych badań użyto elementów o specyficznych właściwościach i parametrach, które wymagają bliższego omówienia ze względu na ich wpływ na osiągnięte wyniki.

Rubidowy wzorzec częstotliwości – generator IQRB-1

W warunkach laboratoryjnych najlepszym, w sensie prostym technicznie i relatywnie tanim źródłem najwyższej jakości taktu zegarowego, jest generator rubidowy [3]. Oferta takich rozwiązań jest dzisiaj dość szeroka, ze względu na ich zastosowania w sieciach UMTS / LTE / 5G, których stacje bazowe, pracujące w trybie autonomicznym, wymagają lokalnych generatorów o podwyższonej jakości taktów zegarowych. Wyróżnia się w niej łatwo dostępny, relatywnie tani i mały rozmiarami generator typu IQRB-1 (LFRBXO059244) firmy IQD Frequency Products [4]. Jest to moduł z wbudowanym syntezerem opartym na pętli fazowej zbudowanej na generatorze OCXO, który generuje stałą częstotliwość 10 MHz. Syntezer ten działa w oparciu o charakterystyczną częstotliwość promieniowania rubidu-87, równą $6.834.682.610.904.324 \text{ Hz}$ (taka częstotliwość dla cezu-133, równa $9.192.631.770 \text{ Hz}$, nie jest jednak okrągłą wartością fizyczną, tylko arbitralną wartością całkowitą, dopasowaną do definicji sekundy). Zasilanie modułu może zawierać się od 12 V do 18 V, a moc w stanie ustalonym nie przekracza 6 W. Układy strojenia modułu mogą pracować w trybie autonomicznym (*free run*) lub w trybie podstrajania analogowego (*tune*), który charakteryzuje się czułością przestrajania $\Delta f / \Delta U$, gdzie Δf jest zmianą częstotliwości f w funkcji zmiany napięcia strojącego o ΔU [$\text{Hz}/\text{Hz}/\text{V}$], równą $\pm 2,5 \cdot 10^{-9} / 5 \text{ V} = 10^{-9} / \text{V}$. Moduł charakteryzuje wrażliwość temperaturowa $\Delta f / \Delta T$, gdzie Δf jest zmianą częstotliwości f w funkcji zmiany temperatury o ΔT [$\text{Hz}/\text{Hz}/^\circ\text{C}$], równa $10^{-11} / ^\circ\text{C}$. Podstrajanie analogowe może zatem służyć nie tylko do np. synchronizacji modułu w trybie pracy pętli fazowej PLL, ale również do kalibracji w funkcji czasu i temperatury. W przypadku, kiedy takie funkcje nie są wykorzystywane, wejście podstrajania powinno pozostać niedołączone. Implementacja układowa i eksploatacja modułu są proste, należy jednak pamiętać, że zgodnie z zaleceniami producenta moduł powinien pozostać cały czas włączony do zasilania, ponieważ częste włączanie elementu rubidowego może znacznie skrócić jego żywotność, w trybie zasilania stacjonarnego deklarowaną na $\text{MTBF} = 10^5 \text{ godzin}$, czyli około 12 lat nieprzerwanej pracy. Taki tryb pracy ma również pozytywny wpływ na takie parametry, jak *ageing* i *retrace*, tzn. równomierne, bieżące starzenie, którego efekty można systematycznie kontrolować i korygować w trakcie ciągłej, stabilnej eksploatacji. Z powyższych względów moduł powinien być zasilany z bezobsługowej, buforującej baterii akumulatorów, np. litowo-jonowych lub żelowych, co zapewnia nie tylko ciągłość zasilania, ale służy również eliminacji zakłóceń przewodzonych, jakie mogłyby się pojawić w przypadku zastosowania zasilaczy sieciowych, zwłaszcza impulsowych. Dla osiągnięcia jak najlepszych mechanicznych, klimatycznych i elektromagnetycznych warunków pracy kompletny układ generatora z modułem IQRB-1 powinien zostać zamknięty w amortyzowanej, szczelnej i ekranującej obudowie, separującej go od zewnętrznych oddziaływań. Temperatura obudowy modułu jest stabilna i dość wysoka, wynosi od 60°C do 65°C , więc można ją przypadkowo zmienić w wyniku nawet trywialnego

prześciągę, zatem taka odpowiednio separująca obudowa zewnętrzna pozwala na uzyskanie pożądanych warunków pracy. Parametry widma fazowego sygnału 10 MHz nie są zbyt imponujące, a sam sygnał jest analogowy, więc na wyjściu modułu warto zastosować bufor cyfrowy w postaci tłumika jittera, np. Si5317 firmy Silicon Labs [2],[5]. Pozwala to znacząco poprawić jitter wyjściowy, co ilustruje Tabela 1.

Tabela 1. Jitter generatora IQRB-1 po stłumieniu układem Si5317

Jitter własny IJ [dBc/Hz]	Jitter stłumiony [dBc/Hz]	Częstotliwość [Hz]
-67	-113	1
-95	-138	10
-127	-152	100
-140	-155	1000
-150	-158	10000

Satelitarny wzorzec częstotliwości – moduł LEA-M8F

LEA-M8F stanowi unikatową wersję wśród modułów odbiorczych GNSS firmy *u-blox* [6], [7]. Mimo, że ma wszystkie typowe cechy takich modułów, to nie posiada programowanego syntezyera częstotliwości, jak opisywane w [2] moduły NEO-7M i NEO-M8, których syntezyery działały na zasadzie podstrajania wybranej częstotliwości do sygnału PPS, co powodowało znaczący jitter sygnału wyjściowego. W LEA-M8F zastosowano specjalizowany syntezyer o jednej częstotliwości wyjściowej, równej 30,72 MHz, który nie korzysta z wyjściowego sygnału PPS, będącego wynikiem demodulacji, ale z wejściowych sygnałów modulujących, przetwarzanych we wstępnym bloku RF odbiornika GNSS. Niestety, nie wiadomo, które sygnały i w jaki sposób są do tego używane, wiadomo jedynie, że wewnętrzny *Fractional N Synthesizer* oddaje na wyjściu binarny takt zegarowy o częstotliwości 30,72 MHz i niezwykle małym jitterze, nie większym od 0,15 ps. Przekłada się to na bardzo dobre parametry widma fazowego, przedstawione w Tabeli 2, które są zaledwie o kilka dB gorsze od widma generatora rubidowego. Jednak i w tym przypadku można by zastosować tłumik jittera, gdyby występowała potrzeba jego zmniejszenia, a wyniki byłyby porównywalne, jak przedstawione w Tabeli 1.

Tabela 2. Jitter wyjściowy modułu LEA-M8F

Jitter wyjściowy [dBc/Hz]	Częstotliwość [Hz]
-60	1
-90	10
-120	100
-130	1000
-143	10000

Niestety, metoda ta w tym typie nie powoduje podobnej minimalizacji wandera, który w dobrych warunkach odbioru zewnętrznego (*clear sky*) nie przekracza ± 20 ns, ale w słabszych, np. w pomieszczeniach zamkniętych (*indoor*) może sięgać ± 500 ns. Sugeruje to konieczność stosowania aktywnej anteny zewnętrznej, co ułatwia fakt wbudowania w układ LEA-M8F zaawansowanego układu zasilania takiej anteny. Nie dotyczy to jednak niezależnego od syntezyera sygnału PPS, który dzięki zaawansowanemu algorytmowi uśredniania danych z bardzo wielu satelitów (rys.2), charakteryzuje niewielki, bo zaledwie 2 ns wander. Problem minimalizacji wandera [2] w modułach firmy *u-blox* jest rozwiązany w zależności od ich przeznaczenia i dostępne są różne wersje, np. *high precision* (z korekcją poprzez „trzecią stronę”), *timing and frequency* (do synchronizacji) i inne, więc w każdym przypadku można dobrać optymalną wersję modułu z pożądanym niskim wanderem, czy jitterem.

Można zadać pytanie, skąd w tym przypadku wzięła się taka nietypowa częstotliwość syntezy, jak 30,72 MHz? Otóż

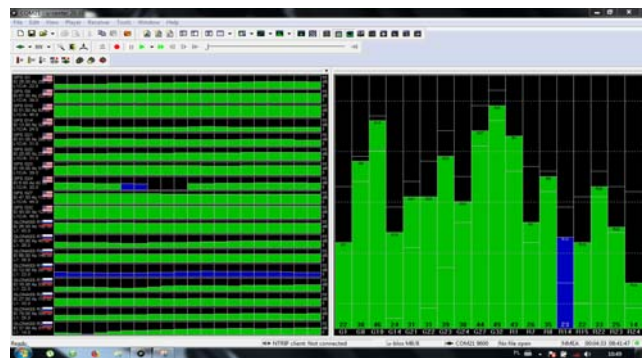
jest to częstotliwość próbkowania stosowana w obwodach odbiorników stacji bazowych sieci LTE [8], [9]. Możliwość użycia tak dokładnego taktu 30,72 MHz w dowolnym miejscu odbioru pozwala traktować sieć satelitów GNSS jako swoisty *host*, jednorodnie synchronizujący sieć stacji LTE [10]. Odbiór satelitarny nie jest tak stabilny, by można było traktować go jako jedyne i ciągle dostępne źródło skali czasu o takiej częstotliwości, stąd w LEA-M8F wbudowano dwa automatycznie przełączane mechanizmy, pozwalające na zamienne użycie wewnętrznego, termostatowanego i przestrajanego generatora VCTCXO do synchronizacji:

- sygnałami z satelitów GNSS, zakładając dla danej stacji bazowej pracę synchroniczną względem całej sieci LTE, a w przypadku zaniku odbioru
- sygnałem z zewnętrznego, lokalnego generatora rubidowego lub kwarcowego OCXO, o częstotliwości 10 MHz, czy właśnie 30,72 MHz, zakładając dla danej stacji bazowej pracę plejochroniczną względem sieci LTE.

Sformułowanie „sygnałami z satelitów GNSS” jest dość szerokie i polega na możliwości odbioru i wykorzystania sygnałów z satelitów:

- wybranego, jednego z systemów – GPS, GLONASS lub BeiDou (Galileo ciągle pozostaje tylko w perspektywie),
- dowolnie wybranej pary systemów, np. GPS i GLONASS (rys. 2), GPS i BeiDou lub GLONASS i BeiDou, ale w aktualnej wersji oprogramowania LEA-M8F obsługuje tylko parę GPS-GLONASS lub jeden z nich samodzielnie.

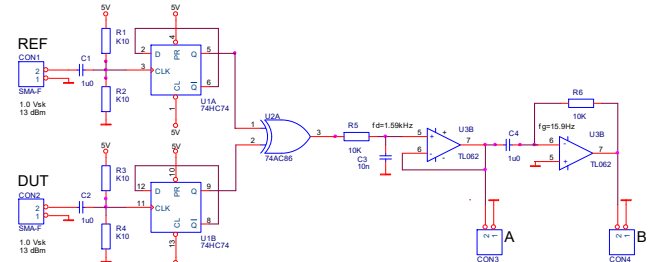
Według specyfikacji LEA-M8F może wykorzystywać jednocześnie sygnały z 72 satelitów, ale nawet dla pary systemów może ich być około 50, a praktycznie zwykle 15.



Rys.2. Ekran z aplikacją *u-center* z jednoczesnym monitoringiem satelitów z dwóch systemów – u góry GPS, u dołu GLONASS

Układ pomiarowy do badania taktów zegarowych

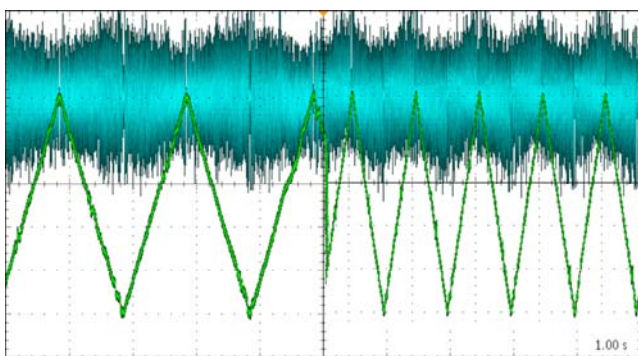
Założono, że układ badawczy, który mógłby w czasie rzeczywistym prezentować dokładność i stabilność taktów zegarowych, nie może działać w oparciu o podział i sprowadzenie ich do taktów jednosekundowych, ponieważ nie pozwalałoby to na obserwacje w czasie rzeczywistym, a poza tym nie byłoby możliwe identyfikowanie ewentualnych nieciągłości fazy badanych taktów. Skonstruowano zatem układ do badania chwilowych różnic fazowych sygnałów o częstotliwości 10 MHz względem taktu odniesienia, oparty na funktorze XOR, zestawach filtrów RC i normalizatorach poziomów na wzmacniaczach operacyjnych – Rysunek 3.



Rys.3. Układ badawczy

Zasada działania układu jest następująca:

- na wejścia XOR wprowadzane są znormalizowane sygnały binarne o porównywalnych częstotliwościach, reprezentujące takt badany DUT i takt odniesienia REF,
- sygnał z wyjścia XOR jest całkowany w układzie R5C3 – tak, aby odfiltrować składowe o częstotliwościach badanych taktów, ale zachować ciągłą zmienność, wynikającą ze zmian różnic fazowych między nimi; praktycznie – przy porównywaniu częstotliwości 10 MHz filtr powinien mieć pasmo rzędu 1 kHz,
- wzmacniacz operacyjny stanowi tu wtórnik napięciowy,
- jeśli takty te są w fazie, to na wyjściu filtru A występuje napięcie odpowiadające logicznemu zeru,
- jeśli takty te są w przeciwfazie, to na wyjściu filtru A występuje napięcie odpowiadające logicznej jedynce,
- dla faz pośrednich napięcie będzie liniowo odpowiadało różnicy faz taktu badanego i taktu odniesienia.



Rys.4. Oscylogram z przebiegami czasowymi na wyjściach A i B - porównanie taktów o różnicy częstotliwości $\Delta f / f = 10^{-7}$ i $2 \cdot 10^{-7}$ (skala czasu w sekundach na działkę dana w prawym dolnym rogu)

Na oscylogramie z Rysunku 4 przedstawiono wynik działania układu dla dwóch stabilnych taktów zegarowych o częstotliwościach $f = 5$ MHz oraz niedokładnościach $\Delta f / f = 10^{-7}$ i $\Delta f / f = 2 \cdot 10^{-7}$. Łatwo wykazać, że czas, jaki upływa między wartością zerową a jedynkową, dany jest jako $\tau = 1 / 2 \Delta f$, co ilustruje oscylogram – z lewej strony jest to czas $\tau = 1$ s, a z prawej, po dwukrotnym, szybkim zwiększeniu rozstrojenia, $\tau = 1/2$ s. Ponieważ oba takty były względem siebie niedokładne, ale stabilne, to funkcja błędu fazowego jest liniowa – w przypadku, gdyby były ponadto niestabilne, przypominałyby przykłady z Rysunków 6 i 10. Osiągnięcie takiej dokładności przetwarzania, jak na oscylogramie, jest możliwe pod dwoma warunkami – oba sygnały muszą mieć wypełnienie równe dokładnie 1/2, dlatego ich częstotliwości 10 MHz powinny być podzielone przez 2, a funkcyj XOR musi być bardzo szybki i mieć czas propagacji nie dłuższy, niż 3 ns. Na oscylogramie w momencie zmiany rozstrojenia obserwuje się ponadto wynik skoku fazy, jaki nastąpił w momencie przestrajania częstotliwości z $\Delta f / f = 10^{-7}$ na $2 \cdot 10^{-7}$. Czulość takiego układu, zasilanego napięciem 5 V, dla częstotliwości 10 MHz wynosi $100 \text{ ns} / 5 \text{ V} = 20 \text{ ns} / \text{V}$.

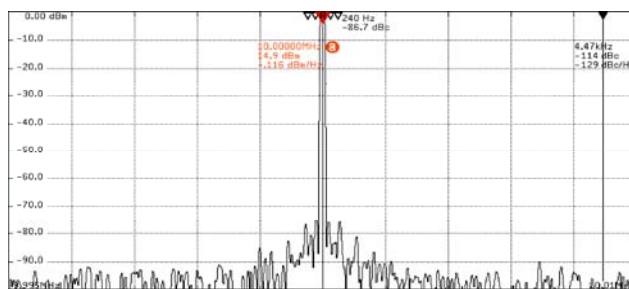
W układzie zaimplementowano jeszcze jedną funkcję (wyjście B), eliminującą wolne zmiany fazy i umożliwiającą lepsze śledzenie charakteru szybszych zmian fazy na pograniczu wandera i jittera, tzn. częstotliwości 10 Hz. Funkcja ta, zrealizowana na wzmacniaczu operacyjnym w układzie różniczkującym C4R6 jest użyteczna zwłaszcza przy badaniu jittera sygnałów pochodzących z systemów GNSS, ponieważ dokładniej obrazuje chwilowe fluktuacje fazowe w przedziale pojedynczych sekund i np. pozwala interpretować bieżącą zmienność położenia sygnału PPS. Funkcja ta nie jest jednak skalowalna, tzn. prezentowana wartość nie ma ilościowej miary licznej w ns / V i należy ją traktować tylko jako porównawczy wskaźnik jakościowy.

Wyniki badań taktów zegarowych IQRB-1 i LEA-M8F

Analizując opisane właściwości i parametry generatora rubidowego IQRB-1 i modułu odbiorczego GNSS LEA-M8F, w pierwszym kroku najbardziej interesującym wydaje się ich wzajemne porównanie w układzie badawczym z Rysunku 3.

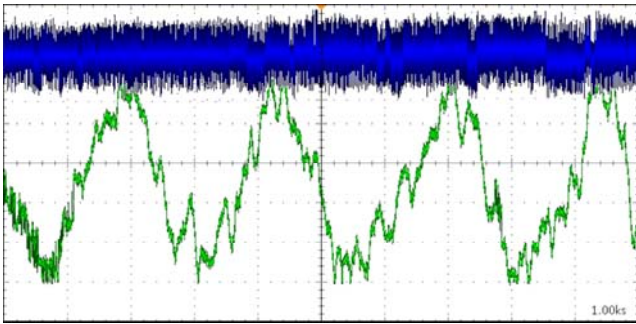
- Można spodziewać się, że:
 - takt z IQRB-1 będzie miał katalogową dokładność rzędu 10^{-11} , ale jego stabilność będzie bardzo wysoka,
 - takt z LEA-M8F będzie miał długoterminową dokładność rzędu 10^{-12} , ale jego chwilowa stabilność nie będzie zbyt wysoka, bo ograniczona wanderem sięgającym ± 20 ns.

Takiego porównania można jednak dokonać dopiero po znormalizowaniu częstotliwości taktu 30,72 MHz z LEA-M8F do 10 MHz, jak z IQRB-1. Ponieważ częstotliwość 30,72 MHz, poza opisanym zastosowaniem w sieciach LTE, jest praktycznie nieużyteczna, to najprościej zastosować układ syntezy, który może przyjąć taką częstotliwość i na jej podstawie wygenerować dowolną inną. Takim bardzo dobrym układem jest Si5338A firmy Silicon Labs [11], przyjmujący sygnały referencyjne w standardzie CMOS w przedziale od 5 MHz do 200 MHz i generujący na ich podstawie sygnały od 150 kHz do 700 MHz z rastrem 1 Hz. Układ jest bardzo prosty w aplikacji elektrycznej i może być sterowany poprzez interfejs I2C za pomocą klawiatury lub enkodera obrotowego. Monitorem ustawianych parametrów, w tym oczywiście częstotliwości, może być najprostszymi wyświetlacz graficzny. Układ ma 4 komplementarne, symetryczne wyjścia o impedancji 50Ω w standardach LVPECL, LVDS lub CML z sygnałami o jednej, aktualnie ustawionej częstotliwości, ale na każdym z tych wyjść sygnały są kwadraturowo przesunięte w fazie o $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$. Jitter tych sygnałów jest stały i wynosi 0,7 ps, więc dodatkowa filtracja jittera referencyjnego sygnału 30,72 MHz o wartości 0,15 ps nie miałaby sensu. Spektrogram na Rysunku 5 przedstawia wyjściowe widmo sygnału z Si5338A o częstotliwości 10 MHz w paśmie 10 kHz – zwraca uwagę, że referencyjny sygnał 30,72 MHz z modułu LEA-M8F nie wniósł żadnych dodatkowych prążków, jak to miało miejsce w przypadku modułu NEO-7M [2], a szerokość prążka głównego wskazuje, że wander tego sygnału był również niewielki, ale z zasady pracy syntezy na pewno został wiernie przeniesiony na sygnał wyjściowy.



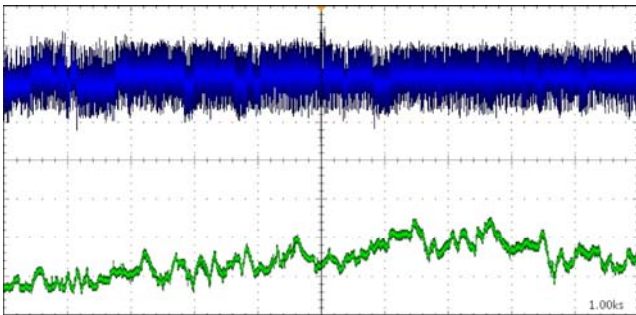
Rys.5. Spektrogram sygnału o częstotliwości 10 MHz z układu Si5338A synchronizowanego sygnałem referencyjnym 30,72 MHz

Tak syntezowany sygnał 10 MHz, który można uznać za widmową replikę sygnału 30,72 MHz, może już być poddany porównaniu w układzie z Rysunku 3 z sygnałem z generatora rubidowego IQRB-1. Wynik pierwszego badania dla jeszcze nieskalibrowanego IQRB-1, przedstawiony na oscylogramie z Rysunku 6, jest zgodny z oczekiwaniami. Widzimy, że przebieg zarejestrowany w czasie równym 10.000 s przypomina ten z Rysunku 4, ale naniesiona jest na nim zmienność, wynikająca z wpływu wandera z modułu LEA-M8F. Przejście między wartością zerową, a jedynkową i z powrotem trwa w każdym przypadku około $\tau = 1.000 \text{ ks} = 1.000 \text{ s}$, co wskazuje na wzajemną różnicę częstotliwości $\Delta f / f = 1 / 2 f \tau = 1 / 2 \times 5 \cdot 10^6 \text{ Hz} \times 10^3 \text{ s} = 10^{-10}$.



Rys.6. Oscylogram z przebiegami czasowymi na wyjściach A i B - porównanie taktów z LEA-M8F i IQRB-1 rozstrojonych o 10^{-10}

Różnicę tę można jednak łatwo skorygować przestrajając generator rubidowy IQRB-1 o wartość $\Delta f / f = 10^{-10}$. Polega to na takim ustawieniu napięcia (*tune*), przy którym różnica faz zostanie zminimalizowana, jak na Rysunku 7.



Rys.7. Oscylogram z przebiegami czasowymi na wyjściach A i B - porównanie zestrojonych taktów z IQRB-1 i LEA-M8F

Widzimy na nim, że w czasie badania równym 10.000 s różnica faz obu sygnałów była praktycznie stała i zmieniała się w zakresie ± 20 ns, czyli katalogowej wartości wandera modułu LEA-M8F. Ponieważ mierzony przebieg mimo pozornej, początkowej tendencji wzrostowej nie osiągnął wartości jednokrotnej, to można przyjąć, że takt z generatora IQRB-1 miał w tym czasie względem taktu z modułu LEA-M8F dokładność lepszą, niż $\Delta f / f = 1 / 2 \times 5 \cdot 10^6 \text{ Hz} \times 10^4 \text{ s} = 10^{-11}$. Dokładniejszy pomiar tej wartości wymagałby oscyloskopu o podstawie czasu większej od 10.000 s.

Można jednak poradzić sobie inaczej, np. użyć przetwornika analogowo-cyfrowego i zarejestrować na komputerze dowolnie długi ciąg próbek, a następnie przeanalizować go numerycznie. W wyniku takich analiz, zawierających reprezentacje przebiegów o czasie co najmniej 100.000 s, można skalibrować generator rubidowy IQRB-1 do dokładności porównywalnej z dysponowaną w module LEA-M8F. Należy jednak pamiętać, że hipotetyczna dokładność 10^{-12} z LEA-M8F nie jest gwarantowana w tak długim okresie czasu z powodu m.in. zmiennych warunków odbioru satelitarnego, okresowych korekt generatorów na satelitach itp., ale nawet najdokładniej ustawiona w IQRB-1 w danych warunkach odbioru, po zmianie temperatury o zaledwie $0,1^\circ\text{C}$ zmieni się proporcjonalnie właśnie o 10^{-12} .

Warto też zauważyć, że nawet w tak długich czasach pomiarów w żadnym przypadku nie zarejestrowano wzajemnej nieciągłości fazy taktów z obu modułów, co wskazuje, że takiej nieciągłości nie wykazuje ani generator rubidowy IQRB-1, ani moduł GNSS LEA-M8F.

Wnioski z badań taktów zegarowych IQRB-1 i LEA-M8F

Konstruując przyrząd do badań zawsze dąży się do tego, by charakteryzował się on jak najlepszą jakością w dowolnych warunkach pracy. Takty zegarowe z modułów IQRB-1 i LEA-M8F mają doskonale właściwości i parametry, ale każdy z nich ma również pewne wady.

Gdyby generowane przez nie takty 10 MHz miały być użyte do bardzo dokładnych pomiarów, to należałoby liczyć się z tym, że:

➤ IQRB-1 musi być:

- cały czas włączony do zasilania i bieżąco kalibrowany,
- eksploatowany w warunkach separacji od dużych zmian klimatycznych, ponieważ każda zmiana temperatury powoduje zmianę częstotliwości w relacji $10^{-11} / ^\circ\text{C}$;

➤ LEA-M8F:

- może być gotowy do pracy po około 1 minucie od włączenia zasilania, pod warunkiem dobrego odbioru sygnałów z GNSS,
- nie może być traktowany jako źródło taktu zegarowego o wysokiej stabilności, ponieważ wander zmienia jego chwilową częstotliwość; zmiany te nie następują jednak szybko – na podstawie obserwacji oscyloskopowych można szacować, że fluktuacje fazy sygnału w zakresie ± 20 ns następują w czasie rzędu wielu sekund i zależą od warunków odbioru sygnałów z GNSS – przy dobrej pogodzie są wolniejsze i mniejsze, przy złej znacznie szybsze i większe; można zatem szacować, że jeśli dla odcinka czasu np. 100 s na jego początku wystąpi przesunięcie -20 ns, a na końcu $+20$ ns, to odcinek ten będzie liczył nie 100 s, ale $(100 \text{ s} + 40 \text{ ns})$, więc jego chwilowa niestabilność wyniesie $4 \cdot 10^{-10}$; potwierdzają to pomiary, rozkłady prawdopodobieństw ich wyników w czasie t są równomierne w przedziale $\pm 2 \cdot 10^{-8} / t$; dokładność długoterminowa będzie zatem dążyła do $\pm 10^{-12}$, ale można o niej mówić dopiero po czasie 20.000 s, czyli około 6 godzinach, zakładając, że warunki odbioru w tak długim czasie będą dobre i stacjonarne, a odtwarzany sygnał będzie ergodyczny;

➤ nie miałyby sensu synchronizowanie IQRB-1 w układzie pętli fazowej z LEA-M8F, ponieważ IQRB-1 powielaby wander sygnału z LEA-M8F.

Wnioski i zalecenia do bardzo dokładnych pomiarów:

- IQRB-1 musi być cały czas włączony do zasilania i kalibrowany, a do bieżącej kontroli poprawności kalibracji powinien zostać użyty układ z Rysunku 3 i oscyloskop,
- LEA-M8F może być samodzielnie używany, oczywiście po osiągnięciu gotowości do pracy, ale do pomiarów w czasie t z dokładnością ograniczoną do $\pm 2 \cdot 10^{-8} / t$.

Zestaw pomiarowy do badania taktów zegarowych

Jak powiedziano we wstępie, intencją opracowania opisanego układu były pomiary i kontrola taktów zegarowych z różnych źródeł, jednak o dokładności i stabilności rzędu $10^{-9} \div 10^{-6}$. Do takich pomiarów nadają się w tej samej mierze IQRB-1 i LEA-M8F z dołączonym syntezerem. Uwzględniając jednak opisane warunki eksploatacji IQRB-1 w sensie utrzymywania go w stanie ciągłego włączenia i kontroli dokładności przez odbiór satelitarny z GNSS poprzez LEA-M8F, skonstruowano zintegrowany zestaw pomiarowy, składający się z:

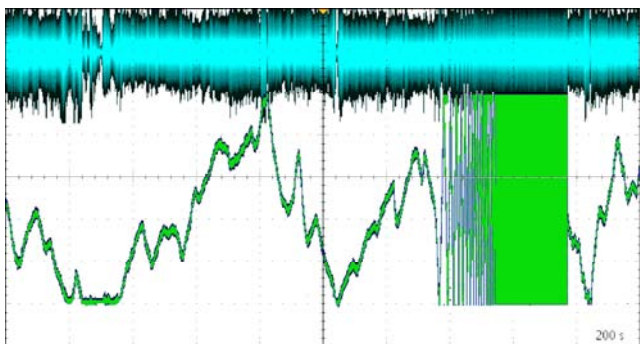
- generatora IQRB-1 z precyzyjną funkcją napięciową, ręcznej kalibracji częstotliwości (*tune*),
- tłumika jittera na wyjściu IQRB-1, co ponadto umożliwiło konwersję sygnału sinusoidalnego na binarny $+13$ dBm,
- wbudowanego układu z Rysunku 3 wraz z modułem LEA-M8F i syntezerem 10 MHz, co pozwala na ciągłą kontrolę i potencjalną kalibrację IQRB-1,
- 12-cyfrowego częstotliciomierza wraz z preskalerem, pracującego metodą *reciprocal counter* [12], co umożliwi szybkie pomiary sygnałów o poziomach od 100 mV w paśmie do 1 GHz w przedziałach czasu od 10 ms do 100 s w krokach $\times 1, 2, 3, 5$; dokładność pomiarów jest ograniczona sprzętowo rozdzielczością 360 ps i czasem pomiaru t , co pozwala uzyskać docelową rozdzielczość $\pm 2 \cdot 10^{-10} / t$, czyli np. dla $t = 100$ s odpowiednio $\pm 2 \cdot 10^{-12}$,

- zasilacza składającego się z ładowarki i układu BMS dla 12 ogniw litowo-jonowych 3,6 V / 2,7 Ah typu 18650 w układzie 3 x 4, dających napięcie 14,4 V przy pojemności 8 Ah, co pozwala zasilać cały zestaw bez doładowywania sieciowego w czasie do 8 godzin, a uwzględniając jego niewielkie rozmiary $S \times W \times G = 16 \times 10 \times 19 \text{ cm}^3$ i masę 2 kg, umożliwia jego transport i pracę w warunkach polowych,
- cyfrowego miernika temperatury obudowy generatora IQRB-1 i napięcia jego zasilania, a przy doładowywaniu akumulatorów wyjściowego prądu i napięcia ładowarki,
- metalowej, ekranującej obudowy zawierającej z przodu i z tyłu zestawy złączy, przełączników i wskaźników pracy, a u góry wyświetlacz częstotliwościomierza – Rysunek 8.



Rys.8. Widok zewnętrzny zestawu mierzącego pożądaną wartość 644,53125 MHz syntezowaną z 30,72 MHz z LEA-M8F i Si5338A

Można zauważyć, że tak skonstruowany zestaw nie wymaga już zewnętrznej kontroli, czy kalibracji. Takty zegarowe z poprawnie działających modułów IQRB-1 i LEA-M8F, mimo ich całkowitej, wzajemnej niezależności, są tak ściśle powiązane poprzez właściwości i parametry dokładności i stabilności, że jakkolwiek anomalia jednego z tych źródeł zostanie szybko wykryta, a nawet zmierzona względem drugiego źródła. Potencjalna anomalia obu źródeł da natomiast obraz pośredni między przykładami z Rysunków 4 i 6, ale i w takim przypadku można szybko dojść przyczyny, która zwykle wynika z problemów ze słabym zasilaniem lub klimatycznymi warunkami pracy. Na Rysunku 9 przedstawiono wynik takiej anomalii, kiedy w czasie konstruowania pierwszej, nieklimatyzowanej wersji obudowy, doprowadzono do wewnętrznego przegrzania generatora IQRB-1, który osiągnął temperaturę ponad 70°C i jego wyjściowy generator OCXO wyszedł poza pasmo trzymania pętli PLL, po kilku minutach ponownie odzyskując synchronizację po schłodzeniu w wyniku otwarcia obudowy.

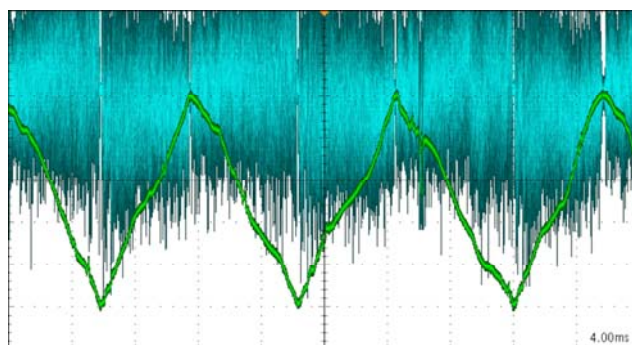


Rys.9. Obraz utraty synchronizacji przez generator IQRB-1

Wyniki badań taktów zegarowych z innych źródeł

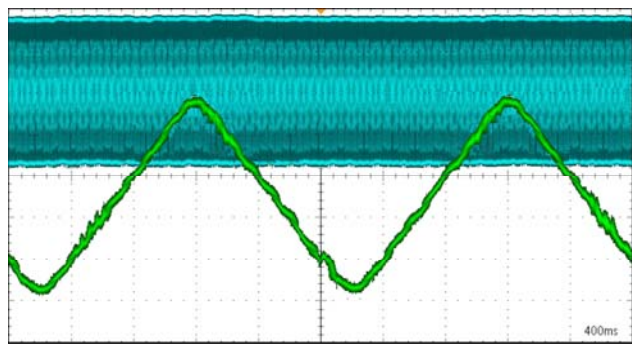
W dalszym ciągu zostaną przedstawione wyniki badań różnych rodzajów generatorów o częstotliwości 10 MHz – od prostego oscylatora kwarcowego na inwerterze logicznym, poprzez termokompensowane generatory MCXO i TCXO, po termostatowane generatory OCXO.

Oscylatory kwarcowe, zbudowane na inwerterach logicznych, stanowią najliczniejszą grupę generatorów taktów zegarowych i mają dziś zapewne miliardy aplikacji. Występują w różnych wykonaniach – od samodzielnego rezonatora kwarcowego, dołączonego do wewnętrznego inwertera w strukturze mikrokomputera, do zintegrowanych generatorów w zwykle 4-końcówkowych obudowach SMD o milimetrowych rozmiarach. W każdym przypadku mają jednak podobne właściwości i parametry – dokładność od 10^{-5} do 10^{-4} i stabilność zależną nie tylko od temperatury rezonatora kwarcowego, ale również od elektrycznych warunków pracy. Wynikowo dokładność takich generatorów nie przekracza zwykle wartości 10^{-4} , ale zdecydowana większość korzystających z nich układów nie wymaga lepszych źródeł skal czasu.



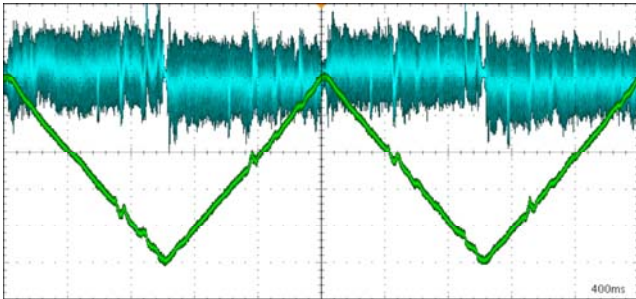
Rys.10. Oscylogram z przebiegami czasowymi na wyjściach A i B - porównanie taktów z IQRB-1 i generatora kwarc. o dokładności 10^{-5}

W tych przypadkach, kiedy wymagania są wyższe, istnieje dziś szeroka oferta specjalizowanych generatorów sterowanych przez wbudowany termometr i mikrokomputer MCXO (*microcomputer compensated crystal oscillator*), która oblicza i generuje wtórny takt, skorygowany o wartość, jaka wynika z różnicy temperatur – aktualnej i odniesienia. Taką technikę temperaturowej autokompensacji spotyka się powszechnie w generatorach RTC (*Real Time Clock*), które osiągają dokładności 10^{-6} , a w zaawansowanych modelach pozwalają używać się jako termometry, przesyłające dane o temperaturze do współpracujących mikrokomputerów. W najlepszych modelach MCXO uzyskuje się tą metodą dokładności 10^{-7} . Takty z takich generatorów osiągając nieźle dokładności, nie mają jednak dobrych stabilności, ponieważ mikrokomputer na bieżąco, ale skokowo koryguje ich częstotliwość. W najnowszych rozwiązaniach MCXO właściwość ta została już jednak znacząco poprawiona [13].



Rys.11. Oscylogram z przebiegami czasowymi na wyjściach A i B - porównanie taktów z IQRB-1 i generatora MCXO o dokładności 10^{-7}

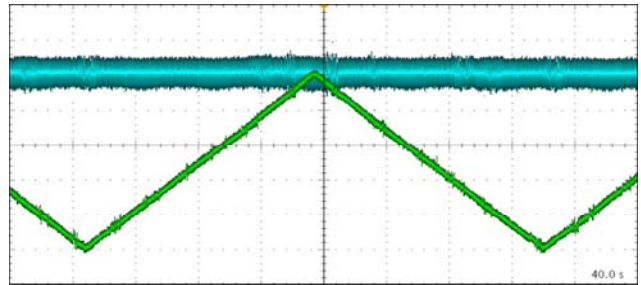
Podobną klasę w sensie osiągniętej dokładności stanowią generatory TCXO (*temperature compensated crystal oscillator*), w których stosuje się analogową korekcję wpływu temperatury poprzez precyzyjne dostrajanie sterowane przez elementy termistorowe. Ich typowe dokładności również nie przekraczają jednak wartości 10^{-7} , natomiast prezentują bardzo dobrą stabilność i ich widma fazowe są porównywalne z przedstawionymi w Tabeli 2.



Rys.12. Oscylogram z przebiegami czasowymi na wyjściach A i B - porównanie taktów z IQRB-1 i generatora TCXO o dokładności 10^{-7}

OCXO (*Oven Controlled Crystal Oscillator*) stanowi konstrukcję składającą się z układu wzbudzenia kwarcu o specjalnym typie cięcia kryształu i wynikających z niego, dopasowanych do warunków pracy, pożądanych właściwościach i parametrach elektrycznych i termicznych. Taki kwarc posiada optymalny punkt pracy w miejscu przebiegu charakterystyki temperaturowej, zwykle w przedziale od 60°C do 70°C . Układ wzbudzenia wraz z kwarcem zamyka się zatem w komorze termicznej i podgrzewa do temperatury, w której układ osiąga najlepszą stabilność, bo dokładność reguluje się mechanicznie ruchomym obwodem LC albo elektrycznie poprzez zmiany napięcia na diodzie pojemnościowej. Kwarcę tego typu wykazują stabilność temperaturową rzędu $10^{-7} / ^{\circ}\text{C}$, więc aby osiągnąć wynikową stabilność rzędu 10^{-9} , niezbędne jest utrzymywanie temperatury w przedziale rzędu $0,01^{\circ}\text{C}$. Osiąga się to przez zastosowanie szczelnej, metalowej obudowy z wewnętrzną izolacją termiczną i regulowanym układem grzania, precyzyjnie utrzymującym pożądaną temperaturę kwarcu. Wynikowo typowa wrażliwość generatorów OCXO na zmiany temperatury zewnętrznej dla obudów o dobrej izolacji jest rzędu $10^{-9} / ^{\circ}\text{C}$. Ponieważ temperatura 60°C jest wyższa od nawet wojskowych, podwyższonych temperatur pracy, sięgających 50°C , to układ podgrzewania ma spory zapas na regulację. Nie jest ona jednak zbyt szybka i dlatego OCXO też powinien pracować bez wyłączenia zasilania, ponieważ dochodzenie do optymalnych parametrów termicznych i elektrycznych trwa zwykle nawet kilka dni. Bardzo dobre właściwości i parametry takich kwarców w połączeniu z intencjonalną minimalizacją wpływu na ich pracę zewnętrznych czynników mechanicznych, klimatycznych i elektromagnetycznych dają krótkoterminowe, sekundowe stabilności taktów z OCXO nawet 10^{-12} , dobowe jeszcze 10^{-10} , ale roczne, wynikające ze starzenia się kwarców, do 10^{-8} . Z tych względów OCXO nie są już dzisiaj uważane za najlepsze źródła taktów zegarowych o pożądanej dokładności, ale ciągle nie mają konkurencji z punktu widzenia doskonałej stabilności oraz małych szumów fazowych i wszystkie generatory rubidowe mają na wyjściach właśnie bufory w postaci pętli fazowych z generatorami OCXO. Dowodzi tego oscylogram z Rysunku 13, na którym przedstawiono wyniki badań historycznych już dzisiaj modeli generatorów typu OCXO-80-P prod. IT-R, GWM-5-1 prod. OMIG, 1000B prod. FTS i 224-7554 prod. Vectron. Oscylogram jest jeden, ponieważ wszystkie te generatory przy pewnych różnicach konstrukcyjnych mają zbliżone właściwości i parametry taktów zegarowych, mimo,

że pochodzą od różnych producentów i liczą sobie nawet po 30 lat. Zainteresowanie takimi „muzealnymi” obiektami nie wynika jednak tylko z sentymentu, ale stąd, że ciągle są lepsze od ich dzisiejszych, miniaturowych następców, którzy jednak poza znacząco mniejszymi rozmiarami (typ. $2,5 \times 2,5 \times 1,5 \text{ cm}^3$) i tylko o połowę mniejszym poborem mocy są od nich pod każdym innym względem gorsi. Dotyczy to zwłaszcza wrażliwości na zmiany temperatury otoczenia, przenoszone przez obudowę i izolator powietrzny wprost na rezonator, stąd często implementuje się je w dodatkowych, termoizolowanych obudowach, tracąc jednak tym samym ich najcenniejszą właściwość, jaką są małe rozmiary.



Rys.13. Oscylogram z przebiegami czasowymi na wyjściach A i B - porównanie taktów z IQRB-1 i generatora OCXO o dokładności 10^{-9}

Podsumowanie

Przedstawiona metoda i układ okazały użyteczność i skuteczność w badaniach taktów zegarowych z różnych źródeł. Badania elementów użytych do konstrukcji zestawu wykazały, że nie ma rozwiązań doskonałych i w tym przypadku wymagana jest współpraca dwóch elementów, które wzajemnie kompensują swoje wady. Dotyczy to jednak tylko najwyższych wymagań, natomiast przy mniejszych generator rubidowy i moduł odbiorczy GNSS mogą samodzielnie zapewnić bardzo dokładne pomiary. Osiąganie dobrych wyników w tej dziedzinie w każdym przypadku wymaga jednak wykorzystania nowoczesnych, modułowych komponentów, oferujących przy rozsądnych cenach detalicznych jak najlepsze właściwości i parametry.

Autor dziękuje kolegom Ryszardowi Fabisiakowi i Wojciechowi Szulęckiemu za doskonałe wykonywanie zestawu pomiarowego.

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

LITERATURA

- [1] Riley W. J., Handbook of Frequency Stability Analysis, *NIST Publications*, 2008.
- [2] Leśniewicz M., Współczesne metody i układy do generacji taktów zegarowych o wysokiej dokładności i stabilności oraz o znikomym jitterze, *Przegląd Elektrotechniczny*, 97 (2021), nr 7.
- [3] Saxena G.M., Bikash G., Rubidium Atomic Clock: The Workhorse Of Satellite Navigation, *World Scientific Publishing*, 2020.
- [4] Rubidium Oscillator IQRB-1, *IQD Frequency Products*, 2019.
- [5] Si5317 - Jitter Cleaning Clock, *Silicon Labs*, datasheet.
- [6] LEA-M8F - M8 time and frequency reference GNSS module - Datasheet, *u-blox*.
- [7] LEA-M8F - M8 time and frequency reference GNSS module - Hardware Integration Manual, *u-blox*.
- [8] Zyren J., Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer, *Freescale Semiconductor*, 2007.
- [9] Gessner C., Roessler A., Kottkamp M., UMTS Long Term Evolution: Technology Introduction, *Rohde & Schwarz*, 2012.
- [10] GNSS timing and the rise of small cells. The importance of precision timing for small cells derived from GNSS satellites, *u-blox*.
- [11] Si5338 - Programmable Any-frequency, Any-output, Quad Clock Generator, *Silicon Labs*, datasheet.
- [12] Johansson S., Modern frequency counting principles, *Pendulum Instruments AB*.
- [13] MCXO Oscillator IQMT-100, *IQD Frequency Products*, 2021.