



Syntezer częstotliwości na układzie ADF4007

Do czego to służy?

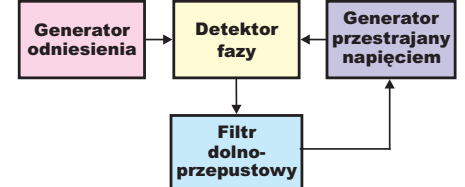
Zbudowanie stabilnego generatora już na zakres fal krótkich sprawia liczne trudności. Ze wzrostem częstotliwości problem zapewnienia stabilności generatora przestrajanego okazuje się coraz trudniejszy do pokonania. Powszechnie stosowanym rozwiązaniem tego kłopotu jest zastosowanie pętli synchronizacji fazowej tzw. PLL. Układy tego typu powszechnie używane są nie tylko w sprzęcie radiowo-telewizyjnym, ale nawet w komputerach (w tzw. układach mnożników częstotliwości). Zbudowanie stabilnego układu na zakres UKF i mikrofal nie stwarza szczególnych problemów, jeśli użyjemy układu ADF4007. Układ ten jest scaloną pętlą synchronizacji fazowej. Wytwarza napięcie błędów proporcjonalne do różnicy fazy porównywanych sygnałów, a tym samym prowadzi do zrównania częstotliwości sygnału odniesienia i porównywanego, co po uwzględnieniu zastosowania dzielnika częstotliwości oscylatora przestrajanego napięciem (z ang. VCO) powoduje, że układ zachowuje się jak powielacz częstotliwości odniesienia.

Jak to działa?

Najprostszy schemat blokowy pętli fazowej pokazano na **rysunku 1**. Jediną wadą tego układu jest fakt, że może on pracować jako powielacz częstotliwości odniesienia razy 4, 8, 16 i 32 (wynika to z zastosowania dzielnika częstotliwości odniesienia przez dwa). Innym problemem, jaki musimy pokonać, jest zbudowanie generatora przestrajanego. W zasadzie

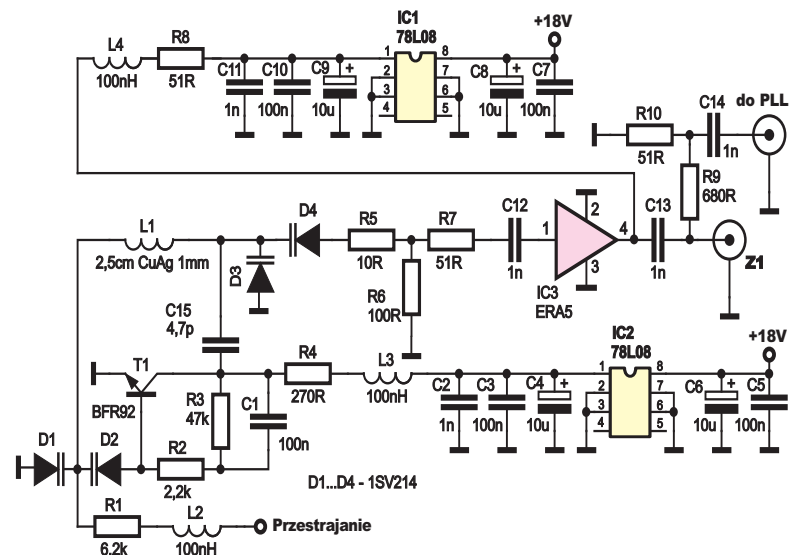
może to być dowolny generator LC, jaki spotkamy w literaturze czy Internecie. Kłopot pojawia się jednak przy budowie oscylatorów przestrajanych w szerokim paśmie częstotliwości. Zbudowanie generatora o zakresie przestrajania 100 procent nie jest zadaniem prostym. Jednym z najbardziej pewnych układów w działaniu jest układ opracowany przez Matyja Vidmara S53MV kilkanaście lat temu – pokazany na **rysunku 2** (układ ten był wielokrotnie powielany przez różnych konstruktorów). Mimo nietypowej konstrukcji oscylatora (dla osób niezających techniki w.c.) układ działa znakomicie. W zależności od zastosowanych diod pojemnościowych i wymiarów cewki może pracować od 200MHz

do 2GHz i umożliwia uzyskanie zakresu przestrajania większego od 100 procent. W jednym z opisów, gdzie funkcję cewki pełniła linia mikropaskowa, umożliwił on po zmianie tylko diod pojemnościowych uzyskania zakresu przestrajania od 400–1900MHz. W układzie tym lepiej pracują tranzystory starszych



Rys. 1

Rys. 2



typów, takie jak BFR91, BFR92, niż nowszej generacji jak BFP183. Podczas pierwszego uruchamiania czasami trzeba skorygować punkt pracy tranzystora, zmieniając wartość rezystora polaryzującego bazę tranzystora w celu zapewnienia stabilnej pracy w całym zakresie. Kluczem do prawidłowego działania tego układu jest zastosowanie elementów o jak najkrótszych wyprowadzeniach (w miarę możliwości SMD) oraz staranne zaokrąglanie układu i stabilizacja mechaniczna cewki VCO za pomocą stopionej stearyny (świeczki). W układzie tym wzmacniacz INA10386 jest wzmacniaczem szerokopasmowym o impedancji wejścia-wyjścia zbliżonej do 50Ω i może on być z powodzeniem zastąpiony dowolnym wzmacniaczem serii MAR, pod warunkiem nieprzekroczenia jego mocy wyjściowej. Zastosowanie diody pojemnościowej D4 na wyjściu układu oscylatora zapewnia w miarę równomierny poziom mocy w całym paśmie. Wykorzystanie stabilizatorów scalonych gwarantuje stabilne warunki pracy generatora. W układzie użyto szeregu elementów odsprzęgających. Układ posiada dwa wyjścia: jedno o dużym poziomie mocy do sterowania innych urządzeń, drugie – o ograniczonej amplitudzie do sterowania PLL-a (dzielnik R9, R10). Połączenia w.c.z. należy wykonać za pomocą kabli koncentrycznych o impedancji 50Ω, połączenie VCO z modułem PLL za pomocą kabla ekranowanego m.c.z. Dławik L2 zabezpiecza przed nanoszeniem napięcia w.c.z. na wejście przestrajające VCO. Na **fotografii tytułowej** pokazano przykład uruchomionego przeze mnie VCO tego typu będącego częścią innego bardziej skomplikowanego urządzenia, dla lepszej widoczności nie stabilizowano jeszcze cewki stearyną (całość zmontowano na laminacie dwustronnym z metalizacją otworów, ale nie jest to jednak niezbędne). W tym układzie zastosowano tranzystor typu ATF, jednak będzie on dla większości osób trudno dostępny i może być zastąpiony tranzystorami typu BFR. Kondensator C1 redukuje poziom szumów fazowych VCO (redukuje wpływ szumów 1/f).

Montaż i uruchomienie

Projektując płytkę własnego VCO, najlepiej użyć laminatu dwustronnego z jedną powierzchnią jako masą, a ewentualne przełotki wykonać ze srebrzanki. Lepiej jednak posłużyć się zaprojektowaną przeze mnie płytką drukowaną (projekt można ściągnąć z Elportalu) z wersją na tranzystor T1 typu BFR91 (taki będzie chyba najprościej kupić). Pliki są w formacie gerbera + oryginalny plik w sprint layoucie – dla domowego wykonania płytek najwygodniejszy. Link do darmowej przeglądarki plików:

<http://www.abacom-online.de/uk/html/dateien/demos/viewlayout50.exe>

Na płycie dodałem kondensator Cx (kilokaset pF do zwierania w.c.z., przy krótkich

kablach zbędny, dwa razy występuje również R2 (zmniejsza to wpływ pojemności montażowych – wartość 2,2kΩ, a ponieważ jest on połączony w szereg z 47kΩ, nie wpływa na punkt pracy). W wersji z tranzystorem SMD lepiej jest zastosować jeden rezystor R2. To wyszło podczas projektowania płytki na tranzystor przewlekany.

Wiele osób błędnie uważa, że w celu uruchomienia pętli fazowej wystarczy elementy dobrać tak, aż układ zacznie stabilnie pracować – nie bardziej błędnego. Elementy te trzeba dokładnie wyliczyć, co doskonale widać na odpowiednich przyrządach pomiarowych. Same obliczenia matematyczne są dość pracochłonne i nie dla każdego możliwe do wykonania, na szczęście firma Analog Devices udostępniła bardzo dobry i intuicyjny w obsłudze program ADIsimPLL, który można pobrać ze strony producenta po uprzednim wypełnieniu arkusza rejestracyjnego na stronie: http://forms.analog.com/form_pages/rfcomms/adisimpll.asp. Program ten prowadzi projektanta krok po kroku. Najpierw podajemy typ układu scalonego, częstotliwość zastosowanego generatora odniesienia i częstotliwość wyjściową (załóżmy 640MHz), wybieramy typ filtra pętli fazowej: w naszym programie mamy ich wiele do wyboru. Filtry możemy podzielić zasadniczo na dwie grupy: filtry aktywne i pasywne. Filtry pasywne pozwalają uzyskać maksymalny zakres przestrajania 5V (napięcie zasilające pompę ładunkową), w przypadku filtrów aktywnych ograniczeniem napięcia przestrajającego VCO są parametry zastosowanego wzmacniacza operacyjnego. Filtry aktywne mogą być zbudowane w konfiguracji odwracającej i nieodwracającej. Stosując układ w konfiguracji wzmacniacza odwracającego, musimy odwrócić charakterystykę detektora fazy na ujemną (ze wzrostem częstotliwości napięcie na wyjściu detektora fazy maleje), ponieważ wzmacniacz operacyjny odwróci znak napięcia. Im wyższy rząd filtru (w bardzo dużym uproszczeniu więcej zastosowanych kondensatorów), tym układ daje czystsze napięcie przestrajające. Prezentowana płytka modułu ADF4007 zaprojektowana została w typowej konfiguracji wzmacniacza nieodwracającego z noty katalogowej. W celu wykorzystania pełnego zakresu przestrajania wymaga to zastosowania wzmacniacza typu rail to rail (to znaczy takiego, którego zakres napięć wyjściowych może zawierać się w zakresie od 0V do górnego napięcia zasilającego). Ciekawą możliwością jest zastosowanie wzmacniacza w konfiguracji odwracającej i wzmacniacza operacyjnego typu standardowego – w tym wypadku niemożność osiągnięcia napięć zasilających (szczególnie dolnego, gdzie dobroć diod pojemnościowych jest najmniejsza i uzyskanie stabilnej generacji jest najtrudniejsze) będzie zaletą, a nie wadą. Następnie wyznaczamy czułość przestrajania naszego

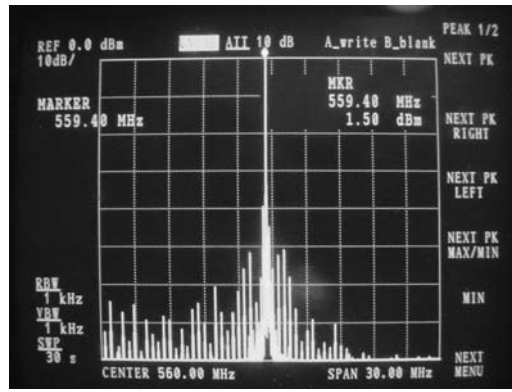
VCO, to znaczy przyrost częstotliwości na każdy wolt napięcia. Najprościej jest to wykonać, mierząc częstotliwość wyjściową dla różnych napięć zasilających. Można zrobić to, mierząc częstotliwość w środkowym zakresie przestrajania np. dokładnie przy 6 i 7V (VCO przestrajane w zakresie 0-12V) i odejmując od siebie zmierzone częstotliwości – da to przyrost częstotliwości na 1V. Bardziej zaawansowani mogą użyć np. Excela (w tym przypadku tworzymy wykres i dodajemy linię trendu, a równanie prostej każemy wyświetlić na wykresie) czy Open Office'a (używamy funkcji reglinp i r.kwadrat). Obydwa programy zwracają równanie prostej o równaniu $y = ax + b$, gdzie a jest czułością przestrajania w MHz/V, a b jest częstotliwością dla napięcia przestrajania równego 0V (współczynnik przesunięcia).

W całym opisie jest pewne uproszczenie, ponieważ zakłada idealną liniowość przestrajania naszego VCO, co jest nieprawdą szczególnie dla niskich napięć przestrajających (nieliniowość diody pojemnościowej). Oscylator przestrajany możemy uznać za liniowy, jeśli w danym zakresie wartość R2 będzie większa/równa 0,998 (współczynnik korelacji liniowej). Po przeliczeniu przez program naszych danych wyjściowych otrzymano równanie o postaci $y = ax + b$, gdzie $a = 25,81$, $b = 420,6$. Oznacza to, że czułość naszego VCO wynosi 25,81MHz na V, a dla zerowej wartości napięcia częstotliwość wyjściowa powinna być równa 420,6MHz (zakładając idealną liniowość VCO). Dla

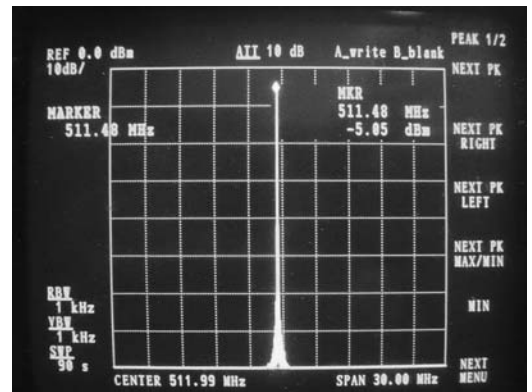
Rys. 3

System	
Reference	custom
Frequency	20.0MHz
Phase Noise	None
VCO	custom
Tuning Law	2 point
V1	1.00 V
F1	430.5MHz
V2	12.0 V
F2	720.5MHz
Input Cap.	0F
Phase Noise	None
Chip	ADF4007
Loop Filter	CPA_AmpCPP
Lock Detect	None
FreqDomain	
TimeDomain	

tych wartości otrzymano wartość współczynnika korelacji liniowej równą 0,9885, co potwierdza występowanie efektów nieliniowych. Po odrzuceniu dwóch pierwszych punktów otrzymano wartość współczynnika korelacji R2 na poziomie 0,9997 (praktycznie idealna zależność liniowa). Wartość współczynnika po ponownym przeliczeniu wyniosła 22,83MHz/V, a wartość b na poziomie 447,5MHz (współczynnik przesunięcia) i otrzymaną w ten sposób wartość współczynnika nachylenia

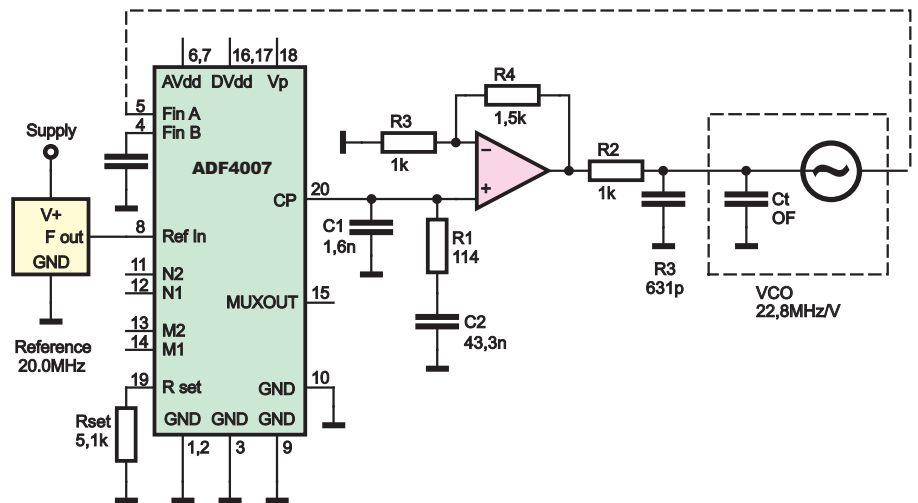


Fot. 1



Fot. 2

należy uznać za właściwą. Oczywiście do programu można również wpisać wyniki z metody z użyciem pomiaru dwóch napięć i częstotliwości – choć jest to pewne uproszczenie, nie powoduje jednak dużych błędów. Drugim parametrem, jaki musimy wybrać, jest pasmo przenoszenia pętli, ogólna zasada jest taka, że powinno być ono mniejsze od 1/20 częstotliwości odniesienia detektora fazy. W celu uzyskania lepszego tłumienia częstotliwości odniesienia założyłem pasmo filtra na poziomie 90kHz (f odniesienia 10 MHz, f wzorca 20MHz). Wartość marginesu fazy zostawiamy na poziomie 45 stopni (tej wartości nigdy nie należy zmieniać). Ustawiamy parametry generatora przestrajanego w zakładce VCO: parametr Tuning Law na 2 point i podajemy częstotliwości dla dwóch napięć przestrajających jak pokazano na **rysunku 3**. W zakładce Schematic otrzymamy gotowy schemat układu wraz z wartościami elementów (**rysunek 4**). Do układu należy wstawić wartości elementów najbliższe tym podanym na schemacie. Tak zaprojektowany układ działa dobrze od pierwszego włączenia. W zakładkach TimeDomain i FreqDomain zainteresowani znajdą informację o szybkości dojścia pętli do synchronizmu (doskonale widoczne na wykresach) oraz charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową pętli. W zasadzie nie stosujemy pasm filtra większych niż częstotliwość modulująca (np. w generatorze FM w przypadku bezpośredniej modulacji VCO za pomocą diody pojemnościowej). Osoby chcące uzyskać generator sygnałowy o płynnym zakresie przestrajania i bardzo małym kroku, nawet 1Hz, użyjają jako wzorca odniesienia generatora DDS (pozostaje oczywiście problem odpowiedniej stabilizacji termicznej sygnału zegarowego generatora DDS). Używając układu DDS jako generatora odniesienia, warto ograniczyć pasmo filtra pętli tylko do kilkuset Hz w celu usunięcia sygnałów zakłócających generowanych przez generator DDS (w paśmie filtra pętli PLL ulegają one wzmocnieniu, poza pasmem filtra są jednak tłumione, jest to bardzo korzystna cecha generatora PLL, gdyż



Rys. 4

stwarza możliwość filtrowania sygnałów). Przykład zastosowania zbyt szerokiego filtra pokazano na **fotografii 1** (generator odniesienia DDS), dla porównania przedstawiono sygnał o nieco innej częstotliwości (nie jest to jednak istotne) z generatora kwarcowego, jako generatora odniesienia (**fotografia 2**). Jednym z programów wspierających takie rozwiązanie jest program zmodyfikowany przez Jarka SP3SWJ umożliwiający użycie generatora DDS jako wzorca odniesienia po uprzednim skonfigurowaniu pliku .ini (używałem go w jednej z wersji). Możliwości użycia tego układu jest bardzo wiele: jako generator sygnałowy, stabilizator częstotliwości mininadajnika FM (np. bezprzewodowego mikrofonu) i pozostawiam je inwencji użytkowników. Pomiary analizatorem widma wykonał Ireneusz Szulski SQ5MX.

1. Broadband VCO's using microstrip techniques Dr. Ing. John Jirmann, VHF Communication 4/92
2. http://sp3swj.googlepages.com/vna_software
3. sq4avs.googlepages.com

Rafał Orodziński
sq4avs@gmail.com

Wykaz elementów

Rezystory

R1	6,2kΩ (0805)
R2	2,2kΩ (0805)
R3	47kΩ (0805)
R4	270Ω (0805)
R5	10Ω (0805)
R6	100Ω (0805)
R7,R10	51Ω (0805)
R8	51Ω (1206)
R9	680Ω (0805)

Kondensatory

C1,C3,C5,C7,C10	100nF (0805)
C2,C11-C14	1nF (0805)
C4,C6,C8,C9	10μF/16V (tantalowe SMD)
C15	4,7pF (0805)

Półprzewodniki

IC1,IC2	78L08
IC3	INA10386, ERA5 (patrz również tekst)
T1	BFR92

Pozostałe

D1-D4	1SV214 dioda pojemnościowa (2V-15pF, 30V-2,3pF)
L1	2,5cm srebrzanki, średnica drutu 1mm
L2-L4	100nH (0805)

Płytki drukowana jest dostępna w sieci handlowej AVT jako kit szkolny AVT-2880.