

Warto spróbkować, część 2

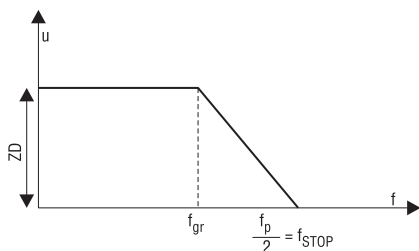
Powszechne implementowanie przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych w popularnych mikrokontrolerach przyczyniło się do coraz częstszego podejmowania prób sprawdzania własnych umiejętności w dziedzinie cyfrowego przetwarzania sygnałów przez zwykłych składaczy kitów (z całym szacunkiem dla składaczy). Nie dysponując często odpowiednimi podstawami teoretycznych, robią to na wycucie lub „na słuch”. Tymczasem wiedza na ten temat jest nie mała, zawiera sporą dawkę elementów matematyki wyższej.

W pierwszej części kursu zapoznaliśmy się z aliasingiem – zjawiskiem występującym podczas procesu próbkowania sygnału analogowego. Wiemy już, że jest to efekt niepożądany i jak się przekonamy w dalszej części artykułu może mieć istotny wpływ na jakość przetworzonego sygnału. Wiemy też, że do eliminacji aliasingu są stosowane specjalne filtry. Rozpatrzmy teraz ich parametry i założenia przyjmowane do projektowania. Metody ich projektowania zostaną przedstawione poniżej.

Wskazówki przydatne do obliczania filtru antyaliasingowego

Projektowanie filtru antyaliasingowego przebiega w kilku etapach. Poniżej zostanie opisana przykładowa procedura.

Krok 1. Ustala się częstotliwość graniczną f_{gr} (rys. 8). Jest to (w pewnym uproszczeniu) częstotliwość, przy której filtr zaczyna tłumić sygnał wejściowy. Oczywiście w rzeczywistości charakterystyka nie ma tak ostrego załamania, jak to przedstawiono na rys. 8. Jako częstotliwość graniczną przyjmuje się punkt, w którym napięcie wyjściowe filtru spada o 3 dB w stosunku do napię-



Rys. 8. Częstotliwości filtru antyaliasingowego istotne przy jego projektowaniu

cia wejściowego z zakresu przepustowego. W filtrach antyaliasingowych częstotliwość graniczna jest utożsamiana z pasmem sygnału użytkowego (dokładniej z częstotliwością maksymalną, bo nie zawsze pasmo musi się zaczynać od zera (DC)).

Krok 2. Ustala się częstotliwość końcową f_{STOP} dla filtru (przyjmijmy taką nazwę). Sygnały o częstotliwościach większych od f_{stop} nie będą miały już znaczenia dla pracy układu próbkującego, gdyż znajdują się poza zakresem dynamiki przetwornika A/C. Częstotliwość końcowa jest to więc częstotliwość, przy której tłumienie filtru jest równe zakresowi dynamiki. Jako częstotliwość końcową f_{stop} przyjmuje się co najwyżej częstotliwość Nyquista, czyli $f_p/2$ (połowa częstotliwości próbkowania). Mając dane: Z_D (zakres dynamiki), f_{gr} i f_{STOP} można obliczyć niezbędne nachylenie charakterystyki filtru, a więc określić jego rząd. Parametr ten przekłada się natomiast na konkretne rozwiązania układowe, które trzeba będzie zrealizować w praktyce.

Rząd filtru oblicza się korzystając z formuły:

$$M = \frac{Z_D}{6 \log_2 \left(\frac{f_p}{2f_{gr}} \right)}$$

gdzie:
 M – rząd filtru
 Z_D – zakres dynamiki [dB]
 f_p – częstotliwość próbkowania
 f_{gr} – częstotliwość graniczna filtru (-3 dB)

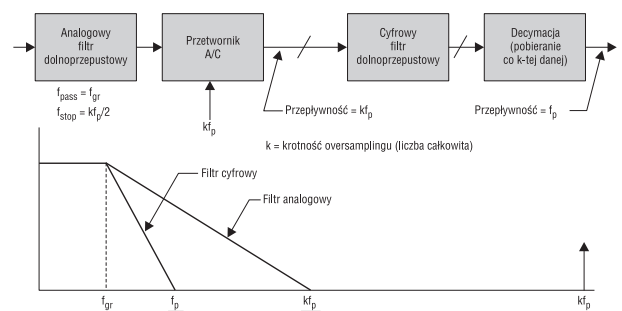
przy założeniu, że $f_{STOP} = f_p/2$

Nachylenie charakterystyki jest równe 6M [dB/okt]. Trzeba wiedzieć o tym, że realizacja analogowa filtru powyżej 8 rzędu staje się niezwykle trudnym wyzwaniem dla konstruktora, a filtr 12 rzędu właściwie jest już niewykonalny klasycznymi metodami i w takim przypadku trzeba odwoływać się do technik DSP.

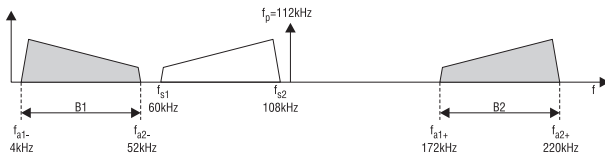
Krok 3. Mając powyższe dane należy teraz przyjąć jeden z wielu możliwych wariantów układowych filtru i policzyć wartości elementów. W tym artykule nie będziemy jednak wchodzić w szczegóły samego projektowania i budowania filtrów, gdyż jest to temat na odrębny kurs. Na pewno pomocne mogą się okazać specjalnie do tego napisane programy. W gniewieniu oka wykonają one pracę za projektanta, któremu pozostanie jedynie zakupienie stosownych elementów, polutowanie całości i sprawdzenie działania układu. Zdobycie elementów może się przy tym okazać o wiele trudniejszym zadaniem niż ich obliczenie, a to z uwagi na wymagane zazwyczaj niewielkie tolerancje wartości.

Projektując filtr antyaliasingowy należy zwrócić uwagę na zagadnienia związane z ewentualną nieliniowością jego charakterystyki fazowej. W pewnych przypadkach może to być równie ważny parametr, jak charakterystyka częstotliwościowa. Nie trzeba dodawać, że pogodzenie dobrych własności fazowych i częstotliwościowych nie jest zadaniem łatwym, przynajmniej w klasycznych filtrach analogowych.

Uważny Czytelnik zapewne zauważył, że z powyższych rozważań



Rys. 9. Przykładowa aplikacja wykorzystująca oversampling



Rys. 10. Graficzna interpretacja undersamplingu

wynika kilka istotnych wniosków. Po pierwsze: częstotliwość próbkowania musi być co najmniej 2-krotnie większa od największej częstotliwości sygnału użytkowego, ale ze względu na fizyczne możliwości realizacji filtrów, w praktyce przyjmuje się wartości jeszcze większe. Zauważmy, że w krytycznym przypadku, gdy $f_p = 2 * f_{MAX}$ nachylenie filtru antyaliasingowego musiałoby być równe nieskończoności. Zwiększając częstotliwość próbkowania oddalamy częstotliwość Nyquista od maksymalnej częstotliwości sygnału. Łagodźmy tym samym nachylenie charakterystyki filtru antyaliasingowego. Niekiedy częstotliwość próbkowania musi być dobrana pod kątem możliwości wykonania filtru. Popatrzmy na poniższy przykład.

Mamy sygnał o pasmie 0...1000 Hz. Będziemy go próbkować przetwornikiem 8-bitowym z częstotliwością 3 kHz. Jak powinien być zaprojektowany filtr antyaliasingowy w tym przypadku? Najmniejszy rozpoznawalny sygnał dla zastosowanego przetwornika jest równy $U_{min} = U_{MAX} / 2^8 = U_{MAX} / 256$. Zakres dynamiki

wynosi więc:

$$U_{MAX} / U_{min} = U_{MAX} / (U_{MAX} / 256) = 256 \text{ czyli}$$

$$Z_D = 20 \log \frac{U_{MAX}}{U_{min}} = 48 \text{ [dB]}$$

Rząd filtru antyaliasingowego, jaki powinniśmy zastosować w tym przypadku będzie równy:

$$M = \frac{48}{6 \log_2 \frac{3000}{2 \cdot 1000}} \approx 14$$

Jak widać, możemy sobie z problemem nie poradzić w praktyce. Spróbujmy zatem zwiększyć częstotliwość próbkowania do 4 kHz. Teraz rząd filtru będzie równy 8, a więc filtr taki będzie już możliwy do realizacji praktycznej. Narzucenie tak ostrych warunków, jakie wynikają wprost z teorii prowadzi do znacznej komplikacji projektowanego układu. Często godzimy się na nieznaczne pogorszenie jakości próbkowania, zyskując w zamian na uproszczeniu schematu.

Jeśli więc przyjmijmy np. mniejszy rząd filtru antyaliasingowego niż to wynika z powyższych obliczeń, to tym samym zezwolimy na pojawienie się pewnych skła-

dowych aliasingowych w odtwarzanym sygnale. Zauważmy jednak, że składowe powyżej końca pasma mają z natury dużo mniejsze amplitudy od sygnału użytkowego, a więc pojawiają się one w sygnale odtwarzanym również z małymi amplitudami. Pamiętajmy ponadto, że mimo niedoskonałości filtru antyaliasingowego, zostaną one dodatkowo sfumione. Może się okazać, że ich poziom, nawet dla nieco gorszych parametrów filtru, będzie w sygnale odtwarzanym i tak poza zakresem dynamiki. W praktyce rozsądne obniżenie rzędu filtru w stosunku do wyliczeń teoretycznych nie spowoduje najczęściej wyraźnie zauważalnych zmian w praktyce. W powyższym przykładzie, przy częstotliwości próbkowania 4 kHz, możemy bez większego zagrożenia próbować zbudować filtr antyaliasingowy 6. rzędu. Czy to wystarczy czy nie, będzie zależało od kształtu widma sygnału użytkowego w zakresie powyżej f_{MAX} .

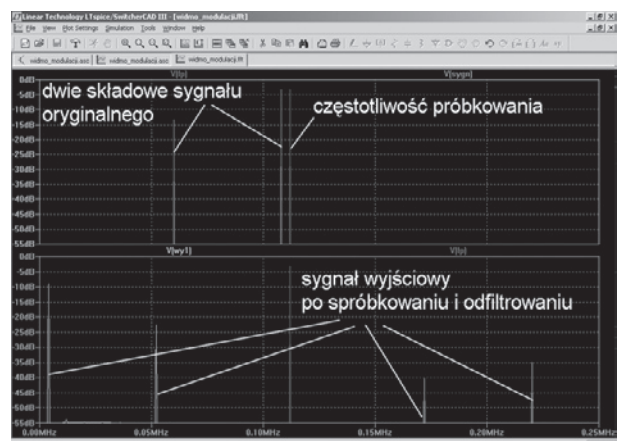
Ministerstwo dziwnych kroków – oversampling

Obniżanie częstotliwości próbkowania jest intuicyjnym dążeniem każdego konstruktora. Jest to podyktowane choćby względami ekonomicznymi. Przetworniki o mniejszej szybkości próbkowania są tańsze od przetworników szybkich. Łatwiej też jest je zdobyć. Wolniejszemu przetwornikowi będą towarzyszyły mniejsze strumienie danych, łatwiej będzie te dane obrobić i przechować. Wydawać by się mogło – same zalety. Jest jednak też dość istotna wada takiej koncepcji, o której już wszyscy wiemy. Chodzi o trudność realizacji dobrego filtru antyaliasingowego. Nie da się więc obniżyć częstotliwości próbkowania poniżej wartości gwarantującej poprawną pracę filtru, przy jednoczesnym spełnieniu twierdzenia Nyquista.

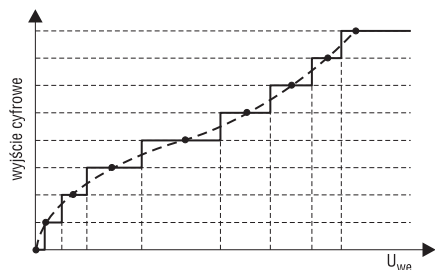
Ciekawe, czy Czytelnikom projektującym własne urządzenia

przytrafia się czasami stan całkowitej bezsilności. Ja czasami miewam takie momenty. Pewien mój znajomy, który elektronikiem nie jest zawsze mi wówczas mówi, że nie ma rzeczy niemożliwych i najczęściej na drugi dzień faktycznie znajdują rozwiązanie problemu. Często wystarczy przyjąć niestandardowy sposób myślenia.

Skoro zmniejszanie częstotliwości próbkowania komplikowało budowę filtru antyaliasingowego, to pamiętając o odmiennym sposobie myślenia spróbujmy teraz, lekko ryzykując, częstotliwość tę zwiększyć i to znacznie. Przyjmijmy, że będzie ona k-krotnie większa od częstotliwości wynikającej z twierdzenia Nyquista. Mamy w takim przypadku do czynienia z nadpróbkowaniem (ang. *oversampling*). No dobrze, ale jaka wyniknie z tego korzyść, bo to tej pory przekonał się raczej o wadach takiego postępowania? Przesuwając częstotliwość próbkowania do wartości $k * f_p$ przesunął się również punkt spełniający twierdzenie Nyquista: $k * f_p / 2$ (rys. 9). Jak widać nachylenie charakterystyki filtru (od f_{gr} do $k * f_p / 2$) może być teraz dużo łagodniejsze. Filtr taki na pewno będzie łatwiejszy w realizacji praktycznej niż w przypadku próbkowania z częstotliwością f_p . Pozostaje jeszcze rozwiązanie problemu zwiększonego strumienia danych występującego za przetwornikiem A/C. Zauważmy jednak, że nie ma żadnego uzasadnienia, aby dane z przetwornika przesyłać docelowo z taką częstotliwością ($k * f_p$). Dane za przetwornikiem A/C odznaczają się dużą redundancją (k-krotną) w stosunku do wymogów związanych z twierdzeniem Nyquista dla sygnału oryginalnego. Można więc z danych, jakie dostarcza przetwornik A/C wybrać jedynie co k-tą. Proces taki nazywa się



Rys. 11. Wyniki symulacji przykładu z undersamplingiem



Rys. 12. Nieliniowość charakterystyki przetwornika A/C

decymacją. Wszystko by było dobrze, gdyby nie fakt że poprzez decymację ponownie cofamy się do pasma użytkowego, jak dla częstotliwości próbkowania równej f_p . I nie ma wyjścia. Ponownie musimy uwzględnić w aplikacji filtr antyaliasingowy, tyle tylko, że możemy go umieścić bezpośrednio za przetwornikiem A/C. W tym miejscu dysponujemy jednak cyfrową postacią sygnału, więc i filtr zostanie wykonany w wersji cyfrowej. Można się zapytać, po co to wszystko? Otóż filtr cyfrowy o wymaganych parametrach można zrealizować dużo prościej niż odpowiadający mu filtr analogowy. Najczęściej stosowane filtry FIR (*Finite Impulse Response*) będą miały ponadto liniową charakterystykę fazową – a więc same korzyści. Typowa aplikacja dla oversamplingu jest przedstawiona na rys. 9.

Opisana wyżej metoda jest dość powszechnie wykorzystywana w aplikacjach DSP, w których stosuje się szybkie przetworniki sigma-delta. Do rozwiązania pozostaje tylko dopasowanie parametrów przetwarzania do możliwości procesora DSP, ale te jak wiemy są dość znaczne. Gorzej jest z rozwiązaniem obsługi szybkich strumieni danych, szczególnie wtedy, gdy zostanie wybrana transmisja szeregową. Dużym prędkościom transmisji towarzyszy szerokie widmo sygnału transmitowanego, co narzuca ostre wymagania dotyczące rozwiązań układowych, a także powoduje wzrost wymagań dla kanału transmisyjnego. Są to jednak rozwiązania, z którymi można sobie skutecznie poradzić.

Undersampling – jeszcze jeden dziwny krok

Twierdzenie Nyquista bezwzględnie nakazuje stosować częstotliwość próbkowania co najmniej równą 2-krotnej f_{MAX} sygnału oryginalnego, inaczej prawidłowe odtworzenie przebiegu na podstawie próbek nie będzie możliwe. Powtarzaliśmy to już wielokrotnie. A co będzie jeśli...?

Rozpatrzmy przypadek, w którym pasmo użytkowe pewnego sygnału rozciąga się od 60 kHz do 108 kHz (rys. 10). Dość przewrotnie spróbujemy spróbkować go teraz z częstotliwością 112 kHz, co wobec zdobytej wcześniej wiedzy wydaje się być wartością zdecydowanie za małą. Najwyższa częstotliwość naszego sygnału wynosi przecież 108 kHz. W wyniku realizacji powyższego pomysłu otrzymamy składowe aliasingowe m.in. B1 i B2 (rys. 10). Pamiętajmy, że poszczególne częstotliwości są równe $f_a = f_s \pm n * f_p$ (f_a – składowa aliasingowa, f_s – częstotliwość sygnału, f_p – częstotliwość próbkowania, n – liczba naturalna). Jeśli teraz zastosujemy filtr pasmowo-przepustowy, nastrojony na pasmo $f_{a1} \dots f_{a2}$, to mówiąc kolokwialnie „jesteśmy w domu”. Musimy tylko pamiętać, że takie rozwiązanie nie zwalnia nas z zachowania zasad dotyczących skuteczności filtrowania, przedstawionych wcześniej. Tak, więc, im bliżej częstotliwości f_{s2} będzie częstotliwość próbkowania, tym bardziej strome powinno być nachylenie charakterystyki filtru. Jest jeszcze jedno ale... Widmo tak otrzymanego sygnału będzie odwrócone (częstotliwości niskie sygnału oryginalnego przesuną się w kierunku częstotliwości wysokich i odwrotnie). W niektórych aplikacjach jest to efekt dyskwalifikujący metodę, ale czasami bywa wręcz pożądany. Wyniki symulacji komputerowej ilustrującej powyższy przykład można prześledzić na rys. 11. Posiadacze programu Switcher CAD będą mogli ponadto skorzystać ze źródeł zawartych na płycie CD EP5/2006B i poeksperymentować samodzielnie. W symulacji nie uwzględniono wprawdzie procesu próbkowania, a jedynie matematyczną metodę modulacji sygnału. Z punktu widzenia charakterystyk widmowych można by sobie pozwolić na takie uproszczenie. W układzie zastosowano filtr dolno-przepustowy zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym LT1037A, pozostawiający jedynie dolną wstęgę sygnału spróbkowanego. Jest to filtr Bessela. W opisanym tu projekcie filtr nie został zoptymalizowany pod kątem wymagań teoretycznych opisanych wyżej. Zachęcam Czytelników do przeprowadzenia własnych prób. Zastosowanie symulacji daje doskonałe możliwości do dokładnego przestudiowania zjawisk, bez konieczności żmudnego lutowania układów prototypowych. Analiza FFT dostępna w programie pozwala na szybką oce-

nę własności widmowych układu dla przyjętych rozwiązań konstrukcyjnych.

Jak widać, w opisanej wyżej metodzie uzyskano efekt przesunięcia w dół pasma sygnału użytkowego. Zabieg ten stosuje się często w systemach telekomunikacyjnych, sprzęcie radiolokacyjnym, itp.

Kwantyzacja

Dwoma najważniejszymi parametrami procesu przetwarzania analogowo-cyfrowego i cyfrowo-analogowego są: pasmo sygnału użytkowego i rozdzielczość próbkowania. Pierwszym z nich zajmowaliśmy się we wcześniejszej części artykułu, obecnie skupimy się na drugim.

Rozdzielczość przetworników A/C i C/A będziemy utożsamiać z liczbą bitów słowa stanowiącego cyfrową reprezentację maksymalnej wartości przetwarzanej (np. napięcia). Maksymalna liczba zapisana przy użyciu N bitów jest równa 2^N , tyle też poziomów kwantyzacji można zrealizować za pomocą przetwornika N -bitowego (rys. 1). Oznacza to, że jeśli napięcie referencyjne 12-bitowego przetwornika A/C jest równe np. 4,096 V, to najmniejsza rozpoznanalna przez ten przetwornik różnica napięcia wejściowego jest równa $4,096/2^{12} = 1$ mV. Takie samo najmniejsze napięcie wyjściowe uzyskamy dla analogicznego przetwornika C/A (12-bitów, $U_{REF} = 4,096$ V). Rozdzielczość jest więc proporcjonalna do liczby bitów przetwornika. Mając najmniejszą i największą wartość przetwarzaną można wyznaczyć zakres dynamiki przetwornika. Wielkość ta jest równa stosunkowi U_{MAX}/U_{min} i najczęściej jest wyrażana w dB, choć można również spotkać się z procentowym podawaniem tego parametru. Z prostych zależności matematycznych wynika, że zakres dynamiki może być również opisany formułą: $20 \log(2^N)$ [dB]. Praktykom na pewno przyda się jeszcze mnemotechniczna metoda szybkiego szacowania zakresu dynamiki, wedłóg której jest on równy $6,02 * N$.

Ideał nie istnieje

W wyniku procesu próbkowania uzyskujemy chwilową wartość wielkości mierzonej (najczęściej napięcia). Fizycznie może to być np. wartość napięcia do jakiego naładował się kondensator referencyjny podczas pobierania próbki. Nadal jest to jednak wielkość analogowa.

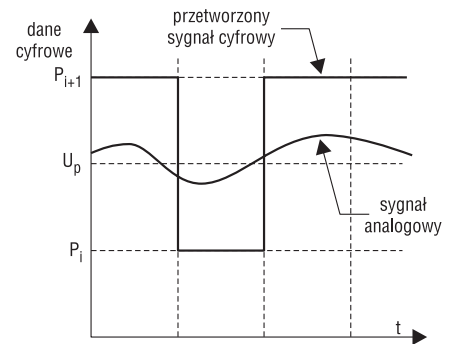
Do uzyskania wartości cyfrowej niezbędne jest jeszcze przeprowadzenie procesu kwantyzacji polegającego na przypisaniu napięcia próbki, do jednej z wielu możliwych wartości dyskretnych. W przetworniku idealnym wszystkie poziomy są równomiernie rozłożone w całym zakresie przetwarzania. W przetworniku rzeczywistym niestety musimy się liczyć z występowaniem nieliniowości. Oznacza to, że np. kolejnym wartościom cyfrowym reprezentującym przetworzone napięcie wejściowe odpowiadają niejednakowe przyrosty tego napięcia (rys. 12). Rzeczywiste przetworniki A/C i C/A są wrażliwe ponadto na zniekształcenia harmoniczne i intermodulacyjne. Dość osobliwą „przypadłością” przetworników są tzw. *missing codes*, czyli brak występowania pewnych wartości cyfrowych. Będzie o tym mowa w dalszej części kursu.

Jak wiemy rozdzielczość przetwornika, zależna od liczby bitów słowa reprezentującego wartość cyfrową sygnału przetwarzanego, utożsamiana jest z zakresem dynamiki, a więc stosunkiem sygnału do szumu. Każdemu rzeczywistemu sygnałowi będzie zawsze towarzyszył szum wynikający np. ze zjawisk termicznych zachodzących w elementach układu wytwarzającego ten sygnał (rezystory, półprzewodniki, itp.). W przypadku przetworników A/C i C/A dochodzi jeszcze jeden, specyficzny rodzaj szumu, nazywany szumem kwantyzacji. Wynika on z faktu zdyskretyzowania wartości przetwarzanych. Na rys. 13 przedstawiono sytuację, w której przetwarzany sygnał pozostaje na poziomie odpowiadającym mniej-więcej połowie kolejnych wartości dyskretnych. Minimalny przyrost tego napięcia spowoduje przypisanie próbki p_{i+1} , natomiast dla minimalnie obniżonego, zostanie przypisana próbka p_i . Dla średniej wartości napięcia wejściowego równej u_p będziemy więc obserwować ciągłe zmiany przetwarzanej wartości cyfrowej od wartości p_i do p_{i+1} . Zmiany te będą miały charakter szumowy. Po głębszej analizie matematycznej, która nie będzie tu jednak przytoczona, można określić wartość skuteczną RMS napięcia szumu kwantyzacji. W zakresie pasma Nyquista jest ona równa:

$$\frac{q}{\sqrt{12}}$$

gdzie q jest wagą najmniej znaczącego bitu (LSB) przetwornika. W przetworniku idealnym szum kwantyzacji nie zależy ani od amplitudy sygnału wejściowego, ani od jego częstotliwości. Biorąc pod uwagę fakt występowania szumu kwantyzacji warto jeszcze zbadać, jaki jest jego wpływ ilościowy na parametry przetwornika. I znowu przyjmijmy „na wiarę”, bez wywodu matematycznego, że stosunek wartości RMS sygnału (dla pełnego zakresu) do szumu kwantyzacji jest równy: $SNR = 6,02 \cdot N + 1,76$ [dB]. Szum kwantyzacji charakteryzuje się szerokim i równomiernym widmem. Należy jednak zwrócić uwagę na to, że jeśli wystąpi korelacja między sygnałem błędem kwantyzacji, a sygnałem próbkowanym, to mogą się pojawić harmoniczne sygnału wejściowego dające w widmie wyjściowym widoczne koncentracje prążków, zamiast oczekiwanego równomiernego ich rozkładu. Taki przypadek wystąpi, gdy sinusoidalny sygnał wejściowy będzie podharmoniczną częstotliwości próbkowania. Może się wydać dziwne, ale o ile teoretycznie wyznaczenie parametru SNR jest zadaniem stosunkowo łatwym, o tyle nie można tego powiedzieć o jego praktycznym pomiarze. Najczęściej wykorzystuje się do tego technikę DSP. Pomiar polega na doprowadzeniu czystego sygnału sinusoidalnego do wejścia przetwornika, zebraniu kolekcji danych, a następnie wyznaczeniu widma za pomocą szybkiej transformaty Fouriera (FFT). Do obliczenia wartości SNR niezbędne będzie ustalenie wartości RMS samego sygnału podstawowego (na podstawie informacji o widmie), a następnie wszystkich pozostałych składowych. Stosunek tych wielkości wyrażony w decybelach da wartość SNR. W obliczeniach zostanie uwzględniony nie tylko szum, lecz również zniekształcenia wnoszone przez przetwornik. Na ostateczny wynik mogą więc wpłynąć: nieliniowość przetwornika, błędy kodowania (wspomniane wcześniej *missing codes*), szumy wewnętrzne przetwornika, a także wejściowa szybkość narastania sygnału. Z powyższych powodów obliczoną wartość często określa się jako stosunek sygnału do szumu wraz ze zniekształceniami i oznacza jako $S/(N+D)$. Potocznie jednak dalej używa się oznaczenia SNR.

Stosunek sygnału do szumu jest wielkością, która w sposób dość dobry oddaje jakość przetwornika, ale powiedzmy sobie szczerze, nie jest to



Rys. 13. Istota powstawania szumu kwantyzacji

parametr, na który początkowo zwracamy uwagę przy poszukiwaniu podzespołów do projektu. Niewątpliwie koncentrujemy się najpierw na rozdzielczości przetwornika. Zauważmy więc, że szumy wraz ze zniekształceniami wnoszonymi przez przetwornik pogarszają teoretyczną rozdzielczość wynikającą z liczby bitów przetwornika. Przykładowo kupując przetwornik 12-bitowy musimy mieć świadomość tego, że w układzie docelowym nie osiągniemy takiej rozdzielczości, okaże się bowiem, że np. dwa najmłodsze bity będą zawsze „pływały”, a więc będą praktycznie nieprzydatne. Aby ułatwić konstruktorom dobór elementów wprowadzono pojęcie efektywnej liczby bitów przetworników A/C i C/A (ENOB – *Effective Number Of Bits*). Parametr ten można obliczyć z zależności:

$$ENOB = \frac{SNR_{akt} - 1,76 [dB]}{6,02}$$

Wynika z niej, że efektywna liczba bitów nie musi być liczbą całkowitą. Może się to wydać nieco zaskakujące, ale pamiętajmy, że ENOB jest substytutem zakresu dynamiki przetwornika lub – patrząc inaczej – odstępem sygnału od szumu (SNR), która to wielkość w przeciwieństwie do faktycznej liczby bitów przetwornika nie jest wartością dyskretną. Przykładowo: 12-bitowy przetwornik A/C typu AD678 charakteryzuje się efektywną liczbą bitów równą 11,4.

W kolejnym odcinku zapoznamy się z parametrami przetworników A/C i C/A. Informacje te powinny być przydatne w doborze najbardziej odpowiednich przetworników do projektowanej aplikacji, a być może pozwolą również zrozumieć „nie wytłumaczalne” efekty występujące w działających już urządzeniach.

Jarosław Doliński, EP
jaroslaw.dolinski@ep.com.pl