

Aproksymacja efektywnego pasma przenoszenia układów SH w systemach pomiarowych

Krzysztof Arnold*

W pracy przedstawiono wyniki badań i ocenę wpływu szerokości analogowego pasma przenoszenia układów próbkująco-pamiętających na dokładność analogowo-cyfrowego przetwarzania sygnałów. Wykazano, że spadek charakterystyki amplitudowej układu próbkująco-pamiętającego wymaga oceny w powiązaniu z rozdzielczością współpracującego z nim przetwornika a/c. Zaprezentowano również zależności pozwalające na wyznaczenie efektywnej szerokości częstotliwościowego pasma przenoszenia układów próbkująco-pamiętających w blokach akwizycji sygnałów.

Approximation of frequency characteristics of the SH circuits in measurement systems.

In the paper, results of studies on effective frequency bandwidth of the SH circuits and accuracy of the AD conversion have been presented. It was shown that evaluation of decrease in a frequency characteristic, which decides limitation of signals frequency range, needs to take into account also the resolution of a cooperating AD converter. The relationships to evaluation of the effective frequency bandwidth, resulting from frequency properties of the SH circuits in data acquisition subsystems, are established.

Wstęp

Charakterystyki metrologiczne cyfrowych systemów pomiarowych w istotnym stopniu zależą od właściwości operacji analogowo-cyfrowego przetwarzania badanych sygnałów. Do najczęściej stosowanych sposobów konwersji a/c należą metody integracyjne oraz metoda kompensacji wagowej, przy czym ta ostatnia zawdzięcza swoją pozycję połączeniu dobrej szybkości i dokładności przetwarzania. W przetwornikach kompensacyjnych proces kwantowania wartości sygnału wejściowego odbywa się w odpowiadającej rozdzielczości przetwornika liczbie kroków, a całościowy czas ich wykonania decyduje o czasie przetwarzania a/c. Cyfrowa reprezentacja wartości chwilowej sygnału analogowego jest więc właściwa, jeśli zmiany tego sygnału w czasie przetwarzania nie wykraczają poza przedział kwantowania przetwornika. Wynikające stąd wymagania dla przetwornika a/c są często trudne do spełnienia. Z tego względu konieczne jest stosowanie układów próbkująco-pamiętających (*sample-and-hold circuits* – SH), które utrzymują zapamiętane wartości próbek na wejściach przetworników a/c w czasie dokonywania kolejnych konwersji.

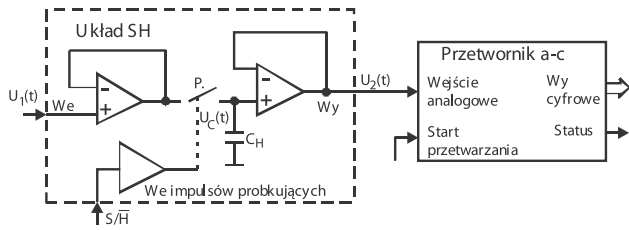
Dokładność pobrania próbki sygnału przez układ SH jest zależna od precyzji zapamiętania jej wartości w postaci quasi-stabilnego napięcia i wskazania chwili,

której należy tę wartość w rzeczywistości przyporządkować. Właściwości częstotliwościowe układów SH, decydujące o dynamicznym błędzie uchwycenia wartości chwilowej napięcia, są awizowane przez czas akwizycji sygnału i analogowe pasmo przenoszenia. Znajomość tych parametrów pozwala na porównanie układów SH, nie określa jednak formalnie błędów dynamicznych i dopuszczalnej szerokości pasma przenoszenia w torze przetwarzania a/c. Rozwiązanie wzmiankowanego wyżej problemu wymaga przedstawienia powiązań pomiędzy rozdzielczością przetwornika a/c a kształtem charakterystyki częstotliwościowej współpracującego z nim układu SH.

Właściwości częstotliwościowe układów SH w fazie próbkowania

Układy SH zawierają zwykle szerokopasmowy wzmacniacz wejściowy o podwyższonej wydajności prądowej, przełącznik analogowy, kondensator pamięciowy oraz wyjściowy wzmacniacz separujący (rys. 1). Najważniejszym parametrem dynamicznym układu SH dla fazy próbkowania sygnału jest czas przyjęcia próbki t_a , liczony od chwili zainicjowania tej fazy do chwili ustalenia napięcia próbki na kondensatorze pamięciowym, przy stłumieniu oscylacji do granic przyjętego margi-

* Dr inż. Krzysztof Arnold – Politechnika Poznańska, Instytut Elektroniki i Telekomunikacji



Rys. 1. Schemat funkcjonalny podstawowego układu próbkująco-pamiętającego

nesu błędu [1, 2, 3]. Parametr t_a charakteryzuje szybkość działania wzmacniacza wejściowego, jego wydajność prądową i stałą czasową ładowania kondensatora pamięciowego. Wymienione właściwości, wraz z wpływem pasma przenoszenia wyjściowego wzmacniacza, są ujmowane również w postaci szerokości pasma częstotliwości układu dla małych (*Small Signal Gain Bandwidth* – BW) i dużych (*Full Power Bandwidth* – FPBW) sygnałów wejściowych [4, 5]. Właściwości końcowego wzmacniacza są ponadto opisywane przez szybkość narastania napięcia wyjściowego (*Slew Rate* – SR).

Parametry częstotliwościowe BW i FPBW sygnalizują spadek charakterystyk amplitudowych układów SH, wyznaczając przy tym ściśle jedynie 3 dB częstotliwości graniczne [2, 4]. Nie daje to czytelnej podstawy do wyznaczania częstotliwościowego zakresu poprawnej współpracy układów SH z przetwornikami a/c o różnych rozdzielczościach. W praktyce ograniczenia takie są podawane dla sprawdzonych aplikacji systemowych z konkretnymi przetwornikami a/c i przedstawiane jako gwarancja utrzymania liczby bitów efektywnych dla wymienionej maksymalnej częstotliwości próbkowania [6].

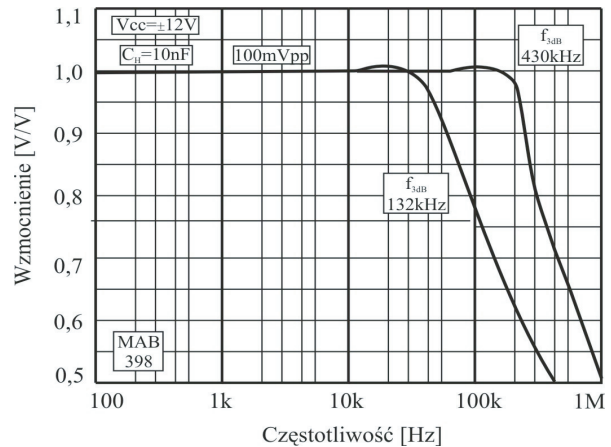
Na charakterystyki układów SH znacząco wpływają właściwości sekcji przełącznika analogowego. W fazie próbkowania można je opisać zależnością [1]:

$$K_u(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC_H} \quad (1)$$

Rezystancja R jest tu sumą rezystancji wyjściowej wzmacniacza sterującego i rezystancji klucza analogowego w stanie włączenia.

Doświadczalne charakterystyki amplitudowe układów SH

Przyjęcie pasywnego dolnoprzepustowego filtra o stałej czasowej RC_H – jako modelu układu SH – jest zasadne przy założeniu, że częstotliwości graniczne obu wzmacniaczy separujących są znacznie większe od wartości parametru BW. Trzeba też zauważyć, że uproszczony opis (1) nie obejmuje upływności kondensatora C_H i rezystancji wejściowej końcowego wtórnika napięciowego. Wielkości te nie powinny jednak mieć pierwszoplanowego wpływu na pasmo częstotliwości



Rys. 2. Charakterystyki amplitudowe układu MAB 398 dla pobudzeń sinusoidalnych 100 mVpp i 10 Vpp

układu. Sformułowane powyżej założenia zweryfikowano, badając układy próbkująco-pamiętające z zewnętrznym (MAB 398) i wewnętrznym (AD 781 JN) kondensatorem pamięciowym.

Amplitudowe charakterystyki przenoszenia wzmacniacza SH typu MAB 398 różnią się dla małych i dużych pobudzeń, wykazując ponadto niewielkie podbicie wzmocnienia (rys. 2). Ma to istotne znaczenie dla modelowania właściwości układu. Porównanie charakterystyk pomiarowych i przebiegów modułu transmitancji filtra dolnoprzepustowego RC, wyznaczonych na podstawie doświadczalnych wartości częstotliwości granicznych f_{3dB} układu MAB 398, wykazuje bowiem daleko idące podobieństwo z wyjątkiem wspomnianego przejściowego wzrostu wzmocnienia (rys. 3).

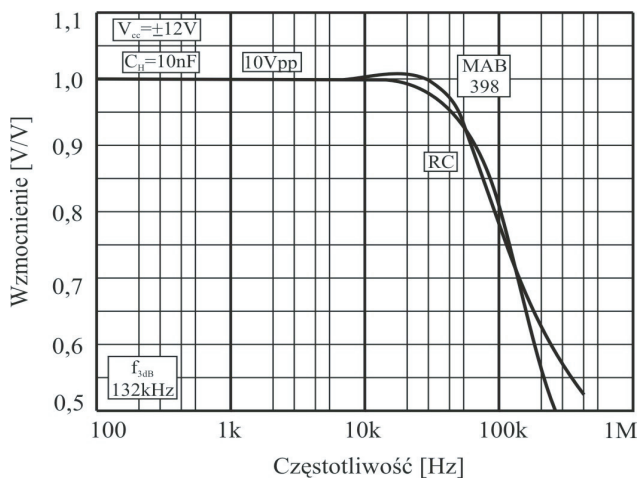
Efekty te nie występują dla wzmacniacza próbkującego AD 781JN, należącego do generacji układów mających wewnętrzny kondensator pamięciowy [7]. W tym przypadku wpływ właściwości wzmacniaczy separujących na kształt charakterystyk amplitudowych układu jest mniej widoczny (podobne pasma przenoszenia dla wymuszeń 100 mVpp i 3 Vpp), a charakterystyki doświadczalne i uzyskane teoretycznie są zbliżone również w początkowej strefie spadku (rys. 4).

Analiza dynamicznego błędu przenoszenia

Charakterystyki układów SH – testowanych przy zamkniętym kluczu i nie wykazujących przejściowego wzrostu wzmocnienia napięciowego – zbliżają się do przebiegu funkcji modułu transmitancji pasywnych dolnoprzepustowych filtrów RC. Uzyskane wyniki upoważniają do przyjęcia dla takich układów opisu amplitudowej funkcji przenoszenia w postaci:

$$|K_u(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{3dB}}\right)^2}} \quad (2)$$

gdzie: $\omega_{3dB} = 2\pi f_{3dB}$.



Rys. 3. Charakterystyki amplitudowe dolnoprzepustowego filtra RC i układu MAB 398 dla pobudzenia sinusoidalnego 10 Vpp

Spadek wzmocnienia (2) ze wzrostem częstotliwości jest potencjalnym źródłem różnicy między wartością napięcia U_{kod} odpowiadającą kodowi przetworzonej próbki, a rzeczywistą wartością chwilową napięcia próbkowanego na wejściu układu SH:

$$\Delta = U_{kod}(t_k) - U_1(t_k) \quad (3)$$

Zapamiętanie na kondensatorze C_H napięcia próbki o wartości mniejszej od rzeczywistej o szerokość przedziału kwantowania q przetwornika a/c w najgorszym przypadku skutkuje pojawieniem się błędu $\Delta \approx -3q/2$. Dla straty poziomu próbki napięcia mniejszej od wartości $q/2$, błąd Δ nie przekracza 1 LSB (rys. 5). Kryterium 1 LSB definiuje częstotliwość f_{1LSB} , przy której spadek wzmocnienia układu SH powoduje zmniejszenie rozdzielczości współpracującego z nim przetwornika a/c o 1 bit.

Dla sygnałów sinusoidalnych o amplitudzie U_1 można w prosty sposób wyznaczyć częstotliwość f_{1LSB} , korzystając z opisu (2) charakterystyk amplitudowych układów SH. Przy spadku amplitudy U_2 o wartość $q/2$ prawdziwa jest bowiem równość:

$$K_{U0} \cdot U_1 - \frac{q}{2} = |K_U(j\omega_{1LSB})| \cdot U_1 \quad (4)$$

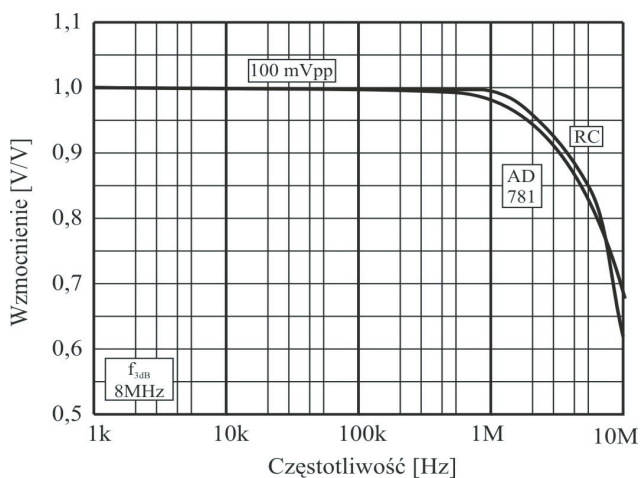
przy czym $K_{U0} = 1$ i $q/2 = FSR/2^{n+1}$.

Amplituda U_1 sygnału wejściowego nie powinna przekraczać połowy zakresu napięć wejściowych FSR przetwornika a/c.

Tożsamość (4) jest równoważna równaniu:

$$1 - \frac{FSR}{U_1} \cdot \frac{1}{2^{n+1}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{1LSB}}{f_{3dB}}\right)^2}} \quad (5)$$

Częstotliwość graniczną f_{1LSB} można zatem ostatecznie wyrazić w postaci:



Rys. 4. Charakterystyki amplitudowe filtra RC i układu AD781JN dla pobudzenia sinusoidalnego 100 mVpp

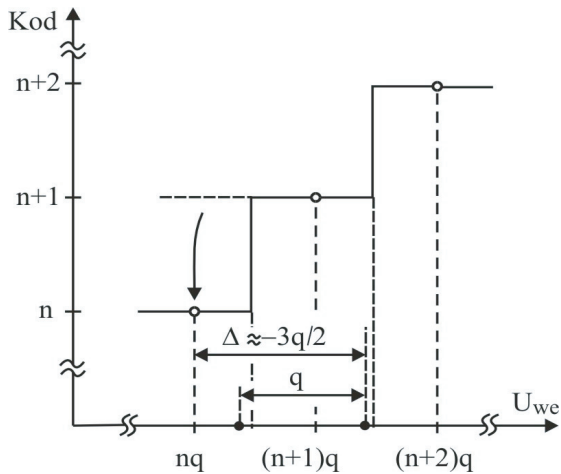
$$f_{1LSB} = f_{3dB} \cdot \sqrt{\frac{U_1 \cdot 2^{n+2} - 1}{FSR} \cdot \frac{U_1 \cdot 2^{n+1} - 1}{FSR}} \quad (6)$$

Warto zauważyć, że dla dobrej klasy wzmacniaczy SH częstotliwość graniczna f_{3dB} , odpowiadająca parametrowi BW, jest stała dla szerszego zakresu napięć wejściowych. Opis funkcji przejścia układu nie ulega w tym obszarze zmianie, a strata poziomu próbki jest zależna od wartości próbkowanego napięcia. Wspomniany efekt wynika z zależności (6) i jest wyraźnie widoczny przy porównaniu spadków amplitudy sygnału na wyjściu układu SH przy kilku poziomach wymuszeń sinusoidalnych, przy zachowaniu stałego opisu transmitancji układu, aproksymowanej przez charakterystykę filtra RC o określonej częstotliwości f_{3dB} (rys. 6).

Spadki amplitudy sygnału, występujące na wyjściu układu przy częstotliwości f_{3dB} , są w tych warunkach wprost proporcjonalne do amplitudy wymuszenia. Widać również, że zmniejszenie amplitudy sygnału wyjściowego ze wzrostem częstotliwości osiąga wartość $q/2$ tym szybciej, im większa jest amplituda pobudzenia (rys. 6). Oznacza to, że przyjęcie amplitudy $U_1 = FSR/2$ w zależności (6) określa częstotliwość f_{1LSB} najgorszego przypadku, dla której mniejsze wartości próbek mogą być poprawnie kodowane przez przetwornik a/c. Wynikające ze wzoru (6) przykładowe ograniczenia pasma częstotliwości układu SH zebrano ilościowo w tabeli 1.

Wnioski

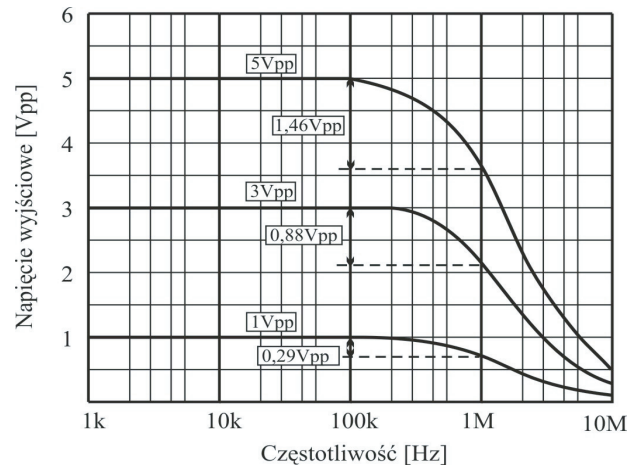
Przedstawione rozważania wskazują na konieczność uważnego respektowania ograniczeń, wynikających z właściwości częstotliwościowych układów próbkująco-pamiętających SH. Możliwość aproksymacji kształtu charakterystyk amplitudowych tych układów pozwala na zmniejszenie dynamicznego błędu przetwarzania



Rys. 5. Błąd Δ dla najgorszego przypadku przy zmniejszeniu poziomu próbki na wejściu przetwornika a/c o wartość q

i ma istotne znaczenie zwłaszcza w procesie projektowania toru analogowego systemów pomiarowych. Charakterystyki amplitudowe układów SH, zawierających odpowiednio szerokopasmowe wzmacniacze separujące, mogą być opisane matematycznie z wykorzystaniem standardowych parametrów BW i FPBW, co prowadzi do sformułowania czytelnej i przydatnej zależności, określającej efektywne pasmo przenoszenia, opartej na kryterium 1 LSB. Częstotliwość f_{1LSB} z jednej strony wyznacza obszar poprawnego kodowania wszystkich próbek sygnału, a z drugiej znacznie ogranicza pasmo pomiarowe. Alternatywą dla takiego rozwiązania jest zmniejszenie ograniczeń częstotliwościowych i zwiększenie prawdopodobieństwa wystąpienia błędu przetwarzania dla próbek zbliżonych do poziomu wartości maksymalnej sygnału. Należy jednak podkreślić, że przestrzeganie kryterium 1 LSB zmniejsza potencjalne niebezpieczeństwo pojawienia się dynamicznych błędów przetwarzania również sygnałów niesinusoidalnych.

Właściwości niektórych układów SH, wykazujących wzrost wzmocnienia w strefie poprzedzającej spadek charakterystyki amplitudowej, w zasadzie nie mogą być przybliżone z wykorzystaniem transmitancji układu RC. Wzmacniacze te wprowadzają jednak błąd przetwarzania o dodatnim znaku, co również kwalifikuje je do grupy układów, wymagających określenia zawężonego efektywnego pasma częstotliwości.



Rys. 6. Aproxymowane charakterystyki częstotliwościowe spadku napięcia na wyjściu układu SH dla wymuszeń 1 Vpp, 3 Vpp, 5 Vpp i $f_{3dB}=1$ MHz

Bibliografia

- [1] Kulka Z., Libura A., Nadachowski M.: *Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe*. WKiŁ, Warszawa 1987.
- [2] Van de Plassche R. J.: *Scalone przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe*. WKiŁ, Warszawa 1997.
- [3] Jung W.: *Applying IC Sample-Hold Amplifiers*. Analog Devices. Applications Reference Manual 1993, pp. 18.3-18.10.
- [4] *Analog Devices*. 1996 Designer's Reference Manual, pp. 12.3-12.16.
- [5] Burr-Brown IC Data Book 1995. Data Conversion Products, pp 6.1-6.63.
- [6] Sipex. Data Conversion Products 1995, pp. 17-111.
- [7] Design-in Reference Manual. Analog Devices 1994, pp. 6.11-6.13.

Tabela 1. Przykładowa ocena efektywnej szerokości pasma układu SH dla najgorszego przypadku

Sygnał wejściowy	Częstotliwość graniczna f_{1LSB} (kHz) $f_{3dB}=1$ MHz				
	n=8	n=10	N=12	n=14	n=16
100 mVpp	-	477,7	225,1	111,0	55,3
5 Vpp	125,7	62,6	31,3	15,6	7,8
10 Vpp	88,8	44,2	22,1	11,0	5,5

N - rozdzielczość przetwornika a/c, FSR= ± 5 V