

Paweł STUDZIŃSKI

Przemysłowy Instytut Elektroniki

Warszawa

## WPLYW STRUKTURY I PARAMETRÓW UKŁADÓW KONDYCJONOWANIA NA DOKŁADNOŚĆ PRZETWARZANIA NADPRÓBKUJĄCYCH PRZETWORNIKÓW ANALOGOWO- CYFROWYCH

**Streszczenie.** Współpraca układu kondycjonowania z przetwornikiem a/c o dużej rozdzielczości wymaga bardzo starannego zaprojektowania tego układu. W artykule omówiono dwa podstawowe czynniki wpływające ze strony obwodu kondycjonowania na dokładność przetwarzania przetworników sigma-delta:

- wpływ niskoczęstotliwościowych szumów wzmacniaczy wejściowych na stabilność i efektywną rozdzielczość przetworników a/c,
- wpływ niestabilności poziomu wzmacniacza wejściowego prądu stałego, wywołanych zakłóceniami wielkiej częstotliwości.

## INFLUENCE OF STRUCTURE AND PARAMETERS OF THE CONDITIONING CIRCUITS ON CONVERSION ACCURACY OF THE OVERSAMPLED A/D CONVERTERS

**Summary.** Satisfactory co-operation of A/D converter with conditioning circuit demand for very careful designing of those circuit. Two basic factors influenced for accuracy of conversion in sigma- delta converters are discussed in the paper:

- influence of low-frequency noise of input amplifiers on stability and effective resolution of A/D converters,
- influence of amplifier input current offset instability, caused by high-frequency disturbances.

## 1. WPROWADZENIE

Przetworniki analogowo-cyfrowe z reguły współpracują ze źródłami sygnałów za pośrednictwem układów kondycjonowania, które umożliwiają lepsze dopasowanie układu pomiarowego do parametrów mierzonego obiektu. Podstawowym członem układu kondycjonowania jest wzmacniacz prądu stałego, który niejednokrotnie jest układem programowalnym. Szczególnie ważny jest wybór wzmacniaczy wejściowych, przeznaczonych do współpracy z przetwornikami a/c o dużych rozdzielczościach, jak przetworniki sigma-delta przeznaczone do zastosowań w miernictwie. Dla ilustracji problemu wystarczy zauważyć, że przy rozdzielczości przetwornika na poziomie 24 bitów i zakresie pomiarowym równym 5V zmiana wskazań przetwornika o jedną jednostkę wiąże się ze zmianą sygnału mierzonego o zaledwie  $0,3\mu\text{V}$ .

W artykule omówiono dwa podstawowe czynniki wpływające ze strony obwodu kondycjonowania na dokładność przetwarzania przetworników sigma-delta:

- wpływ niskoczęstotliwościowych szumów wzmacniaczy wejściowych na stabilność i efektywną rozdzielczość przetworników a/c,
- wpływ niestabilności poziomu wzmacniacza wejściowego prądu stałego, wywołanych zakłóceniami wielkiej częstotliwości.

## 2. WPŁYW SZUMÓW WZMACNIACZY WEJŚCIOWYCH NA EFEKTYWNA ROZDZIELCZOŚĆ PRZETWORNIKÓW SIGMA-DELTA

### 2.2. Szumy przetwornika sigma-delta

Rozdzielczość przetwornika sigma-delta jest zależna od częstotliwości powtarzania pomiarów i od wzmocnienia wzmacniacza programowalnego z układu tego przetwornika [1,2,3]. Wszystkie dostępne przetworniki są wyposażone w układy modulatorów, których działanie umożliwia również uzyskiwanie efektu wzmacniania mierzonych sygnałów. Dlatego na schemacie zastępczym takich przetworników przedstawiane są wzmacniacze wejściowe, których wyjście jest połączone z wejściem właściwego układu przetwornika. Współczynniki wzmocnienia takich wzmacniaczy mogą być z reguły wybierane w granicach od 1 do 128 V/V, przy czym dopuszczalne wartości wzmocnienia są zawarte w układzie dwójkowym [4,5,6].

Szumy kompletnego układu przetwornika sigma-delta są przez wytwórców z reguły określane w postaci tablic dla różnych wartości częstotliwości powtarzania pomiarów i współczynnika wzmocnienia wzmacniacza [4,6]. Należy nadmienić, że wartości częstotliwości powtarzania pomiarów są równe częstotliwościom bieguna filtra cyfrowego przetwornika.

Szumy układu przetwornika HI 7191 firmy Harris przedstawiono w tabeli 1. W tabeli tej, obok wartości szumów, podano także szerokości pasma przenoszenia  $f_p$  dla poszczególnych częstotliwości powtarzania pomiarów. Analizując tablicę szumów przetwornika łatwo zauważyć, że najmniejsze wartości szumów występują przy niskich częstotliwościach powtarzania pomiarów. Szumy przetwornika są zależne od współczynnika wzmocnienia  $G$  układu wejściowego. Przy zmianie współczynnika wzmocnienia w przedziale od 1V/V do 16V/V wartość skuteczna szumów maleje wraz ze wzrostem wzmocnienia.

Tabela 1

Wartości skuteczne szumów przetworników HI 7190

Częstotliwość bieguna filtru Hz	Szerokość pasma -3dB Hz	Wartość skuteczna szumów odniesiona do wejścia [ $\mu$ V]							
		G=1	G=2	G=4	G=8	G=16	G=32	G=64	G=128
10	2,62	0,435	0,246	0,134	0,126	0,066	0,134	0,070	0,060
25	6,55	0,604	0,336	0,226	0,246	0,237	0,212	0,220	0,209
50	13,1	0,903	0,447	0,341	0,529	0,258	0,442	0,224	0,364
100	26,2	2,50	1,05	0,628	0,786	0,406	0,672	0,414	0,496
250	65,5	6,73	2,50	1,28	1,26	0,669	1,10	2,40	2,40
500	131	19,4	7,61	14,7	2,54	1,40	2,22	3,40	4,79
$10^3$	262	96,7	32,6	18,4	11,0	5,16	10,2	4,97	5,63
$2 \cdot 10^3$	524	579	198	109	62,8	33,8	108	55,2	24,5

Zmniejszenie szumów nie jest proporcjonalne do wzrostu wzmocnienia, co w konsekwencji prowadzi do zmniejszenia rozdzielczości przetwornika. Można wykazać, że przy częstotliwości powtarzania pomiarów równej 10 Hz w przypadku zmiany wzmocnienia od jednego do ośmiu zmniejszenie rozdzielczości jest około jednego bita. Przedstawiane wartości szumów są wartościami skutecznymi.

### 2.3. Wpływ szumów wzmacniacza wejściowego na szumy układu

Przy założeniu niezależności szumów układów wzmacniacza wejściowego i przetwornika sigma-delta wpływ szumów wzmacniacza wejściowego na szumy przetwornika może być określony na podstawie ogólnej zależności (1).

$$U_{sp}^2 = E_{sw}^2 + E_{sp}^2, \quad (1)$$

gdzie:  $E_{sw}^2$  - wartość średniokwadratowa szumów przetwornika sigma-delta, wywołanych wpływem szumów wzmacniacza wejściowego,

$E_{sp}^2$  - wartość średniokwadratowa szumów przetwornika sigma-delta.

Szumy  $E_{sw}^2$  można wyznaczyć na podstawie zależności (2)

$$E_{sw}^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_{sw}^2 G_w^2 G_p^2 df, \quad (2)$$

gdzie :  $G_p, G_w$  - transmitancje odpowiednio przetwornika a/c i wzmacniacza wejściowego,

$e_{sw}$  - gęstość widmowa szumów wzmacniacza wejściowego,

$f_1, f_2$  - granice pasma częstotliwości szumów odpowiednio dolna i górna.

Wypadkowe szумы wzmacniaczy operacyjnych są zależne od wartości: składowej napięciowej szumów  $e_N$ , składowej prądowej szumów  $i_N$  i rezystancji źródła  $r_S$ . Szумы te mogą być opisane zależnością:

$$e_{sw} = [e_N^2 + 4kTr_S + 4(i_N r_S)^2]^{1/2}, \quad (3)$$

gdzie :  $k$  - stała Boltzmana,

$T$  - temperatura układu wejściowego.

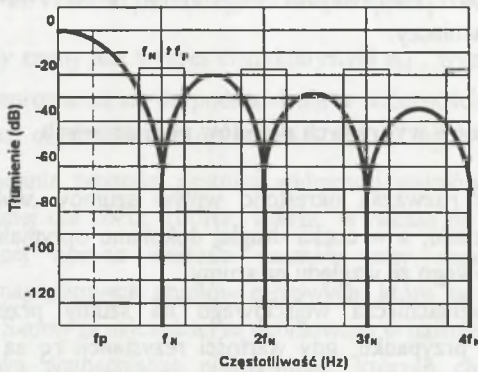
W powyższej zależności składowa szumów prądowych jest mnożona przez liczbę 4 z uwagi na to, że założono obecność na każdym z wejść analizowanego wzmacniacza rezystancji  $r_S$ . W praktyce szerokość pasma przenoszenia wzmacniacza wejściowego jest znacznie większa od szerokości pasma rozważanych szumów niskoczęstotliwościowych. Wówczas można założyć, że w rozważanym paśmie częstotliwości transmitancja  $G_w$  nie zależy od częstotliwości i równa się wzmocnieniu wzmacniacza dla prądu stałego  $G_{wo}$ . Stąd zależność (2) może być przekształcona do postaci:

$$E_{sw}^2 = G_{wo}^2 \int_{f_1}^{f_2} e_{sw}^2 G_p^2 df. \quad (4)$$

Ogólne wyznaczenie składowej  $E_{sw}^2$  jest złożone, ponieważ transmitancja przetwornika  $G_p$  oraz gęstość widmowa szumów wzmacniacza wejściowego  $e_{sw}$  są zależne od częstotliwości. Transmitancja  $G_p$  przetwornika zależy od parametrów filtru cyfrowego i od wzmocnienia wzmacniacza programowalnego przetwornika. Zazwyczaj w przetwornikach sigma-delta są stosowane filtry cyfrowe o charakterystykach wyrażonych funkcją  $\text{sinc}^n$  [5,6]. W praktyce producenci przetworników sigma-delta ograniczają się do podania wykresu charakterystyki tłumienia filtru cyfrowego (rys. 1). Wartość szumów  $E_{sw}^2$  można oszacować w sposób następujący. Transmitancję przetwornika  $G_p$  aproksymowano za pomocą funkcji:

$$G_{pa} = 1 \quad \text{dla } f \leq f_p, \quad (5)$$

$$G_{pa} = 0 \quad \text{dla } f > f_p.$$



Rys. 1. Charakterystyka tłumienia filtra cyfrowego przetwornika HI 7191

Fig. 1. Transfer characteristic of the HI 7191 converter digital filter

Rozważono dwa przypadki relacji wzajemnej częstotliwości  $f_2$  szumów i szerokości pasma przetwornika  $f_p$ . Przypadek pierwszy dotyczy zależności  $f_2 \leq f_p$ . Wówczas zależność (4) może być przekształcona do postaci:

$$E_{sw}^2 = G_{wo}^2 \int_{f_1}^{f_2} e_{sw}^2 df. \quad (6)$$

Wartość całki odpowiada szumom całkowym wzmacniacza wejściowego w paśmie częstotliwości  $f_1 - f_2$ . Oznacza to, że parametry dynamiczne przetwornika nie wywierają wpływu na składową szumów  $E_{sw}^2$ , która wywołana jest szumami wzmacniacza wejściowego.

Przypadek drugi dotyczy zależności  $f_2 > f_p$ . Wówczas zależność (4) może być przekształcona do postaci:

$$E_{sw}^2 = G_{wo}^2 \int_{f_1}^{f_p} e_{sw}^2 df. \quad (7)$$

Wartość całki odpowiada szumom całkowym wzmacniacza wejściowego w paśmie częstotliwości  $f_1 - f_p$ . W tym przypadku wpływ szumów wzmacniacza wejściowego na sumy przetwornika a/c jest redukowany. Stopień redukcji tych szumów zależy od relacji częstotliwości  $f_2$  i  $f_p$  i od charakterystyki częstotliwościowej szumów wzmacniacza wejściowego.

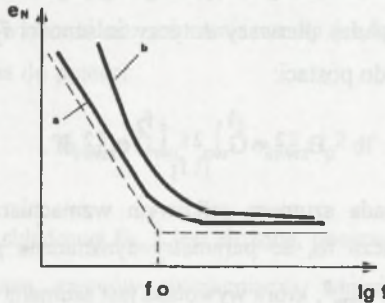
Wyznaczenie wartości szumów opisanych zależnościami (6) i (7) dla ogólnych parametrów szumowych wzmacniacza jest dość złożone i nieefektywne, ponieważ charakterystyki szumów wzmacniaczy wykazują znaczne różnice. Dalsze szczegółowe

rozważania wpływu szumów wzmacniaczy wejściowych przeprowadzono na przykładzie wybranych układów wzmacniaczy.

#### 2.4. Określenie szumów wybranych układów pomiarowych

W pierwszej części rozważań określono wpływ szumów wybranych wzmacniaczy wejściowych na szumy układu, a w części drugiej dokonano optymalizacji współczynników wzmocnienia toru pomiarowego ze względu na szumy.

Wpływ szumów wzmacniacza wejściowego na szumy przetwornika sigma-delta najłatwiej jest określić w przypadku, gdy wartości rezystancji  $r_S$  są niewielkie. Wówczas można przyjąć, że szumy wzmacniacza zależą tylko od składowej napięciowej szumów. Charakterystyka szumów napięciowych wzmacniacza jest zależna od częstotliwości - rys. 2, przy czym charakterystyka z rys. 2a dotyczy wzmacniaczy o bardzo małych szumach. Wartość częstotliwości  $f_0$  nie przekracza kilkudziesięciu Hz.



Rys. 2. Charakterystyka szumów napięciowych wzmacniacza: a - typu lgf, b - typu 1/f

Fig. 2. Voltage noise density vs. frequency: a - type lgf, b - type 1/f

Charakterystyka szumów z rys.2a może być aproksymowana funkcją:

$$e_{sw} = A \ln f + B \quad \text{dla } f < f_0, \quad (8)$$

$$e_{sw} = C \quad \text{dla } f > f_0.$$

Poniżej rozważono wpływ szumów w paśmie częstotliwości mniejszych od  $f_0$ .

Oznaczono:

$$E_{sw}^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_{sw}^2 df. \quad (9)$$

Można wykazać, że:

$$E_w^2 = A^2 [f_2 - f_1 + f_2 (\ln f_2 + B/A - 1)^2 - f_1 (\ln f_1 + B/A - 1)^2]. \quad (10)$$

Podstawiając w miejsce wyrażenia  $f_2 - f_1$  częstotliwość  $f$  uzyskuje się zależność szumów od szerokości pasma.

$$E_w^2(f) = A^2 \{ f + (f+f_1)[\ln(f+f_1)+B/A-1]^2 - f_1(\ln f_1+B/A-1)^2 \} \quad (11)$$

W przypadku gdy znany jest wykres charakterystyki  $e_N$ , wyznaczenie współczynników A i B jest oczywiste i sprowadza się do podstawienia w zależności (8) odczytanych wartości szumów  $e_{sw}$  dla dwóch częstotliwości, np. 1Hz i 10Hz. Z reguły producenci wzmacniaczy ograniczają się do podania wartości gęstości widmowej szumów napięciowych dla kilku częstotliwości, najczęściej dla 10Hz, 100Hz, 10kHz. Wówczas do wyznaczenia parametrów krzywej aproksymującej oprócz wartości szumów przy częstotliwości 10Hz można wykorzystać wartość napięciowych szumów całkowych, które są określane w rozważanym paśmie częstotliwości. Szumy te najczęściej są definiowane w paśmie 1 - 10Hz.

Rozważono dwa wzmacniacze niskoszumne, których charakterystyki rzeczywiste szumów wykazują istotne różnice. Wyznaczono współczynniki A i B charakterystyk aproksymujących wzmacniaczy oraz charakterystyki całkowite szumów - tabela 2:

- $A = -9,77$  ;  $B = 29$  - dla wzmacniacza typu OP113,
- $A = -1,04$  ;  $B = 6$  - dla wzmacniacza typu OPA27.

Tabela 2

Niskoczęstotliwościowe szumy napięciowe wzmacniaczy typów OPA27 i OP113

Szerokość pasma szumów	Hz	1	2	4	7	9
Napięcie szumów $E_w$ (wzmacniacz OPA27)	nV	5,6	7,5	9,9	12,2	13,3
Napięcie szumów $E_w$ (wzmacniacz OP113)	nV	25,3	32,3	39,2	43,5	44,9

Przedstawione wyniki obliczeń szumów napięciowych mogą być wykorzystane przy określeniu szumów w ogólnym przypadku pracy wzmacniaczy. Przy istotnych wartościach rezystancji  $r_s$  należy uwzględnić, zgodnie z zależnością (3), wszystkie składowe szumów. Ponieważ charakterystyka szumów prądowych wykazuje podobną zależność od częstotliwości jak charakterystyka napięciowa szumów- rys.2, można rzeczywiste szumy wzmacniacza  $e_{sw}^2$  aproksymować krzywą o postaci opisanej zależnością (8), a następnie wyznaczyć na podstawie zależności (11) odpowiadającą tym szumom charakterystykę całkową.

Przy współpracy wzmacniacza wejściowego z przetwornikiem a/c zachodzi potrzeba zmiany czułości toru pomiarowego. W klasycznych rozwiązaniach zmiana czułości toru jest realizowana za pomocą zmiany współczynnika wzmocnienia wzmacniacza wejściowego. W przypadku zastosowania przetwornika sigma-delta możliwa jest zmiana czułości toru za pomocą regulacji wzmocnienia wzmacniacza tego przetwornika. Porównano szumy takich dwóch układów. W przypadku układu ze wzmacniaczem wejściowym o wzmocnieniu równym G i wzmocnieniu wzmacniacza przetwornika a/c równym jedności szumy opisane zależnością (1) mogą być przekształcone do postaci:

$$U_{S1} = G E_{Sw} [1 + (E_{Sp1} / G E_{Sw})^2]^{1/2}. \quad (12)$$

W sposób analogiczny w przypadku układu ze wzmacniaczem wejściowym o wzmocnieniu równym jedności i wzmocnieniu przetwornika a/c równym G szumy są równe:

$$U_{S2} = E_{Sw} [1 + (E_{Sp2} / E_{Sw})^2]^{1/2}. \quad (13)$$

W powyższych zależnościach oznaczono:

$E_{Sw}$  - wejściowe szumy całkowite wzmacniacza,

$E_{Sp1}$ ,  $E_{Sp2}$  - szumy przetwornika przy jego wzmocnieniu równym odpowiednio jeden i G.

Przedstawione wartości szumów odnoszą się do wejścia przetwornika, a ściślej do wejścia jego wzmacniacza. W przypadku szumów  $U_{S2}$  zakres przetwarzania przetwornika a/c jest G-krotnie mniejszy, a więc wpływ szumów na układ będzie G-krotnie większy w porównaniu do wpływu szumów  $U_{S1}$ . Aby móc porównać szumy przetwornika w obu przypadkach należy szumy  $U_{S2}$  zwiększyć G-krotnie. Wówczas:

$$U_{S2}^* = G E_{Sw} [1 + (E_{Sp2} / E_{Sw})^2]^{1/2}. \quad (14)$$

Wartość szumów  $U_{S1}$  jest mniejsza od szumów  $U_{S2}$ , ponieważ, zgodnie z uwagami z p.2.2, zmniejszenie szumów przetwornika nie jest proporcjonalne do wzrostu wzmocnienia wzmacniacza przetwornika sigma-delta. W praktyce typowy zakres wzmocnienia toru pomiarowego wynosi 1-10V/V. W takim zakresie zmian wzmocnienia przetwornika zmniejszenie jego rozdzielczości jest niewielkie i wynosi około jednego bita. Dzięki temu w wielu zastosowaniach można regulować wzmocnienie toru pomiarowego za pomocą programowania wartości wzmocnienia przetwornika, co pozwala ograniczyć wzmacniacz wejściowy do postaci wtórnik. Taki sposób regulacji wzmocnienia toru pomiarowego upraszcza konstrukcję układu i obniża koszty jego wykonania.

### 3. NIESTABILNOŚĆ POZIOMU ZEROWEGO WZMACNIACZA PRĄDU STAŁEGO, WYWOŁANA ZAKŁÓCENIAMI WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

#### 3.1. Mechanizm wpływu zakłóceń wielkiej częstotliwości

Mechanizm oddziaływania zakłóceń wielkiej częstotliwości na wzmacniacze jest następujący. W układach wejściowych przyrządu lub systemu pomiarowego, umieszczonego w polu elektromagnetycznym wielkiej częstotliwości, wytwarzanym głównie przez nadajniki



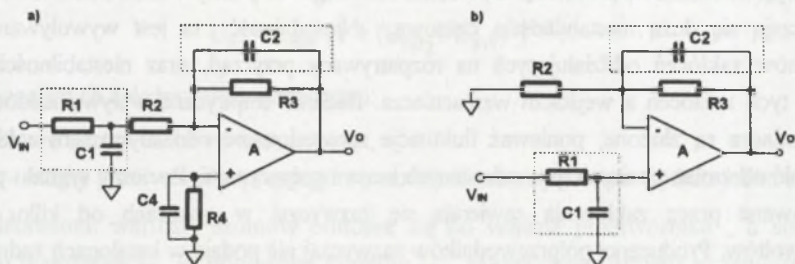
radiofoniczne i telewizyjne, indukują się siły elektromotoryczne o wartości porównywalnej z wartością sygnałów użytecznych. Nieliniowość charakterystyk stopni wejściowych powoduje, że w wyniku detekcji sygnałów wielkiej częstotliwości w tych obwodach pojawiają się napięcia stałe, wywołujące dodatkowe przesunięcie poziomu zerowego. W praktyce takie dodatkowe przesunięcia oznaczają się dużą niestabilnością czasową. Niestabilność ta jest wywoływana wahaniami poziomów zakłóceń oddziałujących na rozpatrywany przyrząd, oraz niestabilnością sprzężenia źródła tych zakłóceń z wejściem wzmacniacza. Badania empiryczne wpływu zakłóceń na pracę wzmacniacza są złożone, ponieważ fluktuacje spowodowane oddziaływaniem zakłóceń trudno odróżnić od zmian poziomu, powodowanych innymi przyczynami. Poziomy sygnału prądu stałego indukowane przez zakłócenia zawierają się zazwyczaj w granicach od kilku do kilkuset mikrowoltów. Producenci półprzewodników zazwyczaj nie podają w katalogach żadnych wartości dotyczących wpływu zakłóceń wielkiej częstotliwości na parametry wzmacniaczy pomiarowych. Jedyną dostępną autorowi publikacją na temat wpływu zakłóceń wielkiej częstotliwości na pracę wzmacniaczy operacyjnych jest nota aplikacyjna firmy Analog-Devices [8].

Z uwagi na złożoność oddziaływania sygnałów zakłócających na wzmacniacz pomiarowy analityczny opis zjawiska jest bardzo złożony i nie prowadzi do znaczących wyników ilościowych. Dlatego wybór najodpowiedniejszych typów wzmacniaczy dla konkretnych zastosowań trzeba opierać na wynikach doświadczalnych badań tego zjawiska. Badania wrażliwości wzmacniaczy na zakłócenia wielkiej częstotliwości wykonano w typowym układzie pomiarowym. Do wejścia wzmacniacza, który pracuje w układzie ujemnego sprzężenia zwrotnego ze wzmocnieniem równym  $100V/V$ , dołączono z generatora sygnał o częstotliwości  $100MHz$  i wartości  $20mV$ , symulujący zakłócenia wielkiej częstotliwości. Za wyjściem badanego wzmacniacza włączano filtr dolnoprzepustowy o paśmie przenoszenia  $100Hz$ . Badanie wrażliwości wzmacniacza na wpływ zakłóceń sprowadza się do pomiaru zmiany napięcia wyjściowego, powodowanej przyrostem wartości sygnału zakłócającego od zera do  $20mV$ . Pomierzono kilkanaście różnych wzmacniaczy pomiarowych i operacyjnych wykonanych głównie w technologii bipolarnej. Szczegółowe wyniki przedstawiono w publikacji [7].

### 3.2. Układy wzmacniaczy odpornych na oddziaływanie zakłóceń

Wpływ zakłóceń wielkiej częstotliwości można zmniejszyć dołączając do wzmacniacza dodatkowe elementy. Sposób dołączenia takich elementów przedstawiono na rys. 3. Dla wyróżnienia dodatkowe elementy tworzące filtry tłumiące indukowane sygnały wielkiej częstotliwości zaznaczono na tych rysunkach w ramkach. Pasma przenoszenia tych filtrów powinno być znacznie większe od użytecznego pasma wzmacniaczy. Należy jednak zaznaczyć, że dołączenie filtrów nie stanowi pełnego zabezpieczenia przed wpływem zakłóceń wielkiej częstotliwości. W przypadku znacznego przestrzennego rozproszenia elementów stanowiących obwody wyjściowe wzmacniacza w obwodach tych mogą być indukowane duże zakłócające siły elektromotoryczne. Z

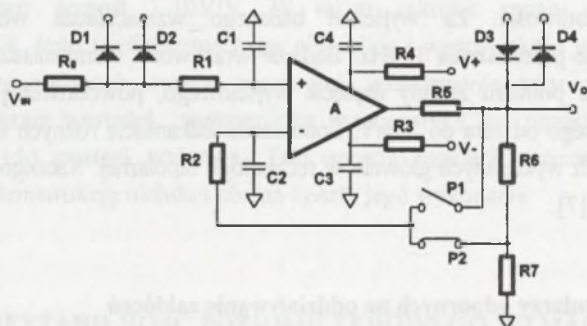
uwagi na skończoną wartość impedancji wyjściowej na wyjściu wzmacniacza występuje sygnał zakłócający. Sygnał ten poprzez pasozytniczą pojemność sprzęgającą będzie oddziaływać na wejście wzmacniacza.



Rys. 3. Sposób dołączenia dodatkowych elementów zmniejszających propagację zakłóceń w. cz. na wejście wzmacniacza: a - odwracającego, b - nieodwracającego

Fig. 3. Connection of the additional elements for elimination of the H. F. disturbances: a - for inverted amplifier, b - for non-inverted amplifier

Na rys. 4 przedstawiono przykład wzmacniacza prądu stałego, który jest zabezpieczony przed wpływem zakłóceń wielkiej częstotliwości. Układ ten pełni rolę wzmacniacza wejściowego w multimetrze cyfrowym, który został opracowany w Przemysłowym Instytucie Elektroniki.



Rys. 4. Schemat wzmacniacza wejściowego multimetru M194 zabezpieczonego za pomocą dodatkowych elementów R,C przed wpływem indukowanych zakłóceń wielkiej częstotliwości

Fig. 4. Input circuit of the M194 multimeter with additional R, C elements protected against inducted H. F. disturbances

Wzmacniacz ten umożliwia wzmacnianie sygnałów prądu stałego w zakresie od  $1\mu\text{V}$  do 2V. Elementy  $R_0$ ,  $D_1$  i  $D_2$  stanowią zabezpieczenie wejścia przed przeciążeniem, a elementy  $R_5$ ,  $D_3$  i  $D_4$  stanowią ogranicznik sygnału wyjściowego. W zależności od zakresu pomiarowego

przyrządu wzmocnienie napięciowe wzmacniacza może być za pomocą rezystorów  $R_6$ ,  $R_7$  i przełączników  $P_1$ ,  $P_2$  przełączane na wartości 1 lub 10. Oba wejścia (odwracające i nieodwracające) wzmacniacza zostały zabezpieczone przed sygnałami zakłócającymi wielkiej częstotliwości za pomocą filtrów złożonych z elementów  $R_1$ ,  $C_1$  i  $R_2$ ,  $C_2$ , o wartościach  $1\text{k}\Omega$  i  $82\text{pF}$ . Źródła zasilania wzmacniacza również zabezpieczono za pomocą filtrów dolnoprzepustowych, zbudowanych z elementów  $R_3$ ,  $C_3$  i  $R_4$ ,  $C_4$  o wartościach  $51\Omega$  i  $47\text{nF}$ . Rezystor  $R_5$  włączony szeregowo z wyjściem wzmacniacza ma wartość  $1\text{k}\Omega$ . Wzmacniacz został poddany badaniom na wpływ zakłóceń wielkiej częstotliwości, które potwierdziły dużą skuteczność zastosowanych układów [7]. Należy podkreślić fakt, że w badanym multimetrze zastosowano wzmacniacz operacyjny typu OP97, który zalicza się do stosunkowo wrażliwych na zakłócenia. Jednak zastosowanie dodatkowych elementów i optymalizacja połączeń umożliwiły co najmniej 100-krotne zmniejszenie wpływu sygnałów zakłócających wielkiej częstotliwości na stabilność zera multimetru.

### 3.3. Metodyka projektowania wzmacniaczy odpornych na zakłócenia

Na etapie projektowania przyrządu i systemu pomiarowego, w którym poziom wzmocnianych sygnałów jest niewielki, a wymagana dokładność pomiaru jest duża, najważniejszą sprawą jest wybór właściwego typu scalonego wzmacniacza pomiarowego. Najbardziej preferowane do tego celu są wzmacniacze, charakteryzujące się szerokim pasmem przenoszonych częstotliwości (min.  $1\text{MHz}$ ) i typowymi, niezbyt małymi prądami zasilania. Jeśli to możliwe, należy unikać stosowania wzmacniaczy, których stopień wejściowy wykonany jest na podwójnych tranzystorach bipolarnych. Podczas projektowania układu szczególną uwagę należy zwrócić na następujące elementy:

- filtry przeciwzakłóceniami związane z wejściem wzmacniacza,
- właściwą konstrukcję obwodu wyjściowego wzmacniacza, która zapobiega oddziaływaniu zakłóceń indukowanych w tym obwodzie na wejścia wzmacniacza,
- elementy filtrów przeciwzakłóceniami, które powinny się charakteryzować bardzo małymi pojemnościami i indukcyjnościami pasożytniczymi,

## LITERATURA

1. Candy J. C., Temes G. C. - Oversampling Delta-Sigma Data Converters. IEEE Press, New York 1992
2. Jackiewicz B. - Właściwości metrologiczne nadpróbkujących przetworników analogowo-cyfrowych z modulatorami sigma-delta przy pomiarach przebiegów stacjonarnych. Metrologia i systemy pomiarowe, zeszyt 1, 1997

3. Jackiewicz B. - Rozdzielczość i liniowość pomiarowych przetworników analogowo-cyfrowych z nadpróbkowaniem. Materiały III Konferencji Naukowo-Technicznej MECHATRONIKA' 97. Zeszyt 14 Tom II. Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, 1997
4. Analog Devices - Data Converters Reference Manual 1994
5. Burr-Brown - A/D Converters Mixed Signal Products, USA, 1996 / 1997
6. A/D converters HI 7190, HI 7191, Harris Semikonduktors, USA, 1997
7. Studziński P. - Wpływ rozproszonego pola elektromagnetycznego wielkiej częstotliwości na dokładność przyrządów i systemów pomiarowych. Pomiary Automatyka Kontrola 1997, nr 5
8. System Application Guide. Analog Devices Inc., USA, 1993

Wpłynęło do redakcji dnia 1 grudnia 1998 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Jerzy Jakubiec prof. Politechniki Śląskiej

## Abstract

Co-operation of conditioning circuit with high-resolution A/D converters demand for careful development of whole systems. Two basic factors of conditioning circuits influencing conversion accuracy of sigma-delta converters are considered:

- low-frequency noise of amplifiers,
- fluctuation of input amplifiers DC level, caused by external high-frequency disturbances.

A/D converters as a rule are connected with signal sources by means of input amplifiers, which enables better fitting of impedance of signal source and measuring system. Parameters of input amplifiers should not deteriorate of the accuracy and linearity of the modern A/D converters, which in many cases are characterised by very high, 22-24 bits effective resolution.

Internal noise level of the programmable sigma-delta converters, input amplifiers and their mutual influence are described in the paper. Criteria of mutual selection of those circuit elements are given.

Influence of zero-level instability of the input amplifiers, caused by external high-frequency noise are described in second part of the paper. High-frequency noise signals, generated mainly by radiodiffusion and TV transmitters, are common in the measurement circuits environments. In non-linear amplifier input circuit detection of those signals causes instability of zero-level. Analytic description of those phenomena is very complicated and does not guide to significant quantitative results. Choice of the best suited types of input amplifiers should be made on the base of the experimental investigations. Results of the measurements of the high-frequency noise immunity of the most common type of input amplifiers, used in measurement circuits, are given in the paper.