

Miroslaw SKRZEWSKI

TŁUMIENIE ZAKŁÓCEŃ W UKŁADACH KONWERSJI ANALOGOWO-CYFROWEJ

Streszczenie: Artykuł poświęcony jest omówieniu problemów związanych z tłumieniem zakłóceń działających na sygnał analogowy przy pomiarze cyfrowym. Przedstawiono przyjętą ogólnie klasyfikację zakłóceń, sposób oceny odporności na zakłócenia, omówiono spotykane metody filtracji zakłóceń i dokonano porównania ich skuteczności. W dalszej części artykułu szczegółowo przeanalizowano wpływ długości i parametrów jednostkowych toru przesyłowego na tłumienie zakłóceń współbieżnych.

1. Wprowadzenie

Systemy przetwarzania danych pracujące w czasie rzeczywistym odbierają wiele informacji w postaci sygnałów analogowych. Podstawowym problemem związanym z odbiorem tej informacji jest oddzielenie sygnału analogowego od towarzyszących mu zakłóceń, szczególnie przy przesyłach sygnałów niskocięciowych (np. z termopar).

Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie metod tłumienia zakłóceń i sformułowanie wytycznych projektowania systemów transmisji sygnałów analogowych.

2. Pojęcia podstawowe związane z zagadnieniem eliminacji zakłóceń

Jako podstawę do klasyfikacji zakłóceń najczęściej przyjmuje się rozkład energii w widmie napięcia zakłócającego lub sposób oddziaływania na układ przesyłu informacji analogowej.

W oparciu o pierwsze kryterium można rozróżnić:

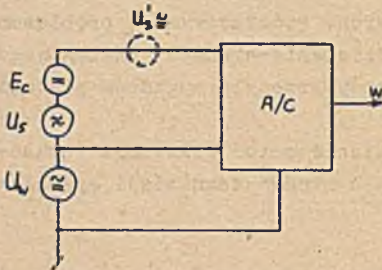
- zakłócenia fluktuacyjne, bardzo wolno-zmienne, których energia skupiona jest w zakresie częstotliwości $\ll 50$ Hz,
- zakłócenia periodyczne, z wyraźną przewagą przebiegów o stałej częstotliwości i ich harmonicznym (np. napięcie o częstotliwości sieci energetycznej),
- zakłócenia szerokopasmowe (impulsowe) o zbliżonym do równomiernego rozkładzie energii w szerokim paśmie częstotliwości.

Według drugiego kryterium wyróżnia się dwa typy zakłóceń:

- napięcie szeregowe U_B , zsumowane z sygnałem mierzonym (series mode voltage lub normal mode voltage). Modelowi temu odpowiadają napięcia wyindukowane w torze pomiarowym w wyniku działania zmiennych pól elektromagnetycznych oraz napięcia szumów generowane przez czujnik pomiarowy.
- napięcie współbieżne (wspólne) U_W (common mode voltage) występujące między torem przesyłkowym (zaciskami wejściowymi urządzenia) a ziemią. Zakłócenia tego typu wywołane są różnicą potencjałów punktów uziemienia czujnika i przetwornika a/c, powstają w wyniku działania uziemień urządzeń energetycznych; niekiedy mogą wynikać z przyjętej metody pomiaru (np. pomiar mostkowy).

Napięcie współbieżne w idealnym przypadku jednakowo oddziałuje na oba zaciski wejściowe urządzenia i nie powoduje żadnej zmiany na wyjściu urządzenia.

W warunkach rzeczywistych część tego napięcia ulega zamianie na napięcie szeregowe (rys. 1).



Rys. 1. Napięcie zakłócające konwersję a/c

E_c - napięcie mierzone, U_B - napięcie szeregowe (NMR), U_W - napięcie współbieżne (CMV), A/C - konwerter analogowo-cyfrowy, U'_B - dodatkowe napięcie szeregowe powstałe w wyniku działania napięcia współbieżnego

Jako ilościową miarę odporności na zakłócenia określa się współczynnik tłumienia napięcia zakłócającego.

Zgodnie z przyjętym modelem zakłóceń operuje się dwoma współczynnikami:

- współczynnikiem tłumienia napięcia szeregowego (normal mode rejection ratio-NMRR) zdefiniowanym jako stosunek napięcia zakłócającego U_B obecnego na wejściu urządzenia pomiarowego do zmiany wielkości wyjściowej urządzenia (np. przetwornika a/c) ΔW_B , wywołanej zakłóceniem, wyrażonej w jednostkach napięcia

$$NMRR = \frac{U_B}{\Delta W_B}$$

lub

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{U_B}{\Delta W_B} \right|$$

Zależność współczynnika NMRR od częstotliwości widma zakłóceń określa własności urządzenia (przetwornika a/c) jako filtru, dlatego też zagadnienia tłumienia napięcia szeregowego określane jest jako zagadnienie filtracji zakłóceń;

- współczynnikiem tłumienia napięcia współbieżnego (common mode rejection ratio—CMRR), określanym jako stosunek napięcia współbieżnego działającego na układ do wartości napięcia szeregowego pojawiającego się na wejściu układu.

$$\text{CMRR} = \frac{U_w}{U_s} \quad \text{lub} \quad \text{CMRR} = 20 \log \left| \frac{U_w}{U_s} \right|$$

Współczynnik ten określa własności wzmacniacza wejściowego przetwornika a/c oraz układu transmisji i nie jest związany ze sposobem realizacji przetwarzania a/c.

3. Filtracja zakłóceń (tłumienie napięcia szeregowego)

Filtracja zakłóceń periodycznie zmiennych nałożonych na sygnał stałonapięciowy rozwiązywana jest bądź przez odpowiednią konstrukcję samego przetwornika a/c, bądź przez włączenie przed przetwornikiem odpowiedniego układu filtrującego.

Realizacja filtracji w przetworniku możliwa jest analogowo w układach przetwarzających wartości uśrednione sygnału wejściowego (przetworniki integracyjne) lub w układach dokonujących uśredniania sygnału cyfrowo (przetworniki pseudocalkujące).

Typowymi przedstawicielami przetworników integracyjnych są układy z pośrednim przetwarzaniem sygnału mierzonego na częstotliwość (U/F) lub na przedział czasu metodą podwójnego całkowania ($U/\Delta T$).

W przetworniku $U/\Delta T$ sygnał wejściowy całkowany jest w integratorze przez czas T . W wyniku całkowania sinusoidalnie zmiennego napięcia zakłócającego U_s pojawia się błąd pomiaru ΔW_s ;

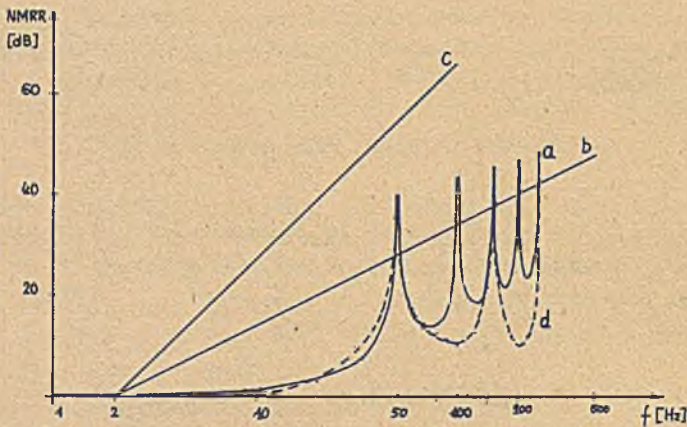
$$\Delta W_s = \frac{1}{RC} \int_0^T U_s(t) dt = \frac{U_s}{2\pi f_z \cdot RC} [\cos \varphi - \cos(2\pi f_z \cdot T + \varphi)] \quad (1)$$

którego wartość zależy od parametrów R, C integratora, czasu całkowania T , częstotliwości f_z i fazy φ zakłóceń.

Dla $RC = T$ i dla najmniej korzystnej wartości fazy φ [1] na podstawie (1) otrzymujemy:

$$\text{NMRR} = \frac{U_s}{\Delta W_s} = 20 \log \left| \frac{\pi f_z \cdot T}{\sin(\pi \cdot f_z \cdot T)} \right| \quad (2)$$

Jeżeli czas całkowania T jest równy okresowi napięcia zakłócającego lub jego wielokrotności $T = k \cdot \frac{1}{f_z}$ $k = 1, 2, \dots$, to teoretycznie otrzymujemy idealną filtrację częstotliwości f_z i jej harmonicznych (rys. 2, krzywa a).



Rys. 2. Zależność współczynnika tłumienia NMRR od częstotliwości
 a - konwerter integracyjny; b, c - filtry dolnoprzepustowe o $f_{gr} = 2$ Hz i nachyleniu charakterystyki 20 i 40 dB/dek., d - konwerter pseudocaukowy

W przetworniku U/F sygnał wejściowy U_{we} zamieniany jest na sygnał o częstotliwości $F = k \cdot U_{we}$, a następnie impulsy o częstotliwości F zliczane są w liczniku przez czas T . Jeśli czas zaliczania T jest równy okresowi napięcia zakłócającego $T = \frac{1}{f_z}$, to zliczanie impulsów za okres T jest równoważne całkowaniu sygnału U_{we} w przetworniku $U/\Delta T$ z wszystkimi tego konsekwencjami.

Przetworniki pseudocaukowe uśrednianie sygnału analogowego poprzez jego całkowanie zastępują uśrednianiem arytmetycznym wyników kilku (najczęściej dwóch) pomiarów wartości chwilowych sygnału wejściowego wykonanych w ściśle określonych chwilach czasu.

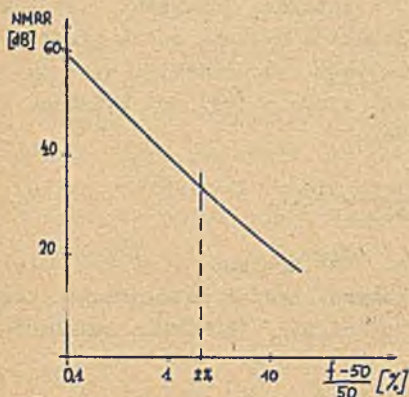
Metoda ta wykorzystuje znaną własność funkcji trygonometrycznych.

$$\sin \alpha + \sin(\pi + \alpha) = 0 \quad (3)$$

Jeżeli chwile pomiaru wartości chwilowej sygnału są przesunięte względem siebie dokładnie o $\frac{1}{2}$ okresu napięcia zakłócającego (o czas $T' = \frac{1}{2} T_z = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_z}$), to teoretycznie otrzymujemy [2, 5] również idealne wytłumienie sygnału zmiennego o częstotliwości f_z i jego nieparzystych harmonicznych. Parzyste harmoniczne nie zostaną w tym przypadku wytłumione.

Skuteczność działania obu metod filtracji zależy praktycznie od dokładności synchronizacji czasu całkowania T i odstępu między pomiarami T' z częstotliwością podstawową zakłóceń f_z .

Najczęściej zakłada się stałość częstotliwości zakłóceń i przyjmuje $f_z = 50$ Hz = const i $T = 20$ ms.



Rys. 3. Przebieg zmian NMRR w zależności od zmian częstotliwości sieci wokół 50 Hz

W rzeczywistości częstotliwość sieci energetycznej zmienia się w pewnych granicach i w związku z tym rzeczywiste wartości NMRR są dużo mniejsze od teoretycznych - np. przy zmianach $f_g = 50 \pm 2$ Hz wartość NMRR maleje do ok. 36 dB. Wpływ zmian częstotliwości zakłóceń na wartość NMRR w pobliżu 50 Hz przedstawia rys. 3.

Możliwość uzyskania dużych wartości NMRR nawet przy ciągłej synchronizacji czasu T z okresem zakłóceń (z częstotliwością sieci energetycznej) jest ograniczona poważnie dokładnością działania poszczególnych układów przetwornika a/c (elementy przełączające, komparator itp.).

Obie metody filtracji są mało skuteczne w przypadku, gdy napięcie zakłócające zawiera składowe o częstotliwościach różnych od przyjętej podstawowej częstotliwości zakłóceń i jej harmonicznych.

Dla tych sygnałów współczynnik NMRR maleje do wartości 10-15 dB.

Na rys. 2 przedstawiono w tej samej skali wykres współczynnika NMRR obu omówionych metod filtracji zakłóceń, oraz przebieg współczynnika tłumienia w przypadku zastosowania na wejściu konwertora a/c filtru dolno-przepustowego o $f_{gr} = 2$ Hz i nachyleniu charakterystyki 20 i 40 dB/dskadę.

Można zauważyć, że własności przetwornika integracyjnego są lepsze od własności przetwornika pseudocalkującego oraz że własności filtru dolno-przepustowego są porównywalne z własnościami przeciętnego przetwornika integracyjnego, nie stosującego synchronizacji, jeśli brać pod uwagę wartości NMRR dla częstotliwości sieci oraz są lepsze w przypadku częstotliwości różnych od częstotliwości harmonicznych sieci.

W większości rozwiązań łączy się obie metody filtracji tj. filtrację w przetworniku a/c z odpowiednim układem filtrującym na wejściu przetwornika a/c.

Pozwala to uzyskać dość duże tłumienie zakłóceń w całym przedziale częstotliwości.

4. Tłumienie zakłóceń (tłumienie napięcia współbieżnego)

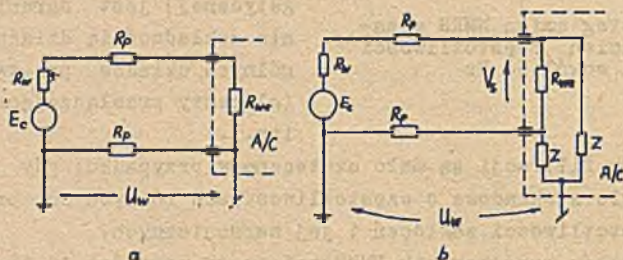
Tłumienie napięcia współbieżnego realizowane jest poprzez odpowiednią konstrukcję wzmacniacza wejściowego i układu wzmacniacz-konwerter a/c. Na

wartość CMRR systemu pomiarowego oprócz wzmacniacza mają również wpływ pozostałe elementy systemu: tor przesyłowy, komutator, termostat zimnych końców termopary itp. Dla każdego z tych elementów systemu można określić wartość CMRR niezależnie od wartości CMRR pozostałych elementów systemu.

Wypadkowe tłumienie napięcia współbieżnego systemu [4] jest związane z wartościami CMRR elementów systemu zależnością:

$$\frac{1}{\text{CMRR}_{\text{synt}}} = \frac{1}{\text{CMRR}_{\text{konwert}}} + \frac{1}{\text{CMRR}_{\text{toru}}} + \dots \quad (4)$$

Układem ograniczającym wypadkową wartości CMRR systemu może być między innymi układ transmisji sygnałów analogowych. Proste rozwiązanie układów transmisji przedstawia rys. 4a,b. Dla obliczenia tłumienia zakłóceń,



Rys. 4. Proste układy transmisji sygnału analogowego
 R_p - oporność przewodów

jakie daje dany element systemu przyjmuje się pewien model pozostałych elementów systemu. Np. czujnik zastępuje się siłą elektromotoryczną E_c i opornością wyjściową (niesymetrii) R_w , a wzmacniacz wejściowy konwertora a/c odpowiednimi opornościami wejściowymi: różnicową R_{we} i wspólną Z . Układ z rys. 4a nie daje żadnego tłumienia napięcia współbieżnego U_w . W układzie z rys. 4b można uzyskać pewne tłumienie zakłóceń. Napięcie U_w w tym układzie wywoła powstanie na zaciskach wejściowych konwertora a/c napięcia szeregowego U'_g .

$$U'_g = U_w \cdot \frac{R_w}{R_{we} + Z} \quad (5)$$

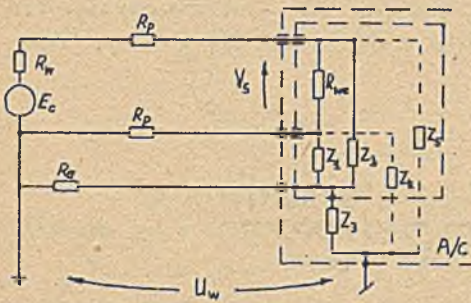
stąd współczynnik CMRR jest równy

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{U_w}{U'_g} = 20 \log \frac{R_{we} + Z}{R_w} \quad (6)$$

Ponieważ R_w zależy od doboru czujnika, przyjęto określać CMRR dla oporności $R_w = 1000 \Omega$. Zależność (6) pozwala określić tłumienie składowej stałej napięcia współbieżnego U_w . Np. dla wartości $R_{we} = 10^5 \Omega$, $Z = 5 \cdot 10^6 \Omega$

i $R_w = 10^3 \Omega$ mamy $CMRR = 75$ dB. Aby określić tłumienie składowych zmian-napięciowych U_w należy uwzględnić pojemności toru: pojemność międzyprzewodową i pojemność przewód-ziemia. Powodują one zmniejszenie wartości tłumienia ze wzrostem częstotliwości i długości toru.

Uzyskanie większych niż to wynika z (6) wartości CMRR wymaga zastosowania bardziej złożonych układów transmisji. Najbardziej uniwersalnym rozwiązaniem jest zastosowanie transmisji torem ekranowanym i wzmacniacza z izolowanym galwanicznie i ekranowanym obwodem wejściowym. Rozwiązanie to przedstawia rys. 5. Oporności R_p , R_e reprezentują oporności przewodów i ekranu, R_w jest opornością (wyjściową) niesymetrii czujnika, Z_1 i Z_2 są impedancjami zacisków wejściowych względem ekranu, Z_3 impedancją ekranu względem ziemi z uwzględnieniem pojemności i upływności toru. Impedancje Z_4 i Z_5 reprezentują niedokładności ekranowania; jeśli je pominąć to w układzie z rys. 5 powstaje w wyniku działania napięcia U_w napięcie szeregowe U'_s równo



Rys. 5. Schemat zastępczy układu transmisji z izolowanym obwodem wejściowym konwertera a/c

$$U'_s = \frac{R_e \left[R_w + R_p \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \right) \right]}{Z_3 \left[Z_2 + R_w + R_p \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{2R_{we}} \right) \right]} \quad (7)$$

a tłumienie napięcia U_w

$$\frac{U_w}{U'_s} = \frac{Z_3 \left[Z_2 + R_w + R_p \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{2R_{we}} \right) \right]}{R_e \left[R_w + R_p \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \right) \right]} \quad (8)$$

Zakładając $R_p \approx 0$, $R_w \ll Z_2$ otrzymujemy przybliżoną zależność:

$$\frac{U_w}{U'_s} \approx \frac{Z_3 \cdot Z_2}{R_e \cdot R_w} \quad (9)$$

Jeżeli nie można pominąć wpływu impedancji Z_4 , Z_5 tzn. jeżeli istnieje droga dla przepływu prądu z zacisków wejściowych do ziemi z pominięciem ekranu, tłumienie napięcia współbieżnego określa zależność:

$$\frac{U_W}{U_S} \cong \frac{Z_3 [Z_2 + R_W + 2R_p]}{R_e \cdot R_W \left[1 + \frac{Z_3}{R_e} \cdot \frac{Z_2 + R_W + 2R_p}{Z_5 + R_W + 2R_p} \right]} \cong \frac{Z_3 \cdot Z_2}{R_e \cdot R_W \left(1 + \frac{Z_3 \cdot Z_2}{Z_5 \cdot R_e} \right)} \quad (10)$$

Zależność ta została wyprowadzona przy dodatkowym założeniu symetrii konwertora tzn. $Z_1 = Z_2$; $Z_4 = Z_5$.

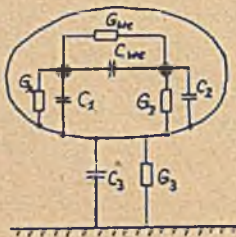
W zależnościach (8), (10) wszystkie wielkości z wyjątkiem R_W , Z_4 i Z_5 są zależne od parametrów toru i jego długości.

Przyjmując przedstawione na rys. 6 parametry toru oraz rozpatrując tor jako układ o stałych skupionych otrzymano z zależności (8) i (10) odpowiednio (11) i (12)

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{R_2 R_3 \sqrt{\left(1 + \frac{R_W}{R_2}\right)^2 + \left[\omega(R_W C_2 + 2R_p(C_2 + C_{we}))\right]^2}}{R_e \cdot R_W \sqrt{1 + (\omega R_3 C_3)^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega R_2 C_2)^2}} \quad (11)$$

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{R_2 \sqrt{1 + \left[\omega(R_W C_2 + 2R_p(C_2 + C_{we}))\right]^2}}{R_W \sqrt{\left(\frac{R_e}{R_3} + \frac{R_2}{R_5} - \omega^2 R_e R_2 C_2 C_3\right)^2 + \left[\omega R_e \left(C_2 + C_3 \frac{R_2}{R_3}\right)\right]^2}} \quad (12)$$

gdzie: R_1 do R_5 odpowiadają opornościom impedancji Z_1 do Z_5 zbrocznikowym upływnościami przewodów.

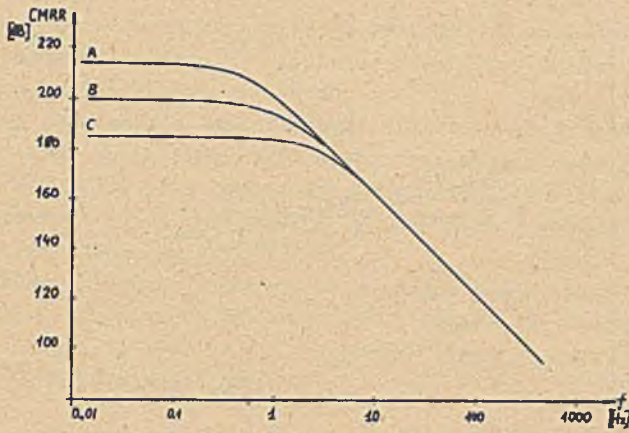


Rys. 5. Parametry jednostkowe toru: C_{we}, G_{we} - pojemność i upływność międzyprzewodowa; C_1, C_2, G_1, G_2 - pojemności i upływności przewody-ekran; C_3, G_3 - pojemność i upływność ekran-ziemia

Otrzymany z (11) przebieg CMRR w funkcji częstotliwości napięcia współbieżnego przedstawiają rys. 7 i 8, a w funkcji długości toru rys. 9.

Wykresy sporządzono dla trzech różnych wartości parametrów konwertora a/c i dwóch różnych pojemności jednostkowych toru.

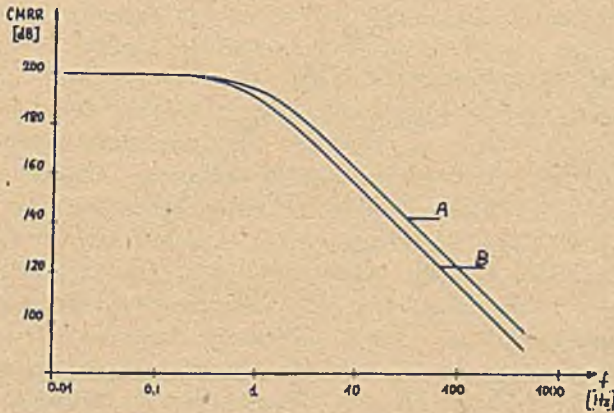
Rys. 10 przedstawia wpływ niedokładności ekranowania obwodu wejściowego (impedancji Z_4, Z_5) na przebieg CMRR w funkcji częstotliwości. Wykres sporządzono w oparciu o (12) dla impedancji Z_4, Z_5 o wartościach od 10^9 do $10^{12} \Omega$.



Rys. 7. Przebieg CMRR w funkcji częstotliwości

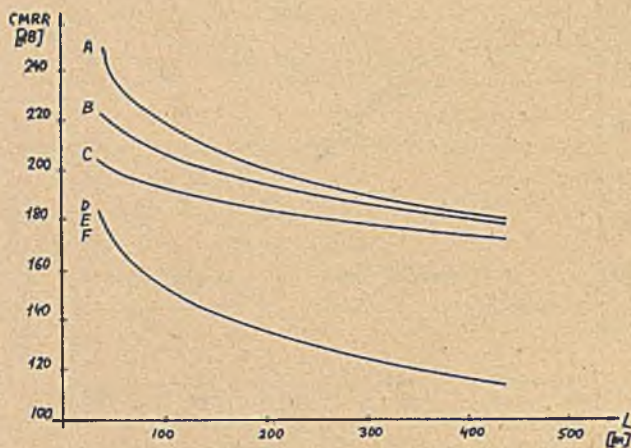
Parametry toru: $L=200\text{m}$, $R_p=0,4\ \Omega/\text{m}$, $R_e=0,1\ \Omega/\text{m}$, $C_1, C_2 = 80\ \text{pF}/\text{m}$, $C_{we} = 20\ \text{pF}/\text{m}$, $C_3=30\ \text{pF}/\text{m}$; $R_w=10^3\ \Omega$, $G_3=0,1\ \mu\text{S}/\text{km}$, $G_{we}=G_1=G_2=5\ \mu\text{S}/\text{km}$

Parametry konwertera: A - $R_1, R_2 = 10^8\ \Omega$, $Z_3=5 \cdot 10^8\ \Omega$
 B - $R_1, R_2 = 10^7\ \Omega$, $Z_3=5 \cdot 10^7\ \Omega$
 C - $R_1, R_2 = 5 \cdot 10^6\ \Omega$, $Z_3=10^7\ \Omega$

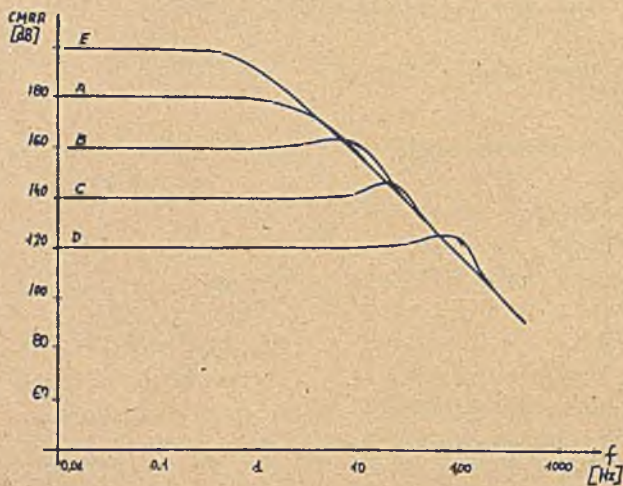


Rys. 8. Wpływ parametrów toru na przebieg CMRR w funkcji częstotliwości. Parametry konwertera $R_1, R_2=10^7\ \Omega$, $Z_3=5 \cdot 10^7\ \Omega$. Parametry toru A- $C_1, C_2 = 80\ \text{pF}/\text{m}$, $C_{we}=20\ \text{pF}/\text{m}$, $C_3=30\ \text{pF}/\text{m}$, B- $C_1, C_2=165\ \text{pF}/\text{m}$, $C_{we}=30\ \text{pF}/\text{m}$, $C_3=30\ \text{pF}/\text{m}$

Pozostałe parametry jak na rys. 7



Rys. 9. Zmiana CMRR z długością toru przy $f_z=1$ Hz (A,B,C) i $f_z=50$ Hz (D,E,F). Parametry konwertera i toru jak na rys. 7. Krzywa A i D i odpowiednio B i E C i F odpowiadają tym samym parametrom konwertera



Rys. 10. Wpływ impedancji Z_4, Z_5 na przebieg CMRR w funkcji częstotliwości. Parametry toru jak rys. 8, krzywa B. Parametry konwertera: $R_1, R_2 = 10^7 \Omega$, $Z_3 = 5 \cdot 10^7 \Omega$ A - $Z_4, Z_5 = 10^{12} \Omega$; B - $Z_4, Z_5 = 10^{11} \Omega$, C - $Z_4, Z_5 = 10^{10} \Omega$; D - $Z_4, Z_5 = 10^9 \Omega$,
E = $Z_4, Z_5 = 10^8 \Omega$

Z (11) i (12) oraz wykresów można wyciągnąć następujące wnioski:

- tłumienie CMRR powyżej częstotliwości granicznej maleje z szybkością 40 dB/dekadę,
- wzrost długości toru przesyłowego powoduje również spadek wartości CMRR. Szybkość malenia tłumienia ze wzrostem długości toru rośnie ze wzrostem częstotliwości zakłóceń,
- przebieg tłumienia w funkcji częstotliwości zależy głównie od parametrów toru. Wpływ parametrów konwertera a/c na wartość tłumienia zaznacza się tylko przy bardzo małych częstotliwościach. Przy częstotliwości zakłóceń $f > 10$ Hz przebieg CMRR zależy tylko od parametrów toru,
- dokładność ekranowania obwodu wejściowego wzmacniacza (konwertera a/c) decyduje o uzyskiwanej wartości CMRR. Impedencje niedokładności ekranowania (Z_4 i Z_5) bocznikują działanie ekranu i mogą zmniejszyć tłumienie o kilkadziesiąt dB.

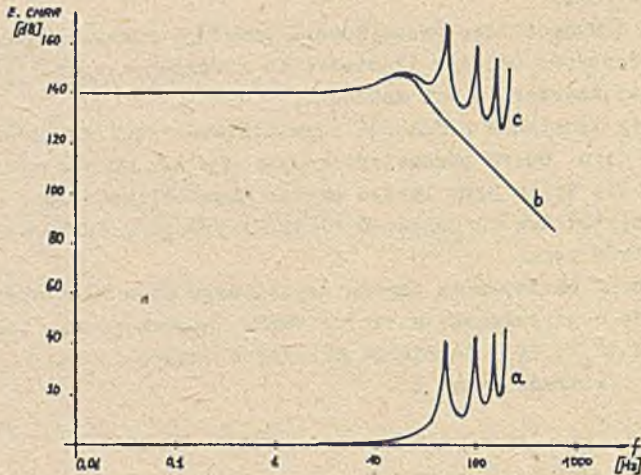
5. Uwagi końcowe

Tłumienie napięcia współbieżnego w przedstawionym powyżej ujęciu dotyczy zamiany napięcia współbieżnego na napięcie szeregowo. Tak przyjęta definicja jest czasem niedogodna, gdyż dla określenia wartości błędu pomiaru wywołanego danym napięciem współbieżnym wymagana jest dodatkowo znajomość tłumienia napięcia szeregowo (NMRR) konwertera a/c. Dopiero na podstawie obu wielkości (CMRR i NMRR) można przewidzieć błąd wskazania konwertera. Podobna sytuacja występuje przy pomiarach wartości CMRR. Dla obliczenia wartości napięcia szeregowo U'_g na podstawie różnicy wskazań konwertera a/c trzeba skorzystać z jego charakterystyki NMRR.

Dlatego też można spotkać inną interpretację definicji tłumienia napięcia współbieżnego, rozumianą jako stosunek napięcia współbieżnego do wartości błędu wskazania konwertera a/c wywołanego tym napięciem. Określone w ten sposób tłumienie nosi nazwę "efektywnego CMRR", dla odróżnienia od omawianego poprzednio. Wartość "efektywnego CMRR" jest praktycznie równa sumie współczynników tłumienia CMRR i NMRR. Rys. 11 przedstawia przebieg efektywnego CMRR otrzymany na podstawie zależności (3) i (11). Porównując rys. 11 i rys. 8, 10 widać, że zarówno zwykłe jak i efektywne CMRR maleje szybko ze wzrostem częstotliwości. Jest to bardzo niekorzystne, szczególnie przy zakłóceniach szerokopasmowych. Uzyskanie stałej, dużej wartości "efektywnego CMRR" możliwe jest drogą zwiększenia NMRR konwertera przez wprowadzenie dodatkowej filtracji sygnału analogowego.

Dla przykładu z rys. 11 (konwerter integracyjny) wystarczy prosty filtr RC

- "efektywne CMRR" maleje z szybkością 20 dB/dek. Dla konwerterów nieintegracyjnych (NMRR=0) wymagany jest filtr o nachyleniu charakterystyki 40 dB/dek.



Rys. 11. Porównanie CMRR, NMRR i efektywnego CMRR a-NMRR, b-CMRR, c - efektywne CMRR

Przy pożądanej dużej szybkości komutacji sygnałów analogowych filtry takie należy włączyć przed komutatorem, ze względu na duże stałe czasowe filtrów.

Dobór parametrów konwertera a/c powinien uwzględnić własności toru przesyłowego. Jako warunek "dopasowania" można wykorzystać zależność (4) i wymagać, aby $CMRR_{\text{systemu}} \approx CMRR_{\text{konwertera}}$ lub inaczej, aby $CMRR_{\text{toru}} > CMRR_{\text{konwertera}}$ (przynajmniej o rząd wielkości). Spełnienie tego warunku przy ustalonych parametrach konwertera a/c możliwe jest dwoma drogami:

- przez dobór toru o lepszych parametrach (mniejszych pojemnościach przewodów) - stosunkowo niewielkie możliwości zmian (rys. 8) lub
- przez zmianę (skrócenie) długości toru. Możliwości tej metody są stosunkowo duże. Skrócenie długości toru z 200 do 100 m (rys. 9) daje wzrost wartości $CMRR_{50\text{Hz}}$ o ok. 20 dB (z 130 do 150). Ze względu na fakt, że wartości $CMRR_{\text{konwertera}}$ są na ogół większe od 120 dB [9], [10], [8], nie wskazane jest stosowanie torów o długości większej od 200 m.

LITERATURA

- [1] Breunig H., Kurner H.: "Elektronische Spannungs-Frequenz-Umformer für Digitalmesstechnik", ATM, 1965, nr 356.
- [2] Gumbrecht A.J.: "Digital Voltmeters-Principles of Interference Rejection" - Instrument Practice, May, June, 1970.

- [3] Libura A., Nadachowski M.: "Przetworniki analogowo-cyfrowe", WNT, 1973.
- [4] Reading K., Hands L.: "Systems engineered for high common mode rejection" - Instrument Practice, August 1966.
- [5] Szweda T.: "Konwerter analogowo-cyfrowy typu pseudocalkującego" - materiały V Krajowej Konferencji Metrologii i Budowy Aparatury Pomiarowej, Poznań 1972.
- [6] "Selecting the right DVM", Hewlett-Packard application note nr 158.
- [7] "Data Logger System for the Puławy II Plant" - A/s Regnecentralen, Copenhagen 1966.
- [8] "Analog-digital conversion handbook" - Analog Devices, Inc - 1972.
- [9] Digital voltmeter Fenlow - opis techniczny.
- [10] Woltomierz cyfrowy - V-530 - opis techniczny.

ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Р е з ю м е

Статья посвящена обсуждению проблем, касающихся подавления помех действующих на аналоговый сигнал при цифровом измерении. Представлено принятое классификацию помех, способ оценки устойчивости на помехи, обсуждено методы фильтрации помех и проведено сравнение их эффекта. Дальше подробно представлено механизм подавления синфазного сигнала и обсуждено влияние длины и параметров проводов передачи аналоговых сигналов на подавление помех.

NOISE REJECTION IN ANALOG TO DIGITAL CONVERSION SYSTEMS

S u m m a r y

In the paper the problems of noise rejection in analog-digital conversion are considered. In the first part of the paper noise classification and noise rejection ratios are described. Then different methods of normal mode voltage rejection are compared. Next the influence of cable length and cable parameters on common mode voltage rejection has been considered.