ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1982

Seria: INFORMATYKA z. 3 Nr kol. 708

Wojciech MIELCZAREK

Instytut Informatyki
Czasu Rzeczywistego
Politechniki Śląskiej

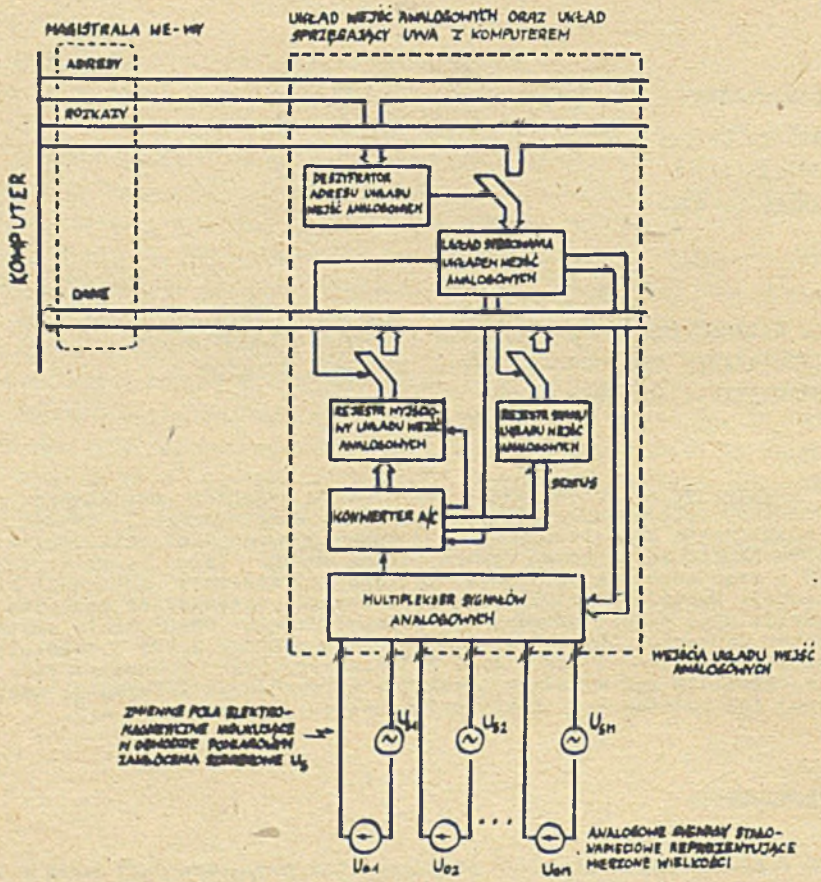
TŁUMIENIE SZEREGOWYCH, SINUSOIDALNYCH SYGNAŁÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH PRZY PRZETWARZANIU ANALOGOWO-CYFROWYM NAPIĘCIA STAŁEGO METODĄ UŚREDNIANIA ARYTMETYCZNEGO

Streszczenie: Wprowadzanie pomiarowych sygnałów analogowych do komputera, obarczonych silnymi sygnałami zakłócającymi, zmusza do projektowania konwerterów A/C pod kątem dobrego tłumienia zakłóceń. Dobre tłumienie zakłóceń wymaga jednak dużego czasu przetwarzania A/C i stąd znacznie ogranicza szybkość wprowadzania informacji analogowej. Niniejszy artykuł omawia tłumienie szeregowych zakłóceń sinusoidalnych metodą uśredniania arytmetycznego. Uśrednianie arytmetyczne zapewnia dobre tłumienie sygnałów zakłócających o częstotliwości sieci energetycznej oraz jej nieparzystych harmonicznych i nie ogranicza tak wyraźnie szybkości wprowadzania informacji analogowej jak podstawowe, integracyjne metody przetwarzania A/C.

1. WPROWADZENIE

Jednym z podstawowych urządzeń peryferyjnych komputera jest układ wejść analogowych, który umożliwia zbieranie analogowych danych pomiarowych w celu ich cyfrowej rejestracji bądź przetworzenia na decyzje. Na rysunku 1 przedstawiono podstawowy sposób wprowadzania informacji analogowej do komputera za pośrednictwem układu wejść analogowych, równolegle podłączonego do magistrali wejścia-wyjścia komputera.

Powszechne obecnie zastosowanie komputerów jako urządzeń rejestrujących i przetwarzających dane pochodzące z pomiarów wykonywanych w środowisku działania silnych sygnałów zakłócających zmusza do starannego projektowania układów wejść analogowych nie tylko ze względu na ich własności metrologiczne (rozdzielczość, liniowość), ale również ze względu na ich odporność na typowe zakłócenia. Ponieważ trudno tu pogodzić szereg podstawowych wymagań, przede wszystkim wymaganie żądanej szybkości pomiarów z wymaganiem dobrego tłumienia sygnałów zakłócających, spotyka się coraz więcej różnorodnych rozwiązań starających się możliwie jak najlepiej sprostać warunkom, w jakich wykonywane są pomiary. Zasadnicze znaczenie



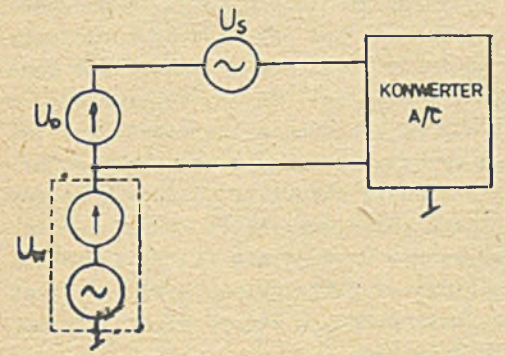
Rys. 1. Wprowadzanie analogowych sygnałów pomiarowych do komputera za pośrednictwem układu wejść analogowych

dla dobrego tłumienia zakłóceń nałożonych na analogowe sygnały pomiarowe ma wybór odpowiedniej metody przetwarzania analogowo-cyfrowego.

2. PODSTAWOWE SYGNAŁY ZAKŁÓCAJĄCE PRZY POMIARACH NAPIĘĆ STAŁYCH

Powszechnie spotykane zakłócenia przy pomiarach napięć stałych w warunkach przemysłowych podzielić można na zakłócenia wspólne, tzn. oddziałujące jednocześnie na oba wejścia przyrządu pomiarowego, oraz zakłócenia szeregowe, które dodają się do sygnału pomiarowego, tak że na wejściu kon-

wertera A/C pojawia się suma sygnału pomiarowego i zakłócenia [2]. Na rysunku 2 przedstawiono prostą interpretację wyżej wymienionych zakłóceń.



Rys. 2. Podstawowe zakłócenia przy pomiarach napięcia stałego

Tłumienie przez układ pomiarowy przedstawionych sygnałów zakłócających przyjęto charakteryzować współczynnikami: CMRR - tłumienie zakłócenia wspólnego i NMRR - tłumienie zakłócenia szeregowego. CMRR najczęściej wyraża się w decybelach i definiuje jako:

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{U_w}{U_r} \right| \qquad (1)$$

gdzie U_r jest napięciem różnicowym, które przyłożone pomiędzy wejściami przyrządu pomiarowego spowoduje taką samą zmianę wskazania co napięcie wspólne U_w.

Aby zdefiniować NMRR przyjmijmy, że przyrząd pomiarowy przetwarza sygnał wejściowy według relacji $U_{wy} = f(U_{we})$. NMRR z definicji równa się:

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{U_s}{f(U_o+U_s) - f(U_o)} \right|, \qquad (2)$$

gdzie za U_s przyjmuje się wybrany parametr sygnału zakłócającego, mający ten sam charakter co sygnał mierzony U_o (np. amplitudę dla zakłócenia sinusoidalnego).

Tłumienie napięcia U_w zależy od symetrii obwodu pomiarowego, tzn. od symetrii wyjścia źródła sygnału pomiarowego, doprowadzeń i wejścia przyrządu pomiarowego. Na tłumienie napięcia szeregowego U_s również znaczny wpływ posiada symetria obwodu pomiarowego. Zwiększenie odporności układu pomiarowego na zakłócenia o charakterze napięcia wspólnego osiąga się poprzez zapewnienie możliwie jak najlepszej symetrii obwodu pomiarowego oraz poprzez ekranowanie przewodów pomiarowych. Odporność na zakłócenia szeregowe poprawić można poprzez skręcanie przewodów pomiarowych, zapewnienie symetrii obwodu pomiarowego i poprzez filtrację sygnału zakłócającego. Dalej ograniczymy się jedynie do przedstawienia sposobu tłumienia szeregowych sygnałów zakłócających przez powszechnie stosowane konwertery A/C oraz do już dokładniejszej dyskusji odporności na zakłócenia szeregowe konwertera A/C z uśrednianiem arytmetycznym (w [1] konwerter taki nazywany jest "pseudocałkującym").

3. ODPORNOŚĆ NA ZAKŁÓCENIA SZEREGOWE TYPOWYCH KONWERTERÓW A/C

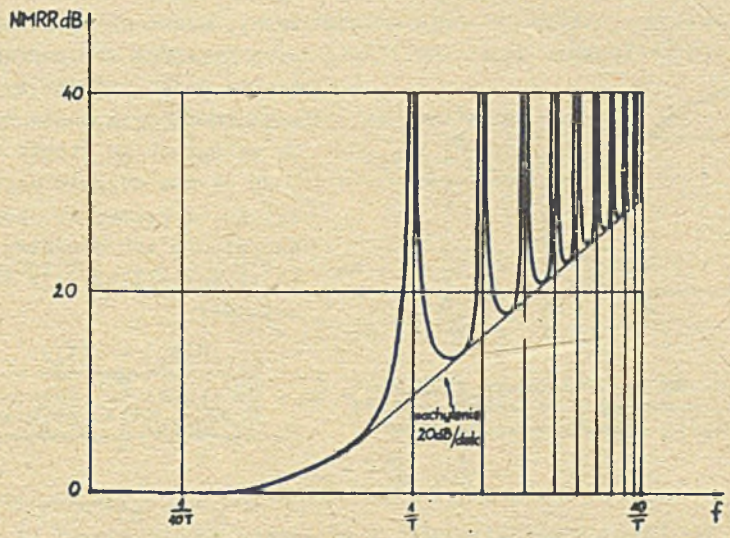
Spośród szeregu rodzajów konwerterów A/C największą popularność zyskały sobie konwertery kompensacyjne i integracyjne (całkujące). O popularności konwertera kompensacyjnego zadecydowała duża szybkość pomiarów przy dużej ich dokładności (np. szybkość pomiarów 10-bitowego konwertera kompensacyjnego może wynosić 10^6 pomiarów na sekundę). Zalety te okupione zostały zupełnym brakiem odporności układu na zakłócenia szeregowe. Stąd też na wejściu konwertera kompensacyjnego wykorzystywanego w warunkach działania szeregowych sygnałów zakłócających stosuje się filtr dolnoprzepustowy, który tłumi zakłócenia, a przenosi sygnał pomiarowy. Filtr zasadniczo ogranicza szybkość pomiarów, stąd praktycznie stosuje się filtry jednobiegunowe lub, znacznie rzadziej - dwubiegunowe. Filtr dolnoprzepustowy jest podstawowym elementem każdego układu pomiarowego, w którym ważne jest dobre tłumienie szeregowych sygnałów zakłócających.

Znacznie lepszą odpornością na zakłócenia szeregowe charakteryzują się konwertery A/C integracyjne, z których najpopularniejszy jest konwerter z podwójnym całkowaniem. Działanie takiego konwertera polega na całkowaniu sygnału wejściowego przez czas równy okresowi sygnału zakłócającego. W większości konwerterów czas ten jest równy 10 ms, co odpowiada częstotliwości sieci energetycznej (50 Hz). Konwerter A/C z podwójnym całkowaniem przetwarza na postać cyfrową średnią wartość sygnału wejściowego, liczoną za czas całkowania, stąd np. sinusoidalny sygnał zakłócający o częstotliwości 50 Hz zostanie całkowicie stłumiony. Na rysunku 3 przedstawiono zależność współczynnika NMRR konwertera A/C z podwójnym całkowaniem od częstotliwości szeregowego, sinusoidalnego sygnału zakłócającego. Zależność ta została określona dla najbardziej niekorzystnego przypadku rozpoczęcia całkowania i wyraża się wzorem:

$$NMRR = 20 \log\left|\frac{2\pi f}{\sin 2\pi f}\right| \qquad (3)$$

gdzie f jest częstotliwością sygnału zakłócającego [2] [3].

Bardzo duża odporność na zakłócenia szeregowe zostały w omawianym konwerterze okupiona długim czasem trwania pomiaru, a zatem znacznie ograniczoną, praktycznie równą 25 pomiarów na sekundę, szybkością pomiarów. Konwerter A/C z podwójnym całkowaniem wymaga bowiem obecności sygnału pomiarowego na swoim wejściu przez czas równy co najmniej okresowi podstawowego sygnału zakłócającego (sygnał sieci energetycznej), czyli praktycznie 20 ms. Stąd, mimo bardzo dobrego tłumienia zakłóceń, konwerter ten rzadko można zastosować przy pomiarach przemysłowych, gdzie na ogół występuje potrzeba szybkiego pomiaru napięć pochodzących z wielu punktów pomiarowych. Kompromisowym rozwiązaniem może stać się konwerter A/C z uśrednieniem arytmetycznym, który zachowując zdolność tłumienia pewnej klasy szeregowych sygnałów zakłócających nie ogranicza tak znacznie szybkości pomiarów.



Rys. 3. Postać czasowa sygnału pomiarowego z nałożonym sinusoidalnym sygnałem zakłócającym

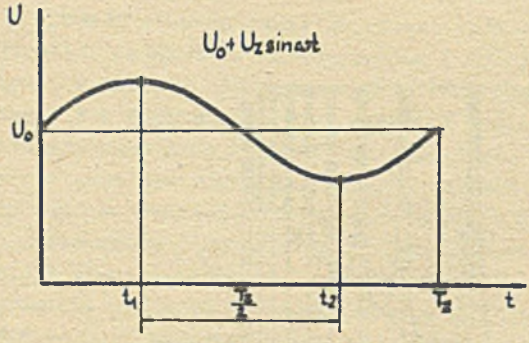
4. ODPORNOŚĆ NA ZAKŁÓCENIA O CHARAKTERZE NAPIĘCIOWEGO SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO KONWERTERA A/C Z UŚREDNIANIEM ARYTMETYCZNYM

4.1. Zasada filtracji zakłóceń sinusoidalnych zastosowana w uśredniającym arytmetycznie konwerterze A/C

Na rysunku 4 przedstawiono postać czasową sygnału mierzonego oraz zakłócającego na wejściu woltomierza.

gdzie:

U_0	- stałonapięciowy sygnał mierzony,
$U_z \sin\omega t$	- sinusoidalny, napięciowy sygnał zakłócający,
$U(t)=U_0+U_z\sin\omega t$	- sygnał na wejściu konwertera,
T_z	- okres sygnału zakłócającego,
t_1	- chwila, w której pobierana jest pierwsza próbka sygnału wejściowego,
t_2	- chwila, w której pobierana jest druga próbka sygnału wejściowego,
$t_2 - t_1 = \frac{T_z}{2}$	- odległość pomiędzy próbkami.



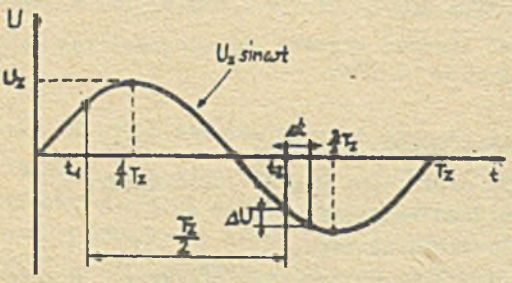
Rys. 4. Zależność współczynnika NMRR konwertera A/C z podwójnym całkowaniem od częstotliwości sygnału zakłócającego

W uśredniającym arytmetycznie konwerterze A/C filtrację zakłóceń sinusoidalnych uzyskuje się poprzez pobranie dwóch próbek sygnału wejściowego w momentach czasu odległych od siebie o połowę okresu sygnału zakłócającego, a następnie poprzez określenie ich średniej arytmetycznej. Ilustruje to zależność:

$$\bar{U} = \frac{U(t_1) + U(t_2)}{2} = \frac{U_0+U_z\sin\omega t_1+U_0+U_z\sin\omega t_2}{2} = U_0 + \frac{1}{2}U_z(\sin\omega t_1+\sin\omega t_2) \tag{4}$$

Zauważmy jednak, że o ile tylko $t_2 - t_1 = \frac{T_z}{2}$, to $\sin\omega t_1 = -\sin\omega t_2$ i ostatecznie:

$$\bar{U} = \frac{U(t_1) + U(t_2)}{2} = U_0 \tag{5}$$



Rys. 5. Sygnał zakłócający z zaznaczonym rozsynchronizowaniem Δt oraz odpowiadającą mu zmianą sygnału ΔU

Równanie powyższe pokazuje, że przy tak przyjętej zasadzie pomiaru można uzyskać całkowitą filtrację zakłócenia sinusoidalnego. Warunkiem podstawowym poprawnej filtracji jest jednak dokładna synchronizacja odległości pomiędzy próbkami (t_2-t_1), z połową okresu sygnału zakłócającego $(\frac{T_z}{2})$. Należy jeszcze zwrócić uwagę, że założono tu niaznaczny w porównaniu z okresem sygnału zakłócającego czas próbkowania sygnału wejściowego, tak że wartości $U(t_1)$ i $U(t_2)$ należy traktować jako chwilowe.

Postawmy teraz pytanie: kiedy należy pobrać poszczególne próbki sygnału wejściowego, aby przy założonym rozsynchronizowaniu czasowym Δt wzglę-

dem chwili t_2, błąd $\Delta\overline{U}$ wynikający z niedoskonałej filtracji był możliwie najmniejszy. Na rysunku 5 przedstawiono sygnał zakłócający oraz zaznaczono rozsynchronizowanie Δt i odpowiadającą mu zmianę sygnału ΔU.

W przypadku pełnej synchronizacji zmierzone napięcie określone jest wzorem (5).

W przypadku rozsynchronizowania Δt (zakładamy $\Delta t \ll T_z$)

$$\overline{U_{\Delta t}} = \frac{U(t_1) + U(t_2 + \Delta t)}{2}$$

Ponieważ: $U(t_2 + \Delta t) \cong U(t_2) + \Delta t \cdot k$, gdzie $k = \frac{\Delta U}{\Delta t}$, to

$$\overline{U}_{\Delta t} = \overline{U} + \frac{\Delta t}{2} \cdot k$$

Zdefiniujmy $\overline{\Delta U}$ jako: $\overline{\Delta U} = \left|\overline{U} - \overline{U_{\Delta t}}\right|$ czyli

$$\overline{\Delta U} = \left|\frac{\Delta t}{2} \cdot k\right| \tag{6}$$

Błąd $\overline{\Delta U}$ będzie tym mniejszy, im mniejsza będzie wartość "k", która przedstawia w przybliżeniu pochodną funkcji reprezentującej sygnał zakłócający w punkcie $t = t_2$:

$$k \cong \left.\frac{dU_z \sin \omega t}{dt}\right|_{t=t_2} = \omega U_z \cos \omega t_2$$

Rozwiązując równanie: $\cos \omega t_2 = 0$ otrzymamy zbiór punktów na osi czasu, w których należy pobrać próbkę sygnału wejściowego, aby wpływ rozsynchronizowania był najmniejszy.

$$t_2 = \frac{T_z}{4} + n\frac{T_z}{2} \qquad \text{gdzie} \quad n = 0,1,2...$$

Należy więc wybrać:

$$t_2 = \frac{3T_z}{4} \quad \text{i} \quad t_2' = t_2 - \frac{T_z}{2} = \frac{T_z}{4} \tag{7}$$

4.2. Określenie współczynnika KMRR dla konwertera A/C uśredniającego arytmetycznie

Konwerter A/C uśredniający arytmetycznie przetwarza sygnał wejściowy według relacji:

$$f(U) = \overline{U}_i$$

Przy występowaniu na wejściu konwertera A/C jedynie sygnału pomiarowego (stałonapięciowy sygnał mierzony):

$$U(t_1) = U(t_2) = U_o,$$

czyli

$$f(U_o) = U_o,$$

Dla sygnału pomiarowego U_o, obarczonego zakłóceniem $U_z \sin\omega t$

$$U(t_1) = U_o + U_z \sin\omega t_1,$$

$$U(t_2) = U_o + U_z \sin\omega t_2,$$

zatem

$$f(U_o + U_z \sin\omega t) = \frac{U_o + U_z \sin\omega t_1 + U_o + U_z \sin\omega t_2}{2} =$$

$$= U_o + \frac{U_z}{2}(\sin\omega t_1 + \sin\omega t_2) \tag{8}$$

W oparciu o definicję (2) współczynnika NMRR dostaniemy:

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{U_z}{f(U_o + U_z \sin\omega t) - f(U_o)} \right|;$$

po podstawieniu zależności (8)

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{U_z}{U_o + \frac{U_z}{2}(\sin\omega t_1 + \sin\omega t_2) - U_o} \right|$$

$$= 20 \log \left| \frac{1}{\sin \frac{\omega}{2}(t_1 + t_2) \cdot \cos \frac{\omega}{2}(t_1 - t_2)} \right| \tag{9}$$

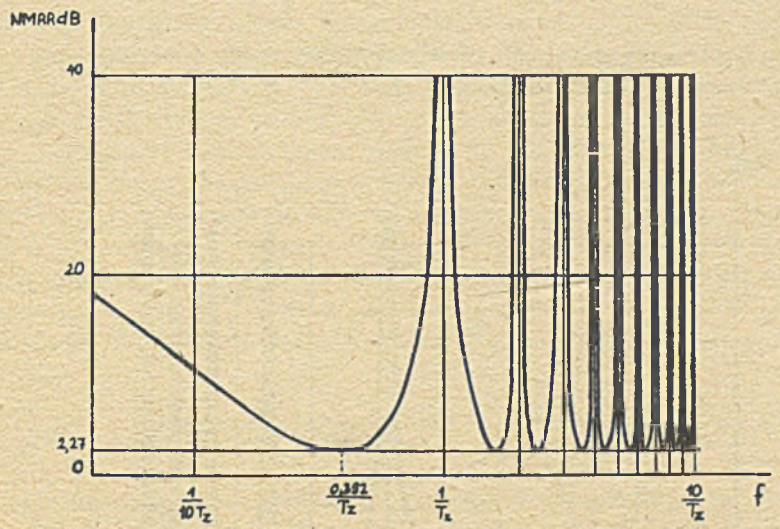
Ponieważ $t_2 - t_1 = \frac{T_z}{2}$, otrzymujemy ostatecznie:

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{1}{\sin\omega(t_1 + \frac{T_z}{4}) \cdot \cos\omega \frac{T_z}{4}} \right| \tag{10}$$

Przyjmując $t_1 = \frac{T_z}{4}$

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{1}{\sin\omega \frac{T_z}{2} \cos\omega \frac{T_z}{4}} \right| \tag{11}$$

Ostatnia zależność pozwala przedstawić wykres współczynnika NMRR w decybelach w funkcji częstotliwości sygnału zakłócającego (rys. 6).



Rys. 6. Zależność współczynnika NMRR konwertera A/C z uśrednianiem arytmetycznym od częstotliwości przy $t_1 = \frac{T_z}{4}$

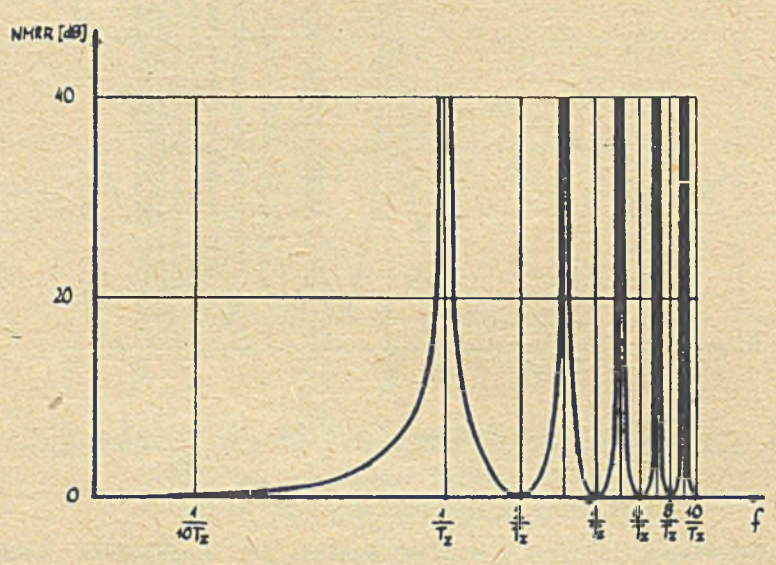
Z przedstawionego na rys. 6 wykresu wynika, że największe tłumienie (równe ∞) osiąga się dla częstotliwości będących kolejnymi harmonicznymi częstotliwości podstawowej. Minimalne wartości NMRR wypadają w punktach $f = 0,392 \frac{1}{T_z} + \frac{2k}{T_z}$, gdzie k=0,1,2... Wzrost tłumienia zakłóceń o częstotliwościach mniejszych od $\frac{0,392}{T_z}$ wynika jedynie z założenia synfazowości tych zakłóceń z podstawowym sygnałem zakłócającym i rozpatrywania pomiaru tylko w czasie $0 \div T_z$. W takim przypadku im mniejsza będzie częstotliwość zakłócenia, tym mniej zakłócenie zdąży narosnąć i tym samym mniej wpłynie na pomiar (zostanie lepiej stłumione). Założenie to ma charakter matematyczny i w rzeczywistości nigdy się nie potwierdzi. Tłumienie zakłóceń o niskich częstotliwościach ($f < \frac{1}{T_z}$) należy poprawnie oceniać nie za pomocą wzoru (11), który został wyprowadzony przy założeniu optymalnego wyboru momentów próbkowania, a poprzez obliczenie współczynnika NMRR przy najniekorzystniejszym wyborze chwili pobierania próbki. Najgorszy przypadek (najmniejszy NMRR) zachodzi w sytuacji, gdy:

$$\sin\omega(t_1 + \frac{T_z}{4}) = \pm 1.$$

Wtedy to na podstawie wzoru (10) otrzymamy:

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{1}{\cos \omega \frac{T_z}{4}} \right| . \qquad (12)$$

Na rysunku 7 przedstawiono zależność tak określonego współczynnika NMRR od częstotliwości sygnału zakłócającego.



Rys. 7. Zależność współczynnika NMRR konwertera A/C uśredniającego arytmetycznie dla najgorszego przypadku wyboru chwili t_1

Przedstawmy teraz, jak zmienia się NMRR przy niewielkich rozsynchronizowaniach Δt wokół punktu $t_2 = \frac{3}{4} T_z$. Na podstawie zależności (9) po podstawieniu $t_1 = \frac{1}{4} T_z$ i $t_2 = \frac{3}{4} T_z + \Delta t$ otrzymamy:

$$NMRR = 20 \log \left| \frac{1}{\sin \frac{\omega}{2} (T_z + \Delta t) . \cos \frac{\omega}{2} (\frac{T_z}{2} + \Delta t)} \right| \qquad (13)$$

Zmianę NMRR w zależności od zmian Δt określa pochodna NMRR względem Δt, równa:

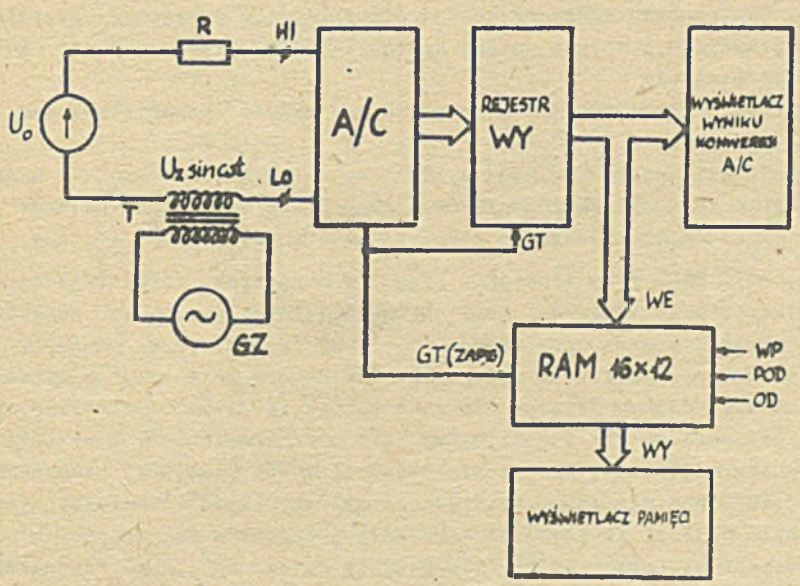
$$\frac{dNMRR}{d\Delta t} = 10(\log e)\omega \left[tg \frac{\omega}{2} (\frac{T_z}{2} + \Delta t) - ctg \frac{\omega}{2} (T_z + \Delta t) \right] . \qquad (14)$$

Z powyższej zależności wynika, że "czułość" współczynnika NMRR na zmiany Δt wyraźnie zależy od częstotliwości sygnału zakłócającego. Dla określo-

nego rozsynchronizowania Δt wokół punktu $t_2 = \frac{3}{4} T_z$ współczynnik NMRR pozostanie wciąż stosunkowo duży jedynie dla niewielkich, nieparzystych harmonicznych częstotliwości podstawowej. Nieparzyste harmoniczne w chwili $t_2 = \frac{3}{4} T_z$ posiadają bowiem minimalną (równą 0) pochodną względem czasu i o ile tylko ich okres będzie znacznie większy od Δt, wartość $U(\frac{3}{4} T_z + \Delta t)$ w przybliżeniu równa się wartości $U(\frac{3}{4} T_z)$, co gwarantuje dużą wartość współczynnika NMRR. Zmiana NMRR dla niewielkich parzystych harmonicznych będzie na pewno większa ze względu na to, że parzyste harmoniczne w punkcie $t_2 = \frac{3}{4} T_z$ posiadają pochodną maksymalną. Dla wysokich częstotliwości i to zarówno nieparzystych, jak i parzystych harmonicznych zmiana tłumienia może być bardzo duża. NMRR może zmniejszyć się nawet do wartości zero, bowiem rozsynchronizowanie Δt jest w tym przypadku porównywalne z okresem sygnału zakłócającego. Konieczne jest więc przy obawie występowania zakłóceń o dużych częstotliwościach, stosowanie na wejściu konwertera A/C uśredniającego arytmetycznie filtru dolnoprzepustowego.

5. POMIAR WSPÓŁCZYNNIKA NMRR

W celu praktycznego określenia tłumienia szeregowych sygnałów zakłócających metodą uśredniania arytmetycznego wykonano model uśredniającego arytmetycznie konwertera A/C. Pomiary tłumienia sinusoidalnych sygnałów zakłócających przez wykonany model konwertera A/C zrealizowano w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 8.



Rys. 8. Układ pomiarowy przeznaczony do określenia tłumienia sinusoidalnych, szeregowych sygnałów zakłócających

Układ pomiarowy składa się z:

- badanego konwertera A/C z rejestrem wyjściowym i wyświetlaczem wyniku pomiaru,
- wejściowego obwodu pomiarowego złożonego ze źródła stałonapięciowego sygnału mierzonego U_o, transformatora T wprowadzającego sygnał zakłócający $U_z \sin\omega t$ (generowany przez generator GZ) do obwodu pomiarowego oraz rezystancji R zapewniającej symetrię doprowadzeń (wartość R powinna być równa rezystancji uzwojenia wtórnego transformatora T),
- pamięci RAM zawierającej 16 komórek 12 bitowych wraz z wyświetlaczem zawartości pamięci.

Na rysunku 8 wyróżniono również najważniejsze dla obsługi układu pomiarowego sygnały sterujące: GT, WP, POD, OD.

Sygnał GT (gotów) jest w stanie 1 w sytuacji, gdy wyjściowy sygnał cyfrowy rzeczywiście reprezentuje mierzony na wejściu sygnał analogowy. Stan 0 sygnału GT oznacza, że konwerter jest w stanie przetwarzania i sygnał na jego wyjściu nie odpowiada jeszcze mierzonej wartości sygnału wejściowego. Sygnał GT generowany jest przez układ sterowania konwertera A/C.

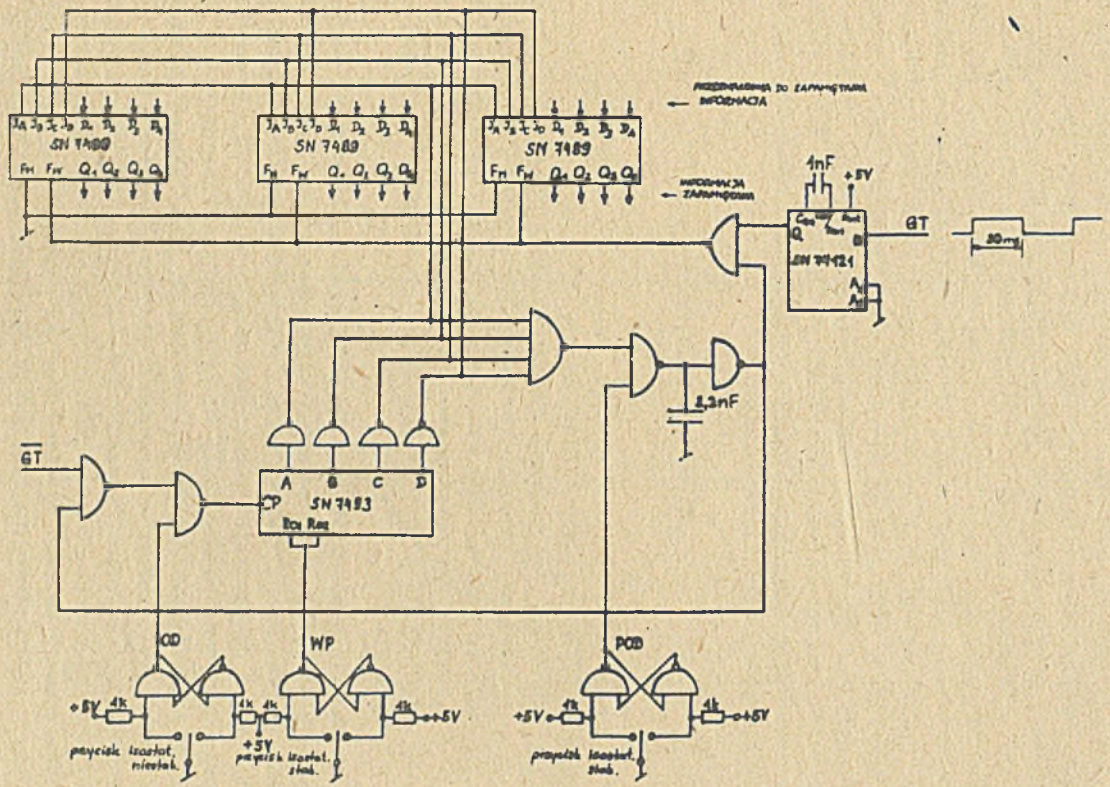
Sygnał WP (wpis) zadawany jest z przycisku izostatycznego stabilnego. Przyciśnięcie tego przycisku powoduje zmianę WP z 1 na 0 i wpisanie 16 kolejnych pomiarów do poszczególnych komórek pamięci RAM (rys. 9).

Sygnał POD (przygotowanie odczytu) zadawany jest ze stabilnego przycisku izostatycznego. Przyciśnięcie tego przycisku powoduje zmianę POD z 1 na 0 i odłączenie sygnału wpisującego wynik pomiaru do poszczególnych komórek pamięci.

Sygnał OD (odczyt) zadawany jest z niestabilnego przycisku. Przyciśnięcie tego przycisku powoduje zmianę adresu i odczytanie zawartości kolejnej komórki pamięci.

Na rysunku 9 przedstawiono schemat ideowy układu zapamiętującego 16 kolejnych pomiarów.

Wykonanie kilkunastu pomiarów sygnału wejściowego złożonego z sygnału pomiarowego i zadanego zakłócenia umożliwia ocenę współczynnika NMRR również dla częstotliwości sygnału zakłócającego mniejszych od $\frac{1}{T_z}$. Aby prawidłowo ocenić NMRR przy tłumieniu sygnałów o niskich częstotliwościach, trzeba wykonać tyle pomiarów, żeby określić maksymalny wpływ zakłócenia na wynik pomiaru sygnału pomiarowego U_o. Przy jednokrotnym pomiarze mogłoby się bowiem zdarzyć, że zmierzylibyśmy sygnał wejściowy w sytuacji, gdy sygnał zakłócający jeszcze niewiele narósł, a zatem i niewiele wpłynął na wynik pomiaru (co ocenilibyśmy jako duże tłumienie). Z wykresu na rys. 7 wynika natomiast, że już dla częstotliwości $\frac{1}{10T_z}$ (5Hz) tłumienie w przybliżeniu równa się zero. Praktycznie wybrano ilość pomiarów taką, aby zapewnić dojście do wartości maksymalnej sygnałów zakłócających o częstotliwościach większych od 5Hz i poprawnie zatem, bo dla "najgorszego przypadku", oceniać NMRR. W badanym konwerterze A/C odległość pomiędzy



Rys. 9. Schemat ideowy układu zapamiętującego 16 kolejnych pomiarów

próbkami ($t_2 - t_1 = \frac{T_z}{2}$) przyjęto równą 10 ms, przystosowując tym samym przyrząd do tłumienia zakłóceń pochodzących od drgań w sieci energetycznej i ich harmonicznych. Sinusoidalny sygnał zakłócający o częstotliwości 50Hz jest bowiem powszechnie spotykanym zakłóceniem szeregowym. Należy zwrócić uwagę, że podczas pomiarów nie zagwarantowano synfazowości generowanych sygnałów zakłócających z sygnałem sieci energetycznej, tak więc określone teoretycznie optymalne momenty próbkowania $t_1 = \frac{1}{4} T_z$ i $t_2 = \frac{3}{4} T_z$ nie musiały wcale wypadać w punktach, w których pochodna nieparzystych harmonicznych przyjmuje minimalną, tzn. zerową wartość. Pomiary w takim układzie pomiarowym mogły być zatem "bardziej wrażliwe" na nieidealną pracę układu synchronizacji oraz na parzyste harmoniczne częstotliwości podstawowej. Otrzymany NMRR jest na pewno mniejszy od NMRR, jaki otrzymano by przy pomiarach z zapewnieniem synfazowości generowanych sygnałów zakłócających z fazą sygnału sieci energetycznej. Obliczenie współczynnika tłumienia zakłóceń szeregowych badanego konwertera A/C z uśrednianiem arytmetycznym przeprowadzono według wzoru:

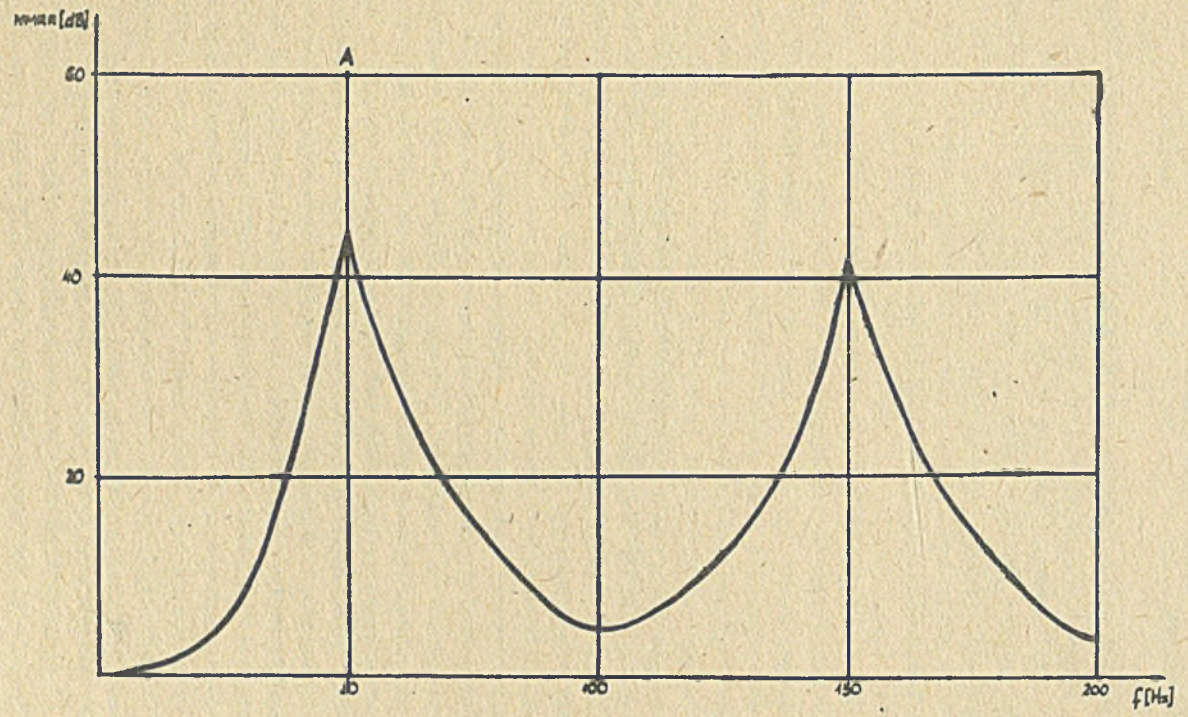
$$NMRR = 20 \log \left| \frac{U_z}{N_{max}} \right|, \qquad (15)$$

gdzie:

U_z - amplituda sygnału zakłócającego,

N_{max} - maksymalna zmiana wskazania konwertera A/C, wyrażona w jednostce napięcia, spowodowana obecnością sygnału zakłócającego na wejściu (praktycznie wybierano największą odchyłkę pomiędzy obarczonym zakłóceniem wynikiem pomiaru a wynikiem pomiaru tej samej wartości U_o bez zakłócenia, spośród 16 zapamiętanych pomiarów).

Na rysunku 10 przedstawiono zależność współczynnika NMRR, badanego modelu konwertera A/C, uśredniającego arytmetycznie od częstotliwości sygnału zakłócającego. Ze względu na niesynfazowość sygnałów zakłócających z sygnałem sieci energetycznej, przedstawioną na rys. 10 charakterystykę tłumienia nie można porównywać z teoretyczną charakterystyką z rys. 6, określoną właśnie przy założeniu synfazowości wyżej wymienionych przebiegów. Możliwe jest natomiast porównanie wykresu przedstawiającego tłumienie zakłóceń przez badany konwerter z wykresem na rys. 7, określonym dla najniekorzystniejszego przesunięcia fazy sygnału zakłócającego i sygnału synchronizującego pomiary wykonywane przez konwerter (sygnał sieci energetycznej). Z porównania takiego widać, że największe tłumienie osiąga się dla nieparzystych harmonicznych podstawowej częstotliwości zakłócającej, a najmniejsze dla harmonicznych parzystych. Rozbieżności pomiędzy porównywanymi wykresami wynikają przede wszystkim z niedoskonałej pracy układu synchronizacji oraz wymienionego wyżej nieokreślonego przesunięcia fazy sygnałów zakłócających z sygnałem sieci energetycznej. Zaznaczony na



Rys. 10. Zależność współczynnika NMRR badanego modelu konwertera A/C z uśrednianiem arytmetycznym od częstotliwości sygnału zakłócającego

rys. 10 punkt A reprezentuje wartość NMRR dla sygnału zakłócającego o częstotliwości 50 Hz, wprowadzonego do obwodu pomiarowego za pośrednictwem transformatora bezpośrednio z sieci energetycznej.

6. PODSUMOWANIE

Przedstawiona zasada pomiaru napięcia stałego w obecności szeregowego zakłócenia sinusoidalnego oparta na uśrednianiu arytmetycznym dwóch próbek sygnału wejściowego pobranych w chwilach odległych od siebie o połowę okresu podstawowego sygnału zakłócającego ($t_2-t_1 = \frac{T_z}{2}$), charakteryzuje się bardzo dobrym tłumieniem sinusoidalnych zakłóceń o częstotliwościach $f = \frac{1}{T_z}(1+2k)$, gdzie k=0,1,2... o ile tylko częstotliwości te nie są zbyt duże. Tłumienie zakłóceń o częstotliwościach $f = \frac{2k}{T_z}$ wyraźnie zależy od wyboru chwili t_1.

Aby porównać zależność NMRR od częstotliwości szeregowego sygnału zakłócającego konwertera A/C całkującego i konwertera uśredniającego arytmetycznie rozważmy wzory (3) i (12) oraz odpowiadające im wykresy. Z porównania wykresu tłumienia szeregowych zakłóceń sinusoidalnych przez konwerter A/C całkujący (rys. 3) z wykresem tłumienia zakłóceń przez konwerter A/C uśredniający arytmetycznie (rys. 7) widać, że znacznie lepsze tłumienie, szczególnie parzystych harmonicznych podstawowego sygnału zakłócającego, posiada konwerter całkujący. Bardzo wyraźną poprawę tłumienia zakłóceń przez konwerter uśredniający arytmetycznie można osiągnąć poprzez korzystniejszy wybór momentu t_1 (rys. 6). Dla dużych częstotliwości sygnału zakłócającego uśredniający arytmetycznie konwerter A/C koniecznie wymaga dolnoprzepustowego filtru na swoim wejściu, gdy tymczasem całkujący konwerter A/C sam posiada cechy jednobiegunowego filtru dolnoprzepustowego. Wadą konwertera całkującego jest natomiast wymaganie obecności sygnału pomiarowego na wejściu przez czas równy okresowi podstawowego sygnału zakłócającego (min. 20ms, praktycznie zaś przez czas przetwarzania A/C równy około 40 ms). Uśredniający arytmetycznie konwerter A/C, operując w zasadzie na wartościach chwilowych sygnału wejściowego, wymaga obecności tego sygnału jedynie w chwilach próbkowania (na rys. 4 chwile t_1 i t_2).

W czasie poza tymi chwilami konwerter można wykorzystać do pobierania próbek sygnałów pochodzących z innych punktów pomiarowych. Taki konwerter wyposażony w układ multipleksera sygnałów analogowych oraz pamięć do zapamiętywania poszczególnych próbek kolejnych sygnałów wejściowych, pozwala na dokonanie w czasie równym jednemu okresowi podstawowego, sygnału zakłócającego szeregu pomiarów, tłumiąc jednocześnie sygnały zakłócające. Aby zapewnić optymalne położenie poszczególnych próbek kolejnych sygnałów pomiarowych, należałoby zestaw powyższy uzupełnić jeszcze o układ próbkująco-pamiętający na każdym wejściu multipleksera i próbkować wszystkie sygnały wejściowe w chwilach $\frac{1}{4}T_z$ i $\frac{3}{4}T_z$.

LITERATURA

[1] SZWEDA T.: Konwerter analogowo-cyfrowy typu pseudocałkującego, Materiały V Krajowej Konferencji Metrologii i Budowy Aparatury Pomiarowej, Poznań 1972.

[2] SKRZEWSKI M.: Tłumienie zakłóceń w układach konwersji analogowo-cyfrowej. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, s. Automatyka z. 40, Gliwice 1978.

[3] GUMBRECHT A.J.: Digital Voltmeters - Principles of Interference Rejection. Instrument Practise, May, June, 1970.

[4] "Analog-Digital Conversion Handbook" - Analog Devices, Inc - 1972.

[5] "A/D - D/A Design Reference Guide" - Analogic, 1972.

[6] "Selecting the right DVM", Hewlett-Packard aplication note nr 158.

[7] LIBURA A., NADACHOWSKI M.: Przetworniki analogowo-cyfrowe. WNT, Warszawa 1973.

[8] BREUNIG H., KURNER H.: Elektronische Spannungs-Freguenz-Umformer fur Digitalmesstechnik, ATM nr 356, 1965.

Wpłynęło do Redakcji: 2.04.1980 r.
W ostatecznej formie przyjęto: 17.02.1981 r.

Doc. dr inż. Antoni Pyok

ПОДАВЛЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ПОМЕХ
ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
МЕТОДОМ АРИФМЕТИЧЕСКОГО УСРЕДНЕНИЯ

Р е з ю м е

Ввод в компьютер непрерывных сигналов, возлагаемых сильными сигналами помех, заставляет проектировать аналого-цифровые конвертеры с учетом хорошего подавления помех. Хорошее подавление помех требует однако длительного времени аналого-цифрового преобразования, что значительно ограничивает скорость ввода непрерывных сигналов. Настоящая статья представляет подавление последовательных синусоидальных помех методом арифметического усреднения. Арифметическое усреднение обеспечивает хорошее подавление сигналов помех частотой энергосети, а также ее нечетных гармонических и не ограничивает так отчетливо скорости ввода аналоговых данных, как основные интегрирующие методы аналого-цифрового преобразования.

NORMAL MODE INTERFERENCE REJECTION DURING DC VOLTAGE A/C CONVERSION APPLYING ARITHMETICAL MEANING

S u m m a r y

Analog data acquisition in a presence of interferences requires designing of A/D converters highly resistant for typical interferences. The good rejection of interferences usually needs the long A/D conversion time so the throughput rate is limited. A/D conversion with arithmetical meaning of sinusoidal interferences is described in this paper. This type of conversion ensures good rejection for the interference frequencies at mains or odd harmonics of the mains and much better throughput rate then very popular integrating A/D converters.