

Andrzej MET

ANALOGOWY PRZETWORNIK FAZY O DUŻEJ DOKŁADNOŚCI

Streszczenie. W artykule przeanalizowano układy analogowych przetworników fazy z sumowaniem oraz mnożeniem sygnałów prostokątnych. Przedstawiono układ prostego analogowego przetwornika fazy z mnożeniem sygnałów prostokątnych, który charakteryzuje się małym błędem przetwarzania. Do mnożenia sygnałów wykorzystano wzmacniacz operacyjny z kluczem tranzystorowym, co umożliwiło wyeliminowanie drogiego układu mnożącego. Napięcie wyjściowe przetwornika jest liniową funkcją przesunięcia fazowego. Może ono przyjmować wartości dodatnie i ujemne, przy czym dla przesunięcia fazowego 90° jest równe zero. Właściwość ta jest bardzo korzystna przy zastosowaniu przetwornika w pętli fazowego sprzężenia zwrotnego.

1. Wstęp

Analogowe przetworniki fazy przetwarzają przesunięcie fazy między dwoma przebiegami sinusoidalnymi na napięcie. Przetwarzanie przesunięcia fazowego między dwoma przebiegami niesinusoidalnymi jest niecelowe, ponieważ nie daje ono żadnej informacji o przesunięciu fazowym między poszczególnymi harmonicznymi.

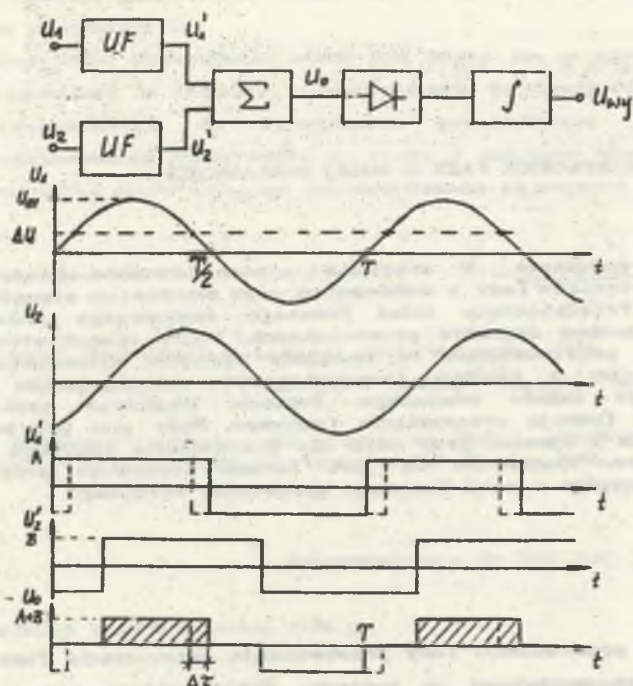
Stopniami wejściowymi elektronicznych przetworników fazy są najczęściej układy formujące, zamieniające sinusoidalne przebiegi wejściowe w przebiegi prostokątne (rys.1) zgodnie z zależnością:

$$u'_1 = A \operatorname{SGN}(u_1), \quad (1)$$

przy czym dla sygnału sinusoidalnego:

$$u'_1 = A \operatorname{SGN}[U_m \sin(\omega t + \varphi)] \quad (2)$$

W literaturze [1], [2], [3] najczęściej przedstawiane są przetworniki, które działają na zasadzie sumowania uformowanych napięć prostokątnych. Każda napięć prostokątnych jest następnie prostowana i uśredniana (rys.1)



Rys.1. Przetwornik fazy z sumowaniem napięć prostokątnych - schemat blokowy oraz przebiegi czasowe

Fig.1. Phase converter with square-wave voltages summation - block and timing diagrams

Wartość średnia wyprostowanej sumy napięć jest równa:

$$\bar{u}_{vy} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = (A + B) \left(\frac{1}{2} - \frac{\mathcal{J}}{360} \right), \quad (3)$$

gdzie: \mathcal{J} - jest przesunięciem fazowym wyrażonym w stopniach.

Ponieważ napięcie wyjściowe może mieć tylko wartości dodatnie, zależność (3) jest prawdziwa tylko dla $\mathcal{J} \in (0, 180)$. W przedziale $(0, 360)$ napięcie wyjściowe określa zależność:

$$U_{vy} = \text{ABS} \left[(A + B) \left(\frac{1}{2} - \frac{\mathcal{J}}{360} \right) \right] \quad (4)$$

Napięcie sinusoidalne u_1 (lub u_2) może zawierać składową stałą ΔU (rys.1).

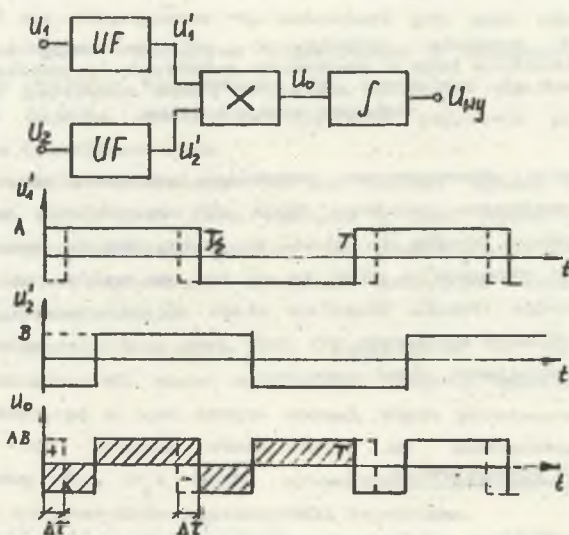
Wówczas napięcie prostokątne na wyjściu układu formującego u_1 ma wypełnienie różne od $1/2$ (rys.1 - linia przerywana). Taki sam efekt wywołuje napięcie niezrównoważenia komparatora układu formującego. Zjawisko to powoduje, że przebieg prostokątny na wyjściu prostownika skraca się (lub wydłuża) o czas ΔT , co jest przyczyną powstania addytywnego błędu przetwarzania. Wartość tego błędu określa zależność:

$$\Delta \varphi = \arcsin (\Delta U / U_m) \quad (5)$$

Natomiast błąd multiplikacyjny może spowodować niestabilna wartość amplitud A lub B przebiegów prostokątnych.

2. Przetwornik fazy wykorzystujący układ mnożący

Innym rozwiązaniem przetwornika fazy jest wykorzystanie do jego budowy układu mnożącego (rys.2).



Rys.2. Przetwornik fazy z mnożeniem napięć prostokątnych - schemat blokowy oraz przebiegi czasowe

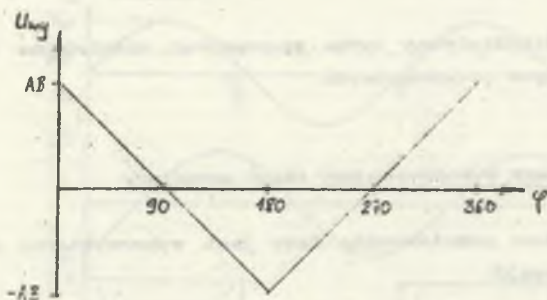
Fig.2. Phase converter with square-wave voltages multiplication - block and timing diagrams

Uformowane zgodnie z zależnością (2) napięcia wejściowe doprowadzone są do wejść układu mnożącego. Wartość średnia napięcia na wyjściu układu

mnożącego jest równa:

$$U_{vy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_D(t) dt = A B \left(1 - \frac{\varphi}{90}\right) \quad (6)$$

Równanie (6) jest prawdziwe dla $\varphi \in (0, 180)$. Pełny zakres zmian napięcia na wyjściu układu uśredniającego dla $\varphi \in (0, 360)$ przedstawia rys.3.



Rys.3. Zależność napięcia wyjściowego od przesunięcia fazowego dla przetwornika fazy z mnożeniem przebiegów prostokątnych

Fig.3. Output voltage vs. phase shift for phase converter with square-wave voltages multiplication

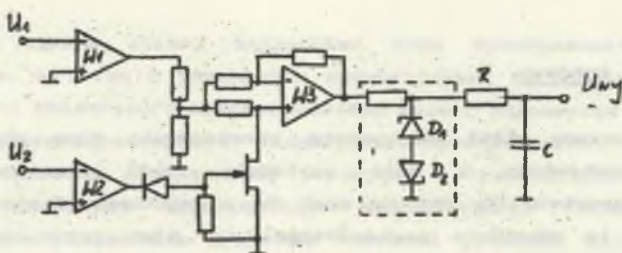
Zmiana wypełnienia uformowanego przebiegu prostokątnego (rys.2 - linia przerywana) spowodowana składową stałą ΔU nie zmienia wartości średniej napięcia wyjściowego. Wynika to stąd, że jeden impuls prostokątny zostaje wydłużony a drugi skrócony o czas Δt co nie ma wpływu na wartość średnią napięcia wyjściowego (rys.2). Składowa stała ΔU nie powoduje więc błędów w przetworniku z układem mnożącym, co jest jego zaletą w porównaniu z przetwornikiem wykorzystującym układ sumujący.

3. Konstrukcja przetwornika

Dokładne i szybkie analogowe układy mnożące są drogie i trudno dostępne. Wykorzystując fakt, że mnożone są dwa sygnały prostokątne o stałej amplitudzie do mnożenia ich można użyć wzmacniacza operacyjnego, którego wzmocnienie jest przełączane z wartości 1 na -1.

Schemat układu przetwornika fazy wykorzystującego taki uproszczony układ mnożący przedstawiony jest na rys.4. Wzmacniacze operacyjne W1 i W2 spełniają funkcje układów formujących (komparatorów) i zamieniają wejściowe napięcia sinusoidalne na przebiegi prostokątne. Przebieg wyjściowy z wzmacniacza W1 jest doprowadzony do wejścia wzmacniacza W3, które-

go wzmacnienie może przyjmować wartości 1 i -1. Przebieg wyjściowy z wzmacniacza W2 doprowadzony jest do bramki tranzystora polowego, który pełni funkcję klucza.



Rys.4. Schemat przetwornika fazy z mnożeniem przebiegów prostokątnych
Fig.4. Phase to voltage converter with square-wave voltages multiplication - schematic diagram

Jeżeli napięcie na wyjściu wzmacniacza W2 jest dodatnie klucz jest załączony i układ ma wzmacnienie -1, natomiast gdy jest ujemne klucz jest wyłączony i układ jest wtórnikiem napięciowym o wzmacnieniu 1. Dzielnik rezystancyjny na wyjściu wzmacniacza W1 zmniejsza (o połowę) napięcie doprowadzone do wejścia układu, co zapewnia poprawną pracę (całkowite wyłączenie) klucza tranzystorowego.

Napięcie na wyjściu wzmacniacza W3 ma kształt zgodny z napięciem u_0 przedstawionym na rys.2, przy czym wartość B jest równa jedności. Wypełnienie przebiegu prostokątnego zależy od przesunięcia fazowego między napięciami wejściowymi natomiast wartości szczytowe dodatnie i ujemne powinny być stałe i równe sobie.

Niestabilność napięć zasilania lub rezystorów w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza W3 może spowodować zmianę wartości szczytowych przebiegu prostokątnego a tym samym wzrost błędu przetwarzania. Aby temu zapobiec można na wyjściu wzmacniacza W3 zastosować symetryczny ogranicznik diodowy (D_1, D_2). Diody ogranicznika powinny mieć jednakowe napięcia Zenera i znikomo małe współczynniki termiczne.

Ostatnim elementem toru przetwarzania jest układ usredniający (R, C). Stała czasowa układu usredniającego powinna być dobrana stosownie do częstotliwości sygnału wejściowego, ponieważ jej nadmierna wartość ogranicza dynamikę przetwornika.

Błąd przetwarzania przetwornika fazy przedstawionego na rys.4 przy napięciach wejściowych od 0,5 do 10 V i częstotliwości od 50 do 1000 Hz jest mniejszy od jednego stopnia. Zastosowane wzmacniacze operacyjne powinny mieć szybkość narastania napięcia wyjściowego rzędu 10 V/ μ s (np. TL084).

Zależność napięcia wyjściowego od przesunięcia fazowego jest liniowa

zgodna z zależnością przedstawioną graficznie na rys.3, przy czym napięcia wyjściowe dla $\varphi = 0$ i $\varphi = 180^\circ$ są zależne od napięć Zenera zastosowanych diod.

4. Uwagi końcowe

Przedstawiony układ analogowego przetwornika fazy charakteryzuje się prostą konstrukcją i małą wartością błędu przetwarzania. Napięcie wyjściowe przetwornika zmienia znak dla przesunięcia fazowego równego 90° . Właściwość ta umożliwia zastosowanie tego typu przetwornika w układach z fazową pętlą sprzężenia zwrotnego [4]. Zamiast analogowego układu mnożącego można zastosować cyfrowy układ realizujący funkcję "ALBO" (Exclusive-or). Konieczne jest wtedy doprowadzenie dodatkowego napięcia zasilania oraz odpowiednia konwersja napięć wejściowych i wyjściowych układu cyfrowego. Zastosowanie na wejściach układu mnożącego dzielników częstotliwości (przez dwa) pozwala na rozszerzenie liniowego zakresu przetwarzania od 0 do 360° . Napięcie wyjściowe zmienia wówczas znak przy przesunięciu fazowym równym 180° .

LITERATURA

- [1] Zimmermann R.: Przyrządy pomiarowe radiotechniki. WKŁ, Warszawa 1965.
- [2] Jellonek A., Karkowski Z.: Miernictwo radiotechniczne. WNT, Warszawa 1972
- [3] Praca zbiorowa pod redakcją M. Plucińskiego: Podstawy metrologii elektrycznej. Skrypt Politechniki Śląskiej, Gliwice 1978.
- [4] Met A., Kampik M.: Przesuwnik fazowy o przesunięciu fazy niezależnym od częstotliwości. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z. 119, Gliwice 1991.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do redakcji dnia 8 kwietnia 1990 r.

Резюме

В статье сделан анализ аналоговых схем преобразователей фазы с суммированием, а также с умножением прямоугольных сигналов. Представлена схема простого аналогового преобразователя фазы с умножением прямоугольных сигналов, которую характеризуют малые ошибки преобразования. Для умножения сигналов использован операционный усилитель с транзисторным ключом. Это позволяет исключить дорогостоящую умножительную систему. Выходное напряжение преобразователя является линейной функцией фазового сдвига. Сдвиг может быть положительным или отрицательным, а для 90° равен нулю. Это свойство очень выгодно при применении преобразователя в петле фазовой обратной связи.

ANALOGUE PHASE TO VOLTAGE CONVERTOR WITH SMALL ERROR

Summary

The analogue phase to voltage converters with adding and multiplying square-wave signals have been described in this paper. The simple analogue phase to voltage converter with multiplying square-wave signals have been presented. It is characterized by small conversion error. The use of a chopped op.amp. eliminates expensive multiplier. Output voltage is a linear function of the phase shift. Output signal may have positive or negative polarity (for the phase shift equal 90° the output voltage equals zero). This feature makes this converter very useful in phase closed-loop systems.