

Jurand Sobczyk

ANALIZA NIELINIOWOŚCI PEWNEGO TYPU PRZETWORNIKA
NAPIĘCIE - CZĘSTOTLIWOŚĆ

Streszczenie. Artykuł zawiera analizę błędu nieliniowości integracyjnego przetwornika napięcie-częstotliwość. Przebieg charakterystyki przejściowej wykonanego układu przetwornika, potwierdził słuszność przeprowadzonej analizy.

1. Wstęp

Przetworniki pomiarowe charakteryzują się realizacją określonej zależności między wartościami sygnałów wejściowych i wyjściowych. Jeżeli zależność ta jest liniowa, przetwornik nosi nazwę liniowego przetwornika pomiarowego. Sygnały na wejściu i wyjściu przetworników pomiarowych mogą mieć charakter analogowy lub dyskretny. Pośród przetworników dyskretnych, znaczną grupę stanowią przetworniki impulsowe, których sygnały mają postać impulsów, a zależności między wyjściem a wejściem wyrażone są przez wartości amplitudy, szerokości impulsów, fazy, częstotliwości lub odstępu między impulsami. Częstotliwościowym przetwornikiem pomiarowym jest taki przetwornik impulsowy, w którym częstotliwość ciągu jednakowych pod względem amplitudy i szerokości impulsów wejściowych lub wyjściowych uzależniona jest od wyjściowego lub wejściowego sygnału analogowego. Wynika z tego, że do grupy tej należą m.in. przetworniki realizujące zależność napięcie-częstotliwość ($U-f$) jak i częstotliwość-napięcie ($f-U$).

W zależności od charakteru związku między sygnałem wejściowym $U_x(t)$ i sygnałem wyjściowym $f(t)$, rozróżnia się modulację impulsową 1 i 2 rodzaju [1],[2]. Przy modulacji impulsowej 1 rodzaju, częstotliwość

określona jest przez chwilowe wartości przetwarzanego napięcia wejściowego, przy czym między tymi wielkościami istnieje zależność

$$f(t_n) = \Phi[U_x(t_n)], \quad (1)$$

gdzie

t_n - momenty dyskretyzacji.

Przy modulacji impulsowej 2 rodzaju, częstotliwość określona jest przez pewien funkcjonął przetwarzanego napięcia wejściowego, szuszny dla skończonego przedziału czasu. W najczęściej spotykanym przypadku, gdy granice tego przedziału czasu pokrywają się z momentami dyskretyzacji, wspomniany funkcjonął ma postać

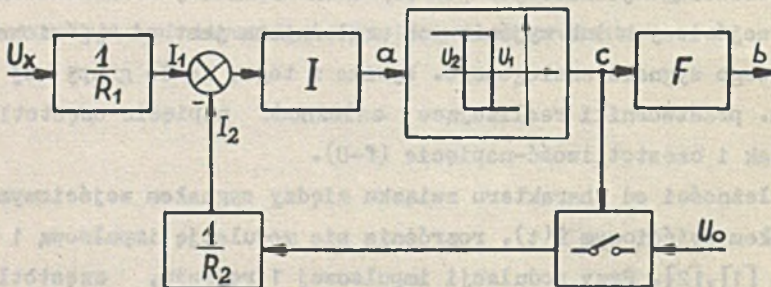
$$f(t_n) = \Phi[U_x(t_n) \parallel t \in (t_{n-1}, t_n)]. \quad (2)$$

Jeśli dla określonego przetwornika zależność (2) ma charakter całkowy wtedy nosi on nazwę przetwornika integracyjnego.

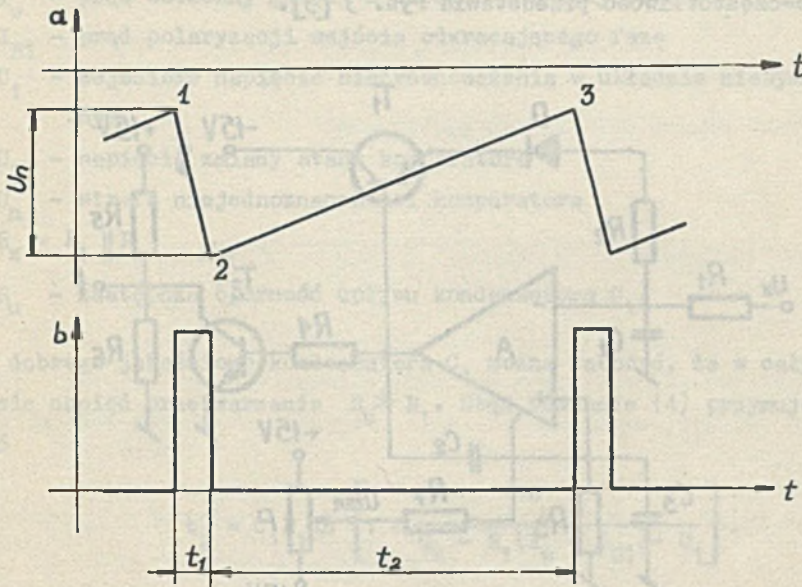
Analizowany poniżej przetwornik napięcie-częstotliwość jest przetwornikiem integracyjnym z moduacją impulsową 2 rodzaju.

2. Zasada działania

Schemat blokowy rozpatrywanego przetwornika napięcie-częstotliwość przedstawia rys. 1, natomiast rys. 2 przedstawia szkic przebiegów w punktach "a" i "b".



Rys. 1



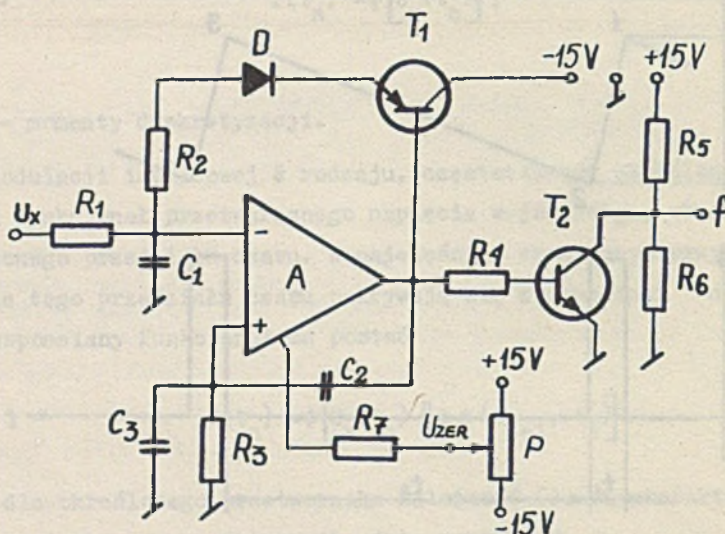
Rys. 2

Rozpatrywany układ działa następująco. W chwili pojawienia się w punkcie "c" ujemnego napięcia, następuje zwarcie klucza i integrator zaczyna całkować różnicę prądów I_1 i I_2 . Odpowiada to odcinkowi 1-2 na rys. 2. W chwili osiągnięcia napięcia U_2 , tzn. napięcia zmiany stanu komparatora, następuje rozwarcie klucza i integrator zaczyna całkować prąd I_1 (odcinek 2-3 na rys. 2). Gdy napięcie wyjściowe integratora osiągnie wartość U_1 , następuje kolejna zmiana stanu komparatora, zwarcie klucza i opisany proces zaczyna się powtarzać.

Przy stałej wartości strefy niejednoznaczności $U_n = U_1 - U_2$ i przy spełnieniu warunku $I_2 \gg I_1$, czas otwarcia klucza jest stały i równy szerokości impulsu wyjściowego t_1 . Przy rozwartym kluczu, tzn. $I_2 = 0$, odstęp między impulsami t_2 zależy tylko od wartości dodatniego napięcia U_x . Zależność ta ma charakter odwrotnie proporcjonalny.

Zaznaczyć trzeba w tym miejscu, że układ ten nie ma ujemnego sprzężenia zwrotnego, chociaż schemat blokowy w przedstawionej konfiguracji może pozornie sugerować jego istnienie.

Jedną z możliwych realizacji praktycznych tego typu przetworników napięcie-częstotliwość przedstawia rys. 3 [3].



Rys. 3

3. Analiza

Częstotliwość impulsów wyjściowych analizowanego przetwornika oblicza się ze wzoru

$$f_x = \frac{1}{t_1 + t_2}, \quad (3)$$

gdzie

t_1 - czas trwania impulsu wyjściowego

t_2 - odstęp między impulsami zależny od przetwarzanego napięcia U_x .

Zakładając typowy schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego, obliczyć można odstęp między impulsami dla układu z rys. 3. Wzór ten ma postać:

$$t_2 = C_1 R_Z \ln \left[1 + \frac{U_n}{R_Z \left(\frac{U_x}{R_1} - I_w - I_{B1} \right) - U_1} \right], \quad (4)$$

gdzie

I_w - prąd wsteczny gałęzi z diodą D i tranzystorem T_1

I_{B1} - prąd polaryzacji wejścia odwracającego fazę

U_1 - wejściowe napięcie niezrównoważenia w układzie niesymetrycznym

U_2 - napięcie zmiany stanu komparatora

U_n - strefa niejednoznaczności komparatora

$$R_z = R_1 \parallel R_i$$

R_u - zastępcza oporność upływu kondensatora C_1 .

Dla dobrego jakościowo kondensatora C_1 można założyć, że w całym zakresie napięć przetwarzania $R_u \gg R_1$. Stąd równanie (4) przyjmuje postać

$$t_2 = C_1 R_1 \ln \left[1 + \frac{U_n}{U_x - R_1 (I_w + I_{B1}) - U_1} \right]. \quad (5)$$

Czas trwania impulsu wyjściowego jest stały pod warunkiem spełnienia nierówności $I_1 \ll I_2$ (rys. 1). W przypadku niespełnienia tego wymagania, napięcie przetwarzane U_x oddziałuje na szerokość impulsu wyjściowego. Można to wykazać następująco:

Dla przedziału czasu $t \in (0, t_1)$ słuszne jest przybliżone równanie dla napięcia na kondensatorze C_1 :

$$U_{c_1}(t) = R_e \left(\frac{U_x}{R_1} - \frac{U_s - U_D - U_{TR}}{R_2} - I_{B1} + \frac{U_1}{R_e} \right) \frac{t}{T} + U_1, \quad (6)$$

gdzie

$$R_e = R_1 \parallel R_2$$

$$T = C_1 R_e$$

U_s - napięcie wyjściowe wzmacniacza operacyjnego przy danym obciążeniu

U_D - spadek napięcia na przewodzącej diodzie D

U_{TR} - spadek napięcia na przewodzącym tranzystorze T_1 .

Drogą doboru elementów C_2, C_3, R_3 uzyskać można:

$$U_{C_1}(t_1) = -U_2.$$

Czas trwania impulsu wyjściowego wynosi więc

$$t_1 = \frac{U_n T}{R_e \left(\frac{U_s - U_D - U_{TR}}{R_2} - \frac{U_x}{R_1} + I_{B1} - \frac{U_1}{R_e} \right)}. \quad (7)$$

Po uwzględnieniu rzeczywistych wartości elementów i napięć oraz ich wzajemnych relacji, wyrażenie (7) może przyjąć następującą postać uproszczoną:

$$t_1 = \frac{U_n R_2 C_1}{U_s - U_D - U_{TR}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{U_x}{U_s - U_D - U_{TR}} \right). \quad (8)$$

Wyrażenie (8) opisuje wpływ napięcia przetwarzanego U_x na szerokość impulsu wyjściowego t_1 . Spełnienie warunku $R_2 \ll R_1$ uniezależnia szerokość impulsu wyjściowego od napięcia U_x .

Po podstawieniu wyrażenia (5) i (8) do (3) oraz po wprowadzeniu oznaczeń

$$t_{1\min} = \frac{U_n R_2 C_1}{U_s - U_D - U_{TR}}$$

$$B = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{U_s - U_D - U_{TR}}$$

$$A = -R_1 (I_w + I_{B1}) - U_1$$

otrzymujemy

$$f_x = \left[t_{1\min} (1 + B U_x) + C_1 R_1 \ln \left(1 + \frac{U_n}{U_x + A} \right) \right]^{-1} \quad (9)$$

Wyrażenie (9) jest postacią analityczną charakterystyki przejściowej przetwornika i może być podstawą do dyskusji nad jego liniowością.

Wprowadzając definicję błędu względnego w postaci

$$\delta = \frac{f_x - f_{xi}}{f_{xi}}, \quad (10)$$

gdzie

f_x - wartość częstotliwości przetwornika uzyskana na podstawie wyrażenia (9)

f_{xi} - wartość częstotliwości przetwornika idealnego

$$f_{xi} = \frac{f_{xmax}}{U_{xmax}} U_x$$

otrzymujemy wyrażenie ujmujące zależność błędu względnego od napięcia U_x w całym zakresie przetwarzania

$$\delta(U_x) = \frac{t_{1min}(1+BU_{xmax}) + C_1 R_1 \ln\left(1 + \frac{U_n}{U_{xmax} + A}\right)}{t_{1min}(1+BU_x) + C_1 R_1 \ln\left(1 + \frac{U_n}{U_x + A}\right)} \frac{U_{xmax}}{U_x} - 1. \quad (11)$$

Dla oceny przebiegu tej zależności określić można następujące charakterystyczne punkty:

$$\delta(U_x) = 0 \quad \text{dla } U_x = U_{xmax}$$

$$\frac{d\delta(U_x)}{dU_x} < 0 \quad \text{dla } U_x = U_{xmax}$$

$$\lim_{U_x \rightarrow A^+} \delta(U_x) = -1.$$

Oznacza to, że w interesującym nas przedziale zmian napięcia U_x , $U_x \in (A; U_{xmax})$, funkcja $\delta(U_x)$ przechodzi dwukrotnie przez zero.

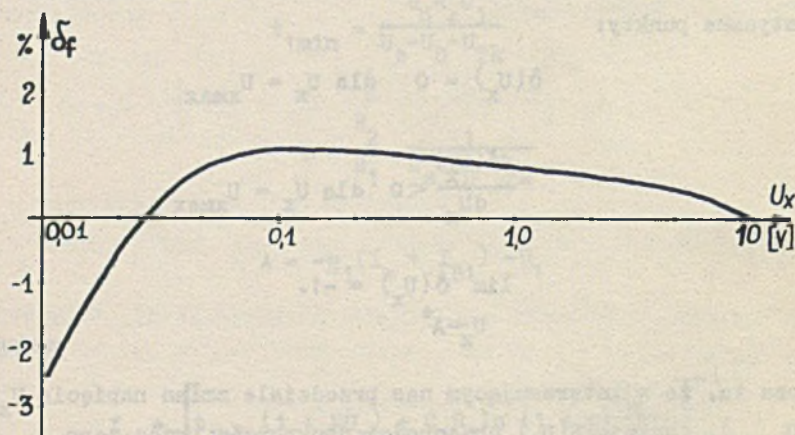
Wartość parametru A wpływa w zasadniczy sposób na przebieg błędu $\delta(U_x)$. W układzie praktycznym z rys. 3, możliwa jest bardzo prosta zmiana wartości parametru A , poprzez obwód zewnętrznego zercowania wzmacniacza (elementy P_1 i R_7). Zmianie napięcia U_{zer} odpowiada zmiana napięcia U_1 zgodnie z równaniem

$$U_1 = m(U_{zer} - U_{zo}), \quad (12)$$

gdzie m i U_{zo} są parametrami charakterystycznymi dla zastosowanego egzemplarza wzmacniacza operacyjnego. Przykładowe wartości wynoszą $m = 3 \text{ mV/V}$, $U_{zo} = 11,0 \text{ V}$.

4. Uzyskane wyniki

Dla sprawdzenia słuszności wyżej przedstawionych rozważań przeprowadzono badania układu z rys. 3, przy założeniu następujących danych: $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 330\Omega$, $R_3 = 10\text{k}\Omega$, $R_4 = 12\text{k}\Omega$, $R_5 = 1\text{k}\Omega$, $R_6 = 560\Omega$, $R_7 = 470\Omega$, $C_1 = 60 \mu\text{F}$, $C_2 = 1,5 \text{ pF}$, $C_3 = 0$, A - SFC 2709 C, T_1 - 2N2904, T_2 - RF 519, D - BAY55. Uzyskany przebieg charakterystyki przejściowej przedstawiony na rys. 4 pokrywa się z przebiegiem otrzymanym w wyniku obliczeń wykorzystujących wyrażenie (11).



Rys. 4

5. Wnioski końcowe

Analizowany przetwornik napięcie-częstotliwość jest przetwornikiem integracyjnym z modulacją impulsową 2 rodzaju. Zbudowany układ praktyczny wykazał możliwość pracy w stosunkowo szerokim zakresie napięcia przetwarzanego i z dość dobrą liniowością. Korzystne parametry, tzn. przetwarzanie napięcia w granicach 60 dB, można uzyskać minimalizując szerokość impulsu wyjściowego t_1 i odpowiednio dobierając wartości strefy niejednoznaczności U_n i parametru A. Minimalizacja szerokości impulsu t_1 ma swoje ograniczenia spowodowane skończonym czasem odpowiedzi wzmacniacza operacyjnego na skokową zmianę napięcia wejściowego oraz ograniczoną możliwością doboru kondensatora C_1 . Z powyższych względów, trudno jest uzyskać przy zastosowaniu np. popularnego wzmacniacza operacyjnego SFC 2709, mniejszego błędu względnego niż 1% w odniesieniu do wartości mierzonej, w zakresie przetwarzania $10mV \div 10V$.

Korzystne wydaje się być zastosowanie przedstawionego układu, jako głównego członu przetwornika napięcie-częstotliwość z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego.

LITERATURA

1. Kulikow S.W., Czistjakow B.W.: Diskrietnyje priobrazowatieli na tranzistorach. Energija, Moskwa 1972.
2. Kunczewicz W.M., Czechowoj J.N.: Nieliniejnije sistie my upravlenija. Tiechnika, Kijew 1972.
3. Digital Equipment Corporation: Control Handbook - 1971.

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНОСТИ НЕКОТОРОГО ПРЯМОГО ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Р е з ю м е

Статья содержит анализ погрешности нелинейности преобразования прямого интегрального, а частотно-импульсного преобразователя. Характеристика преобразования вход-выход реального преобразователя подтвердила правильность проведенного анализа.

THE ERROR ANALYSIS OF SOME TYPES OF V/F CONVERTER

S u m m a r y

The analysis of non-linear error of the V/F converter, working on an integrator basis, has been presented. The above mentioned analysis was proved by practical results.

