ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1983

Seria: AUTOMATYKA z. 66 Nr kol. 752

Jurand SOBCZYK

Centrum Naukowo-Produkcyjne
Elektrotechniki i Automatyki Górniczej
EMAG - Katowice

WŁASNOŚCI DYNAMICZNE INTEGRACYJNYCH PRZETWORNIKÓW NAPIĘCIE - CZĘSTOTLIWOŚĆ

Streszczenie. W artykule przedstawiono własności dynamiczne podstawowych rodzajów przetworników napięcie - częstotliwość. Analizę przeprowadzono metodą tranzycji stanów.

1. Wstęp

Powszechne wprowadzenie do praktyki przemysłowej cyfrowych systemów sterowania wymaga między innymi opracowania szerokiego zestawu przetworników pomiarowych z wyjściami cyfrowymi. Jednym ze sposobów uzyskiwania postaci cyfrowej sygnału jest pośrednie przekształcenie wielkości analogowej w ciąg impulsów. Funkcję tę spełnia przetwornik napięcie-częstotliwość (U-f).

Dużą zaletą sygnału w postaci ciągu impulsów jest możliwość przesyłania informacji na odległość oraz łatwość realizacji izolacji galwanicznej między źródłem sygnału analogowego a częścią pomiarową. Oprócz tego przetworniki U-f umożliwiają budowę integratorów cyfrowych o bardzo długich czasach całkowania, sterowanie częstotliwościowe np. silników, zapis sygnałów na taśmie magnetycznej, mnożenie i dzielenie sygnałów oraz budowę generatorów napięć sinusoidalnych sterowanych napięciem. Tak szerokie możliwości zastosowań przetworników U-f stanowią podstawę do doskonalenia i rozwijania znajomości problemu przetwarzania napięcia w częstotliwość ciągu impulsów.

Przy szczegółowej analizie stanów pracy przetworników U-f pojawia się problem wpływu skokowej zmiany napięcia przetwarzanego na przebieg ciągu impulsów wyjściowych. Tak rozumiane własności dynamiczne są przedmiotem rozważań w niniejszym artykule.

2. Zasady działania przetworników U-f

Przetwornikiem napięcie-częstotliwość jest układ elektryczny, którego częstotliwość f ciągu impulsów wyjściowych jest wprost proporcjonalna do wartości napięcia wejściowego U_x.

Wśród przetworników U-f główną grupę stanowią przetworniki integracyjne, w których podstawową operację matematyczną, jakiej poddaje się napięcie wejściowe, jest całkowanie.

Z praktycznego punktu widzenia największe znaczenie mają liniowe przetworniki U-f, tzn. takie w których spełniona jest zależność:

$$f = k^{*}U_x \tag{1}$$

gdzie:

k^{*} - współczynnik przetwarzania.

Zasady działania liniowych integracyjnych przetworników U-f opierają się na zastosowaniu:

- impulsowego sprzężenia zwrotnego,
- ciągłego linearyzującego sprzężenia zwrotnego.

Pierwsza zasada działania sprowadza się do równoważenia przez źródło ładunku kompensującego Q_K ładunku Q_D, zgromadzonego w integratorze w czasie całkowania wejściowego napięcia przetwarzanego U_x. Impulsy wyjściowe przetwornika U-f pojawiają się w chwilach spełnienia równości $Q_D = Q_K$.

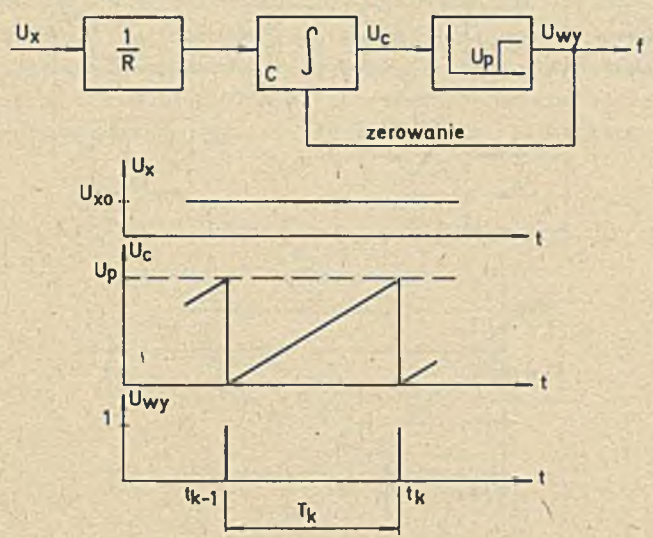
Druga zasada wykorzystuje linearyzujące własności ciągłego sprzężenia zwrotnego, którym obejmuje się nieliniowy przetwornik U-f.

3. Podstawowe struktury przetworników U-f

Spośród wielu przedstawionych w pozycji [4] przetworników U-f celowe będzie omówienie trzech schematów blokowych.

3.1. Idealny impulsowy przetwornik U-f

Przedstawiony na rys. 1 schemat blokowy wraz ze szkicami przebiegów dla idealnego integracyjnego przetwornika U-f stanowi model teoretyczny dla wielu praktycznych realizacji. W układzie tym napięcie wejściowe U_x jest całkowane w integratorze do chwili osiągnięcia poziomu napięcia progowego U_p, po czym następuje natychmiastowe wyzerowanie integratora drogą odprowadzenia zgromadzonego ładunku.



Rys. 1. Schemat blokowy i szkice przebiegów dla idealnego przetwornika U-f

Równanie bilansu ładunków w przedziale T_k ma postać:

$$\frac{1}{R}\int_{t_{k-1}}^{t_k} U_x(t)dt - CU_p\delta(t-t_k) = 0 \qquad (2)$$

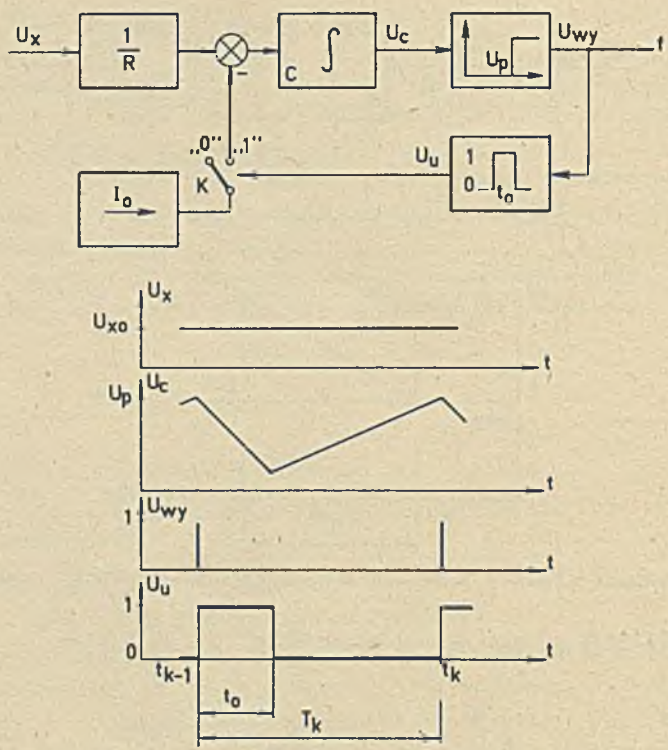
co po rozwiązaniu daje zależność chwilowej wartości częstotliwości od średniej wartości napięcia $U_x(t)$ w przedziale T_k:

$$f_k = \frac{1}{t_k - t_{k-1}} = \frac{1}{RCU_p}\overline{U}_{xk} \qquad (3)$$

Próba praktycznej realizacji takiego przetwornika wykazuje rozbieżność pomiędzy uzyskanymi wynikami a parametrami modelu teoretycznego. Główną tego przyczyną jest istnienie skończonego czasu zerowania integratora.

3.2. Przetwornik U-f z kompensacją ładunków

W przetworniku z kompensacją ładunków za podstawę działania przyjęto cykliczne odprowadzenie stałej wartości ładunku w chwili zrównania się napięcia wyjściowego integratora z napięciem progowym U_p. Schemat blokowy przetwornika wraz ze szkicem przebiegów przedstawiony jest na rys. 2.



Rys. 2. Schemat blokowy i szkice przebiegów dla przetwornika U-f z kompensacją ładunków

Równanie bilansu ładunków w przedziale T_k ma postać:

$$\frac{1}{R}\int_{t_{k-1}}^{t_k} U_x(t)dt - I_o t_o = 0 \tag{4}$$

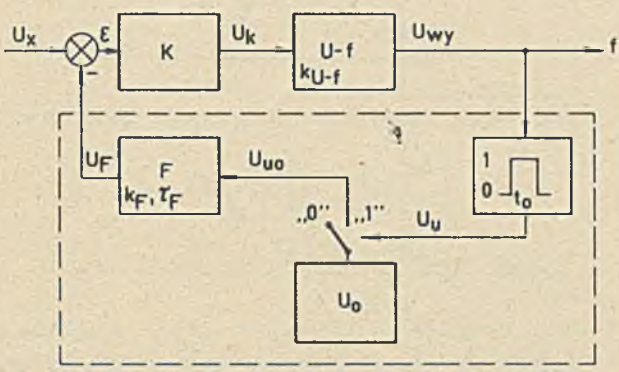
co daje po rozwiązaniu chwilową wartość częstotliwości w tym przedziale:

$$f_k = \frac{1}{t_k - t_{k-1}} = \frac{1}{RI_o t_o}\,\overline{U}_{xk} \tag{5}$$

Z równania (5) wynika, że utrzymanie stałej wartości iloczynu $RI_o t_o$ gwarantuje bardzo dobrą liniowość w pełnym zakresie przetwarzania. W praktyce wszystkie dokładne przetworniki U-f budowane są z wykorzystaniem opisanej zasady działania.

3.3. Przetwornik U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym

Ujemne sprzężenie zwrotne bywa często stosowane do linearyzacji charakterystyk i poprawy parametrów różnego typu układów. Schemat blokowy przetwornika U-f z zastosowaniem pętli ciągłego ujemnego sprzężenia zwrotnego przedstawiony jest na rys. 3. Linią kreskową zaznaczono na rys. 3



Rys. 3. Schemat blokowy przetwornika U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym

tę część układu, która w istocie jest przetwornikiem częstotliwość-napięcie. Filtr F jest członem inercyjnym I rzędu o wzmocnieniu k_F i stałej czasowej τ_F, która powinna być tak dobrana, aby dla najniższych częstotliwości wyjściowych przetwornika U-f zmiany napięcia wyjściowego U_F mieściły się w aktywnym zakresie napięć wejściowych wzmacniacza K. Przy stałym dążeniu do wzrostu rozpiętości U_{xmax}/U_{xmin} napięć przetwarzanych stała czasowa filtru ulega zwiększeniu. Nie jest trudno wykazać, że dla warunku $Kk_{U-f} \gg 1$ uzyskuje się liniowe równanie przetwarzania:

$$f = \frac{1}{U_o t_o k_F} \bar{U}_x \tag{6}$$

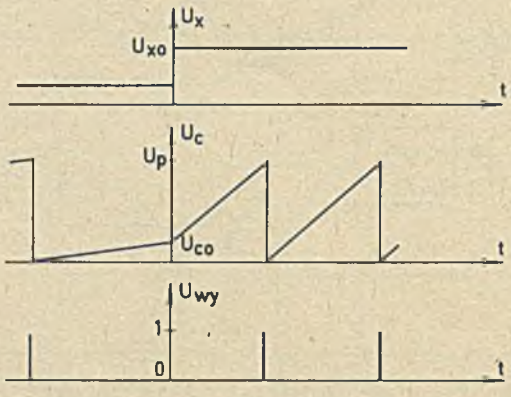
4. Własności dynamiczne przetworników U-f

Znajomość stanów przejściowych przetworników U-f jest potrzebna z punktu widzenia zastosowań praktycznych. Przedmiotem rozważań będzie analiza częstotliwości chwilowych ciągu impulsów wyjściowych przetworników U-f w odpowiedzi na skokową zmianę napięcia przetwarzanego U_x. Do analizy zastosowane będzie metoda tranzycji stanów [1], [2], [4].

Przetwornik U-f jest układem impulsowym i z punktu widzenia przebiegów w nim występujących możliwe jest wyróżnienie przedziałów, w których przebiegi są ciągłe i różniczkowalne, co pozwala na opisanie działania układu wektorowymi równaniami stanu.

4.1. Analiza stanów przejściowych w idealnym impulsowym przetworniku U-f

Rysunek 4 przedstawia przebiegi napięć w charakterystycznych punktach układu idealnego przetwornika U-f, w chwili wystąpienia skokowej zmiany napięcia wejściowego.



Rys. 4. Przykładowy przebieg napięć dla idealnego przetwornika w chwili zmiany napięcia wejściowego

Jeżeli uogólniony wektor stanu $\mathbf{V}(t)$ i stan początkowy układu $\mathbf{V}(0^+)$ w chwili wystąpienia skokowej zmiany napięcia wejściowego odpowiednio mają postać:

$$\mathbf{V}(t) = \begin{bmatrix} U_x \\ U_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V}(0^+) = \begin{bmatrix} U_{xo} \\ U_{co} \end{bmatrix} \tag{7}$$

to w przedziałach między impulsami działanie przetwornika opisuje równanie wektorowo-macierzowe:

$$\frac{d\mathbf{V}}{d\lambda} = \mathbf{A}\mathbf{V}(\lambda); \quad 0 < \lambda < t \tag{8}$$

natomiast uogólniona macierz $\mathbf{A}$ układu ma dla tego przypadku postać:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{RC} & 0 \end{bmatrix} \tag{9}$$

Rozwiązaniem równania wektorowo-macierzowego jest:

$$\mathbf{V}(\lambda) = \phi_o(\lambda)\mathbf{V}(0^+) \tag{10}$$

przy czym uogólniona macierz tranzycyjna ϕ_o ma postać:

$$\phi_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\lambda}{RC} & 1 \end{bmatrix} \tag{11}$$

Zatem dla $\lambda > 0$ mamy następujący uogólniony wektor stanu:

$$\mathbf{V}(\lambda) = \begin{bmatrix} U_{xo} \\ \frac{U_{xo}\lambda}{RC} + U_{co} \end{bmatrix} \tag{12}$$

W chwili gdy składowa $U_c(\lambda)$ tego wektora osięgnie wartość progową U_p, $\lambda = T_1$. Otrzymujemy stąd wyrażenia na T_1 i chwilową wartość częstotliwości f_1:

$$T_1 = RC\,\frac{U_p - U_{co}}{U_{xo}}; \quad f_1 = \frac{U_{xo}}{RC(U_p - U_{co})} \tag{13}$$

Warunki początkowe dla następnego przedziału obliczyć można z równania tranzycji stanu:

$$\mathbf{V}(T_1^+) = \mathbf{B}_o\,\mathbf{V}(T_1) \tag{14}$$

przy czym:

$$\mathbf{B}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V}(T_1) = \begin{bmatrix} U_{xo} \\ U_p \end{bmatrix} \tag{15}$$

W kolejnym przedziale, w którym $\lambda = t - T_1$, przy czym $\lambda > 0$, uogólniony wektor stanu ma postać:

$$\mathbf{V}(\lambda) = \begin{bmatrix} U_{xo} \\ \frac{U_{xo}}{RC}\lambda \end{bmatrix} \tag{16}$$

Podobnie jak to obliczono w poprzednim przedziale, w chwili gdy składowa $U_c(\lambda)$ osiąga wartość progową U_p, $\lambda = T_2$.

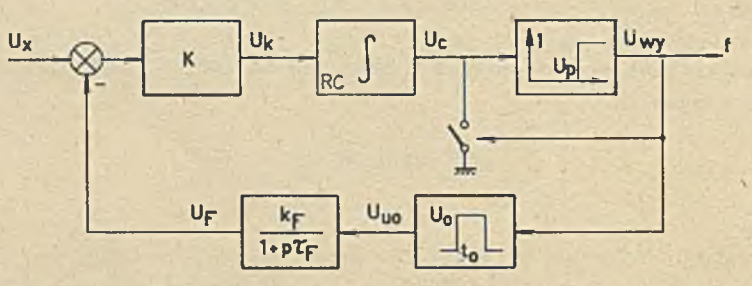
Wartość drugiego okresu ciągu impulsów wyjściowych oraz częstotliwość chwilowa odpowiednio wynoszą:

$$T_2 = \frac{RCU_p}{U_{xo}}; \quad f_2 = \frac{U_{xo}}{RCU_p} \tag{17}$$

Łatwo zauważyć, że w kolejnych okresach warunki początkowe i końcowe są identyczne jak w okresie 2, a zatem, począwszy od 2 okresu, wartości kolejnych częstotliwości chwilowych są sobie równe. Czas ustalania się zaburzenia spowodowanego skokową zmianą napięcia wejściowego jest zatem mniejszy od jednego okresu ciągu impulsów wyjściowych o nowej wartości częstotliwości. Jak wynika z analizy przeprowadzonej w pracy [4], identyczne własności ma przetwornik U-f z kompensacją ładunków.

4.2. Analiza własności dynamicznych przetwornika U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym

Do rozważań przyjmijmy przetwornik przedstawiony na rys. 3, w którego torze głównym jest przetwornik idealny, a w torze sprzężenia zwrotnego znajduje się źródło napięcia kluczowane przez uniwibrator oraz filtr w postaci z elementu inercyjnego I rzędu. Całość przedstawiona jest na rysunku 5.



Rys. 5. Schemat blokowy analizowanego przetwornika U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym

Przyjmijmy wektor stanu i wektor warunków początkowych w postaci:

$$\mathbf{V}(t) = \begin{bmatrix} U_x \\ U_c \\ U_{uo} \\ U_F \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V}(0^+) = \begin{bmatrix} U_{xo} \\ U_{co} \\ 0 \\ U_{Fo} \end{bmatrix} \tag{18}$$

W przedziale $0 < t < T_1$ wektorem stanu jest równanie (10), przy czym uogólniona macierz tranzycyjna ma postać:

$$\phi(\lambda) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k}{RC}\lambda & 1 & -\frac{k\tau_F}{RC}\left(e^{-\frac{\lambda}{\tau_F}} + \frac{\lambda}{\tau_F} - 1\right) & -\frac{k\tau_F}{RC}\left(1-e^{-\frac{\lambda}{\tau_F}}\right) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - e^{-\frac{\lambda}{\tau_F}} & e^{-\frac{\lambda}{\tau_F}} \end{bmatrix} \tag{19}$$

Rozwiązując równanie $U_c(\lambda) = U_p$ otrzymuje się wartość okresu T_1 oraz obliczyć można wartość chwilowej częstotliwości f_1.

Dla chwili $t = T_1$ równanie tranzycji stanów ma postać:

$$\mathbf{V}(T_1) = \phi(T_1)\,\mathbf{V}(0^+) \tag{20}$$

W przedziale $T_1 < t \leqslant T_1 + t_o$ wektor stanu opisany jest równaniem:

$$\mathbf{V}(t) = \phi(t-T_1)\mathbf{B}_1\,\mathbf{V}(T_1) \tag{21}$$

przy czym:

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{U_w}{U_p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{22}$$

Dla końca tego przedziału, tzn. dla chwili $t = T_1 + t_o$ równanie tranzycji stanów ma postać:

$$\mathbf{V}(T_1+t_o) = \phi(t_o)\mathbf{B}_1\,\mathbf{V}(T_1) \tag{23}$$

W kolejnym przedziale $T_1 + t_o < t \leqslant T_2$ wektor stanu opisany jest równaniem:

$$V(t) = \phi(t-T_1-t_o)\mathbf{B}_2\,\mathbf{V}(T_1+t_o) \tag{24}$$

przy czym:

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{25}$$

Składowa $U_c(\lambda)$ wektora stanu osiąga wartość U_p w chwili $\lambda = T_2 - t_o$, skąd obliczyć można T_2 i f_2.

Dla końca drugiego okresu mamy:

$$\mathbf{V}(T_1+T_2) = \phi(T_2-t_o)\,\mathbf{B}_2\,\mathbf{V}(T_1+t_o) \tag{26}$$

Dla n-tego okresu w przedziale:

$$\sum_1^{n-1} T_i < t \leq \sum_1^{n-1} T_i + t_o \tag{27}$$

obowiązuje wektor stanu:

$$\mathbf{V}(t) = \phi(t - \sum_1^{n-1} T_i)\,\mathbf{B}_1\,\mathbf{V}(\sum_1^{n-1} T_i) \tag{28}$$

oraz równania tranzycji stanów

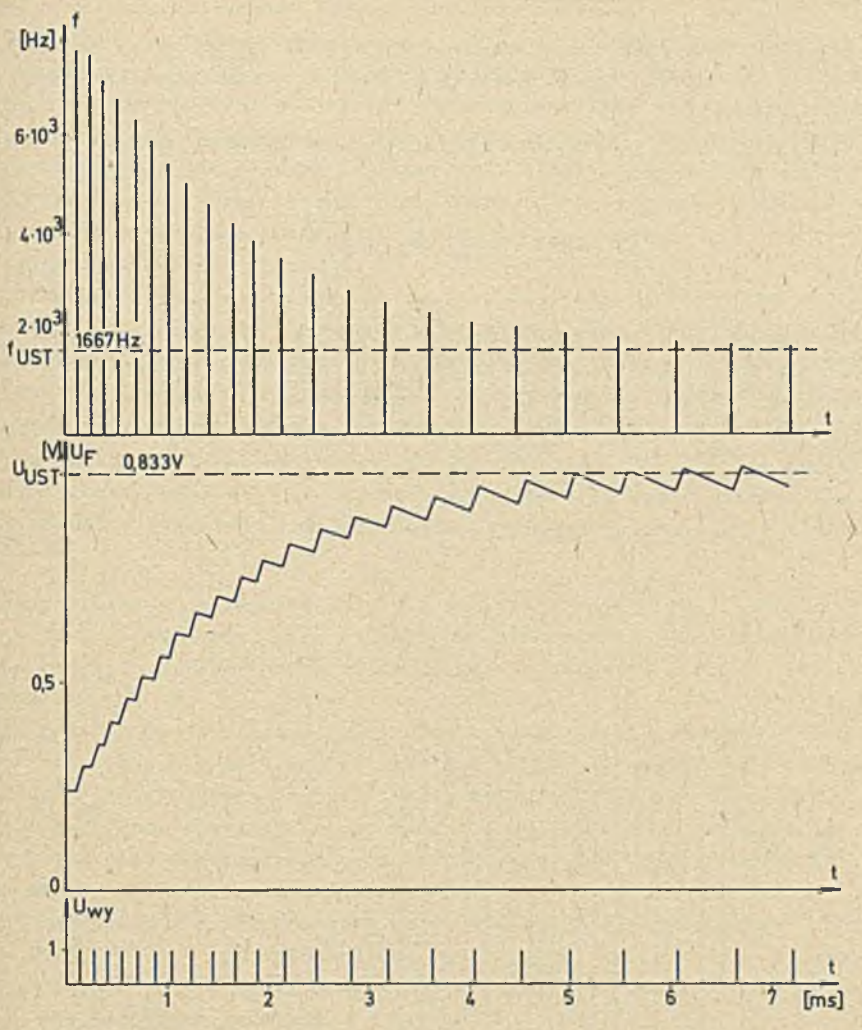
$$\mathbf{V}(\sum_1^{n-1} T_i + t_o) = \phi(t_o)\,\mathbf{B}_1\,\mathbf{V}(\sum_1^{n-1} T_i) \tag{29}$$

Natomiast w przedziale:

$$\sum_1^{n-1} T_i + t_o < t \leq \sum_1^{n} T_i \tag{30}$$

uogólniony wektor stanu ma postać:

$$\mathbf{V}(t) = \phi(t - \sum_1^{n-1} T_i - t_o)\,\mathbf{B}_2\,\mathbf{V}(\sum_1^{n-1} T_i + t_o) \tag{31}$$



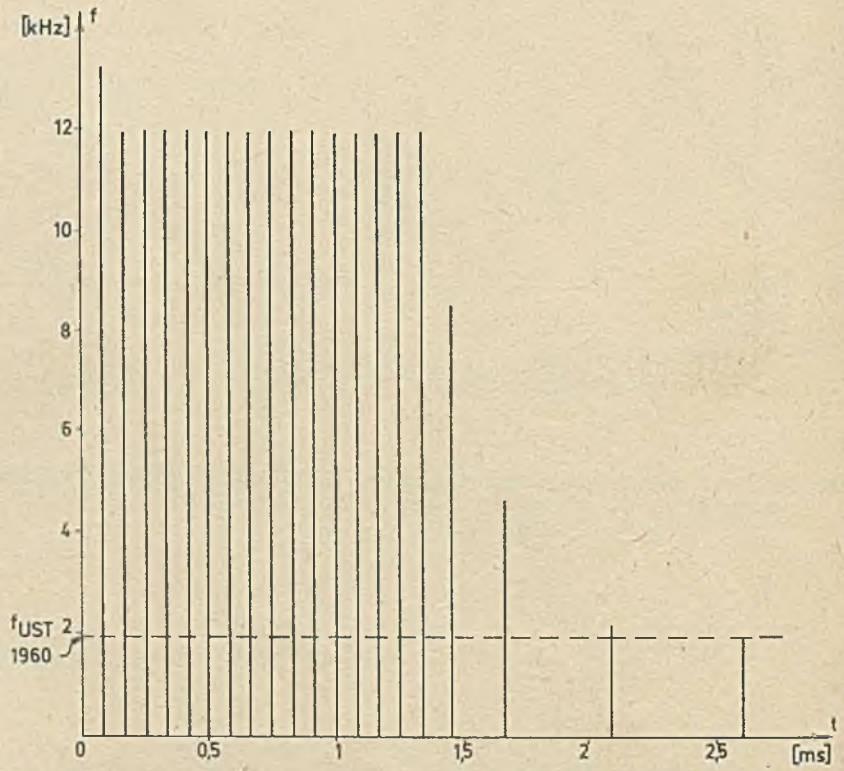
Rys. 6. Przebiegi w charakterystycznych punktach układu przykładowego przetwornika U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym

Rozwiązując dodatkowo w tym przedziale równanie $U_c(\lambda) = U_p$, spełnione dla $\lambda = T_n - t_o$, obliczyć można wartość okresu T_n i chwilową wartość częstotliwości f_n.

Równanie tranzycji stanów w tym przedziale opisane jest równaniem:

$$\mathbf{V}\left(\sum_{1}^{n} T_i\right) = \phi(T_n - t_o)\, \mathbf{B}_2\, \mathbf{V}\left(\sum_{1}^{n-1} T_i + t_o\right) \tag{32}$$

Przedstawiony sposób postępowania umożliwia dokonanie obliczeń i wykreślenie przebiegów charakteryzujących zachowanie się przetwornika w odpowiedzi na skokową zmianę napięcia wejściowego. Przykładowo dla danych: $U_{xo} = 1$ V, $U_{co} = 0{,}1$ V, $U_{FO} = 0{,}2$ V, $U_p = 1$ V, $U_c = 10$ V, $k = 10$, $t_o = 50 \cdot 10^{-6}$ s, $RC = 1 \cdot 10^{-3}$ s, $\tau_B = 10 \cdot 10^{-3}$ s, wielokrotne obliczanie wektora stanu daje obraz jak na rys. 6. Z rysunku tego wynika, że w czasie ustalania się przebiegu częstotliwości chwilowej pojawia się na



Rys. 7. Przebieg częstotliwości chwilowej impulsów wyjściowych przetwornika U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym przy przyjęciu silnie nieliniowej charakterystyki wzmacniacza

wyjściu przetwornika pewna liczba impulsów dodatkowych. Zwrócić trzeba uwagę, że w rozpatrywanym przykładzie przyjęto niewielkie wzmocnienie wzmacniacza w torze głównym przetwornika (k = 10). W rzeczywistości, dla uzyskania dobrych parametrów statycznych przetwornika, wzmocnienie wzmacniacza powinno być zdecydowanie większe. Ze wzrostem wzmocnienia jednak nieodłącznie wiąże się problem uwzględnienia silnie nieliniowej charakterystyki przejściowej wzmacniacza (wzmocnienie z nasyceniem). Jeżeli przyjąć dla rozpatrywanego przykładu k = 100 i U_{nas} = 12 V, to otrzymamy przebieg przedstawiony na rys. 7.

Przytoczone przykłady wyraźnie wykazują, że stany przejściowe w przetwornikach U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym mają złożony charakter, a ich czas trwania i przebieg jest znacznie uzależniony od parametrów i charakterystyk bloków funkcjonalnych przetwornika. Szczególne przypadki zachowania się rozpatrywanego typu przetworników oraz pełniejszy obraz złożoności przebiegów przedstawiane są w pracach [2], [3].

5. Wnioski

Przedstawiona w niniejszym artykule analiza stanów przejściowych integracyjnych przetworników U-f pozwala na dokonanie porównania zachowania się obu rodzajów przetworników w odpowiedzi na skokową zmianę napięcia przetwarzanego.

Stan przejściowy w przetworniku U-f z kompensacją ładunków lub w przetworniku idealnym jest krótki i zależy od chwili wystąpienia wymuszenia. Czas oczekiwania na pierwszy impuls wyjściowy przetwornika, licząc od chwili wystąpienia skokowej zmiany napięcia wejściowego, jest krótszy od okresu pojawienia się impulsów wyjściowych o częstotliwości odpowiadającej nowej wartości napięcia przetwarzanego.

Stan przejściowy w przetworniku U-f z ciągłym linearyzującym sprzężeniem zwrotnym jest stosunkowo długi, a przebiegi są złożone. W wyniku istnienia stanów przejściowych może pojawiać się na wyjściu przetwornika nadmiar lub niedomiar impulsów.

Porównanie stanów przejściowych w odpowiedzi na skokową zmianę napięcia przetwarzanego zdecydowanie wypada na korzyść przetworników z kompensacją ładunków.

LITERATURA

[1] Tou J.T.: Nowoczesna teoria sterowania. WNT, Warszawa 1967.

[2] Kuncewič W.M., Čjechovoj J.N.: Njelinjejnyje sistiemy upravljenija s častotno- i širotno impulsnoj moduljacjej. Izd. Tiechnika. Kijev 1970.

[3] King-Smith E.A., Cupmpston J.R.: Periodic cycles in integral pulse frequency modulation (IPFM) systems Proc. of the IFAC Symposium, Budapest 1968.

[4] Sobczyk J.: Analiza wpływu zakłóceń na pracę przetworników napięcie-częstotliwość. Praca doktorska. Wydział Automatyki i Informatyki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1978.

Recenzent: Prof. dr St. Malzacher

Wpłynęło do Redakcji 1.VII.1982 r.

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ИНТЕГРИРУЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЕ - ЧАСТОТА

Р е з ю м е

В статье представлены динамические свойства основных видов преобразователей напряжение - частота. Для анализа использован метод смены состояний системы.

DYNAMIC PROPERTIES OF THE INTEGRATOR TYPE V/f CONVERTERS

S u m m a r y

Dynamic properties of the basic types of V/f converters are considered in the paper. The analysis has been made by using state transition method.