ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1991

Seria: ELEKTRYKA z. 117 Nr kol. 1061

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI

Instytut Elektrotechniki
Teoretycznej i Przemysłowej
Politechniki Śląskiej

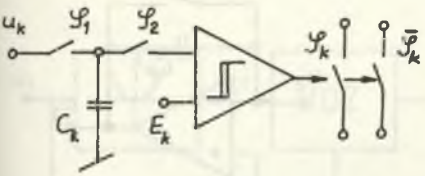
UKŁAD NIELINIOWY SC Z KOMPARATOREM NAPIĘCIA

Streszczenie. Przedstawiono układ SC z komparatorem, który steruje niektórymi kluczami w układzie. Sygnał wejściowy komparatora pobierany jest z układu, przez co pozwala uzyskać charakterystyki nieliniowe bez stosowania rzeczywistych elementów nieliniowych (np. złącze półprzewodnikowe). Na bazie tego układu przedstawiono modele sieci SC o charakterystykach prostownikowych jedno- i dwupołówkowych oraz układu odtwarzającego znak sygnału wejściowego. Umożliwiają one tworzenie charakterystyk nieliniowych dwućwiartkowych symetrycznych i niesymetrycznych. Pokazano realizację nieliniowości schodkowej o zadanych nachyleniach poszczególnych odcinków prostych.

Wprowadzono relacje umożliwiające dobór elementów układu (pojemności i napięcia przełączania komparatorów), pozwalające zaprojektować układ o charakterystyce nieliniowej wypukłej lub wklęsłej. Jako przykłady obliczeniowe przedstawiono realizację układów modelujących funkcje kwadratową i pierwiastkową nieliniowością czteroschodkową o odpowiednim doborze nachylenia poszczególnych odcinków.

1. Układ podstawowy z komparatorem

Aby w układach SC otrzymać sieci o charakterystykach nieliniowych, należy powiązać stan niektórych kluczy z wartościami napięć w tych układach, czyli uzależnić od nich funkcje sterujące tymi kluczami. Najprościej osiągnąć to można stosując komparator napięciowy, którego sygnał wyjściowy steruje pewnymi kluczami. Układ taki pokazany na rys. 1 nie wymaga stosowania żadnych klasycznych elementów nieliniowych, których charakterystyki wynikałyby z ich własności fizycznych (np. złącze półprzewodnikowe).



Rys. 1
Fig. 1

Ten układ umieszczony w sieci SC pobiera z niej pewne napięcie u_k zapamiętując je na kondensatorze C_k, a następnie porównując z zadanym napięciem E steruje poprzez funkcję φ_k kluczami umieszczonymi w dowolnych miejscach tych sieci.

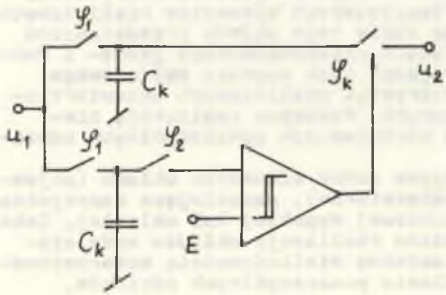
Funkcja φ_k ma postać:

$$\varphi_k = \begin{cases} \varphi_2 & \text{dla} \quad u_1 \geqslant E \\ 0 & \text{dla} \quad u_1 < E \end{cases} \tag{1a}$$

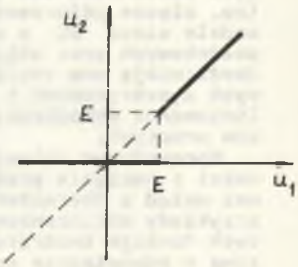
Natomiast $\bar{\varphi}_k$ opisuje realcja:

$$\bar{\varphi}_k = \begin{cases} 0 & \text{dla} \quad u_1 \geqslant E \\ \varphi_2 & \text{dla} \quad u_1 < E \end{cases} \tag{1b}$$

Najprostszy czwórnik nieliniowy SC z zastosowaniem tego układu pokazany jest na rys. 2



Rys. 2
Fig. 2

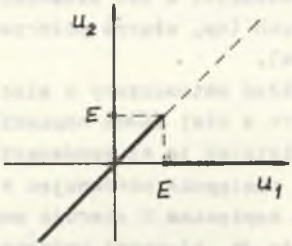


Rys. 3
Fig. 3

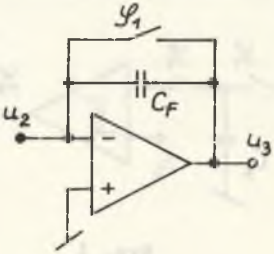
Opisuje go zależność:

$$u_2 = \varphi_k \, u_1 \tag{2}$$

co po uwzględnieniu wzorów (1) daje charakterystykę podaną na rys. 3. Zastosowanie w miejscu funkcji sterującej φ_k funkcji $\bar{\varphi}_k$ zmienia charakterystykę na przedstawioną na rys. 4.



Rys. 4
Fig. 4



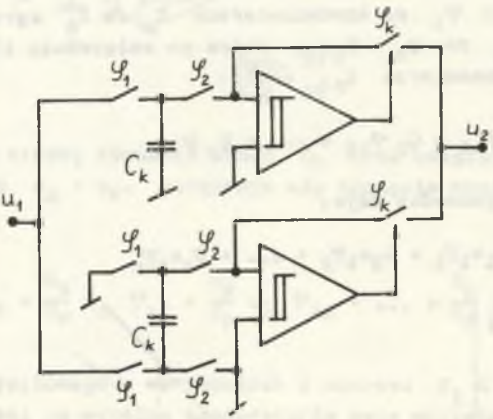
Rys. 5
Fig. 5

Współczynniki nachylenia charakterystyki $k = u_2/u_1$ w obu przypadkach mają wartośc jeden. Zmianę tej wartości można uzyskać przez zastosowanie wzmacniacza wyjściowego (rys. 5), który będzie spełniał dodatkową rolę separatora od dalszej części układu. Wówczas współczynnik $k = C_k/C_F$, a napięcie wyjściowe u_3 opisuje zależność:

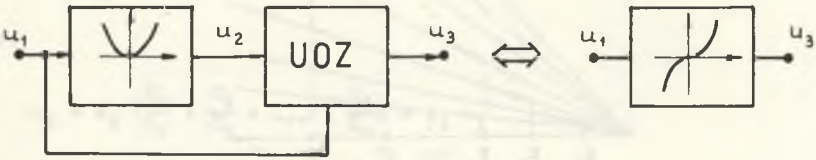
$$u_3 = \frac{C_k}{C_F} \varphi_k u_1 \tag{3}$$

2. Układy o charakterystykach prostownikowych

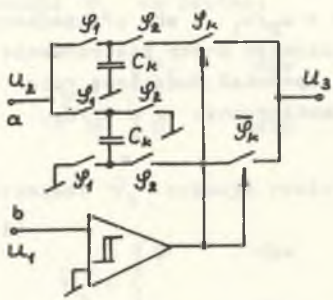
Podstawowe zastosowanie układu z rys. 2, to modelowanie charakterystyk prostowniczych jedno- i dwupołówkowych, bloku odtwarzającego znak oraz w ogólności bloków nieliniowych o charakterystykach odcinkowo-schodkowych. Charakterystykę prostowniczą jednopołówkową uzyskuje się przez zadanie napięcia $E = 0$. Uzyskanie charakterystyk dwupołówkowych wymaga dwóch komparatorów i kondensatora odwracającego znak (rys. 6).



Rys. 6
Fig. 6



Rys. 7
Fig. 7



Rys. 8
Fig. 8

W nieliniowym przetwarzaniu sygnałów może zachodzić potrzeba przekształcenia charakterystyki symetrycznej względem osi pionowej w niesymetryczną. Uzyskać to można za pomocą układu odtwarzającego znak (UOZ), co przedstawiono blokowo na rys. 7. Schemat elektryczny UZO pokazano na rys. 8.

Połączenie punktu "a" z punktem "b" daje układ dwupołówkowy o identycznych własnościach z występującymi w układzie z rys. 6.

3. Realizacja charakterystyk nieliniowych schodkowych

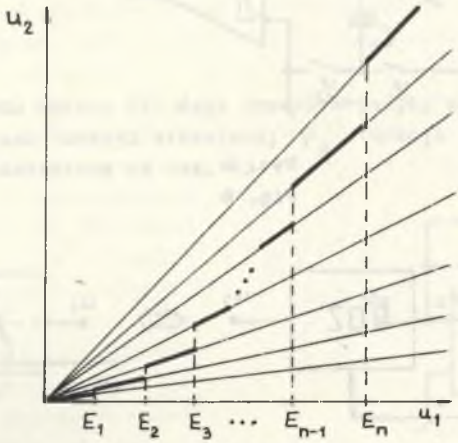
Realizację charakterystyki nieliniowej schodkowej o (n+1) schodkach o odpowiednim nachyleniu (rys. 9) można uzyskać w układzie pokazanym na rys. 10.

Po zamknięciu kluczy φ_1 na kondensatorach C_o do C_n zgromadzę się ładunki od $Q_o = C_o u_1$ do $Q_n = C_n u_1$, które po załączeniu kluczy φ_k zsumuję się na kondensatorze C_F, czyli:

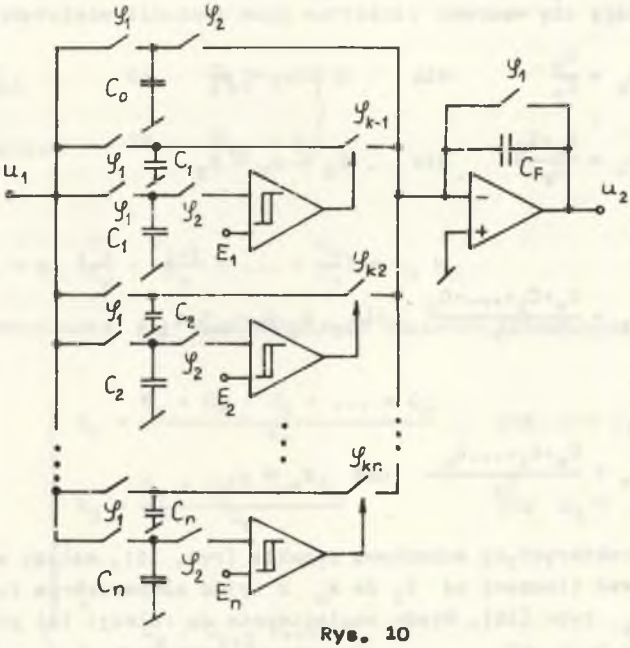
$$Q_F = Q_o + Q_1 \varphi_{k1} + Q_2 \varphi_{k2} + \dots + Q_n \varphi_{kn} \tag{4}$$

co uwzględniając pojemności daje:

$$Q_F = C_o u_1 + C_1 u_1 \varphi_1 + C_2 u_1 \varphi_2 + \dots + C_n u_1 \varphi_n \tag{5}$$



Rys. 9
Fig. 9



Rys. 10
Fig. 10

Dzieląc obie strony równania przez C_F oraz uwzględniając, że $Q_F/C_F = u_F$ oraz $u_2 = u_F$, otrzymuje się napięcie wyjściowe opisane relacją:

$$u_2 = \frac{C_0}{C_F} u_1 + \frac{C_1}{C_F} u_1 \varphi_{k1} + \frac{C_2}{C_F} u_1 \varphi_{k2} + \dots + \frac{C_n}{C_F} u_1 \varphi_{kn} \tag{6}$$

Dla napięcia wejściowego o wartościach z zakresu $E_i \leq u_i < E_{i+1}$ funkcje sterujące kluczami na wyjściu komparatorów mają wartości:

$$\left.\begin{array}{lll} \varphi_{ki} & \text{do} & \varphi_{ki} = 1 \\ \varphi_{k,i+1} & \text{do} & \varphi_{kn} = 0 \end{array}\right\} \tag{7}$$

stąd:

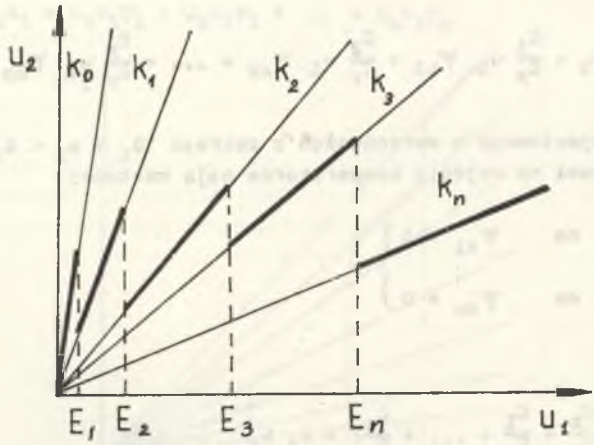
$$u_2 = u_i \left(\frac{C_0}{C_F} + \frac{C_1}{C_F} + \dots + \frac{C_i}{C_F}\right) = u_i k_i \tag{8}$$

Zatem wzmocnienia k_i (współczynniki nachylenia odcinków poszczególnych schodków) wyrażają się wzorami

$$\frac{u_2}{u_1} = \begin{cases} k_o = \dfrac{C_o}{C_F} & \text{dla} \quad 0 \leqslant u_1 < E_1 \\ k_1 = \dfrac{C_o+C_1}{C_F} & \text{dla} \quad E_1 \leqslant u_1 < E_2 \\ \vdots & \\ k_i = \dfrac{C_o+C_1+\ldots+C_i}{C_F} & \text{dla} \quad E_i \leqslant u_1 < E_{i+1} \\ \vdots & \\ k_n = \dfrac{C_o+C_1+\ldots C_n}{C_F} & \text{dla} \quad E_n \leqslant u_1 \end{cases} \tag{9}$$

Aby uzyskać charakterystykę schodkową wypukłą (rys. 11), należy w układzie z rys. 10 sterować kluczami od k_1 do k_n z wyjść komparatorów funkcjami zanegowanymi $\bar{\varphi}_k$ typu (1b). Wtedy analogicznie do relacji (6) otrzymuje się:

$$u_2 = \frac{C_o}{C_F} u_1 + \frac{C_1}{C_F} u_1 \bar{\varphi}_{k1} + \frac{C_2}{C_F} u_1 \bar{\varphi}_{k2} + \ldots + \frac{C_n}{C_F} u_1 \bar{\varphi}_{kn} \tag{10}$$



Rys. 11
Fig. 11

Zatem dla napięcia wejściowego u_1 o wartości z przedziału $E_i \leq u_1 < E_{i+1}$ funkcje sterujące kluczami mają wartości:

$$\left.\begin{array}{lll} \overline{\varphi}_{k1} & \text{do} & \overline{\varphi}_{ki} = 0 \\ \overline{\varphi}_{k,i+1} & \text{do} & \overline{\varphi}_{kn} = 1 \end{array}\right\} \tag{11}$$

Stąd:

$$u_2 = u_1 \left(\frac{C_o}{C_F} + \frac{C_{i+2}}{C_F} + \ldots + \frac{C_n}{C_F}\right) = u_1 k_i \tag{12}$$

Czyli wzmocnienie k_i poszczególnych odcinków schodkowych wyrażają się wzorami:

$$\frac{u_2}{u_1} = \begin{cases} k_o = \dfrac{C_o + C_1 + C_2 + \ldots + C_n}{C_F} & \text{dla } 0 \leq u_1 < E_1 \\ k_1 = \dfrac{C_o + C_2 + \ldots C_n}{C_F} & \text{dla } E_1 \leq u_1 < E_2 \\ \vdots & \\ k_i = \dfrac{C_o + C_{i+1} + \ldots + C_n}{C_F} & \text{dla } E_i \leq u_1 < E_{i+1} \\ \vdots & \\ k_n = \dfrac{C_o}{C_F} & \text{dla } E_n \leq u_1 \end{cases} \tag{13}$$

4. Przykłady obliczeniowe realizacji układów o charakterystykach schodkowych

Jako przykłady obliczeniowe ilustrujące realizację układów nieliniowych SC o charakterystykach schodkowych wklęsłej i wypukłej przedstawione będą aproksymacje funkcji kwadratowej i pierwiastkowej opisanych wzorami:

$$u_2 = \frac{1}{A} u_1^2 \tag{14}$$

$$u_2 = \sqrt{A\, u_1} \tag{15}$$

przy czym zakłada się, że

$$A = u_{1\,max} = u_{2\,max} \tag{16}$$

przy czym zakłada się, że

$$A = u_{1\,max} = u_{2\,max} \tag{16}$$

jest maksymalnym zakresem zmian wartości napięć wejściowych i wyjściowych. Przyjmuje się zasadę aproksymacji, zgodnie z którą tylko prawy koniec każdego odcinka funkcji schodkowej leży ściśle na aproksymowanej krzywej. Dzieląc zakres A na m równych odcinków otrzymuje się dla funkcji (14) napięcia przełączeń komparatorów E_1 do E_m. Dla każdego odcinka należy obliczyć wielkość współczynnika wzmocnienia (nachylenia schodka), na podstawie której można dobrać wartości poszczególnych kondensatorów. Dla końca odcinka pierwszego $(u_1 = E_1)$ wartości napięć wynoszą:

$$u_{10} = \frac{A}{m}, \qquad u_{20} = \frac{1}{A}\left(\frac{A}{m}\right)^2 = \frac{A}{m^2} \tag{17}$$

skąd:

$$k_o = \frac{u_{20}}{u_{10}} = \frac{1}{m} \tag{18}$$

Dla końca dowolnego i-tego odcinka otrzymuje się:

$$u_{1i} = \frac{i+1}{m} A, \qquad u_{2i} = \left(\frac{i+1}{m}\right)^2 \cdot A \tag{19}$$

skąd:

$$k_i = \frac{u_{2i}}{u_{1i}} = \frac{i+1}{m} = (i+1)\, k_o = \underbrace{k_o + k_o + \ldots + k_o}_{(i+1)} \tag{20}$$

Zatem na podstawie wzoru (9) można dobrać kondensatory w każdym bloku według relacji:

$$k_i = (i+1)\frac{C_o}{C_F} = \underbrace{\frac{C_o}{C_F} + \frac{C_o}{C_F} + \ldots + \frac{C_o}{C_F}}_{(i+1)} \tag{21}$$

Dla odcinka ostatniego przy założeniu (16) k_m musi mieć wartość równą 1, czyli

$$k_{(m-1)} = m\frac{C_o}{C_F} = 1 \tag{22}$$

Wynika stąd, że dla aproksymacji funkcji kwadratowej w równych m przedziałach napięcia wejściowego u_1 należy dobrać w poszczególnych blokach kondensatory o jednakowych wartościach, przy czym dodatkowa suma ich pojemności na podstawie wzoru (22) musi być równa pojemności C_F włączonej w sprzężeniu wzmacniacza wyjściowego.

Dla aproksymacji funkcji pierwiastkowej przyjmuje się podział napięcia wyjściowego u_2 na równe odcinki, na końcach których będzie następowało przełączanie komparatorów i dla nich należy obliczyć odpowiadające im wartości napięć wejściowych u_1 równe E_1 do E_m oraz nachylenia poszczególnych schodków.

Dla końca odcinka pierwszego

$$u_{20} = \frac{1}{m} A, \qquad u_{10} = E_1 = \frac{A}{m^2} \tag{23}$$

stąd:

$$k_o = \frac{u_{20}}{u_{10}} = m \tag{24}$$

Dla końca dowolnego i-tego odcinka otrzymuje się:

$$u_{2i} = \frac{i+1}{m} A, \qquad u_{1i} = E_i = \left(\frac{i+1}{m}\right)^2 A \tag{25}$$

stąd:

$$k_i = \frac{m}{i+1} \tag{26}$$

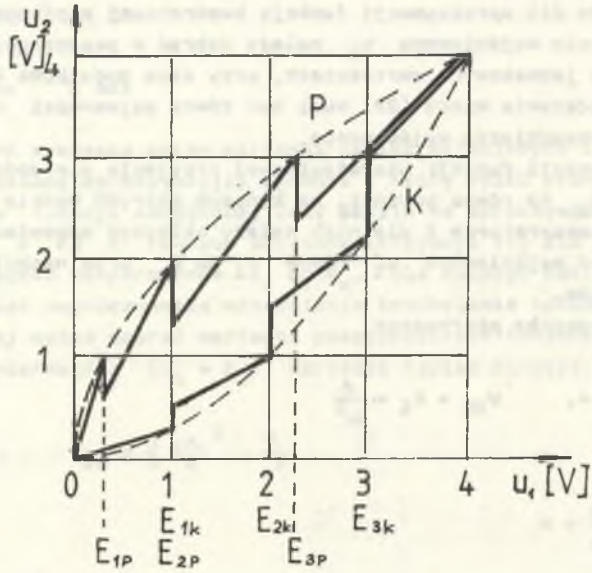
Na podstawie wzorów (13) i (26) można dobrać kondensatory w każdym bloku z komparatorem według relacji:

$$C_i = \frac{m}{i(i+1)} C_F \tag{27}$$

Natomiast dla $u_1 = u_{1\,max}$ wszystkie bloki są odłączone oprócz zerowego. Zatem

$$k_{m-1} = 1 = \frac{C_o}{C_F} \tag{28}$$

Na rys. 12 przedstawiono przykładową aproksymację krzywej pierwiastkowej P i krzywej kwadratowej K czteroodcinkowymi funkcjami schodkowymi. Na podstawie wyprowadzonych relacji obliczono dane dla układów podanych na rys. 10 modelujących te krzywe i przedstawiono je w tablicy 1.



Rys. 12

Fig. 12

Tablica 1

i	K		P	
	E_i[V]	C_i	E_i[V]	C_i
0	–	C_F	–	C_F
1	1	C_F	0,25	2 C_F
2	2	C_F	1	2/3 C_F
3	3	C_F	2,25	1/3 C_F

LITERATURA

[1] Frycz S., Topór-Kamiński L.: Przełącznikowo-kondensatorowy układ mnożący. ZN. Politechniki Śląskiej, Elektryka z. 95, Gliwice 1985.

[2] Pasko M., Topór-Kamiński L.: Uniwersalny przełącznikowo-kondensatorowy układ nieliniowy. XI KKTOiUE, Rytro 1988.

[3] Cichocki A., Filipowicz S., Osowski S.: Realizacja C-przełączanych nieliniowych generatorów funkcyjnych. XI SPETO, Gliwice - Wisła 1988.

[4] Cichocki A., Unbehauen R.: Aplication of SC MOS delta and delta - sigma modulators to nonlinear signal processing. ISCAS, Helsinki 1988.

[5] Suyama K., Fang S.C.: A sensitive steady - state discriminator function for nonlinear switched networks with application to SCN's containing signal - controlled switches. ISCAS, Helsinki 1988.

Recenzent: Doc. dr hab. inż. Andrzej Cichocki

Wpłynęło do Redakcji dnia 20 kwietnia 1989 r.

НЕЛИНЕЙНАЯ СИСТЕМА SC С КОМПАРАТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

Р е з ю м е

Представлена система SC с компаратором, который управляет некоторыми ключами системы. Сигнал на вход компаратора подаётся с системы, что позволяет получить нелинейные характеристики без применения действительных нелинейных элементов (например, полупроводниковый переход). На базе такой системы представлены модели цепей SC с характеристиками одно- и двухполупериодных выпрямителей, а также системы воспроизводящие знак входного сигнала. С помощью таких систем можно получить нелинейные двухполупериодные характеристики симметричные и несимметричные. Показана реализация ступенчатой нелинейности с заданными наклонениями отдельных отрезков прямых. Введены формулы для расчёта параметров системы (ёмкостей и напряжений переключения компараторов), позволяющие проектировать системы с выпуклыми или вогнутыми нелинейными характетистиками. В качестве примера проведён расчёт системы моделирующей квадратичнуё функцию и корень квадратный с использованием четырёхступенчатой нелинейности с подбором наклона отдельных отрезков.

NONLINEAR SC NETWORK WITH A VOLTAGE COMPARATOR

S u m m a r y

The basic SC network with a comparator controlling some of its switches has been shown. The input signal of the comparator is taken from inside of the network so it is possible to obtain nonlinear characteristics without using real nonlinear elements, (for example semiconductor junctions). The models of SC systems realizing rectifier full- and half-ware characteristics and the network restoring the sign of the input signal have been shown. It is possible to obtain symmetric and asymmetric biquadrant nonlinear characteristics by means of such networks. Realization of the step nonlinearity with assigned slopes of particular sectors of a straight line has been shown.
The expressions allowing calculation of the network elements (capacities and switching voltages of comparators) have been introduced so it is possible to design the network with the nonlinear convex or concave characteristic. The networks modelling the functions square and square root for step nonlinearity with adequetely selected slope of particular sectors of the line have been shown as an example.