

Henryk KOLKA, Marian KIDAWA,
Maciej KULAWIK, Piotr WYPIÓR

ANALIZA STANÓW PRZEJŚCIOWYCH IMPULSOWYCH REGULATORÓW NAPIĘCIA

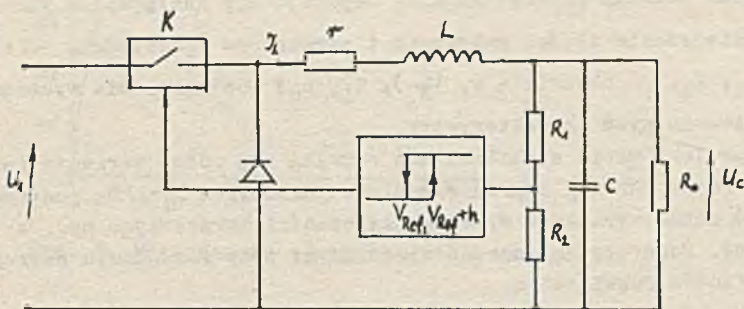
Streszczenie. W artykule przedstawiono analizę startu impulsowych regulatorów napięcia. Opisano metody i przedstawiono układy praktyczne ograniczenia prądu w czasie startu.

1. Wstęp

Obserwując rozwój współczesnych układów zasilających, można zauważyć, że coraz częściej wykorzystuje się w nich zasadę impulsowego przetwarzania napięcia. Pozwala ona na znaczne zmniejszenie wymiarów układu oraz duży wzrost jego sprawności w porównaniu z dotychczasowymi rozwiązaniami, opartymi o zasadę regulacji ciągłej. Projektowanie układów impulsowych jest jednak bardziej skomplikowane. Jedną z trudności jest zapewnienie prawidłowej pracy w stanach nieustalonych (start, dociążenie, odciążenie) układu. Przedstawione niżej rozwiązania omawiają układowe sposoby rozwiązania prawidłowego startu układu.

2. Omówienie startu w stosowanych obecnie rozwiązaniach

Rozważmy to zagadnienie dla układu pokazanego na rys. 1. Zastosowano tu sterownik impulsowy z przekąźnikowym sprzężeniem zwrotnym. Pętla histerezy takiego układu przekąźnikowego jest ustalona na poziomie (U_{Ref}, U_{Ref+h}).



Rys. 1. Schemat ideowy stabilizatora impulsowego

Szczegółowa zasada pracy układu oraz sposób zrealizowania charakterystyki przekąźnikowej sprzężenia jest omówiona w pracach [1], [2], [3], [4], [5].

Jeśli załączymy stabilizator na napięcie zasilające U_1 to układ sprzężenia zwrotnego wprowadzi klucz K w stan nasycenia. Rozpoczyna się proces startu, który można opisać równaniem

$$\left. \begin{aligned} L \frac{dI_L}{dt} + r \cdot I_L &= U_1 - U_C(t) \\ I_L &= \frac{U_C(t)}{R_0} + C \frac{dU_C(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Wprowadzając zmienne bezwymiarowe:

$$\left. \begin{aligned} u_C &= \frac{U_C}{U_1} \\ i_L &= \frac{I_L}{I_m} = \frac{I_L}{U_1} \sqrt{\frac{L}{C}} \\ w &= \frac{\sqrt{LC}}{R_0} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

można układ równań (1) sprowadzić do postaci

$$\frac{di_L}{du_C} \cdot (i_L - w \cdot u_C) = 1 - u_C - \frac{1}{w} \left(\frac{r}{R_0} \right) i_L \quad (3)$$

W wyniku takiego przekształcenia uzyskuje się następujące korzyści:

1. Zmniejszenie ilości zmiennych i parametrów (poprzednio - r , L , U_1 , R_0 , C , U_C , I_L , t , obecnie - w , $\left(\frac{r}{R_0}\right)$, i_L , u_C) co umożliwi wykonanie zestawu uniwersalnych charakterystyk.

Przy projektowaniu stabilizatora rozważa się różne warianty parametrów LC oraz różne warunki startu określone parametrem $\left(\frac{r}{R_0}\right)$. Na podstawie równania (3) można wyznaczyć wymagane zależności korzystając np. z maszyny analogowej. Mogą się one okazać niezbędnymi przy rozważaniu szeregu możliwych wariantów rozwiązania.

2. Otrzymanie zależności wprost między prądem i_L oraz napięciem u_c . Jest to bardziej korzystne niż otrzymana z równań (1) postać czasowa $I_L(t)$, $U_c(t)$.

Rozwiązanie równania (3) nie jest jednak celem niniejszych rozważań. Analiza równania została przeprowadzona w pracy [6]. By jednak dokładniej naświetlić problem startu, przeanalizujemy przykład w najbardziej niekorzystnym przypadku, gdy $R_0 \rightarrow \infty$, $r = 0$.

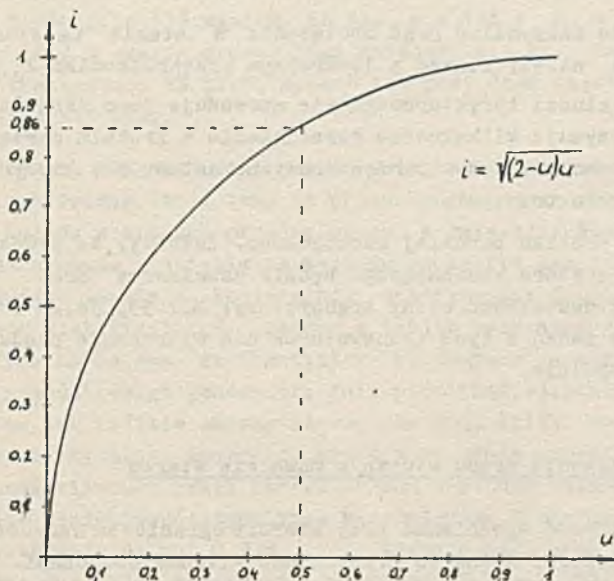
W tym przypadku równanie (3) uprości się do postaci:

$$\frac{di_L}{du_c} \cdot i_L = 1 - u_c \quad (4)$$

Rozwiązanie tego równania przy zerowych warunkach początkowych ma następującą postać:

$$i_L^2 = (2 - u_c) u_c \quad (5)$$

Zależność (5) jest przedstawiona na rys. 2.



Rys. 2. Rozwiązanie równania różniczkowego (4)

Przyjmijmy, że z warunków poprawnej pracy przy dociążeniu i odciążeniu wynikają następujące wartości L i C :

$$L = 0,1 \text{ mH} \quad \text{ i } \quad C = 500 \text{ } \mu\text{F}$$

Jeśli napięcie zasilające $U_1 = 50 \text{ V}$, a pierwsze przełączenie układu sprzężenia zwrotnego nastąpi, gdy $U_{wy} = 25 \text{ V}$, to:

a) maksymalna możliwa wartość prądu i_L przy starcie wyniesie

$$i_L = \sqrt{u_c(2 - u_c)} \Big|_{u_c=25 \text{ V}} = 0,86$$

ponieważ

$$I_m = \frac{U_1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{50}{0,48} = 112 \text{ A}$$

to

$$I_{L \text{ max}} = 96 \text{ A}$$

b) zakładając, że maksymalny prąd obciążenia w stanie ustalonym wynosi $I_{O \text{ max}} = 10 \text{ A}$ należy liczyć z 10-krotnym przekroczeniem $I_{O \text{ max}}$. J ile zastosowanie klucza tyrystorowego nie spowoduje jego uszkodzenia, gdyż tyrystor wytrzymuje kilkakrotne przeciążenie w krótkim okresie czasu, to przy stosowaniu kluczy tranzystorowych, należy się liczyć z możliwością uszkodzenia tranzystora.

Rozważmy ten problem bardziej szczegółowo. Załóżmy, że głównym kryterium doboru tranzystora kluczującego będzie znamionowy prąd obciążenia $I_O = 10 \text{ A}$. Można zastosować wtedy tranzystory: BDY 53, 54, 2N 3055, 2N 3771. Z [7] wynika, że żaden z tych tranzystorów nie wytrzymuje prądu 96 A nawet w krótkim impulsie.

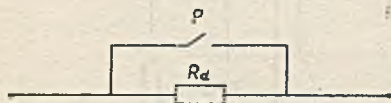
3. Metody ograniczenia prądu klucza w momencie startu

Rozważmy możliwość spełnienia przy starcie ograniczeń narzuconych przez parametry tranzystora. Można to zrealizować kilkoma sposobami.

1. Polaryzując odpowiednio tranzystor kluczujący można ustalić prąd bazy na takim poziomie, aby przy nominalnym prądzie obciążenia tranzystor był nasycony, zaś wychodził z nasycenia przy dopuszczalnym prądzie kolektora. Sposób ten wymaga ok. 30% przewymiarowania tranzystorów w stosunku do nominalnego prądu obciążenia. W czasie startu prąd kolektora tranzysto-

ra kluczującego narasta do tej wartości, przy której następuje wyjście tranzystora z nasycenia. Prąd kolektora utrzymuje się na stałej wartości do momentu, gdy wzrośnie napięcie wyjściowe i zacznie działać układ sprzężenia zwrotnego. Prąd tranzystora jest więc już ograniczony, lecz w czasie ograniczenia na tranzystorze wydziela się dość duża moc, co trzeba uwzględnić w projektowaniu.

2. Analizując rozwiązanie równania (3) można wyznaczyć wartość dodatkowej oporności R_d włączonej szeregowo z opornością r (rys. 1) na czas



Rys. 3. Układ zawierający opornik dodatkowy R_d

startu tak, aby maksymalny prąd w czasie stanu nieustalonego był mniejszy niż maksymalna wartość prądu tranzystora. W układzie tym klucz P zwiera opornik R_d (rys. 3), gdy napięcie wyjściowe osiągnie wartość zadaną.

Klucz P może być zrealizowany jako urządzenie stykowe lub bezstykowe (np. tranzystor sterowany napięciem wyjściowym). W układach mniejszej mocy oporność R_d osiąga wartość kilka do kilkunastu omów.

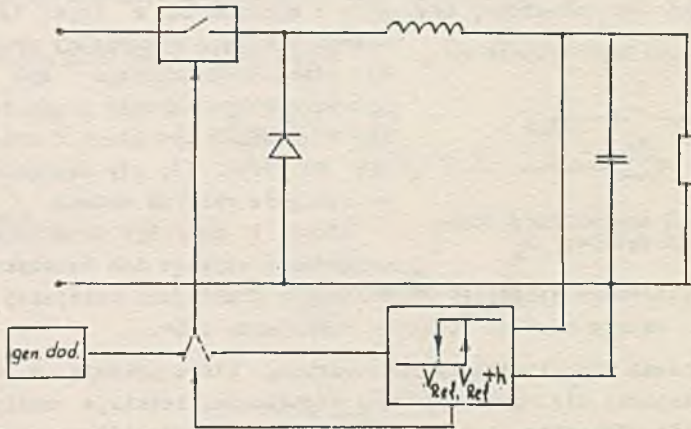
3. W układach stabilizatorów impulsowych, które pracują w warunkach wolno zmieniającej się wartości prądu obciążenia, istnieje możliwość takiego dobrania elementów sterownika, aby zapewnić prawidłowy start stabilizatora. Z równania (3) wynika, że dla $r = 1\Omega$ i $R_0 = 5\Omega$ oraz $w = 0,08$, maksymalny prąd w czasie startu jest mniejszy niż np. dopuszczalny prąd kolektora tranzystora 2N 3771, sposób ten jest dość często stosowany w układach mniejszej mocy.

4. W układach większej mocy rozwiązania przedstawione w p. 1, 2, 3, są na ogół nieskuteczne. Stoją temu na przeszkodzie wymagania dotyczące zachowania się układu w stanach przejściowych, a zwłaszcza dociążenia, odciążenia i przetrzymania napięcia na wyjściu po zaniku napięcia zasilającego. W tym przypadku istnieje konieczność zastosowania dodatkowych rozwiązań układowych w stabilizatorze. Jednym z takich rozwiązań jest programowany start. Polega on na tym, że tranzystor kluczujący w czasie startu jest sterowany z dodatkowego generatora fali prostokątnej. Generator ten załącza klucz na tak krótkie okresy czasu, aby prąd kolektora nie wzrósł ponad wartość maksymalną. Generator pracuje ze stałą częstotliwością (zbliżoną do częstotliwości pracy samego układu w stanie ustalonym) oraz ze zmiennym lub stałym współczynnikiem wypełnienia. Z chwilą, gdy napięcie wyjściowe wzrośnie do np. $0,9 U_{wy \text{ nom.}}$ zostaje odłączony generator dodatkowy i załączony układ sprzężenia zwrotnego. Schemat układu z takim rozwiązaniem startu przedstawia rys. 4.

Przy pracy ze stałym współczynnikiem wypełnienia impulsu, maksymalna wartość prądu klucza jest proporcjonalna do współczynnika wypełnienia. Jeśli zachodzi konieczność szybkiego startu, to układ ten jest niepraktyczny,

ze względu na długi czas narastania napięcia wyjściowego. Przyspieszenie startu można uzyskać zmieniając współczynnik wypełnienia impulsu od wartości małych do coraz to większych.

Przedstawione rozwiązanie zostało sprawdzone w szeregu układach praktycznych.

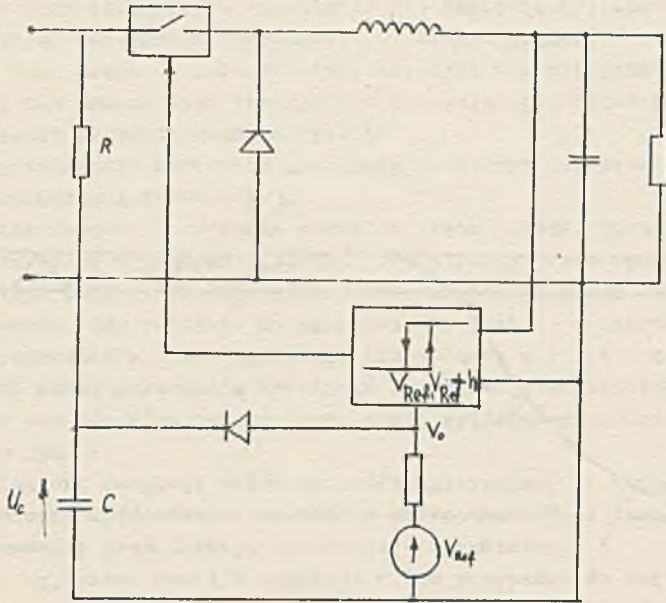


Rys. 4. Stabilizator impulsowy z dodatkowym generatorem

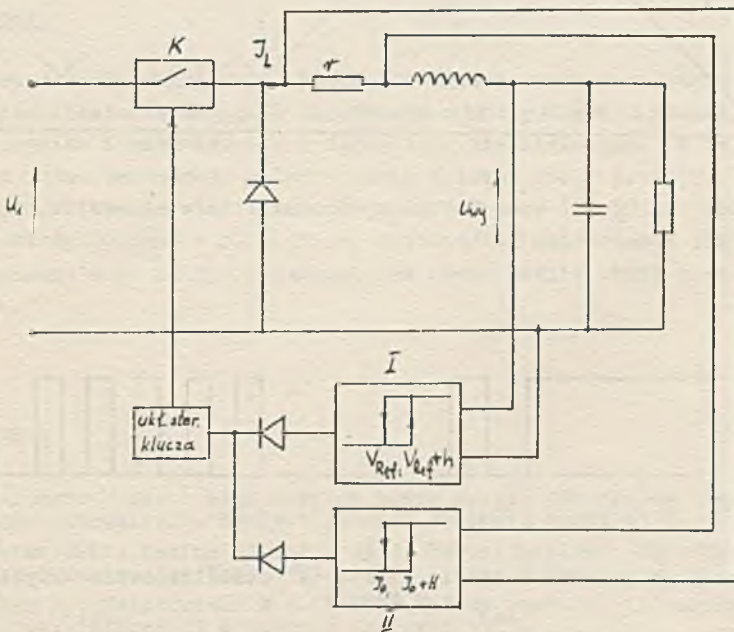
5. Jednym z ciekawszych sposobów zapewnienia prawidłowego startu jest realizacja zmiennego w czasie napięcia odniesienia V_{ref} , które wzrasta od 0,7 V do $V_{ref} = V_0$ [8].

Idea tego rozwiązania jest przedstawiona na rys. 5.

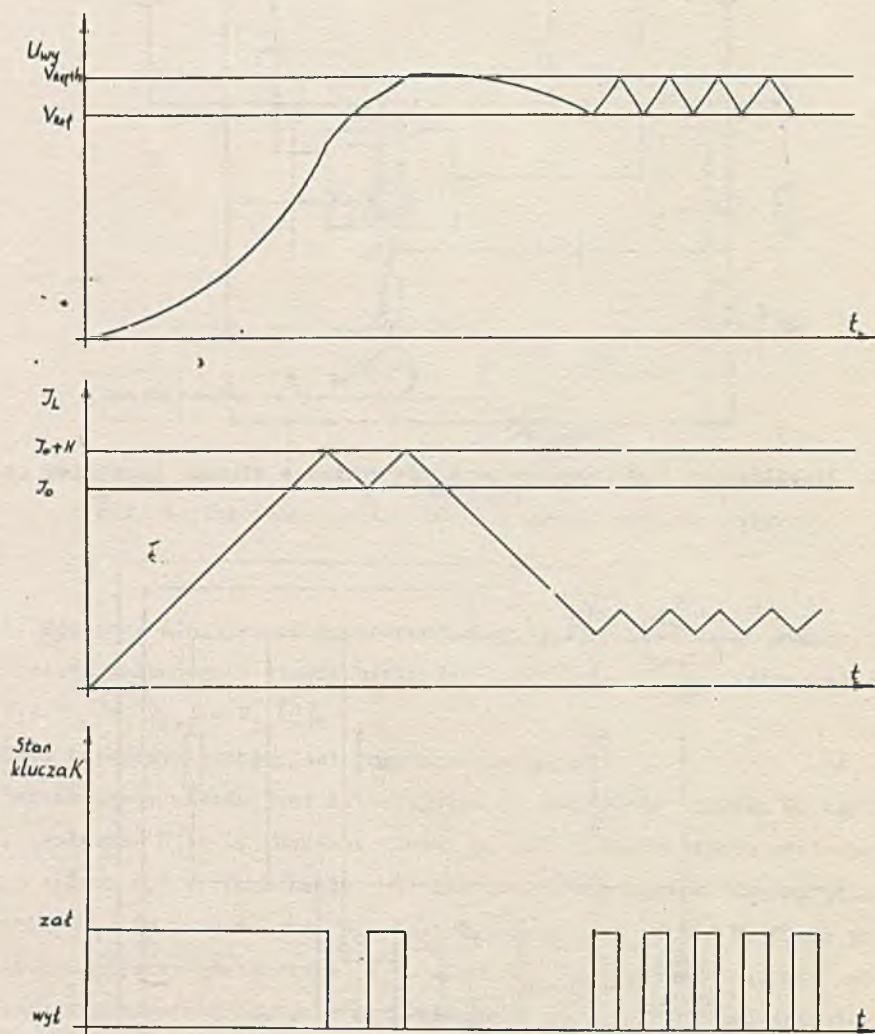
Zasada pracy układu jest następująca. Po załączeniu układu do zasilania, napięcie $U_c = 0$. Ponieważ dioda D przewodzi, napięcie odniesienia V_{ref} wynosi 0,7 V. Kondensator C ładuje się wykładniczo do napięcia zasilania U_1 . Do momentu gdy U_c jest mniejsze od $V_0 - 0,7$ V, dioda przewodzi i napięcie odniesienia $V_{ref} = U_c(t) + 0,7$ V. z chwilą gdy dioda przestaje przewodzić napięcie odniesienia $V_{ref} = V_0$ i układ pracuje już normalnie. Parametry układu są tak dobrane, że czas ładowania kondensatora C jest większy niż czas ładowania kondensatora wyjściowego stabilizatora.



Rys. 5. Stabilizator impulsowy ze zmiennym w czasie startu napięciem odniesienia



Rys. 6. Stabilizator impulsowy z ograniczeniem prądowym



Rys. 7. Przebiegi czasowe w czasie startu w stabilizatorze impulsowym
z rys. 6

6. Najkrótszy czas startu (ustalenie się napięcia wyjściowego) można uzyskać ładując kondensator wyjściowy C stałym prądem.

Wartość tego prądu dobiera się tak, aby była ona mniejsza od wartości maksymalnej dla danego typu tranzystora kluczującego. Układ działający według tej zasady przedstawiono na rys. 6.

Rys. 6 przedstawia sterownik impulsowy, w którym zastosowano dwa przełącznikowe sprzężenia zwrotne [9].

Sprzężenie zwrotne I zapewnia normalną pracę układu. Sprzężenie zwrotne II działa tylko w przypadkach, gdy prąd płynący przez opornik r przekroczy wartość zadaną. Po zadziałaniu przełącznika II klucz tranzystorowy zostaje otwarty. Gdy napięcie na oporniku r zmaleje o szerokość pętli histerezy przełącznika II, przełącznik ten wyłącza się i o pracy układu decyduje tylko układ sprzężenia zwrotnego I. Układ stabilizatora z takim sprzężeniem posiada więc ograniczenie prądu wyjściowego. Przebieg startu pokazano na rys. 7.

Prąd kolektora oscyluje wokół wartości maksymalnej do momentu ustalenia się napięcia wyjściowego. Również w przypadkach dociążenia i przeciążenia, maksymalny prąd tranzystora zostaje ograniczony.

Napięcie wyjściowe zostaje obniżone w tym przypadku do wartości

$$U_{wy} = R_0 \cdot I_0$$

4. Wnioski

Przedstawione w artykule metody rozwiązania problemu startu impulsowych stabilizatorów napięcia zapewniają ochronę elementu kluczującego przed przeciążeniem i uszkodzeniem podczas tanu nieustalonego. W zależności od wymagań można zastosować układy proste opisane np. w p. 1, 2, 3 lub w przypadku projektowania stabilizatorów większej mocy ($P \geq 50$ W) można zastosować układy opisane w p. 4, 5, 6. Najbardziej uniwersalny jest jednak układ opisany w p. 6, który zabezpiecza równocześnie układ przed zwarcim wyjścia.

LITERATURA

- [1] Francesco M. di: A high current power supply for system that use 5 V logic extensively. Hewlett Packard Journall April 1975.
- [2] Hnatek E. E.: Design of Solid State Power Supplies, Van Nostrand Reinhold Company, New York 1971.
- [3] Kulka H., Nadachowski M.: Liniiowe układy scalone i ich zastosowanie Ośrodek informacji o energii jądrowej 1973.
- [4] Linear integrated circuits, Thomson SCF 1972.

- [5] Manuel d'application CIL. Regulateurs de Tension, Thomson SC F 1972.
- [6] Kolka H.: Podstawy projektowania impulsowych stabilizatorów napięcia, Praca habilitacyjna (nie publikowana).
- [7] Power transistors, Thomson SCF 1974.
- [8] Zgłoszenie patentowe nr P-176274 z dn. 10.02.1975 r.
- [9] Zgłoszenie patentowe nr P-180378 z dn. 14.05.1975 r.

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ИМПУЛЬСНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Р е з ю м е

В статье представляется анализ старта импульсных регуляторов напряжения. Описываются методы и представляются практические цепи ограничения тока во время старта.

TRANSIENTS ANALYSIS IN THE SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

S u m m a r y

In the paper the start problem in the switching voltage regulators has been presented. Methods and practical circuits for current limit in the start were described.