

Edward GRECZKO

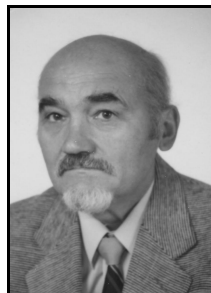
UNIwersytet Zielonogórski, Instytut Informatyki i Elektroniki

Przełączniki DC/DC o topologii Ćuka

Prof. dr hab. inż. Edward GRECZKO

Prof. dr hab. inż. Edward Greczko stopień doktora habilitowanego nauk technicznych w zakresie Energoelektroniki uzyskał w Instytucie Problemów Energooszczędności Akademii Nauk Ukrainy (1989r.), tytuł profesora został nadany w 1992r. Od 1994r. do chwili obecnej jako profesor nadzwyczajny pracuje na Uniwersytecie Zielonogórskim. Problematyka badawcza dotyczy opracowań teorii, metod analizy i syntezy przełączników częstotliwości typu modulacyjnego.

e-mail: E.Greczko@iie.uz.zgora.pl



Streszczenie

W pracy przeprowadzono analizę charakterystyki regulacyjnej i właściwości energetycznych przełącznika DC/DC o topologii Ćuk'a. Analiza została dokonana na podstawie modelu symulacyjnego układu przełącznika w środowisku Simulink programu Matlab.

Słowa kluczowe: przełączniki DC/DC, charakterystyka regulacyjna, pakiet Matlab.

The converter DC/DC of Chuck's topology

Abstract

In the article are analyzed control characteristic and energy indexes of the converter DC/DC of Chuck's topology. The researches are conducted by means of virtual simulation of the inverter in space of Simulink of the program Matlab.

Keywords: converter DC/DC, control characteristic, program Matlab.

1. Wstęp

W układach zasilania autonomicznego (UZA) często stosuje się źródła energii prądu stałego, tj.: akumulatory zwykłe, akumulatory słoneczne, prądnice prądu stałego itd. Dla dopasowania poziomów napięć stałych tych źródeł do wymagań UZA, jak również do ich regulacji i (lub) stabilizacji stosuje się przełączniki napięcia stałego na napięcie stałe, nazywane przełącznikami DC/DC. Tradycyjnie do tego celu stosowano dwa typy przełączników DC/DC, które mogą tylko obniżać (ang.: *buck converter*), lub tylko podwyższać (ang.: *boost converter*) napięcie wyjściowe zgodnie z wartością napięcia zasilania. Jednak znane są [1, 2] przełączniki DC/DC o rozszerzonych możliwościach funkcjonalnych, w tym o właściwościach obniżającą - podwyższających napięcie wyjściowe (ang. *buck - boost converter*) w zależności od współczynnika głębokości modulacji. Przełącznik DC/DC może posiadać możliwości kształtować napięcia wyjściowego na większe, jak i mniejsze w zależności od napięcia źródła zasilającego.

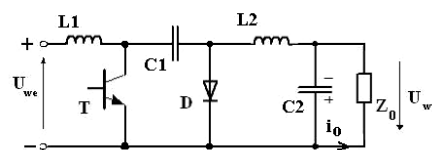
Celem pracy jest przeprowadzenie analizy charakterystyki regulacyjnej oraz wskaźników energetycznych przełącznika DC/DC o charakterze podwyższająco - obniżającym napięcie o topologii Ćuka na podstawie modelu symulacyjnego układu przełącznika w środowisku Simulink programu Matlab.

2. Schemat ideowy oraz schematy zastępcze

Koncepcja budowy przełącznika Ćuka (nazwa przełącznika pochodzi od nazwiska autora schematu) polega na wyodrębnieniu przedziału czasu nagromadzenia energii elektrycznej w elemencie reaktancyjnym w obwodzie pośrednim (np. kondensatorze) oraz przedziału czasu przekazywania tej energii do obwodu wyjściowego, czyli do kondensatora wygładzającego. Regulację parametrów przekazywanej energii elektrycznej realizuje się

poprzez zmianę stosunku pomiędzy długością tych dwóch przedziałów czasowych.

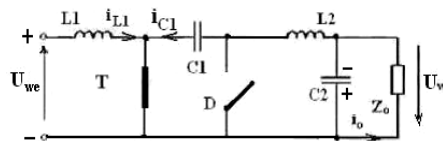
Schemat przełącznika obniżająco-podwyższającego o topologii Ćuka, uwzględniającego daną koncepcję, przedstawiono na rys. 1. Przełącznik zbudowano na podstawie dwóch elementów półprzewodnikowych (tranzystora T i diody D) oraz 4 elementów reaktancyjnych. Zastosowanie kondensatora C1 w charakterze elementu pośredniego, który służy do wymiany energii elektrycznej między źródłem zasilającym a wyjściowym kondensatorom wygładzającym C2, wymaga wprowadzenia dławików L1 i L2 odpowiednio do wejściowego i wyjściowego obwodu przełącznika. Dławik L1 włączono dla ograniczenia wartości prądu płynącego przez kondensator C1 przy jego podłączeniu do źródła zasilającego, a dławik L2 - przy przekazywaniu energii do kondensatora wygładzającego C2.



Rys. 1. Schemat przełącznika Ćuka
Fig. 1. Scheme of the converter Chuck's

Przy załączeniu tranzystora T w ciągu przedziału czasu t_1 prąd wejściowy narasta i energia elektryczna gromadzi się w dławiku L1. Jednocześnie w czasie t_1 kondensator C1 przekazuje przez dławik L2 zmagazynowaną w nim energię do kondensatora C2. Obciążenie Z_o w tym przedziale czasu otrzymuje energię od kondensatora C2 i kondensatora C1. Na rys. 2 przedstawiono schemat zastępczy przełącznika odpowiadający danemu przedziałowi czasu.

Po wyłączeniu tranzystora T następuje drugi przedział czasu t_2 , któremu odpowiada podobny schemat zastępczy przełącznika jak na rys. 2, z tą tylko różnicą, że dioda D będzie znajdować się w stanie przewodzenia, a tranzystor - w stanie zaporowym. W tym przedziale czasu dławik L1 przez diodę D doładowuje kondensator C1, kompensując energię, którą przekazał do kondensatora C2 i odbiornika Z_o w ciągu poprzedniego przedziału czasu. Poza tym, dioda D znajduje się w stanie przewodzenia i z jednej strony odcina kondensator C1 od obwodu wyjściowego przełącznika, a z drugiej strony tworzy obwód dla przekazania zmagazynowanej energii elektrycznej przez dławik L2 do kondensatora C2.



Rys. 2. Schemat zastępczy przełącznika
Fig. 2. Equivalent circuit of the converter

Regulacja i (lub) stabilizacja napięć wyjściowych przełącznika jest realizowana przez cykliczne włączanie i wyłączanie tranzystora mocy. W tym celu stosuje się algorytm sterowania przełącznikiem, istotą którego jest regulacja długości impulsów sterujących włącznikiem siłowym T za pomocą modulacji szeroko-impulsowej (MSI). Suma dwóch przedziałów czasu $t_1 + t_2 = T_i$ określa okres częstotliwości modulacyjnej ($f_{imp} = 1 / T_i$). Stosunek $t_1/T_i = \gamma$ nazywany jest współczynnikiem wypełnienia modulacji, który znajduje się w przedziale $0 \leq \gamma \leq 1$.

Ze względu na złożoność rozpatrywanego przekształtnika, zawiera on cztery elementy reaktancyjnych, należy dokładnie zdefiniować funkcjonalne przeznaczenie poszczególnych elementów. Najpierw należy ustalić, że dławik L2 i kondensator C2 pełnią w przekształtniku rolę wyjściowego filtra wygładzającego LC. Zatem podłączenie dławika L1 do zacisków źródła zasilającego zamienia źródła napięcia na źródło prądu. Dlatego wartość średnią prądu dławika L1 można przedstawić w funkcji za pomocą współczynnika wypełnienia oraz jako stosunek wartości napięcia zasilania do impedancji dławika Z_{L1} (która uwzględni dobroć dławika) następująco:

$$I_{L1} = \frac{\gamma U_{DC}}{(1-\gamma)Z_{L1}} \quad (1)$$

Biorąc pod uwagę, że wartość średnia napięcia na zaciskach wyjściowych $U_{wy,0}$ jest równa, z niewielką odchyłką, wartości średniej napięcia na kondensatorze C1. Zatem napięcie wyjściowe można określić jako iloczyn prądu I_{L1} i impedancji kondensatora C1:

$$U_{wy,0} = \frac{\gamma}{(1-\gamma)} \frac{Z_{C1}}{Z_{L1}} U_{DC} \quad (2)$$

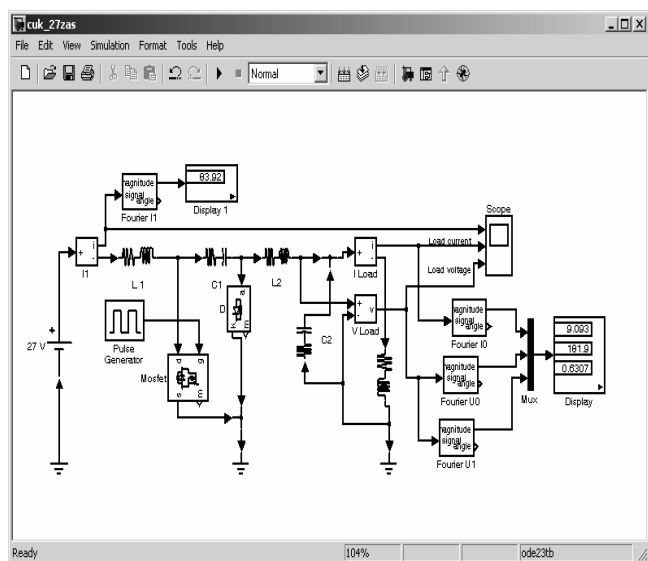
stąd przekładnia napięciowa wyraża się następująco:

$$K_U = \frac{\gamma}{(1-\gamma)} \frac{Z_{C1}}{Z_{L1}} \quad (3)$$

Przekładnia napięciowa K_U przekształtnika DC/DC o topologii Ćuka różni się od wyrażenia dla K_U przekształtnika DC/DC typu bb [2] dodatkowym mnożnikiem Z_{C1}/Z_{L1} , który może być równy, jak i większy od jedności. Wyrażenie (3) nie jest dokładne z powodu zależności mnożnika Z_{C1}/Z_{L1} od częstotliwości oraz dobroci elementów reaktancyjnych.

3. Model symulacyjny przekształtnika i analiza wyników modelowania

W pakiecie **Simulink** stanowiącym część programu **Matlab** wykonano model symulacyjny badanego przekształtnika DC/DC o topologii Ćuka, który przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Model symulacyjny przekształtnika
Fig. 3. Virtual converter model

W zestaw obwodu siłowego wchodzi: źródło zasilania (napięcie zasilania wybrano równym wartości pięciu włączonych szeregowo baterii fotowoltaicznych $U_{DC} = 16,9 \times 5 = 84,5V$); tranzystor

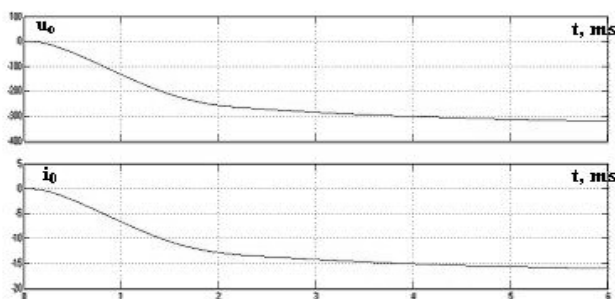
MOSFET oraz dioda D; kondensatory C1, C2 i dławiki L1, L2 (z włączonymi szeregowo rezystancjami uwzględniającymi dobroć tych elementów) oraz obciążenie Z_o .

W celu rejestracji przebiegów oraz wartości napięć i prądów, układ został wyposażony w następujące urządzenia pomiarowe:

- czujnik prądu wejściowego I1, czujniki napięcia wyjściowego V_{load} i prądu odbiornika I_{load} ;
- bloki pomiarów Fourier U1, Fourier I0, Fourier U0, Fourier U1, Fourier IT0 odpowiednio wartości średniej prądu źródła zasilania - I_{I0} , wartości średniej prądu odbiornika - $I_{wy,0}$, wartości średniej napięcia odbiornika - $U_{wy,0}$, amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego - $U_{wy,1}$;
- blok Display, podłączony jest do wyjść wyżej wskazanych bloków i służy do wyświetlania na ekranie wartości cyfrowych następujących wielkości - $I_{wy,0}$, $U_{wy,0}$, $U_{wy,1}$;
- blok Display1 na ekranie którego wyświetlana jest wartość prądu I_{I0} ;
- oscyloskopy Scope, Scope1, Scope2 i Scope_us, które służą do obserwacji i rejestracji przebiegów czasowych prądu $i_o(t)$ odbiornika i napięcia $u_o(t)$ na odbiorniku, prądu źródła zasilającego $i_i(t)$, impulsów sterujących tranzystora.

Układ sterowania (US) przedstawiono tylko jednym blokiem Pulse generator, który generuje sekwencje impulsów sterujących tranzystorom MOSFET z regulacją współczynnika wypełnienia w zakresie $\gamma = 0 \div 1$. Parametry generatora wybrano następujące: amplituda impulsów - 1V; okres częstotliwości modulacyjnej $T_i = 100 \mu s$ ($f_{imp} = 10 \text{ kHz}$); współczynnik wypełnienia modulacji $\gamma = 0.7$ (70% odnośnie okresu T_i).

Na podstawie wyników symulacji otrzymano przebiegi napięcia i prądu w obwodzie odbiornika przy uruchomieniu przekształtnika dla $\gamma = 0.7$ oraz zerowych warunkach początkowych, które przedstawiono na rys. 4. Potwierdzają one prawidłowość działania modeli symulacyjnych z rys. 3.



Rys. 4. Przebiegi czasowe $u_o(t)$, $i_o(t)$
Fig. 4. Time graph of $u_o(t)$, $i_o(t)$

Z danych pomiarów wyświetlanych na ekranach bloków Display1 i Display modelu wirtualnego badanego przekształtnika z rys. 3 przy $\gamma = 0.7$ po czasie 6 ms od chwili uruchomienia można odczytać następujące wielkości:

- wartość średnia prądu odbiornika $I_{wy,0} = 16.06A$;
- wartość średnia napięcia odbiornika $U_{wy,0} = 321.1V$;
- amplituda zmiennej składowej napięcia odbiornika $U_{m1} = 0.17V$;
- wartość średnią prądu źródła zasilającego $I_{I0} = 89.15A$.

Na podstawie otrzymanych danych można obliczyć parametry podstawowe rozpatrywanego przekształtnika DC/DC:

- moc czynna źródła:

$$P_1 = U_{DC} \cdot I_{I0} = 84.5 \times 89.15 = 7533.17 \text{ W};$$

- moc czynna odbiornika:

$$P_0 = U_{wy,0} \cdot I_{wy,0} = 5156.86 \text{ W};$$

- współczynnik pulsacji napięcia wyjściowego

$$K_p = \frac{U_{m1}}{U_{wy,0}} \times 100 = 0.0052\% \quad (4)$$

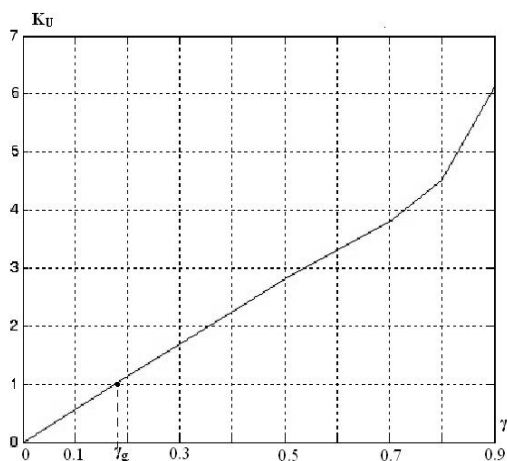
- przekładnia napięciowa:

$$K_U = \frac{U_{wy,0}}{U_{DC}} = 321.1/84.5 = 3.8 \quad (5)$$

Można zauważyć praktyczne zerową pulsację napięcia wyjściowego, bo $K_p = 0.0052\%$, przy prawie czterokrotnej ($K_U = 3.8$ przy $\gamma = 0.7$) przekładni napięciowej. W porównaniu z przekształtnikiem typu bb [2], w którym $K_U = 2.33$ przy $\gamma = 0.7$, prezentowany układ jest zdecydowanie lepszy.

Uwzględniając budowę przekształtnika oraz zasadę jego pracy polegającą na sterowanej wymianie energii elektrycznej między elementami reaktancyjnymi odvodu pośredniczącego i obwodu wyjściowego, z rys. 4 widać, że napięcie wyjściowe po 6 ms od chwili uruchomienia nie osiągnęło wartości ustalonej. Wynika stąd mała sprawności przekształtnika ($P_0/P_1 = 0.68$).

Charakterystyka regulacyjna przekształtnika. Na modelu symulacyjnym wykonano szereg symulacji przy zmianach współczynnika wypełnienia modulacji $\gamma = 0 \div 1$. Na podstawie obliczeń K_U za pomocą wyrażenia (5) zależność $K_U = f(\gamma)$ przedstawiono graficznie na rys. 5.



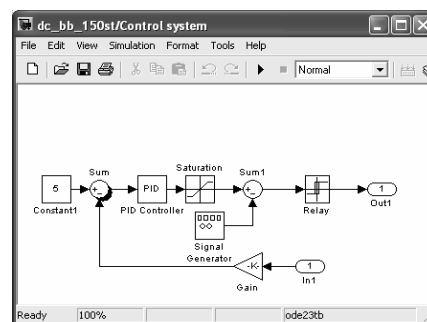
Rys. 5. Zależność $K_U = f(\gamma)$
Fig. 5. Function $K_U = f(\gamma)$

Z rys.5 wynika, że w przekształtniku Ćuka wartość graniczna współczynnika wypełnienia, przy którym $K_U = 1$ wynosi $\gamma_g = 0.18$, natomiast w przekształtniku typu bb ona jest równa $\gamma_g = 0.5$. Przy wartościach $\gamma > \gamma_g$ przekształtnik podwyższa napięcie, bo $K_U > 1$. Przy wartościach $\gamma < \gamma_g$ przekształtnik je obniża, bo $K_U < 1$. Wartość graniczną współczynnika γ można zmieniać przez ustawienie odpowiedniej wartości mnożnika Z_{C1}/Z_{L1} z wzoru (3). Z wykresu można jeszcze zauważyć, że w przekształtniku wartość napięcia wyjściowego $U_{wy,0}$ przy $\gamma = 0.9$ wzrasta do 6-krotnej wartości napięcia zasilania U_{DC} .

Stabilizacja napięcia wyjściowego. Aby rozszerzyć możliwości funkcjonalne rozpatrywanego przekształtnika, w tym właściwości stabilizacji napięć wyjściowych, w skład modelu z rys. 3 zamiast bloku Pulse generator wprowadza się układ sterowania ze sprzężeniem zwrotnym w zależności od napięcia wyjściowego przekształtnika, w postaci bloku Control system.

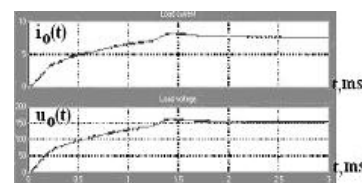
Blok Control system przedstawiono na rys. 6. W skład bloku wchodzi: blok zadania napięcia wyjściowego Constant1, czujnik napięcia wyjściowego przekształtnika Gain o współczynniku wzmocnienia k (w celu dopasowania poziomów napięcia założonego i napięcia sprzężenia zwrotnego), sumator Sum sygnałów

wyjściowych dwóch wspomnianych wyżej bloków, regulator PI z blokiem ograniczenia Saturation; blok Signal Generator, formujący napięcie piłokształtne o częstotliwości modulacyjnej; drugi sumator Sum1 sygnałów regulatora PI i blok Signal Generator: komparator Relay. Sekwencja impulsów wyjściowych bloku Control system z zacisku wyjściowego Out1 jest podawana na wejście tranzystora MOSFET.



Rys. 6. Blok Control system
Fig. 6. Block of the Control system

Na podstawie wyników symulacji przekształtnika z układem Control system na rys. 7 przedstawiono przebiegi czasowe prądu odbiornika $i_o(t)$ oraz napięcia na odbiorniku $u_o(t)$. Potwierdzają one prawidłowość funkcjonowania modelu przekształtnika ze stabilizacją napięcia wyjściowego na poziomie 150V.



Rys. 7. Przebiegi czasowe: $u_o(t)$, $i_o(t)$
Fig. 7. Time graph of $u_o(t)$, $i_o(t)$

Z przedstawionych przebiegów widać, że napięcie wyjściowe ustala się praktycznie bez przepięć.

Aby ocenić jakość stabilizacji przeprowadzono szereg symulacji przy wahaniach napięcia zasilania $U_{we} = 64.5V \pm 10\%$ oraz niezmiennych parametrów znamionowych odbiornika i częstotliwości impulsowania $f_{imp} = 20 kHz$. Na podstawie danych symulacji wyznaczona została niestaość napięcia wyjściowego - $\Delta U_{wy} = 3.86\%$.

Została również zbadana niestaość napięcia wyjściowego w zależności od zmian parametrów obciążenia (od stanu pracy znamionowej do stanu pracy jałowej) przy niezmiennym znamionowym napięciu zasilania. Niestaość napięcia wyjściowego w tym przypadku jest mniejsza - $\Delta U_{wy} = 2.58\%$.

Na zakończenie można wnioskować, że na podstawie modeli symulacyjnych przekształtnika o topologii Ćuka w pakiecie Simulink programu Matlab, w pracy zostały określone właściwości charakterystyki regulacyjnej oraz wskaźniki energetyczne, jak również przeprowadzona ocena właściwości stabilizacyjnych rozpatrywanego przekształtnika w układzie zamkniętym.

4. Literatura

- [1] Nowak M., Barlik R.: Poradnik inżyniera energoelektronika. Warszawa: WNT, 1998.- 700s.
- [2] Grecko E.: Szeroko – impulsowe przekształtniki obniżająco – podwyższające, Techniczekska Elektrodinamika, Kijów, 2005, no 3, 30--33