

Uśredniony model impulsowej przetwornicy Buck sterowanej prądowo

Streszczenie. W niniejszej pracy opisano nowy sposób tworzenia uśrednionego modelu przetwornicy Buck sterowanej prądowo, w wersji wielkosygnałowej. Przedstawiono rozważania teoretyczne oraz eksperymentalne dotyczące impulsowej przetwornicy napięcia stałego Buck pracującej z modulacją szerokości impulsów (PWM), ze stałą częstotliwością przełączania. Przedstawione badania odnoszą się jedynie do przekształtnika pracującego w trybie CCM. Wyprowadzony model uśredniony jest modelem pierwszego rzędu. Rozważania teoretyczne zilustrowano eksperymentalnie, a otrzymana zgodność wyników pomiarów i obliczeń może być uznana za zadowalającą.

Abstract. New method of the derivation of the large-signal averaged model of current-programmed Buck DC-DC converter is presented in the paper. Theoretical considerations and experiments are performed for constant switching frequency PWM controlled converter working in CCM. The presented derivation concerns the simplified description of converter in which parasitic resistances of the components are neglected. The essential feature of the presented model is that it is the first order model. The experimentally obtained results confirm the validity of the model. (**Averaged model of pulse-type current-programmed Buck DC-DC converter**).

Słowa kluczowe: Buck, przetwornica DC-DC, sterowanie prądowe, model uśredniony, model małosygnałowy

Keywords: Buck, DC-DC converter, Current mode control, Averaged model, Large signal model

Wstęp

Praca dotyczy impulsowej przetwornicy napięcia stałego obniżającej napięcie (Buck) pracującej z modulacją szerokości impulsów (pulse-width modulation – PWM), ze stałą częstotliwością przełączania. W układzie przetwornicy wyróżniamy blok główny (power stage) oraz blok regulatora (control circuit). Regulacja PWM w odniesieniu do najprostszyc przetwornic polega na tym, że przełącznik sterowany w bloku głównym przetwornicy (tranzystor) jest załączany na początku każdego okresu przełączania, a momenty jego wyłączenia są ustalane przez blok regulacji. Jedną z możliwych klasyfikacji metod sterowania przetwornic jest podział na metody napięciowe (voltage mode control – VMC) i prądowe (current mode control – CMC). W technice VMC, momenty wyłączenia przełącznika są ustalane przez porównanie napięcia sygnału sterującego z zewnętrznym przebiegiem piłokształtnym zaś w technice CMC – z wartością chwilową sygnału proporcjonalnego do prądu cewki. Sposoby realizacji tych metod, porównanie ich wad i zalet oraz możliwe warianty szczegółowe są opisywane w literaturze (np. [1, 2, 3]).

W projektowaniu bloku regulatora niezbędne jest posługiwanie się modelem uśrednionym bloku głównego, opisującym związki między wartościami prądów i napięć uśrednionymi na okres przełączania oraz sygnałem sterującym. Modele uśrednione reprezentujące blok główny przetwornic sterowanych napięciowo i prądowo różnią się. Głównym celem niniejszej pracy jest przedstawienie nowego sposobu tworzenia modelu przetwornicy sterowanej prądowo, w wersji wielkosygnałowej. Przedstawione zależności odnoszą się do tak zwanej przetwornicy idealnej (bez uwzględnienia pasożytniczych rezystancji poszczególnych elementów), pracującej w trybie ciągłego przewodzenia (CCM), co oznacza, że prąd cewki pozostaje niezerowy dla obu stanów pracy (ON i OFF) przełącznika sterowanego.

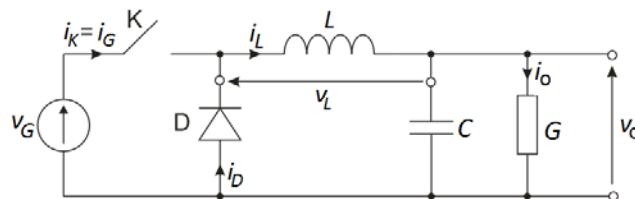
W literaturowych opisach technik tworzenia uśrednionych modeli przekształtnika napięcia sterowanego prądowo traktuje się zwykle taki przekształtnik jako obiekt z dwiema pętlami sprzężenia zwrotnego – wewnętrzną i zewnętrzną [1, 4, 5]. W połączeniu z szeroko stosowaną zasadą tworzenia modeli uśrednionych opartą na koncepcji uśrednionego submodelu pary przełączników [1], prowadzi to do modeli drugiego rzędu (zawierającego dwa elementy inercyjne w schemacie zastępczym). Model pierwszego rzędu można z nich otrzymać jedynie jako przybliżenie dla

pewnego zestawu danych liczbowych. Szereg publikacji dotyczy rozmaitych zagadnień szczegółowych związanych z uśrednionymi modelami przekształtników sterowanych prądowo, na przykład modeli dostosowanych do różnych wariantów sterowania prądowego [7] oraz możliwości odzwierciedlenia w modelu efektu niestabilności i powstawania przebiegów subharmonicznych [8, 9]. Zdaniem autorów niniejszej pracy, koncepcja dwóch pętli sprzężenia nie jest potrzebna, a zaproponowany tutaj sposób opisu prowadzi bezpośrednio do modelu I rzędu.

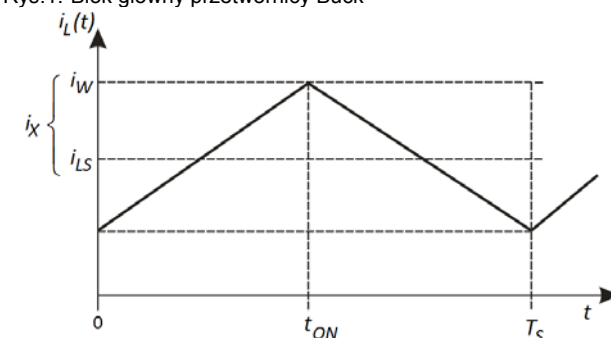
W drugim rozdziale przedstawiono wyprowadzenie zależności tworzących model uśredniony wielkosygnałowy. Następnie omówiono krótko przypadki szczególne, to znaczy model stałoprądowy i małosygnałowy. Na bazie modelu małosygnałowego można wyznaczyć charakterystyki częstotliwościowe transmitancji małosygnałowych. Rozważania teoretyczne zilustrowano w rozdziale z wynikami obliczeń i pomiarów.

Uśredniony model wielkosygnałowy

Schemat bloku głównego rozpatrywanej przetwornicy Buck pokazano na rysunku 1, a przebieg czasowy prądu cewki w obrębie jednego okresu przełączania – na rysunku 2.



Rys.1. Blok główny przetwornicy Buck



Rys.2. Przebieg prądu cewki w obrębie jednego okresu przełączania

Wielkość i_w , zgodnie z zasadą sterowania prądowego, ma sens sygnału sterującego, wymuszanego przez blok regulacji i ma konkretną wartość w danym okresie przełączania, podobnie jak napięcie na wejściu v_G i na wyjściu v_O oraz współczynnik wypełnienia przebiegu przełączającego d_A . Współczynnik d_A w przypadku sterowania prądowego nie ma jednak charakteru sygnału sterującego. Zakładamy, że przebieg $i_L(t)$ można przybliżyć funkcją odcinkowo-liniową. Przez i_{LS} oznaczono wartość średnią prądu cewki w okresie przełączania, który zaczyna się w chwili $t = 0$, a kończy w chwili $t = T_S$. Nachylenie zależności $i_L(t)$ w fazie ON (dla $0 \leq t < t_{ON}$) wynosi $(v_G - v_O)/L$, zaś w fazie OFF (dla $t_{ON} \leq t < T_S$) wynosi $(-v_O)/L$. Na podstawie rysunków 1 i 2 mamy:

$$(1) \quad i_{LS} = i_w - i_X$$

$$(2) \quad i_X = \frac{v_G - v_O}{2L} \cdot t_{ON}$$

oraz

$$(3) \quad i_X = \frac{v_O}{2L} \cdot (T_S - t_{ON})$$

po wyeliminowaniu t_{ON} otrzymujemy:

$$(4) \quad i_X = \frac{(v_G - v_O) \cdot v_O}{v_G} \cdot G_Z$$

gdzie

$$(5) \quad G_Z = \frac{T_S}{2L}$$

Zgodnie z zasadą wyznaczania modelu uśrednionego opisaną w [6] należy powiązać wielkości z tzw. grupy B (napięcie na cewce i prąd wejściowy) z wielkościami grupy A. Przy wyznaczaniu modelu uśrednionego przetwornicy sterowanej napięciowo [6] prowadzi to do zależności:

$$(6) \quad v_{LS} = d_A \cdot v_G - v_O$$

$$(7) \quad i_{GS} = d_A \cdot i_L$$

Dla przetwornicy sterowanej prądowo, współczynnik wypełnienia nie jest wielkością sterującą ale może być wyznaczony na podstawie (2), (4) i (5):

$$(8) \quad d_A = \frac{i_w - i_{LS}}{G_Z \cdot (v_G - v_O)}$$

Z zależności (6) i (8), przy uwzględnieniu (4), otrzymujemy:

$$(9) \quad v_{LS} = 0$$

Należy podkreślić, że wielkość v_{LS} w równaniach (6) i (9) jest otrzymana przez uśrednienie w pojedynczym okresie, bez przyjmowania założenia o stanie ustalonym, czyli oznacza wielkość wolnozmienną reprezentującą napięcie na cewce w dynamicznym modelu uśrednionym przetwornicy sterowanej prądowo. Według równania (9), cewka w takim modelu powinna być zastąpiona przez zwarcie.

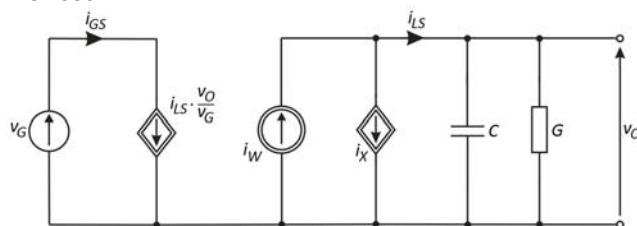
Uśredniony prąd wejściowy, na podstawie (8) i (7) można przedstawić zależnością:

$$(10) \quad i_{GS} = i_{LS} \cdot \frac{v_O}{v_G}$$

Uzupełnieniem powyższych równań jest związek wynikający z I prawa Kirchhoffa:

$$(11) \quad i_{LS} = C \cdot \frac{dv_O}{dt} + G \cdot v_O$$

słuszny zarówno dla wartości chwilowych jak i uśrednionych w okresie przełączania. Uśredniony model wielkosygnałowy idealnej przetwornicy Buck w trybie CCM, sterowanej prądowo tworzą ostatecznie zależności (1), (4), (10), (11). Można go przedstawić schematem zastępczym pokazanym na rysunku 3. Dla założonych przebiegów v_G i i_w , które mają sens wielkości pobudzających, i znanych wartości parametrów G , C , G_Z , można z tego schematu wyznaczyć symulacyjnie przebiegi pozostałych zaznaczonych wielkości.



Rys.3. Uśredniony model idealnej przetwornicy Buck w trybie CCM sterowanej prądowo

Model stałoprądowy i małosygnałowy

Model stałoprądowy, czyli związki między składowymi stałymi w bloku głównym przetwornicy sterowanej prądowo w trybie CCM otrzymuje się na podstawie schematu z rysunku 3 po odłączeniu elementu pojemnościowego. Składowe stałe prądów i napięć oznaczamy dużymi literami z dużymi indeksami. Z rysunku 3 otrzymujemy:

$$(12) \quad I_L = I_w - I_X = G \cdot V_O$$

oraz:

$$(13) \quad I_X = \frac{V_G - V_O}{V_G} \cdot G_Z \cdot V_O$$

Z równań (12) i (13), po wyeliminowaniu I_X można wyznaczyć statyczną transmitancję napięciową definiowaną jako:

$$(14) \quad M_V = \frac{V_O}{V_G}$$

Otrzymuje się:

$$(15) \quad M_V = \frac{I}{2G_Z} \cdot \left[G + G_Z - \sqrt{(G + G_Z)^2 - 4G_Z \cdot I_w / V_G} \right]$$

Składowa stała prądu wejściowego jest, na podstawie wzoru (10), opisana zależnością:

$$(16) \quad I_G = I_L \cdot V_O / V_G = I_L \cdot M_V$$

Przetwornica pracuje w trybie CCM dla wartości konduktancji obciążenia większych od konduktancji granicznej G_C , gdzie:

$$(17) \quad G_C = \frac{G_Z}{2} \cdot \left(I + \sqrt{I + \frac{2I_w}{G_Z \cdot V_G}} \right)$$

Model małosygnałowy tworzy się poprzez linearyzację zależności nieliniowych w modelu wielkosygnałowym w sposób analogiczny jak dla przetwornicy sterowanych napięciowo. Model ten można przedstawić w formie

odpowiedniego schematu zastępczego i wykorzystać do wyznaczenia transmitancji małosygnalowych, które z kolei są wykorzystywane w projektowaniu bloku sterującego. Szczegóły tworzenia modelu małosygnalowego i wyznaczania transmitancji nie są tu omawiane z braku miejsca. Jedną z wynikowych transmitancji oznaczoną przez H_w reprezentuje wpływ sygnału sterującego (zmiany prądu i_w) na zmiany napięcia na obciążeniu i jest opisana następującym wzorem:

$$(18) \quad H_w = \left. \frac{V_o}{I_w} \right|_{V_g=0} = \frac{H_{wo}}{1 + s/\omega_p}$$

gdzie:

$$(19) \quad H_{wo} = \frac{I}{G + G_Z(I - 2M_V)}$$

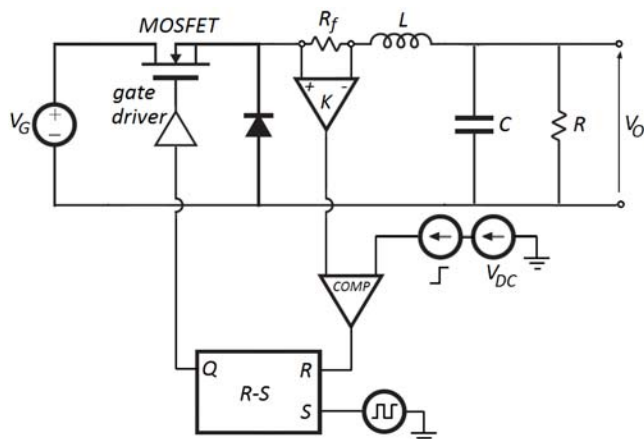
oraz

$$(20) \quad \omega_p = \frac{G + G_Z \cdot (I - 2M_V)}{C}$$

Z opisu transmitancji H_w wynika, że przebieg składowej zmiennej napięcia wyjściowego w dziedzinie czasu, po skokowej zmianie prądu i_w , jest opisany pojedynczą stałą czasową, która stanowi odwrotność powyższej pulsacji.

Pomiary i obliczenia

W celu wykonania pomiarów zależności charakterystycznych dla przekształtnika Buck sterowanego prądowo skonstruowano układ pokazany na rysunku 4. Napięcie na oporniku pomiarowym R_f po wzmacnieniu (mnożnik K) przez wzmacniacz jest porównywane przez komparator z sygnałem sterującym v_w , co jest równoznaczne z porównywaniem wartości chwilowej prądu cewki w bloku głównym przekształtnika Buck z prądem sterującym $i_w = v_w/(K \cdot R_f)$. W układzie można obserwować zależność napięcia v_o na obciążeniu przekształtnika od napięcia wejściowego v_g i prądu sterującego i_w . Obserwowano w szczególności przebiegi czasowe napięcia $v_o(t)$ po skokowej zmianie i_w dla różnych wartości spoczynkowych napięcia wejściowego. Przykładową rodzinę takich zależności przedstawia rysunek 5.

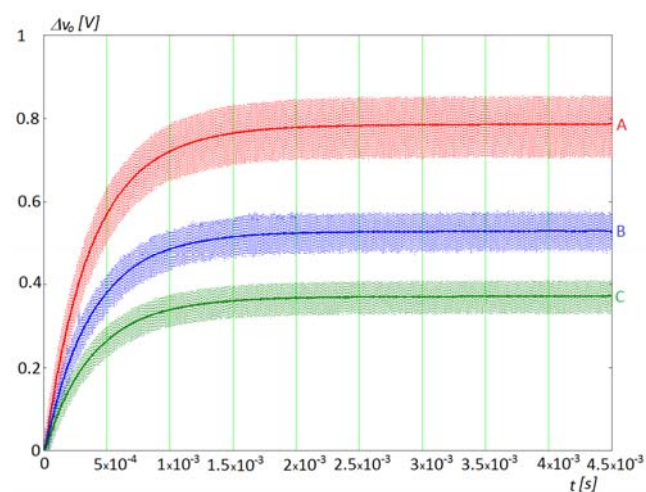


Rys.4. Przekształtnik Buck sterowany prądowo; $L = 10 \mu\text{H}$, $C = 470 \mu\text{F}$, $R = 1,2 \Omega$, $R_f = 100 \text{ m}\Omega$

Wartości spoczynkowe prądu i_w oraz napięcia na obciążeniu odpowiadające rysunkowi 5 wynoszą: A) 3,3 A; 2,18 V; B) 2,3 A; 1,33 V; C) 1,7 A; 0,98 V. Wartości statycznej transmitancji napięciowej M_V

wyznaczanej jako iloraz V_o/V_G w punktach A, B, C są mniejsze o 20 ÷ 30% od wartości wyznaczonych z wzoru (15). Głównym powodem tej rozbieżności jest przybliżony charakter wzoru (15), który otrzymano na podstawie modelu idealnego, bez uwzględnienia pasożytniczych rezystancji szeregowych. Przyjmując współczynnik korekcyjny dla M_V uwzględniający wpływ rezystancji szeregowych otrzymuje się różnice między pomiarowymi i obliczonymi wartościami M_V na poziomie kilku procent. Dokładne wyznaczenie rezystancji pasożytniczych i wyprowadzenie skorygowanego modelu przekształtnika sterowanego prądowo nie było prowadzone na tym etapie prac.

Kształt czasowych przebiegów składowej zmiennej napięcia wyjściowego odpowiada typowej zależności eksponencjalnej z pojedynczą stałą czasową. Porównanie wartości stałych czasowych odczytanych z wykresu z wartościami obliczonymi jako odwrotność pulsacji danej wzorem (20) wykazuje niewielkie różnice. Stałe czasowe wyznaczone z pomiarów wynosiły od 400 do 460 μs a obliczone na podstawie wzoru (20) od 401 do 408 μs .



Rys.5. Przebiegi czasowe napięcia $\Delta v_o(t)$ po skokowej zmianie i_w dla napięć wejściowych V_G 12 V - krzywa A, 8 V - krzywa B i 6 V - krzywa C

Podsumowanie i wnioski

Zasada tworzenia uśrednionego modelu przekształtnika przedstawiona w rozdziale 2 jest metodą bezpośrednią i nie odwołuje się do koncepcji dwóch pętli sprzężenia zwrotnego. Wynikowy model uśredniony jest modelem pierwszego rzędu – występuje w nim tylko jeden element inercyjny. We wcześniejszych pracach (np. [1, 4]) przedstawiano model pierwszego rzędu jedynie jako wariant uproszczony, otrzymywany przy założeniu, że prąd sterujący jest równy średniemu prądowi cewki, lub dla szczególnego zestawu danych liczbowych. W niniejszej pracy nie przyjmuje się takich uproszczeń. Przyjęto natomiast, podobnie jak w innych pracach, że przekształtnik jest złożony z elementów idealnych czyli pominięto efekty pasożytnicze opisywane przez rezystancje szeregowo.

Rozważania teoretyczne zilustrowano eksperymentalnie, a otrzymaną zgodność wyników pomiarów i obliczeń należy uznać za zadowalającą zważywszy przybliżony charakter wyznaczonego modelu. Przedstawione badania odnoszą się jedynie do przekształtnika Buck w trybie CCM. Celowe jest rozszerzenie badań na inne przekształtniki zarówno w trybie CCM jak i DCM oraz ocenę wpływu rezystancji pasożytniczych na postać uśrednionych modeli przekształtników sterowanych prądowo.

Autorzy: prof. dr hab. inż. Włodzimierz Janke, E-mail: wjanke@man.koszalin.pl;
dr inż. Jarosław Krasniewski, E-mail: krasniew@ie.tu.koszalin.pl
Politechnika Koszalińska, Wydział Elektroniki i Informatyki,
JJ Śniadeckich 2, 75-453 Koszalin.

LITERATURA

- [1] Erickson R.W., Maksimovic D., Fundamentals of Power Electronics, 2-nd Edition, Kluwer, (2002).
- [2] Kazimierczuk M.K., Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters, J. Wiley, (2008).
- [3] Janke W., Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Part I. Discussion of standard methods, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 61(4) (2012), 609-631
- [4] Middlebrook R.D., Modeling Current-Programmed Buck and Boost Regulators, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 4 (1989), No. 1, 36-52
- [5] Ridley R.B. et al., Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Rrgulators, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3 (1988), No. 4, 489-498
- [6] Janke W., Averaged Models of Pulse-Modulated DC-DC Converters, Part II. Models Based on the Separation of Variables, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 61, no. 4, pp. 633-654 (2012).
- [7] Li J. and Lee F.C., New Modeling Approach and Equivalent Circuit Representation for Current-Mode Control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25 (2010), No. 5, 1218-1230
- [8] Yan Y. et al., Unified Three-Terminal Switch Model for Current Mode Controls, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27 (2012), No. 9, 4060-4070
- [9] Yan Y. et al., I^2 Average Current Mode Control for Switching Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29 (2014), No. 4, 2027-2036