

Synteza transmitancji operatorowej bloku sterowania przetwornicą BUCK z kompensacją indukcyjności pasożytniczej kondensatora

Streszczenie. W artykule zaprezentowano syntezę transmitancji operatorowej (w dziedzinie s) dla bloku sterowania podstawowej wersji synchronicznej przetwornicy BUCK. Otrzymana transmitancja zapewnia kompensację wpływu pasożytniczej indukcyjności kondensatora wyjściowego na przebiegi czasowe w układzie. Proponowane rozwiązanie niweluje występowanie oscylacji napięcia wyjściowego powstających po skokowych zmianach napięcia wejściowego oraz prądu w obciążeniu.

Abstract. The article presents the synthesis of transfer function of BUCK converter control system. The obtained s -transmittance ensures compensation of the influence of the parasitic inductance of the output capacitor on the time waveforms in the system. The proposed solution eliminates the occurrence of output voltage oscillation arising after step changes in the input voltage and current in the load. (**Synthesis of the transfer function of control block for BUCK converter with compensation of capacitors parasitic inductance**)

Słowa kluczowe: przekształtniki mocy, przetwornica typu BUCK, efekty pasożytnicze, sterowanie cyfrowe, symulacje stanów przejściowych.

Keywords: power converters, BUCK, parasitic effects, digital control, transient simulations.

Wprowadzenie

Rozwiązania konstrukcyjne i parametry użytkowe współczesnych konwerterów napięcia są systematycznie poprawiane. Do zadań konstruktorów należy między innymi dobór elementów składowych przekształtników mocy, rozpoznanie (poprzez precyzyjne pomiary) ich rzeczywistych parametrów i zaprojektowanie układów sterujących [1] - [3].

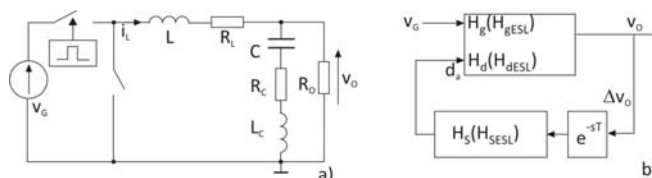
W rozważaniach teoretycznych poświęconych układom sterowania przetwornic dość często zakładana jest idealność elementów. Takie podejście znacząco upraszcza analizę, ale może być wykorzystywane tylko we wstępnej fazie projektowania – ze względu na pomijanie, często znaczącego, wpływu efektów pasożytniczych. W przypadkach, gdy uwzględniana jest nieidealność elementów, najczęściej wiązana jest ona ze stratami rezystancyjnymi, czyli dla przełączników – z wartością rezystancji w stanie przewodzenia, dla cewek i transformatorów – z oporem uzwojeń, zaś dla kondensatorów – z rezystancją ESR (equivalent series resistance) – powiązaną z doprowadzeniami, elektrodami oraz stratami w dielektryku [4] - [7]. Efekty pasożytnicze innych typów, takie jak pojemności międzyzwojowe w elementach indukcyjnych, czy pasożytnicze indukcyjności w kondensatorach uwzględniane są bardzo rzadko [8], [9]. Wpływ indukcyjności pasożytniczej kondensatorów na charakterystyki częstotliwościowe konwerterów mocy oraz na przejściowe przebiegi prądów i napięć w tych układach bez pętli sterowania pokazano w pracach [10], [11]. W niniejszym artykule skupiono się na jednym z etapów projektowania bloku sterowania - syntezy jego transmitancji operatorowej w dziedzinie s . Skupiono się na dwóch podstawowych kryteriach: zapewnieniu kompensacji wpływu ESL (equivalent series inductance) na przebiegi napięcia wyjściowego oraz na otrzymaniu transmitancji bardzo prostej do zaimplementowania w planowanej w kolejnym etapie realizacji cyfrowej.

W rozdziale drugim tekstu pokazano wybrane modele bloku głównego przetwornicy typu BUCK oraz przedstawiono odpowiadające im transmitancje. Omówiono transmitancje pętli oraz bloku sterującego dla przetwornicy, w której uwzględnia się wyłącznie rezystancyjne efekty pasożytnicze oraz zaproponowano blok sterowania opisany transmitancją uwzględniającą obecność pasożytniczej indukcyjności

kondensatora. Rozdział trzeci zawiera wyniki symulacji stanów przejściowych w układach z otwartą i zamkniętą pętlą – zaprezentowano przebiegi napięć na obciążeniu po skokowych zmianach napięcia wejściowego lub rezystancji obciążenia. W rozdziale 4 zbadano stabilność pętli opisanej zaproponowaną transmitancją. W rozdziale 5 zawarto wnioski.

Transmitancje bloku głównego oraz sterującego

Prezentowane rozważania dotyczą przetwornicy typu BUCK, której blok główny Pokazano na rys. 1a). Pominięto rezystancje przełączników, uwzględniono rezystancje pasożytnicze cewki (R_L), kondensatora (ESR, R_C) oraz, w jednym z rozpatrywanych poniżej przypadków, indukcyjność pasożytniczą kondensatora (ESL, L_C).



Rys. 1. a) Model bloku głównego przetwornicy typu BUCK, b) schemat blokowy układu z zamkniętą pętlą.

Najpopularniejszym modelem przetwornicy typu BUCK, uwzględniającym efekty pasożytnicze jest model, w którym zakłada się $L_C=0$. Dla takiego przypadku transmitancje układu z otwartą pętlą (input-to-output: H_g , control-to-output: H_d) mają postać [3]:

$$(1) \quad H_g = D_A \cdot \frac{C \cdot R_C \cdot s + 1}{L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O}\right) \cdot s^2 + \left(\frac{L}{R_O} + C \cdot R_L \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O}\right) + C \cdot R_C\right) \cdot s + 1 + \frac{R_L}{R_O}}$$

$$(2) \quad H_d = V_G \cdot \frac{C \cdot R_C \cdot s + 1}{L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O}\right) \cdot s^2 + \left(\frac{L}{R_O} + C \cdot R_L \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O}\right) + C \cdot R_C\right) \cdot s + 1 + \frac{R_L}{R_O}}$$

Wprowadzenie do modelu bloku głównego niezerowej indukcyjności pasożytniczej kondensatora powoduje pojawienie się dodatkowego zera i bieguna w transmitancjach H_g oraz H_d :

$$(3) H_{gESL} = D_A \cdot \frac{C \cdot L_C \cdot s^2 + C \cdot R_C \cdot s + 1}{\frac{L \cdot C \cdot L_C}{R_O} \cdot s^3 + \left(L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) + \frac{R_L \cdot C \cdot L_C}{R_O} + C \cdot L_C \right) \cdot s^2 + \left(\frac{L}{R_O} + C \cdot R_C + R_L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) \right) \cdot s + 1 + \frac{R_L}{R_O}}$$

$$(4) H_{dESL} = V_G \cdot \frac{C \cdot L_C \cdot s^2 + C \cdot R_C \cdot s + 1}{\frac{L \cdot C \cdot L_C}{R_O} \cdot s^3 + \left(L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) + \frac{R_L \cdot C \cdot L_C}{R_O} + C \cdot L_C \right) \cdot s^2 + \left(\frac{L}{R_O} + C \cdot R_C + R_L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) \right) \cdot s + 1 + \frac{R_L}{R_O}}$$

Przewidziany do realizacji schemat blokowy układu z zamkniętą pętlą pokazano na rys. 1b), gdzie $H_S(H_{SESL})$ to transmitancje bloku sterowania, e^{-sT} jest transmitancją ekstrapolatora zerowego rzędu (*zero order hold - ZOH*) powiązanego z przetwornikiem analogowo-cyfrowym występującym w realizacjach cyfrowych [12], T jest czasem próbkowania tego przetwornika.

Jednym z możliwych podejść do projektowania bloków sterowania jest metoda polegająca na założeniu z góry postaci transmitancji zamkniętej pętli, opisana w [12], [13]. Przy zastosowaniu tej metody w odniesieniu do modelu z rys. 1a), w którym $L_C=0$, transmitancję pętli można (na przykład) opisać wzorem:

$$(5) H_p = H_d \cdot H_S = \frac{K_p}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)}$$

we współczynniku K_p uwzględniono współczynnik wzmocnienia różnicy pomiędzy napięciem wyjściowym v_O , a napięciem odniesienia (wzmocniacz błędu). Transmitancję bloku sterowania można przedstawić następująco:

$$(6) H_S = \frac{K_1}{s + \alpha_1} + \frac{K_2}{s + \alpha_2} + \frac{K_3}{s + \alpha_3}$$

gdzie:

$$(7) \alpha_1 = \omega_{p1}$$

$$(8) \alpha_2 = \omega_{p2}$$

$$(9) \alpha_3 = \frac{1}{C \cdot R_C}$$

$$(10) K_1 = \frac{\alpha_1^2 \cdot L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) - \alpha_1 \cdot \left(C \cdot R_L \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) + \frac{L}{R_O} + C \cdot R_C \right) + 1 + \frac{R_L}{R_O}}{(\alpha_1 - \alpha_2) \cdot (\alpha_1 - \alpha_3)}$$

$$(11) K_2 = \frac{\alpha_2^2 \cdot L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) - \alpha_2 \cdot \left(C \cdot R_L \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) + \frac{L}{R_O} + C \cdot R_C \right) + 1 + \frac{R_L}{R_O}}{(\alpha_2 - \alpha_1) \cdot (\alpha_2 - \alpha_3)}$$

$$(18) K_1 = K_0 \cdot (\alpha_1 - \omega_{p0}) \cdot \frac{\alpha_1 \cdot C \cdot R_O \cdot (\alpha_1 \cdot L - R_L) + (\alpha_1 \cdot L - (R_O + R_L)) \cdot (\alpha_1 \cdot R_C - \alpha_1^2 \cdot L_C + 1)}{\omega_{p0} \cdot (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot (\alpha_1 - \alpha_3) \cdot (\alpha_1 - \alpha_4)}$$

$$(19) K_2 = K_0 \cdot (\alpha_2 - \omega_{p0}) \cdot \frac{\alpha_2 \cdot C \cdot R_O \cdot (\alpha_2 \cdot L - R_L) + (\alpha_2 \cdot L - (R_O + R_L)) \cdot (\alpha_2 \cdot R_C - \alpha_2^2 \cdot L_C + 1)}{\omega_{p0} \cdot (\alpha_2 - \alpha_1) \cdot (\alpha_2 - \alpha_3) \cdot (\alpha_2 - \alpha_4)}$$

$$(20) K_3 = K_0 \cdot (\alpha_3 - \omega_{p0}) \cdot \frac{\alpha_3 \cdot C \cdot R_O \cdot (\alpha_3 \cdot L - R_L) + (\alpha_3 \cdot L - (R_O + R_L)) \cdot (\alpha_3 \cdot R_C - \alpha_3^2 \cdot L_C + 1)}{\omega_{p0} \cdot (\alpha_3 - \alpha_1) \cdot (\alpha_3 - \alpha_2) \cdot (\alpha_3 - \alpha_4)}$$

$$(21) K_4 = K_0 \cdot (\alpha_4 - \omega_{p0}) \cdot \frac{\alpha_4 \cdot C \cdot R_O \cdot (\alpha_4 \cdot L - R_L) + (\alpha_4 \cdot L - (R_O + R_L)) \cdot (\alpha_4 \cdot R_C - \alpha_4^2 \cdot L_C + 1)}{\omega_{p0} \cdot (\alpha_4 - \alpha_1) \cdot (\alpha_4 - \alpha_2) \cdot (\alpha_4 - \alpha_3)}$$

$$(22) K_5 = K_0 \cdot \frac{L \cdot C \cdot L_C}{\omega_{p0} \cdot (R_O + R_L)}$$

Metodę symulacji stanów przejściowych oparto na połączeniu wielosygnałowego, nieliniowego modelu

$$(12) K_3 = \frac{\alpha_3^2 \cdot L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) - \alpha_3 \cdot \left(C \cdot R_L \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_O} \right) + \frac{L}{R_O} + C \cdot R_C \right) + 1 + \frac{R_L}{R_O}}{(\alpha_3 - \alpha_1) \cdot (\alpha_3 - \alpha_2)}$$

Transmitancja bloku sterowania o postaci (6) zaprojektowana została dla modelu bloku głównego uwzględniającego jedynie rezystancyjne elementy pasytywne (R_L oraz R_C). Nie ma pewności, że jest to odpowiednia transmitancja również dla układu o modelu bliższym rzeczywistości, czyli z uwzględnioną indukcyjnością pasywnością kondensatora. Dla tego modelu proponuje się opisanie transmitancji pętli równaniem:

$$(13) H_{PESL} = \frac{K_p \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p0}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)}$$

któremu, zgodnie z (5), odpowiada transmitancja bloku sterowania o postaci:

$$(14) H_{SESL} = \frac{K_1}{s + \alpha_1} + \frac{K_2}{s + \alpha_2} + \frac{K_3}{s + \alpha_3} + \frac{K_4}{s + \alpha_4} + K_5$$

gdzie α_1 i α_2 opisane są odpowiednio (7) i (8)

$$(15) \alpha_3 = \frac{R_C + \sqrt{R_C^2 - 4 \cdot \frac{L_C}{C}}}{2 \cdot L_C}$$

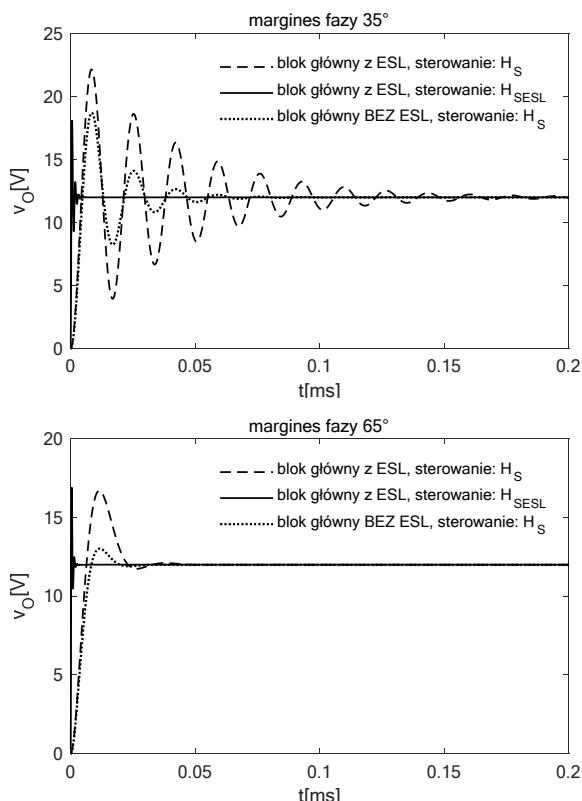
$$(16) \alpha_4 = \frac{R_C - \sqrt{R_C^2 - 4 \cdot \frac{L_C}{C}}}{2 \cdot L_C}$$

$$(17) K_0 = \frac{K_p \cdot \omega_{p1} \cdot \omega_{p2} \cdot (R_O + R_L)}{V_G \cdot R_O \cdot C \cdot L_C}$$

uśrednionego [14], [15] bloku głównego przetwornicy typu BUCK z modelem transmitancji bloku sterowania, opartym

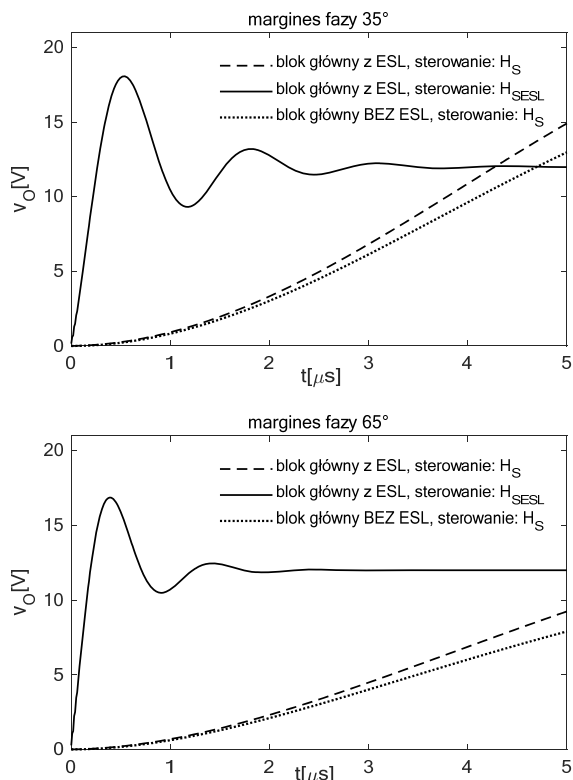
na algorytmach całkowania numerycznego. Opracowana procedura, będąca skryptem dla środowiska MATLAB, realizuje operację numerycznego rozwiązywania układu równań różniczkowych.

Przeprowadzono serie symulacji czasowych przebiegów napięcia v_O na obciążeniu konwertera, którego blok główny przedstawiono za pomocą modelu z rys. 1a) (przy zerowej i niezerowej wartości L_C) zarówno dla układu z otwartą pętlą oraz przy zamkniętej pętli sterowania, opisaną transmitancją H_S (6) lub H_{SESL} (14). Obserwowano zmiany v_O po włączeniu układu (skokowa zmiana napięcia wejściowego od 0V do V_G), oraz po skokowej zmianie rezystancji obciążenia. Przyjęto następujące parametry bloku głównego: $V_G=24V$, $L=46\mu H$, $R_L=30m\Omega$, $C=432\mu F$, $R_C=25m\Omega$, $L_C=1,2nH$. Podane parametry zostały zmierzone dla elementów składowych istniejącej przetwornicy typu BUCK. Przyjęto częstotliwość przełączania $f_S=1/T_S=250kHz$. Parametry transmitancji zamkniętej pętli H_P dobrano tak, aby częstotliwość, dla której wyrażony w decybelach moduł $|H_P|$ wynosi 0 (crossover frequency) odpowiadała średniej geometrycznej częstotliwości przełączania oraz częstotliwości rezonansowej bloku głównego ($f_c=16,8kHz$) oraz margines fazy φ_m był równy 35° lub 65° . Przyjęto, że czas próbkowania przetwornika analogowo-cyfrowego jest równy okresowi przełączania PWM (kontrola wartości napięcia wyjściowego – co jeden cykl pracy przetwornicy). Wartości tłumienia oraz pulsacji zer i biegunów w (5) i (13): $K_P=2000$, $\omega_{P1}=161,1710^3 rad/s$, $\omega_{P2}=3,03 \cdot 10^3 rad/s$, $\omega_{P0}=981,75 \cdot 10^3 rad/s$ (dla $\varphi_m=35^\circ$), $\omega_{P1}=14,78 \cdot 10^6 rad/s$, $\omega_{P2}=2,53 \cdot 10^3 rad/s$, $\omega_{P0}=4,81 \cdot 10^6 rad/s$ (dla $\varphi_m=65^\circ$).

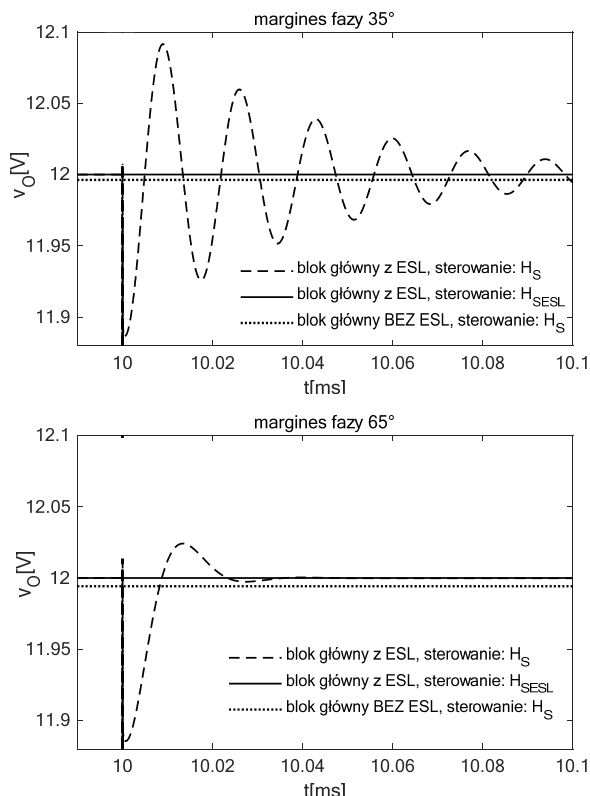


Rys. 2. Przebieg napięcia wyjściowego w układzie z zamkniętą pętlą sterowania po skokowej zmianie napięcia wejściowego dla a) $\varphi_m=35^\circ$, b) $\varphi_m=65^\circ$.

Na rys. 3 pokazano przebiegi napięcia wyjściowego w układzie z zamkniętą pętlą sterowania, po skokowej zmianie v_G (od 0V do 24V), a na rys. 3 te same przebiegi – w powiększeniu obejmującym początek stanu przejściowego.



Rys. 3. Przebieg napięcia wyjściowego w układzie z zamkniętą pętlą sterowania po skokowej zmianie napięcia wejściowego dla a) $\varphi_m=35^\circ$, b) $\varphi_m=65^\circ$ - początek przebiegu w powiększeniu.



Rys. 4. Przebieg napięcia wyjściowego w układzie z zamkniętą pętlą sterowania po skokowej zmianie rezystancji obciążenia dla a) $\varphi_m=35^\circ$, b) $\varphi_m=65^\circ$ dla a) $\varphi_m=35^\circ$, b) $\varphi_m=65^\circ$.

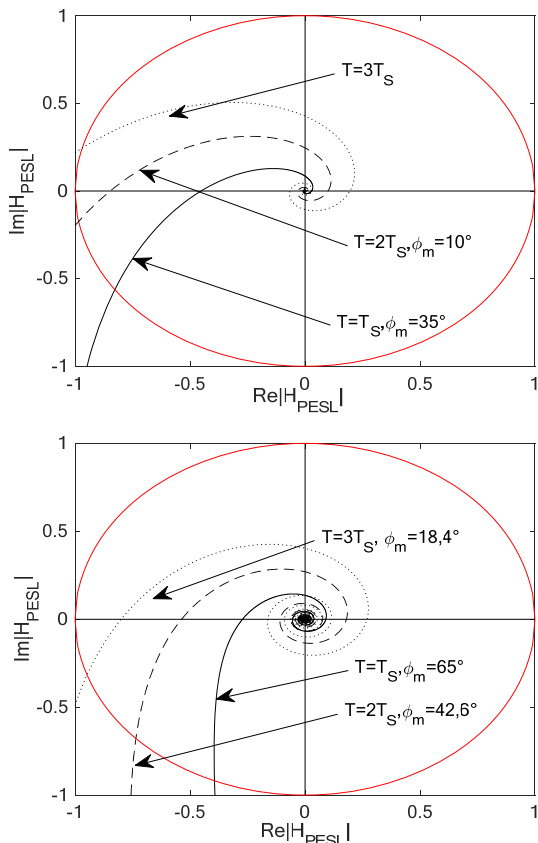
Na rys. 4 pokazano przebiegi napięcia wyjściowego w układzie z zamkniętą pętlą sterowania, po skokowej zmianie rezystancji obciążenia (od $4,7\Omega$ do $1,7\Omega$).

Z przedstawionych przykładów wynika, że w układach z zamkniętą pętlą sterowania wpływ pasożytniczej indukcyjności kondensatora na przebiegi przejściowe staje się wyraźny, jeśli nie zastosuje się odpowiedniej kompensacji. W przypadku, gdy indukcyjność ESL uwzględniona jest zarówno w modelu bloku głównego, jak i w transmitancji bloku sterowania H_{SESL} (14), obserwuje się bardzo dobre tłumienie oscylacji napięcia wyjściowego występujących po skokowych zmianach napięcia wejściowego i rezystancji obciążenia.

We wszystkich rozważanych przypadkach, dla małych wartości marginesu fazy φ_m (rys. 2a) 3a), 4a)) obserwuje się oscylacje napięcia v_o o amplitudzie i czasie trwania większych niż dla wartości φ_m relatywnie dużych (w obszarze objętym kryteriami projektowania).

Stabilność pętli sterowania

Zbadano stabilność zaprojektowanego bloku sterowania zapewniającego kompensację wpływu indukcyjności pasożytniczej kondensatora na poziom oscylacji napięcia wyjściowego. Na rys. 5 pokazano wykresy Nyquista dla różnych wartości czasu próbkowania T - założono kontrolę napięcia v_o co jeden, co dwa oraz co trzy okresy przełączania PWM.



Rys. 5. Wykres Nyquista dla otwartej pętli projektowanej dla $T=T_s$ oraz: a) $\varphi_m=35^\circ$, b) $\varphi_m=65^\circ$.

Zaproponowana transmitancja pętli (13) zapewnia wymagany zapas wzmocnienia oraz fazy dla przyjętych kryteriów projektowania. Stabilność pętli dla określonych wymagań projektowych można zapewnić poprzez modyfikację wartości parametrów w opisie (13).

Podsumowanie

Przedstawione rozwiązanie, polegające na założeniu z góry postaci transmitancji pętli H_P , H_{PESL} , bez późniejszych modyfikacji stopnia licznika i mianownika, znacząco upraszcza etap syntezy transmitancji operatorowej bloku

sterowania H_S , H_{SESL} , jednak może być stosowane wyłącznie w realizacjach cyfrowych. W przypadku realizacji transmitancji typu (6) lub (14) poprzez skonstruowanie odpowiadającego jej układu analogowego, konieczne byłoby zastosowanie (między innymi) rezystorów i kondensatorów o ujemnych rezystancjach i pojemnościach.

Przy założeniu docelowej realizacji cyfrowej transmitancja pętli o postaci (13) - z jednym zerem oraz dwoma biegunami jest postacią w pełni wystarczającą do skompensowania efektów pasożytniczych o charakterze rezystancyjnym, indukcyjnym, jak i efektów związanych z zastosowaniem ekstrapolatora ZOH. Poprzez odpowiedni dobór pulsacji ω_{P1} , ω_{P2} , ω_{P0} i tłumienia K_P możliwe jest zapewnienie dowolnego zapasu wzmocnienia oraz fazy, decydujących o skuteczności tłumienia oscylacji napięcia wyjściowego, co ilustrują wyniki symulacji z rozdziałów 3 i 4. Kontynuacją prac opisanych w artykule będzie kompletny projekt regulatora cyfrowego z zaimplementowaną transmitancją typu z zrealizowaną z wykorzystaniem algorytmów splotowych [13].

Autorka: dr inż. Aneta Hapka, Wydział Elektroniki i Informatyki, Politechnika Koszalińska, ul. JJ Śniadeckich 2, 75 – 453 Koszalin

LITERATURA

- [1] Ericsson R. W., Maksimovic D., „*Fundamentals of Power Electronics – Second Edition*”, Springer Science, 2001.
- [2] Kazimierczuk M. K., „*Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*”, Wiley 2008.
- [3] Janke W., „*Impulsowe przetwornice napięcia stałego*”, Politechnika Koszalińska 2014.
- [4] Biolek D., Biolkova V., Kolka Z., „*Averaged Modeling of Switched DC-DC Converters Based on SPICE Models of Semiconductor Switches*”, Proc. 7-th WSEAS Conf. Circuits, Systems, Electronics, Control and Signal Processing (CSECS'08), 2008, pp. 162-167.
- [5] Janke W., Walczak M., Bączek M., „*Charakterystyki wejściowe i wyjściowe przetwornic napięcia BUCK i BOOST z uwzględnieniem rezystancji pasożytniczych*”, Przegląd Elektrotechniczny 12b/ 2012, pp. 291-294.
- [6] Priyanka P., Palli S., „*Modeling, Design & Stability Analysis of Power Converter*”, 2014, pp. 85-91.
- [7] Gong S., Chen L., Yu C., Xie G., „*Modeling and Simulation of Non-Ideal Buck Converter in DCM*”, Intern. Journal of Computer Technology and Electronics Engineering 2012, pp. 72-75.
- [8] Kollman R., „*Power Tip 51: Be aware of capacitor parasitics*”, EE Times Note, 2012.
- [9] Jelinek M., Jakovenko J., „*An Effect of Output Capacitor ESL on Hysteretic PLL Controlled Multiphase Buck Converter*”, RADIOENGINEERING, VOL. 26, NO. 2, 2017, pp. 515 - 521.
- [10] Hapka, A., „*Modelowanie efektów pasożytniczych w kondensatorach polimerowych*”, Przegląd Elektrotechniczny 9/2014, pp. 33- 37.
- [11] Janke. W., Hapka A., Bączek M., Oleksy M., Kraśniewski J., „*Problemy określania pasożytniczych parametrów impulsowych przetwornic napięcia*”, Przegląd Elektrotechniczny, 9/2016, pp. 125 - 128.
- [12] S. Abe, T. Zaitzu, S. Obata, M. Shoyama, T. Ninomiya, „*Pole-Zero-Cancellation Technique for DC-DC Converter*”, Advances in PID Control, www.intechopen.com, 2011.
- [13] Janke W., Blakiewicz G., „*Semi – analytical recursive algorithms for convolution calculations*, IEE Proc. Circuits Device Systems”, Vol. 142, April 1995, pp. 125-130.
- [14] Hapka A., Janke W., „*Symulacje stanów przejściowych wspomagające projektowanie układu sterowania przetwornicy typu BUCK*”, Przegląd Elektrotechniczny, 8/2017, 102 - 105.
- [15] Janke W., „*Equivalent circuits for averaged description of DC-DC switch-mode power converters based on separation of variables approach*”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences, 2013 Vol. 61, nr 3, pp. 711— 723.