

Przetwornica Buck sterowana metodą napięciową - dobór transmitancji analogowego układu sterowania

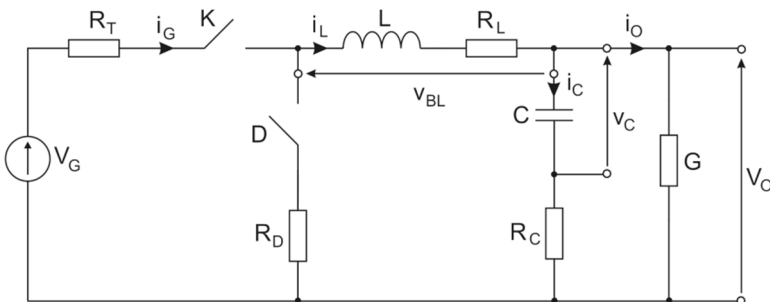
Słowa kluczowe: Buck, metoda napięciowa, obciążenie przetwornicy, analogowy układ sterowania, sprzężenie zwrotne

1. Wprowadzenie

Przetwornice Buck są powszechnie stosowane ponieważ blok główny przetwornicy zapewnia wysoką sprawność energetyczną, małe wymiary i małą masę układu zasilania, w porównaniu do liniowego regulatora napięcia. Napięcie wyjściowe bloku głównego zależy między innymi od punktu pracy, dlatego w przetwornicach stosuje się układ sterujący pracą bloku głównego. Największe, niepożądane zmiany napięcia wyjściowego w stanie nieustalonym bloku głównego przetwornicy Buck są wywoływane przez: zmiany napięcia zasilającego oraz zmiany obciążenia przetwornicy [1]–[3]. W pracy przedstawiono sposób kształtowania transmitancji układu sterującego pracą bloku głównego pozwalający zminimalizować wpływ ww. czynników na napięcie wyjściowe przetwornicy.

2. Model małosygnałowy bloku głównego przetwornicy

Schemat elektryczny bloku głównego przetwornicy Buck przedstawia rysunek nr 1 [5]:



Rysunek 1. Schemat elektryczny bloku głównego przetwornicy Buck

Wartość napięcia wyjściowego bloku głównego przetwornicy Buck reguluje się poprzez odpowiednie przełączanie kluczy K i D – rysunek 1. W pracy przyjęto, że blok główny przetwornicy Buck jest sterowany sygnałem PWM (Pulse Width Modulation) o stałej częstotliwości – f_s . W każdym cyklu pracy bloku głównego przetwornicy występują dwie fazy: ON i OFF. Zawsze na początku cyklu jako pierwsza występuje faza ON, potem następuje faza OFF. W czasie fazy ON klucz K jest załączony a klucz D jest wyłączony, w czasie fazy OFF jest odwrotnie. Blok główny przetwornicy Buck jest układem o zmiennej topologii, do analizy pracy bloku głównego stosuje się model małosygnalowy opisany w dziedzinie Laplace'a [6]–[11]. Model małosygnalowy bloku głównego przetwornicy jest także wykorzystywany do doboru parametrów transmitancji H_s układu sterującego pracą bloku głównego. Powszechnie stosowane modele małosygnalowe wyznaczają wpływ zmiany obciążenia bloku głównego przetwornicy na napięcie wyjściowe pośrednio, za pomocą impedancji wyjściowej bloku głównego przetwornicy [12]. W pracy wykorzystano model małosygnalowy bloku głównego przetwornicy opisany w publikacjach [5], [12]–[16]. Wybrany model małosygnalowy umożliwia bezpośrednio, bez korzystania z wzoru na transmitancję impedancji wyjściowej bloku głównego, wyznaczenie wpływu zmiany obciążenia bloku głównego na napięcie wyjściowe. Zastosowany model małosygnalowy bloku głównego przetwornicy upraszcza proces kształtowania transmitancji układu sterowania.

Przyjmując oznaczenia:

d_A – sygnał PWM sterujący blokiem głównym ,

d_a – składowa małosygnalowa sygnału d_A ,

Θ – sygnał d_a w dziedzinie Laplace'a,

g_t – składowa małosygnalowa konduktancji obciążenia G bloku głównego,

Γ – sygnał g_t w dziedzinie Laplace'a

v_g – składowa małosygnalowa napięcia zasilającego blok główny v_G ,

V_g – sygnał v_g w dziedzinie Laplace'a

v_o – składowa małosygnalowa napięcia wyjściowego bloku głównego v_O ,

V_o – sygnał v_o w dziedzinie Laplace'a

Transmitancje małosygnalowe opisujące wpływ: Θ , V_g , i Γ na V_o mają postać:

$$H_d = \frac{V}{\Theta} \bigg|_{\substack{V_g = 0, \Gamma = 0 \\ g}} \quad (1)$$

$$H_g = \left. \frac{V}{V_g} \right|_{\Theta = 0, \Gamma = 0} \quad (2)$$

$$H_\Gamma = \left. \frac{V}{\Gamma} \right|_{V_g = 0, \Theta = 0} \quad (3)$$

Transmitancje nieidealnego bloku głównego przetwornicy Buck: H_d , H_g , H_Γ wyrażają się zależnościami [5], [12]–[16]:

Transmitancja H_d nieidealnego bloku głównego przetwornicy Buck:

$$H_d = \frac{[V_G - I_L \cdot (R_T - R_D)] \cdot (1 + C \cdot R_C \cdot s)}{M_0 + M_1 \cdot s + M_2 \cdot s^2} \quad (4)$$

Transmitancja H_g nieidealnego bloku głównego przetwornicy Buck:

$$H_g = \frac{D_A \cdot (1 + C \cdot R_C \cdot s)}{M_0 + M_1 \cdot s + M_2 \cdot s^2} \quad (5)$$

Transmitancja H_Γ nieidealnego bloku głównego przetwornicy Buck:

$$H_\Gamma = - \frac{[D_A \cdot (R_T - R_D) + R_D + R_L + L \cdot s] \cdot (1 + C \cdot R_C \cdot s) \cdot V_O}{M_0 + M_1 \cdot s + M_2 \cdot s^2} \quad (6)$$

Współczynniki transmitancji (4) – (6) określają zależności:

$$M_0 = 1 + G \cdot [D_A \cdot (R_T - R_D) + R_D + R_L] \quad (7)$$

$$M_1 = G \cdot L \cdot C \cdot [R_Z + R_C \cdot (1 + G \cdot R_Z)] \quad (8)$$

$$R_Z = D_A \cdot (R_T - R_D) + R_D + R_L \quad (8.1)$$

$$M_2 = C \cdot L \cdot (1 + G \cdot R_C) \quad (9)$$

$$V_O = \frac{D_A \cdot V_G}{1 + G \cdot R_Z} \quad (10)$$

$$I_L = G \cdot V_O \quad (11)$$

V_O , D_A , V_G I_L G oznaczają składowe spoczynkowe napięcia wyjściowego, wypełnienia sygnału sterującego, napięcia zasilającego przetwornicę, prądu cewki oraz konduktancji obciążenia bloku głównego przetwornicy.

W modelach małosygnałowych przetwornic Buck sterowanych metodą napięciową transmitancja H_d opisuje wpływ sygnału sterującego d_a na napięcie wyjściowe bloku głównego przetwornicy v_o . Stabilna praca przetwornicy z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego wymaga uwzględnienia właściwości transmitancji H_d przy doborze transmitancji układu sterowania H_s . Właściwości transmitancji H_g i H_r pomagają określić dodatkowe wymagania jakie powinna spełnić transmitancja układu sterowania H_s by zapewnić skuteczne tłumienie wpływu v_g i g_r na v_o . Przy doborze współczynników transmitancji układu sterowania H_s istotną rolę odgrywa rozmieszczenie zer i biegunów transmitancji sterowania H_d [7]–[9], [11], [17], [18] oraz wartości współczynników:

f_r – Częstotliwość rezonansowa modelu małosygnałowego bloku głównego przetwornicy informuje o położeniu biegunów transmitancji H_d w dziedzinie częstotliwości. W praktyce wartości f_r przybliża się wzorem na częstotliwość rezonansową idealnego obwodu szeregowego $L C$ [7], [8], [11], [17] lub stosuje się dokładniejszy wzór uwzględniający pasozytnicze wartości R_L i R_C oraz obciążenie przetwornicy [6]. Wartości f_r można wyznaczyć empirycznie na podstawie pomiaru $|H_d|$ [18].

f_{ESR} – Częstotliwość odpowiada położeniu zera transmitancji H_d w dziedzinie częstotliwości. O wartości f_{ESR} decyduje pojemność i pasozytnicza rezystancja szeregową kondensatora w bloku głównym przetwornicy. f_{ESR} odgrywa istotną rolę przy rozmieszczaniu biegunów transmitancji H_s [6], [8], [11], [19], [20]. Wartość f_{ESR} jest przybliżana wzorem [6], [8], [11], [19], [20] lub wyznaczana na podstawie pomiaru $|H_d|$ [18].

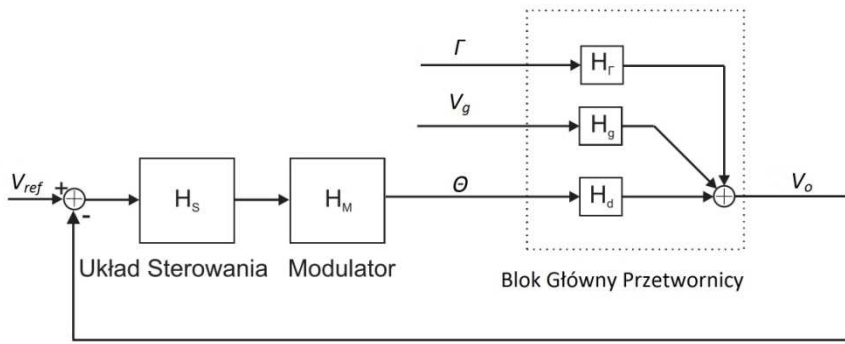
f_s –Elementy kluczujące w bloku głównym przetwornicy są przełączane ze stałą częstotliwością f_s . Nawet w idealnym bloku głównym przetwornicy na skutek przełączania elementów kluczujących napięcie wyjściowe v_o ulega okresowym zmianom. W chwili przełączania rzeczywiste elementy kluczujące powodują powstawanie dodatkowych zmian chwilowej wartości napięcia wyjściowego v_o bloku głównego przetwornicy. W widmie częstotliwościowym zmiany napięcia wyjściowego v_o są widoczne w pobliżu w pobliżu częstotliwości f_s oraz harmonicznym i subharmonicznym f_s [11]. Układ sterowania nie powinien reagować na ww. zmiany v_o , dlatego górna granica pasma pętli sprzężenia zwrotnego powinna być odpowiednio mniejsza od wartości f_s . Wartość częstotliwości f_s przetwornicy Buck nie jest zdeterminowana żadnym wzorem, projektant dobiera wartość f_s kierując się swoim doświadczeniem i wartościami elementów bloku głównego. Wyżej wymienione zmiany napięcia wyjściowego bloku głównego przetwornicy v_o nie są uwzględniane w modelach małosygnałowych.

W praktyce spełniona jest poniższa zależność [21] wpływająca między innymi na złożoność i rozmieszczenie zer i biegunów transmitancji układu sterowania H_S :

$$f_r \ll f_{ESR} < f_s \quad (12)$$

3. Metoda napięciowa

Metoda sterowania określana jako napięciowa jest podstawową metodą stabilizacji napięcia wyjściowego przetwornicy DC/DC [6]–[11], [16]–[18], [20], [22]–[24]. Zaletami tej metody są: skuteczność stabilizacji napięcia wyjściowego oraz łatwość realizacji w praktyce. Model małosygnalowy przetwornicy sterowanej ww. metodą ilustruje rysunek 2.



Rysunek 2. Model małosygnalowy przetwornicy DC/DC sterowanej metodą napięciową

Blok główny przetwornicy Buck opisuje model małosygnalowy przedstawiony w rozdziale 2 [5], [12]–[16]. Sygnał sterujący pracą bloku głównego generuje modulator PWM. Pracę modulatora PWM przybliża liniowa transmitancja H_M [7], [9], [11], [20]:

$$H_M = \frac{1}{V_x} \quad (13)$$

gdzie:

V_x - amplituda sygnału piłokształtnego modulatora PWM o częstotliwości f_s .

Transmitancje opisujące wpływ sygnałów wejściowych na napięcie wyjściowe przetwornicy definiują poniższe wzory:

Wpływ sygnału V_g na V_o opisuje transmitancja H_{gsz} :

$$H_{gsz} = \frac{H_g}{1 + H_{OL}} \quad (14)$$

gdzie:

$$H_{OL} = H_S \cdot H_M \cdot H_D - \text{transmitancja pętli sprzężenia zwrotnego} \quad (14.1)$$

Wpływ sygnału Γ na V_o opisuje transmitancja $H_{\Gamma sz}$:

$$H_{\Gamma sz} = \frac{H_{\Gamma}}{1 + H_{OL}} \quad (15)$$

Wpływ pętli sprzężenia zwrotnego na stabilizację napięcia wyjściowego przetwornicy V_o zostanie pokazany na przykładzie sygnału V_g . Układ sterowania zapewni skuteczną stabilizację napięcia wyjściowego przetwornicy jeżeli będzie spełniona zależność:

$$1 \gg |H_{gsz}| \quad (16)$$

Z nierówności (16) wynika, że skuteczną stabilizację napięcia wyjściowego przetwornicy zapewni spełnienie poniższej nierówności [9], [10], [16]:

$$|H_{OL}| \gg 1 \quad (17)$$

Transmitancja H_{OL} pozwala nie tylko ocenić skuteczność stabilizacji napięcia wyjściowego na podstawie zależności (17), ale przede wszystkim jest wykorzystywana do określenia stabilności przetwornicy z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Ocenę stabilności i skuteczność stabilizacji napięcia wyjściowego dokonuje się w dziedzinie częstotliwości za pomocą oceny wykresów Bodego. Analizę wykresów Bodego transmitancji H_{OL} powszechnie wykorzystuje się do ukształtowania transmitancji H_S układu sterowania [6]–[11], [17]–[20], [25], [26]. Znacznie rzadziej stosuje się dobór transmitancji H_S w dziedzinie czasu [27]. W dalszej części pracy przedstawiono sposób doboru parametrów funkcji H_S w dziedzinie częstotliwości za pomocą wykresów Bodego transmitancji H_{OL} .

4. Transmitancja układu sterowania H_S

Układ sterowania stosowany w przetwornicy sterowanej metodą napięciową powinien zapewnić:

- Stabilną pracę przetwornicy DC/DC.
- Skuteczne tłumienie wpływu zmiany wartości v_g , i g_t na v_o :
 - w stanie ustalonym v_o ma wymaganą wartość,
 - stan nieustalony v_o spowodowany zmianami v_g , g_t charakteryzuje się krótkim czasem trwania i małą amplitudą maksymalną.
- Odporność na zakłócenia generowane przez blok główny przetwornicy.
- Układ sterowania powinien spełniać wymagania ekonomiczne:
 - niski koszt elementów
 - prosta implementacja układu sterowania w praktyce.

By sprostać powyższym wymaganiom układ sterowania musi być dopasowany do bloku głównego przetwornicy i jego przewidywanego punktu pracy. Wartości nieidealnych elementów bloku głównego, obciążenie przetwornicy oraz częstotliwości przełączania kluczy K i D [11], [16], [17], [20], [28], [29] istotnie wpływają na właściwości bloku głównego przetwornicy. Im większa jest sprawność energetyczna bloku głównego, tym większe wymagania stawiane są układowi sterowania pod względem zapewnienia stabilnej pracy przetwornicy oraz skutecznej stabilizacji napięcia wyjściowego. Przyjęto, że blok główny przetwornicy pracuje w trybie CCM i charakteryzuje się wysoką sprawnością energetyczną, większą od 75%. Odzwierciedlają to charakterystyki Bodego transmitancji H_d , H_g i H_r . Dla przykładu, wykresy Bodego transmitancji H_d charakteryzują się zmianą fazy większą od $\sim 120^\circ$ w pobliżu częstotliwości rezonansowej f_r , dobroć obwodu rezonansowego bloku głównego przetwornicy Q jest nie mniejsza niż ~ 1.1 [9], [10]. Wpływ wielkości pasożytniczych elementów bloku głównego przetwornicy Buck na wykresy Bodego transmitancji H_g i H_r pokazano w pracach [12], [28].

Powyższe wymagania i właściwości bloku głównego przekładają się na złożoność transmitancji układu sterowania H_s [8]–[11], [17], [20]:

- Pojedynczy biegun H_s należy umieścić w zerze zmiennej zespolonej s . Obecność członu całkującego zapewnia, że w stanie ustalonym v_o osiąga żądaną wartość.
- Dwa zera H_s są ulokowane w pobliżu częstotliwości rezonansowej bloku głównego przetwornicy f_r . Obecność zer skompensuje zmiany fazy transmitancji H_d (w pobliżu częstotliwości f_r) i opóźnienie fazowe członu całkującego H_s .
- Drugi biegun H_s powinien być umieszczony w pobliżu częstotliwości f_{esr} , biegun ten kompensuje zero transmitancji H_d .
- H_s powinna posiadać trzeci biegun ograniczający pasmo układu sterowania. Zmniejszona zostanie podatność układu sterowania na zakłócenia generowane przez blok główny przetwornicy.

Z przedstawionych wyżej rozważań wynika, że funkcja transmitancji H_s powinna być trzeciego rzędu i posiadać dwa zera oraz trzy bieguny – oznaczenie 2Z3P. Transmitancję H_s typu 2Z3P określa wzór:

$$H_{s2z3p} = K_{dc} \cdot \frac{(s-z_1)(s-z_2)}{(s-p_1)(s-p_2)(s-p_3)} \quad (18)$$

Wszystkie zera i bieguny transmitancji H_s 2Z3P powinny być rzeczywiste [6]–[11], [17]–[20], [25], [26], [30]. Rozmieszczenie zer i biegunów transmitancji H_s w dziedzinie częstotliwości przybliża nierówność (12). Stosowanie wyższych rzędów transmitancji H_s albo zer, biegunów sprzężonych, wielokrotnych pozwala co najwyżej nieznacznie zwiększyć skuteczność stabilizacji napięcia wyjściowego. Istotną przeszkodą w wykorzystaniu bardziej złożonych funkcji transmitancji jest

konieczność zapewnienia stabilnej pracy przetwornicy - zmiany fazy H_S nie mogą być zbyt duże. Następnym ważnym ograniczeniem przy stosowaniu zer i biegunów sprzężonych albo wielokrotnych w transmitancji H_S jest stosunkowo mała różnica wartości pomiędzy częstotliwościami f_r i f_s bloku głównego przetwornicy. W porównaniu do transmitancji 2Z3P wpływ dodatkowych zer albo biegunów transmitancji H_S na właściwości transmitancji H_S w przedziale częstotliwości $< f_r, f_s >$, przynajmniej częściowo, wzajemnie się znosi. Typowo częstotliwość f_s jest od ~15 do ~60 razy większa od częstotliwości f_r [6]–[8], [11], [17], [18], [31], [32]. Ponadto, dodatkowe zera, bieguny transmitancji H_S zwiększają ekonomiczne koszty doboru i implementacji transmitancji H_S w analogowym układzie sterującym pracą przetwornicy. Funkcja transmitancji 2Z3P posiadająca wyłącznie zera i bieguny rzeczywiste zapewnia jednocześnie spełnienie wymagań stawianych jakości napięcia wyjściowego przetwornicy [10], [11] i wymagań ekonomicznych. W literaturze funkcja 2Z3P oznaczana jest jako funkcja typu III [6]–[8], [11], [17], [18], [20], [30] lub zmodyfikowana funkcja PID [4], [8], [25]. Funkcja 2Z3P nie jest jedyną powszechnie stosowaną funkcją transmitancji H_S . Dla bloków głównych przetwornic charakteryzujących się mniejszą sprawnością albo przy mniejszych wymaganiach dotyczących stanu nieustalonego v_o stosuje się funkcje niższego rzędu. Zazwyczaj są to funkcje transmitancji oznaczane w literaturze jako typ I i typ II [6]–[11], [17]–[20], [25], [26], [30].

5. Transmitancja pętli sprzężenia zwrotnego H_{OL}

Teoria sprzężenia zwrotnego pozwala określić stabilność układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego na podstawie właściwości transmitancji H_{OL} (14.1). By wykorzystać transmitancje H_{OL} do zbadania stabilności układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, muszą być spełnione dwa warunki [9]:

- Część rzeczywista biegunów H_{OL} nie jest dodatnia.
- Tylko dla jednej wartości częstotliwości f_c spełnione jest równanie:

$$\left| H_{OL}(f_c) \right| = 1 \quad (19)$$

Jeżeli ww. warunki nie są spełnione, wówczas analizę stabilności należy przeprowadzić za pomocą np. twierdzenia Nyquista. W tym celu należy wyznaczyć trajektorię amplitudowo fazową transmitancji H_{OL} i zbadać jak trajektoria H_{OL} zachowuje się w pobliżu punktu $(-1, j0)$. W praktyce, warunek dotyczący położenia biegunów transmitancji H_S i H_d jest zawsze spełniony. Układ z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego jest stabilny jeżeli spełniony jest warunek:

$$\left| H_{OL} \right| \geq 1 \wedge \varphi(H_{OL}) \in (-180^\circ, 0^\circ)$$

Do zbadania czy funkcja H_{OL} spełnia powyższy warunek stabilności wykorzystuje się wykresy Bodego [6]–[11], [17]–[20], [25], [26]. Zakładając, że

transmitancja H_S spełnia wymagania przedstawione w części 4, krzywą modułu H_{OL} można przybliżyć na wykresie Bodego linią prostą o nachyleniu -20 dB/ dekadę częstotliwości [8], [33], [34]. Układ sterowania będzie odporny na zakłócenia powstające w czasie pracy bloku głównego przetwornicy [11] jeżeli wartość częstotliwości f_c (19) będzie odpowiednio mniejsza od częstotliwości kluczowania bloku głównego f_S . Ponieważ częścią składową H_{OL} jest H_S , to korzystając z nierówności (17), można wykorzystać wykresy Bodego H_{OL} do ukształtowania H_S tak by zapewnić także skuteczną stabilizację napięcia wyjściowego przetwornicy [6]–[11], [17]–[20], [25], [26]. Poniżej zamieszczono parametry transmitancji H_{OL} wykorzystywane przy doborze współczynników transmitancji układu sterowania H_S :

f_c – Częstotliwość odcięcia definiuje wzór (19). Wartość f_c wpływa istotnie na pracę przetwornicy sterowanej napięciowo. Im większa wartość f_c tym lepsza dynamika i stabilizacja napięcia przetwornicy [6]–[8], [10], [11], [25], [34]–[36], ale pogarsza się odporność układu sterowania na zakłócenia generowane w czasie pracy bloku głównego [11]. Z tych względów przyjmuje się, że wartość f_c , dla analogowych układów sterowania, powinna mieścić się w zakresie $\langle 0.1 f_S, 0.2 f_S \rangle$ [8], [11], [18], [25]. Obecnie, zaleca się by górna granica tego przedziału wzrosła do $0.3 f_S$ [23], [25], [34], [36]. Przybliżenie $|H_{OL}|$ prostą o nachyleniu -20 dB/ dekadę częstotliwości [8], [33], [34] ilustruje znaczenie wartości częstotliwości f_c , im większa jest wartość f_c tym większy jest przedział częstotliwości, dla których nierówność (17) jest prawdziwa. Niekiedy zwiększenie wartości f_c pozwala na zmniejszenie pojemności kondensatora bloku głównego przetwornicy bez pogorszenia parametrów dynamicznych stabilizowanego napięcia wyjściowego [37]. Przekłada się to korzystnie, między innymi, na miniaturyzację przetwornicy.

PM - Margines fazy definiuje poniższy wzór:

$$PM = 180 + \phi(H_{OL}(f_c)) \quad (20)$$

Układ z pętlą sprzężenia zwrotnego jest stabilny, jeżeli $PM \geq 0$. W praktyce, wartość PM jest większa od zera, z uwagi na rozrzut wartości elementów elektronicznych oraz rosnącą amplitudę stanu nieustalonego v_o gdy $\phi(H_{OL}(f_c))$ dąży do -180° [9], [10], [16]. Typowo wartość PM mieści się w przedziale $\langle 40^\circ, 100^\circ \rangle$ [7], [19], [34].

GM - Margines wzmocnienia, którego wartość określa wzór:

$$GM = 20 \cdot \log(|H_{OL}(f_{GM})|) \quad (21)$$

gdzie:

f_{GM} - częstotliwość, dla której faza transmitancji H_{OL} przyjmuje wartość -180° .

Układ z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego jest stabilny, jeżeli $\varphi(H_{OL}) \leq -180^\circ \wedge |H_{OL}| < 1$. Z uwagi na rozrzut elementów przetwornicy GM przyjmuje wartości z przedziału $<-5, -20>$ [dB] [18], [25], [34]. Parametry GM i PM łączy zależność: $f_c < f_{GM}$. Parametr GM nie zawsze jest wykorzystywany, w książce [9] poświęcono cały rozdział kształtowaniu pętli sprzężenia zwrotnego dla przetwornic: Buck, Buck-Boost i Boost, ale nawet nie wspomniano o GM.

6. Kształtowania transmitancji układu sterowania H_S

Wyznaczenie stabilności przetwornicy sterowanej metodą napięciową analitycznie jest zadaniem prostym. Znacznie trudniejsze jest wykazanie za pomocą analizy matematycznej, jaka transmitancja H_S spełni najlepiej wymagania dotyczące skutecznego tłumienia wpływu sygnałów v_g i g_t na v_o . Opis analityczny tego zagadnienia staje się zbyt skomplikowany i dlatego nie jest stosowany. Praktycznym sposobem okazuje się graficzne rozwiązanie problemu za pomocą oceny wykresów Bodego transmitancji H_{OL} .

Przyjmując że:

- można transmitancje H_{OL} wykorzystać do badania stabilności,
- układ z zamkniętą pętlą jest stabilny,
- parametry H_{OL} tj. f_c , PM mieszczą się w granicach podanych w rozdziale 5,
- spełniona jest nierówność (17) dla częstotliwości mniejszych od $\sim 0.5 f_c$

to dobrana transmitancja H_S zapewni stabilizację napięcia wyjściowego przetwornicy sterowanej metodą napięciową. Pomimo, że wymagania stawiane H_S związane z tłumieniem wpływu sygnałów v_g i g_t na v_o nie są identyczne [16], [36], [38], [39]. Zwykle za pomocą szeregu iteracji modyfikujących położenie zer i biegunów transmitancji H_S dochodzi do znalezienia funkcji H_S zapewniającej stabilność oraz skuteczną stabilizację napięcia wyjściowego przetwornicy [16]. Dobór funkcji transmitancji H_S jest procesem wieloetapowym, najważniejszymi etapami procesu kształtowania H_S są:

1. Określenie wymagań projektowych.
2. Wyznaczenie modelu małosygnałowego bloku głównego przetwornicy.
3. Wybranie typu funkcji transmitancji H_S .
4. Wyznaczenie wartości współczynników funkcji H_S .
5. Weryfikacja spełnienia przyjętych założeń projektowych.

W pracy przyjęto, że przed przystąpieniem do doboru transmitancji układu sterowania H_S znane są parametry i punkt pracy bloku głównego przetwornicy. Jednocześnie zdefiniowano zakres dopuszczalnych zmian v_o pod wpływem zmian v_g i g_t .

Pierwszym etapem jest zdefiniowanie założeń projektowych:

- wartości parametrów stanu nieustalonego v_o pod wpływem zmian v_g i g_t ,
- wartość marginesu fazy PM,
- wartość marginesu wzmocnienia GM (opcjonalnie),
- wartość częstotliwość odcięcia f_c ,
- wartość częstotliwość f_S (opcjonalnie).

Drugim etapem jest wyznaczenie modelu małosygnałowego bloku głównego przetwornicy. Trzecim etapem jest wybranie funkcji H_S , przyjmując, że blok główny przetwornicy charakteryzuje się dużą sprawnością i jakością stabilizacji napięcia v_o powinna być jak najlepsza, funkcja H_S powinna być postaci 2Z3P (18) tzw. typ III [11]. Ostatnie dwa etapy kształtowania funkcji H_S tj. dobór wartości współczynników H_S i weryfikacja spełnienia przyjętych założeń są zazwyczaj wykonywane wielokrotnie, do momentu spełnienia przyjętych założeń. Spełnienie założeń projektowych zazwyczaj kończy prace nad kształtowaniem transmitancji H_S . Osiągnięcie założeń projektowych przez dobraną funkcję H_S nie oznacza, że otrzymana transmitancja H_S zapewnia najlepsze parametry stabilizacji napięcia wyjściowego. Również nie można założyć, że jest to jedyny typ transmitancji H_S zapewniający spełnienie przyjętych założeń projektowych. Ilość iteracji potrzebnych do wyznaczenia parametrów transmitancji H_S i sprawdzenia czy spełniono założenia projektowe zależy głównie od przyjętych założeń oraz doświadczenia i umiejętności projektanta. Zmieniając położenie zer i biegunów transmitancji należy kierować się wynikami poprzednich iteracji i właściwościami zer i biegunów w dziedzinie częstotliwości [9], [10]. Najczęściej jako punkt wyjścia do pierwszej iteracji przyjmuje się, że bieguny i zera H_{S2z3p} powinny być rozmieszczone w sposób podany w części 4. Takie położenie zer i biegunów H_S zapewnia zazwyczaj już w pierwszej iteracji stabilność układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Dla pokazania, że nie tylko funkcja transmitancji typu 2Z3P zapewnia skuteczne tłumienie wpływu sygnałów v_g i v_g na v_o w pracy pokazano wyniki badań symulacyjnych dla transmitancji H_S posiadającej dwa zera i dwa bieguny. Transmitancja H_S typu 2Z2P jest opisana wzorem:

$$H_{s2z2p} = K_{dc} \cdot \frac{(s-z_1)(s-z_2)}{(s-p_1)(s-p_2)} \quad (22)$$

Wykorzystując transmitancje typu 2Z2P przyjęto, że układ analogowy zapewni właściwości zaprojektowanej transmitancji 2Z2P w przedziale częstotliwości $<0, 0.5 f_S$).

Dobór funkcji H_S za pomocą oceny wykresów Bodego transmitancji H_{OL} pozwala na pewną dowolność w rozmieszczeniu zer i biegunów transmitancji H_S . Wynika to głównie z przyjętego sposobu rozwiązania problemu kształtowania transmitancji H_S oraz z różnorodności i rozrzutu elementów użytych do budowy bloku głównego przetwornicy. W literaturze i notach aplikacyjnych poświęconych

sterowaniu przetwornicami za pomocą metody napięciowej jedynie położenie bieguna p_1 w środku układu współrzędnych Laplace'a jest niezmiennie. Zalecenia dotyczące rozmieszczenia pozostałych zer i biegunów transmitancji H_{S2z3p} albo wartości parametrów: f_c , PM, GM są w każdej z cytowanych publikacji inne. Ogólnie, oba zera transmitancji H_{S2z3p} mają skompensować zmiany fazy H_d spowodowane biegunami transmitancji H_d i opóźnienie fazowe wnoszone przez człon całkujący H_{S2z3p} – biegun p_1 . Najczęściej są stosowane dwa sposoby rozmieszczenia zer H_{S2z3p} względem częstotliwości rezonansowej f_r bloku głównego przetwornicy. Rozwiązanie pierwsze to umieszczenie zer H_{S2z3p} tak, żeby częstotliwości odpowiadające położeniu zer były rozmieszczone poniżej i powyżej częstotliwości rezonansowej f_r np. $f_{z1}=0.65 f_r$ i $f_{z2}=2.19 f_r$ [6]. Drugim rozwiązaniem jest umieszczenie jednego z zer H_{S2z3p} tak by odpowiadająca mu częstotliwość pokrywała się z częstotliwością rezonansową bloku głównego przetwornicy f_r [8], [17], [20]. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość osiągnięcia dużej wartości marginesu fazy GM, wadą zmniejszenie wartości $|H_{OL}|$ w pobliżu częstotliwości rezonansowej bloku głównego. Zazwyczaj skutkuje to pogorszeniem parametrów dynamicznych stabilizowanego napięcia wyjściowego przetwornicy. Rzadko spotykanym rozwiązaniem jest umieszczenie obu zer transmitancji H_{S2z3p} tak, by odpowiadały częstotliwości rezonansowej bloku głównego przetwornicy [11]. Należy unikać umieszczenia jednego z zer zbyt blisko bieguna p_1 , w takim wypadku efekt całkowania transmitancji H_{S2z3p} zostanie częściowo ograniczony. Może pojawić się w stanie ustalonym zbyt duża różnica pomiędzy napięciem v_o a zadaną wartością v_o . Zadaniem bieguna p_2 jest skompensowanie zmian transmitancji H_d spowodowanych pasożytniczą rezystancją szeregową kondensatora C w bloku głównym przetwornicy. Najczęściej zaleca się umieścić biegun p_2 na osi częstotliwości tak, by pokrywał się z położeniem zera transmitancji $H_d - f_{ESR}$. [6], [7], [11], [17], [25]. W pracach [19], [20] zaleca się by częstotliwość odpowiadająca położeniu bieguna p_2 była kilka razy większa od częstotliwości f_c . Uwzględniając nierówność (12) oraz to, że f_c zawiera się w przedziale częstotliwości $<0.1 f_S, 0.3 f_S >$ biegun p_2 także znajdzie się w pobliżu zera transmitancji H_d . Biegun p_3 transmitancji H_{S2z3p} umożliwia zwiększenie odporności układu sterowania na zakłócenia generowane przez blok główny przetwornicy i polepszenie parametrów dynamicznych przetwornicy sterowanej metodą napięciową (poprzez zwiększenie wartości f_c). O położeniu bieguna p_3 decydują elementy bloku głównego przetwornicy, częstotliwość f_S oraz wartości parametrów: f_c , PM, GM. Zazwyczaj częstotliwość odpowiadająca położeniu bieguna p_3 należy do przedziału częstotliwości $<0.5 f_{ESR}, 0.5 f_S >$ [8], [11], [20], [25].

Podsumowując, rozmieszczenie zer i biegunów transmitancji $H_{S_{2z3p}}$ w dziedzinie Laplace, powinno odpowiadać w dziedzinie częstotliwości następującym wartościom:

$$\begin{aligned} f_{p1} &= 0 \\ f_{z1} &\in \langle 0.6 \cdot f_{LC}, 0.9 \cdot f_{LC} \rangle \\ f_{z2} &\in \langle 2 \cdot f_{LC}, 5 \cdot f_{LC} \rangle \\ f_{p2} &= f_{ESR} \\ f_{p3} &\in \langle 0.5 \cdot f_{ESR}, 0.9 \cdot f_{PWM} \rangle \end{aligned} \quad (19)$$

gdzie:

f_{Px} - częstotliwość odpowiadająca położeniu bieguna p_x ,

f_{Zy} - częstotliwość odpowiadająca położeniu zera z_y ,

Po rozmieszczeniu zer i biegunów transmitancji $H_{S_{2z3p}}$ należy wyznaczyć wartość współczynnika k_{dc} (18) tak, by $|H_{OL}|=1$ dla zakładanej wartości częstotliwości f_c . Następnie analizuje się wykresy Bodego H_{OL} oraz wyznacza zmiany v_o w dziedzinie czasu na skokowe zmiany v_g i g_t . W przypadku transmitancji H_S typu 2Z2P początkowe rozmieszczenie zer i biegunów jest identyczne jak dla H_S typu 2Z3P z pominięciem bieguna p_3 .

By zmniejszyć wpływ g_t na v_o należy, zdaniem autora, zwrócić uwagę na różnicę pomiędzy właściwościami transmitancji H_Γ i H_g [5], [12]. Stan nieustalony v_o spowodowany skokową zmianą g_t charakteryzuje się większą dynamiką w porównaniu do dynamiki zmian v_o wywołanych skokową zmianą v_g . Dla idealnego bloku głównego zmiana obciążenia, po zaniku stanu nieustalonego, nie powoduje zmiany średniej wartości napięcia wyjściowego. W przypadku skokowej zmiany v_g , po zaniku stanu nieustalonego, wartość v_o uległa zmianie proporcjonalnie do zmiany v_g . Dla bloku głównego charakteryzującego się dużą sprawnością zmiana obciążenia powoduje jedynie nieznaczną zmianę v_o . Prowadzi to do wniosku, że dla tłumienia wpływu g_t na v_o największe znaczenie ma wartość $|H_{OL}|$ dla częstotliwości większych od $\sim 0.5 f_t$, inaczej jest w przypadku tłumienia wpływu v_g na v_o . Wymagania stawiane funkcji H_{OL} dla tłumienia wpływu sygnału v_g na v_o są inne od wymagań jakie są stawiane dla tłumienia wpływu sygnału g_t na v_o [16], [36], [38], [39]. Dla lepszego tłumienia wpływu g_t na v_o zaleca się by przy określaniu wymagań projektowych przyjąć jak największą wartość f_c z dopuszczalnego przedziału wartości f_c [23], [25], [34], [36], [39], [40] oraz użyć w bloku głównym kondensatora o jak najmniejszej wartości rezystancji szeregowej R_C [38]. Według autora, powyższe zalecenia należy uzupełnić:

1. Dobrać położenie zer i biegunów HS tak, by osiągnąć jak największe maksimum $|HOL|$ w pobliżu f_r .
2. Na wykresie Bodego pole powierzchni pod krzywą $|HOL|$ powinno być jak największe dla częstotliwości $< 0.5 f_r, f_c >$. Krzywa $|HOL|$ dla częstotliwości $< f_r, f_c >$ powinna być funkcją wypukłą.

Podsumowując, graficzne rozwiązanie zagadnienia doboru transmitancji H_S dla przetwornicy sterowanej metodą napięciową pozwala zapewnić skuteczną stabilizację napięcia wyjściowego v_o . Nie można założyć, że otrzymana transmitancja H_S zapewnia najlepsze tłumienie wpływu v_g i g_t na v_o . Bardzo duży wpływ na jakość stabilizowanego napięcia wyjściowego, oprócz właściwości bloku głównego i sposobu rozmieszczenia zer i biegunów H_S mają parametry: PM, f_c i GM. Ich wartości są przyjmowane a priori, w przypadku gdy mimo wielu prób nie udało się spełnić założeń projektowych dotyczących parametrów dynamicznych stanu nieustalonego v_o spowodowanego zmianami v_g i g_t należy zmienić w pierwszej kolejności wartości f_c i PM.

7. Badania symulacyjne

7.1. Wprowadzenie

Wpływ rozmieszczenia zer i biegunów transmitancji analogowego układu sterowania na właściwości przetwornicy Buck sterowanej metodą napięciową zaprezentowano na przykładzie najczęściej stosowanej transmitancji układu sterowania H_S typu 2Z3P. Dla wykazania, że inny typ funkcji transmitancji układu sterowania może zapewnić bardzo podobne parametry stabilizowanego napięcia wyjściowego zamieszczono także przykład transmitancji układu sterowania H_S typu 2Z2P. Wyniki badań symulacyjnych ilustrują wykresy Bodego oraz wykresy w dziedzinie czasu.

7.2. Założenia projektowe dla transmitancji H_{OL}

Do projektowania transmitancji układu sterowania przystępuje się po zaprojektowaniu bloku głównego przetwornicy oraz zdefiniowaniu punktu pracy przetwornicy [9]. Kolejnym krokiem jest zdefiniowanie wymagań stawianych transmitancjom H_S oraz H_{OL} .

Przyjęto następujące założenia projektowe:

- A. margines fazy PM nie może być mniejszy niż 40°
- B. częstotliwość f_c wynosi $0.2 \cdot f_{WPM}$
- C. funkcja transmitancji H_S jest typu 2Z2P lub 2Z3P i posiada wyłącznie rzeczywiste zera i bieguny.

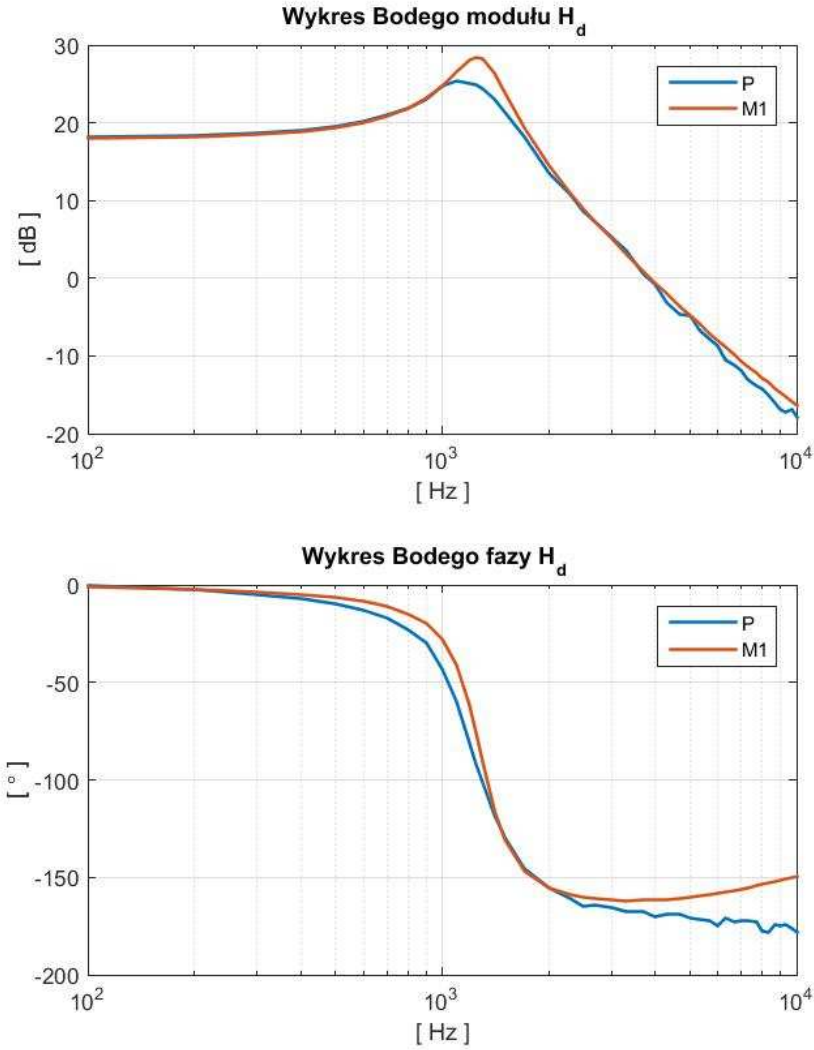
7.3. Przetwornica synchroniczna Buck

Model małosygnalowy przetwornicy Buck wykorzystywany w badaniach symulacyjnych powstał na podstawie zmierzonych wartości elementów bloku głównego synchronicznej przetwornicy Buck. Funkcje transmitancji H_d , H_g i H_r wyznaczono na podstawie wzorów (6) - (8). Zmierzone wartości elementów bloku głównego przetwornicy oraz punkt pracy zamieszczono poniżej:

$V_G=7.99$ V, $D_A=0.5$, $f_s=100$ kHz, $G=1$ S, $R_T=7$ m Ω , $R_D=7$ m Ω , $L=47$ μ H, $R_L=12$ m Ω , $C=325.35$ μ F, $R_C=26$ m Ω

Dla pokazania różnic pomiędzy modelem małosygnalowym przetwornicy Buck a zbudowaną przetwornicą dokonano pomiaru transmitancji H_d badanej przetwornicy. Na podstawie pomiaru amplitudy oraz fazy sygnału wejściowego d_a i odpowiedzi przetwornicy v_o wyznaczono punkty charakterystyki Bodego transmitancji H_d badanej synchronicznej przetwornicy Buck. Wyniki pokazano na wykresie 3.

Dla zapewnienia stabilności układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego najważniejsza jest różnica pomiędzy krzywą fazy transmitancji H_d modelu małosygnalowego badanej przetwornicy a zmierzoną charakterystyką fazy transmitancji H_d dla częstotliwości większych od f_r . Różnica ta wynika z nieuwzględnienia w modelu małosygnalowym bloku głównego przetwornicy opóźnienia wnoszonego przez modulator PWM oraz klucze elektroniczne [39], [41]. W żadnej z prezentowanych publikacji opóźnienie fazowe wprowadzane przez modulator PWM i klucze elektroniczne nie jest uwzględniane przy doborze transmitancji układu sterowania H_s . Wpływ tego opóźnienia na stabilność przetwornicy z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego jest neutralizowany przez przyjęcie odpowiednio dużej wartości marginesu fazy PM. Dlatego przyjęto, że margines fazy PM powinien być nie mniejszy od 40°. Różnice pomiędzy krzywymi modułu H_d modelu małosygnalowego przetwornicy a rzeczywistą przetwornicą wynikają przede wszystkim z nieuwzględnienia rezystancji źródła zasilającego przetwornicę, kabli oraz strat związanych z przełączaniem elementów elektronicznych bloku głównego przetwornicy i nie są istotne dla stabilności układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Zwiększenie rezystancji R_T i R_D modelu małosygnalowego z wartości 7 m Ω (zmierzona rezystancja kanału tranzystora MOS w stanie włączenia) do wartości 35 m Ω powoduje praktyczne nałożenie się krzywych modułu H_{OL} badanej przetwornicy i jej modelu.



Rysunek 3. Wykres Bodego transmitancji H_d : P – zmierzona transmitancja H_d badanej synchronicznej przetwornicy, M1 – obliczona transmitancja H_d modelu małosygnałowego badanej przetwornicy.

7.4. Transmitancja układu sterowania

Podane poniżej przykłady analogowej transmitancji układu sterowania H_S obrazują zakres zmian parametrów funkcji transmitancji H_{OL} . Dobierając przykłady, autor starał się by istotnej zmianie uległ wyłącznie jeden parametr, np. wartość częstotliwości f_c . Pozostałe parametry, powinny być jak najbardziej zbliżone do wzorcowej transmitancji układu sterowania H_S . Nie wszystkie przedstawione transmitancje układu sterowania spełniają wymagania projektowe, przykładem jest transmitancja H_S dla której wartość f_c wynosi $0.1 \cdot f_S$ zamiast $0.2 \cdot f_S$.

Oznaczenia badanych transmitancji układu sterowania H_S :

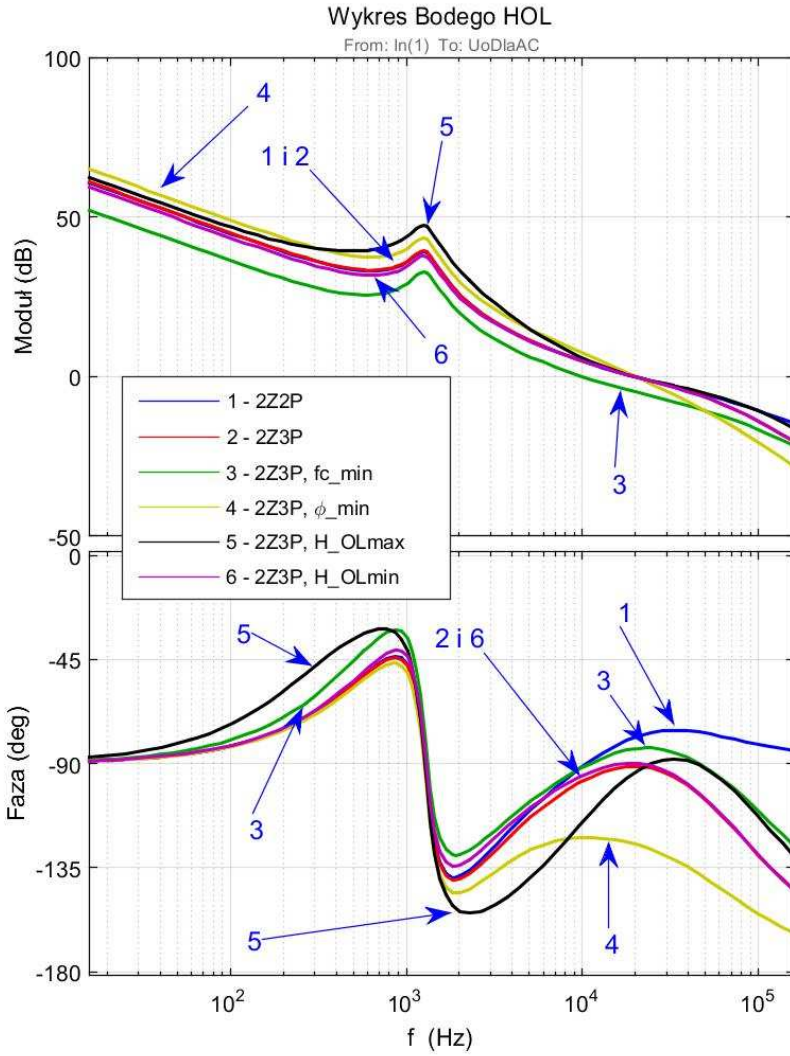
1. 2Z3P - transmitancja będąca punktem odniesienia w ocenie właściwości badanych układów sterowania. Spełnia założenia projektowe.
2. 2Z2P - transmitancja spełnia założenia projektowe.
3. 2Z3P, f_{Cmin} - transmitancja o zmniejszonej wartości f_c z $0.2 \cdot f_S$ do wartości $0.1 \cdot f_S$. Transmitancja 2Z3P, f_{Cmin} nie spełnia założeń projektowych.
4. 2Z3P, Φ_{min} - transmitancja dla której PM został zmniejszony do wartości $\sim 35^\circ$. Wartość PM nie spełnia założeń projektowych.
5. 2Z3P, H_{OLmin} - transmitancja mająca najmniejszą wartość modułu H_{OL} w lokalnym ekstremum w pobliżu częstotliwości f_r . Transmitancja spełnia założenia projektowe.
6. 2Z3P, H_{OLmax} - transmitancja mająca największą wartość modułu H_{OL} w lokalnym ekstremum w pobliżu częstotliwości f_r . Transmitancja nie spełnia założenia projektowego – PM wynosi $\sim 26^\circ$. Dla funkcji H_{OLmax} stan nieustalony v_o spowodowany zmianą g_t ma najmniejszą amplitudę – rysunek 6.

Wartości współczynników ww. transmitancji H_S układu sterowania zamieszczono w tabelach 1-3 zamieszczonych w dalszej części pracy.

7.5. Wykresy

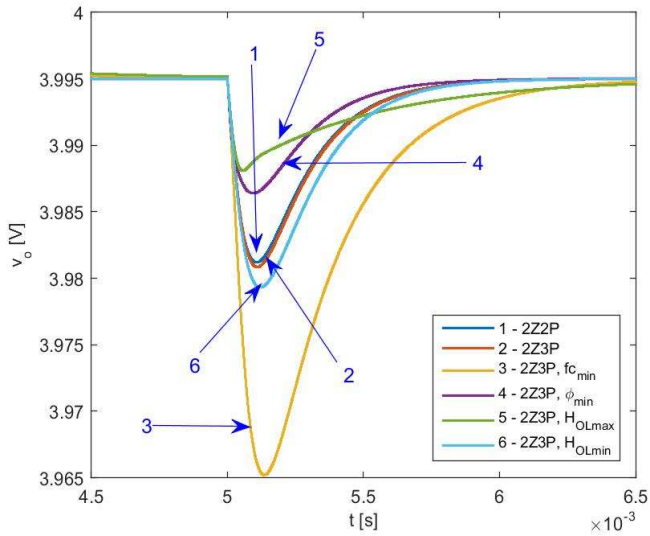
W dalszej części pracy przedstawiono wykresy Bodego transmitancji H_{OL} odpowiadające badanym funkcjom transmitancji układu sterowania H_S . Dla zbadania odpowiedzi przetwornicy sterowanej metodą napięciową wyznaczono na podstawie wzorów (2) i (3) zmianę sygnału v_o pod wpływem jednostkowej skokowej zmiany sygnału v_g lub g_t .

7.5.1. Wykresy Bodego

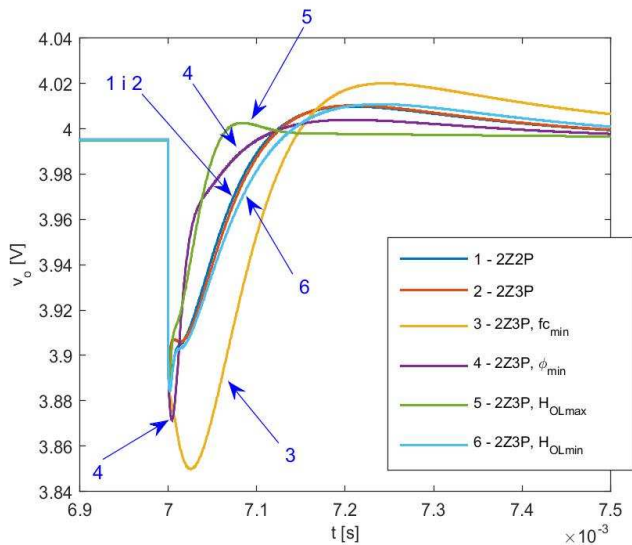


Rysunek 4. Wykresy Bodego transmitancji H_{OL}

7.5.2. Wykresy w dziedzinie czasu



Rysunek 5. Odpowiedź przetwornicy sterowaną metodą napięciową na skokową zmianę v_g



Rysunek 6. Odpowiedź przetwornicy sterowaną metodą napięciową na skokową zmianę g_r

8. Wnioski

Przegląd literatury poświęconej projektowaniu pętli sprzężenia zwrotnego dla przetwornicy Buck oraz przedstawiona w pracy analiza doboru transmitancji układu sterowania H_S prowadzą do konkluzji, że liczba transmitancji H_S spełniających założenia projektowe jest nieskończona. Dotyczy to zarówno wartości parametrów funkcji H_S jak i jej typów. Z względów praktycznych i ekonomicznych stosuje się najczęściej funkcje transmitancji H_S rzędu trzeciego. Najtrudniejszym obecnie zadaniem projektowym jest zapewnienie skutecznej stabilizacji napięcia wyjściowego przetwornicy v_o mimo dużych zmian obciążenia przetwornicy g_l . Dynamika zmian napięcia v_o pod wpływem zmian g_l jest znacznie większa od dynamiki zmian v_o pod wpływem zmian v_g - ilustrują to rysunki 5 i 6. Przeprowadzone badania symulacyjne potwierdzają, że funkcja transmitancji H_S typu 2Z3P zapewnia spełnienie wymagań projektowych stawianych transmitancji układu sterowania. Zaproponowany sposób rozmieszczenia zer i biegunów transmitancji układu sterowania zapewnia spełnienie założeń projektowych oraz skutecznie tłumi wpływ v_g i g_l na v_o - rysunki 5 i 6.

Tabela 1. Wartości współczynników analogowej transmitancji H_S typu 2Z2P i 2Z3P

	H_S2Z2P	H_S2Z3P
k_{de}	≈ 43.373	$\approx 2.5125 \cdot 10^7$
Z_1	$2 \cdot \pi \cdot 0.75 \cdot f_r \approx 5910 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 0.75 \cdot f_r \approx 5910 \text{ Hz}$
Z_2	$2 \cdot \pi \cdot 1.6 \cdot f_r \approx 1.261 \cdot 10^4 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 1.6 \cdot f_r \approx 1.261 \cdot 10^4 \text{ Hz}$
P_1	0 Hz	0 Hz
P_2	$2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{ESR} \approx 2.328 \cdot 10^5 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{ESR} \approx 2.328 \cdot 10^5 \text{ Hz}$
P_3		$2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot f_c \approx 5.655 \cdot 10^5 \text{ Hz}$

Tabela 2. Transmitancje H_S analogowego układu sterowania o zmniejszonej wartości f_c - 2Z3P, f_{cmin} i o zmniejszonej wartości marginesu fazy - 2Z3P, ϕ_{min}

	H_S2Z3P, f_{Cmin}	H_S2Z3P, ϕ_{min}
k_{de}	$\approx 2.8324 \cdot 10^7$	$\approx 9.3333 \cdot 10^6$
Z_1	$2 \cdot \pi \cdot 0.55 \cdot f_r \approx 4334 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 0.75 \cdot f_r \approx 5910 \text{ Hz}$
Z_2	$2 \cdot \pi \cdot 1.4 \cdot f_r \approx 1.103 \cdot 10^4 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 1.6 \cdot f_r \approx 1.261 \cdot 10^4 \text{ Hz}$
P_1	0 Hz	0 Hz
P_2	$2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{ESR} \approx 2.328 \cdot 10^5 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot f_{ESR} \approx 3.493 \cdot 10^5 \text{ Hz}$
P_3	$2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot f_c \approx 1.131 \cdot 10^6 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 0.7 \cdot f_c \approx 8.796 \cdot 10^4 \text{ Hz}$

Tabela 3. Transmitancje H_S analogowego układu sterowania o najmniejszej wartości lokalnego maksimum modułu H_{OL} - oznaczenie 2Z3P, H_{OLmin} i o największej wartości lokalnego maksimum modułu H_{OL} - oznaczenie 2Z3P, H_{OLmax}

	H_S2Z3P, H_{OLmin}	H_S2Z3P, H_{OLmax}
k_{dc}	$\approx 2.518 \cdot 10^7$	$\approx 4.8147 \cdot 10^7$
Z_1	$2 \cdot \pi \cdot f_r \approx 7880 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 0.25 \cdot f_r \approx 1970 \text{ Hz}$
Z_2	$2 \cdot \pi \cdot f_r \approx 7880 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 6.6 \cdot f_r \approx 5.201 \cdot 10^4 \text{ Hz}$
P_1	0 Hz	0 Hz
P_2	$2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{ESR} \approx 2.328 \cdot 10^5 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot f_{ESR} \approx 3.493 \cdot 10^5 \text{ Hz}$
P_3	$2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot f_C \approx 5.655 \cdot 10^5 \text{ Hz}$	$2 \cdot \pi \cdot 6.7 \cdot f_C \approx 8.419 \cdot 10^5 \text{ Hz}$

Bibliografia

1. L. Ibarra, H. Bastida, P. Ponce, i A. Molina, „Robust control for buck voltage converter under resistive and inductive varying load”, w *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, 2016, ss. 126–131.
2. K. Sato, T. Sato, i M. Sonehara, „Transient response improvement of digitally controlled buck-type dc-dc converter with feedforward compensator”, w *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2015, ss. 1–5.
3. U. Nasir, Z. Iqbal, M. T. Rasheed, i M. K. Bodla, „Voltage mode controlled buck converter under input voltage variations”, w *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, 2015, ss. 986–991.
4. S. Seshagiri, E. Block, I. Larrea, i L. Soares, „Optimal PID design for voltage mode control of DC-DC buck converters”, w *2016 Indian Control Conference (ICC)*, 2016, ss. 99–104.
5. W. Janke, „Equivalent circuits for averaged description of DC-DC switch-mode power converters based on separation of variables approach”, *Bull. Polish Acad. Sci. Tech. Sci.*, t. 61, nr 3, ss. 711–723, sty. 2013.
6. R. Miftakhutdinov, „Designing for Small-Size, High-Frequency Applications Using TPS546xx DC / DC Converters”, *Texas Instruments Application Report SLVA107*. 2001.
7. B. D. Mitchell i B. Mammano, „Designing Stable Control Loops”, *Texas Instruments*. 2002.
8. M. Qiao, P. Parto, i R. Amirani, „Application Note AN-1043 Stabilize the Buck Converter with Transconductance Amplifier”, *International Rectifier*. 2002.

9. R. W. Erickson, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Norwell Mass.: Kluwer Academic Publishers, 2001.
10. M. Kazimierzczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*, First Edit. A John Wiley and Sons, Ltd, Publication, 2008.
11. W. H. Lei i T. K. Man, „AND8143/D A General Approach for Optimizing Dynamic Response for Buck Converter”, *ON Semiconductor*. 2004.
12. W. Janke, M. Bączek, i M. Walczak, „Output characteristics of step-down (Buck) power converter”, *Bull. Polish Acad. Sci. Tech. Sci.*, t. 60, nr 4, ss. 751–755, sty. 2012.
13. W. Janke, „Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Part II. Models based on the separation of variables”, *Arch. Electr. Eng.*, t. 61, nr 4, ss. 633–654, sty. 2012.
14. W. Janke, „The extension of small signal model of switching DC-DC power converters”, *XII Symp. PPEEm*, 2007.
15. W. Janke, „Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Part I. Discussion of standard methods”, *Archives of Electrical Engineering*, t. 61, nr 4. ss. 609–631, 01-sty-2012.
16. W. Janke, *Impulsowe Przetwornice Napięcia Stałego*. Koszalin: Politechnika Koszalińska, 2014.
17. D. Mattingly, „Designing Stable Compensation Networks for Single Phase Voltage Mode Buck Rregulators”, *Intersil*. 2003.
18. R. Miftakhutdinov, „Compensating DC / DC Converters with Ceramic Output Capacitors”, *Texas Instruments*. 2005.
19. Texas Insturments, „SLVP101,SLVP102, and SLVP103 Buck Converter Design Using the TL5001”, *Texas Instruments*. 1998.
20. STMicroelectronics, „L5981”, *STMicroelectronics Datasheet*. STMicroelectronics, 2009.
21. T. Siew-Chong, Y. M. Lai, i M. K. H. Cheung, „An adaptive sliding mode controller for buck converter in continuous conduction mode”, *Ninet. Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2004. APEC '04.*, ss. 1395–1400.
22. L. Guo, J. Y. Hung, i R. M. Nelms, „Digital controller design for buck and boost converters using root locus techniques”, w *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2003, ss. 1864–1869.
23. A. Prodić, D. Maksimović, i R. W. Erickson, „Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter”, w *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2001, t. 2, ss. 893–898.

24. S. Choudhury, „Designing a TMS320F280x based digitally controlled dc-dc switching power supply”, *Texas Instruments Application Report SPRAAB3*. 2005.
25. International Rectifier, „IR3637SPBF - 1 % Accurate Synchronous PWM Controller. Data Sheet No. PD94713”, *International Rectifier*. ss. 1–21, 2005.
26. Texas Instruments, „SLVP088 20 V to 40 V Adjustable Boost Converter Evaluation Module User 's Guide”, *Texas Instruments*. 1997.
27. M. M. Peretz i S. Ben-Yaakov, „Time-Domain Design of Digital Compensators for PWM DC-DC Converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 27, nr 1, ss. 284–293, sty. 2012.
28. W. Janke, M. Walczak, i M. Bączek, „Charakterystyki wejściowe i wyjściowe przetwornic napięcia BUCK i BOOST z uwzględnieniem rezystancji pasozytnicznych”, *Przegląd Elektrotechniczny*, ss. 291–294, 2012.
29. W. Janke, M. Bączek, i M. Walczak, „Output characteristics of step-down (Buck) power converter”, t. 60, nr 4, ss. 1–5, 2012.
30. S. W. Lee, „Demystifying Type II and Type III Compensators Using Op- Amp and OTA for DC / DC Converters”, nr July, ss. 1–16, 2014.
31. Texas Instruments, „PTD08A015W”, *Texas Instruments*. 2010.
32. Texas Instruments, „PTD08A020W”, *Texas Instruments*. 2010.
33. P. A. Amir M. Rahimi, Parviz Parto, „Application Note AN-1162”. ss. 1–36.
34. Intersil, „Digital-DC™ Control Loop Compensation - AN2016.0”, *Intersil*. ss. 1–10, 2009.
35. S. Raghunath, „Digital Loop Exemplified”, *Texas Instruments Application Report*, nr December. Texas Instruments, ss. 1–20, 2011.
36. T. Takayama i D. Maksimović, „Digitally controlled 10 MHz monolithic buck converter”, *2006 IEEE Work. Comput. Power Electron.*, ss. 154–158, 2006.
37. Intersil, „ISL6580”, *Intersil*, nr September. 2003.
38. R. Redl, B. P. Erisman, i Z. Zansky, „Optimizing the load transient response of the buck converter”, *APEC '98 Thirteen. Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, ss. 170–176, 1998.
39. M. Hagen i V. Yousefzadeh, „Applying Digital Technology to PWM Control-Loop Designs”, *Power Supply Design Seminar - SEM1800*. Texas Instruments, s. 7.1-7.28, 2009.

40. B. Prakash i S. Prakash, „Analysis of High DC Bus Voltage Stress in the Design of Single Stage Single Switch Switch Mode Rectifier”, *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 2005. ISIE 2005.*, ss. 505–512, 2005.
41. B. Bryant i M. K. Kazimierczuk, „Voltage-Loop Power-Stage Transfer Functions With MOSFET Delay for Boost PWM Converter Operating in CCM”, t. 54, nr 1, ss. 347–353, 2007.

Streszczenie

W pracy przedstawiono sposób kształtowania analogowej transmitancji układu sterowania H_S dla przetwornicy Buck sterowanej metodą napięciową w trybie CCM (Continuous Conduction Mode). Proponowany sposób kształtowania transmitancji H_S zapewnia skuteczne tłumienie wpływu zmiany obciążenia przetwornicy na napięcie wyjściowe przetwornicy. Dobór parametrów transmitancji H_S oraz badanie stabilności układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego przeprowadzono w dziedzinie częstotliwości za pomocą wykresów Bodego. Na wybranych przykładach pokazano wpływ rozmieszczenia zer i biegunów funkcji transmitancji H_S na pracę przetwornicy.

Abstract

The article presents a method of shaping the transfer function H_S of the analog control circuit for Buck converter in voltage control mode. Buck converter is operating in continuous conduction mode. The proposed method of shaping H_S provides an effective damping of load changes to the output voltage of the Buck converter. Parameters of H_S transmittance were chosen in frequency domain using Bode diagrams. Stability of close loop system was tested by using Bode diagrams of open loop transmittance.

Keywords: Buck, voltage mode, load converter, analog control circuit, feedback