

Mirosław SOBASZEK¹

DOBÓR BEZPIECZNYCH NASTAW MIKROPROCESOROWEGO REGULATORA PID W UKŁADZIE PRZETWORNICY NAPIĘCIA TYPU STEP-DOWN

Impulsowe przetwornice mocy – ze względu na wysoką sprawność oraz dosyć dobre parametry napięcia wyjściowego – zyskały wielką popularność. Fakt ten skłania do poszukiwania rozwiązań, które zapewnią dalszy rozwój tych urządzeń. Postęp w technologii wytwarzania elementów elektronicznych pozwolił na opracowanie układów o bardzo dobrych parametrach przetwarzania napięcia elektrycznego, zmniejszenie gabarytów oraz kosztów produkcji. Zaś znaczne obniżenie cen specjalizowanych procesorów sygnałowych w ostatnich latach spowodowało wytworzenie się nowego trendu – tzw. inteligentnego sterowania, pozwalającego na dynamiczne dostosowanie sposobu sterowania do warunków panujących po stronie obciążenia lub zasilania. Rozwiązanie takie zapewnia zwiększenie sprawności energetycznej w szerokim zakresie parametrów pracy. Zastosowanie mikrokomputera ułatwia także użycie regulatora PID do stabilizacji napięcia wyjściowego, zapewniając precyzyjną stabilizację oraz znacznie lepszą niż w konwencjonalnych układach odporność na zakłócenia ze strony zasilania lub obciążenia. Celem artykułu jest zademonstrowanie wspomnianych rozwiązań poprzez dobór parametrów regulatora PID w mikroprocesorowym sterowaniu przetwornicą impulsową. Wyzwaniem następczącym poważne trudności dla konstruktorów tego typu urządzeń jest bowiem poprawny dobór nastaw zaimplementowanego w mikrokomputerze algorytmu PID. Analizę zagadnienia rozpoczęto od matematycznego opisu obiektu regulacji, następnie wybrano odpowiednią metodę doboru nastaw oraz przeprowadzono symulacje układu. Zaproponowano także dogodną dla inżyniera-elektronika procedurę doboru nastaw.

Słowa kluczowe: przetwornica, pwm, mikrokontroler, *buck*, *SMPS*

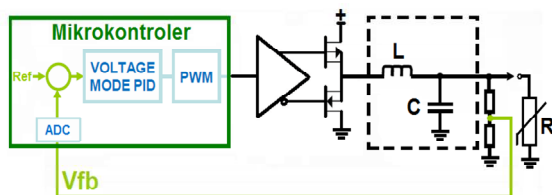
¹ Mirosław Sobaszek; Politechnika Rzeszowska; Katedra Podstaw Elektroniki; ul. W. Pola 2; 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651279, e-mail: somirek@prz.edu.pl.

1. Wprowadzenie

Efektywne wykorzystanie mikrokontrolera do bezpośredniej kontroli procesu stabilizacji napięcia w układzie przetwornicy napięcia przez wiele lat było technicznie niemożliwe lub finansowo nieuzasadnione. Jednak przed około 10 laty pojawiły się tanie 16-bitowe mikroprocesory DSP. Ich możliwości obliczeniowe na poziomie 20MIPS, rdzeń pozwalający na efektywne mnożenie liczb formatu Q15 w czasie jednego cyklu zegarowego, szybkie (200ksps) 10-bitowe przetworniki ADC oraz rozbudowany układ modulatora szerokości impulsu PWM – pozwoliły budować układy, których parametry często pod wieloma względami przewyższały standardowe wówczas rozwiązania oparte na specjalizowanych układach scalonych. Integracja wszystkich niezbędnych peryferii w jednym układzie pozwoliła na interakcje między peryferiami oraz zmniejszenie czasu opóźnienia wynikającego z potrzeby przesyłania danych przez zewnętrzne interfejsy mikroprocesora. Największą zaletą mikroprocesorowego sterowania jest możliwość dodania do regulatora silnego bloku całkującego i różniczkującego oraz dostosowanie nastaw do obiektu regulacji, a nawet panujących w danej chwili parametrów zasilania i obciążenia. Współczesne mikrokontrolery DSP posiadają moc obliczeniową i peryferia pozwalające realizować złożone układy kontroli napięcia z częstotliwością regulacji sięgającą 5MHz, co pozwala znacznie zmniejszyć gabaryty urządzenia, a także poprawić odporność na zakłócenia. Jednak największy wpływ na jakość dostarczanego sygnału wyjściowego ma wybór typu układu regulacji i odpowiedni dobór jego nastaw.

1.1. Układ mikroprocesorowej przetwornicy napięcia typu *step-down*

Podstawowym typem przetwornicy impulsowej jest układ obniżający napięcie (*step-down*, *buck*). Ze względu na małą impedancję wyjściową, bardzo wysoką sprawność oraz dobre parametry dynamiczne zyskał on wielką popularność jako nowoczesny stopień mocy. Jest powszechnie stosowany w układach stabilizacji napięcia/prądu do zasilania elektroniki użytkowej, w falownikach silników elektrycznych, wzmacniaczach mocy i w wielu innych urządzeniach.



Rys. 1. Układ przetwornicy *step-down* sterowanej mikrokontrolerem

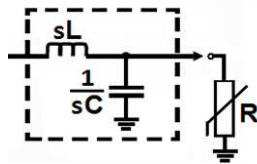
Fig. 1. *Step-down* converter involving a microcontroller

Na podstawie informacji o stanie napięcia wyjściowego mikroprocesor oblicza sygnał sterujący, który poprzez układ modulatora szerokości impulsów PWM (*pulse width modulation*) jest podawany na wzmacniacz. Tranzystory we wzmacniaczu sygnału PWM pracują w stanie nasycenia lub zatkania, zapewniając minimalne straty w kanałach. Straty te powstają głównie w czasie przełączania tranzystorów. Wzmocnione napięcie jest uśredniane w układzie dolnoprzepustowego filtra LC, którego częstotliwość graniczna jest wielokrotnie niższa od częstotliwości sygnału PWM, co zapewnia jego dobre tłumienie. Obwód wzmacniacza mnoży podany sygnał logiczny przez napięcie zasilające. Jeśli częstotliwość pracy nie jest zbyt wysoka, zniekształcenia wzmocnionego sygnału są pomijalne. Kluczowy wpływ na przebieg napięcia wyjściowego ma filtr LC oraz wielkość obciążenia

2. Dobór nastaw regulatora PID

Pierwszym krokiem w procesie doboru nastaw regulatora PID jest poznanie właściwości obiektu. Zebrana wiedza pozwala na dokonanie kwerendy odpowiednich metod i wyboru - z punktu widzenia projektanta najwłaściwszej z nich. Uzyskane efekty dla dobrze opisanego obiektu można zbadać symulacyjnie.

2.1. Obiekt regulacji



Rys. 2. Wyjściowy filtr LC obciążony rezystancją

Fig. 2. Output LC filter with resistive load

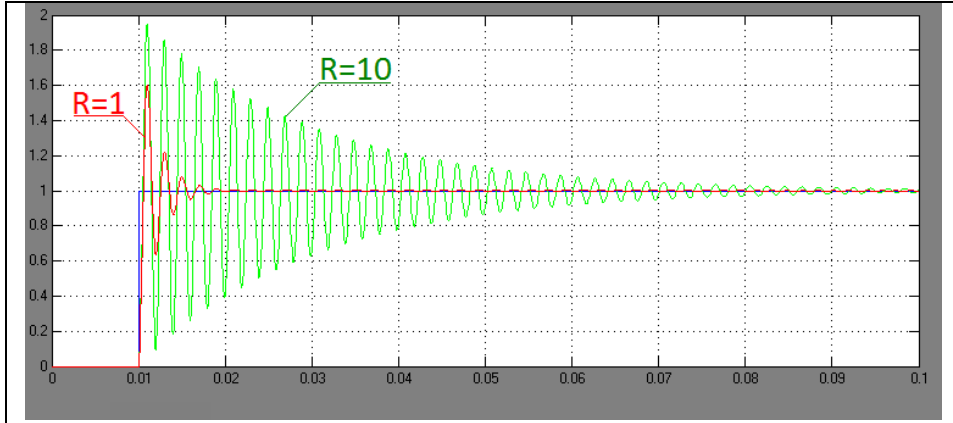
Wyjściowy filtr drugiego rzędu obciążony rezystancją odbiornika jest układem oscylacyjnym. Podobny charakter ma wahadło zawieszone pod osią obrotu. Jest to obiekt stabilny, posiadający stałą częstotliwość drgań własnych i tłumienie zależne od wielkości obciążenia. Korzystając z prostych zależności na podział dwuimpedancyjnego dzielnika napięcia, łatwo określić transmitancję napięciową jako:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \sqrt{\frac{L}{R^2 C}} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{LC}}} \square \frac{\omega_N^2}{s^2 + s 2 \xi \omega_N + \omega_N^2} \quad (1)$$

gdzie:

$$\omega_N = \sqrt{\frac{1}{LC}} \text{ – pulsacja rezonansowa dwójnika LC} \quad (2)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{L}{R^2 C}} / 2 \text{ – współczynnik tłumienia} \quad (3)$$



Rys. 3. Odpowiedź na skok jednostkowy dla dwóch wartości tłumienia

Fig. 3. Step response for two dumping factor

Choć sam filtr LC ma w stanie ustalonym wzmocnienie równe jedności, to ze względu na poprzedzający go układ modulatora PWM i wzmacniacz, a także ze względu na układ pomiarowy, należy w systemie wbudowanym wykonać eksperyment skoku jednostkowego, a następnie określić wzmocnienie K_T porównując dane z przetwornika ADC z wielkością zadanego skoku.

$$T_o(s) = K_T T(s) \quad (4)$$

2.2. Uproszczenie transmitancji obiektu

Układy ze sprzężeniem zwrotnym wyposażone w regulator PID charakteryzują się znaczną odpornością na zmiany parametrów obiektu, dlatego w celu ułatwienia obliczeń można zastosować upraszczanie transmitancji.

Ponieważ współczynnik tłumienia (3) zależy odwrotnie proporcjonalnie od rezystancji obciążenia, nieobciążony filtr będzie wykazywał silnie oscylacyjny charakter (por. Rys. 3). Może zdarzyć się, że urządzenie będzie pracować bez podłączonego odbiornika, dlatego należy tak nastawić regulator, aby zapewnić poprawną pracę w tym stanie. Zakładając więc zerowe tłumienie, otrzymujemy:

$$T(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{LC}} \rightarrow T(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{LC} - \omega^2} = \frac{\omega_N^2}{\omega_N^2 - \omega^2} \quad (5)$$

Ze względu na wymagane wysokie tłumienie sygnału PWM za filtrem LC, częstotliwość graniczna filtru jest niska, a stała czasowa długa – można więc przyjąć $\omega_N \square \omega$, co pozwala na kolejne uproszczenie:

$$T(s) = \frac{1}{s^2} \rightarrow T(s) = \frac{\omega_N^2}{s^2} \quad (6)$$

2.3. Regulator PID

Głównym ograniczeniem wpływającym na sposób realizacji regulatora PID w systemie wbudowanym był długi czas wykonywania rozkazu mnożenia. Pod warunkiem że mnożna i mnożnik nie przekraczają rozmiaru architektury rdzenia mikroprocesora (np. 32bit) - współczesne mikrokontrolery realizują proces mnożenia i akumulacji w jednym cyklu rozkazowym. Ze względu na dużą szybkość obliczeń i zastosowanie architektury o szerokim rozmiarze, współcześnie często stosuje się standardową transmitancję regulatora:

$$T_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (7)$$

Do obliczeń użyto dalej zapisu:

$$T_{PID}(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (8)$$

Zaproponowane przez Ziglera i Nicholasa w 1943 r. [3] względne wzmocnienie w torze różniczkującym:

$$T_D = \frac{T_I}{4} \quad (9)$$

prowadzi do transmitancji regulatora z podwójnym zerem:

$$T_{PID}(s) = k \frac{(s+z)^2}{s} \quad (10)$$

gdzie:

$$k = K_P \frac{T_I}{4}, \quad z = \frac{2}{T_I}$$

Powyższe założenie niesie za sobą konieczność zapewnienia niskiego poziomu szumów pomiarowych. Spełnienie tego warunku w systemie wbudowanym jest możliwe m.in. dzięki sprzężeniu układu wyzwalania pomiarów przetwornika ADC z modulatorem PWM. Innym wartym uwagi rozwiązaniem jest zastosowanie wieloczęstotliwościowego przetwarzania sygnału pomiarowego z wykorzystaniem cyfrowego filtra dolnoprzepustowego FIR.

2.4. Linie pierwiastkowe Evansa

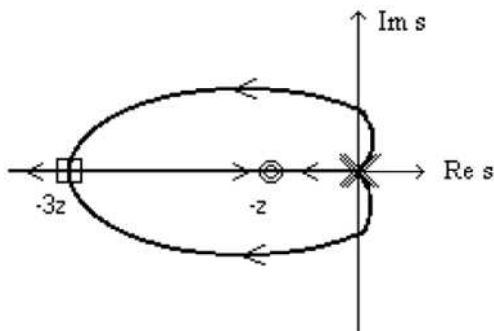
Linie pierwiastkowe obrazują położenie na płaszczyźnie zespolonej zbiorów pierwiastków układu regulatora z obiektem w zależności od wzmacnienia układu otwartego, pozycja na wykresie ściśle odpowiada dynamice układu zamkniętego.

$$T_{otw}(s) = k \frac{(s+z)^2 \omega_N^2}{s^2} = K \frac{(s+z)^2}{s^3} \quad (11)$$

$$T_{zam}(s) = \frac{T_{otw}(s)}{1 + T_{otw}(s)} = \frac{K(s+z)^2}{s^3 + K(s+z)^2} \quad (12)$$

gdzie:

$$K = \omega_N^2 K_P \frac{T_I}{4} \quad (13)$$



Rys. 4. Linie pierwiastkowe Evansa

Fig. 4. Evans root locus

Poszukujemy wzmocnienia, które pozwoli uzyskać aperiodyczną krytyczną odpowiedź układu zamkniętego. Właściwości takie zapewni wzmocnienie odpowiadające rozwidleniu linii pierwiastkowych w punkcie $s_{\square} = -3z$ [1], czyli:

$$K = \frac{-s_{\square}^3}{(s_{\square} + z)^2} = \frac{27}{4} z \quad (14)$$

Położenie trzeciego bieguna s_3 na linii pierwiastkowej pomiędzy 0 a $-z$, określa pierwiastek mianownika układu zamkniętego, dla wybranego powyżej wzmocnienia K :

$$s^3 + \frac{27}{4} z (s + z)^2 = 0 \rightarrow s_3 = -\frac{3}{4} z \quad (15)$$

Czas regulacji zależy od części rzeczywistej pierwiastka [1]:

$$t_r = \frac{3}{\text{Re } s_{\square}} \rightarrow t_r = \frac{4}{z} = 2T_I \quad (16)$$

stąd mamy:

$$T_I = \frac{t_r}{2} \quad (17)$$

Układ równań (10), (14), (17) pozwala obliczyć całkowite wzmocnienie dla projektowanego czasu regulacji jako:

$$K = \frac{27}{t_r} \quad (18)$$

Wzmocnienie układu jest jednocześnie opisane wzorem (13), stąd:

$$K_P = \frac{216}{T_r^2 \omega_N^2} \quad (19)$$

2.5. Nastawy wbudowanego regulatora PID

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń można teraz podać gotowe wzory na wzmocnienia regulatora o założonej początkowo transmitancji (7). Należy przy tym uwzględnić – zgodnie z zależnością (4) – statyczne wzmocnienie obiektu z punktu widzenia systemu wbudowanego.

Korzystając z zależności (19), (2) otrzymujemy:

$$K_p = 216 \frac{LC}{t_r^2} \quad (20)$$

Wzmocnienie w torze całkującym określono na podstawie (7), (8), (17):

$$K_i = \frac{2K_p}{t_r} \quad (21)$$

Podobny układ równań (7), (8), (9) pozwala obliczyć wzmocnienie toru różniczkującego:

$$K_D = \frac{K_p t_r}{8} \quad (22)$$

3. Symulacyjne badanie nastaw

Pierwszym krokiem w procesie projektowania jest założenie oczekiwanego czasu regulacji. Ze względu na szereg zastosowanych uproszczeń uzyskany wynik może się nieco różnić od projektowanego. Zakładaną wielkość można jednak uzyskać metodą kolejnych przybliżeń. Początkową wartość czasu regulacji warto wybrać na podstawie szeroko dostępnych opracowań[2] wskazujących bezpieczne wartości dla typowych obiektów:

$$t_r \approx 2T_N = \frac{4\pi}{\omega_N} \quad (23)$$

Na podstawie (23) i (2) otrzymujemy zalecany początkowy czas regulacji:

$$t_r \approx 4\pi \sqrt{LC} \quad (24)$$

Na potrzeby prezentacji zachowania układu zamkniętego z proponowanymi nastawami wybrano obiekt o następujących parametrach filtra wyjściowego:

$$L = 100 \mu H, C = 1000 \mu F$$

Korzystając z parametrów filtra obliczamy początkowy projektowany czas odpowiedzi:

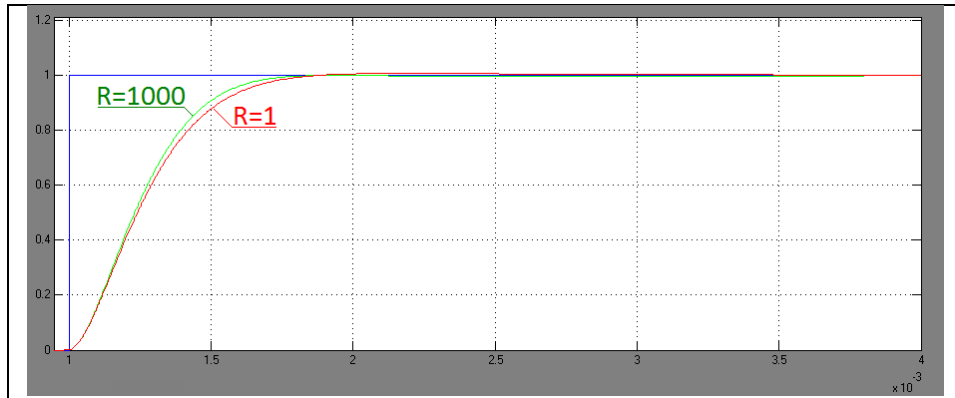
$$t_r \approx 4\pi \sqrt{LC} \approx 4 \cdot 10^{-3}$$

Po kilku próbach obliczeń nastaw regulatora PID i symulacji układu, znaleziono $t_r = 2.25\text{ms}$, który po podstawieniu daje wzmocnienia zapewniające przebiegi aperiodyczne krytyczne i rzeczywisty czas regulacji poniżej 1ms:

$$K_P = 216 \frac{LC}{t_r^2} = 216 \frac{10^{-7}}{0.00225^2} \approx 4.27$$

$$K_I = \frac{2K_P}{t_r} = \frac{2 \cdot 4.27}{0.00225} \approx 3800$$

$$K_D = \frac{K_P t_r}{8} = \frac{4.27 \cdot 0.00225}{8} \approx 1.2 \cdot 10^{-3}$$



Rys. 5. Odpowiedź skokowa układu zamkniętego
Fig. 5. Closed loop step response

4. Podsumowanie

Poprawny dobór nastaw regulatora PID może być kluczowym elementem wpływającym na konkurencyjność produktu, pozwala bowiem efektywnie wykorzystać możliwości zastosowanego w urządzeniu obwodu elektronicznego (np. wydajność prądową tranzystorów). Optymalnie ustawiony regulator zapewni w konsekwencji niższy koszt produkcji urządzenia o zadanych parametrach.

Stosując metodę linii pierwiastkowych, udało się uzyskać czas regulacji układu o przebiegach aperiodycznych krytycznych na poziomie połowy okresu drgań naturalnych. Z uwagi na ograniczenia układu rzeczywistego zależne od wielkości napięcia zasilającego, nie warto przesadnie skracać czasu regulacji. Ważną zaletą prezentowanego rozwiązania jest duża odporność układu z regulatorem PID na zmiany rezystancji obciążenia - obrazuje to rys.5.

Opracowany zestaw wzorów może być wartościowym narzędziem inżynierskim. Pozwala bowiem sprawnie dobrać nastawy regulatora PID na podstawie parametrów zastosowanego filtra wyjściowego.

Kolejnym krokiem w pracy nad poruszonym tematem, powinno być zbadanie wpływu ograniczonego napięcia zasilania na wybór optymalnego czasu regu-

lacji. W układach o dużej częstotliwości pracy należało by uwzględnić czas niezbędny do przeprowadzenia procesów – obliczeniowego oraz przetwarzania ADC. Warto także porównać wyniki prezentowanej metody z innymi sposobami doboru nastaw.

Literatura

- [1] Trybus L.: Teoria sterowania. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 2008
- [2] Praca zbiorowa (pod red. W. Findeisena): Poradnik inżyniera - Automatyka, WNT, Warszawa 1973.
- [3] Ziegler, J. G. and N. B. Nichols (1943): Optimum settings for automatic controllers. Trans. ASME
- [4] Darmawaskita H. : AN216- DC/DC Converter Controller Using a PICmicro Microcontroller, www.microchip.com, 2000

SAFE PID SETTINGS TUNING FOR MICROCONTROLLER CONTROLLED VOLTAGE STEP-DOWN CONVERTER

Summary

Switching mode power supplies - due to a high efficiency and relatively good output voltage parameters- gained immense popularity. This fact leads to the search for solutions, which will ensure continued development of these devices. Progress in technology of electronic components has led in recent years to construction of high performance voltage converters. Substantial reduction in price of specialized digital signal processors has resulted in the formation of a new trend – called the ‘intelligent control’, which allows for dynamic adjustment of control to load and supply variations, providing greater energy efficiency in wide range of operating parameters. The use of microcomputer also simplifies implementation of a PID controller to stabilize the output voltage, providing excellent stability and resistance to disturbances. The paper demonstrate such solution by selections PID controller functions for microprocessor controlled converter. The correct tuning of PID algorithm is usually difficult for the engineers. The analysis of the problem begins with the mathematical description of the controlled plant, next an appropriate method for tuning is selected, simulations are performed, and finally convenient for electronics engineer - tuning procedure is proposed.

Keywords: voltage converter, pwm, microcomputer, buck, SMPS

DOI: 10.7862/re.2013.15

Tekst złożono w redakcji: październik 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013