

Piotr Bogusz, Adam Mazurkiewicz, Mariusz Korkosz, Jan Prokop  
Politechnika Rzeszowska, Rzeszów

## FILTR TĘTNIŃ PRĄDU DLA BEZCZUJNIKOWEGO STEROWANIA SILNIKA RELUKTANCYJNEGO PRZELĄCZALNEGO

### CURRENT RIPPLE FILTER FOR SENSORLESS SRM COMMUTATOR

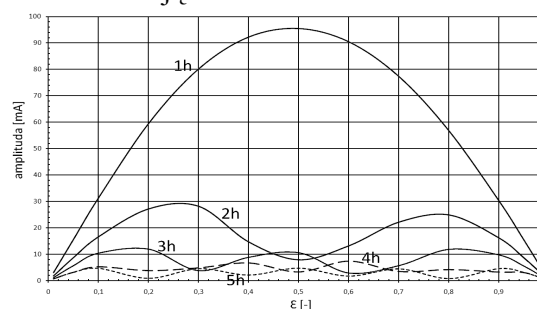
**Abstract:** The concept of a low pass filter for dumping current ripple has been presented in the paper. The current ripple is the effect of pulse width modulation voltage control. The filter is assigned for sensorless SRM control which take advantage of the current derivation method. Both the basic features of low pass filter and comparative research results concerning the solution described in literature have been presented in the paper.

#### 1. Wstęp

Do regulacji prądu w maszynach SRM zwykle stosuje się zasilanie impulsowe z modulacją szerokości impulsu. Skutkiem tego, w przebiegu prądu silnika pojawiają się tętnienia wynikające z impulsowego zasilania. Te tętnienia nie mają znaczącego wpływu na pracę silnika. Jednak w przypadku sterowania bezczujnikowego, wykorzystującego metodę różniczkowania prądu wszelkie tętnienia, szумы i zakłócenia mają istotny wpływ na jakość działania. Charakterystyczną cechą stosowanego w tej metodzie układu różniczkującego jest duża wrażliwość na szybkozmienne zakłócenia, które nawet przy niewielkiej amplitudzie mogą uniemożliwić poprawne funkcjonowanie.

Pasmo silnika jest odbiornikiem typu RL o indukcyjności zależnej od położenia wirnika. Jest zasilane napięciem o przebiegu prostokątnym ze zmiennym współczynnikiem wypełnienia. W tej sytuacji prąd pasma oprócz składowej stałej zawiera okresowo zmienne tętnienia, które można rozłożyć w szereg Fouriera. Amplituda poszczególnych harmonicznych szeregu zależy od współczynnika wypełnienia przebiegu napięcia. Na rysunku 1 pokazano jak zmieniają się amplitudy pięciu pierwszych harmonicznych prądu odbiornika RL ( $R=11\ \Omega$ ,  $L=2\ \text{mH}$ , napięcie zasilania 40 V) w zależności od współczynnika wypełnienia napięcia zasilającego. Zdecydowanie największą amplitudę ma pierwsza harmoniczna. Amplitudy kolejnych harmonicznych są wyraźnie mniejsze i maleją wraz ze wzrostem rzędu harmonicznej. Z tego wynika, że największy udział w tętnieniach prądu ma pierwsza harmoniczna, której częstotliwość jest równa częstotliwości nośnej przebiegu PWM.

Dla ograniczenia tętnień prądu w znanym z literatury [1] rozwiązaniu sterowania bezczujnikowego jest zastosowany dolnoprzepustowy, dwubiegunowy filtr w układzie Sallen–Key’a z dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Autorzy w [1] przyjęli, że częstotliwość graniczna filtru jest dwukrotnie mniejsza od częstotliwości nośnej przebiegu PWM. W dwubiegunowym filtrze tego typu nachylenie charakterystyki częstotliwościowej w paśmie tłumienia wynosi 6 dB na oktawę. Ponieważ z definicji dla częstotliwości granicznej tłumienie filtru wynosi 3 dB, stąd dla częstotliwości nośnej przebiegu PWM (dwa razy większej od granicznej) tłumienie wyniesie około 9 dB (3 dB + 6 dB). W kontekście przeprowadzonych wcześniej rozważań należy uznać, że tłumienie na takim poziomie dla częstotliwości nośnej przebiegu PWM jest niewystarczające. Filtr powinien charakteryzować się największym tłumieniem dla pierwszej harmonicznej, bo jej udział w tętnieniach prądu jest największy. Tłumienie dla większych częstotliwości nie musi być duże bo amplitudy kolejnych harmonicznych zdecydowanie maleją.

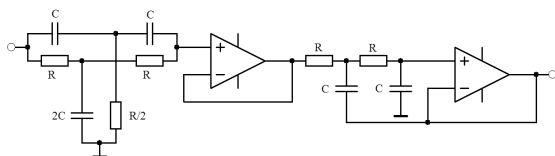


Rys. 1. Zależność amplitudy kolejnych harmonicznych prądu odbiornika RL od współczynnika wypełnienia  $\epsilon$  napięcia zasilającego (szczegóły w tekście)

Celem niniejszej pracy jest wskazanie prostego układu filtrującego, który zapewni dobrą filtrację tętnień prądu dla bezczujnikowego sterownika silnika SRM wykorzystującego metodę różniczkowania prądu.

## 2. Koncepcja filtru

Z przedstawionych wyżej rozważań wynika, że projektowany filtr powinien charakteryzować się wysokim tłumieniem dla początkowych harmonicznych. Tłumienie wyższych harmonicznych nie musi być duże. Jednocześnie zgodnie z przyjętym założeniem filtr musi mieć prostą strukturę. Wydaje się, że powyższe wymagania powinny być spełnione w układzie składającym się z filtru TT nastrojonego na częstotliwość pierwszej harmonicznej oraz filtru dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej równej pierwszej harmonicznej, który zapewni tłumienie drugiej i kolejnych harmonicznych. Na rysunku 2 jest pokazany schemat filtru.

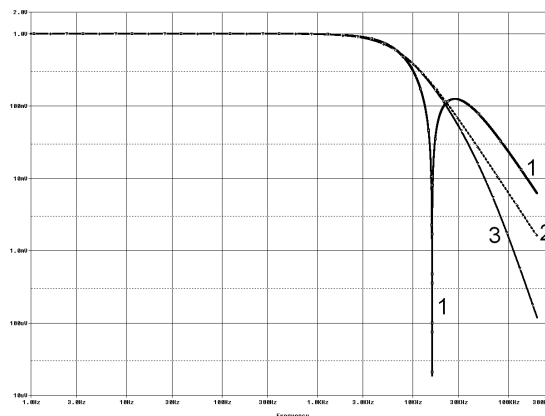


Rys. 2. Schemat badanego filtru

Pierwszy stopień to filtr TT zoptymalizowany pod względem dobroci co zapewnia wysokie tłumienie dla częstotliwości środkowej. Drugi stopień to dwubiegunowy filtr dolnoprzepustowy w układzie Sallen–Key’a, z tłumieniem krytycznym ( $k=1$ ). Do dalszych badań przyjęto następujące wartości elementów:  $R=10\text{k}\Omega$ ,  $C=1\text{nF}$ . Dla tych wartości częstotliwość środkowa filtru TT wynosi  $15,9\text{ kHz}$ . Również częstotliwość graniczna filtru dolnoprzepustowego wynosi  $15,9\text{ kHz}$ .

## 3. Badania filtru

Podstawowe informacje o właściwościach filtru daje charakterystyka częstotliwościowa. Przebieg charakterystyki badanego filtru jest pokazany na rysunku 3 (krzywa 1). Dla porównania wyznaczono charakterystyki dwóch innych filtrów dolnoprzepustowych: dwubiegunowego (rys. 3, krzywa 2) i czterobiegunowego (rys. 3, krzywa 3). Częstotliwość graniczna obu wynosi  $8\text{ kHz}$ . Oba filtry wykorzystują układ Sallen–Key’a, z tłumieniem krytycznym ( $k=1$ ). Charakterystyki zostały wyznaczone przy użyciu programu PSpice [3].

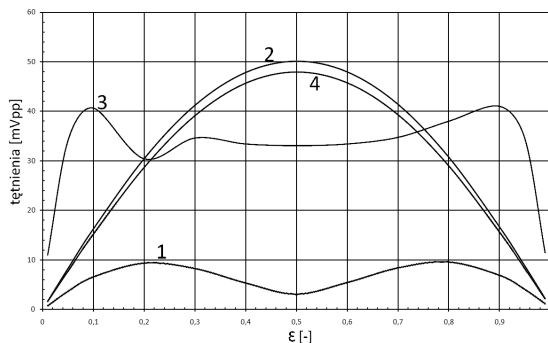


Rys. 3. Charakterystyka częstotliwościowa badanego filtru (1), oraz dwubiegunowego (2) i czterobiegunowego (3), częstotliwość graniczna obu wynosi  $8\text{ kHz}$

Częstotliwość graniczna badanego filtru przyjmuje wartość około  $8\text{ kHz}$  i jest zbliżona do częstotliwości granicznej porównywanych filtrów. Natomiast badany filtr charakteryzuje się bardzo dużym tłumieniem dla częstotliwości nośnej przebiegu PWM, zbliżającym się do  $100\text{ dB}$ . Przy tej częstotliwości tłumienie porównywanych filtrów jest znacząco mniejsze i wynosi około  $9\div 10\text{ dB}$ . Zauważalną wadą proponowanego rozwiązania jest mniejsze tłumienie dla drugiej i następnych harmonicznych. Można to wyeliminować przez dodanie drugiego filtru TT, zestrojonego na drugą harmoniczną. Jednak to rozbudowuje strukturę filtru i jest niezgodne z przyjętymi założeniami.

Na rysunku 4 jest pokazana zależność magnitudy tętnień na wyjściu badanego filtru od współczynnika  $\varepsilon$  przebiegu PWM. Magnituda jest wyznaczana jako różnica wartości maksymalnej i minimalnej napięcia na wyjściu filtru. Na wejście filtru podano przebieg napięcia proporcjonalny do prądu odbiornika RL o parametrach:  $L = 2\text{ mH}$ ,  $R = 11\ \Omega$ , napięcie zasilania  $40\text{ V}$ . Przebieg magnitudy tętnień na wyjściu badanego filtru ma zbliżony kształt do przebiegu amplitudy drugiej harmonicznej (rys. 1). Tu również jest widoczny skutek mniejszego tłumienia przez filtr drugiej harmonicznej. Dla porównania na rysunku 4 zamieszczono przebiegi magnitudy tętnień dla dwóch filtrów dolnoprzepustowych: dwubiegunowego (krzywa 2) i czterobiegunowego (krzywa 4), częstotliwość graniczna obu filtrów wynosi  $8\text{ kHz}$  oraz filtru TT zestrojonego na częstotliwość nośną przebiegu PWM (krzywa 3). Tętnienia na wyjściach obu filtrów dolnoprzepustowych są największe

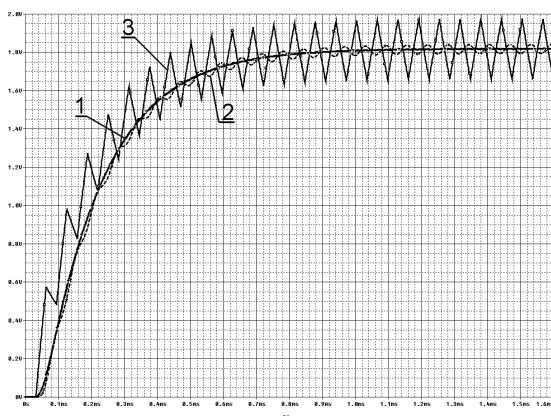
dla  $\varepsilon = 0,5$  co jest efektem słabego tłumienia pierwszej harmonicznej.



Rys. 4. Zależność magnitudy tętnień na wyjściach filtrów od współczynnika wypełnienia  $\varepsilon$  przebiegu PWM (opis w tekście)

Magnitudy tętnień na wyjściach tych filtrów są zdecydowanie większe w porównaniu z badanym filtrem, w całym zakresie zmian współczynnika wypełnienia.

Przebieg napięcia na wyjściu badanego filtra w funkcji czasu jest pokazany na rysunku 5 (przebieg 1). Sygnał na wejściu filtra (przebieg 3) jest proporcjonalny do prądu odbiornika RL o parametrach:  $L = 2 \text{ mH}$ ,  $R = 11 \Omega$ , napięcie zasilania  $U = 40 \text{ V}$ , współczynnik wypełnienia napięcia zasilającego  $\varepsilon = 0,5$ . Dla porównania jest również pokazany przebieg napięcia na wyjściu filtra dolnoprzepustowego, czterobiegunowego o częstotliwości granicznej  $8 \text{ kHz}$  (przebieg 2).

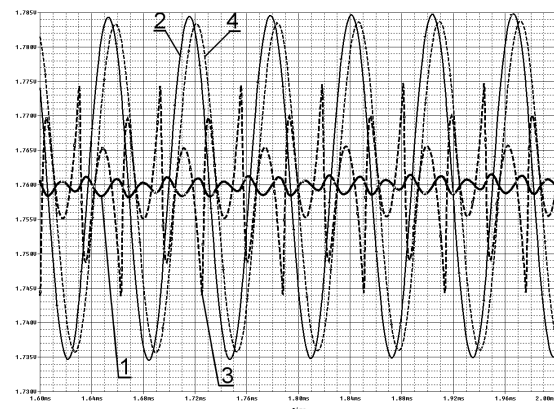


Rys. 5. Przebiegi czasowe napięć na wyjściach filtrów oraz przebieg prądu odbiornika RL (opis w tekście)

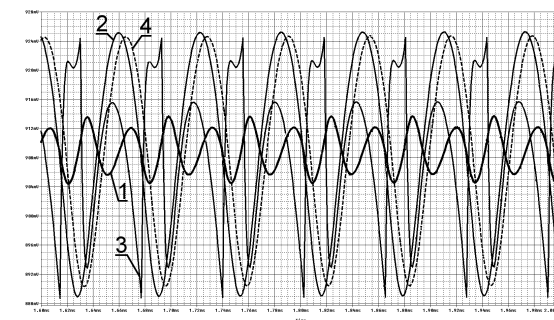
Skala rysunku 5 została tak dobrana, aby pokazać pełny zakres zmian sygnału wejściowego filtrów (napięcie na wejściach filtrów zmienia się w przedziale  $0 \div 2\text{V}$ ). W tej sytuacji wydaje się, że zaproponowany filtr zapewnia całkowite

wytlumienie tętnień, co jest niezgodne z wynikami wcześniejszych badań (rys.4). Dlatego na rysunku 6 pokazano przebiegi, które są powiększeniem końcowej części rysunku 5. Oznaczenia przebiegów: 1 – filtr badany, 2 – filtr dolnoprzepustowy dwubiegunowy, 3 – filtr TT, 4 – filtr dolnoprzepustowy czterobiegunowy. Magnituda tętnień na wyjściu badanego filtra jest wielokrotnie mniejsza od magnitud tętnień na wyjściach pozostałych filtrów.

Na rysunku 7 są pokazane przebiegi czasowe napięć na wyjściach filtrów przy współczynniku wypełnienia napięcia zasilającego  $\varepsilon = 0,25$ : 1 – filtr badany, 2 – filtr dolnoprzepustowy, dwubiegunowy, 3 – filtr TT, 4 – filtr dolnoprzepustowy, czterobiegunowy. Jest to przypadek najbardziej niekorzystny dla badanego filtra. Dla  $\varepsilon = 0,25$  duży udział w tętnieniach ma druga harmoniczna (rys. 1), natomiast badany filtr ma najmniejsze tłumienie (rys.3 i rys. 4). Pomimo niekorzystnych warunków magnituda tętnień na wyjściu badanego filtra jest kilkakrotnie mniejsza w porównaniu do pozostałych filtrów.



Rys. 6. Przebiegi czasowe napięć na wyjściach filtrów (powiększenie końcowej części przebiegu z rys. 5) dla  $\varepsilon = 0,5$



Rys. 7. Przebiegi czasowe napięć na wyjściach filtrów dla  $\varepsilon = 0,25$

#### 4. Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych można stwierdzić co następuje:

- proponowany filtr zapewnia bardzo dobre tłumienie podstawowej składowej tętnień prądu silnika reluktancyjnego,
- jego właściwości są zdecydowanie lepsze od rozwiązania znanego z literatury w całym zakresie zmian współczynnika wypełnienia,
- filtr ma prostą strukturę, zawiera niewiele elementów więc spełnia założony we wstępie cel,
- istnieje możliwość jego rozbudowy dla uzyskania jeszcze lepszych parametrów tłumienia.

#### 5. Literatura

[1]. Gallegos - L'opez G., Kjaer Ph., Miller T.J.E: *A new sensorless method for switched reluctance motor drives*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 34, NO. 4, JULY/AUGUST 1998

[2]. Nadachowski M., Kulka Z.: *Analogowe układy scalone*, WKiŁ, 1985

[3]. Cadence OrCad PCB Design, *User manual*

*Pracę wykonano w ramach projektu badawczego R10 0026 06*

#### Autorzy

dr inż. Piotr Bogusz, *pbogu@prz.edu.pl*

dr inż. Adam Mazurkiewicz

*madam@prz.edu.pl*

dr inż. Mariusz Korkosz, *mkosz@prz.edu.pl*

dr inż. Jan Prokop, *jprokop@prz.edu.pl*

Politechnika Rzeszowska

Wydział Elektrotechniki i Informatyki

ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów