

IMPULSOWE PRZEKSZTAŁNIKI SIECIOWE OBNIŻAJĄCO - PODWYŻSZAJĄCE NAPIĘCIE

Edward Greczko

Instytut Informatyki i Elektroniki, Uniwersytet Zielonogórski
65-246 Zielona Góra, ul. Podgórna 50

e-mail: E.Greczko@iie.uz.zgora.pl

STRESZCZENIE

Artykuł dotyczy analizy właściwości energetycznych przekształtnika sieciowego o charakterze podwyższającym – obniżającym napięcie. Analiza została dokonana na podstawie modelu symulacyjnego układu przekształtnika sieciowego w środowisku **Simuling** programu **Matlab**.

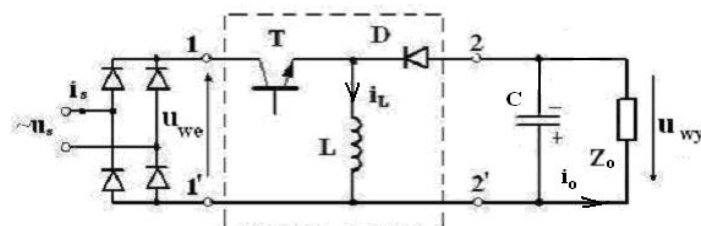
1. WPROWADZENIE

W najprostszych rozwiązaniach jednokierunkowych przekształtników napięcia zmiennego na napięcie stałe w charakterze przekształtnika stosuje się mostek diodowy z podłączonym na wyjściu kondensatorem wygładzającym, zapewniającym tłumienie składowej zmiennej w napięciu wyjściowym. Impulsowy charakter prądu wejściowego przekształtnika powoduje powstawanie mocy przesunięcia fazowego i mocy odkształcenia, a w wyniku tego niskie wartości współczynnika mocy na wejściu układu. Znaczącą poprawę wskaźników energetycznych tych układów można osiągnąć włączając pomiędzy mostek diodowy a kondensator wygładzający przekształtnika DC/DC, który pełni rolę korektora współczynnika mocy. Problemowi projektowania impulsowych przekształtników sieciowych z sinusoidalnym prądem wejściowym oraz współczynnikiem mocy $\cos\phi = 1$ poświęcono szereg prac [1-3]. Jednak najczęściej rozpatrywano w nich przekształtniki AC/DC o charakterze podwyższającym napięcie (z ang. **boost** converter).

Jednak istnieją możliwości rozszerzenia funkcjonalnych możliwości impulsowych przekształtników AC/DC włączając zamiast bloku DC/DC typu **boost**, przekształtnik DC/DC o właściwościach obniżająco- podwyższających napięcie (z ang. **buck – boost** converter). W wyniku tego przekształtnik AC/DC będzie posiadał możliwości kształtowania napięcia wyjściowego zarówno wyższego, jak i niższego względem amplitudy napięcia sieci zasilającej. Celem pracy jest budowa modeli symulacyjnej przekształtnika AC/DC o właściwościach obniżająco- podwyższających napięcie w przestrzeni **Simuling** programu **Matlab** oraz przeprowadzenia na jej podstawie analizy wskaźników energetycznych.

2. PRZEKSZTAŁNIK AC/DC O WŁAŚCIWOŚCIACH OBNIŻAJĄCO-PODWYŻSZAJĄCYCH NAPIĘCIE

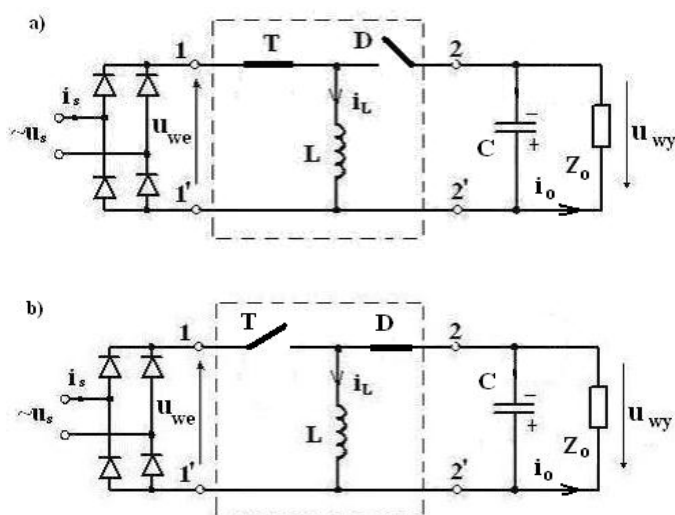
Schemat przekształtnika obniżająco – podwyższającego (ang. buck – boost converter lub up/down converter) przedstawiono na Rys.1.



Rys. 1. Topologia przekształtnika obniżająco – podwyższającego

Zasilacz impulsowy z Rys.1 zawiera: diodowy mostek prostowniczy, dławik L , tranzystor mocy T , diodę D i kondensator wygładzający C . Dalej będziemy stosować skrótową nazwę przekształtnika obniżająco – podwyższającego, jako przekształtnik typu **bb**.

Elementem pośredniczącym w przekazywaniu energii od prostownika do odbiornika jest dławik L . W czasie przewodzenia zaworu w pełni sterowalnego, jakim jest tranzystor T , dławik L jest podłączony bezpośrednio do zacisków prostownika. Schemat zastępczy przekształtnika w tym przedziale czasowym przedstawiono na Rys.2,a. Przy załączonym tranzystorze T na dławiku L panuje całe wyprostowane napięcie mostka diodowego, w wyniku czego odbywa się zwiększenie prądu i gromadzenie energii elektrycznej w tym dławiku. W tym czasie dioda D jest spolaryzowana zaporowo, co zapobiega rozładowaniu się kondensatora C w obwodzie z dławikiem. Poza tym prąd w obwodzie odbiornika Z_o podtrzymuje się przez energię zmagazynowaną w kondensatorze C .



Rys. 2. Schematy zastępcze przekształtnika typu **bb**

Po wyłączeniu tranzystora **T** następuje drugi przedział czasowy, któremu odpowiada schemat zastępczy przekształtnika z Rys.2,b. W tym przypadku dioda **D** będzie spolaryzowana w kierunku przewodzenia, następne prąd zmagazynowany w poprzednim cyklu w dławiku popłynie przez diodę **D** na wyjście układu: do odbiornika **R** oraz kondensatora **C**, doładowując go i kompensując energię wytraconą w pierwszym przedziale czasu. Innymi słowy dławik **L** w kolejnych cyklach pracy pobiera energię ze źródła i przekazuje ją do odbiornika.

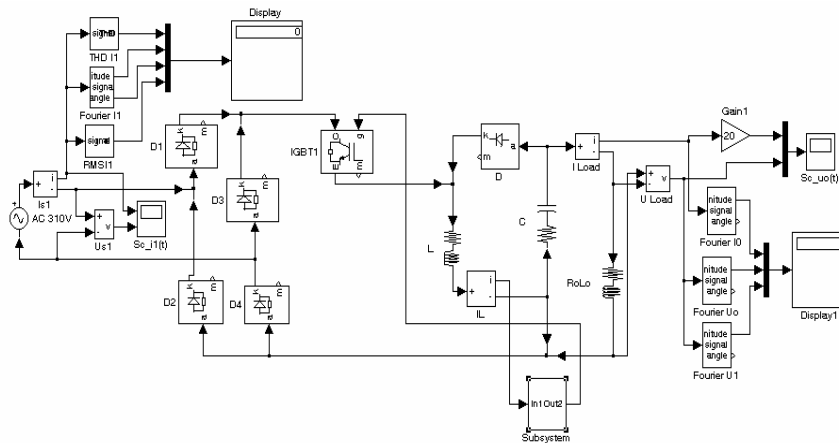
Podobnie jak w przypadku przekształtnika podwyższającego napięcie, przez odpowiednią strategię sterowania, przy pomocy modulacji szerokości impulsu MSI (ang. **PWM** – pulse with modulation) możemy kształtować quasi sinusoidalne półfale prądu w obwodzie dławika **L**. W efekcie prąd pobierany z sieci zasilającej jest również quasi sinusoidalnym, ponieważ zawiera on tętnienia, których częstotliwość jest równa częstotliwości łączeń zaworu **T**.

3. MODEL SYMULACYJNY PRZEKSZTAŁTNIKA

Model symulacyjny impulsowego przekształtnika **AC/DC** typu **bb**, zbudowanego w środowisku **Simuling** programu **Matlab**, przedstawiono na Rys.3.

W skład obwodu siłowego wchodzi:

- źródło zasilania 50Hz; 310V (**AC**);
- diodowy mostek prostowniczy (**D1 – D4**);
- dławik **L**: 20mH i $R=0,001\ \Omega$;
- tranzystor **IGBT**;
- dioda **D**;
- kondensator **C** : 300μF;
- odbiornik **RL**: 200Ω, 1mH;
- czujnik pomiaru prądu **IL** dławika **L**, sygnał którego jest podawany na wejście układu sterującego przekształtnikiem.



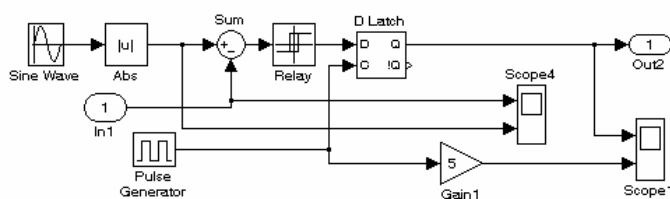
Rys. 3. Schemat symulacyjny impulsowego przekształtnika AC/DC typu **bb**

W celu rejestracji przebiegów napięć i prądów, oraz rejestracji określonych wielkości układ został wyposażony w następujące urządzenia pomiarowe:

- czujnik prądu **Is1** oraz czujnik napięcia **Us1** włączone do obwodu wejściowego przekształtnika;
- oscyloskop **Sc_i1(t)** rejestrujący przebieg prądu i napięcia przemiennego sieci zasilającej przekształtnik;
- trzy bloki pomiaru: **THD I1** (służą do pomiaru zawartości wyższych harmonicznych w prądzie sieci), **Fourier I1**, (mierzy amplitudę podstawowej harmonicznej prądu wejściowego oraz kąt przesunięcia fazowego), **RMSI1** (mierzy wartość skuteczną prądu wejściowego);
- blok **Display**, podłączony jest do wyjść wyżej wskazanych bloków i służy do wyświetlania na ekranie wartości czterech mierzonych wielkości;
- czujnik prądu **I Load** i czujnik napięcia **U Load** odbiornika;
- oscyloskop **Sc_uo(t)** rejestrujący przebiegi prądu i napięcia odbiornika;
- bloki **Fourier U0** i **Fourier U1** mierzą składową stałą i składową zmienną napięcia wyjściowego;
- blok **Fourier I0** mierzy składową stałą prądu obciążenia;
- blok **Display 1**, podłączony jest do wyjść wyżej wskazanych bloków i służy do wyświetlania na ekranie wartości trzech mierzonych wielkości;

Układ sterowania (US) impulsowym przekształtnikiem sieciowym przedstawiono w postaci oddzielnego bloku **Subsystem**. Jego model pokazany jest na Rys.4. W skład układu sterowania wchodzi następujące elementy:

- blok **Sine Wave** – generator sygnału sinusoidalnego oraz blok **Abs** formowania modułu sygnału sinusoidalnego, które kształtują sygnał zadany, w postaci półfal wyprostowanego sygnału sinusoidalnego;
- blok sumowania **Sum** oraz komparator **Relay**, przy tym na wejścia bloku sumowania doprowadzane są sygnał zadany z bloku **Abs** oraz sygnał z zacisku wejściowego **In1** (sygnał czujnika pomiar prądu **IL** dławika);
- dodatkowo w skład układu sterowania włączono **D**-przerzutnik i generator sekwencji impulsów synchronizacji **Pulse Generator** (przykładowo o częstotliwości 10kHz). Wygenerowana sekwencja impulsów podawana jest na wejście synchronizujące przerzutnika;
- dwa oscyloskopy, rejestrujące przebiegi kształtowanych sygnałów przez **US**;
- zacisk wyjściowy **Out2**, przez który sygnał sterowania z wyjścia **D**-przerzutnika przekazywany jest na wejście tranzystora **T** obwodu siłowego przekształtnika.



Rys. 4. Układ sterowania przekształtnikiem

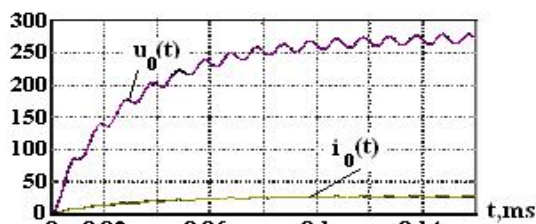
Przy realizacji układu sterowania przekształtnika typu **bb** stosuje się algorytm nadążnego kształtowania krzywych prądu w dławiku **L**. Podstawową właściwością takiego sterowania nadążnego w układzie z zamkniętym jest wymuszenie w indukcyjności takiej wartości prądu, która jest zadawana przez sygnał zadany. W tym celu sygnał różnicy pomiędzy sygnałem zadany i mierzona wielkością prądu **IL** dławika podaje się na wejście komparatora **Relay** z histerezą d_h ustawioną na $\pm 0,2$ V.

Sekwencja impulsów z komparatora zostaje najpierw za pomocą **D**-przerzutnika zsynchronizowana przez generator sekwencji impulsów synchronizacji **Pulse Generator**, a następnie w charakterze impulsów sterujących wysyłana jest na bramkę tranzystora **IGBT**.

Można zauważyć, że rozpatrywany algorytm sterowania przekształtnikiem typu **bb** nie posiada właściwości związanych z regulacją napięcia wyjściowego. Ten fakt można wyeliminować przez wprowadzenie dodatkowego sprzężenia zwrotnego od napięcia wyjściowego, bloku zadania jego wartości oraz wzmocnienie sygnału ich różnicy (tzn. włączając w **US** dodatkowo czujnik napięcia wyjściowego przekształtnika **AC/DC**, regulator **PI** oraz blok zadania napięcia wyjściowego). Dane zagadnienie jednak wychodzi poza granice danej pracy.

4. ANALIZA WYNIKÓW SYMULACJI

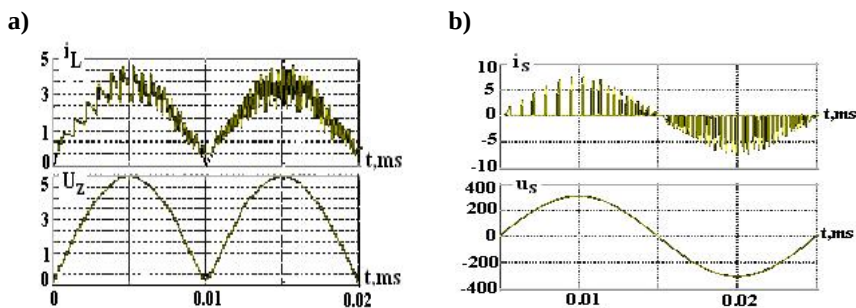
Na podstawie wyników symulacji za otrzymano przebiegi napięcia i prądu w obwodzie odbiornika przy uruchomieniu przekształtnika oraz zerowych warunkach początkowych w ciągu pierwszych 7 okresów napięcia zasilającego (**0.16ms**), które przedstawiono na Rys.5.



Rys. 5. Przebiegi napięcia i prądu w obwodzie odbiornika

Z podanych przebiegów widać, że wyprostowane napięcie wyjściowe $u_o(t)$ narasta bez przepięć i jego wartość ustalona ustanawia się po 6 okresach napięcia zasilającego. Składowa zmienna w wyprostowanym napięcia wyjściowym wynosi mniej niż 3%.

Zastosowany algorytm sterowania przekształtnikiem kształtuje faktycznie sinusoidalny prąd w obwodzie dławika. Na Rys.6,a przedstawiono przebiegi prądu i_L dławika i sygnału zadanego U_z w postaci wyprostowanych półfal sinusoidy, a na Rys.6,b – przebiegi prądu wejściowego i napięcia zasilania przekształtnika.



Rys. 6. Przebiegi prądu i_L dławika i sygnału zadanego (a) oraz prądu wejściowego i napięcia zasilania przekształtnika (b)

Należy zauważyć, że praktycznie przebieg prądu i_L dławika powtarza kształt sygnału zadanego. Przy czym wartości chwilowe prądu dławika pulsują wokół sygnału zadanego w strefie określonej przez pętlę histerezy d_h komparatora **Relay**. Kształt prądu tym bardziej zbliża się do sygnału zadanego, im mniejszą jest wartość strefy histerezy. Jednocześnie ze zmniejszeniem wartości strefy histerezy d_h , rośnie częstotliwość nośna przełączeń tranzystora T. Jednak częstotliwość maksymalna przełączeń tranzystora jest ograniczona przez czasy komutacji łączników siłowych, jak również przez wartość strat mocy wydzielanej na

tranzystorze związanych z ich komutacją. Dlatego zmiany szerokości strefy histerezy należy prowadzić uwzględniając powyższe parametry.

Celowe jest również przy zastosowaniu nadążnych układów kształtowania krzywych prądu sinusoidalnego zapewnienie zadanego minimalnego czasu pomiędzy kolejnymi przełączeniami tranzystora ($\Delta t_{\min}$), który jest równy okresowi sekwencji impulsów z generatora **Pulse Generator**. W tym celu został wprowadzony do układu sterującego D-przerzutnik, wykorzystując jego efekt zatraskiwania. Rodzaj zrealizowanej modulacji w literaturze nosi nazwę «delta – modulacja».

Należy również zauważyć, że w badanym przekształtniku dławik nie jest podłączonym bezpośrednio do wyjścia prostownika diodowego. W wyniku prąd wejściowy prostownika zawiera tylko wycinki prądu dławika związane wyłącznie z magazynowaniem energii. Potwierdzają to przebiegi prądu wejściowego i_s oraz napięcia zasilającego u_s przekształtnik pokazane na Rys.6,b. Amplitudy impulsów prądu wejściowego zostały zmodulowane wg krzywej sinusoidalnej. Jednak charakter impulsowy prądu jest powodem powstania w przebiegach prądu wejściowego wysokoczęstotliwościowych harmonicznnych składowych. Przesunięcie fazowe harmonicznej podstawowej prądu względem napięcia zasilającego jest praktycznie zerowe.

Z danych pomiarów wyświetlanych na ekranach bloków Display1 i Display modelu symulacyjnego badanego przekształtnika z Rys.3 można odczytać następujące wielkości:

- wartość średnia prądu odbiornika: $I_{wy.0} = 1,35A$;
- wartość średnia napięcia odbiornika: $U_{wy.0} = 277V$;
- amplituda składowej przemiennej napięcia odbiornika: $U_{m1} = 7,26V$;
- współczynnik zawartości w.cz. harmonicznnych prądu wejściowego:
 $THD(I1) = 95,3\%$;
- amplituda podstawowej harmonicznej prądu wejściowego: $I_{sm1} = 2,69A$;
- przesunięcie fazowe podstawowej harmonicznej prądu wejściowego: $\phi_{m1} = -2,1^\circ$;
- wartość skuteczna prądu wejściowego: $I_s = 2,6A$.

Na podstawie odczytanych danych można obliczyć wartości podstawowych wskaźników energetycznych rozpatrywanego przekształtnika typu **bb**:

- moc czynna źródła zasilającego: $P_1 = U_s \cdot I_{s1} = 418,5 W$;
- moc czynna odbiornika: $P_0 = U_{wy.0} \cdot I_{wy.0} = 365,85 W$;
- moc pozorna na zaciskach wejściowych przekształtnika: $S = U_s I_s = 572,1VA$;
- moc odkształcenia na zaciskach wejściowych przekształtnika:
 $T = \sqrt{S^2 - P_1^2} = 390VA$;
- współczynnik odkształcenia prądu wejściowego: $\gamma_1 = I_{s1}/I_s = 0,73$;
- współczynnik mocy na wejściu przekształtnika: $\lambda_p = \gamma_1 \cos \phi_{m1} = 0,728$;

- współczynnik pulsacji napięcia wyjściowego: $K_p = \frac{U_{m1}}{U_{wy.0}} \times 100 = 2,67 \%$.

5. PODSUMOWANIE

Na podstawie obliczonych parametrów można wnioskować:

Prąd wejściowy przekształtnika znajduje się praktycznie w fazie z napięciem zasilającym, dlatego rozpatrywany przekształtnik nie pobiera moc bierną ze źródła zasilania. Poza tym zawartość w.cz. harmoniczných składowych w przebiegu prądu wejściowego powoduje powstawanie na zaciskach wejściowych przekształtnika mocy odkształcenia oraz spowodowanego tym пониżenia współczynnika mocy przekształtnika ($\lambda_p = 0,728$). Jednak osłabienie, jak i redukcja w.cz. harmoniczných składowych w prądzie wejściowym w związku z wysoką częstotliwością nośną modulacji nie stwarza dużych trudności.

Utworzenie modelu symulacyjnego przekształtnika typu **bb** w przestrzeni **Matlab** pozwoliło na przeprowadzenie analizy podstawowych właściwości i określenie wskaźników energetycznych.

LITERATURA

- [1] R. Olesiński, A. Ruda: *Kształtowanie prądu w jednofazowej przetwornicy AC/DC*. Materiały konferencyjne SENE 1997, 12-14 listopada, T1, s.447-451
- [2] W. Koczara, P. Białoskórski: *Jednofazowy dwupoziomowo sterowany prostownik o współczynniku mocy $\cos\phi=1$* . Przegląd elektrotechniczny, 1993, 8, s.153-157
- [3] А. К. Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко: *Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью*. К: Наукова думка, 1993.-272с.