

Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego zapewniające jednoczesną komutację ZVS i „prawie ZCS”

Streszczenie. W artykule przedstawiono różne metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego, które umożliwiają równoczesną pracę tranzystorów jako łączników ZVS i „prawie ZCS”. Sterowanie takie jest szczególnie atrakcyjne ze względu na minimalizację strat komutacyjnych i możliwość pracy z wysokimi częstotliwościami przełączeń. W rozważaniach uwzględniono czas martwy i jego położenie względem fali prądu wyjściowego falownika.

Abstract. The article presents different methods of series resonant inverter control which make possible the simultaneous work of transistors as the ZVS and the "almost ZCS" switches. Such control method are particularly attractive with regard on minimization of switching losses and possibility of work with high frequencies. The dead time and its location in relation to current wave of the inverter was considered. (*Preparation of Papers for Przegląd Elektrotechniczny – The control methods of series resonant inverters which make possible the simultaneous work of transistors as the ZVS and the "almost ZCS" switches.*.)

Słowa kluczowe: falownik rezonansowy, miękka komutacja, ZVS, „prawie ZCS”.

Keywords: resonant inverter, soft switching, ZVS and "almost ZCS”.

Wstęp

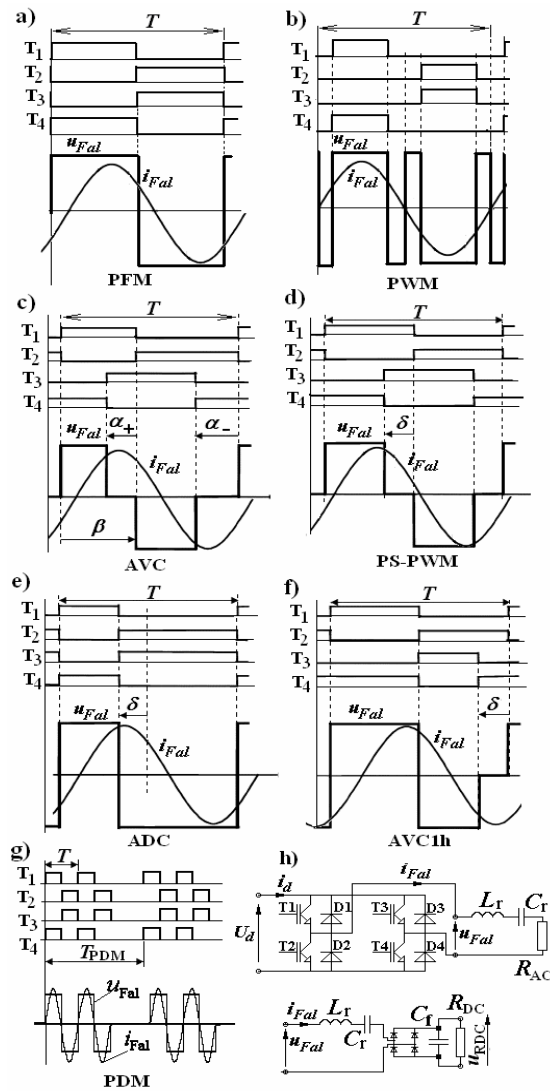
W artykule przedstawione zostały różne metody sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym umożliwiające pracę tranzystorów jako łączników miękko przełączających. Szczególnie atrakcyjne, ze względu na minimalizację strat komutacyjnych i możliwość pracy z wysokimi częstotliwościami przełączeń jest znalezienie takich metod sterowania, które umożliwią równoczesną pracę tranzystorów jako łączników ZVS i „prawie ZCS”.

Znane z literatury i często stosowane metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego to (rys. 1):

- modulacja częstotliwości (PFM),
- modulacja szerokości impulsów (PWM),
- modulacja szerokości impulsów za pomocą przesunięcia fazowego sygnałów sterujących poszczególne gałęzie mostka (ang. Phase-Shift, PS-PWM, Clamped-Mode Control) powodująca symetryczne „zerowanie” napięcia wyjściowego falownika (ang. Symmetrical Voltage Cancellation, SVC) [1], nie stosowana w półmostkach,
- asymetryczne „zerowanie” napięcia wyjściowego falownika (ang. Asymmetrical Voltage Cancellation, AVC) [2], nie stosowane w półmostkach,
- asymetryczne sterowanie współczynnikiem wypełnienia (ang. Asymmetrical Duty-Cycle, ADC [3, 4], Asymmetrical PWM) [5],
- modulacja gęstości impulsów (PDM) wraz z jej odmianami określanymi jako różne warianty sterowania integracyjnego [6],
- modulacja amplitudy (PAM),

- kombinacje wyżej wymienionych metod.

Na rysunku 1 przedstawione zostały typowe przebiegi dla wymienionych powyżej sposobów sterowania. Szczególnymi przypadkami modulacji AVC [2] są: PS-PWM (rys. 1.d), ADC (rys. 1.e), AVC1h (rys. 1.f).



Rys. 1. Typowe przebiegi dla sterowania poprzez modulację: a) PFM , b) PWM, c) AVC, d) PS-PWM, e) ADC, f) AVC1h g) PDM oraz schemat ideowy szeregowego falownika rezonansowego z obciążeniem w obwodzie AC (R_{AC}) lub obwodzie DC (R_{DC})

Przełączanie z częstotliwością, przy której następuje synchronizacja fali prądu i napięcia, często wymieniane jest w literaturze jako optymalne z punktu widzenia minimalizacji strat komutacyjnych. W rzeczywistych układach czas martwy między załączeniem i wyłączeniem tranzystorów uniemożliwia występowanie komutacji

VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

miękkiej, zarówno ZCS jak i ZVS. W pobliżu momentów odpowiadających zerowym wartościom prądu obciążenia następuje wielokrotna komutacja (tranzystor – dioda, dioda – dioda, dioda – tranzystor, tabela 1, Lp.5-7).

O istnieniu tego problemu autor pisał w artykule [7] a zachodzące, analogiczne zjawiska (jak przy modulacji PWM) przedstawił w pracy [8]. Zdaniem autora nie powinno się tak sterować falownika rezonansowego.

Tymczasem wielu innych autorów stosuje właśnie takie, niekorzystne sterowanie [9]. Celowa, zdaniem autora, jest więc bardziej szczegółowa analiza zjawisk komutacyjnych uwzględniająca czasy martwe.

W publikacjach [10, 11, 12] przedstawione zostały metody sterowania, które umożliwiają pracę dwóch tranzystorów mostka jako łączników ZCS oraz dwóch jako łączników ZVS. Jedną z przedstawionych metod, polegającą na jednoczesnej modulacji PS-PWM oraz Load-Adaptive PFM (LA-PFM), jest szczególnie ciekawa, ponieważ gwarantuje tzw. „krytyczne ZCS”. „Krytyczne ZCS” (podobnie jak przy modulacji PDM czy tzw. sterowaniu integracyjnym) to wyłączenie jednego i załączenie drugiego tranzystora, tej samej dwuczłonowej gałęzi, przy zerowej wartości prądu obciążenia.

Tabela 1. Możliwość pracy łączników jako miękko przełączających w zależności od rodzaju komutacji

Lp.	Typ komutacji		Możliwość pracy	
			ZVS	ZCS
1	T→D			+
2	D→T		+	
3	T↕D			-
4	D↕T		-	
5	T ↕ T	T↕D, D↕D, D↕T	-	-
6		T↕D, D→T	+	-
7		T→D, D↕T	-	+
8		T↕T	-	-
9		T↕T _{optymalne}	+	
10	D↕D			
11	T→ $I_o=0$			+
12	$I_o=0$ →T		-	
13	D→ $I_o=0$			
12	$I_o=0$ →D			

Odnosząc się do publikacji [10] autor jest zdania, że zaprezentowany tam sposób sterowania powinien być zmodyfikowany: - czas martwy między stanami przewodzenia tranzystorów pracujących jako łączniki ZVS nie powinien być stały, lecz wyznaczany w układzie sterownika łącznika ZVS. Lepszym rozwiązaniem, zdaniem autora, jest więc kontrolowanie napięcia na łącznikach ZVS zamiast ustalanie wartości czasu martwego. Podobnie, zamiast utrzymywać "krytyczne ZCS" należałoby nieznacznie zwiększyć częstotliwość, by druga para tranzystorów pracowała z warunkach ZVS i "prawie ZCS". Nie będzie wówczas problemu z przeładowaniem własnych pojemności tranzystorów.

W artykułach [11, 12] pokazane zostały przebiegi, dla których dwa tranzystory pracują jako łączniki ZVS a pozostałe dwa jako łączniki ZVS i „prawie ZCS”. Nie

uwzględniono natomiast wpływu czasów martwych na pracę tych łączników i nie wyznaczono czasów wyprzedzenia wyłączania tranzystorów w stosunku do momentów odpowiadających zerowym wartościom prądu.

W związku z powyższym autor uważa, że przeprowadzenie bardziej szczegółowa analizy pracy falownika sterowanego poprzez modulację PS-PWM i jednocześnie LA-PFM przy uwzględnieniu zjawisk komutacyjnych w gałęzi z łącznikami ZCS jest celowe.

Analizując stan obecny zagadnienia autor wybrał następujące układy i metody sterowania, które poddał dalszej, bardziej szczegółowej analizie pod kątem możliwości zapewnienia równoczesnej pracy tranzystorów jako łączników ZVS i „prawie ZCS” jednocześnie:

- układy z prostownikami na wyjściu lub bez,
- układy z transformatorami lub bez (z dodatkowymi indukcyjnościami dołączonymi równolegle od wyjścia falownika lub bez),
- praca falownika bez modulacji (lub z modulacją PDM) albo z jednoczesną modulacją PS-PWM i LA-PFM.

Rodzaje komutacji

W układzie falownika wyróżnić można rodzaje komutacji [7] przedstawione w tabeli 1. Przyjęto oznaczenia: T, D – tranzystor, dioda; \rightarrow , \uparrow - komutacja między elementami połączonymi równolegle, szeregowo; $T \rightarrow I_o=0$, $D \rightarrow I_o=0$ - prąd tranzystora (diody) zanika wraz z prądem w obwodzie obciążenia; $I_o=0 \rightarrow T$ - prąd w obwodzie obciążenia zaczyna płynąć po załączeniu tranzystora; „+,” - spełnienie (+) lub nie spełnienie (-) warunków pracy jako łącznika ZCS albo ZVS. Każdy z przypadków komutacji \uparrow wiąże się z przeładowaniem pojemności złącz i ewentualnie dodatkowych kondensatorów, jeśli są one dołączone. Komutacja $T \uparrow D$ przebiegać będzie z naturalnym przeładowaniem pojemności złącz, bez stresów prądowych. Natomiast przy komutacji $D \uparrow T$ występować będą stropy prądowe w elementach związane z impulsowym rozładowaniem pojemności oraz prądami wstecznymi diod zwrotnych.

Na szczególną uwagę zasługuje komutacja $T \uparrow T$. W zależności od czasu martwego (między przewodzeniem jednego i drugiego tranzystora), jego położenia w stosunku do momentu odpowiadającego zerowej wartości prądu obciążenia oraz pojemności tranzystorów i diod (wraz z dołączonymi kondensatorami) mogą zajść następujące przypadki:

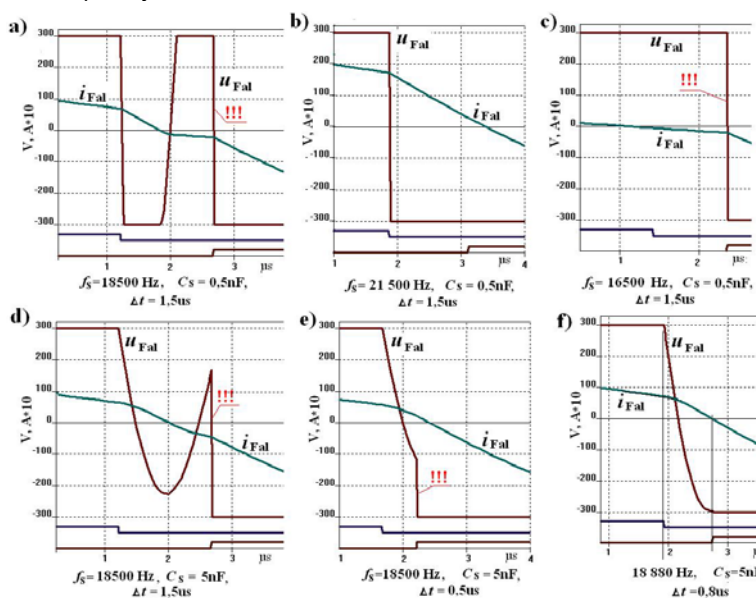
1. tranzystor wyłącza przed a kolejny tranzystor załącza po „przejściu przez zero” fali prądu obciążenia, następuje trzykrotne przeładowanie pojemności łączników, w tym jedno związane ze stresem prądowym ($D \uparrow T$) - nie możliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS ani jako ZCS (tab. 1, Lp.5, rys. 2a),
2. komutacja rozpoczyna się i kończy przed osiągnięciem zerowej wartości przez prąd obciążenia, następuje naturalne przeładowanie pojemności łączników - możliwa jest komutacja ZVS (tab. 1, Lp.6, rys. 2b),
3. komutacja rozpoczyna się i kończy po „przejściu przez zero” fali prądu obciążenia, występuje stres prądowy ($D \uparrow T$) - możliwa jest komutacja ZCS (tab. 1, Lp.7, rys.2c),
4. komutacja rozpoczyna się przed momentem odpowiadającym zerowej wartości prądu obciążenia a kończy się po (tab. 1, Lp.8, rys. 2d) lub przed tym momentem (tab. 1, Lp.8, rys. 2e); w obu przypadkach następuje niepełne naturalne przeładowanie pojemności elementów i stres prądowy spowodowany ich wymuszonym przeładowaniem – nie możliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS ani jako ZCS,
5. komutacja rozpoczyna się przed momentem odpowiadającym zerowej wartości prądu obciążenia a kończy się dokładnie w chwili gdy napięcie na załączanym elemencie i prąd obciążenia osiąga wartość zero (tab. 1, Lp. 9, rys. 2f) – możliwa jest komutacja

VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

ZVS a prąd wyłączany przez tranzystor jest minimalny; jest to przypadek optymalny, lecz trudny w realizacji praktycznej.

Na rysunku 2 wykrzyknikami (!!!) zaznaczono przypadki, w których następuje niekorzystne, impulsowe przeładowanie pojemności własnych elementów (i dołączonych kondensatorów) oraz związane z tym stropy prądowe. W przypadku zbyt dużej pojemności złącz (i dodatkowych kondensatorów odciążających) lub zbyt późnego rozpoczęcia procesów komutacyjnych napięcie na załączanym tranzystorze nie osiągnie wartości równej zero. W tym przypadku najkorzystniej jest załączyć kolejny tranzystor przy jego minimalnym napięciu, tj. w chwili gdy prąd obciążenia falownika równy jest zero (rys. 2d).

Sposób wyznaczenia czasu trwania naturalnego rozładowania pojemności związanych z łącznikami falownika, który jest czasem trwania komutacji ZVS ilustruje rysunek 3. Na rysunku tym pokazano przebieg prądu i napięcia wyjściowego falownika przy dobroci obwodu rezonansowego $Q_{AC} = 1$. W rozważaniach, dla uproszczenia przyjęto sinusoidalny kształt prądu wyjściowego falownika (krzywa 3). Już dla dobroci $Q_{AC} = 2$ rzeczywisty kształt prądu praktycznie nie odbiega od sinusoidy a rzeczywista i przybliżona wartość prądu w chwili komutacji różni się zaledwie o kilka procent w stosunku do amplitudy.



Rys. 2 Przebiegi prądu i napięcia wyjściowego falownika w zależności od czasu martwego (między przewodzeniem jednego tranzystora i drugiego tranzystora) i jego położenia w stosunku do chwili przejścia przez zero fali prądu obciążenia oraz od zastępczej pojemności łączników

Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego zapewniające jednoczesną komutację ZVS i „prawie ZCS”

Prąd wyjściowy falownika dla układu mostkowego i obciążenia w obwodzie AC (bez prostownika wyjściowego) wyrażony jest przybliżoną zależnością [13]

$$(1) \quad i_{Fal} = I_m \sin(\omega_s t)$$

$$\text{gdzie: } I_m = \frac{U_m}{Z}, \quad U_m = \frac{4U_d}{\pi}, \quad Z = R\sqrt{1 + (Q_{AC}\delta)^2},$$

$$\delta = \frac{\omega_s - \omega_0}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad Q_{ac} = \frac{Z_f}{R_{ac}}, \quad Z_f = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

U_d - napięcie zasilające falownik, R_{AC} - rezystancja obciążenia w obwodzie AC, Q_{AC} - dobroć obwodu rezonansowego, ω_s - pulsacja odpowiadająca częstotliwości przełączania.

Ładunek potrzebny do rozładowania pojemności łączników (dla założonego, sinusoidalnego prądu wyjściowego falownika, rys. 3, obszar 4) wynosi:

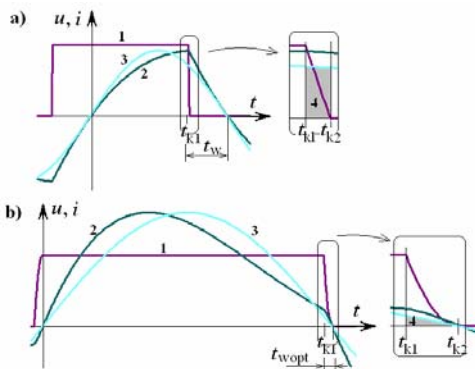
$$(2) \quad Q = \int_{t_{k1}}^{t_{k2}} I_m \sin(\omega_s t) dt = 2C_{sn} U_d$$

gdzie: t_{k1} - czas w chwili rozpoczęcia komutacji, t_{k2} - czas zakończenia komutacji ZVS (w którym napięcie na załączanym łączniku osiąga wartość równą zero), C_{sn} - sumaryczna pojemność złącz tranzystora, diody zwrotnej oraz równoległe dołączonego kondensatora.

Z zależności (2) wynika, że czas trwania komutacji ZVS (rys. 3a) $\Delta t_k = t_{k2} - t_{k1}$ wynosi:

$$(3) \quad \Delta t_k = \frac{1}{\omega_s} \arccos \left(\cos(\omega_s t_{k1}) - 2\omega_s \frac{C_{sn} U_d}{I_m} \right) - t_{k1}$$

Dla optymalnego przypadku (tab.1, Lp.9; rys. 2f, 3b), w którym napięcie na załączanym tranzystorze oraz prąd obciążenia osiągają wartość równą zero w chwili $t = T_s/2$, czas trwania komutacji, wynosi:



Rys. 3. Ilustracja sposobu wyznaczenia czasu trwania naturalnego rozładowania zastępczej pojemności łączników w szeregowym falowniku rezonansowym; 1, 2 - napięcie i prąd wyjściowy falownika, 3 - aproksymowany sinusoidą prąd wyjściowy falownika, 4 - ładunek zgromadzony w złączach (i dołączonych kondensatorach)

$$(4) \quad \Delta t_{kopt} = \frac{T_s}{2} - t_{k1opt} = t_{wopt} = \frac{T_s}{2} - \frac{1}{\omega_s} \arccos \left(2\omega_s \frac{C_{sn} U_d}{I_m} - 1 \right)$$

VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

Zależność (4) wskazuje także optymalną wartość czasu wyprzedzenia t_{wopt} wyłączenia tranzystora w stosunku do momentu odpowiadającego zerowej wartości prądu obciążenia. Przy aproksymacji przebiegu prądu i_{Fal} w pobliżu $t = T_s/2$ funkcją liniową równanie (4) przyjmuje postać:

$$(5) \quad \Delta t_{kopt} = t_{wopt} \approx 2 \sqrt{\frac{C_{sn} U_d}{\omega_s I_m}}$$

Z wzorów (4, 5) wynika, że czas wyprzedzenia wyłączenia t_{wopt} zależy między innymi od obciążenia i częstotliwości przełączeń. Powinien być on na bieżąco wyznaczany przez układ sterowania falownikiem. Prościej, aczkolwiek gorszym rozwiązaniem staje się przyjęcie czasu wyprzedzenia większego od optymalnego (zal. (5)) dla założonego zakresu zmian obciążenia i częstotliwości. Częstotliwość przełączeń f_s jest w tym przypadku o kilka ... kilkanaście procent wyższa niż częstotliwość drgań własnych f_{wt} obwodu rezonansowego $R_{AC}L_rC_r$.

Jeśli obciążenie szeregowego falownika rezonansowego stanowi prostownik z filtrem pojemnościowym, to dobroć obwodu rezonansowego Q_{AC} jest duża (od kilku do kilkudziesięciu) i przebieg prądu wyjściowego falownika dla częstotliwości przełączeń $f_s \approx f_{wt} \approx f_0$ praktycznie nie odbiega od sinusoidy. W celu osiągnięcia optymalnej komutacji ZVS i „prawie ZCS” należy więc sterować falownik zgodnie z zależnością (4) lub (5), albo przyjęc przypadk gorszy, lecz prostszy w realizacji – stałą wartość czasu wyprzedzenia wyłączenia wyznaczoną dla minimalnego założonego obciążenia. W tym przypadku nie możliwa jest praca tranzystorów falownika jako łączników ZVS w stanie jałowym. Amplituda prądu falownika przy obciążeniu R_{DC} wynosi [14]:

$$(6) \quad I_m = \frac{\pi U_{RDC}}{2 R_{DC}} \frac{1}{f_s / f_0} = \frac{\pi I_{RDC}}{2} \frac{1}{f_s / f_0} = \frac{\pi U_d}{4 R_{DC}} \frac{1}{f_s / f_0}$$

gdzie: R_{DC} , U_{RDC} , I_{RDC} – rezystancja, napięcie i prąd obciążenia w obwodzie DC, za prostownikiem.

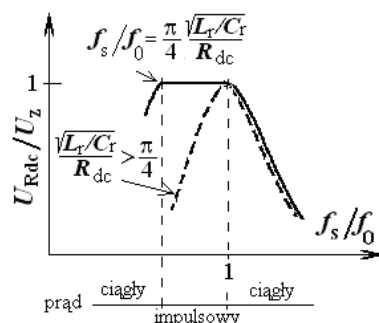
Cechą charakterystyczną takiego falownika (z prostownikiem wyjściowym) jest impulsowy przebieg prądu falownika (rys. 4) dla $f_s < f_{wt} \approx f_0$ i rezystancji dołączonej do wyjścia prostownika [13]:

$$(7) \quad R_{DC} > \frac{1}{8C_r f_s} = Z_f \frac{\pi f_0}{4 f_s}$$

Ponadto dla tego zakresu obciążeń i częstotliwości napięcie na wyjściu prostownika jest stałe i równe napięciu wejściowemu falownika (rys. 4).

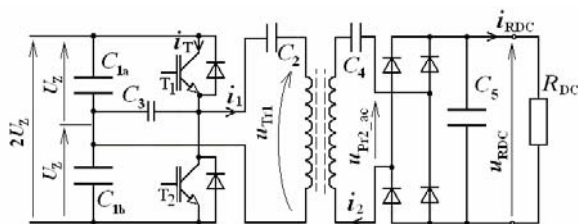
Układ taki może być więc stosowany w przekształtnikach DC/DC zachowujących stały stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego. Jeśli na wyjściu falownika znajdować się będzie transformator (rys. 5), to stosunek ten równy jest przekładni transformatora a indukcyjności rozproszenia wykorzystane mogą być jako części składowe obwodu rezonansowego [14, 15]. Natomiast indukcyjność główna transformatora powoduje, że przez tranzystory płynie prąd magnesowania, niezależnie od tego czy układ jest w stanie jałowym, czy też obciążony rezystancją R_{DC} .

W układzie tym uzyskać można pracę tranzystorów jako łączników ZVS i „prawie ZCS” także w stanie jałowym ($R_{DC} \rightarrow \infty$). Jak bardzo proces wyłączenia tranzystorów zbliży się do idealnego ZCS zależy od wartości prądu magnesowania transformatora w chwili komutacji, a więc od tego czy jest to transformator ze szczeliną powietrzną czy też bez. Transformatory ze szczeliną powietrzną to np. transformatory z obrotową częścią wtórną. Natomiast transformatory z nieruchomą częścią wtórną mogą mieć szczelinę o pomijalnej szerokości. W tym przypadku można sterować tak tranzystory aby pracowały jako łączniki ZVS a wyłączany przez nie prąd wynosił zaledwie kilka procent wartości prądu maksymalnego.



Rys. 4. Charakterystyka napięcia wyjściowego w funkcji częstotliwości z zaznaczeniem obszaru prądu ciągłego oraz impulsowego

Na rysunku 6 przedstawione zostały przebiegi prądów i napięć w układzie w przypadku transformatorów z różnymi wartościami prądów magnesujących uzyskane na drodze symulacji. Rysunek 6a dotyczy transformatora bez szczeliny [14] natomiast 6b ze szczeliną powietrzną [15]. W przypadku (a) indukcyjności rozproszeń były około 10-krotnie mniejsze a indukcyjność główna około 10-krotnie większa niż w przypadku (b). Pojemności kondensatorów C_2 , C_4 oraz C_3 dobrano tak, aby częstotliwości pracy oraz czasy komutacji w obu przypadkach były zbliżone. W obu przypadkach napięcie zasilające wynosiło 300 V a moc tracona w obciążeniu R_{DC} ok. 900 W.

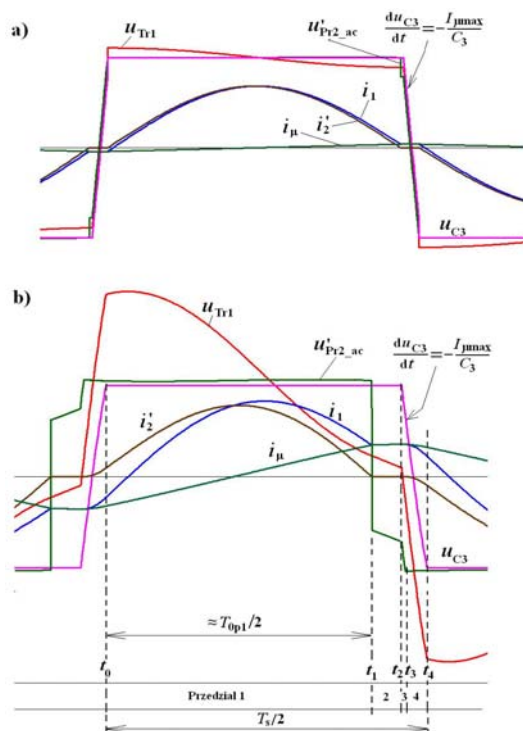


Rys. 5. Schemat ideowy szeregowego falownika rezonansowego z łącznikami ZVS i „prawie ZCS”, w którym elementami obwodów rezonansowych są indukcyjności rozproszeń i indukcyjność główna transformatora

W półokresie pracy układu wyróżnić można 4 przedziały czasowe (indeksy p1, p2, p3, p4 oznaczają przedziały 1, 2, 3 i 4). W **przedziale 1** załączony jest prostownik wyjściowy. Obwód rezonansowy, składający się z kondensatorów C_2 , C_4 i indukcyjności rozproszenia $L_{1\sigma}$ i $L'_{2\sigma}$, pobudzony zostaje w chwili t_0 poprzez załączenie łącznika T_1 (T_2 w drugim półokresie). Ten obwód rezonansowy ma niewielką impedancję, która określa amplitudę prądu (o kształcie zbliżonym do sinusoidy). W przedziale 1 przez tranzystor płynie także prąd magnesowania transformatora, którego kształt zbliżony jest do

VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

trójkątnego. **Przedział 2.** W chwili t_1 prostownik wyjściowy blokuje. Powstaje nowy obwód rezonansowy utworzony z kondensatora C_2 i indukcyjności $L_{1\sigma} + L_\mu$ (dla małych szczelin $L_{1\sigma} + L_\mu \approx L_\mu$). Wartość prądu i_1 transformatora oraz łącznika zwiększa się w przybliżeniu liniowo. **Przedział 3.** W chwili t_2 wyłączony zostaje przewodzący tranzystor. Prąd magnesowania transformatora zaczyna płynąć przez kondensator $((C_2 C_3 / (C_2 + C_3)) \approx C_3$). Przebiegi napięcia na kondensatorze C_3 oraz na łącznikach zależą więc od prądu magnesowania w chwili t_2 oraz od pojemności C_3 . Napięcie na łącznikach zmienia się w przybliżeniu liniowo. **Przedział 4.** W momencie t_3 zaczyna przewodzić prostownik wyjściowy ponieważ wartość napięcia u_{Pr2ac} na jego wejściu przekracza wartość u_{Rdc} . Prąd tego prostownika jest mały w porównaniu z prądem magnesowania, więc stromość narastania (opadania) napięcia na kondensatorze C_3 jest praktycznie taka sama jak w przedziale 3. Przedział 4 trwa do chwili t_4 , w której napięcie na dotychczas nie przewodzącym tranzystorze osiągnie wartość równą zero. W chwili t_4 następuje załączenie tego tranzystora (ZVS).



Rys.6. Przebiegi prądów i napięć w układzie z rysunku 5 przy różnych wartościach indukcyjności rozproszeń transformatora

Sterując tranzystory tak, że czas $t_2 - t_1 = 0$ uzyskuje się eliminację przedziału 2 (rys. 8d). Dobierając odpowiedni kondensator C_3 uzyskuje się zamierzony czas narastania (opadania) napięcia na tranzystorach i transformatorze. Jeśli dodatkowo

$t_4 - t_2 \ll t_1 - t_0 = T_{0p1}$ to $T_s \approx T_{0p1}$ ($f_s \approx f_{0p1}$, częstotliwość przełączeń jest w przybliżeniu równa częstotliwości drgań własnych obwodu $C_2, C_2, L_{1\sigma}, L'_{2\sigma}$).

Prąd przeładujący kondensator C_3 w przedziale komutacji 3 i 4 wynosi [15]:

$$(8) \quad I_{\mu \max} \approx U_d / (4(L_{1\sigma} + L_{\mu})f_s)$$

Czas komutacji ZVS nie zależy od wartości napięcia zasilającego ani od obciążenia [15] (pod warunkiem, że tranzystor nie został wyłączony przed końcem przedziału 1). Dla przeładowywania tego kondensatora prądem o stałej wartości $I_{\mu \max}$ (zal. (8)) czas ten wynosi:

$$(9) \quad \Delta t_k = t_4 - t_2 = t_f = (C_3 / I_{\mu \max}) \Delta U_{C3} = 4(L_{1\sigma} + L_{\mu})C_3 f_s$$

Regulacja napięcia (mocy) na wyjściu falownika w opisanych wyżej przypadkach odbywać się może poprzez modulację PAM (zmiana napięcia zasilającego falownik) lub przez różne odmiany modulacji PDM.

Ciekawym sposobem sterowania falownikiem, w którym dwa tranzystory załączane są przy zerowym napięciu (ZVS) a pozostałe dwa przełączane są synchronicznie z falą prądu obciążenia (tzw „krytyczne ZCS), jest jednoczesna modulacja PS-PWM i Load-Adaptive PFM (LA-PFM) [11, 12]. W publikacjach tych nie rozważono jednak doboru czasów martwych i czasu wyprzedzenia przełączania dwóch łączników tak, aby mogły one pracować jako łączniki ZVS i „prawie ZCS” jednocześnie.

Autor niniejszego artykułu wykazał [7], że analogiczne przebiegi czasowe (oraz charakterystyki) uzyskuje się także przy sterowaniu z niesymetryczną modulacją PWM (jak na rys. 7) i jednocześnie LA-PFM. Dalsze rozważania dotyczyć więc będą obu sposobów sterowania: LA-PFM i PS-PWM oraz LA-PFM i niesymetrycznego PWM.

Sygnaly sterujące tranzystory T1 i T2 są synchronizowane z falą prądu obwodu RLC (Load-Adaptive PFM). Dla dodatniej wartości prądu i_{Fdl} załączony jest tranzystor T1 a dla ujemnej tranzystor T2 (rys. 7). Przy przyspieszonym wyłączaniu tych tranzystorów w stosunku do fali prądu tranzystory te mogą pracować jako łączniki ZVS i (prawie) ZCS jednocześnie. Optymalnym jest takie sterowanie tranzystorów T1 i T2, aby komutacja odbywała się jak na rysunkach 2f i 3b. Czas t_w wyprzedzenia wyłączenia tych tranzystorów wyznaczyć można z zależności (1)...(5), przy czym inna będzie amplituda podstawowej harmonicznego napięcia wyjściowego falownika:

$$(10) \quad U_m = \frac{4U_d}{\pi} \cos \frac{\varphi}{2}$$

gdzie (zgodnie z rys. 7):

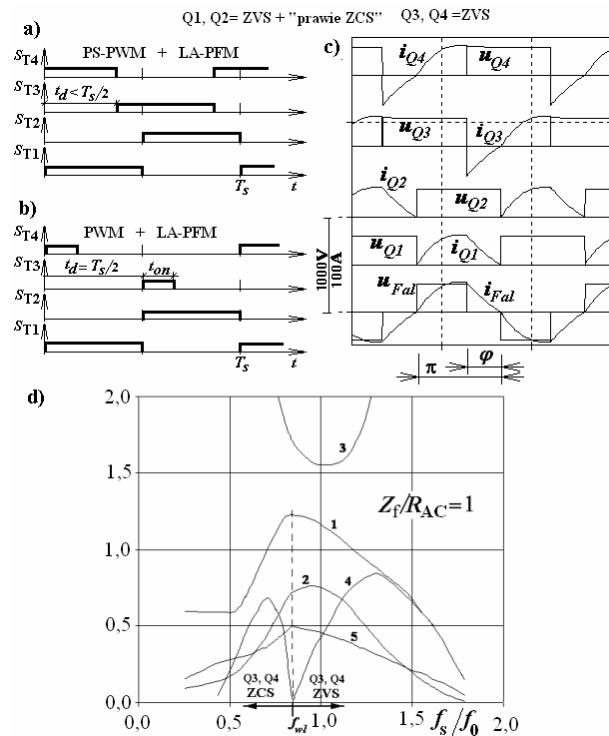
$$(10a) \quad \varphi = 2\pi f_s \left(\frac{T_s}{2} - t_{on} \right)$$

dla modulacji LA-PFM i PWM (przy $t_d = T_s/2$) lub

$$(10b) \quad \varphi = 2\pi f_s \left| \frac{T_s}{2} - t_d \right|$$

dla modulacji LA-PFM i PS-PWM.

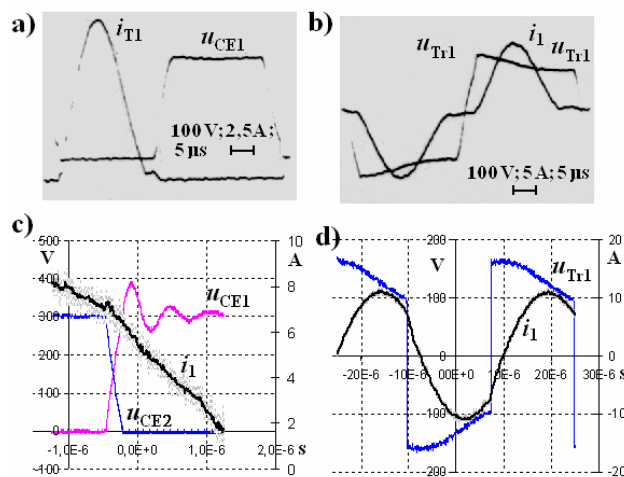
VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010



Rys. 7. Przebiegi w układzie falownika: a) sygnały sterujące przy modulacji LA-PFM i PS-PWM b) sygnały sterujące przy modulacji LA-PFM i niesymetrycznej PWM, c) napięcia i prądy, d) charakterystyki: 1 - I_{max}/I^* , 2 - P/P^* , 3 - I_{max}/I_d , 4 - I_{kom}/I^* , 5 - D ; $I^* = U_d/Z_f$, $P^* = U_d^2/Z_f$, P – moc obciążenia, I_{kom} – prąd komutowany, D – współczynnik wypełnienia

Badania symulacyjne i eksperymentalne

Symulację pracy szeregowego falownika rezonansowego przeprowadzono przy różnych, wybranych metodach sterowania. Były to między innymi: modulacja PFM, równoczesne sterowanie PWM i LA-PFM oraz PS-PWM i LA-PFM. Na rys. 1h przedstawiono schematy ideowe rozpatrywanych obwodów głównego falownika. Rozważania prowadzone były dla przypadku szeregowo włączonego obciążenia (SL-SRC), z prostownikiem wyjściowym oraz bez prostownika. Wszystkie z przedstawionych na rysunkach 2, 3, 6 i 7 przebiegów uzyskano na drodze symulacji komputerowej. Wykonano także szereg układów o schemacie z rysunku 5, charakterystykach z rysunku 4 i przebiegach jak na rysunku 6a oraz 6b. Były to układy o mocach od kilkuset W do ok. 5 kW i częstotliwościach przełączeń 20...50kHz. Przykładowe oscylogramy przebiegów prądów i napięć w tych układach przedstawiono na rysunku 8. Sprawności tych układów dochodziły do ok. 96%. Układy pracujące z modulacją PFM, których tranzystory przełączają jak pokazano na rysunku 2b oraz przy maksymalnej mocy podobnie jak na rysunku 2f wdrożono do produkcji seryjnej [8]. Układ sterowania, w którym zagwarantowane jest dostateczne wyprzedzenie wyłączania w stosunku do przejścia przez zero fali prądu przedstawiony został przez autora w pracy [8]. Układy o sposobie sterowania jak na rysunku 7a, 7b są w fazie projektowania.



Rys. 8. Przebiegi prądów i napięć w układach eksperymentalnych, których schemat przedstawiony został na rys. 5: a), b) o mocy 3,5 kW, $f_s=22$ kHz, transformator bez szczeliny, c), d) o mocy 0,9 kW, $f_s=29$ kHz, transformator ze szczeliną, z obrotową częścią wtórną

Wnioski

W artykule scharakteryzowano procesy komutacji tranzystorów i diod w szeregowym falowniku rezonansowym przy uwzględnieniu czasów martwych między wystereowaniem tranzystorów. Przedstawiono topologie i sposoby sterowania falownikiem, które umożliwiają jednoczesną z komutacją ZVS i „prawie ZCS”. Komutacja taka jest optymalna z punktu widzenia minimalizacji strat związanych z przełączaniem.

Analizowane struktury układów to szeregowo falowniki rezonansowe z szeregowo włączonym obciążeniem: a) w obwodzie AC, b) w obwodzie DC (za prostownikiem z filtrem), z dodatkowymi cewkami dołączonymi do wyjścia falownika lub bez tych cewek umożliwiających komutację ZVS z stanie jałowym. Rolę dodatkowych cewek pełniły w układach eksperymentalnych indukcyjności główne transformatorów.

Sposoby sterowania umożliwiające jednoczesną komutację ZVS i „prawie ZCS” to:

a) sterowanie ze stałą częstotliwością:

- powyżej częstotliwości drgań własnych nietłumionego obwodu $L_r C_r$ dla układu z prostownikiem, z zachowaniem warunku danego zależnością (5),
- poniżej częstotliwości drgań własnych nietłumionego obwodu $L_r C_r$ ($0,9 \dots 0,95 f_0$) dla układu z prostownikiem, dodatkową cewką zapewniającą komutację ZVS w stanie jałowym i obciążeniem z zakresu $R_{DC} > Z_f(\pi/4)(f_0/f_s)$;

b) sterowanie ze zmienną częstotliwością, synchronizowane falą prądu obciążenia (LA-PFM),

- powyżej częstotliwości drgań własnych obwodu $R_{AC} L_r C_r$ z zachowaniem warunku danego zależnością (5),
- z dodatkową modulacją PS-PWM lub niesymetryczną PWM, powyżej częstotliwości drgań własnych obwodu $R_{AC} L_r C_r$ z zachowaniem warunku danego zależnością (5) dla jednej pary tranzystorów.

Charakterystyczną cechą sposobu sterowania LA-PFM + PS-PWM jest to, że regulując moc wyjściową w szerokim zakresie (przy stosunkowo niewielkich zmianach częstotliwości przełączeń) zapewnia się miękkie przełączanie, przy czym dwa z tranzystorów mogą pracować w optymalnych warunkach z punktu widzenia minimalizacji strat komutacyjnych (ZVS i "prawie ZCS"). Pozostałe dwa tranzystory pracować będą tylko z komutacją ZVS.

VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

LITERATURA

- [1] Kazimierczuk M. K., Synthesis of phase-modulated resonant dc/ac inverters and dc/dc converters, *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 139, pp. 387–394, Jul. 1992.
- [2] Barragan L., Burdio J., Artigas J., Navarro D., Acero J., Puyal D, Efficiency optimization in ZVS series resonant inverters with asymmetrical voltage-cancellation control, *IEEE Trans. on Power Electron.*, pp. 1036- 1044, 2005.
- [3] Burdio J., Canales F., Barbosa P., Lee F., A comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters, in *IEEE PESC 2001 Proc.*, vol.1, pp. 427 - 432
- [4] Imbertson, Mohan N., Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.29, no.1, pp.121–125, 1993.
- [5] Jain P., St-Martin A., Edwards G., Asymmetrical pulse-width modulated resonant dc/dc converter topologies,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 11, no. 3, pp. 413–422, 1996.
- [6] Matysik, J.T., A New Method of Integration Control With Instantaneous Current Monitoring for Class D Series-Resonant Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1564-1576, 2006.
- [7] Mućko J., Szeregowy falownik rezonansowy - metody sterowania a możliwości zastosowania łączników miękko przełączających, *Wiadomości Elektrotechniczne*, str. 39-45, nr 3/2006
- [8] Mućko J., Aktywator folii z falownikiem rezonansowym - właściwości, metody i układy sterowania, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 11/2005, str. 42-49
- [9] Jinfei Shen; Hongbin Ma; Wenxu Yan; Jing Hui; Lei Wu, PDM and PSM Hybrid Power Control of a Series-Resonant Inverter for Induction Heating Applications, *1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2006, pp. 1 – 6, 2006
- [10] Nagai S., Hiraki E., Arai Y., Nakaoka M., New phase-shifted soft-switching PWM series resonant inverter topologies and their practical evaluations, *Power Electronics and Drive Systems*, pp. 318-322, 1997.
- [11] Nagai S., Nagura H., Nakaoka M., Okuno A., High-frequency inverter with phase-shifted PWM and load-adaptive PFM control strategy for industrial induction-heating, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 2165-2172, 1993.
- [12] Nagai S., Michihira M., Nakaoka M., New phase-shifted soft-switching PWM high-frequency series resonant inverters topologies and their practical evaluations, *International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, , pp. 274-279, 1994
- [13] Mućko J., "Analiza zjawisk w układach falowników z wyjściowym szeregowym obwodem rezonansowym", *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 3/2006 str. 55-58
- [14] Mućko J., Bendien J.Ch., Tranzystorowy konwerter rezonansowy o bardzo małych stratach komutacyjnych i niskim poziomie zakłóceń radiowych, *Archiwum Elektrotechniki*, 1989, Tom XXXVIII, str.203...213
- [15] Mućko J., Przekształtnik rezonansowy do bezdotykowego transferu energii elektrycznej o jednostkowym współczynniku mocy i miękko przełączających tranzystorach, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 12/2009, str. 195-198.

Autor: dr inż. Jan Mućko, Uniwersytet Technologiczno -Przyrodniczy, Instytut Elektrotechniki, ul. Prof. S. Kaliskiego 7., 85-796 Bydgoszcz, E-mail: mucko@utp.edu.pl;

