

doi:10.15199/48.2016.05.24

## Dwukierunkowy przekształtnik DC/AC/DC z izolacją galwaniczną i rezonansem szeregowym

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono sposób projektowania dwukierunkowego przekształtnika DC/AC/DC z rezonansem szeregowym. Sterowanie odbywa się poprzez zmianę częstotliwości ze stałym czasem wyłączenia dla jednego z kierunków oraz zmianę częstotliwości przy stałym współczynniku wypełnienia dla kierunku drugiego. Wyznaczono charakterystyki regulacyjne analizowanego układu. Dokonano analizy teoretycznej popartej odpowiednimi zależnościami oraz potwierdzono słuszność obliczeń poprzez symulację przekształtnika w środowisku PSPICE.

**Abstract.** The article presents how to design a bidirectional converter DC / AC / DC with galvanic isolation and serial resonance. The control is done by changing the frequency with constant off-time for one direction and change the frequency at a constant duty cycle for the second. Designated regulation characteristics of the analyzed arrangement. There have been theoretical analysis, supported by appropriate dependency and confirmed the validity of the calculations by simulating the inverter in the environment PSPICE. (**Bidirectional DC/AC/DC converter with galvanic isolation and serial resonance**).

**Słowa kluczowe:** przekształtnik dwukierunkowy, DC/AC/DC, izolacja galwaniczna, rezonans szeregowy.

**Keywords:** bidirectional converter, DC/AC/DC, galvanic isolation, serial resonance.

### Wstęp

Rozwój dwukierunkowych przekształtników został zapoczątkowany na początku lat 90 XX wieku od publikacji podstawowych konfiguracji mostkowych, półmostkowych, trójfazowych oraz mieszanych [1]-[3]. Były to układy twardo przełączane niekiedy o mocy kilkudziesięciu kW. Kluczami w tego typach przekształtnikach najczęściej były tranzystory IGBT o częstotliwości przełączania kilkudziesięciu kHz a za izolację galwaniczną odpowiadał transformator wykonany na typowym licu. Rozwój elektroniki zapoczątkował usprawnianie tych konfiguracji i zwiększanie zakresu sterowania. Udoskonalenie struktury MOSFET-a umożliwiło budowę przekształtników o mocach kilkudziesięciu kilowatów ale co istotne przy znacznie większych częstotliwościach (kilkaset kHz) niż ze strukturą IGBT [4]-[14]. Zaletą takiej zmiany była możliwość redukcji gabarytów przekształtników. Dodatkowo zastosowanie techniki planarnej w transformatorach znacznie podwyższyło sprawność przesyłu energii. Ważną zaletą tej technologii jest również możliwość kojarzenia dwóch źródeł o znacznych różnicach w poziomach napięć przy niemal 99% sprawności.

Dwukierunkowe przekształtniki DC/AC/DC z izolacją galwaniczną stanowią ważny element systemu dystrybucji energii. Wykorzystywane są do przesyłu energii odnawialnej do sieci, w pojazdach elektrycznych i hybrydowych, w bezprzewodowych systemach zasilających UPS itp.. Istotną cechą tych układów jest sprawność przetwarzania energii. W przypadku ogólnym przekształtnik kojarzy ze sobą dwa źródła napięcia stałego o niskim i wysokim poziomie napięcia. Straty po stronie niskiego napięcia gdzie jest duży prąd decydują o sprawności całego przekształtnika. Dlatego autor tego artykułu skupił się na opracowaniu rozwiązania umożliwiającego uzyskanie miękkiego przełączania tranzystorów w mostku niskonapięciowym.

W referacie zostanie omówiony sposób projektowania dwukierunkowego przekształtnika DC/AC/DC z izolacją galwaniczną i rezonansem szeregowym. Będą przedstawione charakterystyczne przebiegi w układzie oraz wyprowadzone zależności umożliwiające dobranie niektórych elementów przekształtnika. Całość zostanie poparta również wynikami symulacji w środowisku PSPICE potwierdzające słuszność całej analizy.

### Opis przekształtnika

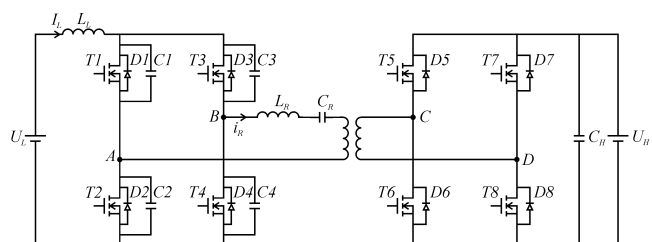
Schemat dwukierunkowego przekształtnika jest przedstawiony na rysunku 1. Składa się on z dwóch

mostków tranzystorowych połączonych transformatorem z dodatkowym obwodem rezonansowym po stronie niskiego napięcia. Mostek niskonapięciowy zbudowany jest z tranzystorów i włączonych równolegle z nimi kondensatorów poprawiających przełączanie. Diody włączone równolegle są diodami podłożowymi tranzystorów. Dławik  $L_L$  połączony szeregowo ze źródłem napięciowym traktujemy jako źródło prądowe.

Mostek wysokonapięciowy jest mostkowym falownikiem napięcia. Podobnie jak w mostku niskonapięciowym przedstawione diody są diodami podłożowymi tranzystorów.

W omawianym przekształtniku z rysunku 1. wyróżniamy dwa tryby pracy. Pierwszy dotyczy przesyłania energii ze źródła niskonapięciowego do wysokonapięciowego. Przekształtnik traktujemy jako falownik prądu zasilający prostownik. W drugim trybie, przy przesyłaniu energii ze źródła wysokonapięciowego do niskonapięciowego, rozpatrywany będzie prostownik klasy E zasilany z falownika napięcia.

Do analizy przyjęto następujące założenia: tranzystory traktowane są jako łączniki idealne, źródła napięciowe mają stałą wartość, diody, kondensatory i dławiki traktujemy jako idealne.



Rys.1. Schemat dwukierunkowego przekształtnika DC/AC/DC z rezonansem szeregowym

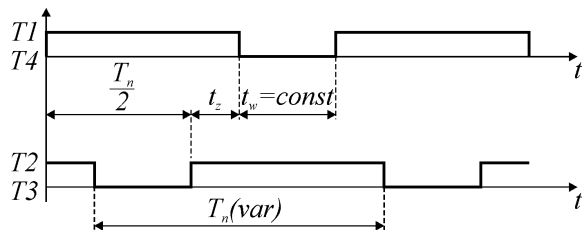
### Pierwszy tryb pracy przekształtnika

W pierwszym trybie pracy mostek niskonapięciowy pracuje jako źródło prądowe a wysokonapięciowy jako mostkowy prostownik diodowy.

Przekształtnik jest sterowany zmianą częstotliwościysterowania tranzystorów przy zachowaniu stałego czasu wyłączenia  $t_w$  tak, że przy zmianie częstotliwości zmienia się czas załączenia tranzystora jak pokazano na rysunku 2.

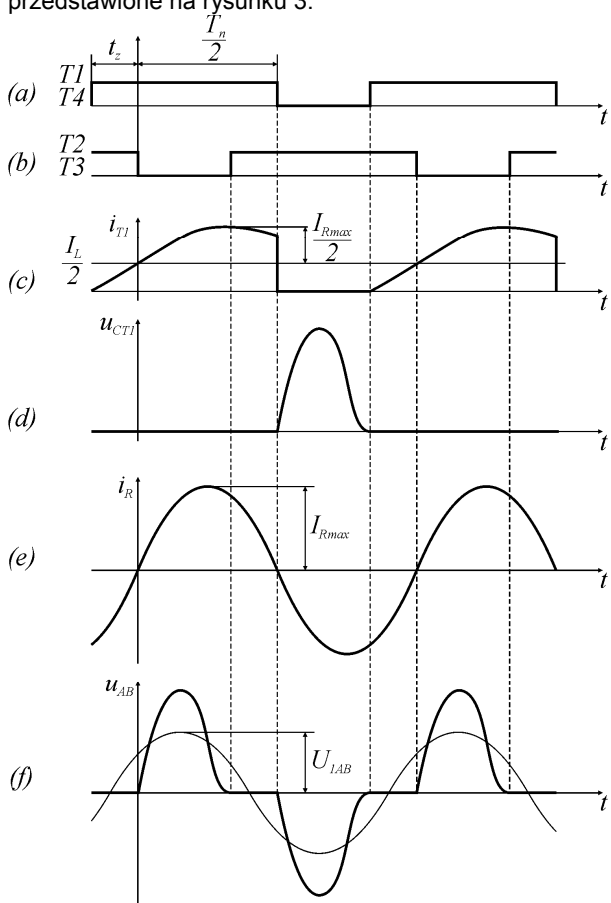
Istotny jest przy tym czas  $t_z$ , w którym załączone są wszystkie tranzystory przekształtnika. Przy zwiększaniu

częstotliwości sterowania zmniejsza się czas załączania tranzystorów jak również maleje czas  $t_z$ .



Rys.2. Impulsy sterujące tranzystorami falownika prądu

Układ projektowany jest dla tzw. punktu pracy optymalnej (PPO), kiedy tranzystory przekształtnika niskonapięciowego załączane są przy zerowym napięciu i zerowym prądzie a wyłączane przy zerowym napięciu. Takie przełączanie jest możliwe gdy w przewodzeniu prądu nie biorą udziału diody tranzystorów. Dodatkowo w tym stanie pracy w układzie przekazywana jest moc z największą sprawnością. Odpowiednie przebiegi są przedstawione na rysunku 3.



Rys.3. Przebiegi prądów i napięć w falowniku dla punktu pracy optymalnej: (a) (b) impulsy tranzystorów, (c) prąd płynący przez tranzystor T1, (d) napięcie na pojemności C1, (e) prąd w obwodzie rezonansowym, (f) napięcie na wyjściu falownika prądu oraz jego pierwsza harmoniczna

Napięcie na wyłączonym tranzystorze zmienia się skutkiem przeładowania bocznikującego kondensatora dokładnie w czasie przerwy pomiędzy impulsami sterującymi tranzystor. Prąd jest przewodzony alternatywnie przez tranzystor lub kondensator, a dioda podłożowa tranzystora nie bierze udziału w przewodzeniu.

Zakładając, że prąd w obwodzie rezonansowym  $i_R$  jest sinusoidalny, a prąd  $I_L$  źródła jest stały ze względu na symetrię układu jak pokazano na rysunku 3, przebieg

napięcia na tranzystorze  $u_{CT1}$  może zostać opisany za pomocą równości (1).

$$(1) \quad u_{CT} = \frac{1}{C_T} \int_{\frac{T_n}{2}}^{T_n - t_z} \frac{I_L + I_{Rmax} \sin \omega_n t}{2} dt$$

gdzie:  $I_L$  – prąd wejściowy,  $I_{Rmax}$  – amplituda prądu w obwodzie rezonansowym,  $C_T$  – pojemność włączona równoległe do tranzystora T1,  $T_n$  – okres przełączania.

Napięcie na tranzystorze osiąga dokładnie punkt zero w czasie  $t = T_n - t_z$ . Uwzględniając dodatkowo równanie (1) została wyprowadzona zależność na relację między prądem  $I_L$  oraz  $I_{Rmax}$  w zależności od czasu  $t_z$ .

$$(2) \quad \int_{\frac{T_n}{2}}^{T_n - t_z} \frac{I_L + I_{Rmax} \sin \omega_n t}{2} dt = 0$$

gdzie:  $t_z$  – czas, w którym przewodzą wszystkie tranzystory.

Rozwiązując powyższe równanie otrzymano zależność:

$$(3) \quad \frac{I_L}{I_{Rmax}} = \frac{1 + \cos(\delta\pi)}{\pi(1 - \delta)}$$

gdzie:  $\delta = \frac{2 \cdot t_z}{T_n}$  jest względną wartością czasu, w którym

załączone są wszystkie tranzystory.

Z graficznej reprezentacji zależności (3) wynika, że maksimum wynoszące 0,7246 znajduje się w punkcie gdzie  $\delta$  przyjmuje wartość 0,258. Jest to najbardziej korzystny punkt pracy gdyż przy danym prądzie wyjściowym, wejściowa wartość prądu pobierana ze źródła jest największa. Przekazywana jest więc maksymalna moc przy zerowych warunkach przełączania tranzystorów.

Kryterium doboru kondensatorów  $C1-C4$  oparte jest na założeniu, że w stanie pracy ustalonej średnia wartość napięcia  $u_{CT}$  w półokresie być równa napięciu zasilania  $U_L$ .

$$(4) \quad U_L = \frac{2}{T_n} \int_{\frac{T_n}{2}}^{T_n - t_z} u_{CT} dt$$

Rozwiązaniem tego równania jest zależność (5)

$$(5) \quad U_L = \frac{T_n \cdot I_{Rmax}}{8C_T} \left( \frac{I_L}{I_{Rmax}} (1 - \delta)^2 - \frac{2}{\pi} \left( 1 - \delta - \frac{\sin(\delta\pi)}{\pi} \right) \right)$$

Podstawiając  $\delta=0,258$  oraz  $I_L/I_{Rmax}=0,7246$  wyznaczono niezbędną wartość  $C_T$ , która zapewni optymalne warunki przełączania tranzystorów. Przy założonej częstotliwości sterowania  $f_n$  i napięciu zasilającym  $U_L$  wartość pojemności  $C_T$  gwarantującej miękkie przełączanie określone jest przenoszoną mocą  $P_L$ .

$$(6) \quad C_T = 0,0127 \frac{P_L}{U_L^2 \cdot f_n}$$

Zakładając wartość mocy  $P_L$  przekazywanej z jednego źródła do drugiego przy założonym napięciu  $U_L$  określono tym samym prąd  $I_L$ . Ponieważ projekt dotyczy optymalnego punktu pracy więc ze stosunku prądów  $I_L/I_{Rmax}$  który wynosi 0,7246 w tym punkcie wyznaczono  $I_L$ . Oba prądy  $I_L$  oraz  $I_{Rmax}$  określają przebieg napięcia na kondensatorach  $C_T$ . Podstawowa harmoniczna tego napięcia zasilą obwód rezonansowy  $L_R, C_R$ . Aby otrzymać założoną wartość  $I_{Rmax}$  musimy rozpatrywać odpowiednią impedancję  $Z_{AB}$ .

Kolejnym krokiem jest wyznaczenie napięcia  $U_{AB}$  tzn. na wyjściu mostka. W tym celu została wyznaczona pierwsza harmoniczna napięcia na pojemnościach  $C_T$ . Ponieważ  $u_{CT}$

jest funkcją antysymetryczną, więc:  $a_0$ (składowa stała)=0. Przebieg będzie zawierał tylko harmoniczne nieparzyste. W celu uproszczenia obliczeń do analizy wykorzystano tylko pierwszą harmoniczną. Napięcie na zaciskach AB będzie zatem wynosiło:

$$(7) \quad U_{ABI} = 0,897 \frac{I_L}{2C_T \pi \omega_n}$$

Przenosząc napięcie z mostka wysokonapięciowego na stronę niskonapięciową, napięcie  $U_{AB}$  można zapisać jako:

$$(8) \quad U_{ABI}^2 = \left( \frac{4 U_H}{\pi k_T} \right)^2 + I_{Rmax} \left( \omega L_R - \frac{I}{\omega C_R} \right)^2$$

Przekładnię transformatora wyliczono z porównania mocy wejściowej oraz wyjściowej i sprawności przesyłania energii. uwzględniając stosunek prądów  $I_L/I_{Rmax}$  wynoszący 0,7246.

$$(9) \quad k_T = \frac{0,8786}{\eta} \cdot \frac{U_H}{U_L}$$

Podstawiając równanie (9) do (8) wyznaczono impedancję falową jako:

$$(10) \quad \rho = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = \frac{U_L^2}{P_L} \cdot \sqrt{\frac{1,6806 - 1,1026 \cdot \eta^2}{\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}}}$$

Zakładając wartości częstotliwości  $f$ , pulsacji rezonansowej  $\omega_r$  oraz mocy jaką chcemy przesyłać  $P_L$  wyznaczamy elementy rezonansowe  $L_R$  i  $C_R$ .

Dławik wejściowy wyznaczono w oparciu o dopuszczalne tętnienia prądu.

$$(11) \quad L_L \geq 0,129 \cdot \frac{U_L^2}{P_L \cdot f \cdot \Delta_W}$$

gdzie:  $\Delta_W$  jest dopuszczalnym tętnieniem prądu  $I_L$ .

Przedstawiona analiza dotyczy optymalnego punktu pracy, w którym przekształtnik pracuje z największą sprawnością. Nie pracują diody falownika prądu, w układzie nie jest przekazywana moc bierna.

### Drugi tryb pracy przekształtnika

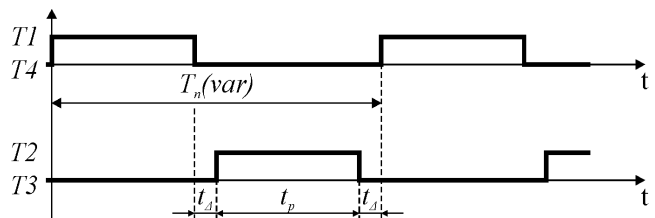
W drugim trybie pracy mostek wysokonapięciowy pracuje jako falownik napięcia a niskonapięciowy jako prostownik klasy E.

W procesie przewodzenia prostownika przewodzą dwie diody z jednej przekątnej prostownika i dwa kondensatory z drugiej przekątnej mostka bądź cztery diody równocześnie. Biorąc to pod uwagę, okres sterowania  $T_n$  możemy podzielić na dwa przedziały:  $t_D$  – czas przewodzenia diody,  $t_C = T_n - t_D$  – czas przewodzenia kondensatora.

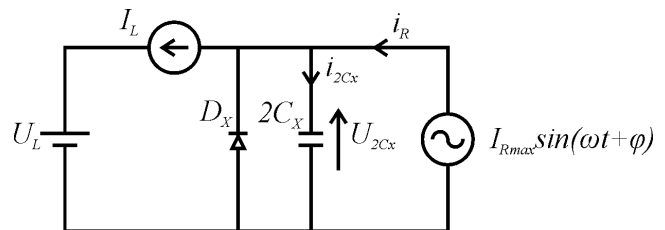
Sterowanie odbywa się poprzez zmianę częstotliwości z wypełnieniem  $t_p = 0,5 \cdot T_n - t_A$  ze stałym czasem martwym jak pokazano na rysunku 4.

Ze względu na symetrię, schemat przekształtnika z rysunku 1 uproszczono i do dalszej analizy wykorzystano układ przedstawiony na rysunku 5.

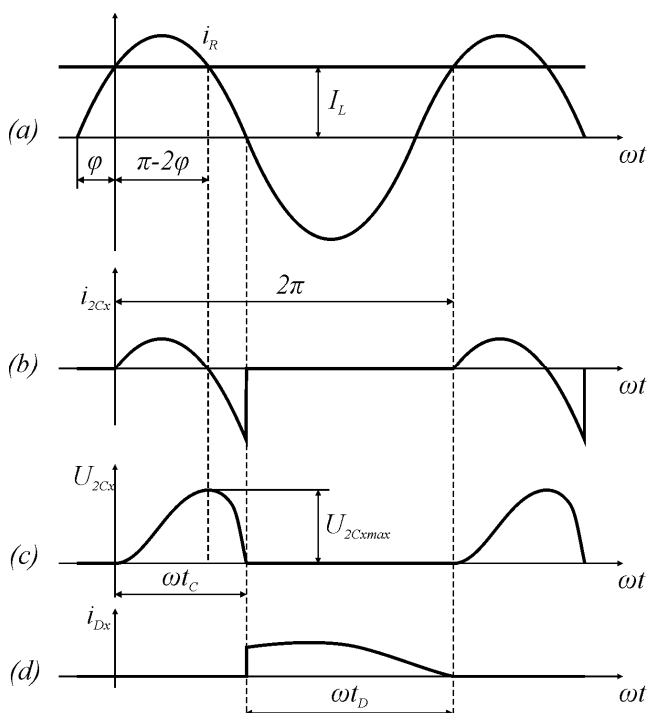
Przekształtnik projektuje się dla częstotliwości rezonansowej tj. dla punktu pracy w którym przesyłana jest maksymalna energia. Odpowiednie przebiegi prądów i napięć dla tego stanu pracy przedstawiono na rysunku 6.



Rys.4. Impulsy sterujące tranzystorami falownika napięcia.



Rys.5. Uproszczony schemat przekształtnika z rysunku 1



Rys.6. Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku dla częstotliwości rezonansowej

Wyznaczając zależność pomiędzy prądem przeładującym kondensator a amplitudą prądu w obwodzie rezonansowym w oparciu o rysunek 6 można zapisać:

$$(12) \quad i_{2Cx} = i_R - I_L = I_{Rmax} \sin(\omega t + \varphi) - I_L$$

Dla chwili  $t=0$  równanie (12) przyjmuje postać:

$$(13) \quad i_{2Cx}(0) = I_{Rmax} \sin \varphi - I_L = 0$$

więc wartość kąta  $\varphi$  wynosi:

$$(14) \quad \varphi = \arcsin \frac{I_L}{I_{Rmax}}$$

Aby wyznaczyć napięcie na kondensatorze lub diodzie w mostku prostowniczym należy rozwiązać równanie (15). Wynika ono z przebiegu prądów  $i_R$  oraz  $I_L$  przedstawionych na rysunku 6.

$$(15) \quad u_{2Cx} = \frac{I}{\omega 2C} \int_0^{\omega t} I_{Rmax} \sin(x + \varphi) - I_L dx$$

Biorąc pod uwagę, że w czasie  $t = t_C = T - t_D$  napięcie na kondensatorze musi być równe 0 oraz uzależniając wartość kąta  $\varphi$  od czasu  $t_C$  tj. czasu potrzebnego na rozładowanie pojemności można zapisać, że

$$(16) \quad \varphi = \arctg \frac{1 - \cos(\omega t_C)}{\omega t_C - \sin(\omega t_C)}$$

Wartość kąta  $\varphi$  można uzależnić również od czasu przewodzenia diody, wówczas równanie (16) przyjmuje postać:

$$(17) \quad \varphi = \arctg \frac{1 - \cos(2\pi D)}{2\pi(1-D) + \sin(2\pi D)}$$

gdzie:  $D = \frac{t_D}{T}$  – względny czas przewodzenia diody.

Kolejnym etapem jest wyznaczenie odpowiedniej wartości pojemności  $C$ . W tym celu należy rozwiązać równanie (18).

$$(18) \quad \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega t_C} \frac{I_L}{\omega 2C} [\sin(x) + \text{ctg}(\varphi) - \text{ctg}(\varphi)\cos(x) - x] dx = U_L$$

Wyznaczona wartość kondensatora decyduje o ilości przesyłanej mocy w rezonansowym punkcie pracy zgodnie z zależnością (19).

$$(19) \quad C = \frac{I_L}{U_L 2\omega\pi} \left( \frac{1 - 2\pi^2(1-D)^2 - \cos(2\pi D)}{(2\pi(1-D) + \sin(2\pi D))^2} + \frac{\cos(2\pi D)}{1 - \cos(2\pi D)} \right)$$

### Projekt dwukierunkowego przekształtnika DC/AC/DC

Projekt przekształtnika wymaga przyjęcia pewnych założeń takich jak moc, zakres częstotliwości pracy, poziomy napięć źródeł które są kojarzone. Dane te wynikają z potrzeb projektanta i konkretnego zastosowania.

Tabela 4.1 Parametry wejściowe do projektowania przekształtnika.

$U_L$	48V
$U_H$	650V
$P$	5000W
$f$	200kHz

Z przyjętych założeń wynikają wartości prądów po stronie niskiego i wysokiego napięcia:  $I_L=104,2A$  oraz  $I_H=7,7A$ . Ze względu na wolne diody podłożowe tranzystorów zostały wprowadzone dodatkowe szybkie diody  $D1 \div D8$  zgodnie z rysunkiem 7.

Ze względu na zakres częstotliwości pracy zostało przyjęte  $\omega / \omega_r = 1,2$ . W oparciu o optymalny punkt pracy oraz wartość impedancji falowej (10) wyznaczono wartości elementów rezonansowych.

$$(20) \quad L_R = \frac{\rho}{\omega_r} \approx 978[nH]$$

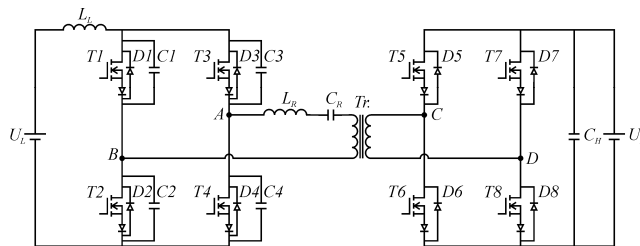
$$(21) \quad C_R = \frac{1}{\omega_r \cdot \rho} \approx 932[nF]$$

Najbliższe wartości katalogowe to  $L_R=1\mu H$  oraz  $C_R=1\mu F$  i takie wartości będą brane do badań symulacyjnych.

Kolejnym elementem do obliczenia jest wartość pojemności włączonej równolegle do tranzystorów mostka niskonapięciowego. Zgodnie z zależnością (6)

$$(22) \quad C_T = 0,0127 \cdot \frac{P_L}{U_L^2 \cdot f_n} = 137,8[nF]$$

Najbliższa wartość katalogowa to  $150nF$  i taka będzie brana do dalszej analizy.



Rys.7. Schemat dwukierunkowego przekształtnika DC/AC/DC z rezonansem szeregowym

Z założenia dopuszczalnego tętnienia prądu wejściowego  $\Delta\omega$  na poziomie 0,02 z równania (11) wyznaczono niezbędną indukcyjność:

$$(23) \quad L_L \geq 14,86[\mu H]$$

Do analizy przyjęto  $15\mu H$ .

Przekładnia transformatora zgodnie z równaniem (9) powinna wynieść:

$$(24) \quad k_T = \frac{0,8786}{\eta} \cdot \frac{U_H}{U_L} = 12,4$$

Zmieniając w przekształtniku dwukierunkowym tryb pracy z I na II wartości elementów rezonansowych oraz dławik wejściowy pozostają takie same. Pojawia się natomiast pytanie czy pojemności włączone równolegle do tranzystorów w mostku niskonapięciowym też powinny mieć te same wartości przy przesyłaniu tej samej mocy. Dane wejściowe do wyznaczenia tych pojemności zostają takie same jak w punkcie poprzednim. Ponieważ zmienia się kierunek przepływu energii będą przewodzić inne elementy niż w I trybie pracy. Podstawiając dane do równania (19) obliczono wartość niezbędnej pojemności:

$$(25) \quad C \approx 397,4[nF]$$

Najbliższa wartość katalogowa to  $400nF$  i taka wartość będzie brana do dalszego projektowania.

Otrzymana wartość jest prawie trzy razy większa niż dla I trybu pracy. Wyznaczono więc wartość mocy jaką będzie przekazywana w II trybie pracy jeśli pojemność będzie miała wartość  $150nF$ . Przekształcając równanie (19) obliczono tę moc jako:

$$(26) \quad P = \frac{C \cdot U_L^2 \cdot 2 \cdot \omega \cdot \pi}{1 - 2\pi^2(1-D)^2 - \cos(2\pi D) + \frac{(2\pi(1-D) + \sin(2\pi D))^2}{1 - \cos(2\pi D)}}$$

Podstawiając dane liczbowe otrzymano  $P=1400W$ . W celu wyznaczenia zakresu regulacji zostały wykonane badania symulacyjne.

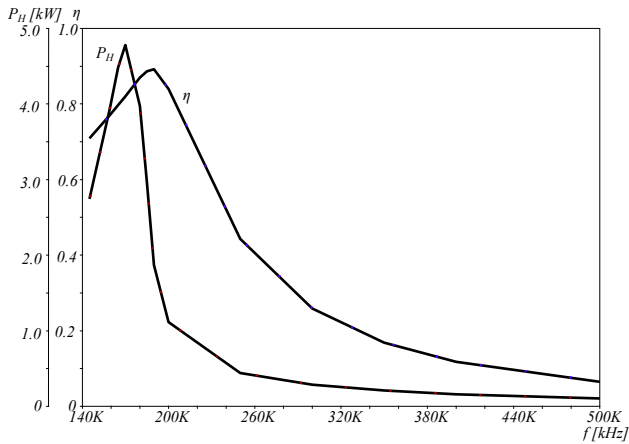
### Badania symulacyjne

Badania symulacyjne zostały wykonane w oparciu o schemat z rysunku 7. Do symulacji zostały wykorzystane następujące elementy:

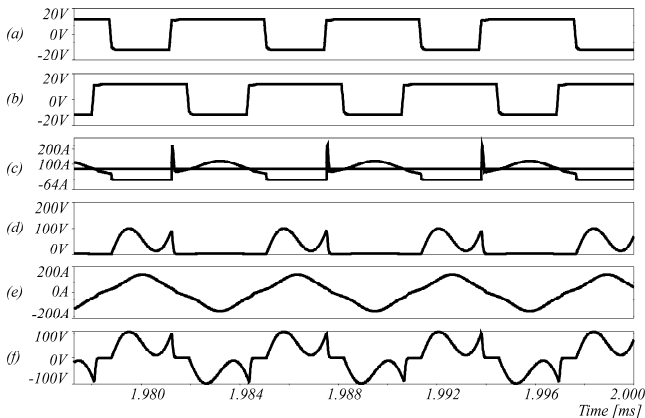
- idealne źródła napięciowe,
- idealny dławik wejściowy oraz elementy rezonansowe,
- transformator nieliniowy o przekładni 12,4,
- tranzystory i diody:
  - tranzystory w mostku po stronie napięcia niższego IXFB210N30P3 ( $V_{DSS}=300V$ ,  $I_{D25}=210A$ ,  $R_{DS(ON)}=14,5m\Omega$ ),
  - dodatkowe szybkie diody  $D1 \div D4$  STTH200R04TV ( $V_{RRM}=400V$ ,  $I_F(AV)=2 \times 100A$ ,  $V_F(\text{typ})=0,87V$ ),
  - tranzystory w mostku po stronie napięcia wyższego IXFN36N100 ( $V_{DSS}=1000V$ ,  $I_{D25}=36A$ ,  $R_{DS(ON)}=0,24\Omega$ ),

- dodatkowe szybkie diody  $D5\div D8$  C4D05120E ( $VRRM=1200V$ ,  $IF(TC=135^\circ C)=9A$ ,  $QC=27nC$ ,  $VF=2,25V$ ).

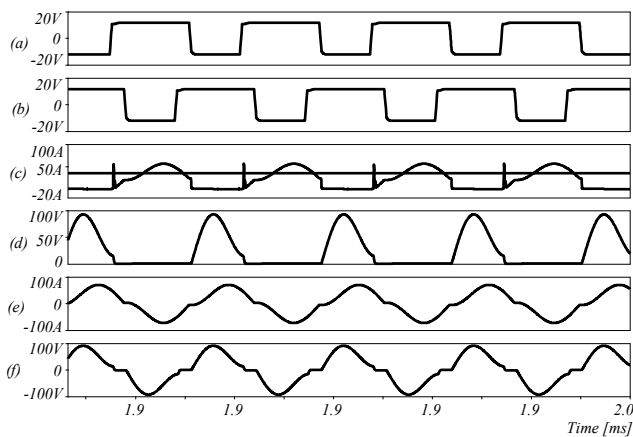
W I trybie pracy wyzwalane są tranzystory  $T1\div T4$  impulsami zgodnie z rysunkiem 2 o wartościach międzyszczytowych  $0\div 12V$ . Charakterystyka regulacyjna i sprawność w funkcji częstotliwości sterującej dla I trybu pracy są przedstawione na rysunku 8.



Rys.8. Charakterystyka regulacyjna i sprawność w funkcji częstotliwości w I trybie pracy



Rys.9. Przebiegi dla częstotliwości sterującej 159kHz: (a) impulsy tranzystora  $T1$  ( $U_{T1GS}$ ); (b) impulsy tranzystora  $T2$  ( $U_{T2GS}$ ); (c) prąd tranzystora  $T1$  oraz  $\frac{1}{2}$  wartości maksymalnej prądu rezonansowego  $i_R$ ; (d) napięcie na pojemności włączony równoległe do tranzystora  $T1$ ; (e) prąd rezonansowy  $i_R$ ; (f) napięcie na wyjściu mostka niskonapięciowego

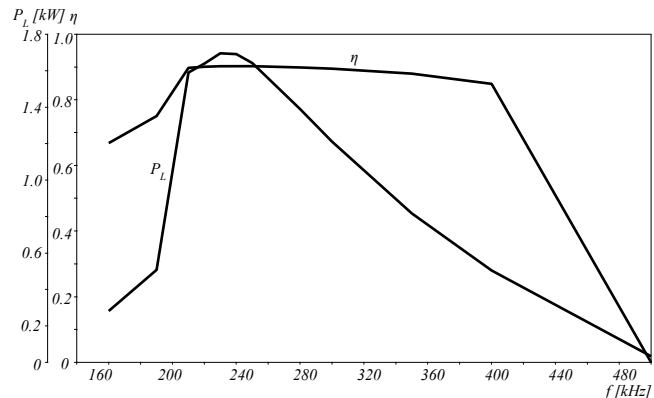


Rys.10. Przebiegi dla częstotliwości sterującej 190kHz: (a) impulsy tranzystora  $T1$  ( $U_{T1GS}$ ); (b) impulsy tranzystora  $T2$  ( $U_{T2GS}$ ); (c) prąd tranzystora  $T1$  oraz  $\frac{1}{2}$  wartości maksymalnej prądu rezonansowego  $i_R$ ; (d) napięcie na pojemności włączony równoległe do tranzystora  $T1$ ; (e) prąd rezonansowy  $i_R$ ; (f) napięcie na wyjściu mostka niskonapięciowego

Zakres regulacji determinowany jest poprzez warunki twardego przełączania tranzystorów. Dla częstotliwości około 170kHz moc wyjściowa wynosi 4,8kW przy sprawności 81%. Tak niska sprawność wynika z twardego załączania tranzystorów co przedstawia rysunek 9.

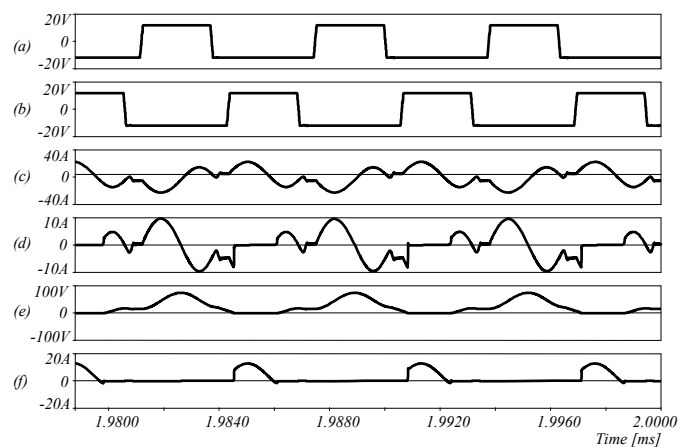
Przy 190kHz sprawność przyjmuje największą wartość 90% ponieważ jest to optymalny punkt pracy (w przewodzeniu prądu nie biorą udziału diody tranzystorów). Powyżej OPP tranzystory znów są twardo załączane a wynika to z krótkiego czasu na przeładowanie pojemności równoległe włączonych do tranzystorów  $T1\div T4$ .

W II trybie pracy wyzwalane są tranzystory  $T5\div T8$  impulsami zgodnie z rysunkiem 4 o wartościach międzyszczytowych  $0\div 12V$ . Zakres zmian przekazywanej mocy i sprawności w zależności od częstotliwości sterującej jest przedstawiony na rysunku 11.

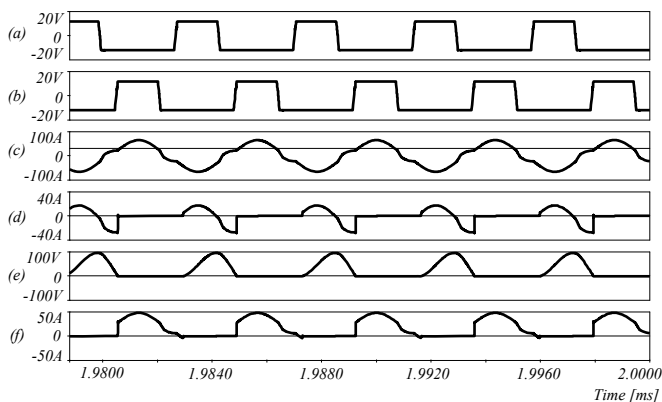


Rys.11. Charakterystyka regulacyjna i sprawność w funkcji częstotliwości w II trybie pracy

Zakres regulacji w II trybie pracy, podobnie jak w I, jest uzależniony od warunków przełączania tranzystorów. Dla częstotliwości około 230kHz moc wyjściowa wynosi 1,7kW przy sprawności 91%. Z przebiegów wynika, że jest to częstotliwość rezonansowa. Przesunięcie tej częstotliwości względem I trybu pracy wynika z dodatkowej pojemności która bierze udział w rezonansie. W zakresie 230kHz÷460kHz sprawność maleje ale tylko do wartości 80%. Przebiegi przy częstotliwości 159kHz czyli dla częstotliwości wg obliczeń rezonansowej są przedstawione na rysunku 12. Przebiegi przy częstotliwości 230kHz która według charakterystyki sterowania jest częstotliwością rezonansową dla II trybu pracy są przedstawione na rysunku 13



Rys.12. Przebiegi dla częstotliwości sterującej 159kHz: (a) impulsy tranzystora  $T5$  ( $U_{T5GS}$ ); (b) impulsy tranzystora  $T6$  ( $U_{T6GS}$ ); (c) prąd rezonansowy  $i_R$  oraz wartość średnia prądu wyjściowego; (d) prąd kondensatora  $C1$  włączony równoległe do tranzystora  $T1$ ; (e) napięcie na kondensatorze  $C1$ ; (f) prąd diody  $D1$



Rys.13. Przebiegi dla częstotliwości sterującej 230kHz: (a) impulsy tranzystora  $T_5$  ( $U_{T5GS}$ ); (b) impulsy tranzystora  $T_6$  ( $U_{T6GS}$ ); (c) prąd rezonansowy  $i_R$  oraz wartość średnia prądu wyjściowego; (d) prąd kondensatora  $C_I$  włączanej równolegle do tranzystora  $T_I$ ; (e) napięcie na kondensatorze  $C_I$ ; (f) prąd diody  $D_I$

### Wnioski

Z obliczeń i przeprowadzonych badań symulacyjnych wynika, że pojemność włączona równolegle do tranzystorów w mostku niskonapięciowym dla dwóch trybów pracy powinna być różna. Dla drugiego trybu jest ona prawie trzy razy większa niż dla pierwszego.

Zastosowanie kondensatora  $C_T=150nF$  umożliwi w I trybie pracy przesłanie 4,8kW mocy natomiast w II trybie przy tej pojemności 1,7kW. Są to parametry idealnie pasujące do możliwości ładowania i rozładowywania akumulatorów gdzie różnica prądu w jednym i drugim cyklu znacznie się różni.

Ponadto układ charakteryzuje się dużym zakresem regulacji przy wysokiej sprawności. Wynika to z miękkiego przełączania w obu trybach pracy.

Wyniki badań symulacyjnych oraz obliczeń projektowych są zbliżone a ewentualne rozbieżności wynikają z przyjętych uproszczeń w analizie oraz zastosowania w symulacjach idealnych elementów. Zakres regulacji przekazywanej energii przy wysokiej sprawności jest duży i stawia ten układ w czołówce wysokosprawnych przekształtników DC/AC/DC.

Praca naukowa finansowana ze środków na badania naukowe Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej w ramach pracy S/WE/3/2013.

**Autor:** mgr inż. Paweł Bulkowski Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, E-mail: [p.bulkowski@pb.edu.pl](mailto:p.bulkowski@pb.edu.pl).

### LITERATURA

- [1] DeDoncker R. W., Divan D. M., Kheraluwala M. H., Power Conversion Apparatus for DC/DC Conversion Using Dual Active Bridges, U.S. Patent 5,027,264 (1991)
- [2] DeDoncker R. W., Divan D. M., Kheraluwala M. H., A Three-Phase Soft-Switched High-Power Applications *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27 (1991), n.1, 63-73
- [3] Kheraluwala M. H., Gascoigne R. W., Divan D. M., Baumann E. D., Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28 (1992), n.6, 1294-1301
- [4] Jain M., Daniele M., Praveen K. J., A Bidirectional DC-DC Converter Topology for Low Power Application, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15 (2000), n.4, 595-606
- [5] Li H., Peng F. Z., Lawler J. S., A Natural ZVS Medium-Power Bidirectional DC-DC Converter With Minimum Number of Devices, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39 (2002), n.2, 525-535
- [6] Duarte J. L., Hendrix M., Simoes M. G., Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22 (2007), n. 2, 480-487
- [7] Gang M., Wenlong Q., Gang Y., Yuanyuan L., Ningchuan L., Wenzong L., A Zero-Voltage-Switching Bidirectional DC-DC Converter With State Analysis and Soft-Switching-Oriented Design Consideration, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 (2009), n.6, 2174-2184
- [8] Mućko J.: Wybrane zastosowania technologiczne falowników rezonansowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, 85 (2009), nr 9, 273-278.
- [9] Mućko J.: Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego zapewniające jednoczesną komutację ZVS i „prawie ZCS”, *Przegląd Elektrotechniczny*, 86 (2010), nr 6, 137-142.
- [10] Moradewicz A. J., Kaźmierkowski M. P.: Contactless Energy Transfer System With FPGA-Controlled Resonant Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010), n.9, 3181-3190
- [11] Chen W., Rong P., Zhengyu L., Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010), n.9, 3075-3086
- [12] Citko T., Jałbrzykowski S. Bogdan A., Dual Full-Bridge Resonant Class-E Bidirectional DC-DC Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58 (2011), n.9, 3879-3882
- [13] Nowak M., Grzejszczak P., Wysocki R., Barlik R., Sterowanie wielomodułowego, transformatorowego przekształtnika dc/dc o dwukierunkowym przepływie energii, *Przegląd Elektrotechniczny*, 88 (2012), nr 12, 295-298
- [14] Grzejszczak P., Nowak M. Barlik R., Wykorzystanie modeli symulacyjnych do wyznaczania strat łączeniowych w tranzystorach podwójnego mostka aktywnego, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), nr 2, 186-190