

Mostkowy prostownik rezonansowy klasy E zasilany z falownika napięcia

Streszczenie. W artykule przedstawiono sposób projektowania mostkowego prostownika rezonansowego klasy E zasilanego z falownika napięcia. Sterowanie przesyłem energii odbywa się poprzez zmianę częstotliwości przy stałym współczynniku wypełnienia. Wyznaczono charakterystykę regulacyjną analizowanego układu. Dokonano analizy teoretycznej popartej odpowiednimi zależnościami oraz potwierdzono słuszność obliczeń poprzez symulację przekształtnika w środowisku PSPICE.

Abstract. In this article the way of designing class E rectifier bridge supplied by series resonant converter. The control of energy transmission takes place by has been shown changing the frequency with constant off-time. Determined the regulation characteristic of the analyzed structure. Theoretical analysis supported by appropriate relations has been made and the correctness of calculations has been confirmed by the simulation of the converter in PSPICE environment. (Class E rectifier bridge supplied by series resonant converter).

Słowa kluczowe: DC/AC/DC, rezonans szeregowy, przekształtnik klasy E.

Keywords: DC/AC/DC, serial resonance, E-class converter.

doi:10.12915/pe.2014.09.02

Wstęp

W systemach dystrybucji energii, przesyłu energii odnawialnej do sieci, pojazdach elektrycznych, bezprzewodowych systemach zasilających UPS itp., znajdują szerokie zastosowanie przekształtniki DC/DC z izolacją galwaniczną. Sprawą istotną jest sprawność tych urządzeń. 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. W artykułach [1]–[8] przedstawiono układy umożliwiające dwukierunkowy transfer energii. W artykule [9] przedstawiono układ przesyłu energii ze źródła niskonapięciowego do źródła o wysokim napięciu.

W tym artykule autorzy skupiają się na układzie przesyłu energii w kierunku odwrotnym tzn. od źródła wysokiego do niskiego.

Przekształtnikiem regulującym przepływ energii jest falownik napięcia z rezonans szeregowym. Taki układ wydaje się bezkonkurencyjny ze względu na sprawność zarówno samego falownika jak i transformatora wysokiej częstotliwości. Falownik z rezonans szeregowym można potraktować jako źródło prądowe które zasilą prostownik diodowy. Istotą referatu jest prezentacja prostownika klasy E występującego po stronie niskiego napięcia zasilanego ze źródła prądu. W referacie zostaną omówione charakterystyczne przebiegi w układzie prostownika klasy E. Zostanie dokonana analiza matematyczna umożliwiająca zaprojektowanie układu oraz podane będą wyniki symulacyjne i laboratoryjne weryfikujące wybrany układ o założonej mocy 5kW.

Analiza pracy przekształtnika

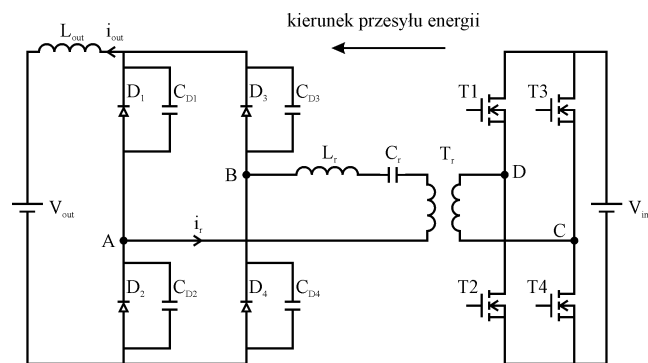
Analizowany przekształtnik składa się z mostkowego falownika napięcia, transformatora dopasowującego poziomy napięcie, obwodu rezonansowego oraz prostownika klasy E. Schemat omawianego układu przedstawiony jest na rysunku 1.

Analiza układu prostownika wymaga następujących założeń:

- ze względu na wartość dławika L_{out} przebieg czasowy prądu wyjściowego prostownika I_{out} w okresie sterowania przyjmujemy za stały,
- prąd w obwodzie rezonansowym zakładamy sinusoidalny o częstotliwości sterowania f i amplitudzie I_{rm} .

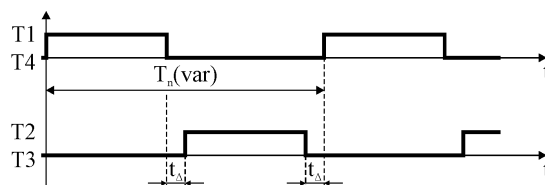
W procesie przewodzenia prostownika przewodzą dwie diody z jednej przekątnej prostownika i dwa kondensatory z

drugiej przekątnej mostka bądź cztery diody równocześnie. Biorąc to pod uwagę okres sterowania T możemy podzielić na dwa przedziały równe t_D – czas przewodzenia diody i $t_C = T - t_D$ – czas przewodzenia kondensatora.

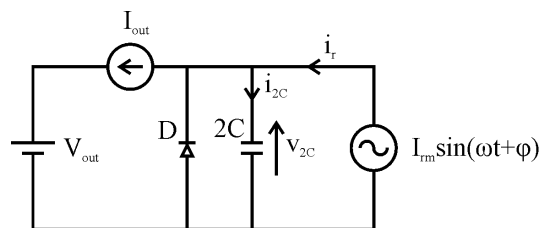


Rys. 1. Schemat prostownika rezonansowego klasy E zasilanego z falownika napięcia

Sterowanie odbywa się poprzez zmianę częstotliwości z wypełnieniem $0,5-t_D$ ze stałym czasem martwym t_d jak pokazano na rysunku 3.



Rys. 2. Impulsy sterujące tranzystorami falownika napięcia



Rys. 3. Uproszczony schemat przekształtnika z rysunku 1

Schemat przekształtnika z rysunku 1 uproszczono i do dalszej analizy wykorzystano układ przedstawiony na rysunku 2.

Układ zaprojektowano 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 3.

Wyznaczając zależność pomiędzy prądem przełączającym kondensator a amplitudą prądu w obwodzie rezonansowym w oparciu o rysunek 3, można zapisać:

$$(1) \quad i_{2C} = i_r - I_{out} = I_{rm} \sin(\omega t + \varphi) - I_{out}$$

dla chwili $t=0$ równanie (1) przyjmuje postać:

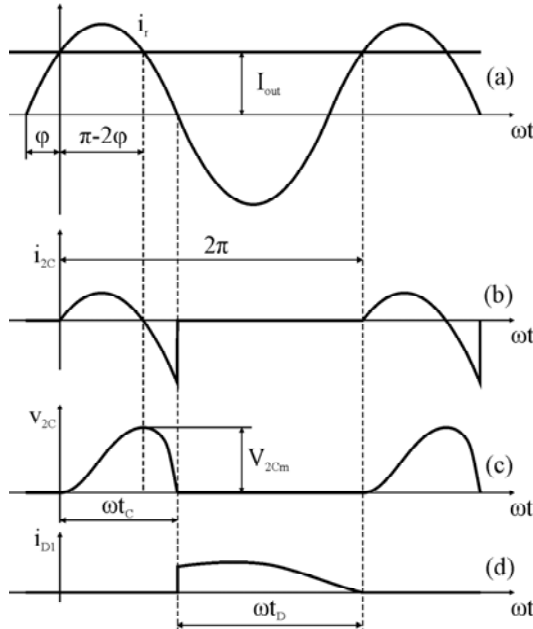
$$(2) \quad i_{2C}(0) = I_{rm} \sin \varphi - I_{out} = 0$$

więc wartość prądu wyjściowego wynosi:

$$(3) \quad I_{out} = I_{rm} \sin \varphi$$

stąd wartość kąta φ wyznaczono jako:

$$(4) \quad \varphi = \arcsin \frac{I_{out}}{I_{rm}}$$



Rys. 4. Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku dla częstotliwości rezonansowej

W celu wyznaczenia napięcia na kondensatorze lub diodzie w mostku prostowniczym należy rozwiązać równanie (5).

$$(5) \quad u_{2C} = \frac{1}{\omega 2C} \int_0^{\omega t} [I_{rm} \sin(\omega t + \varphi) - I_{out}] dx$$

Ostatecznie wartość tego napięcia wyrażono jako:

$$(6) \quad u_{2C} = \frac{I_{out}}{\omega 2C} [\sin(\omega t) - \text{ctg}(\varphi) \cos(\omega t) + \text{ctg}(\varphi) - \omega t]$$

Biorąc pod uwagę, że w czasie $t=t_C=T-t_D$ napięcie na kondensatorze musi być równe zero (7):

$$(7) \quad u_{2C}(\omega t_C) = 0$$

oraz uwzględniając równanie (6) otrzymano:

$$(8) \quad \sin(\omega t_C) - \text{ctg}(\varphi) \cos(\omega t_C) + \text{ctg}(\varphi) - \omega t_C = 0$$

Z równania (8) można wyznaczyć wartość kąta φ w zależności od czasu t_C tj. czasu potrzebnego na rozładowanie pojemności.

$$(9) \quad \varphi = \arctg \frac{1 - \cos(\omega t_C)}{\omega t_C - \sin(\omega t_C)}$$

Wartość kąta φ można uzależnić od czasu przewodzenia diody. Wówczas równanie (9) przyjmie postać:

$$(10) \quad \varphi = \arctg \frac{1 - \cos(2\pi D)}{2\pi(1-D) + \sin(2\pi D)}$$

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

Następnym krokiem jest rozwiązanie równania (11)

$$(11) \quad \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega t_C} \left[\frac{I_{out}}{\omega 2C} (\sin(\omega t) - \text{ctg}(\varphi) \cos(\omega t) + \text{ctg}(\varphi) - \omega t) \right] dx = V_{out}$$

którego rozwiązanie przedstawione zależnością (12) określa pojemności, od której zależy wartość przesyłanej energii.

$$(12) \quad C = \frac{I_{out}}{V_{out} 2\omega\pi} \left[\frac{1 - \cos(\omega t_C) - \frac{1}{2}(\omega t_C)^2}{\omega t_C - \sin(\omega t_C)} \right]$$

Projektowanie przekształtnika

Danymi wejściowymi do zaprojektowania przekształtnika są: maksymalna moc jaka ma być przesyłana, wartości napięć źródłowych oraz częstotliwość pracy. Założono, że maksymalna moc jest przesyłana w stanie rezonansu kiedy napięcie i prąd wyjściowy falownika są w fazie.

Przyjęto następujące dane wejściowe: $V_{in}=650V$, $V_{out}=60V$, $P_{in}=5kW$, $f_{rez}=200kHz$. Sposób wyznaczenia dławika wyjściowego oraz elementów rezonansowych został przedstawiony w [9]. Dla analizowanej konfiguracji wyznaczono $C_r=0,5\mu F$, $L_r=1,3\mu H$, $L_{out}=20\mu H$. Zastosowany transformator odpowiada za izolację galwaniczną oraz dopasowanie poziomów napięć, więc przyjęto, że $V_r/V_{out}=1$. Sprawność założono 0,95.

Moc na wyjściu falownika wyznaczono jako

$$(13) \quad P_{in} = V_{rsk} I_{rsk} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{in}}{\sqrt{2}} \frac{I_{in}}{\sqrt{2}} = \frac{2}{\pi} V_{in} I_{in}$$

Zakładając sprawność układu η określono moc wyjściową:

$$(14) \quad P_{out} = V_{out} I_{out} = \eta P_{in}$$

Podstawiając wynik z równania (13) do (14) oraz uwzględniając zależność (3) otrzymano:

$$(15) \quad \sin \varphi = \frac{2V_{in}\eta}{\pi V_{out}}$$

Z zależności (15) wyznaczono wartość kąta φ , który w projektowanym przekształtniku wynosi:

$$(16) \quad \varphi = \arcsin\left(\frac{2 \cdot 0,95}{\pi}\right) = 37,2$$

Wykreślono równanie (10) i odczytano wartość ωt_c . Dla projektowanego przekształtnika $\omega t_c = 2,86[\text{rad}]$. Ostatnim krokiem jest wyznaczenie pojemności C z zależności (12). Należy jednak pamiętać, że równanie (12) dotyczy modelu uproszczonego gdzie przyjęto podwójną wartość pojemności kondensatora, więc dla układu mostkowego przyjmie ono postać:

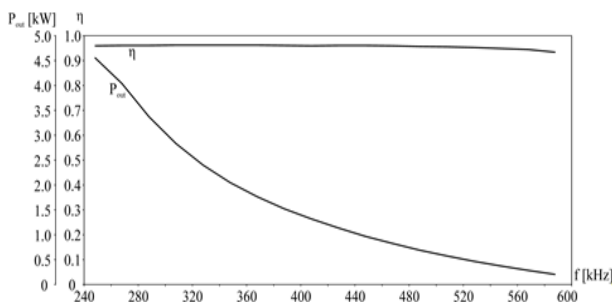
$$(17) \quad C = \frac{I_{out}}{V_{out} 4\omega\pi} \left[\frac{1 - \cos(\omega t_c) - \frac{1}{2}(\omega t_c) + (\omega t_c - \sin(\omega t_c))^2}{1 - \cos(\omega t_c)} \right]$$

i w ostateczności wartość C wynosi $111,8\text{nF}$.

Badania symulacyjne

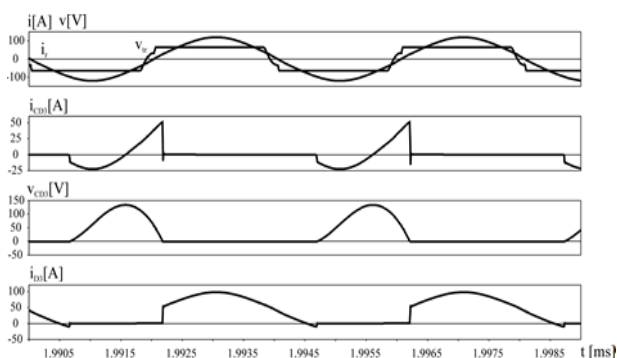
Symulacje przekształtnika z rysunku 1 zostały wykonane w środowisku PSPICE dla następujących danych: $V_{in}=60\text{V}$, $V_{out}=650\text{V}$, $P_{in}=5\text{kW}$, $f_r=200\text{kHz}$, $C_r=0,5\mu\text{F}$, $L_r=1,3\mu\text{H}$, $L_{out}=20\mu\text{H}$, $C_{Dx}=110\text{nF}$. Falownik napięcia tworzyły tranzystory *IXFN36N100* a w mostku prostowniczym zastosowano diody *STTH200R04TV1*. W układzie wykorzystano idealny transformator o przekładni $1/10$.

Zależność mocy wyjściowej od częstotliwości (charakterystyka regulacyjna) oraz sprawność układu przedstawione są na rysunku 5.



Rys. 5. Sprawność i moc wyjściowa w funkcji częstotliwości

Zakres regulacji wynosi od $P_{out}=4,56\text{kW}$ przy $f_r=248\text{kHz}$ i sprawności 96% do $P_{out}=203\text{W}$ przy $f=588\text{kHz}$ i 93% sprawności.

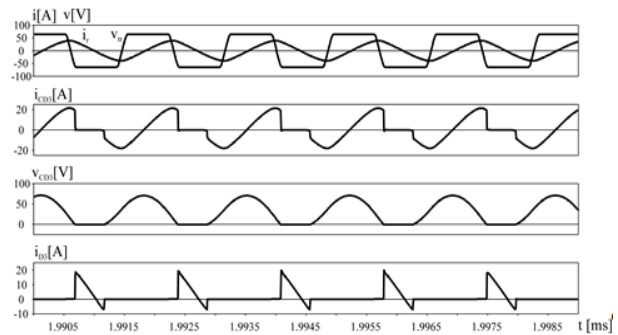


Rys. 6. Prądy i napięcia w przekształtniku dla częstotliwości 248kHz

Maksymalna energia jest przekazywana przy częstotliwości $f=248\text{kHz}$, która to, jak widać z przebiegów z rysunku 6, jest częstotliwością bliską rezonansowej (prąd i napięcie transformatora są w fazie).

Czas trwania procesu przeładowania pojemności C_{Dx} wynosi $1,74\mu\text{s}$ do daje $\omega t_c=2,4[\text{rad}]$.

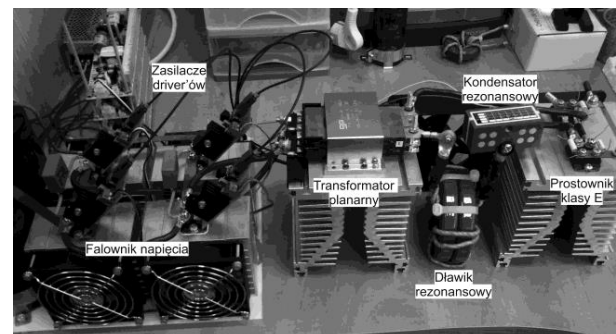
Wyniki symulacji przedstawione na rysunku 7 odpowiadają pracy przekształtnika przy częstotliwości $f=588\text{kHz}$.



Rys. 7. Prądy i napięcia w przekształtniku dla częstotliwości 588kHz

Badania laboratoryjne

Badania laboratoryjne zostały przeprowadzone na układzie przedstawionym na rysunku 8.



Rys. 8. Stanowisko badawcze mostkowego prostownika rezonansowego klasy E zasilanego z falownika napięcia

Badany układ został zbudowany w oparciu o następujące elementy:

- falownik napięcia z tranzystorów *IXFN36N100*,
- transformator planarny o mocy 5kW i przekładni $1/10$,
- dławik rezonansowy *DTMSS-103/0,0012/100* o indukcyjności $1,3\mu\text{H}$,
- kondensator rezonansowy serii *CSP150* $0,5\mu\text{F}$, 700V , 250A ,
- mostek prostowniczy z diod *IXYS DSEI 2x121-02 A*,
- dławik wyjściowy stanowiły szeregowo połączone dwa dławiki *DEHF-42/12uH/180A*,
- kondensator polipropylenowy włączony równolegle do diod *FKP 100n*, 630V .

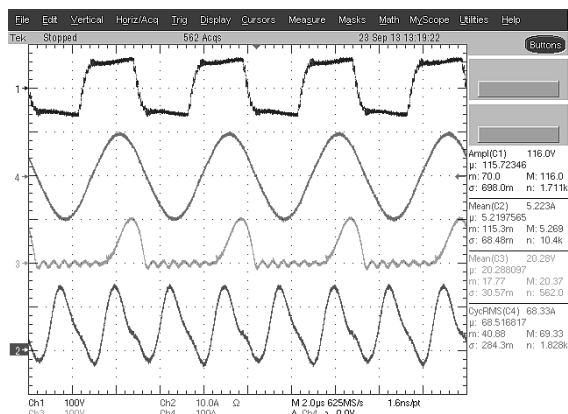
Obciążenie stanowił rezystor $R=0,54\Omega$.

Za sterowanie odpowiadał układ FPGA firmy XILINX serii SPARTAN XC3S200 a impulsy na drivery tranzystorów przekazywane były w oparciu o transmisję światłowodową.

Ze względu na zjawiska towarzyszące pracy układu w stanie idealnego rezonansu zalecana jest praca nieco powyżej częstotliwości rezonansowej i wyniki badań przedstawione na rysunku 9 dotyczą właśnie tego punktu pracy.

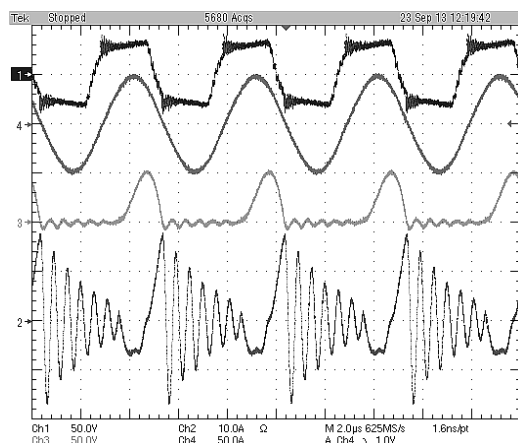
Pomiary wykonywane były z użyciem: oscyloskopu TEKTRONIX serii TDS55034B (350MHz , 5GS/s), sondy prądowej TCP202, sondy napięciowej różnicowej P5205, oraz sondy napięciowej Tek P5050.

Układ zasilany był napięciem 600V a przekazywana moc do odbiornika przy częstotliwości $f=200\text{kHz}$ wynosiła 3kW przy sprawności 93% (rys.9).

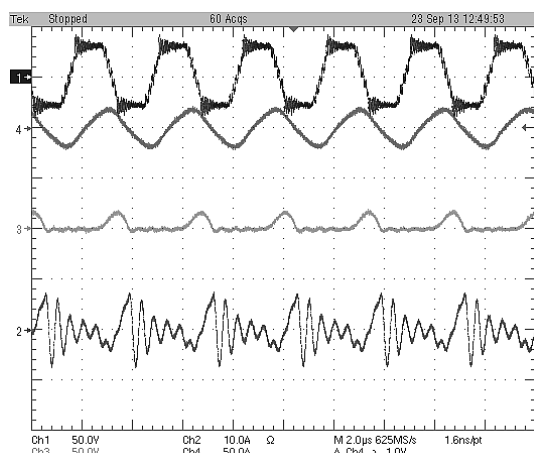


Rys. 9. Prądy i napięcia w przekształtniku dla częstotliwości $f=200\text{kHz}$, przy $V_{in}=600\text{V}$: Ch1 - napięcie transformatora po stronie niskiego napięcia, Ch2 - prąd pobierany przez falownik napięcia, Ch3 - napięcie na kondensatorze C_{DI} , Ch4 - prąd w obwodzie rezonansowym

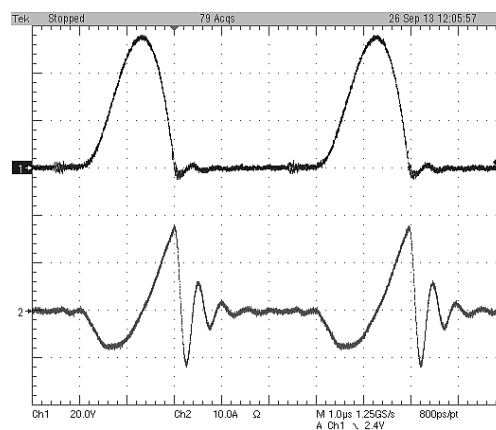
Ponieważ wartość prądu płynąca przez kondensatory C_{Dx} przewyższała dopuszczalną dla sondy pomiarowej, dla tego oscylogramy obrazujące ten prąd zostały zarejestrowane przy obniżonym napięciu $V_{in}=300\text{V}$ (rys.10 i rys.11).



Rys. 10. Prądy i napięcia w przekształtniku dla częstotliwości $f=200\text{kHz}$, przy $V_{in}=300\text{V}$: Ch1 - napięcie transformatora po stronie niskiego napięcia, Ch2 - prąd kondensatora C_{DI} , Ch3 - napięcie na kondensatorze C_{DI} , Ch4 - prąd w obwodzie rezonansowym



Rys. 11. Prądy i napięcia w przekształtniku dla częstotliwości $f=300\text{kHz}$, przy $V_{in}=300\text{V}$: Ch1 - napięcie transformatora po stronie niskiego napięcia, Ch2 - prąd kondensatora C_{DI} , Ch3 - napięcie na kondensatorze C_{DI} , Ch4 - prąd w obwodzie rezonansowym



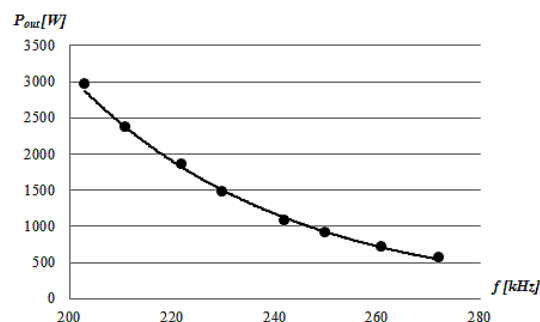
Rys. 12. Prądy i napięcia kondensatora (poliestrowego) C_{DI} dla częstotliwości $f=200\text{kHz}$, przy $V_{in}=300\text{V}$: Ch1 - napięcie na kondensatorze C_{DI} , Ch2 - prąd kondensatora C_{DI}

Zostały również wykonane badania przy wyższej częstotliwości w celu potwierdzenia możliwości płynnej regulacji przesyłanej energii. Rysunek 11 przedstawia oscylogramy dla częstotliwości $f=300\text{kHz}$ i napięciu $V_{in}=300\text{V}$.

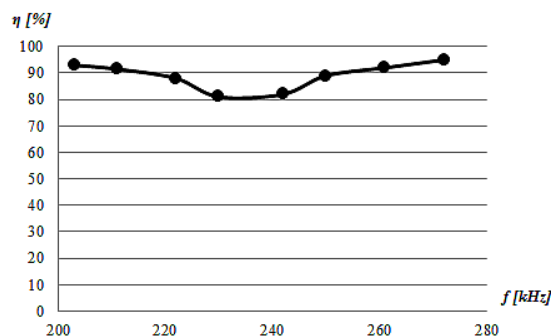
Oscylacje prądu w pojemności C_{DI} przedstawione na rysunkach 10 i 11 wynikają z jego indukcyjności pasożytniczej. Po zmianie kondensatora polipropylenowego na poliestrowy czas trwania oraz amplituda tętnień znacznie zmalały co obrazuje rysunek 12.

Czas trwania procesu przeładowania pojemności C_{DI} przy pominięciu tętnień wynosi około $2\mu\text{s}$ do daje $\omega t_c=2,5[\text{rad}]$. Jak widać wyniki obliczeń projektowych, badań symulacyjnych oraz laboratoryjnych są bardzo zbliżone.

Wyznaczono również charakterystyki sprawności (rys.13) i przekazywanej mocy (rys.14). Badania wykonano przy stałym napięciu zasilającym $V_{in}=600\text{V}$, oraz stałym obciążeniu $R=0,54\Omega$.



Rys. 13. Moc wyjściowa w funkcji częstotliwości przy $V_{in}=600\text{V}$



Rys. 14. Sprawność przekształtnika w funkcji częstotliwości przy $V_{in}=600\text{V}$

Niewielkie rozbieżności między badaniami symulacyjnymi a laboratoryjnymi wynikają przede wszystkim z użytych elementów. W symulacjach kondensatory, dławiki i transformator założono jako idealne. Jak widać z rysunku 10 indukcyjność kondensatora rzeczywistego jest znacząca zwłaszcza przy wyższych częstotliwościach. W celu poprawy uzyskanej sprawności należałoby zastosować kondensatory styroflexowe a dławik rezonansowy wykonać w technice planarnej.

Wnioski

Wysoka sprawność przekształtnika wynika z małej stromości napięcia i prądu przy wyłączaniu diody w prostowniku klasy E. Wymiana prądu między diodą prostowniczą a bocznikującym ją kondensatorem przebiega zgodnie z założeniami co potwierdza poprawność wykonanej analizy. Wyniki badań symulacyjnych oraz laboratoryjnych 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 czołowie wysokosprawnych przekształtników DC/AC/DC.

Praca naukowa finansowana ze środków na badania naukowe Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej w ramach pracy W/WE/2/2013.

LITERATURA

- [1] Citko T., Jalbzykowski S. Bogdan A., Dual Full-Bridge Resonant Class-E Bidirectional DC–DC Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 78 (2002), Vol.: 58, No. 9, 2011
- [2] Pavlovic Z., Oliver J.A., Alou P., Garcia O., Cobos J.A., Bidirectional Dual Active Bridge Series Resonant Converter

- with Pulse Modulation, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE
- [3] Inoue S., Akagi H., A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System, *Power Electronics Specialists Conference*, 2006. PESC '06. 37th IEEE
- [4] G. Ma, W. Qu, G. Yu, Y. Liu, N. Liang, and W. Li, "A zero-voltage-switching bidirectional dc–dc converter with state analysis and soft-switching-oriented design consideration," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 2174–2184, Jun. 2009
- [5] B. Ray, "Bidirectional DC–DC power conversion using quasi-resonant topology," in *Proc. IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 1992, pp. 617–624
- [6] X. Li, A. K. S. Bhat, Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 850–862, April 2010
- [7] Y. Xie, J. Sun, J. S. Freudenberg, Power Flow Characterization of a Bidirectional Galvanically Isolated High-Power DC/DC Converter Over a Wide Operating Range, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 54–66, January 2010
- [8] W. Chen, P. Rong, Z. Lu, Snubberless Bidirectional DC–DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, September 2010
- [9] Bułkowski P., Charakterystyka regulacyjna przekształtnika DC/AC/DC podwyższającego napięcie z rezonansem szeregowym, *Przegląd Elektrotechniczny*, 12b 2012, 38-42

Autorzy: prof. dr hab. inż. Tadeusz Citko, Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, E-mail: t.citko@pb.edu.pl, mgr inż. Paweł Bułkowski Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, E-mail: p.bulkowski@we.pb.edu.pl.