

Quasi – rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z dławikiem sprzężonym

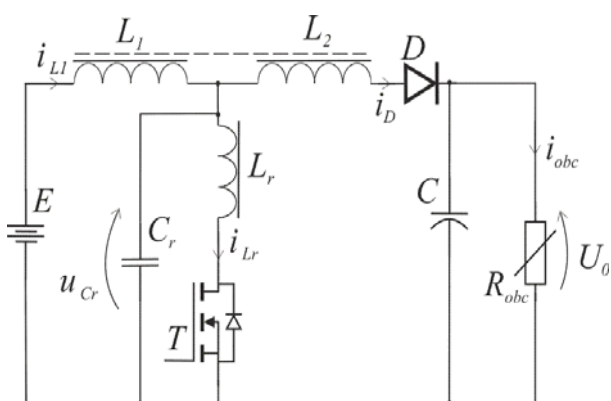
Streszczenie. Artykuł przedstawia quasi – rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z dławikiem sprzężonym. Tranzystor przekształtnika przełączany jest przy zerowym prądzie ze stałym czasem załączenia i ze zmienną częstotliwością. Wykorzystanie dławika sprzężonego umożliwiło uzyskanie wysokiego współczynnika wzmocnienia napięciowego. Artykuł zawiera analizę matematyczną przekształtnika potwierdzoną badaniami symulacyjnymi.

Abstract. This article presents boost ZCS quasi – resonant converter with tapped inductor. The control is done by pulse width modulation and constant on-time of the transistor. In this paper theoretic analysis of converter have been presented. High voltage gain and soft switching transistor has been achieved. In article are presented the regulation characteristics and method of selection the resonant elements. The paper includes a simulation confirming properly constructed theoretical analysis. **(Boost ZCS Quasi Resonant Converter with Tapped Inductor).**

Słowa kluczowe: przekształtnik DC – DC, przekształtnik quasi – rezonansowy, przełączanie przy zerowym prądzie, dławik sprzężony.
Keywords: DC/DC converters, quasi - resonant(QR), zero current switching (ZCS), tapped inductor.

Wstęp

W wielu aplikacjach energoelektronicznych (pojazdy elektryczne i hybrydowe, systemy fotowoltaiczne, systemy magazynowania energii) wymagane są przekształtniki zachowujące wysoką sprawność przy jednocześnie wysokim współczynniku wzmocnienia napięciowego. Konwencjonalny przekształtnik podwyższający napięcie nie spełnia tych wymagań [2]. Przekształtniki z wysokim współczynnikiem wzmocnienia napięciowego zazwyczaj wyposażone są w transformator lub dławik sprzężony [4], [8], [7], [9], [10], [11]. Istotny wpływ na sprawność układów przekształtnikowych mają straty mocy spowodowane przełączaniem półprzewodnikowych elementów mocy. Straty te są w znacznym stopniu zredukowane w przekształtnikach quasi – rezonansowych, w których dodatkowy obwód rezonansowy umożliwia przełączanie tranzystora przy zerowym prądzie lub przy zerowym napięciu [1], [3], [5], [6]. Wykorzystanie miękkiego przełączania tranzystorów mocy przekształtnika pozwala również na zwiększenie częstotliwości z jaką są one przełączane. Umożliwia to redukcję wymiarów reaktancyjnych elementów mocy przekształtnika (dławików, kondensatorów).



Rys.1. Quasi – rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z dławikiem sprzężonym i tranzystorem przełączany przy zerowym prądzie

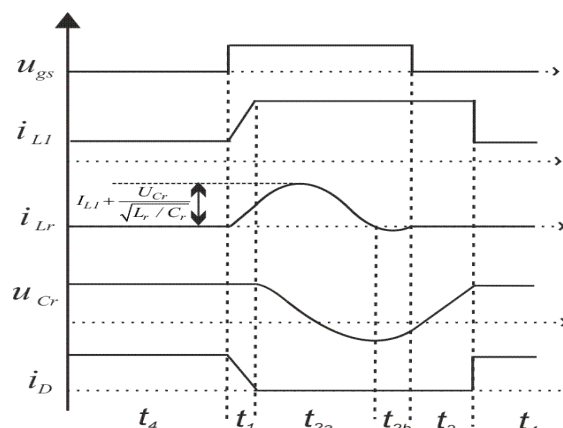
W artykule zostanie zaprezentowany quasi - rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z dławikiem sprzężonym i tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie. Przekształtnik został przedstawiony na

rysunku 1. Dławik sprzężony $L_1 - L_2$ zapewnia wysoki współczynnik wzmocnienia napięciowego. Dławik L_r oraz kondensator C_r tworzą układ rezonansowy umożliwiający przełączanie tranzystora T przy zerowym prądzie. Czas załączenia tranzystora jest stały i uzależniony od częstotliwości rezonansowej. Współczynnik wzmocnienia napięciowego uzależniony jest od przekładni dławika oraz czasu wyłączenia tranzystora.

Analiza pracy przekształtnika

W celu wykonania analizy źródło napięciowe E oraz kondensator C są traktowane jako idealne źródła napięcia. Pominięto indukcyjność rozproszenia dławika sprzężonego oraz założono, że energia zgromadzona w polu magnetycznym tego dławika w czasie jednego okresu sygnału sterującego tranzystorem T jest stała. Tranzystor T oraz dioda D są traktowane jako łączniki idealne (brak spadków napięcia, zerowe czasy wyłączania i załączania).

Pracę przekształtnika możemy podzielić na pięć charakterystycznych etapów zgodnie z rysunkiem 2 i rysunkiem 3.



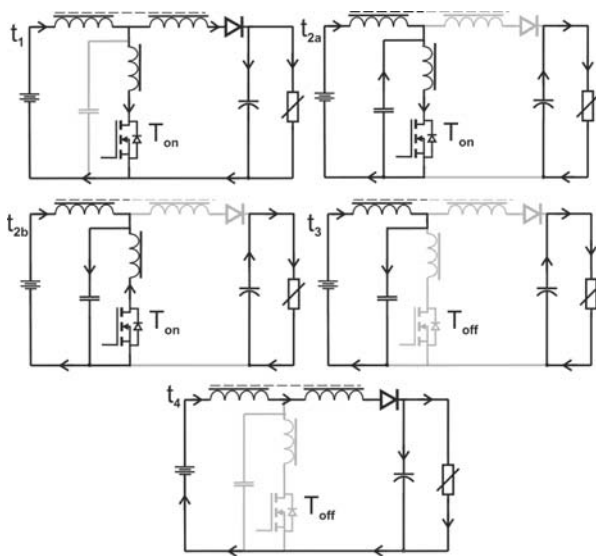
Rys.2. Przebiegi wybranych napięć i prądów przekształtnika

Przedział czasu t_1

Na początku przedziału t_1 prąd dławika L_1 i dławika L_2 są sobie równe. Tranzystor T jest wyłączony i nie przewodzi prądu. Energia zgromadzona w polu magnetycznym dławika przekazywana jest za pośrednictwem diody D spolaryzowanej w kierunku przewodzenia do kondensatora C oraz obciążenia R_{obc} . Energię zgromadzoną w dławiku sprzężonym opisano wzorem (1).

$$(1) \quad E_L = \frac{1}{2} L_1 I_D^2 + \frac{1}{2} L_2 I_D^2 = const.$$

gdzie: E_L – energia zgromadzona w dławiku, L_1 – indukcyjność dławika L_1 , L_2 – indukcyjność dławika L_2 , I_D – prąd diody D na początku przedziału czasu t_1 .



Rys.3. Etapy pracy quasi-rezonansowego przekształtnika podwyższającego napięcie z dławikiem sprzężonym i tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie

Następuje załączenie tranzystora T , prąd dławika L_1 rośnie a dławika L_2 maleje do zera. Energię w dławiku na końcu przedziału t_1 możemy opisać zgodnie ze wzorem (2). Na końcu przedziału t_1 prąd dławika L_r jest równy prądowi dławika L_1 .

$$(2) \quad \frac{1}{2} L_1 I_D^2 + \frac{1}{2} L_2 I_D^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{Lr}^2$$

gdzie: I_{Lr} – prąd dławika L_r na końcu przedziału t_1 .

$$(3) \quad N = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \Rightarrow L_2 = N^2 L_1$$

gdzie: N – przekładnia dławika sprzężonego.

Na podstawie wzorów (2) i (3) można wyznaczyć prąd dławika L_1 i dławika L_r na końcu przedziału t_1 zgodnie ze wzorem (4). Prąd ten jest uzależniony od prądu diody na początku przedziału t_1 i przekładni dławika sprzężonego.

$$(4) \quad I_{Lr} = I_{L1} = I_D (N + 1)$$

gdzie: I_{L1} – prąd dławika L_1 na końcu przedziału t_1 .

Wykorzystując drugie prawo Kirchhoffa możliwe jest wyznaczenie napięcia na kondensatorze rezonansowym C_r w przedziale t_1 zgodnie z zależnością (5).

$$(5) \quad U_{Cr} = E + \frac{U_0 - E}{N + 1}$$

gdzie: U_{Cr} – napięcie na kondensatorze C_r w przedziale t_1 .

Przedział t_1 zdefiniować można jako czas narastania prądu dławika L_r przy stałym spadku napięcia na tym dławiku, zgodnie z zależnością (6).

$$(6) \quad t_1 = \frac{I_{L1} \cdot L_r}{U_{Cr}}$$

Przedział czasu t_2

W przedziale t_2 energia ze źródła napięciowego E przekazywana jest do dławika sprzężonego i magazynowana w jego polu magnetycznym. Energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora C przekazywana zostaje do obciążenia, dioda D jest spolaryzowana w kierunku zaporowym. Prąd dławika L_r w przedziale t_2 jest sumą prądu dławika L_1 (wzór (4)) i prądu powstałego na skutek rezonansu elementów L_r i C_r . Prąd ten opisują wzory (7) – (8). Czas t przyjmuje wartość 0 na początku przedziału t_2 .

$$(7) \quad i_{Lr}(t) = I_{L1} + \frac{U_{Cr}}{\sqrt{L_r / C_r}} \sin(t \omega_r)$$

$$(8) \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

gdzie: $i_{Lr}(t)$ – prąd dławika L_r , ω_r – pulsacja drgań rezonansowych.

Na końcu przedziału t_2 prąd w dławiku L_r nie płynie, prąd ten można opisać za pomocą wzoru (9).

$$(9) \quad I_{Lr}' = 0 = I_{L1} - \frac{U_{Cr}}{\sqrt{L_r / C_r}} \sin(t_2 \cdot \omega_r)$$

gdzie: I_{Lr}' – prąd dławika L_r na końcu przedziału t_2 .

Przekształcając równanie (9) wyznaczyć można przedział t_2 według zależności (10).

$$(10) \quad t_2 = \left(2\pi - \arcsin \left(I_{L1} \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{U_{Cr}} \right) \right) \cdot \frac{1}{\omega_r}$$

Warunkiem wyłączania tranzystora T przy zerowym prądzie jest zachowanie mniejszego prądu dławika L_1 na końcu przedziału t_2 niż amplituda prądu powstałego na skutek rezonansu elementów C_r i L_r zgodnie z rysunkiem 2 i nierównością (11).

$$(11) \quad \frac{U_{Cr}}{\sqrt{L_r / C_r}} \geq I_{L1}$$

Napięcie U_{Cr} w przedziale t_2 przedstawia wzór (12).

$$(12) \quad u_{Cr}(t) = U_{Cr} \cos(\omega_r t)$$

gdzie: $u_{Cr}(t)$ – napięcie na kondensatorze C_r .

Przedział czasu t_3

W przedziale t_3 prąd w dławiku L_r nie płynie, dioda D jest spolaryzowana w kierunku zaporowym. Energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora C jest przekazywana do obciążenia R_{obc} . W przedziale tym następuje liniowe przeładowanie kondensatora C_r prądem I_{L1} do napięcia U_{Cr} . Szerokość przedziału t_3 jest uzależniona od napięcia do jakiego został przeładowany kondensator C_r w przedziale t_2 . Wykorzystując zależność (12) wyznaczyć można szerokość przedziału t_3 według zależności (13).

$$(13) \quad t_3 = \frac{U_{Cr} (1 - \cos(\omega_r t_2))}{I_{L1}} C_r$$

Przedział czasu t_4

W przedziale t_4 energia zgromadzona w polu magnetycznym dławika sprzężonego przekazywana jest do kondensatora C oraz obciążenia R_{obc} . Przedział t_4 to różnica pomiędzy sumą przedziałów $t_1 - t_3$ a okresem sygnału sterującego tranzystorem T . Przedział ten opisuje zależność (14).

$$(14) \quad t_4 = T_S - t_1 - t_2 - t_3$$

gdzie: T_S – okres sygnału sterującego tranzystorem T .

Charakterystyka regulacyjna przekształtnika

Napięciową charakterystykę regulacyjną omawianego przekształtnika można wyznaczyć porównując jego moc na wejściu i wyjściu. W tym celu należy obliczyć średni prąd wejściowy oraz średni prąd wyjściowy (prąd obciążenia I_{obc}). Prąd obciążenia w stanie ustalonym jest równy średniemu prądowi diody D , który można wyznaczyć wykorzystując wzory (4) - (14) zgodnie z zależnością (15).

$$(15) \quad I_{obc} = \frac{1}{T_S} \left(\frac{I_{L1}}{N+1} (T_S - \frac{1}{2} t_1 - t_2 - t_3) \right)$$

gdzie: I_{obc} – prąd obciążenia R_{obc} .

$$(16) \quad I_{we} = \frac{I_{L1}}{N+1} + \left(\frac{1}{2} \frac{I_{L1} N}{N+1} t_1 + \frac{I_{L1} N}{N+1} (t_2 + t_3) \right) \frac{1}{T_S}$$

gdzie: I_{we} – średni prąd wejściowy

Wyznaczenie średniego prądu wejściowego możliwe jest na podstawie rysunku 2 i wzorów (4) – (13) według zależności (16). Wprowadzając parametr ψ (wzór (17)) oraz D (wzór (18)) prąd obciążenia oraz prąd wejściowy opisać można zgodnie z zależnościami (21) – (24).

$$(21) \quad I_{obc} = \left[\frac{I_{L1}}{N+1} \left[T_S - \frac{I_{L1} \cdot L_r}{2U_{Cr}} - \left(2\pi - \arcsin \left(I_{L1} \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{U_{Cr}} \right) \cdot \frac{1}{\omega_r} \right) - \frac{U_{Cr} (1 - \cos(\omega_r t_2))}{I_{L1}} C_r \right] \right]$$

$$(22) \quad I_{obc} = \frac{I_{L1}}{N+1} - \frac{I_{L1} \left(2\pi - \arcsin(\psi) + \frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi} (1 - \sqrt{1 - \psi^2}) \right)}{2\pi(N+1)} D \Rightarrow \frac{I_{L1}}{I_{obc}} \approx \frac{N+1}{1-D}$$

$$(23) \quad I_{we} = \frac{I_{L1}}{N+1} \left(1 + N \left(\frac{I_{L1} \cdot L_r}{2U_{Cr}} + \left(2\pi - \arcsin \left(I_{L1} \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{U_{Cr}} \right) \right) \cdot \frac{1}{\omega_r} + \frac{U_{Cr} (1 - \cos(\omega_r t_2))}{I_{L1}} C_r \right) \frac{1}{T_S} \right)$$

$$(24) \quad I_{we} = \frac{I_{L1}}{N+1} + \frac{I_{L1} N \left(\frac{\psi}{2} + (2\pi - \arcsin(\psi)) + \frac{1}{\psi} (1 - \sqrt{1 - \psi^2}) \right)}{2\pi(N+1)} D$$

$$(25) \quad k_u = \frac{I_{we}}{I_{obc}} = \eta \frac{1 + \frac{N \left(\frac{\psi}{2} + (2\pi - \arcsin(\psi)) + \frac{1}{\psi} (1 - \sqrt{1 - \psi^2}) \right)}{2\pi} D}{1 - \frac{2\pi - \arcsin(\psi) + \frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi} (1 - \sqrt{1 - \psi^2})}{2\pi} D} \approx \eta \frac{1 + ND}{1 - D}$$

$$(17) \quad \psi = \frac{I_{L1} \sqrt{L_r / C_r}}{U_{Cr}} \leq 1$$

$$(18) \quad D = \frac{f_s}{f_r}$$

$$(19) \quad f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$$

gdzie: f_r – częstotliwość rezonansowa, f_s – częstotliwość sygnału sterującego tranzystorem T .

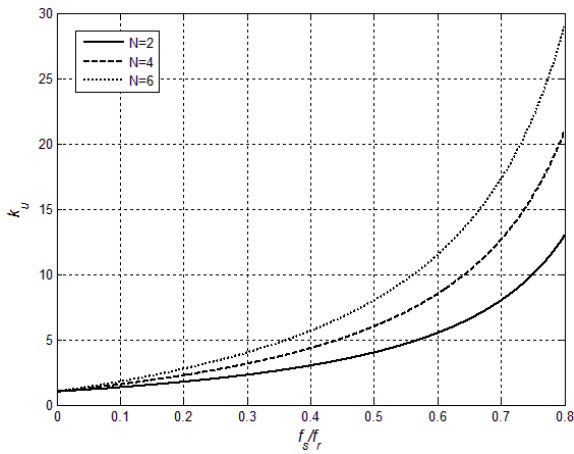
Współczynnik wzmocnienia napięciowego omawianego przekształtnika w stanie ustalonym jest jednocześnie stosunkiem średniego prądu wejściowego do średniego prądu wyjściowego (prądu obciążenia). Współczynnik wzmocnienia przedstawia wzór (20).

$$(20) \quad \eta I_{we} E = U_0 I_{obc} \Rightarrow k_u = \frac{U_0}{E} = \eta \frac{I_{we}}{I_{obc}}$$

gdzie: η – sprawność przekształtnika, k_u – współczynnik wzmocnienia napięciowego.

Przekształcając równanie (20) na podstawie równań (22) i (24) współczynnik wzmocnienia napięciowego przekształtnika można opisać zgodnie z zależnością (25).

Na rysunku 4 zostały przedstawione napięciowe charakterystyki regulacyjne omawianego przekształtnika dla trzech różnych przekładni dławika sprzężonego. Zwiększanie przekładni oraz częstotliwości sygnału sterującego tranzystorem T wpływa na zwiększanie wzmocnienia napięciowego.



Rys.4. Napięciowe charakterystyki regulacyjne układu z rysunku 2 dla trzech różnych przekładni dławika sprzężonego dla $\eta=1$

Wpływ elementów rezonansowych oraz rezystancji wyjściowej na maksymalny współczynnik wzmocnienia napięciowego

W celu zachowania miękkiego przełączania tranzystora w omawianym przekształtniku nie należy przekraczać prądu dławika L_l zgodnie z nierównością (11). Z drugiej strony dobór elementów rezonansowych zapewniających amplitudę prądu rezonansowego znacznie powyżej maksymalnego prądu I_{Ll} negatywnie wpłynie na straty mocy w przekształtniku. Dlatego, aby zapewnić możliwie największą sprawność przekształtnika na etapie projektowym należy dobrać elementy rezonansowe zapewniające amplitudę prądu powstałego na skutek rezonansu niewiele większą od maksymalnego prądu dławika L_l . Prąd tego dławika jest uzależniony od częstotliwości sygnału sterującego tranzystorem T , przekładni dławika oraz prądu wyjściowego I_{obc} zgodnie ze wzorem (22). Wielkością pomagającą dobrać elementy obwodu rezonansowego przekształtnika w zależności od rezystancji wyjściowej (czyli w zależności od prądu wyjściowego przy znanym napięciu wyjściowym) jest stosunek impedancji falowej obwodu rezonansowego (wzór (26)) do rezystancji obciążenia.

$$(26) \quad Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

gdzie: Z – impedancja falowa obwodu rezonansowego.

Napięcie na kondensatorze C_r w przedziale t_1 wykorzystując zależności (5) oraz (20) zapisać można zgodnie z zależnością (27).

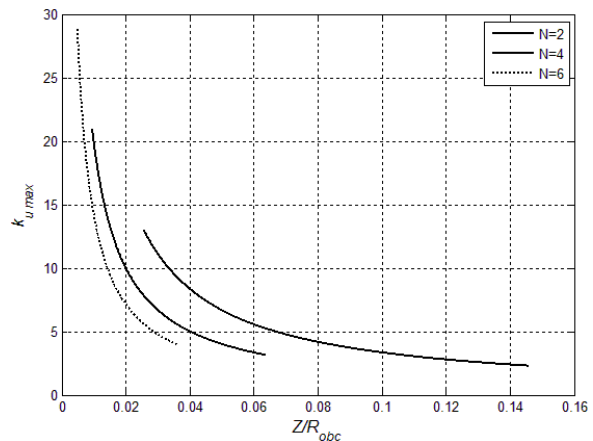
$$(27) \quad U_{C_r} = E + \frac{U_0 - E}{N+1} = \frac{U_0 \left(\frac{N}{k_u} + 1 \right)}{N+1}$$

Wykorzystując wzory (17) oraz (26) współczynnik ψ można zapisać zgodnie ze wzorem (28).

$$(28) \quad \psi = \frac{I_{Ll} Z}{U_{C_r}} = \frac{I_{Ll} Z (N+1)}{I_{obc} R_{obc} \left(\frac{N}{k_u} + 1 \right)} \leq 1$$

Rozwiązując układ równań składający się z równań (22), (24), (25) i (28) wyznaczono maksymalny współczynnik wzmocnienia napięciowego jaki można uzyskać przy danym Z/R_{obc} zachowując przełączanie tranzystora T przy zerowym

prądzie (rys. 5). Charakterystyki wyznaczono dla różnych przekładni dławika sprzężonego oraz stosunku częstotliwości sygnału sterującego tranzystorem T do częstotliwości rezonansowej zawierającego się w przedziale od 0,3 do 0,8.



Rys.5. Maksymalne wzmocnienie napięciowe w funkcji ilorazu impedancji falowej obwodu rezonansowego do rezystancji obciążenia dla $D \in (0,3;0,8)$ i $\eta=1$

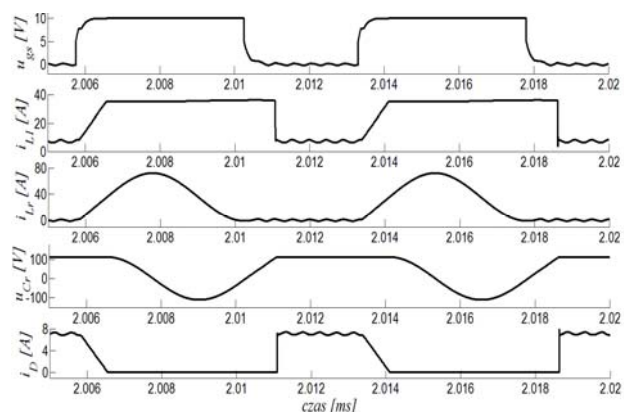
Badanie symulacyjne przekształtnika

Na poczet badań symulacyjnych został zaprojektowany model przekształtnika o napięciu wejściowym 40 V - 60 V, napięciu wyjściowym 400 V, częstotliwości rezonansowej 200 kHz i mocy wyjściowej 1 kW. Przekładnia dławika została ustalona na $N=4$. Maksymalny współczynnik wzmocnienia napięciowego wynosi 10, minimalna rezystancja wyjściowa 160 Ω . Zgodnie z charakterystyką przedstawioną na rysunku 5 w układzie bezstratnym i przy założeniu, że energia zgromadzona w dławiku w czasie jednego okresu pracy przekształtnika jest stała, maksymalny stosunek impedancji falowej obwodu rezonansowego do rezystancji obciążenia tego przekształtnika wynosi 0,02. Minimalną impedancję falową obwodu rezonansowego analizowanego przekształtnika można obliczyć zgodnie ze wzorem (29).

$$(29) \quad \frac{Z}{R_{obc}} \Rightarrow \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 3,2 \Omega$$

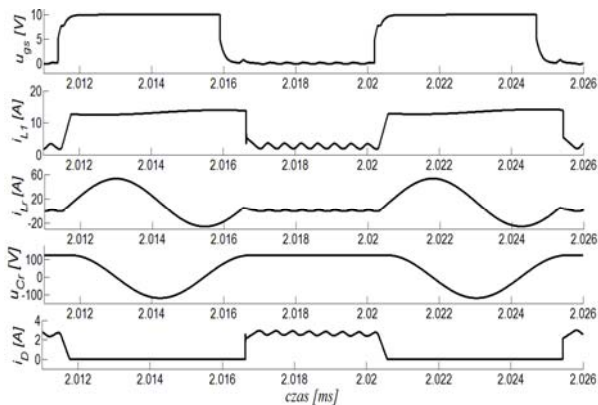
$$(30) \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \Rightarrow \sqrt{L_r C_r} \approx 8 \cdot 10^{-7}$$

gdzie: $R_{obc} = 160 \Omega$, $f_r = 200$ kHz.



Rys.6. Przebiegi wybranych napięć i prądów analizowanego przekształtnika dla $E=40$ V, $U_{wy}=400$ V, $P_{wy}=1$ kW

Na podstawie wzorów (29) - (30) możliwe jest obliczenie pojemności oraz indukcyjności rezonansowej. Z powodu strat mocy w przekształtniku należy przyjąć impedancję falową obwodu rezonansowego niewiele mniejszą od obliczonej zgodnie ze wzorem (29). Ostateczne parametry obwodu rezonansowego wynoszą: $L_r=2,4$ uH oraz $C_r=260$ nF. Poza elementami rezonansowymi w modelu przekształtnika wykorzystano idealne źródło napięciowe, dławik sprzężony o przekładni $N=4$, tranzystor *IRFP4668* ($V_{DSS}=200$ V, $R_{DSon}=8$ m Ω), diodę *STPSC1006* ($V_{RRM}=1200$ V) oraz kondensator $C=3$ uF.



Rys.7. Przebiegi wybranych napięć i prądów analizowanego przekształtnika dla $E=60$ V, $U_{wy}=400$ V, $P_{wy}=0,5$ kW

Na rysunkach 6 i 7 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych przeprowadzone w programie PSpice dla dwóch różnych współczynników wzmocnienia napięciowego i dwóch różnych mocy wyjściowych.

Podsumowanie

Prawidłowe przeprowadzenie analizy matematycznej przekształtnika zostało potwierdzone badaniami symulacyjnymi. Przebiegi uzyskane w wyniku symulacji są zbliżone z teoretycznymi. Przekształtnik osiąga wysoki współczynnik wzmocnienia napięciowego przy jednoczesnym przełączaniu tranzystora przy zerowym prądzie. W artykule szczegółowo opisano i omówiono pracę przekształtnika. Wyprowadzono napięciową charakterystykę regulacyjną. Na rysunku 5 zilustrowano zależność umożliwiającą dobór elementów rezonansowych przekształtnika. Ich prawidłowy dobór został potwierdzony wynikami badań symulacyjnych przedstawionych na rysunku 6. Prąd tranzystora (I_{T_r}) przy maksymalnej mocy

wyjściowej osiąga możliwe największą wartość przy zadanych wartościach elementów rezonansowych. Zwiększenie tego prądu skutkowałoby twardym wyłączeniem tranzystora.

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy MB/WE/3/2015 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW.

Autor: mgr inż. Michał Harasimczuk, Politechnika Białostocka, Katedra Automatyki i Elektroniki, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, E-mail: m.harasimczuk@doktoranci.pb.edu.pl

LITERATURA

- [1] Choi Bo H., Lee S. W., Thai V. X., T. Rim Chun, A Novel Single-SiC-Switch-Based ZVZCS Tapped Boost Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (2014), n. 10, 5181 - 5194
- [2] Chunliu C., Chenghua W., Feng H., Research of an interleaved boost converter with four interleaved boost convert cells, *Asia Pacific Conf. on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics (PrimeAsia)*, (2009), 396-399
- [3] Citko T., Tunia H., Winiarski B., Układy rezonansowe w energoelektronice, Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, 2001
- [4] Dawidziuk J., Review and comparison of high efficiency high power boost DC/DC converters for photovoltaic applications, *Bull. Pol. Ac.: Tech.* 59 (2011), n. 4, 499 - 506
- [5] Firmansyah E., Tomioka S., Abe S., Shoyama M., Ninomiya T., Steady state characteristics of active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converters *IPEMC*, (2009), 556 - 560
- [6] Park K., Moon G., Youn M., High Step-up Boost Converter Integrated With a Transformer-Assisted Auxiliary Circuit Employing Quasi-Resonant Operation, 27 (2012), n.4, 1974 - 1984
- [7] Tomaszuk A., Krupa A., „Step-up DC/DC converters for photovoltaic applications – theory and performance”, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2013), nr 9,51-57
- [8] Tomaszuk A., Krupa A., High efficiency high step-up DC/DC converters – a review, *Bull. Pol. Ac.: Tech.* 59 (2011), n. 4, 475 - 483
- [9] Wai R.-J., Duan R.-Yong., High Step-Up Converter With Coupled-Inductor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20 (2005), n. 5, 1025 - 1035
- [10] Wu T.-F., Lai Y.-S., Hung J.-C., Chen Y.-M., Boost Converter with Coupled Inductors and Buck-Boost Type of Active Clamp, *Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, (2005), 399 - 405
- [11] Wuha L., Xiangning H., A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications, *APEC*, (2010), 364 - 369