

Projekt i budowa przetwornicy rezonansowej LLC o dużej dynamicznej sterowania diodami LED

Streszczenie. W artykule zaprezentowano projekt i budowę 350-watowej przetwornicy rezonansowej typu LLC opartej na nowatorskiej topologii LLC z ogranicznikiem dobroci charakteryzującej się dużą sprawnością, niską emisją zaburzeń radioelektrycznych oraz dużą dynamiką sterowania diodami LED. Przedstawiono wyniki i wnioski z badań oraz symulacji programem LTSpice. Dzięki unikalnej konstrukcji Zintegrowanego Elementu Magnetycznego (ZEM) osiągnięto wysoką sprawność, zmniejszono wymiary oraz masę całego zasilacza. Z kolei ogranicznik dobroci w połączeniu z szybką pętlą sprzężenia zwrotnego zapewnił odporność na dynamiczne zmiany napięcia wejściowego i obciążenia, umożliwiając pracę w reżimie miękkiego przełączania ZVS.

Abstract. The article presents the design of a 350-watt LLC type resonant converter based on the novel topology with quality factor limiter, characterized by high efficiency, low EMC emission and large dynamics of LEDs current control. Results and conclusions of the measurements and LTSpice simulations are presented. Thanks to the unique design of the Integrated Magnetic Element (ZEM) high efficiency was achieved as well as reduced size and weight of the entire power supply. The Q-factor limiter with fast feedback loop provides immunity to dynamic changes in input voltage and load allowing the DC/DC converter to work in a soft-switching ZVS mode. (**Design and implementation of a LLC resonant converter with high dynamic controls for LED applications**).

Słowa kluczowe: przetwornica rezonansowa LLC, zintegrowany element magnetyczny, ogranicznik dobroci, oświetlenie LED
Keywords: LLC resonant converter, integrated magnetic element, quality factor limiter, LED

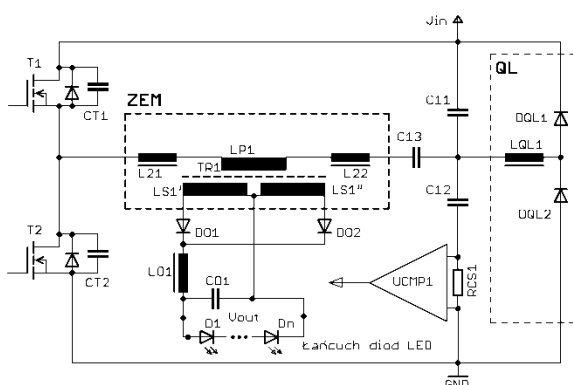
Wstęp

Systemy oświetleniowe wykorzystujące diody LED stały się już bardzo powszechne i można je znaleźć praktycznie w każdej aplikacji, począwszy od latarek i ekranów LCD, poprzez lampy uliczne, oświetlenia specjalistyczne, samochodowe i ogólnego przeznaczenia, a skończywszy na reflektorach i lampach dużej mocy [1, 2]. W tak szerokim zakresie aplikacji występują również wielokriterialne metody doboru systemu zasilania, w których koszt wytworzenia, sprawność i niezawodność należą do najbardziej istotnych parametrów. W artykule zaprezentowano projekt i budowę 350-watowej przetwornicy rezonansowej opartej na nowatorskiej topologii LLC z ogranicznikiem dobroci charakteryzującej się dużą sprawnością, niską emisją zaburzeń radioelektrycznych oraz dużą dynamiką sterowania diodami LED [3]. W praktyce, w systemach zasilających diody LED umowną granicą dla rozwiązań wykorzystujących przetwornice rezonansowe jest moc

powyżej 100 W. Układy rezonansowe mają wiele zalet w stosunku do rozwiązania wykorzystującego topologię typu flyback, pozwalając na wykonanie zasilacza o małych gabarytach i dużej sprawności. Niestety ich wadą jest duży spadek sprawności dla obciążeń znacznie odbiegających od obciążenia nominalnego. Dodatkowo trudno jest wykonać zasilacz rezonansowy o szerokim zakresie regulacji napięcia wyjściowego połączonego ze sterowaniem prądem w pełnym zakresie. Opisana przetwornica DC/DC, dzięki zastosowanej topologii oraz Zintegrowanego Elementu Magnetycznego (ZEM) osiąga sprawność ponad 96%. Dodatkowo, zastosowanie ogranicznika dobroci zapewnia zwiększoną odporność na dynamiczne zmiany obciążenia.

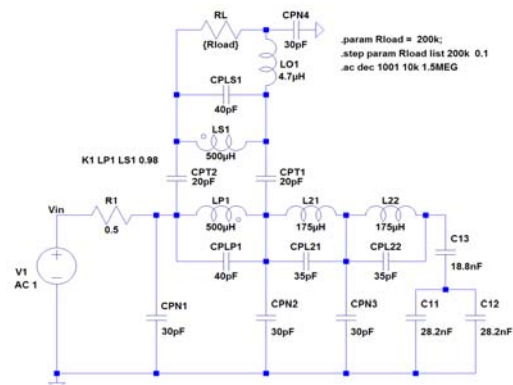
Przetwornica rezonansowa z ogranicznikiem dobroci

Opracowaną w AGH nowatorską przetwornicę rezonansową typu LLC pracującą w klasie DE, wyposażoną w ogranicznik dobroci, przedstawiono na rysunku 1 [3].



Rys.1. Schemat przetwornicy rezonansowej typu LLC z ogranicznikiem dobroci, pracującej w klasie DE opartej na ZEM

Zawiera ona układ półmostkowy falownika składającego się z tranzystorów typu MOS T1 i T2, do których dołączono równolegle kondensatory CT1 i CT2 w celu minimalizacji strat przełączania, zapewniając pracę w klasie DE i w trybie ZVS (Zero Voltage Switching). Falownik obciążony jest szeregowym obwodem rezonansowym składającym się z szeregowo-równoległego połączenia



kondensatorze C_{11} lub C_{12} przekroczy wartość połowy napięcia szyny zasilającej V_{IN} , zapewniając bezpieczną pracę układu w stanach przejściowych, w których występują przepięcia i przetężenia, nie powodując jednocześnie strat energii w stanie normalnej pracy. Dodatkowo układ z czujnikiem prądu RCS_1 i szybkim komparatorem $UCMP_1$ zainstalowany w układzie ogranicznika dobroci przesyła do sterownika informację o pracy w niebezpiecznym lub niedozwolonym obszarze, zabezpieczając wrażliwe elementy przetwornicy przed uszkodzeniami. Gdy przekroczenie prądu nie jest duże, następuje szybkie zwiększenie częstotliwości kluczkowania tranzystorów, zaś w krytycznej sytuacji doprowadza się do ponownego startu całej przetwornicy.

Tabela 1. Parametry wejściowe dla układu przetwornicy LLC

Nazwa	Wartość	Symbol i uwagi
Minimalne napięcie wejściowe	360V _{DC}	Minimalne napięcie z układu PFC
Maksymalne napięcie wejściowe	420V _{DC}	Maksymalne napięcie z układu PFC
Nominalna moc wyjściowa	350 W	Z możliwością przeciążenia o 20%
Minimalne napięcie wyjściowe	80V _{DC}	Minimalne napięcia na diodach LED
Maksymalne napięcie wyjściowe	180V _{DC}	Maksymalne napięcia na diodach LED
Zakres regulacji prądu wyjściowego	0%-100%	I_{rms} - tętnienia prądu wyjściowego poniżej 1%

Tabela 2. Wartości głównych elementów przetwornicy LLC

Element obwodu	Wartość	Uwagi
L21, L22	175 μ H	ZEM – dwa oddzielne induktry
LTR1 P1	500 μ H	ZEM
LOG1	4,7 μ H	Prąd maksymalny pracy 1 A
LO1	4,7 μ H	Prąd maksymalny pracy 6 A
C13	18,8 nF	4x4,7 nF ceramiczny C0G/1 kV
C11, C12	28,2 nF	6x4,7 nF ceramiczny C0G/1 kV
CQ1, CQ2	470 pF	Ceramiczny C0G 1 kV

W tabeli 1 zebrano dane związane z podstawowymi założeniami projektowymi, do których należało również: całkowicie pasywne chłodzenie, wysoka sprawność i niezawodność, całkowita odporność na zwarcia oraz stany przejściowe występujące w sieci energetycznej jak i w obciążeniu. Aby zmaksymalizować sprawność przetwarzania, oszacowano straty energii w rdzeniu ferrytowym oraz objętość elementu magnetycznego, w wyniku czego oszacowano minimalną częstotliwość pracy na poziomie około 70-80 kHz. Podobnie konieczność sterowania w szerokim zakresie napięciem wyjściowym (80-180V_{DC}) i prądem wyjściowym (0-100%), zmienne napięcie wejściowe (360-420 V_{DC}) oraz prądowy charakter wyjścia, nawet w stanie zwarcia, wymusił zastosowanie indukatora rezonansowego o wartościach indukcyjności zbliżonych do indukcyjności transformatora. Opierając się na procedurach i wzorach zawartych w literaturze oraz założeniach projektowych, które umieszczono w tabeli 1, obliczono wartości elementów, które zamieszczono w tabeli 2 [4, 5, 6]. Najbardziej interesującymi wielkościami są częstotliwości rezonansu szeregowego w stanie zwarcia f_{r1} (4) i rozwarcia f_{r2} (5). W tym celu wyznaczono następujące parametry: C_r – zastępcza pojemność rezonansowa (1), L_{r1} – zastępcza indukcyjność rezonansowa w stanie zwarcia (2), L_{r2} – zastępcza indukcyjność rezonansowa w stanie rozwarcia (3):

$$(1) \quad C_r = \frac{C_{13} \cdot (C_{11} \parallel C_{12})}{C_{13} + (C_{11} \parallel C_{12})} \approx 14,2nF$$

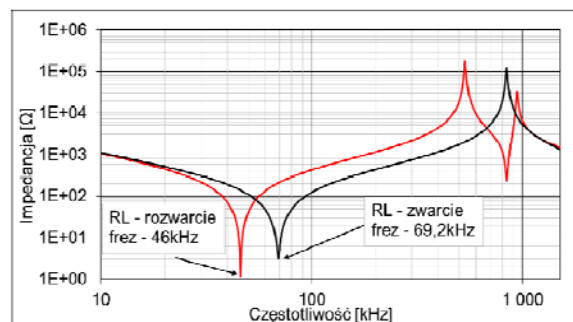
$$(2) \quad L_{r1} = L_{21} + L_{22} + L_{p1} \cdot (1 - k^2) \approx 370\mu H$$

$$(3) \quad L_{r2} = L_{21} + L_{22} + L_{p1} \approx 850\mu H$$

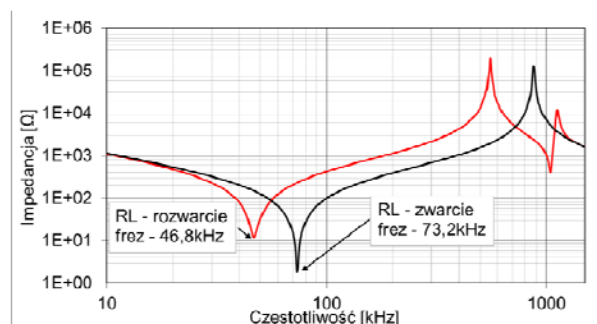
$$(4) \quad f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_r \cdot L_{r1}}} \approx 70kHz$$

$$(5) \quad f_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_r \cdot L_{r2}}} \approx 46kHz$$

W obwodzie zastosowano kondensatory ceramiczne C0G o napięciu pracy 1kV_{DC}, które charakteryzują się bardzo niskim współczynnikiem stratności oraz gwarantują bezawaryjną pracę w wymaganym zakresie częstotliwości i amplitud napięć oraz prądów. Na podstawie schematu zastępczego, przedstawionego na rysunku 2, wykonano symulacje, korzystając z programu LTSpice, które pozwoliły na wyznaczenie charakterystyki obwodu rezonansowego oraz oszacowanie wartości elementów pasywnych występujących w rzeczywistym układzie. W symulacjach uwzględniono wszystkie podzespoły, w tym również elementy pasywnicze takie jak indukcyjności rozproszenia ($k = 0,98$), pojemności uzwojenia pierwotnego i wtórnego (ok. 40 pF), pojemności międzyuzwojeniowe (ok. 2x20 pF), jak również pojemności doziemne kluczowych węzłów obwodu (po ok. 30 pF), gdyż pomiary wykonano in-situ na docelowej płytce PCB. Uwzględniono także rezystancję uzwojeń i stratność elementów pasywniczych, jednak dla uproszczenia nie uwzględniono ich zależności od częstotliwości. Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 3 i zweryfikowano je przy pomocy pomiarów specjalizowanym analizatorem sieci BODE 100, przy czym wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 4. W zakresie pomiarowym do 1,5 MHz uzyskano dużą zgodność pomiędzy obliczeniami i modelem symulacyjnym a pomiarami zarówno w obszarze rezonansów w pobliżu częstotliwości pracy (maksymalny błąd nie przekroczył 4 kHz), jak również pierwszych rezonansów pasywniczych (maksymalny błąd nie przekroczył 30 kHz). Obliczenia i poprawność doboru wartości podzespołów potwierdzono wykonując symulacje w programie LTSpice w dziedzinie czasu, które umożliwiły również sprawdzenie zachowania się układu w czasie dynamicznych zmian obciążenia.

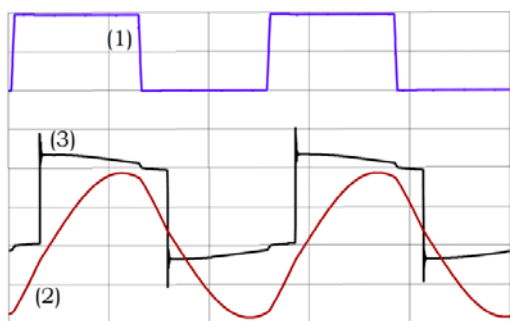


Rys.3. Symulowane charakterystyki impedancyjne przetwornicy LLC

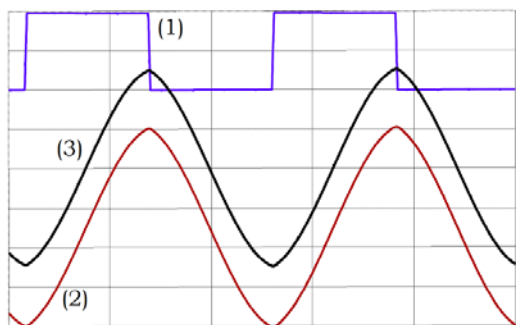


Rys.4. Zmierzone charakterystyki impedancyjne przetwornicy LLC

Na rysunku 5 przedstawiono odpowiednio przykładowe przebiegi czasowe (1) napięcie na wyjściu półmostka, (3) napięcie na wyjściu uzwojenia wtórnego (2) prąd rezonansowy L_{21} przy pełnym obciążeniu i $V_{out} = 140\text{ V}$, a na rysunku 6 przebiegi w stanie zwarcia przy prądzie wyjściowym równym 4,5 A, zamieniając jednocześnie przebieg (3) na prąd uzwojenia wtórnego.



Rys.5. Przebiegi czasowe w przetwornicy dla pełnej mocy, $V_{out} = 140\text{ V}$, podstawa czasu [5 us/dz]: (1) napięcie na wyjściu półmostka [200 V/dz], (2) prąd indukcyjności L_{21} [2 A/dz] – $7,5A_{pp}$, (3) napięcie na wyjściu uzwojenia wtórnego [100V/dz] – $270V_{pp}$ (częstotliwość 78 kHz)

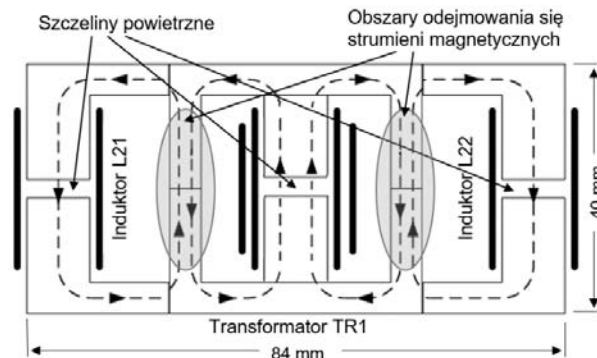


Rys.6. Przebiegi czasowe w przetwornicy dla stanu zwarcia, $I_{out} = 4,5\text{ A}$, podstawa czasu [5 us/dz]: (1) napięcie na wyjściu półmostka [200 V/dz], (2) prąd indukcyjności L_{21} [2 A/dz] – $10,0 A_{pp}$, (3) prąd wyjściowego uzwojenia wtórnego LS_1 [2A/dz] – $10,0A_{pp}$ (częstotliwość 82 kHz)

Zintegrowany Element Magnetyczny (ZEM)

W celu poprawy sprawności energetycznej zasilacza oraz parametrów w zakresie wysokich częstotliwości zastosowano Zintegrowany Element Magnetyczny (ZEM) [7, 4]. Istotą tego nowatorskiego pomysłu jest wykorzystanie zjawiska superpozycji i odejmowania się strumieni magnetycznych w częściach wspólnych rdzenia ferromagnetycznego przy zachowaniu oddziaływań pomiędzy indukcyjnościami rezonansowymi a transformatorem na bardzo niskim poziomie (współczynnik sprzężenia k wynosi poniżej 0,04). W pewnych obszarach kształtki ZEM, strumienie indukcji magnetycznej generowane przez uzwojenia indukcyjności L_{21} i L_{22} oraz uzwojenie transformatora TR_1 (LP_1) przechodzą przez obszar wspólny i są skierowane względem siebie anty-równolegle. Prowadzi to do zmniejszenia wypadkowej indukcji pola magnetycznego w danym obszarze, a tym samym zmniejszenia strat ciepłych. Zaprezentowane umiejscowienie szczelin powietrznych odgrywa ważną rolę w prawidłowym rozplywie strumieni magnetycznych, zapobiegając niekorzystnym sprzężeniom. Dzięki temu możemy lepiej wykorzystać sam rdzeń ferromagnetyczny. Taka konstrukcja pozwala także zmniejszyć liczbę warstw miedzi i tym samym szkodliwe pojemności pasozytnicze (podzielone uzwojenie indukcyjności rezonansowych). Aby osiągnąć pożądane parametry ZEM, zaprojektowano i

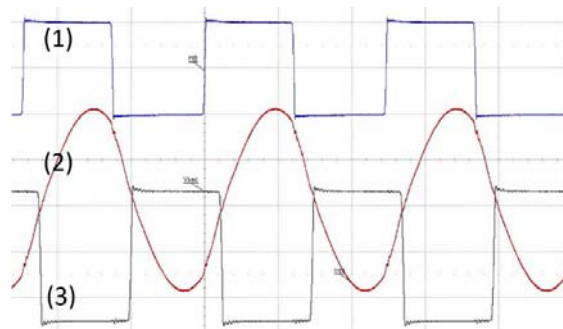
wyprodukowano w firmie Ferroxcube Polska własną, autorską kształtkę, której szkic przedstawiono na rysunku 7. Rdzeń wykonano z materiału ferrytowego 3C95 ze względu na jego bardzo niskie straty w wybranym zakresie częstotliwości oraz w szerokim zakresie temperatur pracy tj. od 0°C do 80°C .



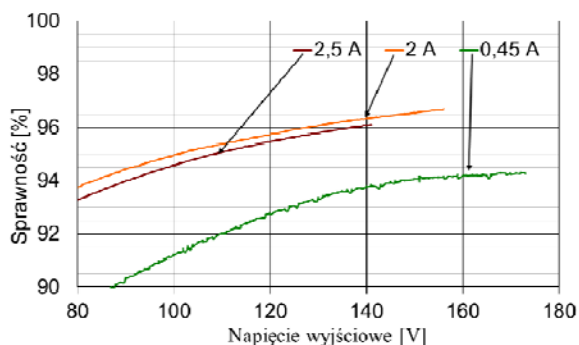
Rys.7. Schemat poglądowy zasady działania Zintegrowanego Elementu Magnetycznego (ZEM)

Wyniki pomiarów

Zaprojektowana i wykonana przetwornica dostarcza pełną moc 350 W przy częstotliwości pracy ok. 80 kHz, co zapewnia bezawaryjną pracę nawet przy zwarciu wyjścia, ponieważ rezonansowa częstotliwość zwarciowa układu rezonansowego jest niższa i wynosi ok. 70 kHz. Odpowiednie ustawienie parametrów granicznych generatora VCO kontrolera rezonansowego firmy ONsemi typu NCP1395B zapobiega pracy przetwornicy w zakresie częstotliwości, dla której układ rezonansowy ma charakter pojemnościowy. Poniżej, na rysunku 8, przedstawiono przebiegi czasowe napięcia na wyjściu półmostka, napięcia na stronie wtórnej transformatora oraz prąd indukcyjności L_{21} będący prądem szeregowego obwodu rezonansowego przy pełnym obciążeniu tj. 350 W mocy wyjściowej. Można zauważyć, że otrzymane przebiegi napięciowe są zbliżone do idealnych i praktycznie pozbawione niepożądanych oscylacji, szpilek itp., zaś przebieg prądu jest niemal harmoniczny (THD < 5%). Duża zgodność z wcześniej wykonanymi obliczeniami i symulacjami potwierdza poprawność przyjętych procedur i modeli, dając możliwość dobrej optymalizacji układu. W rezultacie tych działań uzyskano bardzo wysoką sprawność przetwornicy DC/DC w dużym zakresie zmian obciążeń. Na rysunku 9 przedstawiono zmierzoną charakterystykę sprawności w funkcji napięcia dla prądu w zakresie od 20% do 100% (prąd 450 mA odpowiada ok. 20% mocy wyjściowej) przy nominalnym napięciu zasilania 390 V_{DC}.



Rys.8. Przebiegi czasowe przetwornicy LLC dla $V_{out} = 140V_{DC}$ – podstawa czasu [5 us/dz]: (1) napięcie na wyjściu półmostka [200 V/dz], (2) prąd indukcyjności L_{21} [2A/dz] – $7,9A_{pp}$, (3) napięcie na wyjściu uzwojenia wtórnego [100V/dz] – $285V_{pp}$ (częstotliwość 80 kHz)



Rys.9. Pomiar sprawności przetwornicy DC/DC od napięcia wyjściowego przy $V_{in} = 390 V_{DC}$ dla różnych wartości prądów wyjściowych

Z kolei aby potwierdzić poprawność obliczeń i konstrukcji ZEM, wykonano pomiar rozkładu temperatury rdzenia przy maksymalnej mocy wyjściowej. Różnica maksymalnej i minimalnej temperatury rdzenia mieści się w granicach $5^{\circ}C$, co dowodzi założonej równomiernej gęstości strumienia magnetycznego i optymalnym wykorzystaniu materiału ferromagnetycznego. Przyrost temperatury w stosunku do temperatur otoczenia $26^{\circ}C$ wynosi ok. $30^{\circ}C$ dla rdzenia i ok. $40^{\circ}C$ dla uzwojenia wyjściowego.

Podsumowanie

Wykonano szereg pomiarów prototypu, które potwierdziły spełnienia założeń projektowych. Co więcej dla wielu parametrów wyniki były istotnie lepsze. Przykładowo w zasilaczu zastosowano dwufazowy, bezmostkowy układ PFC pracujący w trybie BDM (*Boundary Conduction Mode*) zapewniający spełnienie z dużym zapasem (THD < 15%) wymagań normy PN-EN61000-3-2 dla urządzeń oświetleniowych (klasa C). Sprawność energetyczna prototypu wyniosła ponad 96% dla mocy wyjściowej powyżej 20% i ponad 97% dla mocy powyżej 50% mocy maksymalnej. Biorąc pod uwagę otrzymaną sprawność przetwornicy DC/DC, która osiągnęła 94% dla 20% mocy nominalnej (zasilanie 230 V AC) i ponad 96% dla mocy powyżej 50% mocy nominalnej, sprawność całego zasilacza w funkcji napięcia wyjściowego jest większa od 90% dla zakładanego zakresu $U_{out} = 80 V - 180 V_{DC}$ i jest niezależna od prądu wyjściowego w granicach od 1 A do 2,5 A. Co istotne, dla mocy wyjściowych powyżej 50% wartości nominalnej, sprawność osiągnęła ponad 93%, a w dużym obszarze przy mocy nominalnej przekroczyła 94%. Dzięki tym cechom możliwe jest wykorzystanie prezentowanej konstrukcji jako uniwersalnego źródła zasilania dla wielu typów lamp LED. Pozwala to na

zwiększenie wolumenu produkcji jednego typu zasilacza a przez to ograniczenie jego ceny. Zgodnie z przewidywaniami zastosowanie Zintegrowanego Elementu Magnetycznego (ZEM) zmniejszyło wymiary, masę oraz ułatwiło projekt przetwornicy, w której można było wykorzystać klasyczne, tanie i pewne rozwiązanie oparte na sterowaniu częstotliwościowym z układem NCP1395B. Z kolei ogranicznik dobroci w połączeniu z szybką pętlą sprzężenia zwrotnego zapewnił odporność na dynamiczne zmiany zarówno napięcia wejściowego jak i obciążenia pozwalając pracować wyłącznie w obszarze pracy o charakterze indukcyjnym, zapewniając warunki do miękkiego przełączania ZVS.

Badania zostały wykonane w ramach projektu dofinansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju nr wniosku POIG.01.04.00-12-315/13 "Opracowanie innowacyjnego zasilacza rezonansowego dla systemu oświetleniowego typu LED".

Autorzy: dr inż. Cezary Worek, AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Informatyki, Elektroniki i Telekomunikacji, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: worek@agh.edu.pl; mgr inż. Sławomir Ligenza, Fideltronik Poland sp. z o.o., 31-553 Kraków, ul. Cystersów 19, E-mail: slawomir.ligenza@fideltronik.com.

LITERATURA

- [1] Han J.H., Lim Y.C., Design of an LLC Resonant Converter for Driving Multiple LED Lights Using Current Balancing of Capacitor and Transformer, *Energies*, vol. 8(3) (2015), 2125-2144
- [2] Zuo L., Qin H., Ma L., Fang T., Design and Implementation of LLC Half-bridge LED Driver Based on NCP1396, *2011 International Conference on Electrical and Control Engineering*, Yichang, China, 2011, 4424-4426
- [3] Worek C., Ligenza S., Widorek R., LLC resonant converter with quality factor limiter, *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, (2016), 1-10
- [4] Choi H., Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer, *APEC 07 – 22nd IEEE Applied Power Electronics Conference*, Anaheim, California, USA, 2007, 1630-1635
- [5] Yu R., Kwun G., Ho Y., Man B., Pong H., Ling B.W.K., Lam J., Computer-Aided Design and Optimization of High-Efficiency LLC Series Resonant Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27 (2012), no. 7
- [6] Cheng C.A., Chen H.W., Chang E.C., Yen C.H., Lin K.J., Efficiency Study for a 150W LLC Resonant Converter, *IEEE Power Electronics and Drive Systems*, Taipei, 2009, 1261-1265
- [7] Worek C., Widorek R., Ligenza S., Integrated magnetic component in a 2kW resonant power supply, *EPE Journal: European Power Electronics and Drives*, vol. 25 (2015), no. 2, 12-18