

Filtracja zaburzeń przewodzonych w rezonansowym konwerterze do zasilania lamp z diodami LED dużej mocy.

Streszczenie. W artykule przedstawiono projekt filtra zaburzeń przewodzonych w zasilaczu rezonansowym do lamp z diodami LED, który jest niezbędnym elementem konstrukcyjnym aby móc spełnić wymagania określone w normie PN EN 55015. Przeprowadzono obliczenia symulacyjne filtra. Zaprezentowano najpopularniejsze metody pomiarów filtrów wraz z określeniem ich ograniczeń w zależności od zakresu częstotliwości pracy oraz impedancji systemu zasilania.

Abstract. This paper presents design process of one-phase 120W switching mode power supply dedicated for luminaires with LED diodes according to EU standards. Technics of detection of electromagnetic emission sources in the SMPS sub-modules as well as methods of reduction of conducted emission level were shown. **Conducted emission filter in resonant converter for high power LED lighting applications.**

Słowa kluczowe: zasilacze impulsowe, oznaczenie CE, emisja fal elektromagnetycznych, kompatybilność elektromagnetyczna.

Keywords: switch mode power supply, CE mark, electromagnetic emission, electromagnetic compatibility.

doi:10.12915/pe.2014.07.42

Wstęp

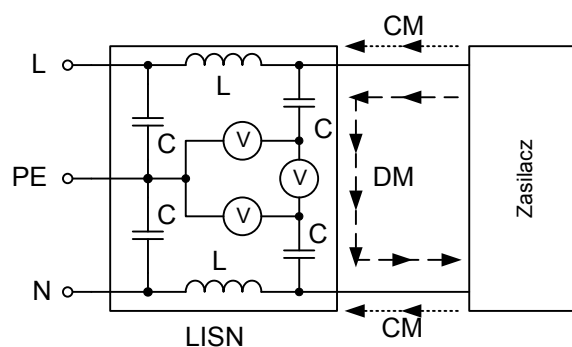
Wprowadzone w ostatnich latach nowe ustawodawstwo dotyczące minimalnej efektywności źródeł światła spowodowały zwiększenie zainteresowania przetwornicami do zasilania lamp z diodami LED. Poza wysoką sprawnością przetwarzania muszą one spełniać wymagania norm europejskich a w szczególności PN-EN55015:2011P. Standard ten określa poziomy emisji i odporności na zaburzenia EM jakie muszą spełniać urządzenia oświetleniowe. W artykule opisano wyniki prac nad filtrem sieciowym, który zapewnił spełnienie tych wymagań w zasilaczu sieciowym o mocy wyjściowej $P_{out} = 120W$ i napięciu wyjściowym $U_{out} = 90V$. Omówiono również procedurę projektowania i metodę pomiarową która w skuteczny sposób doprowadziła do znaczącego obniżenia poziomu emisji wysokoczęstotliwościowych zaburzeń przewodzonych do sieci zasilającej.

Wstępna analiza układu

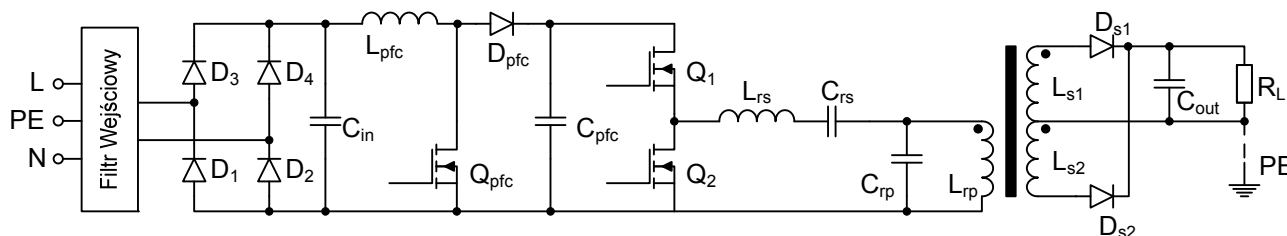
Uproszczony schemat zasilacza przedstawiono na Rys. 1. Zbudowany jest on z dwóch stopni: aktywnego układu korekcji współczynnika mocy PFC oraz przetwornicy DC-DC opartej na szeregowo-równoległym rezonansowym układzie mocy typu LCLC, pracującej w klasie DE [1]. Projektowany zasilacz ma spełniać wymagania bezpieczeństwa stawiane urządzeniom pracującym w klasie 2 z nieziemionym obciążeniem w postaci panelu z diodami LED. Tego typu konstrukcja pozwala założyć, że dominującą składową zaburzeń będą stanowiły zaburzenia różnicowe (Differential Mode). Jednak ze względu na występowanie pojemnościowego sprzężenia do uziemionej

powierzchni elementów konstrukcji lampy (PE) należy również uwzględnić zaburzenia wspólne (Common Mode).

Wstępne pomiary wykonano w układzie z podłączonym, a następnie odłączonym uziemieniem obwodu wtórnego. Układ nieziemiony zawiera głównie informację o zaburzeniach różnicowych DM. Wykonanie połączenia obciążenia do płaszczyzny masy powoduje zamknięcie obwodu sygnału wspólnego, co powinno umożliwić identyfikację źródła zaburzeń wspólnych CM. Na rysunku Rys. 2 wyróżniono tory rozprzestrzeniania się obu typów zaburzeń oraz sposób podłączenia zasilacza do sieci stabilizującej impedancję LISN [2]. Pomiary zostały wykonane w laboratorium EMC firmy Fideltronik z wykorzystaniem odbiornika R&S ESIB7 oraz sztucznej sieci LISN typu R&S ESH 3-Z5.



Rys. 2. Uproszczony schemat sztucznej sieci LISN z znaczącym kierunkiem przepływu zaburzeń przewodzonych DM i CM [2].



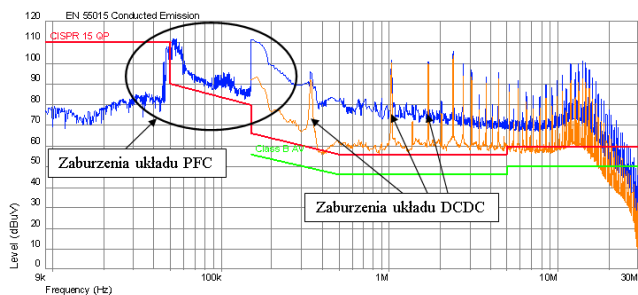
Rys. 1. Schemat zasilacza rezonansowego w konfiguracji LCLC.

Zgodnie z wymaganiami normy w zakresie częstotliwości od 9kHz do 150kHz filtr analizatora ma szerokość RBW = 200Hz a czas pojedynczego pomiaru wynosi $t_p = 100ms$ zaś dla częstotliwości od 150kHz do

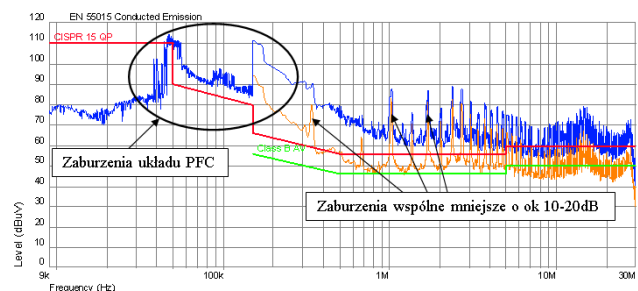
30MHz odpowiednio RBW = 9kHz i $t_p = 50ms$. Czas pomiaru wybrano tak aby wykryć wszystkie zaburzenia w pojedynczym okresie napięcia sieci zasilającej.

Wynik pomiaru w konfiguracji z podłączoną do płaszczyzny uziemiającej stroną wtórną zasilacza

przedstawiono na Rys. 3, natomiast z nieziemioną stroną wtórną na Rys. 4. W drugiej konfiguracji dominujący jest składnik różnicowy a poziom zaburzeń wspólnych jest mniejszy o ok. 10-20dB.



Rys. 3. Wynik pomiaru zaburzeń przewodzonych zasilacza bez filtra – obciążenie uziemione.



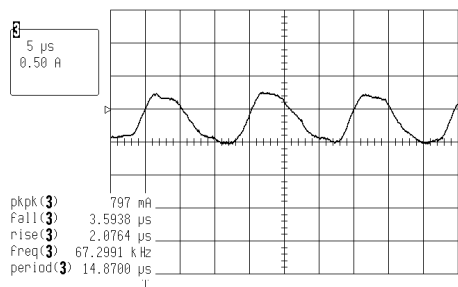
Rys. 4. Wynik pomiaru zaburzeń przewodzonych zasilacza bez filtra – obciążenie nieziemione.

Analiza widma zakłóceń

Podstawowym źródłem zaburzeń są układy aktywnego korektora współczynnika mocy PFC, pracującego z częstotliwością przełączania w zakresie od 40 do 120kHz, oraz konwertera rezonansowego, pracującego z częstotliwością przełączania ok. 350kHz. Jak łatwo zauważyć, za emisję w paśmie do 300kHz odpowiada głównie układ PFC a powyżej tej granicy dominuje składnik widma emisji, za który odpowiada rezonansowa przetwornica DC-DC. Układ PFC pracuje w trybie krytycznym, co powoduje, że ma zmienną częstotliwość przełączania synchronizowaną z wyprostowanym napięciem sieci, czego efektem jest rozmycie widma zaburzeń w szerokim zakresie częstotliwości. Z kolei częstotliwość przełączania szeregowo-równoległego układu rezonansowego pracującego w klasie DE zmienia się tylko nieznacznie, zgodnie z wahaniami napięcia wyjściowego PFC, co generuje prążkowy charakter emitowanych zaburzeń. Podbicie obwiedni zaburzeń prążkowych w okolicy 3MHz wynika wprost z czasów narastania napięcia na wyjściu półmostka pracującego w klasie DE (około $t_r=110\text{ns}$ - $f_g \approx 0,35/t_r$ - Rys. 7)

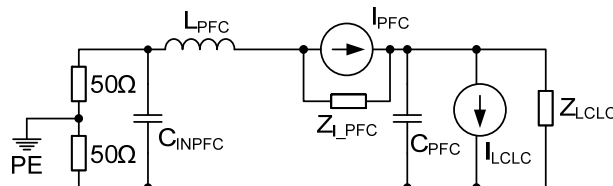
Biorąc pod uwagę wynik pomiaru przedstawiony na Rys. 3 wyznaczono minimalne tłumienie projektowanego filtra, które powinno wynosić $\text{Att}_{\text{DM}} > 30\text{dB}$ dla sygnału różnicowego na częstotliwości 50kHz oraz $\text{Att}_{\text{CM}} > 45\text{dB}$ dla sygnału wspólnego na częstotliwości 350kHz. Zaburzenia różnicowe i wspólne zostaną poddane analizie niezależnie ponieważ mają one różne źródła powstania oraz inny tor rozprzestrzeniania się.

Analiza składowej wysokoczęstotliwościowej prądu wejściowego zasilacza przedstawionej na Rys. 5, pozwala odnaleźć związek jego kształtu ze zmierzonym widmem zaburzeń różnicowych. Dominuje w nim składnik, którego źródłem jest układ PFC. Jest to spowodowane między innymi dużym tłumieniem wysokoczęstotliwościowej składowej prądu rezonansowej przetwornicy DC-DC przez układ kondensatorów elektrolitycznych C_{PFC} (Rys. 1).



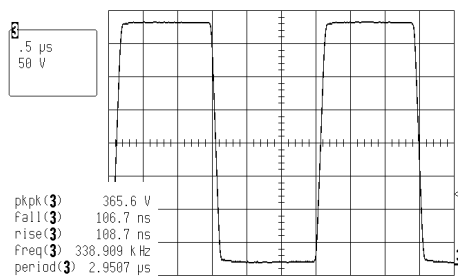
Rys. 5. Wynik pomiaru składowej wysokoczęstotliwościowej prądu wejściowego zasilacza bez filtra wejściowego.

Model zasilacza uproszczony do źródła zaburzeń różnicowych przedstawiono na Rys. 6.

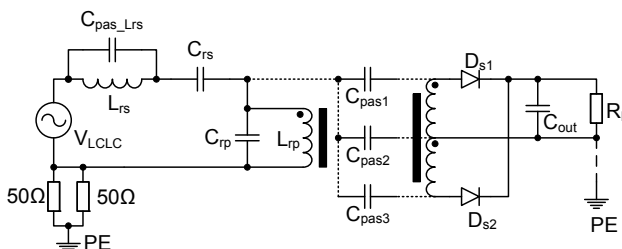


Rys. 6. Schemat zastępczy układu pomiarowego z oznaczonymi źródłami zaburzeń różnicowych DM. Układ LISN reprezentowany jest przez rezystory 50 Ω.

Za powstanie zaburzeń wspólnych CM odpowiedzialna jest przede wszystkim pasożytnicza pojemność transformatora rezonansowego pomiędzy sprzężonymi induktorami L_{rp} , L_{s1} oraz L_{s2} . Kształt prądu zakłócającego wynika z szybkości i częstotliwości przełączania tranzystorów w układzie półmostka. Oscylogram napięcia na wyjściu układu rezonansowego (węzeł A na Rys. 1) przedstawiono na Rys. 7, natomiast uproszczony schemat zasilacza jako generatora zaburzeń wspólnych z uwzględnieniem elementów w torze rozprzestrzeniania się sygnału na Rys. 8.



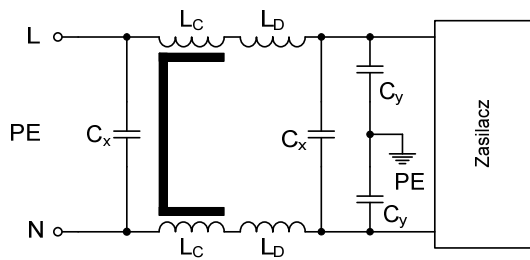
Rys. 7. Kształt napięcia na wyjściu układu półmostka Q1, Q2 – V_{LCLC} (węzeł A na Rys. 1).



Rys. 8. Schemat zastępczy układu pomiarowego zaburzeń wspólnych CM.

Projekt filtra wejściowego

Ze względów ekonomicznych oraz aby spełnić wymagania dotyczące odpowiedniej tłumienności, zaproponowano konstrukcję filtra o topologii przedstawionej na Rys. 9.



Rys. 9. Schemat filtru wejściowego.

Tłumienie dla sygnału różnicowego DM powinno być większe niż $Att_{DM} > 30\text{dB}$ dla sygnału różnicowego przy częstotliwości $f_{DM} = 50\text{kHz}$. Znając poziom maksymalnej emisji VDMmax przy najniższej częstotliwości pracy układu PFC możemy wyznaczyć wymaganą częstotliwość graniczną filtru dolnoprzepustowego $f_{DMcorner}$ [2], [3], [4].

$$(1) Att_{DM} = V_{DM \max} \text{ dB} - Limit_{\text{dB}} = 40 \log \frac{f_{DM}}{f_{DMcorner}}$$

$$(2) f_{DMcorner} = \frac{f_{DM}}{10^{Att_{DM}/40}}$$

$$f_{DMcorner} = \frac{50\text{kHz}}{10^{30/40}} = 8,89\text{kHz}$$

$$(3) f_{DMcorner} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_D * C_X}}$$

zakładając, że $2 * C_Y \ll C_X$ i $L_C \gg L_D$ otrzymujemy $L_D = 236\mu\text{H} \rightarrow 220\mu\text{H}$ dla $C_X = 680\text{nH}$

Tłumienie dla sygnału wspólnego CM powinno być większe niż $Att_{CM} > 45\text{dB}$ ponieważ dla częstotliwości pracy konwertera DC-DC $f_{CM} = 350\text{kHz}$ amplituda sygnału zakurzeń wynosi $95\text{dB}\mu\text{V}$ (Rys.3). Opierając się na analizie przedstawionej w literaturze [2], [3], [4] możemy założyć że:

$$(4) Z_{L,CM} = (Att_{CM} - 1) \cdot Z_{CY} - R_{load}$$

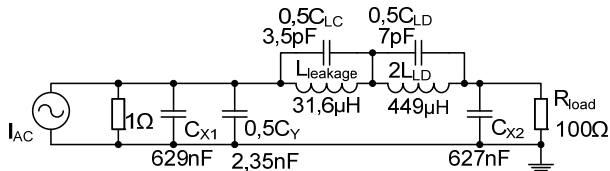
Przy założeniu, że zasilacz jest źródłem zakurzeń wspólnych o charakterze prądowym i impedancji $\gg 50\Omega/2$

$$(5) Z_{CY} = \frac{1}{2\pi f_{CM} * 2C_Y} = 48\Omega \text{ dla } C_Y = 4,7\text{nF} \text{ i } f_{CM} = 350\text{kHz}$$

$$Z_{L,CM} = (178 - 1) * 48\Omega - 25\Omega \approx 8500\Omega \text{ dla } f_{CM} = 350\text{kHz}$$

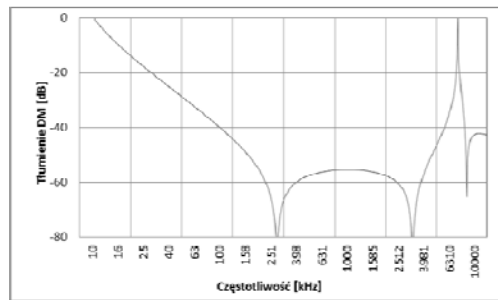
$L_C = 3,85\text{mH}$ przyjmujemy wartość **3,3mH** dla dławika zakurzeń wspólnych.

Aby zweryfikować wyniki wstępnych obliczeń wykonano symulację przy pomocy programu LTSpice. Model zawiera pojemności pasozytne elementów indukcyjnych (C_{LC} , C_{LD}) i został przedstawiony na Rys. 10.



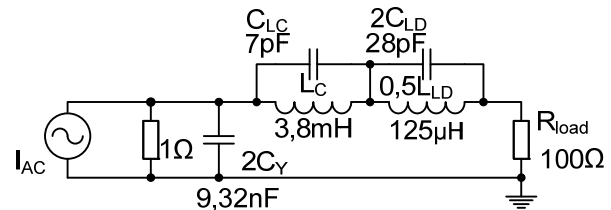
Rys. 10. Model do symulacji tłumienia zakurzeń różnicowych.

Dodatkowo w symulacjach uwzględnione zostały elementy pasozytne wprowadzone przez połączenia na płycie drukowanej zasilacza. Na Rys. 11. przedstawiono wynik symulacji - charakterystykę tłumienia zakurzeń różnicowych DM.

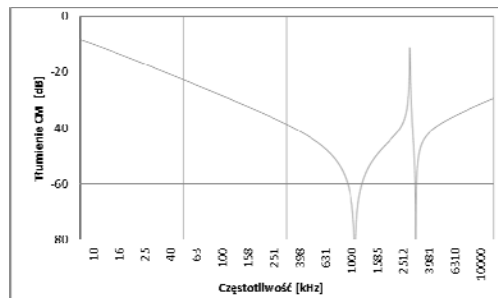


Rys. 11. Charakterystyka amplitudowa tłumienia zakurzeń różnicowych.

W analogiczny sposób przetestowano parametry filtru dla zakurzeń wspólnych CM - Rys. 12 i Rys. 13.



Rys. 12. Model do symulacji tłumienia zakurzeń wspólnych.



Rys. 13. Charakterystyka amplitudowa tłumienia zakurzeń wspólnych.

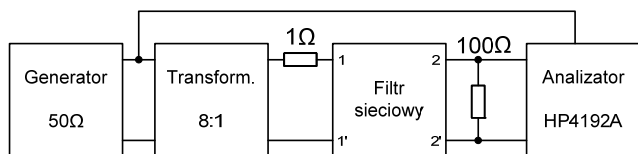
Weryfikacja parametrów filtru

Do weryfikacji parametrów zaprojektowanego filtru można wykorzystać jedną z czterech metod [5]:

- MIL-STD-220A – nadaje się do systemów 50 i 75-omowych w szerokim zakresie częstotliwości.
- CISPR 17 – nadaje się do pomiarów w zakresie częstotliwości do ok 10 MHz; pozwala na dopasowanie do niskiej impedancji źródła lub obciążenia.
- ARP-4244 – nadaje się do pomiarów w zakresie częstotliwości do około 5 MHz; pozwala na testy ze zmienną impedancją i polaryzowanie prądem stałym.
- Metoda Current Injection Probe (CIP) – nadaje się do pomiarów w zakresie częstotliwości do około 5 MHz; pozwala na testy ze zmienną impedancją i polaryzowanie prądem zmiennym.

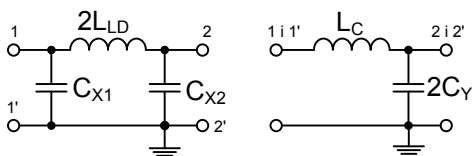
Jakkolwiek metoda CIP najlepiej nadaje się do oceny własności filtrów w zakresie niskich częstotliwości, do wstępnych pomiarów w zakresie inżynierskich odpowiednia jest metoda CISPR 17 0,1Ω/100Ω. Doświadczenia firmy Schaffner wykazują dużą zgodność tak wyznaczonych parametrów filtru z rzeczywistą tłumiennością w układzie zasilanym z sieci. Jedyną niedogodnością tej metody jest brak powszechnie dostępnych transformatorów dopasowujących o wystarczająco szerokim zakresie częstotliwości pracy. Z uwagi na to, zaproponowana została metoda alternatywna wykorzystująca dopasowanie 1Ω/100Ω, co jak wykazano w [6], daje wystarczająco dokładne rezultaty. Do pomiaru wykorzystano transformatory impedancji firmy Mini-Circuit T16-6 z przekładnią napięciową 8:1 i impedancyjną 50Ω/0,8Ω.

Wyniki przeskalowano zgodnie z wyznaczonym, rzeczywistym tłumieniem transformatora pomiarowego.



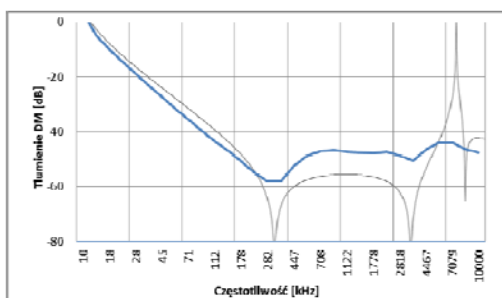
Rys. 14. Uproszczony schemat układu pomiarowego w konfiguracji 1Ω/100Ω.

Pomiary charakterystyk tłumienności filtru zostały zrealizowane przy pomocy analizatora impedancji HP 4192A, a schemat pomiarowy przedstawiono na Rys. 14, przy czym, filtr pracował w dwóch konfiguracjach: CM i DM (Rys. 15)

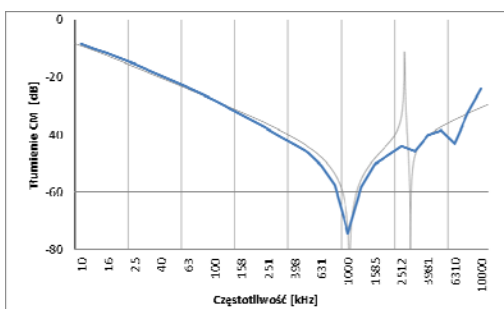


Rys. 15. Konfiguracja filtru do pomiaru w konfiguracjach DM i CM.

Na wykresach z Rys. 16 i 17 przedstawiono porównanie tłumienia filtru w układzie pomiarowym DM i CM. Otrzymano wystarczająco dobrą zgodność wyników pomiaru i symulacji aby zakwalifikować zaprojektowany filtr do dalszych badań.

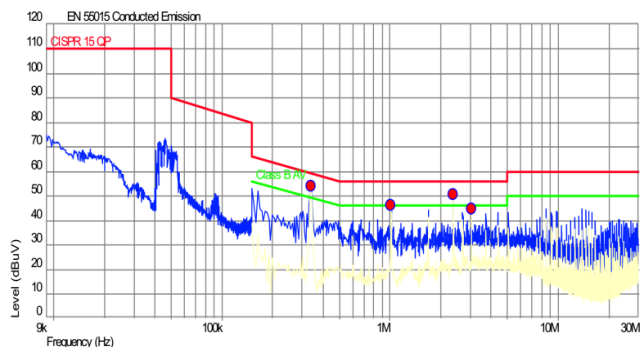


Rys. 16. Charakterystyki amplitudowe tłumienia zakłóceń różnicowych DM dla symulacji i pomiaru (linia pogrubiona).



Rys. 17. Charakterystyki amplitudowe tłumienia zakłóceń wspólnych CM dla symulacji i pomiaru (linia pogrubiona).

Zaprojektowany filtr podłączono do zasilacza, a następnie dokonano pomiaru zaburzeń przewodzonych w układzie zgodnie z wymaganiami normy PN-EN55015:2011P [7]. Uzyskane tłumienie dla sygnału różnicowego o częstotliwości $f = 50\text{kHz}$ wynosi $\text{Att}_{\text{DM}} > 35\text{dB}$ przy zakładanym 30dB i odpowiednio dla sygnału wspólnego dla $f = 350\text{kHz}$ wynosi $\text{Att}_{\text{CM}} > 40\text{dB}$ przy zakładanym 45dB (przyjmując uproszczenie, że układ konwertera DC-DC generuje wyłącznie sygnał różnicowy). Wyniki pomiaru zaburzeń z podłączonym filtrem przedstawiono na Rys.18.



Rys. 18. Wynik pomiaru zaburzeń przewodzonych detektorem CISPR Peak i quasi-peak (QP).

Wyniki pomiarów końcowego układu z zastosowaniem detektora quasi-peak zebrano w Tab. 1.

Tabela 1. Wyniki pomiaru końcowego detektorem quasi-peak

Częstotliwość (kHz)	QP (dBuV)	Limit(dBuV)	Margin(dBuV)
339	53.8	59.2	-5.5
1014	45.9	56.0	-10.1
2368	50.3	56.0	-5.7
3043	44.8	56.0	-11.2

Podsumowanie

W artykule została zaproponowana metoda i opisany sposób projektowania filtru przeciwzakłóceńowego umożliwiający szybkie wykonanie urządzenia zgodnego z wymaganiami normy dla urządzeń oświetleniowych – PN-EN55015:2011P [7]. Wykazano, że za pomocą uproszczonych metod i alternatywnych układów pomiarowych można skutecznie przygotować i zweryfikować działanie układu filtrującego po uprzedniej, poprawnej identyfikacji źródeł zaburzeń.

LITERATURA

- [1] Worek C., Ligenza S.; „Zintegrowany element magnetyczny zwiększający sprawność rezonansowych układów przetwarzania energii”, *Przegląd Elektrotechniczny*, 11b/2012.
- [2] Po-Shen Chen, Yen-Shin Lai, „New EMI Filter Design Method for Single Phase Power Converter Using Software-Based Noise Separation Method. *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*
- [3] Abdul Majid, Jawad Saleem, Kent Bertilsson, „EMI filter design for high frequency power converters.” *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2012 11th International Conference*
- [4] Esmaeli, A., Zhao Ke ; Sun Li, “A Systematic Approach to the Conducted EMI Suppression in Plasma Cutting Power Supply.” *9th International Multitopic Conference, IEEE INMIC 2005*
- [5] Geist, T.D., Phipps, K.O., “Methods of 100dB RF Performance Verification of Facility Filters.” *Electromagnetic Compatibility, 1998. 1998 IEEE International Symposium on (Volume:1)*
- [6] J. Drinovsky, Z. Kejik, V. Ruzek, 7, J. Zachar, “EMI Filters Worst-case Identification by Alternative Measurement System” *International Journal of Circuits Systems and Signal Processing*, (2011) 212-215
- [7] PN-EN 55015:2011P “Poziomy dopuszczalne i metody pomiarów zaburzeń radioelektrycznych wytwarzanych przez elektryczne urządzenia oświetleniowe i urządzenia podobne.”

Autorzy: mgr inż. Sławomir Ligenza, Fideltronik Poland Sp. z o.o., ul. Cystersów 19, 51-553 Kraków, E-mail: slawomir.ligenza@fideltronik.com.pl; dr inż. Cezary Worek, AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroniki, al. Mickiewicza, 30-059 Kraków, E-mail: worek@agh.edu.pl; mgr inż. Rafał Widórek, AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroniki, al. Mickiewicza, 30-059 Kraków, E-mail: widorek@agh.edu.pl.