

**Piotr LEŻYŃSKI¹, Robert SMOLEŃSKI¹, Adam KEMPSKI¹,
Jacek BOJARSKI²**

Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej (1)
Uniwersytet Zielonogórski, Wydział Matematyki, Informatyki i Ekonometrii(2)

Wpływ pseudolosowych technik modulacji na wybrane zagadnienia kompatybilności elektromagnetycznej falowników napięcia

Streszczenie: *W artykule przedstawiono wpływ modulacji pseudolosowych stosowanych w falownikach napięcia na wybrane zagadnienia związane z kompatybilnością elektromagnetyczną tych układów. W analizach brano pod uwagę nie tylko obwiednię widma napięcia zaburzeń, ale również wartości maksymalne prądów zaburzeń wspólnych, współczynniki jakości napięć wyjściowych czy możliwości współpracy falownika z filtrem zaburzeń.*

Słowa kluczowe: falowniki napięcia, modulacja PWM, kompatybilność elektromagnetyczna EMC,

Wprowadzenie

W elektroenergetyce coraz częściej są stosowane falowniki napięcia, ze względu na duże możliwości kształtowania napięć wyjściowych, co pozwala w sposób efektywny sterować energią elektryczną dostarczaną do sieci elektroenergetycznej. Impulsowy tryb pracy falowników powoduje, że mogą być one źródłem znaczących zaburzeń przewodzonych w szerokim zakresie częstotliwości, które mogą rozprzestrzeniać się w sieci elektroenergetycznej.

W ostatnich latach prowadzono szereg prac dotyczących rozprzestrzeniania się zaburzeń i sposobów ich ograniczania [1]–[7]. Jedną z metod obniżenia emisji zaburzeń przewodzonych w układach z falownikami napięcia jest stosowanie pseudolosowych modulacji PWM. Zastosowanie zmiennej losowo częstotliwości łączy tranzystorów w falowniku wpływa na rozmycie widma zaburzeń i w konsekwencji pozwala obniżyć wartość maksymalną obserwowaną w widmie zaburzeń, mierzonym zgodnie z obowiązującymi standardami EMC. Według autorów efekt obniżania poziomów zaburzeń za pomocą modulacji pseudolosowej jest jedynie efektem pomiarowym, a stosowanie modulacji pseudolosowej może skutkować trudnościami w filtracji zaburzeń i zwiększeniu podatności niektórych standardów komunikacji na zaburzenia generowane w falowniku. Celem niniejszego artykułu jest szersza analiza technik modulacji pseudolosowej, uwzględniająca, poza ich wpływem na aspekty EMC, zagadnienia związane z parametrami jakości energii elektrycznej i możliwościami filtracji zaburzeń.

Modulacja pseudolosowa

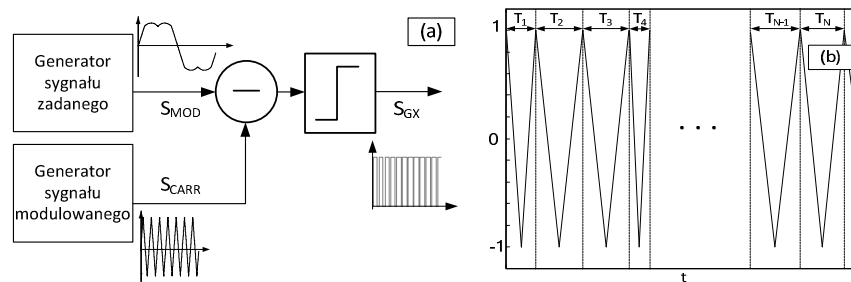
Zgodnie z literaturą [4]–[7], wśród modulacji pseudolosowych, najkorzystniejszą, ze względu na obniżenie poziomów widma zaburzeń, jest modulacja o zmiennej częstotliwości łączy tranzystorów RSPWM (ang. Random Switching Frequency). Częstotliwość piłokształtnego przebiegu modulowanego przy modulacji pseudolosowej RSPWM zmienia się, ze współczynnikiem losowości KL zgodnie ze wzorem (1). Sygnał ten w modulatorze PWM (przedstawionym na rysunku 1) jest porównywany z zadanym sygnałem modulującym S_{MOD} i na tej podstawie powstaje sygnał sterujący gałęzią falownika [8][9]. Stosunek amplitudy sygnału zadanego do napięcia DC w falowniku

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

nazywany jest współczynnikiem głębokości modulacji M i jest zadawany z nadrzędnego urządzenia sterującego.

$$(1) \quad f_i = f_{PWM} \cdot \left(1 + KL \cdot \left(rand - \frac{1}{2} \right) \right)$$

gdzie: $rand$ – liczba losowa z zakresu 0-1 o rozkładzie jednostajnym, f_{PWM} – częstotliwość bazowa przebiegu PWM, f_i – częstotliwość i -tego przebiegu modulowanego, KL – współczynnik losowości



Rys. 1 a) Schemat blokowy modulatora PWM b) Sygnał modulowany piłokształtny

Napięcie zaburzeń wspólnych

Prądy zaburzeń wspólnych płyną poza obwodami użytecznymi, najczęściej, poprzez sprzężenia pasozytnicze, najczęściej w rozległych obwodach uziemień, przez co zaburzenia CM mogą zakłócać pracę sąsiednich zaburzeń. Analizy EMC dotyczące falowników napięcia pokazują, że to właśnie zaburzenia wspólne CM (Common Mode) są głównym problemem w tych układach [1], [10].

Źródłem zaburzeń wspólnych jest napięcie niezrównoważenia (napięcie u_{CM}), które w układach trójfazowych równe jest sumie napięć fazowych podzielonej przez trzy (2). Dla idealnie sinusoidalnych napięć fazowych napięcie to jest równe zero, natomiast na wyjściu falownika napięcie niezrównoważenia jest funkcją schodkową, której kształt zależy od zastosowanej techniki modulacji

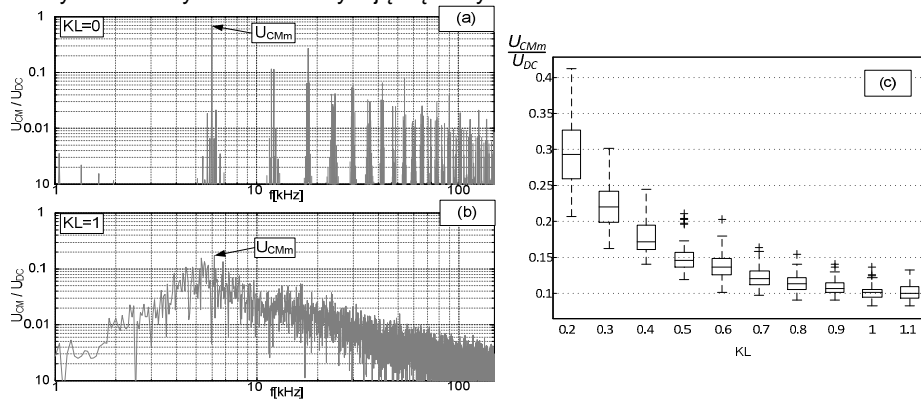
$$(2) \quad u_{CM}(t) = \frac{u_A(t) + u_B(t) + u_C(t)}{3}$$

Na rysunku 2a i 2b przedstawiono widma napięcia zaburzeń wspólnych w paśmie częstotliwości od 1kHz do 150 kHz dla modulacji deterministycznej i pseudolosowej. Dla modulacji deterministycznej w widmie u_{CM} występują prążki o wysokiej amplitudzie odpowiadające częstotliwości PWM, oraz jej wielokrotne harmoniczne. W analizowanym przypadku częstotliwość wynosiła 6kHz. Dla modulacji pseudolosowej maksymalny poziom obserwowany w widmie u_{CM} (obliczonego za pomocą dyskretnego przekształcenia Fouriera) jest kilkakrotnie niższy niż w przypadku modulacji deterministycznej ($KL=0$). Obniżenie maksymalnych poziomów i rozmycie widma dla modulacji pseudolosowej, spowodowane jest rozłożeniem energii sygnału w paśmie częstotliwości.

Na rysunku 2c przedstawiono, w postaci wykresu pudełkowego, wartość maksymalną widma u_{CM} w zależności od współczynnika głębokości modulacji. Wykres z rysunku 2c uzyskano na podstawie numerycznej symulacji dla 1000 powtórzeń przy każdej wartości współczynnika KL . Zauważyć należy, że zwiększanie współczynnika

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

losowości KL przyczynia się do obniżenia poziomu widma. Najniższa wartość oczekiwana w widmie wystąpi dla $KL=1$. Losowa zmiana częstotliwości PWM powoduje że uzyskiwane wyniki charakteryzują się dużym rozrzutem wartości.

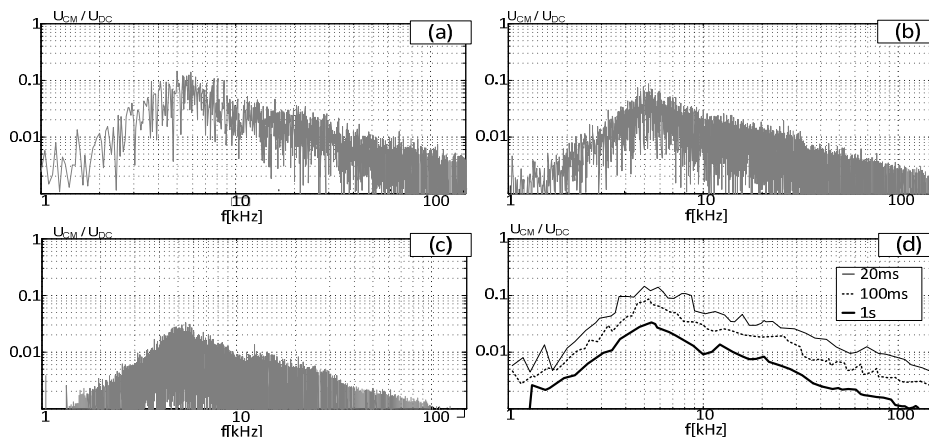


Rys. 2 Widmo napięcia zaburzeń wspólnych dla a) modulacji deterministycznej $KL=0$ b) modulacji pseudolosowej $KL=1$, c) Charakterystyka zmian poziomu widma dla różnych wartości współczynnika KL .

Efekty pomiarowe

Obniżenie wartości maksymalnej widma zaburzeń spowodowane zastosowaniem modulacji pseudolosowej jest w dużej mierze efektem pomiarowym i wynika z zastosowanej metodologii pomiaru.

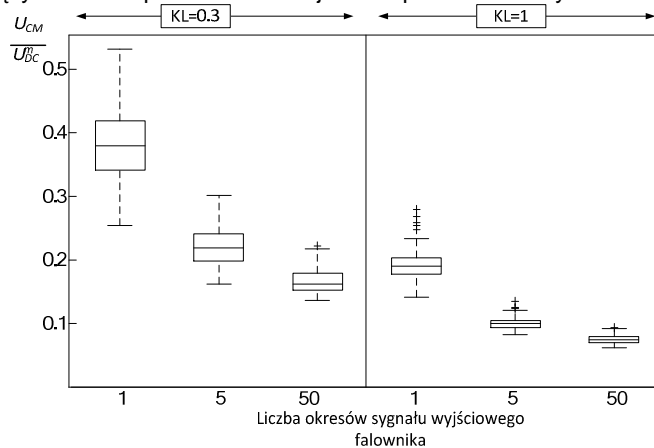
W standardach EMC, do oceny emisji zaburzeń stosuje się jednosekundowy pomiar finalny, co odpowiada pięćdziesięciu okresom zmian napięcia wyjściowego o częstotliwości 50 Hz. Na rys. 3 przedstawiono widma napięcia zaburzeń wspólnych dla modulacji RSPWM uzyskane na podstawie symulacji komputerowej, gdy do wyliczenia dyskretnej transformata Fouriera, wykorzystano jeden, pięć i pięćdziesiąt okresów napięcia wyjściowego. Ze wzrostem liczby okresów, które brane są do wyliczania transformaty Fouriera, poziom maksymalny prążków widma zmniejsza się, co widoczne jest na rysunku 3d przedstawiającym obwiednie widm.



Rys. 3 Widma napięcia zaburzeń wspólnych wyliczone dla czasu symulacji a) 20ms, b) 200ms c) 1s, d) obwiednia widma dla różnych czasów symulacji

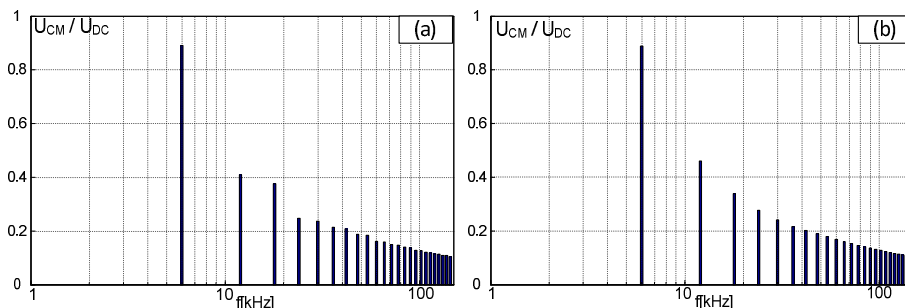
VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

Przyczyną obniżenia poziomów widma jest większa różnorodność wylosowanych częstotliwości PWM występująca w trakcie wydłużonego czasu pomiaru oraz zwiększenie rozdzielczości widma w zakresie niskich częstotliwości. Wykres pudełkowy przedstawiający ilościowo przedstawione zjawisko pokazano na rysunku 4.



Rys. 4 Wykresy pudełkowe wartości maksymalnej widma napięcia zaburzeń wspólnych dla różnej liczby okresów sygnału wyjściowego falownika.

Poziom widma jest podstawowym kryterium brany pod uwagę przy ocenie emisji zaburzeń przewodzonych urządzeń elektrycznych. Skoro wartość obserwowane w widmie zaburzeń dla modulacji pseudolosowej zmieniają się kilkakrotnie w zależności od sposobu pomiaru, autorzy uważają, że należy szukać innych metod oceny kompatybilności. Przykładem może być stosowanie widma zagregowanego, w którym wartość poszczególnych prążków jest sumą geometryczną harmonicznych w oknie o ustalonej szerokości. Na rysunku 5 pokazano takie widma dla modulacji pseudolosowej i deterministycznej. Przyjęto szerokości okna równą 6kHz – czyli częstotliwości PWM. Wartości uzyskane w widmie zagregowanym są praktycznie takie same dla modulacji deterministycznej i pseudolosowej i nie wykazują zależności od czasu pomiaru. Problemem jest w tym przypadku dobranie odpowiedniej szerokości okna pomiarowego, która powinna obejmować w całości wstęgi boczne powstające w trakcie modulacji.



Rys.5 Zagregowane Widmo napięcia zaburzeń wspólnych a) dla modulacji deterministycznej KL=0 b) dla modulacji pseudolosowej KL=1.

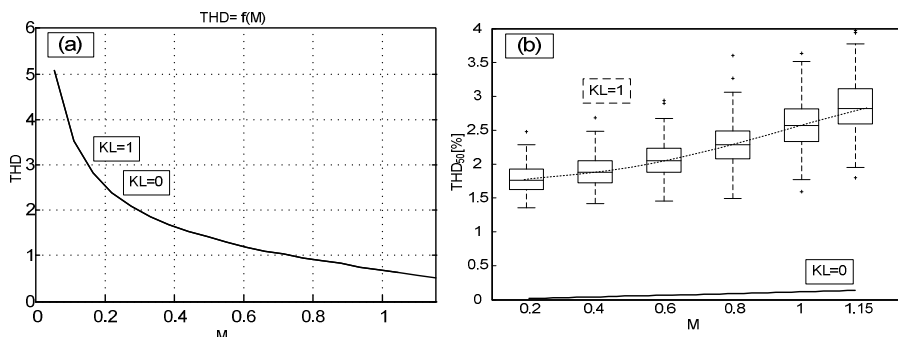
VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

Parametry jakości napięć wyjściowych

Podstawowym parametrem stosowanym do oceny kształtu napięć wyjściowych falownika jest współczynnik zawartości harmonicznym THD (3) oraz współczynnik THD₅₀ (4) który odpowiada pomiarom zawartości harmonicznym wymaganych w normach dotyczących napięć w sieciach elektroenergetycznych [11][12].

$$(3) \quad THD = \frac{\sum_{h=2}^n U_h^2}{U_1} \quad (4) \quad THD = \frac{\sum_{h=2}^{50} U_h^2}{U_1}$$

Charakterystykę opisującą wartość THD dla modulacji deterministycznej i pseudolosowej w zależności od zmian głębokości modulacji M przedstawiono na rysunku 5. Stosowanie modulacji pseudolosowej nie wpływa na wartość współczynnika THD, ponieważ wartość skuteczna zniekształceń nie uległa zmianie. Różnice natomiast widoczne są przy współczynniku THD₅₀, który określa zawartość harmonicznym jedynie do 50-tej harmonicznym (4). Charakterystyka współczynnika THD₅₀ została pokazana na rysunku 5b. Dla modulacji deterministycznej wartość współczynnika THD₅₀ jest niska i nie przekracza ułamków procenta, co związane jest przesunięciem energii zniekształceń poza zakres częstotliwości uwzględniany w obliczeniach. Dla modulacji pseudolosowej wartość współczynnika THD₅₀ jest znaczaca i osiąga kilka procent. Rozmycie częstotliwości spowodowało, że w zakresie częstotliwości do 2500Hz pojawiły się składowe zniekształceń. Wykonując pomiary współczynnika THD napięć wyjściowych falownika, zgodnie z obowiązującymi normami technicznymi (np. za pomocą analizatora parametrów sieci) falownik z modulacją pseudolosową będzie zdecydowanie gorszy.

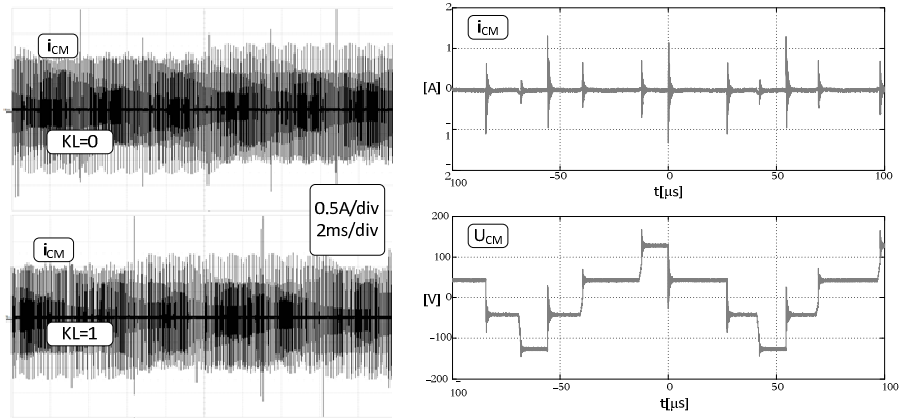


Rys. 6 Charakterystyka uwzględniająca głębokość modulacji dla współczynnika a) THD b) THD₅₀

Prąd zaburzeń

Prądy zaburzeń wspólnych i_{CM} , rozprzyskujące się w obwodach uziemień są podstawowym zjawiskiem analizowanym w EMC występującym w układach falownikowych, przy każdej szybkiej zmianie napięcia zaburzeń wspólnych u_{CM} (rysunek 7a i 7b), w wyniku pobudzenia pasożytniczych obwodów. Amplituda prądu zaburzeń praktycznie nie zależy od analizowanych technik modulacji, gdyż nie zmieniają one szybkości narastania napięcia, a jedynie momenty, w których przełączane jest napięcie. Potwierdzają to uzyskane eksperymentalnie przebiegi prądów zaburzeń wspólnych dla modulacji deterministycznej i pseudolosowej przedstawione na rysunku 7a i 7b. Aby ograniczyć amplitudę prądów zaburzeń konieczne jest zastosowanie dodatkowych metod, z których najlepszą wydaje się stosowanie filtrów zaburzeń wspólnych.

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

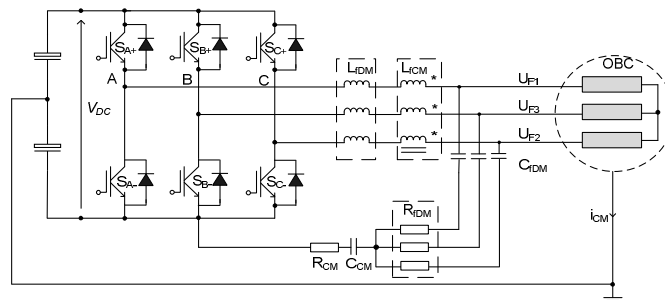


Rys. 7 Przebiegi prądów zaburzeń przewodzonych zmierzone w układzie eksperymen-talnym dla modu-lacji deterministycznej i pseudolosowej

Filtracja zaburzeń

Na rysunku 8 przedstawiono schemat układu falownika z wyjściowym filtrem „sinusoidalnym” [10], [13]–[15]. Filtr taki eliminuje praktycznie wszystkie negatywne efekty występujące w układach z falownikami napięcia, pomagając jednocześnie spełnić wymagania norm EMC. Przedstawiony filtr jest filtrem dolnoprzepustowym RLC o częstotliwości granicznej najczęściej dobieranej z zakresu od kilkuset Hz do kilku lub kilkunastu kHz. Filtr składa się z elementów służących do filtracji zaburzeń różnicowych DM i wspólnych CM. Dla toru zaburzeń różnicowych dobór elementów i ich wykonanie nie stwarza większych problemów, ze względu na znajomość parametrów obwodu obciążenia. Projektowanie toru zaburzeń wspólnych filtra może być bardziej skomplikowane, ze względu na często nieokreśloną impedancję obwodu tych zaburzeń po stronie obciążenia. Filtr zaburzeń wspólnych, bocznikuje impedancję toru zaburzeń wspólnych obciążenia za pomocą szeregowo połączonych pojemności C_{FDM} i C_{FCM} , a w tor zaburzeń wspólnych wprowadzony zostaje szeregowy dławik skompensowany L_{FCM} o dużej indukcyjności.

Elementem warunkującym poprawną pracę filtra zaburzeń jest poprawne dobranie rdzenia dławika zaburzeń wspólnych tak, aby nie ulegał one nasycaniu. Parametrem decydującym o wartości indukcji w rdzeniu jest prąd magnesujący oraz liczba zwojów dławika.

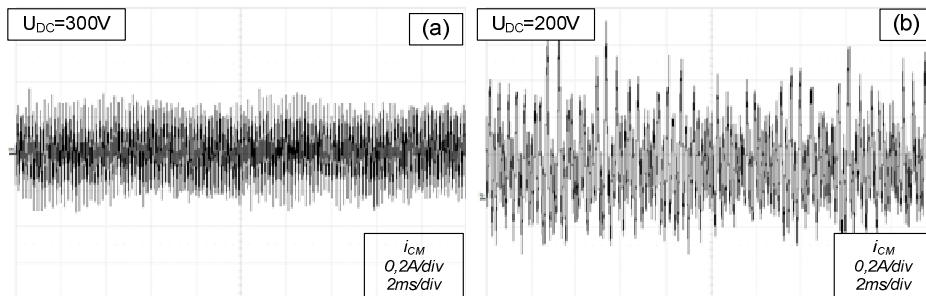


Rys. 8 Schemat filtra sinusoidalnego pełnego na wyjściu falownika

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

Na rysunku 9 przedstawiono przykładowe przebiegi prądu magnesującego dla modulacji deterministycznej i pseudolosowej. Losowa zmiana częstotliwości sygnału PWM przyczynia się do zwiększenia amplitudy prądu magnesującego dławiki zaburzeń wspólnych w filtrach, co w głównej mierze wynika z wydłużenia czasów trwania stanów falownika o wysokim napięciu zaburzeń wspólnych.

Oznacza to, że stosując pseudolosową technikę modulacji należy stosować odpowiednio przewymiarowane, droższe i cięższe filtry niż w przypadku modulacji deterministycznej. Stosowanie modulacji pseudolosowej przyczynia się zatem do znacznego pogorszenia warunków filtracji zaburzeń.



Rys. 9 Przebiegi prądów przepływających przez dławik zaburzeń wspólnych w filtrze dla modulacji a) deterministycznej, b) pseudolosowej

Podsumowanie

W artykule przedstawiono niektóre problemy związane ze stosowaniem modulacji pseudolosowych w falownikach napięcia. Najważniejsze wnioski z niniejszej pracy przedstawić można następująco:

- Modulacja pseudolosowa przyczynia się do obniżenia maksymalnych poziomów zaburzeń obserwowanych w widmie zaburzeń. Obniżenie to jest w dużym stopniu efektem pomiarowym i zależy od sposobu pomiaru widma. Po zsumowaniu harmonicznych widma w obrębie odpowiednio dobranego okna pomiarowego różnice między modulacją pseudolosową i deterministyczną zanikają.
- Stosowanie modulacji pseudolosowej nie wpływa na obniżenie wartości skutecznej zniekształceń napięć wyjściowych, co pokazały obliczenia współczynnika THD. Jednocześnie w wyniku rozmycia widma pogorszeniu uległ parametr THD_{50} , który jest wymagany przez normy do oceny jakości napięcia wyjściowego.
- Stosowanie modulacji pseudolosowej nie wpływa również na amplitudę prądów zaburzeń mierzonych w dziedzinie czasu. Negatywne oddziaływanie prądu zaburzeń w wielu przypadkach nie zostaje, zatem ograniczone przez modulację pseudolosową
- Modulacja pseudolosowa w znaczący sposób pogarsza warunki ograniczania zaburzeń wspólnych za pomocą filtrów EMC. Stosując tego typu modulację w układach z filtrami zaburzeń należy liczyć się z koniecznością stosowania większych, cięższych i droższych dławików zaburzeń wspólnych.

Bibliografia

1. A. Kempski, Elektromagnetyczne zaburzenia przewodzone w układach napędów przekształtnikowych. Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogóskiego, 2005.
2. F. I. Motor, H. Akagi, and T. Shimizu, "Attenuation of Conducted EMI Emissions," vol. 23, no. 1, pp. 282–290, 2008.

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

3. J. Bojarski, R. Smolenski, A. Kempinski, and P. Lezynski, "Pearson's random walk approach to evaluating interference generated by a group of converters," *Appl. Math. Comput.*, vol. 219, no. 12, pp. 6437–6444, Feb. 2013.
4. C. M. Liaw, Y. M. Lin, C. H. Wu, and K. I. Hwu, "Analysis, design, and implementation of a random frequency PWM inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 5, pp. 843–854, 2000.
5. M. Trzynadlowski, K. Borisov, Y. Li, and L. Qin, "A Novel Random PWM Technique With Low Computational Overhead and Constant Sampling Frequency for High-Volume, Low-Cost Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 116–122, Jan. 2005.
6. R. L. Kirlin, S. F. Legowski, and M. T. Andrzej, "An optimal Approach to Random Pulse Width Modulation in Power Inverters," pp. 3–8, 1995.
7. K.-S. Kim, Y.-G. Jung, and Y.-C. Lim, "A New Hybrid Random PWM Scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 192–200, Jan. 2009.
8. G. Holmes and T. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, no. Dc. 2003.
9. P. Lezynski, "Warunki kompensacji napięcia zaburzeń wspólnych w falownikach napięcia przy modulacji sinusoidalnej PWM z dodatkiem przebiegów o częstotliwości trzeciej harmonicznej," *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 6, pp. 171–174, 2010.
10. R. Smolenski, A. Kempinski, J. Bojarski, and P. Lezynski, "Determination of flux density produced by multilevel inverters in CM voltage filter," *COMPEL Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 30, no. 3, pp. 1019–1034, 2011.
11. "PN-EN 50160:2010E Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych," 2010.
12. "PN-EN 61000-2-2:2003E Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) -- Część 2-2: Środowisko -- Poziomy kompatybilności zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości i sygnałów przesyłanych w publicznych sieciach zasilających niskiego napięcia," 2003.
13. H. Akagi and T. Oe, "Specific filter for eliminating high-frequency leakage current from the grounded heat sink in a motor drive with an active front end," vol. 23, no. 2, 2008, pp. 763 – 770.
14. H. Akagi, "Modern active filters and traditional passive filters," *Tech. Sci.*, vol. 54, no. 3, 2006.
15. H. Akagi and S. Tamura, "A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1459–1469, 2006.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2011/03/N/ST7/00445

Autorzy:

Mgr inż. Piotr Leżyński, Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej, ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, E-mail: p.lezynski@iee.uz.zgora.pl

Dr hab. inż. Adam Kempinski Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej, ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, E-mail: a.kempinski@iee.uz.zgora.pl

Dr inż. Robert Smoleński Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej, ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, E-mail: r.smolenski@iee.uz.zgora.pl

Dr Jacek Bojarski Uniwersytet Zielonogórski, Wydział Matematyki, Informatyki i Ekonometrii, ul. prof. Z. Szafrana 4a, 65-516 Zielona Góra, E-mail: j.bojarski@wmie.uz.zgora.pl