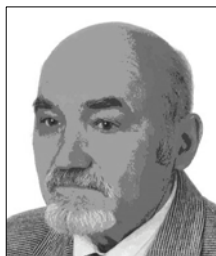


Układy zasilania rezerwowego z 3-poziomowymi falownikami napięcia

prof.dr hab inż. Edward GRECZKO

Prof. dr hab.inż. Edward Greczko od 1994r. do chwili obecnej jako profesor nadzwyczajny pracuje na Uniwersytecie w Zielonej Górze. Problematyka badawcza dotyczy opracowań teorii, metod analizy i syntezy przekształtników częstotliwości typu modulacyjnego. Jest autorem ponad 255 prac naukowych, w tym 8 monografii i 1 podręcznika oraz 70 patentów.

e-mail: E.Greczko@iie.uz.zgora.pl



mgr inż. Piotr BUBACZ

Asystent w Instytucie Informatyki i Elektroniki Uniwersytetu Zielonogórskiego, absolwent Zintegrowanych Studiów Zagranicznych Uniwersytetu Zielonogórskiego i Fachhochschule Giessen-Friedberg (Niemcy).

e-mail: P.Bubacz@iie.uz.zgora.pl



Streszczenie

W pracy zaproponowano i zbadano zastosowanie w składzie układów zasilania rezerwowego 3-poziomowych przekształtników DC/DC oraz DC/AC w celu rozszerzenia ich możliwości funkcjonalnych. Rozpatrzono budowę oraz zasadę pracy urządzeń.

Abstract

In the paper usage of DC/DC and DC/AC converters in backup power supply 3-levels for enhancement of their functional usability is proposed and researched. The construction and work principle are considered.

Słowa kluczowe: przekształtnik DC/DC i DC/AC, układy zasilania rezerwowego.

Keywords: DC/DC and DC/AC converter, backup power supply.

1. Wprowadzenie

Wiele odbiorników wymaga ciągłego dopływu energii elektrycznej. Szczególnie ważne jest to w przypadku urządzeń telekomunikacyjnych, urządzeń sterujących itd. Liczba awarii, w poszczególnych systemach zasilania systemów elektroenergetycznych, osiąga kilkadziesiąt rocznie. Awarie powodują straty ekonomiczne konsumentów energii elektrycznej. Najczęściej występuje obniżenie napięcia zasilającego, chociaż występują również jego wahania, przekraczające wartości dopuszczalne. W celu eliminacji tych niedogodności buduje się specjalne zasilacze awaryjne [1] UPS (ang. *Uninterruptible Power Supply*) W zasilaczach stosowane są przekształtniki półprzewodnikowe, w których energia elektryczna magazynowana jest w bateriach akumulatorów i w razie konieczności przetwarza się ją w energię elektryczną prądu przemiennego.

Urządzenia UPS z wyjściowym napięciem zmiennym obecnie zawierają w swoim zestawie prostowniki sterowane lub niesterowane, przekształtniki prądu stałego na prąd stały (ang.: DC/DC) oraz falowniki napięcia (FN), które są przekształtnikami prądu stałego na prąd zmienny (ang. DC/AC).

Istniejące urządzenia UPS są projektowane z wykorzystaniem dostępnych źródeł energii elektrycznych i baterii akumulatorów (BA). Ograniczenia wywołują często niedopasowanie charakterystyk pierwszego oraz drugiego rzędu źródeł energii. Jednym z głównych mankamentów jest niskie napięcie prądu stałego baterii akumulatorów, zatem, aby osiągnąć wymagane parametry pomiędzy bloki BA i FN są włączane dodatkowe bloki DC/DC, podwyższające napięcie wyjściowe.

Wykorzystanie w układach rezerwowego zasilania 3-poziomowych przekształtników DC/DC [2] umożliwi rozszerzenie ich możliwości funkcjonalnych. Zastosowanie 3-poziomowych FN [3,4] jest szczególnie ważne w przypadku znaczących mocy wyjściowych i wysokich napięć, jak również w związku z jakością parametrów napięć wyjściowych.

W pracy zbadano zastosowanie w zestawie układów zasilania rezerwowego 3-poziomowych przekształtników DC/DC oraz DC/AC celem rozszerzenia ich możliwości funkcjonalnych.

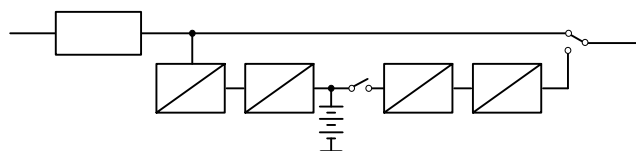
2. Jednofazowe urządzenia UPS z przekształtnikami półprzewodnikowymi.

Urządzenia UPS można podzielić ze względu na ich budowę na szeregowo lub równoległe. Jednak zakwalifikowanie urządzenia do jednej z tych grup nie jest łatwe. Wynika to z faktu zastosowania w konkretnej realizacji wielu niestandardowych rozwiązań, jak również, zastosowania rozwiązań, które łączą właściwości obu struktur. Różnice w ich budowie często zacierają się. Ważnym parametrem charakteryzującym urządzenia UPS jest „czas trwania przerwy zasilania”, który wynika ze struktury, jak i algorytmu pracy.

W standardach europejskich dotyczących wymagań dla „Systemów ciągłego zasilania energią elektryczną”, podano podział UPS na podstawie ich zasady pracy. Określono tam również terminologię i oznaczenia poszczególnych grup przekształtników danego rodzaju urządzeń. Wyróżniono kilka podstawowych topologii: urządzenia UPS z pasywną rezerwą - **stand by** (wcześniej używano nazwę **off line**), oznaczane symbolem **UPS-PSO**; urządzenia UPS, nazywane w języku angielskim **line interactive** (wcześniej używano nazwę **In Line UPS**), oznaczane symbolem **UPS-LI**; UPS z podwójnym przekształceniem energii elektrycznej, nazywane **true online** i oznaczane symbolem **UPS-COB**, itd.

W niniejszej pracy rozpatrzmy układy UPS z pasywną rezerwą (**UPS-PSO**). Urządzenie tego typu stosuje się przy niewielkich mocach wyjściowych do 2 kVA. Urządzenia UPS o takiej mocy są wykorzystywane przede wszystkim do zasilania rezerwowego jednego komputera PC, lub kilku kas fiskalnych. Zaletą tych urządzeń są niewielkie gabaryty oraz cena. Jest to jedno z najlepszych rozwiązań UPS przy zasilaniu komputera w prywatnym mieszkaniu.

Na **Rys. 1** przedstawiono uproszczony schemat blokowy układu zasilania rezerwowego z pasywną rezerwą typu **Stand By**. Urządzenie zawiera dwa źródła energii: podstawowe – zasilanie z sieci energetycznej oraz baterię akumulatorów (**BA**). W stanie pracy normalnej szyny wejściowe układu S_{we} są podłączone do sieci energetycznej, a szyny zasilania rezerwowego **SGP** za pomocą łącznika **L1**, przez filtr wejściowy F_{we} , dołączono do szyn wejściowych urządzenia. Bateria akumulatorów **BA** znajduje się w stanie ciągłego doładowania przez prostownik **PR** (sterowany lub częściowo niesterowany) oraz przekształtnik DC/DC_{we}. Przekształtnik wejściowy DC/DC_{we} służy przede wszystkim do dopasowania poziomów napięcia wyjściowego prostownika i napięcia baterii akumulatorów.



Rys.1. Schemat blokowy UPS typu Stand By
Fig.1. Block diagram UPS type Stand By

Jeżeli łącznik **L2** jest rozarty, to bloki **DC/DC_{wy}**, i falownik napięcia nie są podłączone do zasilania. W tym przypadku **FN** pracuje i znajduje się w stanie „rezerwy zimnej”. W stanie roboczym może znajdować tylko jego układ sterowania. W stanie „rezerwy zimnej” należy synchronizować częstotliwość roboczą układu sterowania z siecią zasilającą, dzięki czemu redukowane są procesy przejściowe przy zaniku napięcia sieci zasilającej.

Przy przerwie w dostawie energii elektrycznej i zaniku napięcia na wejściu urządzenia **S_{we}** system sterowania **UPS** zwiiera kontakty łącznika **L2**, oraz łącznik **L1** przesuwany jest z położenia 1 w położenie 2. Przełącznik **L2** podłącza przez **DC/DC_{wy}** falownik napięcia **FN** do zacisków baterii akumulatorów **BA**. Następuje rozruch układu zasilania rezerwowego i po zakończeniu procesów przejściowych w blokach **DC/DC_{wy}** i **FN** na wyjściu **SGP**, ustala się napięcie równe wartości i częstotliwości napięcia sieci zasilającej.

W ten sposób, w przypadku układu **UPS** z „zimną rezerwą”, tzn. urządzeń, w których falownik w stanie pracy normalnej **UPS** nie pracuje, długość przerwy w napięciu na szynach **SGP** jest równa sumie czasów uruchomienia bloku **DC/DC_{wy}** i **FN** oraz ustawienia ich napięć wyjściowych. W zależności od typu i struktury budowy obydwóch przekształtników, charakter obciążenia, czas ten zwykle jest równy 3÷5 okresów pracy falownika.

W niektórych urządzeniach stosuje się układy **UPS** z rezerwą pasywną, w której falownik napięcia znajduje się w tak zwanej „rezerwie gorącej”. W tym przypadku czas zaniku napięcia na szynach **SGP** jest znacznie krótszy, niż w wyżej opisanym urządzeniu. Osiąga się to przez rezygnację z łącznika **L2** w układzie przedstawionym na Rys.1.

W stanie pracy normalnej **UPS** szyny wejściowe **S_{we}** są podłączone do sieci przemysłowej, a szyny **SGP** są podłączone do szyn wejściowych urządzenia tak, jak w poprzednim przypadku. Jednak teraz obydwa bloki **DC/DC_{wy}** i **FN** pracują w jałowym stanie pracy, bo kontakty łącznika **L1** znajdują się w położeniu 1. Falownik napięcia w tym przypadku znajduje się w tak zwanej „rezerwie gorącej” i przygotowany jest do podłączenia do szyn **SGP**. Czas przejścia systemu do stanu pracy awaryjnego jest równy sumie czasu przeniesienia kontaktów łącznika z położenia 1 do położenia 2 oraz czasu procesu przejściowego w blokach **DC/DC_{wy}** i **FN** związanego z podłączeniem odbiornika (mniej niż 1 okres pracy **FN**).

Jak wynika z powyższego czas przejścia do stanu awaryjnego zależy od tego czy układ **UPS** znajduje się w stanie „rezerwy zimnej” lub „rezerwy gorącej”. Dodatkowo urządzenia **UPS** z „rezerwą gorącą” posiadają lepsze parametry. Na zakończenie można zauważyć, że obydwa rozpatrzone rodzaje urządzeń **UPS** z rezerwą pasywną posiadają nieznaczące przerwy w napięciu na szynach zasilania ciągłego **SGP**.

Systemy sterowania układami **UPS** przenoszą go w stan pracy awaryjnej w przypadku powstania zaniku lub zapadania zasilania lub zbyt dużego obniżenia wartości napięcia sieci zasilającej.

Właściwości opisanych powyżej urządzeń **UPS**:

- dwa źródła dostarczania energii elektrycznej do szyn **SGP**: jeden dla stanu normalnej pracy i drugi dla stanu awaryjnego pracy,
- brak bloków regulacji napięcia wyjściowego w stanie pracy normalnej,
- wysoka niezawodność i cicha praca.

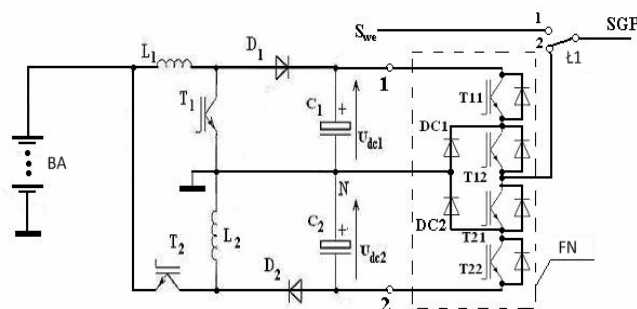
3. 3-poziomowy FN w odwodzie wyjściowym UPS.

Na Rys.2 przedstawiono obwód wyjściowy **UPS**, w tym dwa bloki **DC/DC_{wy}** i **FN**, włączone pomiędzy baterie akumulatorów a szyny wyjściowe urządzenia **SGP**. Ponieważ łącznik **L1** znajduje się w położeniu 2, odpowiada to stanowi pracy awaryjnej **UPS** i obydwa bloki **DC/DC_{wy}** i **FN** pracują pod obciążeniem.

Blok **DC/DC_{wy}** jest to 3-poziomowy przetwornik **DC/DC**, który jest zasilany przez baterię akumulatorów **BA** o 2-poziomym napięciu prądu stałego **U_{BA}**. Układ **DC/DC_{wy}** jest połączeniem dwóch przekształtników prądu stałego, w którym pierwszy

DC/DC wykonano wg schematu przekształtnika typu **boost**, a drugi – wg schematu **DC/DC** typu **buck – boost**. Zbudowano je odpowiednio za pomocą elementów **L₁, T₁, D₁, C₁** i **L₂, T₂, D₂, C₂**. Indeks «1» wykorzystano dla oznaczenia elementów pierwszego przekształtnika, a indeks «2» - dla oznaczenia elementów drugiego przekształtnika. Obwody wejściowe obu przekształtników **DC/DC** włączono równolegle między sobą w odniesieniu do zacisków **BA**, redukując przy tym ich wzajemne oddziaływania.

Na zaciskach wyjściowych przekształtników **1,N,2** formuje się stabilizowane 3-poziomowe napięcie prądu stałego **U_{dc1} = U_{dc2} = U_{dc}/2**. Do zacisków **1,N,2** dołączono 3-poziomowy falownik pół mostkowy, który można sklasyfikować, jak **FN** z diodami odcinającymi (ang. **DC - Diode Clumped**).



Rys.2. Schemat blokowy 3-poziomowego FN
Fig.2. Block diagram 3 level voltage inverter

FN zbudowano wykorzystując cztery tranzystory mocy **T11÷T22**, zbocznikowane diodami zwrotnymi, oraz dwie diody **DC1, DC2**, podłączone wspólnym zaciskiem do zacisku zerowego **BA** i **DC/DC_{wy}**. Kształtowanie napięcia wyjściowego w 3-poziomym **FN** odbywa się za pomocą sinusoidalnej modulacji szerokości impulsów **MSI**, którą realizuje się przez porównanie na komparatorach: sinusoidalnego modulującego sygnału o częstotliwości 50Hz oraz odpowiednio dwóch trójkątnych sygnałów częstotliwości nośnej **f_{mod}=1200Hz**, jak przedstawiono na Rys.3a. Każdy z komparatorów steruje dwoma tranzystorami mocy **T11,T21** i **T12,T22** połączonymi w przeciwfazie (jednym w gałęzi górnej, a drugim w gałęzi dolnej falownika).

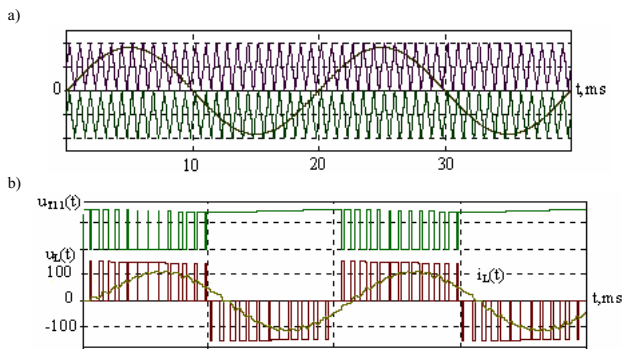
Zacisk wyjściowy fazy falownika może być podłączony do: dwóch górnych tranzystorów lub dwóch dolnych tranzystorów lub dwóch średnich tranzystorów gałęzi falownika lub do zacisku dodatkowego lub do zacisku ujemnego lub do zacisku zerowego źródła zasilania. W wyniku tego napięcie wyjściowe **u_L(t)** falownika jest ciągiem jednobiegunowych impulsów, których amplitudy są równe połowie wartości napięcia pochodzącego z bloku **DC/DC_{wy}**, w tym napięciu **U_{dc}/2** (Rys.2). Jak widać z krzywej napięcia na górnym tranzystorze **u_{T11}(t)**, przedstawionej na Rys.3b, wartość napięcia na tranzystorze zmienia się w granicach połowy wartości napięcia zasilania falownika **U_{dc}/2**.

Wykorzystując w układzie 3-poziomowy **FN** obniżane jest napięcie robocze na tranzystorach. Dla porównania, jeżeli w 2-poziomym falowniku tranzystory pracują przy napięciu **U_{dc1}+U_{dc2} = U_{dc}**, to w 3-poziomym **FN** - przy wartościach napięcia dwukrotnie mniejszych **U_{dc1} = U_{dc2} = U_{dc}/2**.

Wartość napięcia wyjściowego i częstotliwość falownika, a zatem parametry wyjściowe układu, można niezależnie regulować za pomocą amplitudy i częstotliwości sinusoidalnego sygnału modulacyjnego (Rys 3).

4. Analiza wyników symulacji FN.

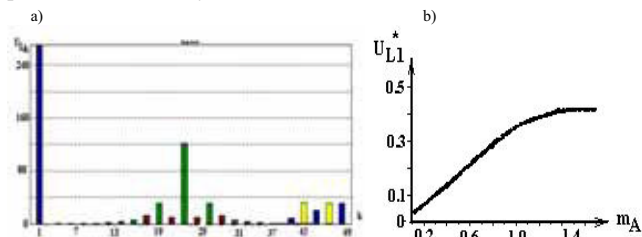
W celu określenia wskaźników energetycznych w obwodach wyjściowych falownika w pakiecie **TCAD** przeprowadzono szereg symulacji 3-poziomowych **FN** w funkcji współczynnika głębokości modulacji **m_A** przy następujących parametrach: wartość napięcia zasilania falownika **U_{dc}=300V**, częstotliwość względna modulacji **f_{mod}* = 24**, **RL**-odbiornik (przy **f=50Hz**, **S=1kVA**, **cosφ = 0,996**, **0,906**, **0,707**).



Rys.3. Wyniki symulacji a) Sygnały sterowania b) Napięcia w układzie
Fig.3. Simulation results a) Control signals b) Voltage in circuit

Współczynnik głębokości modulacji w FN jest określany jako stosunek amplitudy sinusoidalnego sygnału modulującego do amplitudy trójkątnego sygnału modulacyjnego w obwodach sterowania FN. Przykładowo, widmo harmoniczne napięcia wyjściowego 3-poziomowego FN przy $f_{mod}^* = 24$ i głębokości modulacji $m_A = 0,9$ przedstawiono na Rys.4. Jak widać, zastosowanie poziomej sinusoidalnej MSI napięć wyjściowych $u_L(t)$ w 3-poziomym FN umożliwia polepszenie widma harmonicznego poprzez tłumienie pobliskich harmonicznych wysokoczęstotliwościowych do podstawowej harmonicznej oraz przesunięcia znaczących co do wartości wysokoczęstotliwościowych harmonicznych w kierunku wysokich częstotliwości. Dodatkowo prąd odbiornika $i_L(t)$ z powodu indukcyjnej charakterystyki odbiornika będzie praktycznie sinusoidalnym.

Zwykle w FN dla oceny wykorzystania wartości napięcia źródła zasilania stosowany jest współczynnik przekazania napięcia U_{LI}^* . Jest on określany jako stosunek wartości skutecznej amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego do napięcia źródła zasilania falownika $U_{LI}^* = U_{L1}/U_{dc}$. Zależność ta została przedstawiona na Rys.4b.



Rys.4. Napięcie U_{L1}^* a) widmo harmoniczne b) współczynnik przekazania
Fig.4. U_{L1}^* (voltage) a) harmonic spectrum b) transfer factor

Na odcinku liniowym zależność $U_{L1}^* = f(m_A)$ (bez nadmodulacji) przy wartościach $0.1 \leq m_A \leq 0.9$ można określić jako (1).

$$U_{L1} = \frac{1}{2\sqrt{2}} m_A U_{dc} \quad (1)$$

Wartość maksymalna współczynnika wykorzystania falownika względem napięcia ($U_{L1}^* = 0,353$) na odcinku liniowym jest niewystarczająca dla zabezpieczenia normalnej pracy, przykładowo silnika asynchronicznego. Realizując reżim nadmodulacji, tylko przy $m_A = 1.7$ zbliżamy się wymaganej wartości $U_{L1}^* = 0,431$.

W rozpatrywanym UPS, mając na wejściu FN włączony 3-poziomowy DC/DC, najbardziej słusznym jest wybór wartości m_A w granicach nadmodulacji, przykładowo równej $m_A = 0.9$. Przyjmując, że na wyjściu FN musi formować napięcie sinusoidalne (wartością $U_{L1} = 220V$), to zgodnie z (1), mamy (2).

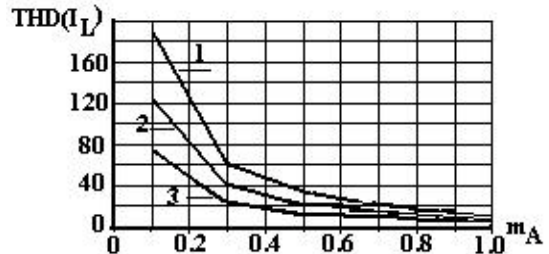
$$U_{dc1} = U_{dc2} = \frac{U_{L1} \cdot \sqrt{2}}{2m_A} \cong 172,8 \quad (2)$$

Do oceny polepszenia widm harmonicznych napięć wyjściowych w rozpatrywanych 2- i 3-poziomych FN może posłużyć współczynnik wydzielanie mocy użytecznej w odbiorniku K_w lub współczynnik zawartości w.c.z. harmonicznych prądu $THD(I_L)$ falownika w obwodzie RL- odbiornika. Powyższe parametry oceny

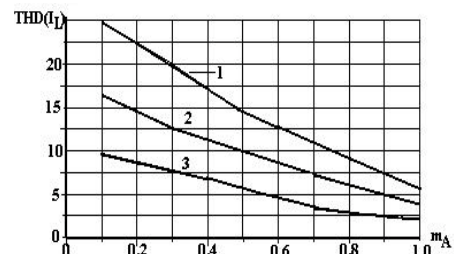
jakości sygnałów wyjściowych falowników K_w i $THD(I_L)$ mogą być wzajemnie przedstawione między sobą (3).

$$K_w = 1/(THD(I_L)^2 + 1) \quad (3)$$

Na podstawie przeprowadzonej symulacji otrzymano wyniki obliczeń dla 2- i 3-poziomych FN parametrów $THD(I_L)$ w funkcji głębokości modulacji m_A dla odbiorników z $\cos\phi = 0.996, 0.906, 0.707$ i przedstawiono je na Rys.5 i Rys.6.



Rys.5. $THD(I_L)=f(m_A)$ dla 2-poz. FN z $\cos\phi$: 1 - 0.996, 2 - 0.906, 3 - 0.707
Fig.5. $THD(I_L)=f(m_A)$ for 2-lev. VI with $\cos\phi$: 1 - 0.996, 2 - 0.906, 3 - 0.707



Rys.6. $THD(I_L)=f(m_A)$ dla 3-poz. FN z $\cos\phi$: 1 - 0.996, 2 - 0.906, 3 - 0.707
Fig.6. $THD(I_L)=f(m_A)$ for 3-lev. VI with $\cos\phi$: 1 - 0.996, 2 - 0.906, 3 - 0.707

Dla określenia zakresów regulacji napięć wyjściowych o zadanej jakości energii wyjściowej FN będziemy wychodzić, przykładowo, z wartości mocy rozpraszanej na odbiorniku przy wysokich harmonicznych składowych nie większych niż 2%. W tym przypadku w określonym zakresie zmian m_A współczynnik wydzielania mocy użytecznej w odbiorniku $K_w \geq 0.98$. Zatem, zgodnie z wyrażeniem (3), współczynnik zawartości w.c.z. harmonicznych prądu wyjściowego falownika $THD(I_L) \leq 14.3\%$.

Dla 2-poziomowego FN (Rys.5) zakres regulacji napięcia wyjściowego z $THD(I_L) \leq 14.3\%$ wynosi przy $\cos\phi = 0.996 - 12\%$, $\cos\phi = 0.906 - 31\%$, $\cos\phi = 0.707 - 52\%$.

W przypadku 3-poziomowego FN (Rys.6) zakres regulacji napięć wyjściowych z $THD(I_L) \leq 14.3\%$ wynosi przy $\cos\phi = 0.996 - 44\%$, $\cos\phi = 0.906 - 76\%$, $\cos\phi = 0.707 - 100\%$.

Z powyższej analizy można zauważyć polepszenie jakości energii wyjściowej przy przejściu od 2-poziomowego do 3-poziomowego FN, jak i rozszerzenie zakresów regulacji napięć wyjściowych ulepszonej wskaźnikach energetycznych.

Parametry z Rys.5 i Rys.6 umożliwiają ocenę i wybór, w zależności od wymagań zakresu regulacji i zadanej jakości energii wyjściowej, falowników 2- lub 3-poziomowych.

5. Literatura

- [1] Greczko, Z. Gientkowski, T. Kurowski, *Półprzewodnikowe autonomiczne układy zasilania energią elektryczną prądu przemiennego*, Wyd. WSiInż., Zielona Góra 1996, 225s.
- [2] Гречко Э.Н. *Трёхуровневый широтно-импульсный преобразователь* //Техническая Электродинамика, 2005, №5, стр.33-37.
- [3] Gautam Sinha, Thomas A.Lipo. „A Four Level Inverter Based Drive With a Passive Front End”, Proc.IEEE-PESC'99 Conf., pp.590-595.
- [4] Yahya Shakweh, Eric A.Lewis. „Assessment Of Medium Voltage PWM VSI Topologies For Multi-Megawatt Variable Speed Drive Applications”, Proc.IEEE-PESC '99 Conf., pp.965-970.

Title: Backup power supply with 3 level voltage inverter.

Artykuł recenzowany