

# Nadmiarowy, odporny na awarie przekształtnik DC-DC dla nanosieci

**Streszczenie.** Niniejszy artykuł prezentuje pomysł i wyniki badań symulacyjnych odpornego na awarie, nadmiarowego, izolowanego przekształtnika DC-DC o napięciu 380-48V z podziałem prądu pomiędzy pojedynczymi modułami, dla nanosieci napięcia stałego

**Abstract.** This paper presents idea and simulation results of fault tolerant, redundant multiphase isolated 380V-24V DC-DC converter with parallel current sharing for DC nano grid applications. **Redundant multiphase isolated DC-DC converter with parallel current sharing for DC nano grid applications**

**Słowa kluczowe:** Odporność na awarie, nadmiarowy, modułowy przekształtnik DC-DC, DC nanosieci

**Keywords:** Fault tolerant, redundant, modular DC-DC converter, nano-grid

## Wstęp

Wiele prac prowadzonych w ostatnich latach przez wiele ośrodków badawczych skupia się wokół zagadnień związanych z nowymi układami elektroenergetycznych sieci transmisyjnych i dystrybucyjnych. Związane jest to z wieloma czynnikami, min.:

- kończącymi się zasobami paliw kopalnych
- wdrażaniem alternatywnych źródeł wytwarzania energii elektrycznej
- potencjalnym ryzykiem dla zcentralizowanych systemów wytwarzających energię w przypadku działań zbrojnych, sabotażowych i innych
- wysokimi kosztami dystrybucji energii elektrycznej na obszarach słabo zurbanizowanych
- nowymi technologiami akumulatorów elektrochemicznych umożliwiające uzyskiwanie niespotykanych wcześniej gęstości energii elektrycznej przy spadającym koszcie jednostkowym magazynowanej energii elektrycznej
- zyskującymi na popularności pojazdami z napędem elektrycznym
- coraz szerzej rozwijanymi sieciami HVDC (szczególnie przy przesyłce energii na dużych dystansach).

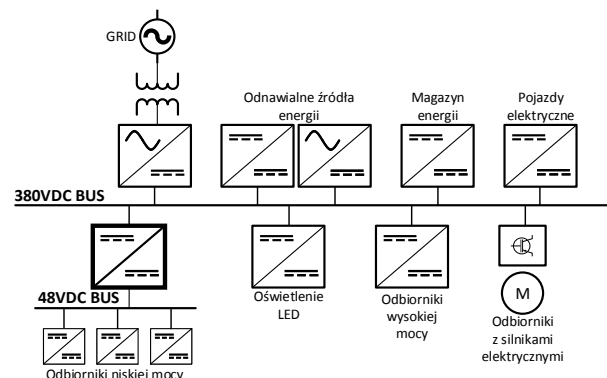
Ponadto, analizując uproszczony schemat zastępczy większości, szczególnie domowych, odbiorników energii elektrycznej, okazuje się, że obwód wejściowy składa się zazwyczaj z prostownika napięcia przemiennego na napięcia stałe. Ze względu na prostotę aplikacji i koszty stosuje się zazwyczaj najprostsze układy bez aktywnej korekcji współczynnika mocy, które negatywnie wpływają na jakość energii elektrycznej. Z drugiej strony, naturalnym charakterem generowanej energii elektrycznej dla alternatywnych źródeł energii jest (lub może być) również napięcie stałe.

Nie może więc szczególnie dziwić, że niektóre proponowane rozwiązania bazują na napięciu stałym jako na nowo proponowanym (po około 100 latach „zapomnienia”) medium dla sieci elektroenergetycznej.

Niektóre artykuły [1]-[5] proponują rozwiązanie hybrydowe: transmisja z wykorzystaniem istniejącej sieci napięcia przemiennego, natomiast do końcowego użytkownika trafia prąd o charakterze stałym.

Przykładowy schemat takiej nano sieci przedstawiono na rysunku 1 [4]. Według przytoczonych pozycji, transformator dystrybucyjny i aktywny prostownik napięcia zasila lokalną magistralę o napięciu 380VDC, które może zasilać odbiorniki wysokiej mocy, takie jak piekarnik, żelazko, płyta grzewcza czy odbiory z silnikami elektrycznymi, takie jak lodówka, pralka i suszarka. Do magistrali 380VDC

mogą zostać dołączone również przekształtniki przesyłające moc z odnawialnych źródeł energii, magazyny energii jak również pojazdy elektryczne. Do zasilania odbiorników wymagających niskiej mocy może być użyty pojedynczy wysokosprawny przekształtnik DC-DC np. 380V/12V...24V...48V zamiast wielu prymitywnych, diodowych lub aktywnych układów prostownikowych. Ponieważ nie ma obecnie żadnego standardu na tego typu nowoczesne rozwiązania, poziomy napięć i mocy są różne w zależności od opisywanych aplikacji lub w ogóle nie są zdefiniowane. Dla potrzeb niniejszych analiz przyjęto  $U_{in}=380V$ ,  $U_{out} = 48V$ .



Rys.1 Schemat nanosieci napięcia stałego

Omawiany przekształtnik wyróżniono na rysunku 1. Ma on za zadanie zasilać odbiory takie jak np. telewizory, komputery, zestaw audio, może również służyć do zasilania oświetlenia domu. Musi cechować się min. wysoką niezawodnością przy względnie niskim koszcie budowy i wysokiej efektywności przetwarzania. Ponadto, w przypadku awarii któregoś z elementów (najczęściej łączników półprzewodnikowych wchodzących w skład przekształtnika DC-DC - zwykle mają one kluczowy wpływ na niezawodność obwodu), pożądane jest, aby nie pozbawić odbioru całkowicie dostępu do energii elektrycznej, godząc się natomiast na ewentualne chwilowe, do momentu wymiany uszkodzonego modułu, obniżenie maksymalnej wydajności systemu podczas wymiany uszkodzonego modułu.

W literaturze można spotkać wiele artykułów na temat zagadnienia przekształtników redundantnych („redundant

converters”). Wszystkie przytoczone artykuły, w którym analizowane są układy zasilane z pojedynczego źródła, rozważają użycie przekształtników z dławikiem w obwodzie wejściowym, np. [6], [7], [8]. Inne podejście do tego problemu prezentują artykuły, rozważające wykorzystanie dwóch niezależnych źródeł zasilania, np. [9], [10].

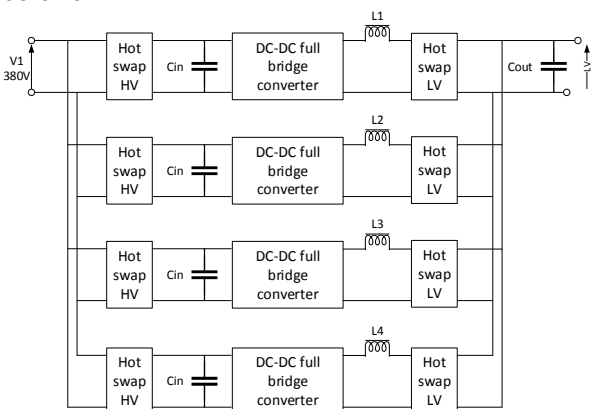
W tej pracy autor proponuje koncepcję oraz pierwsze wyniki badań symulacyjnych wykonanych przy użyciu programu LTSpice, izolowanego układu redundantnego przekształtnika DC-DC z kondensatorem w obwodzie wejściowym, który mógłby mieć zastosowanie w tego typu sieciach lokalnych zwanych popularnie jako nanosieci („nano-grids”) z wykorzystaniem tylko jednego źródła zasilania.

Topologia układu przekształtnika DC-DC może być praktycznie dowolna, nie jest ona głównym tematem prezentowanego rozwiązania.

### Zasada działania

Wielomodułowy przekształtnik DC-DC przedstawiony na rysunku 2 składa się z czterech identycznych modułów zawierających moduł hot-swap po stronie pierwotnej (hot swap HV), przekształtnik DC-DC i moduł hot swap po stronie wtórnej (hot swap LV).

Charakterystyczną cechą proponowanego rozwiązania są wspomniane moduły dodatkowe „hot-swap”. Umożliwiają one odłączenie uszkodzonego modułu bez przerywania pracy pozostałych, działających modułów przekształtnika, dzięki czemu odbiornik nie przestaje być zasilany. Następnie, po wymianie na moduł sprawny, możliwe jest automatyczne jego włączenie, również bez przerywania pracy pozostałych modułów i przy zachowaniu ciągłości zasilania.



Rys.2. Schemat blokowy proponowanego układu przekształtnika

Rysunek 3a przedstawia schemat modułu „hot-swap HV” pracującego po stronie pierwotnej przekształtnika.

Pomiędzy źródłem  $V1=380VDC$  i kondensatorem wejściowym  $C_{in}$  przekształtnika DC-DC (dla potrzeb symulacji przyjęto wartość  $C_{in}=1000\mu F$ ) zaimplementowano rodzaj analogowego, liniowego źródła prądowego. Źródło to przedstawione jest na rysunku 2 i pracuje jako liniowy ogranicznik prądu. Rezystor szeregowy  $R16$ , ustalający prąd zadziałania ograniczenia został tak dobrany, aby w przypadku pracy z nominalnym obciążeniem  $M1$  był w pełni nasycony powodując jak najmniejsze straty mocy. Zasilanie bramki tranzystora  $M1$  realizowane jest przez zewnętrzne źródło  $B4=12V$ . W momencie wzrostu prądu do wartości ok. 3 razy większej niż prąd nominalny, tranzystor  $Q1$  ogranicza napięcie bramki  $M1$ , utrzymując prąd przepływający przez  $M1$  na zadanej wartości. Praca układu w stanie pracy liniowej tranzystora  $M1$  jest realizowane przez użycie cyfrowego izolatora optycznego, którego

dioda wejściowa jest symbolizowana przez  $D3$  a obwód wyjściowy symbolizuje źródło napięciowe  $B6$ .

Stopień wyjściowy izolatora optycznego podłączony jest do wejścia kasującego przerzutnika  $RS$ , przedstawionego na rysunku 3b. Następnie, z zadaniem opóźnieniem ok.  $17\mu s$ , układ wykonawczy wyłącza  $M1$  poprzez zwarcie za pomocą tranzystora  $M2$  bramki tranzystora  $M1$ . Tranzystor  $M1$  pozostaje wyłączony, aż do ponownego wyzwolenia układu impulsem  $CLK$  podłączonym do wejścia ustawiającego przerzutnika.

Pozostałe elementy układu to:

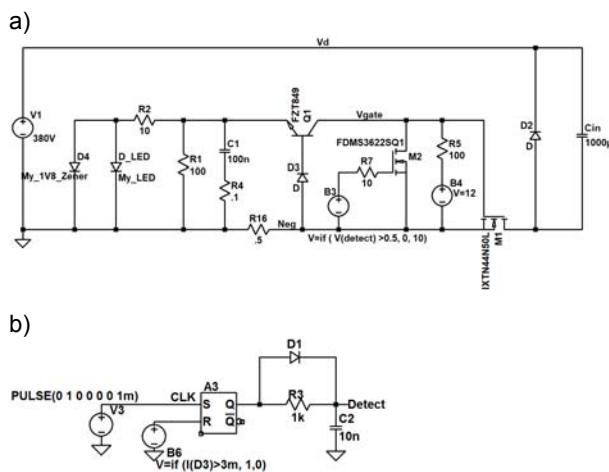
$V1$  – Źródło napięcia stałego  $380V$ . Jest to napięcie doprowadzone z sieci dystrybucyjnej

$C_{in}$  – Wejście przekształtnika obniżającego napięcie

$R1, R2$  – ograniczenie prądu bramki  $Q1$  i dzielnik prądu dla diody  $D3$

$D2$  – dioda zwrotna

Chwilowe straty wydzielane na tranzystorze  $M1$  są wysokie, gdyż nie wchodzi on w stan pełnego nasycenia, lecz pracuje w zakresie pracy liniowej. Dlatego też, aby średnie straty tranzystora  $M1$  kształtowały się na bezpiecznym poziomie, w rozpatrywanym przypadku działanie układu wyzwalane jest z częstotliwością  $1kHz$ .

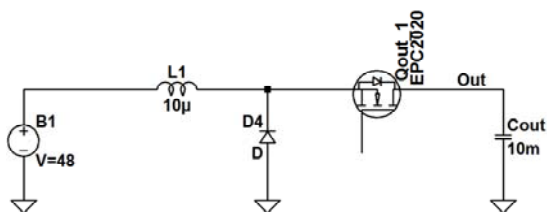


Rys.3. Schemat modułu „hot-swap HV” po stronie pierwotnej przekształtnika: (a) – schemat części wykonawczej; (b) – schemat układu sterowania

Planowana realizacja układu jedynie przy użyciu elementów analogowych umożliwia uzyskanie czasów reakcji wielokrotnie krótszych, niż przy zastosowaniu np. czujników prądu typu LEM i dodatkowych układów sterujących. Dlatego dławik wejściowy może zostać pominięty lub ew. jego wartość w omawianym rozwiązaniu może być niewielka (rzędu pojedynczego  $\mu H$ ) w porównaniu do [4], gdzie elementem ograniczającym jest dławik układu obniżającego napięcie.

Rysunek 4 przedstawia schemat modułu „hot-swap LV” pracującego po stronie wtórnej przekształtnika.

Układ składa się z tranzystora wyjściowego  $Q_{out}$  i diody zwrotnej  $D4$ . Tranzystor wyjściowy włączony jest w taki sposób, aby, w przypadku wystąpienia zwarcia po stronie wtórnej przekształtnika, nie dopuścić do przepływu prądu zwarcia od strony kondensatora wyjściowego  $C_{out}$  przez wbudowaną diodę zwrotną. Do swojego działania wykorzystuje również dławik wyjściowy  $L1$  przekształtnika DC-DC. W momencie wykrycia podwyższonej wartości prądu wyjściowego przez układ kontroli prądu wyjściowego, tranzystor  $Q_{out}$  zostaje wyłączony uniemożliwiając rozładowanie pojemności wyjściowej całego obwodu.



Rys.4 Schemat obwodu „hot-swap LV”

### Stany pracy układu

W pracy przekształtnika można wyróżnić następujące stany pracy:

1. Start całego systemu
2. Start pojedynczego modułu przekształtnika „na gorąco”
3. Praca normalna
4. Zwarcie po stronie pierwotnej pojedynczego modułu przekształtnika DC-DC
5. Zwarcie po stronie wtórnej przekształtnika DC-DC
6. Rozwarcie po stronie pierwotnej przekształtnika DC-DC
7. Rozwarcie po stronie wtórnej przekształtnika DC-DC

Z punktu widzenia rozważanych układów hot swap, krytyczne są stany 2: Start pojedynczego modułu „na gorąco”, 3: Praca normalna, 4: Zwarcie po stronie pierwotnej pojedynczego modułu przekształtnika i 6: zwarcie kondensatora wyjściowego przekształtnika

### Start pojedynczego modułu “na gorąco”

Ze względu na to, że zdecydowano się na topologię mającą na wejściu kondensator, dołączenie pojedynczego modułu do zasilonej sieci nie jest zagadnieniem prostym, jak podano to w [4], gdzie autorzy rozpatrują podobną sytuację mając szeregowo na wejściu układu diodki.

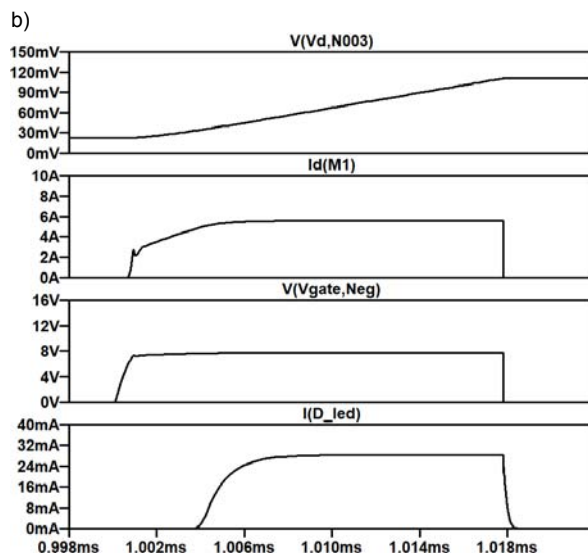
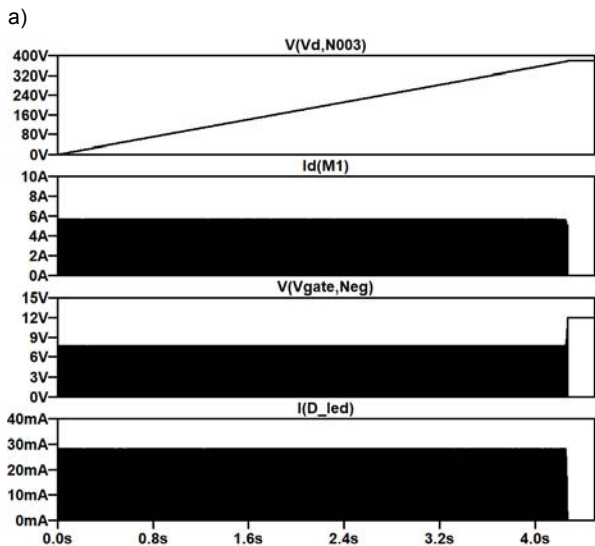
W rozpatrywanym stanie bramka tranzystora M1 ładuje się ze stałą czasową:

$$(1) T = R_5 \times C_{GS\_M1}$$

gdzie: T – stała czasowa,  $C_{GS\_M1}$  – pojemność wejściowa tranzystora M1

do momentu, aż tranzystor Q1 nie ograniczy dalszego narastania napięcia. Po zadany czasie ok. 17us tranzystor M1 jest wyłączany na około 1ms przez tranzystor M2.

Procedura jest powtarzana, aż do całkowitego naładowania pojemności wejściowej przekształtnika DC-DC (Kondensator Cin na rysunku 3a). Przebieg procesu ładowania przedstawiony jest na rysunku 5a i 5b



Rys.5 Proces startu pojedynczego modułu przekształtnika „na gorąco”: (a) cały proces ładowania, (b) kształt pojedynczego impulsu ładującego: (V(Vd,N003) – napięcie na kondensatorze wejściowym, Id(M1) – prąd tranzystora M1, V(Vgate,Neg) – napięcie bramki tranzystora M1, I(D\_led) – prąd wejściowy izolatora optycznego

Po pełnym naładowaniu pojemności wejściowej, możliwy jest bezpieczny start łączników modułu przekształtnika DC-DC, gdyż kondensator wyjściowy przekształtnika, Cout z rysunku 2 pozostaje cały czas naładowany do wartości ustalonej przez pozostałe, pracujące 3 moduły.

### Praca normalna

W tym stanie wszystkie przekształtniki pracują ze zbalansowanym obciążeniem wynoszącym 1/4 chwilowego obciążenia układu. Regulacja prądu wyjściowego każdego modułu odbywa się dzięki pomiarowi prądu diodki wyjściowego każdego z modułów przekształtnika. Problematyka równomiernego rozpyłu prądu pomiędzy kilkoma podłączonymi równolegle przekształtnikami w stanie normalnej pracy, skoków obciążenia i sytuacji awaryjnych była szeroko analizowana w literaturze [11], [12], [13] i nie jest rozważana w niniejszym artykule.

Układ ogranicznika prądu w module „hot-swap HV” jest w tym stanie „przezroczysty” dla prądu przekształtnika. M1 jest nasycony, napięcie na rezystorze R16 (rysunek 3a) jest zbyt małe, aby spolaryzować złącze baza-emiter tranzystora Q1.

### Zwarcie po stronie pierwotnej przekształtnika

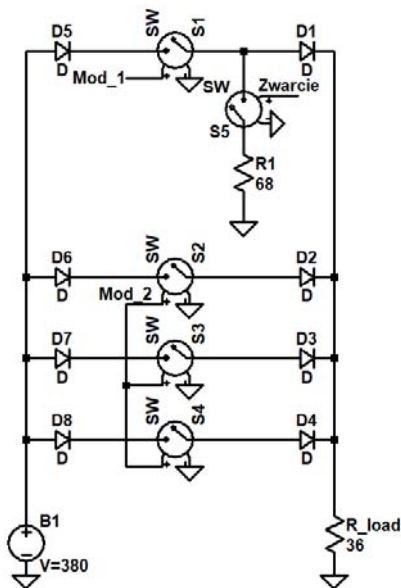
Stan ten zachodzi zazwyczaj w przypadku uszkodzenia na zwarcie któregoś z łączników pojedynczego modułu przekształtnika. W kolejnym półokresie przełączania modułu DC-DC przekształtnika może dojść do awarii drugiego łącznika w tej samej gałęzi, co powoduje zwarcie skrośne gałęzi przekształtnika. Inną prawdopodobną przyczyną jest zwarcie wewnętrzne kondensatora Cin.

W momencie wykrycia zwarcia układ „hot-swap HV” ogranicza prąd wejściowy do zadanej wartości, a następnie wyłącza uszkodzony moduł. Schemat zastępczy układu przekształtnika, w którym jeden z modułów jest uszkodzony przedstawia rysunek 6.

W analizowanym stanie pozostałe moduły są przeciążone o 1/3. Założono, że wykrycie stanu zwarcia następuje po 10 impulsach załączających. Jest to na tyle krótki czas (10ms), że pozostałe, przeciążone moduły nie

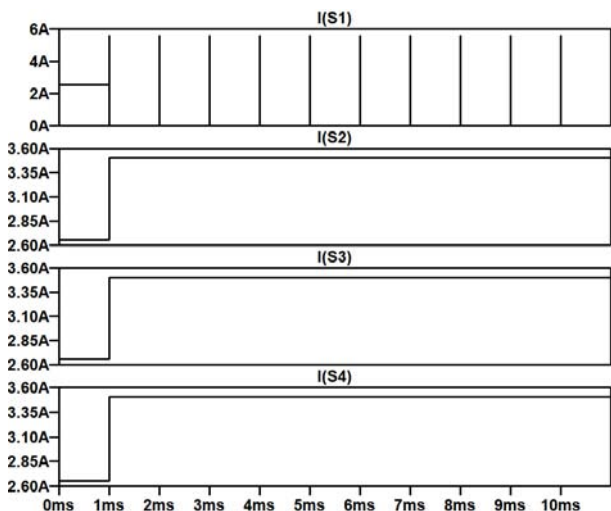
ulegą przegrzaniu. Po tym czasie, w zależności od algorytmu sterowania, wydajność prądowa układu może zostać zredukowana do poziomu 75% mocy znamionowej lub moduły będą nadal pracowały przeciążone. Bez względu na wybór, układ zgłosi błąd jednego modułu.

Wynik symulacji stanu zwarcia po stronie pierwotnej jednego z modułów przedstawia rysunek 7.



Rys.6 Uproszczony model przekształtnika w przypadku zwarcia po stronie pierwotnej jednego z modułów

- B1 – źródło zasilania przekształtnika
- R\_load – nominalne obciążenie przekształtnika widziane od strony pierwotnej
- R\_load – rezystancja zwarcia przy działającym układzie hot\_swap
- S1...S4 – moduły hot-swap
- D1...D4 – moduły są jednokierunkowe – eliminacja wpływu przekształtników na siebie nawzajem

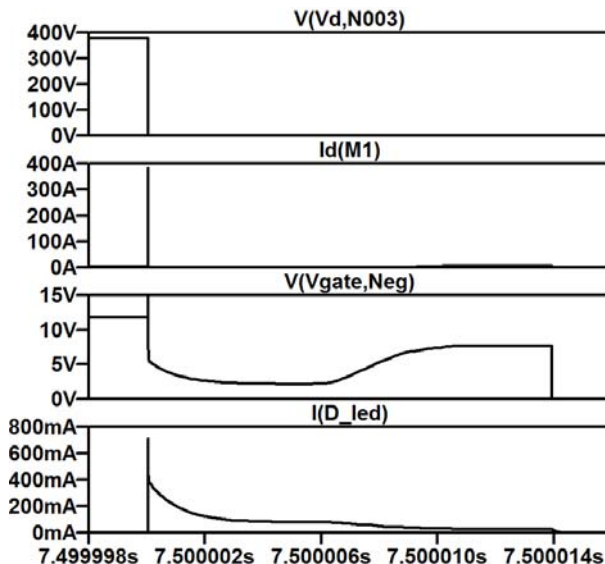


Rys.7 Wynik symulacji zwarcia pojedynczego modułu po stronie pierwotnej w uproszczonym modelu z rys. 5. Prądy każdego z czterech modułów.

Praca układu w tym stanie jest podobna do pracy w stanie 2: stan pojedynczego modułu „na gorąco”. Można jednak wyróżnić następujące różnice:

1. Napięcie na kondensatorze Cin (rys 3a) nie rośnie, pomimo wielokrotnych ponownych załączeń tranzystora M1.

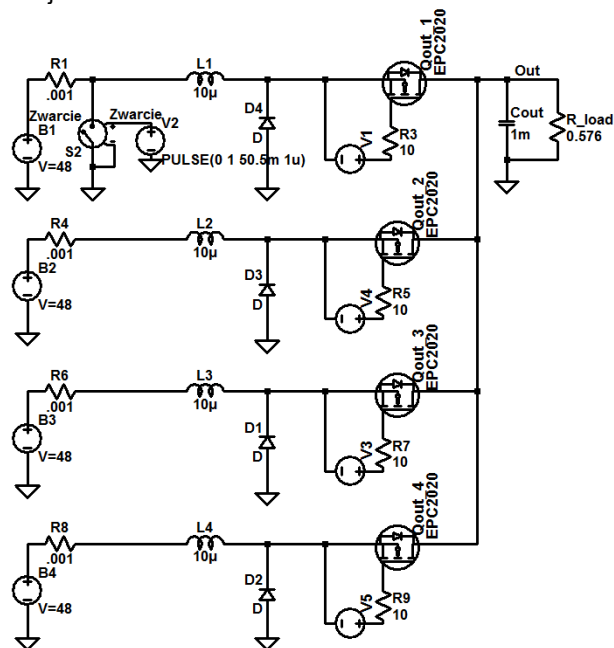
2. W momencie zwarcia, ze względu na skończoną szybkość działania układu, nieograniczony indukcyjnością prąd powoduje powstanie wysokiego, krótkiego impulsu prądu (w analizowanym obwodzie bez żadnej indukcyjności jest to ok. 360A w czasie ok. 50ns). Ilustruje to rysunek 8



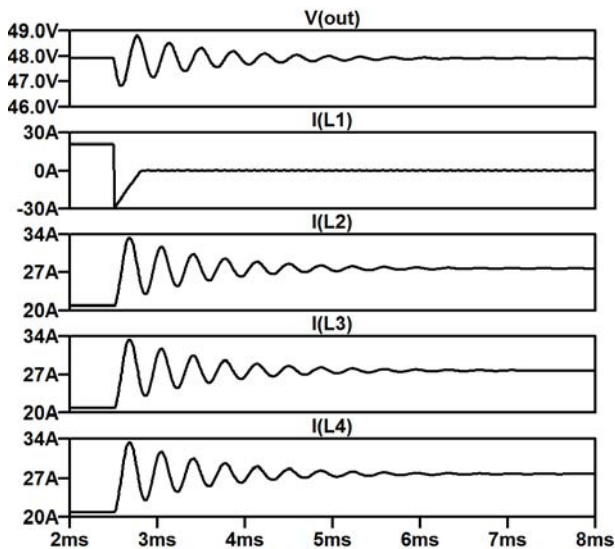
Rys.8 Zwarcie po stronie pierwotnej modułu przekształtnika ukazujące działanie układu hot-swap – pierwszy impuls zwarcia: V(Vd,N003) – napięcie na kondensatorze Cin – Rys. 2a, Id(M1) – prąd tranzystora M1, V(Vgate,Neg) – Napięcie bramki tranzystora M1, I(D3) – prąd diody wejściowej izolatora optycznego

### Zwarcie po stronie wtórnej przekształtnika

Stan ten zachodzi zazwyczaj w przypadku uszkodzenia któregoś z łączników po stronie wtórnej przekształtnika. Schemat układu przekształtnika w stanie zwarcia po stronie wtórnej jednego z modułów składowych przedstawiono na rysunku 9, natomiast rysunek 10 przedstawia wynik symulacji.



Rys.9 Schemat zastępczy strony wtórnej układu w przypadku stanu zwarcia po stronie wtórnej



Rys.10 Przebiegi czasowe w stanie zwarcia jednego modułu po stronie wtórnej: V(out) – napięcie wyjściowe przekształtnika, I(L1), I(L2), I(L3), I(L4) – prąd wyjściowy każdego z czterech modułów

Ze względu na zastosowany dławik wyjściowy w każdym z modułów składowych przekształtnika, narastanie prądu zwarcia jest w tym wypadku znacznie mniej dynamiczne niż we wcześniej opisanych stanach 2 i 4. Szczególnie, że podczas normalnej pracy prąd w dławiku wymuszany jest w kierunku przeciwnym do naturalnego kierunku przepływu prądu w trakcie pracy.

Detekcja tego stanu może odbywać się np. poprzez zastosowany w każdym z modułów układ pomiaru prądu, wykorzystywany również do równoważenia obciążenia pomiędzy modułami. W przypadku wykrycia ujemnego prądu następuje wyłączenie modułów „hot-swap LV” oraz „hot-swap HV”. W przedstawionym poniżej układzie założono, że detekcja ujemnej wartości prądu oraz wyłączenie odpowiedniego tranzystora Qout wynosi 10us.

### Rozwarcie po stronie pierwotnej/wtórnej pojedynczego modułu

Detekcja tego stanu odbywa się przy wykorzystaniu czujnika prądu wyjściowego. Jeśli zostanie stwierdzony nagły zanik prądu jedynie w jednym z modułów składowych przekształtnika, następuje wyłączenie tranzystora M1 pracującego w układzie „hot-swap HV” (rys.xxxx) oraz tranzystora Qout w układzie „hot-swap LV” (rys.xxxx) odpowiedniego modułu oraz sygnalizacja stanu awaryjnego.

### Analiza strat mocy

Wstępnie przeanalizowano straty mocy związane z dodatkowymi elementami obwodu.

Z punktu widzenia strat najważniejsze są stany 2: start pojedynczego modułu na gorąco i stan 3: praca normalna.

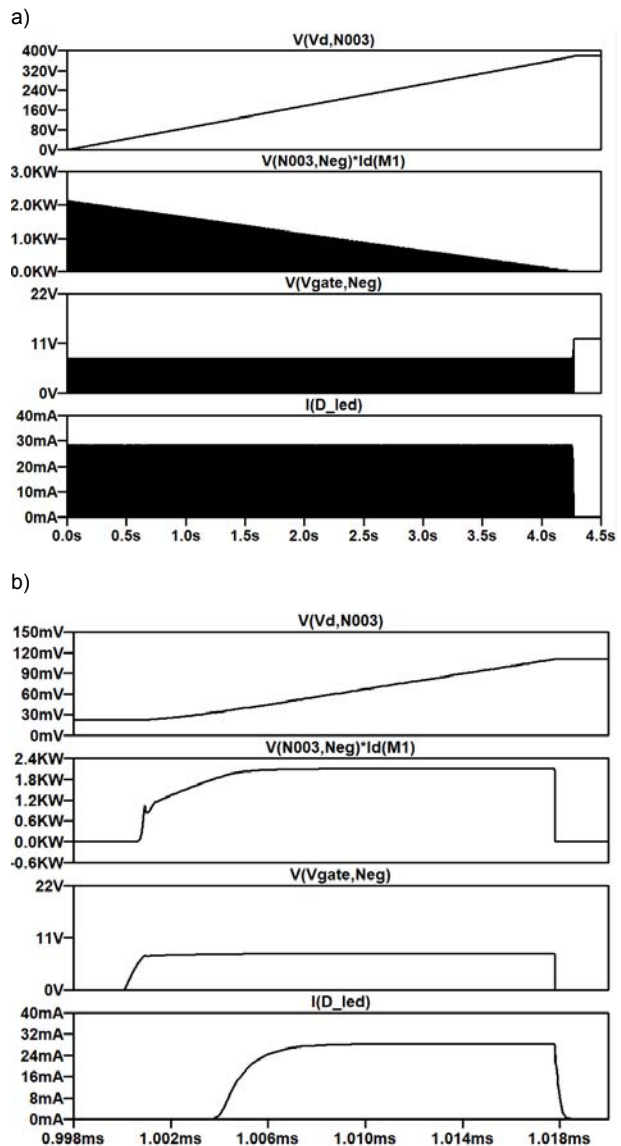
#### Straty w stanie 2

Straty, jakie zostaną wydzielone po stronie pierwotnej obwodu, szczególnie w tranzystorze M1 modułu „hot-swap HV” w trakcie impulsowego ładowania kondensatora wejściowego przedstawiono na rysunku 11.

W początkowej fazie ładowania pojemności wejściowej, w czasie trwania impulsu (przez ok. 17us), chwilowe straty mocy w tranzystorze M1 są wysokie i dochodzą do ok. 2,1kW, co ilustruje rysunek 9b). Wraz ze wzrostem napięcia na kondensatorze Cin, moc wydzielana na M1 spada proporcjonalnie do napięcia. Ze względu na długie przerwy (1ms) między impulsami, średnie straty na tranzystorze nie

są wysokie. Ze wstępnych symulacji wynika, że dla przyjętych założeń, podczas procesu ładowania, średnie straty przewodzenia za okres pierwszych przebiegów wynoszą ok. 35W, zgodnie z wewnętrznymi wyliczeniami programu LTSpice.

W trakcie procesu ładowania kondensatora Cin średnie straty okresowe zmniejszają się i wynoszą ok. 16,6W jako średnia z całego procesu ładowania.



Rys.11 Straty w tranzystorze Q1 w trakcie procesu ładowania pojemności wejściowej: V(Vd,N003) – Napięcie na kondensatorze Cin, V(N003,Neg)\*Id(M1) – moc wydzielona na tranzystorze M1, V(Vgate, Neg) – Napięcie bramki tranzystora M1, I(D\_led) – prąd diody wejściowej izolatora optycznego: a) cały proces ładowania, b) pojedynczy impuls ładowania pojemności wejściowej

#### Straty w stanie 3

W przypadku pracy normalnej straty w obwodzie „hot-swap HV” wynoszą dla wybranego tranzystora (przykładowy tranzystor krzemowy typu IXTN44N50L) ok. 1,3W i wynikają jedynie ze strat przewodzenia. Ponadto, na rezystorze pomiarowym w trakcie pracy wydzielają się straty na poziomie ok. 3,5W.

Ze względu na to, że proponowany przekształtnik jest typu obniżającego napięcie, kluczowe są straty mocy w tranzystorze wyjściowym. Zdecydowano się na użycie elementów GaN EPC2020. Dla nominalnego obciążenia

straty mocy na pojedynczym tranzystorze kształtują się na poziomie 3,2W @Tj=125st.C

Po zsumowaniu strat przewodzenia po stronie pierwotnej i stronie wtórnej osiągnięte straty wynoszą ok. 32W, co dla 4-modułowego przekształtnika o nominalnej mocy 4kW powoduje zmniejszenie sprawności o ok. 0,8%

#### Wnioski i planowane prace w najbliższej przyszłości

W niniejszym artykule przedstawiono pomysł oraz pierwsze wyniki badań symulacyjnych układu modułowego, redundanтного przekształtnika DC-DC, którego stopień wejściowy stanowi kondensator. Ze względu na rozwiązanie analogowe umożliwiające osiągnięcie bardzo wysokiej szybkości reakcji, użycie dławika łączącego obie pojemności wydaje się być niepotrzebne.

Kolejnym krokiem jest planowana budowa układu rzeczywistego kompletnego modułu. Pozwoli to na praktyczną weryfikację wyników symulacji układu hot-swap. Planowane jest zbudowanie kompletnego przekształtnika składającego się z czterech modułów w oparciu o topologię Phase-Shift ZVS. Ponadto, tego typu topologia wielomodułowego przekształtnika umożliwia pracę każdego z modułów przy innej i rozmytej częstotliwości przełączania, co powinno zdecydowanie zmniejszyć generowane zakłócenia EMC, oraz impulsy prądu dla kondensatorów wejściowych i wyjściowych.

**Autor:** Mgr. Inż. Krzysztof Obrębski, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, pl. Politechniki 1 Warszawa, E-mail: Krzysztof.obrebski@ee.pw.edu.pl.

#### LITERATURA

- [1] Zeltner S., Endres S "Power Electronics for Smart Micro and Nano Grids Controlled by a Novel Two-Wire Interface with Integrated Power and Signal Transfer" 2014 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP)
- [2] Shwehdi M.H., RajaMohamed S. Proposed Smart DC Nano-Grid for Green Buildings —A Reflective View 3rd International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Milwaukee, USA 19-22 Oct 2014
- [3] Chew S.H., Tseng K.J., Hoan Thong Nguyen, An Energy Efficient 48Vdc Bipolar ELVDC LED Lighting System in a High-Rise Building, IEEE PEDS 2015, Sydney, Australia 9 – 12 June 2015
- [4] Chen F., Burgos R., Boroyevich D., A Transformerless Single-Phase Utility Interface Converter to Attenuate Common-Mode Voltage for DC Microgrid, *IEEE Trans. Magn.* 2017, 157-162
- [5] Ryu M., Kim H., Baek J., Jung, Effective Test Bed of 380-V DC Distribution System Using Isolated Power Converters, *IES Trans. Magn.* 62 (2015), n.7, 4525-4536
- [6] Nan Ch., Angkititrakul S., Liang Z., Optimal Design of a Redundant High Current DC/DC, *IEEE Trans Magn.* 2015, 2109-2115
- [7] Gleissner M., Bakran M. M., Operation of Fault-Tolerant Non-Isolated Multiphase 3-Level DC-DC Converters for 48 V Automotive Power Systems, ECCE- Europe EPE2015, 1-10, Conference Publication
- [8] Tarisciotti L., Zanchetta P., Watson A., Bifaretti S., Clare J. C., Wheeler P. W., Active DC Voltage Balancing PWM Technique for High-Power Cascaded Multilevel Converters, *IEEE Trans. Magn.* 61 (2014), n.11, 6157-6166
- [9] Mashra S., Zhou X., Design Considerations for a Low-Voltage High-Current Redundant Parallel Voltage Regulator Module System, *IEEE Trans. Magn.* 58 (2011), n.4
- [10] White R. V., Using Redundant DC Power In High Availability Systems, *IEEE Trans. Magn.* 2006, 848-853
- [11] Perkinson J., Current sharing of Redundant DC-DC Converters in High Availability Systems – A Simple Approach, IEEE APEC 1995, 952-956 vol.2 Conference Publication
- [12] Shimamori H., Itakura K., Yamashita S. Kohama T., Ninomiya T, Abnormal Phenomenon of Output-Voltage Increase and Its Solution in a Parallel-Redundant DC-DC Converter System with Current Sharing Control, IEEE INTELEC 2005, 557-562 Conference Publication
- [13] Butticchi G., Andresen M., Costa L., Liserre M., Modular DC/DC Converter Structure with Multiple Power Flow Paths for Smart Transformer Applications, ECCE-Europe EPE2015, 1-9, Conference Publication