

# Szybka, dwukwadrantowa przetwornica DC/DC

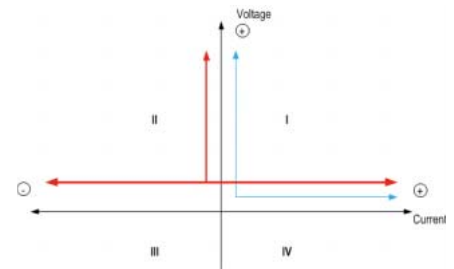
*Spełnienie warunku zachowania dużej sprawności przy jednoczesnym modulowaniu i generowaniu napięcia o określonym kształcie jest możliwe tylko w układzie dwukwadrantowej przetwornicy DC/DC. W takiej przetwornicy moc przepływa w dwóch kierunkach: naprzód, gdy jest ona dostarczana do obciążenia oraz wstecz, gdy obciążenie oddaje moc. W artykule opisano łatwy sposób, w który można zbudować taką przetwornicę oraz pryncypia jej działania.*

Jak pokazano za pomocą niebieskiej linii na **rysunku 1**, standardowe źródło zasilania o jednym napięciu wyjściowym może dostarczać tylko napięcie dodatnie oraz dodatni prąd w umownym kierunku w przód, tj. do obciążenia. Taki rodzaj przetwornicy nazywa się jednokwadrantową. Jeśli źródło zasilania pozwala na odwrócenie przepływu mocy – jak pokazano na rys. 1 za pomocą czerwonej linii – to wówczas mówimy o dwukierunkowym lub dwukwadrantowym źródle zasilania. W takim wypadku napięcie ma potencjał dodatni, ale prąd może być dodatni lub ujemny.

Najprostszym i najlepszym przykładem przetwornicy dwukwadrantowej (TQPS, *Two Quadrant Power Supply*) jest konwerter synchroniczny w topologii *buck*. Wielu inżynierów zajmujących się konstruowaniem źródeł zasilania popełnia błąd uznając prostownik synchroniczny za główną przyczynę dużej sprawności uzyskiwanej przez przetwornicę. Jej najważniejszą zaletą jest dwukierunkowy przepływ mocy przejawiający się w możliwości dostarczania oraz odbierania prądu z obciążenia. Ta właściwość znajduje odzwierciedlenie w nadążaniu przetwornicy za zmianami obciążenia – lepszą dynamiką napięcia wyjściowego, niemożliwą do osiągnięcia za pomocą standardowej przetwornicy *buck* z diodą prostowniczą. W **tabeli 1** zamieszczono porównanie przetwornic *buck*

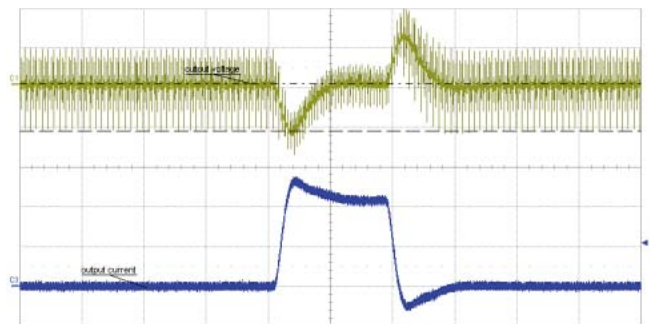
z prostownikiem synchronicznym oraz diodą prostowniczą.

Trzecia z właściwości przetwornicy wymienionych w tabeli jest również ważna. Zasilacz z prostownikiem synchronicznym nie potrzebuje minimalnego obciążenia, aby móc pracować w trybie ciągłym (ciągły przepływ prądu w indukcyjności przechowującej energię). Ze względu na możliwość przepływu prądu w kierunku od obciążenia, współczynnik wypełnienia pozostaje stały w całym zakresie obciążenia. Dzięki pracy w trybie ciągłym można zbudować przetwornicę o bardzo dynamicznej, silnopiędowej odpowiedzi impulsowej na raptowną zmianę obciążenia. W scenariuszu najgorszym dla każdego



**Rysunek 1.** Porównanie mocy dostarczanej przez przetwornice: typową (kolor niebieski) i dwukwadrantową (kolor czerwony)

źródła zasilania następuje raptowna zmiana od braku przepływu prądu wyjściowego do pełnego obciążenia, a następnie od pełnego obciążenia do jego braku, jak pokazano na **rysunku 2**. Jak można zaobserwować, system dostarcza dużą energię do obciążenia,



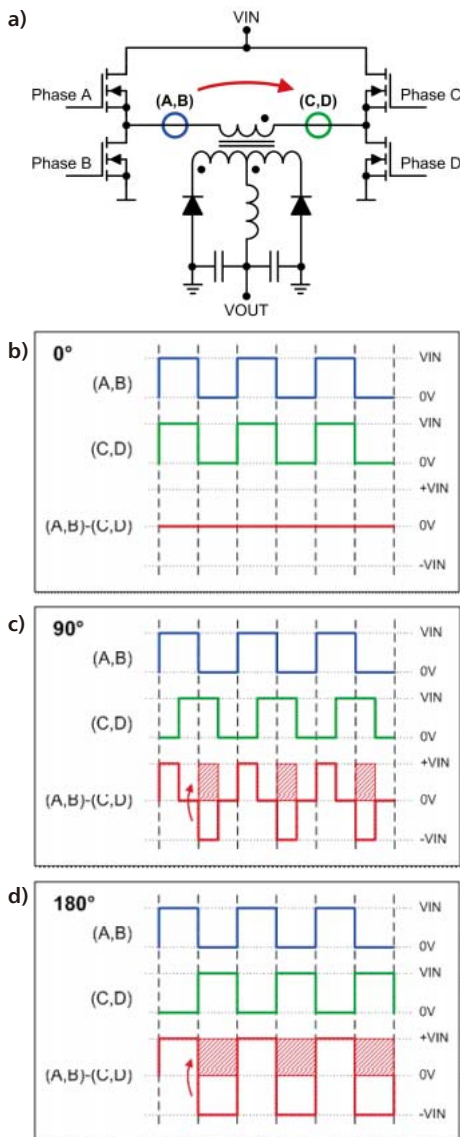
**Rysunek 2.** Przykład gwałtownej, skokowej zmiany obciążenia

**Tabela 1.** Porównanie przetwornic *buck* z prostownikiem synchronicznym i diodą prostowniczą

Właściwość	Prostownik synchroniczny	Dioda prostownicza
Możliwość dostarczania mocy do obciążenia za pomocą tranzystora <i>high side</i> .	Tak	Tak
Możliwość odbierania mocy z obciążenia za pomocą tranzystora <i>low side</i> .	Tak	Nie
Możliwość nieprzerwanej pracy w ciągłym trybie przewodzenia.	Tak	Nie

**Tabela 2.** Porównanie topologii pełnomostkowego przełącznika i przesuwника fazowego

Przełączanie pełnomostkowe	Pełnomostkowy przesuwnik fazy ZVT
Topologia PWM (współczynnik wypełnienia 0...50%).	Topologia przesuwnika fazowego (stały współczynnik wypełnienia, zbliżony do 50%).
Dla współczynnika wypełnienia zbliżonego do 0% wymaga szerokopasmowego drivera bramki.	Wypełnienie impulsu jest stałe, zbliżone do 50% i dlatego sterowanie bramką nie jest krytyczne i może być dobrze zoptymalizowane.
Wyższe straty z tytułu przełączania przy wyższym napięciu pracy.	Mniejsze straty z tytułu przełączania przy wyższym napięciu roboczym ze względu na przełączanie w zerze napięcia.
Mniejsze straty z tytułu przełączania przy niewielkim obciążeniu ze względu na przełączanie w połowie napięcia roboczego.	Wyższe straty przy niewielkim obciążeniu ze względu na przełączanie przy pełnym napięciu zasilającym.
Oscylacje o wysokiej częstotliwości w węzłach przełączających.	Brak oscylacji o wielkiej częstotliwości ze względu na prąd krążący (zawsze aktywne są dwa tranzystory MOSFET).
Może używać jednokierunkowego przełącznika (IGBT).	Musi używać przełączników dwukierunkowych (MOSFET).



Rysunek 3. Uproszczony schemat przetwornicy dwukwadrantowej oraz sygnały sterujące pracą prostownika synchronicznego

aby przezwyciężyć spadek napięcia (znacznik M1), ale również odbiera tę samą ilość energii (znacznik M2) aby zablokować i zredukować przepięcie.

**Topologia pełnomostkowego przesuwника fazowego oraz prostowanie synchroniczne**

Topologia pełnomostkowego przesuwника fazowego jest używana coraz powszechniej. Jej głównym konkurentem jest pełnomostkowy przełącznik. Główne różnice pomiędzy topologiami zamieszczono w tabeli 2. Na podstawie zaprezentowanych właściwości obu topologii można powiedzieć, że aplikacje o napięciu wyjściowym niższym od 100 V niczego nie zyskują dzięki topologii przesuwника fazowego. Głównym powodem jej stosowania jest łatwiejsze i dobrze zoptymalizowane sterownie bramkami tranzystorów przełączających oraz brak zaburzeń w węzłach przełączających. Jednak wraz ze wzrostem napięcia wyjścio-

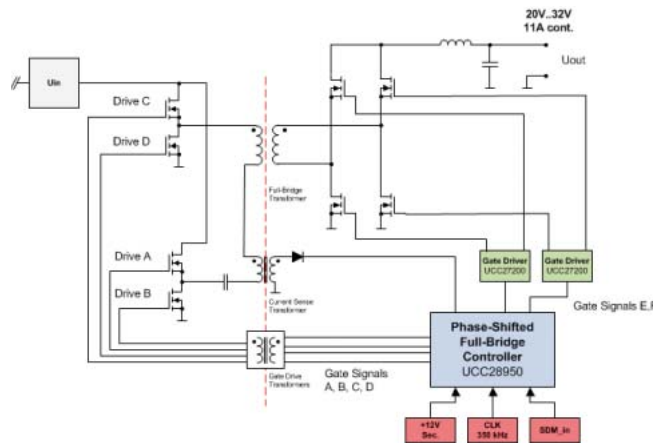
wego, coraz większe znaczenie zaczyna odgrywać sprawność, co jest dobrym powodem do stosowania topologii przesuwника.

Na rysunku 3 pokazano uproszczony schemat przetwornicy z przesuwnikiem fazowym (rysunek 3a) oraz przebiegi sygnałów w najważniejszych punktach obwodu (rysunek 3b...3d). Sygnały sterujące bramkami A i B zawsze mają przeciwną fazę, tę samą częstotliwość i ten sam współczynnik wypełnienia. W związku z tym doprowadzenia (A, B) są dołączane albo do masy, albo do potencjału VIN. To samo dotyczy doprowadzeń C i D oraz sygnałów nimi sterujących.

Na rys. 3b zaznaczono na czerwono napięcie na uzwojeniu pierwotnym, gdy przesunięcie fazowe pomiędzy doprowadzeniami A i B oraz C, i D wynosi 0°. W takim wypadku obie strony transformatora są dołączone, albo do VIN, albo do masy. Napięcie wyjściowe transformatora wynosi 0 V i nie płynie żaden prąd.

Na rys. 3c pokazano sygnały A i B przesunięte w fazie o 90° względem sygnałów C, i D. Teraz w pierwszej ćwiartce okresu na transformatorze występuje napięcie o umownym kierunku dodatnim, zaznaczonym strzałką. Powoduje to wygenerowanie napięcia po stronie wtórnej oraz przepływ prądu. W czasie drugiej ćwiartki, napięcie VIN jest podawane na oba uzwojenia transformatora, więc uzwojenie pierwotne zostaje zwarte i po stronie wtórnej nie występuje napięcie. W trzeciej ćwiartce na uzwojeniu pierwotnym transformatora występuje napięcie o przeciwnej polaryzacji, co powoduje wygenerowanie po stronie wtórnej napięcia o przeciwnej polaryzacji w porównaniu z występującym w czasie trwania pierwszej ćwiartki. Po stronie wtórnej napięcie jest prostowane, jak pokazano na zakreskowanej części wykresu. Przy przesunięciu fazowym o 90° współczynnik wypełnienia wynosi 50%.

Jeśli przesunięcie fazowe zostanie zwiększone, wzrasta współczynnik wypełnienia sygnału po stronie wtórnej i w związku z tym rośnie napięcie wyjściowe. Maksymalne napięcie wyjściowe jest osiągane przy przesunięciu fazowym wynoszącym 180°, co

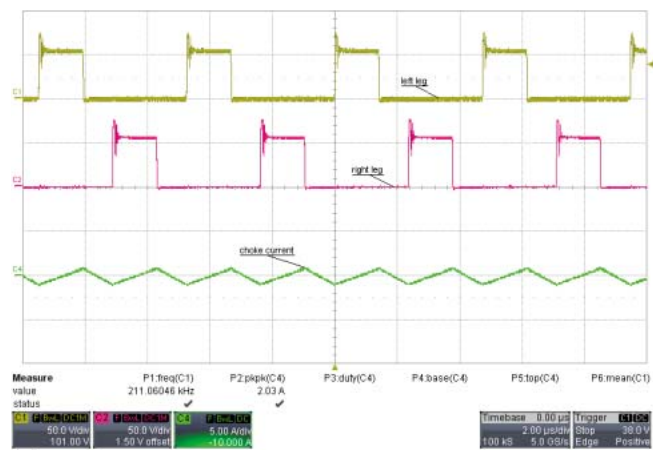


Rysunek 4. Uproszczony schemat proponowanego systemu zasilania

skutkuje 100% współczynnikiem wypełnienia na wyjściu, jak pokazano rys. 3d.

**Poprawa pasma przenoszenia pętli w systemach z izolacją galwaniczną**

Normalnie kontroler jest umieszczany po stronie pierwotnej i generuje sygnały PWM dla elementów przełączających. W przetwornicy, której schemat pokazano na rys. 3a jest niezbędny specjalny driver dla tranzystora kluczującego pracującego po stronie potencjału zasilania – high side. Ze względu na „pływający” punkt przełączania, który jest punktem odniesienia dla bramki tranzystora, „pływa” również potencjał jego bramki. Tworzy to problemy związane ze sterowaniem tranzystora. W systemach pracujących przy niskim napięciu zasilania można zastosować transformator sterujący bramką lub układ scalony drivera półmostka ze zintegrowaną diodą boot strap. Dla topologii pełnego mostka potrzebne są takie dwa symetryczne obwody. Jeśli po stronie wtórnej włączono prostownik synchroniczny, to aby nim sterować trzeba przekazywać sygnały PWM poprzez barierę izolacji. Można to zrobić używając transformatora lub izolatorów cyfrowych ISO7920 będących w istocie bardzo szybki-



Rysunek 5. Przebiegi napięć i prądu dławika w charakterystycznych punktach przetwornicy

mi transoptorami. Potrzebujemy również zamknąć pętlę sprzężenia zwrotnego poprzez barierę izolacji, zwykle również za pomocą transoptora. Jednak transoptor ma długie czasy włączenia i wyłączenia, dużą rozrzut parametru CTR (*Current Transfer Ratio*) oraz problemy związane ze zmianą parametrów w czasie i dlatego nie może być stosowany w niektórych aplikacjach (np. w wyrobach motoryzacyjnych lub przemysłu zbrojeniowego).

Aby zwiększyć szerokość pasma przenoszenia pętli sprzężenia zwrotnego oraz niezawodność systemu, jednocześnie nie podnosząc nadmiernie jego kosztu, można zastosować konfigurację pokazaną na **rysunku 4**. Kontroler jest włączony po stronie wtórnej umożliwiając zamknięcie pętli sprzężenia zwrotnego bez potrzeby stosowania transoptora. Sygnały dla prostownika synchronicznego mają teraz ten sam potencjał odniesienia co kontroler, więc nie ma potrzeby stosowania drogich izolatorów cyfrowych. Sygnały, które teraz są przekazywane poprzez barierę potencjału to sygnał PWM dla mostka oraz sygnał z czujnika prądowego. Jak wspomniano, do sterowania bramkami można użyć transformatorów sprzęgających. Jeśli są one używane, to izolacja galwaniczna jest zapewniana a priori. Należy tylko zwrócić uwagę na napięcie przebicia izolacji. Obwód zaprezentowany na rys. 4 ma jednak jedną wadę – wymaga odizolowanego galwanicznie pomocniczego źródła napięcia zasilania dla strony wtórnej. Bez niego przetwornica w ogóle nie uruchomi się.

Prostownik synchroniczny pokazany na schemacie powoduje, że konwerter jest dwukierunkowy (dwukwadrantowy). Na **rysunku 5** pokazano przebiegi napięcia na „lewych” i „prawych” doprowadzeniach mostka prostowniczego włączonego po stronie wtórnej. Zielona linia ilustruje prąd uzwojenia dławika wyjściowego. Jak można zauważyć, prąd współgra ze współczynnikiem wypełnienia sygnału. Dołączając obciążenie do wyjścia przetwornicy spowodujemy przesunięcie się przebiegu w stronę wartości dodatnich lub w stronę wartości ujemnych, zależnie od kierunku przepływu energii. Współczynnik wypełnienia zmienia się jedynie podczas gwałtownych zmian obciążenia. W stanie stabilnym pozostaje stały w całym zakresie obciążenia nominalnego.

## Modulowanie napięcia wyjściowego

Przyjrzyjmy się technikom śledzenia kształtu oraz modulacji napięcia wyjściowego przetwornicy. Posłużymy się w tym celu wykresami zamieszczonymi na **rysunku 6**. Kolorem czerwonym oznaczono kształt wyjściowego napięcia RF. Linia niebieska reprezentuje poziom napięcia systemu ze stałym napięciem występującym na wzmacniaczu

mocy. Na wykresie straty mocy są wprost proporcjonalne do długości czerwonej strzałki. Mając możliwość modulowania napięcia zasilania (reprezentowanego przez zieloną linię), staje się możliwe znaczne zmniejszenie średnich strat mocy, co powoduje obniżenie poboru energii oraz kosztu zastosowanych elementów chłodzących. To wszystko jest możliwe tylko przy zastosowaniu topologii TQPS.

Czas powtarzania modulacji może być rzędu kilkuset Hz, a amplituda modulacji może być większa niż 12 Vpp. Jeśli przyjmiemy 500  $\mu$ s jak maksymalny czas narastania lub opadania zbocza napięcia wyjściowego, to należy użyć modulacji sygnałem o częstotliwości 1 kHz. Regulując okresowo napięcie w warunkach pracy bez obciążenia, konwerter równocześnie ładuje lub rozładuje pojemności dołączone do wyjścia. W związku z tym, że na wyjściu przetwornicy oraz we wzmacniaczu RF zwykle są włączone kondensatory o dużej pojemności, jasne jest, że ich optymalizacja odgrywa kluczową rolę.

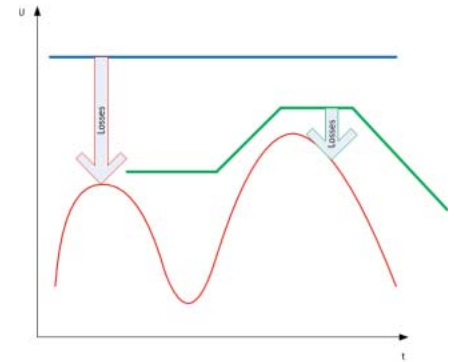
Zwykle filtr wyjściowy jest filtrem LC. Indukcyjność musi być dławikiem o niewielkiej rezystancji  $R_{ESR}$ , małych stratach w rdzeniu, mającym zdolność przewodzenia prądu o ok. 25% większym natężeniu, niż maksymalny prąd wyjściowy. Kondensator – najczęściej elektrolityczny – musi mieć wystarczająco dużą pojemność, aby skutecznie filtrować sygnały o częstotliwościach o dwie dekady niższych, niż częstotliwość kluczowania przetwornicy. To tylko wstępny szacunek – przy dalszych rozważaniach trzeba uwzględnić wymagania odnośnie do odpowiedzi przetwornicy na gwałtowne zmiany obciążenia.

Przyjmując założenia jak wyżej (1 kHz, 12 Vpp) wykonajmy obliczenia dla kondensatora o pojemności 160  $\mu$ F. Jeśli obliczymy straty mocy powodowane przez  $tg \delta$  – *straty w kondensatorze* otrzymamy następujące wyrażenie:

$$Pd = tg \delta \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C = 0,1 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 10^3 \cdot 1,6 \cdot 10^{-4} \cdot 4,25 = 2 \text{ W}$$

Biorąc pod uwagę, że przebieg modulujący jest falą sinusoidalną o częstotliwości 1 kHz, amplituda modulacji wynosi 12 Vpp. Gdybyśmy mieli do czynienia z sygnałem trójkątnym, straty mocy byłyby większe ze względu na częstotliwości harmoniczne. Dodatkowo, straty występują na skutek zaburzeń przy przełączaniu. To wszystko skutkuje dużymi stratami w niewielkim kondensatorze, pracującym w wysokiej temperaturze otoczenia.

Alternatywnie można zastosować kondensator ceramiczny. Dziesięć lub dwadzieścia takich kondensatorów (standardowo 10  $\mu$ F/50 V, X7R) jest niezbędnych, aby skutecznie filtrować napięcie wyjściowe i sta-



**Rysunek 6. Podstawowe zasady śledzenia kształtu napięcia i modulowania przebiegu wyjściowego**

nówi wystarczająco małą impedancją dla gwałtownych zmian obciążenia.

Jednak Kondensator elektrolityczny ma „magiczną” właściwość w okolicach swojego niskoczęstotliwościowego zera:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C}$$

Dla danego typu kondensatora może to być np.  $f_z = 25$  kHz. To zero podnosi fazę stopnia mocy i zmienia nachylenie zbocza z  $-2$  do  $-1$ , umożliwiając kompensację pętli w zakresie sygnałów o wyższych częstotliwościach. Używając kondensatorów ceramicznych, które mają bardzo małą rezystancję  $R_{ESR}$ , częstotliwość  $f_z$  przenosi się w zakres sygnałów o ok. 10 razy wyższej częstotliwości ( $> 250$  kHz). To powoduje niestabilność, ponieważ nachylenie zbocza wynosi  $-2$  i przesuwają praktyczną częstotliwość przenoszenia do sygnałów o niskich częstotliwościach, który jest poza obszarem zainteresowania. Obie te sytuacje można zobaczyć na symulacji pokazanej na **rysunku 7**. Można na nim dostrzec, że używając samych kondensatorów ceramicznych powoduje się duże straty fazy i uzyskuje wielką dobroć filtra (duży pik w obszarze częstotliwości rezonansowej, czerwona linia). Używając rezystorów włączonych szeregowo z bankiem kondensatorów ceramicznych, przywracana jest faza oraz tłumiony filtr (linia zielona). Nowa wartość rezystancji  $R_{ESR}$  wynosi 50 m $\Omega$  i jest zbliżona do  $R_{ESR}$  kondensatora elektrolitycznego. Jest to powodem, dla którego te dwie krzywe są tak blisko siebie. Wartość rezystancji może być większa (dając szerszy margines fazy), ale jest ograniczona przez napięcie tętnień. W związku z tym, że impedancja banku kondensatorów jest teraz znacznie niższa w porównaniu z zewnętrznym  $R_{ESR}$ , całkowite napięcie tętnień mierzone na wyjściu jest teraz spadkiem napięcia na dodatkowej rezystancji wywołanym przez prąd tętnień. Z jednej strony, napięcie tętnień jest podawane przez specyfikację, natomiast z drugiej prąd tętnień jest ograniczona przez tę rezystancję zewnętrzną. Aby właściwie dobrać rezystor  $R_{ESR}$  trzeba uwzględnić straty mocy:



Straty z tytułu prądu tętnień (prądów o wysokiej częstotliwości) –  $P_{d\_ripple}$ .

Straty modulacji (straty o niskiej częstotliwości) –  $P_{mod\_sine}$ ,  $P_{mod\_trian}$ .

Straty powodowane przez duże zmiany prądu w obciążeniu –  $P_{peak}$ .

Te straty są wyliczane w następujący sposób:

$$P_{d\_ripple} = R \cdot I_{rms}^2$$

$$P_{mod\_sine} = R \frac{(\omega CU)^2}{1 + (\omega CR)^2}$$

(dla sygnału sinusoidalnego)

$$P_{mod\_trian} = RC^2 D \left( \frac{\Delta U}{\Delta t} \right)^2$$

(dla sygnału trójkątnego)

$$P_{peak} = R \cdot I_{load\_step}^2$$

$D$  to współczynnik wypełnienia, w tym wypadku 0,5.

## Rozwiązanie praktyczne

Na **fotografii 8** zaprezentowano praktyczne rozwiązanie przetwornicy SDM o mocy 350 W przeznaczonej do zasilania aplikacji telekomunikacyjnych. Na **rysunku 9** pokazano oscylogram modulacji sygnałem sinusoidalnym zastosowanej w przetwornicy z fot. 8. Wejściowe napięcie kontrolne wynosi 1 Vpp, napięcie wyjściowe 12 Vpp, natomiast częstotliwość sygnału modulującego 1 kHz. W przetwornicy udało się uzyskać następujące parametry:

- Napięcie wejściowe 36...60 V
- Napięcie wyjściowe 20...32 V DC (regulowane).
- Ciągły prąd obciążenia 11 A, szczytowy 22 A (moc ciągła 350 W, moc w impulsie 700 W).
- Tętnienia 100 mVpp (przy pomiarze w zakresie do 20 MHz).
- Zmiana napięcia na skutek raptownej zmiany obciążenia od 0 do 100% poniżej 2% napięcia nominalnego.
- Czas narastania napięcia 20 V → 32 V krótszy niż 150 μs, czas opadania 32 V → 20 V krótszy niż 300 μs.
- Sprawność 96%.



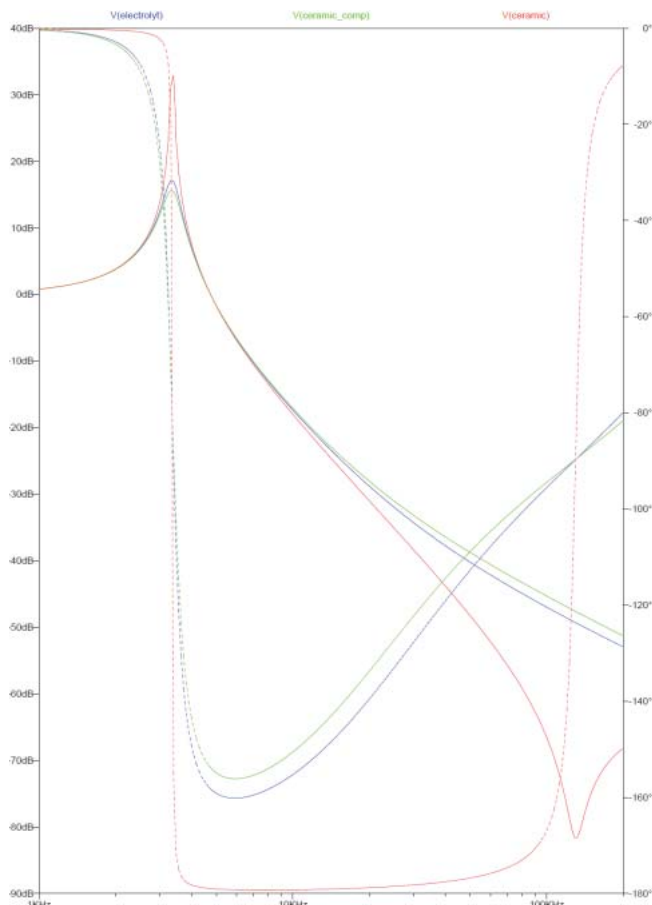
Fotografia 8. Przykład przetwornicy zasilającej dla telekomunikacji (SDM, 350 W)

- Izolacja 1500 V DC.

## Podsumowanie

W artykule zaprezentowano podstawowe informacje dotyczące dwukwadrantowych przetwornic oraz rozważania na temat modulowania napięcia zasilającego. Podano praktyczne wskazówki odnośnie do prostownika synchronicznego i technik regulacji, zaprezentowano przykładowe rozwiązanie przetwornicy. Reasumując:

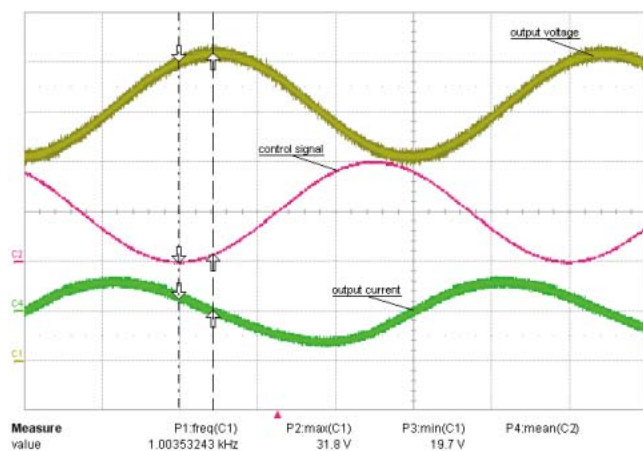
- Należy używać topologii z prostownikiem synchronicznym dla dynamicznych źródeł zasilania o wysokiej jakości. Tylko przy użyciu tej topologii jest możliwa praca w dwóch ćwiartkach i uzyskanie dobrej odpowiedzi na gwałtowną, impulsową zmianę obciążenia.
- Wyłączenie trybów *burst* oraz *power safe* i zezwolenie na pracę przetwornicy w trybie ciągłym. Zmniejsza to sprawność w warunkach pracy przy małym obciążeniu i bez niego, ale jest jedynym sposobem na zapewnienie szybkiej reakcji na gwałtowną zmianę obciążenia.
- Należy wystrzegać się stosowania komponentów mających cechy niskoczęstotliwościowych, takich jak transoptory w pętli sprzężenia zwrotnego. Można osiągnąć szersze pasmo przenoszenia pętli, jeśli kontroler jest umieszczony po stronie wtórnej.
- Należy używać trybu kontroli napięcia oraz



Rysunek 7. Symulacja pracy kondensatorów ceramicznego i elektrolitycznego w przetwornicy

dwukierunkowego pomiaru natężenia prądu, aby ustrzec się niestabilności, gdy prąd płynie w kierunku odwrotnym (od uzwojenia pierwotnego do wtórnego).

**Milan Mirjanovic**  
Texas Instruments



Rysunek 9. Modulowanie napięcia wyjściowego (CH1 – napięcie wyjściowe, 5 V/działkę, podstawa 200 μs; CH2 – napięcie kontrolujące 500, mV/działkę; CH3 – prąd wyjściowy, 5 A/działkę)