

Adam JARCZYK

Politechniki Śląskiej, Instytut Elektroniki

PROSTOWNIKI SYNCHRONICZNE W PRZETWORNICACH DC/DC Z GALWANICZNĄ IZOLACJĄ WYJŚCIA

Streszczenie. W artykule przedstawiono znane rozwiązania prostowników synchronicznych w przetwornicach impulsowych prądu stałego. Przeprowadzono analizę strat mocy w prostowniku oraz omówiono problemy związane z zastosowaniem prostownika synchronicznego w układach z galwaniczną izolacją wyjścia. Zaproponowano ponadto układ sterownika tranzystora MOSFET mocy, zapewniającego izolację galwaniczną przy niskich stratach mocy i dużej szybkości przełączania, pozbawionego wielu wad znanych rozwiązań.

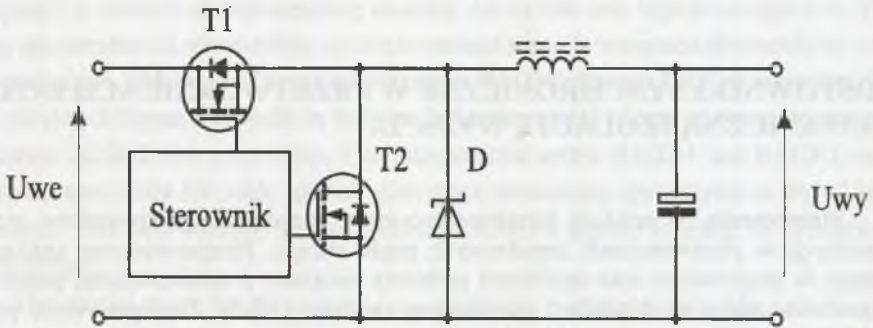
SYNCHRONOUS RECTIFIERS IN DC-TO-DC CONVERTERS WITH GALVANIC OUTPUT ISOLATION

Summary. This paper describes known implementations of a synchronous rectifier in dc-to-dc converters, rectifier power loss analysis and problems connected with synchronous rectifier implementation in dc isolated converters. A new concept of MOSFET driver providing dc isolation, low power losses and fast switching times is presented. Most disadvantages of existing solutions are absent in mentioned circuit.

1. Wprowadzenie

Rozwój nowoczesnej techniki cyfrowej nakłada wysokie wymagania na układy zasilaczy: procesory o dużej mocy obliczeniowej wymagają znacznych prądów zasilania przy niskim napięciu, rzędu 2,5 V i niżej. Wysoka sprawność zasilacza niezbędna jest zwłaszcza w urządzeniach przenośnych, od których wymaga się jak najdłuższej żywotności akumulatorów oraz możliwie najniższego wydzielania ciepła. Znacząca część biernej mocy strat w zasilaczach impulsowych o tak niskich napięciach wyjściowych przypada, niezależnie od struktury, na przewodzenie diod prostowniczych.

Najczęściej stosowaną do zasilania układów logicznych o napięciu pracy 3,3V i niższych jest klasyczna przetwornica obniżająca napięcie. Zastąpienie w niej diody tranzystorem mocy typu MOSFET (patrz rys. 1) pozwala na znaczne zmniejszenie strat mocy, zwłaszcza przy zastosowaniu nowoczesnych elementów o rezystancji w stanie załączenia $R_{DS(on)}$ poniżej 10 m Ω .



Rys. 1. Przetwornica obniżająca napięcie z prostownikiem synchronicznym
Fig. 1. Synchronous buck dc-to-dc converter

Tranzystor T2 pracuje w układzie inwersyjnie, co wpływa jedynie na nieznaczne zmniejszenie rezystancji $R_{DS(on)}$ tak długo, jak napięcie U_{SD} nie przekroczy napięcia przewodzenia diody stanowiącej integralną część struktury tranzystora. Ponieważ celem zastosowania prostownika synchronicznego jest obniżenie napięcia na załączonym kluczu, dioda ta nie będzie przewodzić poza okresami w których oba tranzystory przetwornicy są wyłączone. W celu zmniejszenia emisji zakłóceń oraz redukcji strat w okresie przełączania równoległe do T2 pozostawia się diodę Schottky'ego D.

Zasilacz impulsowy zawierający prostownik synchroniczny wymaga nieco bardziej złożonego sterownika, pozwalającego na sterowanie dwoma kluczami i uniemożliwiającego przewodzenie prądu skrośnego przez obydwa tranzystory w chwili przełączania, co realizuje się zwykle przez wprowadzenie programowanego opóźnienia (ang. *dead time*) pomiędzy wyłączeniem jednego klucza a załączeniem drugiego.

Przetwornice działające na tej zasadzie są najlepiej poznane i powszechnie stosowane do zasilania niskonapięciowych systemów mikroprocesorowych, zwłaszcza w sprzęcie przenośnym. Napięcia wejściowe w takich zastosowaniach mogą wynosić: 5 V (zasilanie pozostałych układów cyfrowych), 10-14 V (akumulatory) do 24 V (maksymalne napięcie z zasilacza sieciowego notebooka), przy czym galwaniczna izolacja nie jest wymagana. Sterowniki do przetwornicy obniżającej napięcie z prostownikiem synchronicznym produkowane są przez

szereg firm elektronicznych. Znacznie rzadziej stosuje się prostowniki synchroniczne w innych strukturach przetwornic, szczególnie z galwaniczną izolacją wyjścia, z powodu mniejszego niż dotąd zapotrzebowania oraz większej złożoności układu sterowania kluczem zapewniającego izolację galwaniczną. Ponadto układy stosowane obecnie nie zapewniają wystarczająco krótkich czasów przełączenia oraz pobierają dodatkową moc zasilania, co niweluje korzyści płynące z zastosowania prostownika synchronicznego.

2. Analiza strat mocy w prostowniku

Na straty mocy w tranzystorze MOSFET pracującym w układzie przetwornicy impulsowej składają się straty na przełączenie i straty przewodnictwa załączonego klucza. W przypadku klucza głównego wynoszą one [2]:

$$P_{str(1)} = I_{RMS(1)}^2 \cdot R_{DS(on)} + I_{wy} \cdot \frac{Q_{GD} + Q_{GS2}}{i_G} \cdot U_{WE} \cdot f + Q_{GS} \cdot U_{GS} \cdot f + \frac{Q_{OSS}}{2} \cdot U_{WE} \cdot f + Q_{rr} \cdot U_{WE} \cdot f \quad (2.1)$$

gdzie:

$$Q_{OSS} = Q_{DG} + Q_{DS} \quad (2.2)$$

We wzorze (2.1) ładunek bramki Q_{GS} podzielony został na dwie części:

Q_{GS1} - ładunek dostarczany do bramki przed przekroczeniem przez U_{GS} wartości progowej.

W całym tym okresie $I_D=0$,

Q_{GS2} - ładunek dostarczany w okresie narastania prądu I_D ,

Prąd i_G dostarczany do bramki tranzystora zależy od obwodu sterującego bramką i może wynosić typowo 200 mA - 6 A zależnie od zastosowanego sterownika (zazwyczaj rzędu 1 A). W rozważaniach pominięto pasożytnicze indukcyjności ścieżek w obwodzie bramki, zależne od konstrukcji mechanicznej układu.

W chwili pomiędzy wyłączeniem jednego klucza a załączeniem drugiego prąd przewodzi dioda w strukturze tranzystora MOSFET lub - opcjonalnie - dodatkowa dioda Schottky'ego dołączona równolegle. Oznacza to, iż prostownik synchroniczny przełączany jest przy zerowym napięciu, co znacznie ogranicza straty na przełączanie [2]:

$$P_{str(2)} = I_{RMS(2)}^2 \cdot R_{DS(on)} + Q_g \cdot U_{gs} \cdot f + \frac{Q_{OSS}}{2} \cdot U_{WE} \cdot f + Q_{rr} \cdot U_{WE} \cdot f \quad (2.3)$$

Oznacza to, iż celowe jest dobieranie w układzie niejednakowych tranzystorów: klucza głównego o możliwie małych pojemnościach pasożytniczych, natomiast prostownika synchronicznego o jak najniższej wartości $R_{DS(on)}$.

Poniższe wykresy przedstawiają moc strat w prostowniku synchronicznym w porównaniu z diodą Schottky'ego. Do obliczeń przyjęte zostały następujące przybliżenia:

$$U_{WY} = U_{WE} \cdot \frac{\tau}{T} = U_{WE} \cdot \delta \quad (2.4)$$

$$I_{RMS(1)} = I_{WY} \cdot \sqrt{\frac{U_{WY}}{U_{WE}}} \quad (2.5)$$

$$I_{RMS(2)} = I_{WY} \cdot \sqrt{1 - \frac{U_{WY}}{U_{WE}}} \quad (2.6)$$

oraz założenie ciągłego przepływu prądu przez dławik (prąd wyjściowy powyżej wartości krytycznej). Straty na przełączanie diody Schottky'ego zostały pominięte jako zanedbywalne.

Do obliczeń przyjęte zostały następujące elementy:

Tranzystor **IRF7807**

- V_{DSmax} 30 V
- I_{Dmax} 8,3 A (ciągły)
- $R_{DS(on)}$ 17 m Ω typowo
- Q_G 12 nC
- Q_{GS1} 2,1 nC
- Q_{GS2} 0,75 nC
- Q_{GD} 2,9 nC

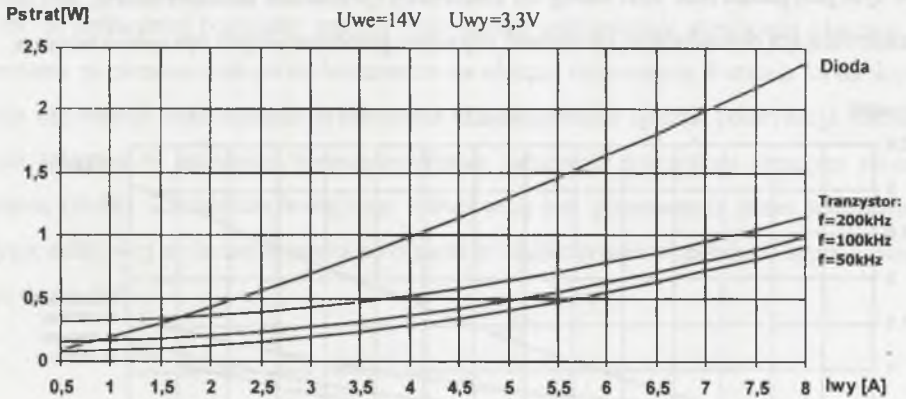
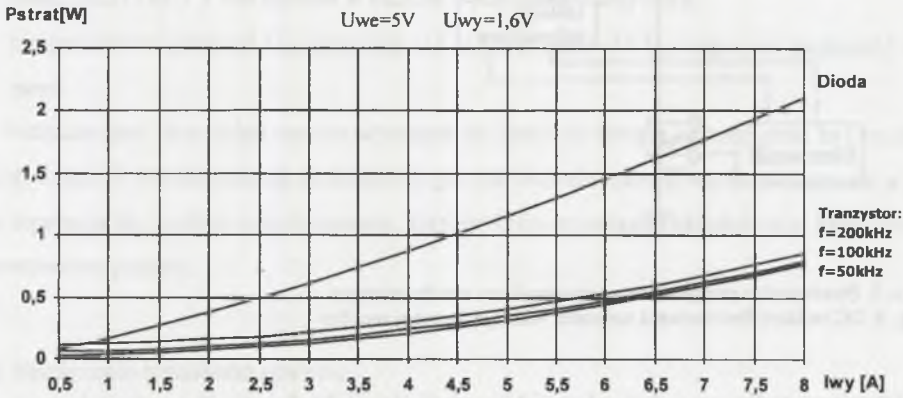
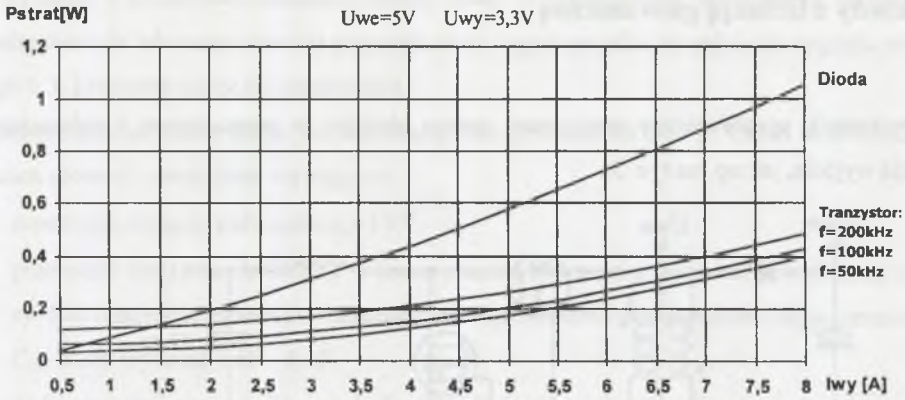
Dioda **MBRD835L**

- V_{RRM} 35 V
- $I_{F(sr)}$ 8 A
- $U_{F(max)}$ 0,51 V przy $I_F = 8$ A, $T_C = +25$ °C

Obydwa elementy przeznaczone są do montażu powierzchniowego i zajmują zbliżoną powierzchnię na płycie drukowanej.

Wyniki obliczeń strat mocy, oparte na równaniu (2.3) oraz typowych katalogowych parametrach elementów, przedstawione są na rys. 2. Analiza przeprowadzona została dla różnych napięć wejściowych (5 V i 14 V), wyjściowych (3,3 V i 1,6 V) oraz częstotliwości pracy przetwornicy (50 kHz, 100 kHz i 200 kHz). Jak widać z poniższego porównania, największą poprawę sprawności uzyskuje się w układach o niskim napięciu wyjściowym.

Dodatkową korzyścią w wielu zastosowaniach może być obniżenie mocy wydzielanej na prostowniku do poziomu nie wymagającego użycia radiatora. W przypadku takim obniżenie kosztów urządzenia - zarówno montażu jak i materiałów - rekompensuje z nawiązką wyższe koszty sterownika i tranzystora MOSFET zastępującego diodę prostowniczą.

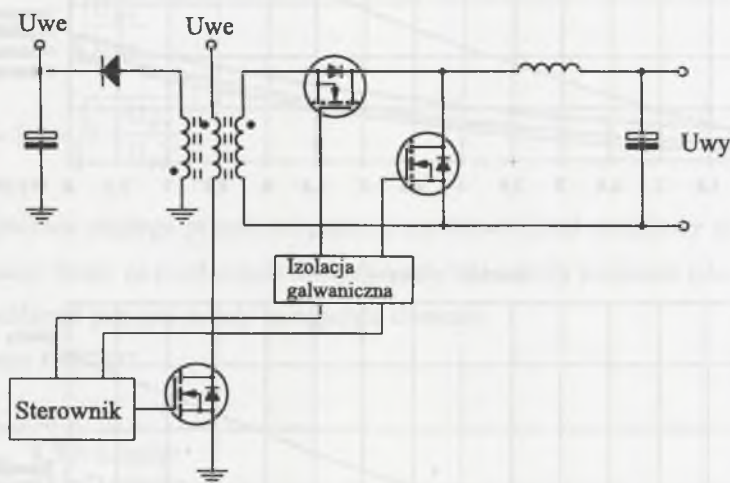


Rys. 2. Zestawienie strat mocy w prostowniku synchronicznym w porównaniu z diodą Schottky'ego dla różnych parametrów przetwornicy

Fig. 2. Power loss in synchronous rectifier vs. Schottky diode for different converter parameters

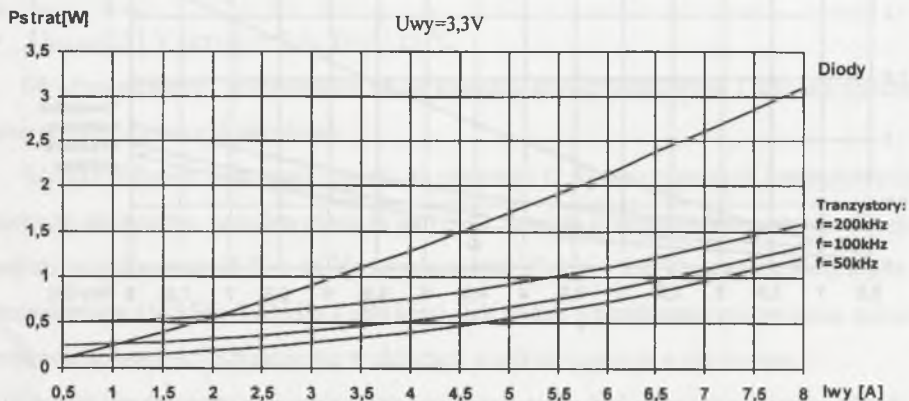
3. Układy z izolacją galwaniczną

Prostownik synchroniczny zastosować można również w przetwornicy z galwaniczną izolacją wyjścia, jak np. na rys. 3:



Rys. 3. Przetwornica przepustowa z prostownikiem synchronicznym
Fig. 3. DC isolated feed-forward converter with synchronous rectifier

W tym przypadku moc strat zależy od konstrukcji (przekładni transformatora), lecz można ją z zadowalającą dokładnością oszacować używając przedstawionych uprzednio wzorów.



Rys. 4. Moc rozpraszana w prostowniku przetwornicy przepustowej przy zastosowaniu diod Schottky'ego i tranzystorów MOSFET

Fig. 4. Power loss in feed-forward converter output rectifier, using MOSFET transistors vs. Schottky diodes

Rysunek 4 przedstawia całkowite straty mocy w prostowniku (suma mocy wydzielanej w obu diodach lub tranzystorach) przy założeniu współczynnika wypełnienia sygnału sterującego 0,3. Elementy użyte jak poprzednio.

Problemem w układzie takim jest sterowanie tranzystorem MOSFET. Układ sterownika powinien spełniać następujące wymagania:

- zapewniać izolację galwaniczną >1 kV,
- przełączać tranzystor MOSFET w czasie poniżej 100 ns, aby zminimalizować straty mocy. Dla typowych elementów stosowanych w przetwornicach impulsowych pojemność C_{GS} może wynosić 1 nF - 8 nF,
- podtrzymywać napięcie U_{GS} rzędu 8 - 10 V (5 V dla elementów typu *logic level*) w czasie załączenia oraz 0 V lub ujemne w okresie wyłączenia tranzystora,
- nie generować przepięć U_{GS} powyżej +15 V lub poniżej -15 V, mogących uszkodzić element.

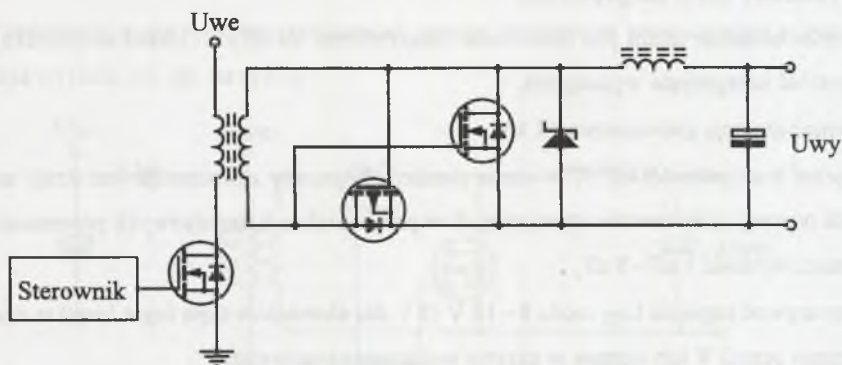
Pożądane jest, aby układ ten nie wymagał zasilania po stronie wtórnej oraz był możliwie prosty i tani. Z wymienionych powodów w grę nie wchodzi zastosowanie transoptora, a jedynie separacja za pomocą transformatora. Istnieje kilka rozwiązań układowych, które zostaną przedstawione poniżej.

3.1. Sprzężenie transformatorowe

Jest to najbardziej popularny sposób izolowanego galwanicznie sterowania kluczami, realizowany za pomocą małego transformatora na rdzeniu ferrytowym. Pozwala on na dopasowanie impedancji oraz napięcia przełączania klucza, ponadto ujemna polaryzacja bramki w stanie załączonym zmniejsza niebezpieczeństwo załączenia tranzystora stromym zboczem napięcia (dv/dt). Zasadniczą wadą tego rozwiązania jest przenoszenie przez transformator jedynie składowej zmiennej sygnału, co ogranicza współczynnik wypełnienia sygnału sterującego do ok. 50%.

3.2. Przetwornik synchroniczny z samoczynnie wyłączanymi kluczami

Układ taki przedstawiony został na rysunku 5 [3]:



Rys. 5. Przetwornica przepustowa z samoczynnie wyłączanymi kluczami

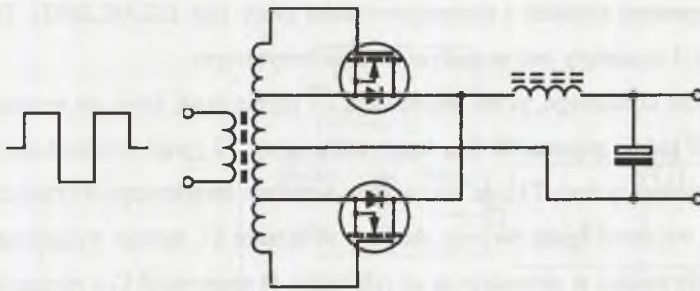
Fig. 5. Resonant reset buck converter

Jego zasadniczą zaletą jest prostota aplikacji, ma jednak następujące ograniczenia:

- aby tranzystory przełączane były poprawnie, napięcie po stronie wtórnej transformatora, $z-U_{WE}$ musi mieścić się w zakresie 5 - 15 V, co ogranicza szerokość zakresu napięć wejściowych oraz możliwości zastosowań,
- w okresie od przełączenia klucza głównego (po stronie pierwotnej) do wyłączenia aktualnie przewodzącego tranzystora w przetworniku synchronicznym przez układ przepływa prąd skośny pogarszający sprawność przetwornicy i grożący uszkodzeniem elementów,
- układ wymaga starannego zaprojektowania, aby uniknąć szkodliwych oscylacji pojemności C_{GS} tranzystora z indukcyjnością rozproszenia transformatora, grożących uszkodzeniem klucza.

3.3. Sterowanie bramką tranzystora z dodatkowego uzwojenia

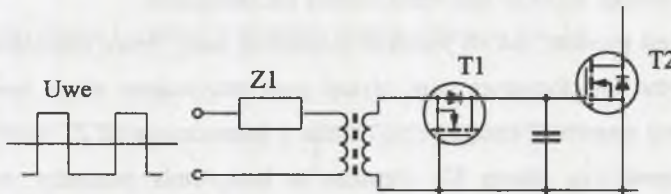
Układ ten przedstawia rysunek 4 [11]. Jego wady i zalety zbliżone są do rozwiązania poprzedniego, wymaga jednakże dodatkowo bardziej złożonego transformatora.



Rys. 6. Prostownik synchroniczny sterowany poprzez dodatkowe uzwojenia
 Fig. 6. Synchronous rectifier driven from additional windings

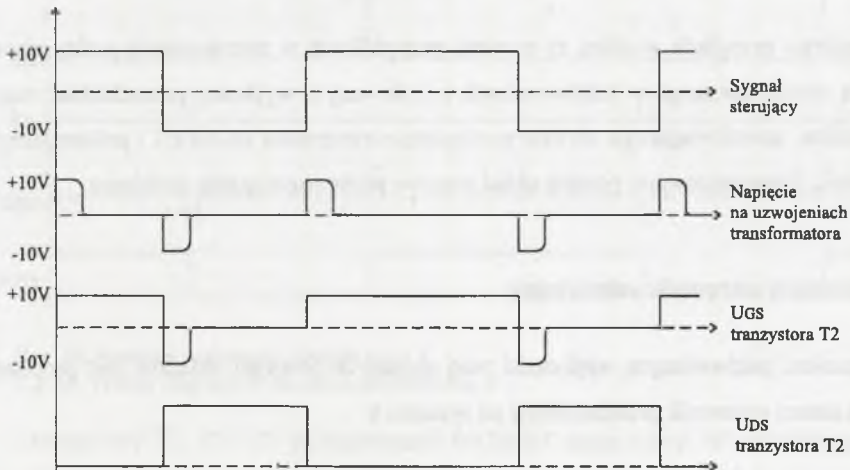
3.4. Sprężenie transformatorowe o dowolnym współczynniku wypełnienia

Rozwiązanie przedstawione na rys. 7 zostało zaproponowane w [10]:



Rys. 7. Sterownik tranzystora MOSFET o dowolnym współczynniku wypełnienia sygnału
 Fig. 7. MOSFET driver with wide duty cycle range

Przebiegi napięć w układzie przedstawia rys. 8 [10].



Rys. 8. Zasada działania układu z rysunku 7
 Fig. 8. Principle of operation of the circuit from Fig. 7

Tranzystor T1 jest elementem szybkim i stosunkowo małej mocy (np. IRLML2803). Transformator o przekładni 1:1 nawinięty jest na małym rdzeniu ferrytowym

Po załączeniu napięcia dodatniego, przez impedancję Z_1 płynie prąd, który po przeniesieniu przez transformator ładuje pojemność C_{GS} tranzystora mocy T2 (prąd przewodzony jest przez diodę w strukturze tranzystora T1), aż do nasycenia rdzenia ferrytowego. Od tej chwili napięcie na uzwojeniu wtórnym spada do zera, dioda w strukturze T1 zostaje wyłączona odcinając bramkę T2. Uptywności w obwodzie są na tyle małe, iż pojemność C_{GS} elementu T2 nie zdąży się rozładować przed zakończeniem cyklu, utrzymując tranzystor w stanie załączenia. Jeżeli układ pracuje ze stosunkowo niską częstotliwością, aby zapobiec przypadkowemu wyłączeniu T2, między jego bramkę a źródło można dołączyć równolegle dodatkowy kondensator.

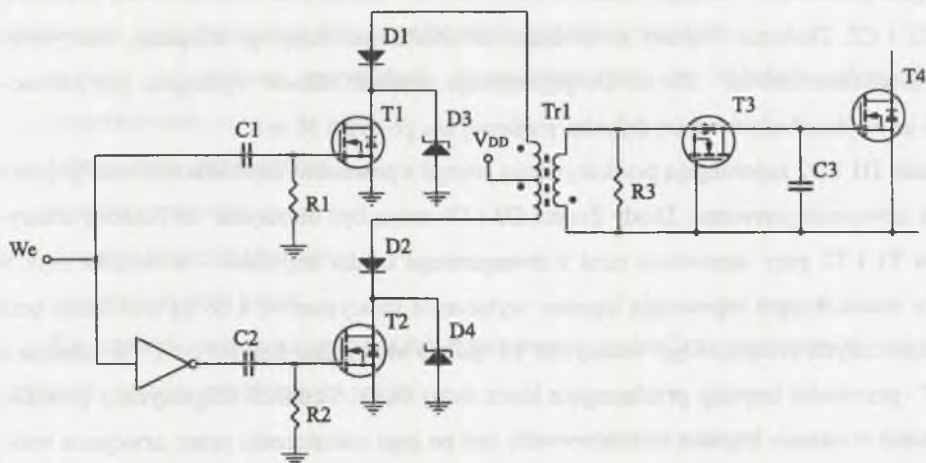
W momencie przełączenia napięcia wejściowego na ujemne, element T1 zostaje załączony i pojemność C_{GS} tranzystora T2 jest rozładowywana. Podobnie jak poprzednio, napięcie na uzwojeniu wtórnym utrzymuje się aż do nasycenia rdzenia transformatora.

Zaletą układu tego jest prostota, ma on jednakże zasadniczą wadę: przez impedancję Z_1 oraz uzwojenie pierwotne transformatora musi płynąć prąd utrzymujący rdzeń ferrytowy w nasyceniu, co pogarsza sprawność energetyczną układu, a jednocześnie od Z_1 zależy prąd przeładujący pojemność C_{GS} klucza T2. Oznacza to kompromis pomiędzy stratami w obwodzie sterowania a szybkością przełączania klucza, od której zależy ogólna sprawność przetwornicy. Ponadto minimalny czas trwania okresu załączenia lub wyłączenia tranzystora jest stosunkowo duży - rzędu $5\mu s$, gdyż jest to czas niezbędny do nasycenia rdzenia transformatora.

Z dokonanego przeglądu wynika, iż w wielu przypadkach w zastosowaniu praktycznym prostownika synchronicznego w przetwornicach z izolowanym wyjściem przeszkadzać może brak sterownika, umożliwiającego szybkie przełączanie tranzystora MOSFET i pobierającego niewielką moc. Zaprezentowany poniżej układ stanowi próbę rozwiązania problemu.

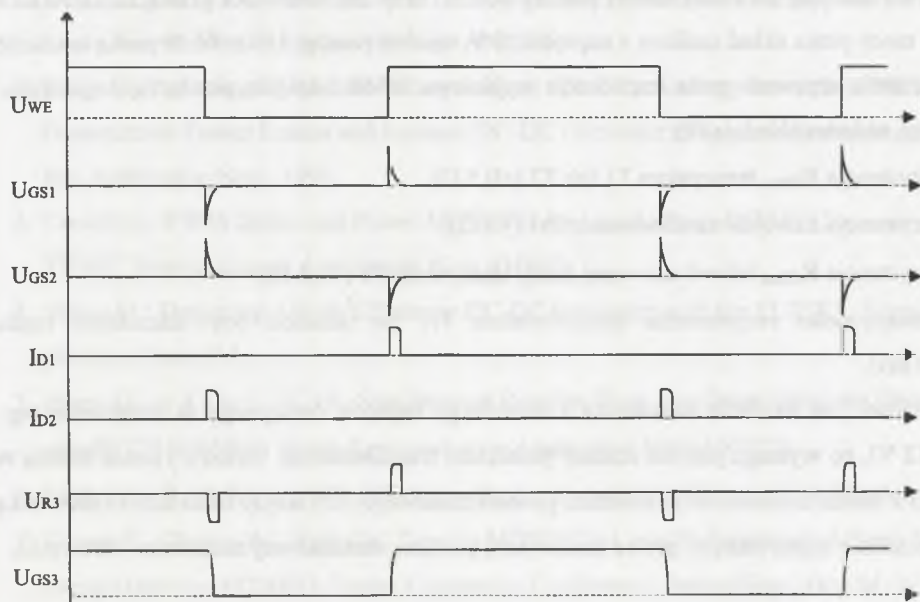
3.5. Proponowany sterownik uniwersalny

Rozwiązaniem pozbawionym większości wad opisanych powyżej układów jest proponowany przez autora sterownik przedstawiony na rysunku 9.



Rys. 9. Uniwersalny sterownik tranzystorów MOSFET
 Fig. 9. Universal MOSFET driver providing dc isolation

Przebiegi napięć i prądów w układzie zamieszczono na rys. 10:



Rys. 10. Przebiegi czasowe w układzie z rys. 9
 Fig. 10. Timing diagrams of the circuit shown in Fig. 9

Tranzystory T1, T2 i T3 są elementami MOSFET małej mocy. W układzie doświadczalnym zastosowane zostały elementy typu IRLML2803.

Sygnal prostokątny sterujący kluczem podawany na wejście jest różniczkowany przez R1, C1, R2 i C2. Dodatkowo impulsy pochodzące od zbrocza narastającego załączają tranzystory T1 i T2 na okres 200 ns - 300 ns. Do poprawnego działania układu wymagane jest zastosowanie na wejściu buforów o wydajności prądowej I_{OH} powyżej 50 mA.

Diody D1 i D2 zapobiegają przekazywaniu energii z powrotem do źródła zasilania poprzez drugie uzwojenie pierwotne. Diody Zenera D3 i D4 mogą być niezbędne do ochrony tranzystorów T1 i T2 przy sterowaniu nimi z zewnętrznego źródła impulsów - w modelu z rys. 9 układy różniczkujące zapewniają łagodne wyłączenie tranzystorów, a co za tym idzie, brak niebezpiecznych przebiegów U_{DS} . Tranzystor T3 spełnia identyczną funkcję co T1 w układzie z rys. 7 - przewodzi impulsy przełączające klucz dużej mocy. Strumień magnetyczny powstały w rdzeniu w okresie impulsu rozładowywany jest po jego zakończeniu przez uzwojenie wtórne i rezystor R3.

Sterownik z rys. 9 został zmontowany i przebadany praktycznie. Udało się osiągnąć czas przełączenia tranzystora Q4 o pojemności C_{GS} od 1 nF do 8 nF (co odpowiada tranzystorom MOSFET średniej do dużej mocy) poniżej 100 ns. Przy częstotliwości przełączania 50 kHz pobór mocy przez układ zasilany z napięcia 10 V wyniósł poniżej 100 mW. Wysoką szybkość przełączania zapewnia mała impedancja wyjściowa źródła napięcia przełączającego klucz główny, na którą składają się:

- rezystancja R_{DSon} tranzystora T1 lub T2 ($<0,5 \Omega$),
- rezystancja uzwojeń transformatora Tr1 ($<1 \Omega$),
- rezystancja R_{DSon} lub wbudowanej diody tranzystora T3 ($<0,5 \Omega$),
- indukcyjności rozproszenia transformatora Tr1 (w układzie doświadczalnym rzędu 50 nH).

Możliwe jest zasilanie sterownika z dowolnego napięcia dostępnego w urządzeniu (np. 5 V, 12 V), co wymaga jedynie zmiany przekładni transformatora. Układ wykonać można w całości z tanich elementów do montażu powierzchniowego, uzyskując niski koszt i niewielką powierzchnię zajmowaną na płycie drukowanej pomimo stosunkowej złożoności sterownika.

4. Podsumowanie

Obecny rozwój techniki półprzewodnikowej w energoelektronice pozwala przypuszczać, iż prostowniki synchroniczne grać będą coraz większą rolę w urządzeniach przetwarzających energię elektryczną. W niniejszej pracy przedstawiono próbę rozwiązania jednego z technicz-

nych problemów pojawiających się w prostownikach synchronicznych - sterowania tranzystorami mocy. Zaproponowane rozwiązanie cechują następujące zalety:

- izolacja galwaniczna pozwalająca na wykorzystanie w układach półmostkowych i mostkowych,
- krótkie czasy przełączenia,
- wysoka sprawność,
- dowolne napięcie zasilania,
- stosunkowo niski koszt.

Konstrukcja sterownika pozwala na zastosowanie w układach impulsowych w szerokim zakresie znamionowych mocy i napięć.

Literatura

1. Deuty S.: HDTMOS Power MOSFETs Excel in Synchronous Rectifier Applications, Motorola Semiconductor Application Note AN1520.
2. Davis C.: Powering the Mobile Microprocessor - New Technology Power MOSFETs Demonstrate Lower Losses and Increase DC-DC Converter Efficiency, International Rectifier Application Note, 1998.
3. Cowell A.: PWM Optimized Power MOSFETs for Low Voltage DC/DC Conversion, TEMIC Semiconductor Application Note AN805.
4. Wong M.: Designing a High Efficiency DC-DC Converter with the EL75XX, Elantec Application Note #18.
5. Hamo D.: A 5.5 to 3.3V, 7A, Synchronous Rectifier Buck Regulator Using the Harris SynchroFET™ HIP5011, Harris Semiconductor Application Note AN9526.
6. Mohandes B.: Achieving 90% Efficiency Power Conversion, Siliconix Ltd. Newbury, UK.
7. Gauen K., Chavez W., High Cell Density MOSFETs: Low On-Resistance Affords New Design Options, PCIM'93: Power Conversion Conference, Proceedings, Oct. 24-29, 1993, pp. 254-264.
8. LTC1148/1148-3.3/1148-5: High Efficiency Synchronous Step-Down Switching Regulator, Linear Technology Data Sheet.
9. Huffman B., Wilcox M.: New Synchronous Stepdown Switching Regulators Achieve 95% Efficiency, Linear Technology Design Note 68.

10. Wood P.: Transformer-Isolated Gate Driver Provides very large duty cycle ratios, International Rectifier Application Note AN-950.
11. Motorola Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook, Motorola Inc.
12. Tabisz W.A., Lee F.C., Chen D.Y.: A MOSFET Resonant Synchronous Rectifier for High-Frequency DC/DC Converters, PESC, June 1990.
13. Jovanovic M.M., Zhang M.T., Lee F.C.: Evaluation of Synchronous-Rectifier Efficiency Improvement Limits in Forward Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 4, pp. 387-395.
14. Zhang M.T., Lee F.C.: Commutation Analysis of Self-Driven Synchronous Rectifiers in an Active-Clamp Forward Converter, PESC '96.
15. Katalogi firmy International Rectifier, 1997, 1998.
16. Katalogi firmy Motorola, 1996.
17. Katalogi firmy Maxim, 1996.

Recenzent: Prof.dr hab.inż. Marian Pasko

Abstract

This paper describes synchronous rectification in low output voltage dc-to-dc converters, enabling significant efficiency improvement, especially at low output voltages and high output currents. Power loss analysis of synchronous rectifier, utilising high-performance power MOSFET transistors, is presented in comparison with standard Schottky rectifier for different conversion rates, output voltages and switching frequencies. The second part of the paper deals with problems in employing synchronous rectifier on secondary side of dc isolated converters. Existing MOSFET driver circuits providing dc isolation are presented and shortly discussed. A novel idea of such driver, providing high switching speeds and low power consumption using low-cost SMD components is proposed by the author.