



Wpływ pojemności pasożytniczych transoptora na sterowanie tranzystorami w przekształtniku impulsowym

Maciej Cisiek

Katedra Inżynierii Elektrycznej Transportu
Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej

Streszczenie: W przekształtnikach impulsowych konieczna jest separacja galwaniczna między obwodami bramkowymi tranzystorów a sterownikiem mikroprocesorowym. Separacja realizowana jest najczęściej przy użyciu transoptorów. W transoptorach występują pojemności pasożytnicze sprzęgające obwód wyjściowy i wejściowy układu. Wpływ tych pojemności jest w większości zastosowań pomijalny, jednak w układach impulsowych, w których potencjały obwodów wejściowego i wyjściowego transoptora ulegają bardzo szybkim zmianom, występowanie pojemności pasożytniczych może prowadzić do powstawania zakłóceń sygnałów sterujących tranzystorami. W artykule omówiono budowę, najważniejsze cechy i parametry transoptorów cyfrowych. Przedstawiono przyczyny i miejsca występowania pojemności pasożytniczych. Opracowano model symulacyjny transoptora uwzględniający pojemności pasożytnicze. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych obrazujących wpływ pojemności oraz szybkości zmian napięcia na przebieg sygnału sterującego tranzystorem. Przedstawiono wybrane wyniki weryfikacji laboratoryjnej.

Słowa kluczowe: przekształtnik impulsowy, transoptor, zakłócenia, CMRR, CMTI

DOI: 10.14313/PAR_209-210/86

1. Wprowadzenie

W obszarze automatyki napędu elektrycznego do sterowania silnikami powszechnie stosowane są przekształtniki impulsowe. Ich zastosowanie umożliwia uzyskanie dużej dynamiki oraz dokładności regulacji parametrów ruchu, takich jak: moment, prędkość lub położenie kątowe. Sygnały sterujące energoelektronicznymi elementami mocy przekształtnika (najczęściej tranzystorami) generowane są za pomocą układu mikroprocesorowego. Sygnały takie muszą zostać odpowiednio wzmocnione przez układy formujące (ang. *gate driver*), aby zapewnić parametry właściwe dla obwodu bramkowego danego tranzystora. Dodatkowo wymagane jest wprowadzenie separacji galwanicznej między tranzystorami kluczującymi przekształtnika a układem mikroprocesorowym.

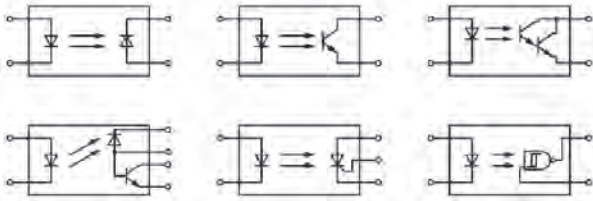
Najczęstszym sposobem realizacji separacji galwanicznej jest zastosowanie transoptorów. Praca układu sterowania tranzystorami w układach impulsowych może się jednak wiązać z niepożądanymi zjawiskami, trudnymi do przewidzenia na etapie projektowania i modelowania komputerowego. Projektując przekształtnik energoelektroniczny należy zwrócić uwagę na pojemności pasożytnicze, których występowanie wpływa w stanach dynamicznych na sygnały bramkowe tranzystorów. Przyjmuje się, że dominujący wpływ na pracę przekształtnika mają pojemności znajdujące się w obwodzie mocy przekształtnika (np. pojemności wejściowe tranzystorów).

Występowaniem pojemności pasożytniczych obarczone są jednak także same transoptory, co rzadko uwzględniane jest na etapie projektowania i modelowania. Niektórzy producenci transoptorów uwzględniają istnienie tej niedoskonałości w notach katalogowych podając takie parametry, jak zastępcza pojemność wejście-wyjście lub współczynnik CMR (ang. *Common Mode Rejection*).

W artykule przeanalizowano wpływ pojemności pasożytniczych transoptora na ryzyko powstania zakłóceń w sygnałach sterujących tranzystorami. Standardowe modele symulacyjne pomijają pojemności pasożytnicze. Z kolei w praktyce projektowej często stosuje się podejście empiryczne. Dla przeanalizowania wpływu pojemności oraz stromości napięć na sygnały bramkowe tranzystorów opracowano szczegółowy model symulacyjny, uwzględniający pojemności pasożytnicze. Wybrane wyniki analizy symulacyjnej zweryfikowano w oparciu o układ laboratoryjny. Dokonano także przeglądu najskuteczniejszych metod ochrony przed zakłóceniami związanymi z pojemnościami transoptorów.

2. Budowa transoptora

Transoptor jest elementem zbudowanym z fotoemitera (najczęściej diody elektroluminescencyjnej) oraz fotodetektora, którego rolę mogą pełnić fotodiody, fotorezystory, fototranzystory lub fototriaki [1–4]. Transoptory buduje się w postaci elementów z bezpośrednio wyprowadzonymi elektrodami detektorów lub w postaci elementów zawierających w swojej strukturze układ przetwarzający otrzymany z detektora



Rys. 1. Przykładowe konfiguracje transoptorów [2]
Fig. 1. Examples of optocoupler configuration [2]

sygnał np. na sygnały logiczne. Na rys. 1 przedstawiono podstawowe konfiguracje transoptorów.

Bardzo ważnym parametrem, opisującym wzmocnienie transoptora, jest przekładnia prądowa CTR (ang. *Current Transfer Ratio*). Przekładnia prądowa opisywana jest jako stosunek prądu wyjściowego I_o do prądu wejściowego I_i transoptora

$$CTR = \frac{I_o}{I_i} \cdot 100\% \quad (1)$$

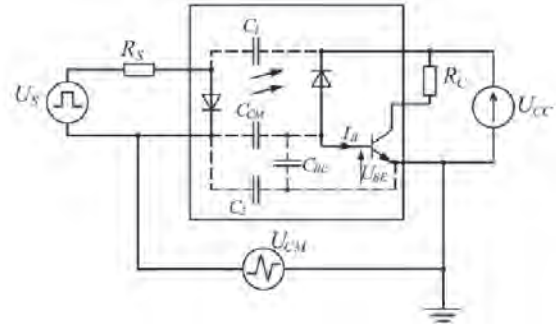
Wartość przekładni zależy od zastosowanego w transoptorze fotodetektora. Największym wzmocnieniem charakteryzują się transoptory z fotodetektorem tranzystorowym w układzie Darlingtona ($CTR > 300\%$). Transoptory z pojedynczym fototranzystorem mają przekładnię $CTR > 30\%$. Najmniejszą wartość przekładni cechują się transoptory z fotodiodą ($CTR > 0,5\%$ [3]). Ze względu na to, że zarówno diody elektroluminescencyjne, jak i fotodiody oraz fototranzystory cechują się nieliniową charakterystyką, wartość przekładni prądowej transoptorów również jest zmienna i zależy od przepływającego przez fotoemiter prądu. Zaletą fotodiód w stosunku do fototranzystorów jest jednak ich pasmo przenoszenia sięgające nawet kilkudziesięciu MHz, podczas gdy pasmo przenoszenia fototranzystorów nie przekracza kilkuset kHz. Najwyższe pasmo przenoszenia mają transoptory z fotodetektorem w postaci fotorezystora, którego górna granica to zazwyczaj kilkaset Hz.

3. Przyczyny występowania zakłóceń

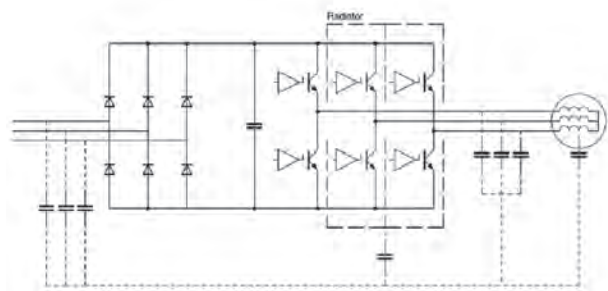
Transoptory charakteryzują się występowaniem pasożytniczych pojemności sprzęgających obwód wejściowy i wyjściowy (rys. 2) [5–7].

Ponadto występowaniem pojemności pasożytniczej charakteryzują się takie punkty układu przekształtnika z silnikiem, jak układ zasilania, płytki PCB, miejsca styku tranzystorów z radiatorami, przewody i kable łączące przekształtnik z silnikiem czy sam silnik. Rozkład najbardziej newralgicznych punktów występowania doziemnych pojemności pasożytniczych przedstawiony został na rys. 3.

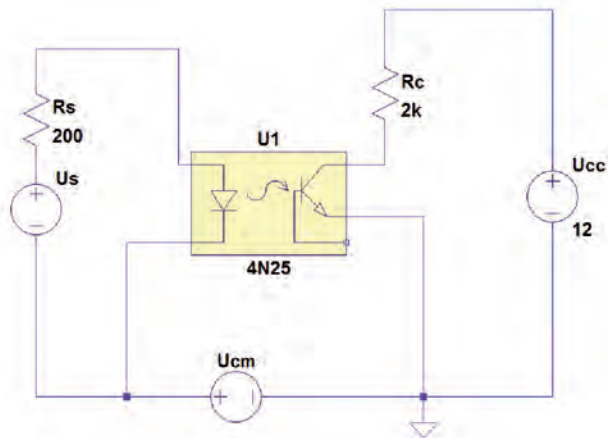
Istotną cechą większości przekształtników energoelektronicznych jest generacja niepożądanych zakłóceń wspólnych. Napięcie zaburzeń wspólnych (ang. *Common-Mode Voltage*) opisywane jest jako napięcie niezrównoważenia, spowodowane chwilową niesymetrią napięć generowanych przez gałęzie przekształtnika. Ze względu na dużą stromość zboczy napięcia, prąd płynący przez pojemności pasożytnicze



Rys. 2. Rozkład pojemności pasożytniczych w transoptorze [5]
Fig. 2. Localization of parasitic capacitances in optocoupler [5]



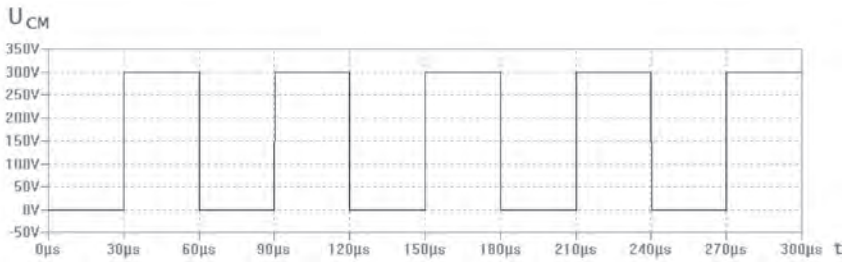
Rys. 3. Rozkład pojemności pasożytniczych doziemnych w układzie przekształtnika z silnikiem [6]
Fig. 3. Localization of the earth parasitic capacitance in the converter and the motor circuit [6]



Rys. 4. Schemat symulacyjny pracy transoptora
Fig. 4. Optocoupler simulation circuit

układu napędowego do elementów uziemionych (przyjmujący wartość nawet kilku amperów) zamyka się w układzie poprzez obwód zasilania przekształtnika. Część z tego prądu może w niesprzyjających warunkach przepływać pomiędzy wejściem a wyjściem transoptora przez jego pojemności pasożytnicze, powodując niepożądane działanie układu.

Parametr transoptora, określanej jako CMTI (ang. *Common Mode Transient Immunity*), opisuje odporność transoptora na przenikanie zakłóceń składowej wspól-



Rys. 5 Przebieg napięcia ze źródła U_{CM}
Fig. 5. Voltage waveform from U_{CM} source

nej napięcia (ang. *Common Mode*) pomiędzy jego obwodem wejściowym a wyjściowym. Odnosi się on do transoptorów z wyjściem w postaci fototranzystora, wzmacniacza lub bramki logicznej. Odporność transoptora na przenikanie zakłóceń CMTI, oznaczana przez producentów również jako CMTR (ang. *Common Mode Transient Rejection*), CMR (ang. *Common Mode Rejection*) lub CMRR (ang. *Common Mode Rejection Ratio*), jest miarą zdolności układu wyjściowego transoptora do odseparowania szybkozmiennych zakłóceń, które występują między obwodem wejściowym a wyjściem transoptora. Transoptor uważa się za nieodporny, jeśli jego napięcie wyjściowe w stanie wysokim pod wpływem zakłócenia spadnie poniżej 2 V lub jeśli napięcie w stanie niskim wzrośnie powyżej 0,8 V [7].

Odporność na zakłócenia definiuje się uwzględniając maksymalne wartości napięcia składowej wspólnej U_{CM} oraz wartości maksymalnej stromości zbocza dU/dt ($dU/dt = \Delta U_{CM}/t_r$ lub $dU/dt = \Delta U_{CM}/t_f$), dla których transoptor jeszcze działa poprawnie.

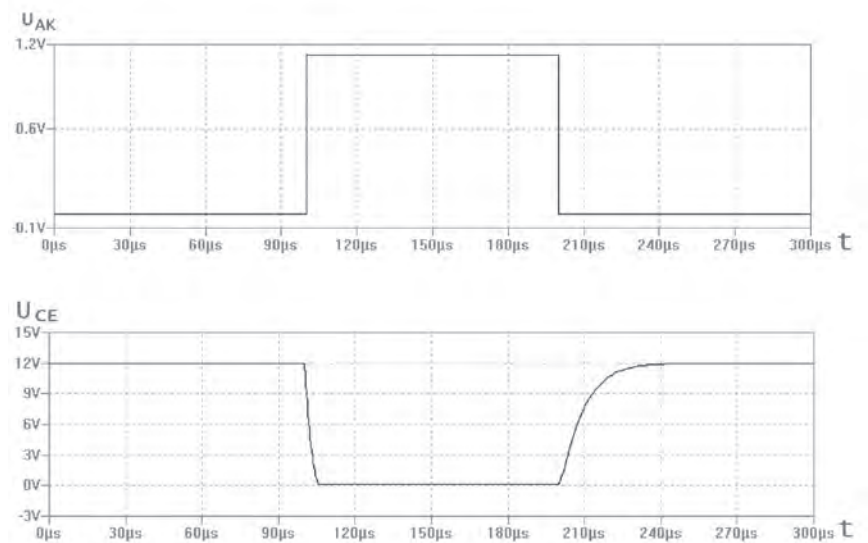
W stanach dynamicznych obecność pojemności pasożytniczych może spowodować pojawienie się obwodu dla szybkozmiennych składowych napięcia i przepływ prądu między obwodem wejściowym i obwodem wyjściowym transoptora.

Obecność w układzie wg rys. 2 zmiennego napięcia zakłócającego U_{CM} i pojemności pasożytniczych C_{CM} i C_{BE} może spowodować zaburzenia pracy transoptora. W stanie

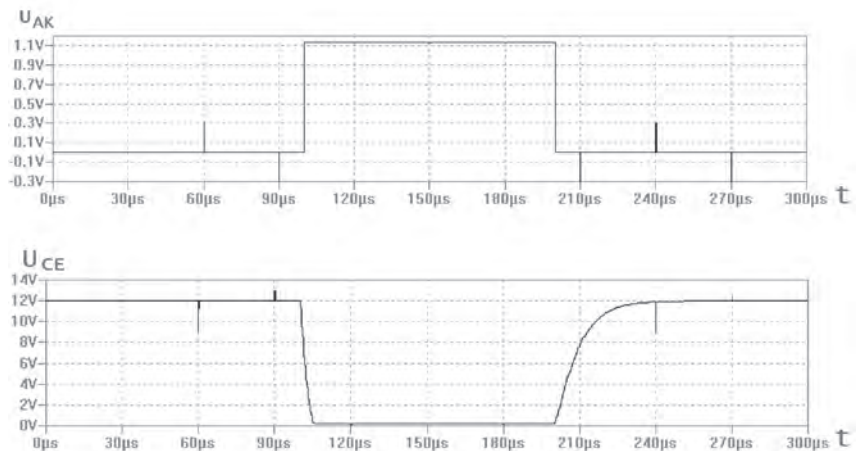
wysterowania wejścia transoptora ujemny prąd zakłócający $I_{B(-)}$ opisany wzorem [5]:

$$I_{B(-)} = C_{CM} \left(\frac{dU_{CM}}{dt} \right), \quad (2a)$$

przy odpowiednio dużej wartości ujemnej pochodnej dU_{CM}/dt może spowodować błędne przejście tranzystora wyjściowego w stan nieaktywny.



Rys. 6. Napięcie na diodzie nadawczej U_{AK} (a) oraz napięcie kolektor-emiter U_{CE} (b) otrzymane podczas symulacji bez uwzględnionych pojemności pasożytniczych
Fig. 6. Voltage on the input diode U_{AK} (a) and the collector-emitter voltage U_{CE} (b) obtained during the simulation without parasitic capacitances



Rys. 7. Napięcie na diodzie nadawczej U_{AK} (a) oraz napięcie kolektor-emiter U_{CE} (b) otrzymane podczas symulacji z uwzględnieniem uproszczonej pojemności pasożytniczej, przy stromości zboczy napięcia źródła U_{CM} równej 10 V/ μ s
Fig. 7. Voltage on the input diode U_{AK} (a) and the collector-emitter voltage U_{CE} (b) obtained during the simulation taking into account the simplified parasitic capacitance, the steepness of the slopes of the voltage source U_{CM} equal 10 V/ μ s

W stanie braku wysterowania wejścia transoptora dodatni prąd zakłócający $I_{B(+)}$ opisany wzorem:

$$I_{B(+)} = \frac{C_{CM} \cdot C_{BE}}{C_{CM} + C_{BE}} \left(\frac{dU_{CM}}{dt} \right) \quad (2b)$$

przy odpowiednio dużej wartości dodatniej pochodnej dU_{CM}/dt może spowodować błędne przejście tranzystora w stan aktywny.

Przy dodatnim prądzie zakłócającym wartość napięcia baza-emiter U_{BE} , wywołanego przez zaburzenie, można opisać za pomocą zależności [6]

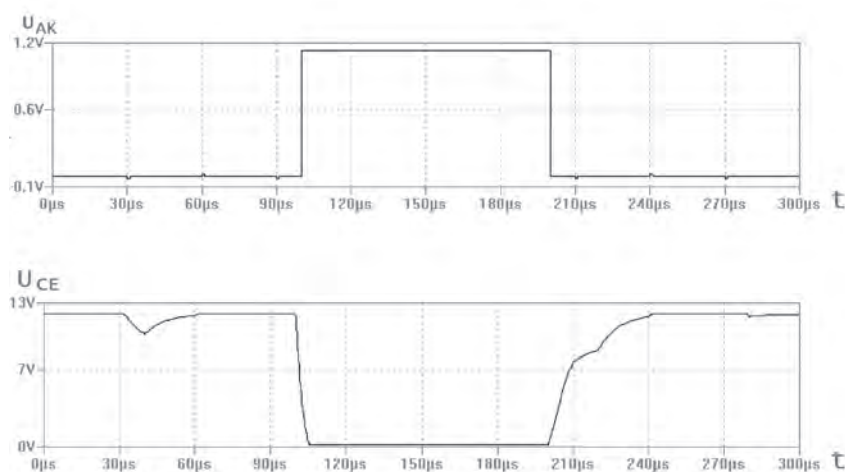
$$U_{BE} = U_{CM} \left(\frac{C_{CM}}{C_{CM} + C_{BE}} \right) \quad (3)$$

Efektom płynącym przez pojemności pasozytne prądu może być zablokowanie zmiany stanu transoptora poprzez podtrzymanie świecenia diody LED, bądź podciąganie wyjścia transoptora do stanu niskiego lub wysokiego, czego skutkiem może być załączenie się dwóch tranzystorów jednocześnie. Tego rodzaju stany pracy układów kluczujących są w większości rodzajów przekształtników niedozwolone i skutkują uszkodzeniem tranzystorów.

4. Analiza symulacyjna pracy transoptora

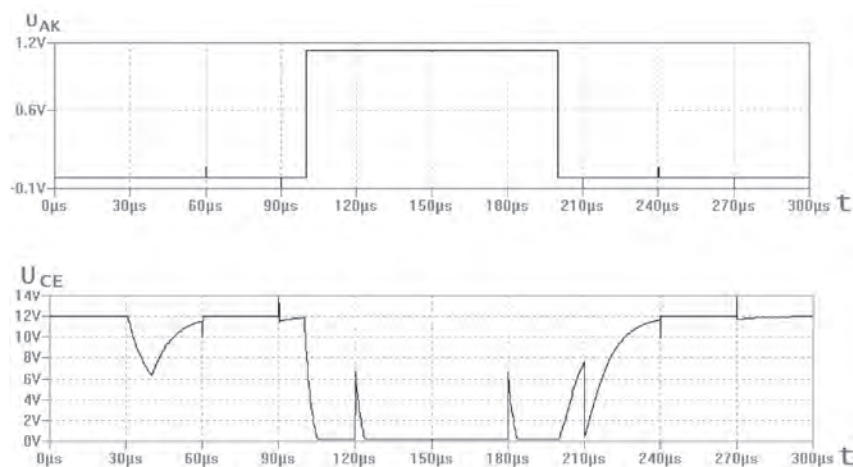
Symulacje pracy transoptora wykonane zostały w programie *LTSpice IV* firmy *Linear Technology*. Do symulacji wybrany został transoptor o symbolu 4N25, którego model dostępny jest w bibliotece programu. Wartość pojemności pomiędzy wejściem a wyjściem transoptora, opisywana według producenta układu jako uproszczona pojemność C_{10} , wynosi według noty katalogowej nie więcej niż 0,5 pF, co dla przebiegów dynamicznych jest już pojemnością znaczącą. W modelu transoptora, opracowanym przez firmę *Linear Technology*, pojemność między wejściem a wyjściem nie została uwzględniona, przez co badania symulacyjne układu bez samodzielnego jej zamodelowania mogą dać błędne wyniki, wskazujące że ten transoptor charakteryzuje się dużą wartością współczynnika *CMR*. W poniższym rozdziale opisano efekty symulacji układu modelującego pracę transoptora w przekształtniku bez uwzględnienia pojemności pasozytne transoptora oraz z ich uwzględnieniem. Zamodelowano także pracę jednej gałęzi przekształtnika, w której, oprócz pojemności pasozytne transoptora, dodano uproszczone pojemności pasozytne odbiornika, obudowy i układu zasilania.

Na rys. 4 pokazano bazowy schemat układu, służący do symulacji pracy transoptora. Źródło U_{CM} generuje przebieg napięcia pokazany na rys. 5, co odzwierciedla pracę transoptora ze zmiennym potencjałem obwodu wyjściowego w stosunku do obwodu wejściowego transoptora. Symulację



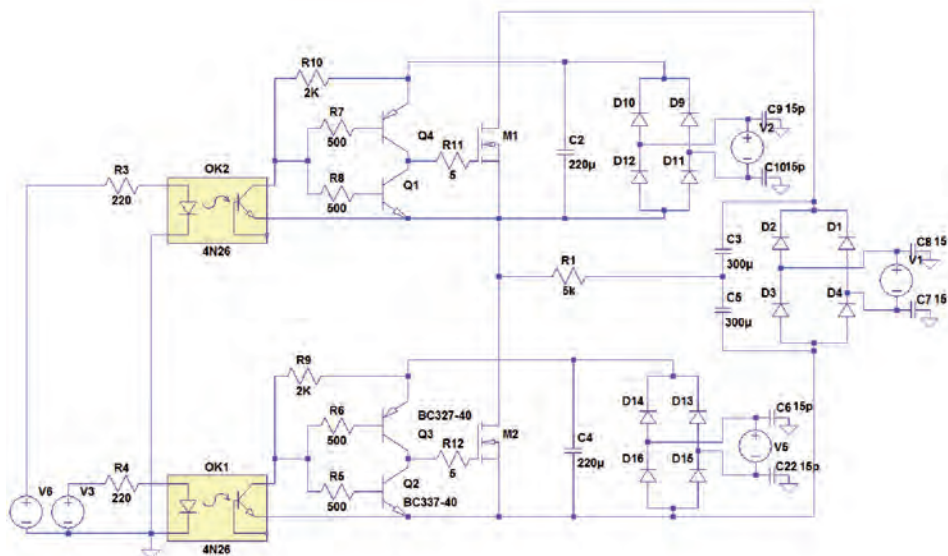
Rys. 8. Napięcie na diodzie nadawczej U_{AK} (a) oraz napięcie kolektor-emiter U_{CE} (b) otrzymane podczas symulacji z uwzględnieniem pojemności C_1 , C_{CM} , C_{BE} oraz C_2 , przy stromości zboczy napięcia źródła U_{CM} równej 10 V/μs

Fig. 8. Voltage on the input diode U_{AK} (a) and the collector-emitter voltage U_{CE} (b) obtained during the simulation, taking into account the parasitic capacitance C_1 , C_{CM} , C_{BE} and C_2 , the steepness of the slopes of the voltage source U_{CM} equal 10 V/μs



Rys. 9. Napięcie na diodzie nadawczej U_{AK} (a) oraz napięcie kolektor-emiter U_{CE} (b) otrzymane podczas symulacji z uwzględnieniem pojemności C_1 , C_{CM} , C_{BE} oraz C_2 , przy stromości zboczy napięcia źródła U_{CM} równej 3 kV/μs

Fig. 9. Voltage on the input diode U_{AK} (a) and the collector-emitter voltage U_{CE} (b) obtained during the simulation, taking into account the parasitic capacitance C_1 , C_{CM} , C_{BE} and C_2 , the steepness of the slopes of the voltage source U_{CM} equal 3 kV/μs



Rys. 10. Schemat symulacji pracy jednej gałęzi falownika

Fig. 10. Schematic of simulation one branch of the converter

układu przeprowadzono dla dwóch wartości stromości zboczy napięcia źródła U_{CM} : $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ oraz $3 \text{ kV}/\mu\text{s}$.

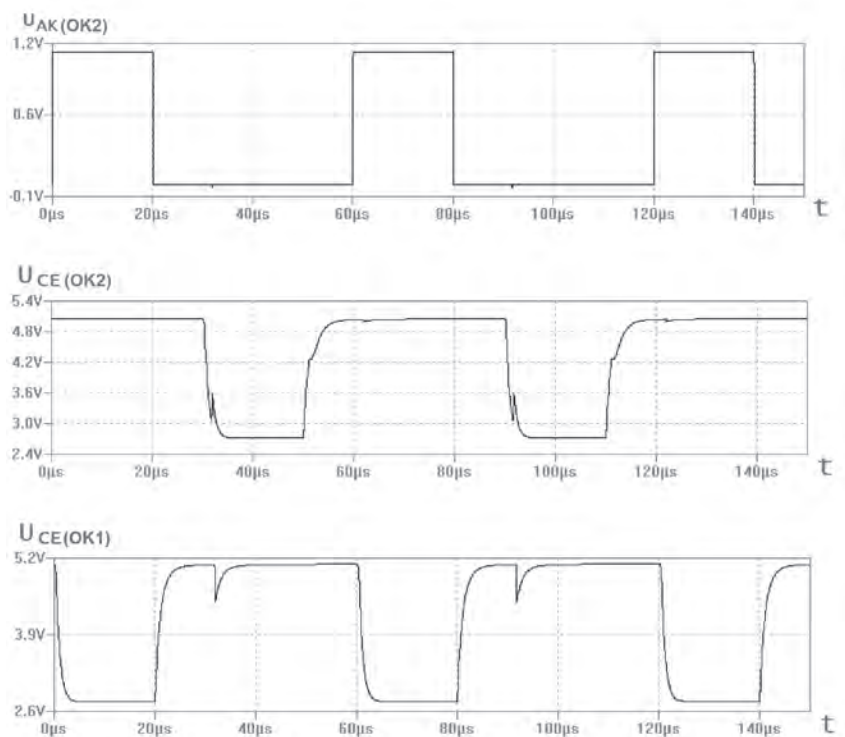
Wynikiem symulacji opartej na modelu transoptora opracowanym przez producenta układu są przebiegi, pokazane na rys. 6.

Dokonując symulacji, uwzględniającej uproszczone sprzężenie pasożytnicze w postaci wyłącznie pojemności C_i (rys. 2) o wartości $0,5 \text{ pF}$, przy stromości zbocza wynoszącej $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ otrzymano przebiegi nie odbiegające od przebiegów z rys. 6. Na rys. 7 pokazano wyniki symulacji przy stromości zbocza napięcia U_{CM} o wartości $10 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Jeśli natomiast w modelu transoptora, oprócz pojemności $C_i = 0,1 \text{ pF}$, uwzględni się także pojemności $C_{CM} = 0,3 \text{ pF}$, $C_{BE} = 0,1 \text{ pF}$ oraz $C_2 = 0,1 \text{ pF}$ (rys. 2) w wyniku symulacji dla stromości zbocza napięcia źródła U_{CM} wynoszącej $10 \text{ V}/\mu\text{s}$, otrzymane zostaną przebiegi, widoczne na rys. 8.

Zwiększając stromość zbocza napięcia źródła U_{CM} do wartości $3 \text{ kV}/\mu\text{s}$, otrzymano przebiegi widoczne na rys. 9.

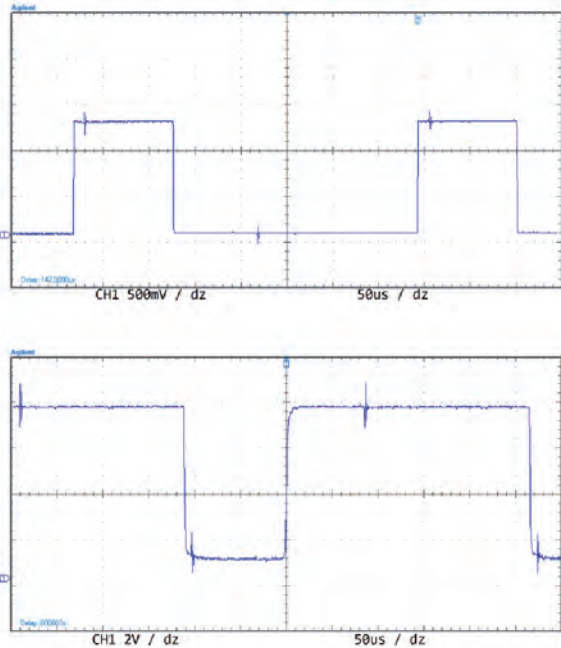
Na potrzeby badań symulacyjnych opracowano model jednej gałęzi przekształtnika według schematu z rys. 10, uwzględniającego pojemności pasożytnicze obwodu. Efektem symulacji są przebiegi napięć transoptorów pokazane na rys. 11.



Rys. 11. Napięcie na diodzie nadawczej U_{AK} (a) oraz napięcie kolektor-emiter U_{CE} transoptora OK2 (b) oraz transoptora OK1 (c) otrzymane podczas symulacji pracy jednej gałęzi falownika

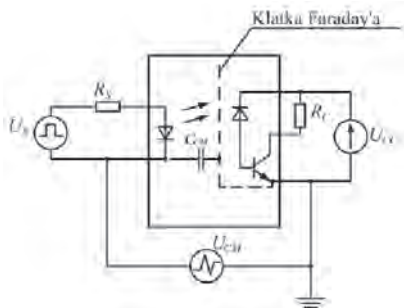
Fig. 11. Voltage on the input diode U_{AK} (a) and the collector-emitter voltage U_{CE} of the OK2 optocoupler (b) and the OK1 optocoupler (c) obtained on simulation of one branch of converter

Na otrzymanych w powyższych symulacjach przebiegach widać jak bardzo znacząca dla wartości zakłóceń przenoszonych jest stromość zbocza przebiegu napięcia pomiędzy obwodem wejściowym a wyjściowym transoptora, co pokrywa się z opisującymi to zjawisko zależnościami (2) oraz (3).



Rys. 12. Napięcie na diodzie nadawczej U_{AK} (a) oraz napięcie kolektor-emiter U_{CE} (b) otrzymane podczas obserwacji pracy transoptora 4N35 w rzeczywistym układzie

Fig. 12. Voltage on the input diode U_{AK} (a) and collector-emitter voltage U_{CE} (b) received during the observation of 4N35 optocoupler working in a real circuit



Rys. 13. Budowa transoptora o zwiększonej odporności na zakłócenia [6]

Fig. 13. Construction optocoupler with increased immunity of distortions [6]

5. Obserwacja zakłóceń w laboratoryjnym modelu przekształtnika

Układ opracowany w celu obserwacji zakłóceń w transoptorze wykonany został w postaci jednej gałęzi falownika i składa się z dwóch zasadniczych części: układu generacji impulsów sterujących i części wysokonapięciowej. Obwód wejściowy transoptora pracuje na niskim potencjale układu generującego impulsy, zaś obwód wyjściowy – w części wysokonapięciowej.

W układzie pracuje transoptor o symbolu 4N35. Potencjał obwodu wyjściowego tego transoptora względem obwodu wejściowego zmienia się w zakresie ± 140 V, zaś stromość

narastania zmian wynosi około 10 V/ μ s. Obserwując pracę układu na ekranie oscyloskopu, otrzymano przebiegi pokazane na rys. 12.

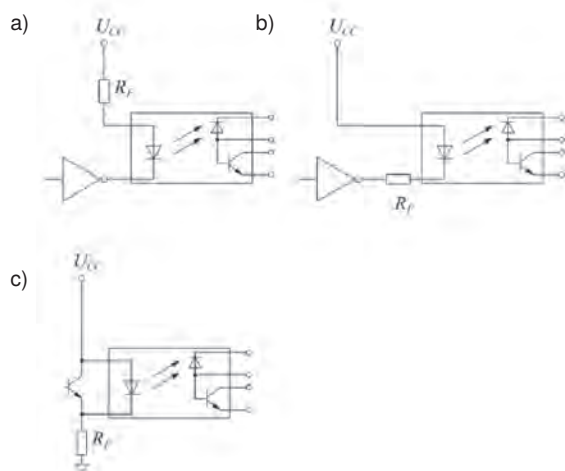
6. Sposoby zapobiegania zakłóceniom

Najważniejszą metodą zapobiegania przenoszeniu zakłóceń przez transoptory jest stosowanie specjalnie do tego celu przeznaczonych transoptorów, w których obwód wejścia lub wyjścia odseparowany jest za pomocą klatki Faradaya (rys. 13). Dzięki temu rozwiązaniu prąd płynący przez pojemności pasozytne jest odprowadzany do masy, znacznie zmniejszając zniekształcenia na wyjściu układu.

Dodatkowo, pozytywne efekty w uniknięciu zakłóceń podczas sterowania tranzystorami wykonawczymi może dać także użycie transoptorów cyfrowych z wyjściem sygnału w formie przerzutnika Schmitt'a, dzięki czemu zniekształcenia sygnału przesyłane przez optoizolację będą w układzie wyjściowym ignorowane.

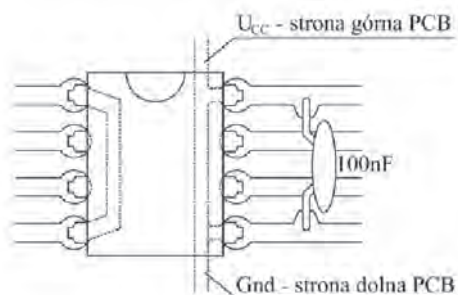
Istotne znaczenie dla zakłóceń ma również sposób, w jaki zasilana jest dioda LED transoptora. Na rys. 14 przedstawiono niepoprawny (a) oraz poprawne (b, c) sposoby sterowania diodą LED. W przypadku a) ze źródła, przez rezystor ograniczający prąd diody nadawczej, płynie prąd użyteczny diody oraz prąd pasozytniczego sprzężenia pojemnościowego. Prądy te, sumując się, powodują większy spadek napięcia na rezystorze, skutkiem czego osłabiony zostaje strumień świetlny diody nadawczej. W przypadku (b) efekt ten jest zniwelowany, jednak istnieje tu możliwość wygenerowania strumienia świetlnego przez diodę, przez którą przepływa prąd pasozytniczego sprzężenia pomiędzy katodą diody a obwodem odbiorczym transoptora. W przypadku (c), poprzez tranzystor zwierający diodę nadawczą, wyeliminowany zostaje efekt występujący w przykładzie (a) oraz (b).

Kolejnym bardzo ważnym aspektem, na który należy zwrócić uwagę, by zmniejszyć wpływ zakłóceń na działanie układu jest odpowiednie rozmieszczenie elementów oraz ścieżek na płytce drukowanej, a także stosowanie dodatko-



Rys. 14. Sposoby sterowania diodą LED a) niepoprawne, b) oraz c) poprawne [7]

Fig. 14. Means of controlling the input LED diode a) incorrect, b) and c) valid [7]



Rys. 15. Prawidłowe rozmieszczenie ścieżek i elementów na płycie drukowanej [7]

Fig. 15. Correct placement of lines and components on the PCB [7]

wych kondensatorów odprzegających możliwie blisko układu scalonego. Przykładowe poprawne rozwiązanie pokazane zostało na rys. 15.

W tym przypadku ścieżki zasilania obwodu wyjściowego transoptora tworzą swoisty ekran na płycie drukowanej, osłaniający ścieżki sygnałowe przed wpływem zmiennego pola elektrycznego, wywołanego różnicą potencjałów pomiędzy obwodami wejściowymi a wyjściowymi transoptora.

7. Podsumowanie

Analiza wpływu pojemności pasożytniczych na sygnały sterujące tranzystorami przekształtnika wykonana została w oparciu o badania symulacyjne. Zaproponowano wykorzystanie podstawowego modelu transoptora z biblioteki programu *LTSpice IV*, jednak uzupełniono go o dodatkowe elementy pojemnościowe. Wyniki analizy potwierdzają możliwość pojawienia się znaczących zakłóceń sygnału.

Postęp w technologii półprzewodnikowych przyrządów mocy sprawia, iż stromości zboczy napięć są coraz większe. W rezultacie analizowane w referacie zagadnienia zyskują na znaczeniu. Zaproponowany model symulacyjny pozwala na wstępną weryfikację wartości zakłóceń sygnałów sterujących tranzystorami dla znanych parametrów transoptora i warunków pracy przekształtnika. Może on być zatem pomocą w doborze typu transoptora do konkretnego przekształtnika.

Bibliografia

1. Górski K., *20 prostych projektów dla elektroników*, wydawnictwo BTC, Legionowo 2008, ISBN 978-83-60233-29-0.
2. Bołtrukiewicz M., *Zastosowanie transoptorów odbiciowych jako czujników odległości*, w *Elektronika (LIH)*, nr 6/2012, s. 59, wydawnictwo SIGMA-NOT, Warszawa 2012, Indeks 35772.
3. SIEMENS: *IL300 Linear optocoupler data sheet*.
4. AVAGO Technologies: *HCNR200 Linear optocoupler data sheet*, 12.2011.
5. AVAGO Technologies, *Common Mode Noise. Sources And Solutions. Application note 1043*, 5.07.2012.

6. Henry W. Ott, *Understanding and controlling Common-Mode emissions in High-Power electronics*, Livingston, NJ 2001.
7. VISHAY Semiconductors, *Common Mode Transient Immunity (CMTI) – Theory and Practical Solutions*, 23.05.2013. ■

The impact of optocoupler parasitic capacitance on transistors control in switching converter

Abstract: Optocouplers are widely used, e.g. in the switching converters, in which they are used to obtain electrical isolation between gate transistors circuits and microprocessor controller. In transoptors exists parasitic capacitances which couples output and input circuits of the system. The influence of these capacitances is negligible for most applications. However, in switching converters, where the potentials of the input and output circuit of an optocoupler changes very fast, the presence of parasitic capacitances can lead to the distortion of transistors control signals. The paper discusses the general structure, key features and parameters of digital optocouplers. Cause and location of parasitic capacitances was shown in a simulation model of optocoupler, which takes into account the parasitic capacitances was designed. Simulation results illustrating the impact of capacitance and rate of voltage change to waveform of the transistors control signals were presented. Shows selected results of laboratory verification were shown.

Keywords: switching converter, optocoupler, distortions, CMRR, CMTI

Artykuł recenzowany, nadesłany 07.05.2014 r., przyjęty do druku 03.07.2014 r.

inż. Maciej Cisek

Ukończył studia inżynierskie pierwszego stopnia na kierunku Elektrotechnika w Instytucie Politechnicznym Państwowej Wyższej Szkole Zawodowej w Elblągu w 2010 r. Obecnie kontynuuje studia drugiego stopnia. Zainteresowania: Elektronika analogowa i inżynieria dźwięku.



e-mail: maccisek@student.pg.gda.pl