

Scalony sterownik tranzystorów IGBT

firmy MOTOROLA

W artykule przedstawiamy szereg zagadnień związanych z projektowaniem nowoczesnych systemów sterowania tranzystorami dużej mocy IGBT, w oparciu o zintegrowane sterowniki firmy Motorola.

Układ MC 33153 firmy Motorola został specjalnie zaprojektowany do sterowania tranzystorem IGBT w przekształtnikach dużej mocy stosowanych w napędach silników indukcyjnych, bezszczotkowych silników prądu stałego i układach zasilania bezawaryjnego.

Chociaż został przewidziany do sterowania dyskretnych i modułowych tranzystorów IGBT, układ ten stanowi interesującą, nie tylko z ekonomicznego punktu widzenia, propozycję sterowania tranzystorów MOSFET i bipolarnych. Najistotniejszą

właścią układu to możliwość zabezpieczenia tranzystora w stanie przeciążenia lub zwarcia: desaturacja i pomiar prądu.

Inne ważne cechy charakterystyczne układu MC 33153 to:

- duży prąd stopnia wyjściowego: 1A przy włączeniu i 2A przy wyłączeniu;
- obwód ochronny przystosowany zarówno do konwencjonalnego IGBT, jak i IGBT z czujnikiem prądowym;
- ochrona przed przeciążeniem i zwarcie;
- kontrola napięcia zasilania zoptymalizowana dla IGBT;
- możliwość zasilania także napięciem ujemnym, jeżeli sterowanie IGBT tego wymaga.

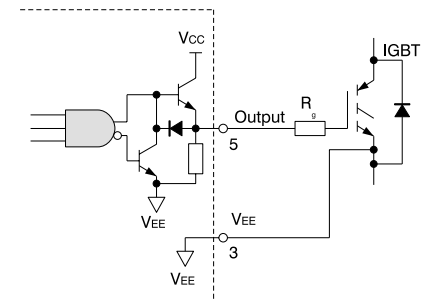
Schemat blokowy i rozkład wyprowadzeń przedstawiono na rys. 1 i 2.

Układ MC33153, zawierający 133 tranzystory, posiada trzy wejścia: INPUT (4), CURRENT SENSE (1) i FAULT BLANKING/DESATURATION (8) oraz dwa wyjścia: DRIVE (5) i FAULT (7). Ponadto, końcówki zasilające oznaczone są jako: Vcc (6) - plus napięcia zasilającego, KELVIN GROUND (2) - masa i VEE (3) - minus napięcia zasilającego układ. Sygnał sterujący pracą IGBT powinien być podany na wejście 4 (INPUT), podczas gdy bramka tran-

zystora jest połączona z wyjściem 5 (DRIVE OUTPUT). Szczegóły połączeń układu, jak również przykłady aplikacji opisane są w dalszej części artykułu.

Specyfika sterowania tranzystorów z izolowaną bramką (IGBT)

Najbardziej istotnym aspektem projektowania układu sterowania IGBT jest optymalizacja charakterystyk jego przełączania. Charakterystyki te są szczególnie ważne w zastosowaniach do napędu elektrycznego, w których tranzystory sterowane sygnałem z modulacją szerokości impulsów (PWM) połączone są w układ mostka. W tych aplikacjach elementy w obwodach sterowania bramką tranzystora powinny być tak dobrane, by zoptymalizować proces załączania, wyłączania tranzystora i jego impedancję w stanie blokowania.

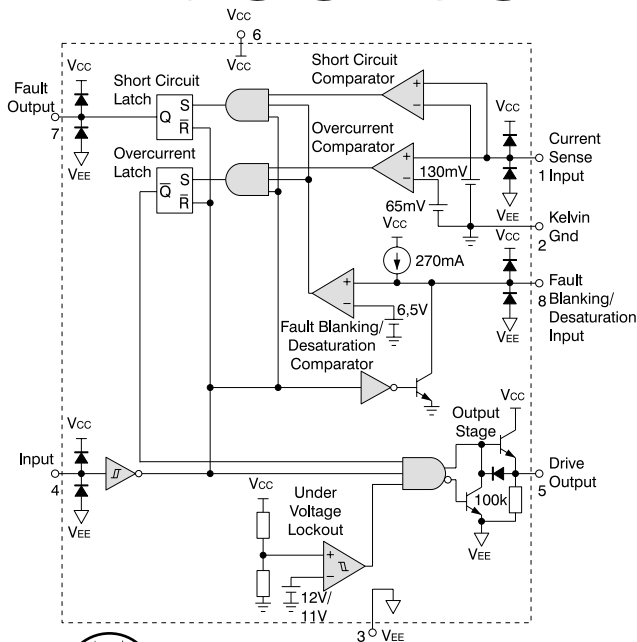


Rys. 3.

W celu kontrolowania procesu komutacyjnego można wykorzystać pojedynczy rezystor (rys. 3), ale dobór wartości jego rezystancji będzie wynikał z kompromisu pomiędzy szybkością załączania tranzystora i strat wyłączenia. Stosowanie takiego rozwiązania powinno być ograniczone do niskich częstotliwości komutacyjnych tranzystora. Sterowanie bramką tranzystora można zoptymalizować poprzez nieznaczoną rozbudowę stopnia końcowego układu (rys. 4), w którym procesy załączania i wyłączania tranzystora można kontrolować niezależnie. Rezystor odpowiedzialny za załączenie tranzystora R_{on} zapewnia kontrolę szybkości IGBT w tym procesie. W zastosowaniach napędowych rezystor ten określa prędkość narastania prądu (di/dt) w tranzystorze w procesie komutacji, z przewodzącą diodą sąsiadującego tranzystora w gałęzi.

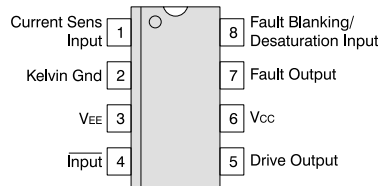
Wzajemna relacja załączanego tranzystora i pozbijającej się prądu diody decyduje o szybkości narastania napięcia (dv/dt) w procesie załączania. Zbyt duża prędkość narastania napięcia w gałęzi mostka, podczas procesu załączania tranzystora, stanowi istotny problem dla projektantów układów energoelektronicznych.

MC33153

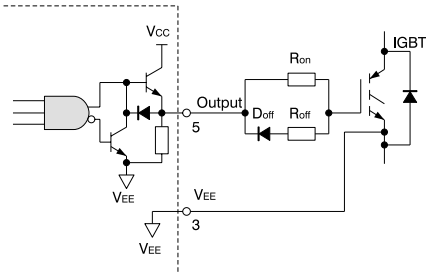


MOTOROLA

Rys. 1.



Rys. 2.



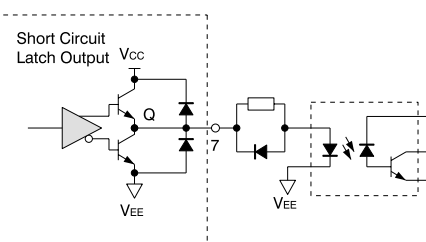
Rys. 4.

Natomiast rezystor odpowiedzialny za wyłączenie tranzystora R_{off} decyduje o szybkości procesu i zapewnia utrzymanie elementu w stanie blokowania w czasie zakłóceń komutacyjnych występujących w przekształtniku. Kontrolowanie procesu wyłączenia IGBT umożliwia uzyskanie niskich strat komutacyjnych. W sytuacji, gdy IGBT charakteryzują się ustalonymi minimalnymi stratami, ze względu na rekombinację nośników mniejszościowych, wolne sterowanie bramką tranzystora decyduje o stratach przy wyłączeniu. Ma to szczególnie znaczenie dla szybkich IGBT. Możliwe jest również zbyt szybkie sterowanie bramką, co powoduje generację przepięcia. Zwykle opornik odpowiedzialny za wyłączenie stanowi małą część opornika decydującego o szybkości załączania tranzystora.

Stopień końcowy MC 33153 stanowi para tranzystorów bipolarnych (rys. 3, 4), pozwalających na uzyskanie 1A prądu wpływającego i 2A prądu dopływającego do układu. Ponadto, stopień ten zawiera rezystor ściągający sygnał wyjściowy do zera, zapewniając w ten sposób utrzymanie tranzystora w stanie wyłączonym, niezależnie od poziomu napięcia zasilającego układ.

W gałęziach mostka falowników z modulacją szerokości impulsów, co najmniej jeden tranzystor jest wyłączony. Podlega on wówczas zmianom napięcia powodowanym przez sąsiadujący tranzystor w gałęzi. Problem staje się krytyczny, gdy tranzystor ten jest załączany i związana z tym wysoka stromość opadania napięcia pojawia się równocześnie na wyłączonym tranzystorze. W celu uniknięcia przebicia tego tranzystora, wywołanego wspomnianą stromością napięcia, niezbędne jest zapewnienie niskiej impedancji w obwodzie jego wyłączenia. W większości zastosowań rezystor odpowiedzialny za wyłączenie tranzystora może mieć wystarczająco małą wartość by utrzymać IGBT w stanie wyłączenia w trakcie komutacji sąsiada w gałęzi bez potrzeby nadmiernego zwiększenia szybkości wyłączenia.

Do wyłączania IGBT można też wykorzystać napięcie ujemne. Jest to praktyka przeniesiona wprost ze sterowania transys-



Rys. 5.

torów bipolarnych w układzie Darlingtona, ale w IGBT nie jest wymagana. Tym niemniej, ujemne napięcie polaryzacji bramki tranzystora zmniejsza możliwość jego przebicia w stanie wyłączenia. Dlatego też w układzie MC33153 przewidziano niezależne zasilanie poprzez końcówki V_{EE} i masę (Kelvin Ground), co pozwala na jego pracę przy zasilaniu napięciem +15/-5V.

Izolacja optyczna układu

Izolowane wejście

Układ MC33153 może być wykorzystywany z optycznie izolowanymi wejściami. Użyte w tym celu transporty zapewniają przesunięcie poziomów sterujących i, jeżeli jest to wymagane, izolację od napięć zasilających przekształtnik. Ze względu na duże stromości zmian napięć występujące w przekształtnikach, użyte transoptory, np. HCPL4053, powinny charakteryzować się odpowiednio wysoką wartością dv/dt . Pewne możliwości kontroli stromości opadania napięcia na IGBT daje rezystor odpowiedzialny za jego załączanie. Jak większość transoptorów, HCPL4053 wykazuje aktywny niski stan na wyjściu typu otwarty kolektor. Dlatego też układ MC33153 posiada odwracające wejście, z podciągającym do plusa zasilania rezystorem, pozwalające na bezpośrednie połączenie z transoptorem. Wejście to może być również bezpośrednio połączone z 5 wlotowymi układami logiką CMOS lub mikrokontrolerem.

Sygnalizacja błędu poprzez wyjście transoptorowe

Układ MC33153 posiada wyjście sygnalizacji błędu o aktywnym stanie wysokim. Dzięki temu do wyjścia tego można bezpośrednio podłączyć transoptor. Istotna jest bowiem nie tylko sygnalizacja wszystkich błędów, ale również uniemożliwienie wnika- nia zakłóceń w ten tor.

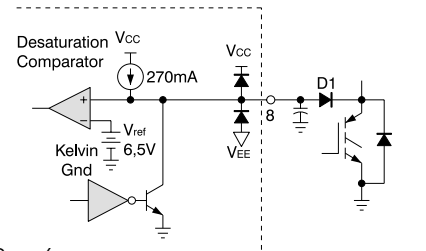
Wyjście sygnalizacji błędu (rys. 5) umożliwia, poprzez dobór rezystora, uzyskanie prądów sterowania transoptorem od 10 do 20mA, jak również zapewnia niską impedancję w stanie jego wyłączenia.

Również i w tym przypadku należy dobrać transoptor wytrzymujący duże szybkości zmian napięcia (dv/dt).

Układy zabezpieczające

Zabezpieczenie przed zbyt niskim napięciem zasilania

Kontrola poziomu napięcia zasilania układuysterowania IGBT jest jedną z jego ważnych właściwości. Podczas gdy IGBT wymaga ok. 15V napięcia na bramce by osiągnąć niskie napięcie przewodzenia, obniżenie tego poziomu poniżej 13V powoduje jego znaczne zwiększenie, szczególnie przy dużych prądach. Przy bardzo niskich napięciach na bramce (poniżej 10V), IGBT może wejść w obszar liniowej pracy i szybko się przegrzać. Kontrola poziomu napięcia zasilania układu MC33153 nabiera szczególnego znaczenia w tych przekształceniach, w których napięcie zasilające układ sterowania „górnym” tranzystorem jest wytwarzane poprzez pompę napięciową ładującą kondensator. Układ kontroli poziomu napięcia na bramce zabezpiecza



Rys. 6.

IGBT przed nadmiernymi startami w przypadku rozładowania się kondensatora.

Układ MC33153 rozpoczyna pracę przy napięciu ok. 12V, ale dzięki histerezie zapewnionej przez omawiany obwód równej ok. 1V, już przy napięciu ok. 11V sterowanie tranzystora zostaje zablokowane.

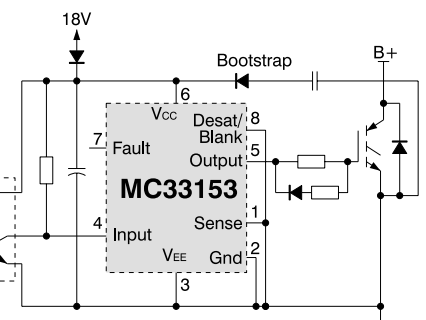
Zabezpieczenie przed wyjściem z nasycenia

Bipolarne tranzystory mocy powszechnie wykorzystywały układy zabezpieczenia przed wyjściem z nasycenia, których zadaniem jest monitorowanie napięcia przewodzenia tranzystora i jego wyłączenie, w przypadku wzrostu napięcia powyżej określonego poziomu. Wzrost napięcia przewodzenia tranzystora jest ściśle związany ze wzrostem prądu kolektora, co ma miejsce w zakresie prądów wyższych od nominalnych. W związku z tym, że prąd wyjściowy w IGBT jest funkcją napięcia na bramce, jego maksymalna wartość zależy od napięcia na bramce i typu przyrządu.

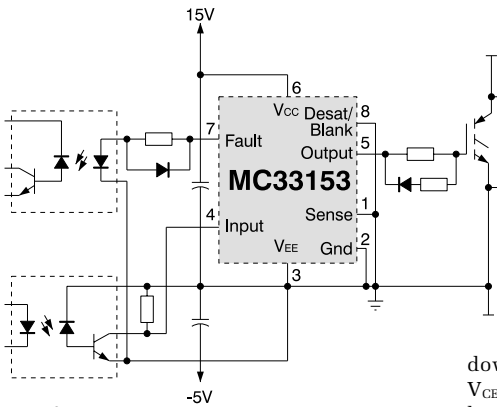
W przypadku wyższych prądów, a w szczególności prądów zwarcia, IGBT wykazują znacznie wyższą transkonduktancję i gęstość prądu niż tranzystory bipolarne. Ma to istotne znaczenie w przypadku aplikacji napędowych, w których w nominalnych warunkach gęstości prądu są niewielkie, a w przypadku przeciążenia lub zwarcia gęstość prądu znacznie wzrasta, ale tylko do poziomu nie powodującego uszkodzenia tranzystora.

Najlepszą metodą wykrywania wyjścia IGBT z nasycenia jest użycie wysokonapięciowej diody, pracującej w układzie komparacji. W układzie MC33153 zastosowano komparator wykrywający ten stan i obwód sygnalizujący. Dioda D1 jest zewnętrzną diodą o klasie napięciowej porównywalnej z IGBT. Gdy tranzystor jest załączony i nasycony, D1 ściąga napięcie na wejściu 8 (rys. 6).

W przypadku, gdy IGBT wychodzi z nasycenia lub jest wyłączony, źródło prądowe podciąga napięcie na wejściu 8 i wyzwala komparator. Próg wyzwala- nia komparatora jest ustalony na poziomie 6,5V, zezwalając



Rys. 7.



Rys. 8.

na napięcie przewodzenia tranzystora nie większe niż 5,8V. Sygnał błędu pojawia się, gdy stan bramki tranzystora jest wysoki, a napięcie V_{CE} jest wyższe od dopuszczalnego (5,8V).

Wyjście komparatora wykrywającego stan desaturacji jest iloczynowane z sygnałem podawanym na wejściu bramki. Wynik tej operacji jest następnie podawany na wejście zatrząsków pamiętających stan zwarcia lub przeciążenia prądowego. Zatrząsk przeciążenia prądowego wyłącza IGBT na resztę cyklu przewodzenia w przypadku wystąpienia błędu. W momencie zmiany stanu na bramce na wysoki, oba zatrząski są zerowane. Napięcie odniesienia jest połączone z masą (Kelvin Ground) zamiast do V_{EE} , by uniezależnić poziom komparacji od wielkości ujemnego napięcia zasilania. Należy zwrócić uwagę, że dla prawidłowej pracy komparatora desaturacji, jak i układu sygnalizacji błędu, obwód pomiaru prądu powinien mieć wejście podciągnięte do poziomu wyższego niż napięcie komparacji dla obwodów przeciążenia prądowego i zwarcia. Można to uzyskać poprzez połączenia wejścia 1 z V_{CC} .

Układ MC33153 ma również możliwość programowania czasu nieczułości układu zabezpieczenia przed wyjściem z nasycenia. Jest to spowodowane potrzebą zablokowania działania układu na czas trwania komutacji załączającego się IGBT z wyłączaną diodą. Po przejściu prądu diody przez tranzystor, napięcie na kolektorze szybko opada do poziomu $V_{CE(SAT)}$. Po załączeniu tranzystora na jego kolektorze pojawiają się jednakże oscylacje wynikające z pojemności C_{OSS} i indukcyjności pasożytniczej połączeń. Czas nieczułości układu zabezpieczenia przed wyjściem z nasycenia powinien być dłuższy od sumy czasu komutacji i oscylacji. Funkcja ta wykorzystuje tranzystor NPN do zwierania wejścia komparatora,

gdy poziom napięcia na bramce jest niski (rys. 6). W momencie załączenia IGBT, zwierający tranzystor zostaje wyłączony, pozwalając wewnętrznemu źródłu prądowemu na ładowanie kondensatora odpowiedzialnego za czas nieczułości. Czas ładowania kondensatora dołączonego na zewnątrz do wyjścia 8 określa przedział nieczułości układu.

Jeżeli zwarcie pojawi się po załączeniu i wejściu w nasycenie IGBT, czas opóźnienia zadziałania układu wynika z czasu potrzebnego na doładowanie kondensatora z poziomu napięcia $V_{CE(SAT)}$ do poziomu powodującego zadziałanie zabezpieczenia (5,8V). Funkcja zabezpieczenia IGBT przed wyjściem z nasycenia może być zablokowana przez pozostawienie wyjścia 8 nie podłączonego.

Zabezpieczenie IGBT z wbudowanym czujnikiem prądu

Innym sposobem zabezpieczenia prądowego IGBT jest pomiar prądu emitera przy pomocy bocznika lub wykorzystanie tranzystora z wbudowanym czujnikiem prądu. Istotną zaletą tej metody jest użycie IGBT o dużym wzmocnieniu, lecz o małej odporności na zwarcie. IGBT z wbudowanym czujnikiem prądu zachowuje się w większości przypadków jak MOSFET, pozwalający na bezpośredni pomiar wielkości prądu. Jednakże w tym przypadku problem pomiaru prądu poprzez pomiar niskich napięć wciąż istnieje. Pomiar prądu w IGBT z wbudowanym czujnikiem prądu polega na pomiarze napięcia w kanale tranzystora, które jest liniowo zależne od prądu kolektora. Napięcie wyjściowe z wbudowanego czujnika prądu jest bardzo niskie, zwykle poniżej 100mV.

Korzystanie z wyżej opisanej funkcji IGBT wymaga jej blokowania w trakcie załączania tranzystora, jak również ignorowanie sygnału pomiaru napięcia, gdy poziom napięcia na bramce jest niski. Wynika to z właściwości lustrzanego wyjścia tranzystora, która polega na generacji dużych chwilowych napięć, zarówno w trakcie jego załączenia jak i wyłączenia, ze względu na pojemność pomiędzy kolektorem i wyjściem.

Dla standardowych IGBT (bez wbudowanego czujnika prądu) można skorzystać z niskorezystancyjnego bocznika (od 5 do 50mΩ), by mierzyć prąd emitera. W trakcie zwarcia, ze względu na niską impedancję obwodu, prąd może narosnąć do dużych wartości. Dzieje się tak dlatego, że tranzystor jest załączany na minimalny czas, wymagany do poprawnego działania zabezpieczeń, w trakcie którego prąd może narosnąć do dużych wartości. Do realizacji funkcji detekcji zwarcia wykorzystano drugi komparator, który ma wyższy zakres napięć wejściowych. Sygnał zwarcia jest zatrząskiwany i pojawia się na wyjściu błędu (Fault Output). Po wykryciu zwarcia IGBT zostaje włączony na kilka milisekund, pozwalając w ten sposób na wyrównanie temperatury w jego strukturze, zanim ponownie może być za-

Tabela 1.

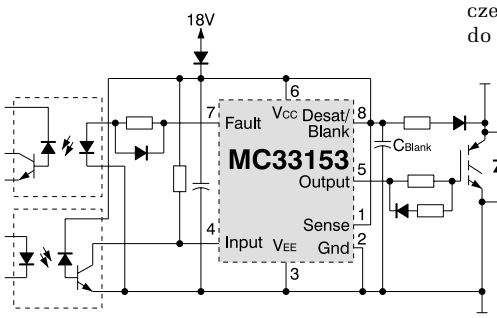
R_g [Q]	$t_{p(on)}$ [ns]	t_r [ns]	$t_{p(off)}$ [ns]	t_f [ns]
4	30	20	60	40
15	40	30	160	40

łączony. Obwód czujnika prądu jest bardzo podobny do układu zabezpieczenia tranzystora przed wyjściem z nasycenia. Możliwe jest również zbudowanie obwodu pozwalającego na zabezpieczenie IGBT wyposażonego w czujniki prądu, jak i bazującego na pomiarze prądu na boczniku.

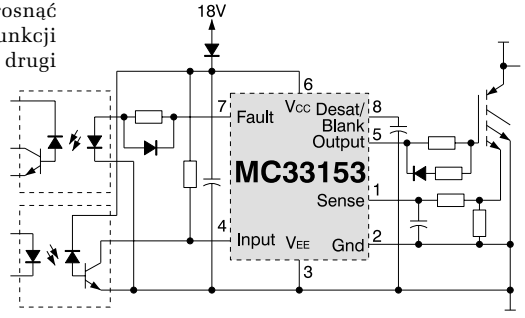
Wskazówki aplikacyjne

Na rys. 7 przedstawiono podstawowy schemat aplikacyjny sterownika. W przypadku przesłania sygnału sterującego przez transoptor, należy uwzględnić rezystor podciągający na wejściu sterownika, którego wartość powinna wynikać z zakresu prądowego tranzystora transoptora. Ponadto należy pamiętać o kondensatorze odkłócającym zasilanie, który powinien być ulokowany możliwie blisko sterownika, zmniejszając w ten sposób ryzyko wnikięcia w układ zakłóceń komutacyjnych.

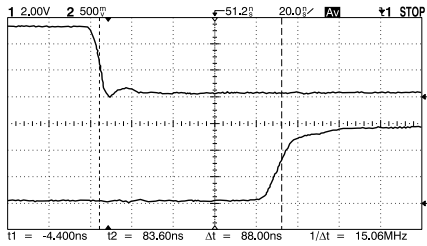
W przypadku, gdy układy zabezpieczenia prądowego tranzystora nie są wymagane, zarówno wejście czujnika desaturacji (8), jak i pomiaru prądu z bocznika (1) powinny być podłączone do masy (Kelvin Ground (2)). W celu zbuforowania zasilania układu można zastosować diodę podciągającą (bootstrap). Dla zasilania pojedynczym napięciem, końcówki masy (Kelvin Ground) i V_{EE} powinny być ze sobą połączone. W przypadku aplikacji z dwoma napięciami zasilającymi (rys. 8), masa układu powinna być połączona z emitrem IGBT, podczas gdy wejście czujnika desaturacji (8) i pomiaru prądu z bocznika (1) powinny być połączone masą. Zgodnie z wcześniejszą analizą, zaleca się użycie oddzielnych rezystorów w obwodzie bramki IGBT, odpowiedzialnych za załączanie i wyłączanie tranzystora. W przypadku wykorzystywania obwodu czujnika desaturacji, do końcówki 8 (Desat/Blank) należy podłączyć wysokonapięciową diodę. Dodatkowy rezystor włączony szeregowo z diodą zabezpiecza sterownik przed zbyt dużymi szybkościami zmian napięcia na IGBT. Natomiast kondensator odpowiedzialny za czas nieczułości obwodu powinien być włączony pomiędzy końcówkę 8 i napięcie V_{EE} . Dla układu z dwoma napięciami zasilającymi, kondensator ten po-



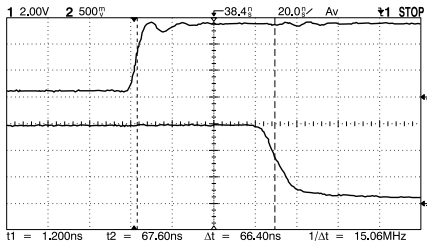
Rys. 9.



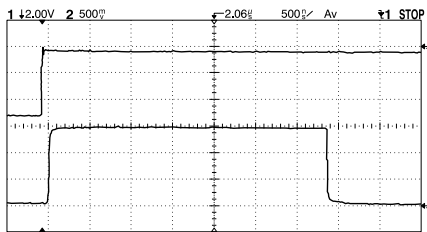
Rys. 10.



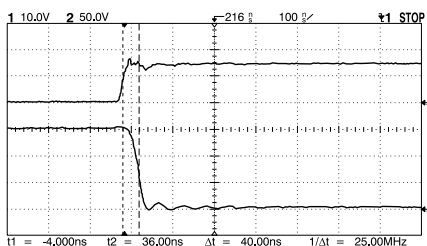
Rys. 11.



Rys. 12.



Rys. 13.



Rys. 14.

winien być połączony z masą. Ponadto, wejście pomiaru prądu z bocznika powinno być podciągnięte do plusa zasilania, gdyż oba wyjścia komparatorów są ziloczynowane.

W sytuacji, gdy wykorzystywane jest wejście pomiaru prądu bądź to z bocznika, bądź z wyjścia specjalnego IGBT z wbudowanym czujnikiem prądu, uzyskane napięcie powinno być odniesione do masy (Kelvin Ground). W związku z tym, że poziom napięcia z czujnika prądu jest bardzo niski (zwykle ok. 65mV), jest ono podatne na zakłócenia. Dlatego też ścieżki przewodzące sygnał powinny być zaprojektowane jako para różnicowa. Zalecane jest również zastosowanie filtra RC w celu wyeliminowania zakłóceń o wysokiej częstotliwości. Kondensator filtrujący jest wówczas włączony między wejście czujnika prądu i końcówkę zasilania V_{EE} . Niestety pojemność pasożytnicza istniejąca na tym wejściu nie jest wystarczająca, by skutecznie odfiltrować zakłócenia. W przypadku niewykorzystywania pomiaru prądu istotne jest, by nie łączyć tego wejścia z plusem zasilania, gdyż wówczas tranzystor pozostałby na stałe wyłączony.

Test sterownika MC33153

Test sterownika przeprowadzono przy pojedynczym napięciu zasilania równym +15V. W celu uproszczenia układu pomiarowego pominięto separujący transformator. Sygnał prostokątny TTL z generatora podawano bezpośrednio na wejściu (Input). W obwodzie bramki umieszczono pojedynczy rezystor $R_g=15\Omega$. Z przebiegów na rys. 11 i 12 odczytano czasy narastania i opadania oraz czasy propagacji definiowane jako czasy między zboczami sygnału wejściowego i wyjściowego, w chwili gdy osiągną one 50% swoich wartości.

Zamierzone czasy wynoszą:

$$t_{PLH} = 88ns$$

$$t_{PLH} = 66ns$$

$$t_r = 20ns$$

$$t_f = 14ns$$

Są to czasy zbliżone do parametrów znamionowych sterownika.

Zabezpieczenie zwarciove układu sprawdzono symulując zwarcie. W tym celu odłączono wejście (8) od tranzystora IGBT i podłączono bezpośrednio do V_{CC} , pozostawiając kondensator $C_{blank}=120pF$ ustalający czas t_{trip} zabezpieczenia. Po wystawieniu układu, sterownik spowodował wyłączenie tranzystora po czasie $t_{trip} = 3,3\mu s$, co widać na rys. 13. Zależności między C_{blank} a t_{trip} , wyznaczono doświadczalnie. W najbardziej istotnym dla użytkownika przedziale od 0..12 μs otrzymano liniową zależność.

$$t_{trip}[\mu s] = 0,0024 * C_{blank} [pF]$$

Przy braku C_{blank} opisany wyżej układ w ogóle nie włącza tranzystora, co oznacza, że w układzie rzeczywistym zwarcie zostanie wyłączone natychmiast w chwili stwierdzenia go. Zbadano również wpływ wartości rezystancji w obwodzie bramki (R_g) na szybkość przełączenia tranzystora.

Dla wartości 4, 15 i 40 Ω zmierzono opóźnienie między sygnałem wyjściowym sterownika, a napięciem U_{CE} . Wyniki umieszczono w tab. 1, zaś przebiegi dwóch przykładowych procesów przełączania na rys. 15 i 16.

Jak wynika z danych zawartych w tab. 1, zmniejszenie wartości R_g powoduje przyspieszenie przełączania, natomiast nie ma wpływu na czas narastania napięcia U_{CE} przy wyłączaniu.

Próby zwarciove wykonywano kontrolując narastanie prądu zwarciovego przy obciążeniu $L = 70\mu H$. Użyto pojemności $C_{blank} = 68pF$, co daje czas t_{trip} ok. 2 μs . Na rys. 17 przedstawione są przebiegi kontrolowane zwarcia przy zasilaniu obwodu mocy napięciem 40V. Sterownik wykrył zwarcie w chwili, gdy $U_{CE(SAT)}$ wynosiło ok. 6V, zaś prąd 27A. Po czasie t_{trip} nastąpiło wyłączenie. Rys. 18 przedstawia przebiegi dla tych samych warunków, ale przy zasilaniu napięciem 200V. Wystąpiła sytuacja na tyle krytyczna, że już w chwili włączenia napięcie nasycenia tranzystora wyniosło ok. 7,5V, czyli było wyższe od progu wyzwolenia zabezpieczenia. Sterownik zareagował prawidłowo, spowodował wyłączenie po czasie t_{trip} od chwili włączenia na zwarcie. Prąd wyłączenia wyniósł ok. 100A. W obu przypadkach widoczne są znaczne przepięcia i oscylacje wynikające z szybkiego wyłączenia dużego prądu. Ochronę zwarciową sprawdzono również sterując tranzystorem MOSFET (60V/17A). Próbę robiono przy bra-

ku C_{blank} i napięciu zasilania układu mocy 20V. Zabezpieczenie zadziało w chwili, gdy U_{DS} osiągnęło wartość ok. 6V, zaś prąd ok. 60A. Widać więc, że sterownik MC33153 w pełni można wykorzystać do sterowania tranzystorem MOSFET, pod warunkiem, że przy normalnej pracy tranzystora jego napięcie $U_{DS(on)}$ nie jest wyższe od progu zadziałania zabezpieczenia.

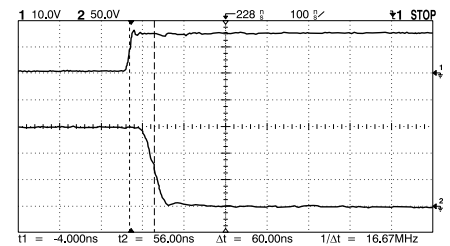
Podsumowanie

Sterownik MC33153 łączy w sobie wiele najlepszych cech. Jest bardzo szybkim układem przy odpowiednio dużej wydajności prądowej w impulsie oraz dużej uniwersalności układu ochronnego i wejściowego. Stanowi więc atrakcyjny kompromis pomiędzy właściwościami i ceną.

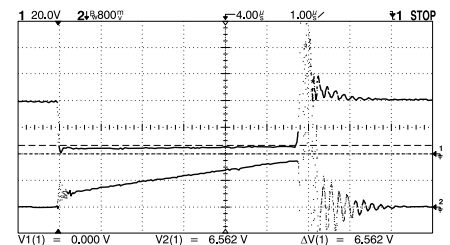
Jerzy Jelonekiewicz

Literatura

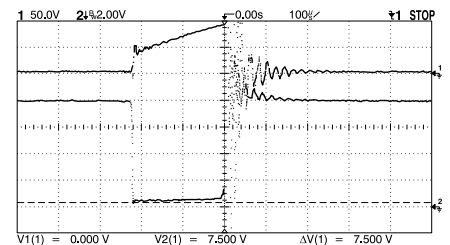
1. Single IGBT Gate Driver - dane techniczne sterownika MC33153 firmy Motorola nr MX33153/D.
2. Jacek Szewczyk: „Analiza i test układówysterowania tranzystorów IGBT“ praca dyplomowa, Wydział Elektryczny Politechniki Częstochowskiej, marzec 1997.



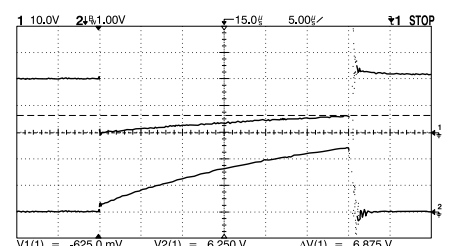
Rys. 15.



Rys. 16.



Rys. 17.



Rys. 18.