

Maciej PAWŁOWSKI

# ALTERNATYWNE SYSTEMY NAPĘDOWE W POJAZDACH SAMOCHODOWYCH



icyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej



Maciej Pawłowski

# Alternatywne systemy napędowe w pojazdach samochodowych



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej Wrocław 2013

# MS 186377

#### Recenzent Bogdan MIEDZIŃSKI

#### Opracowanie redakcyjne i korekta Hanna JUREK

#### Projekt okładki

Marcin ZAWADZKI

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część niniejszej książki, zarówno w całości, jak i we fragmentach, nie może być reprodukowana w sposób elektroniczny, fotograficzny i inny bez zgody wydawcy i właściciela praw autorskich.

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013



371203L/1

OFICYNA WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław http://www.oficyna.pwr.wroc.pl e-mail: oficwyd@pwr.wroc.pl zamawianie.książek@pwr.wroc.pl

ISBN 978-83-7493-761-0

Drukarnia Oficyny Wydawniczej Politechniki Wrocławskiej. Zam. nr 418/2013.



# Spis treści

1.	Wstęp	5	
2.	Źródła energii elektrycznej w pojazdach samochodowych	11	
	2.1. Akumulatory	11	
	2.2. Ultrakondensatory	16	
3.	Energoelektronika	23	
	3.1. Półprzewodniki mocy	23	
	3.2. Układy przekształtnikowe	35	
4.	Maszyny elektryczne	71	
	4.1. Maszyny prądu stałego DC	72	
	4.2. Maszyny prądu przemiennego	75	
	4.3. Maszyny bezszczotkowe prądu stałego (BLDC) i synchroniczne z magnesami trwałymi		
	(PMSM)	78	
Lit	Literatura		

# 1. Wstęp

Zużycie energii elektrycznej w pojazdach samochodowych wzrasta z roku na rok. Wraz z ustanowieniem akumulatorów o napięciu 12 V jako standardu zasilania stoimy przed koniecznością podniesienia komfortu i bezpieczeństwa eksploatacji pojazdów. Jednym z przejawów takiego stanu było jeszcze do niedawna, wynikające z rozwoju historycznego pojazdów, minimalne zastosowanie energoelektroniki. Jednakże niedługo znaczny udział energoelektroniki stanie się faktem.

Wydaje się, że dwa aspekty w rozwoju pojazdów będą miały najważniejsze znaczenie w najbliższej przyszłości. Pierwszy to wyraźny wzrost zużycia energii elektrycznej, co w konsekwencji podniesie komfort eksploatacji i zwiększy jej bezpieczeństwo. Drugi to konieczność ograniczenia zużycia paliwa na kilometr jazdy. Należy również stwierdzić, że konwencjonalne systemy zasilania w pojazdach samochodowych wykorzystują zasilanie akumulatorowe o napięciach pomiędzy 8 a 24 V. System ten będzie wymagał nowych rozwiązań, a poziom napięć zasilających ulegnie zmianie.

Silniki konwencjonalne benzynowe i wysokoprężne o zapłonie iskrowym będą wymagały znacznej modernizacji ze względu na zmieniające się przepisy. Wydaje się jednak, że innowacje te nie pozwolą na ograniczenie emisji do poziomu wymaganego przez przyszłe regulacje, a także dostosowanie do możliwości ekonomicznych w zakresie zużycia paliwa. W tej sytuacji napęd hybrydowy z silnikiem elektrycznym (Hybrid Electrical Vehicle HEV) będzie podstawowym rozwiązaniem w najbliższej przyszłości, niewymagającym nadmiernych nakładów. Hybrydyzacja zapewni możliwości sterowania w zakresie [1]:

- pracy na biegu jałowym,
- sterowania momentem,
- rekuperacji energii w stanie hamowania.

W elektrycznych pojazdach hybrydowych (HEV) występują dwa systemy magazynowania energii: elektryczny i paliwowy. Pierwszy to źródło energii elektrycznej w postaci akumulatorów, zazwyczaj współpracujące z baterią ultrakondensatorów, zasilające elektryczny silnik/generator jako napęd współpracujący. Drugi to źródło paliwowe wymagające zbiornika na paliwo i silnika o zapłonie iskrowym (ang. *Internal Combustion Engine* – ICE) zwanego dalej silnikiem, który jest generatorem energii mechanicznej, lub źródła paliwowego służącego do zamiany paliwa na energię elektryczną. W skrypcie omawiane są obydwa przypadki napędów, czyli z silnikiem elektrycznym i spalinowym jako źródłem mocy mechanicznej. W zależności od struktury napędu (sposobu połączenia silnika spalinowego i elektrycznego) mamy do czynienia z równoległym, szeregowym lub kombinowanym napędem HEV. Z kolei zależnie od wielkości udziału silnika elektrycznego w napędzie mówimy o mikrohybrydyzacji lub pełnej hybrydyzacji napędu. Zależnie od rodzaju nieelektrycznego źródła energii mówimy o iskrowym, paliwowym, hydraulicznym lub pneumatycznym napędzie.

Szeregowy napęd hybrydowy składa się zwykle z silnika o zapłonie iskrowym napędzającym generator elektryczny (alternator trójfazowy plus prostownik), który przenosi napęd na koła. Silnik elektryczny jest w tym przypadku jedynie środkiem przenoszącym napęd bezpośrednio na koła [1], [29], [35]. Z kolei generator zasila jednocześnie baterię akumulatorów i silnik napędowy. W momentach dużego zapotrzebowania na energię silnik elektryczny zasilany jest jednocześnie z baterii akumulatorów i z generatora. Ogólnie architektura szeregowych napędów hybrydowych występuje obecnie najczęściej w zasilaniu rezerwowym elektrowni, opartym na generatorach benzynowych lub wysokoprężnych. Szczególnie szeregowy układ hybrydowy wykorzystywany jest w zastosowaniu ogniw paliwowych do pojazdów z napędem konwencjonalnym [1], [29], [35].



Rys. 1.1. Struktura hybrydowego napędu szeregowego [1], [8], [29], [35]

W szeregowym napędzie hybrydowym moc ze spalinowego silnika iskrowego przekazywana jest przez silnik elektryczny, który stanowi jedynie pas transmisyjny do kół. W niektórych pojazdach każde koło ma niezależny napęd.



Rys. 1.2. Struktura szeregowego napędu hybrydowego z kołem zamachowym lub ultrakondensatorem do tłumienia szczytów mocy [1], [8], [29], [35]

Hybrydowe ogniwo paliwowe występuje zawsze w konfiguracji szeregowej, gdzie kombinacja silnik–generator jest zastąpiona przez ogniwo paliwowe. Na rysunku 1.3 przedstawiono schematycznie strukturę takiego układu.



Rys. 1.3. Struktura napędu hybrydowego z ogniwem paliwowym [1], [8], [29], [35]

**Równoległy napęd hybrydowy** jest spotykany znacznie częściej, a jego uproszczony schemat przedstawiono na rysunku 1.4.



Rys. 1.4. Struktura równoległego hybrydowego napędu pojazdu elektrycznego [1], [8], [29], [35]



Rys. 1.5. Równoległy napęd hybrydowy pojazdu [1], [8], [29], [35]

W równoległej strukturze hybrydowej silnik elektryczny jest połączony z przekładnią takim samym wałem jak iskrowy silnik napędowy. Bardzo często silnik elektryczny występuje jako jeden moduł wraz ze źródłem energii elektrycznej i przekształtnikiem. Układ taki znany jest pod nazwą liniowy lub pas transmisyjny (ang. *Integrated Starter Generators* – ISGs). Takie rozwiązanie jest uważane za najbardziej ekonomiczne podejście do hybrydyzacji napędu pojazdu [1], [29], [35].

W rzeczywistości hybrydowy napęd równoległy ma obydwa silniki, czyli silnik spalinowy (ICE) i elektryczny połączone równolegle do przekładni mechanicznej. Hybrydowe napędy równoległe są stosowane bardzo powszechnie, ponieważ ich struktura nie odbiega w sposób znaczny od napędów pojazdów konwencjonalnych. W przypadku takiego rozwiązania najczęściej projektuje się silnik/generator elektryczny znacznej mocy jako jeden moduł zazwyczaj ulokowany pomiędzy silnikiem spalinowym i skrzynią biegów, zastępując konwencjonalny rozrusznik i alternator. Czasami stosuje się jeszcze dodatkowy alternator do ładowania akumulatorów, jednak to rozwiązanie zwiększa wagę pojazdu (HEV) i jego cenę [1], [29], [35].

Wydaje się jednak, że kombinacja hybrydowego napędu równoległego i szeregowego jako jednego modułu stanie się w najbliższym czasie normą w pojazdach osobowych. Na rysunku 1.6 pokazano strukturę takiego napędu kombinowanego.



Rys. 1.6. Uproszczona struktura hybrydowego napędu kombinowanego [1], [8], [29], [35]

Reasumując należy stwierdzić, że do opisu nowoczesnych hybrydowych napędów pojazdów niezbędna jest analiza obejmująca następujące zagadnienia:

- 1. Źródła energii elektrycznej w pojazdach samochodowych:
  - akumulatory,
  - ultrakondensatory.

- 2. Energoelektronika:
  - elementy i przyrządy półprzewodnikowe,
  - prostowniki AC-DC,
  - łączniki prądu stałego i choppery ( DC-DC),
  - falowniki (AC-DC-AC).
- 3. Maszyny elektryczne:
  - konwencjonalne silniki prądu stałego i przemiennego,
  - bezszczotkowe (BLDC, PWSM).
- 4. Aplikacje praktyczne.

# 2. Źródła energii elektrycznej w pojazdach samochodowych

## 2.1. Akumulatory

Akumulatory są obecnie podstawowym źródłem energii elektrycznej w konwencjonalnych oraz nowoczesnych pojazdach. Szczególnie w pojazdach z napędem elektrycznym, jak i hybrydowym jest to główne źródło energii elektrycznej. Akumulatory pod wieloma aspektami będą w najbliższej przyszłości zasadniczym problemem, jaki stanie przed projektantami [1]. Typowa bateria akumulatorów w pojeździe elektrycznym (EVs) stanowi około 1/3 całkowitej wagi pojazdu i 1/4 jego kosztów w całym cyklu życia pojazdu. Oczekuje się, że w najbliższym czasie gros prac badawczych i innowacyjnych poświęconych będzie konstrukcji akumulatorów o dużej wydajności, jednak niewielkich, dostosowanych do małych wymiarów potrzeb pojazdów. Możliwości kumulowania energii elektrycznej są w tej chwili głównym problemem pojazdów z napędem elektrycznym, w dalszym ciągu jednak jest to najsłabszy element w konstrukcji tego typu urządzeń. Wprawdzie wprowadzono rozwiązania eksperymentalne, czyli pojazdy ze specjalnymi bateriami akumulatorów wykonanymi według bardzo zaawansowanych technologii, wciąż jednak brak jest rozwiązań ze źródłami prądowymi. W dalszym ciągu też rozwiązania te nie są satysfakcjonujące z perspektywy połączenia wymagań co do ekonomiki, zapotrzebowania na moc oraz kosztów całego cyklu życia pojazdu [1], [16], [17], [18]. Do dalszej analizy konieczne jest zdefiniowanie niektórych wielkości:

• Gęstość energii: wolumen energii elektrycznej, która może być zgromadzona w jednym kilogramie masy akumulatora (Wh/kg).

• Gęstość mocy: wolumen mocy elektrycznej, jaką może dostarczyć jeden kilogram masy akumulatora (W/kg).

• Gęstość przestrzenna energii: wolumen energii elektrycznej, która może być zgromadzona w jednym metrze sześciennym akumulatora (Wh/m<sup>3</sup>).

• Gęstość przestrzenna mocy: wolumen mocy elektrycznej, jaką może dostarczyć jeden metr sześcienny akumulatora  $(W/m^3)$ .

• Sprawność ładowania: sprawnością akumulatora nazywamy stosunek energii oddanej podczas obciążenia akumulatora do energii włożonej podczas jego ładowania; zazwyczaj stosunek ten wynosi około 60%.

• Pojemność akumulatora C: pojemnością akumulatora nazywamy jego całkowity ładunek elektryczny i wyrażamy w Ah. Innymi słowy, jest to zdolność akumulatora do utrzymania energii elektrycznej w czasie. Typowa pojemność akumulatora samochodowego wynosi około 50 Ah, można zatem z akumulatora odbierać prąd o natężeniu 1 A przez 50 godzin.

• Stopień naładowania (ang. SOC): aktualna pojemność akumulatora wyrażana zazwyczaj jako procent pojemności znamionowej; znajomość tego parametru umożliwia określenie czasu eksploatacji akumulatora do jego wyczerpania.

• Krzywe ładowania/rozładowania akumulatora: krzywe napięcia akumulatora w funkcji pojemności C wyrażonej w Ah.

• Głębokość rozładowania (ang. DOD): minimalna wartość krytyczna pojemności, poniżej której akumulator nie może być eksploatowany.

• System oceny kondycji akumulatora (ang. SOH): nie ma jednoznacznej definicji oceny kondycji akumulatora. Najczęściej są to zalecenia poszczególnych producentów oceniające ogólny stan akumulatora w porównaniu do nowego produktu. Nie jest to więc pojedynczy parametr, lecz ocena subiektywna bardzo często oparta na doświadczeniach producentów akumulatorów. System ten wykorzystywany jest przez punkty serwisowe poszczególnych producentów.



Rys. 2.1. Podstawowe rodzaje akumulatorów

• Cykl życia akumulatora: cykl życia akumulatora definiuje się przez parametr określający liczbę pełnych cyklów ładowania akumulatora do pełnych cyklów jego rozładowania do czasu, kiedy minimalna pojemność nie będzie mniejsza niż 80% wartości znamionowej.

Dominująca większość akumulatorów używanych obecnie to akumulatory kwasowe. Ostatnie lata to jednak zastosowanie różnych innych konstrukcji akumulatorów. Na rysunku 2.1 pokazano najczęściej spotykane akumulatory. Wszystkie one, w odróżnieniu od baterii, mają możliwość wielokrotnego ładowania. Różnice pomiędzy typami akumulatorów dotyczą nie tylko konstrukcji, ale także liczby cykli ładowanie/rozładowanie, czasu ładowania, napięcia, czasu i warunków rozładowania itd. Więcej danych technicznych można znaleźć w kartach technologicznych producentów akumulatorów, a także w internecie, np. Wikipedia [36], [37].

Każdy akumulator ma pewne parametry, których nie podają producenci, a których znajomość jest niezbędna do eksploatacji, dołączania odbiorników, obciążenia itd. Model akumulatora jest znany i często przedstawiany w literaturze [1], [16], [17], [18]. Na rysunku 2.2 przedstawiono elektryczny schemat zastępczy akumulatora, gdzie:

•  $R_m$  jest rezystancją połączeń galwanicznych, tj. połączeń pomiędzy poszczególnymi celami, elektrodami, połączeniami wewnętrznymi oraz klemami;

•  $R_a$  jest rezystancją połączeń elektrochemicznych pomiędzy elektrolitem a izolacją;

• C<sub>b</sub> jest pojemnością pomiędzy płytami i elektrodami w poszczególnych celach;

• *R<sub>i</sub>* jest nieliniową rezystancją pomiędzy płytami lub elektrodami i elektrolitem.





Jak widać, wszystkie rezystancje akumulatorów są rezystancjami wewnętrznymi. Ich rola jest kluczowa, odpowiadają one bowiem za wszystkie straty mocy. Wartość rezystancji akumulatora zależy od temperatury i spada wraz z nią, co związane jest z intensywnością ruchu jonów.



Rys. 2.3. Wpływ temperatury na rezystancję wewnętrzną akumulatora kwasowego [1], [8], [36], [37]

Wzrost temperatury powoduje zmniejszenie impedancji wewnętrznej akumulatora, ale także wzmaga intensywność reakcji chemicznych zachodzących w akumulatorze. W konsekwencji zmniejsza się zdolność i poziom samorozładowania akumulatora, co skraca cykl życia baterii w stosunku do eksploatowanych w wyższych temperaturach. Zależność rezystancji wewnętrznej akumulatora od temperatury zewnętrznej przed-stawiono na rysunku 2.3.

Znajomość rezystancji wewnętrznej jest podstawowym narzędziem umożliwiającym określenie wydolności prądowej akumulatora. Niestety pomiar rezystancji wewnętrznej zwykłym omomierzem jest niemożliwy, ponieważ doprowadziłby on do zwarcia akumulatora. Pomiaru tego dokonać można zatem jedynie pod obciążeniem. Podstawowe dwa układy pomiarowe do pomiaru rezystancji wewnętrznej akumulatora, tj. z dokładnym pomiarem prądu i napięcia, przedstawiono na rysunku 2.4.



Rys. 2.4. Podstawowe układy do pomiaru rezystancji wewnętrznej akumulatora; układ do dokładnego pomiaru prądu a), układ do dokładnego pomiaru napięcia b)

Rezystancja wewnętrzna jest czynnikiem zmniejszającym efektywną pojemność pojedynczej celi, a tym samym całego akumulatora. Wynika to z tego, że większa rezystancja wewnętrzna powoduje większe straty wewnątrz akumulatora tak podczas jego ładowania, jak podczas rozładowania, szczególnie przy dużych obciążeniach. Niektórzy producenci podają zatem dwie pojemności, tj. znamionową, ale też efektywną w postaci charakterystyk ładowania i rozładowania [1], [16]–[18].



Rys. 2.5. Krzywe rozładowania akumulatora litowo-jonowego dla różnych temperatur pracy [1], [8], [36], [37]

Na rysunku 2.5 przedstawiono charakterystyki rozładowania pojedynczej celi akumulatora litowo-jonowego przy różnych temperaturach pracy [1], [36], [37].

Na zakończenie należy wspomnieć również o kwestii zabezpieczenia cel akumulatora. Jest to istotny problem, ponieważ w eksploatacji nowoczesnych akumulatorów niezbędne jest monitorowanie i kontrola warunków pracy poszczególnych cel i całego akumulatora. Dodatkowo zabezpieczenie powinno objąć przypadki wewnętrznych uszkodzeń akumulatora, izolacji od układu elektrycznego pojazdu, zabezpieczeń od zasilania zewnętrznego. Główne zadania systemu zabezpieczeń opisane zostały w literaturze, a obejmują następujące zagadnienia [1], [16]–[18]:

• przekroczenie wartości prądu ładowania/rozładowania (zabezpieczenie nadprądowe),

• przekroczenie wartości napięcia ładowania (zabezpieczenie napięciowe),

- zabezpieczenie podnapięciowe,
- zabezpieczenie zwarciowe,
- zabezpieczenie cieplne,
- zabezpieczenie ciśnieniowe wewnątrz pojedynczej celi.

### 2.2. Ultrakondensatory

Ultrakondensatory to kondensatory wielkich pojemności, które zachowują się jak akumulatory wielkich mocy gromadzące energię elektryczną. Akumulacja energii elektrycznej odbywa się jednak na podstawie procesów fizycznych, a nie reakcji chemicznych jak to jest w akumulatorach. Fakt, że ultrakondensator może dostarczyć dużą moc w trakcie przyspieszania, ale też może gromadzić energię podczas hamowania – wszystko w bardzo krótkim czasie – czyni go idealnym źródłem elektryczności w pojazdach hybrydowych [1], [8]. Również konwencjonalne kondensatory gromadzą energię elektryczną, jednak w porównaniu z akumulatorami ta zdolność do gromadzenia energii elektrycznej jest nieporównanie mniejsza.



Rys. 2.6. Klasyfikacja kondensatorów konwencjonalnych [8], [19], [20]

Wprowadzenie ultra- i superkondensatorów zmieniło obszar ich zastosowań diametralnie. Ta nowa generacja kondensatorów w istocie jest systemem gromadzenia energii elektrycznej w spolaryzowanym elektrolicie jako reakcji pomiędzy przewodnictwem jonowym elektrolitu a przewodzącymi elektrodami. Jak wspomniano, proces ładowania i rozładowania zachodzi w bardzo krótkim czasie i może być powtarzany wielokrotnie do miliona razy. Oznacza to również, że ultrakondensator wciąż może pracować, nawet wtedy, gdy akumulator po kilkuset cyklach pracy zakończył żywot techniczny [1], [8].

Elektroniczny podwójny kondensator warstwowy (ang. *Electronic Double Layer Capacitor* – EDLC) należy do szczególnej klasy kondensatorów elektrolitycznych. W kondensatorach tych wykorzystuje się tzw. efekt EDLC polegający na zwiększeniu efektywnej powierzchni okładzin kondensatora, co zostało pokazane na rysunku 2.7. Zwiększenie tej powierzchni uzyskuje się przez zanurzenie elektrod węglowych w środowisku bezwodnym. Wartość pojemności zależy, jak wiadomo, od efektywnej powierzchni okładzin kondensatora. Efekt ten, a zatem powiększenie powierzchni okładzin, zapewnia użycie węgla aktywnego. Dodatkowo pojemność takiego układu można powiększyć wówczas, gdy elektrolit nasycony jest jonami określonej biegunowości, które wnikają we wszystkie pory węgla aktywnego.



ULTRAKONDENSATOR = SUPERKONDENSATOR = Electrochemical Double Layer Capacitor EDLC



Reasumując, praca ultrakondensatora opiera się na zjawisku reakcji elektrochemicznej w dwuwarstwowej strukturze porowatej zanurzonej w elektrolicie. Warstwy-elektrody rozdzielone są membraną-separatorem umożliwiającym swobodny przepływ jonów między warstwami. Najlepszym materiałem do budowy ultrakondensatora jest, jak wspomniano, węgiel aktywny [38]–[40]. Można stwierdzić, że ultrakondensator EDLC zawiera dwa kondensatory połączone szeregowo.

Na rysunku 2.8 przedstawiono schematycznie porównanie ultrakondensatora z kondensatorem konwencjonalnym. Tak samo jak w kondensatorach elektrolitycznych (ang. ELCO) w ultrakondensatorach wykorzystuje się efekt elektrostatyczny. Ładowanie i rozładowanie polega na przepływie jonów przez separator. Nie ma tu reakcji chemicznych tak jak w akumulatorach. W kondensatorze konwencjonalnym zjawiska zachodzą w stałym polu elektrostatycznym. W kondensatorach elektrolitycznych z nieliniowym polem elektrostatycznym w obszarze utleniania aluminium, a w ultrakondensatorach jako połączenie wielowarstwowe.



Rys. 2.8. Kondensatory: konwencjonalny (a), elektrolityczny (ELCO) (b), ultrakondensator (c) [8], [19], [20]

Na rysunku 2.9 przedstawiono elektryczny schemat zastępczy ultrakondensatora. Przyjęto następujące oznaczenia [8]:

 $R_{cel}$  – ESR, zastępcza rezystancja szeregowa,

 $C = C_{cel}$  – całkowita pojemność ultrakondensatora,

 $C_{dl}$  – pojemność jednej warstwy,

 $R_F$  – rezystancja strat ultrakondensatora,

 $\varepsilon, \varepsilon_0$  – współczynnik przenikalności elektrycznej,

A – powierzchnia elektrod,

 $R_{rxn1}$  – zastępcza rezystancja jednej warstwy,

 $\kappa$  – rezystancja właściwa warstwy.



Rys. 2.9. Schemat zastępczy ultrakondensatora [1], [8]

Można stwierdzić, że (rysunek 2.8) zasadnicza różnica pomiędzy ultrakondensatorami a kondensatorami klasycznymi polega na ekstremalnie większej powierzchni elektrod (*A*) tych pierwszych (co zapewnia aktywny węgiel) z jednej strony i ekstremalnie mniejszych odległościach dielektryków do wymiarów pojedynczych jonów (*d*) z drugiej strony. W tabeli 2.1 przedstawiono porównawczo parametry ultrakondensatorów kondensatorów elektrolitycznych i akumulatorów.

	Kondensator elektrostatyczny	Ultrakondensator	Akumulator
Czas rozładowania	$10^{-6}$ do $10^{-3}$ [s]	1 do 30 s	0,3 do 3 h
Czas ładowania	$10^{-6}$ do $10^{-3}$ [s]	1 do 30 s	1 do 5 h
Gęstość energii Wh/kg	mniejsza niż 0,1	1 do 10	20 do 100
Gęstość mocy W/kg	mniejsza niż 10 000	10000	50 do 200
Efektywność ładowanie/rozładowanie	Ca. 1	Ca.1	0,7 do 0,85
Cykl życia	nieskończony	więcej niż 500 000	500 do 2000

Tabela 2.1. Porównanie parametrów kondensatorów i akumulatora

W pojazdach samochodowych ultrakondensatory zasilają obwody z przekształtnikami tyrystorowymi różnych typów oraz maszyny elektryczne konwencjonalne i bezszczotkowe. Bardzo ważną kwestią jest zatem równomierne obciążenie poszczególnych kondensatorów całej baterii. Rozkład napięcia w szeregowo połączonej baterii kondensatorów jest oczywiście funkcją pojemności, innymi słowy początkowy prąd ładowania i napięcie zależą od pojemności pojedynczej celi. Zasadniczy jednak wpływ na stan naładowania w czasie ma rezystancja wewnętrzna pojedynczej celi, ponieważ od niej zależy prąd samorozładowania i ładowania. Wynika to z faktu, iż ten sam prąd płynie przez różne rezystancje wewnętrzne poszczególnych szeregowo połączonych cel.

Zjawisko to pokazano na rysunku 2.10 jako proces ładowania i rozładowania dwóch cel ultrakondensatora w czasie [1], [8].



Rys. 2.10. Ładowanie i rozładowanie ultrakondensatora z dwiema nierównoważnymi celami [1], [8], [19], [20]

Proces ładowania stałym prądem ustaje wtedy, gdy stan naładowania celi osiąga 100%, z kolei rozładowanie ustaje wówczas, gdy  $U_C = 0$ . Każda cela rozładowuje się oczywiście przez równoległą rezystancję wewnętrzną, różną dla każdej celi. W konsekwencji prowadzi to do samorozładowania baterii.

Po upływie pewnego czasu eksploatacji napięcie pojedynczej celi zależy w większym stopniu od różnicy prądów samorozładowania poszczególnych cel niż od różnicy w ich pojemnościach. Napięcie cela do celi powinno być w optymalnym przypadku równe zeru. Jeśli tak nie jest po pewnej liczbie cykli doprowadza do tak dużego niezrównoważenia, że cele obciążają się wzajemnie, co pokazano na rysunku 2.10. W konsekwencji prowadzi to do uszkodzenia baterii. Na rysunku 2.11 pokazano z kolei proces ładowania i rozładowania dwóch cel ultrakondensatora, gdzie duży prąd ładowania celi nr 2 zapewnia jej pełne naładowanie.



Rys. 2.11. Ładowanie i rozładowanie ultrakondensatora z dwiema zrównoważonymi celami [1], [8], [19], [20]

Istnieje wiele metod zrównoważenia obciążenia poszczególnych cel ultrakondensatorów. W zasadzie każdy producent kondensatorów proponuje swoje rozwiązanie. Wynika to z tego, że zrównoważenie obciążenia podczas cyklu wielu ładowań i rozładowań ultrakondensatora jest zasadniczym czynnikiem określającym jego żywotność. Na rysunku 2.12 przedstawiono najważniejsze ze stosowanych obecnie metod.



Rys. 2.12. Podstawowe metody zrównoważenia obciążenia ultrakondensatora

#### Metoda z użyciem rezystora pasywnego [8]

Metoda polega na prostej kompensacji różnic w wartościach prądu obciążenia przez dołączenie rezystora kompensującego równolegle do pojedynczej celi. Redukuje te różnice w wartościach rezystancji wewnętrznych pojedynczych cel i uśrednia prąd samorozładowania baterii.

#### Metoda z użyciem rezystora aktywnego [8]

W metodzie tej monitorowane są wszystkie pojedyncze cele. Jeśli napięcie cela do celi przekroczy dopuszczalną ustaloną wartość, następuje korekta różnicy napięć. Zazwyczaj układ realizowany jest jako równoległy rezystor dołączany/sterowany przez układ przekształtnikowy.

#### Metoda niezależnego układu aktywnego [8]

Najlepszym rozwiązaniem jest niezależne ładowanie każdej celi z osobna. Układ zasilający monitoruje stan naładowania każdej celi i ładuje ją niezależnie od stanu innych cel. Pozwala to na uzyskanie optymalnych warunków pracy.





Reasumując, można stwierdzić, że ultrakondensatory wykorzystują w procesie ładowania i rozładowania zjawiska elektrostatyczne z definicji odwracalne. Proces polega na dyfuzji poszczególnych jonów w elektrolicie. Jest to zupełnym przeciwieństwem procesów zachodzących w akumulatorach, w których następuje reakcja chemiczna bezpośrednio na elektrodach akumulatora (reakcja Faradaya) [1], [8].

Charakterystyki ładowania i rozładowania akumulatora i ultrakondensatora dla porównania podano na rysunku 2.13.

## 3. Energoelektronika

### 3.1. Półprzewodniki mocy

Energoelektronika definiowana jest jako nauka o: elementach/przyrządach półprzewodnikowych, przekształtnikach oraz układach sterowania (ang. PCUs). Urządzenia elektroniczne zapewniają przepływ energii elektrycznej od źródła (opisane w rozdz. 2) do obciążenia. Przepływ ten sterowany jest przez układy sterowania (ang. PMC). Do dalszej analizy niezbędna jest podstawowa wiedza z zakresu półprzewodników. Na rysunku 3.1 przedstawiono podział podstawowych przyrządów półprzewodnikowych mocy.



Rys. 3.1. Podział półprzewodników stosowanych w energoelektronice

Do podstawowych przyrządów półprzewodnikowych należą: Diody Mocy (ang. PD), Bipolarny Tranzystor Mocy (ang. BJT), Tyrystor ze wstecznym blokowaniem (ang. SCRs), Tyrystor wyłączany prądem bramki (ang. GTO), Tranzystor polowy

mocy MOSFET, Tranzystor bipolarny mocy z izolowaną bramką (ang. IGBT). Idealny przyrząd półprzewodnikowy wykazuje następujące cechy:

- zdolność blokowania wysokiego napięcia w stanach pracy i zaworowym,
- zdolność przewodzenia dużych wartości prądu,
- zdolność szybkiego przełączania różnych stanów pracy bez znacznych strat,
- łatwość sterowania,
- · łatwość adaptacji do zmiennych warunków i pewność działania,
- małe straty podczas załączania,
- niewielka cena.

#### **Diody mocy**

Diody są najprostszymi przyrządami półprzewodnikowymi. Składają się z dwóch połączonych warstw PN i mają zdolność przewodzenia prądu w jednym tylko kierunku. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody pokazana jest na rysunku 3.2.



Rys. 3.2. Charakterystyka diody złączowej PN [3], [5], [8]

W technikach motoryzacyjnych diody znajdują zastosowanie przede wszystkim jako:

• prostowniki zmiennego prądu AC z alternatora do zasilania obwodów elektrycznych prądu stałego DC pojazdu i ładowania akumulatorów;

- diody zwrotne prądu obciążenia równoległe do tranzystorów IGBT lub MOSFET;
- diody zwrotne w stanach blokowania przekształtnika.

Bardzo istotnym problemem jest zachowanie się półprzewodników przede wszystkim w czasie wyłączania. W diodzie płynie w tym czasie prąd wsteczny do momentu, kiedy nośniki większościowe ze struktury PN nie ulegną rekombinacji. Czas niezbędny temu procesowi nosi nazwę czasu odzyskiwania zdolności zaworowych i oznaczany jest jako  $t_{rr}$ . Jego wartość zawiera się zwykle pomiędzy 0,1 i 10 µs. Jedynie po tym czasie, tj. uzyskaniu pełnej rekombinacji ładunków mniejszościowych, dioda wykazuje pełne zdolności blokowania przepływu dużych prądów w kierunku wstecznym. Przepływ prądu rozładowania ładunku pojemnościowego ze struktury diody zazwyczaj powoduje przepięcia na indukcyjnościach obwodu elektrycznego, co wymaga odpowiednich zabezpieczeń. Na rysunku 3.3 przedstawiono przebieg wyłączenia diody [21]–[23].



Rys. 3.3. Przebieg prądu wyłączenia diody [3], [5], [8], gdzie: *I<sub>R</sub>* – prąd obciążenia, *I<sub>RM</sub>* – prąd wsteczny

Czas odzyskiwania zdolności zaworowych w skrócie zwany czasem wyłączenia  $t_{rr}$  jest podstawowym parametrem określającym częstotliwość przełączeń diody w układach elektrycznych.



Rys. 3.4. Symbole i nazwy najczęściej stosowanych diod

Jest wiele różnych typów diod wykorzystywanych w technikach motoryzacyjnych. Nie będą one jednak tutaj omawiane. Na rysunku 3.4 przedstawiono symbole i nazwy najczęściej stosowanych diod.

#### **Bipolarny Tranzystor Mocy (BJT)**

Bipolarny tranzystor mocy (BJT) jest strukturą trójwarstwową PNP lub NPN stosowaną do wzmacniania lub przełączania sygnałów. Nazwa bipolarny wywodzi się ze sposobu jego działania; mianowicie w procesie przewodzenia biorą udział zarówno elektrony, jak i dziury. Na rysunku 3.5 przedstawiono charakterystykę wyjściową (prądu kolektora) tranzystora BJT.



Rys. 3.5. Charakterystyka wyjściowa tranzystora BJT [3], [5], [8], gdzie:  $I_b$  – prąd bazy,  $I_c$  – prąd kolektora,  $V_{CE}$  – napięcie kolektor–emiter



Rys. 3.6. Rodzina charakterystyk wyjściowych tranzystora BJT z zaznaczonym trójkątem pracy [3], [5], [8], gdzie:  $I_{CEO}$  – prąd odcięcia

Praca tranzystora jako wzmacniacza polega na tym, że bardzo małym prądem bazy  $I_B(\mu A)$  można sterować o kilka rzędów większym prądem kolektora  $I_C$ . W stanie pracy największym zagrożeniem jest dopuszczalne przekroczenie temperatury pracy tranzystora, która zazwyczaj prowadzi do jego termicznego uszkodzenia. Bezpieczna praca tranzystora występuje zatem w trójkącie  $I_C - V_{CE} - I_{CEO}$ , co pokazano na rysunku 3.6. Natomiast na rysunku 3.7 pokazano stany włączenia i blokowania tranzystora.



Rys. 3.7. Tranzystor BJT w stanie pracy (a) i w stanie wyłączenia (b)

#### **Tranzystor Polowy typu MOSFET**

W zastosowaniach, gdzie napięcie pracy nie przekracza 200 V, tranzystory polowe mocy typu MOSFET znajdują najszersze zastosowanie, wypierając typowe tranzystory bipolarne BJT. Dzieje się tak dlatego, gdyż ich rezystancja wewnętrzna w stanie pracy jest znikoma. Mają bardzo wysoką częstotliwość łączenia, łatwość sterowania oraz dużą niezawodność działania. Na rysunku 3.8 przedstawiono strukturę oraz symbole tranzystora polowego [3], [5], [8].

Tranzystor typu MOSFET należy do grupy tranzystorów unipolarnych, w których przepływ prądu regulowany jest napięciem bramki, które wpływa na rozkład nośników i tym samym na efektywny przekrój kanału dren-źródło. Istnieją dwa typy tranzystorów MOSFET: *n*-kanałowy, gdzie przepływ prądu następuje od drenu do źródła, i *p*-kanałowy z przepływem odwrotnym. Innymi słowy, tranzystor MOSFET jest strukturą trzywarstwową, gdzie bramka steruje przepływem prądu głównego pomiędzy zaciskami wyjściowymi, czyli drenem i źródłem. Charakterystyki wyjściowe, tj. zależność prądu drenu  $i_D$  w funkcji napięcia dren-źródło  $V_{DS}$ dla różnych napięć bramka-źródło  $V_{GS}$  jako parametru są przedstawione na rysunku 3.9.



Rys. 3.8. Uproszczona struktura i symbole tranzystora polowego *n*-kanałowego MOSFET [3], [5], [8]



Rys. 3.9. Przykładowa charakterystyka wyjściowa tranzystora MOSFET [3], [5], [8]

Aby włączyć tranzystor polowy typu MOSFET napięcie bramka–źródło musi przekroczyć pewną wartość krytyczną  $V_{GS}$ , poniżej której tranzystor jest zatkany. Wartość tego napięcia  $V_{GS}$  dla typowego tranzystora waha się pomiędzy 2 i 4 V. Dla pełnego otwarcia tranzystora wartość napięcia  $V_{GS}$  powinna wynosić pomiędzy 10 i 15 V. Kolejne wyłączenie tranzystora następuje przez obniżenie napięcia  $V_{GS}$  poniżej wartości napięcia podtrzymania; wtedy tranzystor znowu jest zatkany. Charakterystyka przejścia tranzystora polowego przedstawia zależność prądu drenu  $i_D$  i napięcia sterowania bramka–źródło  $V_{GS}$ . Na rysunku 3.10 przedstawiono charakterystyki przejścia tranzystora mocy typu MOSFET [3], [5], [8].



Rys. 3.10. Charakterystyki przejścia tranzystora typu MOSFET [3], [5], [8]

#### Tranzystor Bipolarny z Izolowaną Bramką (IGBT)

Struktura tranzystora z izolowaną bramką jest bardzo podobna do prezentowanej wcześniej struktury MOSFET. Zasadniczą różnicą są użyte do budowy warstw materiały. Kanał n w tranzystorze IGBT jest napylany na strukturze typu p, podczas gdy w tranzystorze MOSFET kanał n jest napylany na strukturze typu n. Na rysunku 3.11 przedstawiono schematycznie strukturę i symbol tranzystora z izolowaną bramką typu IGBT. Łatwo zauważyć, że tranzystor typu IGBT ma bramkę tak jak MOSFET, ale wyposażony jest również w kolektor i emiter tak jak konwencjonalny tranzystor bipolarny BJT [3], [5], [8].



Rys. 3.11. Symbole tranzystorów typu IGBT [3], [5], [8]

W obu typach tranzystora, tj. IGBT i MOSFET, niezbędna jest napylona cienka warstwa typu n, która poprzez znaczną rezystancję wspomaga odzyskanie zdolności blokowania napięcia. W tranzystorze typu MOSFET powstaje zatem warstwa o dużej rezystywności odpowiedzialna za rezystancję w czasie, kiedy kanał przewodzenia jest otwarty. Z kolei w tranzystorze typu IGBT cienka warstwa typu n napylona jest na strukturze typu p+ i tworzy złącze typu PN. W trakcie przewodzenia z tego złącza wstrzykiwana jest duża liczba dziur do warstwy n, co powoduje zwiększony przepływ nośników tak elektronów, jak i dziur. Tym samym przewodnictwo w obszarze n znacznie wzrasta, co w konsekwencji powoduje modulację przewodności. Z tego powodu tranzystory typu IGBT zapewniają znacznie większą zdolność przewodzenia dużych prądów niż tranzystory typu MOSFET [3], [5], [8].



Rys. 3.12. Porównanie schematów strukturalnych tranzystorów MOSFET (a), IGBT (b) [3], [5], [8]

W wielu zastosowaniach korzysta się z układu Darlingtona, gdzie tranzystor typu MOSFET jest pierwszym stopniem wzmocnienia, tj. tranzystorem sterującym, natomiast tranzystor typu IGBT jest końcowym stopniem mocy. Układ taki pozwala wykorzystać właściwości obu typów tranzystorów, czyli łatwość sterowania tranzystora typu MOSFET i małe straty mocy podczas przewodzenia tranzystora typu BJT. Powstaje więc nowy tranzystor o całkiem nowych właściwościach. Innymi słowy w strukturze IGBT działa tranzystor MOSFET z dodatkową warstwą typu p (zwaną kolektorem) zamiast drenu. Na rysunku 3.13 pokazano strukturę tranzystora typu IGBT oraz kanały przepływu prądu [3], [5], [8].

Na rysunku 3.14 przedstawiono dla porównania charakterystyki tranzystorów typu IGBT i typu MOSFET.

Jak widać, tranzystor IGBT charakteryzuje się bardzo małą mocą sterowania, dużą zdolnością przełączania i niewielkim napięciem przewodzenia. Tranzystory te znajdują zastosowanie w układach o wartościach napięcia pracy od 600 V do 6,5 kV.



**O**Bramka Q Katoda 2+ Dr**h**+ Ð • Ð **(** 0 • 0  $\oplus$ Anoda

Rys. 3.13. Struktura tranzystora IGBT (a), kanały przepływu prądu (b) [3], [5], [8]



Rys. 3.14. Katalogowe charakterystyki tranzystorów typu MOSFET APT6038BLL, APT6010B2LL i IGBT APT30GP60B

#### Tyrystor

Tyrystor jest przyrządem półprzewodnikowym o strukturze czterowarstwowej, gdzie warstwy p i n występują naprzemiennie (p-n-p-n). Bardzo często używa się nazwy skrótowej SCR (ang. *Silicon Controlled Rectifier*) dioda sterowana, ze względu na takie zastosowanie tyrystorów. Zewnętrzne wejścia i wyjścia tyrystora, zwane prądowymi, noszą nazwę anody i katody tak jak w diodzie, natomiast środ-kowe wejście sterujące nosi nazwę bramki i jest włączone do warstwy typu p jak katoda. Na rysunku 3.15 przedstawiono symbol tyrystora, jego strukturę i najczęściej spotykany model jako dwóch połączonych tranzystorów.



Rys. 3.15. Symbol, struktura i model tyrystora [3], [5], [8]

Tyrystor ma dwa stany pracy przewodzenia, tj. włączony – przewodzi prąd i wyłączony – kiedy prądu nie przewodzi. Te stany pracy sterowane są za pomocą tzw. kąta sterowania fazowego  $\alpha$ . Kąt ten określa zakres, w jakim można sterować prądem, a tym samym mocą w układach z tyrystorami. Za pomocą tyrystorów można sterować wielkimi mocami rzędu kilku tysięcy kilowatów, co daje im niewątpliwie dużą przewagę w zastosowaniach, ogranicza jednak zastosowanie w obwodach małych mocy. Dzieje się tak między innymi dlatego, że wyłączenie tyrystora nastąpić może jedynie przez przepływ prądu wstecznego lub przyłożenie napięcia wstecznego do katody i anody. Nie można konwencjonalnego tyrystora wyłączyć prądem bramki. To powoduje, że również parametry dynamiczne, czyli czas dysponowany na włączenie lub wyłączenie tyrystora, są dłuższe niż w innych przyrządach półprzewodnikowych. Jak wspomniano, tyrystor przewodzi prąd w jednym tylko kierunku podobnie jak dioda, z tą różnicą, że moment kiedy zaczyna on przewodzić sterowany jest prądem bramki. Można zatem powiedzieć, że tyrystor może znajdować się w trzech stanach:

• Stan zaporowy – przyłożone napięcie wsteczne blokuje przepływ prądu tak jak w diodzie.

• Stan blokowania – przyłożone napięcie umożliwia przewodzenie prądu, jednak tyrystor nie jest wyzwolony, zapłon i przejście w stan przewodzenia prądu nastąpi w sposób skokowy po podaniu impulsu bramkowego.

• Stan przewodzenia – w momencie podania impulsu bramkowego nastąpił zapłon tyrystora, który przeszedł w stan przewodzenia i będzie przewodził do momentu, kiedy obniży się poniżej prądu podtrzymania.

Na rysunku 3.16 przedstawiono charakterystyki tyrystora opisujące trzy stany pracy.



Rys. 3.16. Charakterystyki pracy tyrystora [3], [5], [8], gdzie: V<sub>D0</sub> – wartość napięcia przełączania, I<sub>L</sub> – wartość prądu przewodzenia, I<sub>m</sub> – minimalna wartość prądu przewodzenia

Wszystkie omawiane dotychczas elementy znajdują zastosowanie w urządzeniach energoelektronicznych, takich jak: prostowniki, łączniki prądu stałego, choppery, fa-

lowniki i inne. Nie można powiedzieć, które są najlepsze czy najczęściej stosowane. Zależy to bowiem zarówno od wielu czynników, dalszych założeń i wymagań, jak też i od parametrów obwodów. Można jednak stwierdzić, że podstawowe parametry brane pod uwagę podczas konstruowania urządzeń to:

- maksymalna wartość prądu przewodzenia,
- maksymalna wartość napięcia pracy,
- maksymalna moc,
- częstotliwość.



Rys. 3.17. Porównanie zakresów zastosowań przyrządów półprzewodnikowych w zależności od maksymalnego prądu przewodzenia, maksymalnego napięcia pracy i częstotliwości łączeń [3], [5], [8]

Najczęściej wykorzystywane przyrządy półprzewodnikowe to diody oraz tranzystory polowe MOSFET i z izolowaną bramką IGBT. Podstawowym kryterium stosowania tych dwóch typów tranzystorów jest wartość napięcia pracy układu elektrycznego. Poniżej napięcia 200 V preferowane są tranzystory typu MOSFET z powodu idealnej wręcz zdolności łączenia. Wraz jednak ze wzrostem maksymalnej wartości napięcia pracy wartość rezystancji przewodzenia wzrasta dla tych tranzystorów dramatycznie. Dla wartości napięcia 400–4000 V najlepszym rozwiązaniem są tranzystory typu IGBT. Na rysunku 3.17 przedstawiono porównanie zakresów zastosowań w zależności od maksymalnego prądu przewodzenia, maksymalnego napięcia pracy i częstotliwości łączeń.
## 3.2. Układy przekształtnikowe

Jest wiele definicji przekształtników statycznych, energoelektronicznych. Na potrzeby niniejszej pracy można przyjąć, że przekształtnik statyczny to urządzenie energoelektroniczne umożliwiające transformację i sterowanie parametrami energii elektrycznej, czyli wartościami prądu, napiecia i czestotliwości. Przekształtniki zbudowane są zwykle z minimum jednego przyrządu półprzewodnikowego mocy oraz zawierają elementy magnetyczne (transformatory i cewki indukcyjne), jak też tak kondensatory i układy sterowania. Specyfiką działania tego typu układów elektrycznych są jedynie dwa stany pracy, tj. w pełni otwarty ON lub w pełni zamkniety OFF w odróżnieniu od innych układów elektrycznych mających liniowe lub prawie liniowe charakterystyki pracy. Na rysunku 3.18 przedstawiono podział przekształtników pod kątem przekształcania energii elektrycznej. Jak widać, przekształtniki moga transformować energie elektryczna prądu przemiennego (AC) w energie prądu stałego (DC). Rodzina urządzeń o tej charakterystyce pracy to prostowniki. Przekształtniki mogą też przekształcać energię prądu stałego (DC) w energię prądu przemiennego (AC) wprost, z obwodami pośredniczącymi z modulacją (PWM). Rodzina urządzeń o tej charakterystyce pracy to falowniki. Mogą wreszcie przekształcać energię pradu stałego (DC) w prąd stały o innych parametrach - to sterowniki lub choppery.



Rys. 3.18. Podział przekształtników statycznych ze względu na ich rodzaj pracy

## Prostowniki

Przekształtniki transformujące energię prądu przemiennego (AC) w energię prądu stałego (DC) noszą nazwę prostowników. Układy te zasilane są zwykle z sieci jedno- lub trójfazowych o napięciu sinusoidalnym. Nazwa prostownika jedno-, dwu-, trój- lub sześciopulsowego związana jest z liczbą pulsów napięcia po stronie prądu stałego (DC). Kolejny podział to podział na prostowniki sterowane i niesterowane, tj. diodowe. W prostownikach sterowanych można regulować napięciem wyprostowanym (DC), w odróżnieniu od prostowników diodowych, gdzie napięcie (DC) ma stałą wartość. W pewnych stanach pracy prostowniki mogą oddawać energię elektryczną do sieci zasilającej. Taki stan pracy prostownika nosi nazwę falownikowego. Następuje to w procesie hamowania napędu. Prostowniki jedno- i dwupulsowe budowane są na moce poniżej 1 kW. Przebiegi prądów i napięć, zależności między nimi i inne parametry prostowników zależą od rodzaju obciążenia prostownika.

Na rysunku 3.19 przedstawiono schemat ideowy prostownika jednopulsowego z obciążeniem rezystancyjnym (R).



Rys. 3.19. Schemat ideowy prostownika jednopulsowego [3]. [5]. [8], gdzie: D – dioda, R – obciążenie rezystancyjne

Analiza pracy prostownika wymaga zdefiniowania pewnych wielkości, które przedstawiono na rysunku 3.20.



Rys. 3.20. Wyjaśnienie pojęć kąta zapłonu  $\mathcal{G}_{z}$  i kąta przewodzenia prostownika  $\lambda_{T}$ 

Zaznaczony na rysunku 3.20 kąt  $\mathcal{G}_Z$  nosi nazwę kąta zapłonu tyrystora i wyznacza moment, w którym podano impuls do bramki tyrystora. Jest to równocześnie moment, od którego tyrystor zaczyna przewodzić prąd. Kąt ten często nazywany jest również kątem załączenia. Tyrystor może być załączony, innymi słowy, sterowany w przedziale  $0 \le \vartheta_Z \le \pi$ , co wynika wprost z przebiegu napięcia. Dla kąta zapłonu równego  $\pi$  prąd obciążenia jest równy zeru ( $\vartheta_W$  – kąt wyłączenia). W tym przypadku kąt przewodzenia  $\lambda_T$  wynosi



Rys. 3.21. Przebiegi napięcia, prądu i impulsów bramkowych dla obciążenia rezystancyjnego R [3]–[5], [11], gdzie: U<sub>d</sub>, U<sub>z</sub>, i<sub>A</sub>, i<sub>T</sub> – przebiegi napięcia wyprostowanego i zasilającego oraz prąd anodowy i bramki

Na rysunku 3.21 przedstawiono przebiegi napięcia wyprostowanego, prądu obciążenia oraz impulsów bramkowych dla obciążenia rezystancyjnego *R*.

Wartość napięcia wyprostowanego  $U_d$  dla obciążenia rezystancyjnego R określa zależność (3.2)

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\mathcal{G}_z}^{\pi} U_{\max} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{1}{2\pi} U_{\max} \left( 1 + \cos \mathcal{G}_z \right) \tag{3.2}$$

gdzie  $U_{\text{max}}$  – amplituda napięcia zasilającego.

Maksymalna wartość napięcia wyprostowanego  $U_{d0}$  wystąpi dla prostownika niesterowanego i wyniesie ( $\mathcal{G}_Z = 0$ ):

$$U_{d_0} = \frac{U_{\text{max}}}{\pi} \approx 0.45 U_{RMS} \tag{3.3}$$

gdzie U<sub>RMS</sub> – wartość skuteczna napięcia.

(3.1)

Wartość prądu może być wyliczona z zależności

$$I_d = \frac{U_d}{R} \tag{3.4}$$

gdzie R – wartość rezystancji obciążenia.

Jeśli obciążenie będzie miało inny charakter np. rezystancyjno-indukcyjny (RL), przebiegi prądów i napięć zmienią się i będą mieć przebieg jak na rysunku 3.22.



Rys. 3.22. Przebiegi prądów i napięć oraz impulsów bramkowych prostownika z obciążeniem *RL* [3]–[5], [11]

W tym przypadku prąd obciążenia płynie również po przejściu przebiegu napięcia zasilającego przez zero ( $\mathcal{G}_w - \pi$ ). Zjawisko to jest wywołane gromadzeniem energii w polu elektromagnetycznym indukcyjności *L*, co powoduje indukowanie się siły elektromotorycznej polaryzującej tyrystor w kierunku przewodzenia poza kątem  $\pi$ . Dla obwodu tego można zapisać

$$\sqrt{2}U_{RMS}\sin\omega t = Ri_d + L\frac{di_d}{dt}$$
(3.5)

jeśli  $i_d(\mathcal{G}_z) = 0.$ 

Pulsujący prąd  $i_d$  będzie określony zależnością (3.6)

$$i_{d} = \frac{\sqrt{2}U_{RMS}}{Z}\sin(\omega t - \varphi) - \frac{\sqrt{2}U_{RMS}}{Z}\sin(\vartheta_{z} - \varphi)e^{-(\omega t - \vartheta_{z})\operatorname{ctg}\varphi}$$
(3.6)

gdzie

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

jest impedancją obwodu, a

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}$$

jest kątem przesunięcia fazowego między prądem i napięciem.

Indukcyjność w obciążeniu prostownika wpływa oczywiście negatywnie na wartość napięcia wyprostowanego  $U_d$ . Przy podanych założeniach napięcie to określone jest przez

$$U_{d} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{z}}^{\pi} U_{\max} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{1}{2\pi} U_{\max} \left( \cos \theta_{z} - \cos \theta_{w} \right) \tag{3.7}$$

Jeżeli obciążenie zawierać będzie dodatkowo siłę elektromotoryczną *E*, przebiegi prądów i napięć będą wyglądać jak na rysunku 3.23.



Rys. 3.23. Przebiegi prądów i napięć oraz impulsów bramkowych prostownika z obciążeniem (*RL*) z dołączoną SEM E [3]–[5], [11]

Ten rodzaj obciążenia odpowiada sterowaniu prostownikiem maszyny obcowzbudnej, gdzie R i L są impedancją wirnika, natomiast E siłą elektromotoryczną. Sterowanie tyrystora (SRC) jest możliwe, jeśli

Rozdział 3

 $U_{\max} \sin \theta_z \ge E$ 

co oznacza

$$\arcsin \varepsilon \le \theta_z \le \pi - \arcsin \varepsilon$$
 (3.8)

(3.9)

gdzie

Kąt zapłonu tyrystora  $\mathcal{G}_Z$  zależy w tym przypadku od tangensa kąta przesunięcia fazowego tg $\varphi$  oraz wartości  $\varepsilon$ .

 $\mathcal{E} = \frac{E}{U_{\text{max}}}$ 

Dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego z siłą elektromotoryczną (RLE) wartość średnia napięcia wyprostowanego  $U_{d(medium)}$  wyznaczana jest z zależności

$$U_{d(\text{medium})} = \frac{1}{2\pi} \left( \cos \theta_z - \cos \theta_w \right) + E \frac{2\pi - \lambda_T}{2\pi}$$
(3.10)

gdzie

$$\lambda_T = \mathcal{G}_W - \mathcal{G}_Z$$

Otrzymana zależność (3.10) jest podobna do (3.7) i ograniczona jest jedynie przez wartość SEM *E*. Dla danego obwodu można zapisać

$$U_{\max}\sin\omega t - E = Ri_d + L\frac{di_d}{dt}$$
(3.11)

Rozwiązując równanie (3.11) dla warunku  $i_d(\mathcal{G}_2) = 0$ , otrzymamy zależność (3.12) określającą prąd pulsujący  $i_d$ :

$$i_{d} = \frac{U_{\max}}{R} \left\{ \left[ \cos\varphi \sin(\omega t - \varphi) - \varepsilon \right] + \left[ \varepsilon - \cos\varphi \sin(\vartheta_{z} - \varphi) \right] e^{-(\omega t - \vartheta_{z}) \operatorname{ctg}\varphi} \right\}$$
(3.12)

Z kolei wartość średnia prądu  $I_{d(\text{medium})}$  jest określona przez (3.13):

$$I_{d(\text{medium})} = \frac{U_{\text{max}}}{2\pi R} \left[ \cos \theta_z - \cos \theta_w - \varepsilon (\theta_z - \theta_w) \right]$$
(3.13)

Jeśli prostownik pracuje w stanie falownikowym, wartość siły elektromotorycznej *E* przyjmuje znak ujemny.

Najczęściej spotykanymi prostownikami jednofazowymi są prostowniki dwupulsowe. Spotyka się dwa rodzaje prostowników dwupulsowych, czyli prostownik w układzie Graetza i prostownik mostkowy. Na rysunku 3.24 przedstawiono schematy ideowe obydwu typów prostowników. Do dalszej analizy przyjęto jedynie prostownik mostkowy, ponieważ w inżynierii pojazdów jego zastosowanie jest dominujące. Zależności opisujące prądy i napięcia w prostownikach dwupulsowych są podobne jak dla jednopulsowych, z tą różnicą, że zmieniają się granice całkowania i otrzymane wzory należy pomnożyć przez dwa (we wzorach zaznaczono strzałką). Obydwa typy prostowników mogą być zasilane przez transformatory, mogą też pracować bez transformatorów zasilających. Stanowi to ogromną zaletę przesądzającą o powszechnym zastosowaniu tych prostowników.



Rys. 3.24. Schematy ideowe prostowników dwupulsowych w układzie Graetza (a). układzie mostkowym (b) [3], [5], [8]



Rys. 3.25. Przebiegi prądu i napięcia oraz impulsów bramkowych prostownika dwupulsowego dla obciążenia rezystancyjnego [3]–[5], [11]

Na rysunku 3.25 przedstawiono przebiegi napięcia wyprostowanego  $U_d$ , prądu obciążenia  $i_d$  oraz impulsów bramkowych  $i_g$  dla obciążenia rezystancyjnego R. Skrypty 2 oznaczają wartości napięcia wtórnego, natomiast A i B – pierwszy i drugi puls napięcia zasilającego. Kształt krzywej napięcia i prądu przy obciążeniu rezystancyjnym jest oczywiście taki sam.

Wartość średnia napięcia wyprostowanego (DC) dla obciążenia rezystancyjnego R określa zależność

$$U_{d} = \frac{1}{2\pi} 2 \int_{\theta_{z}}^{\theta_{w}} U_{\max} \sin \omega t \, dt = \frac{U_{\max}}{\pi} (1 + \cos \theta_{z})$$
(3.14)

Maksymalna wartość napięcia wyprostowanego  $U_{d0}$  wystąpi dla  $\mathcal{G}_z = 0$  prostownika niesterowanego i wyniesie

$$U_{d_0} = \frac{\sqrt{22U_{RMS}}}{\pi} \approx 0.9U_{RMS}$$
(3.15)

Wartość średnia prądu może być wyliczona z zależności

$$I_d = \frac{U_d}{R} \tag{3.16}$$

a)

b)



Rys. 3.26. Przebiegi prądu i napięcia prostownika dwupulsowego dla obciążenia *RL* dla pracy impulsowej (a) i przewodzenia ciągłego (b) [3]–[5], [11]

Jeśli obciążenie będzie miało inny charakter np. rezystancyjno indukcyjny (*RL*) przebiegi prądów i napięć zmienią się i mogą przyjąć jedną z dwóch form zależnie od wartości kąta zapłonu i reaktancji obciążenia. Pierwsza to przewodzenie impulsowe, druga zaś to przewodzenie ciągłe. Na rysunku 3.26 przedstawiono dwa rodzaje pracy prostownika i tym samym dwa rodzaje odpowiadających jej przebiegów – impulsowy i ciągły.

Zależności opisujące wartość średnią napięcia wyprostowanego (DC) różnią się i dla przewodzenia impulsowego określa je wzór (3.17), natomiast dla przewodzenia ciągłego wzór (3.18):

$$U_{d} = \frac{1}{2\pi} 2 \int_{\theta_{z}}^{\theta_{w}} U_{\max} \sin \omega t \, dt d\omega t = \frac{U_{\max}}{\pi} \left( \cos \theta_{z} - \cos \theta_{w} \right)$$
(3.17)

$$U_d = \frac{1}{2\pi} 2 \int_{g_z}^{\pi + g_z} U_{\text{max}} \sin \omega t \, dt d\omega = \frac{2U_{\text{max}}}{\pi} \cos \theta_z$$
(3.18)

W przypadku przewodzenia ciągłego kąt przewodzenia wynosi  $\lambda_T = \pi$ . Przy obciążeniu aktywnym (z siłą elektromotoryczną *E*) zależności opisujące wartość napięcia wyprostowanego są takie same jak (3.17) i (3.18), ale z ograniczeniem  $\varepsilon(\vartheta_w - \vartheta_z)$ , natomiast wartość średnia prądu obciążenia określona jest podanymi zależnościami

$$I_{d} = \frac{2U_{\max}}{\pi R} \left[ \cos \theta_{z} - \cos \theta_{w} - \varepsilon (\theta_{w} - \theta_{z}) \right]$$
(3.19)



Rys. 3.27. Charakterystyki sterowania prostownika dwupulsowego dla obciążenia *R* (a) i *RL* (b) [3]–[5], [11]

dla przewodzenia impulsowego oraz dla przewodzenia ciągłego

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \tag{3.20}$$

W praktyce korzysta się z tzw. charakterystyk sterowania prostownika. Ich przebieg zależy od rodzaju obciążenia, a ich przebiegi przedstawiono na rysunku 3.27. Dla prostowników wielopulsowych do określenia warunków pracy używa się kąta sterowania  $\alpha$ , zamiast dotychczas stosowanego kąta zapłonu  $\mathcal{G}_{2}$ . Kąt sterowania liczy się jako kąt od przecięcia się przebiegów napięcia zasilającego poszczególne fazy odpowiednio do punktu zapłonu tyrystorów w przewodzących fazach.

Najprostszym często stosowanym prostownikiem trójfazowym jest prostownik trójpulsowy. Na rysunku 3.28 przedstawiono schemat ideowy trójpulsowego prostownika mostkowego. Prostowniki tego typu mogą pracować jedynie w układach z dostępnym punktem zerowym. Zależności opisujące prądy i napięcia w prostownikach trójpulsowych są podobne do jednopulsowych, z tą różnicą, że zmieniają się granice całkowania i otrzymane wzory należy pomnożyć przez trzy (we wzorach zaznaczono strzałką). W analizie prostowników wielopulsowych niezbędne jest uwzględnienie procesu komutacji, tj. przełączania prądu pomiędzy tyrystorami poszczególnych faz. Zasadniczym powodem tego jest fakt, że przełączenie prądu z fazy na fazę wymaga czasu i nieuwzględnienie go może doprowadzić do nałożenia się prądów dwóch lub więcej tyrystorów, a tym samym może doprowadzić do zwarcia. Przebieg komutacji określa tzw. kąt komutacji  $\mu$ , co zostało przedstawione na rysunku 3.29.

Na rysunku 3.29 przedstawiono przebiegi napięcia wyprostowanego i prądu obciążenia dla obciążenia rezystancyjnego R. Kształt krzywej napięcia i prądu dla obciążenia rezystancyjnego jest oczywiście taki sam. Dodatkowo uwzględniono też wartość kąta komutacji  $\mu$  pomiędzy prądami tyrystora 1 i 2.



Rys. 3.28. Schemat ideowy prostownika trójpulsowego mostkowego [3]–[5], [11]



Rys. 3.29. Przebiegi prądu i napięcia prostownika trójpulsowego dla obciążenia rezystancyjnego z uwzględnieniem procesu komutacji [3]–[5], [11]

Wartość napięcia wyprostowanego (DC) dla obciążenia rezystancyjnego R i pracy impulsowej określa zależność (3.21):

$$U_d = I_d R = \frac{1}{2\pi} 3 \int_{\vartheta_z}^{\pi} U_{\max} \sin \omega t \, dt d\omega t = \frac{3U_{\max}}{2\pi} \left(1 + \cos \vartheta_z\right) \tag{3.21}$$

Jak wspomniano wcześniej, dla prostowników trzy i więcej pulsowych używa się kąta sterowania zamiast kąta zapłonu. W przypadku prostownika trójpulsowego kąt  $\alpha$  jest określony jako

$$\alpha = \vartheta_z - \frac{\pi}{6} \tag{3.22}$$

Napięcie wyprostowane dla przewodzenia ciągłego nie zależy od charakteru obciążenia R czy RL i określone jest zależnością

$$U_{d} = \frac{3}{2\pi} \int_{g_{z}}^{g_{z} + \frac{2\pi}{3}} U_{\max} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \left( \cos g_{z} - \frac{\pi}{6} \right) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{\max} \cos \alpha \qquad (3.23)$$

Dla obciążenia RL i pracy impulsowej prostownika zależność (3.23) przyjmuje postać

$$U_{d} = \frac{3}{2\pi} \int_{\theta_{z}}^{\theta_{w}} U_{\max} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3U_{\max}}{2\pi} \left( \cos \theta_{z} - \cos \theta_{w} \right)$$
(3.24)

Na koniec dla obciążenia tzw. aktywnego (z siłą elektromotoryczną) napięcie przyjmuje postać

$$U_{d} = \frac{3U_{\max}}{2\pi} \left[ \cos \theta_{z} - \cos \theta_{w} - \varepsilon \left( \theta_{w} - \theta_{z} \right) \right]$$
(3.25)

Największe jednak znaczenie w inżynierii pojazdów mają prostowniki sześciopulsowe. Powszechnie stosowane są one we wszystkich rodzajach pojazdów jako integralny składnik alternatorów transformujących energię prądu przemiennego, wytwarzaną w alternatorze AC na energię prądu stałego DC stosowaną we wszystkich obwodach elektrycznych pojazdu. W ostatnim okresie wzrosło ich zastosowanie jako głównego przekształtnika sterującego pracą napędu w pojazdach hybrydowych i elektrycznych. Na rysunku 3.30 przedstawiono schemat ideowy prostownika sześciopulsowego mostkowego. Napięcia zasilające oznaczono uniwersalnie jako *E*1, *E*2, *E*3, ponieważ mogą one pochodzić od dowolnego źródła napięcia trójfazowego, np. alternatora.



Rys. 3.30. Prostownik mostkowy sterowany sześciopulsowy [3]-[5], [11]

Prostowniki sześciopulsowe mogą pracować w reżimie pracy ciągłej i impulsowej. Przebiegi prądów i napięć po stronie obciążenia zależą od charakteru obciążenia tak jak w innych typach prostowników. Tak samo jak w prostownikach trójfazowych należy uwzględniać proces komutacji w analizie pracy prostownika. Na rysunku 3.31 przedstawiono przebiegi napięcia wyprostowanego i prądu obciążenia dla obciążenia rezystancyjnego *R*. Kształt krzywej napięcia i prądu przy obciążeniu rezystancyjnym jest oczywiście taki sam. Dodatkowo uwzględniono też kąt komutacji  $\mu$ .

Wartość napięcia wyprostowanego (DC) dla obciążenia rezystancyjnego R i pracy impulsowej określa zależność (3.26)

$$U_d = RI_d = \frac{1}{2\pi} 6 \int_{\theta_z}^{\pi} U_{\max} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3U_{\max}}{\pi} (1 + \cos \theta_z)$$
(3.26)



Rys. 3.31. Przebiegi prądu i napięcia prostownika sześciopulsowego dla obciążenia rezystancyjnego z uwzględnieniem procesu komutacji dla pracy ciągłej (A) i impulsowej (B) [3]–[5], [11]; a – napięcie wyprostowane DC, b, c, d, e – prąd fazowy zasilający prostownik, f – prąd obciążenia DC

Napięcie wyprostowane dla przewodzenia ciągłego nie zależy od charakteru obciążenia R czy RL i określone jest jako

$$U_{d} = \frac{1}{2\pi} 6 \int_{\theta_{z}}^{\theta_{z} + \frac{2\pi}{6}} U_{\max} \sin \omega t \, d\omega t + \frac{3U_{\max}}{\pi} \cos\left(\theta_{z} + \frac{\pi}{3}\right) = \frac{3U_{\max}}{\pi} \cos\alpha = U_{d0} \cos\alpha \quad (3.27)$$

gdzie  $U_{d0}$  – napięcie wyjściowe dla kąta sterowania  $\alpha = 0$ .



Rys. 3.32. Charakterystyki sterowania prostownika sześciopulsowego [3]–[5], [11]

Charakterystyki sterowania mostka sześciopulsowego zależą od charakteru obciążenia i przedstawiono je na rysunku 3.32.



Rys. 3.33. Prostownik sześciopulsowy w obwodzie alternatora AC wraz z prostownikiem trójpulsowym jako regulatorem napięcia [31]

2-

Na rysunku 3.33 przedstawiono zastosowanie prostownika sześciopulsowego diodowego włączonego do alternatora firmy Bosch [31]. Jest to najpopularniejsze obecnie zastosowanie prostownika sześciopulsowego.

## Łączniki i sterowniki prądu stałego (Choppery)

Transformacja energii pradu stałego (DC), o określonych parametrach wejściowych, na energię prądu stałego o innych parametrach wyjściowych może być realizowana w impulsowych obwodach elektrycznych. Idea działania polega na tym, że napiecie wyjściowe tworzone jest jako szereg impulsów o stałej częstotliwości i modulowanej szerokości lub modulowanej jednocześnie częstotliwości oraz szerokości impulsów. W nazewnictwie angielskim impulsy tworzące sygnał wyjściowy noszą nazwę chopperów i stad nazwa całej kategorii przekształtników tego typu. Choppery buduje się z wykorzystaniem przede wszystkim tranzystorów różnych typów, tyrystorów GTO itd. Klasyczne tyrystory, tzw. SCR, stosowane są do budowy sterowników zasilających napędy hybrydowe i napędy pojazdów elektrycznych. Powodem jest częstotliwość pracy, która dla łączników na bazie SCR znajduje się pomiędzy 100 do 1000 Hz. Wartość mocy sterowanej przez łączniki spada wraz ze wzrostem częstotliwości impulsowania. Na rysunku 3.18 (kolor zielony) przedstawiono schematycznie ideę pracy łącznika prądu stałego. Zasadniczą jednak kwestią jest budowa choppera. Na rysunku 3.34 przedstawiono schemat ideowy łącznika prądu stałego, przy czym założono, że tyrystor SCR jest podstawowym składnikiem cześci kluczujacej.



Rys. 3.34. Schemat ideowy łącznika na bazie tyrystora SCR [4]

Przyjęto następujące oznaczenia:  $U_d$  – wartość napięcia stałego zasilającego,  $u_{CF}$  – wartość napięcia kondensatora,  $u_0$  – wartość napięcia obciążenia,

 $i_d$  – wartość chwilowa stałego prądu zasilającego,

 $i_{CF}$  – wartość prądu ładowania kondensatora,

*i*<sub>PT</sub> – wartość prądu choppera,

 $i_{D0}$  – wartość prądu diody zerowej,

i0 – wartość prądu obciążenia,

 $L_F$ ,  $C_F$  – indukcyjność i pojemność filtra,

 $L_0$ ,  $R_0$ ,  $E_0$  – indukcyjność, rezystancja, SEM obciążenia.

Zasadniczymi częściami łącznika tyrystorowego prądu stałego są cztery niezależne obwody elektryczne pokazane na rysunku 3.34, a mianowicie: zasilanie, filtr, układ kluczujący i obciążenie. Łącznik musi być zasilany z dynamicznego źródła napięcia, co w naszym przypadku realizowane jest za pomocą filtra dolnoprzepustowego  $L_F$ ,  $C_F$  lub jedynie kondensatora  $C_F$ . Do sterowania napięciem wyjściowym zastosowano łącznik tyrystorowy z równoległym lub szeregowym obwodem komutacji.

Na rysunku 3.35 przedstawiono schematycznie ideę impulsowego sterowania wartością napięcia wyjściowego sterownika prądu stałego.



Rys. 3.35. Idea sterowania napięciem wyjściowym sterownika prądu stałego [3]–[5], [11]

Algorytm sterowania napięciem wyjściowym sterownika prądu stałego przedstawiony na rysunku 3.35 jest interpretacją graficzną zależności (3.28), określającej wartość napięcia obciążenia  $U_0$ 

$$U_{0} = \frac{1}{T_{0}} \int_{0}^{t_{p}} u_{CF}(t) dt = U_{d} \frac{t_{p}}{T_{0}} U_{d} \gamma$$
(3.28)

gdzie

$$\gamma = \frac{t_p}{T_0} \tag{3.29}$$

jest tzw. współczynnikiem wypełnienia  $t_p$  – czas przewodzenia,  $T_0$  – okres. Przez sterowanie współczynnikiem wypełnienia  $\gamma$  możemy sterować wartością napięcia wyjściowego  $U_0$ . Ten rodzaj sterowania nazywany jest sterowaniem szerokością impulsów. Obciążenie przekształtnikowych napędów pojazdów zazwyczaj ma charakter indukcyjny. Niesie to groźbę uszkodzenia tranzystorów lub tyrystorów łącznika wskutek przepięć podczas każdorazowego wyłączenia. Z tego też względu niezbędne jest włączenie diody zerowej równolegle do obciążenia. Dioda zerowa zamyka obwód i rozładowuje energię pola magnetycznego obciążenia w czasie wyłączenia łącznika. W czasie impulsowania prąd narasta i maleje ekspotencjalnie ze stałą czasową L/R. Jeżeli częstotliwość impulsowania jest wystarczająco duża oraz indukcyjność obciążenia ma wystarczająco dużą wartość, można przyjąć, że prąd ma wartość stałą. Na rysunku 3.36 przedstawiono rzeczywisty przebieg prądu i napięcia łącznika. W szystkie wielkości na rysunku odpowiadają oznaczeniom z rysunku 3.32.



Rys. 3.36. Przebiegi prądu i napięcia łącznika prądu stałego [3]-[5], [11]

Wartość średnia prądu obciążenia jest w tym przypadku określona przez

$$I_0 = \frac{U_0 - E_0}{R_0} = \frac{\gamma U_d - E_0}{R_0}$$
(3.30)

natomiast średnią wartość prądu wejściowego zasilającego określa

$$I_{d} = \frac{1}{T_{0}} \int_{0}^{t_{p}} i_{PT}(t) dt = I_{0} \frac{t_{p}}{T_{0}} = \gamma I_{0}$$
(3.31)

Można zatem napisać, że

$$\frac{U_0}{U_d} = \frac{I_d}{I_0} = \gamma \tag{3.32}$$

Z kolei moc łącznika określa zależność

$$P_d = U_d I_d = U_0 I_0 = P_0 \tag{3.33}$$

Porównując czas przewodzenia prądu przez tyrystor  $i_T$  lub przez diodę zwrotną  $i_D$  z czasem komutacji pomiędzy tymi dwoma prądami, stwierdzić można, że czas komutacji jest znacznie mniejszy od czasu trwania przewodzenia. Jest to podstawowy warunek, jaki należy uwzględnić podczas obliczania elementów filtra włączanego równolegle lub szeregowo do łącznika. Zjawisko to przedstawiono na rysunku 3.37.



Rys. 3.37. Porównanie czasów przewodzenia i komutacji prądów tyrystora i diody zwrotnej łącznika [3]–[5], [11]

Na podstawie zależności (3.28) do (3.34) wykreślić można charakterystyki wyjściowe łącznika ze sterowania typu PWM, co przedstawiono na rysunku 3.36.

W praktyce ważne jest określenie parametrów filtra wejściowego oraz częstotliwości modulacji. Pojemność filtra jest ograniczona, a co za tym idzie zarówno prąd łącznika  $i_{PT}$ , jak i napięcie filtra  $u_{CF}$  mają impulsowy charakter. W tym przypadku częstotliwość rezonansowa  $f_F$  filtra wejściowego określona jest przez zależność:

$$f_F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \tag{3.34}$$

częstotliwość modulacji zaś odpowiednio  $f_0 = 1/T_0$ 

Oznacza to, że  $f_F \leq \leq f_0$  i w konsekwencji  $u_{CF} \approx U_d$ . Dlatego można zapisać, że

$$C_F \frac{du_{CF}}{dt} \approx -C_F \frac{\Delta u_{CF}}{t_p} = I_d - I_0$$
(3.35)



Rys. 3.38. Charakterystyki napięcia wyjściowego i pulsacji napięcia łącznika ze sterowaniem typu PWM

uwzględniając, że  $I_d = \gamma I_0$ , otrzymujemy:

$$\Delta u_{CF} = \frac{I_0}{C_F} f_0 \left( t_p T_0 - t_p^2 \right) = \frac{I_0}{C_F f_0} \left( \gamma - \gamma^2 \right)$$
(3.36)

Przykładowo dla  $\gamma = 0,5$  otrzymujemy maksymalną wartość  $\Delta u_{CF_{max}}$ 

$$\Delta u_{CF_{\max}} = \frac{I_0}{4C_F f_0}; \quad C_F \ge \frac{I_0}{4\Delta u_{CF_{\max}} f_0}$$

Na zakończenie przedstawiony i wyjaśniony zostanie algorytm działania łącznika. Najczęściej stosowanym układem jest łącznik z równoległym obwodem komutacji. Obwód takiego łącznika przedstawiony jest na rysunku 3.39. Schemat ideowy odpowiada przedstawionemu na rysunku 3.34 (szczegółowo przedstawiono jedynie strukturę samego łącznika). W tym przypadku mamy dwa tyrystory: tyrystor główny  $T_G$ i równolegle do niego włączony tyrystor komutacyjny  $T_K$ . Kondensator  $C_k$  jest źródłem napięcia służącym do wyłączania tyrystora głównego. Po przyłożeniu do łącznika napięcia zasilającego  $U_d$  kondensator komutacyjny  $C_k$  jest ładowany w obwodzie ( $U_d - L_{K2} - C_K - T_K - R_0 L_0 E_0 - L_{K2}$ ) do napięcia równego napięciu zasilającemu  $U_d$  i polaryzacji (+) na górnej okładzinie kondensatora. Następnie po załączeniu tyrystora głównego  $T_G$  rozpoczyna się przeładowanie kondensatora komutacyjnego w obwodzie rezonansowym ( $C_K - T_G - L_{K1} - D_K - C_K$ ). Wyłączenie tyrystora głównego  $T_G$  następuje przez włączenie tyrystora komutacyjnego  $T_K$  i ponowne naładowanie w obwodzie ( $C_F - L_{K2} - C_K - T_K - R_0 L_0 E_0 - C_F$ ).



Rys. 3.39. Schemat ideowy łącznika z równoległym obwodem komutacyjnym

Dodatkowo można do układu włączyć obwód przeładowania wstecznego kondensatora – na rysunku zaznaczony jako gałąź dodatkowa ( $K_{K3} - D_1$ ). W praktyce spotykamy wiele różnych konstrukcji łączników; powszechnie obowiązuje tu nazewnictwo anglojęzyczne, są to zatem: *buc* lub *step-down*, *booster* lub *step-up*, *buck-boost*, *flyback* i rezonansowe, itd. Wszystkie jednak zastosowania w inżynierii motoryzacyjnej muszą spełniać wymóg sterowania tzw. czterokwadratowego. Oznacza to, że napęd elektryczny musi spełniać w tym przypadku wymaganie pracy nawrotnej, co jest równoznaczne z rozwijaniem przez napęd momentu dodatniego i ujemnego. Zazwyczaj przedstawia się pracę czterokwadratową napędu jako wykres zależności prędkości kątowej, lub częściej obrotowej od momentu, co ilustruje rysunek 3.40. Tego typu sterowanie, a zatem przepływ prądu w obu kierunkach i związana z tym zmiana polaryzacji napięcia wymaga zastosowania więcej niż jednego łącznika.



Rys. 3.40. Idea sterowania napędem elektrycznym w czterech ćwiartkach układu prędkość kątowa–moment [1], [3]–[5], [11]

W zależności od kierunku rozwijanego momentu i odpowiadającej mu prędkości obrotowej napęd pracuje jako silnikowy lub generatorowy. Innymi słowy, jeśli kierunek momentu i prędkości obrotowej jest zgodny, napęd pracuje w trybie silnikowym, jeśli natomiast moment i prędkość mają znaki przeciwne, napęd pracuje w trybie generatorowym. Na rysunku 3.40 stan pracy silnikowej zaznaczono kolorem czerwonym, generatorowej zaś niebieskim. Niestety nie wszystkie łączniki mogą pracować w tym trybie pracy. Opisany wcześniej łącznik tyrystorowy może pracować w trybie nawrotnym. W przypadku ogólnym można stwierdzić, że opisaną funkcję nawrotnej pracy napędu spełniają łączniki zbudowane z elementów zapewniających pracę typu włącz/wyłącz. Na rysunku 3.41 przedstawiono schematy ideowe różnych elementów energoelektronicznych zapewniających realizację wymienionych funkcji.



Rys. 3.41. Schematy ideowe różnych elementów realizujących funkcję włącz/wyłącz [3]–[5], [11]

Na rysunku 3.42 przedstawiono schemat łącznika do napędu nawrotnego zbudowanego z tyrystorów lub tranzystorów MOSFET.

Do sterowania pracą silnika tranzystory mostka muszą być załączane parami. Hil + Lo2 zatem działają jednocześnie, kiedy druga para Hi2 + Lo2 jednocześnie jest w przeciwfazie. To oznacza, że cyklicznie w czasie pracy pary Hil + Lo2 druga para Hi2 + Lo1 jest wyłączona i *vice versa*. Taki reżim pracy łącznika wymaga, aby



Rys. 3.42. Łącznik prądu stałego do pracy nawrotnej tyrystorowy (a), tranzystorowy MOSFET (b) [3]–[5], [11]

tranzystory mocy lub tyrystory wyposażone były w diody zwrotne. Tranzystory mocy typu MOSFET diodę zwrotną mają wbudowaną strukturalnie, tak że są od razu gotowe do pracy. W układach z tyrystorami niezbędne jest dołączenie dodatkowej diody zwrotnej równolegle do tyrystora. Na rysunku 3.42b przedstawiono przykładowo pracę napędu w pierwszej ćwiartce [3]–[5], [11]. W pierwszym etapie pracy prąd obciążenia płynie przez tranzystory Hi1 + Lo2; w tym czasie diody nie przewodzą prądu. Prąd silnika i moc do niego dostarczona wzrasta. W drugim etapie pracy prąd płynie przez diody zwrotne tranzystorów Hi2 + Lo1. Podczas pracy tranzystorów Hi2 + Lo1 prąd przepływa w tym samym kierunku, co wynika również z indukcyjnego charakteru impedancji. Spadek prądu obciążenia wynika z procesu ładowania kondensatora filtra wejściowego (lub kondensatora głównego). Jeśli przyjąć, że czas przewodzenia prądu przez gałąź (Hi1 + Lo2) określony jest jako- $\gamma \cdot T$ , to można zapisać, że  $U_0 = U_d$ . Z kolei dla przewodzenia prądu przez gałąź (Hi2 + Lo1) ten czas wynosi  $(1 - \gamma)T$ i wtedy  $U_0 = -U_d$ . Ogólnie można stwierdzić, że napięcie na silniku  $U_0$  określone jest zależnością

$$U_0 = \gamma U_d - (1 - \gamma)U_d = (2\gamma - 1)U_d$$
(3.37)

Ze względu na prostokątny charakter fali napięcia wyjściowego zawiera ono dużą liczbę harmonicznych. Na szczęście są one dobrze tłumione przez uzwojenia silnika. Tym samym prąd silnika ma stosunkowo gładki kształt i moment silnika proporcjonalny do prądu ma taki sam charakter. Na rysunku 3.43 przedstawiono dynamiczną zmianę stanu pracy napędu z ćwiartki pierwszej do trzeciej (przez drugą).

Na rysunku 3.44 przedstawiono praktyczne zastosowanie łącznika-choppera w technice motoryzacyjnej jako sterowania nawrotnego serwonapędem w układzie mostkowym na tranzystorach IGBT. Mostek typu H na tranzystorach IGBT sterowany jest regulatorami typu PI w układzie kaskadowym prędkości i prądu z nadrzędną regulacją prędkości.



Rys. 3.43. Przejście napędu z ćwiartki 1 do 3 przez 2 [3]–[5], [11], gdzie: M – moment silnika,  $U_0$  – wartość napięcia na obciążeniu,  $i_0$  – wartość prądu obciążenia



Rys. 3.44. Układ sterowania serwonapędem (źródło: the MathWorks SimPowerSystems) [29]

## Falowniki

Falowniki są urządzeniami elektrycznymi przekształcającymi energię prądu stałego DC w energię prądu przemiennego AC. Mogą pracować jako struktury jednofazowe lub trójfazowe mostkowe. W praktyce istnieje bardzo wiele różnych typów falowników, których nazwy zależą od konstrukcji, na przykład: od sposobu współpracy z siecią zasilającą, od rodzaju komutacji wewnętrznej lub zewnętrznej, od rodzaju źródła, z którego są zasilane, czyli prądowe lub napięciowe i wiele jeszcze innych. W rozdziale tym opisane będą falowniki napięciowe jedno- i trójfazowe, falowniki prądowe trójfazowe oraz falowniki z modulacją szerokości impulsów (PWM). Zasadniczo falowniki stosowane w inżynierii motoryzacyjnej są falownikami przekształcającymi energię prądu przemiennego AC na energię prądu stałego DC i następnie energię prądu stałego DC na energię prądu przemiennego AC o innych parametrach niż pierwotne. Często nazywane są pełnymi falownikami. Na rysunku 3.45 przedstawiono schematycznie proces przekształcania energii w falowniku, gdzie parametry napięcia wejściowego to  $f_1$  i  $U_1$ , a parametry napięcia wyjściowego to  $f_2 \neq f_1$  oraz  $U_2 \neq U_1$ .



Rys. 3.45. Schemat funkcjonalny falownika

Dalej opisany będzie jednofazowy falownik napięciowy zwany również falownikiem rezonansowym. Falowniki te mogą być budowane jako szeregowe lub równoległe (zależnie od tego jak kondensator główny połączony jest z obciążeniem). Na rysunku 3.46 przedstawiono schemat ideowy falownika rezonansowego w układzie z dwoma tranzystorami i dwoma kondensatorami oraz z czterema tranzystorami i jednym kondensatorem.



Rys. 3.46. Schemat jednofazowego falownika napięciowego: a) na dwóch tranzystorach, b) na czterech tranzystorach [3]–[5], [11]

Wszystkie opisywane falowniki można konstruować na bazie tranzystorów i tyrystorów. W jednofazowym falowniku napięciowym czterotranzystorowym praca tranzystorów synchronizowana jest parami, tzn. tranzystor pierwszy i czwarty, a następnie drugi i trzeci. Innymi słowy, gdy włączone są tranzystory TA1 + TA4, napięcie na obciążeniu jest dodatnie. Z kolei jeśli prąd płynie przez tranzystory TA2 + TA3, napięcie na obciążeniu jest ujemne. Jest oczywiście możliwe załączenie tranzystorów w innej kolejności, np. (TA1 + TA3) lub (TA2 + TA4), w tym jednak przypadku napięcie na obciążeniu będzie wynosiło zero. Kształt tak utworzonego na wyjściu falownika napięcia przemiennego AC będzie prostokątny. W praktyce w czasie pracy falownika istotna jest znajomość pulsacji drgań własnych  $\omega_0$  obwodu złożonego z falownika i obciążenia. Wartość tej pulsacji można obliczyć z zależności

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} - \frac{R_0^2}{4L_0^2}}$$
(3.38)

 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 

Drugim istotnym parametrem jest znajomość częstotliwości sterowania f falownika. Z kolei prąd  $i_d = i_0$  płynący przez tranzystor może być wyznaczony z wykorzystaniem zależności na  $U_d$ 

$$U_d = L_0 \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_0 dt + i_0 R_0$$
(3.39)

Dla warunków początkowych  $(i_0)_{t=0} = 0$  i

$$\left(\frac{di_0}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U_d + U_{c_0 \max}}{L_0}$$

prąd będzie wynosił

$$i_{0} = i_{d} = \frac{U_{d} + U_{C_{0} \max}}{\omega_{0} L_{0}} \exp\left(-\frac{R_{0}}{2L_{0}}t\right) \sin \omega_{0}t$$
(3.40)

Kąt przewodzenia  $\lambda$  jest w tym przypadku określony zależnością

$$\lambda = \omega(t_2 - t_1) = \pi \frac{\omega}{\omega_0} = \pi \frac{f}{f_0}$$
(3.41)

gdzie  $t_1$  – czas przewodzenia tranzystorów 1 i 4,  $t_2$  – czas wyłączenia.

Bardzo ważnym problemem jest wspomniana wcześniej kwestia kształtu napięcia wyjściowego  $U_d$  falownika, a szczególnie zasilanie silników napięciem prostokątnym. Na rysunku 3.47 przedstawiono kolorem niebieskim kształt fali napięcia wyjściowego  $U_d$  falownika. Z definicji napięcie to zawiera znaczą liczbę wyższych harmonicznych.



Rys. 3.47. Przebieg napięcia wyjściowego falownika [3]-[5], [11]

Kolorem czerwonym na rysunku 3.47 przedstawiono przebieg prądu tranzystorów 1 i 4 oznaczony jako  $i_{T1-4}$ . Prostokątny kształt impulsów napięcia naprzemiennie dodatni i ujemny powoduje, że falowniki wyposażone muszą być w diody zwrotne. Diody te przewodzą prąd obciążenia w czasie, kiedy tranzystory mostka są zablokowane. Na wspomnianym rysunku prąd płynący przez diodę zwrotną oznaczony jest przez  $i_{D2}$ . Zazwyczaj charakter obciążenia w inżynierii motoryzacyjnej wymaga idealnej sinusoidy napięcia zasilającego, jednak w wielu zastosowaniach prostokątny kształt napięcia spełnia wszystkie wymagania stawiane napędom.

Na rysunku 3.48 przedstawiono przykładowo przebieg napięcia prostokątnego i jego rozkład na szereg harmonicznych, tj. podstawową oraz trzecią i piątą harmoniczną.



Rys. 3.48. Przebieg fali prostokątnej wraz z podstawową, trzecią oraz piątą harmoniczną [3]–[5], [11]

Jakość napięcia wyjściowego falowników określana jest przez zastosowanie analizy Fouriera do określenia widma napięcia i wyliczenie całkowitego współczynnika zawartości wyższych harmonicznych (THD). Współczynnik zawartości wyższych harmonicznych wylicza się jako pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów wartości skutecznych poszczególnych harmonicznych odniesionych do wartości skutecznej harmonicznej podstawowej. Na rysunku 3.49 przedstawiono przykładowo widmo wyższych harmonicznych przebiegu prostokątnego określone na podstawie rozkładu przebiegu w szereg Fouriera [13].



Rys. 3.49. Widmo wyższych harmonicznych przebiegu prostokątnego na podstawie analizy Fouriera [3]–[5], [11], gdzie  $U_{k(rms)}$  – wartość skuteczna *k*-tej harmonicznej napięcia, *k* – rząd harmonicznej napięcia

Widmo fali prostokątnej napięcia zawiera harmoniczne rzędów nieparzystych i może być określone na podstawie następującej zależności [13]–[15]:

$$u_0(t) = \frac{4}{\pi} \sum \frac{1}{k} \sin(k\omega t + \varphi_k)$$
(3.42)

gdzie k = 1, 3, 4, ... (2n + 1).

Jeśli obciążenie ma charakter indukcyjny, to dla znikomej rezystancji prąd obciążenia określa zależność

$$i_0(t) = \frac{4}{\pi\omega} \sum \frac{1}{k^2} \sin(k\omega t + \varphi_{ki})$$
(3.43)

Przesunięcie fazowe między prądem i napięciem k harmonicznej wynosi natomiast

$$\varphi_{ki} = \varphi_k + \frac{\pi}{2}$$

Jak widać krzywa napięcia falownika jest bardziej odkształcona od sinusoidy niż jego prąd. Przedstawiony falownik wraz z analizą pracy ma niewielkie zastosowanie praktyczne, jednak stosunkowo łatwo można podany opis i wnioski rozciągnąć na obwód trójfazowy. Na rysunku 3.50 przedstawiono przebiegi prądu napięcia falownika i impulsów tranzystorów w przypadku sterowania trójfazowego.



Rys. 3.50. Przebiegi napięcia  $S_{YA}$  poszczególnych faz oraz napięcia wyjściowego  $U_0$ , a także prądu  $i_0$ w falowniku napięciowym trójfazowym [3]–[5], [11]

Wartość skuteczna napięcia wyjściowego jest w tym przypadku określona przez następującą zależność [3]–[5], [11]

$$U_{0(RMS)} = \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} U_d \tag{3.44}$$

a harmoniczna podstawowa zależnością

$$U_{01(RMS)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\beta}{2}$$
(3.45)

gdzie  $\beta$  – kąt przewodzenia.

Jak wspomniano wcześniej, prostokątny kształt napięcia zasilającego ma negatywny wpływ na pracę odbiorników szczególnie w inżynierii motoryzacyjnej, co wymaga stosowania środków eliminujących wyższe harmoniczne. Sposoby eliminacji wyższych harmonicznych wykorzystują przede wszystkim metody filtrowania wysokich częstotliwości. Nacisk kładzie się na harmoniczne niższych rzędów, ponieważ amplitudy harmonicznych są odwrotnie proporcjonalne do ich rzędu, co oznacza, że harmoniczne niższych rzędów mają znacznie większe wartości niż rzędów wyższych. Niektóre z metod w prosty sposób umożliwiają eliminację harmonicznych określonych rzędów. Przykładowo przez włączenie napięcia równego zeru pomiędzy wartością dodatnią i ujemną eliminuje się trzecią harmoniczną prądu i jej wielokrotności. Inną metodą poprawy jakości napięcia wyjściowego falownika jest budowa falownika trójfazowego na bazie trzech falowników jednofazowych. Na rysunku 3.51 przedstawiony jest falownik trójfazowy jako implementacja trzech falowników jednofazowych.



Rys. 3.51. Schemat ideowy falownika trójfazowego [3]-[5], [11]

Trójfazowy falownik napięciowy może być opisany jako kombinacja trzech niezależnych falowników jednofazowych. Na kształt napięcia wyjściowego falownika trójfazowego składają się trzy napięcia prostokątne, każde o amplitudzie równej  $1/2U_d$ i kącie przewodzenia równym  $\lambda = 180^{\circ}$ . Każdy z impulsów prostokątnych jest przesunięty o kąt 120° względem drugiego. Wartość napięcia wyjściowego w fazie  $u_A$  falownika trójfazowego opisana jest zależnością (3.46), a jej przebieg pokazany jest na rysunku 3.52.

$$u_{A} = \frac{4\frac{1}{2}U_{d}}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + ...)$$
(3.46)

Jeśli punkt neutralny obciążenia (zero w mostku  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ ) zostanie połączony z punktem środkowym zerowym 0 mostka (rys. 3.51) nie będą eliminowane harmoniczna trzecia i jej wielokrotności o rzędach k = 3n.



Rys. 3.52. Przebiegi napięć składowych, fazowych i napięcia wyjściowego falownika [3]–[5], [11]

Na rysunku 3.53 przedstawiono widmo napięcia wyjściowego w układzie z połączonymi punktami – neutralnym obciążenia i środkowym mostka.



Rys. 3.53. Widmo napięcia wyjściowego falownika trójfazowego z połączonym punktem neutralnym [3]–[5], [11]

Napięcie wyjściowe falownika w tym układzie określa następująca zależność:

$$U_{A} = \frac{4U_{d}}{3\pi} \sum \left(1 + \cos\frac{\pi}{3}\right) \frac{1}{k} \sin k\omega t \qquad (3.47)$$

Innym rozwiązaniem pozwalającym na uzyskanie napięcia przemiennego jest zastosowanie falownika z modulacją szerokości impulsów, powszechnie znanego jako falownik PWM (ang. *Pulse Width Modulation*). Idea pracy falownika PWM opiera się na wykorzystaniu źródła napięcia stałego DC, do którego przyłączone są tranzystory sterowane parami z tym, że wprowadzony jest dodatkowy stan beznapięciowy, kiedy napięcie wynosi zero. Stan kiedy wartość napięcia wynosi zero uzyskiwany jest poprzez wyłączenie jednego tylko tranzystora w każdej przewodzącej parze (pozostałe tranzystory są w stanie przewodzenia). Można powiedzieć, że regulacja z modulacją szerokości impulsów PWM pozwala na sterowanie wartością amplitudy harmonicznej podstawowej, jak również na eliminację harmonicznych szczególnie niskich rzędów. Praca falownika napięciowego z modulacja szerokości impulsów opiera się na aproksymacji krzywej sinusoidalnej napięcia impulsami o dużej częstotliwości sterowanymi przez tranzystory falownika w trybie *on-off* i sumowanymi w okresie  $T_s = 1/f_s$ . Proces ten przedstawiono na rysunku 3.54.



Rys. 3.54. Idea aproksymowania sinusoidy napięcia wyjściowego falownika ze sterowaniem dwutranzystorowym (a), czterotranzystorowym (b) [3]–[5], [11]

Tranzystory mostka są sterowane (są w trybie pracy) według algorytmu, który zapala tranzystor w momencie, gdy napięcie trójkątne  $u_p$  jest równe napięciu sinusoidalnej fali wzorcowej  $u_M$  (rys. 3.55). W mostku dwutranzystorowym tranzystory T1 i T2 włączane i wyłączane są naprzemiennie. Modulowane napięcie wyjściowe falownika ma zawsze charakter impulsów bipolarnych o amplitudzie równej  $U_d/2$ , stałej częstotliwości  $f_s$  i modulowanej szerokości impulsów. Na rysunku 3.55 przedstawiono zasadę sterowania falownikiem z modulacją szerokości impulsów PWM.



Rys. 3.55. Idea sterowania falownikiem napięcia typu PWM [3]-[5], [11]

Warunki sterowania falownika napięciowego typu PWM opisuje się zazwyczaj, podając dwa podstawowe parametry, czyli głębokość modulacji amplitudy  $m_A$  i głębokość modulacji częstotliwości  $m_f$ . Parametry te określone są następującymi zależnościami:

$$m_A = \frac{u_M}{u_P} \tag{3.48}$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{3.49}$$

gdzie:  $u_M$  – maksymalna wartość amplitudy sygnału modulowanego,  $u_P$  – maksymalna wartość amplitudy sygnału trójkątnego,  $f_s$  – częstotliwość sygnału trójkątnego,  $f_1$  – częstotliwość sygnału modulowanego.

Sposób pracy falownika typu PWM determinuje kształt napięcia i prądu wyjściowego. Obydwie te wielkości mają przebieg niesinusoidalny, co w konsekwencji prowadzi do generowania wyższych harmonicznych. Na rysunku 3.56 przedstawiono przebiegi napięcia modulowanego  $u_{M_5}$  napięcia trójkątnego fali nośnej  $u_P$  oraz napięcia wyjściowego  $u_0$  i prądu wyjściowego  $i_0$ . Przedstawiono również widma tych sygnałów.

Taki system modulacji zapewnia możliwość kształtowania widma wyższych harmonicznych, szczególnie w zakresie harmonicznych wyższych rzędów w zależności od częstotliwości modulacji. Gdy zastosujemy mostek trójfazowy, jak na rysunku 3.51, wtedy prąd wyjściowy będzie miał kształt bardziej "gładki", ponieważ widmo wyższych harmonicznych przesunie się w kierunku wyższych częstotliwości.



Rys. 3.56. Przebiegi napięć (a) fali nośnej  $u_P$  i modulowanej  $u_M$ , (b) napięcia  $u_0$ i prądu  $i_0$  wyjściowego, (c) widma napięcia falownika dwutranzystorowego i czterotranzystorowego (d) [3]–[5], [11]



Rys. 3.57. Przykładowe przebiegi prądu oraz podstawowej harmonicznej napięcia falownika z modulacją szerokości impulsów PWM [3]–[5], [11]

Zasada, według której pracuje taki falownik, jest taka sama jak dla falownika jednopulsowego z tym, że sygnały są oczywiście przesunięte w fazach wzajemnie o 120°. Na rysunku 3.57 przedstawiono przykładowe przebiegi prądu i napięcia wyjściowego takiego falownika. W tym przypadku obciążenie ma charakter indukcyjny (silnik elektryczny) i w związku z tym prąd będzie opóźniać się w stosunku do harmonicznej podstawowej napięcia. Każdy zawór musi być także wyposażony w diody zwrotne w celu zapewnienia przepływu ciągłego prądu. Na rysunku 3.58 przedstawiono schematycznie ideę regulacji amplitudy i częstotliwości falownika napięcia.



Rys. 3.58. Idea regulacji amplitudy częstotliwości w falowniku napięciowym PWM [3]–[5], [11]



Rys. 3.59. Schematycznie przedstawiona metoda modulacji wektorem przestrzennym [3]–[5], [11]

Vector			<b>c</b>	<b>.</b>	<b>.</b>	e i	Was		Vex	
∀₁ = {000}	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ÖN -	0	0	0	2810
V1 = {100}	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	+V¢	0	-V <sub>60</sub>	Aktyw.
V1 = {110}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	O	+V <sub>de</sub>	-V±	Aktyw.
V1 = {010}	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	-¥*	+V <sub>de</sub>	O	Aktyw.
V.= {011}	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	÷		-Ye	Aktyw.
V <sub>5</sub> = {001}	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	C	-V <sub>dc</sub>	+V <sub>ste</sub>	Aktyw.
Vs= {101}	DN	OFF	ON	OFF	ON	OFF	+V <sub>e</sub>	-Ve	0	Aktyw.
V7= {111}	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	0	0	2810

Tabela 3.1. Stany pracy zaworów 2	$4^+, B^+$	$, C^{+}, A^{-},$	, <i>B</i> <sup>−</sup> , <i>C</i> <sup>−</sup>	i odpowiadające	im wartości	wektora $V_S$
-----------------------------------	------------	-------------------	---	-----------------	-------------	---------------



Rys. 3.60. Falownik sterujący napędem pojazdu elektrycznego EV [30]

W ostatnim okresie dużą popularność uzyskała metoda sterowania falownikami i napędami za pomocą modulacji wektorem przestrzennym. Ten sposób sterowania przedstawiony jest na rysunku 3.59. Rysunek zawiera schematycznie przedstawiony mostek z zaworami oznaczonymi jako A, B, C oraz diagram pracy wektora stanu  $V_{\text{ref}}$ . Dołączono również tabelę przedstawiającą stany pracy zaworów  $A^+$ ,  $B^+$ ,  $C^+$ ,  $A^-$ ,  $B^-$ ,  $C^$ i odpowiadające im wartości wektora stanu  $V_S$ .

Na rysunku 3.60 przedstawiono przykład praktycznego zastosowania falownika napięcia PWM do sterowania napędem pojazdu elektrycznego EV.
## 4. Maszyny elektryczne

Silnik jest najważniejszą częścią pojazdu, natomiast silnik elektryczny pojazdu elektrycznego (EV). Niezmiernie trudno jest dobrać odpowiedni silnik do wymagań stawianych pojazdowi samochodowemu. Porównania silników elektrycznego i spalinowego (ang. IC) również nie dają sensownej odpowiedzi, ponieważ moment elektromagnetyczny wytwarzany przez silnik elektryczny ma charakter płynny, bez względu na rodzaj obciążenia. Z kolei silnik spalinowy bez obciążenia – na biegu jałowym – wytwarza moment o charakterze nieciągłym. Każdorazowo zatem należy bardzo wnikliwie analizować wymagania stawiane konkretnemu pojazdowi, dobierając rodzaj napędu spalinowy, elektryczny, bądź hybrydowy. Na rysunku 4.1 przedstawiono rodzinę silników elektrycznym, hybrydowym oraz częściowo również spalinowym.



Rys. 4.1. Podział silników elektrycznych używanych w pojazdach z napędem elektrycznym lub hybrydowym

W niniejszej pracy zostaną opisane niektóre tylko z całej rodziny silników elektrycznych. W pierwszej kolejności będą to konwencjonalne maszyny prądu stałego DC, następnie maszyny prądu przemiennego AC i w końcu maszyny bezszczotkowe.

### 4.1. Maszyny prądu stałego DC

Opisywane tutaj maszyny prądu stałego zawierają zwykle dwa podstawowe uzwojenia, tj. wirujące uzwojenie wirnika-rotora i uzwojenie stacjonarne stojana wytwarzające pole elektromagnetyczne. We wszystkich typach konwencjonalnych maszyn prądu stałego, z wyjątkiem maszyn bezszczotkowych, prąd elektryczny przewodzony jest przez uzwojenie wirnika, płynąc przez szczotki węglowe, które ślizgają się po zainstalowanych na wale silnika płytkach miedzianych zwanych komutatorem. Działki komutatora podłączone są do końcówek uzwojenia wirnika. Układ działka komutatora/szczotka realizuje funkcję wzajemnego przełączania poszczególnych ramek uzwojenia wirnika z jednej ramki na następną. Proces ten powoduje powstanie swoistego dipola, jakim jest poszczególna ramka uzwojenia wirnika, przez którą przepływa prąd i która oddziałuje ze stałym polem elektromagnetycznym wytwarzanym w uzwojeniu stojana, w tzw. uzwojeniu polowym. W wyniku tego oddziaływania pól - stałego (z uzwojenia stojana) i pochodzącego od przełączanych ramek uzwojenia wirnika - powstaje moment obrotowy napędzający wał silnika. Na rysunku 4.1 przedstawiono model konwencjonalnej maszyny elektrycznej bocznikowej schematycznie z dwoma i czterema działkami komutatora.



Rys. 4.2. Model konwencjonalnej maszyny bocznikowej z dwoma i czterema działkami komutatora [12]

W czasie pracy silnika bocznikowego prądu stałego wytwarzana jest siła elektromotoryczna NE(SEM), której przebieg przedstawiono na rysunku 4.2.



Rys. 4.3. Przebieg siły elektromotorycznej e dla modelu przedstawionego na rysunku 4.1 [12]

Na rysunku 4.4 przedstawiono szczegółowo zjawiska powstające w polu elektromagnetycznym w szczelinie magnetycznej pomiędzy stojanem i wirnikiem w silniku bocznikowym prądu stałego.



Rys. 4.4. Zjawiska fizyczne zachodzące w polu elektromagnetycznym szczeliny magnetycznej stojana i wirnika (a) i schemat zastępczy maszyny (b) [12], gdzie: R<sub>ic</sub> – wartość rezystancji twornika, I<sub>W</sub> – wartość prądu wzbudzenia, I<sub>t</sub> – wartość prądu twornika, E – wartość siły elektromotorycznej

Dla danego obwodu można zapisać z wystarczającym przybliżeniem

$$E = c_E \phi n \tag{4.1}$$

$$M_e = c_M \phi n \tag{4.2}$$

gdzie: E – siła elektromotoryczna,  $\phi$  – strumień wzbudzenia, n – prędkość obrotowa (w obrotach na minutę),  $c_E$ ,  $c_m$  – stałe konstrukcyjne maszyny,  $M_e$  – moment elektromagnetyczny.

Dla schematu zastępczego maszyny bocznikowej przedstawionego na rysunku 4.4, napięcie zasilające U może być zapisane jako

$$U = E + I_t R_{tc} = c_E \phi n + I_t R_{tc} \tag{4.3}$$

i z uwzględnieniem 4.1 oraz 4.2

$$n = \frac{U - I_{t}R_{tc}}{c_{E}\phi} = \frac{U - \frac{Me}{c_{M}\phi}R_{te}}{c_{E}\phi} = \frac{U}{c_{E}\phi} - \frac{R_{te}}{c_{M}c_{E}\phi^{2}}M_{e}$$
(4.4)

Na rysunku 4.5 przedstawiono charakterystyki mechaniczne silnika bocznikowego prądu stałego.



Rys. 4.5. Charakterystyki mechaniczne n = f(M) silnika bocznikowego prądu stałego [12]

W czasie rozruchu prędkość obrotowa silnika jest równa zeru n = 0 i prąd silnika  $I_t$  może być opisany przez następującą zależność:

$$I_{t} = \frac{U - E}{R_{tc}} = \frac{U - c_{E}\phi n}{R_{tc}}$$
(4.5)

Z zależności 4.1 do 4.4. wynika, że prędkość obrotowa silnika może być regulowana przez włączenie dodatkowej rezystancji w obwód wirnika, co jest sposobem prostym, jednak nieefektywnym ekonomicznie i stosowanym obecnie sporadycznie. W niektórych rozwiązaniach szczególnie wielkich mocy regulacja prędkości obrotowej odbywa się przez regulację napięcia w obwodzie wzbudzenia. Jednak ten sposób niesie zagrożenie rozbiegnięcia się silnika w przypadku przerwania obwodu wzbudzenia. Najczęściej więc regulacja prędkości odbywa się przez regulację napięcia zasilającego wirnik silnika bocznikowego lub obcowzbudnego. Regulacja napięcia zasilającego realizowana jest za pomocą prostowników sterowanych. Na rysunku 4.6 przedstawiono charakterystyki sterowania silnika bocznikowego prądu stałego.



Rys. 4.6. Charakterystyki prędkości obrotowej [12]

### 4.2. Maszyny prądu przemiennego

Silniki indukcyjne prądu przemiennego mają dwa uzwojenia: jedno pierwotne, zwykle nawinięte na stojanie-statorze i podłączone do zasilania, i wtórne nawinięte na wirniku-rotorze, przewodzące prąd indukowany wskutek oddziaływania pola elektromagnetycznego uzwojenia pierwotnego. Z perspektywy zjawisk fizycznych maszyny te zachowują się tak, jak transformatory. Większość maszyn indukcyjnych stosowanych w przemyśle są to maszyny asynchroniczne, w których prędkość wirowania wirnika jest prawie równa prędkości wirowania pola elektromagnetycznego indukowanego przez uzwojenie stojana. W istocie prędkość ta jest niewiele mniejsza i stąd nazwa asynchroniczny. Silnik asynchroniczny ma dwie zasadnicze części - stacjonarną zwaną stojanem i wirującą zwaną wirnikiem lub rotorem, do której przyłącza się obciążenie mechaniczne. Uzwojenie stojana, podzielone na segment, ułożone jest w żłobkach żelaza stojana, co zapewnia w pewnym sensie redukcję prądu szczątkowego i strat magnetycznych. Uzwojenie wirnika ma zapewnić przepływ, w obwodzie zamkniętym, prądu indukowanego w wirniku. Uzwojenie stojana zasilane jest energią elektryczną niezbędną do wytworzenia momentu mechanicznego na wale silnika. Rozróżnia się dwa podstawowe rodzaje silników asynchronicznych:

• pierścieniowe, gdzie wirnik jest tak samo uzwojony jak stojan, a uzwojenia połączone najczęściej w gwiazdę dołączone są do pierścieni ślizgowych umieszczonych na wale,

• klatkowe, gdzie w żłobkach wirnika znajdują się pręty aluminiowe lub miedziane bez izolacji, połączone na obu końcach wirnika specjalnymi pierścieniami.

Uzwojenia stojana w silniku klasycznym przesunięte są o 120°. W opisie analitycznym pracy silników asynchronicznych korzysta się z parametru *s* zwanego poślizgiem, który zdefiniowany jest według następującej zależności:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \tag{4.6}$$

gdzie:  $n_1$  – prędkość wirowania pola stojana, n – prędkość wirowania wirnika.

Moment elektromagnetyczny M jest określony przez:

$$M = Fr \tag{4.7}$$

gdzie: M – moment elektromagnetyczny, F – siła elektromagnetyczna na obwodzie wirnika, r – promień wirnika.

Wtedy moc silnika P można określić jako

$$P = \frac{W}{t} = \frac{Fl}{t} = Fv = F\omega r = F\frac{\pi n}{30}r = \frac{M\pi n}{r}r = M\frac{\pi n}{30}r = M\frac{\pi n}{30}$$
(4.8)

$$M = \frac{30P}{\pi n} = 9,55\frac{P}{n}$$
(4.9)

gdzie: P - moc silnika, M - moment elektromagnetyczny.



Rys. 4.7. Charakterystyka mechaniczna silnika asynchronicznego [8]

Na rysunku 4.7 przedstawiono charakterystykę mechaniczną silnika asynchronicznego jako zależność momentu M silnika od jego prędkości obrotowej n lub od poślizgu s.

Sterując wartością napięcia zasilającego otrzymamy rodzinę charakterystyk mechanicznych, których przykład przedstawiono na rysunku 4.8.



Rys. 4.8. Rodzina charakterystyk mechanicznych silnika asynchronicznego dla różnych wartości napięć zasilania [8]

Do określenia momentu silnika asynchronicznego w funkcji poślizgu używa się zależności znanej powszechnie jako wzór Klossa

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}$$
(4.10)

gdzie oznaczenia jak na rysunku 4.7.

Praktycznie dla rodziny charakterystyk z rysunku 4.8 spełnione muszą być zależności:

$$\frac{U}{f} = \text{const} \tag{4.11}$$

$$n = n_1 (1 - s) = \frac{60 f}{p} (1 - s)$$
(4.12)

gdzie p – liczba par biegunów.

Na rysunku 4.9 przedstawiono przykład praktycznego zastosowania silnika asynchronicznego w napędzie pojazdu.



Rys. 4.9. Trójfazowy napęd prądu przemiennego z silnikiem asynchronicznym zasilanym z falownika [31]

# 4.3. Maszyny bezszczotkowe prądu stałego (BLDC) i synchroniczne z magnesami trwałymi (PMSM)

Silniki z magnesami trwałymi w ostatnich latach zyskują coraz więcej zastosowań. Spotkać je można przede wszystkim w technikach motoryzacyjnych, aeronautyce, medycynie, automatyce przemysłowej i zastosowaniach szczególnych, jak wszelkiego rodzaju urządzenia sterowane. Maszyny z magnesami trwałymi mają wiele zalet w stosunku do maszyn konwencjonalnych. Niektóre z nich to:

- · lepszy przebieg charakterystyk mechanicznych,
- wyższe parametry dynamiczne,
- wyższa efektywność,
- dłuższy czas pracy,
- niski poziom hałasu,
- większy zakres regulacji prędkości obrotowej.

Dodatkowo silniki te mają znacznie większy wydatek momentu z jednostki objętości silnika, co jest bardzo istotne w zastosowaniach o ograniczonej przestrzeni i ograniczeniach wagowych. Nazwa tej kategorii silników pochodzi od pierwszych liter określenia angielskiego: *Brushless Direct Current*, co oznacza bezszczotkowe silniki prądu stałego. Silniki typu BLDC należą do grupy silników synchronicznych. Oznacza to, że pole elektromagnetyczne, generowane przez uzwojenie stojana, i pole generowane przez wirnik wirują z tą samą częstotliwością. W silnikach typu BLDC nie występuje poślizg obserwowany w silnikach asynchronicznych. Są one budowane jako jedno-, dwu- i trójfazowe. Zależnie od liczby faz silnika stojan ma odpowiadającą liczbę uzwojeń jedno, dwa lub trzy. Najczęściej stosowane są silniki trójfazowe, co jest regułą w napędach pojazdów hybrydowych. W przeważającej większości trójfazowe uzwojenia stojana łączone są w gwiazdę. Każde z uzwojeń składa się z nawiniętych zwojów połączonych w jedno uzwojenie. Uzwojenia te umieszcza się na odpowiedniej liczbie biegunów. Występują dwa rodzaje technologii nawijania uzwojeń: dające sygnał (przebieg siły elektromotorycznej) trapezoidalny lub sinusoidalny. Od tego też przyjęła się nazwa silników trapezoidalny i sinusoidalny. Na rysunku 4.10 przedstawiono przebiegi sygnałów odpowiadających sile elektromotorycznej o charakterze trapezoidalnym i sinusoidalnym opisane wcześniej.



Rys. 4.10. Przebieg siły elektromotorycznej silnika BLCD o kształcie trapezoidalnym (a) i sinusoidalnym (b) [7], [8], [33], [35]

Idea budowy silnika bezszczotkowego polega na zastąpieniu komutatora elektromechanicznego przez układ elektroniczny, zwany komutatorem elektronicznym. Układ komutatora elektronicznego zawiera czujnik Halla połączony z układem sterowania, kształtujący przebieg napięcia w maszynie typu BLCD. Istnieje wiele rozwiązań konstrukcyjnych maszyn bezszczotkowych. Na rysunku 4.11 przedstawiono najczęściej spotykane.

Funkcja realizowana przez czujniki Halla i ich połączenia w silniku bezszczotkowym BLCD przedstawiono schematycznie na rysunku 4.12. Uzyskanie ruchu obrotowego silnika typu BLCD wymaga zasilania uzwojeń stojana zgodnie z wymaganą sekwencją. Zasilanie odpowiednich uzwojeń stojana zależy od położenia wirnika. Pozycja wirnika jest w związku z tym określana przez czujniki Halla.



Rys. 4.11. Przykłady cylindrycznych konstrukcji maszyny BLCD z zewnętrznym wirnikiem (a), wewnętrznym wirnikiem (b), pojedynczym stojanem (c), podwójnym stojanem (d) [33], [35], [48]



Rys. 4.12. Rozmieszczenie czujników Halla I ich połączenia silnika BLDC typu  $3 - \varphi(a), 2 - \varphi(b)$  [7], [8], [33], [35]

Czujniki Halla montowane są zazwyczaj bezpośrednio na wale maszyny od strony przeciwnej do napędowej. To zapewnia możliwość łatwego ich montażu wraz z magnesami. W sposób schematyczny jest to pokazane na rysunku 4.13.

Warunki pracy silnika bezszczotkowego zależą od sposobu sterowania napięcia zasilającego i prądu. Czujniki Halla zapewniają możliwość sterowania przepływem prądu w uzwojeniach zależnie od położenia wirnika (jest to konsekwencją wzajemnego oddziaływania pola elektromagnetycznego cewek i pola magnetycznego magnesów trwałych stojana). To oznacza, że wartość momentu silnika zmienia się od zera do maksimum. Może to powodować pewne problemy w pracy silnika w chwili jego rozruchu. Rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie uzwojenia wielowarstwowego, dzielonego. Wracając do kwestii sterowania silnikiem za pomocą czujników Halla występują tutaj dwie wersje sygnału wyjściowego do ustalania pozycji wirnika. Czujniki Halla w poszczególnych fazach mogą być zatem przesunięte wzajemnie o 60° lub 120°. Silniki budowane są zatem zgodnie z jedną z danych definicji, co z kolei determinuje odpowiednią sekwencję sterowania silnikiem. Z tego też powodu stosowane są dwie różne metody sterowania zwane powszechnie jako unipolarna i bipolarna. Na rysunku 4.14 przedstawiono schematy obwodów głównych silników dwufazowych zbudowanych według podanej reguły. Schematy odpowiadają silnikom przedstawionym na rysunku 4.12.



Rys. 4.13. Schemat rozmieszczenia poszczególnych elementów stojana i wirnika w silniku BLCD [33], [35], [48]



Rys. 4.14. Schematy obwodów głównych dwufazowych silników BLCD ze sterowaniem: unipolarnym (a), bipolarnym (b) [7], [8], [33], [35]

Aby zrozumieć metodykę sterowania według podanego algorytmu, niezbędna jest znajomość krzywej prądu w funkcji czasu. Na rysunku 4.15 przedstawione są przebiegi prądu dla dwu- i trójfazowego sterowania unipolarnego (a i b) oraz trójfazowego bipolarnego (c).

Pozycja wirnika ustalana jest, jak wspomniano, przez czujniki Halla. Czujniki te wyzwalają bezpośrednio moment komutacji. Przedstawiona aplikacja używa czterokwadratowego enkodera do określania pozycji wirnika. Z tego powodu ustalona pozycja wirnika musi być przekształcona według odpowiedniego algorytmu na sygnał wyznaczający moment komutacji. W przypadku silnika trójfazowego uzwojenie stojana połączone jest zazwyczaj w gwiazdę. Dla zasilania z mostka trójfazowego i uzwojeń stojana połączonych w gwiazdę kierunki przepływu prądu przez uzwojenia stojana będą jak na rysunku 4.16.



Rys. 4.15. Przebiegi prądu sterowania: a) dwufazowego unipolarnego, b) trójfazowego unipolarnego, c) trójfazowego bipolarnego [6]–[8], [33], [35]

Sterowanie silnikiem może być podzielone, jak wspomniano, na dwie grupy: unipolarne i bipolarne. Kąt przewodzenia może być przesunięty o kąt dodatni lub ujemny o wartości 60 lub 120 stopni. Podział na te dwie grupy i możliwości różnych kombinacji sterowania przedstawiono na rysunku 4.17.



Rys. 4.16. Kierunki przepływu prądu przez uzwojenia silnika zgodnie z sekwencją włączeń przez czujnik Halla [7], [8], [33], [35]

Symbole na rysunku 4.17 oznaczają, że jeśli wartością sterowaną jest prąd, to używa się oznaczenia C, jeśli napięcie – V. Najczęściej stosowaną metodą jest stero-

wanie prądem, czyli metoda C. Z kolei jeśli na przykład prąd sterowany jest w zakresie 120° kąta elektrycznego, jest to oznaczane symbolem 120, jeśli w zakresie 60°, to przez 60. W końcu jeśli funkcja sterowania realizowana jest przez zawory grupy spolaryzowanej dodatnio (zawory górne na rys. 4.18), oznaczane jest to przez Q+, jeśli grupy spolaryzowanej ujemnie (zawory dolne na rys. 4.18), przez Q-. Jeśli w tym samym czasie sterowane są jednocześnie obydwie grupy zaworów (górna i dolna), metoda nosi nazwę bipolarnej i nie ma specjalnego oznaczenia. Procedura sterowania zaworami mostka dla napięcia i prądu jest taka sama.



Rys. 4.17. Metody sterowania silnikiem bezszczotkowym



Rys. 4.18. Schemat mostka sześciopulsowego (a) i sekwencja sterowania tranzystorów mostka (b) [6]–[8], [33], [35]

Na przykład na rysunku 4.18 (a) przedstawiono obwód główny mostka sześciopulsowego. Na rysunku 4.18 (b) przedstawiono odpowiednio sekwencję sterowania tranzystorów mostka.



Rys. 4.19. Przebiegi sygnałów sterujących pracą unipolarną zaworów mostka według sekwencji a) C120Q+, b) C120Q-, c) C60Q+, d) C60Q- [6], [7], [8], [33], [35]

Na rysunku 4.19 przedstawiono praktyczne zastosowanie sterowania tranzystorami mostka dla strategii C120Q+, C120Q-, C60Q+ i C60Q- co jest modyfikacją metody prezentowanej na rysunku 4.18. Zawory grupy spolaryzowanej dodatnio pełnią rolę sterującą w sekwencji C120Q+ lub C60Q+. Zawory spolaryzowane ujemnie w tym

czasie jedynie przewodzą prąd (bez sterowania), co oznacza, że przez cały czas są włączone. Z kolei jeśli przyjmiemy sekwencję sterowania C120Q– lub C60Q–, zawory spolaryzowane ujemnie przejmą rolę sterujących, zawory zaś spolaryzowane dodatnio, funkcję jedynie komutacyjną. Metoda ta jest stosunkowo prosta w realizacji, jednak często awaryjna z powodu niesymetrycznej pracy zaworów (w tym samym czasie, kiedy zawory jednej grupy pracują z dużą częstotliwością, drugiej są cały czas otwarte).

Jak wspomniano, unipolarny system sterowania pracą mostka jest niesymetryczny. Z tego powodu często stosuje się sterowanie bipolarne. W przypadku sterowania bipolarnego wszystkie zawory pracują w tych samych warunkach. W tej metodzie sterowania jakość sterowania jest znacznie lepsza niż w unipolarnej. Oczywiście warunki pracy silnika elektrycznego w metodzie bipolarnej są zupełnie inne niż w metodzie unipolarnej. Dla zachowania na przykład stałości momentu niezbędne jest sterowanie ze znacznie większą częstotliwością (praktycznie o ok. 50%). Na rysunku 4.20 przed-stawiono metodę sterowania bipolarnego mostkiem sześciopulsowym.



Rys. 4.20. Przebieg sekwencji sterowania bipolarnego mostka sześciopulsowego [6], [7], [8], [33], [35]

W uzupełnieniu przebiegów sekwencji sterowania bipolarnego na rysunku 4.21 przedstawiono odpowiadające mu aktywne części obwodu mostek–silnik wraz z zaznaczonymi kierunkami przepływu prądu.

W każdej metodzie sterowania może zajść różna kombinacja komutacji między dwoma grupami zaworów. Może zatem zajść komutacja mieszana tranzystor–dioda lub tranzystor–tranzystor lub w końcu dioda–dioda. Z tego względu istnieje praktyczna konieczność obliczenia czasu włączenia i wyłączenia zaworów. Obliczenia można przeprowadzić na podstawie przebiegów prądu obciążenia dla różnych metod sterowania mostka. Na rysunku 4.22 przedstawiono przebieg prądu w jednej fazie oraz zaznaczono czas włączenia ( $t_{on}$ ) i wyłączenia ( $t_{off}$ ).



Rys. 4.21. Schematy części aktywnych obwodów mostek–silnik w sterowaniu unipolarnym (a) i bipolarnym (b) [6]–[8], [33], [35]



Rys. 4.22. Przebieg prądu w jednej fazie z zaznaczonym czasem włączenia (t<sub>on</sub>) i czasem wyłączenia (t<sub>off</sub>) dla sterowania unipolarnego (a) i bipolarnego (b) [6]–[8], [33], [35]

Na podstawie przebiegów z rysunku 4.22 i schematów z rysunku 4.21 można zapisać dla sterowania unipolarnego czasy  $(t_{on})$  i  $(t_{off})$  w postaci:

$$t_{\rm on} = \Delta I \frac{2L}{U_{DC} - 2E} \tag{4.13}$$

$$t_{\rm off} = \Delta I \frac{L}{E} \tag{4.14}$$

gdzie L – indukcyjność komutacyjna.

Dla sterowania bipolarnego czas włączenia ( $t_{on}$ ) jest obliczany w taki sam sposób jak dla unipolarnego, natomiast czas wyłączenia ( $t_{off}$ ) określony jest przez

$$t_{\rm off} = \Delta I \frac{2L}{U_{DC} - 2E} \tag{4.15}$$



Rys. 4.23. Rzeczywiste przebiegi prądu fazowego, siły elektromotorycznej i impulsów sterujących dla sterowania bipolarnego

Na rysunku 4.23 przedstawiono przebiegi prądów fazowych siły elektromotorycznej oraz impulsów sterujących falownika w sterowaniu bipolarnym.

Na rysunku 4.24 przedstawiono przykłady praktycznych zastosowań sterowania napędami hybrydowymi zastosowanymi w napędzie HONDY Civic IMA. Na tym samym rysunku przedstawiono układ sterowania falownikiem zasilający silnik napędu hybrydowego, zastosowany w TOYOCIE Prius III.







Rys. 4.24. Schemat falownika zasilającego silnik napędu hybrydowego Hondy Civic IMA (a) ze szczegółami sterowania prądem silnika bezszczotkowego (b) oraz moduł sterowania falownikiem zasilającym napęd hybrydowy TOYOTY Prius III (c) [29], [35]

#### Literatura

- Ali Emadi, Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives, T & F Group, Boca Ratan, Illinois, 2005.
- [2] Raf Catthoor, Jorge Esteves, João Palma, Carlos Valentim, Hubert Berger, Power Electronics, 2003.
- [3] Barlik R., Nowak M., Technika tyrystorowa, WNT, Warszawa 1997.
- [4] Pawlaczyk L., Załoga Z., Energoelektronika. Ćwiczenia laboratoryjne, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2005.
- [5] Mohan N., Power Electronics, John Wiley & Sons, New York 1995.
- [6] Domoracki A., Krykowski K., BLDC drives the classical control strategies, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, 72/2005, Politechnika Śląska, Gliwice 2005.
- [7] Przepiórkowski J., Silniki elektryczne w praktyce, 2, Elektronika Praktyczna, 1/2004.
- [8] Berger H., Materials of MCIA Group, Materials of MCIA Group, UPC Affiliation: Department of Electronic Engineering, Universitat Politècnica de Catalunya, Terrassa, Spain, 2003.
- [9] User's Giude Siemens.
- [10] Jankowski K., Elektrotechnika samochodowa. Ćwiczenia laboratoryjne, Wyd. Polit. Radomskiej, Radom 2010.
- [11] Czerwiński A., Akumulatory baterie ogniwa, WKŁ, Warszawa 2005.
- [12] Herner A., Riehl H.J., Elektrotechnika i elektronika w pojazdach samochodowych, WKŁ, Warszawa 2010.
- [13] Pawłowski M., Alternative Drive Systems, Wrocław University of Technology, 2011, ISBN 978-83-62098-05-7.
- [14] Pawłowski M., Impact of Inverter-Feed Multi-Motor Drives on the Quality of Electric Power in the Mains, EEEIC Conf., Karpacz, Poland, 2009, 160–164.
- [15] Technical data of Bosch Company, www.bosch.de
- [16] Technical data of Varta Company, www.varta.de
- [17] Technical data of Zebra Company, www.zebra.de
- [18] SITRAS SES solution ,www.sitras.com
- [19] Pollefliet Company, www.pollefliet.com
- [20] Technical data of semiconductor of Toshiba, www.toshiba.com
- [21] Technical data of semiconductor of Powerex, www.powerex.com
- [22] Technical data of semiconductor of ST Microelectronics, www.microelectronics.com
- [23] Technical data of semiconductor of Kempower, www.kempower.com
- [24] Technical Data of SIEMENS Company, www.siemens.de
- [25] Technical Data of HAWKER Company, www.hawker.en
- [26] Technical Data of SIMPlorer Company, www.simplorer.com
- [27] The MathWorks SimPowerSystems, www.sps.com
- [28] Technical data of Lexus RX 400h and Honda Civic IMA).
- [29] Technical Data of LENZE Company.

- [30] Automotive Electronics materials of BOSCH Company.
- [31] Technical Data of Philips Company, NXP-Catalog AN10661 Control of High voltage 3 pha BLDC Motor.
- [32] Technical Data of ATMEL Company, Catalog AVR448, Brushless Motors control using the LPC21 Appl. Note.
- [33] Freescale Semiconductor Application Note, www.freescale.com, PMSM and BLDC sensorle motor, control using 56F8013, 3 phase BLDC motor control with Encoder 56800/E.
- [34] Padmaraja Yedamale Microchip Technology Inc. Brushless DC (BLDC) Motor Fundament: Catalog AN885.
- [35] http://en.wikipedia.org/wiki/Lithium\_iron\_phosphate\_battery
- [36] http://www.mpoweruk.com
- [37] www.epcos.com
- [38] www.nesscap.com
- [39] www.maxwell.com
- [40] Standard diode: http://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N4001- D.PDF
- [41] Fast Recovery diode: http://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N4933-D.PDF
- [42] Ultra-Fast-Recovery diode: http://www.onsemi.com/pub/Collateral/ MUR120-D.PDF
- [43] http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MBRD320-D.PDF
- [44] http://www.semikron.com/internet/webcms/objects/stack/1796.pdf
- [45] http://www.iem.ing.tu-bs.de/paper/2001/tarei\_01.htm
- [46] http://schmidt-walter.eit.h-da.de
- [47] http://www.linear.com
- [48] http://home.scarlet.be



Książka zawiera podstawowe in czesnych napędów pojazdów hybr



Omówiono w niej między innymi źródła energii elektrycznej, układy energoelektroniczne sterujące napędem pojazdu, maszyny elektryczne konwencjonalne i bezszczotkowe oraz układy napędowe szeregowe, równoległe i mieszane.

Publikacja może być przydatna zarówno dla inżynierów elektryków i mechaników, jak i dla studentów wydziałów mechanicznych.



Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej są do nabycia w księg plac Grunwaldzki 13, 50–377 Wrocław, budynek D–1 PWr., tel. 71 32 Prowadzimy sprzedaż wysyłkową: zamawianie.ksiazek@pwr.w

ISBN 978-83-7493-761-0