

POLITECHNIKA WROCLAWSKA
INSTYTUT MASZYN, NAPĘDÓW I POMIARÓW ELEKTRYCZNYCH
ZAKŁAD NAPĘDU ELEKTRYCZNEGO, MECHATRONIKI I AUTOMATYKI PRZEMYSŁOWEJ

Laboratorium

Automatyka napędu elektrycznego

Ćwiczenie

Badanie układów modulacji PWM dla falownika napięcia, w tym metody SVM.

Wrocław 2013

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

- zapoznanie się możliwościami sterowania przekształtnikami częstotliwości z wykorzystaniem metod PWM,
- analiza układu generowanie impulsów PWM (MSI),
- analiza układu SVM,

2. Zakres ćwiczenia

- sprawdzenie stanu wiedzy studentów,
- opracowanie układu modulacji szerokości impulsów do sterowania przemiennikiem częstotliwości ,
- analiza wpływu częstotliwości kluczowania falownika na przebiegi prądu i napięcia w badanym obiekcie,
- analiza układu SVM,
- dyskusja otrzymanych wyników,

3. Literatura

- materiały z wykładu Podstawy Automatyki
- materiały z wykładu Sterowanie napędami elektrycznymi – zagadnienia wybrane
- Bielawski S., Teoria napędu elektrycznego, WNT, 1978
- Tunia H., Kaźmierkowski M.P., Automatyka napędu przekształtnikowego, WNT, 1987, str.227-236
- Ogata K., Modern Control Engineering 4-th edition, Prentice Hall, 2002.
- Franklin G. F., Powell J. D., Emami-Naeini A., Feedback Control of Dynamic Systems, 4-th edition, Prentice Hall, 2002.
- NOWACKI Z., Modulacja szerokości impulsów MSI, PWN, Warszawa, 1991.
- ŻELECHOWSKI M., Space Vector Modulated- Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive, Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 2005

Opis teoretyczny

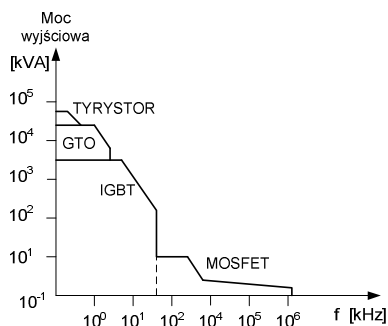
W ubiegłym stuleciu zaproponowano metodę sterowania pracą przekształtnika częstotliwości opartą na sygnale nośnym, którą nazwano Modulacją Szerokości Impulsu (MSI) (ang. *Pulse Width Modulation PWM*). Podstawą działania modulacji PWM jest generacja impulsowych sygnałów logicznych załączających klucze tranzystorowe na podstawie porównania sinusoidalnego przebiegu referencyjnego z trójkątnym sygnałem nośnym. Modulacja MSI jest najczęściej stosowaną metodą sterowania kluczami tranzystorowymi przekształtnika częstotliwości. Charakteryzuje się generowaniem znikomych ilości wyższych harmonicznnych, lecz zakres jej pracy w obszarze liniowym jest ograniczony.

W następnym okresie, w celu zwiększenia zakresu obszaru pracy liniowej modulatora PWM, do sinusoidalnego sygnału referencyjnego modulatora wprowadzono Sygnał Kolejności Zerowej (SKZ), który w zależności od typu modulacji może mieć różny przebieg. Tak powstały metody modulacji THIPWM, w której sygnałem SKZ jest przebieg sinusoidalny o częstotliwości trzeciej harmonicznej i amplitudzie 0,25 amplitudy napięcia referencyjnego oraz modulacja DPWM, czyli modulacja nieciągła ograniczająca straty związane z kluczowaniem o około 33%.

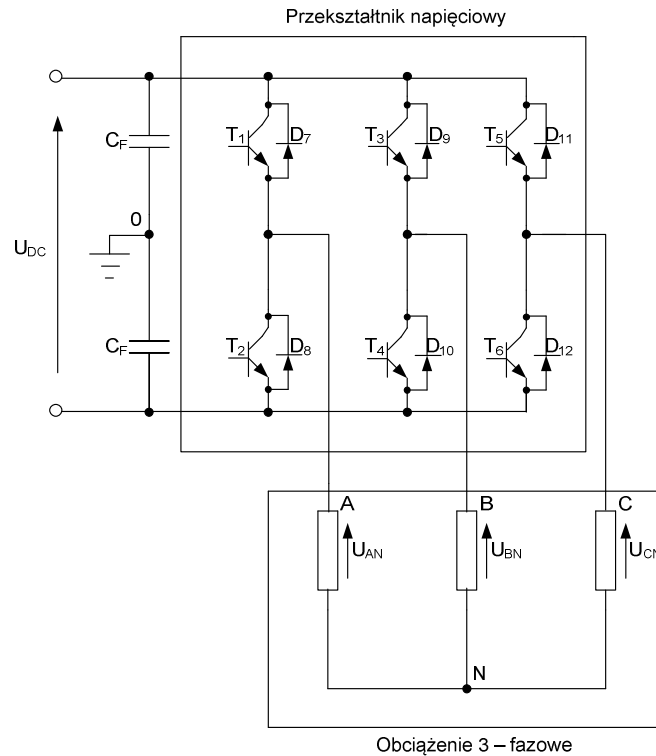
W następnych latach została przedstawiona modulacja wektorowa SVM (ang. *Space Vector Modulation*), w której napięcie referencyjne przedstawione jest jako przestrzenny wektor napięciowy i jest otrzymywane poprzez odpowiednie załączenia wektorów aktywnych i zerowych odpowiadających poszczególnym stanom załączeń kluczy tranzystorowych falownika. Modulatory SVM mogą pracować w trzech obszarach: obszarze liniowym, nadmodulacji i obszarze six – step mode zwany również obszarem pracy blokowej. Poprzez pracę w obszarach większych od obszaru liniowego modulatory te umożliwiają pracę układu napędowego dla prędkości wyższych od prędkości bazowej. Oprócz modulatorów V-SVM wykorzystujących napięciowy wektor przestrzenny w literaturze można znaleźć układ modulator F-SVM, którego jako wektor referencyjne wykorzystuje wektor błędu strumienia stojana.

Przekształtnik energoelektroniczny

Najprostszy trójfazowy przemiennik częstotliwości (Rys. 1) składa się z trzech gałęzi oraz sześciu aktywnych kluczy - po dwa na każdą gałąź. Najczęściej spotykane klucze to tranzystory mocy IGBT wraz z przyłączonymi przeciwrównoległe diodami. Rodzaj klucza tranzystorowego zależy głównie od mocy przekształtnika oraz częstotliwości przełączania.

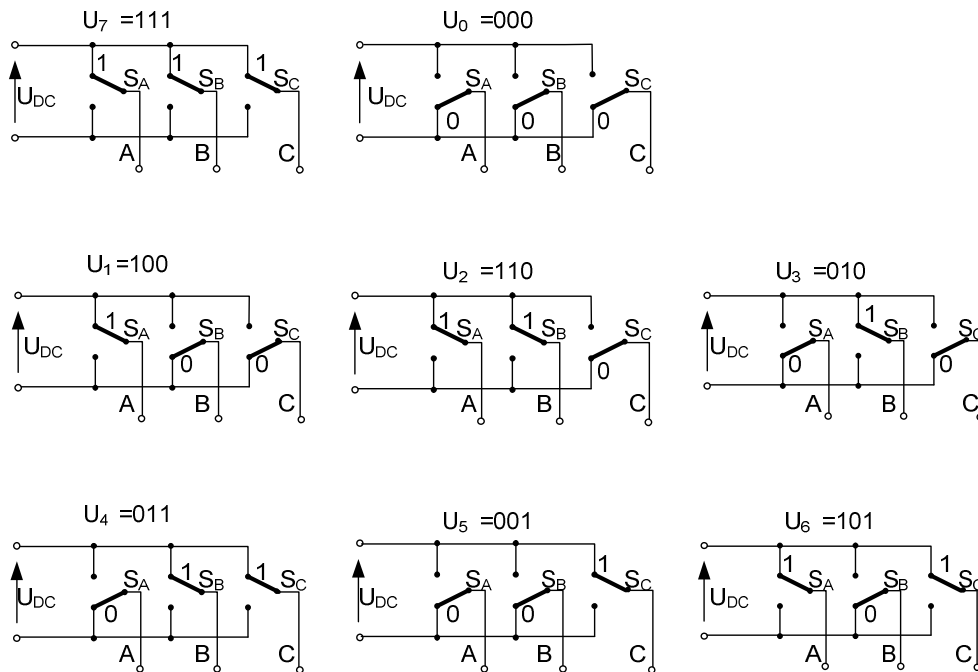


Rys. 1. Porównanie mocy wyjściowej i zakresu pracy poszczególnych rodzajów kluczy tranzystorowych



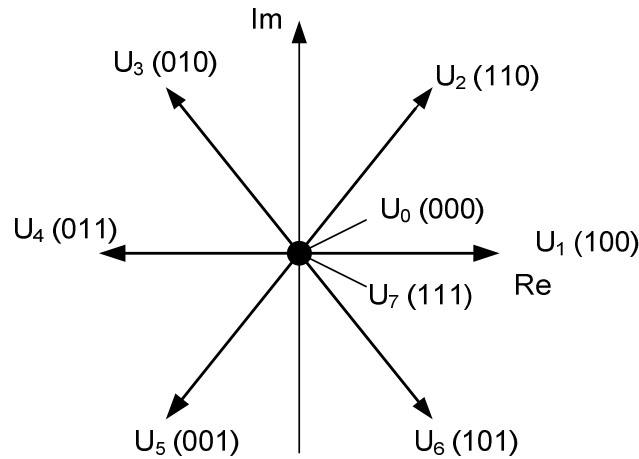
Rys. 2. Podstawowy układ 3 – fazowego przekształtnika napięciowego

Dzięki kontroli załączeń poszczególnych kluczy falownika, na jego wyjściu otrzymujemy trójfazowe napięcie przemiennie, którego amplitudę i częstotliwość możemy regulować w szerokim zakresie. Jeżeli każdą gałąź falownika potraktujemy jako idealny klucz (przełącznik) wówczas uzyskamy osiem możliwych kombinacji załączeń kluczy falownika (Rys. 3).



Rys. 3. Możliwe stany załączeń kluczy tranzystorowych przekształtnika napięciowego

Poszczególne stany załączeń odpowiadają przestrzennym wektorom napięciowym (Rys. 4). Sześć spośród nich nazywane są wektorami aktywnymi ($U_1 - U_6$) a pozostałe dwa wektorami zerowymi lub nieaktywnymi (U_0 i U_7)



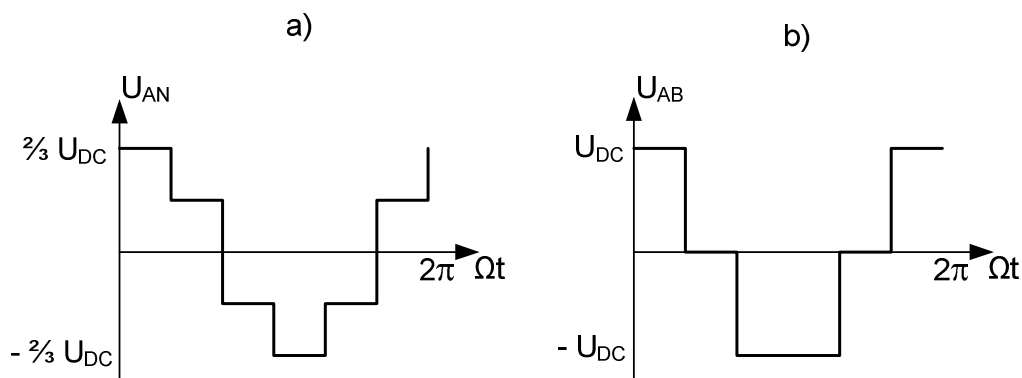
Rys. 4 Wektory napięć odpowiadające stanom załączeń kluczy

Napięcie wyjściowe reprezentowane przez powyższe wektory przestrzenne wynosi:

$$U_v = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(v-1)\pi/3} & v = 1 \dots 6 \\ 0 & v = 0, 7 \end{cases} \quad (1)$$

Napięcie międzyfazowe można obliczyć z następujących wzorów:

$$\begin{aligned} U_{sAB} &= U_{sAN} - U_{sBN} \\ U_{sBC} &= U_{sBN} - U_{sCN} \\ U_{sCA} &= U_{sCN} - U_{sAN} \end{aligned} \quad (2)$$



Rys. 5. a) Napięcie fazowe b) napięcie międzyfazowe dla fazy A

Generowane napięcie wyjściowe jest ograniczone przez wartość napięcia stałego zasilającego falownik.

Sposoby sterowania przekształtnikami energoelektronicznymi

Generalna idea sterowania kluczami przemiennika częstotliwości opiera się na sekwencyjnym przełączaniu wektorów aktywnych i zerowych – w przekształtniku klucze tranzystorowe pracują w trybie przełączania. Rzeczywisty przepływ mocy w każdej fazie silnika kontrolowany jest przez cykl pracy poszczególnych przełączników. Jedną z podstawowych modulacji stosowanych w celu uzyskania odpowiedniego cyklu pracy dla każdego przełącznika jest modulacja szerokości impulsu (MSI, ang. PWM (*ang. Pulse Width Modulation*)).

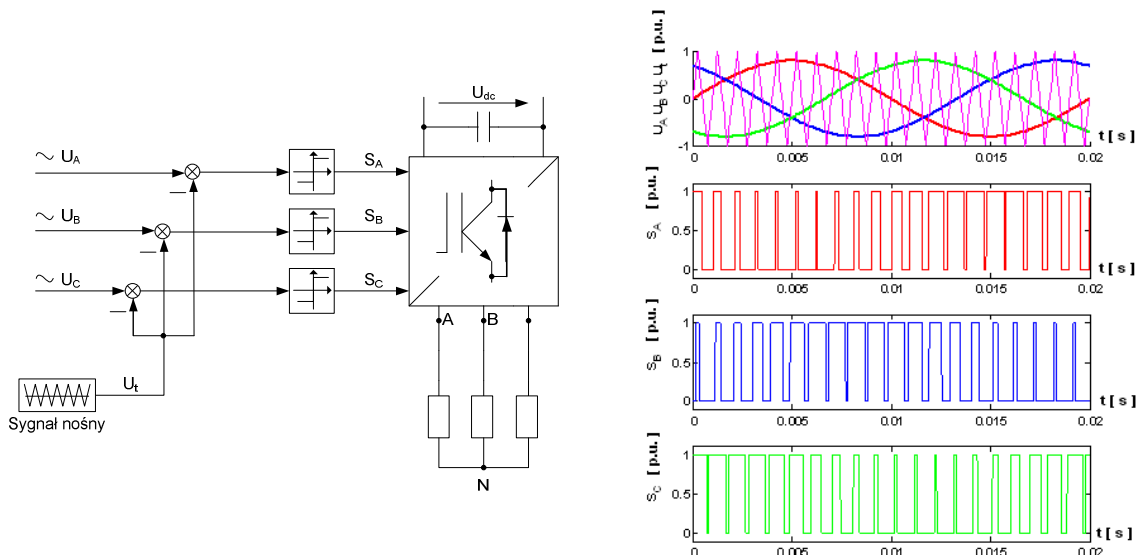
Do podstawowych wymagań stawianych modulacji MSI należą:

- szeroki zakres pracy liniowej,
- niska zawartość wyższych harmonicznych napięcia i prądu,
- niskie częstotliwości harmonicznych,
- praca w obszarze nadmodulacji (overmodulation),
- minimalna liczba przełączeń w celu ograniczenia strat mocy.

Klasyczne metody sterowania – metody PWM

Najczęściej stosowaną modulacją MSI jest modulacja oparta na porównaniu napięcia odniesienia z sygnałem nośnym, nazywana modulacją sinusoidalną (SPWM) lub subharmoniczną. W modulacji sinusoidalnej wykorzystany jest trójkątny sygnał nośny.

Schemat ideowy oraz zasadę działania modulacji MSI przedstawiono na Rys. 6.



Rys. 6 Schemat ideowy oraz zasada działania modulacji PWM

Trzy sygnały odniesienia U_A , U_C , U_B porównywane są z trójkątnym sygnałem nośnym U_t , który jest wspólny dla wszystkich trzech faz. W skutek porównania generowane są logiczne sygnały S_A , S_B oraz S_C , które określają chwile przełączeń kluczy tranzystorowych falownika.

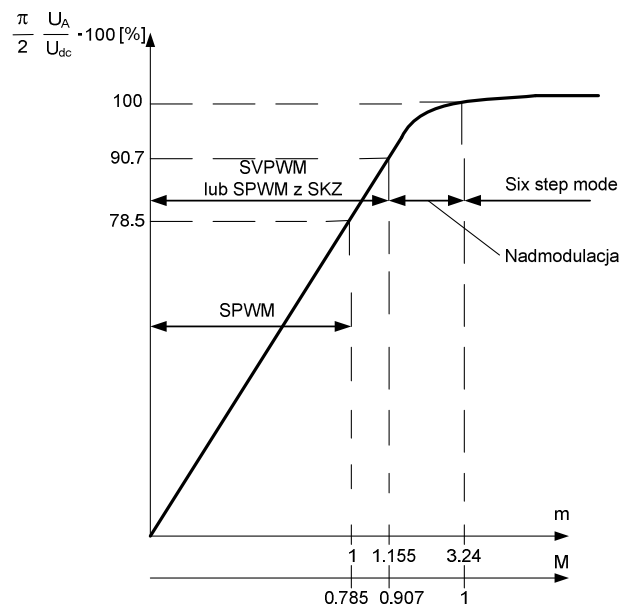
Najważniejszym parametrem modulacji jest współczynnik głębokości modulacji określany dla modulacji SPWM jako stosunek wartości amplitudy napięcia odniesienia do maksymalnej wartości amplitudy sygnału trójkątnego:

$$m = \frac{U_m}{U_{m(t)}} \quad (3)$$

Wartość współczynnika zawiera się w granicach $0 < m < 1$ i w tym przedziale daje liniową zależność między wartością napięcia odniesienia a napięciem wyjściowym. Dla współczynnika $m=1$ maksymalna wartość napięcia wyjściowego wynosi $U_{dc}/2$, co daje około 78,5% wartości szczytowej napięcia prostokątnego (Rys. 2.7). Maksymalną wartość napięcia wyjściowego można zwiększyć poprzez

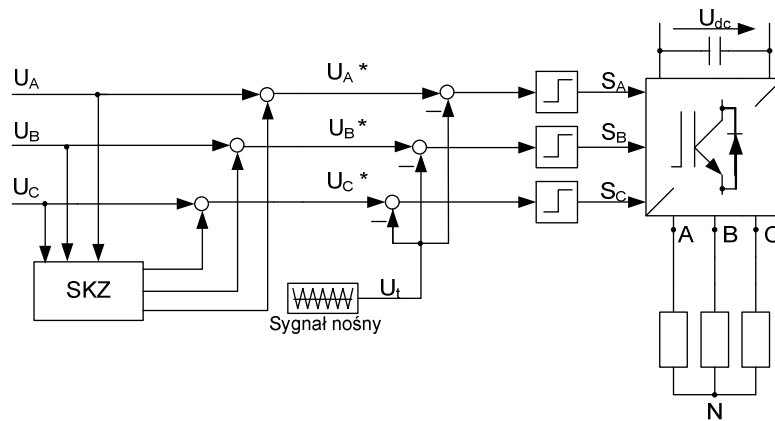
do sinusoidalnego napięcia odniesienia trzeciej harmonicznej, czyli sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 150 Hz i amplitudzie około 0,25 wartości amplitudy napięcia odniesienia. Taki rodzaj sygnału napięcia odniesienia wykorzystywany jest w modulacji THIPWM. Wraz ze wzrostem maksymalnej wartości napięcia wyjściowego zwiększa się zakres pracy liniowej modulatora. Maksymalne napięcie wyjściowe dla pracy liniowej w modulacji THIPWM wynosi 90,7 % wartości szczytowej napięcia prostokątnego.

Charakterystyka zależności napięcia wyjściowego od współczynnika głębokości modulacji zawiera również obszar nadmodulacji oraz obszar six-step mode.



Rys. 7 Zależność napięcia wyjściowego z modulatora od współczynnika głębokości modulacji

Jeżeli punkt N strony AC inwertera nie jest połączony z punktem 0 strony DC, wtedy prąd fazowy zależy tylko od różnicy napięć między fazami. Wówczas jest możliwe dodanie sygnału Kolejności Zerowej (SKZ ang. ZSS - Zero Sequence Signal) o częstotliwości trzeciej harmonicznej, który nie powoduje zakłóceń napięcia fazowego i nie ma wpływu na prąd obciążenia. Taki rodzaj modulacji przedstawiono na Rys. 8.



Rys. 8 Schemat modulacji PWM wraz z sygnałem SKZ

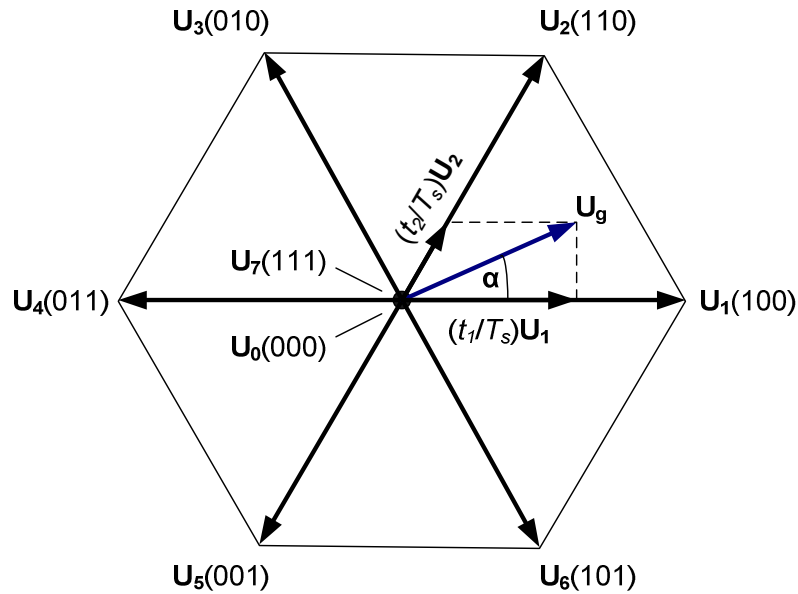
Typy modulacji można podzielić na dwie główne grupy:

- ciągłe
 - SPWM
 - THIPWM
 - SVM
- nieciągłe.
 - DPWM

W modulacji nieciągłej fala modulująca jednej fazy posiada odcinek, który przyłączony jest do dodatniej lub ujemnej części DC. W tym przedziale jeden z kluczy nie ulega przełączeniu. Nieciągłe metody modulacji umożliwiają ograniczenie strat (średnio 33%) poprzez ograniczenie liczby przełączeń. Metoda modulacji zawierająca trójkątny sygnał SKZ o amplitudzie 0,25 wartości amplitudy napięcia odniesienia nazywamy modulacją wektorową SVM.

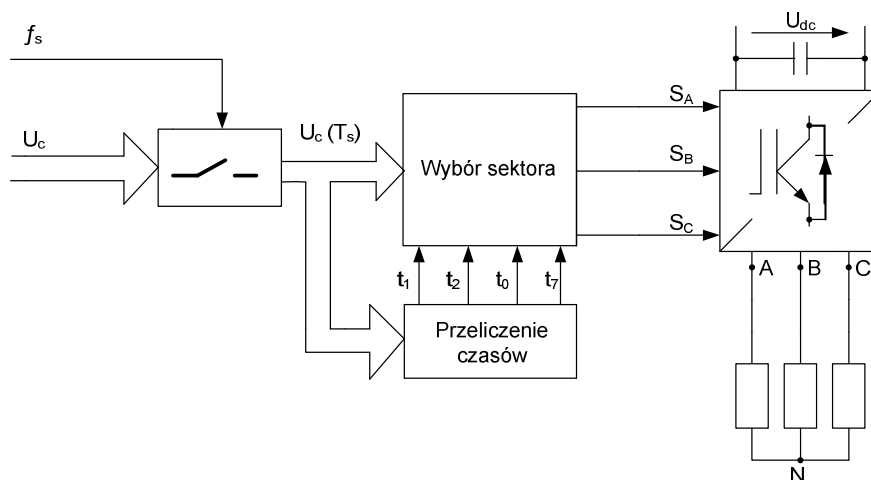
Metody wykorzystujące technikę modulacji wektorowej

Podstawową różnicą między modulacją SVM a klasycznymi modulacjami PWM opisanymi w pierwszej części pracy jest brak osobnego modulatora dla każdej z trzech faz. Napięcie referencyjne w modulacji SVM ma postać wektora przestrzennego. Poszczególnym stanom przełączeń kluczy tranzystorowych przemiennika częstotliwości odpowiadają napięciowe wektory przestrzenne. Sześć z nich są to wektory aktywne ($U_1 - U_6$), pozostałe dwa to wektory zerowe U_0, U_7 . Napięcie referencyjne jest otrzymywane poprzez odpowiednie załączenia wektorów aktywnych i zerowych.



Rys. 10. Obszar pracy modulatora wektorowego

Na Rys. 10. zostało przedstawione napięcie odniesienia U_g oraz osiem wektorów odpowiadających stanom przełączeń kluczy przekształtnika częstotliwości. Sześć wektorów aktywnych tworzy obszar o kształcie sześciokąta, który jest obszarem pracy modulatora. Dodatkowo wektory te dzielą obszar pracy przemiennika na sześć sektorów. W każdym sektorze napięcie referencyjne U_g jest uzyskiwane poprzez załączenie w odpowiednim czasie wektorów sąsiednich. Na Rys. 10. napięcie referencyjne zostanie uzyskane poprzez załączenie wektorów U_1 i U_2 oraz wektorów zerowych U_0 , U_7 . Napięcie to jest próbkowane z częstotliwością wynoszącą $f_s = 1/T_s$. Tak spróbkowane napięcie służy do obliczenia czasów załączeń poszczególnych wektorów napięciowych (Rys. 11).



Rys. 11. Schemat modulacji SVM

Każdy rodzaj modulacji opartej na sygnale nośnym ma swój odpowiednik w modulacji wektorowej. Typ modulacji opartej na sygnale nośnym zależy od rodzaju Sygnału Kolejności Zerowej, natomiast poszczególne modulacje wektorowe różnią się od siebie wyrażeniami definiującymi czasami załączeń wektorów zerowych t_0 i t_7 .

Modulacja wektorowa od klasycznej modulacji różni się także sposobem uzyskiwania sygnałów logicznych S_A, S_B, S_C na wyjściu modulatora. W przypadku metody klasycznej napięcie referencyjne dla każdej z trzech faz porównywane jest z trójkątnym sygnałem nośnym U_t wspólnym dla wszystkich faz, i w wyniku tego porównania generowane są sygnały logiczne sterujące załączaniem kluczy tranzystorowych przekształtnika częstotliwości. W przypadku modulacji wektorowej sygnały S_A, S_B oraz S_C otrzymywane są z obliczonych czasów trwania wektorów aktywnych (t_1, t_2) oraz zerowych (t_0, t_7). Impulsy bramkowe otrzymywane z sygnałów logicznych generowanych przez obie metody są identyczne.

Kolejną różnicą pomiędzy rozważanymi modulacjami jest ich stopień skomplikowania oraz trudność ich implementacji. Modulacja klasyczna jest prosta w implementacji oraz łatwa do wdrożenia na poziomie sprzętowym, począwszy od porównania napięcia referencyjnego z sygnałem nośnym, aż po generowanie impulsów bramkowych. Implementacja modulacji wektorowej jest bardziej skomplikowana i wymaga większego nakładu obliczeniowego. Jednakże coraz częściej wszelkie przekształtniki częstotliwości sterowane poprzez modulatory są obsługiwane przez mikroprocesory, które dzięki reprezentacji napięć w postaci wektorowej oraz zaimplementowanym równaniom bez problemów obliczają czasy załączeń poszczególnych wektorów i z łatwością realizują przełączanie kluczy tranzystorowych falownika.

Każdy rodzaj klasycznej modulacji PWM można zaimplementować stosując metodę modulacji wektorowej i na odwrót. Czasy trwania wektorów aktywnych są identyczne dla wszystkich modulacji wektorowych, lecz każdy rodzaj modulacji wektorowej wymaga osobnych, odpowiednich równań definiujących czasy trwania wektorów zerowych.

Tabela 1. Zestawienie właściwości poszczególnych typów modulacji

Typ modulacji	Rodzaj sygnału SKZ i zakres pracy liniowej	Równania dla czasów t_0 i t_7
PWM (SPWM)	SKZ: Brak ($U_{N0} = 0$) Zakres pracy liniowej: 78,55% wartości szczytowej napięcia prostokątnego	$t_0 = \frac{T_s}{2} \left(1 - \frac{4}{\pi} M \cos \alpha \right) \quad \text{dla sektora I, III, V}$ $t_0 = \frac{T_s}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi} M \cos \alpha + \sqrt{3} \sin \alpha \right) \quad \text{dla sektora II, IV, VI}$ $t_7 = T_s - t_0 - t_1 - t_2$
THIPWM	SKZ: Sinusoidalny o amplitudzie = 0,25 wartości szczytowej napięcia referencyjnego oraz częstotliwości $f = 150$ Hz Zakres pracy liniowej: 90,7% wartości szczytowej napięcia prostokątnego	$t_0 = \frac{T_s}{2} \left(1 - \frac{4}{\pi} M \left(\cos \alpha - \frac{1}{4} \cos 3\alpha \right) \right) \quad \text{dla sektora I, III, V}$ $t_0 = \frac{T_s}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi} M \left(\cos \alpha + \sqrt{3} \sin \alpha - \frac{1}{2} \cos 3\alpha \right) \right) \quad \text{dla sektora II, IV, VI}$ $t_7 = T_s - t_0 - t_1 - t_2$

DPWM1	SKZ: Nieciągły Zakres pracy liniowej: 90,7 % wartości szczytowej napięcia prostokątnego	$t_0 = 0$ $t_7 = T_s - t_1 - t_2 \quad \text{dla } \frac{\pi}{3}n \leq \alpha_{ref} < \frac{\pi}{6}(2n + 1)$ $t_7 = 0$ $t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad \text{dla } \frac{\pi}{6}(2n + 1) \leq \alpha_{ref} < \frac{\pi}{3}(n + 1)$ $n = 0, 1, 2, 3, 4, 5$
SVM	SKZ: Trójkątny o amplitudzie = 0,25 wartości szczytowej napięcia referencyjnego Zakres pracy liniowej: 90,7 % wartości szczytowej napięcia prostokątnego	$t_0 = t_7 = (T_s - t_1 - t_2)/2$

Modulator wektorowy SVM

Jednym z możliwych układów wykorzystywanych do sterowania przekształtnikami częstotliwości jest układ, którego zasada działania oparta jest na technice modulacji wektora przestrzennego (SVM).

W klasycznym modulatorze SVM w celu wyznaczenia czasów załączeń kluczy należy zacząć od wyznaczenia sektora, w który aktualnie znajduje się napięcie odniesienia, wykorzystując informację o pozycji wektora napięcia referencyjnego (kąt ϑ_{ref}):

$$sector = \text{int} \left(\frac{\theta_{ref}}{\pi/3} \right) + 1 \quad (4)$$

Bazując na informacji o sektorze wyznaczane jest położenie wektora w odniesieniu do sektora (kąt α_{ref}):

$$\alpha_{ref} = \theta_{ref} - (sector - 1) \frac{\pi}{3} \quad (5)$$

Korzystając z prostych relacji trygonometrycznych, wyznaczamy czasy załączeń poszczególnych wektorów t_0 , t_1 , t_2 oraz t_7 na podstawie U_{ref} oraz α_{ref}

$$t_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha_{ref} \right)$$

$$t_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin(\alpha_{ref})$$

$$t_0 = t_7 = [T_s - (t_1 + t_2)]/2$$

$$t_{0,7} = T_s - (t_1 + t_2) = t_0 + t_7 \quad (6)$$

Dla modulacji SVM współczynnik głębokości modulacji M wynosi :

$$M = \frac{|U_{ref}|}{\frac{2}{\pi} U_{DC}} \quad (7)$$

gdzie U_{DC} jest napięciem stałym obwodu zasilającego falownik. Wartość tego współczynnika zawiera się w granicach $0 < M < 1$ i może być podzielona na dwa przedziały:

- liniowy, gdy $0 < M < 0.907$
- nieliniowy, gdy $0.907 < M < 1$.

Długość wektora \mathbf{U}_g jaka jest możliwa do zrealizowania w całym zakresie kąta α jest równa $\frac{\sqrt{3}}{3} U_{DC}$.

Dla pracy liniowej wartość współczynnika M wynosi:

$$M = \frac{\frac{\sqrt{3}}{3} U_{DC}}{\frac{2}{\pi} U_{DC}} = 0.907 \quad (8)$$

Oznacza to, że dla pracy liniowej modulatora SVM możliwe do uzyskania napięcie wyjściowe wynosi 90,7 % wartości szczytowej napięcia prostokątnego, przy czym dla modulacji PWM wartość ta wynosiła zaledwie 78,55 %.

Przedziały czasowe dla sektora pierwszego, dla każdej z trzech faz określają zależności:

$$\begin{aligned} d_a &= t_1 + t_2 + kt_{07} \\ d_b &= t_2 + kt_{07} \\ d_c &= kt_{07} \end{aligned} \quad (9)$$

Dla wszystkich sektorów przedziały czasowe można obliczyć w sposób następujący:

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & k & 1 & 0 & k & 0 & 0 & k & 0 & 0 & k & 0 & 1 & k & 1 & 1 & k \\ 0 & 1 & k & 1 & 1 & k & 1 & 1 & k & 1 & 0 & k & 0 & 0 & k & 0 & 0 & k \\ 0 & 0 & k & 0 & 0 & k & 0 & 1 & k & 1 & 1 & k & 1 & 1 & k & 1 & 0 & k \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} t_1 \\ t_1 \\ t_{07} \end{bmatrix} \quad (10)$$

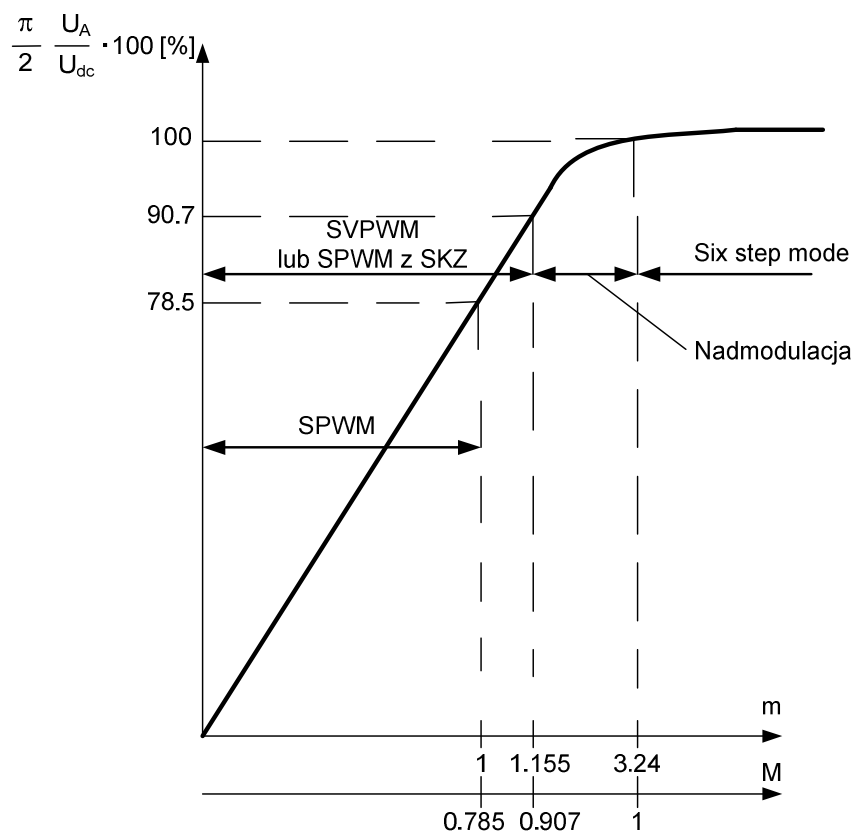
Sekwencja załączeń dla pierwszego sektora wygląda następująco:

$$U_0 \rightarrow U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_7 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \rightarrow U_0 \quad (11)$$

Modulator SVM może pracować w trzech obszarach:

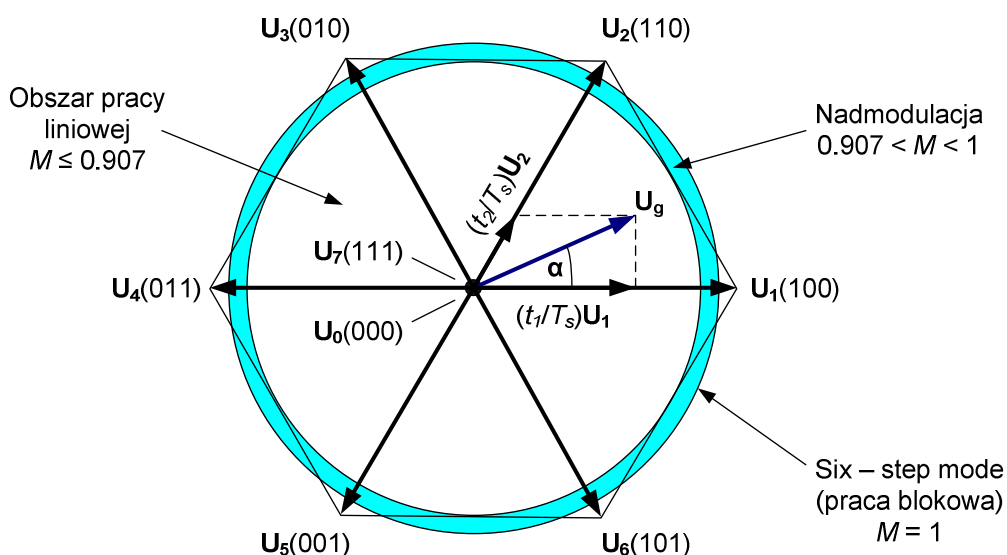
- liniowym,
- nadmodulacji,
- six-step mode (praca blokowa).

W obszarze pracy blokowej wektor napięcia odniesienia porusza się tylko po sześciu wektorach aktywnych ($M=1$). Obszar nadmodulacji zawiera się między obszarem pracy liniowej a obszarem pracy six-step mode (Rys. 12) i jest obszarem nieliniowym.



Rys. 12. Zależność napięcia wyjściowego z modulatora od współczynnika głębokości modulacji

Modulatory pracujące w obszarze nadmodulacji wykorzystuje się m.in. w napędach pracujących w otwartej pętli sterowania w celu zwiększenia wartości napięcia wyjściowego z przemiennik częstotliwości. Zakres obszaru nadmodulacji przedstawia Rys. 13.

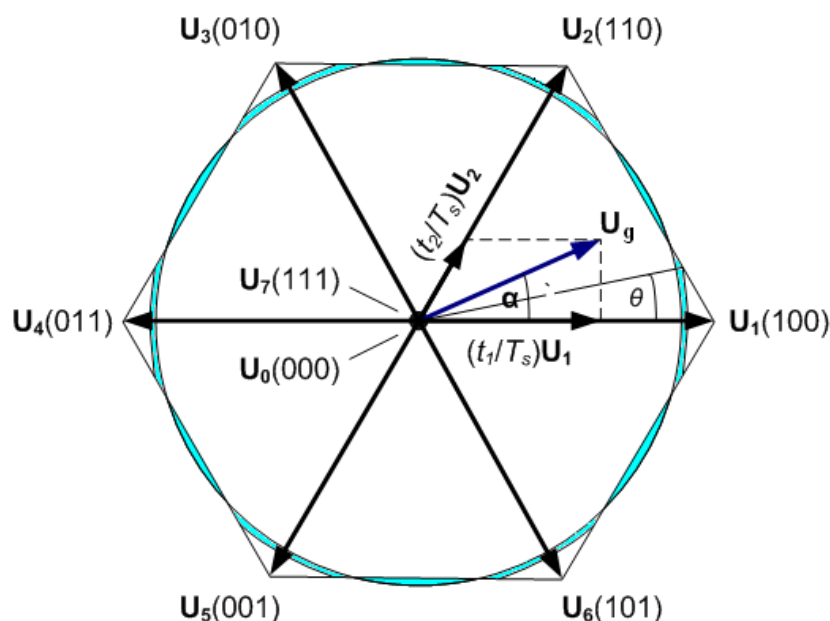


Rys. 13. Poszczególne zakresy pracy modulatora wektorowego SVM.

Długość wektora \mathbf{U}_g jaka jest możliwa do zrealizowania w całym zakresie kąta α jest równa $\frac{\sqrt{3}}{3} U_{DC}$. Wartość ta odpowiada współczynnikowi modulacji równemu $M=0,907$. W celu uzyskania większego napięcia konieczne jest zaimplementowanie algorytm nadmodulacji. Nadmodulacja może być

traktowana jako jeden obszar lub może być podzielona na dwa regiony. Jeżeli obszar nadmodulacji podzielony jest na dwa regiony, wówczas dla każdego z regionów zdefiniowany jest tryb pracy modulatora zależny od wartości napięcia odniesienia.

W regionie I algorytm pracy modyfikuje tylko wartość amplitudy wektora napięciowego, w II regionie modyfikowana jest zarówno amplituda jak i kąt wektora napięciowego.



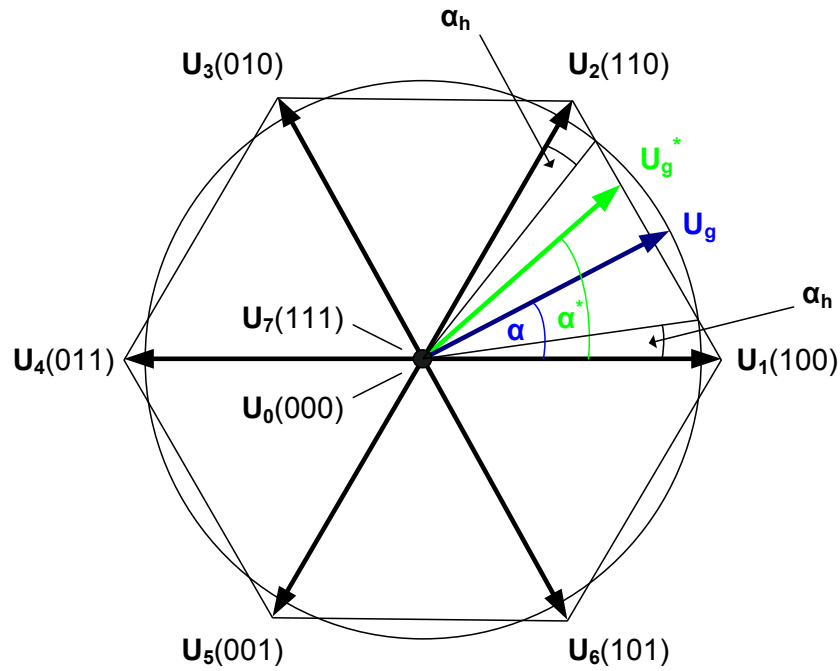
Rys. 14. Pierwszy obszar nadmodulacji

W tym trybie pracy wektor \mathbf{U}_g przecina granicę obszaru pracy modulatora w postaci sześciokąta, dwukrotnie dla każdego sektora. W miejscu gdzie wektor \mathbf{U}_g przekracza granicę sześciokąta występuje strata napięcia wyjściowego przekształtnika częstotliwości. W celu kompensacji tej straty wartość amplitudy napięcia odniesienia zostaje zwiększona tak, aby wektor napięcia referencyjnego nie przekraczał obszaru pracy modulatora. Zmodyfikowany wektor \mathbf{U}_g porusza się częściowo po trajektorii koła, a częściowo po sześciokącie. Podczas poruszania się wektora po granicy obszaru pracy modulatora wykorzystywane są tylko wektory aktywne. Czas załączeń tych wektorów (t_1 i t_2) można wyrazić następującymi wzorami:

$$\begin{aligned}
 t_1 &= T_s \frac{\sqrt{3} \cos \alpha - \sin \alpha}{\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha} \\
 t_2 &= T_s - t_1 \\
 t_0 &= t_7 = 0
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

Wartość napięcia wyjściowego uzyskiwana w ten sposób wynosi około 95 % wartości szczytowej napięcia kwadratowego. Wartość współczynnika modulacji dla tego regionu wynosi $M = 0,952$.

Dla współczynnika większego od 0,952 wykorzystywany jest region II obszaru nadmodulacji. Dla tego regionu modyfikacji ulega zarówno amplituda napięcia referencyjnego jak i kąt wektora napięcia [22].



Rys. 15. Drugi obszar nadmodulacji

Kąt wektora napięcia α jest przeliczany według następujących równań :

$$\alpha'_{ref} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \alpha_{ref} \leq \alpha_h \\ \frac{(\alpha - \alpha_h)\pi}{(\frac{\pi}{6} - \alpha_h)6} & \text{dla } \alpha_h < \alpha_{ref} < \frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{\pi}{3} & \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \alpha_{ref} \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (13)$$

gdzie α_h – kąt wstrzymania wektora \mathbf{U}_g

W tym regionie wektor \mathbf{U}_g^* porusza się według trajektorii pokazanej na Rys. 15. Na początku, gdy kąt α_{ref} jest mniejszy od kąta α_h , wektor napięcia odniesienia jest wstrzymywany w wierzchołku U_1 . Następnie po przekroczeniu wartości kąta wstrzymania, wektor napięcia odniesienia porusza się wzdłuż sześciokąta. W ostatnim przedziale, gdy kąt $\frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \alpha_{ref} \leq \frac{\pi}{3}$, wektor napięcia referencyjnego jest wstrzymywany, aż do następnego wierzchołka (U_2).

Region II nadmodulacji kończy się obszarem pracy six-step mode, dla którego kąt α_h wstrzymania wektora \mathbf{U}_g jest równy zero. Obszar pracy blokowej charakteryzuje się tym, że wybrany wektor aktywy załączany jest na jedną szóstą fundamentalnej przerwy czasowej. W tym trybie pracy napięcie wyjściowe z falownika osiąga możliwą maksymalną wartość.

Opracowali:

Dr inż. Mateusz Dybkowski

Mgr inż. Kamil Sterna