

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

Laboratorium

Sterowanie napędami elektrycznymi – zagadnienia wybrane

Ćwiczenie

Badanie układu wektorowego sterowania przekształtnikiem sieciowym AC/DC oraz układu napędowego z silnikiem indukcyjnym zawierającym aktywny prostownik sterowany

Wrocław 2019

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

- zapoznanie się z możliwościami wykorzystania aktywnych prostowników PWM w układach przekształtnikowych stosowanych w napędach elektrycznych,
- analiza wpływu zmian parametrów regulatora napięcia na właściwości statyczne i dynamiczne układu regulacji prostownika PWM,
- wpływ zmiany parametrów odbiornika na jakość regulacji napięcia prostownika PWM

2. Zakres ćwiczenia

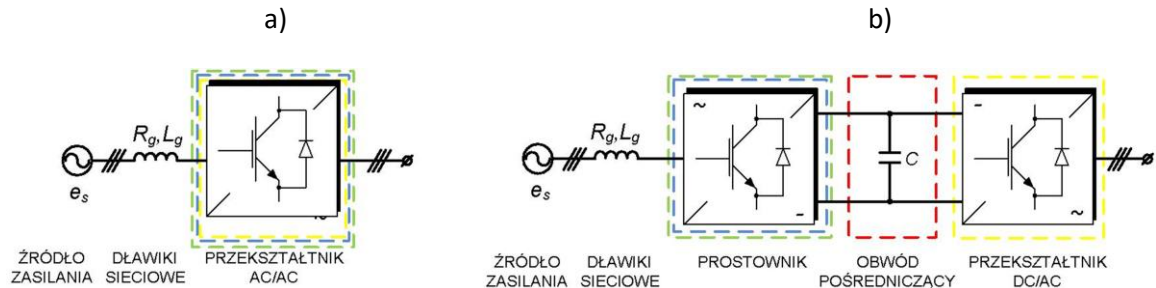
- sprawdzenie stanu wiedzy studentów,
- budowa modelu symulacyjnego prostownika PWM
- dobór nastaw regulatora napięcia, parametrów dławików sieciowych oraz pojemności kondensatora prostownika
- analiza przebiegów napięć sieci zasilającej oraz prądów pobieranych przez prostownik (wyznaczenie współczynnika mocy $\cos\phi$)
- analiza jakości regulacji napięcia stałego podczas skokowych zmian parametrów odbiornika zasilanego przez prostownik
- analiza pracy prostownika przy współpracy z napędem indukcyjnym,
- analiza jakości pracy prostownika aktywnego w różnych warunkach pracy,
- dyskusja otrzymanych wyników,

3. Literatura

- [1] Knapczyk M., *Nonlinear control strategies of AC/DC lineside converters using sliding-mode approach*, Ph.D. Thesis, Wrocław University of Technology, Poland (2008),
- [2] Knapczyk M., Pieńkowski K., *Polowo zorientowane układy napędowe z silnikiem indukcyjnym, falownikiem napięcia i przekształtnikiem sieciowym AC/DC o dwukierunkowym przepływie energii*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 66, 2004.

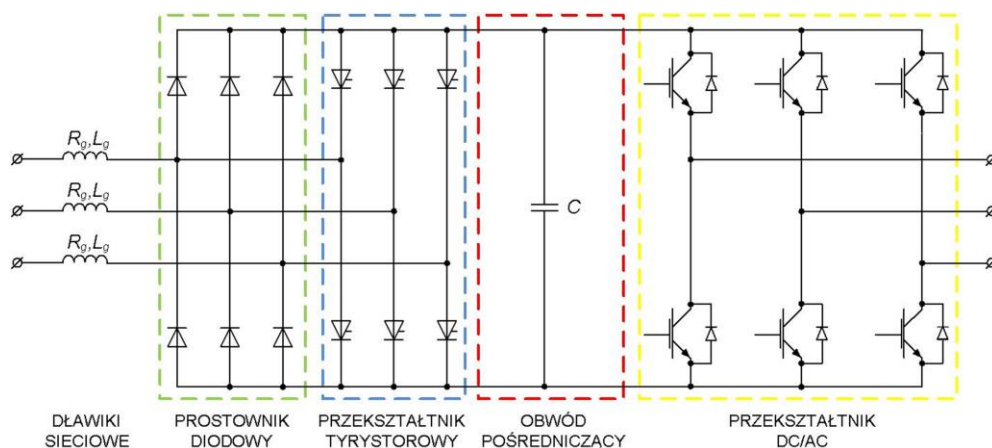
WSTĘP

W napędach sterowanych częstotliwościowo stosowane są dwa typy przekształtników energoelektronicznych, różniących się rodzajem oraz liczbą stopni przetwarzania energii. Do pierwszej grupy należą układy o bezpośrednim przetwarzaniu energii elektrycznej na drodze między źródłem zasilania, a maszyną (rys.1a), natomiast do drugiej grupy przekształtniki, w których sposób przetwarzania energii elektrycznej ma charakter wielostopniowy (rys.1b).



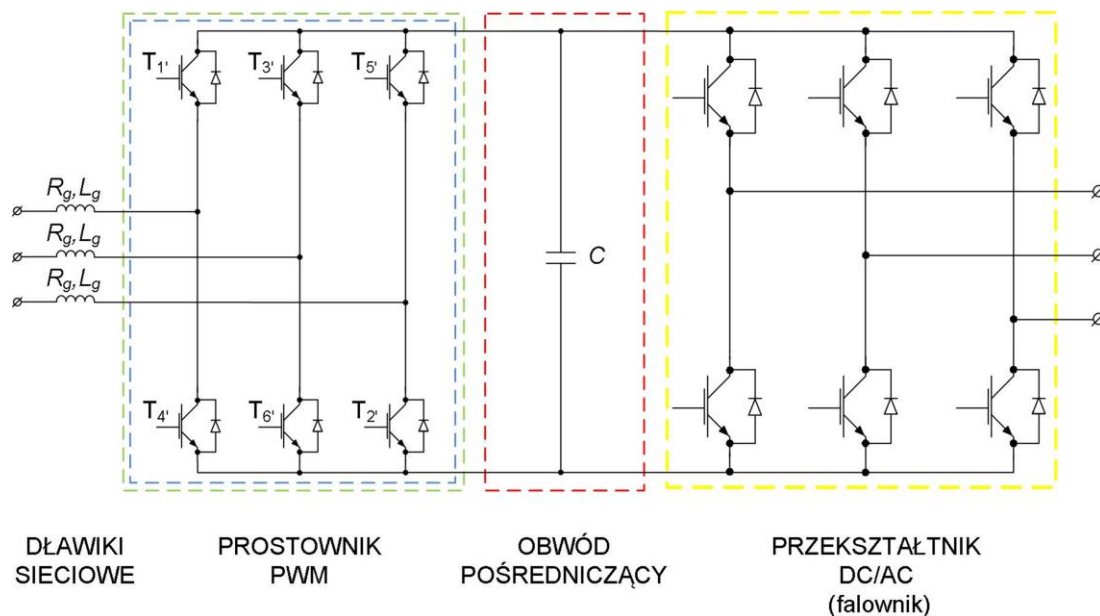
Rys.1. Ogólna struktura przekształtnika: a) o bezpośrednim, b) o wielostopniowym sposobie przetwarzania energii elektrycznej

W przypadku wielostopniowych przekształtników, trójfazowe napięcie sieci e_s w pierwszym etapie zostaje przekształcane przy wykorzystaniu prostownika na napięcie stałe, które poddawane filtracji w obwodzie pośredniczącym, po czym za pomocą falownika formowane są odpowiednie przebiegi napięć fazowych o wymaganej częstotliwości. Z uwagi na wymagania przemysłowe, obecnie produkowane nowoczesne układy przekształtnikowe powinny charakteryzować się przede wszystkim zdolnością do dwukierunkowego przepływu energii przy jednoczesnym zachowaniu możliwie jak najniższej zawartości harmonicznych prądów sieci. Do tego celu stosuje się odpowiednio: dodatkowe układy przekształtnikowe przyłączane do prostownika oraz dławiki, bądź filtry sieciowe. Przykładowe rozwiązanie spełniające wyżej opisane wymagania przedstawione zostało na rysunku 2.



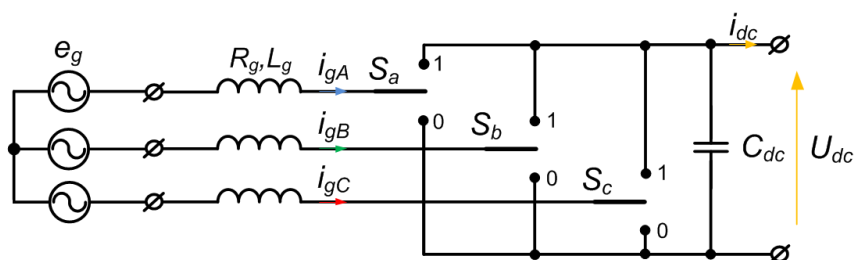
Rys.2. Klasyczna struktura przekształtnika AC/DC/AC z prostownikiem diodowym oraz przekształtnikiem tyrystorowym umożliwiającym zwrot energii do sieci w trakcie hamowania napędu

Jednym z celów, dla których projektowane są układy umożliwiające zwrot energii do sieci jest przede wszystkim minimalizacja czasu trwania oraz zwiększenie precyzji zachodzących procesów elektromechanicznych np. w trakcie hamowania napędu. Koszty implementacji rozwiązań przekształtników o topologiach umożliwiających uzyskanie takich cech są zwiększone z uwagi na stosowane dodatkowe elementy półprzewodnikowe. W ramach laboratorium przeanalizowane zostanie rozwiązanie pozbawione tej wady (rys. 3). Polega ono na zastosowaniu prostownika PWM (ang. *PWM rectifier*) o prostej budowie oraz układzie sterowania zapewniającym spełnienie nie tylko wcześniej opisanych wymagań, ale również uzyskanie jednostkowego współczynnika mocy ($\cos\varphi=1$), co oznacza że maszyna podłączona do przekształtnika, z punktu widzenia sieci zasilającej, jest odbiornikiem o charakterze rezystancyjnym (pobiera jedynie moc czynną) [1].



Rys.3. Przekształtnik AC/DC/AC zapewniający dwukierunkowy przepływ energii elektrycznej

Źródłem zasilania prostownika PWM jest symetryczna, trójfazowa sieć napięcia przemiennego e_g . Zastosowane dławiki o indukcyjności L_g oraz rezystancji R_g zapewniają filtrację odkształconego prądu sieci $i_{gA,B,C}$. Główną część obwodu prostownika stanowi układ mostkowy sześciu modułów tranzystorowych IGBT (T_1, \dots, T_6). Opis matematyczny prostownika (1) został oparty na modelu łącznikowym (rys.4), w którym moduły tranzystorowe danej fazy przekształtnika zastąpione są dwupołożeniowym łącznikiem oznaczonym odpowiednio S_a, S_b, S_c [1].

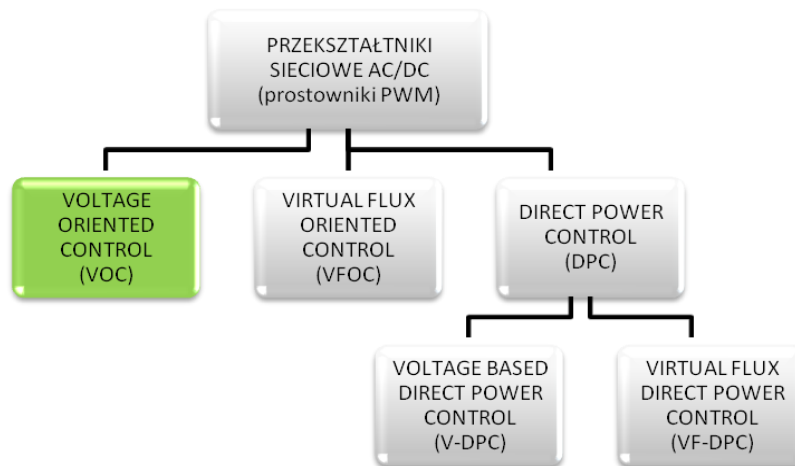


Rys.4. Model łącznikowy prostownika PWM

Poniżej przedstawiono model matematyczny prostownika oparty na równaniach prądów $i_{gA,B,C}$ sieci zasilającej e_g [1]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{gA} &= \frac{1}{L_g} \left[e_{gA} - R_g i_{gA} - \frac{U_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \right]; \\ \frac{d}{dt}i_{gB} &= \frac{1}{L_g} \left[e_{gB} - R_g i_{gB} - \frac{U_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \right]; \\ \frac{d}{dt}i_{gC} &= \frac{1}{L_g} \left[e_{gC} - R_g i_{gC} - \frac{U_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \right]. \end{aligned} \quad (1)$$

Każda z metod sterowania prostownikami PWM jest oparta na koncepcji sterowania wektorowego, stosowanego np. w napędach indukcyjnych. Obwody obejmujące sieć zasilającą wraz z dławikami traktowane są jak obwody wirtualnej maszyny zasilanej przez przekształtnik DC/AC. Napięcia źródłowe sieci $e_{gA,B,C}$ rozpatrywane są jako napięcia indukowane przez wirtualny strumień sieci [1]. Na rysunku 5 przedstawiono podział prostowników PWM ze względu na zastosowaną metodę sterowania [1].



Rys.5. Klasyfikacja prostowników PWM ze względu na przyjętą metodę sterowania

VOC (Voltage Oriented Control) – napięciowo-zorientowana, polegająca na kontrolowaniu położenia i amplitudy wektora prądu sieci względem wektora napięcia sieci.

VFOC (Virtual Flux Oriented Control) – strumieniowo-zorientowana, polegająca na kontrolowaniu położenia i amplitudy wektora prądu sieci względem wektora wirtualnego strumienia sieci.

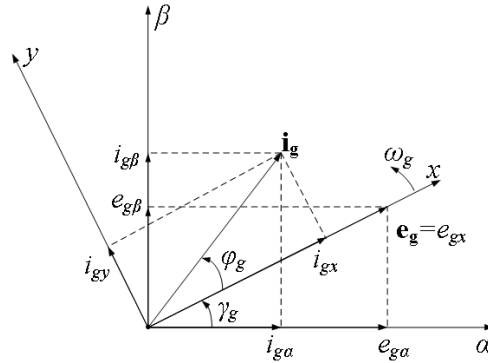
DPC (Direct Power Control) – metoda bezpośredniego sterowania mocą, w której sterowane są wartości chwilowe mocy czynnej i biernej przenoszonej przez prostownik. Istnieją dwa warianty tej metody:

V-DPC (Voltage Based Direct Power Control), gdzie kontrola przepływu mocy czynnej i biernej realizowana jest na podstawie wiedzy o module i położeniu wektora napięcia sieci.

VF-DPC (Virtual Flux Direct Power Control), gdzie kontrola przepływu mocy czynnej i biernej realizowana jest na podstawie wiedzy o module i położeniu wektora wirtualnego strumienia sieci.

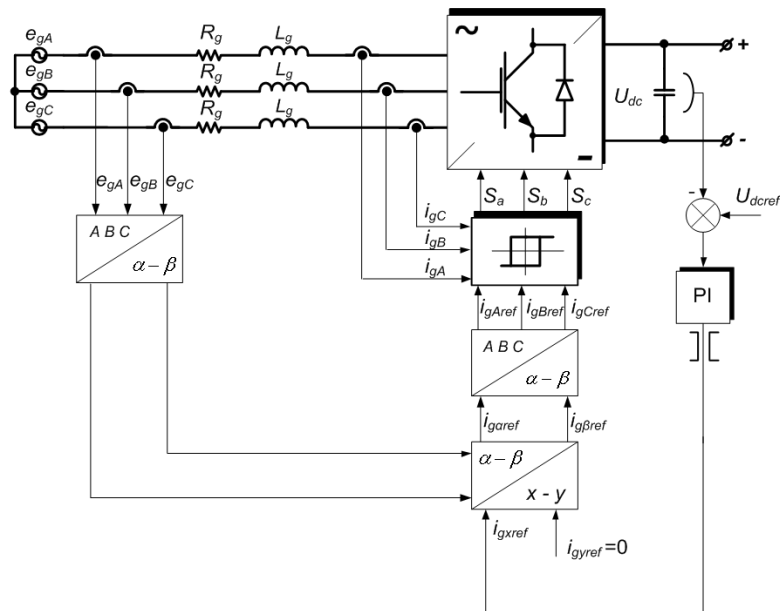
VOC i VFOC są to metody odpowiadające metodom połowo-zorientowanym (FOC) dla silnika indukcyjnego. DPC odpowiada metodzie bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem w silniku indukcyjnym (DTC).

W czasie laboratorium przeanalizowana zostanie metoda sterowania napięciowo zorientowanego VOC, którego idea oparta na odpowiednim formowaniu amplitudy oraz położenia wektora prądu sieci \mathbf{i}_g względem wektora napięcia sieci \mathbf{e}_g została przedstawiona na rysunku 6.



Rys.6. Wykres wektorowy prądu oraz napięcia sieci

W celu uzyskania jednostkowego współczynnika mocy wartość zadana prądu sieci i_{sy} wynosi zero, tak aby $\mathbf{i}_g = |\mathbf{i}_g| = i_{gx}$ oraz kąt zawarty między wektorem prądu i napięcia sieci $\varphi_g = 0$. Jak już wspomniano, wyżej opisane właściwości otrzymywane są dzięki koncepcji sterowania zaczerpniętej z metod sterowania napędami indukcyjnymi, a zatem wymagane jest wykorzystanie odpowiednich transformacji pomiędzy układami współrzędnych. Na rysunku 7 przedstawiono strukturę regulacji prostownika PWM podnoszącego napięcie (*ang. boost converter*)[1].



Rys.7. Schemat układu sterowania prostownika PWM

Mierzone napięcia fazowe sieci $e_{gA,B,C}$ są poddawane transformacji do układu α - β . Na podstawie sygnału wyjściowego i_{gxref} regulatora PI napięcia U_{dc} , prądu $i_{gyref} = 0$ oraz napięć

$e_{g\alpha,\beta}$, wyliczane są wartości zadane prądów sieci i_{garef} , $i_{g\beta ref}$ zorientowanych w układzie współrzędnych α - β . Sygnały logiczne sterujące pracą łączników falownika $S_{a,b,c}$ uzyskuje się dzięki wykorzystaniu regulacji histerezy w każdej fazie przekształtnika, polegającej na bezpośrednim porównaniu wartości zmierzonych prądów sieciowych $i_{gA,B,C}$ z zadanymi $i_{gA,B,C ref}$. Zależności matematyczne wykorzystywane do odpowiednich transformacji przedstawiono poniżej.

- Transformacja mierzonych napięć fazowych $e_{gA,B,C}$ do układu α - β :

$$\begin{aligned} e_{g\alpha} &= \frac{2}{3} \left(U_{gA} - \frac{1}{2} U_{gB} - \frac{1}{2} U_{gC} \right), \\ e_{g\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (2U_{gB} + U_{gA}). \end{aligned} \quad (2)$$

- Zależność pozwalająca na wyznaczenie prądów referencyjnych i_{garef} , $i_{g\beta ref}$:

$$\begin{aligned} i_{garef} &= i_g \cos(\gamma_g + \varphi_g), \\ i_{g\beta ref} &= i_g \sin(\gamma_g + \varphi_g), \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} i_g &= \sqrt{i_{gxref}^2 + i_{gyref}^2}, \\ \varphi_g &= \arctan\left(\frac{i_{gyref}}{i_{gxref}}\right), \\ \gamma_g &= \arctan\left(\frac{e_{g\beta}}{e_{g\alpha}}\right). \end{aligned} \quad (4)$$

Transformacja prądów zadanych i_{garef} , $i_{g\beta ref}$ do układu współrzędnych fazowych A - B - C :

$$\begin{aligned} i_{gAref} &= i_{garef}, \\ i_{gBref} &= -\frac{1}{2} i_{garef} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{g\beta ref}, \\ i_{gCref} &= \frac{\sqrt{3}}{2} i_{g\beta ref} - \frac{1}{2} i_{garef}. \end{aligned} \quad (5)$$

Działanie regulatorów histerezy zdefiniowano następująco:

$$S_f = \begin{cases} 0 & \text{gdy } (i_{gf} < i_{gfref} - H) \\ 1 & \text{gdy } (i_{gf} \geq i_{gfref} + H) \end{cases} \quad (6)$$

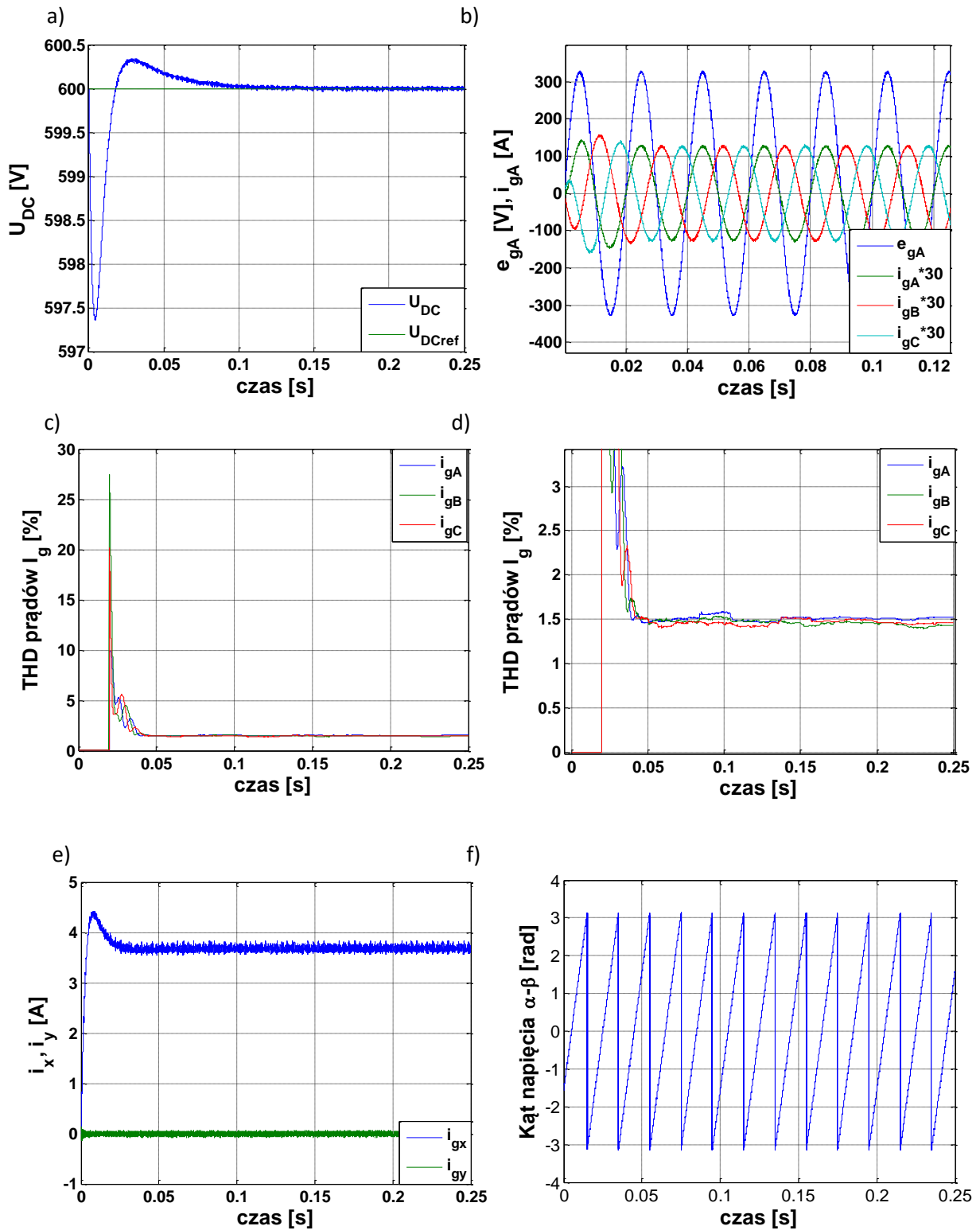
gdzie:

S_f - sygnał sterujący danej fazy prostownika

i_{gf} , i_{gfref} - sygnały prądowe odnoszące się do fazy $f \in (A, B, C)$ prostownika

H - przyjęta wartość strefy histerezy.

Wyniki działania układu przedstawiono na Rys. 8.

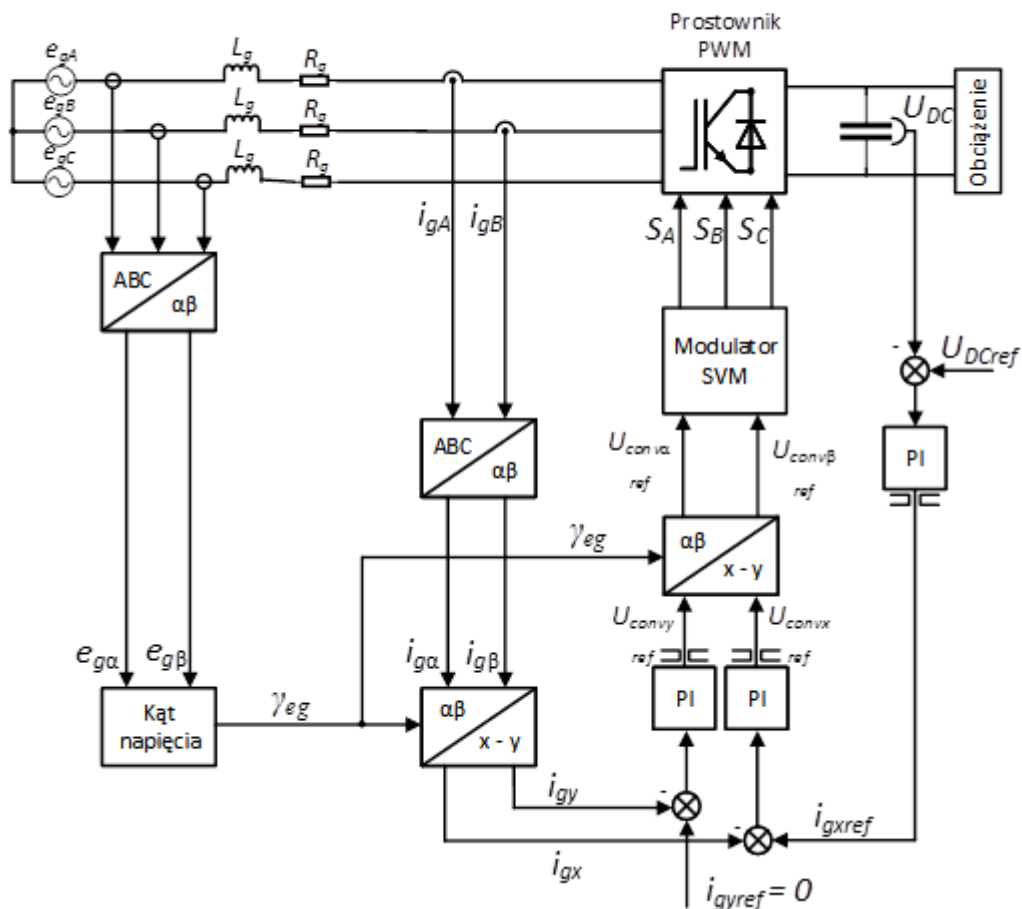


Rys. 8. Wyniki symulacji dla obciążenia RL ($R = 200 \Omega$, $L=0.01$ H): a) napięcie wyprostowane; b) napięcie oraz prądy fazowe sieci; c),d) THD prądów fazowych; e) prądy fazowe we współrzędnych x-y; f) kąt napięcia $\alpha-\beta$

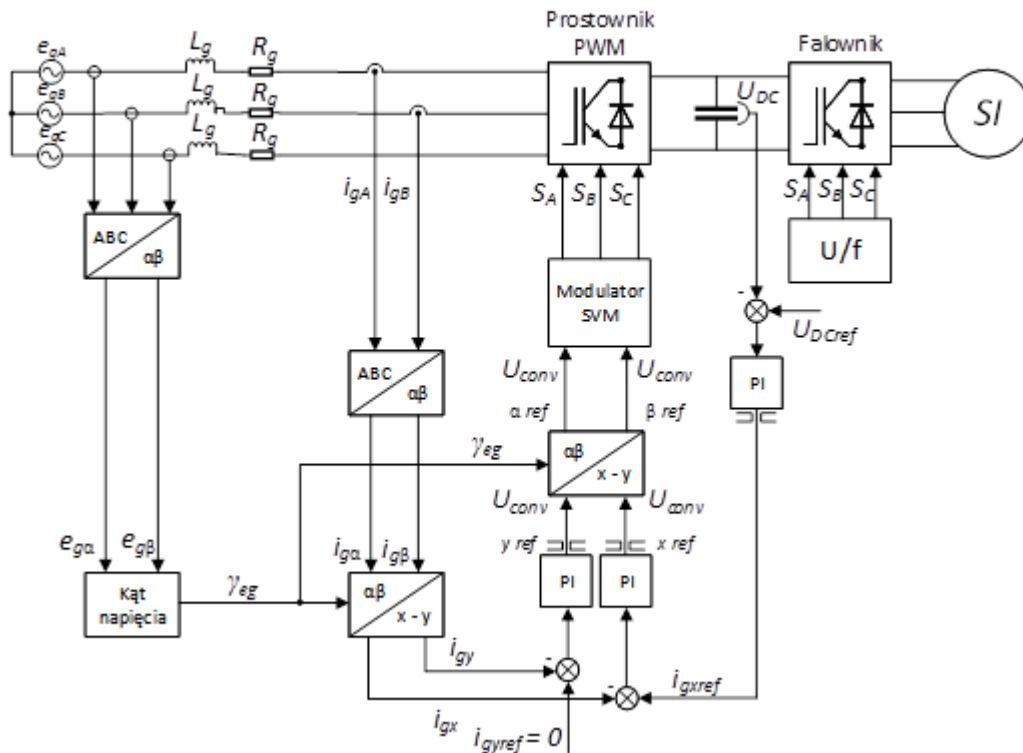
Napięcie U_{DC} ustala się po niecałych 0.15 s, a wartość początkowego przeregulowania jest rzędu 0.4 V co przy zadanej wartości 600 V jest praktycznie nieistotne i nie wpływa w żaden negatywny sposób na działanie układu. Napięcie ustalone waha się o około 0.05 V od wartości zadanej. Wartości harmoniczných prądów fazowych po ustaleniu się układu oscylują w okolicy 1,5% co spełnia normę (THD < 5%). Zakres wartości rezystancji obciążenia, w którym spełniony jest ten warunek wynosi : 80 – 550 Ω . Wartość składowej i_{gy} jest trzymana cały czas na wartości zadanej równej 0, co zapewnia działanie układu ze współczynnikiem mocy równym 1. Składowa i_{gx} przyjmuje wartość równą amplitudzie pobieranych prądów fazowych.

Prostownik aktywny sterowany metodą napięciowo-zorientowaną z modulatorem SVM (VOC – SVM)

Idea sterownia tego układu jest jednakowa jak dla VOC-RH, różnica występuje w zastąpieniu regulatorów histerezowych prądu, modulatorem SVM [1]. Działanie modulatora zostało opisane w poprzednim punkcie.



Rys. 9. Schemat blokowy VOC – SVM



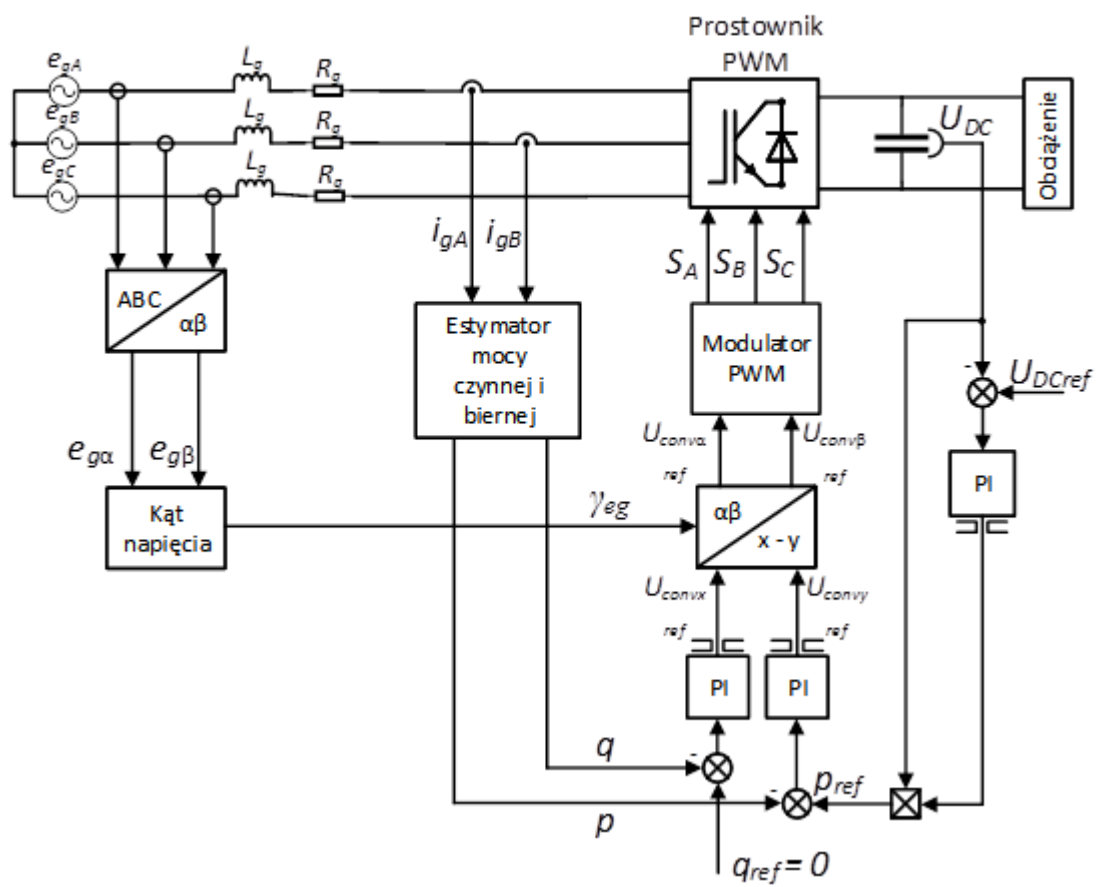
Rys. 11. VOC-SVM w układzie z falownikiem napięcia i silnikiem indukcyjnym

Prostownik aktywny kontrolowany metodą bezpośredniego sterowania mocą sieci z histerezywnymi regulatorami mocy (DPC)

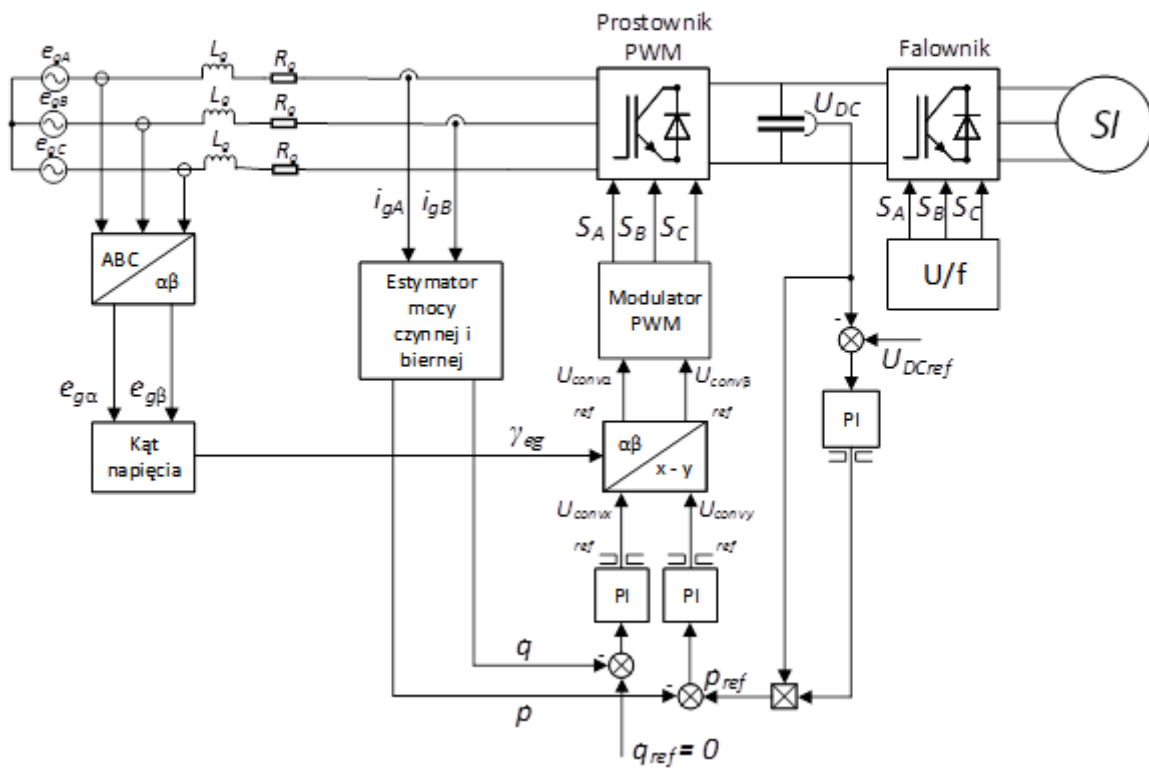
Idea sterowania polega na sterowaniu mocą czynną (p) i bierną (q) pobieraną przez układ [1]. Wartości chwilowe obu mocy są estymowane na podstawie prądów fazowych, napięcia obwodu pośredniczącego U_{DC} oraz poprzednich załączeń tranzystorów. Aby uzyskać jednostkowy współczynnik mocy, zadana wartość mocy biernej (q) wynosi 0.

Zależności opisujące moc bierną i czynną układu:

$$\begin{aligned}
 p &= \frac{3}{2} \left(e_{g\alpha} i_{gA} + e_{g\beta} \frac{i_{gA} + 2i_{gB}}{\sqrt{3}} \right) \\
 q &= \frac{3}{2} \left(e_{g\alpha} \frac{i_{gA} + 2i_{gB}}{\sqrt{3}} - e_{g\beta} i_{gA} \right)
 \end{aligned} \tag{7}$$



Rys. 12. Schemat blokowy DPC – PWM



Rys. 13. DPC – PWM w układzie z falownikiem napięcia i silnikiem indukcyjnym