



AGH



Euro - Centrum

Studia Podyplomowe

EFEKTYWNE UŻYTKOWANIE ENERGII ELEKTRYCZNEJ

w ramach projektu

**Śląsko-Małopolskie Centrum Kompetencji
Zarządzania Energią**

Falowniki dla silników wysokoobrotowych

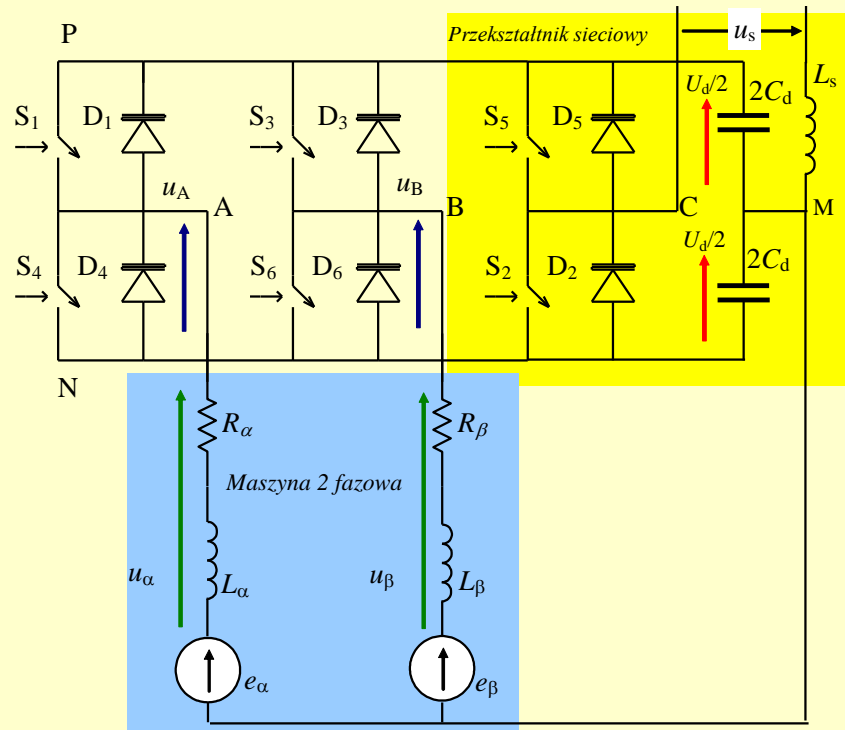
Prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

Katedra Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH

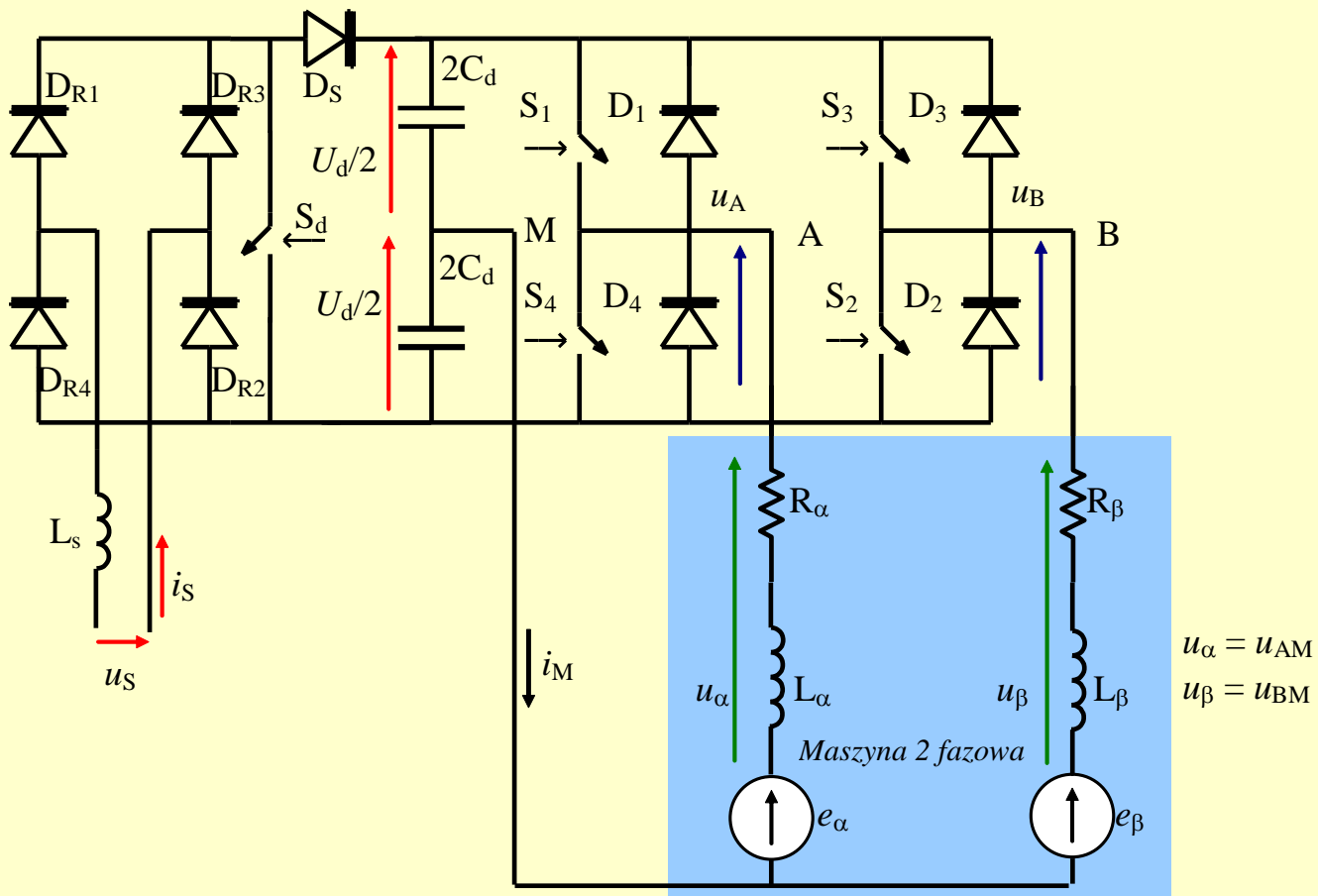
tel. 012 617 39 43

pirog@agh.edu.pl

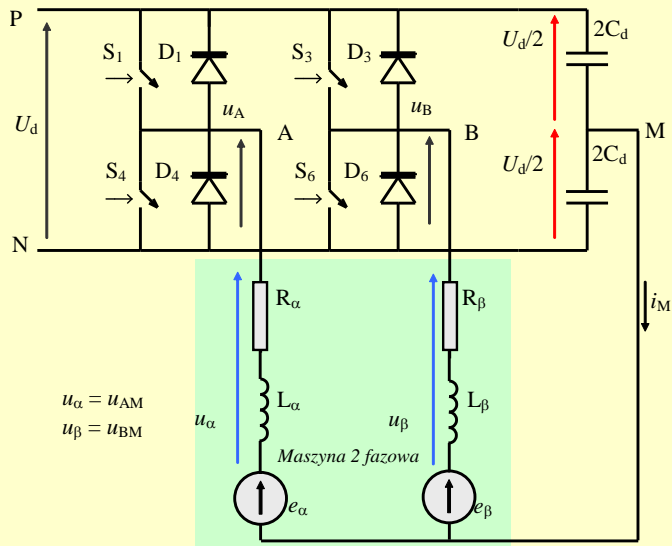
FALOWNIKI DWUGAŁĘZIOWE dla dwufazowego silnika indukcyjnego



Jednofazowy aktywny prostownik i mostkowy falownik (H) z pojemnościowym dzielnikiem napięcia dla zasilania dwufazowego silnika indukcyjnego



Mostkowy falownik (H) z pojemnościowym dzielnikiem napięcia zasilany poprzez jednokierunkowy prostownik impulsowy o sinusoidalnym prądzie wejściowym



$$u_{AM} = u_{\alpha} = \sqrt{2}U \cos \omega t$$

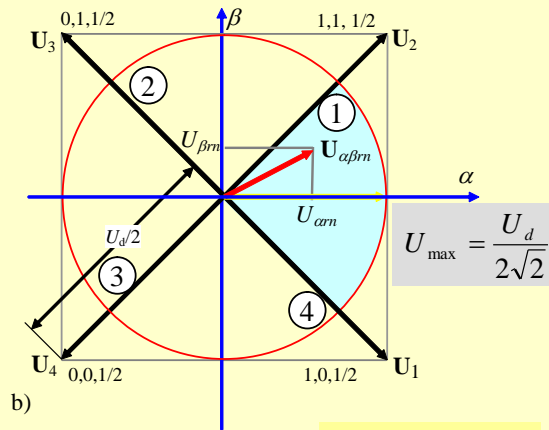
$$u_{BM} = u_{\beta} = \sqrt{2}U \sin \omega t = \sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$U_m = \sqrt{2}U = \frac{U_d}{4}$$

	A	B	C	$\frac{U_{\alpha}}{U_d}$	$\frac{U_{\beta}}{U_d}$
\mathbf{U}_1	1	0	1/2	+1/2	-1/2
\mathbf{U}_2	1	1	1/2	+1/2	+1/2
\mathbf{U}_3	0	1	1/2	-1/2	+1/2
\mathbf{U}_4	0	0	1/2	-1/2	-1/2

$$u_{\alpha} = u_{AM} \quad u_{\beta} = u_{BM}$$

a)



b)

$$U_m = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_d}{4}$$

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta rn} = \mathbf{U}_1\tau_{1n} + \mathbf{U}_2\tau_{2n} + \mathbf{U}_3\tau_{3n}$$

$$\tau_{1n} + \tau_{2n} + \tau_{3n} = 1$$

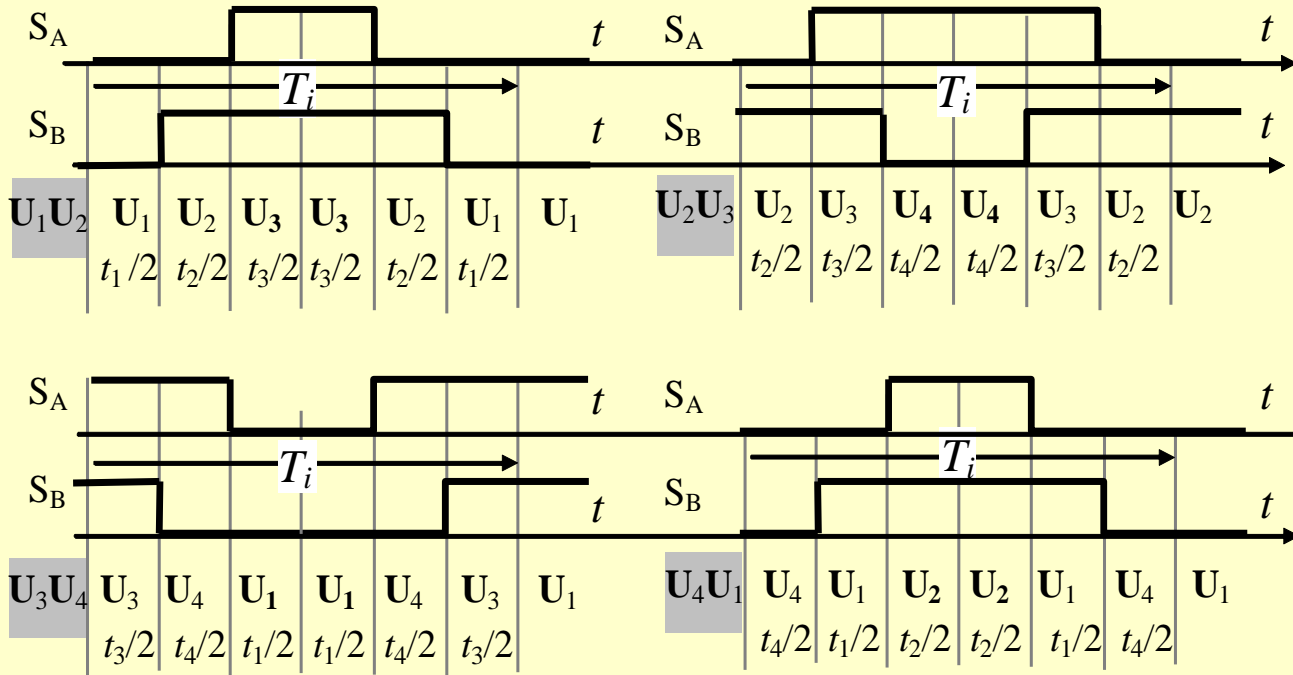
$$U_{\alpha rn} = U_1 \cos \frac{\pi}{4} \tau_{1n} + U_2 \cos \frac{\pi}{4} \tau_{2n} - U_3 \cos \frac{\pi}{4} \tau_{3n} = U \frac{\sqrt{2}}{2} (\tau_{1n} + \tau_{2n} - \tau_{3n})$$

$$U_{\beta rn} = -U_1 \cos \frac{\pi}{4} \tau_{1n} + U_2 \cos \frac{\pi}{4} \tau_{2n} + U_3 \cos \frac{\pi}{4} \tau_{3n} = U \frac{\sqrt{2}}{2} (-\tau_{1n} + \tau_{2n} + \tau_{3n})$$

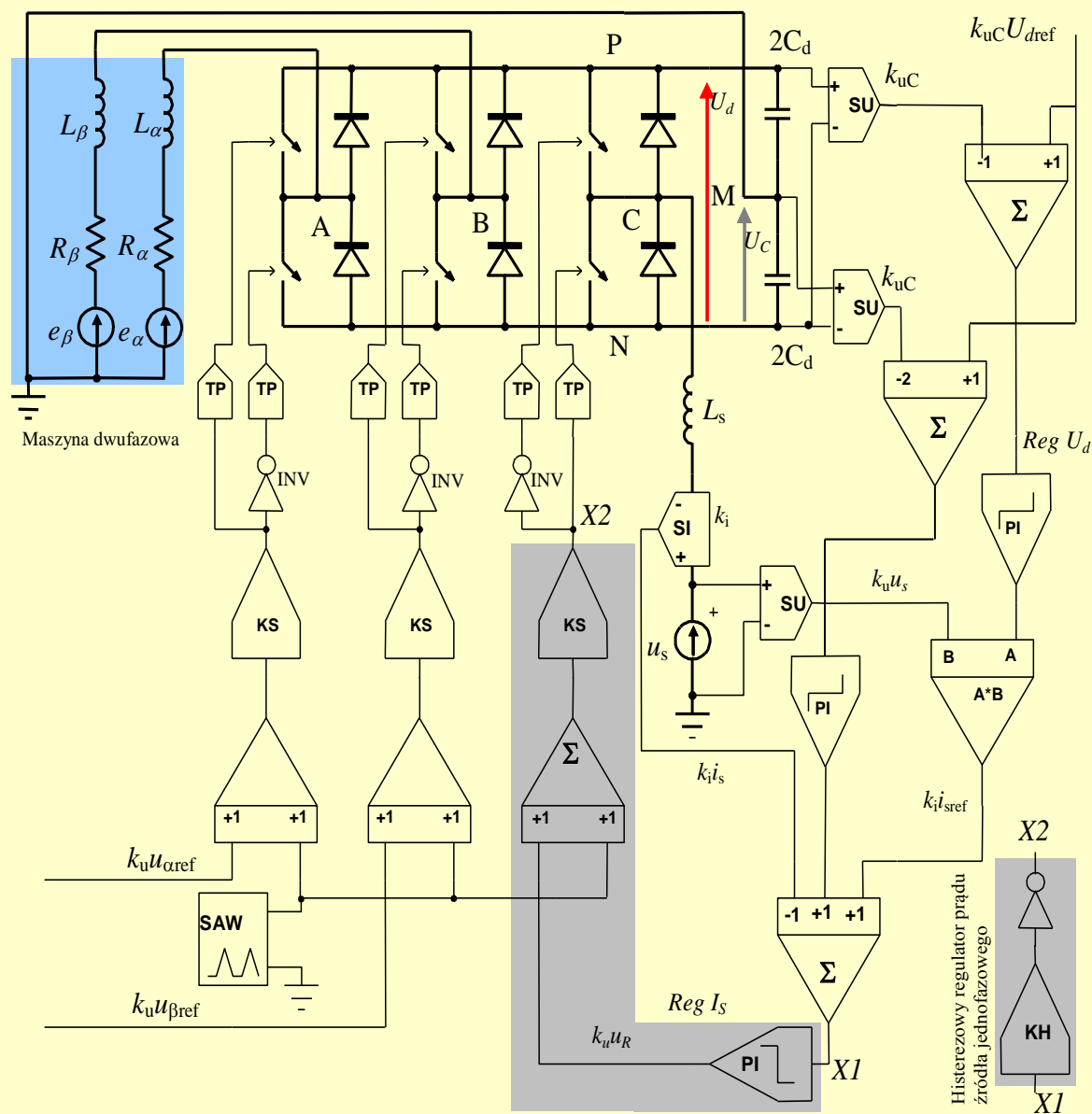
$$\tau_{1n} = \frac{1}{2} - \frac{U_{\beta rn}}{\sqrt{2}U} = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}U_{\beta rn}}{U_d}$$

$$\tau_{2n} = \frac{U_{\alpha rn} + U_{\beta rn}}{\sqrt{2}U} = \frac{\sqrt{2}(U_{\alpha rn} + U_{\beta rn})}{U_d}$$

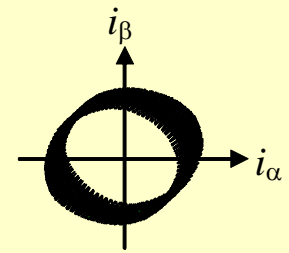
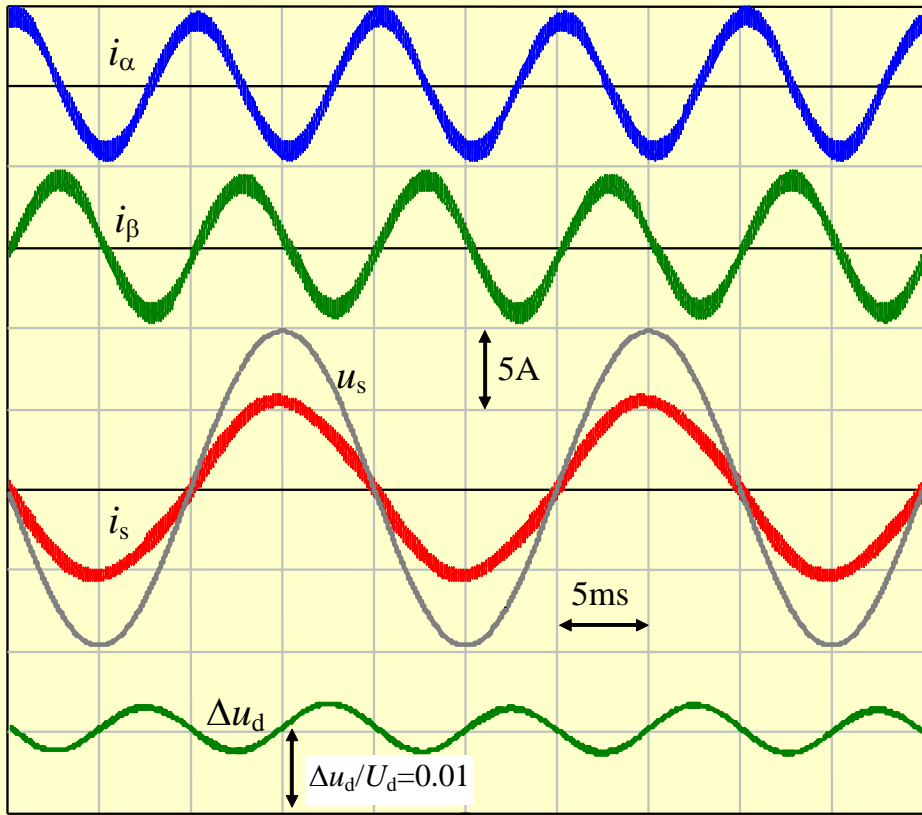
$$\tau_{3n} = \frac{1}{2} - \frac{U_{\alpha rn}}{\sqrt{2}U} = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}U_{\alpha rn}}{U_d}$$



Przykładowy jeden okres realizacji wektora napięcia wyjściowego we wszystkich sektorach płaszczyzny $\alpha\beta$ przez falownik o topologii jednofazowego mostka

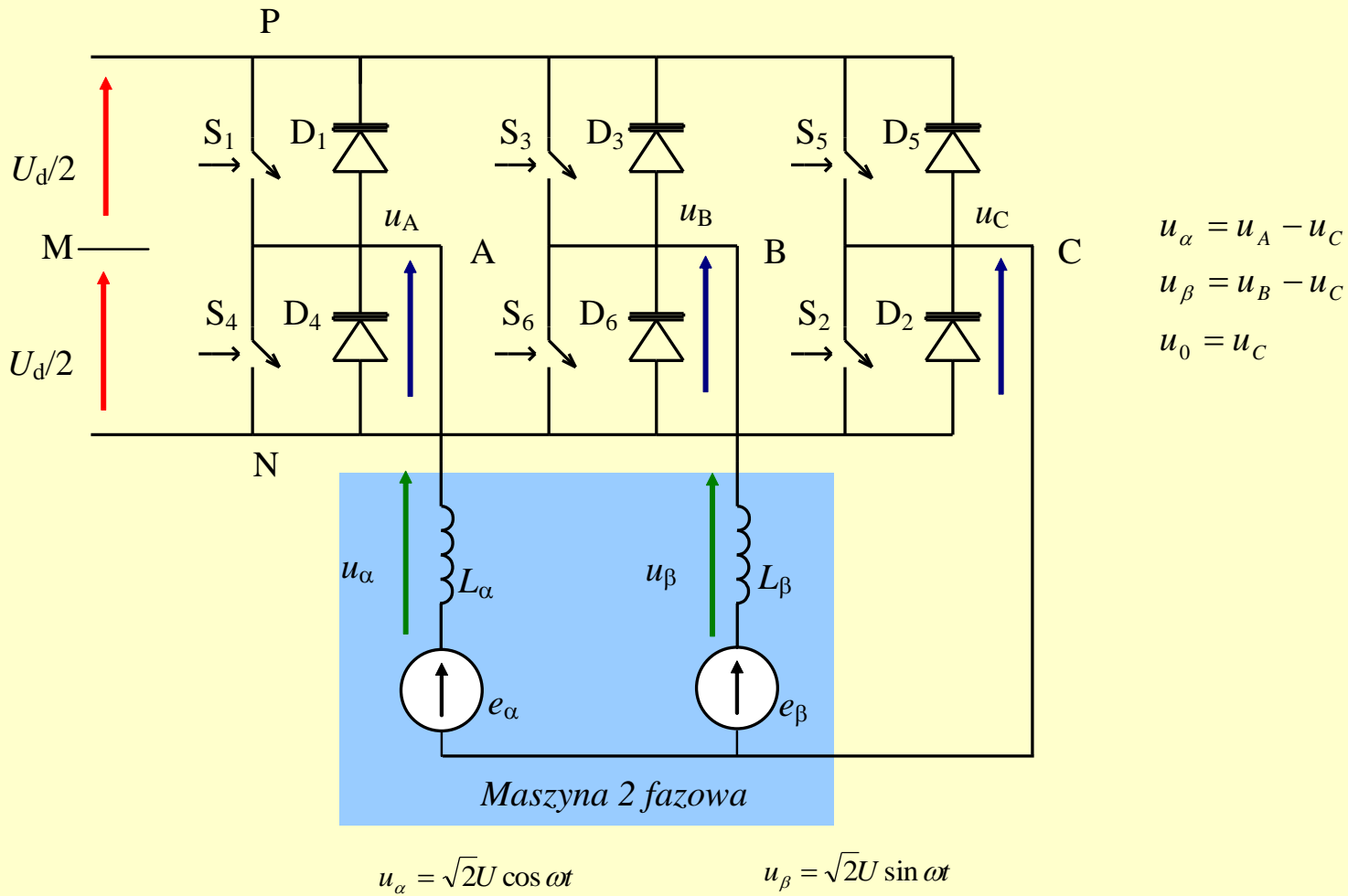


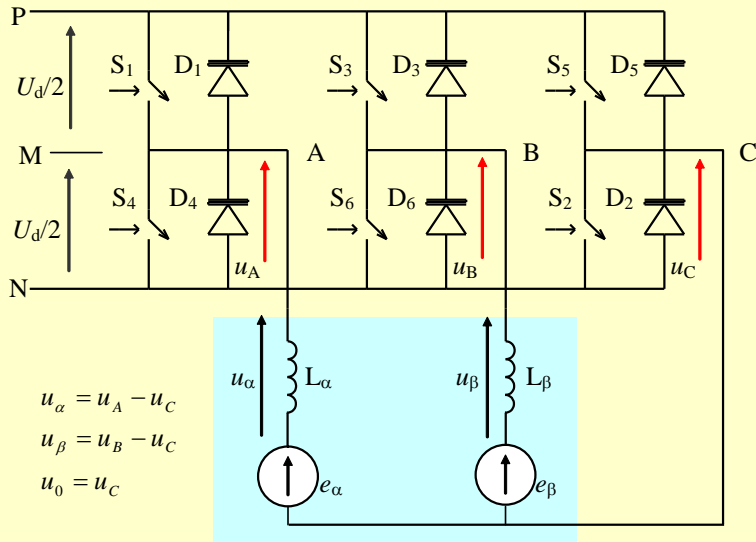
Jednofazowy prostownik i dwufazowy falownik realizowane w układzie mostkowego falownika napięcia.: Σ – sumator, PI – regulator typu PI, SAW – generator znakozmiennego przebiegu trójkątnego, KH – regulator (komparator) histerezy, KS- detektor (komparator) znaku sygnału, SI – sensor (separator) prądu, SU – sensor (separator) napięcia, TP – układ załączania tranzystora falownika realizujący czas martwy, INV – negator sygnału logicznego



Przebiegi prądów w układzie zasilania dwufazowego silnika z jednofazowej linii

FALOWNIKI TRÓJGAŁĘZIOWE dla dwufazowego silnika indukcyjnego



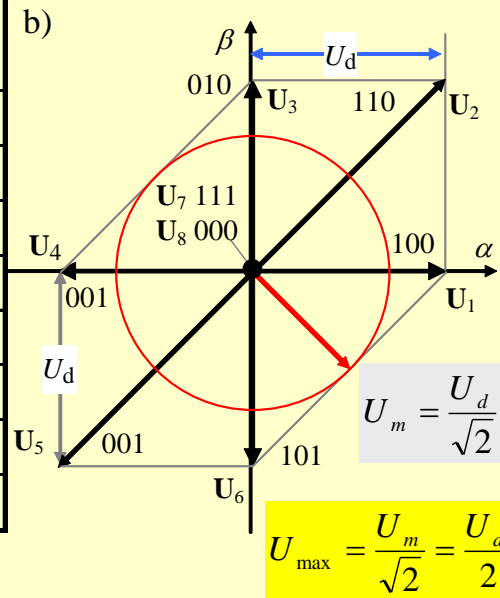


$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}$$

a)

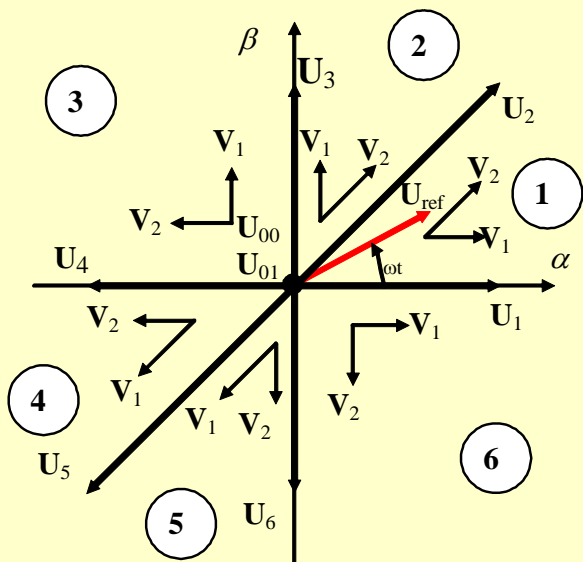
	A	B	C	$\frac{U_\alpha}{U_d}$	$\frac{U_\beta}{U_d}$
U_1	1	0	0	+1	0
U_2	1	1	0	+1	+1
U_3	0	1	0	0	+1
U_4	0	1	1	-1	0
U_5	0	0	1	-1	-1
U_6	1	0	1	0	-1
U_7	1	1	1	0	0
U_8	0	0	0	0	0



W ogólnym przypadku wektory ograniczające sektor można zapisać następująco:

$$\mathbf{V}_1 = V_1 e^{j\theta_1}$$

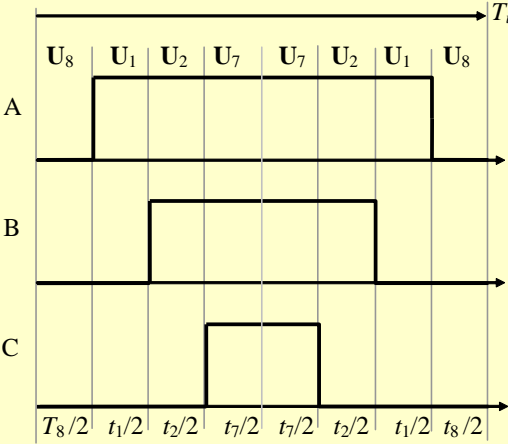
$$\mathbf{V}_2 = V_2 e^{j\theta_2}$$



sektor	V_1	V_2	θ_1	θ_2
1	U_d	$\sqrt{2}U_d$	0	$\pi/4$
2	U_d	U_d	$\pi/2$	$\pi/4$
3	0	U_d	$\pi/2$	π
4	$\sqrt{2}U_d$	U_d	$5\pi/4$	π
5	$\sqrt{2}U_d$	U_d	$5\pi/4$	$3\pi/2$
6	U_d	U_d	0	$3\pi/2$

a) przyporządkowanie wektorów aktywnych w poszczególnych sektorach, b) moduły i argumenty wektorów ograniczających poszczególne sektory

Wektorowa symetryczna modulacja szerokości impulsów w sektorze 1 jest realizowana następująco: $U_8 \rightarrow U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_7 \rightarrow U_7 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \rightarrow U_8 \rightarrow \dots$



Modulacja wektora napięcia w 1 sektorze w czasie jednego okresu częstotliwości impulsowania falownika

Zadany wektor napięcia wyjściowego opisuje, we współrzędnych biegunowych na płaszczyźnie $\alpha\beta$, zależność: $U_{ref} = Ue^{j\alpha}$

Modulacja w m takcie pracy falownika musi spełniać następującą, w każdym sektorze, zależność:

$$\tau_1 \mathbf{V}_1 + \tau_2 \mathbf{V}_2 = \mathbf{U}_{ref} \quad \tau_0 = 1 - \tau_1 - \tau_2$$

Względny czas ($\tau_m = t_m/T_i$) realizacji wektorów zerowych $\tau_0 = \tau_7 + \tau_8$ można podzielić na realizację wektora τ_7 i τ_8 następująco:

$$\tau_7 = \tau_8 = \frac{\tau_0}{2}$$

Czas realizacji kolejnych wektorów aktywnych można wyznaczyć z następującej zależności otrzymanej z zależności geometrycznych i opisu wektorów aktywnych realizowanych przez falownik

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{-1} U_{ref} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} \quad \text{przy czym:} \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} V_1 \cos \theta_1 & V_2 \cos \theta_2 \\ V_1 \sin \theta_1 & V_2 \sin \theta_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \frac{U_{ref}}{V_1 V_2 \sin(\theta_2 - \theta_1)} \begin{bmatrix} V_2 \sin \theta_2 & -V_2 \cos \theta_2 \\ -V_1 \sin \theta_1 & V_1 \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix}$$

Modulacja wektorowa jest, w przypadku falownika zasilającego odbiornik dwufazowy, znacznie bardziej skomplikowana niż w przypadku odbiornika trójfazowego, dla którego modulacja w każdym z podobnych 6 sektorów, odbywa się tak samo (ze zmianą numerów uczestniczących w niej wektorów ograniczających sektor).

Innym sposobem modulacji jest modulacja sinusoidalna polegająca na porównaniu sinusoidalnych przebiegów proporcjonalnych do napięć fazowych falownika ze wspólnym przebiegiem trójkątnym o częstotliwości impulsowania falownika. Przebieg napięcia trzeciej gałęzi (u_0) może być wybrany arbitralnie.

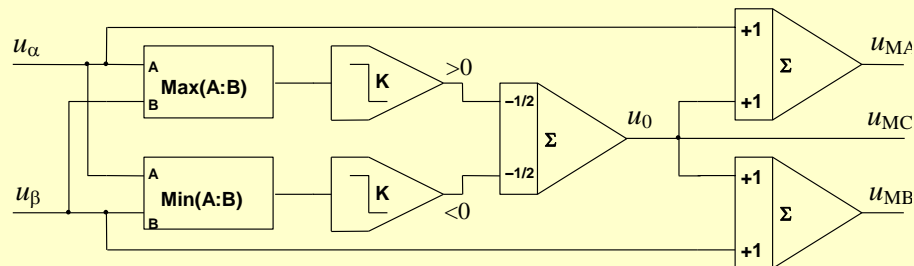
Jednym z możliwych rozwiązań jest przyjęcie następującego przebiegu napięcia wspólnego: $u_{MC} = -\frac{(u_P + u_N)}{2} = u_0$

przy czym: $u_N = \min(u_\alpha, u_\beta, 0)$ $u_P = \max(u_\alpha, u_\beta, 0)$

Zapis $\max(u_\alpha, u_\beta, 0)$ oznacza przyjęcie największej wartości z chwilowych wartości zadawanych napięć odbiornika lub wartości zero w czasie gdy oba przebiegi są ujemne, podobnie $\min(u_\alpha, u_\beta, 0)$ oznacza przyjęcie najmniejszej wartości z chwilowych wartości zadawanych napięć odbiornika lub wartości zero w czasie gdy oba przebiegi są dodatnie.

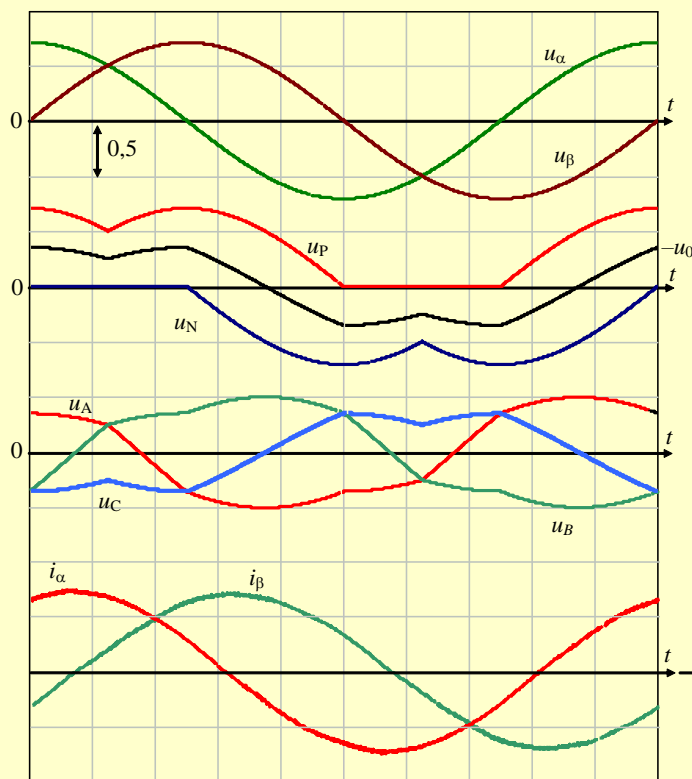
Zadawane napięcia fazowe falownika mają przebiegi:

$$\begin{bmatrix} u_{MA} \\ u_{MB} \\ u_{MC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}$$



Schemat blokowy układu wytwarzającego przebiegi zadanych napięć fazowych falownika na podstawie zadawanych przebiegów napięć fazowych dwufazowego odbiornika

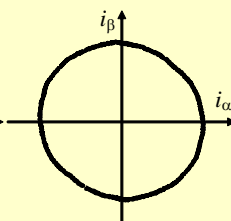
Na rys. przedstawiono przebiegi uzyskiwane dla największej możliwej do realizacji wartości napięć wyjściowych: $U_m = U_d / \sqrt{2} \approx 0.707U_d$



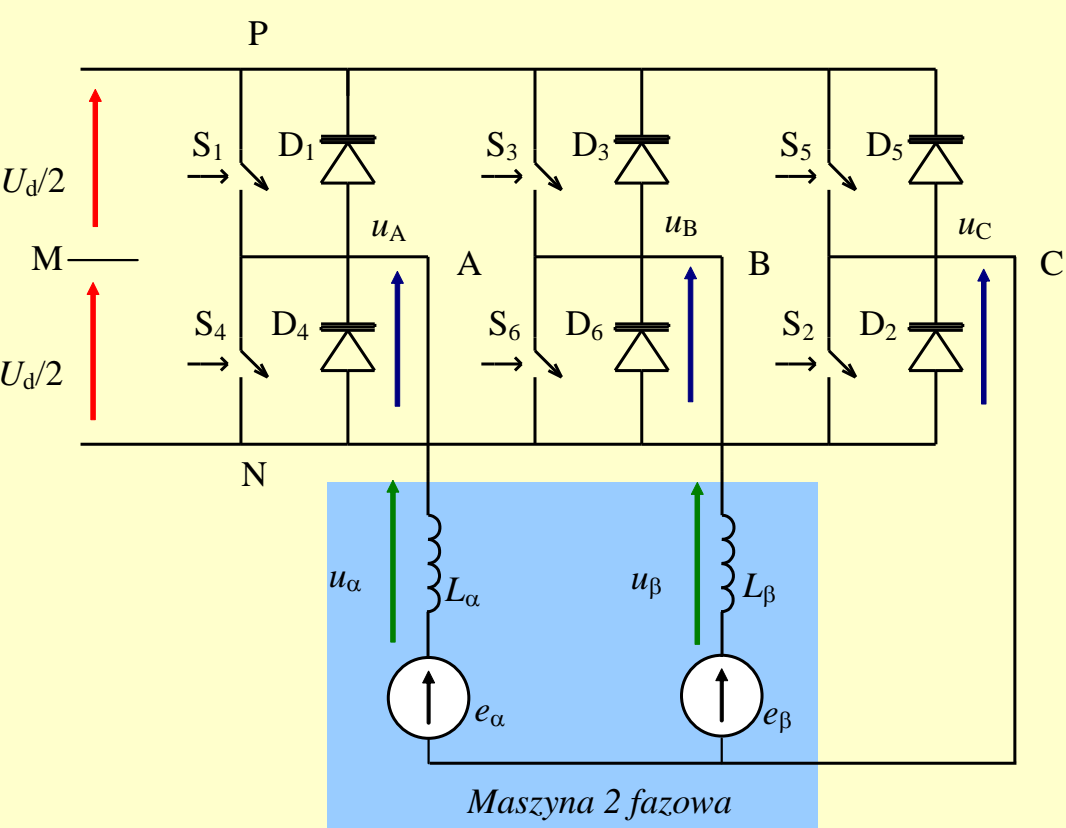
a)

- Przebiegi (wartości względne) napięć w układzie generującym przebiegi modulujące oraz przebiegi prądów fazowych symetrycznego dwufazowego odbiornika RL,
- hodograf końca wektora prądu odbiornika

b)



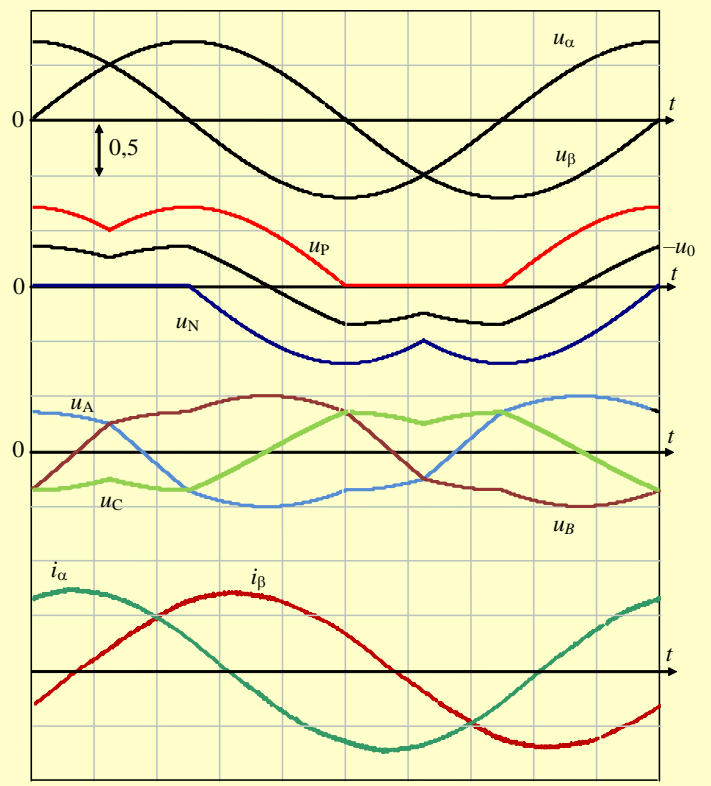
Przy tak realizowanej modulacji szerokości impulsów uzyskuje się takie samo wykorzystanie napięcia zasilającego U_d jak w 14 przypadku modulacji wektorowej



$$u_\alpha = u_A - u_C$$

$$u_\beta = u_B - u_C$$

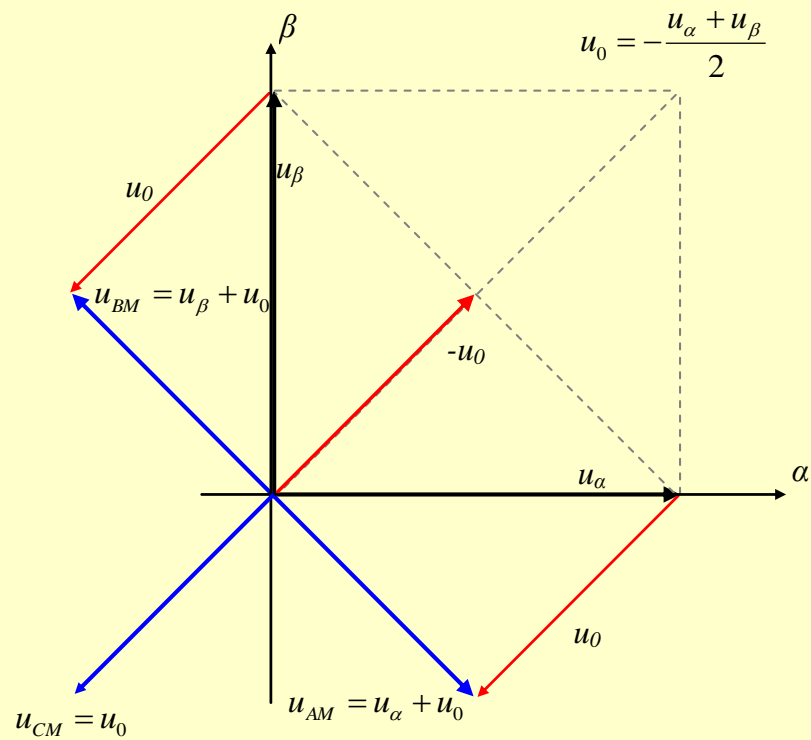
$$u_0 = u_C$$



$$u_\alpha = \sqrt{2}U \cos \omega t$$

$$u_\beta = \sqrt{2}U \sin \omega t$$

Innym sposobem modulacji sinusoidalnej jest przyjęcie napięcia punktu wspólnego o wartości: $u_{MC} = -\frac{u_\alpha + u_\beta}{2} = u_0$



Dla takiej wartości napięcia wspólnego, napięcia zadawane dla poszczególnych faz falownika mają następujące przebiegi:

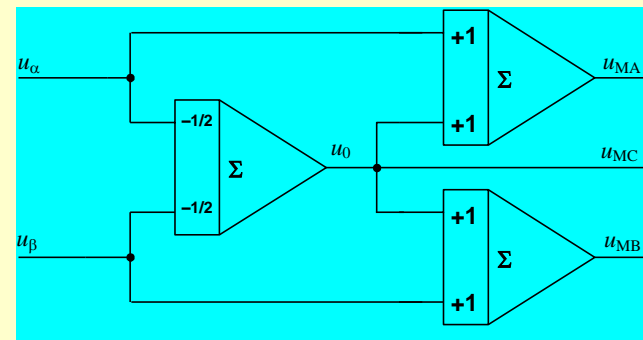
$$u_{AM} = u_{\alpha} + u_0 = \frac{u_{\alpha} - u_{\beta}}{2} \quad u_{BM} = u_{\beta} + u_0 = \frac{u_{\beta} - u_{\alpha}}{2} = -u_{AM} \quad u_{CM} = u_0 = -\frac{u_{\alpha} + u_{\beta}}{2}$$

Dla napięć silnika o przebiegach sinusoidalnych otrzymuje się:

$$u_{AM} = \frac{U}{\sqrt{2}} (\cos \omega t - \sin \omega t) = U \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right)$$

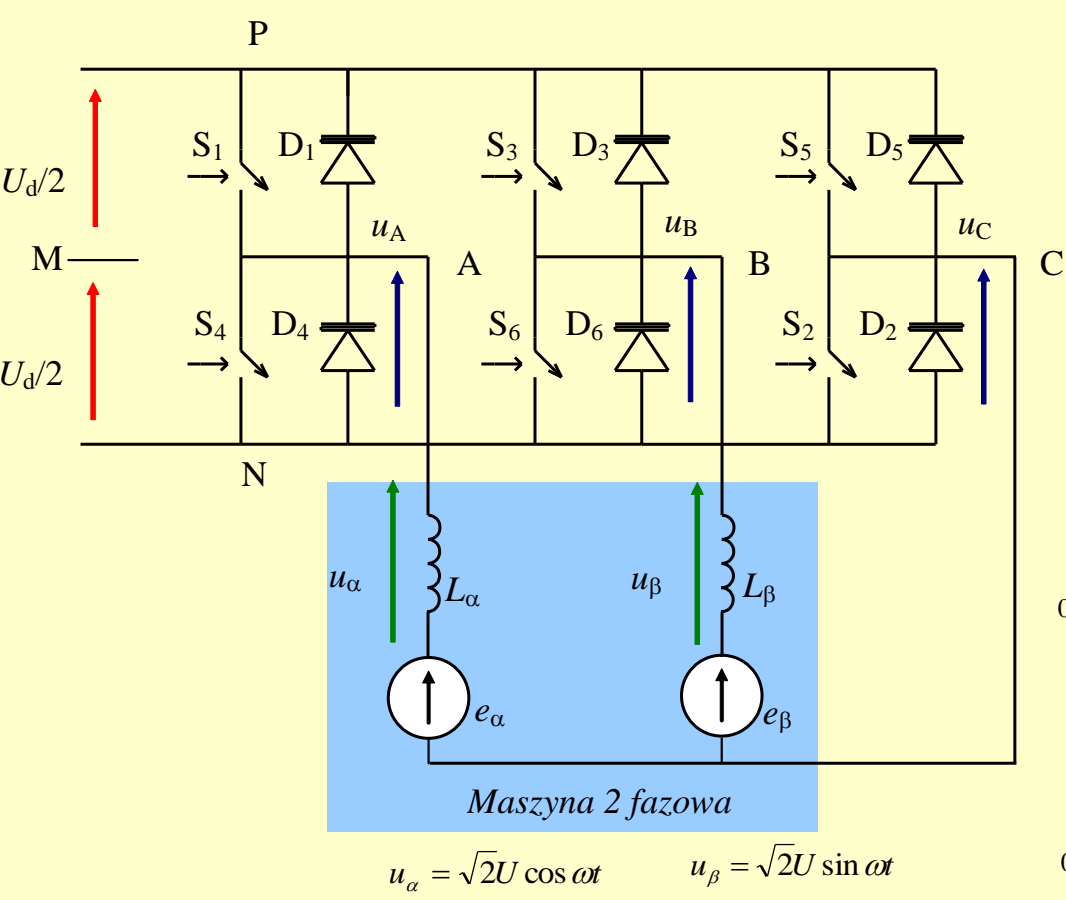
$$u_{BM} = -\frac{U}{\sqrt{2}} (\cos \omega t - \sin \omega t) = -U \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right)$$

$$u_{CM} = \frac{U}{\sqrt{2}} (\cos \omega t + \sin \omega t) = U \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right)$$



Przebiegi te osiągają amplitudę równą $U_d/2$ dla $U_{\max} = \frac{U_d}{2}$

czyli maksymalna amplituda podstawowej harmonicznego napięcia wyjściowego ma wartość: $U_m = \sqrt{2}U_{\max} = \sqrt{2} \frac{U_d}{2} = \frac{U_d}{\sqrt{2}}$



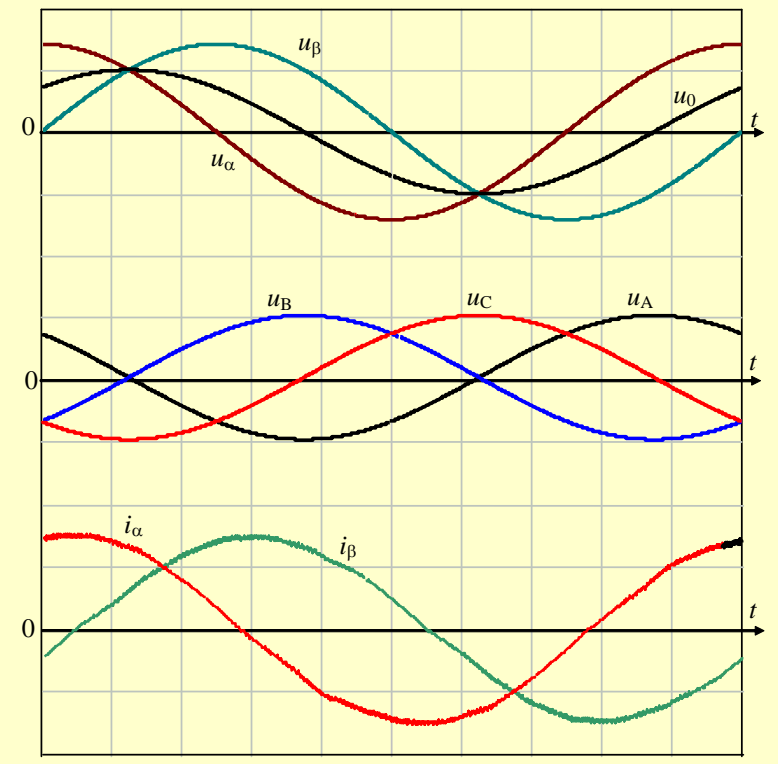
$$u_\alpha = \sqrt{2}U \cos \omega t \quad u_\beta = \sqrt{2}U \sin \omega t$$

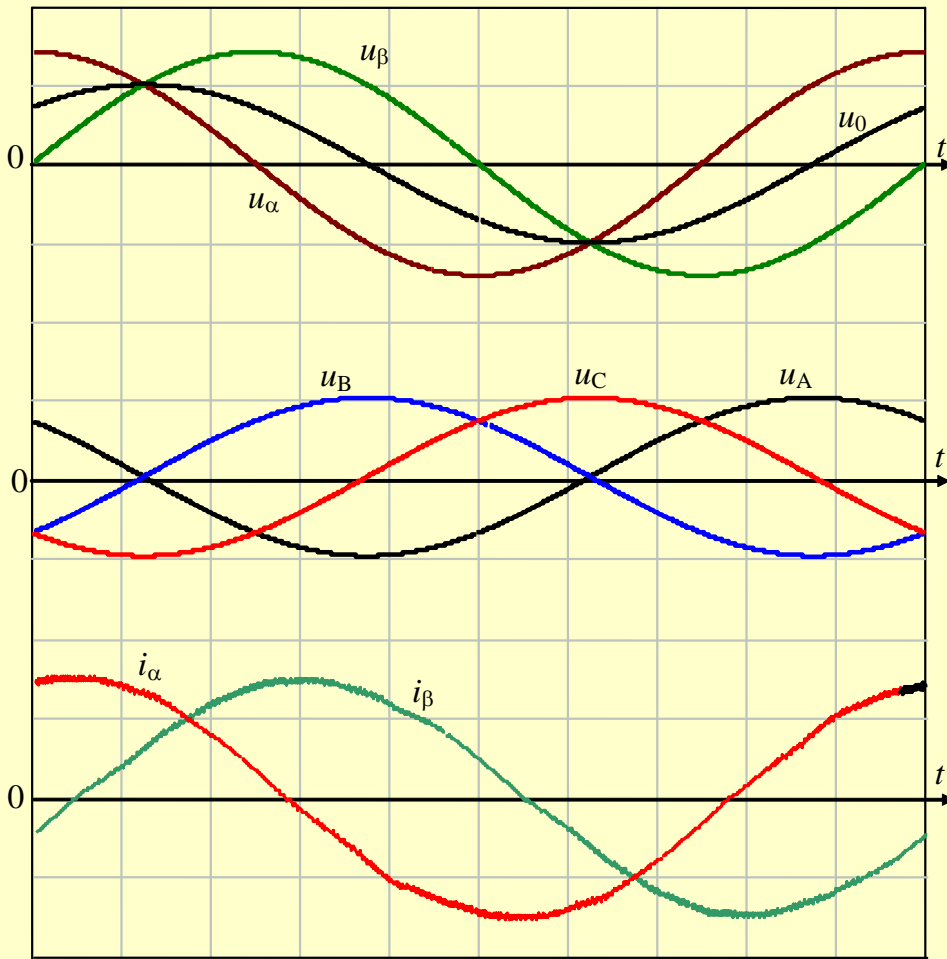
$$u_\alpha = u_A - u_C$$

$$u_\beta = u_B - u_C$$

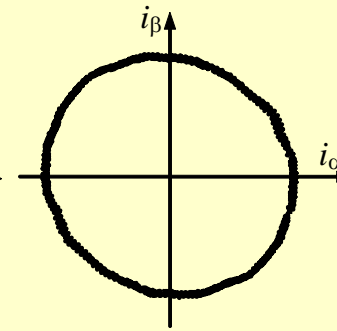
$$u_0 = u_C$$

C



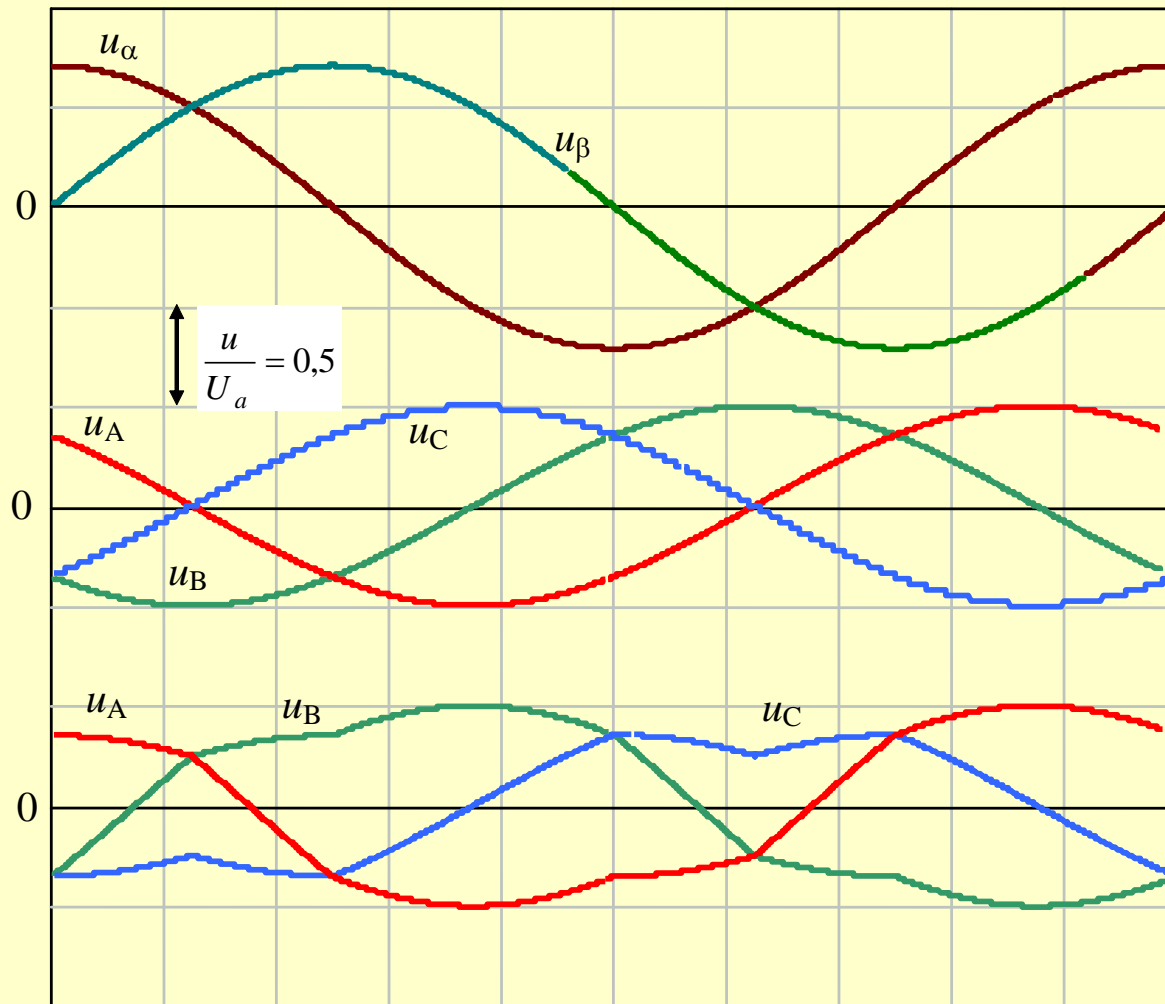


a)



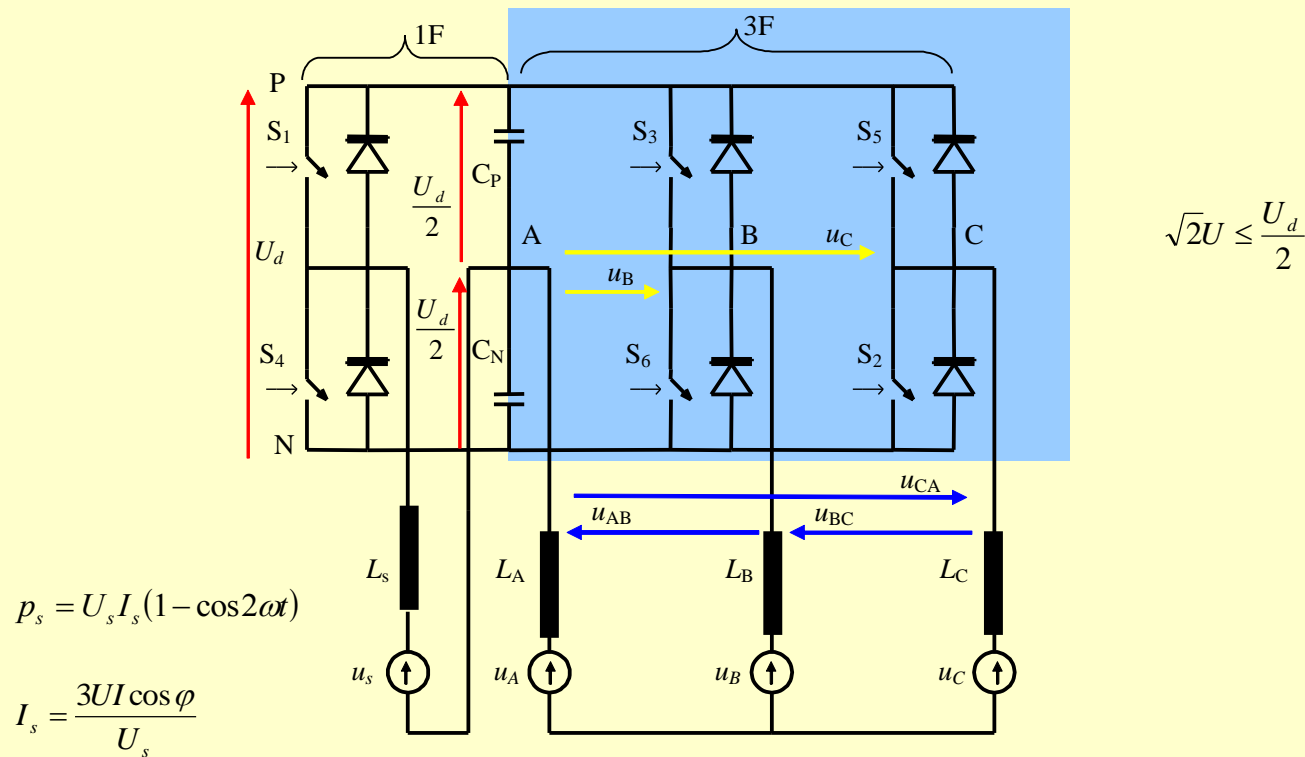
b)

- a) Przebiegi (wartości względne) napięć w układzie oraz przebiegi prądów fazowych symetrycznego dwufazowego odbiornika RL,
 b) hodograf końca wektora prądu odbiornika

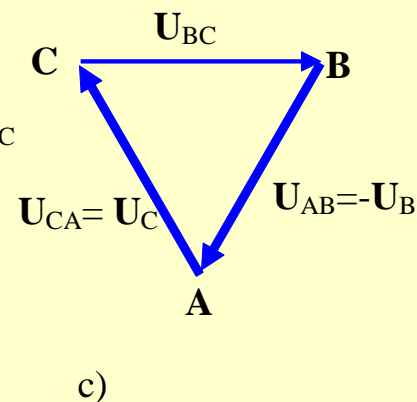
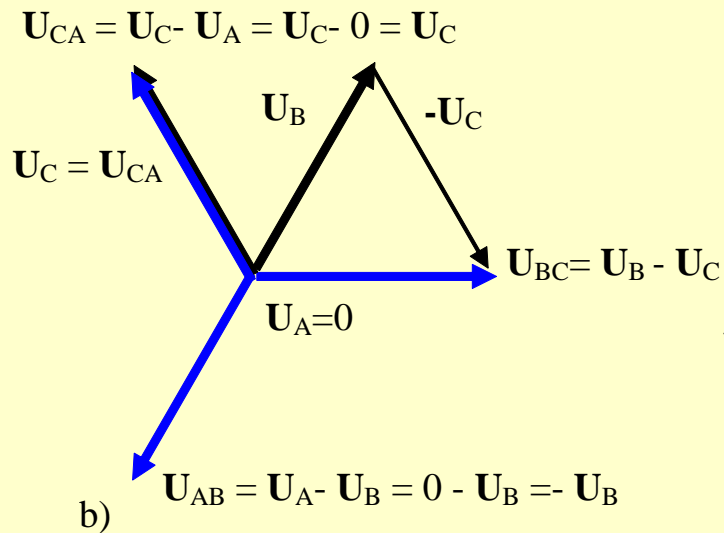
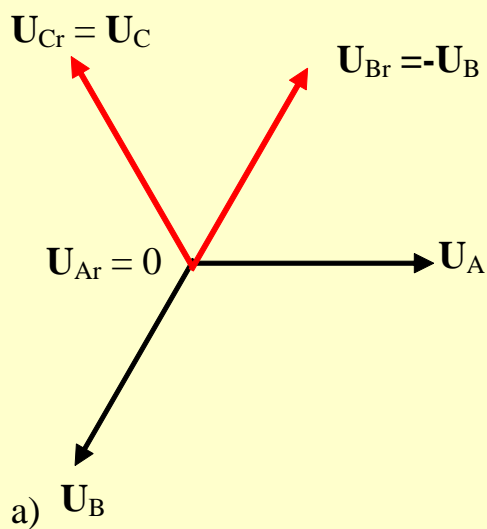


Porównanie przebiegów fazowych napięć zadawanych dla obu sposobów modulacji napięcia trójgałęziowego falownika zasilającego odbiornik dwufazowy, dla $U_m/U_d = 0,707$

Zasilanie silnika trójfazowego z linii jednofazowej

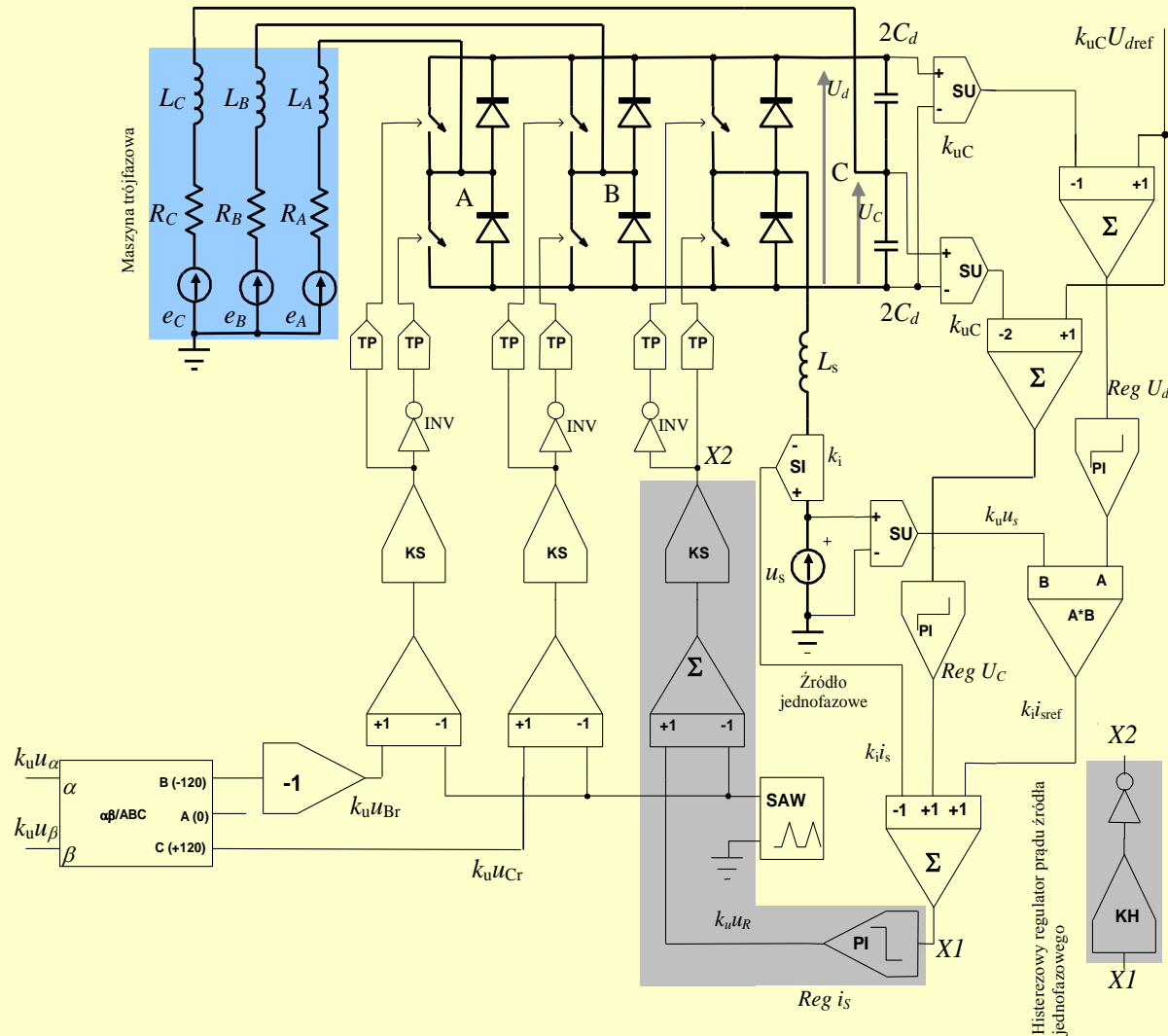


Schemat przekształtnika o topologii mostka trójfazowego



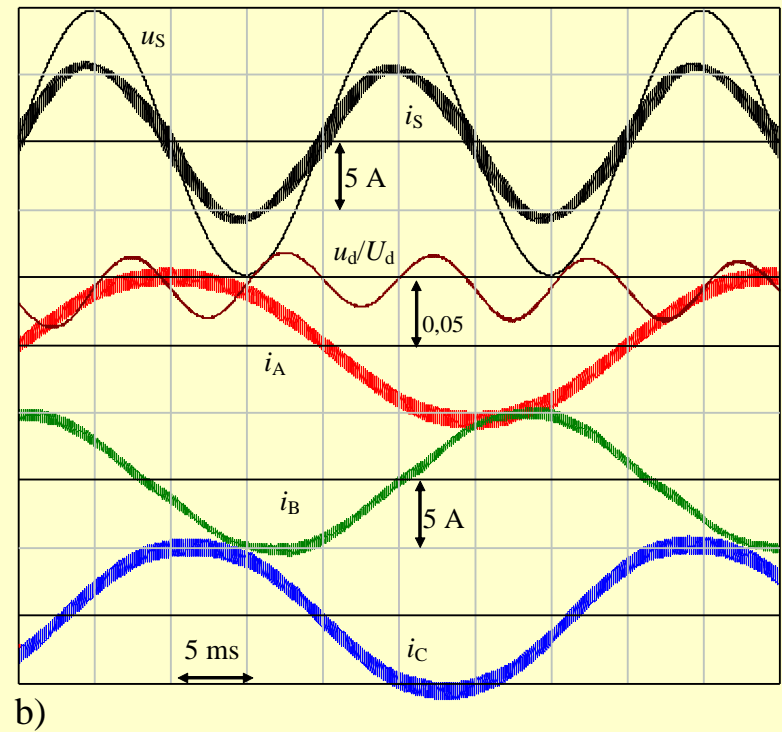
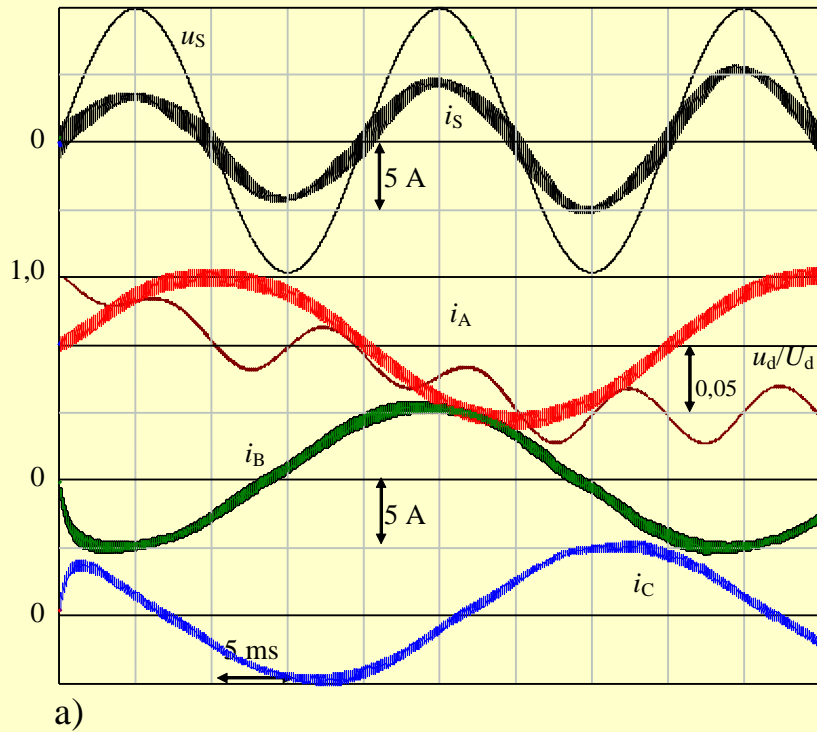
Wykres napięć falownika V:

- a) sygnały zadające,
- b) realizowane napięcia fazowe i międzyfazowe falownika,
- c) trójkąt napięć międzyfazowych.



Jednofazowy prostownik i dwufazowy falownik (V) zasilający odbiornik trójfazowy, realizowane w układzie mostkowego falownika napięcia:

Σ – sumator, PI – regulator typu PI, SAW – generator znakozmiennego przebiegu trójkątnego, KH – regulator (komparator) histerezy, KS- detektor (komparator) znaku sygnału, SI – sensor (separator) prądu, SU – sensor (separator) napięcia, TP – układ załączania tranzystora falownika realizujący „czas martwy”, INV – negator (inwertor) sygnału logicznego



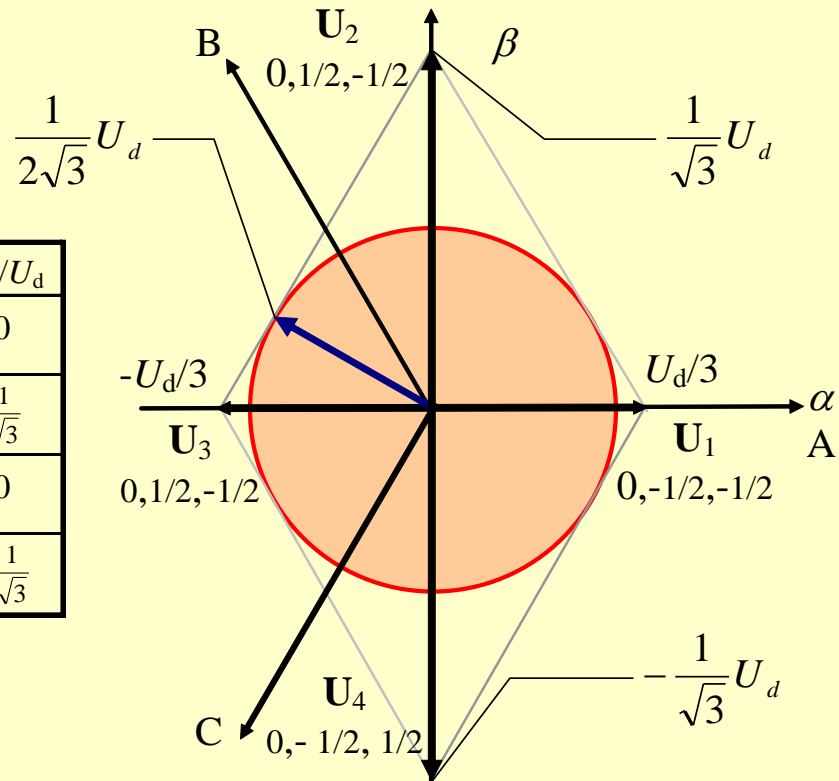
Przykładowe przebiegi w przekształtniku 1F/3F przy $m_a = 0,5$

	U_A/U_d	U_B/U_d	U_C/U_d	U_α/U_d	U_β/U_d
U_1	0	-1/2	-1/2	1/3	0
U_2	0	1/2	-1/2	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
U_3	0	1/2	-1/2	-1/3	0
U_4	0	-1/2	1/2	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$

$$U_{f \max} = \frac{1}{2\sqrt{3}} U_d$$

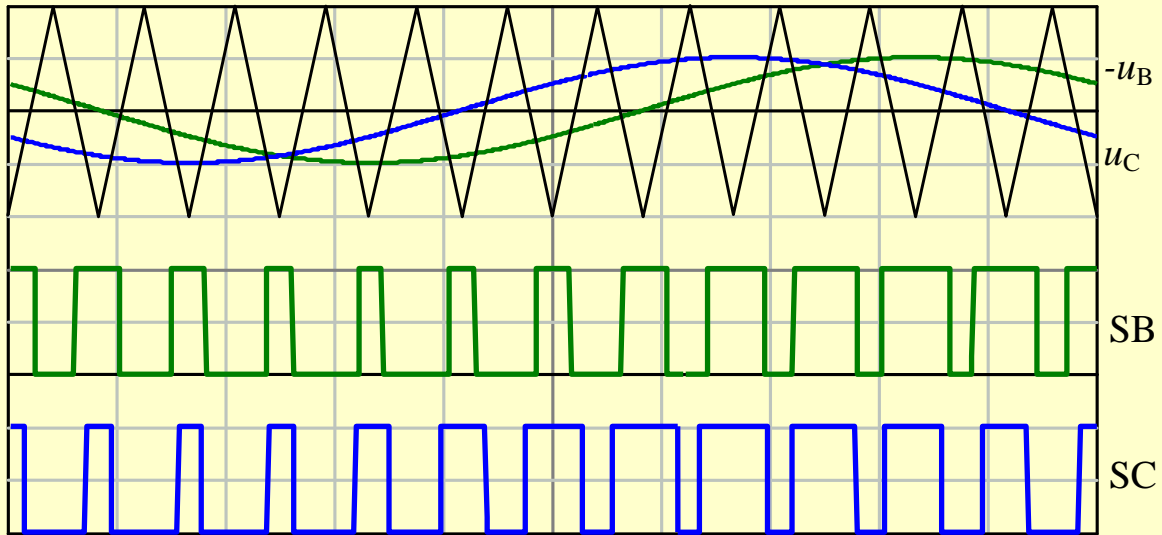
$$U_{fm} = \frac{U_{fm}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2\sqrt{6}} U_d$$

$$U_{pm} = U_{fm} = 0,706 U_d$$

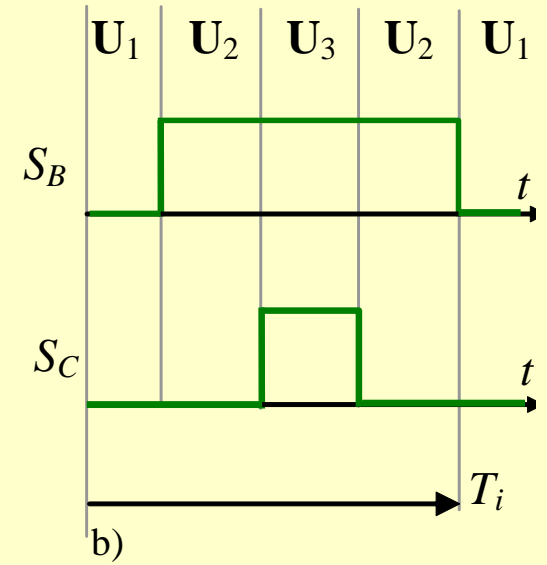


Kolejne realizacje wirującego wektora napięcia (wartość poszczególnych wektorów odniesiono do stałego napięcia zasilającego) trójfazowego falownika w układzie V.

Na płaszczyźnie $\alpha\beta$ zaznaczono kierunki odpowiadające osiom napięć fazowych źródła trójfazowego (ABC)

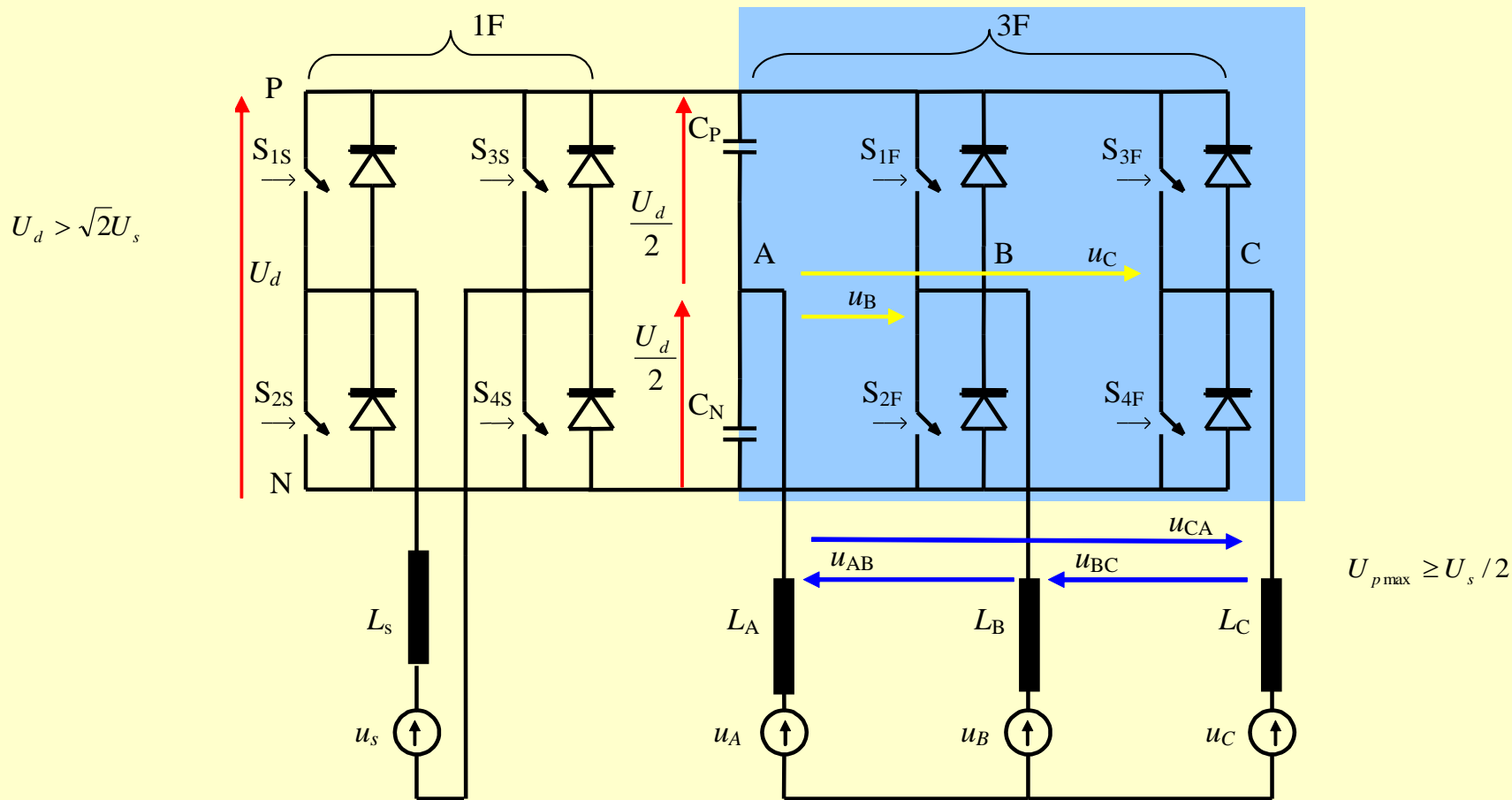


a)

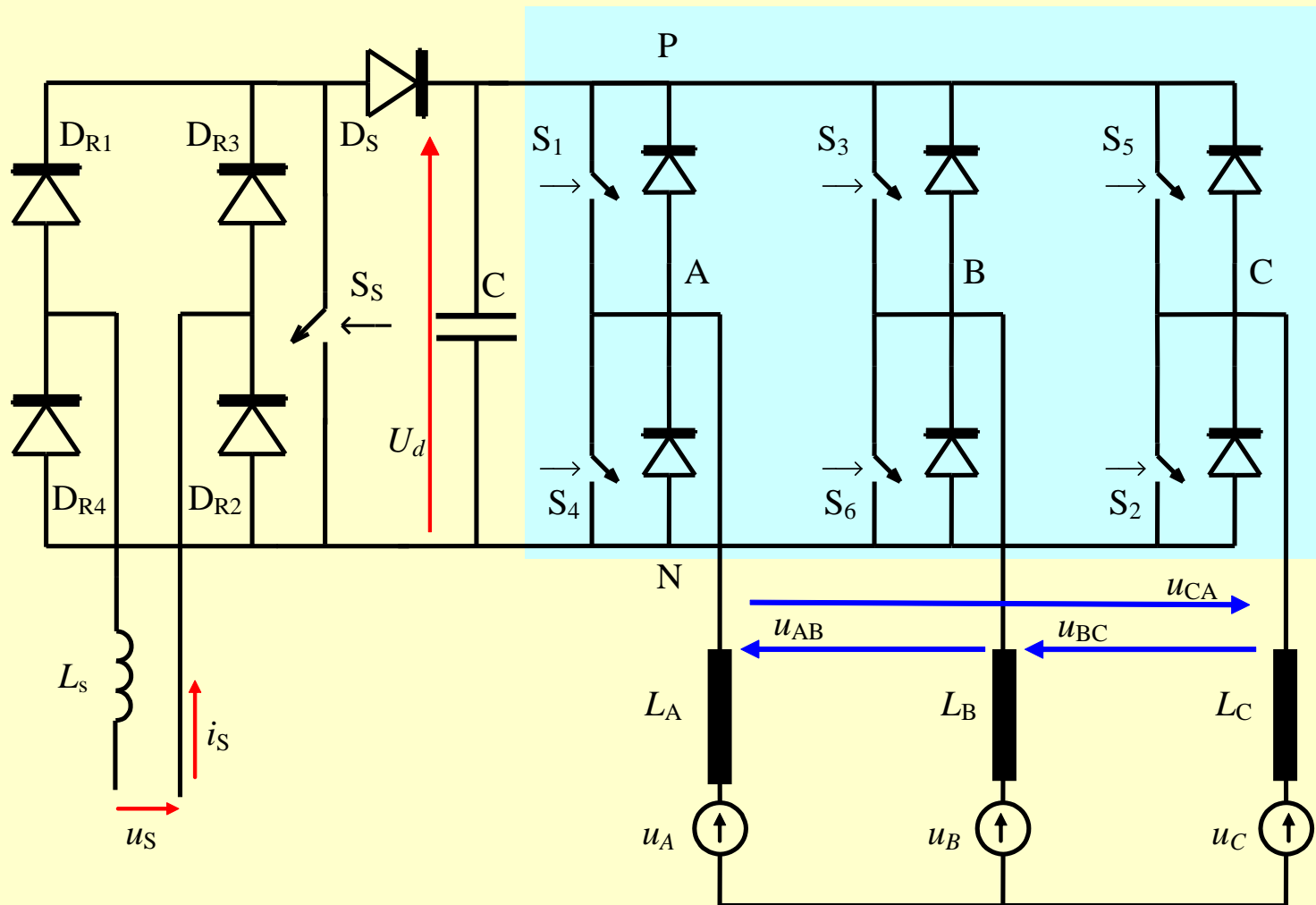


b)

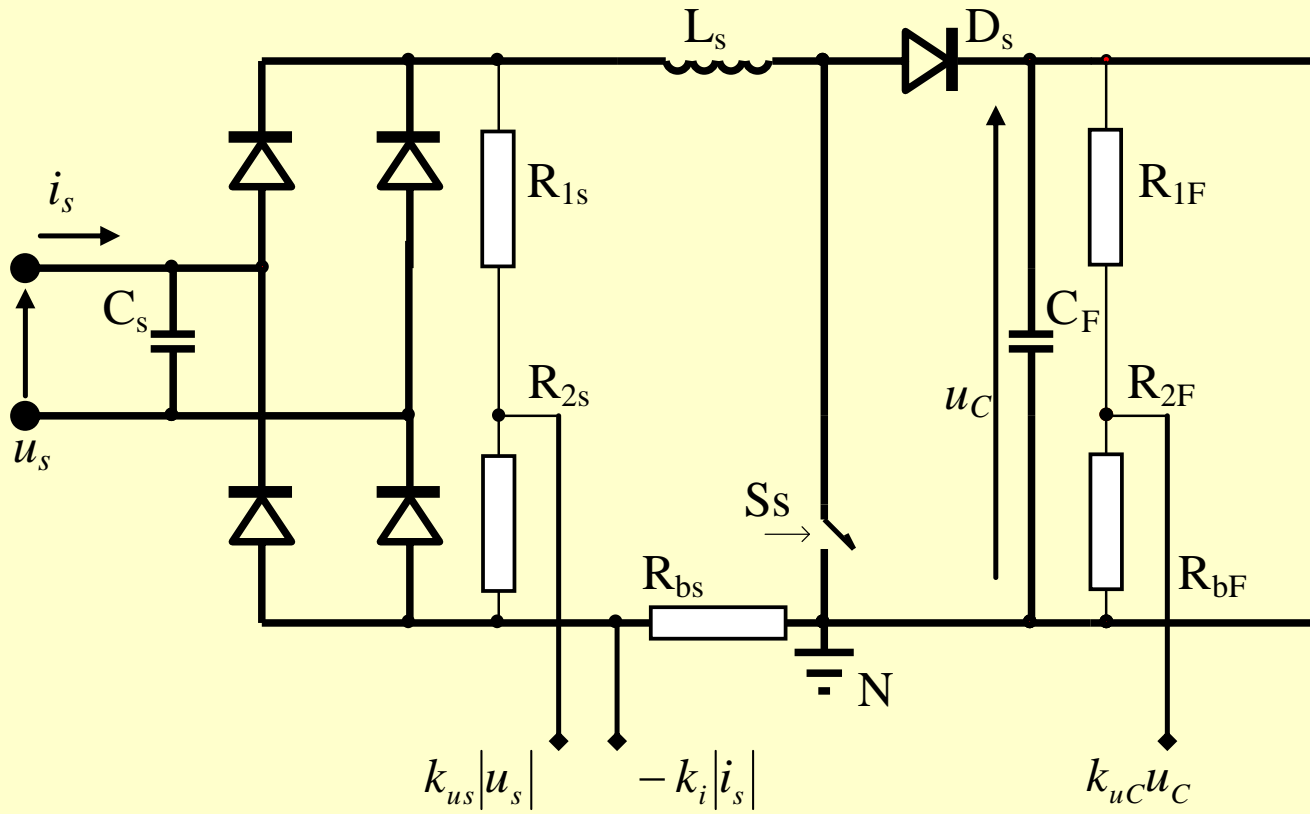
- a) modulacja trójkątną falą nośną ($m_a = 0.5$),
- b) stany łączników falownika V dla $u_\beta > 0$ przy modulacji wektorowej

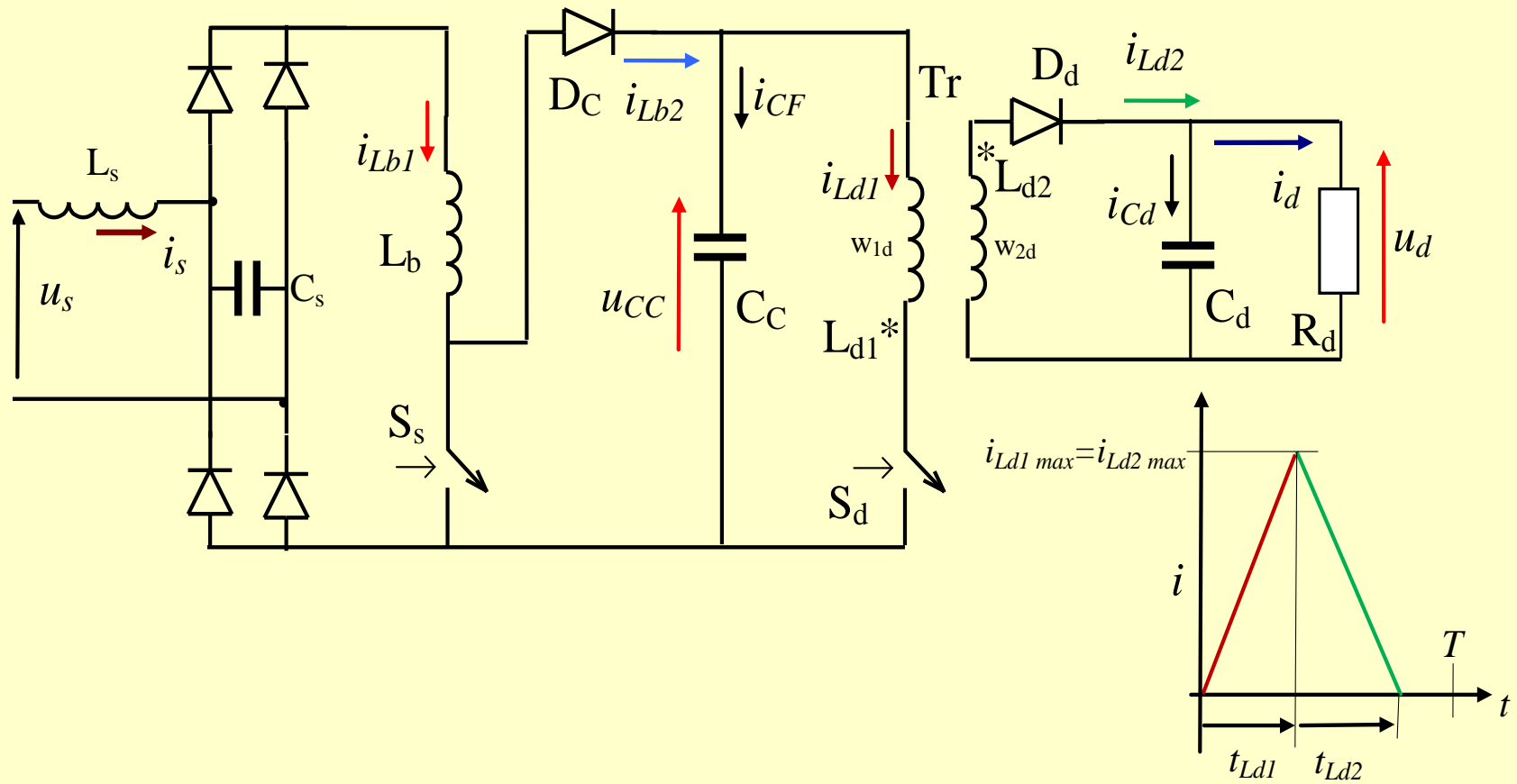


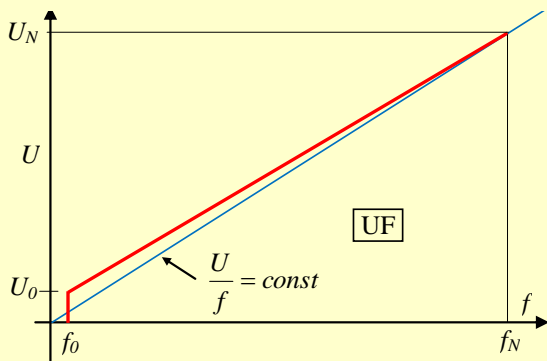
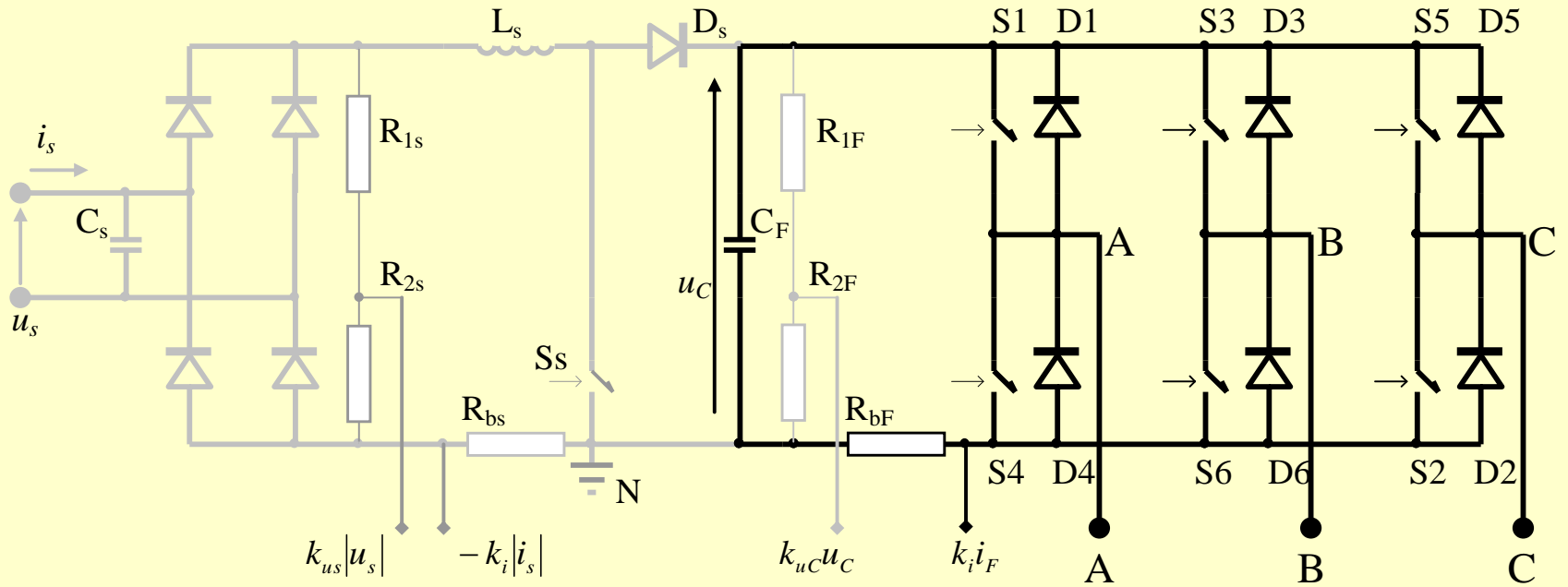
Schemat przekształtnika dla silnika trójfazowego zasilanego z linii jednofazowej, zrealizowanego z dwóch jednofazowych falowników mostkowych

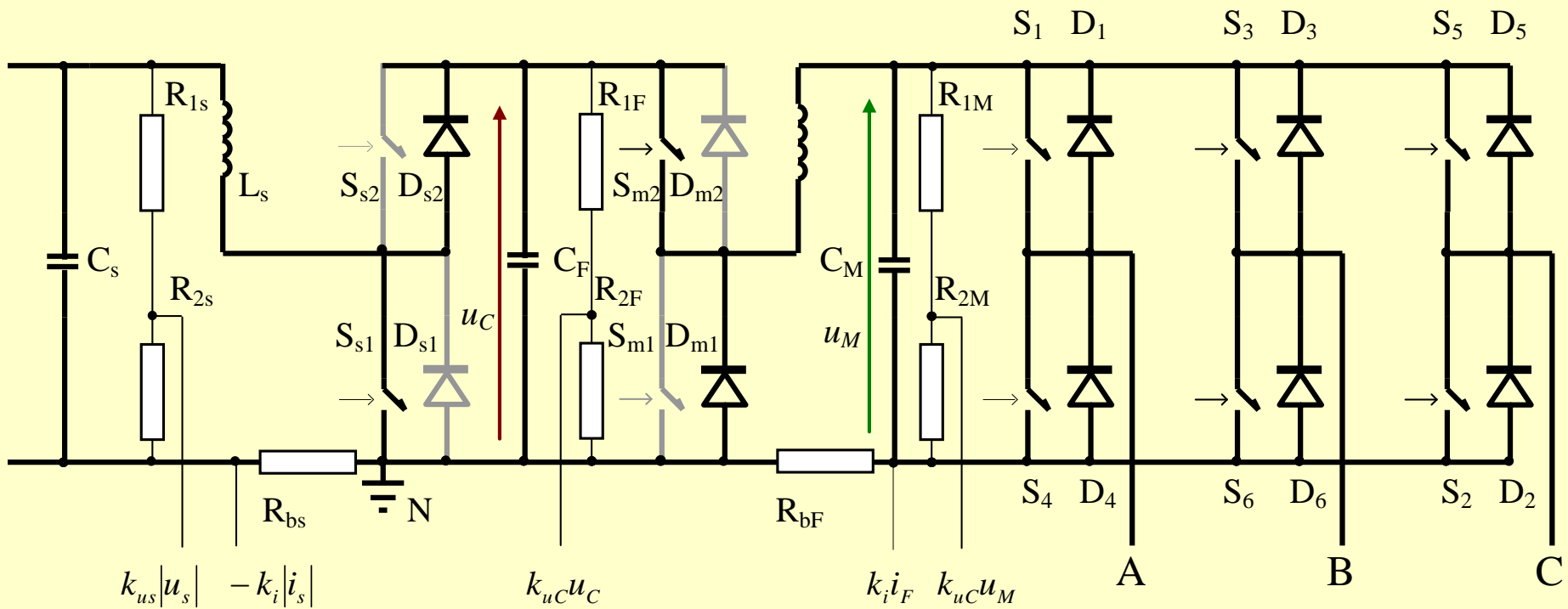


Zasilanie trójfazowego silnika poprzez trójgałęziowy falownik napięcia i jednokierunkowy prostownik o sinusoidalnym prądzie wejściowym









Schemat układu przy zasilaniu z akumulatora o niskim napięciu (do ok. 40 V)