

Modelowanie silnika klatkowego w programie PLECS

AiR III rok, semestr 5

Spis treści

1	Wyznaczanie parametrów silnika	2
1.1	Parametry z tabliczki znamionowej	2
1.2	Szacowanie pozostałych parametrów	2
1.3	Korekta modelu	5
1.3.1	Korekta szacunków	6
2	Przekształtnik trójfazowy	7
2.1	Analiza trójfazowego przekształtnika	7
2.1.1	Analiza przebiegów	7
2.1.2	Analiza parametrów wyjściowych	8
2.2	Silnik zasilany z falownika	10
3	Implementacja sterowania skalarne:	11
3.1	Dobór saturacji	12
3.1.1	Przybliżenie charakterystyki	12
3.1.2	Weryfikacja i korekcja	13
3.2	Wpływ sterowania na pracę silnika	13
3.2.1	Zadawanie prędkości liniowo zmiennej	15

Część 1

Wyznaczanie parametrów silnika

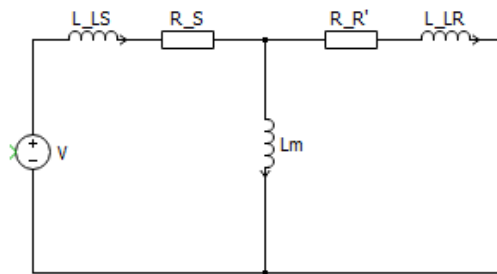
1.1 Parametry z tabliczki znamionowej

Wartości znane oraz przyjęte w dalszej części sprawozdania jako 'pewniki' w modelu:

- $J = 0.0034 \text{ kgm}^2$
- $p = 2$
- $U_N = 400\text{V}$
- $I_N = 2.50 \text{ A}$
- $\eta = 81.4$
- $\cos\phi = 0.77$
- $T_N = 7.4 \text{ Nm}$
- $n_0 = 1425 \text{ obr/min}$

1.2 Szacowanie pozostałych parametrów

Tabliczka znamionowa pozwala zasadniczo na zweryfikowanie czy parametry silnika zostały dobrane prawidłowo, jednak nie dają pełnej informacji o modelu.



Rys. 1.1: Uproszczony model zastępczy silnika indukcyjnego trójfazowego

Widoczne jest, że brakuje wartości prawie każdego z elementów. Zatem w pierwszej kolejności należy je oszacować a następnie sprawdzić czy w warunkach znamionowych silnik zachowuje się zgodnie z oczekiwaniami.

Indukcyjności rozproszenia uzwojenia stojana L_{Ls} oraz wirnika L_{Lr}

$$L_{Ls} = L_{Lr}' = \frac{X_\sigma}{2\pi f_N} = \frac{U_N}{2\sqrt{3}f_N I_N} \left(\sqrt{1 - \cos^2 \phi_N} - \frac{I_{sdN} \cos \phi_N}{I_{sqN}} \right)$$

Z kolei należy obliczyć jeszcze składowe czynną i bierną prądu znamionowego stojana:

$$I_{sdN} = \sqrt{2} I_N \sqrt{1 - \cos \phi_N} = \sqrt{2} \cdot 2,5 \cdot \sqrt{1 - 0,77} = 1,70 A \quad (1.1)$$

$$I_{sqN} = \sqrt{2 I_N^2 - I_{sdN}^2} = \sqrt{2 \cdot 2,5^2 - 1,695583^2} A = 3,10 A \quad (1.2)$$

Co pozwala na obliczenie indukcyjności:

$$L_{Ls} = L_{Lr}' = \frac{X_\sigma}{2\pi f_N} = \frac{U_N}{2\sqrt{3}f_N I_N} \left(\sqrt{1 - \cos^2 \phi_N} - \frac{I_{sdN} \cos \phi_N}{I_{sqN}} \right) \quad (1.3)$$

$$= \frac{400}{2\sqrt{3} \cdot 50 \cdot 2,5} \left(\sqrt{1 - 0,77^2} - \frac{1,6955 \cdot 0,77}{3,1024} \right) \quad (1.4)$$

$$= 63,9 \text{ mH} \quad (1.5)$$

Szacowanie wartości indukcyjności magnesującej L_m W pierwszej kolejności wyliczono impedancję X_M

$$X_m = \frac{U_N}{\sqrt{3}} \left(\frac{\sqrt{2}}{I_{sdN}} - \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \phi_N}}{I_N} + \frac{I_{sdN} \cos \phi_N}{I_{sqN} I_N} \right) \quad (1.6)$$

$$= \frac{400}{\sqrt{3}} \left(\frac{\sqrt{2}}{1,6955} - \frac{\sqrt{1 - 0,77^2}}{2,5} + \frac{1,6955 \cdot 0,77}{3,1024 \cdot 2,5} \right) \quad (1.7)$$

$$= 155 \Omega \quad (1.8)$$

Obliczenie indukcyjności L_m z zależności:

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f_n} = \frac{155}{2\pi \cdot 50} = 494 \text{ mH}$$

Szacowanie wartości rezystancji stojana R_s

$$R_s = \frac{\omega_{slipN} \cdot I_{sdN} \cdot X_m}{2\pi f_N I_{sqN}}$$

Potrzebujemy zatem pulsacji poślizgu ω_{slip} :

$$\omega_{slip} = 2\pi \left(f_N - \frac{n_{Np}}{60} \right) = 2\pi \left(50 - \frac{1425 \cdot 2}{60} \right) = 15,7 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Podstawiając:

$$R_s = \frac{\omega_{slipN} \cdot I_{sdN} \cdot X_m}{2\pi f_N I_{sqN}} \quad (1.9)$$

$$= \frac{15,7 \cdot 1,7 \cdot 155}{2\pi \cdot 50 \cdot 3,10} \quad (1.10)$$

$$= 4,24 \Omega \quad (1.11)$$

Szacowanie wartości rezystancji wirnika R_r

$$R_r' = s_N \frac{U_N}{\sqrt{3} I_N}$$

Z kolei s_N (poślizg znamionowy) dany jest:

$$s_N = \frac{n_S - n_N}{n_S} = \frac{1500 - 1425}{1500} = 0.050$$

a w takim razie R_r :

$$R_r = s_N \frac{U_N}{\sqrt{3} I_N} = 0,050 \cdot \frac{400}{\sqrt{3} \cdot 2,5} = 4.62 \Omega$$

Szacowanie wartości współczynnika tarcia wiskotycznego F Tarcie wiskotyczne może zostać oszacowane za pomocą bilansu mocy maszyny wzorem:

$$F = \frac{\sqrt{3} U_N I_N \cos \phi_N - T_N \omega_N - c_l I_N^2 R_s}{\omega_N^2}$$

W pierwszej kolejności należy wyznaczyć ω_N :

$$\omega_N = n_N \cdot \frac{2\pi}{60} = 1424 \cdot \frac{\pi}{30} = 149 \frac{rad}{s}$$

Podstawiając:

$$F = \frac{\sqrt{3} U_N I_N \cos \phi_N - T_N \omega_N - c_l I_N^2 R_s}{\omega_N^2} \quad (1.12)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot 400 \cdot 2,5 \cdot 0,77 - 7,4 \cdot 149 - 2 \cdot 2,5^2 \cdot 4.62}{149^2} \quad (1.13)$$

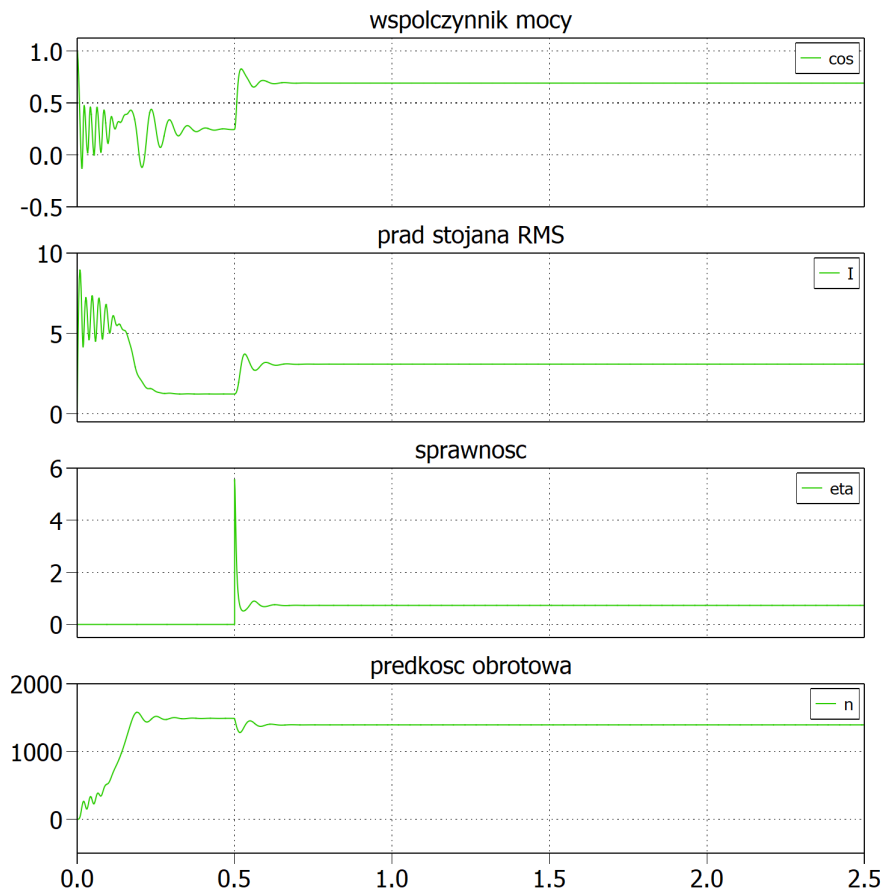
$$= 0.0079 \text{ Nms} \quad (1.14)$$

Podsumowanie oszacowanych wartości:

- $L_{Ls} = L_{Lr} = 63.9 \text{ mH}$
- $L_m = 494 \text{ mH}$
- $R_s = 4.24 \Omega$
- $R_r = 4.62 \Omega$
- $F = 0.0079 \text{ Nms}$

1.3 Korekta modelu

Obliczone parametry wstawiono do bloku reprezentującego silnik, a następnie zasymulowano jego pracę w warunkach znamionowych by dokonać poprawność otrzymanego modelu



Rys. 1.2: Przebiegi podczas sprawdzania modelu

Następnie zmierzono wartości $\cos \phi$, η , I_N , n_N oraz wyliczono błędy względne δ w porównaniu do danych z tabliczki znamionowej

	$\cos \phi$	η	I_N [A]	n_N [obr/min]
Pomiar	0.691	0.733	3.09	1390
δ	10.3 %	10.0 %	23.6 %	2.5%

Widoczne jest, że parametry odbiegają dość znacznie od wartości znamionowych.

1.3.1 Korekta szacunków

Wymaganiem zadania jest aby parametry oszacowane zostały skorygowane tak, by podczas pracy w warunkach znamionowych praca silnika nie odbiegała od swoich wartości znamionowych o więcej niż 1%. Metodą prób i błędów doprowadzono do następujących ustawień silnika:

Parameters	Assertions
Stator resistance R_s : 4.7153*0.65	Friction coefficient F : 0.0076552*0.7
Stator leakage inductance L_{ls} : 0.06387*0.77	Number of pole pairs p : 2
Rotor resistance R_r' : 4.6188*0.98	Initial rotor speed ω_{m0} : 0
Rotor leakage inductance L_{lr}' : 0.06387*0.75	Initial rotor position θ_{m0} : 0
Magnetizing inductance L_m : 0.5493*1.2	Initial stator currents [i_{sa0} i_{sb0}]: [0 0]
Inertia J : 0.0034	Initial stator flux [ψ_{sisd0} ψ_{sisq0}]: [0 0]

Rys. 1.3: Ustawienia parametrów silnika dające oczekiwane rezultaty

Poniżej zestawienie zmierzonych wartości wraz z widełkami oraz błędem względnym Wszyst-

Parametr	Min	Faktyczna	Max	δ [%]
$\cos\phi$	0.7623	0.7769	0.7777	0.896
η [%]	80.59	82.13	82.21	0.897
I_N [A]	2.475	2.511	2.520	0.440
n [obr/min]	1411	1426	1439	0.070

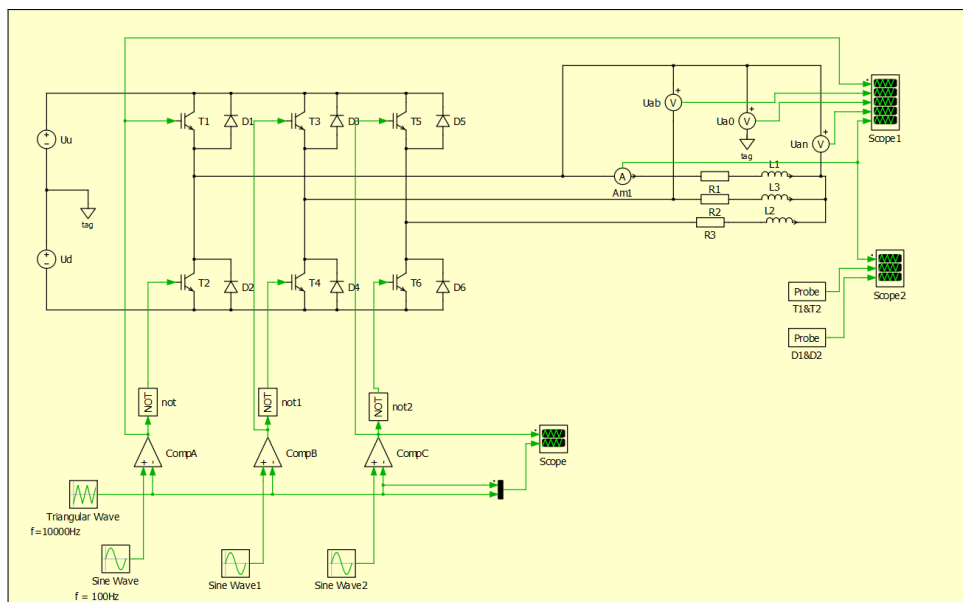
kie z parametrów mają błąd $\delta < 1\%$, co oznacza że udało się prawidłowo wymodelować silnik.

Część 2

Przekształtnik trójfazowy

Docelowo silnik będzie sterowany skalarnie. By to umożliwić potrzebny jest odpowiedni układ zasilający, który pozwoli na taką implementację.

2.1 Analiza trójfazowego przekształtnika



Rys. 2.1: Skonstruowany schemat falownika trójfazowego

2.1.1 Analiza przebiegów

- U_{a0} przyjmuje wartości $U_{a0} \in \left\{ -\frac{U_{IN}}{2}, \frac{U_{IN}}{2} \right\}$. Analiza wartości U_{a0} :
 - Kiedy załączony jest tranzystor T1 różnica potencjałów między punktami będzie wynosiła $U_u = \frac{U_{IN}}{2}$
 - Kiedy załączony jest tranzystor T2, potencjał A zwarty jest z masą co oznacza że różnica potencjałów wyniesie $-U_d = -\frac{U_{IN}}{2}$

Przebieg ma charakter prostokątny o modulowanym wypełnieniu.

- U_{ab} przyjmuje wartości $U_{ab} \in \{-U_{IN}, 0, U_{IN}\}$. Analiza wartości U_{ab} :

- Kiedy załączone będą T1 oraz T3 lub T2 oraz T4, potencjały obu gałęzi będą takie same zatem $U_{ab} = 0$
- Kiedy załączone będą T1 oraz T4, potencjał $V_{A0} = U_U$ natomiast $V_{B0} = -U_D$ zatem $U_{AB} = V_{A0} - V_{B0} = U_u + U_D = U_{IN}$. Analogiczna sytuacja będzie miała miejsca gdy załączone będzie T2 oraz T3, wówczas $U_{AB} = -U_{IN}$

Jeżeli zaś chodzi o kształt to tak jak w poprzednim wypadku jest to przebieg prostokątny z modulacją, jednak tym razem amplituda okresowo zmienia znak.

- U_{an} przyjmuje wartości $U_{an} \in \{-\frac{2}{3}U_{IN}, -\frac{1}{3}U_{IN}, 0, \frac{1}{3}U_{IN}, \frac{2}{3}U_{IN}\}$. Analiza wartości U_{an} :
 - Gdy wszystkie górne bądź wszystkie dolne tranzystory są włączone między gałęziami nie występuje różnica potencjałów dlatego $U_{an} = 0$
 - Gdy załączony będzie T1 napięcie U_{an} będzie dodatnie, natomiast jego wartość zależy od stanu pozostałych tranzystorów tworzących swoisty dzielnik napięcia. Gdy T1 będzie jedynym załączonym tranzystorem górnym otrzymamy $U_{an} = U_{IN} \frac{Z}{\frac{3}{2}Z} = \frac{2}{3}U_{IN}$.
Natomiast gdy załączone będzie jeszcze T3 lub T5 to $U_{an} = U_{IN} \frac{\frac{1}{2}Z}{\frac{3}{2}Z} = \frac{1}{3}U_{IN}$
 - Gdy załączony będzie T2 napięcie U_{an} będzie ujemne. Konkretnie wielkości można wyliczyć analogicznie do poprzedniego podpunktu.

Napięcie również ma kształt modulowanego przebiegu prostokątnego.

- Wyjściowy prąd mostka I_{out} to przebieg widocznie sinusoidalny, jednak zawierający tętnienia.
- Tętnienia zależą od dobranych częstotliwości oraz wartości elementów odbiornika RL.

2.1.2 Analiza parametrów wyjściowych

Jaka powinna być minimalna wartość napięcia w obwodzie napięcia stałego (napięcia zasilającego przekształtnik $U_{DC} = U_u + U_d$), aby uzyskać wartość podstawowej harmonicznej napięcia międzyfazowego ($U_{AB(1)} = 400V$) .

Wzór ogólny na amplitudę napięcia wyjściowego:

$$U_{OUT} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{IN} \cdot M$$

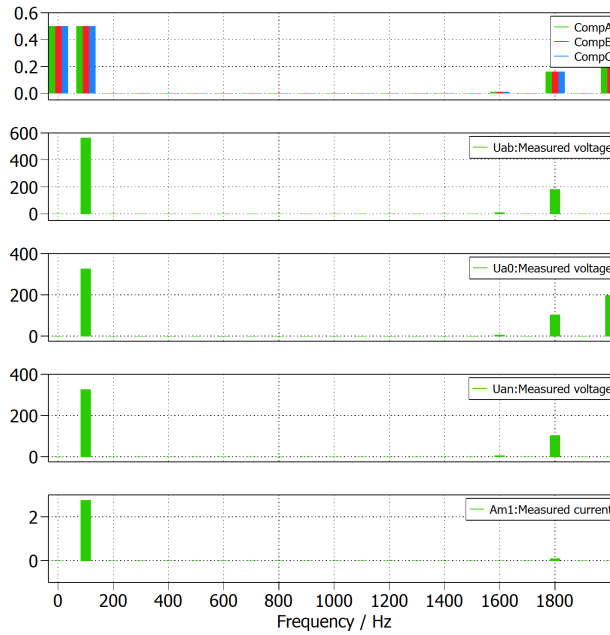
Wówczas wartość skuteczna przy $M = 1$:

$$U_{ABsk} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \approx 0,612 U_{IN}$$

$$U_{DCmin} = \frac{U_{ABsk}}{0,612}$$

$$U_{DCmin} \approx 653.6 [V]$$

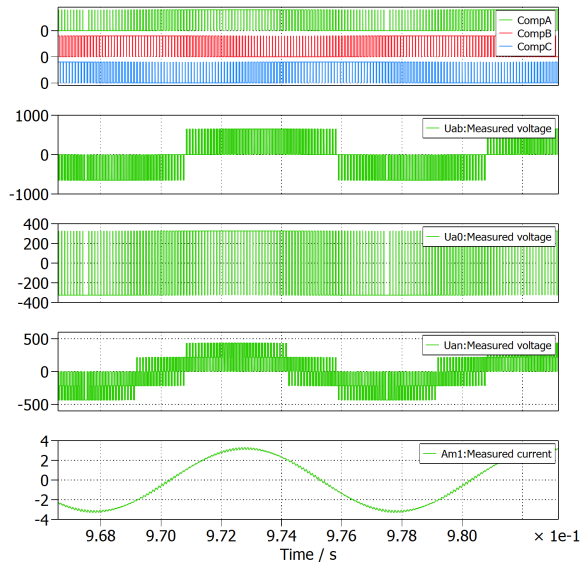
A zatem należy zastosować łączne napięcie około 653.6V. Wynik ten potwierdził rozkład Fouriera w PLECS.



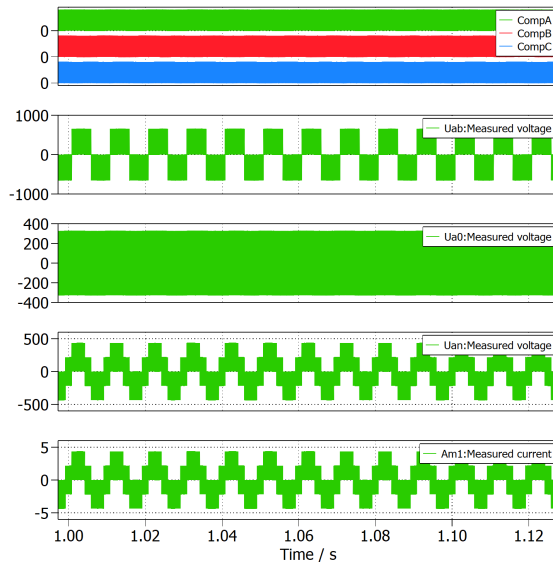
Rys. 2.2: Wynik transformaty Fouriera przebiegu

Widoczny jest peak dla amplitudy przebiegu ($f = 100\text{Hz}$), wynosi on $U_{AB(1)} = 564 \text{ [V]}$. Oznacza to, że $U_{AB_RMS(1)} = 400 \text{ [V]}$. Co zgadza się z teoretycznymi wyliczeniami.

Wpływ rodzaju obciążenia na przebiegi Poniżej widoczne przebiegi przy obciążeniu rezystancyjnym oraz obciążeniu RL. Widoczne jest, że cewka zgodnie z oczekiwaniami wygładza pulsacje przebiegu wyjściowego.



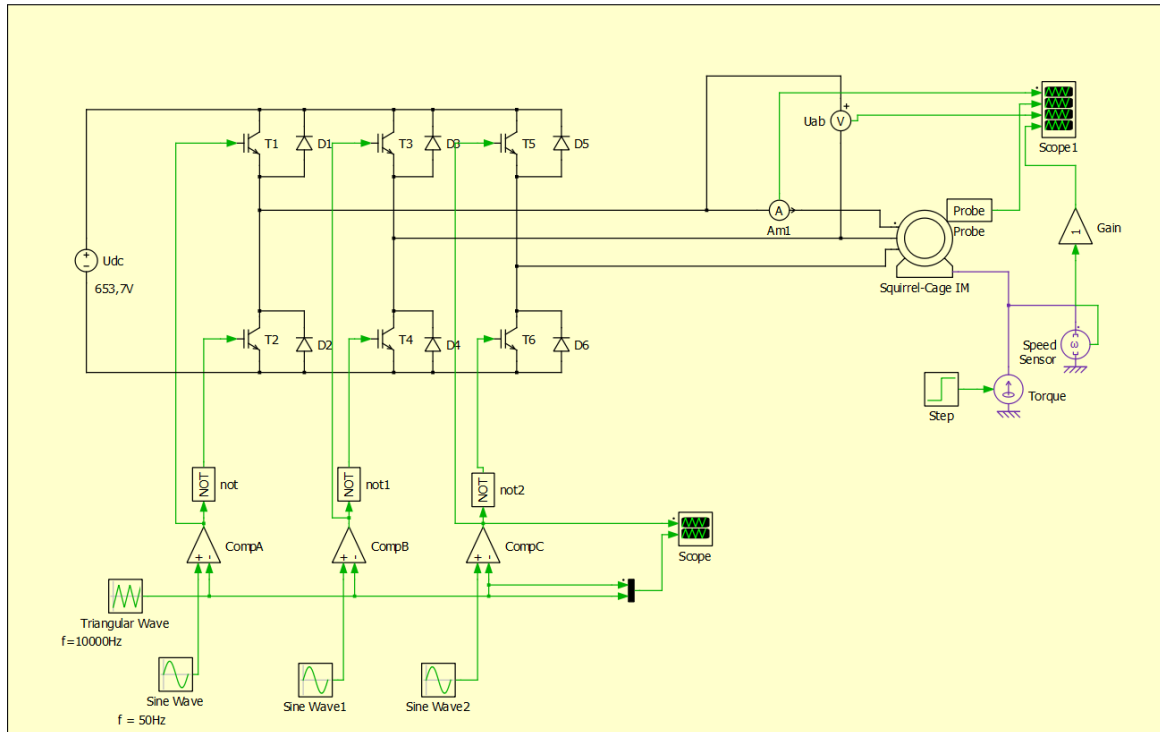
(a) Obciążenie RL



(b) Obciążenie w postaci rezystora

2.2 Silnik zasilany z falownika

Zastępując obciążenie RL modelem silnika trójfazowego, należy zwrócić uwagę na to, aby był zasilany napięciem o odpowiedniej częstotliwości $f = 50\text{Hz}$ oraz amplitudzie $U = 400\text{V}$. W związku z tym zmieniono częstotliwość sygnałów sinusoidalnych podawanych na komparator oraz wyliczone wcześniej napięcie stałe $U_{DCmin} = 653,3\text{V}$

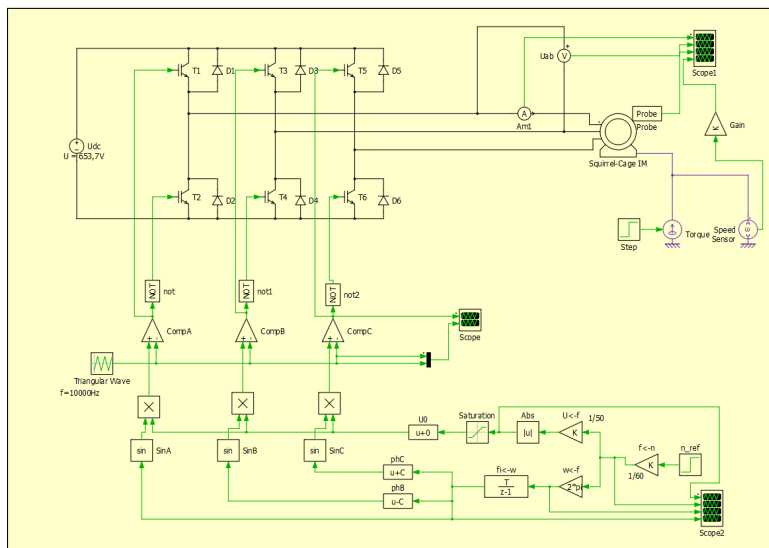


Rys. 2.4: Odbiornik RL zamieniony na model silnika

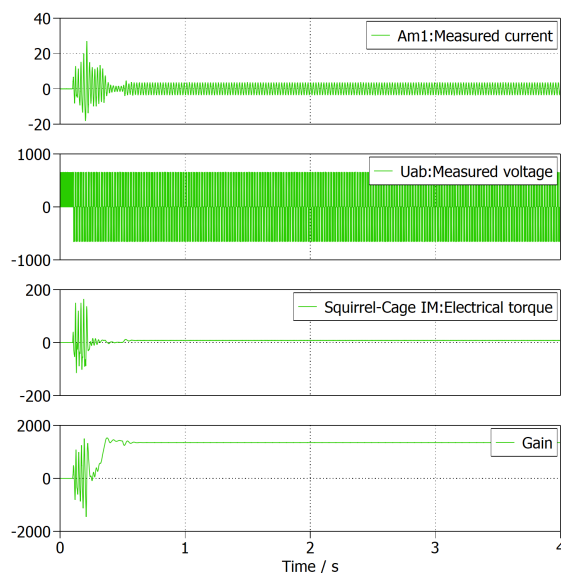
Część 3

Implementacja sterowania skalarnego:

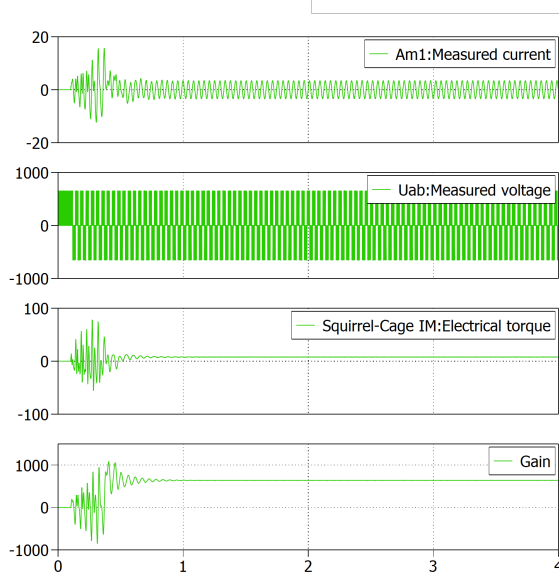
Kolejny krok to budowa układu regulacji. Zbudowany układ najpierw został przetestowany zadając prędkość n_{ref} za pomocą skokowego źródła. Zaobserwowano przebiegi przy obciążeniu znamionowym dla $n = n_{ref}$ oraz $n = 0,5 n_0$.



Rys. 3.1: Układ do wstępnego sterowania skalarnego.



(a) Przebiegi dla $n_{ref} = n_0$

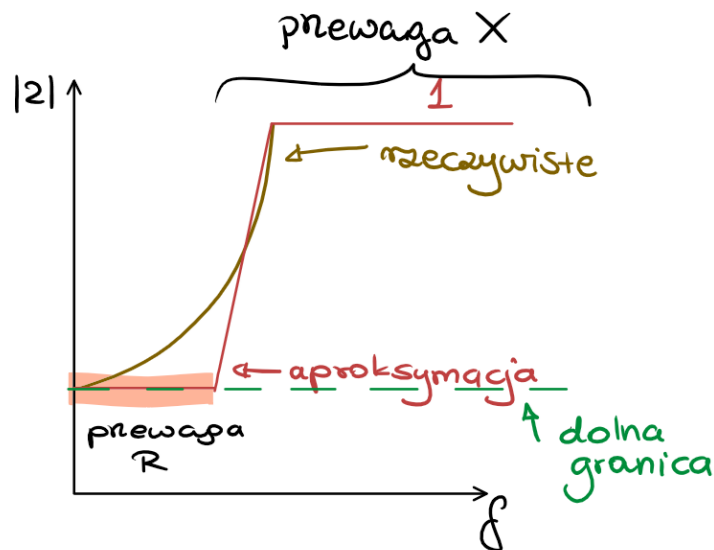


(b) Przebiegi dla $n_{ref} = 0,5n_0$

3.1 Dobór saturacji

3.1.1 Przybliżenie charakterystyki

Charakter impedancji silnika trójfazowego zmienia się wraz z częstotliwością. Oznacza to, że należy wymodelować sterowanie tak by niezależnie od częstotliwości prąd wyjściowy był równy znamionowemu. Charakterystyka tych zmian jest nieliniowa jednak można ją uznać za odcinkowo liniową - tak jak pokazano na ilustracji. Górne ograniczenie jest znane - powinno wynosić 1 dla



Rys. 3.3: Poglądowa aproksymacja

$f = f_N = 50$ [Hz]. Jednocześnie można dla tego punktu wyznaczyć początkowe parametry funkcji liniowej:

$$U(f) = \frac{1}{50} \cdot f + 0$$

Jedyną nieznaną jest wówczas dolne ograniczenie, które można wyznaczyć dla przypadku gdy obciążenie jest wyłącznie rezystancyjne - dla $f = 0$. Z prawa Ohma:

$$U(0) = I_N \sqrt{2} \cdot R_s$$

$$U(0) = 10.82 \text{ [V]}$$

By otrzymać takie napięcie wyjściowe:

$$U(0) = M \cdot U_{IN} \quad (3.1)$$

$$M = \frac{U(0)}{U_{IN}} \quad (3.2)$$

$$M \approx 0.034 \quad (3.3)$$

3.1.2 Weryfikacja i korekcja

Założeniem było by w przedziale częstotliwości $f \in < 5, 50 > [\text{Hz}]$ prąd wyjściowy nie różnił się od znamionowego o więcej niż 10%. By zweryfikować czy wcześniej zamodelowana funkcja była właściwa wykonano pomiary dla różnych częstotliwości.

Początkowe parametry			Po korekcji		
f [Hz]	I [A]	δ [%]	f [Hz]	I [A]	δ [%]
50	2.54	-1.4	50	2.54	-1.4
40	2.46	1.8	40	2.46	1.8
30	2.43	2.8	30	2.43	2.8
20	2.43	2.8	20	2.43	2.8
15	2.46	1.6	15	2.46	1.6
10	2.58	-3.2	10	2.42	3.2
5	5.38	-115.2	5	2.27	9.2

Pierwszą dokonaną obserwacją było zauważenie, że dobrany współczynnik kierunkowy wydaje się być dostatecznie dobry. Jedynym parametrem, który wymagał korekty to dolna granica saturacji - metodą prób i błędów uzyskano wartość 0.21. Ostatecznie wszystkie punkty pomiarowe dały wyniki mieszczące się we wcześniej nałożonych widelkach.

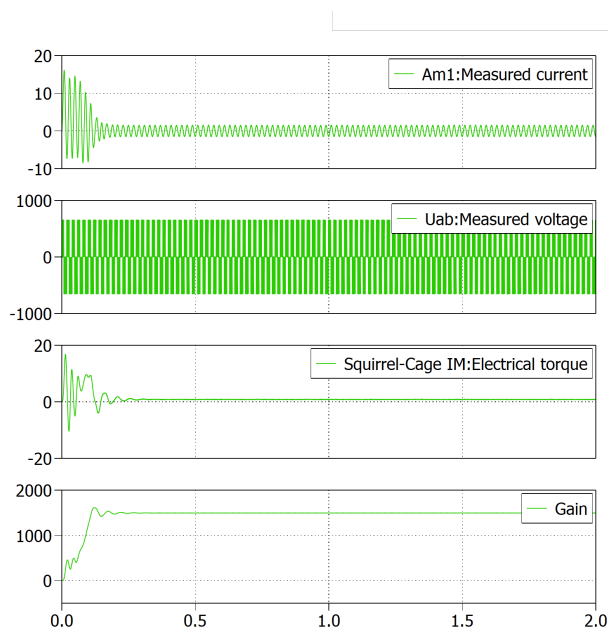
Parametr	Wartość
a	$\frac{1}{50}$
b	0
Dolna granica	0,21

3.2 Wpływ sterowania na pracę silnika

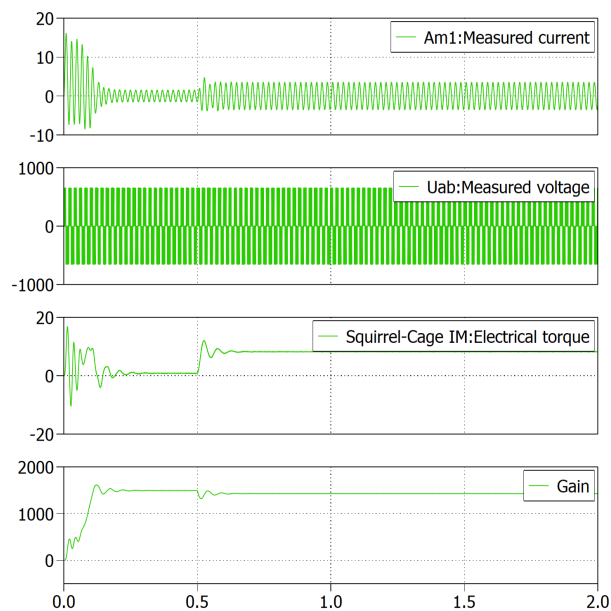
Jak zmieni się częstotliwość napięcia stojana f_s , wartość skuteczna napięcia stojana U_s^{RMS} , prędkość n oraz wartość skuteczna prądu I_s^{RMS} przy sterowaniu skalarnym wskutek zmiany momentu obciążenia T_L ? Próby przeprowadzone dla n_0 :

Zgodnie z przewidywaniem, prąd zachowuje się analogicznie do momentu obciążającego. Logicznym też jest, że dostarczona energia nie starczy i na utrzymanie prędkości i na pokonanie

Parametr	T_L rośnie	T_L maleje
f_s	nie zmienia się	nie zmienia się
U_S^{RMS}	nie zmienia się	nie zmienia się
n	maleje	rośnie
I_S^{RMS}	rośnie	maleje



(a) Przebiegi dla biegu jałowego

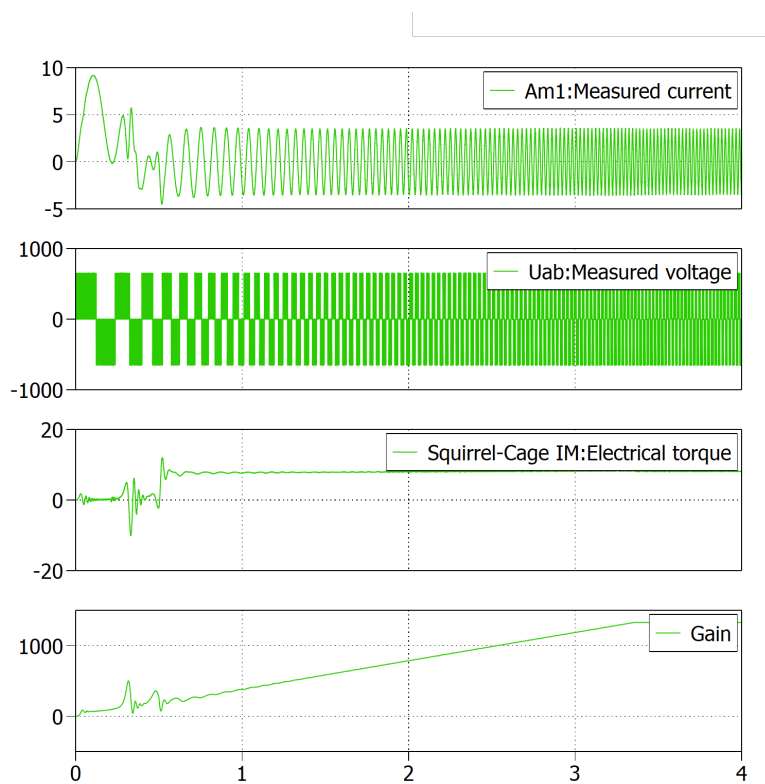


(b) Przebiegi dla silnika obciążonego momentem znamionowym po 0.5s od rozpoczęcia pracy.

momentu, zatem wytworzenie większego momentu dzieje się kosztem prędkości. Jako że w obu wypadkach nie zaobserwowano zmiany wartości skutecznej napięcia stojana, realizując strategię zasilania $\frac{U}{f} = \text{const}$, częstotliwość zachowa się identycznie.

3.2.1 Zadawanie prędkości liniowo zmiennej

Zmieniono wymuszenie prędkości na narastające liniowo.



$T = T_N$. Widoczny wzrost częstotliwości napięcia i prądu w miarę narastania prędkości.