



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – СОФИЯ

Факултет Автоматика

Катедра Автоматизация на електрозадвижванията

маг. инж. Камен Христов Христов

**ЕНЕРГОЕФЕКТИВНО УПРАВЛЕНИЕ НА БЕЗКОНТАКТНИ
ЕЛЕКЗАДВИЖВАНИЯ**

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация за придобиване на образователна и научна степен
"ДОКТОР"

Област: 5. Технически науки

Професионално направление: 5.2 Електротехника, електроника и автоматика

Научна специалност: Автоматизация на производството

Научен ръководител: доц. д-р Евтим Йончев

СОФИЯ, 2017 г.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за защита от Катедрения съвет на катедра „Автоматизация на електрозадвижванията“ към Факултет Автоматика на ТУ-София на редовно заседание, проведено на 12.05.2017 г.

Публичната защита на дисертационния труд ще се състои на 02.10.2017 г. от 13:00 часа в Конферентната зала на БИЦ на Технически университет – София на открито заседание на научното жури, определено със заповед № ОЖ-.... / дд.мм.гггг г. на Ректора на ТУ-София в състав:

1. проф. д-р Тодор Стефанов Йонков – председател
2. доц. д-р Евтим Йорданов Йончев – научен секретар
3. проф. д.т.н. Иван Лалов Димитров
4. доц. д-р Елена Александрова Хараланова
5. доц. д-р Пенчо Георгиев Венков

Рецензенти:

1. проф. д-р Тодор Стефанов Йонков
2. доц. д-р Пенчо Георгиев Венков

Материалите по защитата са на разположение на интересуващите се в канцеларията на Факултет Автоматика на ТУ-София, блок № 2, кабинет № 2340.

Дисертантът е редовен докторант към катедра „Автоматизация на електрозадвижванията“ на факултет Автоматика. Изследванията по дисертационната разработка са направени от автора.

Автор: маг. инж. Камен Христов
Заглавие: Енергоефективно управление на безконтактни електрозадвижвания
Тираж: 30 броя
Отпечатано в ИПК на Технически университет – София

I. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Актуалност на проблема

Проблемът за висока енергийна ефективност е водеща тема в разработките от последните 10-15 години. С навлизането на компютърното управление на процеси и системи в реално време се появява и стремежът към търсене на енергоефективно управление, което да удовлетворява поставените цели от енергетична и производствена гледна точка. Загубите на енергия са основен компонент, влияещ върху разходите за консумирана електроенергия. Известни са редица методи, позволяващи компенсация на фактора на мощността, прилагани при изграждането на енергоефективни системи за асинхронни електрозадвижвания. Основен стремеж към изграждането на тези системи е не само компенсацията на фактора на мощността, но и максималното бързодействие.

Цел на дисертационния труд, основни задачи и методи за изследване

ЦЕЛТА на дисертационния труд е да се изследва симулационно и експериментално приложимостта на съвременни преобразуватели с двустранен обмен на енергията при изграждане на енергоефективни безконтактни асинхронни електрозадвижвания. Реализирането на поставената цел се свежда до решаване на следните основни **ЗАДАЧИ**:

1. Изследване на възможностите за осигуряване на енергийна ефективност чрез оптимизиране на магнитния поток при изграждане на асинхронни електрозадвижвания.
2. Изграждане модел на асинхронно електрозадвижване с импулсен трифазен мрежов преобразувател с релейно регулиране на токовете и симулационно изследване на приложимостта му за настройка на контурите за регулиране и за избор на стойностите на реактивните компоненти на системата.
3. Изследване на приложимостта на MATLAB-инструмент за управление в реално време при изграждане на енергоефективни асинхронни електрозадвижвания.
4. Експериментална оценка на енергийната ефективност при изграждане на импулсни полупроводникови преобразуватели с двустранен обмен на енергия, предназначени за асинхронни електрозадвижвания.

Научна новост

Научна новост представляват: предложената оптимизация на функция на загубите на енергия, предложените методи за компенсация на фактора на мощността, консумация и генериране на активна енергия от и към хранващата мрежа, управление на силовите ключове на преобразувателя посредством релейни регулатори на ток, получаващи задания от система за компютърно управление в реално време.

Практическа приложимост

Разработените и изследвани системи за енергоефективно управление на асинхронни електрозадвижвания, използващи оптимизация на магнитния поток, компенсация на фактора на мощността, генериране на активна енергия към хранващата мрежа, могат да намерят приложение в различни области в сферата на безконтактното управление. Предложеното компютърно управление в реално време е подходящо при управление на системи с динамично променящи се параметри и необходимост от следене на сигнали и процеси. Като по-нататъшни разработки са набелязани изграждането на мобилни платформи за iOS и Android с цел по-висока мобилност на операторите и възможност за безжично управление.

Апробация

Разработките по задачите на дисертационния труд са докладвани на научни форуми. Направени са общо 5 (пет) публикации, 2 (две) от които самостоятелни, публикувани в Годишник на ТУ-София.

Публикации

Основни постижения и резултати от дисертационния труд са публикувани в 5 (пет) научни статии, от които 2 (две) самостоятелни, публикувани в Годишник на ТУ-София

Структура и обем на дисертационния труд

Дисертационният труд е в обем от **141** страници, като включва увод, 3 глави за решаване на формулираните основни задачи, списък на основните приноси, списък на публикациите по дисертацията и използвана литература. Цитирани са общо **120** литературни източници, като **109** са на латиница и **11** на кирилица. Работата включва общо **120** фигури и **10** таблици. Номерата на фигурите и таблиците в автореферата съответстват на тези в дисертационния труд.

II. СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

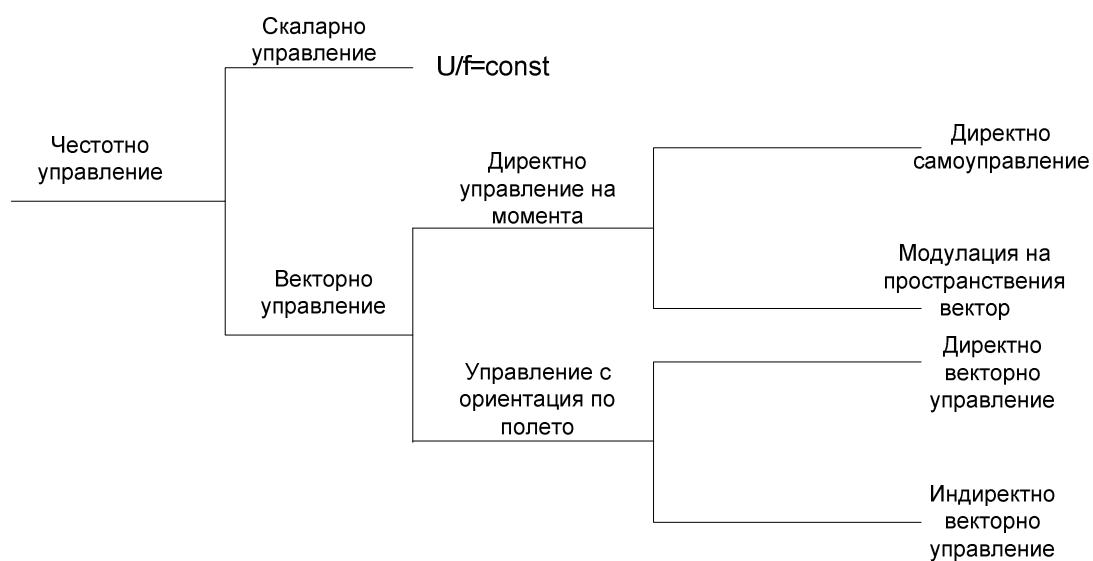
ГЛАВА 1. Методи и системи за енергоефективно управление на безконтактни електрозадвижвания

Енергетиката на електрозадвижването е съвкупност от въпроси, към които може да бъдат отнесени изчисленията на разходите на енергия за извършване на зададена работа, определянето на необходимата мощност на двигателите и преобразувателите, анализът на консумацията на енергия при отделните етапи на изграждане на електрозадвижването. От самостоятелно значение са задачите за определянето на загубите на енергия в елементите, образуващи енергийния поток на електрозадвижването, тъй като те налагат ограничения върху режимите на електромеханичното преобразуване на енергията. Освен анализ на показателите, определящи икономичността на преобразуването на енергията от системата електрозадвижване, е важно и нейното влияние върху захранващата мрежа и автономните захранващи източници. С анализа на баланса на мощността и загубите на енергия в системите за електрозадвижване са тясно свързани и задачите за оценяване на топлинните режими на задвижващите двигатели и избора на мощността на двигателите, изхождайки от условията на нагряването. При асинхронните двигатели има постоянни загуби, които не зависят от натоварването на двигателя за целия диапазон на скоростта. Загубите, които имат променлив характер, са загубите в статора и ротора и са зависими от натоварването. Съществуват и задвижвания, при които натоварването зависи от характеристиките на електродвигателя и може да бъде коригирано в процеса на проектиране на електрозадвижването, изграждането и в режим на експлоатация.

При системите с честотно управление за осъществяването на пестене на електроенергия е необходимо да се приложи алгоритъм, който да оптимизира магнитния поток. Това позволява по-ниска консумация на електроенергия чрез понижаване на напрежението при работа в установен режим. При преходни режими следва да се прилага управление с номинален поток, като целта е да не се претоварва двигателя, да не се достига максималния въртящ момент и съответно да не се повишава нивото на консумираната електроенергия. За оценката на ефективността от оптимизирането на магнитния поток може да се използва еквивалентната заместваща схема на асинхронния двигател и да се анализира в установен режим на работа. Задачата за минимизиране на консумираната енергия се състои в това, че при дадено моментно натоварване и зададена скорост се определя стойността на честотата и амплитудата на напрежението, при които се постигат най-малки загуби в двигателя. При зададени момент и скорост механичната мощност е постоянна и не се изменя в целия диапазон, а

минималните загуби съответстват на минимална консумирана електрическа мощност и максимален КПД на двигателя.

Честотното управление е често срещан инструмент, използван за управление на системите за електрозадвижвания. От практиката са познати различни принципи на честотното управление, които са показани на фиг. 1. Скаларното управление се базира на модел на двигателя в установен режим. Статорното напрежение може да се използва, за да се управлява потокосцеплението. Честотата или хлъзгането може да се използват за управление на момента. Най-разпространеният закон за управление е $U/f = \text{const}$. Създаденият момент е право пропорционален на захранващото напрежение и честота. Променяйки честотата и напрежението и поддържайки отношението между тях постоянно, моментът също може да бъде поддържан постоянен за целия скоростен диапазон. Това позволява моментът да не е зависим от скоростта на двигателя. Векторното управление се разделя на две части – директно управление на момента и управление с ориентация по полето. При директното управление на момента съществуват редица проблеми, които го правят по-малко приложимо спрямо управлението с ориентация по полето. Основната разлика между двете е ниското бързодействие на системите с директно управление на момента, поради наличието на голям брой итерации, с цел намаляване отслабването на потокосцеплението.



Фиг. 1.2. Видове честотно управление

Подобряването на енергийната ефективност може да бъде постигнато прилагайки различни подходи за управление. Основен подход е поддържането на постоянен поток във въздушната междина, което осигурява отношението U/f да е постоянно при всички натоварвания. При различни натоварвания константното отношение може да бъде постигнато, използвайки различна амплитуда на напрежението и стойности на честотата.

Целта е напрежението и честотата да се управляват така, че балансът между загубите в медта и желязото да бъде оптимизиран.

Процесът на преобразуване на енергия в преобразувателя и двигателя води до загуби на мощност в намотките на двигателя и магнитната система, но и до комутационни загуби в преобразувателя. Общата загуба на мощност в електрозадвижването (P_{Σ}) се състои от загуби в преобразувателя (P_{inv}) и загуби в двигателя (P_{mot}).

$$P_{\Sigma} = P_{mot} + P_{inv} \quad (1.38)$$

$$P_{mot} = P_{Cu} + P_{Fe} \quad (1.39)$$

Загуби в преобразувателя

Основните компоненти на загубите са загубите в постояннотоковите шини и комутационните загуби. Загубите в инвертора и в постояннотоковите шини са пропорционални на изходната мощност. Зависими са от потокосцеплението и се записват във вида:

$$P_{inv} = R_{inv} \cdot i_s^2 = R_{inv} \cdot (i_d^2 + i_q^2) \quad (1.40)$$

Където i_d, i_q са компоненти на статорния ток в d - q координатна система, а R_{inv} е коефициент на загубите в инвертора.

Загуби в електродвигателя

Тези загуби основно се състоят от хистерезис и вихрови токове (загуби в желязото) и загуби в статорните и роторните проводници (загуби в медта). В установен и номинален режим на работа обикновено загубите в медта са два до три пъти по-малки от тези в желязото, но въпреки това те представляват основния компонент на загубите:

$$P_{Fe} = c_h \psi_m^2 \omega_e + c_e \psi_m^2 \omega_e^2 \quad (1.41)$$

Загубите в медта са записани във вида:

$$P_{Cu} = R_s i_s^2 + R_r i_d^2 \quad (1.42)$$

Загубите от разсейване на потока зависят от формата на каналите на статора и ротора и са зависими от честотата и натоварването [87], [88]. Загубите на разсейване са от висока важност при високо натоварване и претоварване, но не се отчитат като отделен компонент. Загубите на мощност, които зависят от потока могат да бъдат записани така:

$$P_{\Sigma} = (R_{inv} + R_s) i_d^2 + (R_{inv} + R_r + R_s) i_q^2 + c_e \omega_e^2 \psi_m^2 + c_h \omega_e \psi_m^2 \quad (1.43)$$

Принципът на работа на алгоритъма за ефективност е, че потокът в двигателя трябва да е по-малък или равен на номиналния:

$$\psi_r \leq \psi_{rn} \quad (1.44)$$

където ψ_m е номиналната стойност на роторното потокосцепление.

Повишаване на енергийната ефективност

Съставни на загубите в асинхронните двигатели:

- Загуби в ротора и статора;
- Механични загуби;
- Загуби от разсейване на мощност.

Повишаването на енергийната ефективност може да бъде разделено в две основни групи:

- Моделиране и изграждане на системата за управление;
- Управление на системата.

Обект на разглеждане е повишаването на енергийната ефективност, използвайки управлението на системата. При ШИМ управление ако честотата на носещия сигнал е по-ниска, то и честотата на превключване на преобразувателя е по-ниска. Превключващата честота се избира като се отчетат загубите от превключване в преобразувателя и флукуациите на момента на двигателя. Загубите от превключване на ключовете в рамената на инвертора зависят от вида на товара, който в общия случай има индуктивен характер.

Подходи за оптимизиране на ефективността на променливотоковите електрозадвижвания

Съществуват три подхода за оптимизация:

1. Управление на променливите на двигателя;
2. Управление с модел на загубите;
3. Търсещо управление.

Управление на променливите

Този тип управление се характеризира с управлението на една определена променлива. Тя трябва да бъде измерена или оценена и стойността ѝ се използва в управляващата част на електрозадвижването чрез обратна връзка.

Управление с модел на загубите

За тази стратегия на управление се създава модел на загубите в двигателя. В него се извършват изчисления на загубите, използвайки модела на машината и избиране на стойност на потокосцеплението, която минимизира тези загуби.

Търсещо управление.

Търсещото управление е характерно с процедурите за оптимизация на ефективността в реално време. Принципът на работа е намаляването по стъпки на статорното или роторното потокосцепление, докато измерваната вътрешна мощност не достигне възможно най-ниската си стойност.

Съвременни подходи за повишаване на енергийната ефективност на асинхронни електрозадвижвания (АЕЗ)

Алгоритмите за търсещо управление не изискват предварителна информация за параметрите на двигателя и са практически приложими при всички двигатели. Съществуват различни методи, прилагани в алгоритмите за търсещо управление, но най-често срещани са:

1. Метод на Розенбок;
2. Пропорционален метод;
3. Градиентен метод.

Основни изводи:

От направените дотук разглеждания може да се отбележи, че основните подходи за повишаване на енергийната ефективност са: оптимизиране на магнитния поток с цел намаляване на загубите в двигателя, в зависимост от натоварването; използване на преобразуватели с двустранен обмен на енергия осигуряващи консумация на „синусоидален ток” за честотно/векторно управляеми задвижвания с активен съпротивителен момент – подедни механизми, асансьори, ескалатори, лифтове

ГЛАВА 2. Изследване на възможностите за осигуряване на енергийна ефективност чрез оптимизиране на магнитния поток при изграждане на асинхронни електрозадвижвания

Обект на разглеждане са различни методи за оптимизация, приложими при векторно управление. Векторното управление е основна тенденция като подход за управление от гледна точка на съвременност на реализация. Основната тежест в разглежданията пада на индиректното векторно управление. То представлява отворена система, при която чрез управление на хлъзгането се гарантира ориентация по полето. Това управление е много чувствително към времеконстантата на ротора τ_r . Когато не е зададена точно, се стига до загуба на независимост при управлението на въртящия момент и потока.

2.1. Математическо описание на загубите на мощност в трифазен асинхронен двигател с накъсо съединен ротор в $d-q$ координатна система

Загубите в мотора в d и q координатни оси са балансирани когато моторът е в работна точка с най-малки загуби, като за целта се използва регулатор, който има за задача да поддържа мотора в нея. Тази схема е често прилагана при системите, в които отношението U/f не е константно. Въпреки, че тези схеми са лесно приложими, правилното им функциониране зависи от точността на модела на двигателя. Факторът на мощността може също да бъде използван като основна управляема величина за оптимизация на

ефективността. Схемите, използващи управление на фактора на мощността имат предимството, че могат лесно да бъдат стабилизиращи без да се нуждаят от предварителна информация за параметрите на двигателя [81], [82], [83], [84].

Загубите в асинхронните двигатели се състоят от загубите в медта и желязото, наличие на вихрови токове, загуби от хистерезис, и механични загуби. Последните се пренебрегват тъй като са малки в сравнение с другите две компоненти. Отчитайки тези особености изразът за сумарните загуби е от вида:

$$P = \frac{3}{2} \left[\left(i_{qs}^e \right)^2 + \left(i_{ds}^e \right)^2 \right] r_s + \left(i_{qr}^e \right)^2 + \left(i_{dr}^e \right)^2 r_r + c_h \omega_e \psi_m^{e2} + c_e \omega_e \psi_m^{e2} \quad (2.1)$$

където ψ_m^{e2} е потокът във въздушната междина, c_h и c_e са съответно коефициенти, отчитащи хистерезиса и токовете на Фуко. При работа на двигателя с управление на роторното потокосцепление в установен режим

$$i_{dr}^e = 0 \text{ и } i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e.$$

Замествайки уравненията за потокосцеплението и момента в уравнението за загубите с цел премахване на токовете и вземане на производната на роторното потокосцепление се намира уравнението на роторното потокосцепление спрямо момента на двигателя.

$$\psi_{dr}^{e*} = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} M_e^{0.5} \quad (2.5)$$

$$\text{където } K_1 = \frac{16}{3P} \left(r_r + c_e r_r^2 + \frac{L_r^2}{L_m^2} r_s \right) \text{ и } K_2 = 3 \left(\frac{r_s}{L_m^2} + c_h \omega_r + c_e \omega_r^2 \right)$$

Този подход не е приложим практически, тъй като е трудно да се получи информация за момента при управление в реално време. Затова се прилага управление с минимални загуби, използвайки фактора на мощността като основна управляема променлива.

След заместване на уравненията за роторното потокосцепление и момента на двигателя (2.3-2.4) в уравненията на напреженията, описващи двигателя с цел премахване на стойностите за статорните ток и потокосцепление се стига до изразите, описващи напреженията и токовете в зависимост от момента на двигателя и роторното потокосцепление:

$$V_{qs}^e = a_0 \psi_{dr}^e \omega_r + a_1 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \quad (2.6)$$

$$V_{ds}^e = -a_2 \psi_{dr}^e \omega_r + a_3 \frac{M_e^2}{\psi_{dr}^e} + a_4 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \omega_r \quad (2.7)$$

$$i_{qs}^e = a_5 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \quad (2.8)$$

$$i_{ds}^e = a_6 \psi_{dr}^e \quad (2.9)$$

Където a_0 - a_6 са параметри на двигателя

$$a_0 = \left(\frac{L_m}{L_r} + \sigma \frac{L_s}{L_m} \right); \quad a_1 = \frac{4}{3P} \left(r_r \left(\frac{L_m}{L_r} + \sigma \frac{L_s}{L_m} \right) + \frac{L_r}{L_m} r_s \right); \quad a_2 = \frac{r_s}{L_m}; \quad a_3 = \frac{16\sigma}{9P^2} \frac{L_s L_r r_r}{L_m};$$

$$a_4 = \frac{4\sigma}{3P} \frac{L_s L_r}{L_m}; \quad a_5 = \frac{4}{3P} \frac{L_r}{L_m}; \quad a_6 = \frac{1}{L_m};$$

Изразът за фактора на мощността е от вида:

$$\cos \varphi = \frac{V_{sq}^e i_{sq}^e + V_{sd}^e i_{sd}^e}{\sqrt{V_{sq}^{e2} + V_{sd}^{e2}} \sqrt{i_{sq}^{e2} + i_{sd}^{e2}}} \quad (2.10)$$

Замествайки уравненията за напреженията и токовете в двигателя (2.6-2.9) в уравнението за фактора на мощността, може да бъде записано във функция от скоростта на двигателя, роторното потокосцепление и момента на двигателя:

$$\cos \varphi = \frac{\frac{4\omega_r}{3P} T_e + \frac{16}{9P^2} \left[r_s \frac{L_r^2}{L_m^2} + r_r \right] \left(\frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \right)^2 + \frac{r_s}{L_m^2} \psi_{dr}^e}{\sqrt{\left[a_0 \psi_{dr}^e \omega_r + a_1 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \right]^2 + \left[-a_2 \psi_{dr}^e + a_3 \frac{M_e^2}{\psi_{dr}^e} + a_4 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \omega_r \right]^2} \times \sqrt{\left(a_5 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \right)^2 + \left(a_6 \psi_{dr}^e \right)^2}} \quad (2.11)$$

След заместване на роторното потокосцепление с потокосцеплението, зависещо от момента (2.5) се стига до новия израз за фактора на мощността:

$$\cos \varphi^* = \frac{\frac{4\omega_r}{3P} + \frac{16}{9P^2} \left[r_s \frac{L_r^2}{L_m^2} + r_r \right] \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} + \frac{r_s}{L_m^2} \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}}{\sqrt{\left[4 \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} a_0 \omega_r + a_1 \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \right]^2 + \left[-a_2 \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} + a_3 \sqrt{\left(\frac{K_2}{K_1} \right)^3} + a_4 \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \omega_r \right]^2} \sqrt{a_5^2 \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} + a_6^2 \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}}} \quad (2.12)$$

Трябва да се отбележи, че $\cos \varphi^*$ е изразът за фактор на мощността с минимални загуби за зададена стойност на момента. Това уравнение е функция от параметрите на двигателя и от ъгловата скорост.

2.2. Моделиране на функцията $i_{sd} = f(i_{sq})$ за оптимизация на загубите.

Оптимизацията на загубите е представена чрез използване на целевата функция, включваща две компоненти на статорния ток за минимизиране на загубите в медта. Загубите на мощност се изчисляват по формулата:

$$\Delta P_t = \sigma l_s \left(i_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} \right) - \frac{L_m}{\tau_r L_r} \phi_{rd} i_{sd} + \left(r_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} \right) (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (2.13)$$

$$\Delta P_t \rightarrow \min \quad (2.14)$$

При условие

$$m_M = p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = b i_{sd} i_{sq} = \text{const} \quad (2.15)$$

Симулациите са проведени с Matlab/Simulink, с модел на двигател, описан в статорна координатна система по системата уравнения (2.29-2.36):

$$U_s = A_1 U_s^{Fs}; \quad I_s^{Fs} = A_1^{-1} I_s \quad (2.29)$$

$$p\psi = U_s - R_s L_{s\delta}^{-1} \psi_s + R_s L_{s\delta}^{-1} \psi_m \quad (p\psi_s = U_s - R_s I_s) \quad (2.30)$$

$$I_s = L_{s\delta}^{-1} \psi_s - L_{s\delta}^{-1} \psi_m \quad (2.31)$$

$$-I_r = -F_1(\psi_m) \psi_m + C L_{s\delta}^{-1} \psi_s \quad (2.32)$$

$$F_1(\psi_m) = -L_m^{-1}(\psi_m) + L_{s\delta}^{-1} \quad \text{или} \quad -I_r = -L_m^{-1}(\psi_m) \psi_m + C I_s$$

$$\psi_m = F_2(\psi_m) \cdot (\psi_r + C L_{r\delta} L_{s\delta}^{-1} \cdot \psi_s) \quad F_2 = [L_{r\delta} L_m^{-1}(\psi_m) + L_{r\delta} L_{s\delta}^{-1} + 1]^{-1} \quad (2.33)$$

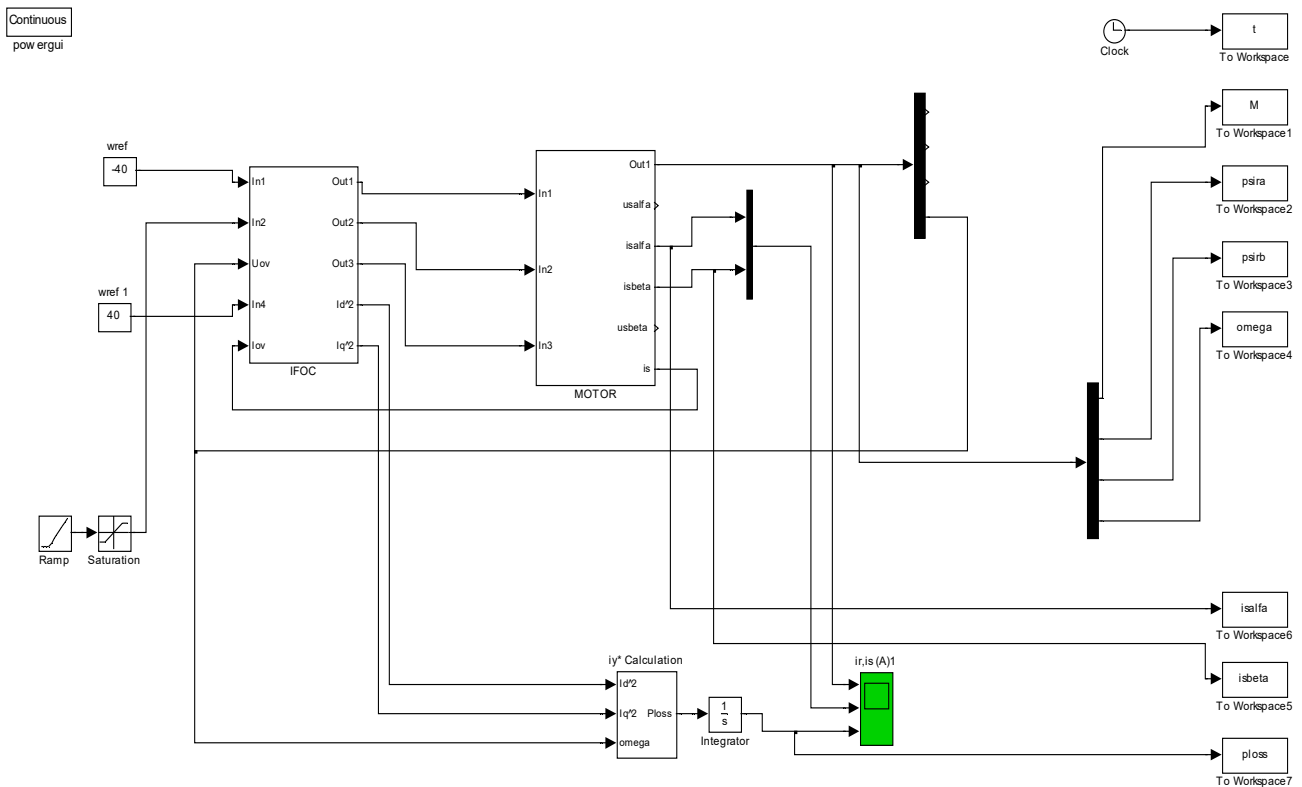
$$p\psi_r = -I_r R_r + \omega B \psi_r \quad (2.34)$$

$$m = (B \psi_m, I_s) \quad (2.35)$$

$$\omega = 1 / J p(m - m_c) \quad (2.36)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = A_s H A_s^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

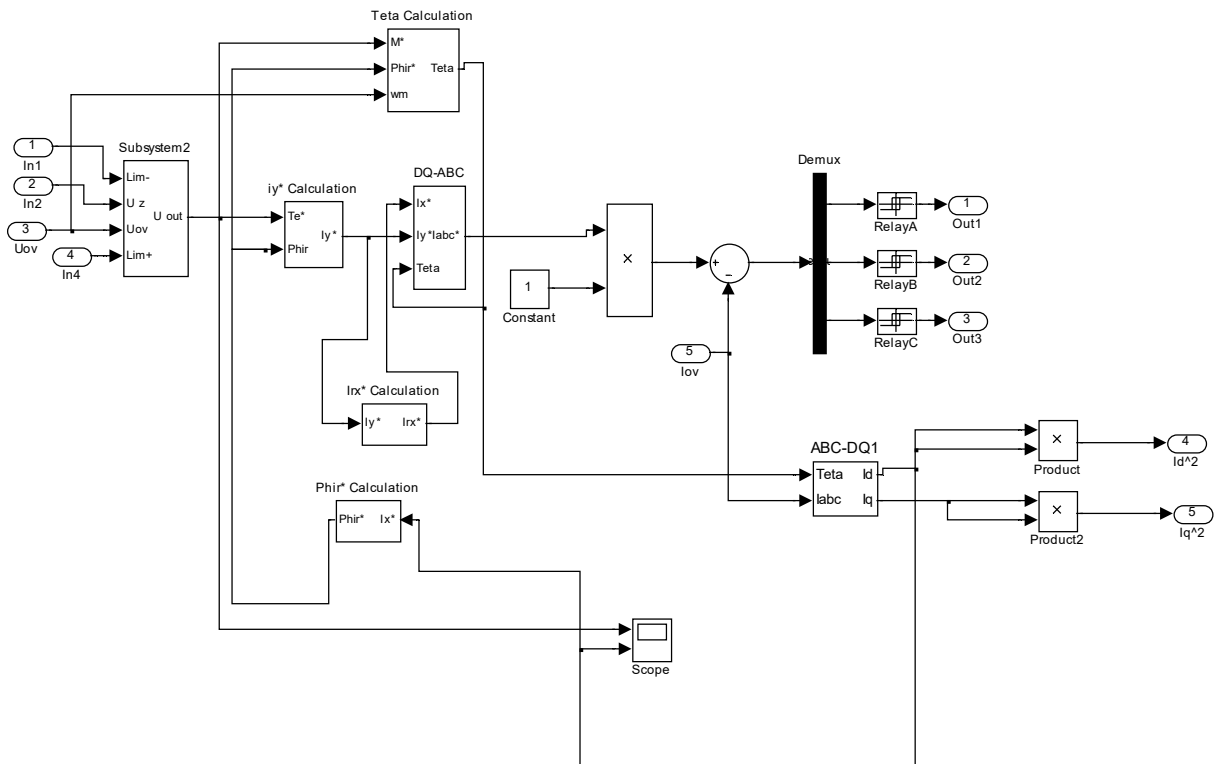
Моделирана е системата за индиректно векторно управление (IFOC) - фиг.2.15 с идеализиран инвертор на ток (без отчитане на комутационните процеси) с релейни хистерезисни регулатори и отрицателна обратна връзка по роторна скорост.



Фиг. 2.15. Модел на система за индиректно векторно управление и двигател в симулационната среда Matlab/Simulink

2.3. Оптимизиране на системата с цел намаляване на загубите на мощност

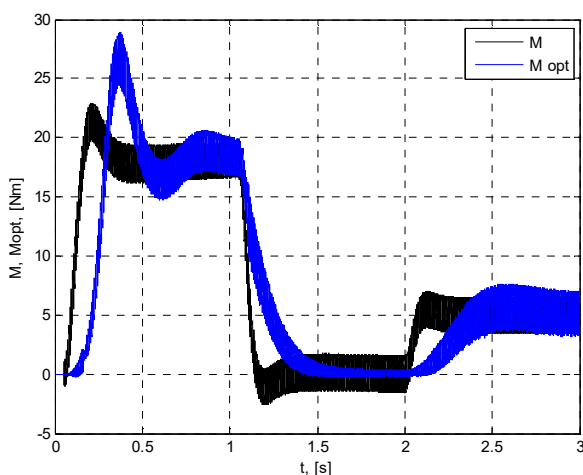
За оптимизирането на системата за индиректно векторно управление с цел повишаване на енергийната ефективност на системата за електрозадвижване и намаляване на загубите на мощност е въведен контур, взимащ информация от съставката на тока I_d , която се използва за изчисляване на роторното потокосцепление. То от своя страна участва във формирането на ъгловата позиция θ , както и във формирането на сигнали, използвани за обратната трансформация на Кларк.



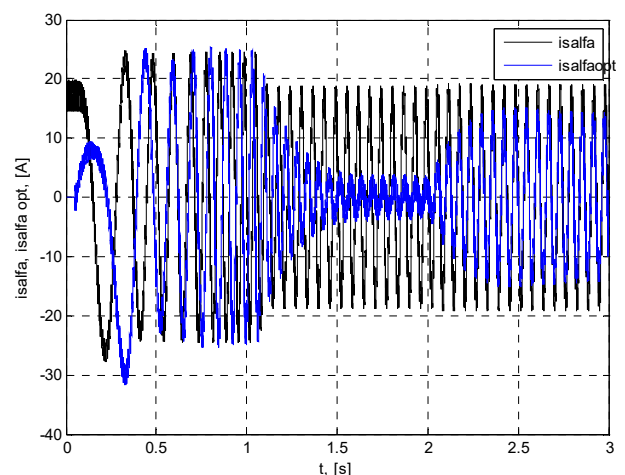
Фиг. 2.25. Блокова схема на системата за индиректно векторно управление с въведена допълнителна обратна връзка за намагнитващия ток.

2.4. Сравнителен анализ между системата за индиректно векторно управление и оптимизираната система.

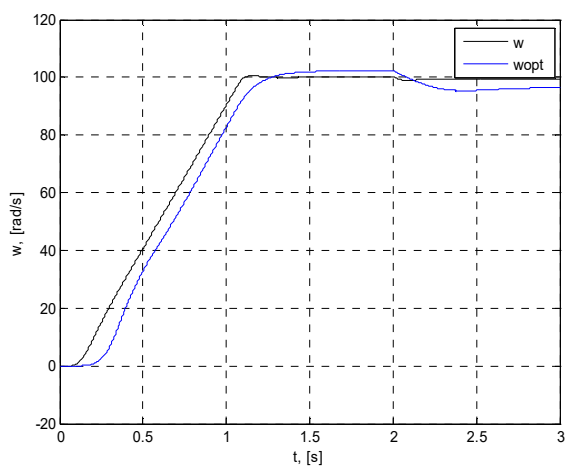
С цел валидация на опитните данни са показани симулационни резултати от проведените експерименти при двете системи (преди и след въвеждане на обратна връзка към намагнитващия ток).



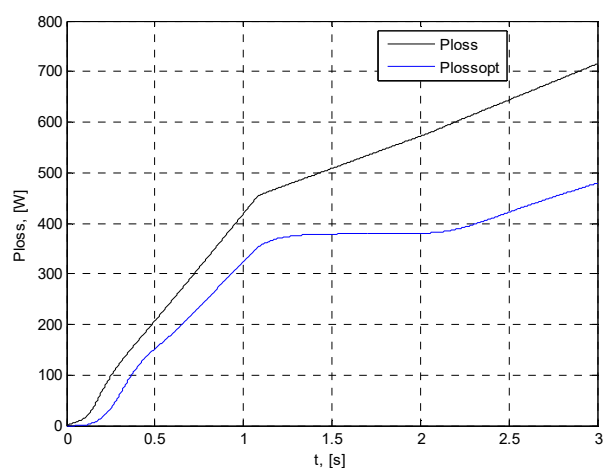
Фиг. 2.33. Преходни процеси на момента на двигателя при двете системи.



Фиг. 2.34. Реакция на статорния ток в $\alpha - \beta$ координатна система



Фиг. 2.35. Преходни процеси на скоростта на двигателя при двете системи при 100 rad/s



Фиг. 2.36. Функция на загубата на енергия в двете системи при скорост 100 rad/s

Основни изводи:

Системите за повишаване на енергийната ефективност използват различни модели за управление, които се залагат в разработването на асинхронните електрозадвижвания. Стремещът към намаляване на загубите на мощност води до разработването на редица ефективни модели, които осъществяват поставената задача. От проведените симулации може да бъде отбелязано, че преходният процес на скоростта на двигателя се установява с 0,3s по-бавно, а пререгулирането е увеличено с 2%. Същото се отнася и за момента на двигателя. Функцията на загубите показва намаляване на загубите с 30%.

ГЛАВА 3. Изграждане модел на асинхронно електрозадвижване с импулсен трифазен мрежов преобразувател с релейно регулиране на токовете и симулационно изследване на приложимостта му за настройка на контурите за регулиране и за избор на стойностите на реактивните компоненти на системата

АС-DC преобразувателите се използват в преобразувателната техника за преобразуване на променливо напрежение в постоянно и последващо инвертиране за управление на асинхронни и синхронни електромотори (класически, безчеткови постояннотокови, превключваеми реактивни и др.) [10]. С цел намаляването на пулсациите на изходното напрежение в схемите се прилагат капацитивни филтри с големи стойности, което води до големи пикови стойности на тока, натоварва захранващата мрежа с висши хармоници от нисък ред, и намалява фактора на мощността [4], [6], [7], за които са приети стандарти като IEEE519 - 1992 и IEC 61000-3-2/IEC 6100-3-4. Приложението на импулсните преобразуватели на напрежение, работещи

съвместно със захранващата променливотокова мрежа (импулсни токоизправители) води до съществено подобрене на енергетичните показатели, както и до разширяване на възможностите и режимите на работа на тези задвижвания.

Повишаващите преобразуватели на напрежение, работещи като трифазни токоизправители (фиг. 3.1) са МІМО системи (системи с повече от един входове и изходи), позволяващи двупосочен обмен на електрическата енергия – АС/DC и обратно, работа с фактор на мощността - единица и почти синусоидални входни токове, като освен в режим на АС/DC преобразувател може да се използва за компенсация на фактора на мощността [3], [5], [9] Изграждат се с MOSFET или IGBT транзистори, работещи в ключов режим, постигащи комутационна честота на порядъци по-висока от честотата на електрическата мрежа, което позволява управление на изходната променлива с високи динамични показатели за качество.

3.1. Подходи за коригиране на фактора на мощността

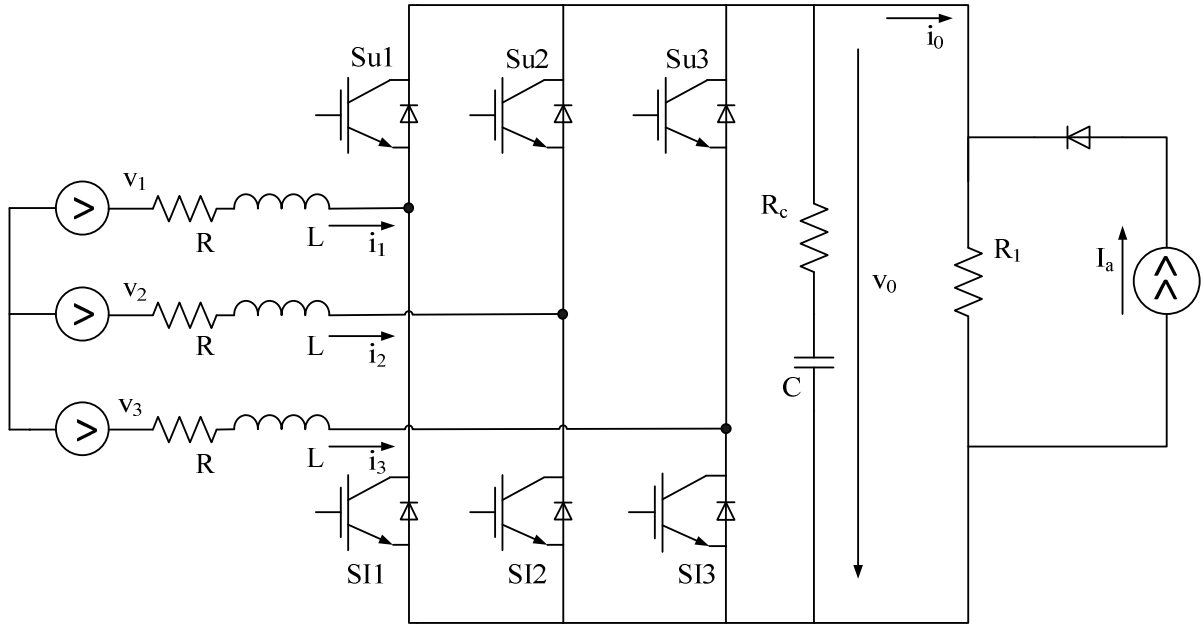
Съществуват два подхода за корекция на фактора на мощността: пасивен и активен.

При пасивния метод се прилага LC филтър между захранването и входа на преобразувателя. Този подход е прост, но факторът на мощността не може да достигне високи стойности [37], [38], [39], [40].

При активните методи се прилагат импулсни полупроводникови преобразуватели в комбинация с реактивни елементи. Целта е да се намалят пулсациите на тока и да се нулира фазата му спрямо входното напрежение. По този начин фактора на мощността може да достигне високи стойности. Съществуват различни методи за активна корекция. Основното за всички е следенето на фазния ток с цел достигане на висока стойност на $\cos\varphi$.

3.2. Моделиране на импулсен повишаващ преобразувател.

При описанието на модела са приети следните идеализации: безкрайна скорост на нарастване и спадане на тока ($t_r, t_f \rightarrow 0$), нулево закъснение при отпушване и запусване t_d , липса на паузи при превключване на ключовете от едно рамо, нулеви падове на напрежение в отпушено състояние на транзисторите и диодите, както и неотчитане заряда за възстановяване на последните.



Фиг.3.1. Принципна схема на трифазен мрежов преобразувател

Времезакъсненията на превключване и времената на пауза, в състоянията на превключване на к-тото стъпало на инвертора (фиг. 3.1) са пренебрегнати и представени чрез нелинейни зависимости от времето променливи γ_k , чието описание е както следва:

$$\gamma_k = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{ако } Su_k \text{ е включени } SI_k \text{ е изключен} \\ 0 \rightarrow \text{ако } Su_k \text{ е изключени } SI_k \text{ е включен} \end{cases} \quad (3.1)$$

На фиг. 3.1 означенията са: L – стойност на фазната индуктивност, R – активно съпротивление на дросела, C – стойност на филтровия кондензатор и R_c – еквивалентно серийно съпротивление на кондензатора (ESR). Пренебрегвайки падовете на напрежение в полупроводниковите прибори и обратните токове на преходите и след прилагане на законите на Кирхоф (приема се че товарния ток i_0 е смущение зависещо от времето) довежда до нов модел на повишаващия преобразувател описан в пространство на състоянията.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-2\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3}{3L} \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 & \frac{-2\gamma_2 + \gamma_3 + \gamma_1}{3L} \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} & \frac{-2\gamma_3 + \gamma_1 + \gamma_2}{3L} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{\gamma_1 R_c}{L} & \frac{\gamma_2 R_c}{L} & \frac{\gamma_3 R_c}{L} & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

където:

$$A_{41} = \gamma_1 \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_C}{L} \right); A_{42} = \gamma_2 \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_C}{L} \right); A_{43} = \gamma_3 \left(\frac{1}{C} - \frac{RR_C}{L} \right)$$

$$A_{44} = \frac{-2R_C(\gamma_1(\gamma_1 - \gamma_2)) + \gamma_2(\gamma_2 - \gamma_3) + \gamma_3(\gamma_3 - \gamma_1)}{3L}$$

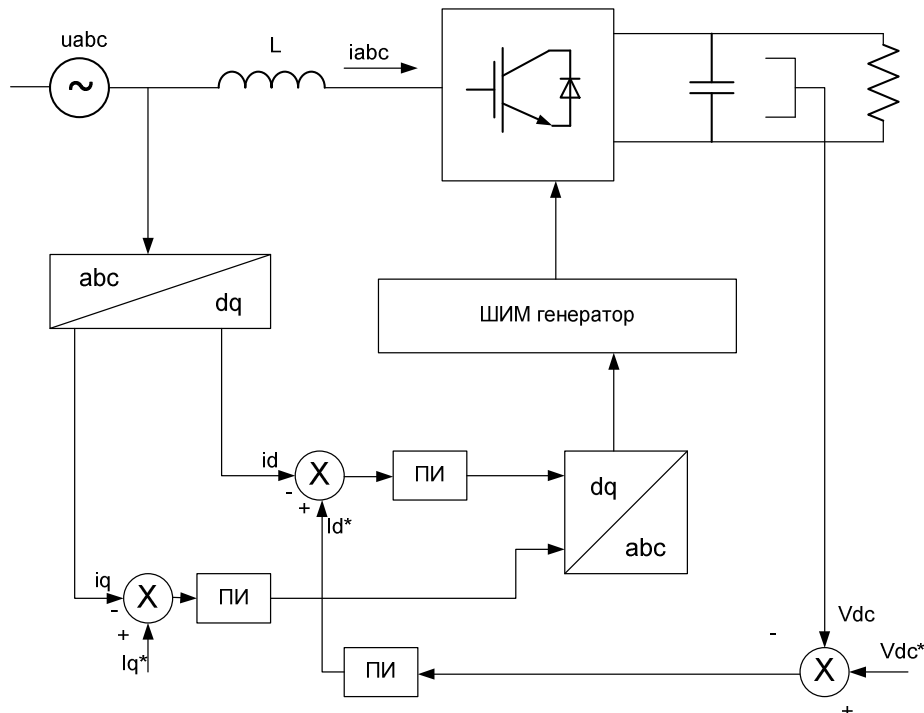
3.3. Управление на трифазен ШИМ преобразувател в двуфазна синхронна въртяща се координатна система.

При тези системи се използва независимо управление на активния и реактивния ток в двуфазна въртяща се координатна система чрез ШИМ генератор, който управлява силовите ключове (фиг. 3.5)[14]. От особена важност е подборът на филтровия кондензатор, тъй като той е от основно значение за устойчивостта и показателите за качество на системата (пререгулиране и степен на колебателност на напрежението на звеното за постоянен ток). Прилагайки координатни преобразувания, трифазната координатна система (a,b,c) се преобразува в синхронна въртяща - (d,q). Описанието на преобразуванията е дадено в матричен вид:

$$C_{3s2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Матрицата за обратна трансформация е :

$$C_{2r3s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \sin(\theta + 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$



Фиг. 3.5. Структурна схема на трифазен преобразувател с ШИМ управление в d-q координатна система

Представените координатни преобразувания и изведените уравнения за равновесие на напреженията са заложи при изпълнението на алгоритмите при ШИМ управление.

3.4. Настройка на контурите за регулиране и избор на стойностите на фазните индуктивности и филтровия кондензатор

3.4.1. Методика за избор на индуктивността на дросела и хистерезиса на релейните регулатори на ток.

Изхожда се от допустимата комутационна честота за силовите транзисторни ключове и допустимите пулсации на тока спрямо заданието. Максимална комутационна честота се постига при нулева стойност на фазното напрежение и номинална стойност на изправеното напрежение – в случая 350 V спрямо нулата на мрежата. За допустима честота е приета 10 kHz, а пулсациите на тока $\Delta I = 3A$. При пренебрегване на активните съпротивления на фазните индуктивности и филтровия кондензатор, уравнението за равновесие на напрежението за фаза е:

$$U = L \frac{dI}{dt} \quad (3.17)$$

Решението за L може да бъде намерено преминавайки към крайни нарастъци за един комутационен интервал, който е половината от периода на избраната допустима комутационна честота.

$$U = L \frac{\Delta I}{\Delta t}; T = \frac{1}{10 \cdot 10^3} [s]; L = \frac{U \cdot \Delta t}{\Delta I} = 5.8 \cdot 10^{-3} [H] \quad (3.18)$$

Свързване на нулата на захранващата мрежа със средната точка на кондензаторната батерия (фиг. 3.7) е допустимо и няма да товари нулевият проводник, тъй като се предполага синусоидална форма на консумираният ток.

3.4.2. Избор на филтров кондензатор

За осигуряване на качества на изходното изправено напрежение на източник на напрежение се налага свързване на кондензаторна батерия към шините за постоянно напрежение. При синусоидална консумация изправеният ток е гладък, без пулсации, което предполага кондензатор с по-малка стойност с оглед филтрация на пулсации. Друго съображение при избора може да бъде резонансната честота, определена от фазната индуктивност и капацитета на кондензатора, да бъде по-ниска от честотата на мрежата. Резонансната честота е:

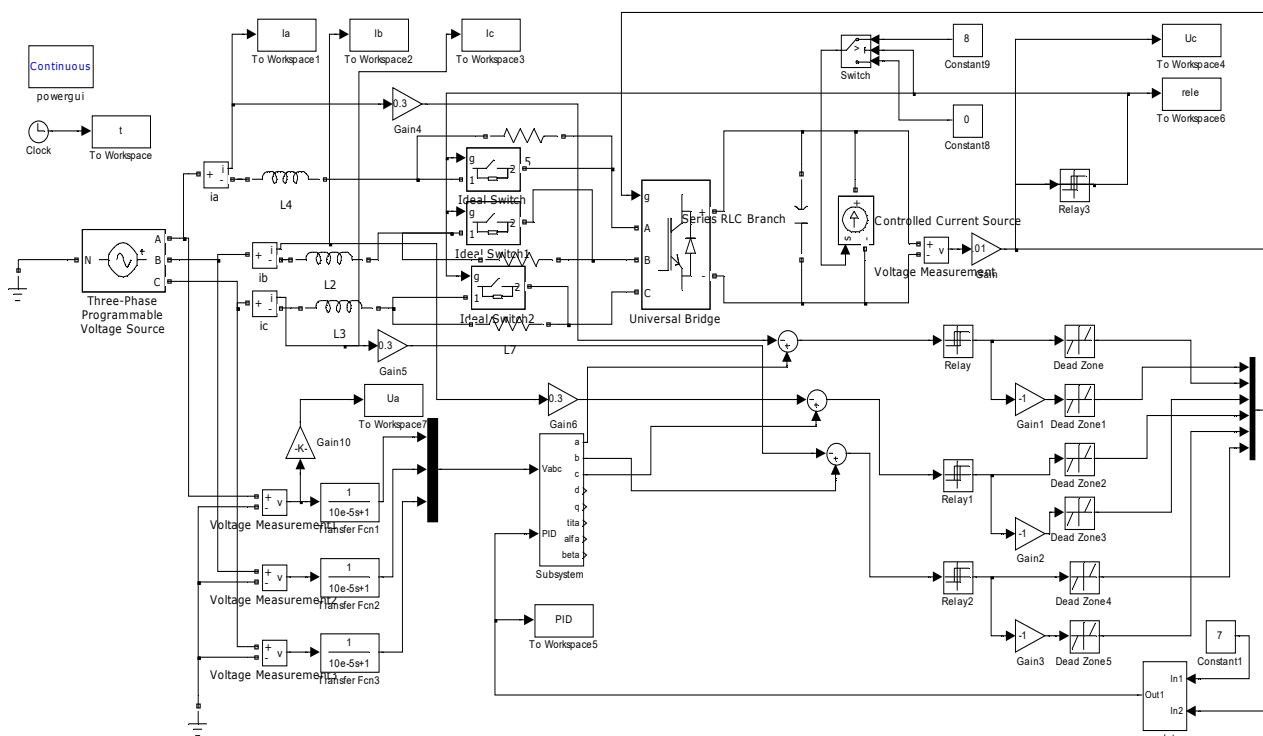
$$\omega^2 = \frac{1}{LC}; f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}; C = \frac{1}{\omega^2 L} = 1748 \cdot 10^{-6} [F] \quad (3.19)$$

При проведените симулации е заложена кондензаторна батерия от два последователно свързани кондензатора със стойност по $6000 \cdot 10^{-6} [F]$.

Настройката на регулатора е по модулент оптимум с цел постигане добра динамика и ниско(4.7%) пререгулиране. Изчислените стойности за коефициента на пропорционалност и времеконстанта на интегриране при нормализирани входни и изходни напрежения $0 \div \pm 10V$ са 50 и $2 \cdot 10^{-3}[s]$.

3.5. Моделни изследвания на трифазен AC/DC преобразувател в работната среда Matlab/Simulink

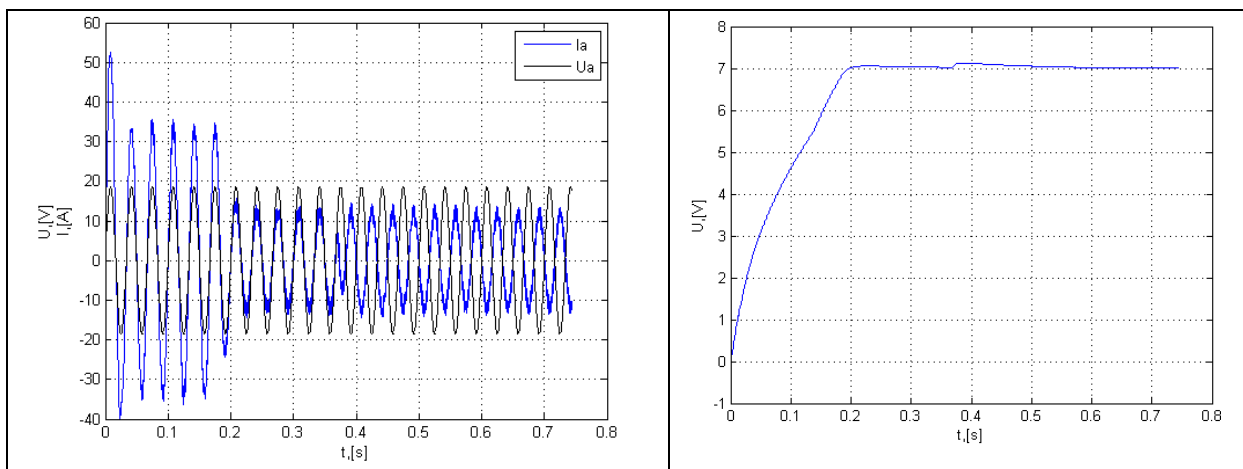
При симулационните изследвания е използван пакета *SimPowerSystems* за моделиране на силовия преобразувател, мрежата, мрежовите индуктивности и кондензаторната батерия. За избягване на пикови зарядни токове на кондензаторите при първоначално включване е реализиран плавен заряд чрез последователно свързани резистори, които се шунтират с управляеми ключове в зависимост от напрежението на постояннотоките шини.



Фиг. 3.15. Блокова схема на трифазен мрежов преобразувател с двустранен обмен на енергия и консумация на синусоидален ток

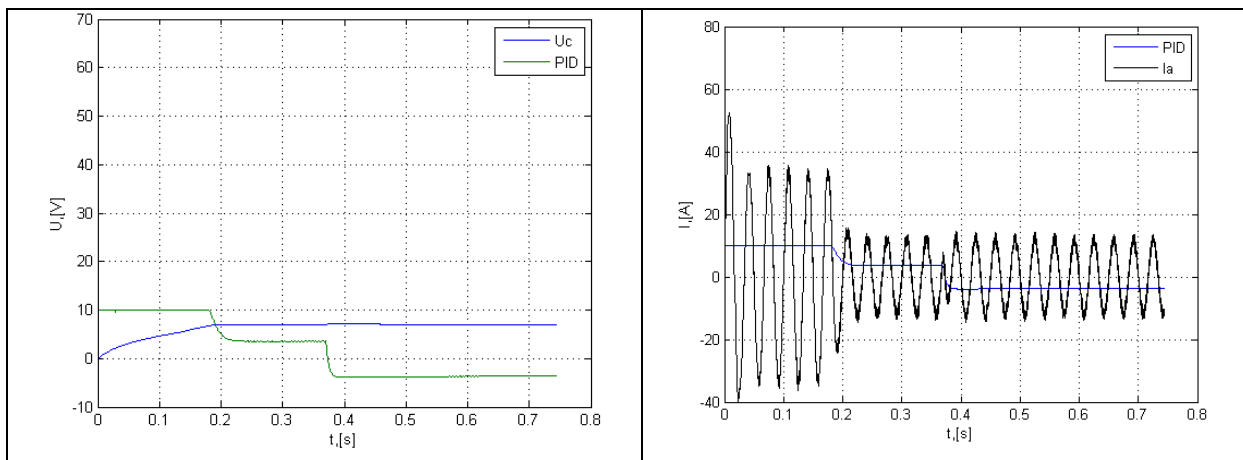
На фиг. 3.15. е показан модел на трифазен мрежов преобразувател с двустранен обмен на енергия. Режимът на връщане на енергия към захранващата мрежа е реализиран като товарът, използван във фиг. 3.7., е заменен с управляем източник на ток. С цел мащабиране и анализ на данните при снемането на сигналите на напрежението, амплитудата е намалена с 90%. При зареждането на кондензаторната батерия е подаден отрицателен ток за задание на източника на ток (-8 A). Преходният процес на зареждане на батерията се установява за 0.2s. При $t=0.37s$ заданието за ток се променя от

-8A на 8A, при което се преминава в режима на връщане на енергия в захранващата мрежа. Целият преходен процес може най-ясно да бъде забелязано на фиг. 3.16. Във времевия диапазон от 0 до 0.2 s се извършва заряд на кондензаторната батерия. При $t=0.37s$ се наблюдава обръщане на фазата на тока. Токът и напрежението са в противофаза. Симулационните резултати са представени за една от трите фази. На фиг. 3.17. е показано напрежението на кондензаторната батерия. Отново в диапазона от 0 до 0.2s се наблюдава плавния заряд и в $t=0.37s$ презареждане в следствие обръщането на фазата. На фиг. 3.18. е показано напрежението на кондензатора и реакцията на регулатора за същите времеви диапазони. На фиг. 3.19. е показана реакцията на регулатора и фазния ток. Тук също може да се проследи реакцията на регулатора и поведението на фазния ток спрямо времевите диапазони и режимът на работа.



Фиг. 3.16. Фазно напрежение и фазен ток и връщане на енергия към захранващата мрежа

Фиг. 3.17. Напрежение на кондензатора при заряд и връщане на енергия в захранващата мрежа



Фиг. 3.18. Напрежение на кондензатора и реакция на регулатора

Фиг. 3.19. Фазен ток и реакция на регулатора при връщане на енергия в захранващата мрежа

Основни изводи:

От проведените симулационни изследвания са отчетени пререгулиране 5.2% и време за установяване при стъпално натоварване с 20А – 0.2s, спрямо управлението с ШИМ. Отчетеното пререгулиране е по-голямо от теоретичното, съответстващо на оптимизация по модулен оптимум. При извършената настройка не са отчетени активните съпротивления на фазните индуктивности, серийното съпротивление на филтровия кондензатор, както и времеконстантите на заложените в симулацията филтри на измерените фазни токове и напрежения. От практиката е известно, че добавянето на диференциална съставка към регулатора намалява пререгулирането. Експериментално бе установено, че времеконстанта 0.1[s] намалява пререгулирането на 4.1%.

ГЛАВА 4. Изследване приложимостта на MATLAB-инструмент за управление в реално време при изграждане на енергоефективни асинхронни електрозадвижвания

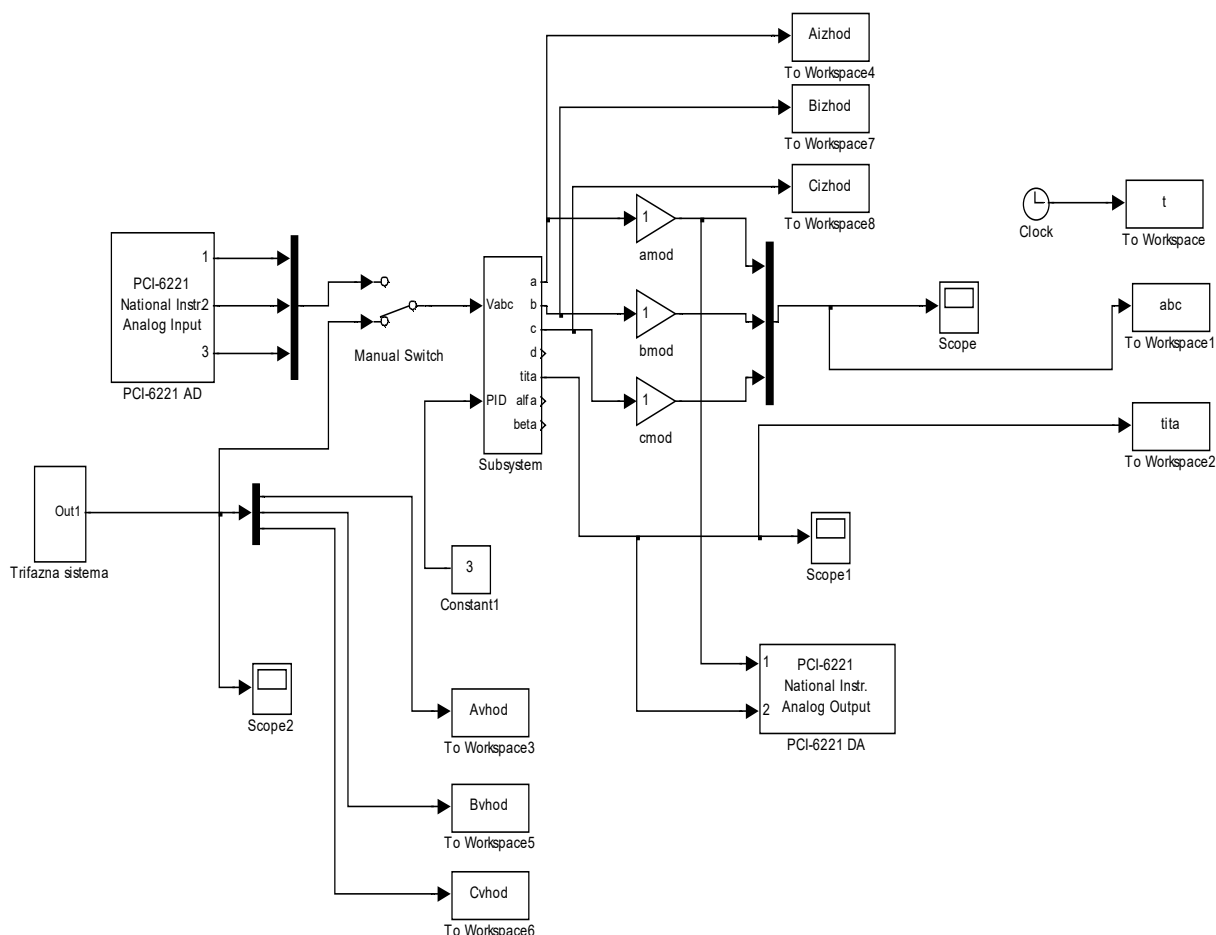
При разработката, настройка и тестване в реално време все повече се прилага компютърно управление с цел възможност и достъпност за бързо реализиране на различни алгоритми за управление. Характерно при тях е използването на специализирани програмни пакети, които осигуряват това предимство. Редица от водещите производители предлагат програмни пакети за изграждане на системи за управление в реално време. Един от удобните инструменти за компютърно управление е пакетът “xPC Target Software”, разработен от MathWorks[®]. Той дава възможност за следене и управление на процеси в реално време посредством използване на допълнителни разширителни модули.

4.1. Въведение в xPC Target Software

Пакетът xPC е продукт, използван като част от системите за управление в реално време. Чрез тях се осигурява възможност за четене на информация от сензори, изграждане на обратна връзка и промяна на входните въздействия и сигнали [24], [25]. Средата Matlab/Simulink се използва за създаването на модел на управляваната система и настройка на параметрите с цел подобряване на работоспособността. Тази работна среда е характерна с употребата на отдалечен компютър (target), отделно от компютъра на който се извършва моделирането (host) [25], [26], [27]. Моделирането се извършва на хост компютъра, използвайки средата Matlab/Simulink.

В работната среда Simulink е съставен модел на управляващата част на трифазен AC/DC преобразувател (фиг. 4.1.) [8], [24], [33]. За изпълнението на симулациите се подава трифазен сигнал от разработена трифазна система напрежения. След завършването на симулациите моделът е зареден в xPC-

продукта и са снети експериментални данни. Сравнителният анализ между симулациите и експериментално снетите данни е показан в таблици.



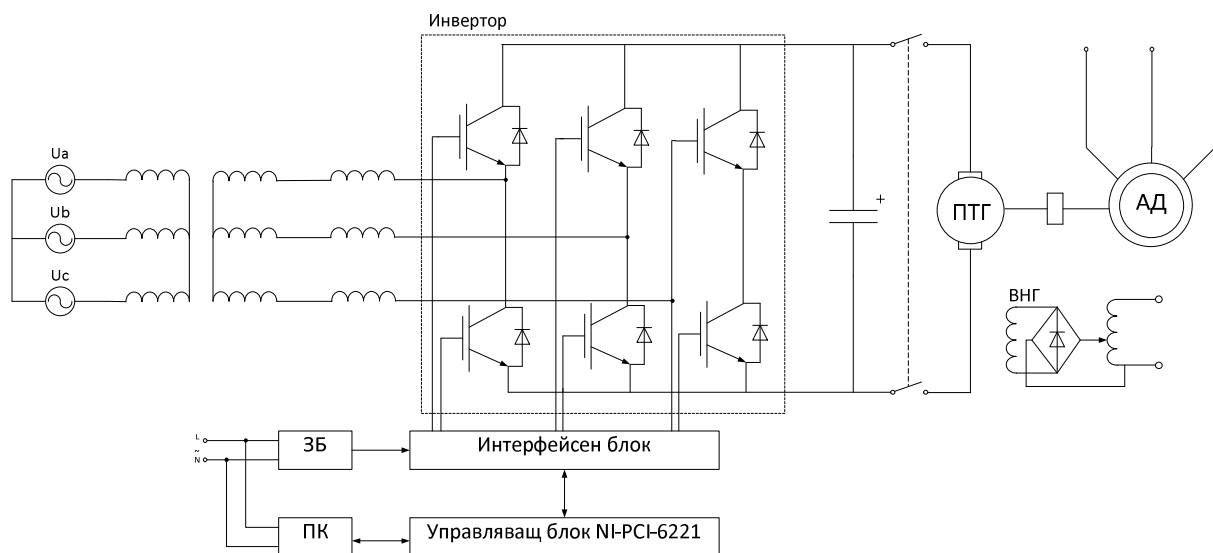
Фиг. 4.1. Обща блокова схема на система генерираща задания за ток на релейните регулатори

В схемата на фиг. 4.1. подсистемата, осигуряваща модулация на система трифазни напрежения и блокът извършващ правата трансформация на Кларк са аналогични на синтезираните в Глава 3 (фиг. 3.9, фиг. 3.10.)

4.2. Функционална схема на трифазен мрежов преобразувател с двустранен обмен на енергия

Мрежов трифазен преобразувател може да бъде представен с блоковата схема - фиг. 4.4. За управление на IGBT ключовете е разработен драйвер със следните качества (*Приложение №3*). Драйверното стъпало трябва да може да работи с чисто капацитивен товар, което означава да осигурява бързо зареждане и разреждане с големи токове. Решение за драйвера е да има две части, осигуряващи работата на отворения и затворения ключ. Това се постига чрез емитерен повторител. При използването му лесно се постигат времена на превключване 50-100ns. За намаляване на скоростта на превключване е добре да се свърже резистор последователно на гейта. Съпротивлението му не трябва да по-голямо 50Ω тъй като между дрейна и гейта има динамичен капацитет 80-150 pF. При използване на драйвери с трансформаторна връзка трябва да се има предвид, че точката от вторичната

намотка, спрямо която се измерват променливите напрежения, има постоянно напрежение, равно на произведението от средната стойност напроменливите съставни и коефициента на трансформация. В резултат при промяна на коефициента на запълване на драйверните импулси се мени и постоянното напрежение на постояннотоковата маса. За избягване на лавинен пробив към гейта трябва да се включи ограничаващ диод в обратно свързване.



Фиг. 4.4. Блокова схема на мрежов преобразувател в двустранен обмен на енергия със захранващата мрежа

Управляващ блок

Управляващият блок е реализиран, използвайки развойната платка и разширителният модул на фирмата National Instruments NI-PCI-6221. Модулът съдържа голям набор от входове, изходи, броячи и др. Необходимите за реализацията на управляващия блок са аналоговите входове и изходи. Модулът разполага с 16 аналогови входа и два аналогови изхода.

Аналогови входове

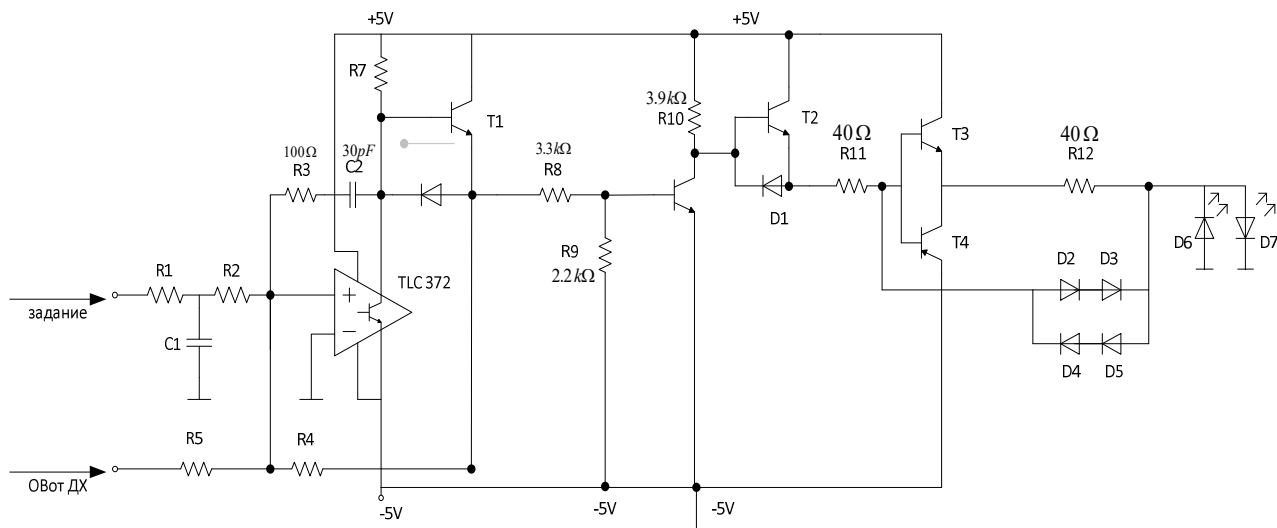
Входовете са 16-битови и големината на входното напрежение може да бъде задавана в диапазона 0.2V, 1V, 5V, 10V. Изборът на големината на тези сигнали се извършва софтуерно в средата Matlab/Simulink.

Аналогови изходи

Модулът разполага с два 16-битови изхода. Характерно за тях е, че големината на изходния сигнал е 10V и не е необходимо да се бъде задаван обхват както при аналоговите входове.

Интерфейсен блок

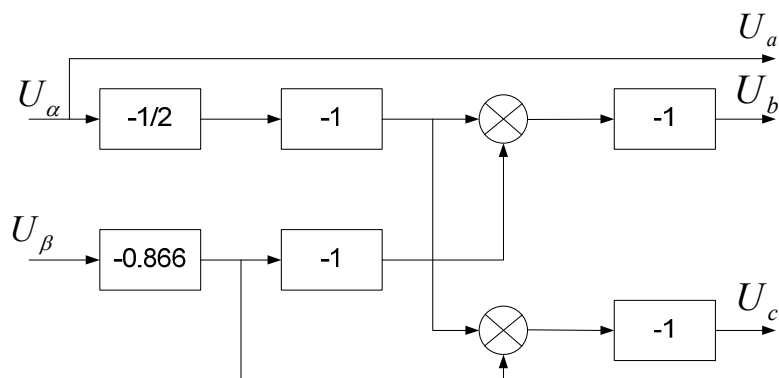
В интерфейсия блок се извършва обратната трансформация на Кларк (фиг. 4.13). Той е реализиран посредством операционни усилватели на фирмата Texas Instruments TL084 и е захранен от захранващия блок ЗБ.



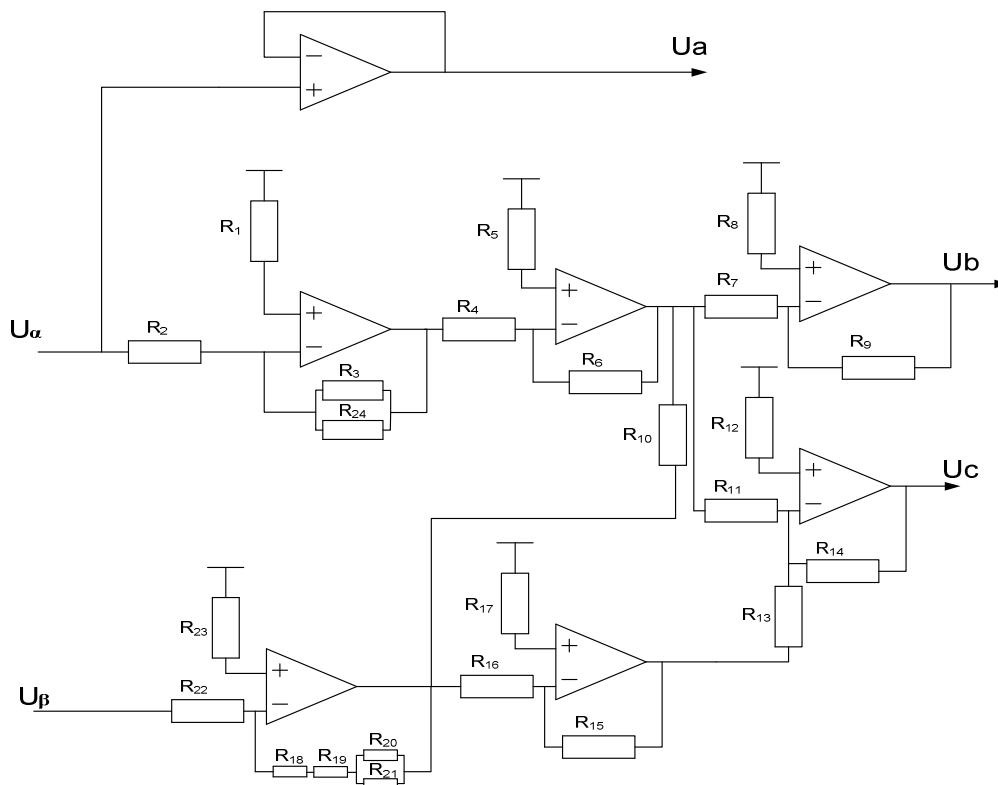
Фиг. 4.8. Схема на релейен регулатор за фаза

Релейният регулатор на ток за всяка една от фазите (фиг. 4.8) получава задание от блока на фиг.4.10, реализиран допълнително с цел извършване обратно преобразуване на Кларк. За галванично разделяне в драйверите дадени в приложение 3 са използвани оптрони, чиито светодиоди D6 и D7 се захранват от двуполярен източник на ток T3, R12, T4 и D2-D5. Релейният регулатор е с времезависима хистерезисна зона C2, R3. Обратната връзка по фазен ток е реализирана чрез холови датчици на ток LA25 LEM, чиито характеристики са представени в Приложение 5.

Посредством операционни усилватели е реализирана схема, която извършва обратното преобразуване на Кларк. Целта е получаване на сигнали в стационарната (a,b,c) координатна система. Блокова схема на опитната постановка е показана на фиг. 4.9 и принципна схема на фиг. 4.10 и Допълнително реализираният модул представен на фиг. 4.13. получава задания от подсистемата, извършваща координатни преобразувания (a,b,c - α,β). Тези преобразувания се извършват в работната среда Matlab/Simulink, пакетът xPC Target Software и се подават като сигнали чрез разширителният модул на National Instruments NI6221 за задания за релейните регулатори.



Фиг. 4.9. Блокова схема за постановката извършващата обратна трансформация на Кларк



Фиг. 4.10. Принципна схема на блоковете извършващи обратна трансформация на Кларк

4.3. Сравнителен анализ на симулационни и експериментални резултати, снети от работната среда Simulink и пакета за работа в реално време xPC Target Software.

Направени са изследвания на работоспособността на модела и са снети опитни данни за всяка от трите фази. Физическите ограничения не позволяват експерименталните данни да бъдат показани за трите фази едновременно. На фигурите и осцилограмите показани по-долу са данните и резултатите за една от фазите с цел илюстриране на възможностите на опитната постановка. В Таблица 4.1 са представени опитни и симулационни резултати показващи работата на система и възможностите за отработване на сигнали. На фиг. 4.14 и фиг. 4.16 е показано входно напрежение взето от сигнал генератор и обработено през блоковете за трансформации на Кларк и Парк. На фиг. 4.15. и фиг. 4.17 е показан същият сигнал, но с различен такт на дискретизация и информацията е снета от аналоговия вход и аналоговия изход посредством запомнящ осцилоскоп. В таблица 4.2 са представени данни за позицията на ъгъл Θ спрямо фаза „А“. Аналогично на таблица 4.1, фиг. 4.18 и фиг. 4.20 показват данните от работната среда Matlab/Simulink, а фиг. 4.19 и фиг. 4.21 показват данни снети от запомнящ осцилоскоп с различен такт на дискретизация.

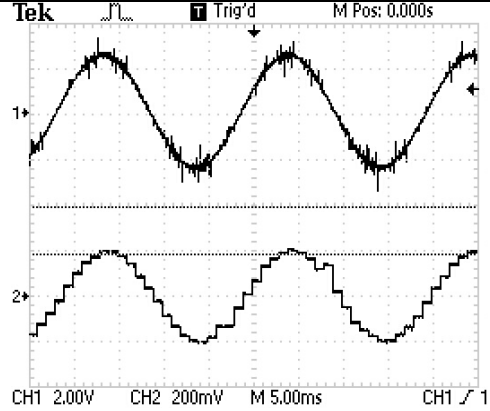
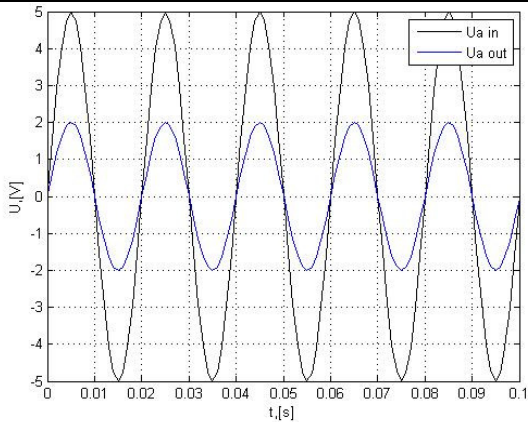
Таблица 4.1

Симулационни резултати в Simulink

Опитни резултати от xPC Target Software

$U_d = 2, U_q = 0, f = 50 \text{ Hz}$

Напрежение на фаза А



Фиг. 4.15. Симулационно отчетен задаващ и модулиран сигнал на напрежението на фаза „а“ с такт на дискретизация 1 ms

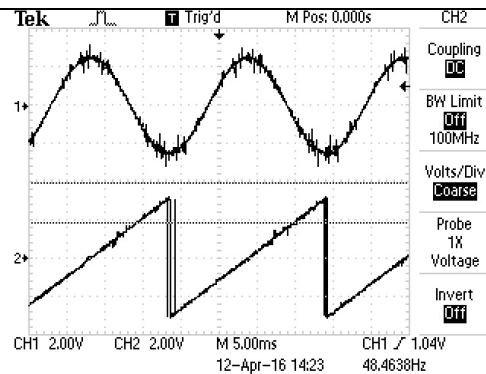
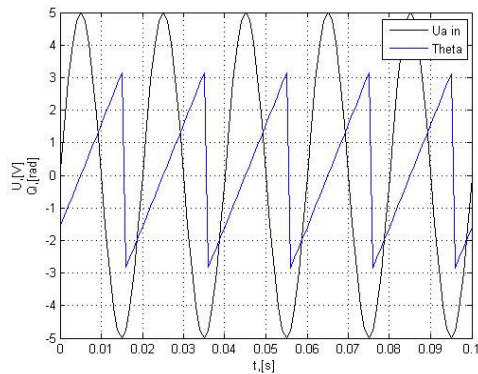
4.16. Експериментално снет задаващ и модулиран сигнал на напрежението на фаза „а“ с такт на дискретизация 1 ms

Таблица 4.2

Симулационни резултати в Simulink

Опитни резултати от xPC Target Software

$U_d = 3, U_q = 0, f = 50 \text{ Hz}$



Фиг. 4.18. Симулационно отчетени сигнали задаващия сигнал на напрежението на фаза „а“ и ъглова позиция на вектора Θ с такт на дискретизация 100 μs

Фиг. 4.19. Експериментално снети сигнали задаващия сигнал на напрежението на фаза „а“ и ъглова позиция на вектора Θ с такт на дискретизация 100 μs

4.4. Експериментална оценка на енергийната ефективност при изграждане на импулсни полупроводникови преобразуватели с двустранен обмен на енергия, предназначени за асинхронни електрозадвигвания.

Системата за управление е реализирана с развойна платка NI-PCI-6221 на фирмата National Instruments. Използвана е библиотеката SimPowerSystems, която осигурява преобразуването от въртяща се координатна система напрежения в стационарна. Разработено е програмно осигуряване за управление на преобразувателя, реализирани са защиты от понижено и повишено напрежение на захранващата мрежа и претоварване по ток, както и плавен заряд на кондензаторната батерия.

С цел проверка и валидация на функционалните възможности на разработената система е направен анализ на експериментално снети данни от изходите на блока извършващ обратна трансформация на Кларк, осигуряващи заданията за ток. Формата на напрежението измерено през постъпващата информация от развойната платка е показана в таблица 4.3. Наблюдава се съответствие спрямо действителната, която е отчетена с цифров запомнящ осцилоскоп Tektronix TDS1022 на вторичната страна на понижаващи трансформатори за галванично разделяне. Наличието на висши хармоници е вследствие на нелинейното натоварване на трансформаторите с изправители за захранване на съгласувания интерфейс. Тези хармоници се отразяват в оценения ъгъл – таблица 4.2. Експериментирани са режими на консумация на енергия от мрежата /ток във фаза с напрежението и връщане на енергия/ ток в противофаза (фиг. 4.27, фиг. 4.28), като съответно по първи канал е сигналът на фазния ток, а по втори канал е сигналът на напрежението от захранващата мрежа.

Таблица 4.3

Фази “a” и “b”, 50 Hz

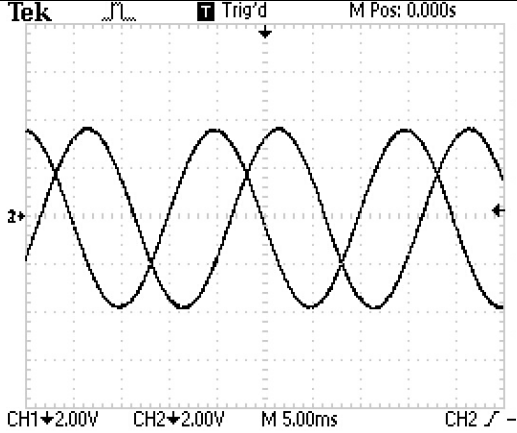
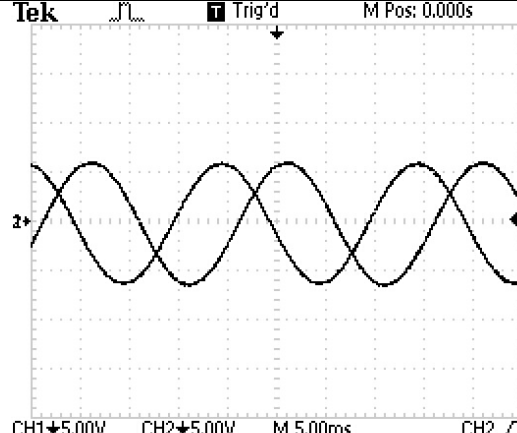
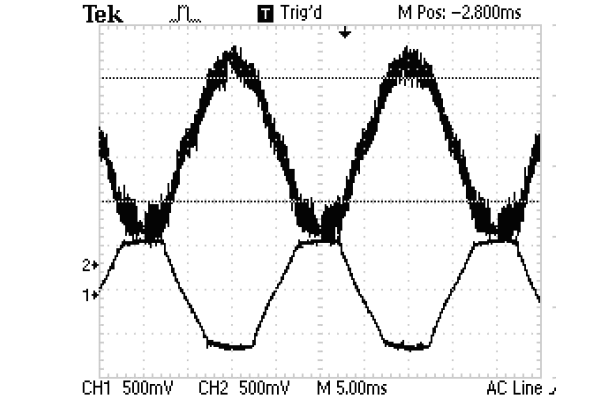
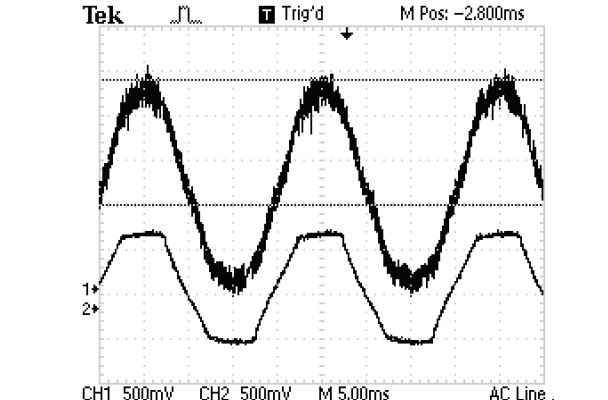
	
<p>Фиг. 4.25. Осцилограма на модулирано фазно напрежение при големина на задация сигнал 3V</p>	<p>Фиг. 4.26. Осцилограма на модулирано фазно напрежение при големина на задация сигнал 5V</p>

Таблица 4

	
<p>4.27. Осцилограма на фазно напрежение CH2 и фазен ток CH1, $P_1 > 0$</p>	<p>4.28. Осцилограма на фазно напрежение CH2 и фазен ток CH1, $P_2 < 0$</p>

Основни изводи:

В главата е представена методика за настройка на система за компютърно управление в реално време на AC/DC преобразувател на ниво външен контур, формиращ задания за ток. Изведени са уравнения за равновесие на напреженията, които са заложи в алгоритмите за управление на силовия преобразувател. Представени са експериментални данни на режимите на работа на реализирания лабораторен стенд за изследване и повишаване на енергийната ефективност на асинхронни електрозадвижвания.

От проведените симулации и експерименти може да бъде отбелязано, че разработената система успява да отработи заданията при захранващи напрежения от 3V и 5V, и работни честоти 50Hz и 100Hz (таблица 4.3). В таблица 4.4 са представени експериментално снети времедиаграми показващи заданията за ток и захранващото напрежение. От осцилограмата на фиг. 4.27 се вижда, че фазният ток е в противофаза спрямо фазното напрежение, което е показател за генериране на енергия към захранващата мрежа. На фиг. 4.28 също са представени осцилограми фазно напрежение и ток. Те са синфазни и е налична консумация на активна енергия от захранващата мрежа.

НАУЧНО-ПРИЛОЖНИ И ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ

Научно-приложни приноси:

1. Сравнително са изследвани възможностите за осигуряване на енергийна ефективност в асинхронни електрозадвижвания чрез реализиране на оптимални стойности на магнитния поток, базирани на въведена функция „загуба на мощност“ в обратната връзка. Определени са границите на целесъобразност по отношение на енергийната ефективност при изграждане на подобни системи.
2. Предложен е модел на асинхронно електрозадвижване с импулсен трифазен мрежов преобразувател с релейно регулиране на токовете, подходящ при реализирането на симулационни методологии за настройка на контурите за регулиране и за избор на стойностите на реактивните компоненти на системата. Работоспособността на същия е демонстрирана в дисертацията.
3. Разработен е оптимизиран модел на трифазен мрежов преобразувател, даващ възможност за изследване на различни режими на работа: консумация на енергия със синусоидален ток, връщане на енергия в мрежата посредством обръщане на фазата на тока в противофаза спрямо захранващото напрежение и др.
4. Установени са границите на приложимост на Matlab-инструмента за управление на системи в реално време при изграждане на енергоефективни електрозадвижвания. Предложена е методика за настройване на използвания в инструмента комуникационен интерфейс, свързващ управляващата конфигурация с избрания силов преобразувател. Предложени и физически реализирани са допълнителни разширителни преобразувателни модули, необходими при формиране на заданията за регулаторите на ток.

Приложни приноси:

1. Експериментално е оценена работоспособността на трифазен мрежов силов преобразувател при основни рекуперационни режими. Потвърдена и верифицирана е предложената методология за изграждане на симулационни модели на преобразувателя. Резултатите са приложими за експериментално оценяване на енергийна ефективност в асинхронни електрозадвижвания, реализирани с импулсни полупроводникови преобразуватели с двустранен обмен на енергията.
2. Разработен и внедрен е експериментален лабораторен стенд с компютърно управление в реално време на заданията за ток на релейните регулатори на управляващата част на трифазен импулсен AC/DC мрежов преобразувател с двустранен обмен на енергия с възможности за компенсация на фактора на мощността, консумация на синусоидален ток, консумация и генериране на активна енергия от и към захранващата мрежа.

СПИСЪК НА ПУБЛИКАЦИИТЕ ПО ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. Христов К., „Методи за управление и оценка на параметри на променливотокови двигатели в диапазона на ниските скорости“, Годишник на ТУ-София, том 65, книга 1, 2015, ISSN 1311-0829
2. Христов К., Йончев Е., „Отдалечено управление с Matlab на мрежов АС/DC импулсен преобразувател в реално време“ – I част, Годишник на ТУ-София, том 66, книга 2, 2016, ISSN 1311-0829
3. Христов К., Йончев Е., „Отдалечено управление с Matlab на мрежов АС/DC импулсен преобразувател в реално време“ – II част, Годишник на ТУ-София, том 66, книга 2, 2016, ISSN 1311-0829
4. Йончев Е., Христов К., „Анализ и синтез на трифазни синхронни АС/DC импулсни преобразуватели с двустранен обмен на енергия“, Годишник на ТУ-София, том 66, книга 2, 2016, ISSN 1311-0829
5. Христов К., „Методи за повишаване на енергийната ефективност при изграждане на асинхронни електрозадвижвания“ (под печат)

SUMMARY

ENERGY EFFICIENT CONTROL OF SENSORLESS ELECTRIC DRIVES

The issue of achieving high energy efficiency has been a major topic in the past 10-15 years. With the introduction of computer-based control of processes and systems in real time, the demand for energy efficient control is met as well, which should meet the set goals from an energy and production need. Energy losses are a major component which influences the cost of electricity consumption. There are a number of methods for power factor compensation that are applied to the construction of energy-efficient systems for asynchronous electric drives. The main goal of building these systems is not only the power factor compensation but also the maximum performance.

In this thesis are developed: Simulation models for exploring the possibilities of providing energy efficiency by optimizing the magnetic flux in the development of asynchronous electric drives. There are presented simulation results from the researches and are analyzed the advantages and disadvantages of optimizing the system. Simulation models of a three-phase rectifier with bilateral power exchange and power factor compensation opportunity were developed. The operating modes of power consumption and power generation are studied.

The simulation results were verified experimentally by using a real-time computer-based laboratory test station.