



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – СОФИЯ

филиал Пловдив

Факултет по Електроника и Автоматика

Катедра Електроника

Маг. инж. Иван Петров Мараджиев

**ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВИДОВЕ МОДУЛАЦИИ В
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА БЕЗЧЕТКОВ
ПОСТОЯННОТОКОВ ДВИГАТЕЛ ЗАДВИЖВАЩ ПРЕВОЗНО
СРЕДСТВО**

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: Индустриална електроника

Научен ръководител: доц. д-р Емил Динков

ПЛОВДИВ, 2018 г.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за защита от Катедрения съвет на катедра „Електроника“ към Факултета по Електроника и Автоматика, ТУ - София, филиал Пловдив, на редовно заседание, проведено на 2.05.2018 г.

Публичната защита на дисертационния труд ще се състои на 4.09.2018 г. от 11:00 часа в зала 4425 на ТУ-София, филиал Пловдив, гр. Пловдив, ул. „Цанко Дюстабанов“ 25 на открито заседание на научното жури, определено със заповед № ОЖ-145 от 3.05.2018 г. на Ректора на ТУ- София в състав:

1. проф. д-р инж. Иван Борисов Евстатиев - председател
2. доц. д-р инж. Емил Иванов Динков – научен секретар
3. доц. д-р инж. Антон Николов Лечков
4. проф. д-р инж. Николай Димитров Маджаров
5. доц. д-р инж. Цаньо Тодоров Цанев

Рецензенти:

1. проф. д-р инж. Иван Борисов Евстатиев
2. проф. д-р инж. Николай Димитров Маджаров

Материалите по защитата са на разположение на интересуващите се в канцеларията на Факултета по Електроника и Автоматика на ТУ-София, филиал Пловдив, ул. „Цанко Дюстабанов“ 25, Пловдив.

Дисертантът е редовен докторант към катедра „Електроника“ на ФЕА, ТУ-София, филиал Пловдив. Изследванията по дисертационната разработка са направени от автора, като някои от тях са подкрепени от научноизследователски проекти.

Автор: маг. инж. Иван Петров Мараджиев

Заглавие: Изследване на видове модуляции в преобразувател за управление на безчетков постояннотоков двигател задвижващ превозно средство

Тираж: 30 броя

Отпечатано в ИПК на Технически университет – София

I. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Актуалност на проблема

Електрическите превозни средства не отделят в атмосферата никакви вредни емисии и са подходящи за използване в градска среда. Поради екологични и икономически причини все по-актуално става използването на електрически превозни средства задвижвани от безчеткови машини. Наред с разработването на нови конструкции на задвижващи двигатели, на нови видове акумулаторни батерии с по-голям ресурс и по-високи масогабаритни показатели, особено актуален е въпросът за ефективното използване на запасената в акумулаторните батерии електрическа енергия.

От изключителна важност е прилаганите методи за управление на безчетковата машина да бъдат енергийно ефективни, като да водят до по-малко загуби на мощност. Интерес представлява влиянието на типа модулация прилагана в инвертора на напрежение захранващ безчетковия двигател върху ефективността на електрическата задвижваща система.

Също така за увеличаване на пробега е необходима и възможността за работа на безчетковата машина в генераторен режим, за да се осъществи връщане на енергия в акумулаторните батерии. Това е предпоставка за изследвания в посока разработване и изследване на алгоритми за генераторен режим, позволяващи използването на инвертора на напрежение, като преобразувател с двустранно предаване на енергия.

Цел на дисертационния труд, основни задачи и методи за изследване

Цел на дисертационното изследване: Анализ и изследване на видове модуляции в преобразувател за управление на безчетков двигател, задвижващ електро транспортно средство.

Основни задачи:

1. Да се извърши обобщен анализ на електромагнитните процеси в системата захранващ източник – преобразувател – безчеткова машина при използване на различни типове модуляции на напрежението, прилагано към фазовите намотки на безчетковата машина за двигателен режим на работа. Безчетковата машина е с фазови намотки, свързани в триъгълник.

2. Да се оцени ефективността на електро задвижващата система при използване на всяка една модулация в двигателен режим на работа на безчетковата машина. Да се сравнят получените резултати и да се избере модулация подходяща за използване в автономно електро превозно средство.

3. Да се определят загубите на мощност в безчетковата машина при работа в двигателен режим за разглежданите модуляции на захранващото напрежение и да се определи влиянието на модулацията върху тях.

4. Да се разгледа възможността за реализиране на генераторен режим на безчеткова машина за постоянен ток чрез промяна на комутацията на ключовете в преобразувателя на напрежение. Да се синтезират методи за

връщане на енергия към хранящия източник, различни от разглежданите в литературния обзор и да се сравнят със съществуващите.

5. Да се извърши обобщен анализ на електромагнитните процеси в системата безчеткова машина – преобразувател – акумулаторна батерия за разглежданите методи за връщане на енергия с преобразуване на трифазния инвертор на напрежение в повишаващ преобразувател. Безчетковата машина е с фазови намотки, свързани в триъгълник.

6. Да се направи експериментално изследване на разглежданите методи за връщане на енергия с преобразуване на инвертора на напрежение в повишаващ преобразувател и да се оцени ефективността и приложимостта им в автономно електрическо транспортно средство.

Методи за изследване

При аналитичния анализ на системата хранящ източник-инвертор-безчеткова машина се използват функционални зависимости и принципи, приложими в импулсни преобразуватели. За извеждане на аналитичните функции се използват статистически методи за обработка на данни получени чрез симулационни експерименти

Резултатите от изследванията са представени с експериментално снети данни и симулационни анализи, използващи метода на поведенческо моделиране, базирани на симулационни модели в среда Matlab/Simulink.

При експерименталните изследвания са използвани насочени експерименти за постигане на оптимален режим на преобразувателя на напрежение, чрез управляващи импулси с регулируем коефициент на запълване.

Научна новост

Анализирани и изследвани са електромагнитните процеси в системата хранящ източник-инвертор-безчеткова машина в двигателен режим за различни типове модуляции, като е доказано, че използването на PWM-ON-BIP модуляция води до най-висок к.п.д. на безчетков двигател DT4260.

Предложени са два нови метода за комутиране на транзисторите в преобразувателя на напрежение за реализиране на генераторен режим на безчеткова машина – смесена модуляция “Mixed” и смесена модуляция със „синхронен изправител“ - “Mixed-S”. Описани и анализирани са електромагнитните процеси за генераторен режим в системата хранящ източник – инвертор – безчеткова машина за предложените методи, като получените резултати са сравнени с резултати от други известни методи.

Доказано е, че с използване на PWM-ON-BIP модуляция за двигателен режим и смесена модуляция със „синхронен изправител“ за генераторен режим може да се постигнат резултати, които са максимално близки до тези, получени с прилагането на векторно управление за безчетков двигател DT4260. Така инверторът може да работи като преобразувател с двустранно предаване на енергия в електрическо транспортно средство.

Практическа приложимост

Съставени са еквивалентни заместващи схеми на системата захранващ източник – инвертор – безчеткова машина за двигателен и генераторен режим за различни типове модулация.

Изследвано е влиянието върху товарната характеристика на типа модулация на захранващото напрежение за двигател DT4260. Установено е, че най-твърда характеристика се постига за модулация тип PWM-ON-BIP.

Оценена е ефективността на системата за двигателен и генераторен режим за различни типове модуляции. Доказано е, че прилагането на модулация PWM-ON-BIP за двигателен режим и модулация Mixed-S за генераторен режим са алтернатива на векторния контрол за безчеткова машина DT4260.

Анализирани са загубите на мощност в безчетковия двигател за различни типове модулация. Съставен е модел на системата в среда Matlab/Simulink и е потвърдено, че с модулация PWM-ON-BIP загубите в машината са най-малки.

Апробация

Основните резултати на дисертационния труд са обсъждани на:

- Международна научна конференция ELECTRONICS ET 2015, 15.09-17.09.2015г., Созопол;

- Научна сесия на СУБ- секция „Техника и технологии“, 31.10- 1.11.2014г.,

Цялостно, дисертационният труд е обсъждан и одобрен на заседание на научно-методичния семинар на катедра Електроника при ТУ-София, Филиал Пловдив

Публикации

Основни резултати и постижения от дисертационния труд са публикувани в национални и международни издания. Общият брой на статиите е пет, от които:

- 1бр. самостоятелна в сборник научни трудове на СУБ;
- 4бр. в съавторство – 1бр. в Annual journal of electronics, 2015, TU-Sofia, 1бр. в Научни трудове, том LX, „Хранителна наука, техника и технологии – 2013“, 1бр. в сборник научни трудове на СУБ и 1бр. в списание „E+E“.

Структура и обем на дисертационния труд

Дисертационният труд е в обем от **194** страници, като включва увод, **4** глави за решаване на формулираните основни задачи, списък на основните приноси, списък на публикациите по дисертацията и използвана литература. Цитирани са общо **153** литературни източници, като **122** са на латиница, **12** на кирилица, а останалите са интернет адреси. Работата включва **136** фигури и **10** таблици. Номерата на фигурите и таблиците в автореферата съответстват на тези в дисертационния труд.

II. СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

ГЛАВА 1. ЛИТЕРАТУРЕН ОБЗОР, АНАЛИЗ И ФОРМУЛИРАНЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИТЕ ЗАДАЧИ

В глава 1 е разгледана конструкцията, принципът на работа и описанието на процесите в трифазна безчеткова машина за постоянен ток. Посочени са предимствата и недостатъците ѝ спрямо асинхронните, синхронните и постояннотоковите машини с оглед приложение в електрическо превозно средство. Посочени са видовете загуби на мощност в безчетковата машина.

Изтъкнато е, че преобразувателите с несиметрично намагнитване не са подходящи за употреба в електрическо транспортно средство, поради непълното използване на възможностите на безчетковата машина. Доказано е, че трифазният инвертор на напрежение позволява пълноценно използване на безчетковата машина в двигателен и генераторен режим.

Посочени са модуляции прилагани в трифазен инвертор на напрежение за управление на безчетков постояннотоков двигател. Споменати са проблемите свързани с използването на ШИМ за управление на електрически машини.

Обяснени са условията за генераторен режим на безчеткова постояннотокова машина. Посочени са разработки за генераторен режим на безчеткова машина с добавяне на допълнителен двустранен преобразувател между инвертора на напрежение и хранящия източник, но така се усложнява електро задвижващата система и се понижава надеждността ѝ.

Подчертано е, че съществуват сравнително малко разработки за генераторен режим на безчеткова машина с преобразуване на инвертора на напрежение в повишаващ преобразувател, което е предпоставка за задълбочени изследвания в тази посока.

Описана е използваната за изследванията мотор-генераторна група, съставена от безчеткова постояннотокова машина DT4260 с максимален к.п.д 72% и постояннотокова машина NC5475B с максимален к.п.д. 71.1%. Описана е и използваната за експерименталните изследвания развойна система DRV8312-C2 микропроцесор TMS320F28035 от фамилията Piccolo C2000, предназначен за управление на електрически машини в електрически или хибридни превозни средства.

Въз основа на литературния обзор и очертаните проблеми, като основна цел на дисертационния труд се поставя:

Анализ и изследване на видове модуляции в преобразувател за управление на безчетков двигател, задвижващ електро транспортно средство.

На база основната цел, са поставени следните задачи за решаване:

1. Да се извърши обобщен анализ на електромагнитните процеси в системата хранящ източник – преобразувател – безчеткова машина при използване на различни типове модуляции на напрежението, прилагано към фазовите намотки на безчетковата машина за двигателен режим на работа. Безчетковата машина е с фазови намотки, свързани в схема триъгълник.

2. Да се оцени ефективността на електро задвижващата система при използване на всяка една модулация в двигателен режим на работа на безчетковата машина. Да се сравнят получените резултати и да се избере модулация подходяща за използване в автономно електро превозно средство.

3. Да се определят загубите на мощност в безчетковата машина при работа в двигателен режим за разглежданите модуляции на захранващото напрежение и да се определи влиянието на модулацията върху тях.

4. Да се разгледа възможността за реализиране на генераторен режим на безчеткова машина за постоянен ток чрез промяна на комутацията на ключовете в преобразувателя на напрежение. Да се синтезират методи за връщане на енергия към захранващия източник, различни от разглежданите в литературния обзор и да се сравнят със съществуващите.

5. Да се извърши обобщен анализ на електромагнитните процеси в системата безчеткова машина – преобразувател – акумулаторна батерия за разглежданите методи за връщане на енергия с преобразуване на трифазния инвертор на напрежение в повишаващ преобразувател. Безчетковата машина е с фазови намотки, свързани в схема триъгълник.

6. Да се направи експериментално изследване на разглежданите методи за връщане на енергия с преобразуване на инвертора на напрежение в повишаващ преобразувател и да се оцени ефективността и приложимостта им в автономно електро транспортно средство.

ГЛАВА 2. АНАЛИЗ И РЕАЛИЗАЦИЯ НА ТИПОВЕ МОДУЛАЦИИ, ИЗПОЛЗВАНИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА БЕЗЧЕТКОВИ ДВИГАТЕЛИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

В глава 2 са анализирани електромагнитните процеси в системата захранващ източник-инвертор-безчетков двигател за различни типове модулация. За целта са приложени методи използвани при анализа на ключови постояннотокови преобразуватели, а инверторът на напрежение се свежда до три последователно работещи във времето понижаващи преобразуватели. Основни моменти в тази глава са:

2.1. Изследвани видове модуляции за управление на безчеткови машини за постоянен ток

Разглежданите модуляции за управление на безчетков двигател са: еднополярна модулация на горни или долни транзистори (UT и VT), модуляции тип PWM-ON и ON-PWM, двуполярна PWM-ON модулация, означената като PWM-ON-BIP в текста и симетрична PWM-PWM модулация.

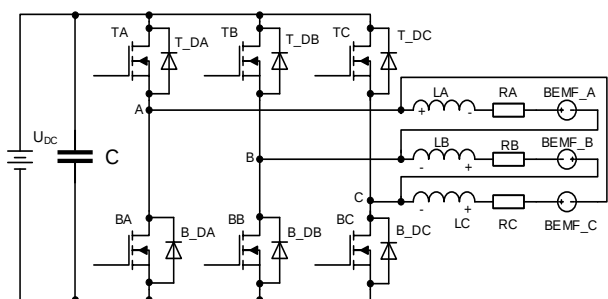
2.2 Анализ на електромагнитните процеси в системата захранващ източник-инвертор-двигател при използване на еднополярна модулация на горни транзистори

Прилагайки UT модулация в инвертора на напрежение за период от 60° заедно работят горен транзистор от едно рамо на инвертора и долен транзистор от друго рамо. На горния транзистор се подават широчинно импулсно модулирани импулси с коефициент на запълване D. Долният транзистор е

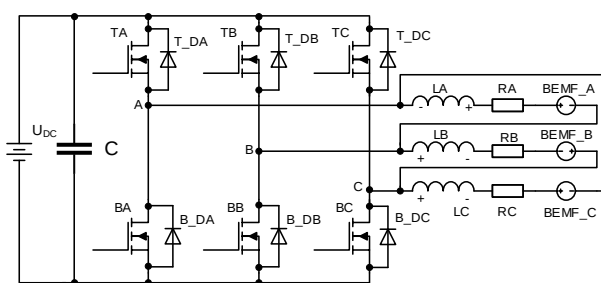
напълно отпушен за целия период на провеждане. Разгледан е интервал, при който е отпушен долен транзистор ВВ на фаза В, а горен транзистор ТА на фаза А е модулиращ.

На фиг. 2.2 е показан поляритетът на енергията в индуктивностите LA, LB и LC на фазовите намотки и поляритетите на еквивалентните източници на обратно е.д.н. BEMF_A, BEMF_B и BEMF_C при протичане на ток, за отпушен транзистор ТА и отпушен транзистор ВВ. През този интервал на провеждане се натрупва енергия във фазовите индуктивности LA, LB и LC, като поляритетът е както е показан на фигурата.

В следващия интервал транзистор ТА е запушен, а ВВ остава отпушен. В следствие на запущването на ТА, поляритетът на енергията натрупана във фазовите индуктивности се обръща и става със знаците, посочени на фиг. 2.3. При достатъчно натрупана енергия, диодът В_DA се оказва право включен и се отпушва. Натрупаната в индуктивностите LA, LB и LC енергия се разсейва през инвертора.

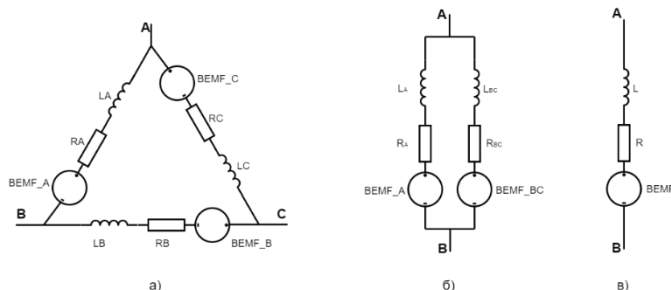


Фиг. 2.2 Поляритет на енергията в индуктивностите при включен модулиращ горен транзистор ТА и долен транзистор ВВ



Фиг. 2.3 Поляритет на енергията в индуктивностите при изключен модулиращ горен транзистор ТА и долен транзистор ВВ

За опростяване на анализа трифазният двигател се представя на фиг. 2.4 с последователно свързани индуктивност L, активно съпротивление R и еквивалентен източник на напрежение BEMF. Прието е, че индуктивностите LA, LB и LC са равни на L_{ph} , активните съпротивления RA, RB и RC са равни на R_{ph} и еквивалентни източници на обратно е.д.н. BEMF_A, BEMF_B и BEMF_C са еднакви.



Фиг. 2.4. Трансформация фазови намотки в схема триъгълник в една еквивалента фазова намотка

За така получената заместваща схема важат следните изрази:

$$Z_{екв} = R + jX \quad (2.4)$$

Където R и X са равни на:

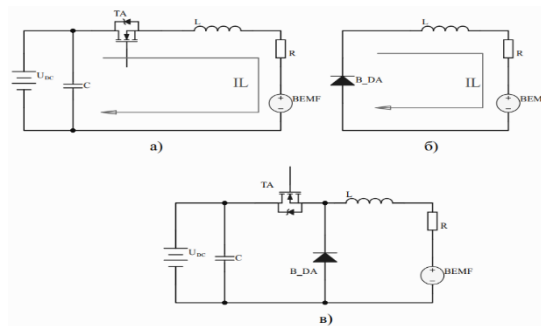
$$R = \frac{6X_{ph}^2 X_{ph} + 6R_{ph}^3}{9(R_{ph}^2 + X_{ph}^2)} = \frac{2}{3} R_{ph} \quad (2.5)$$

$$X = \frac{6R_{ph}^2 X_{ph} + 6X_{ph}^3}{9(R_{ph}^2 + X_{ph}^2)} = \frac{2}{3} X_{ph} \Rightarrow L = \frac{2}{3} L_{ph} \quad (2.6)$$

Стойността на напрежението U_{BEMF} на еквивалентния източник на напрежение BEMF е:

$$U_{BEMF} = Z_{екв} \sum_{k=1}^n \frac{U_{BEMF}}{Z_k} = \frac{2U_{BEMF_A} + U_{BEMF_BC}}{3} \quad (2.7)$$

Като се използва тази заместваща схема са съставени еквивалентни схеми за интервалите на заряд и разряд на енергия в намотките на двигателя за УТ модулация. На фиг. 2.5 а), е представена еквивалентната схема за включен горен транзистор, а на б), за включен диод. На фиг. 2.5 в), е представена обобщаваща еквивалентна заместваща схема за двата интервала. Така представен, инверторът се свежда до понижаващ преобразувател, за който товар се явява активното съпротивление R и еквивалентния източник на напрежение на безчетковата машина.



Фиг. 2.5 Еквивалентни схеми за УТ модулация: а) включен модулиращ транзистор; б) изключен модулиращ транзистор; в) обобщена еквивалентна схема

Изведени са изрази за тока през еквивалентната индуктивност i_{LA} и напрежението върху еквивалентния източник на обратно е.д.н. BEMF:

$$i_{LA} = \frac{U_{DC}}{R_b} \quad (2.13)$$

$$U_{BEMF} = U_{DC}(D - Dz - K) + U_D(D - 1) \quad (2.14)$$

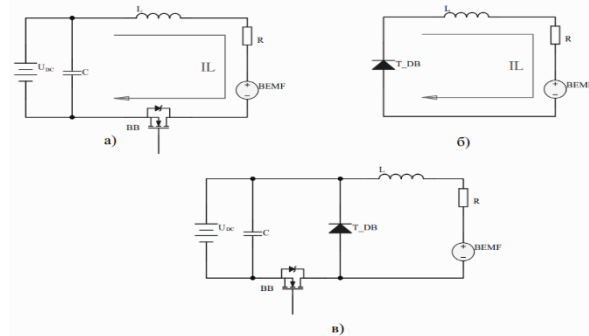
където: U_{BEMF} е напрежението на еквивалентния източник на напрежение; i_L е токът през индуктивността; R е активното съпротивление; K представлява отношението R/R_b ; z е отношението R_{DSon}/R_b ; R_{DSon} е съпротивлението на канала на отпушения транзистор; R_b е вътрешното съпротивление на батерията; U_D е падът на напрежение върху отпушения диод; U_{DC} е напрежението върху акумулаторната батерия, и D е коефициентът на запълване ($D = t_{on}/T_s$); T_s е периодът на комутация. Връзката между D и D' е: $D' = 1 - D$.

Пренебрегвайки z израз 2.14 придобива следния вид:

$$U_{BEMF} = U_{DC}(D - K) + U_D(D - 1) \quad (2.15)$$

2.3 Анализ на електромагнитните процеси в системата захранващ източник-инвертор-двигател при използване на еднополярна модулация на долни транзистори

Направен е анализ на електромагнитните процеси в системата ВТ модулация, като се стига до извода, че важат изрази (2.13) и (2.15). Заместващите еквивалентни схеми са представени на фиг. 2.8.

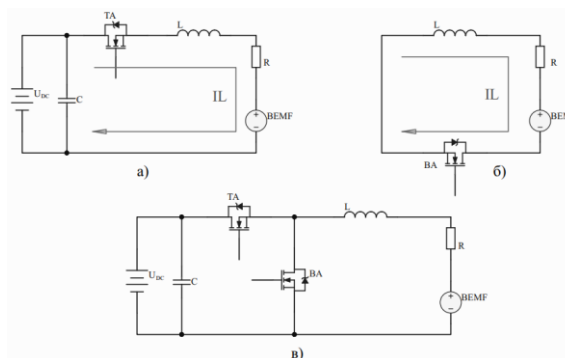


Фиг. 2.8 Еквивалентни схеми за ВТ модулация: а) включен модулиращ транзистор; б) изключен модулиращ транзистор; в) обобщена еквивалентна схема

За модулации тип PWM-ON и ON-PWM последователността на превключване на транзисторите през 60° води до редуване на UT и ВТ модулация, като за всеки един интервал, инверторът може да се представи, като понижаващ преобразувател на напрежение.

2.4 Анализ на електромагнитните процеси в системата захранващ източник-инвертор-двигател при използване на PWM-PWM модулация

Използването на модулация от тип PWM-PWM на транзисторите на инвертора в рамките на 60° предполага противотактна работа на транзисторите от едно рамо на инвертора, докато долен транзистор от друго рамо е отпушен постоянно. Еквивалентна схема на системата е показана на фиг. 2.11. За стойността на тока през намотката важи израз (2.5), а за напрежението на еквивалентния източник на обратно е.д.н. израз (2.20).



Фиг. 2.11 Еквивалентни схеми за PWM-PWM модулация: а) включен модулиращ горен транзистор; б) включен долен модулиращ транзистор; в) обобщена еквивалентна схема

$$U_{BEMF} = U_{DC}(D - K) \quad (2.20)$$

За PWM-PWM модулация, инверторът на напрежение се разглежда, като понижаващ преобразувател с транзистор, работещ в режим на „синхронен

изправител“, което е предпоставка за по-малко загуби на мощност в преобразувателя.

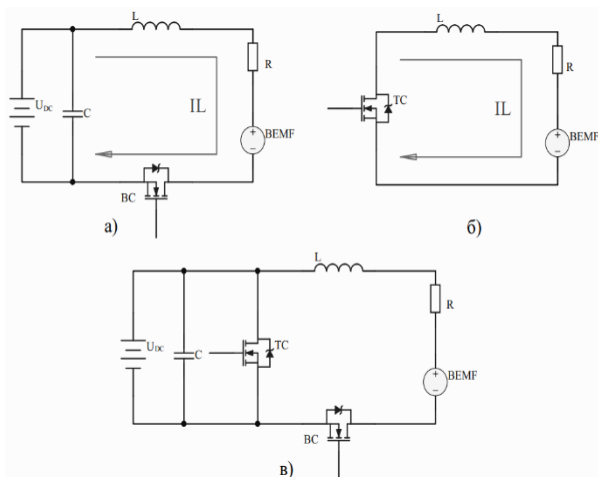
2.5 Анализ на електромагнитните процеси в системата захранващ източник-инвертор-двигател при използване на PWM-ON-BIP модулация

При прилагане на PWM-ON-BIP модулация се разглеждат два случая:

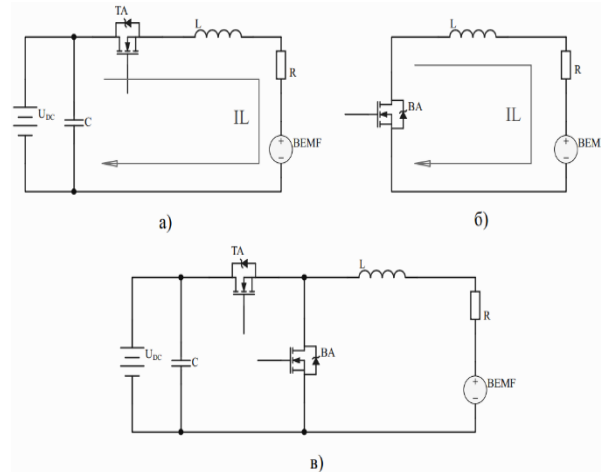
I случай: За интервал от 60° е включен горен транзистор от дадено рамо на инвертора, а на транзистори от друго рамо се прилага противотактна модулация. Еквивалентни схеми са представени на фиг. 2.14.

II случай: За интервал от 60° е включен долен транзистор от дадено рамо на инвертора, а на транзистори от друго рамо се прилага противотактна модулация. Еквивалентни схеми са представени на фиг. 2.17.

За PWM-ON-BIP модулация инверторът, отново се свежда до понижаващ преобразувател с транзистор, работещ в режим на „синхронен изправител“. Анализът на електромагнитните процеси в системата показва, че за тока през индуктивността важи израз (2.13), а за напрежението на еквивалентният източник на обратно е.д.н. е в сила изразът (2.20).



Фиг. 2.14 Еквивалентни схеми при PWM-ON-BIP модулация за I случай: а) включен модулиращ долен транзистор; б) включен горен модулиращ транзистор; в) обобщена еквивалентна схема



Фиг. 2.17 Еквивалентни схеми при PWM-ON-BIP модулация за II случай: а) включен модулиращ горен транзистор; б) включен долен модулиращ транзистор; в) обобщена еквивалентна схема

2.6 Определяне на загубите на мощност от триене и вентилация на мотор-генераторната група

По метода на тарирания двигател са определени загубите на мощност от триене в мотор-генераторната група, като те са 0.212W. Определени са загубите на мощност от триене и в безчетковата машина за постоянен ток DT4260, като те са равни на 0.132W.

2.7 Тестване – управляващи сигнали и времедиаграми на токове и напрежения

С развойната система DRV8312-C2 и мотор-генераторната група са реализирани описаните модуляции. Линейното напрежение, между две от фазите на безчетковия двигател с прилагане на еднополярна и PWM-PWM

модуляция е с правоъгълна форма. За PWM-ON-BIP модуляция линейното напрежение е с трапецовидна форма. Това е предпоставка за постигане на по-висока ефективност.

С прилагане на PWM-ON-BIP модуляция няма отрицателни пикове на тока, консумиран от захранващия източник. Така акумулаторната батерия работи в по-благоприятен режим и се намаляват електромагнитните шумове на системата. За еднополярна и PWM-PWM модуляция има отрицателни пикове на консумирания ток.

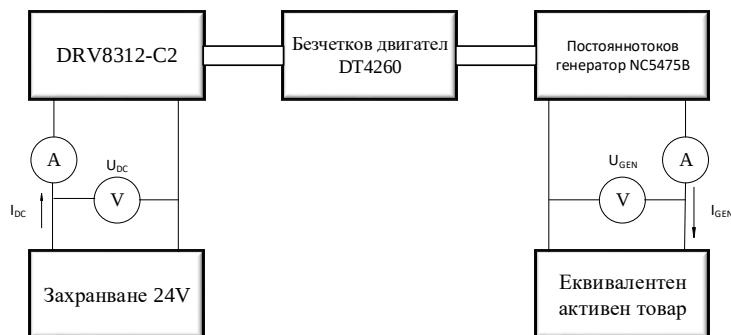
2.8 Заключение и изводи

1. Анализирани са електромагнитните процеси в системата източник-преобразувател-двигател. Трифазният инвертор на напрежение се привежда до три последователно работещи във времето понижаващи преобразуватели. За модуляции тип PWM-PWM и PWM-ON-BIP MOSFET транзистори работят, като „синхронни изправители“, което е предпоставка за по-висок к.п.д. на преобразувателя.

2. PWM-ON-BIP модуляцията не води до отрицателни токове, когато се превключват на всеки 60° транзистори от инвертора на напрежение, което е предпоставка за по-малък електромагнитен шум и добро използване на акумулаторните батерии.

ГЛАВА 3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНЕТО НА МОДУЛАЦИИ ЗА ДВИГАТЕЛЕН РЕЖИМ НА РАБОТА НА БЕЗЧЕТКОВ ДВИГАТЕЛ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

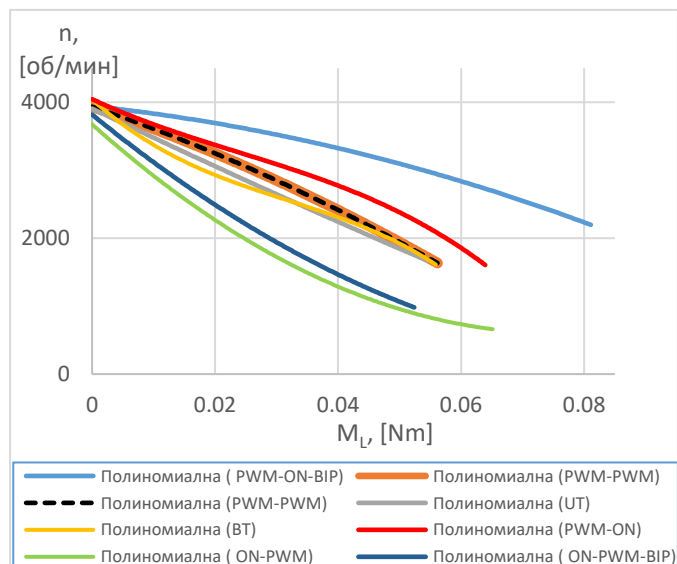
В глава 3 са снети товарни характеристики на безчетков двигател DT4260 с прилагане на различни типове модуляции, като за товар се използва постояннотоков генератор NC5475B. Оценена е ефективността на всяка една модуляция в система за регулиране на обороти. Разделени са загубите на мощност за различни типове модуляция. Блокова схема на опитната постановка е представена на фиг. 3.1. Модулационната честота е 12kHz, а захранващото напрежение е 24.85V.



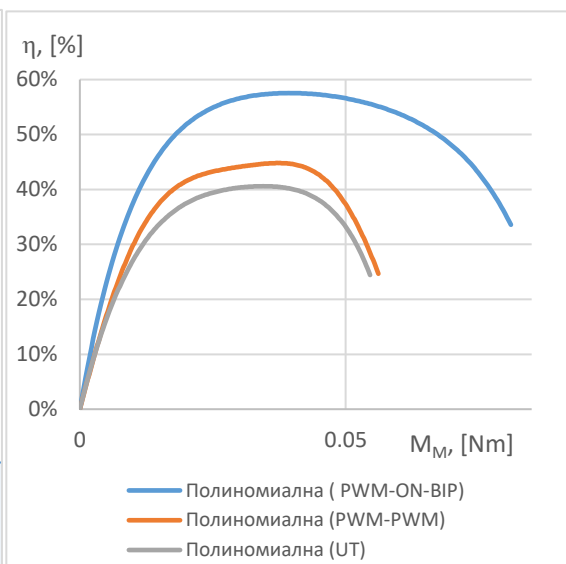
Фиг. 3.1 Блокова схема на опитната постановка за снемане на товарни характеристики на безчетков двигател DT4260

3.1 Товарни характеристики на безчетков двигател DT4260 при захранване с различен тип модулации

Снети са товарни характеристики (фиг. 3.2) на безчетковия двигател DT4260 в отворена система за регулиране за различни типове модулация на захранващото напрежение. Като се регулира генерирания ток от постояннотоковата машина се задава товарен момент от 0 до 0.08Nm. Зададени са номинални 4000об/мин на безчетковата машина.



Фиг. 3.2 Товарни характеристики на безчетков двигател DT4260 при използване на различни типове модулации.



Фиг. 3.4 Зависимост на коефициента на полезно действие η на двигател DT4260 от развивания въртящ момент M_M

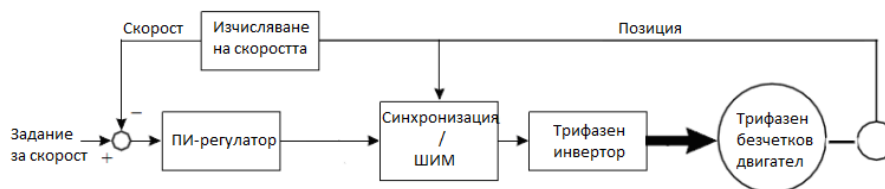
Модулации от типа ON-PWM имат меки характеристики и не са подходящи за употреба в електро транспортно средство. Прилагането на модулации от типа еднополярна UT или BT модулация, PWM-PWM модулация и режим без модулация води до идентични товарни характеристики. Най-твърди са характеристиките с PWM-ON-BIP и PWM-ON модулации.

С прилагането на PWM-ON-BIP модулация, к.п.д. η на безчетков двигател DT4260 в отворена система достига 58%, докато за PWM-PWM модулация е 45%, а за UT модулация едва 40% (фиг. 3.4). Тези изследвания са предпоставка за приложението на PWM-ON-BIP модулацията в електро транспортно средство.

3.2 Ефективност на безчетковия двигател DT4260 при работа в затворена система за управление и различни типове модулация

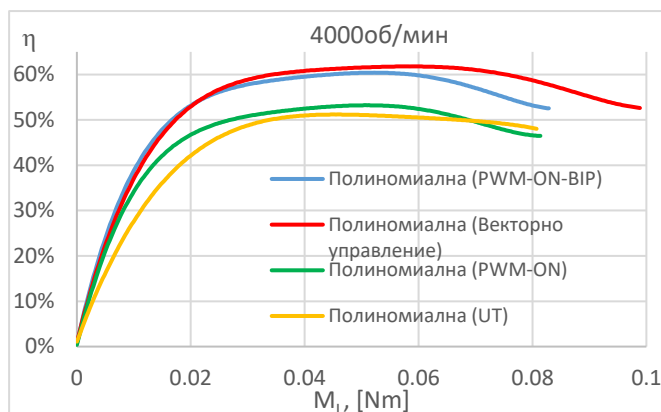
Оценен е коефициентът на полезно действие на безчетковия двигател при работа в затворена система с ПИ регулатор на скорост с прилагане на UT, PWM-PWM и PWM-ON-BIP модулация. Получените резултати са сравнени с резултати за к.п.д. на същата машина, получени след прилагането на векторен контрол на управление.

Направени са изследвания при 4000об/мин, 3000об/мин, 2000об/мин и 1000об/мин, като товарният съпротивителен момент се изменя от 0 до 0.1Nm.

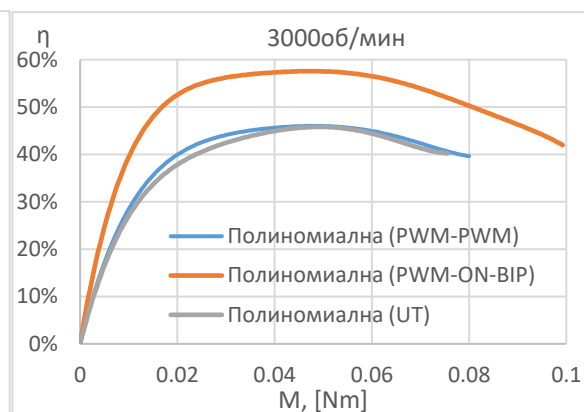


фиг. 3.5 Блок схема на затворена система с регулиране на скоростта

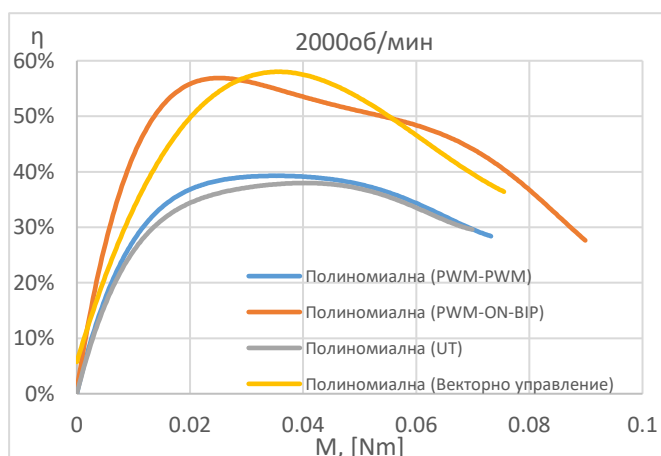
От експериментално получените резултати, представени на фиг. 3.6, фиг.3.8, фиг. 3.9 и фиг.3.10, е направен изводът, че с прилагане на изброените модуляции най-висок к.п.д. се получава за PWM-ON-BIP модулация. За 4000об/мин к.п.д. с прилагане на PWM-ON-BIP модулация е 61% за съпротивителен момент по-малък от 0.06N. Тези резултати са съпоставими със стойности получени при векторен контрол, като с неговото използване се постига к.п.д. от 62%. С увеличаване на натоварването к.п.д. спада, като разликата между векторния контрол и PWM-ON-BIP модулацията е 7% за съпротивителен момент 0.08Nm. За останалите две модуляции максимално достигнатият к.п.д. е 54%.



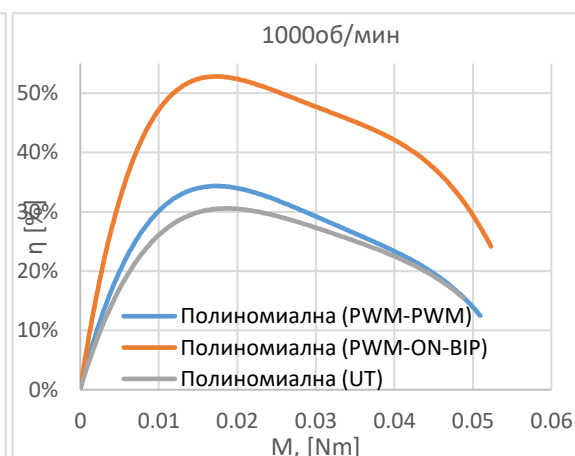
Фиг.3.6 Изменение на коефициента на полезно действие на двигател DT4260 от натоварването за различни модуляции при 4000об.мин



Фиг. 3.8 Изменение на коефициента на полезно действие на двигател DT4260 от натоварването за различни модуляции при 3000об.мин



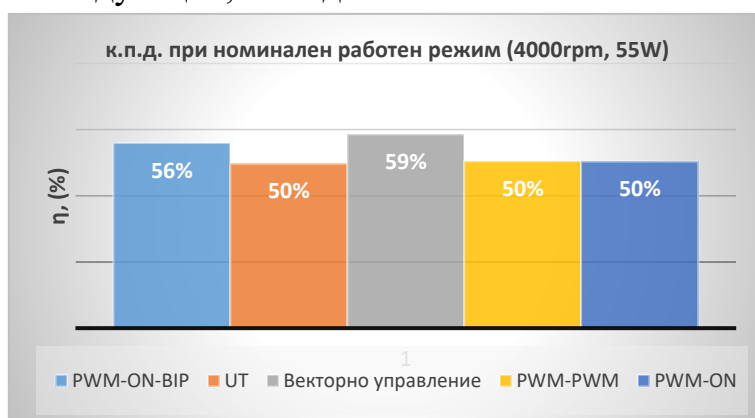
Фиг. 3.9 Изменение на коефициента на полезно действие на двигател DT4260 от натоварването за различни модуляции при 2000об.мин



Фиг. 3.10 Изменение на коефициента на полезно действие на двигател DT4260 от натоварването за различни модуляции при 1000об.мин

При по-ниски обороти, прилагането на PWM-ON-BIP модулация също води до постигане на най-висок к.п.д., но той спада с намаляване на оборотите и неговият максимум се измества към режими на работа с по-малко натоварване. Дори при ниски обороти, к.п.д. постигнат с PWM-ON-BIP модулация е съпоставим с този при векторно управление (фиг. 3.9).

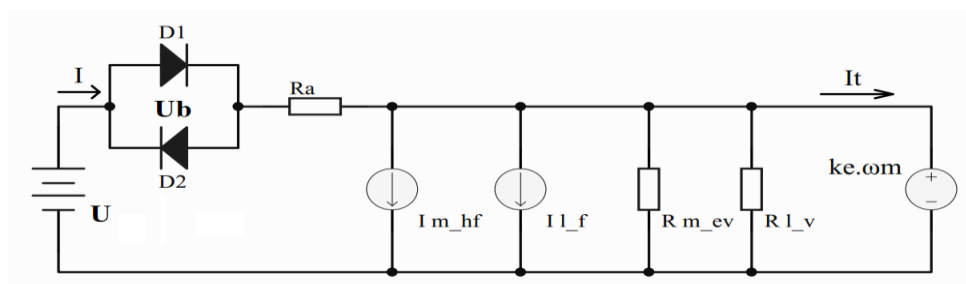
Сравнение на к.п.д. за номинална мощност на машината от 55W при номинална скорост на въртене 4000об/мин е представено на фиг. 3.11. PWM-ON, PWM-PWM и UT модулации водят до к.п.д. от 50%. С използване на векторно управление системата показва най-добър к.п.д., като той достига стойност от 59%. Само с 3% е по-малък е к.п.д. на системата при използване на PWM-ON-BIP модулация, като достига 56%.



Фиг. 3.11 Сравнение на коефициента на полезно действие на системата за управление на двигател DT4260 при номинални обороти и номинална мощност с използване на PWM-ON-BIP, PWM-PWM, UT модулации, PWM-ON модулации и векторен контрол.

3.3 Разделяне на загубите в стоманата на безчетковата машина при различни методи за модулация на фазовите напрежения

С представяне на електро задвижващата система с еквивалентна заместваща схема на фиг.3.13 и използване на графични и математически методи са разделени загубите на мощност в безчетковата машина за всяка една от изследваните модулации.

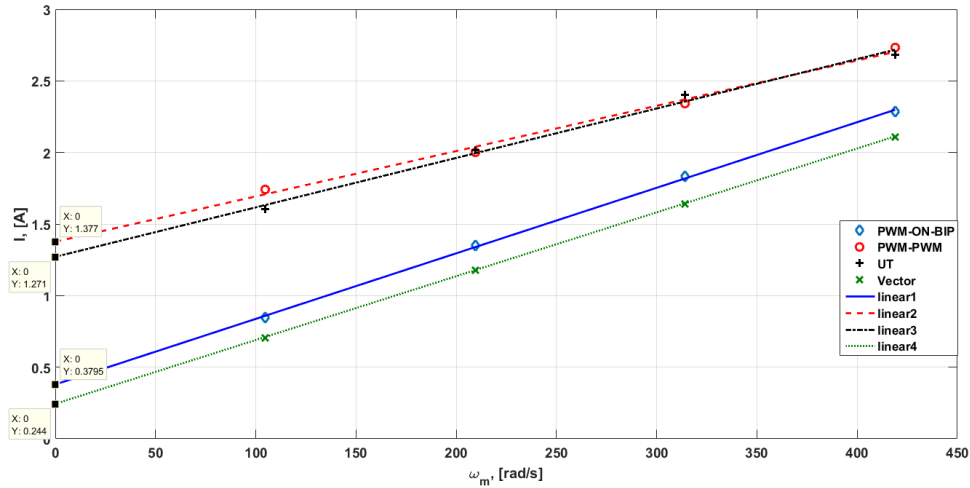


Фиг. 3.13 Опростена еквивалентна схема на безчетков двигател за постоянен ток за изчисляване на загубите на мощност

В заместващата схема U е захранващото напрежение, активното съпротивление на намотките се представя с R_a , а обратното е.д.н. е $k_e \omega_m$. Токът през инвертора е отбелязан с I . Падът на напрежение върху транзисторите и диодите на инвертора се представя с напрежението U_b върху D1 и D2. Съпротивлението R_{m_ev} представлява загубите от вихрови токове, R_{l_v} моделира загубите от вискозно триене в товара. Източникът на ток I_{m_mf}

представлява загубите от хистерезис, а I_{lf} представлява загубите от триене в товара.

Параметрите в еквивалентната схема са определени с експерименти при застопорен ротор и експеримент на празен ход за двигател DT4260, като се използват данни от снети $I-\omega_m$ характеристики за всяка приложена модулация (фиг. 3.17). Използват се изрази (3.5) и (3.6).



Фиг. 3.17 Семейство $I-\omega_m$ характеристики на DT4260 за различни типове модуляции при товарен ток на генератора 1,3A

$$U = |U_b| + R_a I \quad (3.5)$$

$$U = |U_b| + R_a I + k_e \omega_m$$

$$I = \frac{k_e \omega_m}{R_{m_{ev}} \parallel R_{l_{v}}} + I_{m_{mf}} + I_{l_{f}} \quad (3.6)$$

За зададени скорост на въртене ω_m и въртящ момент T_e , и известни захранващо напрежение U и ток I са пресметнати изходната мощност P_o , загубите от хистерезис P_h , загубите от вихрови токове P_e , активните загуби P_c , загубите в транзисторите и диодите P_t и ефективността η_i , със следните изрази:

$$I_t = \frac{T_e}{k_e}$$

$$I = \frac{k_e \omega_m}{R_{m_{ev}} \parallel R_{l_{v}}} + I_{m_{hf}} + I_{lf} + I_t$$

$$P_o = T_e \omega_m$$

$$P_c = R_a I^2$$

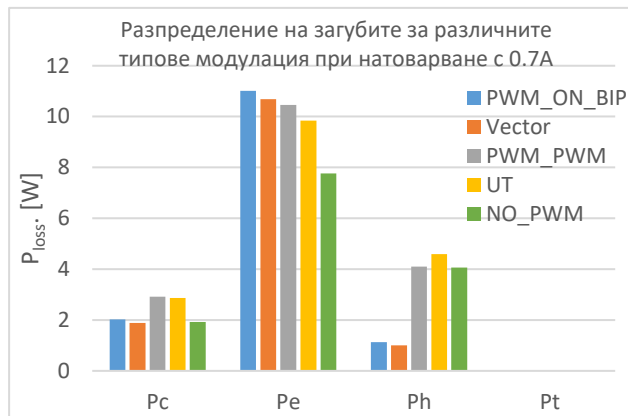
$$P_e = \frac{(k_e \omega_m)^2}{R_{m_{ev}} \parallel R_{l_{v}}} \quad (3.7)$$

$$P_h = k_e \omega_m (I_{m_{hf}} + I_{lf})$$

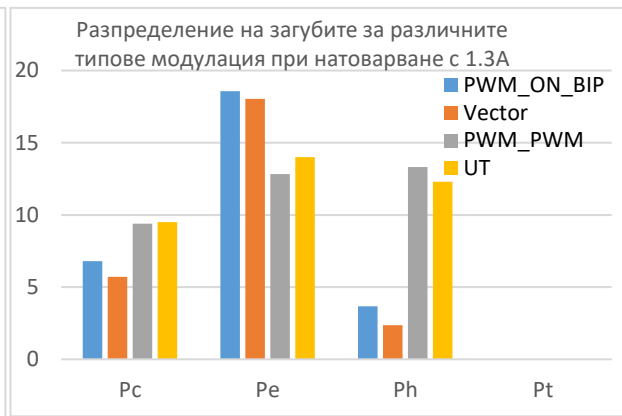
$$P_t = U_b I$$

$$\eta_i = \frac{P_o}{P_o + P_c + P_t + P_e + P_h}$$

На колонните диаграми на фиг. 3.18 и фиг. 3.19 е представено разпределението на загубите за токове 0.7A и 1.3A. Загубите в полупроводниковите елементи P_t са пренебрежимо малки и поради тази причина не са изобразени.



Фиг. 3.18



Фиг. 3.19

Загубите от вихрови токове при PWM-ON-BIP модулация и векторен контрол са най-големи и се увеличават с натоварването, като за ток 0.7A достигат 11W, а за 1.3A – 18W. За останалите модуляции тези загуби са с 2W по-малки. Поради липсата на висока честота най-малки са загубите от вихрови токове за режим без модулация - NO-PWM.

Съществени са разликите в загубите на мощност породени от хистерезис. Най-малки са загубите от хистерезис при векторен контрол и PWM-ON-BIP модулация, като за ток 0.7A са 1W, докато за PWM-PWM и UT модуляции са респективно 4W и 5W. За ток 1.3A загубите от хистерезис за PWM-ON_BIP и векторен контрол са респективно 4W и 3W, а за останалите модуляции са нараснали до близо 13W. Това е и причина за по-големия к.п.д. получаван с прилагане на PWM-ON-BIP модулация.

3.4 Анализ на получените резултати за ефективността и разпределението на загубите

Според (3.4) и (3.5) загубите от хистерезис са пропорционални на индукцията B и честотата f , а според (3.6) и (3.7) загубите от вихрови токове са пропорционални на индукцията и квадрата на честотата.

$$P_h = k_h B_{\max}^{\alpha} f \quad (3.9)$$

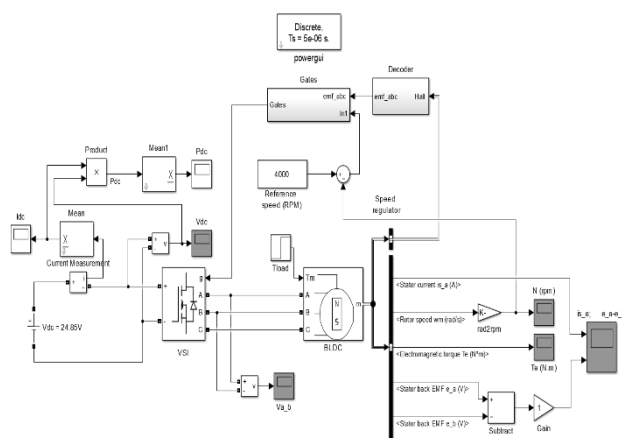
$$P_h = k_{h1} B_{1 \max}^{\alpha} f_1 + k_{h5} B_{5 \max}^{\alpha} f_5 + k_{h7} B_{7 \max}^{\alpha} f_7 + \dots + k_{hn} B_{n \max}^{\alpha} f_n \quad (3.10)$$

$$P_e = k_e B_{\max}^{\alpha} f^2 \quad (3.11)$$

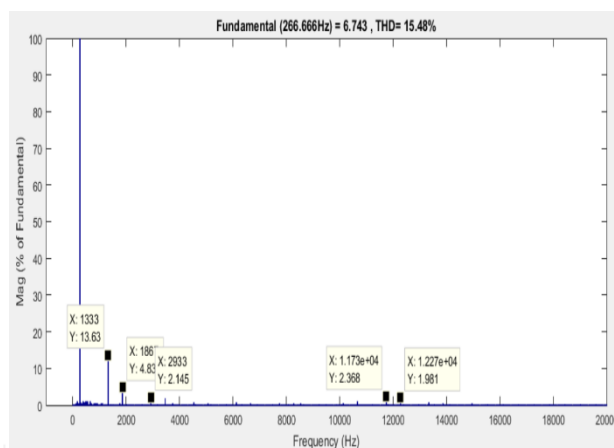
$$P_e = k_{e1} B_{1 \max}^{\alpha} f_1^2 + k_{e5} B_{5 \max}^{\alpha} f_5^2 + k_{e7} B_{7 \max}^{\alpha} f_7^2 \dots k_{en} B_{n \max}^{\alpha} f_n^2 \quad (3.12)$$

Коефициенти предоставяни от производителя на стоманата са k_e - коефициент на загубите от вихрови токове и k_h - коефициент на загубите от хистерезис.

За това е анализиран хармоничният състав на фазовите токове протичащи през безчетковия двигател DT4260, като е направен модел на електро задвижващата система в средата Matlab/Simulink. Логически в блок "Gates" са реализирани UT, PWM-PWM и PWM-ON-BIP модуляции. Примерни резултати са представени на фиг. 3.27. Резултатите от симулационните изследвания показват, че прилагането на PWM-ON-BIP модуляция води до най-малки по амплитуда нисши хармонични съставни във фазовия ток през двигателя и най-малък коефициент на хармонични изкривявания. За тази модуляция хармониците с честота близка до модулационната са с амплитуда по-малка от тези при останалите модуляции.



Фиг. 3.23 Simulink модел на електро задвижващата система



Фиг. 3.27 Хармоничен състав на фазов ток I_a за PWM-ON-BIP модуляция с $T_{load} = 0.076 \text{ Nm}$

3.6 Изводи и избор на тип модуляция за управление на безчетков двигател, задвижващ електрокар

В трета глава се доказва:

1. Най-твърда товарна характеристика на двигател DT4260 се постига с прилагането на PWM-ON-BIP модуляция. Товарните характеристики с модуляции UT, VT, PWM-PWM и PWM-ON са идентични. Модуляции от типа ON-PWM и ON-PWM-BIPOL не са подходящи за електрически транспортни средства.

2. Прилагането на PWM-ON-BIP модуляция води до най-висок к.п.д.. При малки натоварвания PWM-ON-BIP модуляцията е съизмерима по енергийна ефективност с векторно управление.

3. Загубите на мощност с използване на PWM-ON-BIP модуляция са съизмерими с тези при векторно управление и са близки до режим без модуляция.

На базата на получените резултати с безчетков двигател DT4260, е направен изводът, че подходяща модуляция за използване в електрокар, задвижван от BLDC машина, е PWM-ON-BIP.

ГЛАВА 4. АНАЛИЗ И ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ГЕНЕРАТОРЕН РЕЖИМ НА БЕЗЧЕТКОВА МАШИНА DT4260, ЧРЕЗ РАЗЛИЧНИ ТИПОВЕ МОДУЛАЦИЯ, ПРИЛАГАНИ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА НАПРЕЖЕНИЕ

В глава 4 е анализирана и изследвана възможността за реализиране на генераторен режим на безчеткова машина DT4260, като инверторът на напрежение се преобразува в повишаващ преобразувател. За тази цел се използват моментите от време, за които обратното е.д.н. в намотките на двигателя е с постоянна стойност. Предложени са и два нови метода за генераторен режим: смесена модулация – Mixed и смесена модулация със „синхронен изправител“ – Mixed-S. В таблица 4.1 са посочени изследваните модулации за генераторен режим, като е посочено кои транзистори провеждат ток за всяка една стъпка от шест стъпковия алгоритъм на комутиране на фазите на безчетковата машина. Блокова схема на опитната постановка е показана на фиг. 4.1.



Фиг. 4.1. Блокова схема на опитната постановка за генераторен режим на работа на безчеткова машина DT4260

Таблица 4.1. Състояния на транзисторите за работа на системата инвертор-безчеткова машина в генераторен режим

Тип модулация	стъпка	Изключени и модулиращи транзистори от инвертора					
		1	2	3	4	5	6
Еднополярна модулация на долни транзистори	Горен транзистор	0	0	0	0	0	0
	Долен транзистор	A = D	A = D	B = D	B = D	C = D	C = D
Еднополярна модулация на долни транзистори - синхронен изправител	Горен транзистор	A = D'	A = D'	B = D'	B = D'	C = D'	C = D'
	Долен транзистор	A = D	A = D	B = D	B = D	C = D	C = D
Еднополярна модулация на горни транзистори	Горен транзистор	B = D	C = D	C = D	A = D	A = D	B = D
	Долен транзистор	0	0	0	0	0	0
Еднополярна модулация на горни транзистори - синхронен изправител	Горен транзистор	B = D	C = D	C = D	A = D	A = D	B = D
	Долен транзистор	B = D'	C = D'	C = D'	A = D'	A = D'	B = D'
PWM-PWM в генераторен режим	Горен транзистор	C = D'	C = D'	A = D'	A = D'	B = D'	B = D'
	Долен транзистор	C = D	C = D	A = D	A = D	B = D	B = D
Смесена модулация за генераторен режим	Горен транзистор	B = D	A = D	C = D	B = D	A = D	C = D
	Долен транзистор	B = D'	0	C = D'	0	A = D'	0
Смесена модулация за генераторен режим - синхронен изправител	Горен транзистор	B = D	A = D'	C = D	B = D'	A = D	C = D'
	Долен транзистор	B = D'	A = D	C = D'	B = D	A = D'	C = D

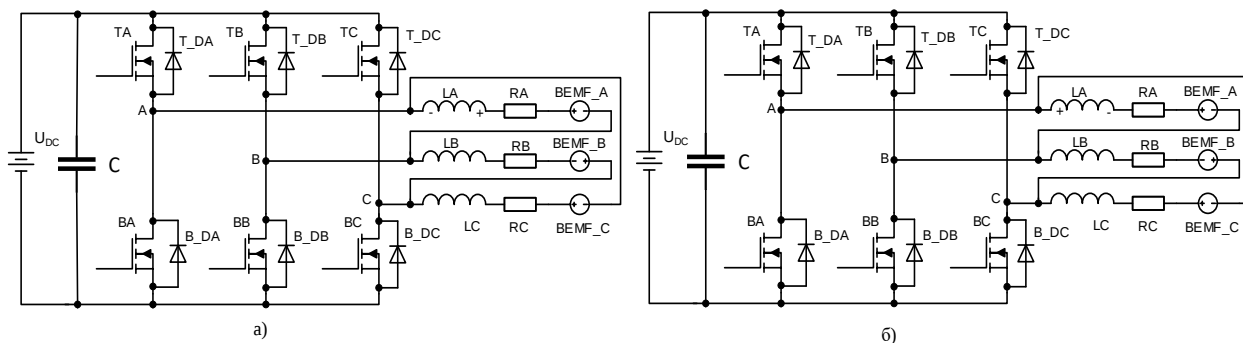
Основни моменти в тази глава са:

4.3 Условия за преминаване в режим на рекуперация с преобразуване на инвертора в повишаващ преобразувател

Анализирани са процесите в системата захранващ източник-инвертор-безчеткова машина за моментите, в които генерираното е.д.н. в намотките е с

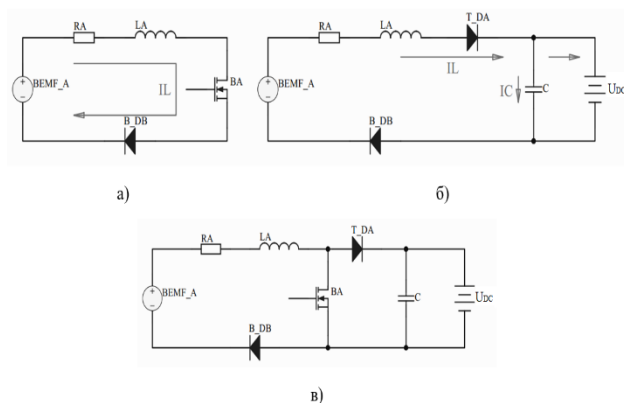
поляритет позволяващ пренос на енергия към акумулаторната батерия. Анализирани са процесите на заряд на енергия в индуктивностите на намотките и разсейването на тази енергия в батерията. Такъв пример за еднополярна модулация на долни транзистори е илюстриран на фиг. 4.4.

След описване на контурите, през които протича ток за периодите на заряд и разряд на енергия е доказано, че в този режим инверторът се представя, като три последователно работещи във времето повишаващи преобразуватели.

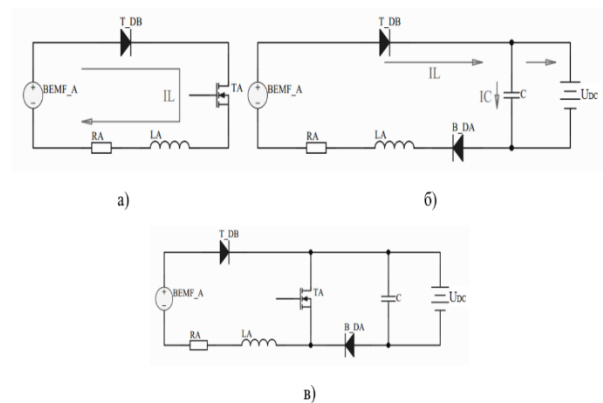


Фиг. 4.4. Поляритет на енергията във фазова намотка A: а) процес на заряд на енергия в индуктивността LA, б) процес на разряд на натрупаната енергия в индуктивността LA и протичане на ток към батерията

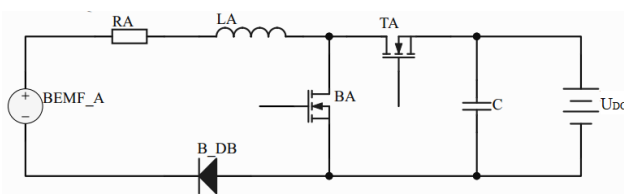
Съставени са еквивалентни схеми, както следва: фиг. 4.5 – модулация на долни транзистори; фиг. 4.9 – модулация на долни транзистори със „синхронен изправител“; фиг. 4.16 – модулация на горни транзистори; фиг. 4.17 – модулация на горни транзистори със „синхронен изправител“.



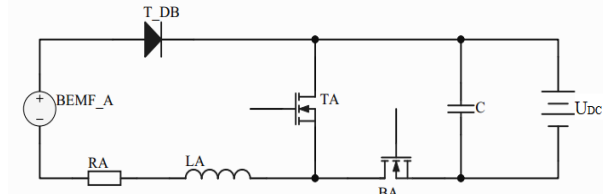
Фиг. 4.5. а) заряд на енергия в индуктивността LA, б) разряд на натрупаната енергия в индуктивността LA, в) еквивалентна схема



Фиг. 4.16. а) заряд на енергия в индуктивността LA, б) разряд на натрупаната енергия в индуктивността LA, в) еквивалентна схема



Фиг. 4.9. Еквивалентна схема на повишаващия преобразувател със „синхронен изправител“ с модулация на долни транзистори



Фиг. 4.17. Еквивалентна схема на повишаващия преобразувател със „синхронен изправител“ с модулация на горни транзистори

На база тези еквивалентни схеми са изведени изрази за тока през еквивалентната индуктивност i_{LA} и напрежението върху акумулаторната батерия.

Токът през индуктивността за еднополярна модулация на горни транзистори и еднополярна модулация на долни транзистори е равен на:

$$i_{LA} = \frac{U_{DC}}{R_b(1-D)} \quad (4.7)$$

Напрежението върху батерията U_{DC} е равно на:

$$U_{DC} = \frac{U_{BEMF_A} - U_D(2-D)}{(1-D) + \frac{K}{1-D} + z \frac{D}{1-D}} \quad (4.8)$$

Пренебрегвайки z израз (4.8) придобива следния вид:

$$U_{DC} = \frac{U_{BEMF_A} - U_D(2-D)}{(1-D) + \frac{K}{1-D}} \quad (4.9)$$

За нуждите на математическия анализ, за да се определи максималното напрежение на изхода на повишаващия преобразувател, израз 4.9 е записан и диференциран по отношение на D' (4.10). След това, полученият израз е приравнен на нула и е получен израз 4.12.

$$U_{DC} = \frac{U_{BEMF_A} - U_D(1+D')}{D' + \frac{K}{D'}} \quad (4.10)$$

$$\frac{dU_{DC}(D')}{dD'} = -\frac{U_{BEMF_A} D'^2 U_D D'^2 + K U_{BEMF_A} + 2K U_D D'}{(D'^2 + K)^2} \quad (4.11)$$

$$U_{DC_{max}}(D') = \frac{U_D - U_{BEMF_A}}{\sqrt{K(KU_D^2 + 2U_D U_{BEMF_A} + U_D + U_{BEMF_A}^2) + KU_D}} \quad (4.12)$$

По аналогичен начин за еквивалентните схеми със „синхронен изправител“ е доказано, че токът през индуктивността е равен на израз (4.7). За напрежението върху батерията в този случай с пренебрегване на z се получава:

$$U_{DC} = \frac{U_{BEMF_A} - U_D}{(1-D) + \frac{K}{1-D}} \quad (4.15)$$

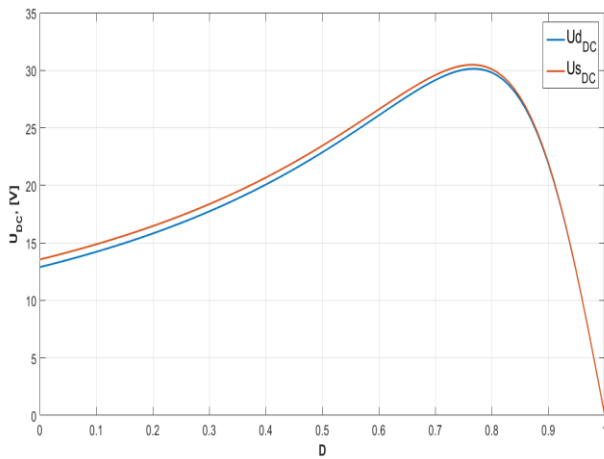
С въвеждането на „синхронен изправител“, падът на напрежение, който се получава върху обратния диод се намалява два пъти. Това води до повишаване на к.п.д. на преобразувателя.

Максималната стойност на напрежението върху батерията е равна на:

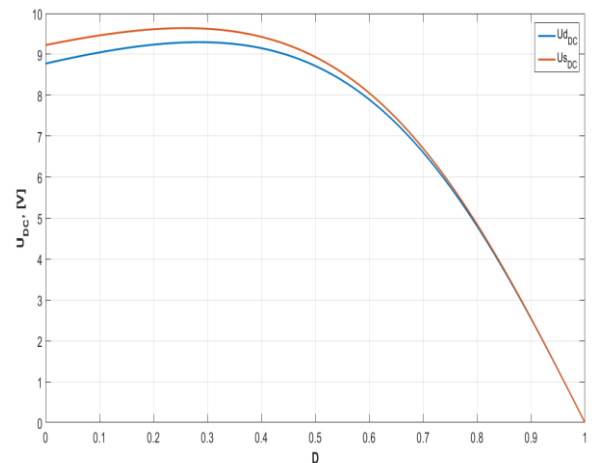
$$U_{DC_{max}}(D') = \frac{1}{\sqrt{K}} \quad (4.18)$$

На фиг. 4.11 и фиг. 4.12 са представени зависимостите на стойността на напрежението върху батерията с въвеждане на „синхронен изправител“ U_{sDC} от коефициента на запълване D за разредена и заредена акумулаторна батерия. На същите диаграми е наложена същата характеристика и за напрежението върху батерията без „синхронен изправител“ U_{dDC} .

Законът на изменение на двете напрежения U_{sDC} и U_{dDC} при заредени и разредени батерии е един и същ. Но, въвеждането на „синхронен изправител“, води до по-големи стойности на напрежението върху батерията за едни и същи стойности на D . Това доказва по-добра ефективност на този алгоритъм за връщане на енергия.

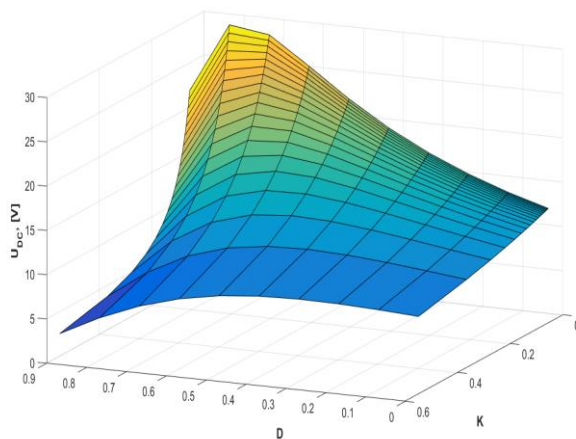


Фиг. 4.11. Зависимост на U_{sDC} и U_{dDC} от D при разредена батерия

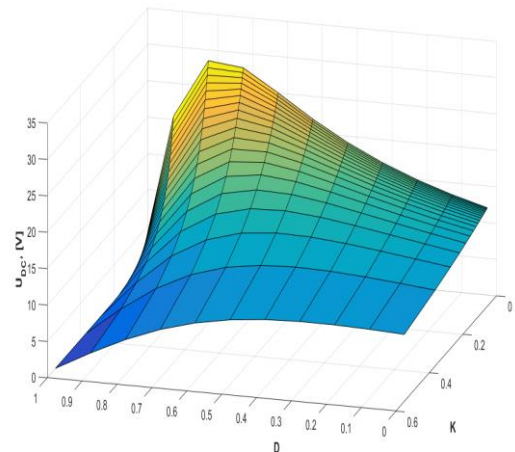


Фиг. 4.12. Зависимост на U_{sDC} и U_{dDC} от D при заредена батерия

На фиг. 4.8. и 4.13 са представени диаграми на изменението на U_{DC} от D и K . От тях е направен изводът, че най-голямо напрежение върху батерията се достига при D в диапазона от 0.5 до 0.8 и K , клонящо към нула за модулация



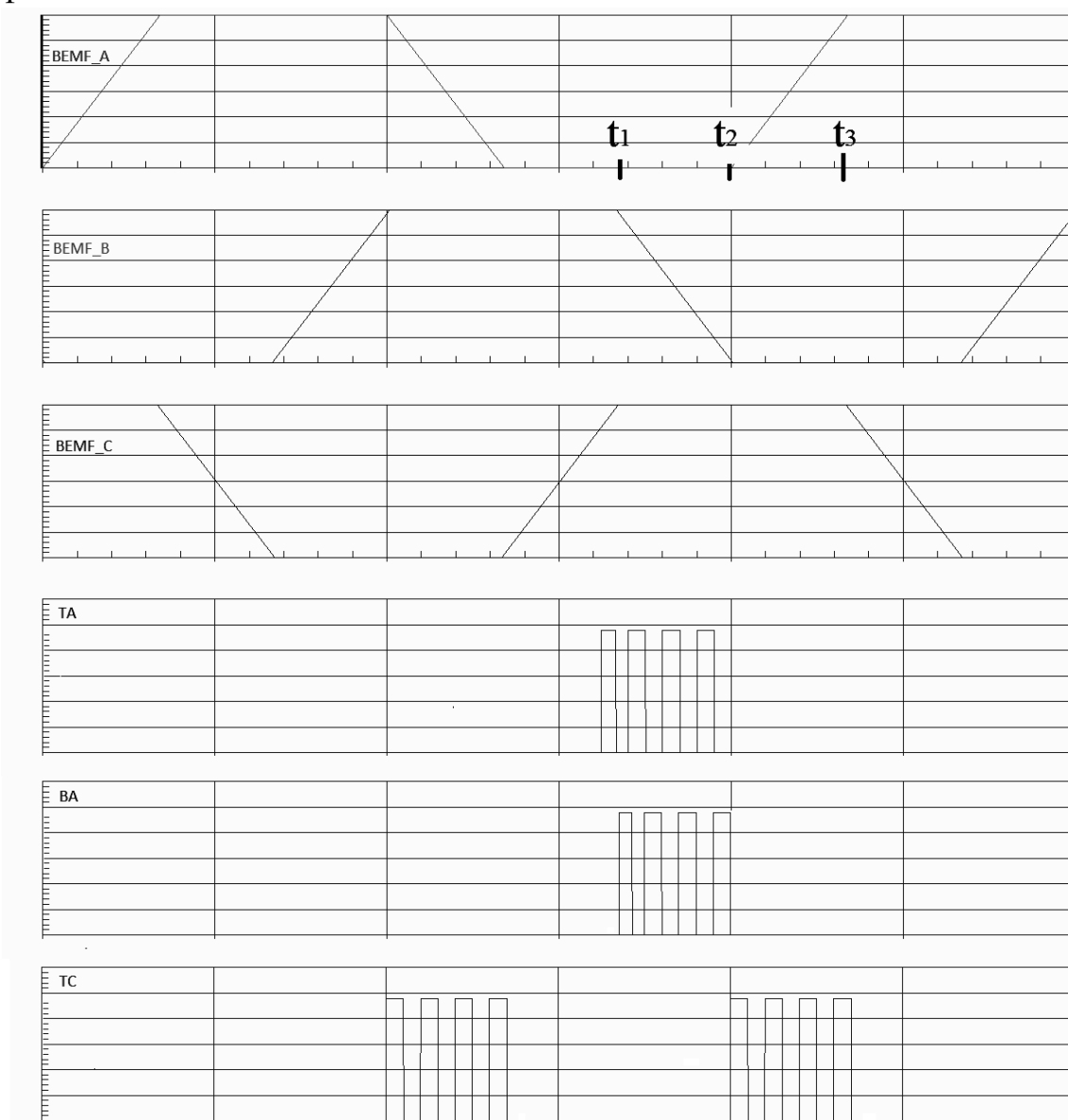
Фиг. 4.8. Зависимост на U_{DC} от D и K



Фиг. 4.13. Зависимост на U_{DC} от D и K за режим със „синхронен изправител“

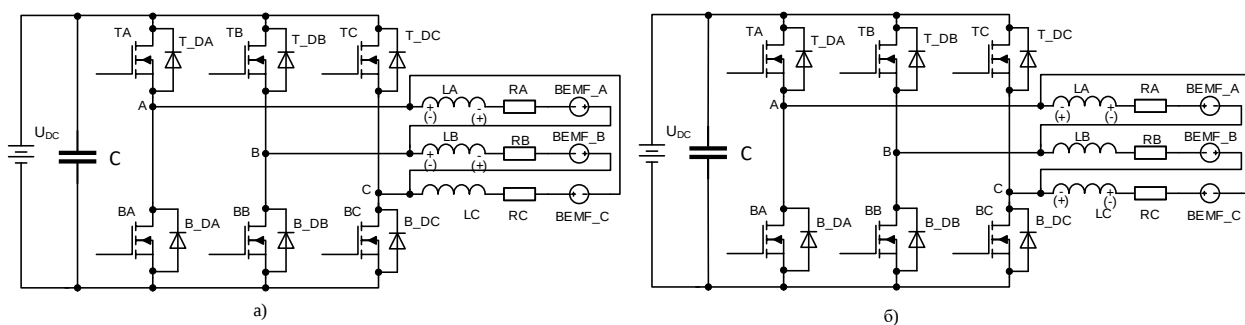
на горни или долни транзистори. За модулация на горни или долни транзистори със „синхронен изправител“ най-голяма стойност на напрежението се постига при D в диапазона от 0.5 до 0.9 и K , клонящо към нула.

На базата на генераторен режим с модулация на горни транзистори е синтезиран смесен алгоритъм на комутиране на транзисторите в трифазния инвертор. Този смесен метод се изразява в работа на инвертора като повишаващ преобразувател със „синхронен изправител“, за всяка една от фазите с продължителност от по 60° , когато фазовите напрежения са отрицателни. След всеки един от тези периоди се модулира един от горните транзистори от инвертора на тази фаза, за която генерираното е.д.н. в машината е положително. По този начин, транзисторът работи в режим на диод и се затваря токов контур през батерията, връщайки енергия в нея. Времедиаграма на управляващите сигнали за фаза А и фаза С са представени на фиг. 4.18.



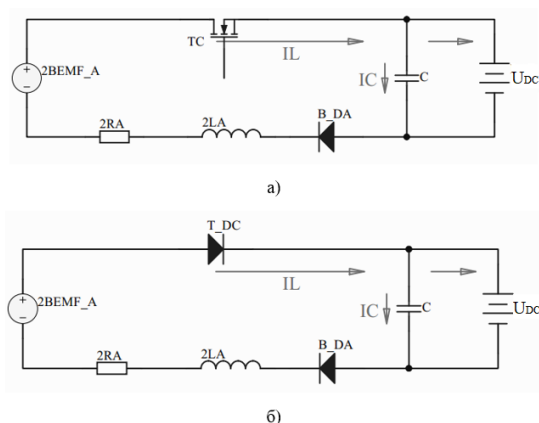
Фиг. 4.18. Генерирано напрежение във фазовите намотки и управляващи сигнали за транзистори от рамо А и горен транзистор от рамо С

В момента от време t_1 , обратното е.д.н. на фаза А е отрицателно и се подават управляващи сигнали към транзисторите от рамо А, за да заработи инверторът като повишаващ преобразувател със „синхронен изправител“. Тези сигнали се подават за период от 60° до момента t_2 , когато $BEMF_A$ започва да нараства в положителна посока. В този момент започват да се подават управляващи сигнали на горен транзистор за фаза С, чието обратно е.д.н. $BEMF_C$ е положително. Тъй като двигателят е с намотки свързани в схема триъгълник, еквивалентните източници на напрежение $BEMF_A$ и $BEMF_B$ са свързани последователно и еднопосочно, и напреженията им се събират. Натрупва се енергия в намотките на фаза А и фаза В. При изключването на ТС се отпушва паралелният му диод T_DC , като токът продължава да протича към батерията през него. Този процес протича до момента, в който $BEMF_A$ стане положително. От този момент до момента t_3 , напрежението на $BEMF_A$ вече е с противоположна полярност, която е съпосочна с полярността на $BEMF_C$. Поляритетът на енергията в намотките е показан на фиг. 4.19.



Фиг. 4.19. а) протичане на ток към батерията, породен от сумата на $BEMF_A$ и $BEMF_B$, б) протичане на ток към батерията, породен от сумата на $BEMF_A$ и $BEMF_C$

На фиг. 4.20 са представени еквивалентните схеми при включен и изключен транзистор.



Фиг. 4.20. Еквивалентна схема на инвертора при а) включен транзистор TC и б) включен диод T_DC

За смесена модулация (Mixed) в генераторен режим, средната стойност на напрежението върху индуктивността и токът в стъпките, през които се изпълнява модулация на горни транзистори са същите, както изведените по-

горе. В стъпките, в които се включват последователно два еквивалентни източника на обратно е.д.н. за тока i_{LA} се получава съответно:

$$i_L = \frac{U_{DC}}{R_b} \quad (4.21)$$

За напрежението U_{DC} се получава:

$$U_{DC} = \frac{2U_{BEMFA} - U_D(2 - D)}{1 + 2K + zD} \quad (4.22)$$

За стъпки 2, 4 и 6 важи израз 4.21, а за стъпки 1, 3 и 5 важи изразът за стойността на напрежението U_{DC} за модулация на горни транзистори със „синхронен изправител“ 4.15.

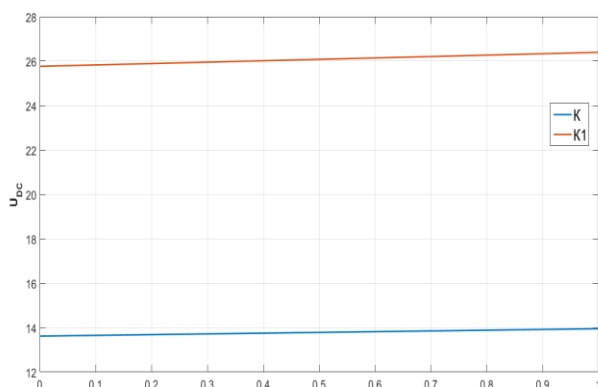
Пренебрегвайки z , изразът 4.21 придобива вида:

$$U_{DC} = \frac{2U_{BEMFA} - U_D(2 - D)}{1 + 2K} \quad (4.23)$$

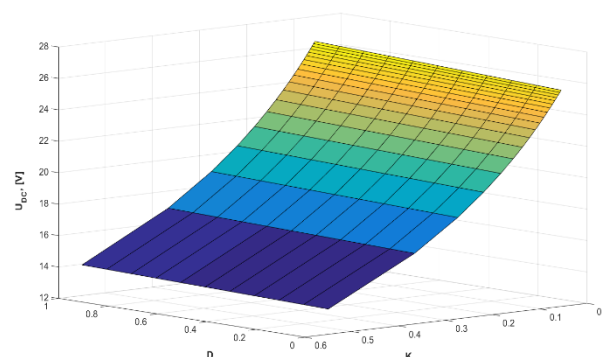
На фиг. 4.21 е представена зависимостта на напрежението U_{DC} при заредена и разредена батерия, съответно при K и $K1$ с използване на Mixed модулация за стъпки 2, 4 и 6.

Установено за Mixed модулация за стъпки 2, 4, и 6 е, че изменението на D оказва малко влияние върху стойността на напрежението. Увеличаването на вътрешното съпротивление на батериите повишава стойността на напрежението U_{DC} .

На фиг. 4.22 е представена зависимостта на изменението на напрежението U_{DC} за Mixed модулация за стъпки 2, 4 и 6, при изменение на коефициента на запълване и степента на заряд на батериите. За да се постигне максимално пренасяне на енергия от намотките на безчетковата машина в акумулаторните батерии с този тип модулация, трябва K да клони към нула, а коефициентът на запълване D , да клони към единица.



Фиг. 4.21. Зависимост на U_{DC} от D за Mixed модулация при заредена (K) и разредена ($K1$) батерия



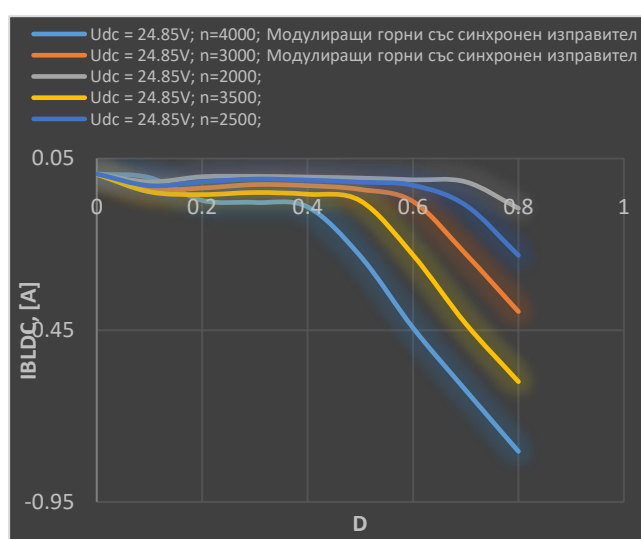
Фиг. 4.22. Зависимост на U_{DC} от D и K за стъпки 2, 4 и 6 при Mixed модулация

Реализиран е и вариант на смесена модулация, която се изразява в редуване през 60° на повишаващ режим на работа на инвертора при модулиращи горни и долни транзистори със „синхронен изправител“, наричана Mixed-S.

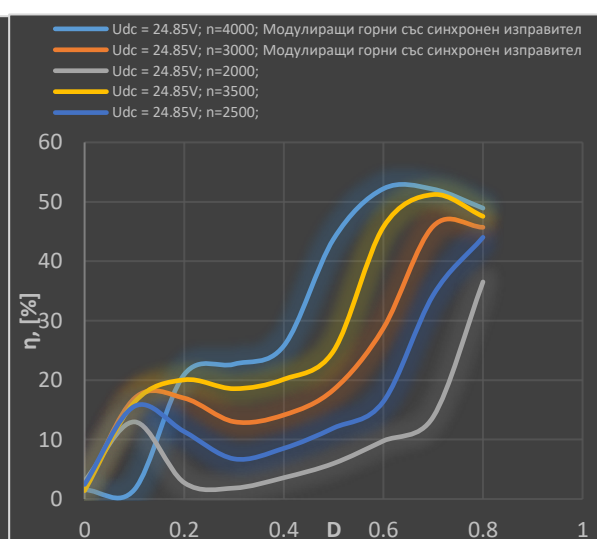
4.4 Получени резултати от изследване на генераторен режим на работа на безчетковата машина

С опитната постановка, описана на фиг. 4.1, експериментално са изследвани методите за генераторен режим за различни стойности на скоростта n и коефициент на запълване D от 0 до 0.8.

За всички методи с увеличаване на скоростта на въртене и D се увеличава стойността на върнатия ток и коефициентът на полезно действие. Това е представено с примерните диаграми за модулация на горни транзистори със „синхронен изправител“ на фиг. 4.27 и фиг. 4.28.



Фиг. 4.27 Зависимост на върнатия ток от скоростта на въртене и D при модулация на горни транзистори и използване на „синхронен изправител“

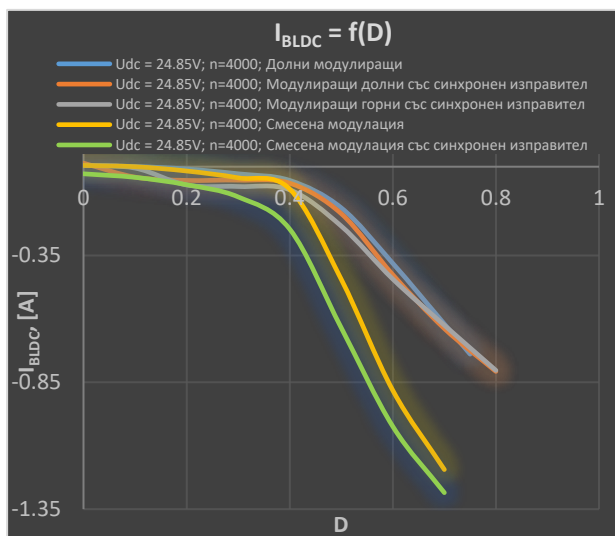


Фиг. 4.28 Зависимост на к.п.д. от скоростта на въртене и D при модулация на горни транзистори със „синхронен изправител“.

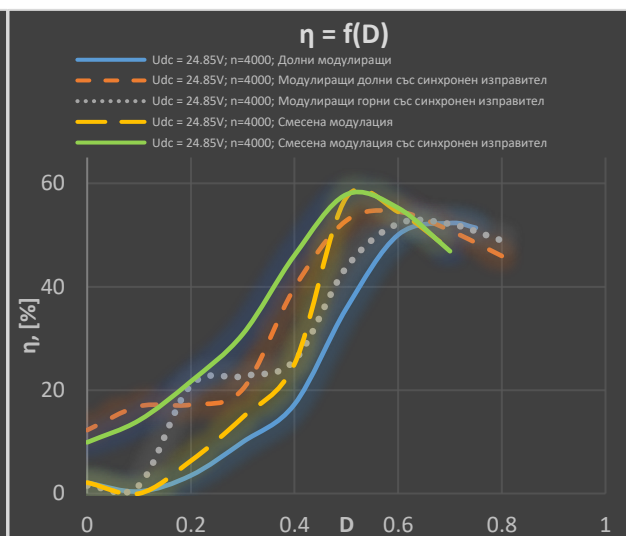
Сравнявайки върнатия ток и к.п.д. за всички изследвани модулации при едни и същи скорости се установи, че най-голям върнат ток се получава при използване на Mixed-S модулация, следвана от Mixed модулацията. За останалите модулации няма съществена разлика в стойността на върнатия ток. Това е показано на фиг. 4.35 за 4000об/мин и 4.37 за 3000об/мин.

Прилагането на Mixed-S модулация води до получаване на най-висок к.п.д. от 60% за номинални обороти и 52% за скорост 3000об/мин. Модулация тип Mixed води до к.п.д. от 58% за номинални обороти и 52% за скорост 3000об/мин. Това е показано на фиг. 4.36 и фиг. 4.37.

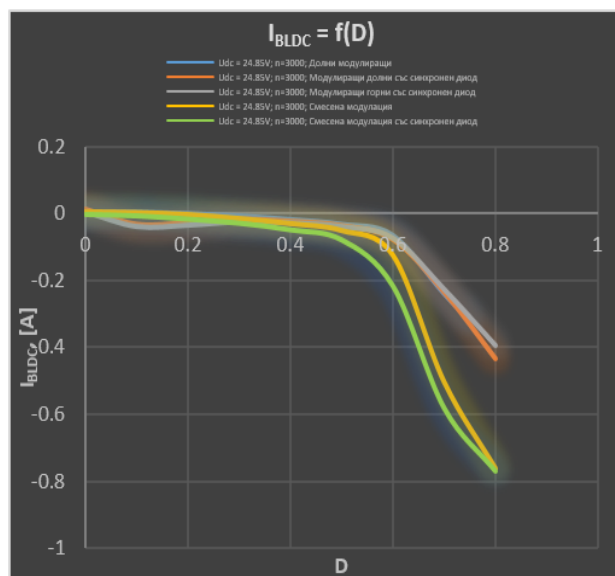
Характерно за Mixed-S модулацията е, че ток протича към акумулаторната батерия за стойности на $D > 0.3\%$, докато за останалите модулации ток протича за стойности на $D > 0.4\%$. Това означава, че с Mixed-S модулацията диапазонът на регулиране на D е по-широк и по-малко енергия се губи, като топлина.



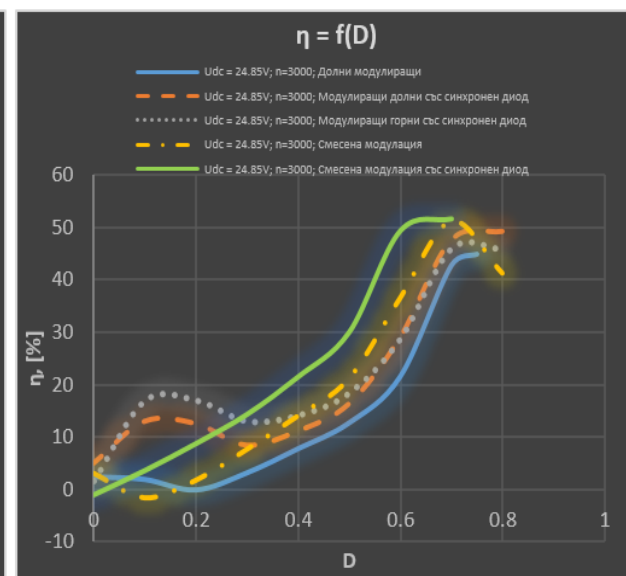
Фиг. 4.35 Сравнение на генераторните режими по отношение на I_{BLDC} за 4000об/мин.



Фиг. 4.36 Сравнение на генераторните режими по отношение на η за 4000об/мин.



Фиг. 4.37 Сравнение на генераторните режими по отношение на I_{BLDC} и η за 3000об/мин.



4.5 Сравнение на генераторен режим с използване на Mixed-S модулация и генераторен режим при векторно управление

Тъй като най-ефективен от разгледаните генераторни режими е този с използване на Mixed-S модулация, той е сравнен с генераторен режим реализиран с векторно управление на безчетковата машина.

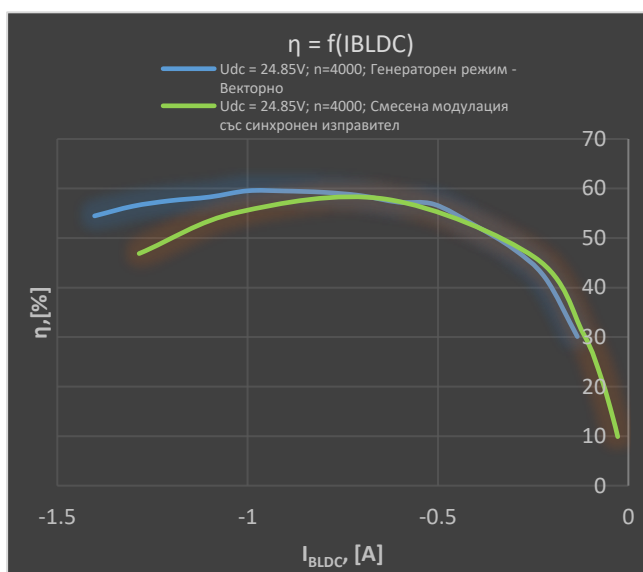
За тази цел при 4000об/мин и 3000об/мин е изследвана ефективността на генераторен режим с векторно управление. Получените данни са сравнени с получените стойности за к.п.д. на Mixed-S модулация при едни и същи стойности на тока протичащ към батерията.

Това, което прави впечатление е, че за номинална скорост от 4000об/мин за стойности на тока по-малки от 0.8А, няма разлика в коефициента на полезно

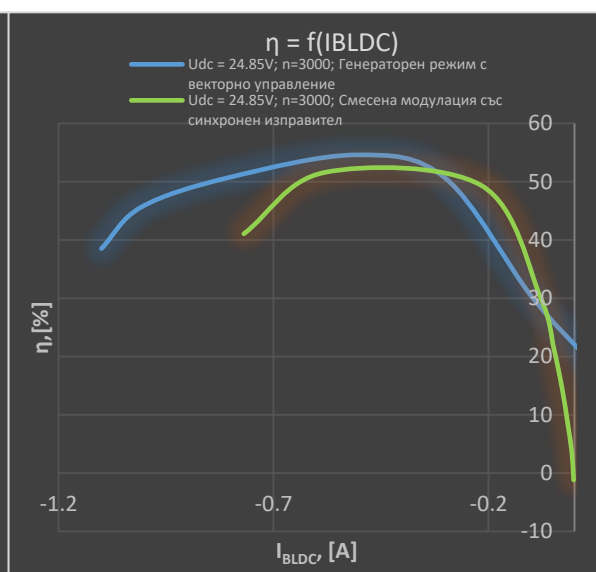
действие за двата алгоритъма на управление (фиг. 4.38). За токове по-големи от 0.8A стойности, к.п.д. за смесената модулация със „синхронен изправител“ спада и е по-малко от това при векторно управление, като разликата при върнат ток 1.2A е 7.5%. Тези резултати доказват, че за номинални обороти на машината, смесената модулация със „синхронен изправител“ е много добра алтернатива на значително по-сложното векторно управление.

При по-ниски обороти зависимостта на к.п.д. от тока е представена на фиг. 4.39. Прави впечатление тук, че за стойности на тока по-малки от 0.3A к.п.д. на Mixed-S модулация е по-голямо от това на векторното управление.

За токове по-големи от 0.3A, к.п.д. на векторното управление надвишава този на смесената модулация с 4%. При токове по-големи от 0.6A, к.п.д. и за двата алгоритъма спада, като стръмността за Mixed-S модулация е по-голяма.



Фиг. 4.38 Зависимост на η от I_{BLDC} при 4000 об/мин за генераторен режим с векторно управление и Mixed-S модулация.



Фиг. 4.39 Зависимост на η от I_{BLDC} при 3000 об/мин за генераторен режим с векторно управление и Mixed-S модулация.

4.6 Анализ на разгледаните генераторни режими и избор на подходящ за работа в електро транспортно средство

Анализирайки резултатите, получени от изследванията на разгледаните алгоритми за генераторен режим, може да се направят следните изводи:

1. Доказано е, че преобразуването на инвертора в три последователно работещи повишаващи преобразуватели, позволява пренос на енергия от по-ниско енергийно ниво, каквото се явява еквивалентният източник на напрежение в намотките на генератора, към високо енергийно ниво – батерията.

2. Направени са еквивалентни заместващи схеми и са изведени изрази за връзката между напрежението на машината и напрежението върху батерията. Доказано е, че стойността на върнатия ток зависи, както от степента на заряд на батерията, така и от коефициента на запълване. Математически изведените зависимости са потвърдени с опитно снети резултати.

3. Установено е, че въвеждането на „синхронен изправител“ за модулация на горни или долни транзистори води до повишаване на ефективността с 5% на повишаващия преобразувател и стойността на тока протичащ към батерията.

4. Доказано е, че въвеждането на смесена модулация (Mixed) за генераторен режим води до по-стръмна характеристика на тока, като стойността му е по-голяма в сравнение с останалите алгоритми за едни и същи стойност на D и n . Установено е, че с използване на смесена модулация при по-малък коефициент на запълване се преминава в генераторен режим. Така се разширява зоната за регулиране на върнатата в батерията енергия. Това от своя страна показва, че по-малко енергия се губи в системата машина-инвертор. С въвеждане на „синхронен изправител“ се повишава стойността на тока за едни и същи стойности на n и D . Като цяло, прилагането на смесена модулация и смесена модулация със „синхронен изправител“ (Mixed-S) води до по-голям к.п.д. в целия диапазон на изменение на D . Установено е, че за двете модулации при $D = 0.5$ се постига най-висока стойност на к.п.д.. От сравнението между генераторен режим със смесена модулация със „синхронен изправител“ и векторно управление на безчетковата машина DT4260 се вижда, че при номинални обороти за ток по-малък от 0.8A, ефективността и на двата метода за управление е еднаква. За по-високи токове, ефективността на системата с използване на Mixed-S модулация е по-малка, отколкото тази при векторно управление.

От така направения анализ е направен изводът, че най-ефективен от предложените алгоритми за управление на инвертора на безчетковата машина, за да работи тя в генераторен режим, е Mixed-S модулацията. По-малките загуби в полупроводниковите елементи, по-големият диапазон на регулиране на стойността на върнатия ток и ефективността, сравнима с тази при векторно управление, я правят подходяща за използване в електрическо превозно средство. Друго предимство на този алгоритъм на комутиране на транзисторите в трифазния инвертор е неговата простота, изразяваща се в превключване на транзисторите през стъпки от по 60° . Това е значително по-просто и евтино решение в сравнение с по-сложния и скъп векторен контрол, който изисква сложен математически апарат и по-скъпи и бързи микропроцесори и други специализирани електронни схеми.

НАУЧНО-ПРИЛОЖНИ И ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ

Научно-приложни приноси:

1. Анализирани са електромагнитните процеси в системата захранващ източник – инвертор – безчеткова машина в двигателен режим при различни типове модулация с методите, използвани за постояннотокови ключови преобразуватели. Доказано е, че в двигателен режим инверторът за всяка една модулация може да се представи като три последователно работещи във времето понижаващи преобразуватели. Съставени са заместващи схеми за всяка една модулация и са изведени математически изрази за връзката между захранващото напрежение и обратното е.д.н. в безчетковия двигател.

2. Направен е анализ и е съставен програмен модел на системата за изследване на хармоничния състав на тока през безчетковата машина за определяне на разпределението на загубите в нея, доказващ че загубите от хистерезис и вихрови токове са най-малки за PWM-ON-BIP модулация.

3. Описани и анализирани са електромагнитните процеси за генераторен режим в системата захранващ източник – инвертор – безчеткова машина за няколко метода на превключване на транзисторите от инвертора на напрежение и преобразуването му в повишаващ преобразувател. Предложени са два нови метода за комутиране на транзисторите в преобразувателя – смесена модулация „Mixed” и смесена модулация със „синхронен изправител“ „Mixed-S”. Съставени са еквивалентни схеми и е определено влиянието на степента на заряд на батерията.

Приложни приноси:

1. Осъществени са експериментални опити, доказващи, че прилагането на модулация тип PWM-ON-BIP води до най-твърда товарна характеристика на двигател DT4260.

2. Експериментално са потвърдени резултатите, получени от математическия анализ, които показват, че използването на модулация тип PWM-ON-BIP с двигател DT4260 води до най-малки загуби на мощност и най-високо к.п.д.

3. Изследвано е как всяка една модулация влияе върху количеството реактивна мощност в системата.

4. Реализирани са алгоритми за генераторен режим на машина DT4260, като експериментално са потвърдени изведените математически зависимости, доказващи че, прилагането на смесена модулация със „синхронен изправител“, води до най-голямо количество върната енергия в захранващия източник и най-голямо к.п.д.

5. Доказано е, че с използване на PWM-ON-BIP модулация за двигателен режим и смесена модулация със „синхронен изправител“ за генераторен режим се постигат резултати максимално близки до тези, получени с прилагането на векторно управление за двигател DT4260. Така е доказано, че инверторът може да работи като преобразувател с двустранно предаване на енергия в електро транспортно средство.

СПИСЪК НА ПУБЛИКАЦИИТЕ ПО ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. Динкова М., И. Мараджиев, Е. Динков, “Принципи на управление на 3-фазни безчеткови постояннотокови електродвигатели“, *Научни трудове, том LX*, „Хранителна наука, техника и технологии – 2013“, Университет по хранителни технологии, Пловдив 2013г. pp. 201-205
2. Maradzhiev I., E. Dinkov, “PSpice model of a brushless machine operating in a generator mode by converting the inverter in a boost converter“, *Electrotechnica & Electronica E+E*, Vol. 49. No 1-2/2014, ISSN 0861-4717, pp. 40-44.
3. Иван Мараджиев, Емил Динков, Цветана Григорова, “Изследване влиянието на LC филтър върху работата на системата инвертор–безчетков двигател за постоянен ток. ”, Научни трудове на Съюза на учените в България – Пловдив, Серия В. Техника и технологии, том. XII, Пловдив 2015г. Стр. 136-139
4. Иван Мараджиев, “Товарни характеристики на безчетков двигател за постоянен ток при наличие на LC филтър в изхода на инвертора.” Научни трудове на Съюза на учените в България – Пловдив, Серия В. Техника и технологии, том. XII, Пловдив 2015г. Стр. 140-143.
5. Maradzhiev I., D. Ognianova, „Evaluation of the Used PWM Techniques in the Control of Brushless DC Motors.“ Annual journal of electronics, 2015, ISSN 1314-0078, Faculty of Electronic Engineering and Technologies, Technical University of Sofia, Bulgaria, pp 246-249

SUMMARY

INVESTIGATION OF TYPES OF MODULATIONS USED IN A CONVERTER THAT DRIVES A BRUSHLESS DC MACHINE IN AN ELECTRIC VEHICLE

Author: Ivan Petrov Maradzhiev

The use of electric vehicles has become more and more important because of the environmental and economic changes. The brushless DC machines are the major driving unit in this type of vehicles. Along with the development of new propulsion motor designs and new types of rechargeable batteries with a higher resource, the issue of efficient use of the electrical energy, stored in the batteries, is particularly relevant.

The subject of the present PhD thesis is the analysis and the investigation of types of modulations used in a converter which drives a brushless DC machine in an electric vehicle.

The electromagnetic processes in the electric drive system are analysed for different types of modulation when the brushless DC machine operates as a motor. Expressions for the relationship between the supply voltage and the back emf in the phase windings of the machine are delivered for each one of the modulation techniques. Equivalent substitution circuits of the system are created. For this mode of operation of the brushless machine it is proved that for each one modulation the voltage inverter can be considered as a buck converter.

The efficiency of the electric drive system for each modulation is evaluated experimentally. It is proved that the introduction of a synchronous rectifier improves the efficiency of the system. The power losses in the brushless machine delivered from each modulation are obtained using analytical methods. A Matlab / Simulink model of the electric drive system is developed and the results are confirmed.

Based on the results obtained it is proved that the PWM-ON-BIP modulation is suitable for use in an electric vehicle, driven by a brushless DC motor.

The electromagnetic processes in the electric drive system are analysed for various methods for generator mode of operation of the brushless DC machine.

Two new methods for generator mode of operation are proposed - Mixed and Mixed-S.

Expressions for the relationship between the voltage generated from the brushless DC machine and the voltage of the battery are delivered for each one of the methods. Equivalent substitution circuits of the system are created. For this mode of operation of the brushless machine it is proved that for each of the methods the voltage inverter can be considered as a boost converter.

The efficiency of each method for the generator mode is evaluated experimentally. It is proved that the introduction of a synchronous rectifier improves the efficiency of the system. It is proved that with Mixed and Mixed-S modulation, the highest efficiency of the system is achieved for generator mode.