



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – СОФИЯ

**Факултет Компютърни системи и технологии
Катедра „Информационни технологии в индустрията”**

Доц. д–р инж. Николай Любославов Хинов

**МОДЕЛНО БАЗИРАНО ПРОЕКТИРАНЕ
НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОНИ УСТРОЙСТВА**

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация за придобиване на научна степен

"ДОКТОР НА НАУКИТЕ"

Област: 5. Технически науки

Професионално направление:
5.3 Комуникационна и компютърна техника

Научна специалност:
Системи с изкуствен интелект

СОФИЯ, 2024 г.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за защита от Катедрения съвет на катедра „Информационни технологии в индустрията“ към Факултет Компютърни системи и технологии на ТУ-София на редовно заседание, проведено на 21.05.2024 г.

Публичната защита на дисертационния труд ще се състои на 24.09.2024 г. от 13,00 часа в Конферентната зала на БИЦ на Технически университет-София на открито заседание на научното жури, определено със заповед № ОЖ-5.3-35 / 28.05.2024 г. на Ректора на ТУ-София в състав:

1. Проф. д-р инж. Румен Трифонов – председател
2. Доц. д-р инж. Галя Павлова – научен секретар
3. Проф. дн инж. Валери Младенов
4. Проф. дтн инж. Стойчо Стойчев
5. Проф. дтн инж. Тодор Стоилов
6. Проф. д-р инж. Димитър Карастоянов
7. Проф. д-р инж. Атанас Атанасов

Рецензенти:

1. Проф. д-р инж. Румен Трифонов
2. Проф. дн инж. Валери Младенов
3. Проф. дтн инж. Стойчо Стойчев

Материалите по защитата са на разположение на интересуващите се в канцеларията на Компютърни системи и технологии на ТУ-София, блок №1, кабинет № 1443-А.

Дисертантът е доцент към катедра „Силова електроника“ на факултет Електронна техника и технологии към ТУ-София. Изследванията по дисертационната разработка са направени от автора, като преобладаващата част от тях са подкрепени от участие в научноизследователски проекти с национално и европейско финансиране.

Автор: Доц. д-р инж. Николай Любославов Хинов

Заглавие: МОДЕЛНО БАЗИРАНО ПРОЕКТИРАНЕ
НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА

Тираж: 30 броя

Отпечатано в ИПК на Технически университет-София

I. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Актуалност на проблема

Енергията е двигател на прогреса и катализатор на развитието на съвременното общество. В този смисъл съществува силна връзка между индустриалните и технологични революции и ефективното производство, разпределение, използване, преобразуване и съхранение на електрическа енергия.

Едно общество и страна са толкова по-развити, колкото по-голяма част от консумираната от тях електроенергия се преобразува с параметри, различни от тези на захранващата мрежа. Ефективното енергопреобразуване се базира на използването както на единични силови електронни устройства, така и на системи, съставени от различни типове преобразуватели.

Силовата електроника и по-специално силовите електронни преобразуватели на електрическа енергия са една от най-динамично развиващите се области на електрониката. С оглед на все по-широкото навлизане на зелени технологии и изискванията за кръгова икономика става безусловно необходимо многократното преобразуване и запасяване на електрическа енергия с електронни средства. В този аспект може да се твърди, че силовата електроника е основен инструмент за екологично съобразното и щадящо околната среда и природата развитие на обществото.

Основното звено в процеса на енергопреобразуване е силовият електронен преобразувател (СЕП). СЕП съвместно със своята управляваща система образува силово електронно устройство (СЕУ). В повечето случаи за реализацията на определена задача се налага съчетаването на няколко СЕУ, които образуват силова електронна система (СЕС). СЕС намират разнообразно приложение в индустрията, електросистемите (включително системи за децентрализирано производство на електроенергия) и транспорта (включително електротранспорта). Изследванията, свързани с подобряването на показателите и качествата на СЕП и СЕУ са в интересите на многобройни научни колективи в РБ и чужбина, за което свидетелства голямото количество публикации в списания, конференции и научни форуми, а също така книги, дисертации, монографии и патенти.

Значимостта на изследванията в областта на електронните преобразуватели е безусловна. Например, подобряването само с няколко процента на ефективността на преобразуване на електроенергията при сегашните обеми от потребление в световен мащаб ще доведе до икономия, значително надвишаваща цялото производство на редица малки държави като Република България. Този ефект ще намали вредните емисии, ще подобри състоянието на околната среда и ще намали използваните ресурси.

Тематиката на изследванията е интердисциплинарна, като включва различни области – електротехника, електроника, математическо моделиране, техники на изкуствения интелект и разнообразни софтуерни системи.

Мотивацията за създаването на настоящия труд се основава на факта, че разработката и имплементацията на нови материали и елементна база на силовата електроника доведе до бурно развитие на схемотехниката на силовите електронни устройства, като съществува известно изоставане при прилагането на последните достижения на моделирането, числените методи, информационните и комуникационните технологии и техниките на изкуствения интелект в процеса на тяхното проектиране.

Цел на дисертационния труд, основни задачи и методи за изследване

Целта на дисертационния труд е чрез съвместно използване на най-съвременни средства на приложната математика, компютърното моделиране, техники на изкуствения интелект и информационни и комуникационни технологии, да се предложи нов моделно-базиран подход за оптимално проектиране на силови електронни устройства, ориентиран към техния жизнен цикъл, при отчитане на спецификата за различните приложения.

За постигането на тази цел са поставени за решаване следните задачи:

- унифицирано представяне на електромагнитните процеси в последователна RLC верига, чрез което да се опишат възможните работни режими в цял клас силови електронни устройства;
- предлагане и формулиране на единен подход за анализ на резонансни преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение, натоварени в изхода с източник на напрежение или източник на ток, базиран на квазиграничния метод;
- създаване и валидиране на рационални методики за проектиране на различни видове силови електронни устройства – инвертори, преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение, с възможност за алгоритмизация и имплементация в среди за моделиране и симулация;
- прилагане на моделно-базирана оптимизация за проектиране на различни видове силови електронни устройства чрез съчетаване на получени от рационални методики за проектиране начални стойности на схемните елементи и последващи оптимизационни процедури;
- изследване на възможностите за използване на невронни мрежи за проектиране на различни видове силови електронни устройства;
- автоматизирано провеждане на толерансен анализ спрямо пасивните схемни елементи за гарантиране на показателите на силови електронни устройства;
- представяне на нов моделно-базиран подход за проектиране на силови електронни устройства, ориентиран към техния жизнен цикъл, чрез който този процес да се разгледа комплексно с отчитане на максимален брой фактори и ограничения;
- обобщаване на новостите и тенденциите в развитието на силовата електроника, базирано на съчетаване и прилагане на: IoT, науката за данни, техники на изкуствения интелект за разработване и прилагане на ново поколение силови електронни устройства, работещи съвместно в Интернет на енергията.

Дисертационният труд е организиран по следния начин: в първа глава е направен преглед на състоянието на изследователския проблем, формулирана е целта и задачите, поставени при разработката на дисертационния труд; във втора глава е представен единен подход за анализ на инвертори на ток, инвертори на напрежение и резонансни инвертори, базиран на описание на електромагнитните процеси в последователна RLC верига; в трета глава е представен квази-граничен метод за анализ и проектиране на резонансни преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение; в четвърта глава е дадена унифицирана рационална методология за проектиране на резонансни инвертори с различни изходни вериги, базирана на използване на предавателна функция; в пета глава са представени различни оптимизационни процедури за проектиране на силови електронни устройства, за които не съществуват или е трудно да бъдат приложени стандартни методи за проектиране; в шеста глава са разгледани въпросите, свързани с гарантирането на показателите на силови електронни устройства, базирано на автоматизирано провеждане на толерансен анализ върху оптимизирано и неоптимизирано устройство; в седма глава са дадени иновативни методи за проектиране на силови електронни устройства чрез прилагане на невронни мрежи; в осма глава е представена концепцията за моделно-базирано проектиране на силови електронни устройства, ориентирано към техния жизнен цикъл и примери за неговото прилагане; в последната девета глава са разгледани тенденциите в развитието на силовите електронни устройства и по-специално свързаните с дигитализацията нови аспекти в тяхното проектиране и експлоатация.

При разработката на дисертационния труд е използван съвременният инструментариум на математиката, електротехниката, софтуерното инженерство и електрониката върху разнообразни хардуерни и софтуерни платформи.

Научна новост

Моделно-базираното проектиране (МБП) на силови електронни устройства интегрира: различни модели на компоненти, схеми и системи, изисквания и ограничения при проектиране, техники на изкуствения интелект, методи и средства за гарантиране на показателите, софтуерни среди за моделиране, проектиране и оптимизиране, данни от експлоатацията и рационални методики за проектиране в една и съща симулационна среда. Това позволява по-ефективно проектиране и тестване на СЕУ, особено за такива работещи в тежки експлоатационни условия, като се намалява сложността и времето за проектиране и се подобряват достоверността и показателите за качество. Тази иновация подобрява свързаността и взаимодействието между различните аспекти на устройството, което води до по-добри проекти и по-висока и надеждна производителност.

Научната новост в прилагането на техники на изкуствения интелект за проектиране на силови електронни устройства включва използването на алгоритми за машинно обучение и оптимизация за подобряване на проектирането и функционирането на тези устройства. ИИ методите позволяват автоматизиран анализ на големи обеми данни за постигане на оптимална ефективност и надеждност на устройствата. Това включва и прогнозиране на тяхното поведение при различни работни условия, което води до разработване на продукти с гарантирани показатели.

Устойчивостта в силовата електроника е нова изследователска тема, която предлага дизайнерски решения, съобразени с кръговата и нискоемисионна икономика. Растящата употреба на силови електронни преобразуватели във всички области на съвременните общества води до създаването на нови продукти и растящо производство, което оказва натиск върху природните ресурси и екологичното равновесие като цяло. Към този момент липсват релевантни проучвания, насочени към ремонтируемостта и значението на интегрирането на кръговата в изискванията за екодизайн в силовата електроника. В този смисъл е необходимо да се прилага интердисциплинарен подход при проектирането и прототипирането на силовите електронни устройства, за да се гарантира взаимодействието на производствената верига по отношение на използваните материалите и циркулярността.

Практическа приложимост

Постигането на оптимални (в определен смисъл) резултати при проектирането на силови електронни устройства е възможно единствено чрез прилагането на новаторски подходи, които съчетават съвременните средства на моделирането, изчислителната математика, изкуствения интелект и информационните и комуникационни технологии. МБП на силови електронни устройства, ориентирано към жизнения цикъл, е нов подход към разработването на техника и системи, който се фокусира върху използването на компютърни модели през целия процес на проектиране, от концепцията до крайния продукт. Този метод позволява на инженерите и проектантите да симулират и тестват различни аспекти на устройствата преди физическото им производство, което води до намаляване на времето и разходите за разработка, както и до повишаване на качеството и надеждността на продуктите. МБП на силови електронни устройства има широка практическа приложимост, особено в автомобилната и аерокосмическата индустрии, както и в области като възобновяеми енергийни системи и индустриални приложения. Този подход улеснява разработката на сложни устройства, като намалява времето и разходите за тестване и прототипиране чрез симулации, които предсказват поведението на устройствата преди физическото им изграждане. Това води до по-бързо внедряване на нововъведения и подобрена надеждност на изделията.

Апробация

Дисертационният труд е написан в Технически университет-София. Основните резултати са апробирани при работата на автора като ръководител на следните научни проекти:

- * „Моделно базирано проектиране на силови електронни устройства с гарантирани показатели“ , ДН07/06/15.12.2016, ФНИ;

- * „Моделиране, проектиране, управление и експлоатация на силови електронни устройства и системи с използване на изкуствен интелект“, КП–06–Н57/7 от 16.11.2021г., ФНИ;
- * „Национален център по мехатроника и чисти технологии“, кампус „Студентски град“, секция „Мехатронни системи в силовата електроника“, BG05M2OP001–1.001–0008.

Публикации

Основни постижения и резултати от дисертационния труд са публикувани в 14 на брой научни статии, от които 3 самостоятелни, 6 в списания с IF/SJR тип “отворен достъп” (Q_1/Q_2), 3 в научни конференции с SJR, тип “отворен достъп” и останалите 7 в IEEE конференции, индексирани в Scopus.

Структура и обем на дисертационния труд

Дисертационният труд е в обем от **302** страници, като включва: увод, 9 глави за решаване на формулираните основни задачи, списък на основните приноси, списък на публикациите по дисертацията и използвана литература. Цитирани са общо **337** литературни източници, като **350** са на латиница и **8** на кирилица, а останалите са интернет адреси. Работата включва общо **117** фигури и **10** таблици. Номерата на фигурите и таблиците в автореферата съответстват на тези в дисертационния труд.

II. СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

ГЛАВА 1. ПРОЕКТИРАНЕ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА – СЪСТОЯНИЕ, ПРОБЛЕМИ И ПЕРСПЕКТИВИ

1.2. Специфика при проектиране на силови електронни устройства

Проектирането на силови електронни устройства е сложен процес, който изисква постигането на баланс при отчитане на множество фактори и ограничения. Основните етапи, свързани с проектирането на силови електронни устройства са, както следва:

1. Анализ на изискванията. Преди всичко трябва да се определят изискванията към устройството: мощност, напрежение, ток, честота, дълбочина на регулиране на определени величини и др.
2. Избор на топология. В зависимост от приложението е необходимо да се избере подходяща топология за проектираното устройство, като например полумост, пълен мост, Flyback, Boost или Buck преобразуватели. Също така вследствие на технико-икономически анализ да се обоснове използването на модулна структура с оптимален брой на модулите.
3. Селекция на компоненти. Избор на подходящи силови полупроводникови елементи (IGBT, MOSFET, диоди) и други пасивни градивни компоненти (индуктивности, трансформатори, кондензатори и резистори).
4. Термален дизайн. Осигуряване на достатъчно охлаждане за силовите компоненти чрез радиатори, вентилатори, течно охлаждане.
5. Схемотехнично проектиране. Изготвяне на схемотехничната част на устройството, като се изберат/проектират всички градивни елементи.
6. Симулация. Използване на специализиран софтуер като LTSpice, MATLAB/Simulink или други, за да се симулират различни работни режими на устройството, с цел проверка дали то ще работи съобразно очакванията.
7. Проектиране на печатната платка, като се отчетат разположението на компонентите, трасетата, захранването и заземяването.
8. Прототипиране. Сглобяване на физически прототип на устройството за тестване в релевантна среда.

9. Тестване и валидация. Провеждане на различни тестове, за да се верифицира, че устройството отговаря на изискванията и работи надеждно в реални условия.
10. Оптимизация. Въз основа на резултатите от тестовете да бъдат направени необходимите корекции и оптимизации на дизайна.
11. Документиране. Създаване на подробна документация за проектираното устройство, включително схеми, списъци с компоненти, инструкции за монтаж и експлоатация.

В този смисъл силовата електроника е област, която изисква специализирани знания и опит от разнообразни области на техниката. Освен техническите аспекти на дизайна, също така е важно да се вземат предвид и въпроси, свързани с безопасността, надеждността и стойността на устройството, а напоследък и неговото екологично въздействие. В настоящия труд предвид сложността и комплексността на процеса на проектиране на силови електронни устройства ще бъде разгледана основно частта, свързана със схемотехничното проектиране.

1.3. Прилагане на техники на изкуствения интелект при проектиране на СЕУ и системи

Приложенията на изкуствения интелект (ИИ) се разширяват непрекъснато и в този смисъл това е една от най-въздействащите области на изследване през последните няколко десетилетия. Целта на изкуствения интелект е на база на неговото прилагане устройствата и системите да придобият интелигентност, като станат способни, подобно на човека, на обучение и разсъждения. ИИ притежава огромни предимства и се прилага успешно в много разнообразни области, включително класификация на изображения, разпознаване на реч, автономни автомобили, компютърно зрение и др. Поради своята специфика на интердисциплинарна област, силовата електроника също се възползва от развитието на ИИ, като неговото използване подпомага оптимално проектиране както на отделни елементи от СЕУ, така и на устройства и цели системи. Чрез внедряване на ИИ силовите електронни системи се сдобиват с възможности за самосъзнание и самоадаптируемост, и следователно техните показатели и характеристики се гарантират и подобряват.

Бързото развитие на науката за данни, включително сензорните технологии, интернет на нещата (IoT), компютърни изчисления, цифрови близнаци и анализи на големи бази данни, предоставя голямо разнообразие от данни за силови електронни системи през различните фази от жизнения им цикъл. ИИ е в състояние да използва данните за подобряване на конкурентоспособността на продукта чрез глобална оптимизация на дизайна, интелигентно управление, оценка на надеждността и работоспособността на системата и др. В резултат на това, изследванията в силовата електроника могат да бъдат проведени от перспектива, базирана на данни, което е от полза особено за решаване на все по-сложните и комплексни задачи и проекти, поставени за разработване пред специалистите и изследователите.

Поради специфичните предизвикателства и характеристики на силовите електронни системи, например голямо бързодействие и адаптивност в управлението, висока чувствителност при мониторинг на състоянието за прогнозиране и откриване на стареене и др., внедряването на ИИ в силовата електроника има свои собствени характеристики, различни от другите инженерни области, като например класификация на изображения. Следователно има належаща нужда както от преглед на прилаганите досега техники на ИИ в силовата електроника, така и от предлагане на нови, за да се ускорят синергичните изследвания и интердисциплинарните приложения на силови електронни устройства и системи.

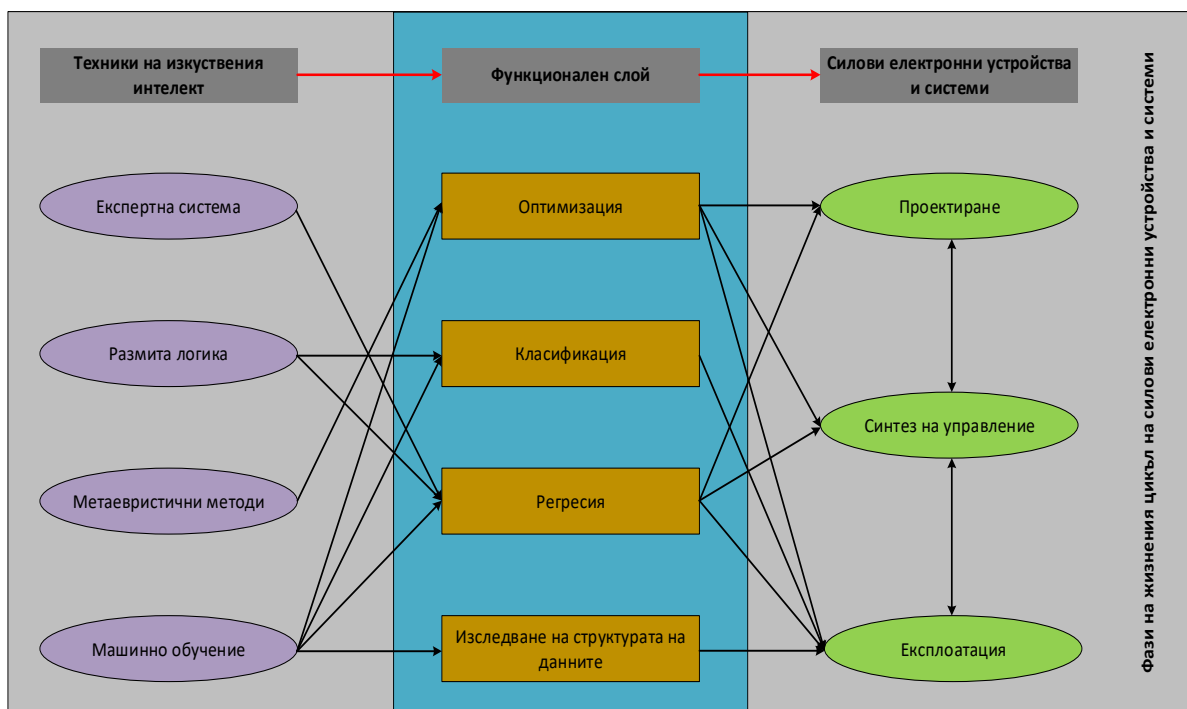
С оглед определяне на тенденциите в прилагането на техники на изкуствения интелект в силовата електроника е проведено търсене по следните ключови думи: „изкуствен интелект“ и „силова електроника“ в две от най-известните световни база данни с реферирани издания Scopus и WoS от началото на тяхната поява до 31.12.2023 г. Статистическите данни се основават на всички индексирани в Scopus издания. В резултат на това са идентифицирани общо 1713 публикации. Вижда се, че внедряването на ИИ е драстично увеличено и се наблюдава значителна динамика, особено през последните няколко години. Сходни са резултатите, получени от анализа на публикациите в другата световноизвестна научна база WoS. Към 31.12.2023 г. са публикувани общо 13290 публикации по

тематиката, свързана с прилагане на техники на изкуствения интелект в силовата електроника. Тук също се наблюдава устойчив растеж в броя на публикациите в последните години.

Фигура 1-1 обобщава методите, функциите и приложенията на ИИ за силова електроника. Вижда се, че ИИ се прилага широко в трите отличителни фази на жизнения цикъл на силовите електронни системи, включително проектиране, управление и експлоатация.

Като функционален слой между ИИ и приложенията на силови електронни устройства и системи, основните функции на ИИ са категоризирани, както следва:

- **Оптимизация:** Отнася се за намиране на оптимално решение, което максимизира или свежда до минимум целевите функции от набор от налични алтернативи, като се имат предвид ограничения, равенства или неравенства, на които решенията трябва да отговарят. Например в задачата за проектиране оптимизацията служи като инструмент за изследване на оптимален набор от параметри, които максимизират или свеждат до минимум целите и ограничения, зададени при проектиране.



Фигура 1-11. Приложение на изкуствения интелект в жизнения цикъл на силовите електронни устройства и системи

- **Класификация:** Тя се занимава с присвояване на входна информация или данни с етикет, указващ един от k дискретни класове. И по-специално откриването на аномалии и диагностиката на неизправности при техническото обслужване е типична задача за класификация за определяне на етикети за неизправности с информация за мониторинг на състоянието.
- **Регресия:** Чрез идентифициране на връзката между входните променливи и целевите променливи, целта на регресията е да се прогнозира стойността на една или повече непрекъснати целеви променливи, при известни входни променливи. Например, интелигентният контролер може да бъде улеснен с регресионен модел между входните електрически сигнали и управляващите променливи на изхода.
- **Изследване на структурата на данните:** Състои се от клъстеризация на данни, което открива групи сходни данни в рамките на набор от данни, намиране на плътността на разпределение на данните от едно входно пространство и компресиране на данни, което проектира високоразмерни данни до нискоразмерни данни, с цел намаляване. Например при поддръжката клъстеризация на състоянието на деградация е в категорията за изследване на структурата на данните.

Според изучените 444 релевантни статии от най-реномирани списания, индексирани в световноизвестни бази данни, е посочена статистика на прилагането на техниките на ИИ спрямо жизнения цикъл на силовите електронни устройства и системи. По-конкретно, процентите на приложението на ИИ при проектирането, контрола и експлоатацията са съответно 9.8%, 77.8% и 12.4%. Що се отнася до функциите, базирани на ИИ процентите на оптимизация, класификация, регресия и проучване на структурата на данните, те са както следва: 33.3%, 6.6%, 58.4% и 1.7%. Това показва, че повечето от задачите на ИИ в силовата електроника са по същество регресия и оптимизация. Методите на ИИ обикновено могат да бъдат категоризирани като експертна система, размита логика, метаевристични методи и машинно обучение. Процентът им на приложение е съответно 0.9%, 21.3%, 32.0% и 45.8%. Това предполага, че най-голямата част от прилаганите техники на ИИ в силовата електроника е тази, свързана с машинно обучение. Друг важен извод е, че във фазата на проектиране на силови електронни устройства се прилага най-малък дял от техники на ИИ – 9.8%, което дава основание на автора да фокусира неговите изследвания точно в тази област.

1.4. Изводи, цел и задачи на дисертационния труд

Различните техники на ИИ, прилагани в изследването на силови електронни устройства и системи в различните етапи от техния жизнен цикъл, са представени и систематизирани в този раздел. На база на анализ на публикациите по тематиката са направени следните изводи и заключения:

1. От гледна точка на приложението, методите на ИИ, прилагани в силови електронни системи могат да бъдат категоризирани като проектиране, управление и експлоатация (поддръжка). Представени са дяловете на използване, тенденцията на приложение, характеристиките и изискванията на ИИ във всяка фаза на жизнения цикъл на устройствата;

2. От гледна точка на методите, техниките на ИИ, прилагани в силови електронни устройства и системи, са категоризирани по следния начин: експертна система, размита логика, метаевристични методи и машинно обучение. Процентът на използване, предимствата и ограниченията на съответните ИИ алгоритми във всяка категория са представени;

3. От функционална гледна точка приложенията, свързани с техники на ИИ, по същество се занимават с оптимизация, класификация, регресия и изследване на структурата на данните;

4. За всяка фаза от жизнения цикъл са дадени конкретни примери и са идентифицирани предизвикателствата и бъдещите възможности за изследване;

5. Независимо от големия ръст на изследвания, свързани с прилагане на техники на ИИ в силовата електроника, определен на база проучване в базите данни Scopus и WoS, има все още малък брой изследвания на годишна база, като преобладаващите изследователи са от Китай, САЩ и Индия.

Вследствие на направения преглед е установено, че въпреки многото изследвания, свързани с прилагането на техники на ИИ в силовата електроника, съществуват нерешени въпроси, свързани с тяхната практическата имплементация при проектирането на силови електронни устройства. На практика няма приложен комплексен подход, който на база на моделиране на силовото електронно устройство и последващи оптимизационни процедури и техники на ИИ да даде оптимално решение, ориентирано към конкретно приложение.

От друга страна, използваните методи за проектиране на силови електронни устройства към настоящия момент се характеризират с:

1. Базирани са на общоприети усреднени оценки на променливите на състоянието на квазистатичните режими на работа, като не винаги са налице доказателства за валидност на тези процедури при различни изисквания за проектиране.

2. В резултат на проектирането се достига до стойности на гравитните елементи, които са физически нереализуеми. Като следствие се избират възможно най-близки до изчислените стойности на елементите. Това налага многократно повторение на изчислителната процедура до удовлетворяване на изискванията на заданието или смекчаване на първоначално заложените ограничения.

3. Практически е невъзможно отчитане на влиянието на нелинейностите, вариациите на номиналните стойности на параметрите и изменението им по време на експлоатация като функция на външни смущения – изменение на захранващо напрежение, околна температура, товар, стареене на елементи.

4. Ако се отчита връзката между избора на параметри и динамиката на силовите електронни устройства, амплитудните стойности на токовете и напреженията върху гравивните елементи, то допълнително се удължава процесът на избор на елементи и не е гарантирано намиране на решение на задачата.

5. Липсват рационални методики за проектиране на силови електронни устройства и системи, които да подхождат от общи позиции, независимо от конкретните топологии и по този начин да дадат възможност за формализация и унификация на определянето на стойностите на схемните елементи.

6. На базата на проучване на специализираната литература е направен изводът, че във фазата на проектиране на силови електронни устройства се прилагат най-ограничени техники на ИИ, което дава възможност за извършване на изследвания в тази област.

Една възможна алтернатива на класическите методи за проектиране е прилагането на моделно базираното проектиране (МБП) на силови електронни устройства. МБП е едно развитие на методите за проектиране на силови електронни устройства, което им придава интелигентни функции. На **Фигура 1-12** е представена концепцията на МБП на силови електронни устройства, която ще бъде развита в настоящия труд.



Фигура 1-12. Концепция на моделно базирано проектиране на силови електронни устройства

Отделните съставки на концепцията за МБП изпълняват следните функции:

1. Изисквания и ограничения при проектиране на СЕУ. Проектирането на СЕУ включва съобразяване с редица изисквания и ограничения, за да се гарантира тяхната ефективност, надеждност и безопасност, като най-общо те са групират на технически, икономически и екологични;

2. Модели на компоненти, схеми и системи от СЕУ. В силовата електроника моделирането на компоненти, схеми и системи е важен процес, който помага на инженерите да анализират и предвидят поведението на устройствата в различни работни условия. В тази връзка, към настоящия мо-

мент има налични както комерсиални, така и със свободен достъп модели, които описват с различна степен на детайлност компоненти, схеми и системи от СЕУ;

3. Техники на изкуствения интелект, използвани за проектиране на СЕУ. Те бяха разгледани подробно и обобщени в предишните раздели;

4. Гарантиране на показателите на СЕУ. Това е комплексен процес, който ще бъде изследван чрез използване на толерансен анализ и моделно базирана оптимизация, базирана на референтна крива на изхода;

5. Топологии на СЕУ. Те описват различните структурни конфигурации на силовите схеми, които преобразуват електрическата енергия. Тези топологии са основополагащи за проектирането на различните видове устройства като токоизправители, инвертори и регулатори;

6. Софтуерни среди за моделиране, проектиране и оптимизиране на СЕУ. Проектирането, моделирането и оптимизацията на СЕУ изисква специализиран софтуер, който може да обработва сложни електрически схеми и системи. Някои от най-използваните софтуерни среди в индустрията за силова електроника са: MATLAB/Simulink, LTspice, Python;

7. Данните от експлоатацията на СЕУ са изключително важни за оценка на тяхната производителност, надеждност и дълготрайност. Тези данни помагат на инженерите и техниците да идентифицират потенциални проблеми, да оптимизират работата и да удължат живота на устройствата. Основните видове данни, които обикновено се събират от СЕУ и как те могат да бъдат използвани са: Температурни данни; Данни за потребление на енергия; Честотни и хармонични анализи; Данни за цикли на работа и износване; Логове на събития и грешки;

8. Рационалните методики за проектиране на СЕУ акцентират върху практическото приложение на проектирането, като се стремят да намерят баланс между теорията, оптимизацията и реалните работни условия. Този подход обикновено включва компромиси, като се вземат предвид фактори като разходи, толеранси на схемните елементи, производствена ефективност и лесно поддържане.

Целта на дисертационния труд е чрез съвместно използване на най-съвременни средства на приложната математика, компютърното моделиране, техники на изкуствения интелект и информационни и комуникационни технологии, да се предложи нов моделно-базиран подход за оптимално проектиране на силови електронни устройства, ориентиран към техния жизнен цикъл, при отчитане на спецификата за различните приложения.

За постигането на тази цел са поставени за решаване следните задачи:

- унифицирано представяне на електромагнитните процеси в последователна RLC верига, чрез което да се опишат възможните работни режими в цял клас силови електронни устройства;
- предлагане и формулиране на единен подход за анализ на резонансни преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение, натоварени в изхода с източник на напрежение или източник на ток, базиран на квазиграничния метод;
- създаване и валидиране на рационални методики за проектиране на различни видове силови електронни устройства – инвертори, преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение, с възможност за алгоритмизация и имплементация в среди за моделиране и симулация;
- прилагане на моделно-базирана оптимизация за проектиране на различни видове силови електронни устройства чрез съчетаване на получени от рационални методики за проектиране начални стойности на схемните елементи и последващи оптимизационни процедури;
- изследване на възможностите за използване на невронни мрежи за проектиране на различни видове силови електронни устройства;

- автоматизирано провеждане на толерансен анализ спрямо пасивните схемни елементи за гарантиране на показателите на силови електронни устройства;
- представяне на нов моделно-базиран подход за проектиране на силови електронни устройства, ориентиран към техния жизнен цикъл, чрез който този процес да се разгледа комплексно с отчитане на максимален брой фактори и ограничения;
- обобщаване на новостите и тенденциите в развитието на силовата електроника, базирано на съчетаване и прилагане на: IoT, науката за данни, техники на изкуствения интелект за разработване и прилагане на ново поколение силови електронни устройства, работещи съвместно в Интернет на енергията.

ГЛАВА 2. ЕДИНЕН ПОДХОД ЗА АНАЛИЗ НА DC/AC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, БАЗИРАН НА ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНИТЕ ПРОЦЕСИ В ПОСЛЕДОВАТЕЛНА RLC ВЕРИГА

2.1. Абстракт

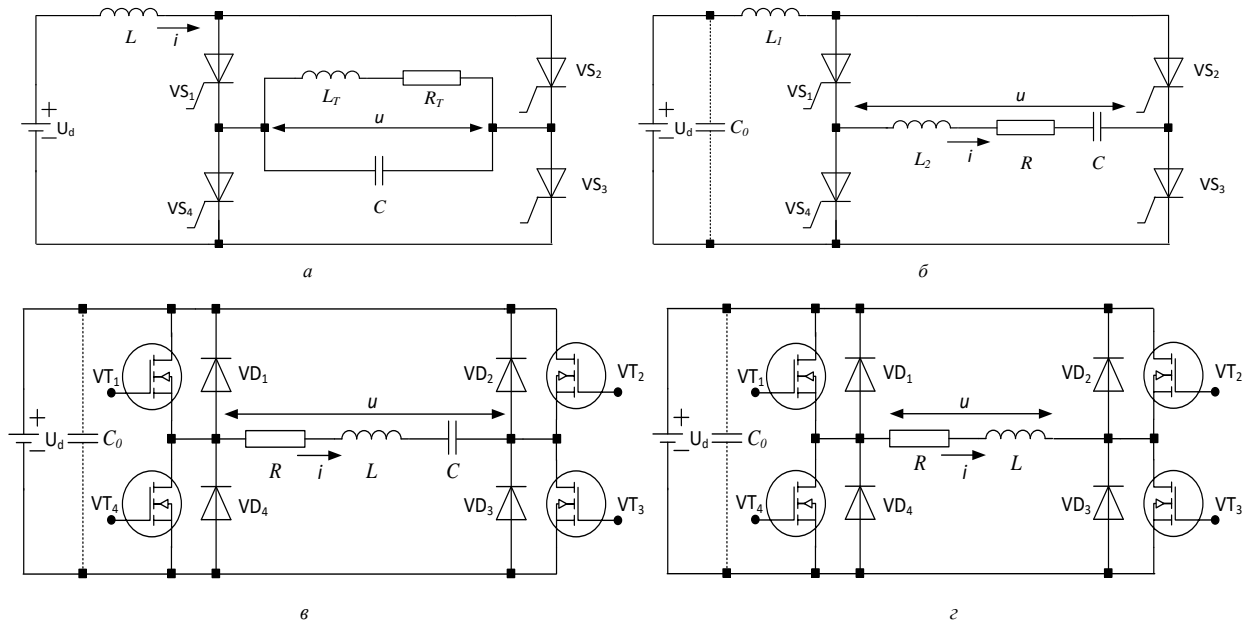
Тази глава представя унифициран подход за анализ на DC/AC преобразуватели, базиран на еквивалентно представяне на тяхната променливотокова верига, като последователна RLC верига. За основа на разглежданията е избран резонансен DC/AC преобразувател с обратни диоди, като чрез получените съотношения за това устройство са изведени основните уравнения, описващи работата и на останалите видове DC/AC преобразуватели – инвертор на напрежение, резонансен инвертор без обратни диоди и инвертор на ток. По този начин чрез използване на общността на електромагнитните процеси в силовите схеми са изведени изразите за тока през индуктивността и напрежението на кондензатора в компактен вид с техните начални фази. Намерените чрез анализа базови съотношения са нормирани спрямо честотата на управление, като по този начин са обобщени всички възможни работни режими. В този аспект от единни позиции са описани електромагнитните процеси в цял клас силови електронни устройства – автономни инвертори, което е полезно от методична гледна точка, с оглед подобряване на обучението по силова електроника. Намерените съотношения са удобни и приложими за създаване на рационални методики за проектиране, характеризиращи се с използване на сравнително облекчени изчислителни процедури за определяне на стойностите на схемните елементи.

2.3. Основна идея и същност на единния подход за анализ

За описанието на работата на DC/AC преобразувателите в установен режим се използват различни подходи. При анализа на инверторите на ток и инверторите на напрежение обикновено се използват коефициенти, в които участват параметрите на товара и управляващата честота. По този начин в получените съотношения се отразява влиянието на товара и съответно на промените на честотата на управление на преобразувателите. При резонансите DC/AC преобразуватели поради спецификата на електромагнитните процеси в променливотоковата верига на инвертора се въвеждат параметри, които отразяват нейните качества. Най-често това е качественият фактор Q и коефициентът на разстройка, който се дефинира като отношението между честотата на управление и резонансната честота на променливотоковата верига. На практика режимът на работа на резонанс е рядко срещан, тъй като обикновено товарите се променят по време на работа, а освен това често се налага регулиране на изходната мощност, което е свързано с промяна на честотата на управление. В тази връзка е по-удобно да се използва коефициентът на разколебаване k , който е аналог на качествения фактор, но дава информация за максималната стойност на напрежението на резонансния кондензатор, независимо от степента на разстройка. Въвеждането на нормиране на ъгъла на провеждане на полупроводниковите ключове по отношение на управляващата честота дава добри възможности за оценка на поведението на отделните видове инвертори при работа в различни работни режими. В този аспект използването на този коефициент при анализа и проектирането е много полезно при синтеза на управление и настройка на контролера.

Същността на единния подход ще бъде онагледена на базата на няколко типични схеми на DC/AC преобразуватели, показани на **Фигура 21**. Те са представени в последователност, която следва тяхната еволюция във времето. На **Фигура 21а** е показана мостовата схема на паралелен тиристорен инвертор на ток с електротехнологично приложение. В променливотоковата верига на инвертора е включен паралелен товарен кръг, съставен от RL товар – индуктор със съответното нагрявано тяло и компенсирал кондензатор. Във входа на инвертора последователно със захранващия източник е свързана индуктивност, която служи за реализацията на захранване тип източник на ток. Поради спецификата на тиристорите тяхното изключване се осигурява от капацитивния характер на паралелния товарен кръг. В индукционните технологии RL-товарът е с преобладаващ индуктивен характер и създаденият с негово участие паралелен резонансен товарен кръг е с голям качествен фактор, като играе ролята на филтър за висшите хармоници на тока и напрежението. Тогава за заместваща схема на товара се използва серийно свързване на еквивалентно съпротивление и еквивалентен капацитет по първи хармоник. Вариант на тази силова схема при използване на последователно компенсирани товари е показан на **Фигура 21б**.

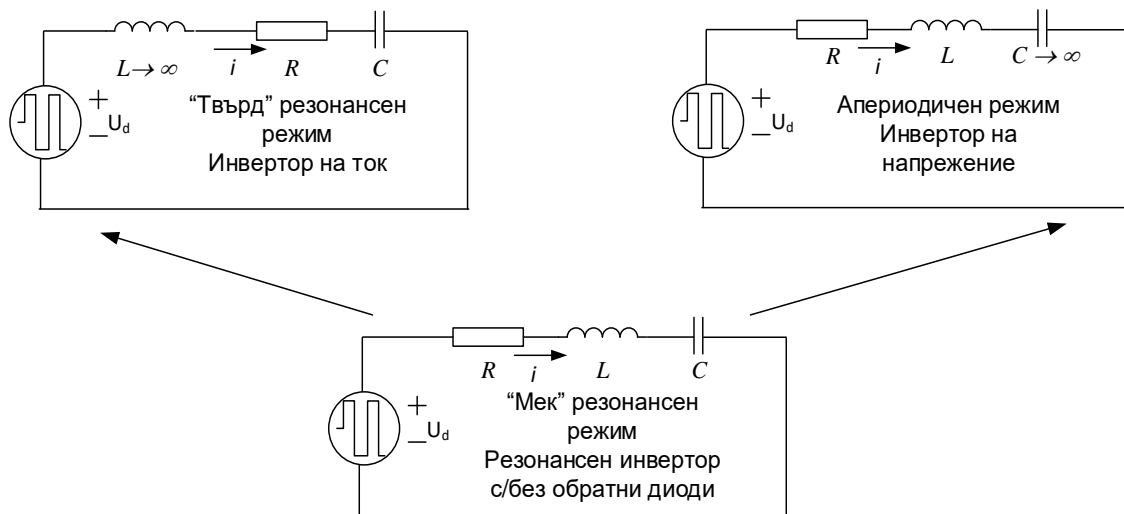
За осигуряване на повече възможни работни режими резонансната индуктивност е разделена на две части: във входната верига L_1 и в променливотоковата верига – L_2 . Една еволюция на последната топология е транзисторният резонансен инвертор с обратни диоди, показан на **Фигура 21в**. При липса на резонансен кондензатор тази силова схема се модифицира до инвертор на напрежение – **Фигура 21г**.



Фигура 2-1. Мостови схеми на DC/AC преобразуватели: (а) паралелен инвертор на ток; (б) последователен резонансен DC/AC преобразувател; (в) резонансен DC/AC преобразувател с обратни диоди; (г) инвертор на напрежение

Ако се предположи, че товарът на паралелния инвертор на ток е с капацитивен характер (което е така в индустриалните приложения), то еквивалентните параметри на този товар, заедно с входната индуктивност (с много голяма стойност на индуктивността заради изискванията за реализация на източник на ток) образуват последователна резонансна верига, която работи при значителна разлика между резонансната и управляващата честота (поне 2-3 пъти). От друга страна, RL веригата при инвертора на напрежение може да бъде представена като последователна RLC, със стойност на капацитета, клоняща към безкрайност. Вследствие на тези разглеждания и аналогии може да се направи заключение, че най-общата структура на DC/AC преобразувателите представлява последователна RLC верига, която при определени условия работи в резонансен режим, а при други – не. В този смисъл може да се направи извод, че резонансният DC/AC конвертор представлява най-общия случай, който обобщава и съдържа всички възможни работни режими, а останалите

видове инвертори представляват негови частни случаи. Представянето на еквивалентните схеми на всички типове DC/AC преобразуватели, както и преходът между тях, е показано на **Фигура 22**.



Фигура 2-2. Обобщени еквивалентни схеми на трите основни типа DC/AC преобразуватели

Характерно за всички типове DC/AC преобразуватели е, че при техния анализ се използва последователна еквивалентна схема на променливотоковата верига, което дава възможност да се постигне и общност на разглежданията. В този смисъл единният подход се базира на използване на последователна RLC верига, чрез която се описват електромагнитните процеси в резонансния инвертор с обратни диоди. Другите два основни типа DC/AC преобразуватели са разгледани като частни случаи съответно при резонансна индуктивност, клоняща към безкрайност (инвертор на ток), или кондензатор, клонящ към безкрайност (като в този случай не е възможно да се работи в резонансен, а в апериодичен режим) – инвертор на напрежение.

При провеждането на анализ на резонансни DC/AC преобразуватели се въвеждат следните параметри: Коефициент на разколебаване $k = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\delta\pi}{\omega_0}}}$; Коефициент на разстройка на еквивалент-

ната променливотокова верига $\nu = \frac{\omega}{\omega_0}$, където $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2}$ е резонансната честота на последователния резонансен кръг, $\delta = \frac{R}{2L}$ е неговото затихване, с $\omega = 2\pi f$ е означена кръговата честота на

управление, а с $\lambda = \frac{\pi\omega}{\omega_0}$ – нормиран към честотата на управление ъгъл на провеждане на управляемите полупроводникови ключове;

При така направените дефиниции е ясно определима и еднозначна връзката между коефициента k и качествения фактор на последователната резонансна верига Q :

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0}{2\delta} = \frac{\pi}{2 \ln\left(\frac{k}{k-1}\right)} \quad (2-1)$$

При работа в апериодичен режим по аналогия се въвеждат следните параметри, използвани при анализа: – $k_A = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\delta\pi}{\Omega_0}}}$ – коефициент на апериодичност; $\nu_A = \frac{\omega}{\Omega_0}$ – квазичестотен коефициент, а

е $\Omega_0 = \sqrt{\delta^2 - \frac{1}{LC}}$ е квазирезонансна честота.

2.4. Базови съотношения, използвани за анализ на DC/AC преобразуватели

В този раздел на база на анализа на резонансния DC/AC преобразувател с обратни диоди ще бъдат намерени изразите за променливите на състоянието – инверторният ток и напрежението на кондензатора. Всички изрази ще бъдат получени на база на мостовата схема, а при работа с други видове схеми (полумостова, пуш-пулна или средна точка на трансформатора) има изведени числови коефициенти, с които са адаптират резултатите от мостовата схема към тези схемни разновидности.

2.4.1. Анализ на резонансен DC/AC преобразувател с обратни диоди

Схемата на мостов резонансен DC/AC конвертор е показана на **Фигура 21с**. Характерно за тази топология, в зависимост от съотношението между параметрите на променливотоковата верига, е възможна работа в резонансен или в аperiодичен режим. Анализът на инвертора е направен при допускане за идеалност на всички схемни елементи. Разглежданата последователна RLC верига се описва със следното диференциално уравнение, относно напрежението на кондензатора:

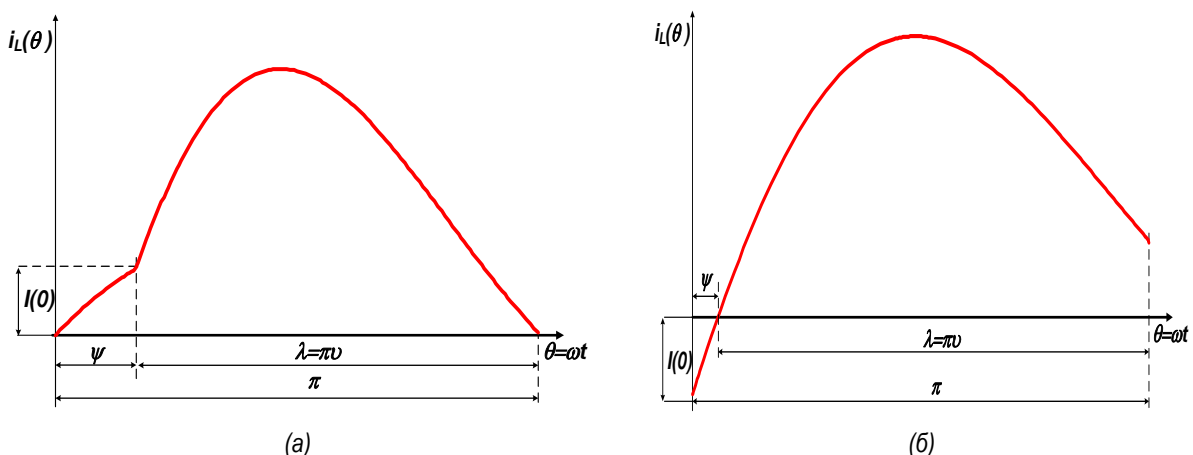
$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = u_{sw}, \quad (2-2)$$

където u_{sw} е входното напрежение, подавано към последователната верига. То се формира чрез последователната работа на полупроводниковите ключове (транзистори и обратни диоди) на инвертора с честота на превключване $f=1/T$. При работа в установен режим и изпълнение на условието за резонанс – $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ за разглежданата схема са валидни следните изрази на тока през индуктивността и напрежението на кондензатора:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= \frac{U_d + U_C(0)}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t - I_L(0) e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \\ u_C(t) &= U_d - (U_d + U_C(0)) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) - \frac{I_L(0)}{\omega_0 C} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (2-3)$$

където $I_L(0)$ и $U_C(0)$ отразяват началните условия в схемата, R е еквивалентното товарно съпротивление, L и C са резонансна индуктивност и резонансен кондензатор, а U_d е захранващото напрежение.

В зависимост от съотношението между честотата на управление и резонансната честота на последователната RLC верига са възможни режими на работа с честота на управление под и над резонансната. На **Фигура 23** е показана формата на тока през индуктивността при работа с честота на управление под резонансната – **Фигура 23а** и над резонансната – **Фигура 23б**. На фигурата е отбелязана началната стойност на тока $I(0)$ и неговата начална фаза ψ .



Фигура 2-3. Форма на тока през индуктивността в установен режим на работа на резонансен DC/AC преобразувател: (а) с честота на управление под резонансната; (б) с честота на управление над резонансната

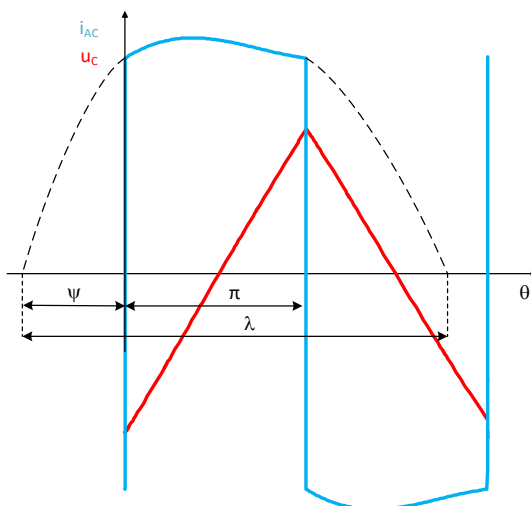
При работа на устройството в установен режим, независимо от съотношението на резонансната и управляващата честота, са в сила условията за периодичност на променливите на състоянието $i(\frac{\pi}{\omega}) = -I_L(0)$ и $u_c(\frac{\pi}{\omega}) = -U_C(0)$ и на тази база се определят техните начални стойности. От друга страна фактът, че двете променливи на състоянието сменят алтернативно своите знаци в началото и в края на полупериода на управляващата честота, позволява получаването на унифицирани изрази и за режима с честота на управление под- и над резонансната. От условията за периодичност са определени стойностите на началния ток и напрежение. С оглед прилагане на единния подход за анализ и представянето от обобщени позиции на процесите във всички базови схеми на DC/AC преобразуватели е целесъобразно представянето на израза за тока от (2-6) като функция на товара по следния начин:

$$i_L(\theta) = 4K \frac{U_d}{R} \frac{\delta}{\omega_0} D e^{-\delta \frac{\theta}{\omega}} \sin \frac{\pi}{\lambda} (\theta - \psi),$$

$$u_c(\theta) = U_d - 2KU_d E e^{-\delta \frac{\theta}{\omega}} \sin \frac{\pi}{\lambda} (\theta + \phi) \quad (2-7)$$

2.4.2. Анализ на инвертор на ток

Известни са разглежданията на инвертора на ток като резонансен инвертор, работещ при голямо съотношение между честотата на управление и на резонансната честота на еквивалентната последователна променливотокова верига (стойности на коефициента на разстройка, по-големи от 3). За удобство, режимът при такива стойности на коефициента на разстройка ще наричаме „твърд“ резонансен, за разлика от условно наречения „мек“ резонансен режим, където разликата между двете честоти е максимум 20-30%. На практика паралелният товарен кръг обикновено работи в капацитивна разстройка и неговите еквивалентни параметри по първи хармоник, заедно с входната индуктивност образуват последователна резонансна верига. Поради изискванията за малки пулсации на входния ток (за да се реализира захранване тип източник на ток) обикновено се приема, че входната индуктивност е с много голяма стойност и по този начин се формира много ниска стойност на резонансната честота на еквивалентната AC верига. На **Фигура 24** са показани формите на тока в променливотоковата верига и напрежението върху еквивалентния кондензатор при работа в твърд резонансен режим.



Фигура 2-4. Форма на тока в променливотоковата верига и напрежение върху еквивалентния последователен кондензатор при инвертор на ток

При работа в установен режим е налице същата еквивалентна схема, както и при резонансния инвертор с обратни диоди, като благодарение на голямата стойност на входната индуктивност условията за резонанс – $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ е изпълнено още по-строго за разглежданото устройство и следова-

телно са валидни същите изрази ((2-3) за тока през индуктивността и напрежението на кондензатора. Особеното, е че елементите R и C от последователната заместваща схема на променливотоковата верига са еквивалентни и представляват стойностите на активното и реактивно съпротивление по първи хармоник на паралелния товарен кръг.

Особеностите на работния режим се отразяват с условията за периодичност, които съгласно времедиаграмите от **Фигура 24** са, както следва: $i(\frac{\pi}{\omega}) = I_L(0)$ и $u_C(\frac{\pi}{\omega}) = -U_C(0)$. За постигане на единния подход за анализ на процесите, във всички базови схеми на DC/AC преобразуватели е извършено преобразуване на израза за тока от (2-10), като той е представен като функция на еквивалентния товар:

$$\begin{aligned} i_L(\theta) &= 4K_{CS} \frac{U_d}{R} \frac{\delta}{\omega_0} D_{CS} e^{-\delta \frac{\theta}{\omega}} \sin \frac{\pi}{\lambda} (\theta + \psi_{CS}), \\ u_C(\theta) &= U_d - 2K_{CS} U_d E_{CS} e^{-\delta \frac{\theta}{\omega}} \sin \frac{\pi}{\lambda} (\theta + \phi_{CS}) \end{aligned} \quad (2-11)$$

Едно от големите предимства на разглеждането на инвертора на ток като резонансен, работещ в режим на твърда комутация е, че по този начин е възможно да се извърши проектирането на инвертор на ток с крайна стойност на входната индуктивност.

2.4.3. Анализ на резонансен DC/AC преобразувател (инвертор) без обратни диоди

Известно е, че резонансните DC/AC преобразуватели без обратни диоди могат да работят в няколко работни режима, като за разлика от предишния схемен вариант на инвертор на ток честотата на управление е по-малка или най-много равна на резонансната честота. В този случай се изпълзва същата еквивалентна схема като в предния случай, но токът през индуктивността е с нулева начална стойност. По този начин се получават опростени изрази за променливите на състоянието спрямо изрази ((2-3):

$$\begin{aligned} i_L(t) &= \frac{U_d + U_C(0)}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t \\ u_C(t) &= U_d - (U_d + U_C(0)) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) \end{aligned} \quad (2-12)$$

Променливите на състоянието като функции на еквивалентния товар са съответно:

$$\begin{aligned} i_L(\theta) &= 4k \frac{U_d}{R} \frac{\delta}{\omega_0} k e^{-\delta \frac{\theta}{\omega}} \sin \frac{\pi}{\lambda} \theta, \\ u_C(t) &= U_d - 2k U_d E_R e^{-\delta \frac{\theta}{\omega}} \sin(\omega_0 t + \phi_R) \end{aligned} \quad (2-18)$$

2.4.4. Анализ на RLC инвертор, работещ в апериодичен режим

За да бъде осигурена работа на RLC инвертора в апериодичен режим, следва да бъде изпълнено следното условие: $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$. В този случай променливите на състоянието са:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= \frac{U_d + U_C(0)}{\Omega_0 L} e^{-\delta t} s h \Omega_0 t - I_L(0) e^{-\delta t} (c h \Omega_0 t - \frac{\delta}{\Omega_0} s h \Omega_0 t) \\ u_C(t) &= U_d - (U_d + U_C(0)) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\Omega_0} s h \Omega_0 t + c h \Omega_0 t \right) - \frac{I_L(0)}{\Omega_0 C} e^{-\delta t} s h \Omega_0 t \end{aligned} \quad (2-19)$$

От съвместното решаване на (2-19), като са използвани условията за периодичност на тока през товара и напрежението на кондензатора, т.е. $i(\frac{\pi}{\omega}) = I_L(0)$ и $u_C(\frac{\pi}{\omega}) = U_C(0)$ се определят стой-

ностите на началния ток и напрежение. След нормиране на ъгъла на провеждане на транзисторите спрямо управляващата честота ω , изразите за $i_L(\theta)$ и $u_C(\theta)$ добиват вида:

$$\begin{aligned} i_L(\theta) &= \frac{2K_{ap}U_d}{\Omega_0 L} D_A e^{-\delta \frac{\theta}{\omega} sh} \frac{\pi}{\lambda_A} (\theta - \psi_A), \\ u_C(\theta) &= U_d - 2K_{ap}U_d E_A e^{-\delta \frac{\theta}{\omega} sh} \frac{\pi}{\lambda_A} (\theta + \phi_A) \end{aligned} \quad (2-21)$$

където $\theta = \omega t$, $\lambda_A = \frac{\pi\omega}{\Omega_0}$, $\psi_A = \frac{\lambda_A}{\pi} \psi'_A$ и $\phi_A = \frac{\lambda_A}{\pi} \phi'_A$.

2.4.5. Анализ на инвертор на напрежение

Направените по-горе разглеждания на апериодичен режим на работа на последователен RLC инвертор са основа за анализ на автономния инвертор на напрежение. Иновативното в това представяне е разглеждането на инвертора на напрежение като частен случай на последователен апериодичен RLC инвертор с обратни диоди при стойност на кондензатора $C = \infty$. По този начин за анализа на инвертор на напрежение могат да бъдат използвани определените вече съотношения, като се отчете, че когато $C = \infty$, то $\delta = \Omega_0$. При анализа на инвертор на напрежение коефициентът на апериодичност придобива една единствена фиксирана стойност $k_N = \frac{1}{1 - e^{-\pi}} = 1.045$. Изразът за тока през индуктивността, представен със своята начална фаза, е:

$$i_L(t) = \frac{U_d}{\Omega_0 L} D_N e^{-\delta t} sh(\Omega_0 t - \psi'_N) = \frac{2U_d}{R} D_N e^{-\delta t} sh(\Omega_0 t - \psi'_N) \quad (2-22)$$

Като се извърши нормиране спрямо управляващата честота ω , изразът за $i_L(\theta)$ придобива вида:

$$i_L(\theta) = \frac{U_d}{\Omega_0 L} D_N e^{-\delta \frac{\theta}{\omega} sh} \frac{\pi}{\lambda_A} (\theta - \psi_N) = \frac{2U_d}{R} D_N e^{-\delta \frac{\theta}{\omega} sh} \frac{\pi}{\lambda_A} (\theta - \psi_N) \quad (2-3)$$

където $\theta = \omega t$, $\lambda_A = \frac{\pi\omega}{\Omega_0}$ и $\psi_N = \frac{\lambda_A}{\pi} \psi'_N$.

2.5. Заключение и изводи

Основното предимство на предложения унифициран подход е, че за разлика от другите методи за анализ, при него токът през променливотоковата верига се описва с действителната си форма. В този смисъл той се доближава до точните анализи, които са базирани на описание на електромагнитните процеси в силовата схема със системи диференциални уравнения.

По своята същност унифицираният подход за анализ е развитие и обобщение на теорията на автономните инвертори. Изведените съотношения, в които е отчетено и влиянието на активното съпротивление на променливотоковата верига позволяват да се направи оценка относно влиянието на промяната на схемните параметри върху работните режими. Недостатък на унифицирания подход е, че той не обхваща DC/AC преобразувателите, които отдават енергия в мрежата и намират широко приложение в системите за децентрализирано производство на електрическа енергия.

Дефинирането и разработката на единния подход при анализа на трите основни типа DC/AC преобразуватели води до общност на резултатите, до по-лесното и удобно съпоставяне на техните характеристики и не на последно място, до създаването на унифицирани инженерни методики за тяхното проектиране. Съчетаването на тези методики с техники на изкуствения интелект (най-вече прилагане на различни оптимизационни процедури) е една от насоките за бъдещо прилагане и развитие на унифицирания подход. Основната идея на този подход е на база на постиженията на изчислителната математика и прилагане на математичен софтуер да се ускори и подобри процесът на

проектиране на силови електронни устройства и системи и да се гарантират техните показатели при отчитане на толерансите на схемните елементи и наличието на различни смущаващи въздействия.

Прилагането на единния подход при анализа, съчетано с нормиране по управляваща честота на ъгъла на провеждане на полупроводниковите прибори, е полезно и за нуждите на обучението по силова електроника. Разглеждането на инвертора на ток като резонансен, работещ в режим с твърда комутация, дава възможност за точно проектиране на инвертори на ток с крайна стойност на входната индуктивност. Така унифицираният подход за анализ решава един от големите проблеми при прототипирането на цял клас силови електронни устройства с индустриално приложение.

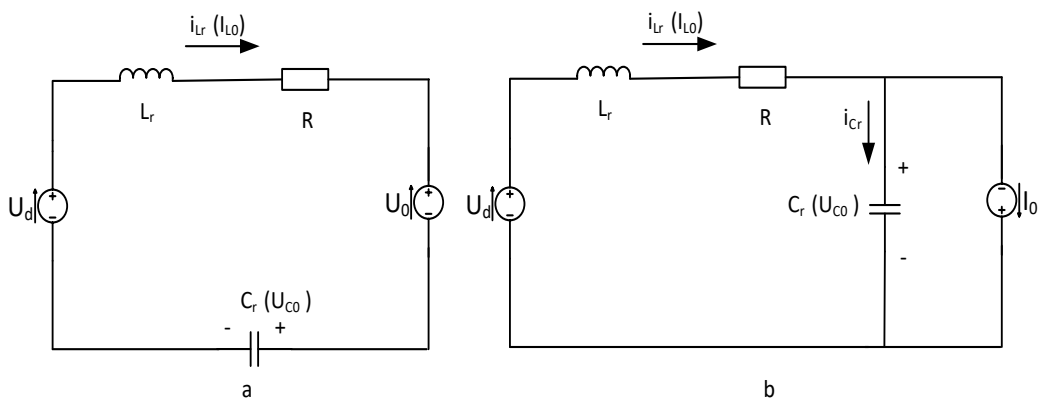
ГЛАВА 3. КВАЗИ-ГРАНИЧЕН МЕТОД ЗА АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРАНЕ НА РЕЗОНАНСНИ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

3.1. Абстракт

В тази глава е представен нов унифициран метод за анализ на проектиране на двата базови типа последователни резонансни DC/DC преобразуватели на енергия (последователен и с паралелно натоварен кондензатор). Методът се базира на използването на опростен обобщен подход за анализ на този тип силови електронни устройства. Той се характеризира с това, че независимо от конкретния работен режим – с честота на управление под или над резонансната на последователния резонансен кръг, за определянето на връзката между входното и изходното напрежение или ток се приема, че преобразувателят работи на резонанс. В този смисъл той е наречен квази-граничен метод за анализ и проектиране. Използването на квази-граничния метод значително ускорява и улеснява проектирането на разглежданите силови схеми, което е много полезно за целите на инженерната практика, а също и в обучението по силова електроника. Приложимостта на този подход е доказана с методите на математическото моделиране, компютърни симулации и експерименти.

3.3. Основни съотношения

Еквивалентните схеми, на които се базира определянето на основните схемни параметри, са показани на **Фигура 3-1**, като при последователната схема в изхода имаме източник на напрежение U_0 , а при схемата с паралелно натоварения кондензатор – източник на ток $-I_0$.



Фигура 3-1. Еквивалентни схеми на последователни резонансни DC/DC преобразуватели: (а) последователна; (б) с паралелно натоварен кондензатор

Схемите от **Фигура 3-1** съдържат едни и същи елементи: резонансен кондензатор C_r , резонансна индуктивност L_r и еквивалентно съпротивление на променливотоковата верига R , което отразява наличието на активни съпротивления в схемните елементи, а I_{L0} и U_{C0} са началните условия на променливите на състоянието – токът през резонансната индуктивност и напрежението върху резонансния кондензатор. Разглежданите последователни резонансни вериги се описват със следното диференциално уравнение относно напрежението на кондензатора:

$$L_r C_r \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC_r \frac{du_c}{dt} + u_c = u_{sw}, \quad (3-1)$$

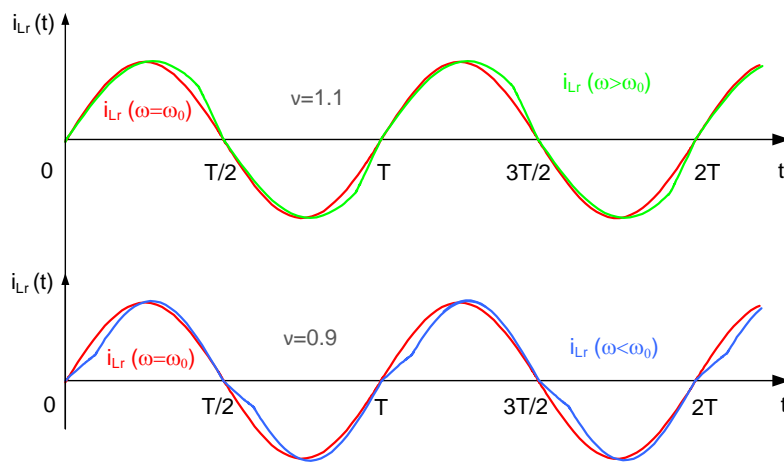
където u_{sw} е резултатното захранващо напрежение, подавано към резонансната верига. То се формира чрез последователната работа на полупроводниковите ключове на инвертора с честота $f = 1/T$.

Оценка на грешката от допускането за работа на резонанс е направена на базата на графични построения, които са дадени на **Фигура 3-2**. Основните фактори, които влияят на грешката, са отношението на резонансната и управляващата честота и големината на качествения фактор Q на резонансна верига. Колкото е по-малка разликата между честотата на превключване и резонансната, грешката е по-малка. Влиянието на качествения фактор се отчита чрез коефициента k и при по-голяма негова стойност, активното съпротивление в резонансния контур намалява (кръгът се приближава до идеалния) и следователно нараства токът, протичащ през обратните диоди, като по амплитуда се доближава до тока през транзисторите. Следователно при работа с големи стойности на k се постигат по-точни резултати от използването на предложението метод за анализ и проектиране, в сравнение с по-малките такива.

Анализът е направен в установен режим, като са пренебрегнати неидеалностите на всички схемни елементи, с изключение на активните им съпротивления. Изразите за напрежението и тока на резонансния кондензатор при последователната резонансна верига са:

$$u_{Cr}(t) = U_d - U_0 - (U_d - U_0 + U_C(0))e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) + \frac{I_L(0)}{\omega_0 C_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t$$

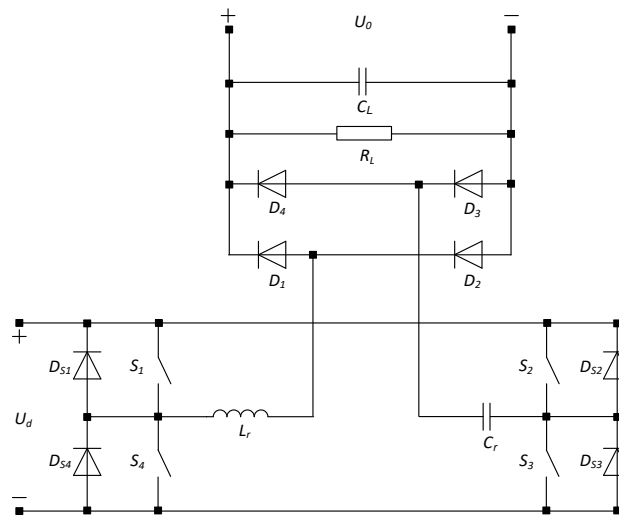
$$i_{Lr}(t) = i_{Cr}(t) = \frac{U_d - U_0 + U_C(0)}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t - I_L(0) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t - \cos \omega_0 t \right) \quad (3-2)$$



Фигура 3-2. Графични построения, поясняващи разликата във формата на резонансния ток при работа с честота на управление, равна на резонансната ($\omega = \omega_0$) и режим с честота на управление над ($\omega > \omega_0$) и под резонансната ($\omega < \omega_0$)

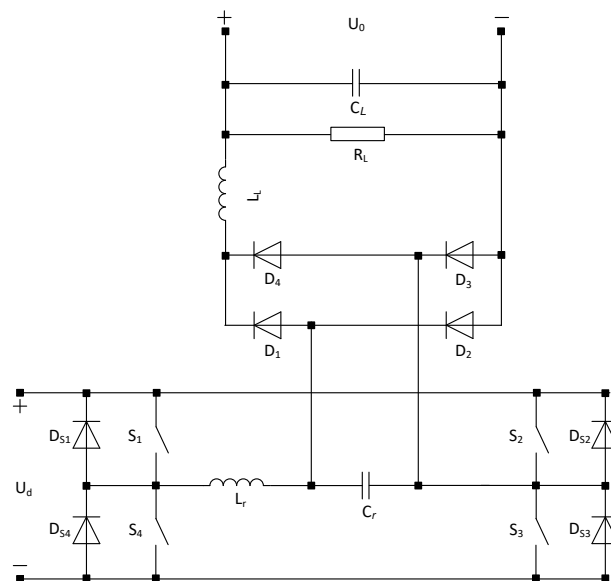
За определяне на началните стойности на променливите на състоянието се изхожда от условието за периодичност на тока и напрежението на резонансния кондензатор: $i_L(0) = -i_L\left(\frac{\pi}{\omega}\right)$ и $u_C(0) = -u_C\left(\frac{\pi}{\omega}\right)$. При работа с честота на управление равна на резонансната, няма начална стойност на тока през резонансната индуктивност $I_L(0) = 0$ и по този начин се получават опростени изрази за напрежението и тока на резонансния кондензатор. Квази-граничният метод за анализ и проектиране на последователни резонансни DC/DC преобразуватели на енергия е демонстриран на базата на мостов безтрансформаторен преобразувател, показан на **Фигура 3-3** във вариант с последователен и на **Фигура 3-4** – с паралелно натоварен кондензатор. При необходимост от използване на

изходен трансформатор или друг тип силова схема в инверторната част на преобразувателя, това се отчита с използването на различни числови коефициенти.



Фигура 3-3. Резонансен DC/DC преобразувател с последователна резонансна верига

Използвани са следните означения: $S_1 \div S_4$ – управляеми ключове (транзистори) с едностранна проводимост; $DS_1 \div DS_4$ – обратни диоди, свързани паралелно на ключовете и с обратна на тяхната проводимост; L_r – резонансна индуктивност, C_r – резонансен кондензатор, $D_1 \div D_4$ – изправителни диоди; L_L – изходна филтрова индуктивност; C_L – изходен филтров кондензатор; R_L – товарно съпротивление.



Фигура 3-4. Резонансен DC/DC преобразувател с паралелно натоварен кондензатор

3.4. Анализ на последователен резонансен DC/DC преобразувател по метода на квази-граничния режим

При анализа на последователен резонансен DC/DC преобразувател през резонансната верига протича един и същ ток $i_{Cr} = i_{Lr}$, а също така при работа на резонанс инверторният ток е с нулево начално условие. Изразите за резонансния ток и напрежението на резонансния кондензатор са:

$$i_{Cr}(t) = i_{Lr}(t) = \frac{U_d - U_0 + U_{Cr}(0)}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t, \quad (3-3)$$

$$u_{Cr}(t) = U_d - U_0 - (U_d - U_0 + U_{Cr}(0)) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right)$$

От условието за периодичност на напрежението на резонанския кондензатор се определя началната стойност на неговото напрежение $U_C(0)$:

$$U_C(0) = (2k-1)(U_d - U_0), \quad (3-4)$$

където k е коефициент на разколебаване. За да бъдат получени удобни за използване при проектиране съотношения е необходимо изрази (3-3) да се представят в нормиран вид спрямо честотата на превключване ω . Като се използва (3-4) и след преобразувания изразите за резонанския ток и напрежението на кондензатора добиват следния вид:

$$i_{L_r}(\vartheta) = \frac{2k(U_d - U_0)}{\omega_0 L_r} e^{-\frac{\delta}{\omega} \vartheta} \sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \vartheta\right), \quad (3-5)$$

$$u_{C_r}(\vartheta) = U_d - U_0 - 2k(U_d - U_0) e^{-\frac{\delta}{\omega} \vartheta} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \vartheta\right) + \cos\left(\frac{\pi}{\lambda} \vartheta\right) \right)$$

където $\vartheta = at$, а $\lambda = \pi\nu$ – нормиран спрямо честота на превключване ъгъл на провеждане на транзисторите. Средната стойност на тока в последователната резонансна верига е равна на тока в товара:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_L} = \frac{1}{\pi} \int_0^\lambda i_{L_r}(\vartheta) d\vartheta = (2k-1)(U_d - U_0) 4fC_r, \quad (3-6)$$

Чрез израз (3-6) се определя връзката между входното и изходното напрежение на последователния резонансен DC/DC преобразувател:

$$U_0 = U_d - \frac{I_0}{(2k-1)4fC_r} = U_d - R_0 I_0, \quad (3-7)$$

където $R_0 = \frac{1}{(2k-1)4fC_r}$ е изходното съпротивление на разглеждания преобразувател. При анализа

на преобразувателя се използват два коефициента k и ν . За целите на проектирането и прототипирането на устройството е необходимо да се познава връзката между сумарното активно съпротивление в резонансната верига R_Σ и изходното съпротивление на преобразувателя R_0 :

$$R_0 = \frac{1}{(2k-1)4fC_r} = \frac{\pi \left(\frac{\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)}{\pi} + \frac{\pi}{\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)} \right)}{4\nu(2k-1)} R_\Sigma = \frac{\pi \operatorname{tg} \beta}{2(2k-1)} R_\Sigma, \quad (3-9)$$

където β е ъгъл на разстройка на последователната резонансна верига. Окончателно израз (3-7) придобива следния вид, който е много удобен за целите на проектирането:

$$U_0 = U_d - R_0 I_0 = U_d - \frac{\pi \operatorname{tg} \beta}{2(2k-1)} R_\Sigma I_0, \quad (3-10)$$

С помощта на (3-10), още на етапа на проектиране на устройството, в зависимост от конкретните параметри на използваните гравивни елементи и граници на промяна на входното напрежение, с достатъчна за целите на проектирането точност се определя изходното напрежение. При изпълнение на параметрите на заданието относно зададената стойност на изходното напрежение на устройството е необходимо да се извърши съгласуване чрез изходен трансформатор или усложнена изходна верига.

3.5. Анализ на паралелно натоварен резонансен DC/DC преобразувател по метода на квази-граничния режим

При анализа на паралелно натоварения резонансен DC/DC преобразувател, съгласно еквивалентната схема от **Фигура 3-1б** следва да се отчете, че токът през резонансната индуктивност се формира като сума от тока на резонансния кондензатор и изходния ток $-i_{Lr} = i_{Cr} + I_0$. По този начин се получават следните изрази за променливите на състоянието:

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= \frac{U_d + U_C(0)}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t + (I_L(0) - I_0) e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) + I_0 \\ u_{Cr}(t) &= U_d - (U_d + U_C(0)) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) + \frac{I_L(0) - I_0}{\omega_0 C_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (3-11)$$

Изразите за резонансния ток и напрежението на резонансния кондензатор са:

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= \frac{U_d + U_{Cr}(0)}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t - I_0 e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) + I_0 \\ u_{Cr}(t) &= U_d - (U_d + U_{Cr}(0)) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) - \frac{I_0}{\omega_0 C_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (3-12)$$

От условието за периодичност на напрежението на резонансния кондензатор се определя неговата начална стойност $-U_{Cr}(0)$:

$$U_{Cr}(0) = (2k-1)U_d, \quad (3-13)$$

За създаването на методика за проектиране на резонансен DC/DC преобразувател с паралелно натоварен кондензатор е необходимо да се определи връзката между входния и изходния ток на преобразувателя. При работа с идеални гравивни елементи, активна мощност се консумира само в товарното съпротивление. В този случай средната стойност на тока на резонансната индуктивност е равна на входния ток, който се консумира от хранящия източник:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{Lr}(\vartheta) d\vartheta = (2k-1)U_d 4fC_r + I_0, \quad (3-15)$$

Чрез (3-15) е намерена връзката между входния и изходния ток на преобразувателя:

$$I_0 = I_d - (2k-1)4fC_r U_d = I_d - \frac{U_d}{R_0}, \quad (3-16)$$

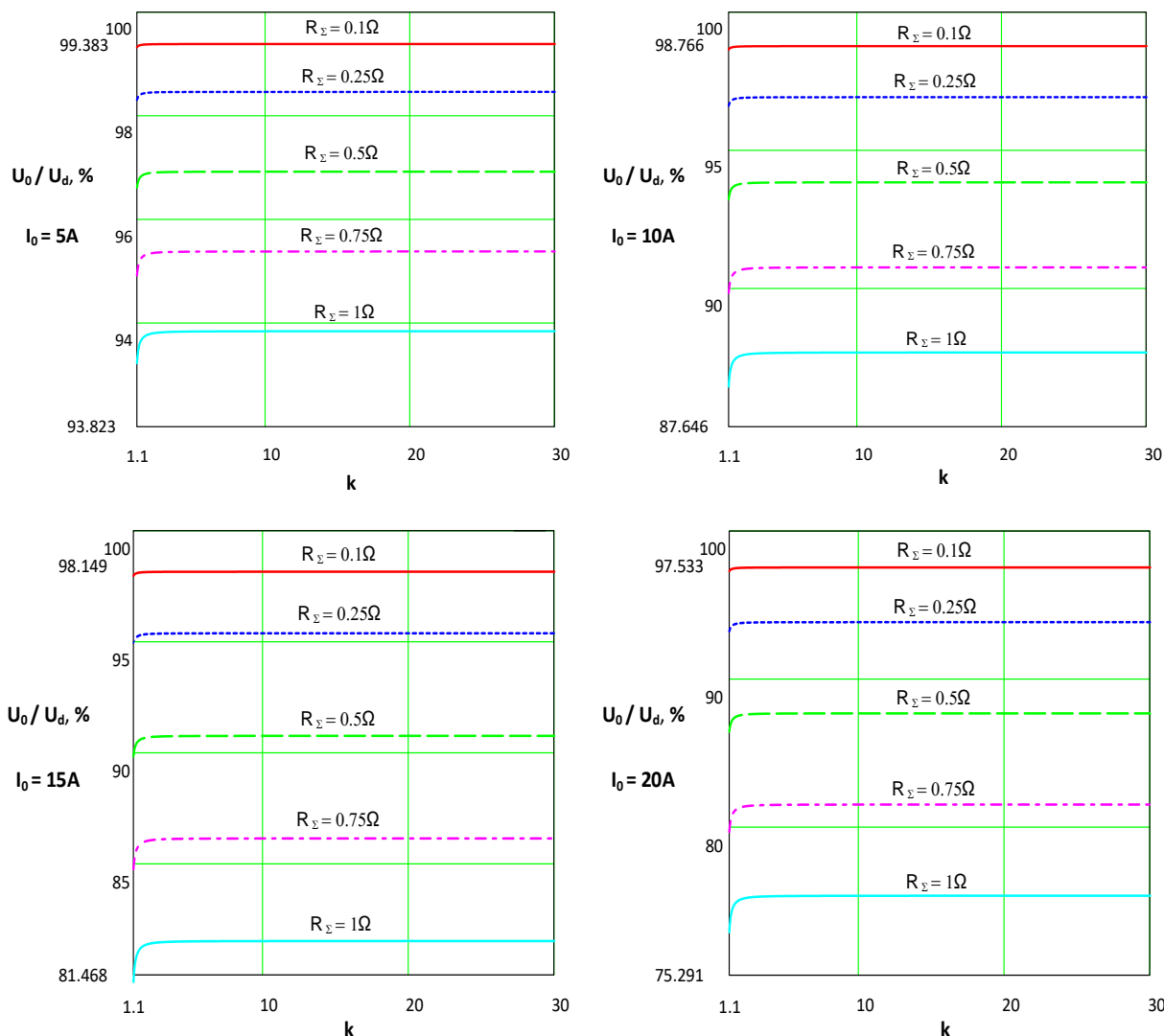
където $R_0 = \frac{1}{(2k-1)4fC_r}$ е изходното съпротивление на устройството.

3.6. Методики за проектиране

Обикновено при проектиране на DC/DC преобразуватели се задават следните параметри: изходна мощност, стойности на входното и изходното напрежение и на изходния ток (номинални и със съответните граници на изменение). Изискванията, свързани с ЕМС масогабаритните показатели на устройствата и ефективността, определят работната честота.

3.6.1. Последователен резонансен DC/DC преобразувател

На **Фигура 3-5** е построена зависимостта (3-10) в проценти спрямо стойността на входното напрежение. Графиките са дадени при параметри стойностите на товарния ток и на коефициентите k и R_Σ . Представените характеристики са използвани за първоначално определяне на стойността на изходното напрежение и са полезни и за бърза проверка дали може да се постигнат параметрите на заданието, при директно свързване на товара.



Фигура 3-5. Визуализация на предавателната функция на последователен резонансен DC/DC преобразувател при различни стойности на параметрите R_{Σ} и товарния ток.

Графичните построения на **Фигура 3-5** показват интересна зависимост на изходното напрежение – то на практика слабо зависи от коефициента k , а неговата стойност намалява при увеличаване на товарния ток и активното съпротивление на последователната резонансна верига. Подобни зависимости са представени и за резонансен DC/DC преобразувател с паралелно натоварен кондензатор.

3.7. Верификация на методологията за проектиране

Валидността на предложените методики ще бъде проверена чрез проектирането на два примера – съответно на последователен резонансен DC/DC преобразувател и на резонансен DC/DC преобразувател с паралелно натоварен кондензатор.

В **Таблица 1** са показани изходните данни, използвани за проектиране на последователен DC/DC преобразувател. Освен това е извършено сравнение между заложените данни при проектиране и резултати, получени със средствата на математическото моделиране (Matlab/Simulink) и компютърни симулации (LTspice). При проектирането е избрана работна честота 200 kHz, работа в режим с честота на управление надрезонансната ($\nu=1.1$), стойност на коефициента $k = 15$ и $R_{\Sigma} = 0.3 \Omega$. Вследствие на използването на методиката са получени следните стойности на схемните елементи: резонансна индуктивност $L_r = 5.979 \mu\text{H}$; резонансен кондензатор $C_r = 116.4 \text{ nF}$; товарно съпротивление (при максимален ток) $R_L = 5 \Omega$; филтров кондензатор $C_L = 20 \mu\text{F}$.

Таблица 1 Изходни данни за проектиране на последователен DC/DC преобразувател и резултати, получени чрез моделиране и симулации

Изходни данни	Математическо моделиране	Компютърна симулация
$U_d=110V$	$U_d=110V$	$U_d=110V$
$U_0=102.597V$	$U_0=102.45V$	$U_0=102.68V$
$\Delta U_0=100mV$	$\Delta U_0=48.5mV$	$\Delta U_0=46.5mV$
$I_0=20A$	$I_0=20.386A$	$I_0=20.43A$
$U_{Crmax}=214.687V$	$U_{Crmax}=219.3V$	$U_{Crmax}=220.95V$
$I_m=31.416A$	$I_m=31.06A$	$I_m=30.96A$

От представените в **Таблица 1** данни се установява, че най-голямата разлика между изчислените и получени от числени експерименти величини е под 2.5%. Отклоненията се дължат не само на направените допускания при анализа на схемите, но и от разликите в използваните за верификацията модели. Като се вземе предвид, че при конструирането на силови електронни устройства градивните елементи са с толеранс на своите параметри обикновено около и над 20%, то предложената методология дава отлични резултати, без използване на сложни изчислителни процедури.

В **Таблица 2** са показани изходните данни, използвани за проектиране на последователен DC/DC преобразувател с паралелно натоварен кондензатор. При проектирането е избрана работна честота 200 kHz, работа в режим с честота на управление над резонансната ($\nu=1.1$), стойност на коефициента $k = 2.25$ и $R_z = 0.3 \Omega$. Вследствие на използването на методиката са получени следните стойности на схемните елементи: резонансна индуктивност $L_r = 1.82 \mu H$; резонансен кондензатор $C_r = 412.354 nF$; товарно съпротивление (при максимален ток) $R_L = 6 \Omega$; филтров кондензатор $C_L = 20 \mu F$ и филтрова индуктивност $L_L = 100 \mu H$.

Таблица 2. Изходни данни за проектиране на резонансен DC/DC преобразувател с паралелно натоварен кондензатор и резултати, получени чрез моделиране и симулации

Изходни данни	Математическо моделиране	Компютърна симулация
$U_d=30V$	$U_d=30V$	$U_d=30V$
$I_0=10A$	$I_0=10.032A$	$I_0=10.05A$
$\Delta U_0=10mV$	$\Delta U_0=5mV$	$\Delta U_0=6.5mV$
$U_0=60V$	$U_0=60.2V$	$U_0=60.32V$
$U_{Crmax}=105V$	$U_{Crmax}=102.3V$	$U_{Crmax}=101.9V$
$I_m=52.84A$	$I_m=51.05A$	$I_m=51.06A$

3.8. Заключение и изводи

Представените резултати потвърждават валидността и ефективността на квази-граничния метод за анализ и проектиране на последователни резонансни DC/DC преобразуватели. Отчитането на активните съпротивления в резонансната верига е полезно, с оглед използването на елементи с характеристики, различни от идеалните и особено в случаите на устройства с малка мощност – под 100 W. От друга страна, този подход е приложим и за другите видове резонансни преобразуватели на енергия, които работят в режими, близки до резонанса, тъй като по този начин се получават базови съотношения, чрез които става много лесно и удобно определянето на схемните елементи. Това е важно с оглед подобряване както на учебния процес по силова електроника, така и в инженерната практика – за постигане на оптимално решение на определена задача чрез използване на бързи и иновативни методи за проектиране. Едно естествено развитие на този метод е и неговото прилагане за резонансни преобразуватели с усложнени изходни вериги, с цел получаване на съгласуване или галванично разделение между входа и изхода като LLC и LCC.

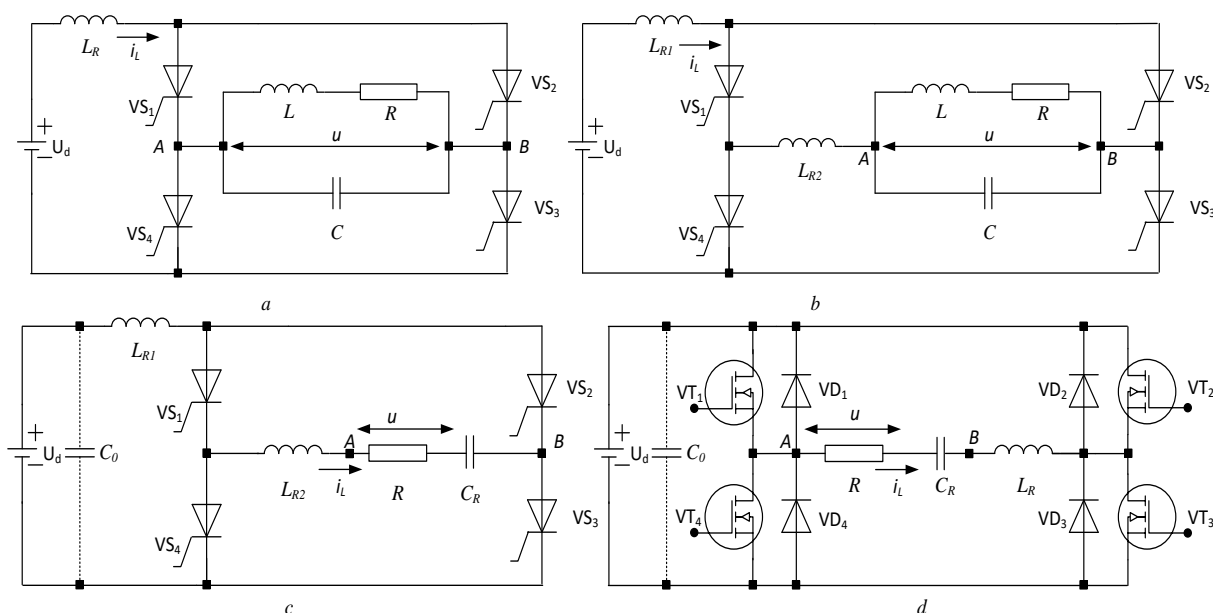
ГЛАВА 4. УНИФИЦИРАНА МЕТОДОЛОГИЯ ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА РЕЗОНАНСНИ DC/AC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

4.1. Абстракт

В главата е представена унифицирана методика за инженерно проектиране на резонансни инвертори, използвани за хранящи източници за храняване на различни електротехнологии. Тя са базира на обобщеното разглеждане на електромагнитните процеси в последователна RLC верига и на квазиграничния метод за анализ на резонансни инвертори със и без обратни диоди, работещи в режими на мека и твърда комутация. На тази основа са изведени предавателните функции на инверторите, а също така е разгледано съгласуването между параметрите на инвертора и товара чрез усложнени изходни вериги. Представени са основните съотношения за определяне на схемните елементи, а също и за тяхното натоварване по ток и напрежение. Методиките са верифицирани с помощта на няколко изчислителни примера, симулации и измервания от уредби за индукционно нагряване. Друг важен резултат е постигането на формализация и алгоритмизация на процеса на проектиране, което е следствие от прилагането на унифициран подход както при анализа, така и при проектирането на цял клас силови електронни устройства.

4.3. Методологична основа на унифицирания подход за проектиране на резонансни инвертори

Независимо от голямото многообразие от индукционни електротехнологии, от гледна точка на законите на електротехниката те се представят най-често с последователна заместваща схема, съставена от активен товар R и реактивен товар ωL . По този начин товарите за силовите електронни устройства, които осигуряват високочестотната енергия, са с активно-индуктивен товар с много нисък фактор на мощността $\cos\varphi$. От друга страна, поради изискването за получаване на определена активна мощност се налага компенсирането на тези товари с кондензатори. В зависимост от начина на свързване на кондензаторите към товара се получават паралелна и последователна компенсация и съответно последователен или паралелен товарен резонансен кръг. От гледна точка на физическа реализация на уредбите за индукционно нагряване се използва предимно паралелна компенсация. На **Фигура 4-1** са показани базови схеми на резонансни инвертори с електротехнологично приложение, използващи паралелна (**Фигура 4-1а** и **Фигура 4-1б**) и последователна компенсация (**Фигура 4-1в** и **Фигура 4-1г**).



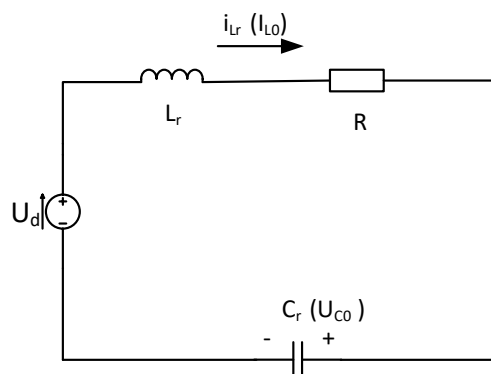
Фигура 4–1. Мостови силови схеми на резонансни DC/AC преобразуватели: (а) паралелен тиристорен инвертор; (б) паралелен тиристорен инвертор с разделена резонансна индуктивност; (в) последователен тиристорен резонансен DC/AC преобразувател с разделена резонансна индуктивност; (г) транзисторен резонансен DC/AC преобразувател с обратни диоди.

Заради свойствата на полупроводниковите елементи тиристорните схеми (**Фигура 4-1а, б и в**) са без обратни диоди, докато транзисторните (**Фигура 4-1г**) са с обратни диоди. Поради спецификата на товара качественият фактор на паралелния резонансен товарен кръг има типични стойности в диапазона $Q=3\div 30$. В този случай товарният кръг играе роля на филтър за висшите хармоници на тока в променливотоковата верига на инвертора.

За нуждите на анализа и проектирането паралелният резонансен товарен кръг се заменя с последователно свързани активно $R_{(1)}$ и реактивно $X_{(1)}$ съпротивления по първи хармоник на тока в променливотоковата верига:

$$R_{(1)} = R_e \cos^2 \gamma \text{ и } X_{(1)} = R_e \cos \gamma \sin \gamma, \quad (4-1)$$

където R_e е активното съпротивление от паралелната заместваща схема на последователния RL товар, а γ е ъгълът между тока в променливотоковата верига на инвертора и товарното напрежение. При индукционните технологии товарите са нискоомни и по този начин при последователната компенсация по един естествен път се получава последователна резонансна верига. В този смисъл, независимо от типа на компенсацията променливотоковата верига на резонансния инвертор, която може да бъде от произволна сложност се представя еквивалентно, по първи хармоник на честотата на управление с последователна RLC верига, както е показано на **Фигура 4-2**.



Фигура 4–2. Обобщена еквивалентна схема на последователни резонансни DC–AC преобразуватели

При различните схемни варианти са в сила следните стойности на елементите от обобщената последователната еквивалентна схема: При последователна компенсация R е активната компонента на товара, C_R е резонансният кондензатор, а резонансната индуктивност L_R може да е съставена изцяло от индуктивната съставка на товара L , или да се добави допълнителна индуктивност към нея L_K ; При паралелна компенсация активното съпротивление във веригата $R=R_{(1)}$ е еквивалентното активно съпротивление по първи хармоник на управляващата честота на паралелния товарен кръг, резонансният кондензатор $C_R=C_{(1)}$ е еквивалентното реактивно съпротивление по първи хармоник на управляващата честота на паралелния товарен кръг, а резонансната индуктивност L_R може бъде изцяло в постояннотоковата верига на инвертора, изцяло в променливотоковата верига на инвертора, или да бъде разделена в произволно съотношение между тях. За описанието на електромагнитните процеси в силовата схема може да бъде приложен унифицираният подход за анализ на DC/AC преобразуватели, като при проектирането на този клас силови електронни устройства са използвани въведените при унифицирания анализ коефициенти: на разколебаване и на разстройка на еквивалентната резонансна верига. Друга основна характеристика на еквивалентната последователна резонансна верига е ъгълът β между тока в променливотоковата верига и изходното напрежение на инвертора, който се дефинира по следния начин:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{X_{CR}}{R}, \quad (4-2)$$

При резонансните инвертори без обратни диоди в зависимост от съотношенията между честотата на управление и резонансната честота на еквивалентната променливотокова верига са възможни три режима на работа:

- граничен режим, когато управляващата честота съвпада със собствената честота на последователния резонансен кръг ω_0 , т.е. $\lambda = \pi$;
- режим на прекъснат ток, известен още като режим с естествена комутация на приборите, при който $\omega < \omega_0$, т.е. $\lambda < \pi$;
- режим на непрекъснат ток, известен още като режим с принудителна комутация на приборите, когато $\omega > \omega_0$, т.е. $\lambda > \pi$.

От гледна точка на комутацията на полупроводниковите елементи тези работни режими могат да бъдат редуцирани до режим с мека комутация, който включва граничния и режима на прекъснат ток, и режим с твърда комутация, който е релевантен на режима с прекъснат ток, известен още и като инвертор на ток.

При резонансните инвертори с обратни диоди се работи обикновено в режим на непрекъснат ток, който е по-ефективен от енергетична гледна точка. В този смисъл в зависимост от стойността на коефициента на разстройка ν се наблюдават два основни режима – с честота на управление под или над резонансната. Обикновено анализът на работата на резонансните инвертори се провежда на базата на мостовите схеми. За да е възможна работата на резонансния инвертор, независимо от това дали приборите са напълно управляеми (транзистори) или непълно управляеми (тиристори), е необходимо променливотоковата верига, която в най-общия случай е от RLC тип, да е с капацитивна реакция (характер), т.е. токът във веригата да изпреварва по фаза изходното напрежение на инвертора. Това може да се изрази по следния начин:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\frac{1}{\omega C_R} - (1 - \rho)\omega L_R}{R} = \frac{1}{\omega C_R R} - \frac{(1 - \rho)\nu \omega_0}{2\delta}, \quad (4-3)$$

където коефициентът $\rho = \frac{L_{R1}}{L_{R1} + L_{R2}}$ отразява разпределението на отделните части на резонансната индуктивност между постояннотоковата и променливотоковата вериги на инвертора.

Като се използва израза за резонансната честота на еквивалентния последователен резонансен кръг и след математически преобразувания, за величината $\frac{1}{\omega C_R R}$ се получава:

$$\frac{1}{\omega C_R R} = \frac{\omega_0^2 + \delta^2}{2\nu\delta\omega_0}, \quad (4-4)$$

По този начин израз (4-3) става:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\frac{\pi}{k} \left[1 - (1 - \rho)\nu^2 \right] + \frac{\ln \frac{k}{k-1}}{\pi}}{\frac{\ln \frac{k}{k-1}}{k-1} - 2\nu} \quad (4-6)$$

Формула (4-6) дава връзката между стойностите на елементите на променливотоковата верига на инвертора и коефициентите k и ν , които дават информация за режима на резонансните инвертори.

4.4. Предавателни характеристики на резонансни инвертори

Основната идея на унифицирания подход за анализ на DC/AC преобразуватели е на базата на единно представяне на електромагнитните процеси в последователна RLC верига да бъдат получени основните съотношения, необходими за проектирането на трите основни типа инвертори.

4.4.1. Предавателна характеристика на резонансен инвертор, работещ в режим на „твърда“ комутация (инвертор на ток)

Един от често прилаганите подходи е разглеждането на инвертора на ток като резонансен, без обратни диоди, в режим на работа с твърда комутация на полупроводниковите прибори. В този

смисъл са определени областите от допустими стойности на коефициентите k и ν , при които токът в променливотоковата верига е с форма, близка до правоъгълната. В този контекст, за да се получи работа на резонансния инвертор в режим на твърда комутация, еквивалентен на инвертор на ток, е необходимо при проектирането да се изберат стойности на коефициентите в диапазона $k \geq 2.5$ и $\nu \geq 3$. В този случай за изчисляване на ефективната стойност на изходното напрежение следва да се използва изразът, който отразява баланса на мощностите на входа и на изхода на инвертора:

$$U_{OUT} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{\cos \beta} \approx 1.11 \frac{U_d}{\cos \beta}, \quad (4-7)$$

където U_{OUT} е изходното напрежение на инвертора, а U_d – входното напрежение (напрежението на постояннотоковия захранващ източник). Зависимостта (4-7) е получена при допусканията за идеалност на схемните елементи и пренебрегване на всички загуби на мощност.

4.4.2. Предавателна характеристика на резонансен инвертор без обратни диоди, работещ в режим на „мека“ комутация (граничен и режим на прекъснат ток)

Поради спецификата на работните режими, описанието на електромагнитните процеси е общо за граничния режим и за режима на прекъснат ток. Известно е, че за да се получи работа на резонансния инвертор без обратни диоди, при който токът в променливотоковата верига е с форма, близка до синусоидалната, е необходимо при проектирането да се изберат стойности на коефициентите k и ν съответно в диапазона $k \geq 1.3$ и $\nu \geq 85$. От друга страна, режимът с прекъснат ток е предпочителен при тиристорни схеми, с оглед постигане на по-високи работни честоти. При съвременното състояние на силовите полупроводникови прибори резонансните инвертори са основно транзисторни, при което се работи предимно в граничен режим. В този случай за изчисляване на ефективната стойност на изходното напрежение на инвертора се използва следният израз:

$$U_{OUT} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_d}{\cos \beta} \approx 0.9 \frac{U_d}{\cos \beta} \quad (4-8)$$

4.4.3. Предавателна характеристика на резонансен инвертор с обратни диоди, работещ в режим на непрекъснат ток

Резонансите инвертори с обратни диоди в повечето случаи са транзисторни, поради невъзможността от прилагане на обратно напрежение върху транзисторите. От енергетична гледна точка се предпочита работата в режим на непрекъснат ток с коефициент на разстройка, близък до единица (от 0.85 до 1.15). За облекчаване на техния анализ и проектиране се прилага квази-граничния метод. Същността на този метод е, че предавателната характеристика се определя в граничен режим, когато работата на схемата е аналогична на тази без обратни диоди. Отражаването на разликата между честотата на управление и резонансната става при проектирането на елементите на променливотоковата верига. По този начин тяхната предавателна характеристика е същата както и на резонансните инвертори без обратни диоди.

4.5. Резонансни инвертори с усложнена изходна верига

Унифицираният подход за анализ на резонансни инвертори, работещи в различни режими, разгледан в настоящата работа, позволява тези силови електронни устройства да бъдат проектирани при директно включване на товара или чрез използване на съгласуващ изходен трансформатор. В случаите, когато се налага да се подобрят товарните характеристики на РИ и да се повишат енергийните им показатели се използват РИ с усложнени изходни вериги. Това налага необходимостта от разглеждане на тяхното въздействие върху променливотоковата верига, а също така и за оптимално проектиране на елементите на тези вериги.

Най-често използваните в практиката усложнени изходни вериги са резонансни и са следните:

- последователно-паралелна изходна верига;
- паралелно-последователна изходна верига;
- последователно-паралелна-паралелно-последователна изходна верига.

4.6. Методики за проектиране на резонансни инвертори, работещи в различни режими

Направеният анализ на резонансни инвертори при различни режими на работа и на характеристиките на основните изходни вериги, използвани за съгласуване на параметрите на инвертора и товара дава възможност да се създадат инженерни методики за проектиране на цял клас силови електронни устройства.

Обикновено при проектиране се задават следните изходни данни: изходната активна товарна мощност P ; $\cos\varphi_T$ на товара; ефективната стойност на товарното напрежение U ; изходната честота $f(\omega)$.

Известна е също в зависимост от вида на захранващата променливотокова мрежа и схемата на токоизправителя, големината на напрежението на постояннотоковия захранващ източник. В основата на методиката за проектиране е фундаменталната връзка между изходното и входното напрежение на резонансния инвертор, която в зависимост от работния режим и вида на силовата схема се дава с изрази (4-7) или (4-8). Тъй като те се различават само по стойността на числовите коефициенти, то за целите на проектирането следва да се използва обобщеният израз:

$$U_{out} = TF \frac{U_d}{\cos\beta}, \text{ където} \quad (4-27)$$

$$TF = \begin{cases} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} - \text{при резонансни инвертори с твърда комутация (инвертор на ток);} \\ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} - \text{при резонансни инвертори с мека комутация (с и без обратни диоди);} \end{cases}$$

Другата основна зависимост, необходима за проектирането, е (4-6), защото тя обвързва коефициентите k и ν със стойностите на елементите на променливотоковата верига на инвертора.

Тъй като основната цел на дисертацията е представяне на рационални методики за проектиране, съобразени със спецификата на тяхната работа, то за определянето на токовете и напрежителните натоварвания на полупроводниковите прибори ще се използват опростени зависимости.

Максимална стойност на тока през приборите I_{max} :

$$I_{max} \approx \begin{cases} I_d - \text{при резонансни инвертори с твърда комутация (инвертор на ток);} \\ I_d \frac{\pi}{2} - \text{при резонансни инвертори с мека комутация (с и без обратни диоди);} \end{cases}$$

Средна стойност на тока през приборите I_{av} :

$$I_{av} = \frac{I_d}{2} \quad (4-28)$$

Максимално напрежение върху приборите U_{max} :

$$U_{max} \approx \begin{cases} \sqrt{2}U_{out} - \text{при резонансни инвертори без обратни диоди (твърда и мека комутация);} \\ U_d - \text{при резонансни инвертори с обратни диоди;} \end{cases}$$

Схемно време за възстановяване на тиристорите t_{qc} :

$$t_{qc} = \frac{\beta}{\omega} = \frac{\beta}{360f} \quad (4-29)$$

Последователно са представени: методиката за проектиране на най-простия случай – паралелен инвертор, а впоследствие ще бъдат разгледани и другите употребявани в практиката съгласувания между инвертора и товара с помощта на усложнени резонансни изходни вериги.

4.7. Верификация на методиките за проектиране

За потвърждаване на представените методики за проектиране на резонансни инвертори със и без обратни диоди, работещи в различни работни режими, са извършени компютърни симулации на преходни и установени режими с помощта на симулатора LTSPICE, а също и измервания върху реални уредби за индукционно нагряване, произведени от фирма „Промислена електроника“, град Габрово, България и разработки на катедра „Силова електроника“ при Технически университет – София. Представените методики са използвани в учебния процес, провеждан от катедра „Силова електроника“ по дисциплините „Автоматизирано проектиране на силови електронни устройства“ и „Индустриални приложения на силови електронни преобразуватели“, като чрез тяхното прилагане са разработени и защитени успешно над 50 дипломни работи и над 45 курсови проекта.

Таблица 3 сравнява резултатите, изчислени с помощта на унифицирания анализ и базираната на него методология за проектиране на инвертор с източник на ток с тези, получени от симулатора и експериментите. Стойностите, получени от симулационните изследвания, са определени с помощта на основните изчислителни функции на компютърния симулатор.

Таблица 3. Изходни данни и получени резултати от симулация и експеримент за мостов тиристорен паралелен резонансен инвертор

Входни данни	Компютърна симулация	Експеримент
$U_{OUT}, V = 850$	814.47	824.25
$I_a, A = 200$	195.04	196.2
$I_{max}, A = 314.16$	316.85	315.87
$t_q, \mu s = 40.33$	41	40.7

Данните, представени в **Таблица 3** показват, че за всички стойности, определени при проектирането, грешката е по-малка от 5%.

4.8. Заключение и изводи

При обобщението на представените резултати, получени от проектирането, компютърните симулации и от работата на реални силови електронни устройства е установено, че те се различават с не повече от 5%. Постигнатата точност е добра, с оглед на факта, че кондензаторите се произвеждат в дискретен ред от стойности и на практика не е възможно точното постигане на определените с методиките за проектиране стойности. От друга страна, характерно за пасивните компоненти на силовите електронни устройства (индуктивности и кондензатори) е, че те са със значителни производствени толеранси – 15–20%, като освен това техните стойности се влияят в голяма степен от работния режим. В този смисъл основната идея, представена в ръкописа, е да бъде предложена опростена процедура за проектиране на резонансни инвертори с приложение за индукционни технологии.

Подходящото преобразуване на променливотоковата верига на инверторите води до това, че електромагнитните процесите в тях се свеждат до описание на еквивалентна последователна резонансна верига. По този начин разработените методики стават удобни и лесни за изчисление, като това не е за сметка на тяхната точност. Предложеният подход за проектиране е подходящ за формализиране и алгоритмизиране на процеса на проектиране, включително и за имплементация в математичен софтуер. Едно развитие и задълбочаване на тези изследвания е на база на събиране на данни от множество проекти да се приложат техники на изкуствения интелект за оптимизиране и прецизиране на процеса на проектиране на силови електронни устройства и системи.

ГЛАВА 5. ПРИЛАГАНЕ НА ОПТИМИЗАЦИОННИ ПРОЦЕДУРИ ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА

5.1. Въведение

Проектантите на силови електронни устройства обикновено са изправени пред предизвикателството да имат множество показатели за качество, които трябва да бъдат едновременно оптимизирани, като максимизиране на ефективност при минимизиране на масата или максимизиране на надеждността при минимизиране на разходите. Опитният инженер прилага своята субективна преценка, за да намали броя на възможните решения до управляем брой осъществими проекти, които да моделира, прототипира и тества. По този начин намаляването на пространството от възможни проектантски решения е пряко зависимо от опита, експертизата и пристрастията на проектанта. От друга страна, с нарастването на сложността на устройствата и системите проучванията и определянето на незначителните фактори при проектирането стават все по-трудни или дори неразрешими, ако се вземат предвид множество показатели. Следователно за постигането на оптимален резултат е необходимо прилагането на научен и систематичен подход. В тази глава е представена моделно-базираната оптимизация като инструмент за проектиране на силови електронни устройства и системи.

Подходът, представен в този труд, използва като целева функция референтна крива за желана форма на изходното напрежение/ток. По този начин се цели постигането на най-добри динамични показатели на устройствата при задаване на допълнителни ограничения и условия.

5.2. Преглед на различни методи за оптимизация, приложими в силовата електроника

Оптималното проектиране в силовата електроника прилага разнообразни методи и алгоритми за постигане на най-добрия баланс между различни параметри, като: ефективност, надеждност, масогабаритни показатели, разход на енергия, цена и други. При проектирането на силови електронни устройства най-напред е необходимо да се избере подходящата топология на силовата схема, да се намерят първоначалните стойности на схемните елементи, след което да се определят оптималните стойности на компонентите, да се синтезира и настрои подходящ контролер. За постигане на оптималното проектиране в силовата електроника се използват различни методи, като: аналитични, числено моделиране и симулации, експериментално тестване и оптимизационни алгоритми. В процеса на оптимизация следва да се имат предвид и експлоатационните условия на работа на устройството като температура, влажност, налягане, вибрации и други фактори, които могат да повлияят на работата му. В областта на математиката, инженерството, компютърните науки и икономиката се използват множество методи за оптимизация. Ето някои от най-често използваните методи: *Градиентни методи*: Използват градиента (или производната) на функцията, за да определят посоката, в която функцията намалява най-бързо. Пример за такъв метод е методът на най-бързия спусък; *Симплексен метод*: Това е метод за линейна оптимизация, използван за намиране на най-доброто решение на линейна програма; *Генетични алгоритми*: Това са стохастични методи за глобална оптимизация, които имитират процесите на естествената еволюция; *Симулирано остърване* (Simulated Annealing): Това е вероятностен метод за намиране на глобалния максимум или минимум на дадена функция; *Търсене на роя* (Swarm Optimization): Това са методи, които имитират социалното поведение на животни като мравки, птици или риби, за да решат оптимизационни проблеми; *Метод на крайните елементи*: Използва се главно в инженерството за оптимизация на структурни и механични системи; *Оптимизация с ограничения*: Тук целта е да се намери оптималното решение, като се спазват определени ограничения; *Динамично програмиране*: Метод за оптимизация на проблеми, които могат да бъдат разбити на подпроблеми; *Методи за многокритериална оптимизация*: Тези методи търсят решения, които оптимизират няколко критерия едновременно; *Машинно обучение*: Използва се за оптимизация на модели като невронни мрежи, логистична регресия и др. Едно обобщение на методи за оптимално проектиране в силовата електроника е представено на **Фигура 5-1**.



Фигура 5-1. Класификация на методите за оптимизация от гледна точка на тяхното прилагане за оптимално проектиране на силови електронни устройства

Поради постоянно нарастващата сложност на оптимизационните процедури тези методи могат да се комбинират и модифицират в зависимост от конкретната задача, която трябва да бъде решена. Тъй като фокусът на ръкописа е насочен към постигане на оптимално проектиране, то тук няма да се разглеждат дефинициите и формулировките на различните оптимизационни процедури. Ще бъдат дадени няколко примера за проектиране на силови електронни устройства, които да онагледят възможностите на различни оптимизационни процедури за получаване на устройства с гарантирани показатели.

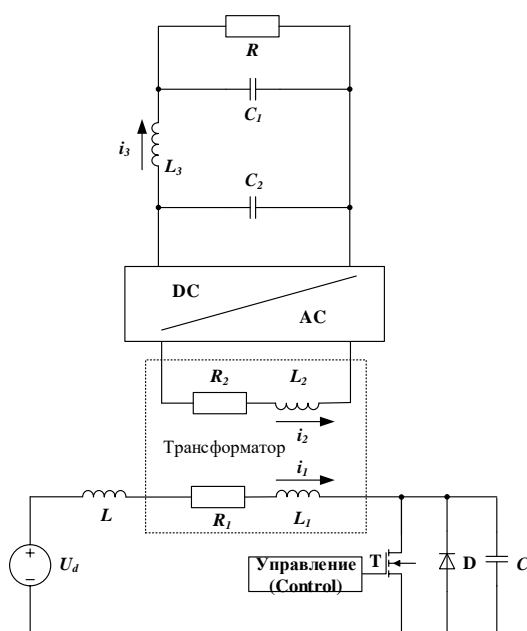
5.3. Примери за оптимално проектиране на силови електронни устройства

Характерно за силовите електронни устройства е, че техният анализ се базира на установен режим на работа, като получените на тази основа методики за проектиране не отчитат преходните процеси и съответно динамиката в тяхното поведение. Друга особеност на силовите схеми е разнообразието на работни режими и преминаването от един режим в друг не само при прилагане на външно въздействие (сигнал за включване или изключване от контролера), а и при изпълнение на определени условия вследствие например на промяна на товара или на стойностите на някои от схемните елементи. В ръкописа се предлага подход за проектиране, основан на съчетанието на използване на базови съотношения за определяне на началните стойности на схемните елементи, изведени чрез анализ на установените процеси в схемата и прилагане на техники на математическото моделиране и изкуствения интелект за окончателното намиране на стойностите на градивните елементи. Тъй като в основата на този метод е създаването и верифицирането на модел на силовата схема, той е наречен моделно базирано проектиране. Предимствата на метода ще бъдат илюстрирани на база на еднотранзисторните резонансни преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение с меки комутации по напрежение. Поради своята оригиналност за тях е издаден патент за изобретение.

5.3.1. Проектиране на последователен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с нулеви комутации по напрежение

Схемата на последователния еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с нулеви комутации по напрежение е показана на **Фигура 5-2**. Тя е съставена от актив-

но-капацитивен товар (C_1 и R), транзистор T , резонансни елементи – кондензатор C и индуктивност L , диод D (необходим в случаите, когато транзисторът няма вграден обратен диод), трансформатор, токоизправител, филтърен капацитет C_2 и индуктивност L_3 . Анализът се извършва при предположението за идеалност на всички елементи в силовата верига, както и че източникът на постоянен ток има нулево вътрешно съпротивление. Тази схема е избрана за онагледяване на подхода за проектиране, тъй като не са разработени методологии за нейното проектиране поради сложността на самата силова схема. В допълнение, преминаването през различните етапи на работа на силовата верига не се определя само от външно контролирано превключване на транзистора, а директно зависи от режима на работа и параметрите на товара.



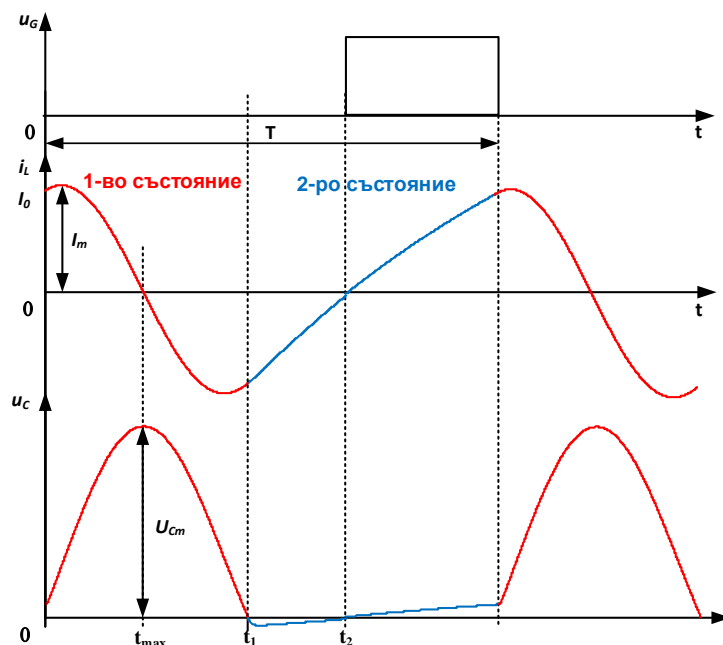
Фигура 5-2. Последователен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с нулеви комутации по напрежение

От друга страна, създаването на такава методика изисква усилия както за нейното развитие, така и за нейното адаптиране за нуждите на силовата електроника. По този начин подобни схеми са добър пример за илюстриране на предимствата на използването на моделно-базираното проектиране в силовата електроника.

5.3.1.1. Принцип на действие и моделиране на силовата схема

Силовата схема, показана на **Фигура 5-2**, е последователен еднотранзисторен резонансен инвертор с директно установяване на режима (без преходен процес при стартиране), при който трансформатор, свързан чрез първичната си намотка към резонансната верига осигурява ток с форма, близка до синусоидалната на токоизправител, свързан във вторичната му намотка и CLC изходен филтър. Еднотранзисторните инвертори без преходен процес могат да работят в режим на превключване при нулево напрежение (ZVS), което допълнително подобрява енергийните показатели на тези преобразуватели. От друга страна, наличието на резонансни процеси води до генериране на значителни напрежения върху полупроводниковия ключ T (в диапазона 3-6 пъти входното захранващо напрежение U_d). За управление на тези силови електронни устройства се използва метод за следене на резонансния ток, като изключването на транзистора T става при определена предварително зададена стойност на резонансния ток. По този начин се комбинират както защитата, така и управлението на силовата верига. Разглежданата силова схема е съставена от две основни части – резонансен инвертор и токоизправител със CLC филтър. В този смисъл ще бъде използван комбиниран подход при проектирането – определянето на стойностите на елементите на инвертора – резонансните елементи, ще бъде извършено на базата на анализ на силовата верига, а CLC филтърните елементи – чрез процедура за оптимизация. На **Фигура 5-3** са показани времеви диаграми,

обясняващи действието на резонансния инвертор. Определянето на променливите на състоянието, описващи работата на последователния резонансен инвертор се извършва с различни методи и се базира на въвеждането на различни коефициенти. Съгласно единният подход за анализ на резонансни инвертори тук отново се използват коефициентите k и ν .



Фигура 5-3. Времедиаграми, описващи работата на еднотранзисторен последователен резонансен инвертор. Отгоре надолу: управляващи импулси, ток през индуктивността, напрежение на кондензатора и транзистора (на обратния диод)

На база анализ на последователни резонансни инвертори, който е направен подробно в специализираната литература, за тока през индуктивността и напрежението на кондензатора се получава, както следва:

$$i_{LR}(t) = \frac{U_d}{\omega_0 L_R} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t - I_0 e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t - \cos \omega_0 t \right), \quad (5-1)$$

$$u_c(t) = U_d - U_d e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) + \frac{I_0}{\omega_0 C} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t$$

където $L_R = L + L_1$, R_R – общото активно съпротивление в резонансната верига, I_0 е началната стойност на тока през резонансната индуктивност, а началното напрежение на кондензатора е $U_0=0$;

Разглежданият първи етап от работата на схемата завършва с включване на диода D . Това се случва в момента t_1 (показан на **Фигура 5-3**) и тогава за случай на идеален диод може да се счита, че неговото напрежение и съответно напрежението на кондензатора става равно на нула. По този начин условието $u_c(t_1) = 0$ определя края на този и началото на втория етап от действието на схемата. Получените изрази определят всички параметри, необходими за проектирането на инвертора. За целите на изследването са използвани следните стойности на схемните елементи:

- $U_d = 25 \text{ V}$ – входно захранващо напрежение;
- $R_1 = 0.01 \ \Omega$ – активно съпротивление на първичната намотка на трансформатора;
- $L_1 = 10 \ \mu\text{H}$ – индуктивност на първичната намотка на трансформатора;
- $R_2 = 0.01 \ \Omega$ – активно съпротивление на вторичната намотка на трансформатора;
- $L_2 = 10 \ \mu\text{H}$ – индуктивност на вторичната намотка на трансформатора;
- $k = 0.9$ – коефициент на трансформация, откъдето получаваме свързаните с този коефициент стойности: $L_m = k \sqrt{L_1 L_2} = 9 \ \mu\text{H}$ и $R_m = k \sqrt{R_1 R_2} = 0.009 \ \Omega$;
- $L = 10 \ \mu\text{H}$ – резонансна индуктивност;
- $C = 1 \ \mu\text{F}$ – резонансен кондензатор.

В резултат на натрупания опит от изследването на подобни схеми е възможно да се определят началните стойности на елементите на веригата на CLC филтъра: $R = 25\Omega$ – товарно съпротивление; $L_3 = 0.2 \text{ mH}$ – филтрова индуктивност; $C_1 = C_2 = 300 \mu\text{F}$ – филтрови кондензатори.

Силовата схема от **Фигура 5-2** има променяща се структура. Тази промяна се моделира от функцията за превключване на управлението, която отразява различните състояния на преобразувателя и се дефинира, както следва:

$$\text{control}(t) = \begin{cases} 1, & \text{for } \left(0 \leq i_1 \leq I_{\text{off}} \text{ or } \begin{cases} u_C \leq 0 \\ i_1 \leq 0 \end{cases} \right. \\ \left. i_1 - \text{increase} \right) \\ 0, & \text{for all other cases} \end{cases} \quad (5-9)$$

където i_1 е токът в първичната намотка на трансформатора, $I_{\text{off}} = I_0$ – ток на изключване на транзистора T ; u_C – напрежението върху резонансния кондензатор.

С помощта на законите на Кирхоф се получава системата от уравнения (5-10), които моделират електромагнитните процеси в последователния резонансен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение.

$$\begin{pmatrix} L_1 + L & L_m \\ L_m & L_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_1 & R_m \\ R_m & R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -u_C \text{not}(\text{control}(t)) + U_d \\ u_{C_2} \text{sign}(i_2) \end{pmatrix}$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} + u_{C_1} - u_{C_2} = 0,$$

$$-i_2 - i_3 = C_2 \frac{du_{C_2}}{dt} \quad (5-10)$$

$$i_3 = \frac{u_{C_1}}{R} + C_1 \frac{du_{C_1}}{dt}$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_1 \cdot \text{not}(\text{control}(t))$$

където $\text{control}(t)$ е дефинирано чрез (5-9), а i_1 и i_2 са токовете в първичната и вторичната намотка на трансформатора, i_3 – токът през филтровата индуктивност L_3 ; u_{C_1} и u_{C_2} са напреженията върху филтровите кондензатори C_1 и C_2 .

Въз основа на горната система от диференциални и логически уравнения в среда MATLAB/Simulink е реализиран моделът на изследваното силово електронно устройство.

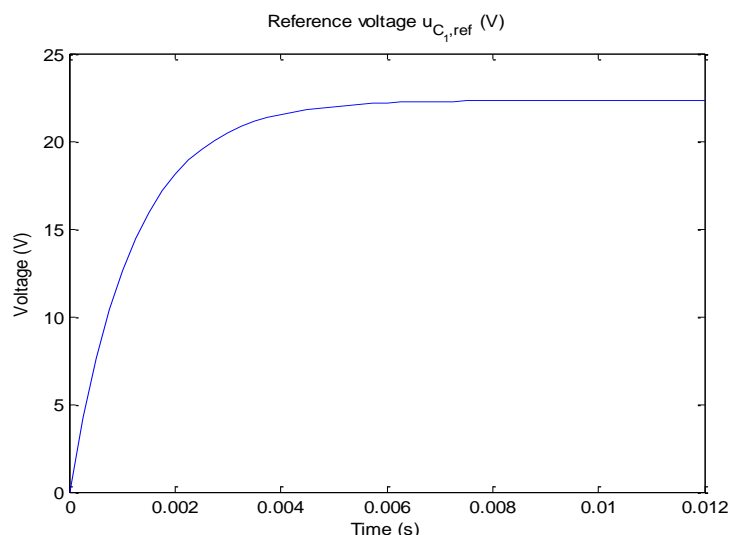
5.3.1.2. Формулиране на оптимизационната задача, необходима за целите на проектирането

Дефинирана е следната оптимизационна задача – ограничаване на напрежението в изхода на преобразувателя u_{C_1} в преходен режим и недопускане на по-големи от зададените пулсации на това напрежение в установен режим. Това се постига чрез оптимален на избор на следните схемни елементи: кондензатори C_1 и C_2 и индуктивност L_3 . За да се реши успешно тази оптимизационна задача е избрана подходяща еталонна траектория на кривата на изходното напрежение $u_{C_1_ref}$. Тази форма е представена на **Фигура 5-4**.

Аналитичното уравнение, което описва еталонната крива е:

$$u_{C_1_ref} = 2 \cdot 2(1 - e^{-t/T_{0.95}}), \quad \text{for } t \in [0, 0.012], \quad (5-11)$$

където $T_{0.95}$ е времеконстанта на преходния процес (времето за достигане до 95% от установената стойност на изходното напрежение на преобразувателя).



Фигура 5-4. Референтна крива за напрежението в изхода на преобразувателя

Избраната траектория ще бъде използвана за търсенето на подходяща стойност на елементите C_1 , C_2 и L_3 , така че разликата между еталонната форма u_{C1_ref} и формата на изходното напрежение u_{C1} да е минимална, за да се минимизира функционала:

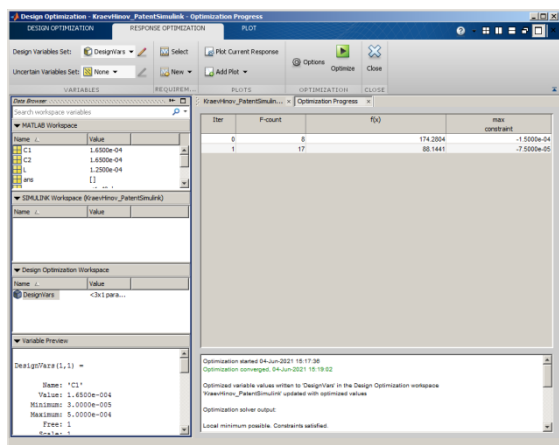
$$I(C_1, C_2, L_3) = \int_0^{t_{end}} (u_{C1} - u_{C1_ref})^2 dt \rightarrow \min_{(C_1, C_2, L_3)} \quad (5-12)$$

Тази оптимизационна задача се решава при следните ограничения: четири ограничения от типа на алгебрични и диференциални уравнения (5-9) или (5-10), които описват работата на преобразувателя и шест ограничения тип неравенство (5-13), които формулират област на търсене на стойности на елементите C_1 , C_2 и L_3 :

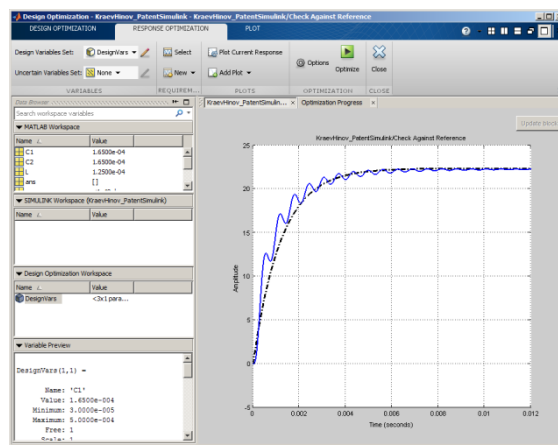
$$\begin{aligned} C_{1,min} - C_1 \leq 0 \quad \text{и} \quad C_{2,min} - C_2 \leq 0 \quad \text{и} \quad L_{3min} - L_3 \leq 0 \\ C_1 - C_{1,max} \leq 0 \quad \text{и} \quad C_2 - C_{2,max} \leq 0 \quad \text{и} \quad L_3 - L_{3max} \leq 0 \end{aligned} \quad (5-13)$$

Така формулираният оптимизационен проблем може да бъде решен с вградена процедура в MATLAB/Simulink (представения пример по-долу използва следната версия на софтуера – MATLAB R2011b). За целта към математическия модел е добавен MATLAB блокът "Check Against Reference".

Процедурата за оптимизация, вградена в блока „Check Against Reference“, включва следните стъпки. Въведена е референтната траектория от **Фигура 5-5**. Зададени са следните ограничения за елементите на изходния филтър: $C_{1,min} = C_{2,min} = 30 \mu\text{F}$, $C_{1,max} = C_{2,max} = 300 \mu\text{F}$, $L_{3min} = 50 \mu\text{H}$ и $L_{3max} = 1 \text{mH}$. Процесът на настройка, изпълнение и получаване на резултата от процедурата „Check Against Reference“ е показан на **Фигура 5-6** и **Фигура 5-7**.

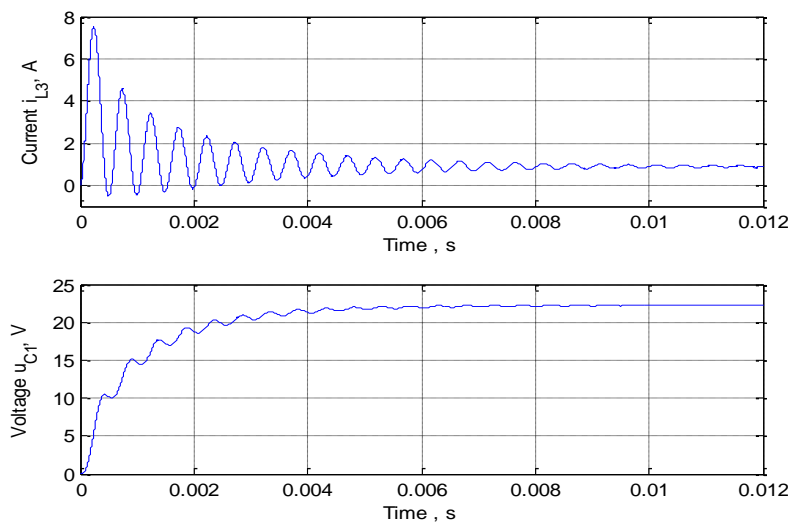


Фигура 5-6. Настройка на интерфейса на процедурата "Check Against Reference" при търсенето на решение



Фигура 5-7. Изглед на интерфейса на процедурата "Check Against Reference" след намирането на решение

След решаване на оптимизационната задача за последователния еднотранзисторен преобразувател са получени следните оптимални стойности на филтровите елементи: $C_1 = 165 \mu\text{F}$, $C_2 = 165 \mu\text{F}$ и $L_3 = 125 \mu\text{H}$. При провеждане на симулация на модела с оптималните стойности на филтровите елементи са получени времедиаграмите, показани на **Фигура 5-8**.



Фигура 5-8. Ток през филтровата индуктивност (отгоре) и изходно напрежение (отдолу) на оптимизирания последователен еднотранзисторен преобразувател

Графичните резултати, визуализирани на **Фигура 5-8** показват, че желаните цели за формата на изходното напрежение u_{C1} са напълно постигнати, но динамиката на тока i_{L3} не е добра, т.е. има седем пъти по-висока стойност на изходния ток на филтъра (и съответно ток през полупроводниковите елементи на токоизправителя) в преходен режим. Освен това се наблюдава и много бавно затихване на пулсациите на този ток при достигане в квазиустановен режим на работа. Анализът на резултатите показва, че за постигане на добра динамика в изхода е необходимо да се допълни и модифицира оптимизационната задача.

5.3.1.3. Разширяване и модифициране на оптимизационната задача

За да се подобри динамиката на тока през филтровата индуктивност i_{L3} ще бъде модифицирана така формулираната оптимизационна задача, като към нея се добави следното допълнително условие:

$$0 \leq i_{L3}(t) \leq i_{L3\text{max}} \quad (5-14)$$

където $i_{L3\text{max}}$ е максимално допустимата стойност на тока през филтровата индуктивност. Конкретно за самата реализация в примера е избрана стойност $i_{L3\text{max}} = 3 \text{ A}$, като от резултатите от предишната оптимизация, показани на **Фигура 5-8** се вижда, че това условие категорично не е изпълнено.

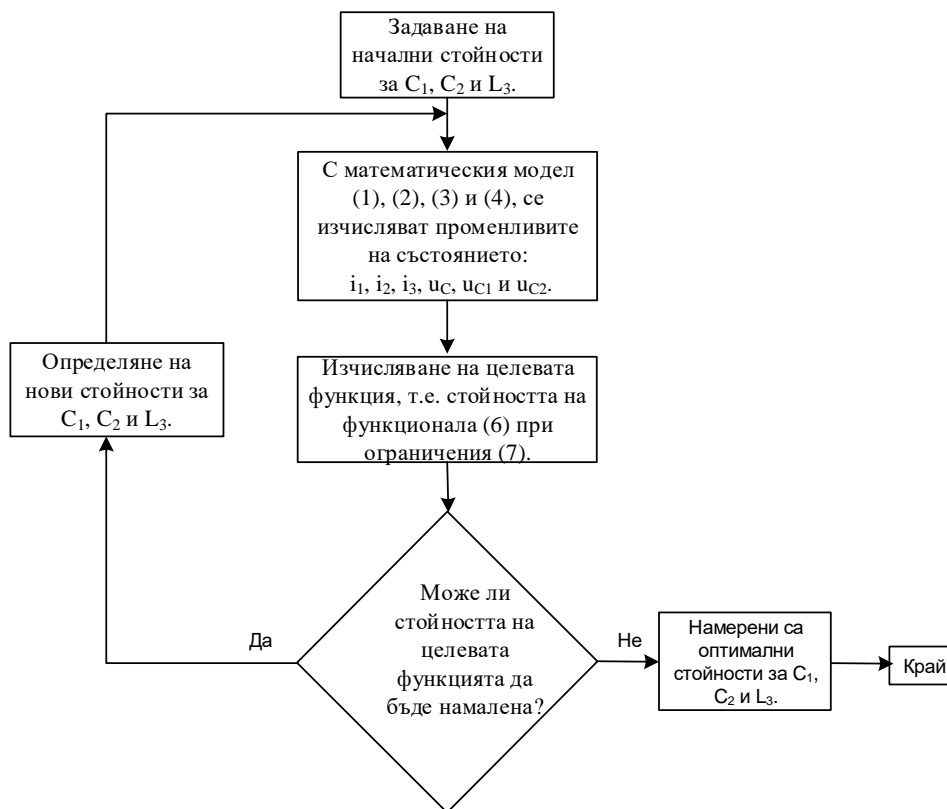
Модифицираният оптимизационен проблем, за разлика от предишния, не може да бъде решен с помощта на вградена процедура в MATLAB, тъй като не е възможно да се зададат ограничения от типа (5-14) във вградената процедура "Check Against Reference". Причината за това е, че в новия допълнен оптимизационен проблем се избира референтна траектория за една променлива на състоянието (напрежението u_{C1}) и се въвеждат ограничения (тип неравенство) за друга променлива на състоянието (тока i_{L3}). Този оптимизационен проблем е решен в среда MATLAB, като за целта е разработена и компилирана авторска програма (m-файл). Алгоритъмът на авторската програма е показан на **Фигура 5-9**.

В програмата оптимизацията се извършва с помощта на командата „fmincon“, т.е.

$$[x, Fval] = \text{fmincon}(@\text{Opt}, x0, [], [], [], [], xlb, xub, @\text{Con}, \text{options})$$

Интеграл (5-12) се заменя със сумата от квадратите от вида $\int ()^2 dt = \sum ()^2$. Ограниченията (5-13) са зададени в "xlb" и "xub", а тяхната начална стойност е зададена в "x0", т.е. те са аргу-

менти на командата "fmincon". В специална подпрограма диференциалните уравнения (5-10) се решават числено по метода с матричната експонента.



Фигура 5-9. Алгоритъм, поясняващ работата на авторската програма за оптимизация

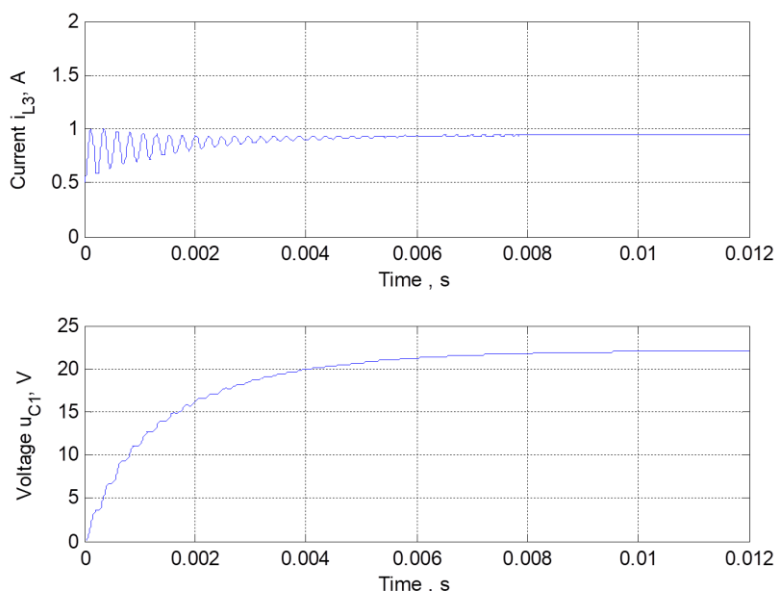
След изпълнение на процедурата за оптимизация на изследвания преобразувател се получава следният резултат за стойностите на елементите, показан на **Фигура 5-10**.

Iter	F-count	f(x)	Max constraint	Line search steplength	Directional derivative	First-order optimality	Procedure
0	3	0.495131	3.349				Infeasible start point
1	6	7.79648	0.02878	1	-1.69e+006	6.84e+006	
2	14	7.78511	0.01642	0.0313	-5.73e+006	1.77e+006	Hessian modified
3	17	7.15308	0	1	-2.18e+005	9.8e+010	
4	20	0.919828	0	1	-1.55e+006	1.96e+006	

Фигура 5-10. Итерационни процедури за получаване на оптимални стойности на схемните елементи при последователния еднотранзисторен преобразувател

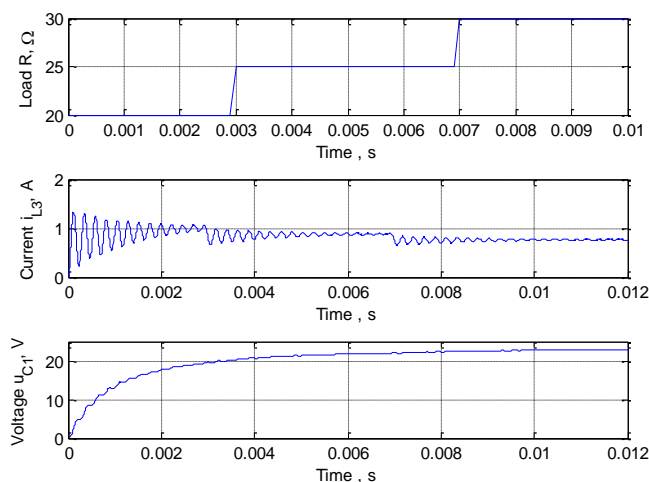
След изпълнението на процедурата са получени оптимални стойности за елементите, както следва: $C_1 = 300 \mu\text{F}$, $L_3 = 50 \mu\text{H}$ и $C_2 = 500 \mu\text{F}$. С тези стойности се симулира отново моделът на последователния еднотранзисторен преобразувател и като резултат са получени следните времедиаграми за тока през индуктивността на филтъра и изходното напрежение. Тези графични резултати са дадени на **Фигура 5-11**.

Сравнявайки резултатите за тока, получен при стойности на схемните елементи от първата оптимизация и съответно тези, определени с модифицираната, съответно представени на **Фигура 5-8** и **Фигура 5-11** се установява, че при използване на модифицираната оптимизация силовата схема се характеризира освен с добра форма на напрежението на изхода и със значително ограничаване на отклоненията на тока през индуктивността на филтъра.



Фигура 5-11. Резултати от прилагането на модифицираната процедура за оптимизация: ток през индуктивността на филтъра (горе) и изходно напрежение (долу) на последователен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

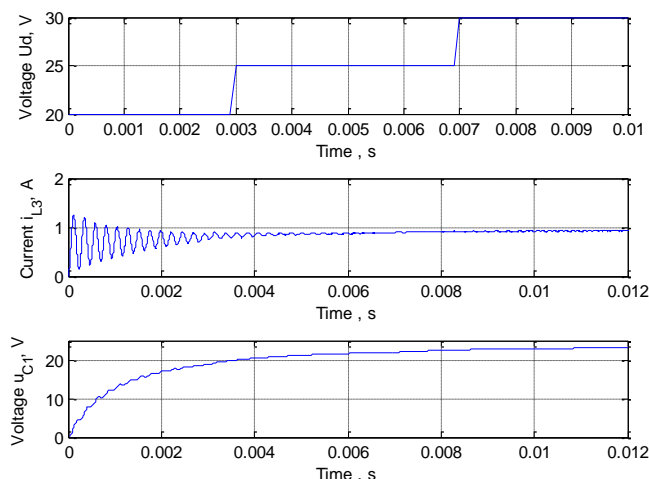
Интерес представлява изследването на поведението на преобразувателя при промяна на натоварването. **Фигура 5-12** показва резултатите от числени експерименти, проведени с оптимизиран преобразувател при различни стойности на съпротивлението на товара. От диаграмите се установява, че схемата се държи стабилно, като пулсациите на тока са по-малки от тези при работа с номиналната стойност на товарното съпротивление.



Фигура 5-12. Ток през индуктивността на филтъра и изходно напрежение на последователен еднотранзисторен преобразувател при рязка промяна на съпротивлението на товара R .

На **Фигура 5-13** са дадени резултатите от числени експерименти, проведени с оптимизиран еднотранзисторен последователен преобразувател при рязка промяна на стойността на входното захранващо напрежение U_d .

От графиките се установява, че дори при двойно увеличение на съпротивлението на товара, работата на преобразувателя от постоянно в постоянно напрежение е стабилна, като в този случай пулсациите на тока се увеличават, но въпреки това ограничението, зададено по време на оптимизацията по отношение на изходния ток, не е нарушено. От друга страна, въпреки драстичната промяна на товара спрямо номиналната му стойност, се запазва апериодичността на преходния процес по отношение на напрежението на товара, което е и основното условие при провеждане на оптимизационната процедура.

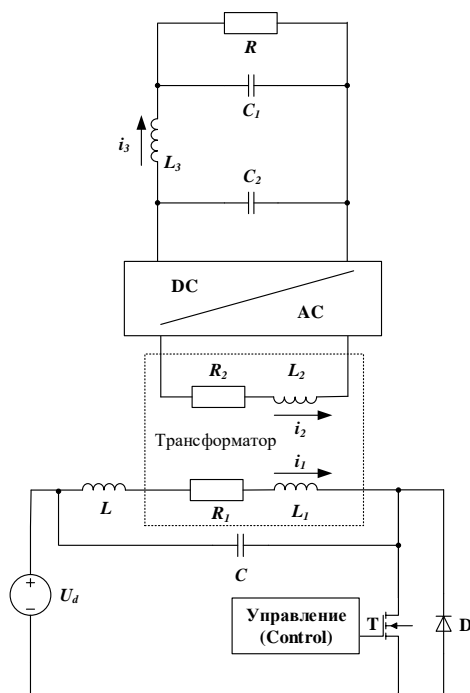


Фигура 5-13. Ток през индуктивността на филтъра и изходно напрежение на последователен еднотранзисторен преобразувател при рязка промяна на стойността на входното захранващо напрежение U_d

5.3.2. Проектиране на паралелен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с нулеви комутации по напрежение

В този раздел е представена прагматична процедура за проектиране на паралелен еднотранзисторен резонансен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с меки комутации, базирана на съвместното използване на аналитични зависимости, данни натрупани от предишен опит при проектиране и математическа оптимизация. Основен инструмент за решаване на проблема е прилагане на съвременния инструментариум на моделирането, изчислителната математика и софтуерното инженерство. Предложен е и верифициран подход за проектиране, базиран на следната комбинация от техники: анализ за определяне на основни съотношения, чрез които да се намерят стойностите на схемните елементи на инвертора; задаване на диапазон на стойности и прилагане на математическо моделиране и оптимизиране, за да се получат окончателните оптимални стойности на елементите от филтъра в изхода на преобразувателя.

Схемата на паралелен еднотранзисторен резонансен преобразувател с меко превключване по напрежение (ZVS) е показана на **Фигура 5-14**.



Фигура 5-14. Паралелен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с нулеви комутации по напрежение

Тя се състои от активно-капацитивен товар (C_1 и R), транзистор T , резонансни елементи – кондензатор C и индуктивност L , диод D (ако транзисторът няма вграден обратен диод), трансформатор, токоизправител, филтров капацитет C_2 и индуктивност L_3 . Анализът е проведен при допускането за идеалност на всички елементи в силовата верига, а също така, че източникът на постоянен ток има нулево вътрешно съпротивление. Изборът за прилагане на моделно-базирано проектиране върху тази топология е направен, тъй като за нея няма разработени методологии за проектиране поради сложността на електромагнитните процеси, както и поради високия ред на диференциалните уравнения, които определят променливите на състоянието. Прилагането на хибриден подход за проектиране е оправдано, тъй като създаването на методика изисква много усилия както за нейното развитие, така и за прилагането и адаптирането ѝ за целите на обучението по силова електроника.

5.3.2.1. Принцип на действие и моделиране на силовата схема

Силовата схема от **Фигура 5-14** представлява комбинация от паралелен еднотранзисторен резонансен инвертор с директно установяване на режима (без преходен процес при стартиране), трансформатор, свързан чрез първичната си страна към резонансната верига на инвертора, а към вторичната страна е присъединен изправител, CLC изходен филтър и товар. Еднотранзисторните резонансни инвертори обикновено се проектират за работа в режим на превключване с нулево напрежение (ZVS), с което се подобряват техните енергийни показатели. От друга страна, поради наличието на резонансни процеси в паралелна верига се получават значително по-ниски стойности на напрежението върху полупроводниковия ключ T (в диапазона 2–3 пъти входното захранващо напрежение U_d), в сравнение с последователния резонансен инвертор. Това е и една от основните причини за по-широкото прилагане на този тип топологии в сравнение с последователните. Разглежданата топология е с много добри технически, икономически и експлоатационни показатели и затова се прилага на много места (безжично предаване на енергия, зареждане на електрически транспортни средства), където се търси нискобюджетно, ефективно и надеждно решение.

При заместване на така определените начални стойности на тока I_0 и на напрежението на кондензатора U_0 формула (5-15) придобива вида:

$$i_{LR}(t) = \frac{2U_d - R_R I_0}{2\omega_0 L_R} \sqrt{1 + tg^2 \psi} e^{-\delta t} \sin(\omega_0 t + \psi) = \frac{U_d}{\omega_0 L_R} B e^{-\delta t} \sin(\omega_0 t + \psi) \quad (5-17)$$

$$u_c(t) = U_d B e^{-\delta t} \left[\frac{\delta}{\omega_0} (\sin \omega_0 t + \psi) + (\cos \omega_0 t + \psi) \right],$$

където $B = \left(1 - \frac{A}{2}\right) \sqrt{1 + tg^2 \psi}$.

Първият етап от действието на схемата завършва с включването на диода D . Това става в момента t_1 и тогава при идеален диод може да се счита, че напрежението на кондензатора става равно на напрежението на постояннотоковия захранващ източник U_d . По този начин от условието $u_c(t_1) = U_d$, се определя края на първия и началото на втория етап от действието на схемата. По време на втория етап от работата на резонансния инвертор токът през резонансната индуктивност намалява до нула, като по този начин се осигурява нулевия ток на включване на транзистора.

С помощта на представените изрази се определят всички величини, необходими за проектирането на инвертора. Математическият модел на разглежданата силова схема се описва със следната хибридна система от диференциални и логически уравнения:

$$\begin{pmatrix} L_1 + L & L_m \\ L_m & L_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_1 & R_m \\ R_m & R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -u_c \\ u_{C_2} \operatorname{sign}(i_2) \end{pmatrix} \quad (5-26)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} + u_{C_1} - u_{C_2} = 0$$

$$-|i_2| - i_3 = C_2 \frac{du_{C_2}}{dt}$$

$$i_3 = \frac{u_{C_1}}{R_3} + C_1 \frac{du_{C_1}}{dt}$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_1 - control(t) \frac{U_d + u_C}{0.1}$$

$$\text{където } control(t) = \begin{cases} 1, & \text{for } \left\{ \begin{array}{l} 0 \leq i_1 \leq I_{off} \\ i_1 - \text{increase} \end{array} \right. \text{ or } u_C + U_d \leq 0 \\ 0, & \text{for all other cases} \end{cases}$$

$$sign(i_2) = \begin{cases} 1, & \text{for } i_2 \geq 0 \\ -1, & \text{for } i_2 < 0 \end{cases}$$

Представеният модел е разработен след прилагане на законите на Кирхов и превключващите функции $control(t)$ и $sign(i_2)$, чрез които се отразява съответно управлението и изправянето на тока във вторичната страна на трансформатора.

Хибридният подход за проектиране на изследваното силово електронно устройство ще бъде приложен при разработване на зарядно устройство за електрическо транспортно средство. Поради спецификата на силовата схема е избрана максимална мощност от 2 kW, диапазон на промяна на честотата на управление 20-30 kHz, ефективна стойност на изходно напрежение 400 V. Вследствие на прилагане на методика за проектиране са определени елементите на инвертора, а за останалите схемни елементи въз основа на опит, натрупан от проектиране и ограничения, свързани с практическата реализация на устройствата, са посочени начални стойности. Идеята на метода е тези начални стойности да бъдат доопределени на база на прилагане на различни оптимизационни техники. В този смисъл са зададени следните стойности на схемните елементи на устройството:

$U_d = 205$ V – входно захранващо напрежение;

$R_1 = 0.01$ Ω – активно съпротивление на първичната намотка на трансформатора;

$L_1 = 0.425$ μ H – индуктивност на първичната намотка на трансформатора;

$R_2 = 0.01$ Ω – активно съпротивление на вторичната намотка на трансформатора;

$L_2 = 0.425$ μ H – индуктивност на вторичната намотка на трансформатора;

$L_m = 0.4225$ μ H – взаимна индуктивност на трансформатора;

$R_m = 0.0099$ Ω – активна съставка на взаимното съпротивление на трансформатора;

$L = 0.1$ μ H – резонансна индуктивност;

$C = 250$ μ F – резонансен кондензатор;

$R_3 = 35$ Ω – съпротивление на товара;

$L_3 = 200$ μ H – филтрова индуктивност;

$C_1 = 300$ μ F – филтров капацитет;

$C_2 = 100$ μ F – филтров капацитет.

5.3.2.2. Формулиране на оптимизационната задача, необходима за целите на проектирането

Обикновено много добри резултати от прилагане на оптимизационни процедури за определяне на стойностите на елементите от силовите схеми се получават чрез дефиниране на референтна крива на изходното напрежение. По този начин се задава определена динамика на устройството, която трябва да се постигне в резултат на проектирането. Степента на съответствие на заданието и постигнатият краен резултат се оценяват с критерия $J(x)$. Този критерий е число, зависещо от избора на вектора от параметри в конкретния разглеждан пример от вида $x = [C_1, C_2, L_3]$, които представляват търсените стойности на схемните елементи на CLC изходния филтър.

Избрана е следната оптимизационна задача – ограничаване на напрежението в изхода на устройството u_{C1} в преходен режим и недопускане на големи пулсации на това напрежение в установен режим, чрез оптимален подбор на елементите: кондензатори C_1 и C_2 и индуктивност L_3 . За да се реализира тази задача се избира подходяща еталонна траектория u_{C1_ref} , чиито аналитичен израз е:

$$u_{C1_ref} = 400(1 - e^{-t/T}), \quad \text{for } t \in [0, 0.02] \quad \text{and} \quad T = 0.003 \quad (5-27)$$

Избраната траектория ще бъде използвана за търсенето на подходящи стойности на елементите C_1 , C_2 и L_3 , така че разликата между еталонната форма u_{C1_ref} и действителната форма на изходното напрежение u_{C1} , получено чрез числени експерименти да е минимална, т.е целта е да се минимизира следния функционал:

$$J_1 = \int_0^{t_{end}} (u_{C1} - u_{C1_ref})^2 dt \xrightarrow{(C_1, C_2, L_3)} \min \quad (5-28)$$

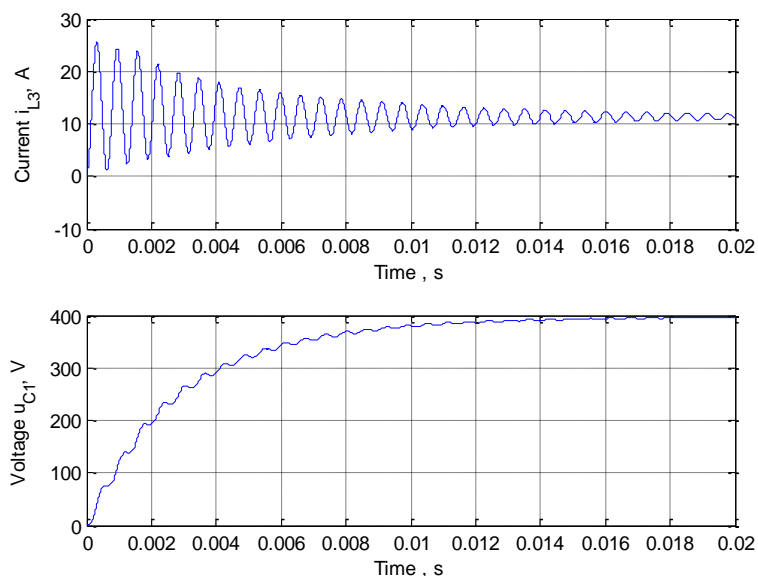
Този проблем за оптимизация се решава при следните условия: шест ограничения тип равенство (5-26) и шест ограничения тип неравенство (5-29).

$$\begin{aligned} C_{1,\min} - C_1 \leq 0 & \quad C_{2,\min} - C_2 \leq 0 & \quad L_{\min} - L_3 \leq 0 \\ C_1 - C_{1,\max} \leq 0 & \quad C_2 - C_{2,\max} \leq 0 & \quad L_3 - L_{\max} \leq 0 \end{aligned} \quad (5-29)$$

Равенствата (5-26) са уравненията, описващи модела на устройството, а неравенствата (5-29) задават диапазона от стойности на търсените чрез оптимизация елементи C_1 , C_2 и L_3 .

По този начин е дефиниран оптимизационен проблем, който може да бъде решен чрез прилагане на вградена процедура Simulink/MATLAB. За тази цел към модела на Simulink (5-26) е добавен блокът „Check Against Reference“. Вградената процедура за оптимизация на Matlab/Simulink използва метода на градиентно спускане. Този метод е алгоритъм за оптимизация, използван за намиране на локални минимума или максимуми на диференцируеми функции. Той се използва широко в машинното обучение и други области на науката и техниката, където е необходимо да се прилагат числени методи. Основната идея зад метода на градиентно спускане е да се намери посоката на най-бързо намаляващ градиент на изследваната функция.

След изпълнение на процедурата са получени следните оптимални стойности на параметрите $C_1 = 10 \mu\text{F}$, $C_2 = 10 \mu\text{F}$ и $L_3 = 10 \mu\text{H}$. С така получените оптимални стойности с модела се симулира изследваното устройство, като формите на изходното напрежение и ток са показани на **Фигура 5-20**.



Фигура 5-20. Резултати от симулационни изследвания на оптимизиран чрез вградена процедура на Matlab/Simulink преобразувател на постоянно в постоянно напрежение: отгоре – Ток през изходната индуктивност и отдолу – напрежение на изхода на устройството

От представените на **Фигура 5-20** графични резултати се установява, че желаните цели за напрежението u_{C1} са постигнати, но в същото време динамиката на тока i_{L3} не е добра, т.е. наблюдава се осцилиращ ток в преходен режим и бавно затихване на неговите пулсации. Анализът на тези диаграми показва, че поради сложността на процесите в силовата верига, прилагането на еднокритериална ограничена оптимизация на базата на стандартна процедура дава добри резултати по отношение на оптимизирания параметър – в случая изходното напрежение. За съжаление при параметъра, за който е въведено ограничение (ток през филтърната индуктивност) в преходните режими се наблюдават големи отклонения от установената стойност на тока. Това ще доведе до повреди, често задействане на защитата или голямо преоразмеряване на елементите по ток.

5.3.2.3. Разширяване и модифициране на оптимизационната задача

За да се ограничи отклонението от установената стойност и да се подобри поведението на схемата, относно тока i_{L3} е формулирана нова разширена оптимизационна задача. За целта е добавен втори критерий за оптимизация. Целта е да се минимизира разликата между еталонна траектория на тока през филтърната индуктивност $i_{L3,ref}$ и получената чрез числени експерименти действителна крива на изходния ток i_{L3} , т.е. ще се минимизира следният функционал:

$$J_2 = \int_0^{t_{end}} (i_{L3} - i_{L3,ref})^2 dt \xrightarrow{(C_1, C_2, L_3)} \min, \quad (5-30)$$

където референтната крива относно тока $i_{L3,ref}$ е зададена с:

$$i_{L3,ref} = 11.4(1 - e^{-t/T}), \quad \text{for } t \in [0, 0.02] \quad \text{and} \quad T = 0.003 \quad (5-31)$$

Референтната крива за изходния ток е избрана от същите съображения като тази за изходното напрежение. Целта е да се получи апериодичен преходен процес, с оглед избягване на претоварванията на елементите на веригата в преходни и динамични режими. Така се получава многокритериална оптимизационна задача, при която векторът на целите е минимизиран:

$$J = [J_1, J_2] \xrightarrow{(C_1, C_2, L_3)} \min \quad (5-32)$$

Новата оптимизационна задача (5-32) е обект на същите ограничения (5-26) и (5-29), както и предишната.

Тъй като $J(x)$ е вектор, ако неговите компоненти са зависими, няма уникално решение на този проблем. Вместо това се прилага концепцията за неинфериорно решение, наричана още оптималност по Парето. В този случай решение, което не е по-лошо е това, за което увеличаването на един компонент изисква намаляване на друг. Едно решение на тази задача е чрез „метода за постигане на целта“. Този метод е предложен от Gembicki. Методът за постигане на цели е оптимизационен подход, който се фокусира върху постигането на поставена цел или набор от цели. Този метод се използва в много други области извън инженерството като управление на проекти, личностно развитие и оптимално управление на времето за изпълнение на задачи. Методът за постигане на цели предоставя систематичен подход към оптимизацията чрез фокусиране върху конкретни цели и стъпките, които трябва да бъдат предприети за постигането им. Това включва определяне на оптимални цели на дизайна, $J^* = [J1^*, J2^*]$ и относителното недостатъчно или надпостигане на целите, последното контролирано от вектор от тегловни коефициенти, $w = [w_1, w_2]$.

Така многокритериалната оптимизационна задача е сведена до следната оптимизационна задача:

$$\gamma \xrightarrow{(C_1, C_2, L_3)} \min$$

предмет на:

- ограничения $J(C_1, C_2, L_3) - w\gamma \leq J^*$ (5-33)
- ограничения (5-26);
- граници (5-29).

Този оптимизационен проблем не може да бъде решен чрез използване на вградена процедура Simulink/MATLAB. Този нов разширен оптимизационен проблем се определя с използване на сорс-код на MATLAB, като за целта се създава и компилира авторска програма (m-файл). В изходния код на разработената програма оптимизацията се извършва с командата `fgoalattain`, т.е.:

```
goal = [0 0]
weight = [1 1]
x, Fval, attainfactor]=fgoalattain(@Objе, x0, goal, weight, [], [], [], [], xlb, xub)
```

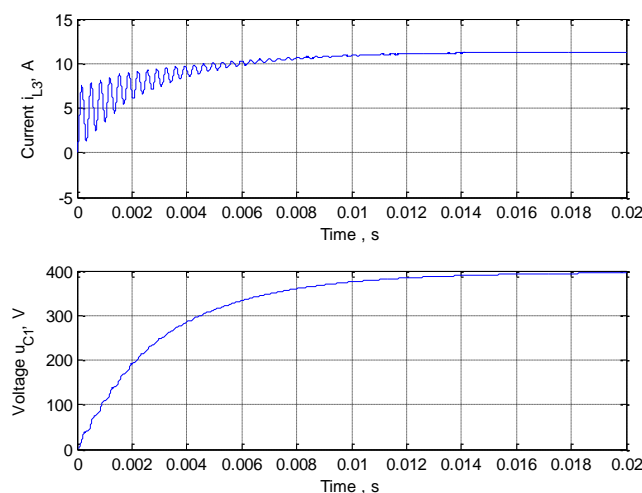
Интегралите (5-30) и (5-32) са част от функцията `@Objе`. Освен това тези интеграли се заменят със сбор от квадрати от вида $\int ()^2 dt = \sum ()^2$. Диференциалните уравнения (5-26) също се решават чрез тази функция, като това се прави с използване на метода `ode23tb`. Горната и долната граница на параметрите (5-29) се задават в променливите `xlb` и `xub`.

След изпълнение на програмата се получава резултат, показан на **Фигура 5-21**.

Iter	F-count	Attainment factor	Max constraint	Line search steplength	Directional derivative	Procedure
0	5	0	930.804			
1	14	-3194	3485	0.125	-1	
2	30	-3194	3484	0.000977	0.779	Hessian modified
3	47	-3194	3488	0.000488	0.176	Hessian modified
4	62	-3194	3486	0.00195	-1.48e-005	Hessian modified twice
5	71	-3194	3566	0.125	0.00841	Hessian modified twice
6	77	-3194	3397	1	0.00367	Hessian modified
7	83	-3194	3365	1	-8.69e-006	Hessian modified
8	90	-3194	3360	0.5	-2.03e-006	Hessian modified twice
9	146	-3194	3360	-8.88e-016	-1.22e-005	
10	202	-3194	3360	-8.88e-016	-1.22e-005	Hessian not updated
11	258	-3194	3360	-8.88e-016	-1.22e-005	Hessian not updated
12	314	-3194	3360	-8.88e-016	-1.22e-005	Hessian not updated
13	370	-3194	3360	-8.88e-016	-1.22e-005	Hessian not updated
14	405	-3194	3366	1.86e-009	-1.22e-005	Hessian not updated

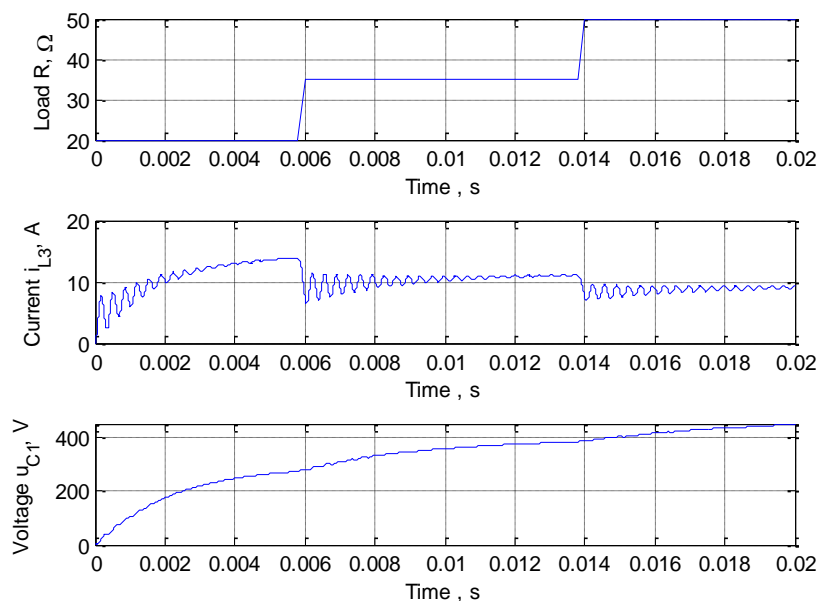
Фигура 5-21. Резултати от поетапните итерационни процедури за определяне на оптимални стойности на елементите на изходния филтър на паралелен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

Оптималните стойности на елементите са, както следва: $C_1 = 30 \mu\text{F}$, $C_2 = 186.80 \mu\text{F}$ и $L_3 = 114.75 \mu\text{H}$. С така получените оптимални стойности са проведени числени експерименти с модела и са получени графични резултати относно изходния ток и напрежение на устройството, които са показани на **Фигура 5-22**.



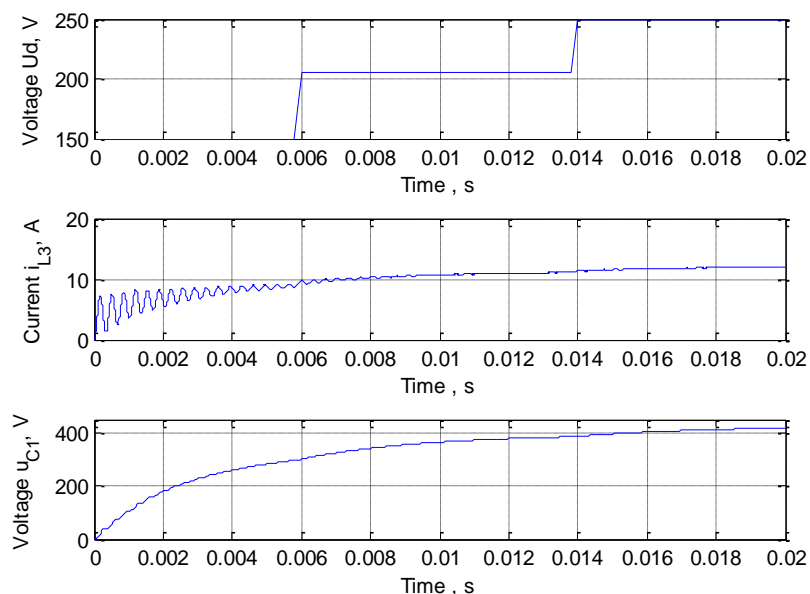
Фигура 5-22. Резултати от симулационни изследвания на на паралелен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение, с приложена процедура за оптимизация с два критерия: отгоре – ток през изходната индуктивност и отдолу – изходно напрежение на устройството

За да се уверим в качествата на така проектираното устройство се изследва неговото поведение при промяна на товара и входното напрежение. **Фигура 5-23** показва резултатите от симулации с оптимизиран преобразувател при различни стойности на съпротивлението на товара R .



Фигура 5-23. Резултати от симулационни изследвания на паралелен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение, когато съпротивлението на товара R се променя: отгоре – ток през изходната индуктивност и отдолу – изходно напрежение на устройството

Фигура 5-24 показва резултатите от числени симулации с оптимизиран преобразувател при промяна на входното напрежение U_d .



Фигура 5-24. Резултати от симулационни изследвания на паралелен еднотранзисторен преобразувател от постоянно в постоянно напрежение, при промяна на входното напрежение U_d : отгоре – ток през изходната индуктивност и отдолу – изходно напрежение на устройството

От графиките се установява, че дори при над двойно увеличение на съпротивлението на товара, работата на преобразувателя е стабилна, като в този случай пулсациите на тока се увеличават, но въпреки това ограничението, зададено от условията за провеждане на оптимизацията по отношение на изходния ток не се нарушава. От друга страна, въпреки много голямата скокообразна промяна на товара спрямо номиналната му стойност, се запазва аperiодичността на преходния процес по отношение на изходното напрежение (напрежението върху товара). Това е доказателство за успешното провеждане на оптимизационната процедура. Установено е, че благодарение на метода за управление, базиран на следене на максималния ток през транзистора, промяната на входното напрежение практически не се отразява на изходния ток. Представените резултати потвърждават отличните качества на изследваната силова схема.

5.4. Заключение и изводи

В настоящия труд се предлага да се използва комбинацията от прагматична методология на проектиране и техники за оптимизация при проектиране на силови схеми със сложни топологии. По този начин се избягва претоварването на компонентите на схемата по време на преходни процеси. С представения подход става възможно да се проектират топологии, за които е трудно да се изведат аналитични връзки и/или да се създадат и приложат процедури за проектиране. В този смисъл оптимизацията е мощен инструмент за подпомагане на проектирането на силови електронни преобразуватели и системи с подобрени характеристики. Важно е да се отбележи, че осигуряването на ефективната работа на силови електронни устройства с различни приложения е сложен процес, който изисква комбинация от проектиране, производство, тестване и следпродажбено обслужване. Това се прави с цел да се осигури висока надеждност и функционалност на устройствата, както и да се изпълнят изискванията на потребителите и приложенията, за които са предназначени. Оптимизацията, базирана на модел, е важна част от съвременните инструменти, използвани при проектирането, разработването, внедряването и прототипирането на силови електронни устройства, което гарантира качествени и надеждни продукти на конкурентни цени. От друга страна, този подход позволява формализиране и унифициране на проектантската дейност в силовата електроника, въпреки голямото разнообразие от топологии и режими на работа.

Основното заключение на метода за проектиране, базиран на техники за оптимизация, е, че той е подходящ за използване в случаи на изследване на: сложни топологии, моделиране на електромагнитни процеси с диференциални уравнения от висок ред и преход между няколко етапа по време на работа. Представеният подход е алтернатива на редуцирания модел, която също много често се прилага за опростяване на описанието на сложни структури. От сравнението на двата проектни подхода се стигна до заключението, че редуцирането на модели дава добри резултати и съответно редуцираният модел е еквивалентен на пълния при изпълнение на определени условия и ограничения. В този смисъл при редуцирания модел нямаме пълна и безусловна еквивалентност с реалния модел и съответно невинаги ще се получат желаните качества и свойства на устройствата. Представеният дизайнерски подход съчетава традиционни техники за проектиране, като ги развива и допълва със съвременни информационни и компютърни технологии. Възможността за алгоритмизиране и унифициране на методологиите за проектиране позволява създаването на потребителски софтуер, който служи за автоматизиране на дизайна. В тази посока са и намеренията за развитие на научните изследвания.

ГЛАВА 6. ГАРАНТИРАНЕ НА ПОКАЗАТЕЛИТЕ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА

6.1. Въведение

Гарантирането на показателите на силови електронни устройства е важна част от процеса на тяхната разработка, производство и експлоатация. Това е свързано с постигането на основната цел – устройството така ще бъде проектирано, прототипирано и поддържано, че да работи сигурно и надеждно през целия си експлоатационен живот, съгласно въведените стандарти. Когато става дума за силови електронни устройства, важно е да се разбира, че тяхната надеждност и ефективност могат да имат голямо въздействие върху системите, в които са интегрирани. Затова е от съществено значение да се прилагат строги мерки и процедури за гарантиране на техните показатели. Тъй като задачата за гарантиране на показателите е комплексна и обхваща различни етапи, в настоящия труд акцентът е поставен върху възможностите за реализация по време на процеса на проектиране.

Вследствие на широкото използване на преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение проблемите, свързани с тяхното управление, ефективност и динамика са много важни, въпреки че те в разрастващия се компютърен свят (като интелигентни устройства и Интернет на нещата) обикновено се използват повече за преобразуване на малки и средни мощности. В тази връзка най-честите проблеми са свързани с влиянието на допуските на елементите на веригата върху изходните параметри на преобразувателите от постоянно в постоянно напрежение. Разгледаните примери в тази част са на база на този тип силови електронни устройства.

6.2. Гарантиране на показателите на силови електронни устройства чрез толерансен анализ

Задачата за гарантиране на показателите на силовото електронно устройство е формулирана по следния начин: при зададени диапазони на изменение на характеристиките на схемните елементи да се получи област на изменение на параметрите и работните режими на устройството. Например при зададени толеранси на стойността на индуктивностите в рамките на $\pm 20\%$ от номиналната стойност и изменение на стойността на кондензаторите $\pm 10\%$ да се изследва промяната на изходното напрежение и ток, напрежението и тока върху полупроводниковите ключове. Така е зададена област на работните режими на преобразувателя.

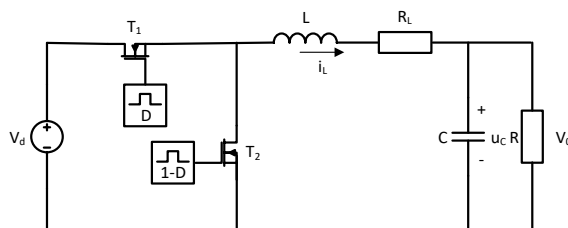
Основната цел на изследването е чрез математични модели на устройствата да се направи оценка на влиянието на толерансите на част на схемните елементи върху техните работни режими. След това са приложени различни оптимизационни процедури, целящи гарантирането на неговите показатели. Подобряването на характеристиките и гарантирането на показателите на изхода на силовите електронни устройства има не само технически аспект, а и много голяма икономическа и екологична функция, защото е свързано с икономия на ресурси и енергия. В този смисъл важно е да се направи оценка на влиянието на толерансите и качеството на гравивните елементи върху стабилността на изхода, за да се извърши целесъобразен избор на компоненти. От друга страна подобни изследвания спомагат за автоматизирането на процеса на проектиране на електронни преобразуватели, което е от съществено значение за задоволяване на нуждите на потребителите.

6.3. Толерансен анализ на понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

Предмет на настоящата част от труда е да се представи ефективен метод за гарантиране на показателите на изхода на понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с помощта на моделно базирана оптимизация. За решаването на поставената задача е разработен специализиран математичен модел на устройството, реализиран с помощта на превключващи функции. След това чрез модела е извършен толерансен анализ на тока през индуктивността и изходното напрежение на устройството, като са променени стойностите на пасивните компоненти (L и C) в диапазон, който се счита за нормален и се дава от съответните производители. За намирането на началните стойности на схемните елементи е използвана стандартна методика за проектиране, базирана на анализа в установен режим на работа на преобразувателя. Накрая е направена оптимизация, като е избрана еталонна крива, която да бъде следена от изходното напрежение на преобразувателя. Чрез нея са определени нови стойности на пасивните компоненти, като с тях отново е извършен толерансен анализ при същите изходни условия. Направено е сравнение на резултатите от толерансния анализ при оптимизиран и неоптимизиран преобразувател, като целта е да се покажат предимствата на използването на моделно-базираната оптимизация в процеса на проектирането.

6.3.1. Проектиране и моделиране на преобразувателя

Използван е синхронен понижавач преобразувател, показан на **Фигура 6-1**. Той е съставен от: транзистори T_1 и T_2 , които се управляват противотактно (използват се противофазни управляващи импулси); филтрова индуктивност L с нейното активно съпротивление R_L , изходен кондензатор C (неговото вътрешно съпротивление е пренебрегнато) и товар R .



Фигура 6-1. Схема на синхронен понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

При проектирането на преобразувателя са използвани следните изходни данни: номинално входно напрежение $V_d = 20\text{ V}$; номинално изходно напрежение $V_0 = 10\text{ V}$, номинален изходен ток $I_0 = 1\text{ A}$, избрана е работна честота $f = 200000\text{ Hz}$. Проектирането е извършено по стандартна методология, като са получени следните стойности на схемните елементи: $L = 0.47\text{ mH}$; $C = 10\text{ }\mu\text{F}$; $R = 10\text{ }\Omega$ и коефициент на запълване на управляващите импулси на транзисторите $D = 0.5$, като е пренебрегнато вътрешното съпротивление на захранващия източник и на изходния кондензатор. Разгледан е режим на непрекъснат ток. Преобразувателят се моделира с уравнения, съставени по първия и втория закон на Кирхов, като състоянията на двата транзистора се определят с помощта на превключващата функция F :

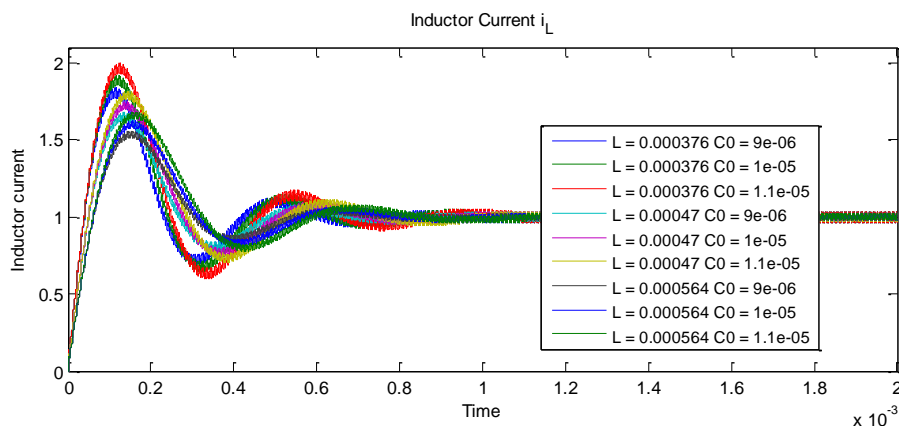
$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = F \cdot V_d - i_L (R_{ON} + R_L) - u_C \\ C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \end{cases} \quad (6-1)$$

където: R_{ON} е съпротивлението на включено състояние на транзистора, i_L – токът през индуктивността, u_C – напрежението на кондензатора (изходното напрежение), а всички останали величини от системата са описани по-горе.

Системата (6-1) се решава в средата Matlab по метода на матричната експонента. Този метод е избран заради неговата производителност и висока точност на изчисленията, което е от особено значение, когато ще се търсят многократни повтарящи се решения. При извършването на оптимизационната процедура са избрани стойности на съпротивленията $R_{ON} = R_L = 10\text{ m}\Omega$, като е използвано предположението, че транзисторите T_1 и T_2 са еднакви.

6.3.2. Толерансен анализ на преобразувателя

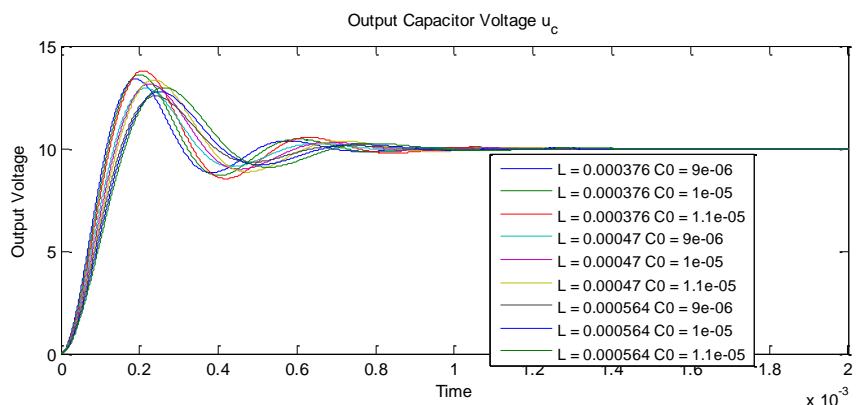
За нуждите на изследването е използвана авторска програма в Matlab, която позволява автоматизирането на процеса. Избрани са толеранси на гравивните елементи $\pm 20\%$ за индуктивността L и $\pm 10\%$ за кондензатора C , които са типични за масовите гравивни елементи, използвани в производството. На **Фигура 6-2** и **Фигура 6-3** са показани резултатите от изследване на промяната на стойностите на пасивните елементи върху тока през индуктивността и изходното напрежение.



Фигура 6-2. Влияние на толеранса на пасивните компоненти върху тока през индуктивността при понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

От графичните резултати е установено, че влиянието на толерансите е главно в преходния процес на пуск, а след достигане на установен режим на практика не се наблюдават промени. Освен това има сходство в характера на промяната на двете изследвани величини, което дава основание да се наблюдава само едната и по нейния вид да се съди и за другата.

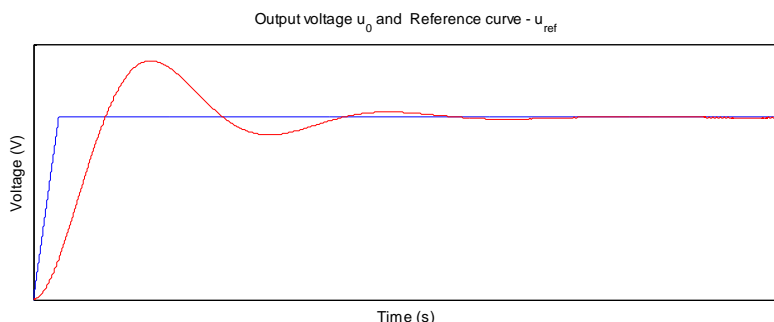
В разглеждания случай изходното напрежение се влияе по-слабо от толерансите, в сравнение с тока през индуктивността. Чрез оптимизацията ще се търси промяна на характера на преходния процес – от колебателен да стане апериодичен, като по този начин да се подобри динамиката на схемата. Основното въздействие на толерансите е по време на преходния процес, като за неговото отстраняване се разчита на редица схемотехнични мерки заложи в контролера, като например пускова процедура тип „мек старт“.



Фигура 6-3. Влияние на толеранса на пасивните компоненти върху изходното напрежение при понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

6.3.3. Провеждане на оптимизационна процедура

В силовите електронни устройства се използват различни методи за оптимизация. Най-често те са свързани с подобряване на ефективността и намаляване на загубите. В нашия случай е избрано да се търси определена форма на изходното напрежение (съображенията за този избор бяха коментирани в предишната глава). За тази цел задаваме еталонна крива, показана на **Фигура 6-4**.

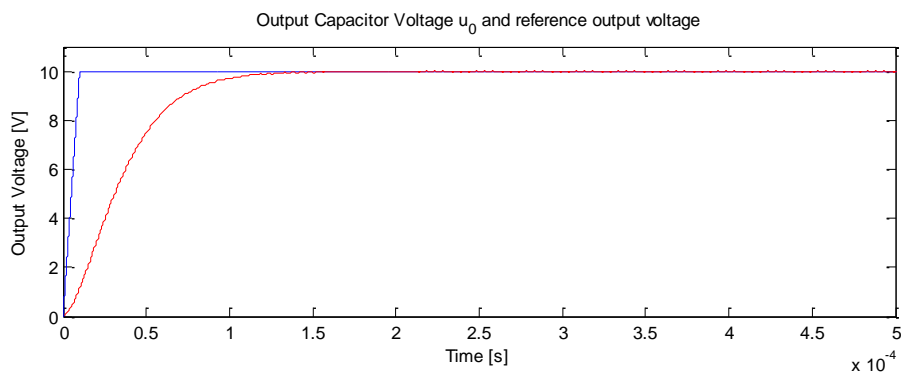


Фигура 6-4. Еталонна крива за изхода на понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

Избира се еталонна крива, от която стойностите на оптимизирувания параметър трябва минимално да се различават. Методът, по който се прави това сравнение, е на най-малките квадрати. В случая се търси апериодичен процес относно изходното напрежение и следователно подходяща крива е например логаритмична интерполация. Практически е доказано, че използването на линейна апроксимация в сравнение с логаритмичната позволява „по-агресивно“ приближение на кривата към апериодична, като същевременно е по-щадяща по отношение на числени ресурси и дава по-точен резултат.

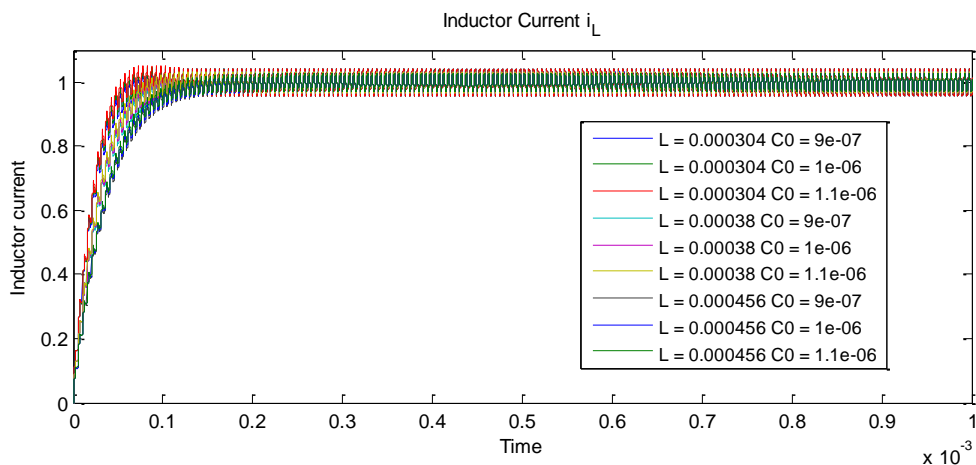
6.3.4. Изследване на влиянието на толерансите в оптимизирувания преобразувател

Резултатите, получени от прилагането на оптимизируващата процедура, са представени на **Фигура 6-5**.



Фигура 6-5. Резултат от проведена оптимизация на понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

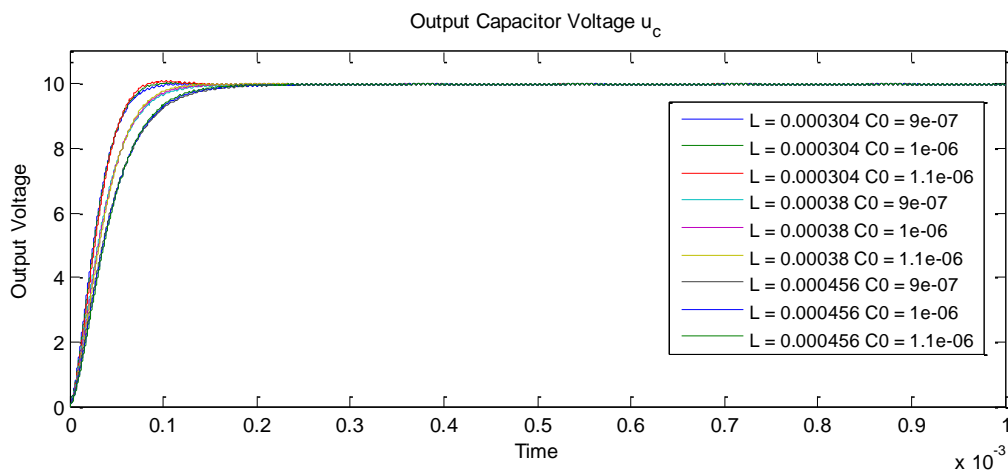
След изпълнението на програмата са получени оптимални стойности за индуктивността $L = 380 \mu\text{H}$ и за изходния кондензатор $C = 1 \mu\text{F}$. На **Фигура 6-6** и **Фигура 6-7** са показани резултатите от изследване на промяната на стойностите на пасивните елементи върху тока през индуктивността и изходното напрежение върху силовата схема на преобразувателя след използване на оптимизационната процедура. Отново се наблюдава сходство в характера на преходните процеси за променливите на състоянието.



Фигура 6-6. Влияние на толеранса на пасивните компоненти върху тока през индуктивността при оптимизиран понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

От графичните резултати се установява, че значително е намалено влиянието на толерансите в преходния процес на пуск, а след достигане на установен режим почти няма влияние на толерансите в режима на оптимизираната схема. На **Фигура 6-7** е представено изходното напрежение, като е видно, че преходният процес повече се влияе от RC -времеконстантата на товара, отколкото комбинацията между стойностите на елементите от LC -филтъра.

От гледна точка на числените резултати се получава незначителна разлика в рамките под 0.1% за изходните параметри на оптимизираната схема. Това е един порядък по-малко в случая на изследване на влиянието на толерансите при неоптимизираната схема. Сходни резултати са получени и при толерансните анализи на повишаващ и понижаващо-повишаващ DC/DC преобразуватели.



Фигура 6-7. Влияние на толеранса на пасивните компоненти върху изходното напрежение при оптимизиран понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

6.6. Заключение

В работата е предложен подход за гарантиране на показателите на безтрансформаторни преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение, базиран на използването на оптимизиране и математическо моделиране. Доказано е, че допустимите отклонения на стойностите на схемните елементи засягат главно преходния процес на пуск. Предимствата на този метод са демонстрирани,

като е извършен толерансен анализ на оптимизирани и неоптимизирани преобразуватели и е установено, че оптимизираният притежава редица предимства, като: по-слаба зависимост от толерансите, по-кратък преходен процес, по-добра динамика и по-ниски токови и напрежителни натоварвания в схемите.

Толерансният анализ е един добър подход изследователят или проектантът да добие представа, при вече заложените от изчисленията стойности на схемните елементи какви изменения в работните режими може да се очакват при наличието на известни проценти толеранси във физическите елементи. Оттам нататък следва да се вземат мерки за търсенето на по-прецизни елементи или по-точно настройване на системата за автоматично регулиране.

Оптимизационните процедури са инструмент, с който се търсят най-подходящи стойности на схемните елементи при вече известни работни режими, както и за облекчаване на работата на системите за мек пуск или настройката на системата за автоматично регулиране.

ГЛАВА 7. ПРОЕКТИРАНЕ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТОЙСТВА С НЕВРОННИ МРЕЖИ

7.1. Въведение

Силовата електроника е интердисциплинарна област, която е фокусирана върху разработката на силови електронни устройства и системи за преобразуване на електрическа енергия. В този аспект подобряването на дизайна на тези устройства е важна задача, която оказва непосредствено въздействие върху ефективното използване на електрическата енергия. Обикновено проектирането на електронни преобразуватели завършва с оптимизация на база на определена целева функция. С времето са се утвърдили различни методи за проектиране – класически методи, базирани на анализ и методики за проектиране и иновативни методи, основани на прилагането математическо моделиране и софтуерни продукти.

При класическите методи крайният резултат зависи съществено от човешкия фактор, което ги прави функция на опита и подготовката на проектантите. Поради голямото разнообразие и широкото прилагане на силови електронни устройства в последно време се търсят алтернативни методи за проектиране, основаващи се на прилагане на техники на изкуствения интелект. Това е обусловено както от развитието на изчислителната математика и числените методи, така и от успешната имплементация на информационните и комуникационни технологии в научните изследвания и комерсиалните разработки. Иновативните методи за проектиране на силови електронни устройства се променят с развитието на технологиите и научните изследвания. Съчетанието на силовата електроника с невронни мрежи предлага значителни подобрения в производителността, надеждността и адаптивността на системите.

7.2. Концепция на проектиране на силови електронни устройства с невронни мрежи

Изкуственият интелект (ИИ) е една от най-забележителните и динамично развиващи се области на изследване през последните няколко десетилетия. Целта на ИИ е да проектира и създаде системи с интелигентни функции, сходни на биологичното обучение, реакции и взаимодействие. ИИ притежава огромни адаптивни предимства и се прилага успешно в множество индустриални области, включително за класификация на двумерни и тримерни изображения, разпознаване на реч, мобилна автономност, компютърно зрение и др.

Благодарение на бързото развитие на науката за големи масиви от данни, сензори и сензорни мрежи, интернет на нещата (IoT), изчислителни и облачни технологии, се осигурява голямо разнообразие от данни за силови електронни системи в различни фази от техния жизнен цикъл. Нарастващият обем на данните предоставя огромни възможности и поставя солидна основа за прилагане на ИИ в силовата електроника. ИИ е в състояние да използва данни за подобряване на конкурентоспособността на продукта чрез глобална оптимизация на проектирането, интелигентно управление, оценка на ефективността, прогнозиране на стареенето на системата и др. Поради специфичните предизвикателства и характеристики на електронните системи, например висока скорост на наст-

ройка в управлението, висока чувствителност при мониторинг на състоянието за откриване на стареене и др., внедряването на ИИ в силовата електроника има свои собствени характеристики, които са различни от други инженерни области.

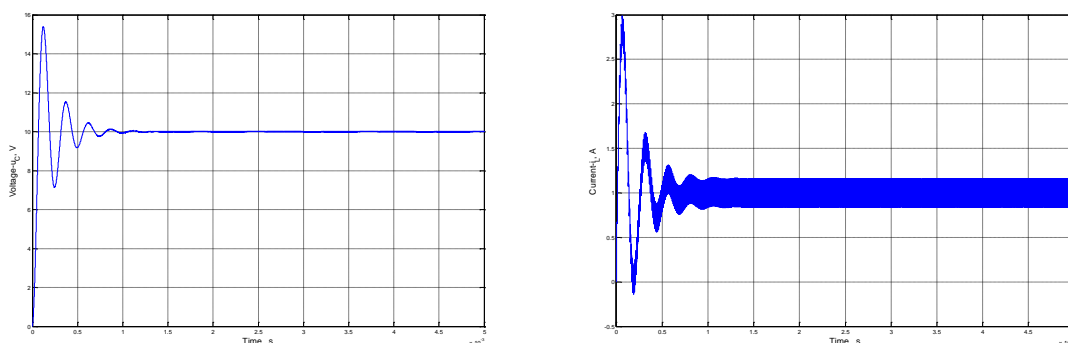
Цел на настоящия раздел е чрез използване на модел и невронни мрежи да се проектират два вида преобразуватели: понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение и последователен еднотранзисторен инвертор с директно установяване на режима. Това се постига, като се използват основните свойства и предимства на изкуствения интелект, като: по-голямата степен на автоматизация и съответно скорост на изпълнение на процеса; независимостта от човешкият фактор заради способността на съответните алгоритми да извличат закономерности от данни, без последните да бъдат явни и лесни за установяване.

7.3. Проектиране на понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с невронна мрежа

В този раздел е представен метод за моделиране и проектиране на понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение с помощта на невронна мрежа. Тя използва всички необходими входни данни, които са предварително нормализирани по подходящ начин, без да се налага да се създава отделна невронна мрежа за всеки отделен елемент и дава прогноза за параметрите, които ни интересуват на изхода си.

7.3.1. Постановка на задачата за проектиране

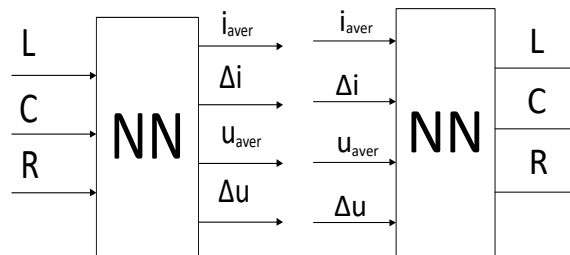
Разгледана е схема на синхронен преобразувател. В конкретния случай е разгледан пример със следните параметри: $U_d=20\text{ V}$ – входно напрежение, $R=10\ \Omega$ – товарно съпротивление, $C=10\ \mu\text{F}$ – филтров капацитет и $L=150\ \mu\text{H}$ – филтрова индуктивност. Управляващият сигнал на транзистора е с период $T=1/100000\text{ s}$ и коефициент на запълване 50%. Съгласно предавателната функция на този тип преобразуватели изходното напрежение е 10 V . Чрез прилагане на законите на Кирхоф е получен модел на преобразувателя, като той работи в произволен брой стъпки. На всяка стъпка се решава системата от диференциални уравнения, съответстващи на определеното състояние на силовата схема, като за всяка стъпка началните условия са стойностите на променливите на състоянието в края на предходната стъпка, т.е. за определяне на променливите на състоянието е използван методът на съшиване. Избран е режим на непрекъснат ток. На **Фигура 7-1** са дадени графични резултати от числени експерименти с модела. Визуализирани са двете променливи на състоянието i_L и u_C в изследваната схема.



Фигура 7-1. Изходно напрежение (ляво) и ток през индуктивността (дясно), получени чрез модел на понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

Въз основа на получените графики са избрани стойности, подходящи за създаване на две невронни мрежи: NN – модел и NN – дизайн на преобразувателя от постоянно в постоянно напрежение. Това са съответно средни стойности и максимално отклонение на променливите на състоянието i_L и u_C , т.е. i_{aver} , Δi и u_{aver} , Δu . При прилагането на представения метод тези четири стойности на двете променливи се изчисляват след елиминиране на преходния процес, т.е. за времето от $t \in [2 \cdot 10^{-3}, 5 \cdot 10^{-3}]$, съгласно **Фигура 7-1**. По този начин, въз основа на получени от проектиране (или избрани на база на предишен опит) стойности на схемните елементи R , L и C е създаден NN модел,

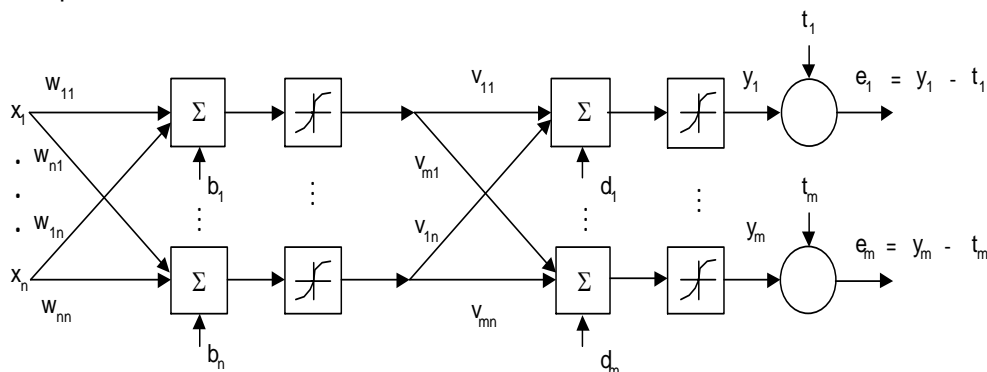
който ще изчисли необходимите стойности на величините i_{aver} , Δi и u_{aver} , Δu . След това, ако тези параметри i_{aver} , Δi и u_{aver} , Δu се приемат като входни данни за проектиране, чрез техните предварително избрани стойности и с помощта на NN – дизайнерски модел ще се получат съответните стойности на схемните елементи R, L и C. Структурата на двата вида невронни мрежи за решаване на права и обратна задача в проектирането е показана на **Фигура 7-2**.



Фигура 7-2. Блокови схеми на невронна мрежа (модел) и невронна мрежа (дизайнер) на понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

7.3.2. Структура на невронните мрежи и резултати

В конкретния пример са избрани две различни мрежи за моделиране на двете основни променливи на понижавачия преобразувател. **Фигура 7-2** показва входните и изходните данни, използвани при синтеза на мрежите. За разлика от други модели, където са разработени отделни невронни мрежи за определяне на всеки елемент на понижавачия преобразувател, тук се използва обща мрежа, в която като входни параметри са всички елементи на този преобразувател. Това спестява време и ускорява процеса на моделиране, което е и една от целите на изследванията. При решаването на конкретната задача са изградени стандартни невронни мрежи тип „forward“ (**Фигура 7-3**). По същество всяка от такъв тип мрежа съдържа няколко скрити слоя. В тази връзка се използва "сигмоидална" функция за активиране в скрити слоеве, а изходните слоеве са линейни. От друга страна, известно е, че невронните мрежи с такава структура дават много добри резултати при решаване на конвергентни проблеми.



Фигура 7-3. Структурна схеми на невронна мрежа модел на понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

Зададени са диапазони на изменение на стойностите на филтровата индуктивност, изходния капацитет и съпротивлението на товара за разглеждания понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение, както следва (**Таблица 10**).

Таблица 10. Диапазони на изменение за стойностите на елементите C, L и R на понижавач преобразувател.

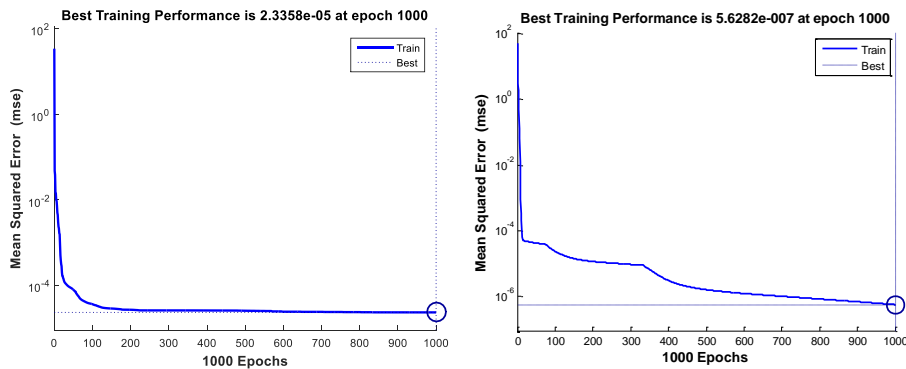
C, [F]	L, [H]	R, [Ω]
7*10 ⁻⁶	90*10 ⁻⁶	7
15*10 ⁻⁶	250*10 ⁻⁶	15

Един от начините за подаване на данни на входовете е да се избират диапазони по случаен принцип. В примера е избран друг подход – на входовете се подава стойност на елементите от по-

сочените диапазони на регулярни интервали със стъпки $40 \cdot 10^{-6}$, $2 \cdot 10^{-6}$ и 2 за L, C и R, като комбинираме всеки с всяка стойност. Наборите за обучение използват набор от 125 наблюдения на система (61), а наборът за валидиране използва набор от други 125 такива наблюдения. Невронните мрежи са обучени при използването на максимум 1000 епохи. Броят на невроните в скритите слоеве е избран да бъде 60. Обучението на невронната мрежа е по метода на пакетно обучение. Накратко методът е следният. Нека входните вектори са колоните на матрицата X, а изходите са колоните на матрицата Y. За избраната структура на невронната мрежа има следната зависимост $Y = W_2 F(W_1 X + B_1) + B_2$. Средната квадратична грешка е:

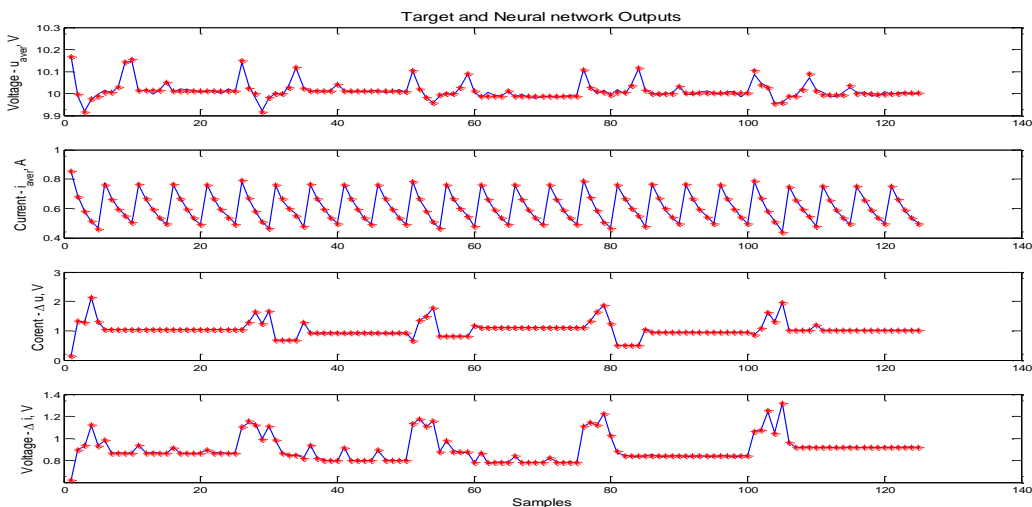
$$S(\mathbf{w}) = \frac{1}{2} \sum_k (t(k) - y(k))^2 \quad (7-1)$$

където $\mathbf{w} = (W_1, B_1, W_2, B_2)$ е матрицата на мрежовите тегла, $t(k)$ са референтните изходи и $y(k)$ са реализираните изходи на мрежата. Решава се следната оптимизационна задача $\min_{\mathbf{w}} S(\mathbf{w})$ и с това обучението на мрежата е завършено. **Фигура 7-4** показва минималните средно-квадратични грешки, които са получени при изчисляването на величините i_{aver} , Δi и u_{aver} , Δu .



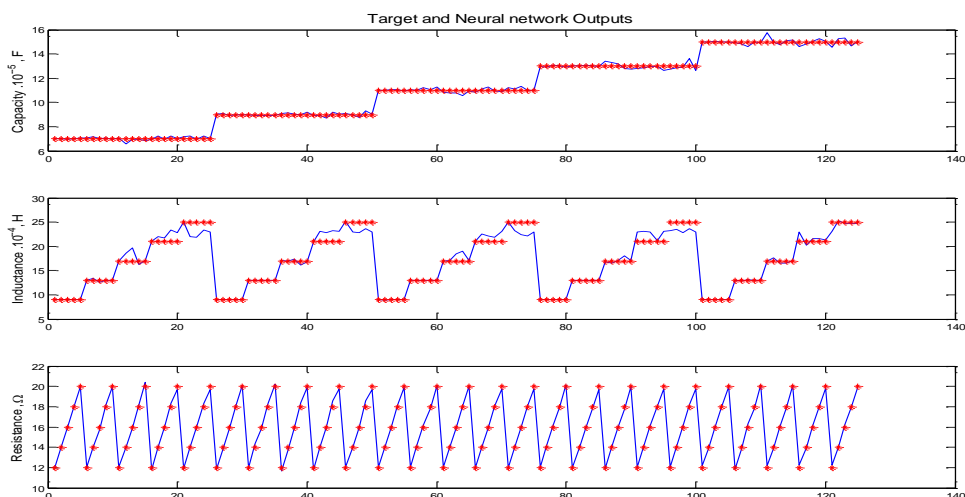
Фигура 7-4. Минимална средно-квадратична грешка на модела (ляво) и дизайнера (дясно) на понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

Анализът на тези резултати показва много добро съответствие между стойностите на основните параметри, избрани за моделиране и проектиране на понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение. Това ни дава основание да смятаме, че настройката на мрежите е извършена правилно и съответно резултатите се получават с минимално използване на изчислителни ресурси. На **Фигура 7-5** са дадени резултати от изхода на NN-модела, а на **Фигура 7-6** – от NN-дизайнера. Анализът на тези резултати показва, че референтните изходи и тези, реализирани от невронната мрежа практически съвпадат както за NN-модела, така и за NN-дизайнера.



Фигура 7-5. Резултати от NN-модел: Цел (линия) и невронна мрежа (звезди) на понижавач преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

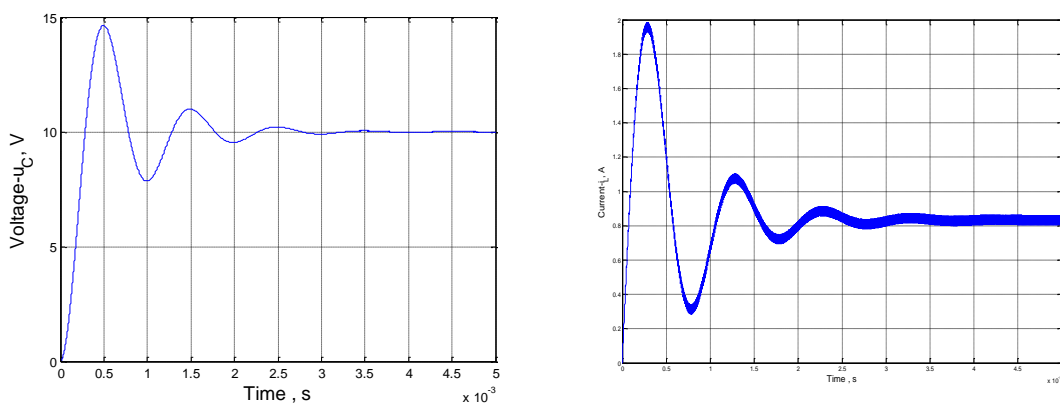
Това ни дава основание да считаме, че структурата и обучението на мрежата е извършено коректно.



Фигура 7-6. Резултати от NN-дизайнер: Цел (линия) и невронна мрежа (звезди) на понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение

7.3.3. Верификация на резултатите

За оценка на грешката и верификация на получените резултати е проверена ефективността на невронния модел на проектирания синхронен понижаващ преобразувател. Под ефективност в конкретния случай се разбира отклонението на изходното напрежение от зададената номинална стойност. За разработената невронна мрежа NN-дизайнер са избрани следните стойности на входовете: $\Delta u = 0.02 \text{ V}$, $\Delta i = 0.2 \text{ A}$, $u_{aver} = 10 \text{ V}$ и $i_{aver} = 1 \text{ A}$. Трябва да се отбележи, че тези входни данни са предварително нормализирани, в противен случай невронната мрежа не ни дава надеждни резултати, което е в противоречие с поставените изследователски задачи. Нормализационните коефициенти за C , L и R са, както следва: 105, 104 и 1. Така са получени следните нормирани стойности за схемните елементи C , L и R : $C^* = 27 \cdot 10^{-6} \text{ F}$, $L^* = 88 \cdot 10^{-6} \text{ H}$ и $R = 12 \text{ } \Omega$. Резултатите от проверката на обратната невронна мрежа са показани на **Фигура 7-7**.



Фигура 7-7 Валидиране на ефективността на проектирания синхронен понижаващ преобразувател от постоянно в постоянно напрежение: изходно напрежение (ляво) и ток през индуктивността (дясно)

Въз основа на тези резултати е направен изводът, че проектираният синхронен преобразувател има оптимална ефективност и следователно целта на изследването е постигната. Получената точност е задоволителна по отношение на допустимите отклонения на елементите на схемата, които в зависимост от конкретните приложения на преобразувателите са различни: от $\pm 30\%$ за нискобюджетни устройства с неотговорни функции до $\pm 2\%$ за преобразуватели за медицински, военни и други специални цели.

По този начин с няколко лесни стъпки се получава алтернативна на съществуващата методика за проектиране, основана на последователно изчисляване на определени изрази, получени в

резултат на анализа на силовата схема. Такъв подход е оправдан в случаите, когато липсват методологии за проектиране или използването им създава трудности с многото възможности и трудната физическа интерпретация на отделните количества и резултати.

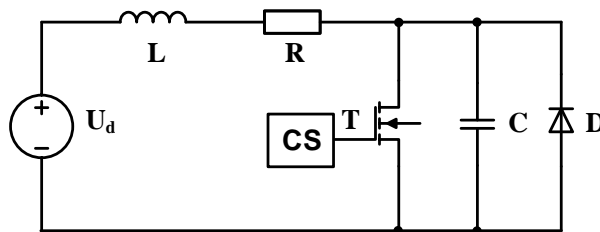
7.4. Проектиране на еднотранзисторен резонансен инвертор с директно установяване на режима с невронна мрежа

Основна задача на изследванията, представени в настоящия раздел е чрез използване на модел и невронни мрежи да се проектира еднотранзисторен резонансен инвертор с директно установяване на режима.

7.4.1. Анализ и моделиране на инвертора

На **Фигура 7-8** е показана схема на едноклучов резонансен DC/AC преобразувател. Схемата се състои от: товар с активно-индуктивен характер (L и R), транзистор T , кондензатор C и обратен диод D , необходим в случаите, когато транзисторът е без вграден такъв.

Определянето на базовите съотношения в силовата схема се прави при допускането за идеалност на всички градивни елементи, а също така се приема, че захранващият източник е с нулево вътрешно съпротивление.



Фигура 7-8. Схема на еднотранзисторен последователен резонансен инвертор с директно установяване на режима

Действието на инвертора е пояснено в раздел 5.3.1 и с времедиagramите от **Фигура 5-3**. Характерно за принципа на действие е, че в работата на схемата в зависимост от това дали провежда или не структурата транзистор – обратен диод се дефинират два етапа, които съответстват на различна структура на силовата схема. Освен това преминаването от единия в другия етап не се извършва под външно въздействие, а в зависимост от изпълнението на определени условия, свързани със съотношения между различни величини.

От разгледаното действие на инвертора става ясно, че той работи винаги с нулеви начални условия на реактивните елементи (товарен ток и напрежение на кондензатора), което именно ни дава основание да твърдим, че схемата работи директно в установен режим. Регулирането на изходното напрежение се извършва с промяната на големината на тока, при който се изключва транзисторът $T - I_0$. В изследваната схема променливите на състоянието са i – токът през индуктивността и u – напрежението върху кондензатора. Нормалното функциониране на схемата в режим с меки комутации (ZVS) изисква да се подава управление на транзистора, когато за тока i са изпълнени едновременно следните условия: i да расте и $i \leq I_0$. Като се използват законите на Кирхов се получава следният математически модел на преобразувателя:

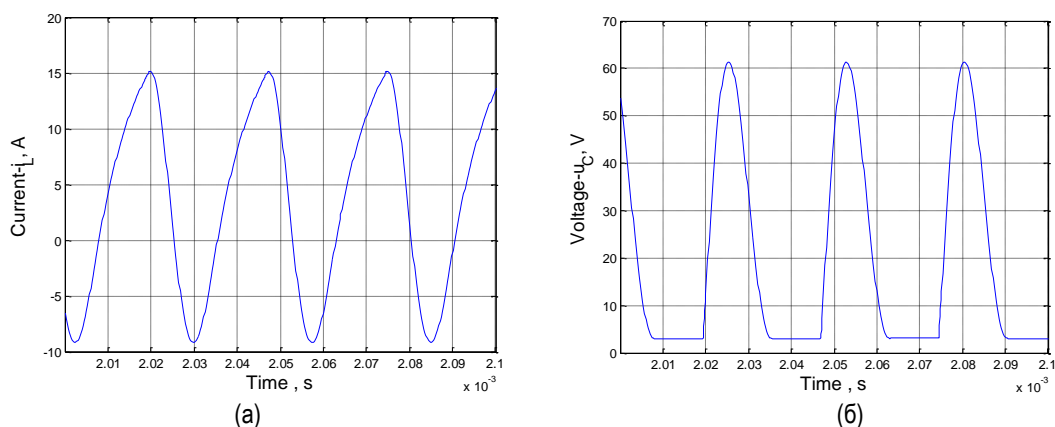
$$L \frac{di}{dt} = -Ri - u_C + U_d, \quad (7-2)$$

$$C \frac{du}{dt} = i \cdot control(t),$$

където функцията $control$ дефинира двете състояния на силовата схема, съобразно двата етапа от нейната работа.

$$control(t) = \begin{cases} 1, & \text{за } \{i - \text{нарастващи } i \leq I_0\} \\ 0, & \text{за всички останали случаи} \end{cases} \quad (7-3)$$

От гледна точка на моделирането, инверторът е почастно линейна система. Следователно моделът работи на произволен брой стъпки, като на всяка стъпка се решава така получената система от обикновени диференциални уравнения. Така дефинираният модел е имплементиран в Матлаб и след заместване със следните стойности на схемните параметри: входно напрежение $U_d=25\text{ V}$, активно съпротивление $R=1\ \Omega$, резонансен кондензатор $C=10\ \mu\text{F}$ и резонансна индуктивност $L=1\ \mu\text{H}$. На **Фигура 7-9** са дадени получените времедиаграми на тока през индуктивността и на напрежението върху кондензатора.



Фигура 7-9. Времедиаграми на променливите на състоянието на еднотранзисторен последователен резонансен инвертор с директно установяване на режима:
(а) ток през индуктивността; (б) напрежение върху кондензатора

7.4.2. Проектиране на инвертор с невронна мрежа

7.4.2.1. Формулиране на задачата за проектиране

За проектирането на инвертора ще се използва *feed forward NN*. За успешното прилагане на метода е необходимо тази задача да се сведе до статична. По същество тя не е такава, понеже при промяна на някои от схемните параметри R , L и C се променя работният режим и съответно и динамиката на поведение на променливите на състоянието i и u във времето. На базата на получените вече чрез модела времедиаграми на i и u (**Фигура 7-9**) избираме стойности, подходящи за дефиниране на изход на невронната мрежа, предназначена за проектиране. Това са съответно средните стойности и максималните отклонения на променливите на състоянието i и u , т.е.

$$i_{aver} = \left(\sum_{k=1}^n i_k \right) / n, \quad \Delta i = \max(i_k) - \min(i_k) \quad (7-7)$$

$$u_{aver} = \left(\sum_{k=1}^n u_k \right) / n, \quad \Delta u = \max(u_k) - \min(u_k)$$

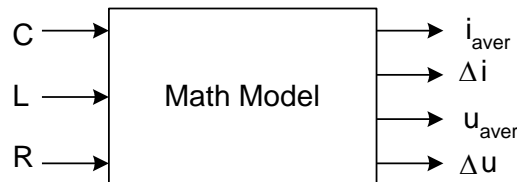
С цел елиминиране на случайните флуктуации на разглежданите величини тези така дефинирани четири усреднени стойности се пресмятат известно време след стартирането на числените експерименти (за елиминиране на преходния процес), в случая е избран следният интервал $t \in [2 \cdot 10^{-3}, 5 \cdot 10^{-3}]$.

Изборът на i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu като вход на мрежата позволява при еднократна промяна на някои от стойностите на схемните елементи R , L и C еднократно да се променят и стойностите на i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu . По този начин разглежданата задача за проектиране се свежда до статична. Именно това позволява използването на *feed forward NN* за автоматизирано проектиране на инвертора. За онагледяване на процеса на дизайн ще наричаме тази мрежа – *inverse neural network model of converter*. Ако не беше сведена задачата за проектиране до статична, това би наложило използване на рекурентни невронни мрежи в ролята на *inverse neural network model*. Това значително би усложнило задачата, а и не е известно дали е възможно да се реализира моделиране на желанния процес

с рекурентна невронна мрежа. От друга страна, статичната задача съдържа в себе си опасността невронният модел да се окаже неадекватен за нашите приложения (твърде опростен).

7.4.2.2. Подготовка на данните за обучение на невронната мрежа

Данните за обучение на невронната мрежа се генерират автоматично със специално създаден сорс код на MATLAB, който се базира на математическия модел на инвертора (7-2) и (7-3) и формула (7-4). За математическия модел съответно входни са данните R , L и C , а изходни са данните i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu , както е показано на **Фигура 7-10**.



Фигура 7-10. Входни и изходни данни на математическия модел на еднотранзисторен последователен резонансен инвертор с директно установяване на режима

За да бъде стартиран процесът на генерация на входните /изходните/ данни от модела трябва да се определят диапазоните на изменение на R , L и C . За да работи коректно схемата от **Фигура 7-8**, параметрите R , L и C трябва да са подбрани така, че:

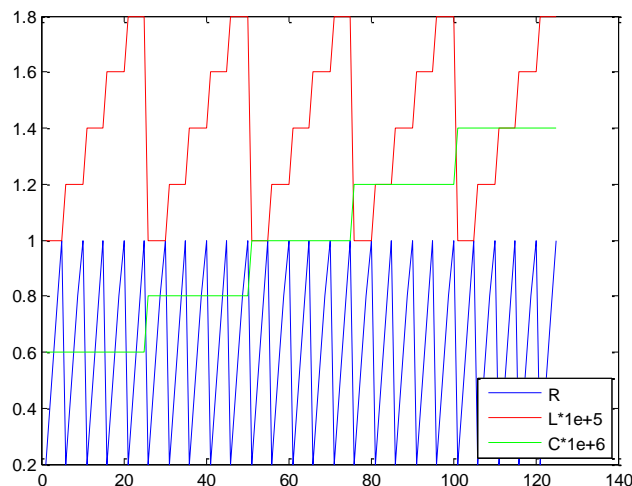
– първо, да е изпълнено условието за резонанс на последователната верига $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$;

– второ, в рамките на един псевдопериод напрежението върху кондензатора u да става отрицателно и вследствие на това за известно време през обратния диод да протече ток.

Едни подходящи диапазони за промяна на R , L и C , при които са изпълнени горните две условия и които са близки до първоначално избраните стойности $R=1 \Omega$, $C=10 \mu F$ и $L=1 \mu H$ са следните:

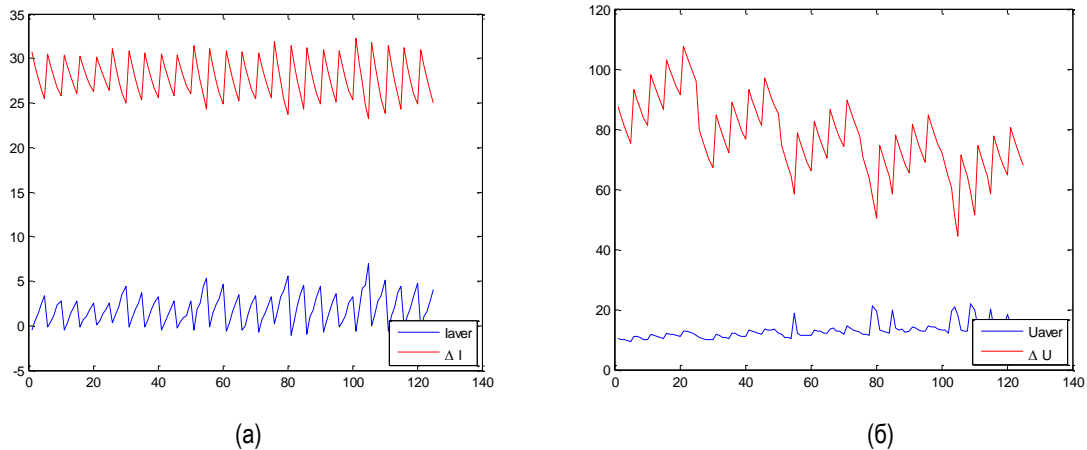
$$R \in [0.2; 1], L \in [10e-6; 18e-6] \text{ и } C \in [0.6e-6; 1.4e-6] \quad (7-5)$$

От друга страна е напълно възможно входно/изходните данни за модела (правата мрежа) да се генерират, като се подават случайни стойности за параметрите R , L и C , които попадат в посочените граници. Поради по-простата програмна реализация и свързаното с това по-добро бързодействие и съответно по-ниски изисквания към изчислителната техника, тук е избран друг подход, където R , L и C се изменят с постоянна стъпка $\Delta R=0.2$, $\Delta L=2e-6$ и $\Delta C=0.2e-6$ и се комбинира всяка с всяка останала стойност на другите два параметъра (три вложени цикъла). Така първоначално са генерирани данни за R , L и C , които са показани на **Фигура 7-11**.



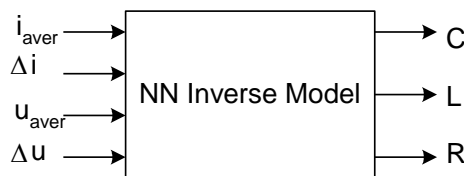
Фигура 7-11. Генериране на данни за стойности на параметрите R , L и C .

След това с помощта на математическия модел (**Фигура 7-10**) са пресметнати съответстващите им резултати за i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu . Резултатът от това пресмятане с модела е показан на **Фигура 7-12**.



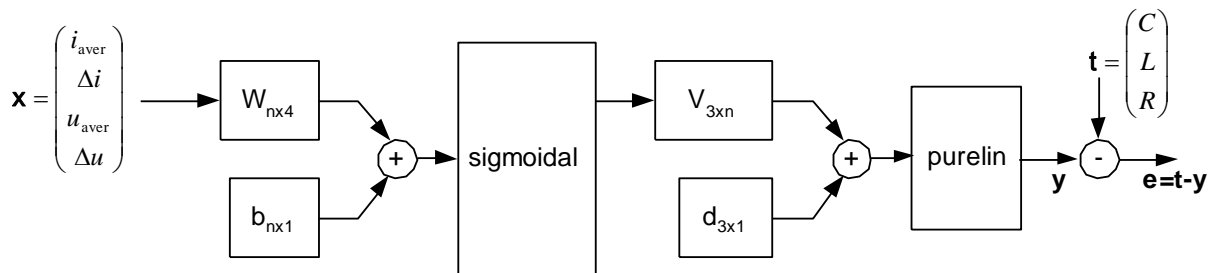
Фигура 7-12. Изходни данни за променливите на състоянието:
 а) ток през индуктивността i_{aver} и Δi ; б) напрежение върху кондензатора u_{aver} , Δu .

За по-нататъшно решение на задачата за проектиране ще бъде създаден *NN-inverse model* (дизайнер), на входа на който се подават усреднените стойности на величините i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu , а на изхода се получават стойностите на схемните елементи R , L и C . Схематично този модел е показан на **Фигура 7-13**. За да се обучи тази мрежа (обратната мрежа) ни трябва голям брой разнообразни входни и изходни данни. С генерираните от предишната стъпка на автоматизираното проектиране данни се обучава *NN – inverse model* (**Фигура 7-13**).



Фигура 7-13. Входни и изходни данни на NN обратен модел (дизайнер) на еднотранзисторен последователен резонансен инвертор с директно установяване на режима.

Понеже невронните мрежи са елементи, извършващи паралелни изчисления, то изходните величини (стойностите на елементите на инвертора) се изчисляват всички наведнъж. Избрани са невронни мрежи тип „feed-forward“ със структура, показана на **Фигура 7-14**. Тази мрежа има един скрит слой и един изходен слой. Използвана е „сигмоидална“ функция за активиране в скрити слоеве, а изходните слоеве са линейни. Добре известен факт е, че невронна мрежа с такава структура е добър апроксиматор.



Фигура 7-14. Структура на NN обратен модел (дизайнер) на еднотранзисторен последователен резонансен инвертор с директно установяване на режима

В показаната на **Фигура 7-14** структура на NN не са уточнени единствено броя на невроните – n в първия (скрития) слой. Броят на тези неврони определя мощността на мрежата. Броят n трябва да бъде подбран така, че да не се получи някой от нежеланите случаи (*overlapping or underlapping*). В процеса на обучение на мрежата се установява, че една подходяща стойност за броя е $n = 60$.

Преди да започне обучението на NN – *inverse model* се налага да се премащабират данните за еталонния изход $t = (C, L, R)^T$. Това се налага, понеже стойностите за R са няколко единици, а стойностите за L и C са микро- H и F . За целта са умножени C , L и R , съответно с $1e+6$, $1e+5$ и 1 . Стойностите за C , L и R са изобразени именно в този мащаб на **Фигура 7-11**. Обучението на невронната мрежа е по метода „*batch training*“. Накратко методът е следният: Нека на входните вектори са стълбовете на матрицата X , а изходите са стълбовете на матрицата Y . За избраната структура на невронната мрежа имаме:

$$Y = V \operatorname{sigmoidal}(W X + B) + D, \quad (7-6)$$

където матриците W и B са теглата на мрежата в първия слой, а матриците V и D са теглата във втория слой.

Средноквадратичната грешка (mean squared error) е съответно:

$$S(W, B, V, D) = \frac{1}{2} \sum_k \|t(k) - y(k)\|^2, \quad (7-7)$$

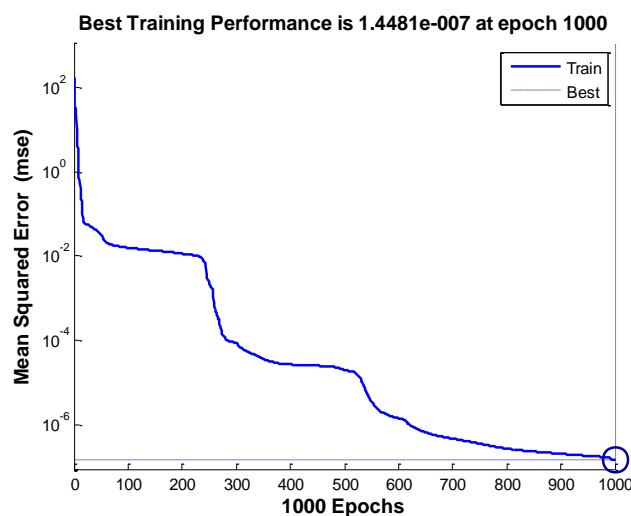
където k са времевите отчети, $t(k)$ са еталонните изходи на мрежата, а $y(k)$ са реализираните изходи.

Решава се числено следната оптимизационна задача:

$$\min_{(W, B, V, D)} S(W, B, V, D) \quad (7-8)$$

При решаването на задачи от този вид оптимизационната процедура се счита за завършена при достигане на определена минимална стойност на целевата функция, или до реализиране на определен брой итерации. Обикновено се избира недостижимо малка стойност на целевата функция и в повечето практически случаи оптимизационната процедура завършва по критерий „избран максимален брой на итерациите“. В разглеждания пример итерациите (наречени епохи в MATLAB) са зададени 1000 по подразбиране, като по подразбиране решението е по метода Левенберг–Маркуард.

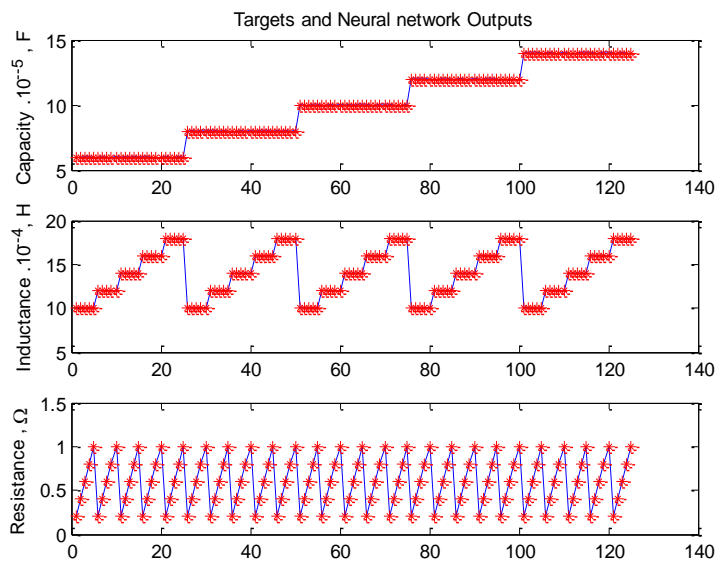
Невронните мрежи са обучени с използване на максимум 1000 епохи (итерация) и средните квадратични грешки, които са получени при процеса на обучение, са показани на **Фигура 7-15**.



Фигура 7-15. Средна квадратна грешка при обучение на NN използвана за проектиране на еднотранзисторен последователен резонансен инвертор с директно установяване на режима

След като NN вече е обучена, то получените от невронната мрежа стойности за C , L и R се сравняват с тези стойности за C , L и R , които са били използвани за генерирането на i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu от математическия модел. След това величините i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu се подават като вход на нев-

ронната мрежа. Ако мрежата е добре подбрана и добре обучена, би трябвало да се очаква добро съвпадение между стойностите C , L и R , подавани като вход на математическия модел и получени като изход на невронната мрежа. Резултатите, дадени на **Фигура 7-16** показват, че такова съвпадение е постигнато.



Фигура 7-16. Сравнение на резултати от обучение на NN и модел: Цели (линия) и невронна мрежа (звезди).

7.4.2.3. Пример за проектиране на еднотранзисторен инвертор

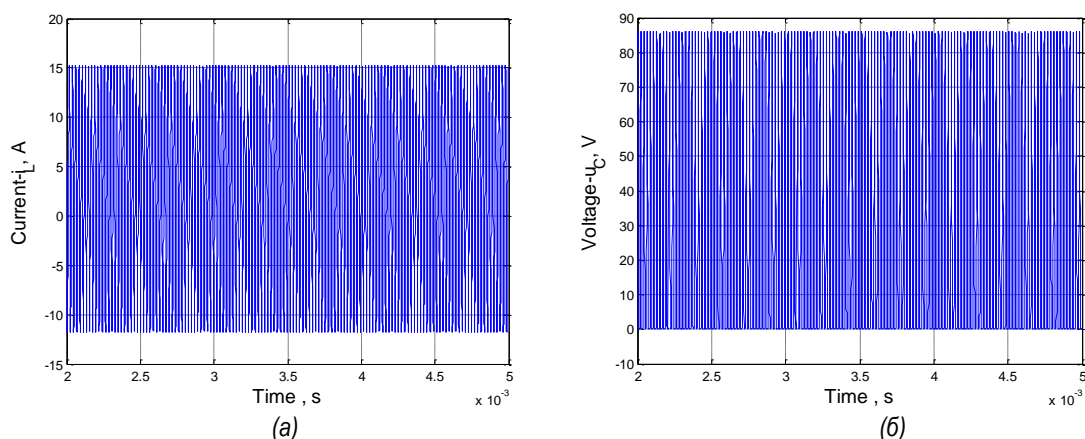
Ефективността на процедурата за проектиране е проверена чрез един конкретен пример. За целта са избрани следните стойности за входовете на невронната мрежа:

$$\Delta u = 85\text{V}, \Delta i = 27\text{ A}, u_{aver} = 15\text{ V} \text{ и } i_{aver} = 2\text{ A}.$$

С помощта на така обучената невронна мрежа е проектиран инверторът и са получени следните стойности на схемните елементи:

$$C = 0.5132 \text{ e} - 6\text{F}, L = 1.0781 \text{ e} - 5\text{H} \text{ и } R = 0.7619 \text{ } \Omega.$$

С така получените от невронната мрежа стойности за C , L и R са извършени компютърни симулации чрез математическия модел на инвертора. Резултатите от симулацията са показани на **Фигура 7-17**.



Фигура 7-17. Резултати за променливите на състоянието на проектирания с невронна мрежа инвертор: а) ток през индуктивността i_{aver} и Δi ; б) напрежение върху кондензатора u_{aver} , Δu .

От данните, графично представени на **Фигура 7-17**, са пресметнати стойностите на: i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu . Пресмятането става с помощта на (7-3). Използвани са само стойностите на променливи на състоянията i и u в установен режим. Резултатите са, както следва:

$$\Delta u = 86.0230\text{ V}, \Delta i = 27.0437\text{ A}, u_{aver} = 13.5835\text{ V} \text{ и } i_{aver} = 1.8292\text{ A}.$$

От сравнението на така получените стойности на i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu със стойностите, които бяха избрани за вход на невронна мрежа в началото на този параграф е установено, че те са близки (разликата е под 5%). Известно (не голямо) отклонение се наблюдава само при стойността на u_{aver} . Това обаче най-вероятно се дължи на факта, че стойности на i_{aver} , Δi , u_{aver} и Δu са взаимозависими и не могат да се задават произволно (в началото при задаването на стойностите на параметрите за проектиране това не беше отчетено). Тези стойности бяха избрани съгласно субективното желание на проектанта. Но вследствие на анализа на получените резултати следва да се отчете, че произволна комбинация между тях не може да бъде постигната. Въз основа на това следва да се направи изводът, че проектирането на инвертора е успешно и поставената цел за прилагане на невронни мрежи за автоматизирано проектиране на силови електронни устройства е напълно постигната.

7.5. Заключение и изводи

В раздела е представен базиран на модел и на невронна мрежа иновативен подход за проектиране на понижаващ DC/DC преобразувател и на еднотранзисторен резонансен инвертор с превключване при нулево напрежение (ZVS). Благодарение на имплементирането на съвременни информационни и комуникационни технологии проектирането е напълно автоматизирано. По този начин значително се намалява зависимостта на качествата на проектираното устройство от човешкия фактор, като съответно се формализира и ускорява процесът. Предложеният метод предоставя точност на получените резултати, която е съпоставима с тази, получена от класическите методи, като неговото използване е безалтернативно в случаите, когато няма създадена методология за проектиране на дадено силово електронно устройство, или пък процедурата е твърде сложна и/или основана на различни допускания. Този подход не отрича класическите методи за проектиране, а ги допълва и развива чрез прилагане на техники на изкуствения интелект. Едно естествено развитие на изследванията е прилагане на оптимизационна процедура за доопределяне на стойностите на схемните елементи при използване на различни целеви функции, а също и изработване на интерактивен потребителски интерфейс, с който би се облекчила работата и за потребители, които не притежават специфични познания по компютърно моделиране и математичен софтуер.

Трябва да се отбележи, че за да бъде ефективен методът задължително трябва да се премине през процес на нормализация на данните, като още по-прецизно би било, ако съответното нормализиране се извършва от самата невронна мрежа, а не от учения или потребителя, който я създава и използва. От друга страна, предложеният подход е полезен за целите на обучението по силова електроника, защото позволява постигането на резултати и от хора, които нямат достатъчно опит и задълбочени познания в тази област. Разработеният метод за проектиране на СЕУ изключва използването на методология за проектиране, автоматизира процеса и позволява интегриране в последващи процедури за оптимизация. По този начин значително се намалява зависимостта на процеса от човешкия фактор, нивото му на подготовка и мотивация за работа. В този случай човешкото участие е свързано със създаването и обучението и с нормализирането на входните данни на обратната невронна мрежа. Чрез прилагането на такива методи се ускорява процеса на проектиране на силови електронни устройства и системи, като е възможно напълно автоматизирано – без човешко участие да се извършва както анализ на данните, така и тяхната оптимизация, което е една от тенденциите в развитието на проектирането на мехатронни устройства и системи.

Подходът с използване на техники на изкуствения интелект е в състояние да извършва автоматично процес на анализ и изваждане и процес на оптимизация. Той осигурява две значителни предимства, в сравнение с традиционните методи: Първо, той значително облекчава натоварването на инженерите и прилага бърз и лесен процес на проектиране; Второ, високата точност на дизайна може да бъде осигурена и поради постоянното натрупване на опит и самообучение, което е същността на тези алгоритми.

ГЛАВА 8. МОДЕЛНО БАЗИРАНО ПРОЕКТИРАНЕ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА, ОРИЕНТИРАНО КЪМ ТЕХНИЯ ЖИЗНЕН ЦИКЪЛ

8.1. Въведение

Устойчивостта в силовата електроника е нова изследователска тематика, която предлага дизайнски решения, съобразени с кръговата и нискоемисионна икономика. Увеличената употреба на силови електронни преобразуватели във всички области на съвременните общества води до създаването на нови продукти и растящо производство, което оказва натиск върху природните ресурси и екологичното равновесие като цяло. Към този момент липсват релевантни проучвания, насочени към ремонтируемостта и значението на интегрирането на кръговрата в изискванията за екодизайн в силовата електроника. В този смисъл е необходимо да се прилага интердисциплинарен подход при проектирането и прототипирането на силовите електронни устройства, за да се гарантира взаимодействието на производствената верига по отношение на използваните материали и циркулярността. За оценка на устойчивостта от гледна точка на силовите електронни устройства следва да се разглежда целият жизнен цикъл, цялата екосистема по веригата на стойността и т.н.; необходимо е разработката и прилагането на специализирани методологии за провеждане на оценка на жизнения цикъл (ОЖЦ – Life Cycle Assessment) върху силови електронни устройства за сравняване на различни технологични решения. Стандартните индикатори от ОЖЦ не са достатъчни, за да се проектират устойчиви от гледна точка на екологията и ресурсите силови електронни устройства. В тази връзка трябва да се въведат допълнителни индикатори, свързани с описанието на сценариите за изтичане на жизнения цикъл като модулност, възможност за многократна употреба, възможност за ремонт и т.н. Затова следва да бъде променена и концепцията при създаването и прилагането на съществуващите инструменти за проектиране на силови електронни устройства.

8.2. Моделно-базирано проектиране – концепция и особености

От прегледа на актуалното състояние на проектирането в областта на силовата електроника следва извода, че постигането на оптимални (в определен смисъл) резултати при проектирането на силови електронни устройства е възможно единствено чрез прилагането на иновативни подходи, които съчетават съвременните средства на моделирането, изчислителната математика, изкуствения интелект и информационните и комуникационни технологии. Едно възможно решение е Моделно-базираното проектиране (МБП). МБП (Model-Based Design, MBD) на силови електронни устройства, ориентирано към жизнения цикъл, е иновативен подход към разработването на техника и системи, който се фокусира върху използването на компютърни модели през целия процес на проектиране, от концепцията до крайния продукт. Този метод позволява на инженерите и проектантите да симулират и тестват различни аспекти на устройствата преди физическото им производство, което води до намаляване на времето и разходите за разработка, както и до повишаване на качеството и надеждността на продуктите. Основни аспекти на моделно-базираното проектиране, ориентирано към жизнения цикъл са, както следва:

- *Фаза на концепция и проектиране.* На този етап се използват компютърни модели за изследване на различни дизайн концепции и за определяне на най-подходящите параметри на устройството. Моделирането позволява провеждане на виртуални експерименти и анализ на потенциалните предизвикателства в проектирането.
- *Симулация и анализ.* С помощта на специализиран софтуер инженерите симулират работата на устройството в различни условия, което им помага да идентифицират и коригират възможни проблеми преди реализацията на прототип.
- *Оптимизация на дизайна.* Моделно-базираното проектиране улеснява оптимизацията на проекта, като позволява бърза и ефективна корекция на дизайна в отговор на получените симулационни резултати или изисквания на клиентите.
- *Прототипиране и тестване.* Въпреки че МБП значително намалява необходимостта от физически прототипи, производството и тестването на прототипи остават важни за валидиране на моделите и техните предсказания.

- *Производство.* Информацията, генерирана през процеса на МБП, помага за оптимизиране на производствените процеси и за минимизиране на риска от грешки.
- *Поддръжка и утилизация.* МБП също така обхваща етапите на поддръжка и утилизация на устройствата, като предоставя детайлна информация за тяхната експлоатация, поддръжка и възможности за рециклиране или обновяване.

Предимство на предложения системен подход е, че още на първото ниво от процеса на проектиране се работи така, че да се изпълнят изискванията на заданието. Основен недостатък – нуждата от комплексни знания в доста широка област – електроника, електротехника, теория на управлението, схемотехника и т.н.

Моделно-базираното проектиране се основава на принципите на системния анализ, което означава, че проектираното СЕУ се разглежда като йерархична система, съставена от определен брой подсистеми (градивни елементи), взаимодействащи помежду си при поява на различни смущаващи въздействия, които се изразяват чрез промяната на: товара на изхода на СЕУ, входните захранващи енергоизточници, параметрите на околната среда. При тази постановка оптималното проектиране на СЕУ при отчитане на съществуващите ограничения се разглежда като задача за достигане на зададени пространствени координати. Като променливи на състоянието са неизвестните параметри на проектираното СЕУ, които изпълняват заданието за проектиране и при съблюдаване на условията за функциониране на градивните елементи и устройството като цяло. Това най-често са термични ограничения на отделните компоненти (градивни елементи), а напоследък и екологични изисквания, свързани с кръговата икономика. В този смисъл реализацията на моделно-базирано проектиране на СЕУ е свързано с:

- рационален избор на базови топологии и градивни елементи;
- използване на различни по сложност йерархични математични модели на: СЕУ, контролери, полупроводникови елементи, магнитни компоненти, кондензатори, източници на енергия;
- създаване на алгоритми за проектиране на СЕУ с гарантирани показатели в определена област;
- прилагане на подходяща софтуерна среда за решаване на горната задача.

Съществуващите и широко прилагани методики за проектиране на силови електронни устройства имат следните особености:

1. Базиран са на зависимости, които се получени за квазиустановен режим на работа, като обикновено се отчита само първият хармоник на променливите на състоянието.
2. Използваните алгоритми за проектиране са линейни и при неизпълнение на някое от изискванията на заданието или ограничение се налага започване на цялата процедура по проектиране отначало, като се извършва корекция на началните стойности на някой от параметрите. Много често няма пряка връзка в явен вид между стойностите на параметрите при проектирането и зададените ограничения.
3. Не е възможно да се оцени влиянието на толерансите на схемните елементи, промяната на товара, параметрите на работната среда и нелинейностите на елементите върху режима на работа на устройството.
4. При избора на стойностите на параметрите на силовото електронно устройство и режимите на работа не се отчита тяхното влияние върху динамиката на системата. Използването на такава оценка е един ефективен подход за разработване на силови електронни устройства с подобрени динамични показатели и робастни свойства по отношение на смущенията – промяна на параметри на градивни елементи и външни въздействия.
5. Липсва оценка на въздействието на дизайна върху жизнения цикъл на продукта и околната среда, а също така при проектирането не се използват данни от експлоатацията на подобни устройства.

8.3. Формализация на задачата за проектиране

Поради много широката област на приложение на силовите електронни устройства, те са с изключително голям диапазон на своите технически параметри: за мощности от няколко вата до няколко хиляди мегавата, напрежения от няколко волта до стотици киловолта и работни честоти от 50

Hz до няколкокостотин MHz. Използват се различни топологии, а също и разнообразни работни режими, в зависимост от областта на приложение. В тази връзка е необходимо да се използва унифициран подход за моделно-базирано проектиране, който да обобщава всички възможни варианти, с цел алгоритмизация и автоматизация на процеса. Формализацията на задачата за проектиране в силовата електроника изисква прилагане на структуриран подход, който обхваща няколко ключови стъпки, за да се гарантира, че проектираното устройство или система отговаря на поставените изисквания и стандарти. Този процес се разделя на няколко основни етапа:

1. Определяне на изискванията и целите на проекта

В този етап на база на специфициране на необходимата мощност и енергия съобразно приложението се определя: изходната мощност, входните и изходните напрежения, честоти, и токове; максималната допустима загуба на мощност и целева ефективност на устройството; условия на околната среда, в която ще работи устройството, включително температура, влажност и механични въздействия; регулаторни и безопасни изисквания, спазване на местни и международни стандарти и норми, включително екологични.

2. Избор на подходящи топология, компоненти и технологии

Включва избор на подходящи: топология и структура на силовата схема (прилагане или не на модулни структури); силови полупроводникови елементи; управляваща електроника и защиты (драйвери и контролери); пасивни компоненти (магнитни компоненти, кондензатори, и резистори), които отговарят на изискванията за мощност, ефективност, надеждност и екологичен отпечатък.

3. Проектиране на схеми и платки

Това включва: схемотехнично проектиране за разработване на електрическа схема, която отговаря на поставените изисквания; Проектиране на печатната платка, включително разпределение на компонентите и трасировка на пътеките, за да се минимизират загубите и електромагнитните смущения.

4. Симулация и анализ

В този етап чрез разнообразни симулационни инструменти се извършва анализ на: поведението на схемата при различни условия; ефективността и топлинния режим, за да се осигури адекватно охлаждане.

5. Прототипиране и тестове

Тази част включва: изработване на работен прототип на базата на проектираните схеми и PCB; извършване на разнообразни тестове за проверка на функционалността, ефективността и безопасността на прототипа при различни работни режими.

6. Итерации и финализиране на дизайна на устройството

Този етап е съставен от следните подетапи: анализ на резултатите от тестовете и идентифициране на проблеми; извършване на необходимите корекции и оптимизации на дизайна; проверка на финалния оптимизиран дизайн за съответствие с всички изисквания и стандарти.

Формализацията на проектирането в силовата електроника е цикличен процес, който обикновено изисква няколко итерации на дизайна и тестването, за да се достигне до желанния резултат. Ключът към успешния проект е внимателното планиране и подробната прецизност на всеки етап от процеса, а също прилагане на техники на изкуствения интелект, с цел използване на резултатите от работата по предишни проекти.

8.4. Постановка на задачата за моделно-базирано проектиране, ориентирано към жизнения цикъл

Изборът на схема и градивни елементи на определен тип преобразовател се извършва в зависимост от областта на приложение. Така например за преобразовател, предназначен за бита, е важна цената, за силово електронно устройство в електромобили е важна ефективността и теглото, и т.н.

При проектиране на силови електронни устройства се е наложила следната система от критерии:

1. Ефективност – определя се от загубите в устройството, които са пряко свързани с топлинните режими на гравивните елементи – E ;
2. Обем/тегло/габарити – този критерий/ограничение е важен при разработване на устройства с приложение в транспорта и е основен при летателните апарати – M ;
3. Цена – определяща при силови електронни устройства с масово приложение, например битови електроприбори – P ;
4. Функционални характеристики – те са свързани с апаратура, използвана в индустрията, научните изследвания, телекомуникациите, енергетиката и др. – C ;
5. Надеждност – това е основен критерий/ограничение при силови електронни устройства в медицината, авиацията и космонавтиката, военното дело и др. – R ;
6. Екологичен отпечатък – това е допълнителен критерий, свързан с екологичния отпечатък на гравивните елементи, използвани в силовата електроника – G .

Ясно е, че не е възможно всички гореизброени критерии да приемат едновременно минимална/максимална стойност. При приетата постановка, че качеството на изделието се оценява по няколко критерия се предлага използване на многокритериална оптимизация по метода на Парето. Точките (стойностите на елементите), оптимални по Парето, образуват множество на най-добрите или ефективни точки, които отговарят на критериите, съгласно наложените ограничения. При такава постановка задачата е неопределена и е необходимо да бъде избрано някое от решенията, т.е. задачата се свежда до избор на определен вариант, който се определя от лицето, вземащо решение (проектантът/мениджърът).

В този смисъл се въвежда следната функция на проектирането:

$$F \in \{E, M, P, C, R, G\} \quad (8-1)$$

По този начин критерий при проектиране може да бъде кой да е от гореизброените или комбинация от тях. Нека с X се означи векторът на подлежащите на определяне параметри (стойности на капацитети, индуктивности, честоти на комутация и т.н.) и трябва да се намери вектор X така, че:

$$\begin{aligned} F(X) &\rightarrow \text{extr} \\ \text{extr} &\in \{\min, \max\} \end{aligned} \quad (8-2)$$

За различните критерии това ще бъде със стойност \min , ако става дума за обем/тегло, екологичен отпечатък или цена и стойност \max , ако се използват ефективност или надеждност. При проектиране по критерий функционални характеристики може да имаме и единия и другия случай – например минимум пулсации, минимална чувствителност по отношение на изменение на параметрите на силовите електронни устройства или запазване на функционалност при максимално претоварване.

За да се формулира правилно задачата за проектиране, трябва да се разгледат някои особености на силовите електронни устройства в зависимост от мощността и областта на приложение.

а. Индустриални приложения:

- в случаите, когато става дума за преобразователи с малка и средна мощност (1 W – 10 kW) основно значение имат цената и функционалните показатели;
- при мощните преобразователи, захранващи електродвигатели и свърхмощните високоволтови силови електронни устройства при постоянно-токови електропреносни линии (високоволтови постоянно-токови преобразуватели – HVDC) основно се оценяват надеждността и ефективността. Към този тип приложения могат да бъдат отнесени освен СЕУ в релсовия и безрелсов електротранспорт и СЕУ за реализиране на различни индустриални устройства (нагреване, топене, спояване, заваряване). Това са преобразователи с дребносериенно или единично производство – мощностите са примерно от 10 kW до 100 MW.

б. Автомобилен и въздушен транспорт – мощностите са примерно от 0.1 kW до 100 kW, като основните изисквания са свързани с ефективност, надеждност, обем и тегло. Поставят се и ограничения по отношение на електромагнитна съвместимост.

в. Приложения в информационните и комуникационни технологии – тук са важни надеждността и ефективността, като се поставят ограничения по габарити, цена и тегло.

г. СЕП за лабораторни и изследователски цели – при тях от основно значение са функционалните характеристики. Мощностите са в интервала примерно от 0.1 kW до 100 kW и напреженията са от 10 V до 1000 V. Произвеждат се серийно или като единични бройки.

д. Битови приложения – тук мощностите са примерно до 5 kW, а напреженията до 250 V. Тези преобразуватели се произвеждат масово. В този смисъл те имат ниска цена и минимални изисквания към функционални характеристики.

е. В енергетиката – тук мощностите са различни в зависимост от вида на мрежите (нано, микро и мощни) и основно се оценяват надеждността, възможностите за регулиране и ефективността.

От гореизложеното следва, че не може да бъде формулиран единен критерий за проектиране на силови електронни устройства. Като следствие от това в редица случаи ограниченията се поставят неправилно, поради което не може да бъде намерено решение на задачата.

Тъй като проектирането освен с търсене на минимум е свързано и с удовлетворяване на определени ограничения по задание и такива, свързани с функционирането на силовите електронни устройства и факта, че $(F(X) \rightarrow \min) = (-F(X) \rightarrow \max)$, то задачата за проектиране на силови електронни устройства може да бъде формулирана в няколко варианта:

ЗАДАЧА 1

$$\begin{aligned} F(X) &\rightarrow \min \\ K(X) &\leq 0 \\ H(X) &= 0 \end{aligned} \quad (8-3)$$

ЗАДАЧА 2

$$\begin{aligned} F(X) &< \bar{U} \\ K(X) &\leq 0 \\ H(X) &= 0 \end{aligned} \quad (8-4)$$

X – вектор на търсените параметри (стойности на гравивните елементи, работна честота и т.н.);
 K, H – вектор функции на ограниченията;

\bar{U} е горната граница на минималната стойност на $F(X)$;

Дефинираме:

Допустима област S е множеството на параметри, подлежащи на определяне, за които са изпълнени ограниченията (8-3) или (8-4).

Оценката за горната граница на $F(X)$ в редица случаи може да бъде получена много лесно на базата на физически/технически ограничения или чрез експертна оценка. Така например ефективността не може да бъде по-голяма от единица, а цената за даденото силово електронно устройство – по-голяма от тази на пазара.

Коментар 1

Ако се приеме, че критерият (8-2) е положителен, то $U \in [0, \bar{U}]$, т.е. решението U на задача (8-3) принадлежи на интервала от нула до горната граница \bar{U} . Тогава чрез едномерно търсене при изменение на \bar{U} в зададения интервал може да бъде намерена минималната му стойност, която удовлетворява системата неравенства (8-4).

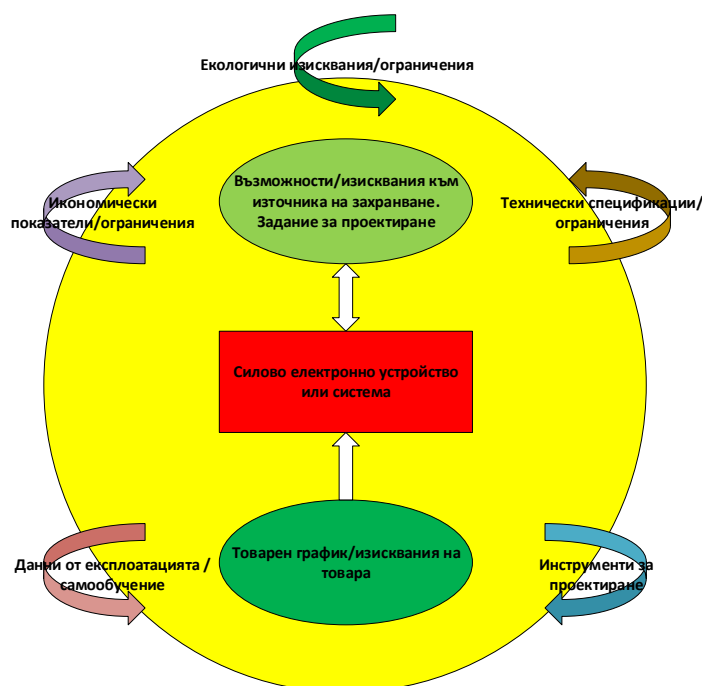
Коментар 2

В редица случаи **ЗАДАЧА 2** е по-разбираема за проектантите. Проблемът е, че много често трудно може да се формулира еднозначно целевата функция, или тя е някакъв компромис между няколко различни критерия. Така например, често задачата може да се постави не като намиране на устройство с максимална ефективност, а такова с ефективност, по-висока от зададената – т.е. да се произведе устройство, по-добро от съществуващите.

Коментар 3

При работата на силови електронни устройства в реални условия под влияние на различни фактори се променят параметрите на елементите, изграждащи устройството. Това е вследствие от изменението на: товара на изхода, захранващото напрежение, на параметрите на гравидните елементи. Тези промени се дължат и на изменение на околна температура, стареене на елементи и др. При използваните досега методи с последователен избор на параметрите тези фактори не се вземат предвид. Чрез въвеждане на допълнителни ограничения в системата (8-3) или (8-4) е възможно изграждане на силови електронни устройства с характеристики, които отчитат тези ограничения. Използването на този подход изисква проектантът да разполага със значително повече информация за възможните вариации на параметрите, режимите на работа и влиянието на околната среда. От друга страна налагането на твърде силни ограничения би довело до невъзможност за намиране на решение.

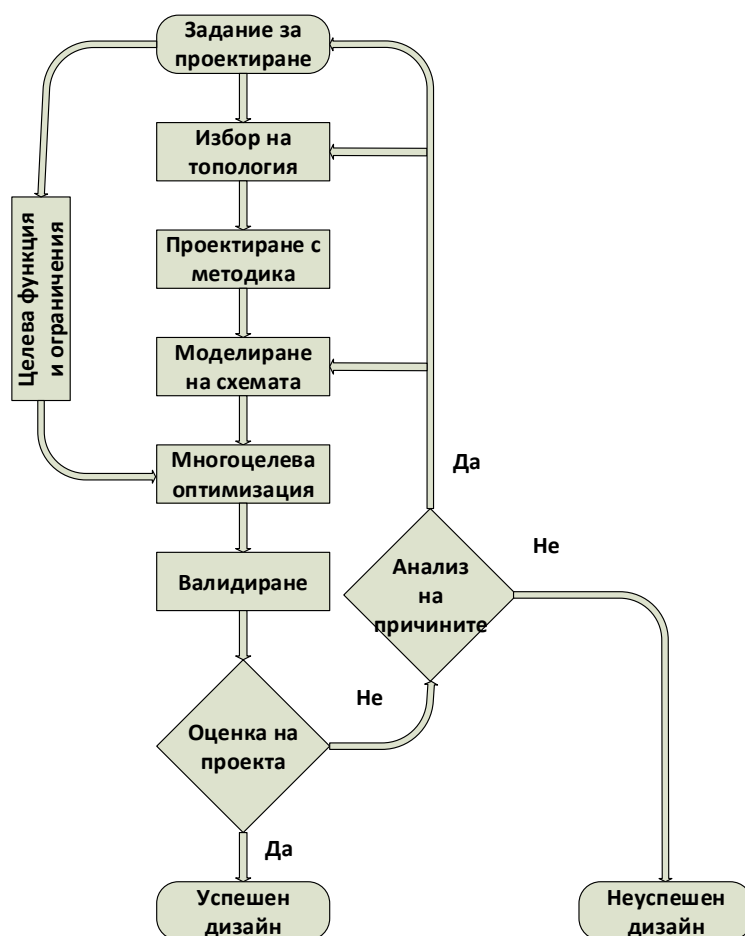
На **Фигура 8-2** е показана концепцията на моделно-базирано проектиране на силови електронни устройства, ориентирано към техния жизнен цикъл. Проектирането започва с формулиране на задание за проектиране, базирано на идентифициране на нуждите и потребностите на конкретното приложение, което се отразява чрез товарния график или оценка на поведението на товара. След това на тази основа се уточняват изискванията и възможностите на източника на входна мощност, чиято енергия ще се преобразува, след което се избира конкретна топология на устройството и се определят стойностите на схемните елементи. В този процес участват разнообразни софтуерни инструменти, данни от експлоатация, минал опит и различни оптимизационни процедури. Изборът и оразмеряването на конкретната топология става чрез основа на зададените основни изисквания и ограничения, които се налагат при проектирането, основано на жизнения цикъл: екологични, технически, икономически.



Фигура 8-2. Концепция за моделно-базирано проектиране на силови електронни устройства, ориентирано към техния жизнен цикъл

Едно примерно описание на пълното прилагане на алгоритъма за МБП е дадено на **Фигура 8-3**. Идеята на представения алгоритъм е в зависимост от конкретните нужди на проекта, а и съобразено с разполагемите ресурси да се използват напълно или частично отделните негови модули. Например многокритериалната оптимизация може да бъде заменена със графоаналитичен метод за заграждане на област от допустими решения или многократни експерименти и селекция на резултати (както е показано в следващия раздел). Също така проектирането може да бъде извършено частично и да се използват начални приближения, базирани на опит от предишни проекти и ограничения, свързани с технологични, икономически или екологични изисквания. В този аспект предложеният алгоритъм е максимално гъвкав и адаптируем към конкретните нужди и специфика на проекта.

В следващите раздели са показани основните моменти при МБП и оценка на получените резултати за две устройства – мостов последователен RLC инвертор и мостов паралелен инвертор на ток.



Фигура 8-3. Примерен алгоритъм на моделно-базирано проектиране на силови електронни устройства, ориентирано към техния жизнен цикъл

ГЛАВА 9. НОВО ПОКОЛЕНИЕ СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМИ

9.1. Тенденции в развитието на силови електронни устройства и системи

Силовата електроника е ключова област от техниката, фокусирана върху ефективното производство, преобразуване, разпределение и съхранение на електрическа енергия за различни нужди. Нейните най-забележителни и с голямо въздействие постижения са свързани с: използването на възобновяеми енергийни източници (слънчева, вятърна и водородна), в електрическите превозни средства, индустриалните технологии, бита и умните електрически мрежи.

В тази връзка силовите електронни устройства и системи са инструмент за широкото прилагане на силовата електроника като една иновативна и бързо развиваща се технология за създаване и рационално управление на енергийни потоци. Съобразно с тази роля се наблюдават следните ясно изразени тенденции в еволюцията на силовите електронни устройства и системи:

- постигане на по-висока ефективност;
- по-висока степен на интеграция. Интегрирането на повече функционалности в едно силово устройство става все по-разпространено. Това включва интегриране на управление, комуникация и защитни функции в един чип;
- по-ниски обеми и тегло. С развитието си силовата електроника се стреми към постигане на по-малки и по-леки устройства;
- по-високи работни честоти;

- усъвършенствани системи за управление и диагностика. Използването на напреднали алгоритми за управление и контрол играе роля в повишаването на ефективността и надеждността на силовите системи;
- по-добра защита и прогнозиране на неизправности. Еволюцията на технологиите осигурява по-добри методи за защита на силовите системи от различни претоварвания, късо съединение и други неизправности;
- имплементиране на интелигентни функции. Разработката на "умни" силови системи, които могат да се адаптират и оптимизират работата си в реално време съгласно конкретните работни условия играе все по-голяма роля в развитието на силовите електронни устройства и системи;
- информационната сигурност. Това е сравнително нов аспект от екосистемата на силовата електроника, като при силовите електронни устройства е от особено значение, защото тези устройства често са част от критичната инфраструктура, например в електроенергийните системи, промишлените процеси или транспортните системи;
- устойчивост и екологосъобразност. Новите технологии се разработват с акцент върху намаляване на околното екологично въздействие и използването на устойчиви материали, което е от значение във връзка с постоянно нарастващите нужди за опазване на околната среда.

Развитието и постиженията в областта на новите материали, нанотехнологиите, полупроводниците, моделирането, изчислителната математика, информационните и комуникационни технологии и техниките на изкуствения интелект, науката за данни, правят възможно създаването и широкото внедряване на умни силови устройства и системи. В този смисъл те са проектирани, прототипирани и оборудвани с иновативни и авангардни технологии за управление и контрол, за да могат да се само-адаптират, оптимизират и предоставят оптимално и ефективно управление на енергийните потоци.

9.2. Прилагане на нови материали и технологии при проектиране на силови електронни устройства

Основна цел на раздела е да представи концепцията на ново поколение силови електронни устройства и системи в светлината на появата и развитието на нови технологии и материали, а също така да очертае и проблемите и предизвикателствата при тяхното имплементиране.

9.2.1. Широко-зонови полупроводници в силови електронни устройства

Широко-зоновите полупроводници (Wide Bandgap Semiconductors) са материали, които имат по-голяма енергийна зонна ширина от традиционните полупроводници като силиций (Si) и германий (Ge). Тези материали предлагат редица предимства при тяхната употреба за управляеми полупроводникови ключове в силовата електроника, включително по-висока ефективност, по-високи работни температури и по-високи напрежения и температури на издръжливост. Основните видове широко-зонови полупроводници включват:

- *Силициев карбид* (Silicon Carbide – SiC). Той е известен с висока топлинна и химична стабилност. Използва се за създаване на мощни диоди и транзистори за силова електроника. Приложенията включват инвертори за електрически превозни средства, соларни инвертори и други мощни електронни устройства.
- *Галиев нитрид* (Gallium Nitride – GaN). Той се използва за създаване на високоефективни RF (радиочестотни) усилватели, бързи комутационни устройства и мощни транзистори. Приложенията включват безпроводни комуникации, микровълнови усилватели и LED за осветление.
- *Алуминиев нитрид* (Aluminum Nitride – AlN). Той се прилага за създаване на микровълнови усилватели, керамични кондензатори и други компоненти за силова електроника. Той съчетава висока топлинна проводимост с електрическа изолация.

Въпреки някои ограничения и недостатъци, широко-зоновите полупроводници имат голям потенциал за прилагане в силовата електроника и за подобряване на ефективността на преобразуване на електрическата енергия за широк кръг от приложения във време, когато енергийната ефективност и работоспособността на силовите електронни устройства са от основно значение.

9.2.2. Използване на нано-материали в силовите електронни устройства и системи

Разработката и комерсиализацията на нови материали също дава своето отражение върху развитието на силовата електроника. В този смисъл новите поколения магнитни компоненти играят важна роля в силовите електронни устройства и системи, като предлагат по-ефективни и компактни решения за управление на енергийни потоци. Някои от основните новости и тенденции в тази област са, както следва:

- Магнитни материали с висока наситеност;
- Интегрирани магнитни компоненти;
- Магнитни материали с ниски загуби;
- Магнитни компоненти за високи честоти;
- Магнитни компоненти за променлив ток (AC) и постоянен ток (DC).
- Интелигентни магнитни компоненти;
- Меминдуктивностите са нов тип електронни компоненти, които се използват в областта на силовата електроника. Те могат да бъдат използвани за създаване на устройства за управление на електрическа енергия с по-голяма ефективност и по-добър контрол. Те също така могат да бъдат включени във височестотните схеми за комуникация и предаване на данни, където промяната на индуктивността може да подобри скоростта и ефективността на преобразуване на сигналите.

За подобряване на ефективността и надеждността на електронните системи и устройства са разработени нови поколения силови кондензатори. Основните новости и тенденции в областта на силовите кондензатори са, както следва:

- Силови кондензатори с висока плътност на енергията;
- Суперкондензатори;
- Силови кондензатори с ниски загуби;
- Термично устойчиви кондензатори;
- Интегрирани кондензатори;
- Електролити на кондензатори с по-дълъг живот;
- Интелигентни кондензатори;
- Мемкондензаторите са електронни компоненти, които се базират на концепцията на мемристорите. Те представляват специален вид кондензатори, които могат да запазват информация за електрически заряд във формата на електрическо поле или топология на материала. Мемкондензаторите имат потенциал да променят начина, по който се създават и използват електронните устройства, като предоставят нови възможности за интегриране на памет и обработка на данни в електрическите вериги. Техните уникални характеристики ги правят подходящи за различни приложения в областта на силовата електроника и информационните технологии.

9.3. Гъвкави силови електронни устройства и системи

Модулните силови електронни устройства и системи са съставени от набор от модули или компоненти, които могат да бъдат свързани и комбинирани по различни начини, за да се постигне желаната функционалност или конфигурация. Тези устройства и системи предлагат гъвкавост и мащабиране, като позволяват на потребителите да създават персонализирани решения в съответствие с техните конкретни нужди и изисквания. Някои от основните характеристики и приложения на модулните силови електронни устройства и системи са:

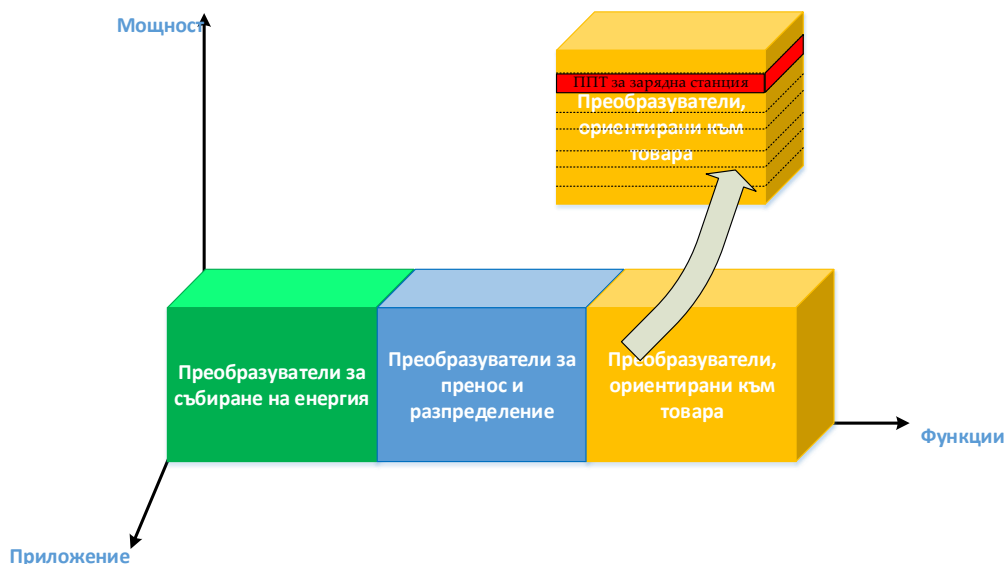
- Гъвкавост и скалируемост.
- Лесна интеграция и конфигурация. Модулните системи често са проектирани със стандартизирани интерфейси и протоколи за комуникация, което улеснява интеграцията и конфигурацията на различните компоненти.
- Постигане на максимална ефективност при работа с широка промяна на товара;

– Подобрена поддръжка и отстраняване на проблеми. Поради своята модулна структура тези системи често са по-лесни за поддръжка и отстраняване на проблеми, тъй като повредените или износени модули могат да бъдат заменени лесно, без да се налага да се прекъсва цялата система.

– Персонализирани решения.

– Широк спектър от приложения. Модулните системи се използват в различни области, като домашни автоматизации, промишленост, роботика, енергийни системи, IoT (Интернет на нещата) устройства и други.

В този смисъл чрез проучване на множество подходи, използвани за формулиране и формализиране на модулността в силовата електроника най-общ е този, базиран на по-широка идентификация на преобразователните модули за разлика от тези, които разглеждат само топологията на силовите схеми. По този начин, с оглед провеждане на комплексна оценка на процеса на проектиране на силови електронни устройства и системи е въведено понятието „технологично пространство на силовата електроника“ (ТПСЕ). Прилагането на ТПСЕ е полезно за представяне от една страна на цялата гама от възможни технологии за реализация на силови електронни устройства, и от друга с техните приложения и необходими мощности (<https://ieeexplore.ieee.org/document/8216222>). Концепцията технологично пространство на силовата електроника е визуализирана на **Фигура 9-2**, като силовите електронни устройства и областите на техните приложения са систематизирани съгласно тяхната употреба в различните етапи, свързани със събирането, разпределението, съхранението и потреблението на електрическа енергия.



Фигура 9-2. Технологично пространство на силови електронни преобразуватели (<https://ieeexplore.ieee.org/document/8216222>).

В този смисъл се дефинира специфична технология за силова електроника от пространството за приложими технологии (ППТ). Прилагането на този подход позволява да бъдат идентифицирани различни ППТ, ориентирани към конкретен проект, като например захранване на микрочип, система за индукционно нагряване, за фотоволтаичен генератор или за зарядна станция на електрическо транспортно средство. Едно ППТ за реализация на зарядни станции на електрически транспортни средства е показано на **Фигура 9-2**. Това пространство е получено, като от ориентирани към товара преобразуватели са избира релевантна спрямо изискванията мощност и топология.

Много характерен пример за въздействието на модулните структури върху подобряването на показателите на силови електронни устройства е проектирането на система за ултра-бързо зареждане (UFC) на електрически превозни средства (EV). В разгледания пример основната цел е да бъде предложен метод за намаляване на инсталираната мощност на DC/DC преобразувателите, като същевременно се запази възможността на всяко електрическо превозно средство да се зарежда с максимална мощност във всеки един етап на зарядния процес

време и позволяват двупосочен обмен на информация, което прави възможно оптимизирането на тяхното използване. IoT използва интернет протокола (IP) и световната мрежа (WWW) за пренос на информация и данни чрез различни видове мрежи, както и сензорни технологии. Този раздел представя концепция, произтичаща от последиците от електрическата система, захранвана предимно с преобладаваща възобновяема енергия, която именно ще използва Интернет на енергията. По този начин той се фокусира върху въздействието, което появата на IoE причинява на цял комплекс от системи, използвани в съвременното общество: интелигентни домове, интелигентни измервателни уреди, електрически превозни средства, слънчеви панели и вятърни турбини, обмен на енергия peer-to-peer (P2P) между потребители, оптимизиране на местоположението на станции за зареждане на електрически превозни средства (EV) или обмен на информация и енергия в интелигентните мрежи. Повечето проучвания показват, че децентрализираният подход към ефективния контрол и експлоатация на енергийната система, който се предлага от IoE, е много вероятно да стане масов още през 2030 г.

Терминът „интелигентна мрежа“ се използва за описание на електрическа система, която поддържа четири основни операции, включващи производство на електричество, пренос на електричество, разпределение на електричество и управление на енергийни потоци. Интелигентната мрежа се основава на двупосочен обмен на информация и енергия в рамките на електрическите мрежи. Използвайки своите уникални качества, той е способен да оптимизира, спестява и доставя енергия точно там, където е необходима. Интелигентните мрежи включват преобладаващи дялове от възобновяеми енергийни източници (ВЕИ).

От друга страна възобновяема енергия вече се генерира не само на ниво индустрия (напр. от големи държавни или частни компании), но и на ниво домакинство или индивид. В бъдеще всеки потребител на енергия ще се превърне в агент на пазара на електрическа енергия, който едновременно купува, произвежда и често продава електрическа енергия. Въпреки, че IoE може да изглежда като много нова идея, тя до голяма степен се основава на напредъка, правилата и общата архитектура на „класическите“ ИКТ и Интернет. IoE се състои от милиони инсталации за генериране на енергия, както и устройства и домакински уреди, които подават данни обратно към електрическата мрежа, използвайки peer-to-peer или базирана на сървър мрежа за получаване на информация, извършване на анализ и изпращане на команди. Следователно в най-близко бъдеще интелигентните мрежи с висок дял на възобновяема енергия ще позволят двупосочният поток от информация и енергия, с цел осигуряване на оптимално използване на енергия за всички потребители на системата.

В този смисъл IoE представлява глобална взаимосвързана мрежа, която се състои от различни битови и индустриални уреди, електрически устройства, големи и малки, както и интелигентни мрежи, които ги свързват заедно помежду си. Друг важен елемент на IoE е наличието на интелигентни измервателни уреди или сензори, които непрекъснато наблюдават всички процеси в тази мрежа и изпращат сигнали през мрежата, помагайки на IoE да разбере графика на уредите и потребителите и съответно да коригират своите модели както на производство, така и потребление на енергия.

Фигура 9-5 показва как гъвкавостта и иновациите се развиват в рамките на IoE и приложенията му за силно навлизане на възобновяеми енергийни източници на пазара на електроенергия стимулират енергийния преход. Трябва да се вземат предвид три основни аспекта, които бележат трансформацията на енергийния сектор изобщо (дигитализация, децентрализация и електрификация).



Фигура 9-5. Корелация между гъвкавост и иновации в Интернет на енергията (IoE) в контекста на децентрализирано производство на енергия.

Друг въпрос, който трябва да се спомене във връзка с насърчаването и поддържането на интелигентните мрежи с висок дял на възобновяема енергия са големите данни, които могат да се използват за много дейности и иновации в рамките на IoE. На енергийните пазари големите данни представляват ценен актив и източник на цялата възможна информация за потреблението и поведението на потребителите, домакинствата и фирмите. Благодарение на интелигентните измервателни уреди, интернет и бързи мобилни технологии, тази информация може да се събира и прехвърля бързо, за да бъде анализирана. За тази цел се използват компютърни алгоритми и изкуствен интелект, което е подобно на развитието и на „обикновения“ Интернет в наши дни.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В днешно време ролята на силовата електроника се е трансформирала от инструмент, позволяващ появата на нови възможности и технологии, към фундамент за осигуряване на устойчивото развитие на обществото. Две основни тенденции подкрепят този преход: увеличен капацитет за производство на възобновяема енергия и електрификация на крайните приложения, включително отопление и охлаждане. Въпреки сравнително високото ниво на зрялост и развитие, тази област продължава активно да се развива, от една страна поради постоянната поява на многобройни нови приложения и от друга поради въвеждането на нови полупроводникови материали с широка забранена зона, напредъка в технологията на пасивните електронни компоненти и интеграцията на съвременните информационни и комуникационни технологии по време на целия жизнен цикъл на силовите електронни устройства.

Технологичният напредък в областта на изкуствения интелект (ИИ), моделирането и науката за данни има значителен потенциал да подобри функционалността и устойчивостта на силовата електроника. Техники на изкуствения интелект успешно се използват за оптимизиране на управлението на силови електронни устройства, прогнозиране на поведението на силовите компоненти и подобряване на енергийната ефективност.

Друг съществен извод е, че благодарение на развитието на техниките на изкуствения интелект и изобилието от данни силовите електронни устройства все повече ще придобиват интелигентни функции, свързани със самообучение по време на експлоатация. В този смисъл в близко бъдеще ще се наблюдава размиване на отделните етапи от жизнения цикъл на изделията. Например при проектирането ще се отчитат данните от експлоатацията, а при експлоатацията в зависимост от натоварването ще се обучава контролерът – т.е. ще продължава проектирането, а при прилагане на модулни структури ще се търси оптималната размерност на отделните модули, с цел постигане на максимална гъвкавост и надеждност при минимална цена и въздействие върху околната среда.

Важен аспект при разработването и развитието на силови електронни устройства е екологичността и цикличността. Това се отнася до разработването на устройства, които използват по-малко енергия и са изработени от материали, които са по-малко вредни за околната среда. Инженерите се стремят да използват материали, които са лесно рециклируеми или извлечени по устойчив начин. Освен това усилията на проектантите се фокусират върху създаването на продукти и системи, които могат да бъдат пълноценно рециклирани след изтичане на техния живот. Това е част от по-широкия принцип на кръговата икономика, където всяка компонента на продукта има път за повторно използване или рециклиране. Тези стратегии помагат не само за намаляване на въздействието върху околната среда, но и могат да намалят оперативните разходи и да увеличат живота на продукта.

По този начин силовата електроника се разви и утвърди като област, която съчетава най-иновативните постижения при разработката на новите материали, моделирането, изчислителната математика, изкуствения интелект, индустрията и образование 5.0.

НАУЧНО-ПРИЛОЖНИ И ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ

Приносите в представения дисертационен труд са класифицирани, както следва:

Научни

1. Формулиран е нов подход за схемотехнично проектиране на силови електронни устройства, наречен моделно-базирано проектиране, който интегрира жизнения цикъл на продукта в процеса на неговата разработка, като се фокусира върху използването на различни по сложност модели, с които се описва не само устройството и неговите функции, но също така се включва информация за всеки аспект на жизнения му цикъл — от проектирането, производството и експлоатацията до поддръжката и рециклирането.
2. Предложен, приложен върху устройства, за които има изведени аналитични зависимости за проектиране и при такива, при които такива липсват и валидиран е метод за оптимизация на силови електронни устройства, базиран на прилагане на референтна крива, относно изходното напрежение/ток.
3. Дефиниран е унифициран подход за анализ на цял базов клас силови електронни устройства – инвертори със и без обратни диоди, работещи в режим на твърда и мека комутация на силовите полупроводникови прибори, в резонансен и апериодичен режим, базиран на общо описание на електромагнитните процеси в еквивалентна последователна RLC верига.
4. Предложен е квазиграничен метод за анализ на цял базов клас силови електронни устройства – резонансни преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение с два типа изходи: източник на напрежение и източник на ток.

Научно-приложни

1. Формулиран, реализиран и проверен е хибриден метод за проектиране на силови електронни устройства, основан на съвместното използване на аналитични зависимости, данни, натрупани от предишен опит при проектиране и моделно-базирана оптимизация по референтна крива.
2. Предложен, дефиниран и имплементиран в подходяща софтуерна среда е иновативен метод за проектиране на различни видове силови електронни устройства, базиран на техники на изкуствения интелект (невронни мрежи).
3. Създаден, реализиран и апробиран в релевантна среда е метод за гарантиране на показателите на различни видове силови електронни устройства чрез използване на толерансен анализ и моделно-базирана оптимизация по референтна крива, като са постигнати желан тип на преходен процес на пуск и значително намаляване на влиянието на толерансите на пасивните елементи върху работния режим на изследваните устройства.

Приложни

1. Създадена и проверена унифицирана рационална методика за проектиране на резонансни инвертори с различни приложения, като така определените стойности на схемните елементи служат за начални стойности на итерационните процедури на моделно-базираната оптимизация, по референтна крива.
2. Разработена и апробирана нова рационална методика за проектиране на резонансни преобразуватели от постоянно в постоянно напрежение с два типа изходи: източник на напрежение и източник на ток, като така определените стойности на схемните елементи служат за начални стойности на итерационните процедури на моделно-базираната оптимизация, по референтна крива.

СПИСЪК НА ПУБЛИКАЦИИТЕ ПО ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. **Hinov, N.**; Gilev, B. Matlab-Based Design Consideration of Series ZVS Single-Ended Resonant DC-DC Converter. *Mathematics* 2023, 11, 2384. (Open Access), Q1 (Mathematics), IF 2.4; CiteScore – Q1 (General Mathematics), SJR 2022, 0.446, <https://doi.org/10.3390/math11102384>; <https://www.mdpi.com/2227-7390/11/10/2384>
2. **Hinov, N.** An Innovative Design Approach for Resonant DC/AC Converters, Based on Symmetry in Their Operating Modes. *Symmetry* 2023, 15, 1864. (Open Access), Q2 (Multidisciplinary Sciences); IF 2.7, CiteScore – CiteScore – Q1 (General Mathematics); Q1 (Physics and Astronomy); Q1 (Computer Science), SJR 2022, 0.483, <https://doi.org/10.3390/sym15101864>; <https://www.mdpi.com/2073-8994/15/10/1864>
3. **Hinov, N.**; Gilev, B. Design Consideration of ZVS Single-Ended Parallel Resonant DC-DC Converter, Based on Application of Optimization Techniques. *Energies* 2023, 16, 5295. (Open Access), Q3 (Energy & Fuels), IF 3.2; Q1 (Engineering (miscellaneous)), SJR 2022, 0.632, <https://doi.org/10.3390/en16145295>; <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/14/5295>
4. **Hinov, N.** A Unified Approach to the Analysis of DC/AC Converters, Based on the Study of Electromagnetic Processes in a Series RLC Circuit. *Electronics* 2023, 12, 983. (Open Access), Q2(Electrical and Electronic Engineering), IF 2.9; Q2 (Electrical and Electronic Engineering), SJR 2022, 0.628, <https://doi.org/10.3390/electronics12040983>; <https://www.mdpi.com/2079-9292/12/4/983>
5. **Hinov, N.**; Gilev, B. Intelligent Design of ZVS Single-Ended DC/AC Converter Based on Neural Network. *Inventions* 2023, 8, 41. (Open Access), IF 3.4; Q1 (General Engineering), SJR 2022, 0.575, <https://doi.org/10.3390/inventions8010041>; <https://www.mdpi.com/2411-5134/8/1/41>
6. **Hinov N.** Quasi-Boundary Method for Design Consideration of Resonant DC-DC Converters. *Energies*. 2021 Sep 27;14(19):6153. (Open Access), Q3 (Energy & Fuels), IF 3.2; Q1 (Engineering (miscellaneous)), SJR 2021, 0.632, <https://doi.org/10.3390/en14196153>; <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/19/6153>
7. **Hinov N.**, Hranov T., Model-based optimization of a Buck DC-DC converter. In AIP Conference Proceedings 2019 Nov 13 (Vol. 2172, No. 1). AIP Publishing. (SJR)
8. Penev D., Arnaudov D., **Hinov N.**, Formalization, equivalence and generalization of basic resonance electrical circuits. In AIP Conference Proceedings 2017 Dec 7 (Vol. 1910, No. 1). AIP Publishing. (SJR)
9. **Hinov N.**, Arnaudov D. Model based design of a basic DC-DC converters. In AIP Conference Proceedings 2018 Dec 10 (Vol. 2048, No. 1). AIP Publishing. (SJR)
10. **Hinov N.**, Hranov T., Model-based optimisation of a Buck-Boost DC-DC converter. In 2020 21st International Symposium on Electrical Apparatus & Technologies (SIELA) 2020 Jun 3 (pp. 1-5). IEEE.
11. **Hinov N.**, Gilev B., Popov S., Modeling and Design of a Buck DC-DC Converter with Feed Forward Neural Networks. In 2021 IV International Conference on High Technology for Sustainable Development (HiTech) 2021 Oct 7 (pp. 01-04). IEEE.
12. Penev D., **Hinov N.**, Using Model-Based Design to Improve the Performance of Power Electronic Devices. In 2022 10th International Scientific Conference on Computer Science (COMSCI) 2022 May 30 (pp. 1-5). IEEE.
13. **Hinov N.**, Hranov T., Tolerance analysis of common transistor DC-DC converters, In 2021 25th International Conference Electronics 2021 Jun 14 (pp. 1-6). IEEE.
14. **Hinov N.**, Gilev B., Hranov T., Model-based optimization of a boost DC-DC converter, In 2019 II International Conference on High Technology for Sustainable Development (HiTech) 2019 Oct 10 (pp. 1-5). IEEE.

SUMMARY

The aim of the dissertation work is to propose a new model-based approach for the optimal design of power electronic devices, oriented towards their life, through the joint use of state-of-the-art means of applied mathematics, computer modeling, artificial intelligence techniques and information and communication technologies. cycle, taking into account the specifics of different applications.

To achieve this goal, the following tasks are set to be solved:

- a unified representation of the electromagnetic processes in a sequential RLC circuit, by which to describe the possible operating modes in a whole class of power electronic devices;
- to propose and formulate a unified approach for the analysis of resonant converters from constant to constant voltage, loaded at the output with a voltage source or a current source, based on the quasi-boundary method;
- creation and validation of rational methodologies for the design of various types of power electronic devices – inverters, converters from constant to constant voltage, with the possibility of algorithmization and implementation in modeling and simulation environments;
- application of model-based optimization for the design of various types of power electronic devices, by combining initial values of circuit elements obtained from rational design methodologies and subsequent optimization procedures.
- researching the possibilities of using neural networks for the design of various types of power electronic devices.
- automated tolerance analysis of passive circuit elements to guarantee the performance of power electronic devices.
- presentation of a new model-based approach to the design of power electronic devices, oriented to their life cycle, through which this process can be considered in a complex way, taking into account the maximum number of factors and limitations.
- summarizing the novelties and trends in the development of power electronics, based on the combination and application of: IoT, data science, artificial intelligence techniques for the development and application of a new generation of power electronic devices working together in the Internet of Energy.

Nowadays, the role of power electronics has evolved and increased its weight from an enabler of new possibilities and technologies to a critical technology for the sustainable development of society. Two main trends support this transition: increased renewable energy generation capacity and the electrification of end-use applications, including heating and cooling. Despite the relatively high level of maturity and development, this field continues to actively develop, on the one hand caused by the constant emergence of numerous new applications and on the other hand due to the introduction of new semiconductor materials with a wide band gap, advances in the technology of passive electronic components and the integration of modern information and communication technologies during the entire life cycle of power electronic devices.

Technological advances in artificial intelligence (AI), modeling and data science have significant potential to improve the functionality and sustainability of power electronics. Artificial intelligence techniques are successfully used to optimize the control of power electronic devices, predict the behavior of power components and improve energy efficiency.

Another important conclusion is that thanks to the development of artificial intelligence techniques and the abundance of data, power electronic devices will increasingly acquire intelligent functions related to self-learning during operation. In this sense, in the near future, a blurring of the individual stages of the product life cycle will be observed. For example, during design, operation data will be taken into account, and during operation, depending on the load, the controller will be trained – i.e. the design will continue, and when applying modular structures, the optimal dimensions of the individual modules will be sought in order to achieve maximum flexibility and reliability at a minimum cost and impact on the environment.