



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Никола Вукајловић

**Суперкондензатор као елемент хибридног
електричног складишта енергије
савремених електричних возила**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2022



КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска документација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација
Аутор, АУ:	Никола Вукајловић, дипл.инж. мастер
Ментор, МН:	Ванр. проф. др Драган Милићевић
Наслов рада, НР:	Суперкондензатор као елемент хибридног електричног складишта енергије савремених електричних возила
Језик публикације, ЈП:	Српски језик
Језик извода, ЈИ:	Српски језик
Земља публиковања, ЗП:	Србија
Уже географско подручје, УГП:	Војводина
Година, ГО:	2022
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	21000 Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића бр. 6
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	7/203/0/17/179/0/3
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Енергетска електроника и електричне машине
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Електрична возила, суперкондензатор, хибридно складиште енергије
УДК	
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука Трг Доситеја Обрадовића бр. 6, 21000 Нови Сад
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	Предмет научне расправе у овом раду јесте анализа могућности и оправданости употребе хибридног електричног складишта у електричним возилима, које је засновано на литијум-јонским батеријама и суперкондензаторима. Основна мотивација за истраживање овакве конфигурације електричног складишта произилази из недостатака које имају чисто батеријска складишта у погонима електричних возила. Као најважнији препознати су недостаци који се доводе у везу са убрзаним старењем батерија које је узроковано природом оптерећења карактеристичним за погон електричних возила, а што се даље одражава на друге техничке али и економске аспекте.
Датум прихватања теме, ДП:	
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: Ванр. проф. др Борис Думњић
	Члан: Ванр. проф. др Милан Бебић
	Члан: Доц. др Лука Стрезоски
	Члан: Доц. др Бане Попадић
	Члан, ментор: Ванр. проф. др Драган Милићевић
	Потпис ментора



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual material, printed
Contents code, CC :	Doctoral dissertation
Author, AU :	Nikola Vukajlović
Mentor, MN :	Assoc Prof. Dragan Milićević
Title, TI :	Supercapacitor as element of hybrid electric power storage in modern electric vehicles
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian
Country of publication, CP :	Serbia
Locality of publication, LP :	Vojvodina
Publication year, PY :	2022
Publisher, PB :	Author's reprint
Publication place, PP :	Trg Dositeja Obradovića 6, 21000 Novi Sad
Physical description, PD : <small>(chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)</small>	7/203/0/17/179/0/3
Scientific field, SF :	Electrical and computer engineering
Scientific discipline, SD :	Power electronics and electric machines
Subject/Key words, S/KW :	Electric vehicles, supercapacitor, hybride energy storage
UC	
Holding data, HD :	Library of Faculty of Technical Sciences Trg Dositeja Obradovića 6, 21000 Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	The subject of the scientific considerations in this dissertation is the analysis of possibilities and justification for hybridization of the electric power storage in modern EVs, using lithium-ion batteries and supercapacitors. The fundamental motivation for the research of this energy storage configuration stems from the deficiencies which pure battery storage EVs possess. As most significant deficiencies this dissertation recognizes those which can be linked to accelerated battery aging caused by the type of battery load characteristic for EV drive, which further influences other technical and economical aspects.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: Assoc Prof. Boris Dumnić
	Member: Assoc Prof. Milan Bebić
	Member: Asst. Prof. Luka Strezoski
	Member: Asst. Prof. Bane Popadić
	Member, Mentor: Assoc. Prof. Dragan Milićević
	Menthor's sign

Захвалница

Посебну захвалност дугујем ментору проф. др Драгану Милићевићу, који ми је пружио како моралну тако и стручну подршку током мог досадашњег научног и стручног усавршавања, као и у изради ове Дисертације.

Захваљујем се свим члановима Комисије на подршци као и на корисним саветима и сугестијама који су значајно допринели квалитету Дисертације.

Велику захвалност дугујем проф. др Борису Думнићу који је својим залагањем и подршком имао веома велики допринос повећању квалитета Дисертације посебно у експериментланом делу, кроз обезбеђивање неопходне опреме.

Велику захвалност дугујем проф. др Драгану Пејићу који је дао значајан допринос и пружио ми помоћ из области метрологије и снимања фреквенцијских карактеристика суперкондензатора.

Највећу захвалност за успешан завршетак ове Дисертације дугујем својој породици, родитељима Драгану и Љиљани, мојој Александри, ћерки Николини и тета Сузани, који су ми дали безусловну подршку и разумевање током израде ове Дисертације.

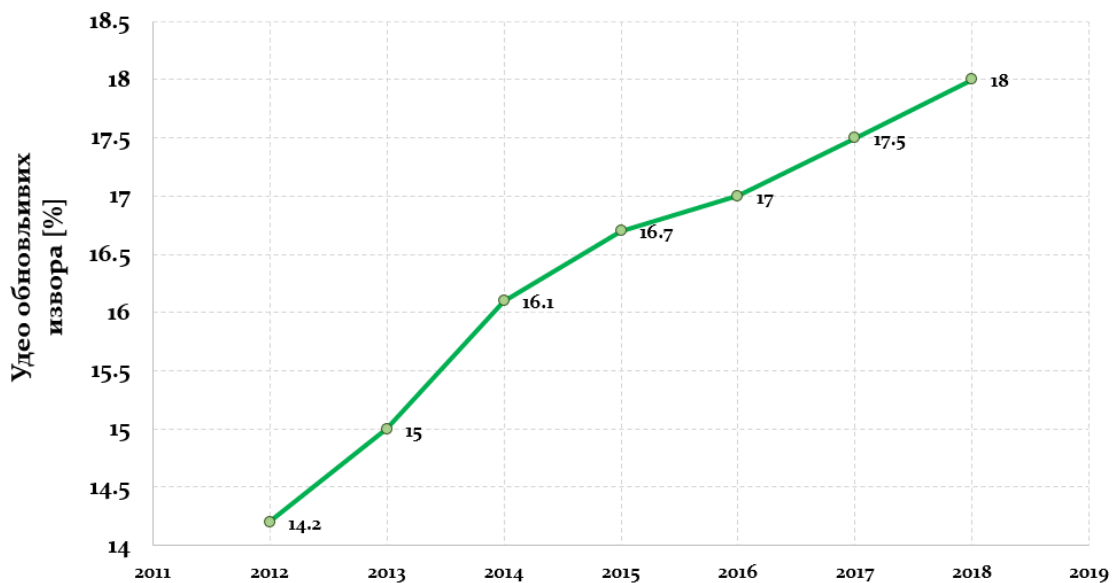
Садржај

1. УВОД	1
2. СУПЕРКОНДЕНЗАТОР КАО ТЕХНОЛОГИЈА ЗА СКЛАДИШТЕЊЕ ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ	8
2.1. Уводна разматрања	9
2.1.2. Историјски преглед развоја технологије суперкондензатора	10
2.1.3. Упоредна анализа литијум-јонских батерија и суперкондензатора.....	11
2.2. ТЕХНОЛОГИЈА СУПЕРКОНДЕНЗАТОРА	14
2.2.1. Преглед технологија суперкондензатора	14
2.2.2. Технологија електричног двослојног кондензатора	15
2.3. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ СУПЕРКОНДЕНЗАТОРА.....	19
2.3.1. Класични математички модел суперкондензатора	19
2.3.2. Математички модел суперкондензатора заснован на фракционом интегрално-диференцијалном рачуну	24
2.3.3. Фракциони модел суперкондензатора	33
2.3.4. Одређивање параметара суперкондензатора	35
2.3.5. Електрохемијска спектроскопија импедансе суперкондензатора	40
2.4. МОДЕЛ СТАРЕЊА СУПЕРКОНДЕНЗАТОРА	49
2.4.1. Лабораторијско тестирање старења суперкондензаторске ћелије употребом теста размене снаге	50
2.5. БУДУЋИ ТРЕНДОВИ РАЗВОЈА И УПОТРЕБЕ СУПЕРКОНДЕНЗАТОРА	54
3. ПРЕТВАРАЧ ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ ЗА КОНТРОЛУ РАДА СУПЕРКОНДЕНЗАТОРА У ФУНКЦИЈИ СКЛАДИШТА ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ	56
3.1. ПРЕГЛЕД ТОПОЛОГИЈА ЈЕДНОСМЕРНИХ ПРЕТВАРАЧА И ЊИХОВИХ КАРАКТЕРИСТИКА	56
3.2. ЈЕДНОСМЕРНИ БИДИРЕКЦИОНИ ПРЕТВАРАЧИ.....	62
3.2.1. Једнофазни једносмерни бидирекциони претварач	65
3.2.2. Трофазни једносмерни бидирекциони претварач.....	81
3.3. ДИЗАЈН ПРОТОТИПА ТРОФАЗНОГ ЈЕДНОСМЕРНОГ БИДИРЕКЦИОНОГ ПРЕТВАРАЧА.....	125
3.3.1. Дизајн енергетског сегмента претварача	126
3.3.2. Прорачун пасивних компоненти.....	136
3.3.3. Контролни систем.....	139
3.4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА РАДА ПРЕТВАРАЧА	145
3.4.1. Конфигурисање и интеграција поставке за верификацију.....	147
3.4.2. Експериментална верификација прототипа претварача	157
4. АНАЛИЗА УТИЦАЈА СУПЕРКОНДЕНЗАТОРСКОГ СКЛАДИШТА НА РАД ЕЛЕКТРИЧНОГ ВОЗИЛА	164
4.1. ХИБРИДНО ЕЛЕКТРИЧНО СКЛАДИШТЕ ЕНЕРГИЈЕ У ЕЛЕКТРИЧНИМ ВОЗИЛИМА	166
4.1.1. Батерија у енергетском складишту електричног возила	168
4.1.2. Суперкондензатор у енергетском складишту електричног возила	170
4.1.3. Енергетски менаџмент хибридног енергетског складишта	172
4.2. МОДЕЛ ЕЛЕКТРИЧНОГ ВОЗИЛА СА ХИБРИДНИМ ЕЛЕКТРИЧНИМ СКЛАДИШТЕМ ЕНЕРГИЈЕ	175
4.3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ПОСТАВКА ЗА АНАЛИЗУ РАДА ХИБРИДНОГ ЕНЕРГЕТСКОГ СКЛАДИШТА ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ У ПОГОНУ ЕЛЕКТРИЧНОГ ВОЗИЛА	183
4.4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА РАДА ХИБРИДНОГ ЕНЕРГЕТСКОГ СКЛАДИШТА ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ У ПОГОНУ ЕЛЕКТРИЧНОГ ВОЗИЛА	186
5. ЗАКЉУЧАК	196
6. ДОДАТАК	198
7. ЛИТЕРАТУРА	200

1. Увод

Савремени трендови технолошког и економског раста, али и побољшање животног стандарда цивилизације, са собом доносе рапидно увећање конзумације различитих енергената укључујући и електричну енергију, чија се потрошња троструко увећала током 20. века. Тренд раста потрошње електричне енергије наставља се и у првим деценијама 21. века. Међутим проблематика конструисања и експлоатације традиционалних електрана, које могу да задовоље растуће захтеве за енергијом, иде у прилог растућој забринутости за деградацију квалитета животне средине и порасту загађења пре свега атмосфере, али не треба занемарити ни загађење земљишта и воде као и последично оштећење и уништавање биома. Ова проблематика већ је одавно подстакла интересовање за могућности замене тренутно актуелних „прљавих“ технологија чистијим, о чему говори низ регулатива, субвенција, подстицајних мера али и легислатива донетих на нивоу појединачних држава али и међународних организација.

Истраживање потенцијала, ефикасности и доступности појединих обновљивих извора искристалисали су ветар и сунце као нове (поред хидро-енергије и био-енергије), а уз то широко доступне и релативно економичне изворе за широку примену. С тим у вези је и развој свих технологија неопходних за конверзију у електричну енергију био углавном уско фокусиран на ове изворе енергије. Као резултат истраживачког и индустријског ангажовања у области обновљивих извора 17.5% укупно потрошене електричне енергије на територији Европске уније током 2017., добијено је из обновљиви извора енергије, као што је приказано на слици 1.1. Најзначајнији допринос дали су енергија ветра и енергија сунца и то око 13.8 % енергије добијено је из енергије ветра, а око 6.4 % из енергије сунца. Овакав тренд развоја очекује се и у будућности, посебно имајући у виду циљеве које је пред себе поставила Европска унија по питању удела обновљивих извора у производњи/потрошњи енергије, које је потребно реализовати до 2030. и 2050. Међутим тренутно постојећа ограничења и недостаци инхерентни природи енергије ветра и сунца умногоме ограничавају могућност потпуне елиминације традиционалних извора енергије попут термо-, хидро- и нуклеарних електрана [1]–[3].



Слика 1.1 Удео обновљивих извора у укупној потрошњи електричне енергије у Европској унији

Проблематика обновљивих извора пре свега се огледа у чињеници да енергија оваквих извора није стално доступна, а са друге стране и онда када је доступна она није константна. Ови проблеми пре

свега доводе до тога да обновљиви извори изазивају нестабилност преносне/дистрибутивне мреже, а самим тим изискују постојање других стабилних извора енергије попут хидро-, термо- и нуклеарних електрана које ће имати улогу да компензују варијације у производњи енергије. Треба имати на уму и релативно низак степен искоришћења код класичних фото-напонских панела, који се тренутно креће у опсегу 12-30%, проблем који нема перспективу да на брз, јефтин и ефикасан начин буде превазиђен. Са друге стране енергија ветра и даље захтева огромна улагања у опрему, неопходна постројења и одржавање. Може се са сигурношћу тврдити да ветар и сунце, иако дају добру алтернативу за производњу чисте енергије, са собом и даље доносе низ како техничких тако и практичних потешкоћа, па према томе не дају сасвим оптимистичну перспективу да постану доминантни, самостални и поуздани извори енергије.

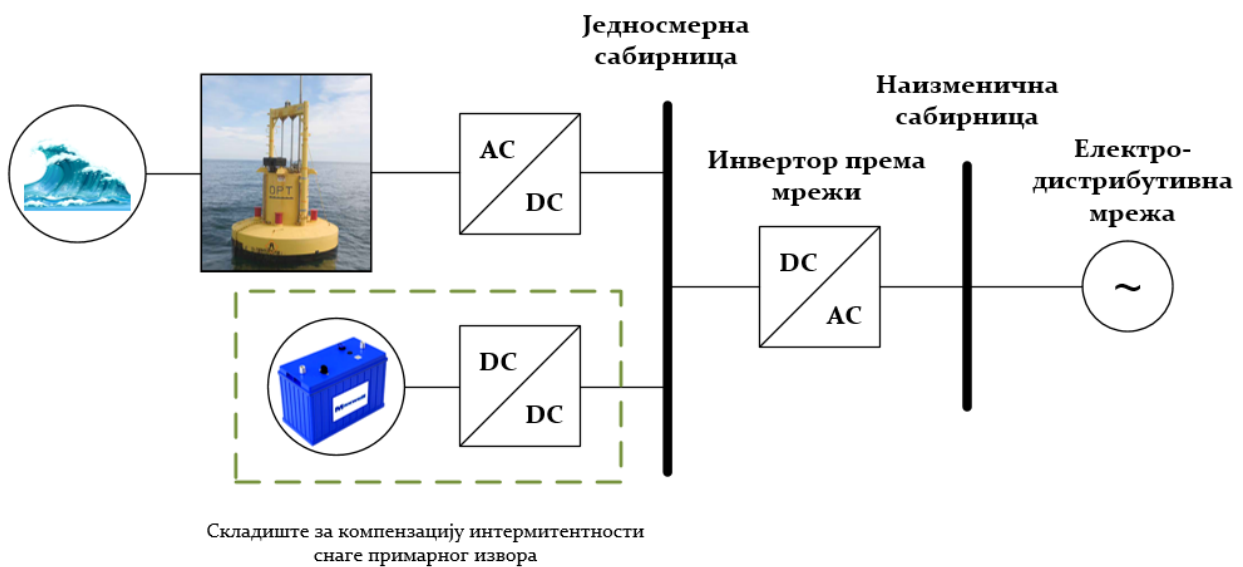
Као решење неких од проблема који постоје у технологијама за конверзију обновљивих извора енергије у електричну енергију, доста дуго се разматрају различите технологије за складиштење. Ако се анализирају технологије за складиштење електричне енергије, онда су складишта заснована на литијум-јонским батеријама најчешће употребљена технологија. Релативно ниска цена, одличне перформансе као и релативно велики капацитет чине ову технологију веома примамљиво, па не треба да чуди да је управо ова технологија постала и стандардно индустријско решење у многим апликацијама, каве су преносни рачунари, електрична возила, самостални фотонапонски системи али и системи резервних и непрекидних напајања. Међутим компликовани системи за праћење и надзор рада литијумских-батерија, као и за процесе пуњења и пражњења без којих њихов рад није могућ, а уз то и релативно ограничена тренутна снага, остављају простор за друге технологије складиштења електричне енергије. Једна од таквих технологија је и електрични двослојни суперкондензатор који по неким својим особинама значајно предњачи литијум-јонским батеријама посебно када је у питању животни век и тренутна снага. Управо су ово фактори који могу имати пресуду улогу у избору адекватне технологије за решавање неког од актуелних проблема.

Технологија суперкондензатора се још увек сматра недовољно зрелом за широку индустријску примену, упркос чињеници да је веома дуго позната и истраживана. Једну од веома битних препрека представља и релативно висока цена од 10.000 \$/kWh, док на пример стандардна технологија литијум-јонских батерија има знатно нижу цену од 250 \$/kWh. Са друге стране суперкондензатори се карактеришу неупоредиво дужим животним веком који за неке комерцијално доступне моделе износи од 500.000 до 1.000.000 циклуса, док литијум-јонске батерије имају животни век у опсегу 500-3.000 циклуса зависно од технологије [4]. Додатно суперкондензатори се одликују знатно већом тренутном снагом него батерије, што их чини примамљивим у апликацијама које захтевају брзу и интензивну размену снаге која би имала негативне ефекте на батерије посебно на њихов животни век, али и на капацитет. Ово је пре свега последица значајно веће густине снаге суперкондензатора. Једна од особина која чини суперкондензатор додатно примамљивим јесте и чињеница да се капацитивност суперкондензатора приметно обнавља током периода његовог мировања. Овај ефекат није забележен у постојећим технологијама литијум-јонских батерија. Ово су само неке од предности суперкондензатора у односу на батерије, а које суперкондензаторе стављају у конкурентску позицију батеријама, док у одређеним случајевима једино суперкондензатори и могу пружити адекватне перформансе.

Испитивање могућности за једноставну, ефикасну и економски оправдану интеграцију складишта енергије у системе обновљивих извора једна је од главних фокуса актуелног истраживања. Са друге стране диверсификација обновљивих извора кроз укључивање различитих видова енергије у процес производње, може такође допринети решавању постојећих проблема. У складу са овим извори енергије као што је на пример енергија мора, тачније морских таласа, плиме и осеке и морских струја

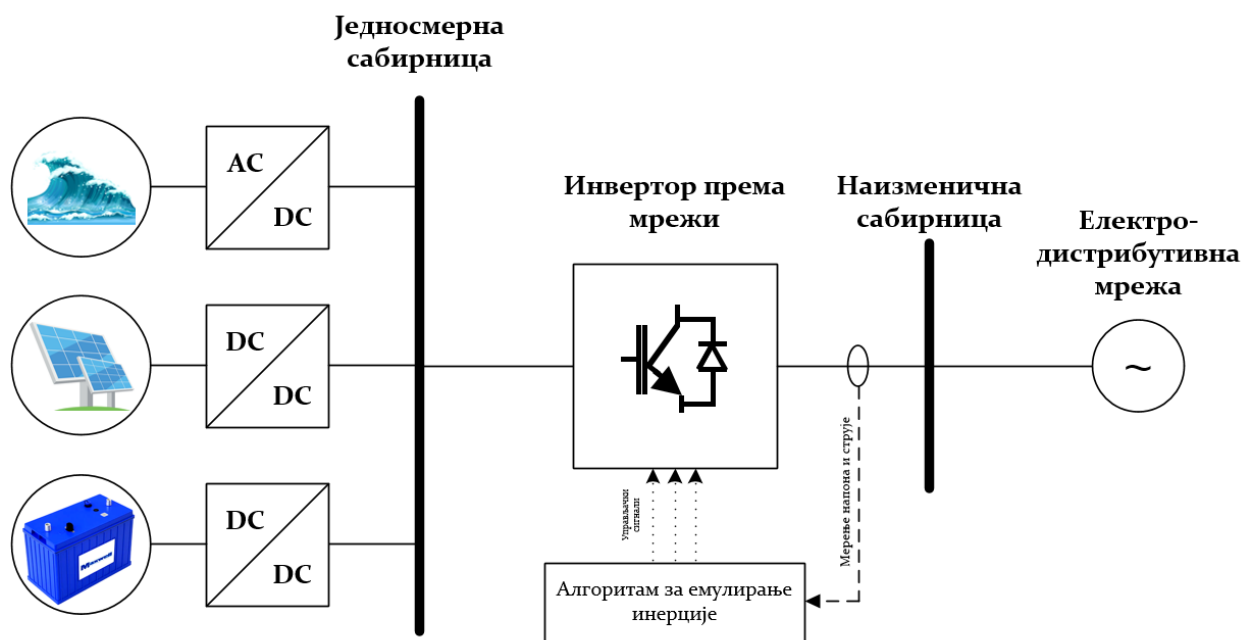
већ дуго привлачи пажњу не само истраживача, већ и институција које се баве комерцијалним приступом новим технологијама.

Међутим када је реч о овом типу извора енергије, и даље се не може говорити о системској интеграцији у преносне/дистрибутивне системе, већ само о појединачним или експерименталним системима. Један од основних проблема ових и њима сличних извора енергије јесте висок степен интермитентности снаге која се из њих добија. Висока интермитентност проблематична је из угла прикључења таквог извора на електро-дистрибутивну мрежу, односно са аспекта испуњавања критеријума за прикључење. Због тога је од интереса и разматрање оправданости коришћења складишта заснованог на суперкондензаторима у апликацијама као што је она приказано на слици 1.2, у циљу смањења интермитентности снаге извора електричне енергије према електро-дистрибутивној мрежи.



Слика 1.2 Систем за компензацију интермитентности снаге примарног извора енергије

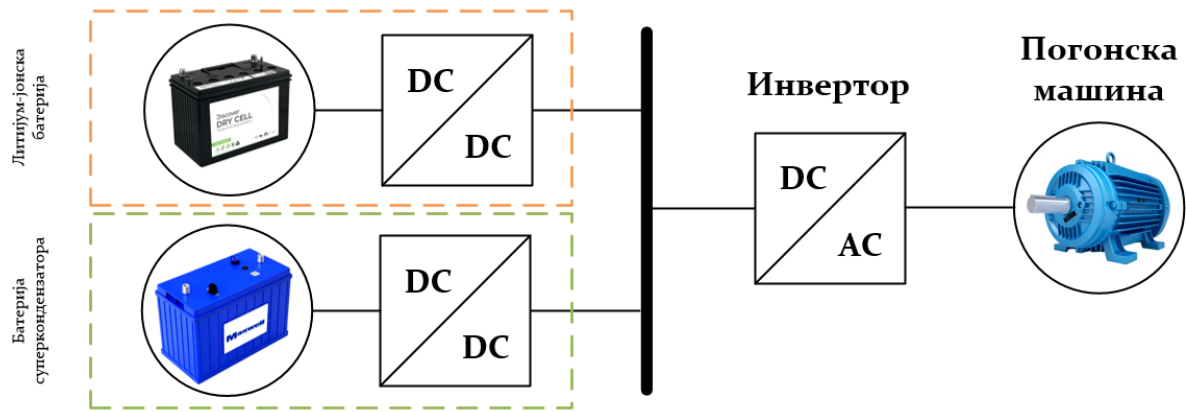
Посебан аспект проблема интеграције обновљивих извора енергије у постојеће електро-дистрибутивне системе представља њихова инерција. Традиционално овај аспект се није морао додатно разматрати јер се електро-енергетски систем доминантно ослањао на инерцију ротора великих синхроних генератора у електранама. Уколико би дошло до неког поремећаја у мрежи који би изазвао варијацију фреквенције, кинетичка енергија акумулисана у ротору синхроног генератора би обезбедила инерцијални одзив и на тај начин спречила значајну варијацију фреквенције. Дакле инертност се није посматрала као посебно проблематична, јер је била перципирана као природна карактеристика електро-енергетског система. Међутим повећаним уливом обновљивих извора, који се могу окарактерисати као системи са веома малом инерцијом, јавила се јасна потреба за одржавањем инерције електро-енергетског система. Што је инерција система мања, то ће брзина промене фреквенције (*енгл. Rate of Change of Frequency – RoCoF*) у тренутку неког поремећаја бити већа, а додатно ће се повећати и пад/скок фреквенције (*енгл. Frequency nadir/zenith*). Ово за резултат може имати појаву кварова, испад појединих делова електро-енергетског система или његов потпуни колапс. Решавање ове проблематике може се реализовати на различите начине, а један од њих приказан на слици 1.3, подразумева и употребу суперкондензатора као брзе енергетске резерве. Овакав приступ интересантан је за разматрање са аспекта употребе адекватног енергетског складишта заснованог на суперкондензаторима, иако неки приступи подразумевају и другачије технологије као што су на пример замајна маса или синхрони компензатор.



Слика 1.3 Конфигурација система за повећање инерције са суперкондензатором

Поред обновљивих извора енергије, сматра се да ће значајан утицај на смањење загађења околине имати и масовна замена аутомобила погоњених енергијом фосилних горива оним погоњеним електричном енергијом. Број електричних возила на глобалном нивоу износио је 2.1 милион у 2018., што је представљало 40% повећање у односу на 2017. Сличан тренд се наставио и од 2020. године када је према проценама број електричних и хибридних превозних средстава износио око 10 милиона. Међутим ови резултати постигнути су углавном кроз државне субвенције, законе и друге легислативно обавезујуће мере, а не кроз слободно тржиште. Разлог за овакво стање је висока цена електричних возила у поређењу са возилима истих карактеристика који су погоњени фосилним горивима. Поред тога ограничења у растојању које је могуће прећи са једним пуњењем, и времену пуњења батерије додатно одвраћају купце од ове технологије. Иако је за успех електричних аутомобила на тржишту пресудна технологија батерија, ипак би се могао разматрати и потенцијал за употребу хибридних складишта енергије чији је саставни део подсистем који садржи на пример суперкондензатор као енергетско складиште.

Могућност брзе акумулације или повлачења енергије умногоме може допринети ефикасности и перформансама погона електричног аутомобила. Међутим такви режими пуњења и пражњења имају лош утицај на тренутно актуелне технологије батерија, посебно на њихов животни век. Како батерије заузимају значајан удео у укупној цени електричног аутомобила, непожељно је мењати батеријско складиште чешће него што је то апсолутно неопходно. Управо се период експлоатације батерије може значајно продужити имплементацијом суперкондензатора као додатног механизма складиштења рекупериране енергије, као што је приказано на слици 1.5. Литература препознаје нагле промене смера струје и струје великог интензитета, као факторе који убрзано смањују животни век батерије са једне стране али и њен капацитет са друге. Ово за последицу има да се током експлоатације електричног возила смањује растојање које је могуће прећи са напуњеном батеријом, а такође смањује се и време могуће експлоатације батеријског складишта. Такав принцип рада погоршава и економски аспект електричних возила, који тренутно представља један од кључних параметара када је у питању усвајање ове технологије. Систем приказан на слици 1.4, има могућност да релаксира напрезање батерије и тиме умањи штетне ефекте на њен капацитет и животни век.



Слика 1.4 Складиште енергије електричног аутомобила са суперкондензатором

Поред рекуперације, суперкондензатор би требао да одигра битну улогу и приликом наглог убрзања када се у кратком времену захтева релативно велика електрична снага. На овакав начин се батерија опет растеређује од рада у режимима са великим вредностима струје, а оставља јој се да ради током равномерног кретања (*енгл. Cruising*), када су износи и промене струјног оптерећења значајно мањи. Овим приступом се значајно продужава животни век батерије [5]. Детаљна анализа управо овог концепта биће главни фокус овог рада, при чему се полази од следеће хипотезе:

Хибридизацијом класичног енергетског складишта електричног возила употребом суперкондензаторског складишта и одговарајућег једносмерног претварача, уз употребу адекватног алгоритма енергетског менаџмента, могуће је постићи значајна побољшања перформанси самог складишта, али и електричног возила у опште. Продужетак животног века батерије, повећање растојања које се може прећи, смањење деградације капацитета батерије и побољшање динамичких перформанси електричног возила представљају главне параметре на које ће утицати хибридизација енергетског складишта.

Иако се у референтној литератури осим суперкондензатора као могућност појављују и друге технологије за хибридизацију батеријског складишта електричних возила, као што су механички замајци или горивне ћелије, незаобилазно се постављају и питања сигурности, поузданости и безбедности оваквих система [6]. Чини се да хибридизација енергетског складишта електричних возила употребом електричних система доноси значајно боље перформансе укључујући и ефикасност. Стога је сасвим оправдано разматрати практичност хибридизације енергетског складишта електричних возила употребом суперкондензатора, посебно имајући у виду релативно велику густину снаге која је основна карактеристика ове технологије за складиштење енергије.

Актуелна технологија енергетског складишта електричних возила заснива се искључиво на литијум-јонској технологији батерија, које су се показале као добро решење у великом броју апликација малих и средњих снага. Робусност и густина енергије литијум-јонских батерија квалификовале су их као логично решење за складиштење енергије и у сфери аутомобилске индустрије. Међутим године практичног искуства и експлоатације и електричних и хибридних возила показала су да литијум-јонске батерије имају значајне недостатке у оваквим погонима [7]. Показало се да поред антиципираних недостатака попут времена пуњења, пређеног пута и економског аспекта, постоје и други технички недостаци који се морају узети у обзир јер значајно утичу на перформансе и економију електричних возила. Наиме истраживања су показала да струјни профили оптерећења батерије карактеристични за погоне електричних возила могу битно редуковати не само перформансе већ и животни век батерије [8]. Ова појава везује се за чињеницу да су оптерећења батерије у погону електричног возила најчешће веома рапидна и интензивна, што негативно утиче на батерију и њене

радне перформансе. Повећање редне отпорности и редуција капацитета, две су највидљивије појаве које сведоче о деградацији батерије и ови параметри директно зависе од радних услова којима се батерија подвргава укључујући не само оптерећење већ и амбијенталну температуру. Највећи број произвођача батерија за електрична возила тврди да би животни век батерије требао бити између 5 и 8 година, међутим произвођачи електричних возила као што је на пример *Volkswagen* овом податку додају и услов пређеног пута од 160.000 km. Наравно не треба заборавити да су ови подаци важећи у веома ограниченом броју случајева, те на пример не важе уколико се батерија подвргава пуњењу помоћу брзих пуњача што убрзава процес њеног старења. Такође екстремни температурни услови могу значајно редуковати капацитет и животни век батерије, што представља један од главних разлога зашто се електрична возила још увек масовно не користе у земљама северне хемисфере. Са сигурношћу се може рећи да је користан животни век литијум-јонске батерије у погону електричног возила од 2 до 4 године, наравно уз опаску да ово веома зависи од начина експлоатације возила у најширем смислу. Управо одавде произилази велика забринутост за будућност електричних возила, имајући у виду да електрификација транспорта представља један од важних метода борбе против климатских промена, глобалног загревања и загађења животне средине. Имајући у виду управо изнесено јасно је да се питање складиштења енергије у електричним возилима мора адекватно решити, јер тренутно представља тачку спотицања и у техничком и у економском смислу. С тим у вези је и постављена хипотеза овог рада, која за циљ има наметање концепта хибридног електричног складишта енергије у електричним возилима како би се на овај начин батеријско складиште пре свега релаксирало од струјних напрезања и тиме продужио период експлоатације. Оваква претпоставка поткрепљена је и чињеницом да савремене технологије суперкондензатора имају инхерентно дужи животни век од литијум-јонских батерија.

Питање начина на који се постављена хипотеза може испитати и проверити теоријски али и експериментално веома је важно како би се дошло до недвосмисленог закључка. У овом раду фундаментални циљ јесте верификација постављене хипотезе експерименталним путем, коришћењем скалиране експерименталне поставке која репрезентује електромоторни погон електричног возила укључујући и његово енергетско складиште. Осим тога, имајући у виду да је поред самог суперкондензатора неизоставни део енергетског складишта и пратећи енергетски претварач, овај рад ће значајним делом бити фокусиран и на анализу, моделовање, симулацију, емулацију и експериментално тестирање одговарајућег једносмерног претварача намењеног за размену енергије између енергетског складишта и остатка погона електричног возила [9]. Наравно треба истаћи да енергетски претварач мора својим перформансама пратити радне услове суперкондензатора, који се пре свега карактеришу струјама релативно велике вредности. Осим тога пасивне компоненте попут пригушница морају имати што је могуће мање димензије, што за узврат изискује потребу рада на високим прекидачким учесталостима. Јасно је да се уважавањем реалних захтева енергетског складишта отвара простор за оптимизацију енергетског претварача, почевши од његове топологије, преко одабира прекидачких компоненти и драјверских кола, па до пасивних компоненти и управљачког алгоритма. Сви ови аспекти који се односе на енергетски претварач у хибридном енергетском складишту биће детаљно размотрени у овом раду. Не треба заборавити ни то да је веома важан део енергетског складишта и алгоритам менаџмента енергијом, те да и тај аспект може дати својеврстан допринос тематици која је у фокусу овог рада [10]. Важност алгоритма енергетског менаџмента произилази из чињенице да он одређује не само ток снаге већ и њену динамику али и профил оптерећења енергетског складишта. Принцип функционисања овог алгоритма у општем смислу зависи од расположивог капацитета и батерије и суперкондензатора, као и од радних услова који зависе од само електричног возила попут брзине, убрзања и масе. Зато ће у овом раду бити понуђен и алгоритам енергетског менаџмента који ће бити одговоран за управљање процесом размене енергије током експерименталне верификације хибридног енергетског складишта.

Основни параметар на основу кога ће бити мерен утицај који хибридизација енергетског складишта електричног возила има јесте могућност и количина продужетка животног века батерије који се може постићи или очекивати. Из овог закључка произлази низ разматрање која се спровести могу у даљем истраживању, а која се односе на оптимизацију складишних капацитета, прилагођавање енергетског менаџмента различитим радним условима, али поред тога не треба скрајнути ни разматрања у погледу економског биланса електричног возила као једног од најважнијих критеријума који директно утичу на усвајање и омасовљење оваквог вида транспорта.

Овај рад подељен је у пет поглавља при чему се посебно издваја одељак шест у коме су садржане релевантне информације и подаци коришћени у појединим деловима рада, али који су измештени услед тежње да се сам текст рада њима не оптерећује. Прво поглавље представља скуп уводних разматрања у области која се односи на проблеме и потребу за коришћењем електричног енергетског складишта. Укратко је дат преглед неких од најактуелнијих апликација у којима би се неки од проблема могли решити употребом адекватног хибридног енергетског складишта. Међу наведеним апликацијама издвојен је погон савремених електричних возила, који се у стандардној изведби ослања на литијум-јонске батерије као енергетски извор. Међутим експлоатација електричних возила резултовала је тиме да су препознати одређени недостаци, посебно у погледу извора енергије, а који би се морали кориговати уколико се жели да електрификација транспорта поприми шире размере употребе. Технологија суперкондензатора је препозната као могуће решење, које би се имплементирало кроз својеврсну хибридизацију електричног складишта возила. Друго поглавље бави се управо третирањем питања технологије суперкондензатора и развојем одговарајућих модела, од којих су најважнији модел суперкондензатора и модел старења суперкондензатора. Ови модели су од суштинског значаја посебно када је потребно вршити димензионисање складишта и естимацију његових перформанси, што је један од основних циљева овог рада. Треће поглавље односи се на развој модела, управљачке структуре и прототипа енергетског претварача који ће бити имплементиран енергетско складиште заједно са суперкондензатором. Посебна пажња биће посвећена аспектима струјног капацитета и величине пасивних компоненти, као пресудних фактора који одређују могућност примене претварача у погону електричног возила. Четврто поглавље фокусира се на тестирање хибридног складишта, енергетског претварача и електромоторног погона који емулира погон електричног возила. Основни циљ биће да се докаже да употреба суперкондензатора може резултовати битним унапређењем у погледу свеукупних перформанси електричног возила, а пре свега у погледу самог складишта. Животни век батерије, деградација капацитета, повећање растојања које се може прећи и побољшање динамичких карактеристика возила биће фундаментални меродавни фактори на основу којих ће бити донет коначан закључак о валидности почетне хипотезе овог рада. На крају у петом поглављу биће дати закључци до којих се дошло у овом раду, пре свега фокусирајући се на закључке везане за утицај хибридизације складишта на литијум-јонске батерије у електричном возилу.

2. Суперкондензатор као технологија за складиштење електричне енергије

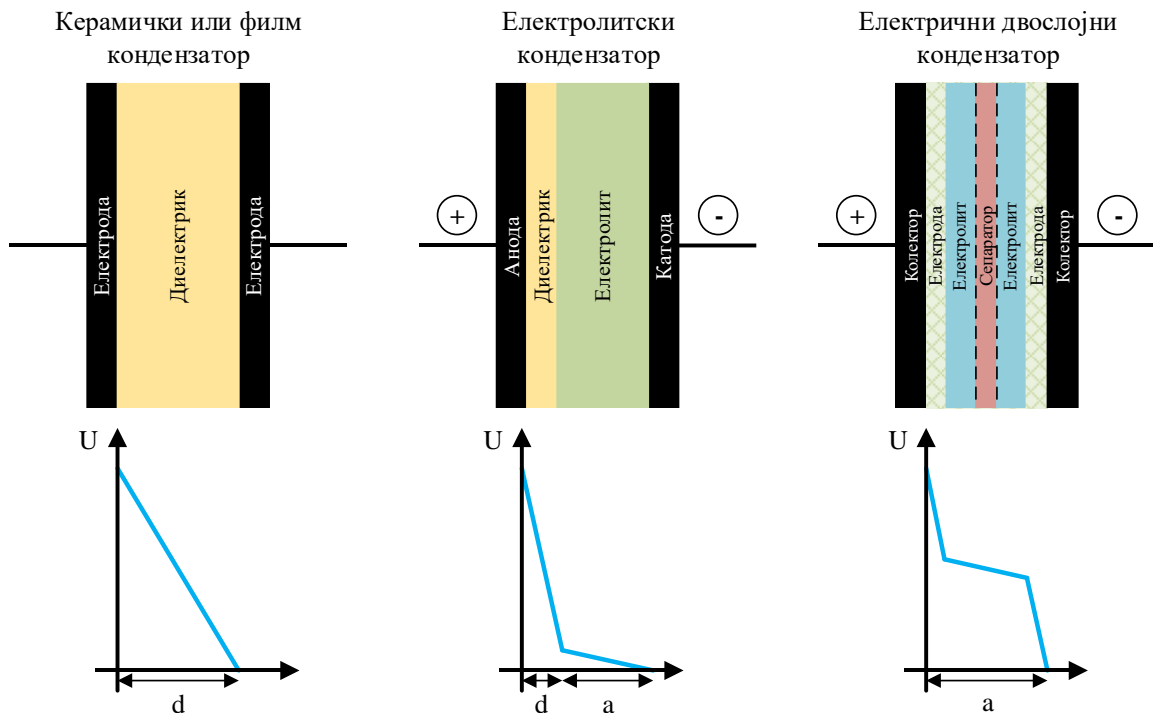
Савремене тенденције у области одрживог развоја као и растућа брига о животној средини резултовали су велим бројем техничко-технолошких иновација у практично свим областима људске делатности. Ширење технологија за коришћење обновљивих извора енергије у електро-енергетске системе и електрификација у области транспорта само су неки од примера који обећавају могућност реализације одрживог развоја, а уз то и здравију животну средину [11], [12]. Међутим основни недостатак ових технологија, који истовремено представља и огромну препреку њиховом ширем и бржем упливу, јесте складиште електричне енергије [13], [14]. Технологије батерија које се тренутно користе као прихваћена индустријска решења за складиштење електричне енергије попут литијум-јонских батерија, не представљају нити оптимално нити одрживо решење, а са правом се може довести у питање и њихов утицај на животну средину посебно процес добијања сировина као што је литијум [15]. Зато је, имајући у виду техничка ограничења технологије батерија, део истраживања у области складиштења електричне енергије отишао у правцу кондензатора, а као резултат истраживања и развоја добијен је велики број различитих технологија при чему се највећа пажња посвећује електричним двослојним кондензаторима (енгл. *Electric double-layer capacitor - EDLC*) и псеудо-капацитивним кондензаторима (енгл. *Pseudo-Capacitors*) [16], [17], [18]. Способности акумулације релативно велике количине електричне снаге у електричном пољу кондензатора као и ослобађање те снаге у релативно кратком времену, препознате су као идеалне за поједине апликације у којима је есенцијално да се омогући брза акумулација и предаја електричне енергије.

Ово поглавље за циљ има представљање технологије суперкондензатора најпре почевши од историјског прегледа развоја ове технологије, савремених трендова у развоју као и могућности њихове практичне примене. Затим ће бити изложена и објашњена конструкција стандардног електричног двослојног суперкондензатора, а након тога ће бити размотрени класични математички модел неопходни за нумеричке прорачуне и даља разматрања. Додатно биће понуђен и нови математички модел суперкондензатора који компензује недостатке других модела, а заснива се на фракционом диференцијалном рачуну као релативно новој математичкој грани која има све већу практичну примену у електротехници. Да би приказани фракциони модел имао практичну примену неопходно је користити реалне параметре разматраног суперкондензатора, па ће зато у посебном поглављу бити приказане и методе за добијање параметара суперкондензатора. Додатно биће приказана и практична верификација предложеног модела кроз поређење одзива фракционог модела и реалног суперкондензатора. Након тога као веома битан аспект, биће размотрен и модел за естимацију животног века суперкондензатора као једног од најрелевантнијих параметара за експлоатацију ове технологије. Зато ће бити предложен и нови модел старења суперкондензатора заснован на емпиријски добијеним подацима прикупљеним из лабораторијског испитивања у контролисаним условима.

На крају овог поглавља биће дат преглед будућих трендова и предвиђања у области развоја и примене технологије суперкондензатора, која је препозната као једна од најперспективнијих технологија за складиштење електричне енергије, а чији ће значај тек постати очигледан онда када се економски аспект ове технологије буде релаксирао свих оних потешкоћа које карактеришу сваку нову технологију.

2.1. Уводна разматрања

Суперкондензатор (или ултракондензатор) представља динамичку електричну компоненту способну да у форми носилаца наелектрисања или прецизније електричног поља акумулира електричну енергију. Чињеница да је у питању компонента која је по својој природи динамичка, говори да је зависност између њених параметара (пре свега напона и струје) нелинеарна, односно другим речима везе између параметара одређене су у општем случају диференцијалним једначинама. Конвенционалне технологије кондензатора као што су керамички, филм или електролитски кондензатори, као што се види са слике 2.1., састоје се од две електроде раздвојене диелектричним материјалом који својом диелектричном чврстоћом ограничава максимални напон између електрода. Током пуњења кондензатора, енергија се акумулира у форми електричног поља које прожима диелектрик и тиме нагомилава наелектрисања на електродама. Са друге стране електро-хемијски кондензатори (електрични двослојни) састоје се од две електроде раздвојене мембраном пропусном за јоне (сепаратор), између којих се налази електролит, као што је приказано на слици 2.1.. Као резултат конструкције суперкондензатори (електро-хемијски кондензатори) се одликују релативно великом специфичном снагом, и релативно великом капацитивношћу.



Слика 2.1 Технологије кондензатора

Из табеле 2.1. јасно је да се основна предност суперкондензатора у односу на литијум-јонске батерије огледа у вишеструко већој специфичној снази, параметру који је пре свега условљен чињеницом да рад суперкондензатора није праћен хемијским реакцијама већ акумулацијом електростатичког наелектрисања [19], [20], [21]. Са друге стране специфична енергија представља својеврстан проблем технологије суперкондензатора чинећи да су ипак литијум-јонске батерије и даље доминантно коришћене у скоро свим апликацијама као основни извор енергије [22], [23], [24]. Иако постоје одређене хибридне технологије које за циљ имају комбинацију предности технологије батерија и технологије суперкондензатора, оне су ипак још увек на нивоу концепције или прототипа односно веома далеко од практичне или индустријске примене. На основу ове кратке упоредне анализе са сигурношћу се може рећи да тренутна технологија суперкондензатора не може заменити

литијум-јонске батерије у функцији складиштења енергије, иако постоје поједине примене барем на концептуалном нивоу које су то постигле. Дакле ако се говори о индустријским размерама имплементације и системском приступу не може се оспорити да су литијум-јонске батерије још увек преферабилније решење. Са друге стране не може се оспорити ни то да суперкондензатори поседују одређене квалитете које литијум-јонске батерије немају, а у појединим апликацијама управо ти квалитети могу значајно допринети повећању ефикасности, одрживости или практичности неког решења [25], [26], [27]. Са даљим развојем технологије суперкондензатора повећаваће се и степен његове примењивости као и спектар апликација у којима је оправдано користити управо тај тип складишта.

Табела 2.1. Преглед савремених технологија за складиштење електричне енергије

Параметар	Електролитски кондензатор	Суперкондензатори			Литијум јонске батерије
		Двослојни кондензатори	Суперкондензатори велике снаге	Хибридни кондензатори	
Оптимални температурни опсег (°C)	- 40 ... + 125	- 40 ... + 70	- 20 ... + 70	- 20 ... + 70	- 20 ... + 60
Максимални напон (V)	4 ... 630	1.2 ... 3.3	2.2 ... 3.3	2.2 ... 3.8	2.5 ... 4.2
Капацитет (F)	≤ 2.7	0.1 ... 470	100 ... 12000	300 ... 3300	-
Специфична енергија (Wh/kg)	0.01 ... 0.3	1.5 ... 3.9	4 ... 9	10 ... 15	100 ... 265
Специфична снага (W/g)	> 100	2 ... 10	3 ... 10	3 ... 14	0.3 ... 1.5
Ефикасност (%)	99	95	95	90	90

2.1.2. Историјски преглед развоја технологије суперкондензатора

Теоријске основе принципа двослојног кондензатора (енгл. *Double-layer capacitor*) поставио је 1879. Херман фон Хелмхолц, када је приметио да наелектрисане електроде урођене у електролит одбијају ко-јоне док са друге стране привлаче контра-јоне и тиме формирају електрични двослој. Електрични двослој је молекуларни диелектрик способан да акумулира електростатичко наелектрисање. Модел који је развио Хелмхолц предвиђао је константну капацитивност суперкондензатора независну од густине наелектрисања, међутим његов модел занемарио је важне параметре као што су дифузија јона, адсорпција и реакција између електролита и електроде.

Ото Штерн је 1924. предложио нови модел суперкондензатора који се заснивао на унапређеном Хелмхолцовом моделу. Штернов модел уважава коначне димензије јона, претпостављајући да су све интеракције на нивоу дифузног слоја засноване на Кулоновом закону. Један од недостатака Штерновог модела је и то што је претпостављено да је диелектрична пермитивност константна у електричном двослоју. Након Штерна десио се низ научних доприноса који су приближавали технологију суперкондензатора реалној примени, али било је потребно скоро 100 година од Хелмхолцовог открића да би се направио први прототип суперкондензатора.

Компанија *Standard Oil* је 1966. направила и патентирала први суперкондензатор, али је његова комерцијализација започела тек 1978. године. Прве практичне примене суперкондензатор је имао у војним апликацијама, све док 1992. институт *Maxwell laboratory* није започео са производњом суперкондензатора са циљем употребне истих у електричним возилима. Рудолф Маркус објаснио је

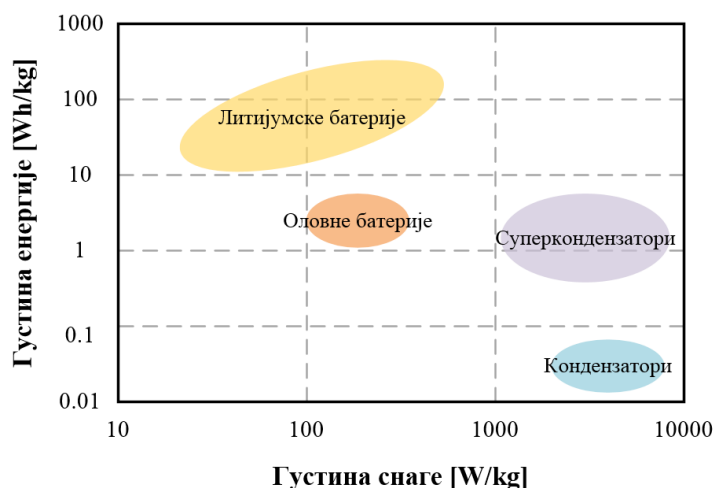
брзину трансфера електрона приликом преласка са једног типа хемијског једињења на друго. Маркусова теорија објаснила је и реакцију оксидо-редукције која се дешава између електроде и јона и за то је 1992. добио Нобелову награду. Сам термин „суперкондензатор“ потиче из 1999. године, а дао га је Брајан Конвеј како би описао повећање капацитивности суперкондензатора кроз реакцију оксидо-редукције.

У развоју технологије савремених суперкондензатора највише се тежи постизању већег напонског нивоа као и веће површине електроде чиме се последично повећава његова капацитивност и енергија. Тренутно се напон суперкондензаторске ћелије креће у опсегу 1 до 2.8 V, што зависи од типа електролита. Да би се добили виши напонски нивои већи број ћелија се везује на ред чиме се добијају суперкондензаторски модули.

2.1.3. Упоредна анализа литијум-јонских батерија и суперкондензатора

Када су практичне апликације попут електричног возила у питању употреба адекватног складишта електричне енергије постаје осетљиво питање, како са економског тако и са техничког аспекта. Анализа у овом поглављу биће базирана на примени складишта енергије у електричним возилима као једној од најактуелнијих апликација у којима се и батерије и суперкондензатори озбиљно разматрају. Без обзира на фокусираност анализе на конкретан пример закључци до којих се буде дошло у овом поглављу суштински ће имати општи карактер [28]. Литијум-јонске батерије као предности на својој страни имају ниску цену, високу густину енергије и могућност брзог пуњења, и као такве представљају решење које у овом тренутку нема алтернативу барем када су у питању електрична возила [29]. Међутим иако без адекватне алтернативе литијум-јонске батерије не могу се сматрати оптималним решењем складиштења електричне енергије у електричним возилима. Ово је тачно пре свега због релативно дугог времена пуњења које је коришћењем опција брзог пуњења скраћено у поређењу са стандардним временом пуњења батерија, али је и даље значајно дужи од времена које је потребно за сипање горива у аутомобил који функционише на бази фосилна горива. Када би се време пуњења батерија могло редуковати на опсег од 5 до 10 минута тада би се употреба електричног аутомобила засигурно омасовила упркос другим недостацима као што су растојање које је могуће прећи или животни век батерије. Треба истаћи и то да посебну димензију проблема представља и утицај масовног усвајања електричних возила на електродистрибутивну и преносну мрежу, где се поставља питање могућности задовољења енергетских потреба потрошача са тренутним капацитетима и топологијама мреже. Такође са правом се може поставити и питање могућности задовољења потреба потрошача са аспекта производних капацитета електроенергетског система.

Као резултат очигледних недостатака технологије литијум-јонских батерија и тежњи ка масовнијој употреби електричних аутомобила, појавила се технологија суперкондензатора која својим одликама представља природни комплемент тренутној технологији литијум-јонских батерија. Дакле са сигурношћу се може тврдити да тренутно суперкондензатори нису замена за батерије иако постоје одређени покушаји да се управо у том својству користе [30]. Међутим у свим апликацијама, а поготову оних велике снаге, енергетско складиште засновано искључиво на суперкондензаторима за последицу има значајну предимензионисаност складишта, што за резултат има неоправдано увећање цене система. Ако се дакле објективно анализирају могућности технологије суперкондензатора, његова практична примена базирана је тренутно углавном на подршци батерији у оним режимима рада система када се захтева релативно брзо складиштење или одавање електричне енергије [31], [32]. Ово је пре свега последица значајно веће густине снаге суперкондензатора у поређењу са литијум-јонским батеријама, што се може уочити на слици 2.2.



Слика 2.2 Упоредни приказ технологија за складиште електричне енергије

Овакав закључак оправдан је не само техничким подацима раније приказаним у табели 2.1., већ и закључцима насталим као резултат великог броја студија случаја. Најдоминантнији закључци који се могу добити из ових студија су пре свега да ниједна технологија не задовољава све потребе и да су компромиси у планирању и димензионисању енергетског складишта неизбежни. Поред тога веома битан закључак је и тај да сама апликација доминантно одређује који тип складишта је одговарајући како са инжењерског тако и са економског становишта.

Суперкондензатори, а првенствено двослојна технологија, одликују се јединственим карактеристикама које друге технологије за складиштење енергије немају. Постоји низ разлога који оправдавају употребу суперкондензатора приликом дизајнирања неког енергетског система. Пре свега, ту је висок степен ефикасности (већи од 99%) који се у случају суперкондензатора дефинише као однос одате количине наелектрисања и укупне количине наелектрисања неопходне да се надомести одата количина наелектрисања [33]. Узрок високог степена ефикасности суперкондензатора објашњава се пре свега малим вредности еквивалентне редне отпорности, која последично приликом рада узрокује мале губитке енергије у облику топлоте, што последично доводи до редукције или потпуне елиминације система хлађења. Даље, суперкондензатори се одликују веома великим струјним могућностима, како током пуњења тако и током пражњења [34]. Инхерентна особина суперкондензатора која му омогућава да се пуни и празни истом брзином од великог је значаја у апликацијама попут регенеративног кочења, умањења интермитентности снаге неког извора и сл. Поврх тога напонска ограничења суперкондензатора нису уска имајући пре свега на уму могућност редног везивања више јединица. Поред тога суперкондензатори немају проблем са радом на било ком напонском нивоу (мањем од максималног дозвољеног напона) при том задржавајући све своје перформансе. Посебну предност суперкондензатори имају у погледу толерабилног температурног опсега. Наиме, како се принципски рад суперкондензатора не заснива на хемијским реакцијама то у горњем опсегу температура може достићи и вредност од 85°C, без бојазни од појаве ефекта термичког бежања [35]. Наравно оправдано је очекивати да ће одређене перформансе суперкондензатора попут животног века, еквивалентне редне отпорности и сл., деградирати у одређеној мери, али истовремено овај горњи лимит је значајно већи од оног који имају литијум-јонске батерије [36]. Са друге стране доњи температурни лимит од -40°C без значајнијих негативних последица по перформансе омогућује суперкондензаторима да буду употребљени у великом спектру апликација где литијум-јонске батерије никако не могу бити конкурентне.

Наравно не може се заобићи ни животни циклус суперкондензатора, који са аспекта експлоатације представља један од кључних афирмативних параметара. Декларисане вредности животног века суперкондензатора налазе се у опсегу 500.000 до 1.000.000 циклуса пуњења/пражњења [37], [38]. Међутим у реалности, низом студија случаја потврђено је да животни век суперкондензатора, зависно од услова експлоатације, може бити и чак 7 милиона циклуса [39]. За овако дугачак животни век одговорна је структура двослојне технологије суперкондензатора у којој не долази до екстензивнијих хемијских реакција, што за последицу има очување структуре знатно дужи временски период него што је то случај код литијум-јонских батерија или других технологија суперкондензатора заснованих на специфичним хемијским реакцијама. Поред дужине животног века, дубина пражњења такође не представља проблем па се суперкондензатор може подвргнути микро-циклусу (мање од 5% укупне енергије) или пуном циклусу (више од 80% укупне енергије) пуњења/пражњења, без икаквог значајнијег деградационог утицаја на животни век [40].

Иако се технологија суперкондензатора не може сматрати заменом за енергетско складиште са високом специфичном енергијом какво су литијум-јонске батерије, ипак је неоспорно да постоји низ апликација које захтевају енергетско складиште са брзом динамиком снаге/енергије и флексибилним струјним и напонским опсезима где литијум-јонске батерије не могу бити коришћене. Управо ће једна од апликација са слике 2.3. и бити анализирана у овом раду са аспекта оправданости примене комерцијално доступне технологије суперкондензатора, тачније електричних двослојних кондензатора. Апликација која ће бити у фокусу анализе подразумева примену суперкондензатора у електричном возилу, као дела хибридног енергетског складишта возила. Од највећег значаја за анализу која ће бити приказана у овом раду јесу аспекти моделовања и димензионисања складишта и одговарајућег претварача, алгоритам рада и енергетски менаџмент, као и економска оправданост употребе хибридног складишта у погону електричног возила.



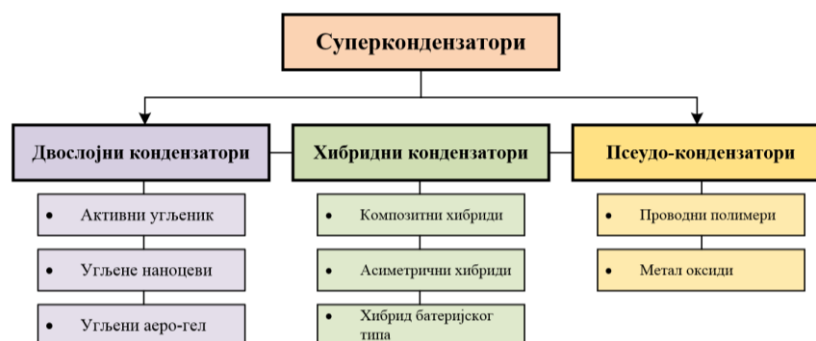
Слика 2.3 Неке од могућих области примена суперкондензатора

2.2. Технологија суперкондензатора

Када се у савременој литератури говори о суперкондензаторима, под тим термином се инхерентно подразумева технологија која се прецизније назива електрични двослојни кондензатор. Међутим то није једина технологија суперкондензатора, па је с тим у вези неопходно направити јасну дистинкцију између различитих технологија које се међусобно веома разликују у одређеним аспектима [41]. Свака појединачна технологија са собом носи одређене изазове како у погледу конструкције, тако и у погледу примењивости и економске оправданости. Управо се као резултат оптималног односа између ових, али и других релевантних параметара и појавила технологија електричног двослојног кондензатора која ће у овом раду и бити разматрана. Са друге стране неке од технологија суперкондензатора, иако у овом тренутку нису развијене и као такве не заузимају високо место када је практична примењивости у питању, ипак имају потенцијал да у будућности постану технологија која је конкурентна електричној двослојној технологији [42]. Управо из тог разлога у наредном поглављу биће дат кратак преглед различитих технологија суперкондензатора, након чега ће се прећи на анализу структуре технологије која је у овом раду од интереса.

2.2.1. Преглед технологија суперкондензатора

Фамилија суперкондензатора се може таксономски поделити у три различите групе као што је и приказано на слици 2.4. Те три групе су: електрични двослојни кондензатори, псеудо-кондензатори и хибридни кондензатори. Међутим поред ове поделе која се првенствено заснива на самом принципу рада, зависно од материјала који се користе у појединим технологијама оне се додатно даље деле у подгрупе као што је на слици 2.4. и назначено.



Основна разлика између приказаних категорија суперкондензатора јесте начин на који се формира њихова капацитивност, односно прецизније природа интеракције из које потиче њихова капацитивност. Када су у питању електрични двослојни кондензатори, електрична енергија је ускладиштена електростатички у Хелмхолцовом двослоју између површине електроде и електролита али без икакве хемијске реакције између електроде и јона електролита. Ово за последицу има то да ова технологија има већи број радних циклуса као и могућност брзе размене снаге. Са друге стране псеудо-кондензатори представљају електро-хемијско складиште енергије при чему њихова капацитивност потиче од реакције оксидо-редукције између електроде и јона електролита која резултује реверзибилном разменом наелектрисања са електродом [43]. Као последица оваквог начина рада, псеудо-кондензатори могу имати капацитивност која је и до два реда величине већа од капацитивности коју обезбеђује електрична двослојна технологија. Овакав принцип рада смешта псеудо-кондензаторе тачно између суперкондензатора и литијум-јонских батерија. Другим речима, псеудо-кондензатори ће са једне стране имати знатно дужи животни век од литијум-јонских батерија (~3-5 пута) и значајно већу капацитивност од електричне двослојне технологије (~100 пута), док са

друге стране по питању могућност брзе размене енергије и животног века веома заостају за двослојном технологијом [44].

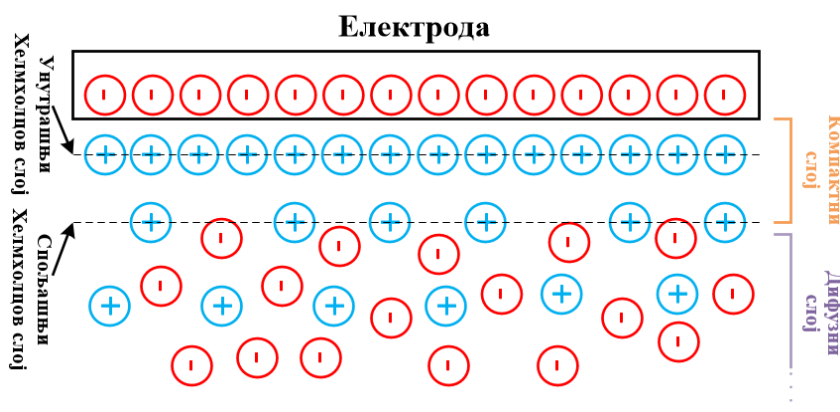
Хибридни суперкондензатори настали су као резултат тежње да се постигне специфична енергија двослојне технологије до опсега 20-30 Wh/kg. Технологија хибридних суперкондензатора суштински представља својеврстан спој двослојне и псеудо-капацитивне технологије уз додатке одређених материјала као што су графен, активни угљеник или проводни полимери [45]. Овим се у једној технологији спајају предности друге две технологије чиме се постиже релативно висока густина и снаге и енергије по јединици масе [46]. Међутим ова технологија је још увек на нивоу истраживања и развоја, али према својим карактеристикама има потенцијал да превазиђе не само остале технологије суперкондензатора већ и литијум-јонске батерије [47].

Имајући у виду управо изложени преглед различитих технологија суперкондензатора, као и чињенице да је електрична двослојна технологија најзаступљенија када су у питању практичне примене као и комерцијална доступност анализа која ће бити спроведена у овом раду биће базирана управо на овој технологији суперкондензатора. Поред технологија које су у овом поглављу размотрене развијају се и истражују друге технологије за складиштење електричне енергије које имају различите тенденције како за развој тако и за практичну примену, а свакако ће детаљнији преглед ових аспеката бити дат у поглављу 2.5.

2.2.2. Технологија електричног двослојног кондензатора

Технологија суперкондензатора чији се принцип рада заснива на електричном двослоју користи различите типове течних електролита, који у свом хемијском саставу садрже апротичне раствараче попут диетил-карбоната, диметил-карбоната или пропилен-карбоната у којим су растворене соли као што су тетраетиламониум-тетрафлуорокарбонат и литијум-хексафлуороарсенид. Као што је раније истакнуто електрична двослојна технологија суперкондензатора користи електростатичку интеракцију у простору између површине електроде и електролита. Да би се лакше могло разумети од чега потиче капацитивност ове технологије суперкондензатора, потребно је формалније објаснити природу Хелмхолцовог двослоја односно еволуције његове перцепције имајући у виду историјски развој приказан у поглављу 2.2.1.

Основна проблематика у схватању технологије суперкондензатора огледа се у објашњавању појава везаних за област која представља прелаз између електроде и електролита (*енгл. Solid-liquid interface*), односно како долази до тога да се електрични двослој понаша као кондензатор. На слици 2.5 дат је упрошћен приказ електричног двослоја односно прелаза између металне електроде и електролита.



Слика 2.5 Принциписки приказ Хелмхолцовог двослоја

Хелмхолцово тумачење електричног двослоја суштински представља једноставну апроксимацију која се огледа у томе да се електрични двослој формира као резултат чињенице да су површинска наелектрисања позиционирана на металној електроди неутралисана од стране контра-јона супротног поларитета лоцираних на неком растојању d од површине електроде [48]. Заправо како растојању d представља растојање од површине електроде до центра контра-јона то се оно може еквивалентирати са полупречником контра-јона. Као резултат постојања два слоја наелектрисања и јона супротних поларитета долази до појаве потенцијалне разлике, а капацитивност оваквог кондензатора C_H дефинисана је изразом 2.1, где је ϵ_r - релативна диелектрична пермитивност, а ϵ_0 диелектрична пермитивност вакуума.

$$C_H = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{d} \left[\frac{F}{m^2} \right] \quad (2.1)$$

Овакво тумачење електричног двослоја непотпуно је пре свега јер се полази од хипотезе о постојању два ригидна слоја супротних поларитета, што се у природи не дешава. Зато је оваква перцепција електричног двослоја замењена са нешто прецизнијом која за полазну хипотезу узима да је узрок за потенцијал на металној електроди постојање великог броја наелектрисања одређеног поларитета уз саму површину електроде и истом толиком броју јона супротног поларитета у раствору електролита. Другим речима контра-јони не формирају ригидну структуру уз површину електроде већ имају тенденцију за дифузијом у електролиту све док потенцијал узрокован њиховим удаљавањем не прекине њихову дифузију. На овај начин се формира дифузни слој, а концентрација контра-јона у близини површине електроде у складу је са Болцмановом дистрибуцијом која се може представити изразом 2.2, где је: c_{\pm} - концентрација катјона/анјона, c_{∞} - концентрација јона у електролиту, e - количина наелектрисања електрона, Ψ - електростатички потенцијал, k - Болцманова константа и T - температура.

$$c_{\pm} = c_{\infty} \cdot e^{\left(\frac{\mp e\Psi}{kT}\right)} \quad (2.2)$$

Оваквим представљањем концентрације контра-јона чини се одређена грешка јер се претпоставља да је активност контра-јона једнака моларној концентрацији што је сасвим прихватљиво ако се посматра цео раствор електролита, али је неприхватљиво на простору уз површину електроде. Како се разматра дифузни двослој мора се узети у обзир запреминска густина наелектрисања ρ одређена изразом 2.3.

$$\rho = -2 \cdot e \cdot c_{\infty} \cdot \sinh\left(\frac{e\Psi}{kT}\right) \quad (2.3)$$

Како се интеракција између наелектрисања заснива на Кулоновим интеракцијама оне се могу записати користећи се изразом за Поасонову једначину за равну површину, као што је приказано изразом 2.4. Овим изразом може се довести у везу запреминска густина наелектрисања ρ и електростатички потенцијал Ψ у било којој тачки у раствору електролита чија је релативна диелектрична пермитивност ϵ_r , при чему потенцијал може да варира између максималне вредности Ψ_0 на површини металне електроде и вредности 0 на бесконачној удаљености од електроде.

$$\frac{d^2\Psi}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon_r \epsilon_0} \quad (2.4)$$

Ако се изрази 2.2 и 2.4 комбинују и изврши се интеграљење у одговарајућим границама може се добити веза између потенцијала и удаљености од површине електроде као и израз за диференцијалну

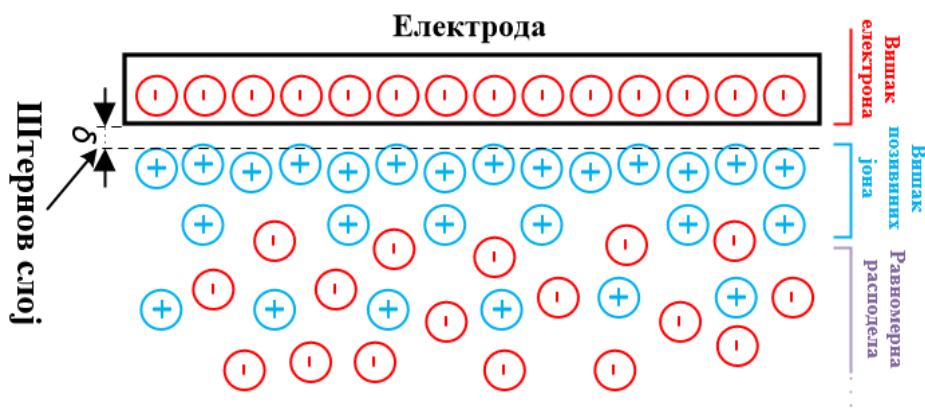
капацитивност C_D . С тим у вези диференцијална капацитивност, одређена је изразом 2.5, док је дебљина дифузног двослоја λ_D (Дебајева дужина) приказана изразом 2.6, одакле се види да дебљина двослоја опада са растом концентрације и валентности контра-јона.

$$C_D = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\lambda_D} \cdot \cosh\left(\frac{e\psi_0}{2kT}\right) \quad (2.5)$$

$$\lambda_D = \sqrt{\frac{\epsilon_r \epsilon_0 kT}{2e^2 c_\infty}} \quad (2.6)$$

Овакво тумачење употпуњује иницијално Хелмхолцово тумачење, додајући ригидном слоју наелектрисања на површини електроде облак наелектрисаних јона супротног поларитета лоцираних у раствору електролита чија концентрација опада са повећањем удаљености од електроде. Ово управо представља тзв. дифузни двослој, међутим теоретске претпоставке дају дебљину дифузног двослоја која је знатно мања од оне која се добија у практичној реализацији. Ова грешка највероватније потиче из претпоставке о активности контра-јона која се моделује Болцмановом расподелом, и чињеници да се јони представљају као тачкаста наелектрисања што је посебно проблематично.

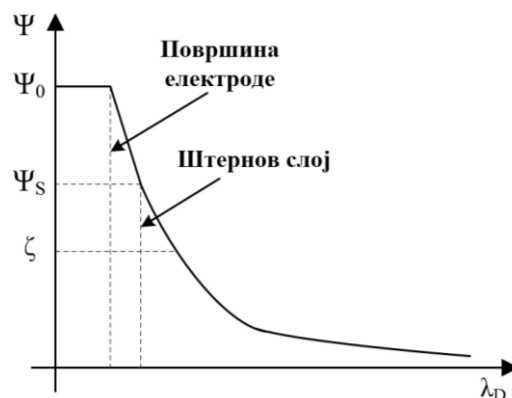
Како су јони коначно малих димензија, то за последицу има да се они не могу приближити површини металне електроде на растојање мање од нанометра, па се према томе може закључити да ће се јони у раствору електролита налазити на неком растојању δ од површине електроде и тај слој се обично назива Штернов слој као што је приказано на слици 2.6.



Слика 2.6 Штернов слој формиран уз металну електроду

С тим у вези потенцијал ће у области компактног слоја опати за $\psi_0 - \psi_\delta$, а у области дифузног слоја за ψ_δ . У литератури се ψ_δ најчешће означава као зета потенцијал (ζ). Дакле електрични двослој се формира као резултат тежње јона електролита да неутралишу наелектрисања акумулисана на металној електроди, чиме се ствара електрокинетички потенцијал између површине електроде и било које тачке у електролиту. Ова потенцијална разлика је на нивоу милivolта и обично се назива површински потенцијал, а његов износ зависи од количине наелектрисања и дебљине електричног двослоја.

Са удаљавањем од површине електроде потенцијал опада најпре линеарно, а затим експоненцијално у дифузног слоју, достижући нулту вредност на граници електричног двослоја. Крива потенцијала приказана на слици 2.7 говори пре свега о јачини електричне силе између наелектрисања као и растојању на коме електрична сила има мерљив утицај на наелектрисања и јоне.



Слика 2.7 Крива електричног потенцијала у диелектрику

Како би се решио проблем разлике између теоријског модела који прецењује капацитивност која се у пракси добија, укупна капацитивност суперкондензатора C_{SC} представља се као резултат редне везе Хелмхолцове односно компактне и диференцијалне капацитивност, што за резултат има добијање израза 2.7, који даје најприближнију вредност капацитивност суперкондензатора.

$$C_{SC} = \frac{C_H \cdot C_D}{C_H + C_D} \quad (2.7)$$

Претходни проблем се најбоље може разумети ако се разматра конкретан пример суперкондензатора са течним електролитом чија релативна електрична пермитивност $\epsilon_r = 78$, а дебљина двослоја износи $d = 0.2 \text{ nm}$. У том случају Хелмхолцов модел би као резултат дао значајно прецењену вредност капацитивност од $340 \mu\text{F}/\text{cm}^2$, док би измерена вредност капацитивности суперкондензатора била око 10 до $30 \mu\text{F}/\text{cm}^2$. Одавде се јасно види да је иницијални Хелмхолцов модел иако фундаменталан по значају, имао огроман пропуст у самој теоријској поставци те је било неопходно константно га надограђивати. Додатно, да би се стекао утисак о реду величине капацитивности суперкондензатора потребно је рећи да је специфична површина његових порозних електрода у опсегу $1000 - 3000 \text{ m}^2/\text{g}$, а то значи да се капацитивност суперкондензатора са течним електролитом може проценити на вредност која је реда величине $300 \text{ F}/\text{g}$. Модел који је у овом поглављу описан, познатији као Гоу-Чарман-Стерн-ов (GCS) модел, широко је прихваћен, а његова дефиниција електричног двослоја користи се као стандардна дефиниција [49]. Осим овог модела постоји низ других модела који надопуњују одређене аспекте који су препознати као занемарени у GCS моделу. У овом раду разматрања ће иницијално бити базирана управо на GCS моделу, с обзиром на чињеницу да се овај модел најчешће и разматра у релевантној научној литератури, а истовремено представља и полазну тачку за развој многих других модела. Оправдање за овакав приступ налази се у чињеници да се у овом раду пре свега не залази у физичке основе рада суперкондензатора па је за феноменолошко описивање и разумевање појединих појава везаних за суперкондензаторе довољан GCS модел. Наравно имајући у виду да ће у раду бити представљен нови модел суперкондензатора, GCS модел ће бити коришћен само за одређена разматрања.

Иако су у овом поглављу били разматрани различити аспекти технологије суперкондензатора и то електричне двослојне технологије, као и различити физички модели чији је циљ описивање физичких појава инхерентних овој технологији, неопходно је размотрити и математичке моделе којима се моделује понашање суперкондензатора у практичним условима. Интенција претходно описаних физичким модела пре свега је разумевање принципа електричног двослоја, с тим да се може довести у питање примењивости тих модела у практичним апликацијама. Зато ће у наредном поглављу бити

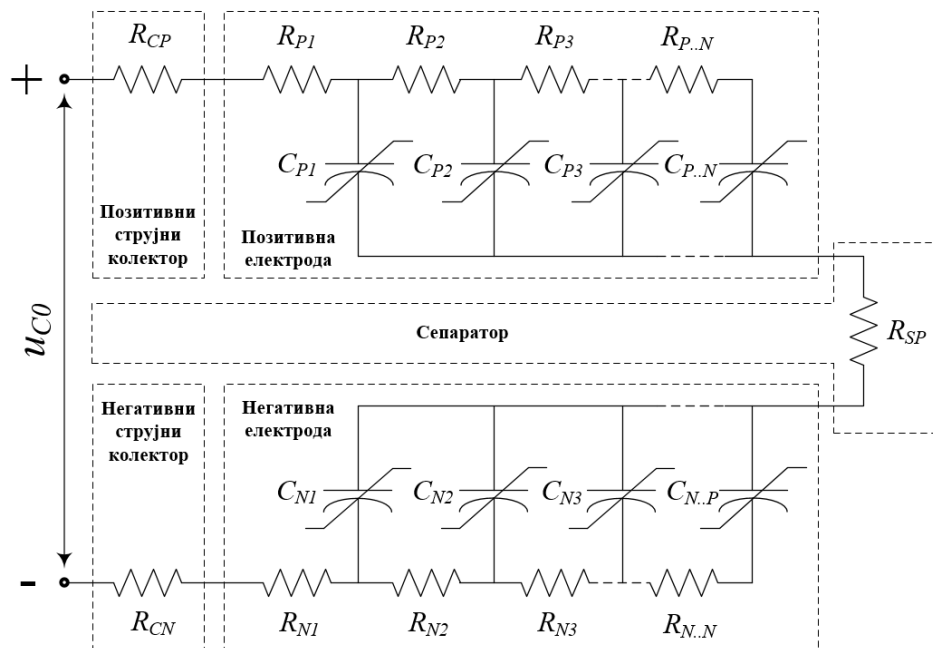
размотрени математички модели чија је сврха моделовање процеса који се дешавају у електричном двослоју, али који су прилагођени за практичну примену.

2.3. Математички модели суперкондензатора

Математички модел суперкондензатора од суштинског је значаја за анализу и дизајн система за претварање енергије, одабир и димензионисање претварача и система за складиштење енергије у општем смислу. Зато макро-модел суперкондензатора поред верног одсликавања капацитивности као једне од најважнијих његових карактеристика, мора да буде веродостојан репрезент и са аспекта губитака и температуре у различитим радним условима. Зато ће у овом делу бити представљени математички модели који се користе у практичним апликацијама, а при томе испуњавају претходно наведене услове који се односе на веродостојност одсликавања понашања суперкондензатора у различитим радним условима.

2.3.1. Класични математички модел суперкондензатора

Класични математички модел суперкондензатора састоји се од идеалних линеарних кондензатора којим се моделује капацитивност и идеалних отпорника којим се моделује еквивалентна редна отпорност (ESR). Како се електрода суперкондензатора, порозна по својој природи, понаша као нелинеарни таласовод, то се таква структура може еквивалентирати $RLCG$ колом N -тог реда, као што је познато из теорије електричних кола. Наравно постоје и одређена ограничења која се у првој линији односе на дужину таласовода, али и на фреквенцијски опсег у коме се таласовод разматра. Наиме ако су у питању фреквенције у опсегу $10 \text{ mHz} - 1 \text{ kHz}$, у том случају се ефекти паразитних индуктивности L као и кондуктанси G могу занемарити [50]. Ако се усвоје ове претпоставке, суперкондензатор се у том случају може представити као мрежа од два редно повезана RC кола N -тог реда. У таквој мрежи, једно RC коло моделује позитивну, а друго негативну электроду, док су оба међусобно повезана преко отпорности R_{SP} која моделује сепаратор. Додатно у моделу чија је електрична мрежа приказана на слици 2.8, моделоване су и отпорности струјних колектора позитивне и негативне електроде као R_{CP} и R_{CN} , респективно.



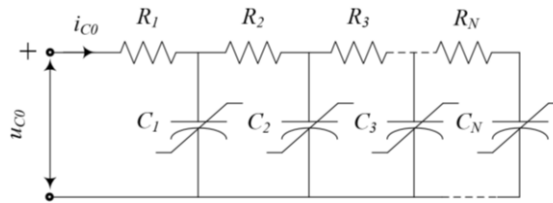
Слика 2.8 Модел електричног двослојног суперкондензатора представљен RC мрежом

Отпорници означени са $R_{P1} \dots R_{P \dots N}$ и $R_{N1} \dots R_{N \dots N}$ представљају респективно отпорност позитивне и негативне електроде, док нелинеарне капацитивности $C_{P1} \dots C_{P \dots N}$ и $C_{N1} \dots C_{N \dots N}$ представљају респективно капацитивности позитивне и негативне електроде. Како су капацитивности нелинеарно зависне од напона, онда се оне могу апроксимирати функцијом првог реда зависном од напона и представити у матричној нотацији као што је приказано изразима 2.8 и 2.9.

$$\begin{bmatrix} C_{P1} \\ C_{P2} \\ \vdots \\ C_{P \dots N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{0P1} \\ C_{0P2} \\ \vdots \\ C_{0P \dots N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{CP1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{CP2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{CP \dots N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{CP1} \\ u_{CP2} \\ \vdots \\ u_{CP \dots N} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} C_{N1} \\ C_{N2} \\ \vdots \\ C_{N \dots N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{0N1} \\ C_{0N2} \\ \vdots \\ C_{0N \dots N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{CN1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{CN2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{CN \dots N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{CN1} \\ u_{CN2} \\ \vdots \\ u_{CN \dots N} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Коефицијенти K_{CP} и K_{CN} моделују напонску зависност капацитивности као резултат појава везаних за дифузни слој, који је описан у претходном поглављу. Додатно, напони u_{CP} и u_{CN} представљају напоне на елементарним кондензаторским ћелијама које су представљене на слици 2.8. Узимајући у обзир да су електроде суперкондензатора геометријски симетричне, онда се електрично коло којим се моделује суперкондензатор а приказано је на слици 2.8, може редуковати на значајно једноставнију еквивалентну RC мрежу која је приказан на слици 2.9.



Слика 2.9 Модел двослојног суперкондензатора представљен еквивалентном RC мрежом

Како је електрична мрежа приказана на слици 2.9 еквивалентна оној приказаној на 2.8, неопходно је дефинисати међусобне релације између параметара једног и другог RC кола. Изразима 2.10 и 2.11 одређене су релације које постоје између отпорности и капацитивности два електрична кола којим се може моделовати електрични двослојни суперкондензатор.

$$\begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + R_2 + R_3 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{P1} \\ R_{P2} \\ \vdots \\ R_{PN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{N1} \\ R_{N2} \\ \vdots \\ R_{NN} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} \\ \vdots \\ \frac{1}{C_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{P1}} \\ \frac{1}{C_{P2}} \\ \vdots \\ \frac{1}{C_{PN}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{N1}} \\ \frac{1}{C_{N2}} \\ \vdots \\ \frac{1}{C_{NN}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Оваквим представљањем добија се знатно једноставније електрично коло које значајно олакшава пре свега математичку нотацију, а самим тим и анализу. Међутим као што ће у наставку бити показано, електрично коло са слике 2.9 може се додатно поједноставити, задржавајући при томе општост модела. Да би се дошло до закључака који ће омогућити даље упрошћење модела, неопходно је постојећи модел разматрати у фреквенцијском домену. То изискује линеаризацију нелинеарног система једначина, односно развијање једначина 2.8 и 2.9 у Тејлоров ред. Користећи се изразом 2.11, линеаризовани модел може се представити изразом 2.12.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} \\ \vdots \\ \frac{1}{C_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{0P1} + K_{CP1} \cdot U_{C01}} \\ \frac{1}{C_{0P2} + K_{CP2} \cdot U_{C02}} \\ \vdots \\ \frac{1}{C_{0PN} + K_{CPN} \cdot U_{C0N}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{0N1} + K_{CN1} \cdot U_{C01}} \\ \frac{1}{C_{0N2} + K_{CN2} \cdot U_{C02}} \\ \vdots \\ \frac{1}{C_{0NN} + K_{CNN} \cdot U_{C0N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{01} + K_{C1} \cdot U_{C01}} \\ \frac{1}{C_{02} + K_{C2} \cdot U_{C02}} \\ \vdots \\ \frac{1}{C_{0N} + K_{CN} \cdot U_{C0N}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Како се сада поседује линеаризовани модел електричног кола којим се еквивалентира суперкондензатор, могуће је развити модел улазне импедансе суперкондензатора $Z_{C0}(j\omega)$. Пошто су капацитивности зависне од напона, развијени модел импедансе суперкондензатора представља тзв. импедансу малог сигнала (*енгл. Small signal impedance*), што између осталог значи да је представљени модел импедансе валидан само у близини напонске радне тачке суперкондензатора U_{C0} . Поред тога, у циљу добијања репрезентативног модела неопходно је уважити и зависност отпорности R_{C0} од фреквенције. Имајући ове чињенице у виду, може се записати модел еквиваленте импедансе којом се у фреквенцијском домену моделује електрични двослојни суперкондензатор. Једначином 2.13, приказана је импеданса суперкондензатора у околини напонске радне тачке U_{C0} .

$$Z_{C0}(j\omega)|_{u_C=U_{C0}} = R_{C0}(\omega)|_{u_C=U_{C0}} + \frac{1}{j\omega C_C(\omega)|_{u_C=U_{C0}}} \quad (2.13)$$

Јасно је да израз 2.13, важи за фреквенцијски опсег од нулте фреквенције до релативно високих фреквенција, а ова тврдња формално се може записати користећи се изразима 2.14-2.17.

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} C_C(\omega)|_{u_C=U_{C0}} = \sum_{i=1}^N C_i \quad (2.14)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} C_C(\omega)|_{u_C=U_{C0}} = C_1 \quad (2.15)$$

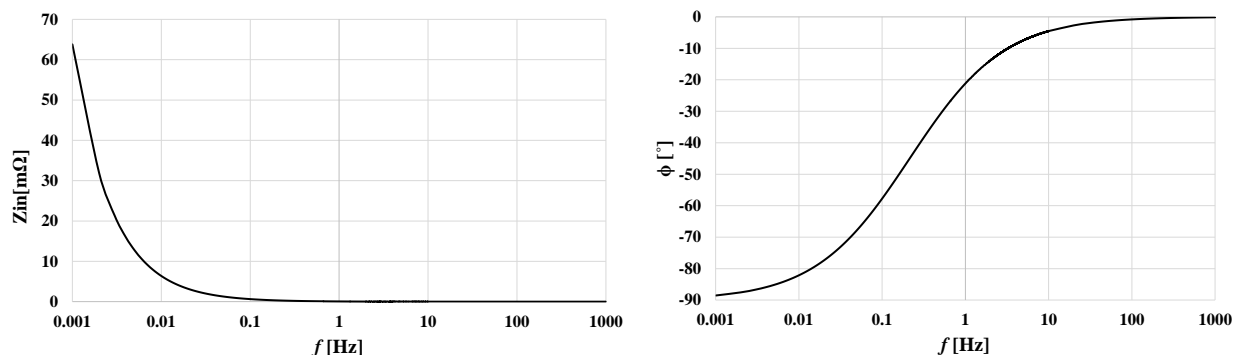
$$\lim_{\omega \rightarrow 0} R_{C0}(\omega)|_{u_C=U_{C0}} = \sum_{i=1}^N R_i \quad (2.16)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} R_{ESR}(\omega)|_{u_C=U_{C0}} = R_1 \quad (2.17)$$

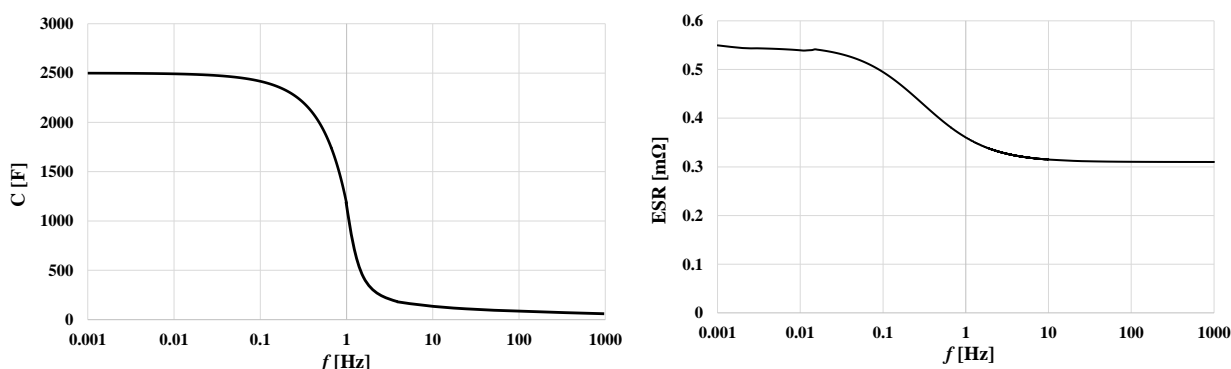
Како би се демонстрирала функционалност предложеног модела, користећи се реалном суперкондензаторском ћелијом познатих параметара који су приказани у табели 2.2, као и одговарајућим симулационим софтвером Matlab *Simulink*, биће показани одзиви RC кола 5-тог реда којим се овај суперкондензатор моделује. Од интереса за разматрање су зависност улазне импедансе, капацитивности, фазе и еквиваленте редне отпорности од фреквенције, а управо су те зависности и приказане на сликама 2.10 и 2.11.

Табела 2.2. Параметри симулираног суперкондензатора (2500 F/2.7 V) при напону од $U_{CO} = 1 V$

R_1	C_1	R_2	C_2	R_3	C_3	R_4	C_4	R_5	C_5
0.032 m Ω	23.2 F	0.032 $\mu\Omega$	211 F	55.4 $\mu\Omega$	235 F	88.4 $\mu\Omega$	699 F	0.039 m Ω	1172 F



Слика 2.10 Зависност улазне импедансе (лево) и фазе (десно) симулираног суперкондензатора од фреквенције



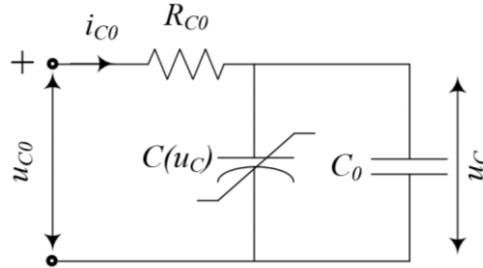
Слика 2.11 Зависност капацитивности (лево) и еквивалентне редне отпорности (десно) симулираног суперкондензатора од фреквенције

На основу слика 2.10 и 2.11 може се донети низ закључака који су од суштинске важности не само по питању модела суперкондензатора већ и по питању ширег контекста, где свакако спада и практична апликација. Најпре се може закључити да капацитивност суперкондензатора варира у зависности од фреквенције у значајнијем опсегу него што је то случај са еквивалентном отпорношћу. Однос максималне и минималне капацитивности у разматраном фреквенцијском опсегу је око 12, док је однос максималне и минималне еквивалентне редне отпорности у истом фреквенцијском опсегу око 1.7.

Чињеница да се и отпорност суперкондензатора мења зависно од фреквенције има битне консеквенце и на Џулове губитке у суперкондензатору. Наиме како је суперкондензатор са остатком система уобичајено повезан преко одговарајућег претварача енергетске електронике, то се као резултат рада тог претварача може очекивати да струја кроз суперкондензатор има мање или више изражену таласност. Самим тим да би се прецизно одредили Џулови губици генерисани таквом струјом неопходно је познавати и њен спектар, јер ће свака спектрална компонента струје имати различит сопствени допринос укупним Џуловим губицима у суперкондензатору.

У одређеним апликацијама представљени модел може се додатно упростити, чиме се редукује и комплексност математичког модела, а последично повећава његова апликабилност [51]. Наиме како је претходно показано, унутрашња отпорност суперкондензатора иако зависна од фреквенције релативно мало се мења када се у обзир узму крајње вредности спектра. Зато се унутрашња отпорност

суперкондензатора може сматрати константном и независном од фреквенције. Са друге стране капацитивност суперкондензатора може се упростити тако што ће електростатичка капацитивност суперкондензатора бити представљена линеарним кондензатором C_0 , док ће ефекти дифузног слоја бити репрезентовани напонско зависном капацитивношћу $C(u_C)$. На слици 2.12 графички је приказано електрично коло које представља упрошћени модел суперкондензатора, који се најчешће употребљава за релативно једноставне анализе, односно анализе чија суштина нису процеси у суперкондензатору већ је фокус на понашању неког макро система чији је суперкондензатор саставни део.



Слика 2.12 Упрошћени модел суперкондензатора

Узимајући у обзир претходно дефинисана упрошћења, за модел суперкондензатора графички репрезентован сликом 2.12 могу се математички дефинисати струјно-напонске зависности, као и енергија коју је могуће акумулисати или повући из суперкондензатора. Укупна капацитивност суперкондензатора $C_{total}(u_C)$, чији је модел приказан на слици 2.12 може се репрезентовати изразом 2.18. Јасно је да се капацитивношћу C_0 репрезентује линеарна, електростатичка капацитивност суперкондензатора док се ефекти дифузног слоја репрезентују коришћењем коефицијента k_C .

$$C_{total}(u_C) = C_0 + C(u_C) = C_0 + k_C \cdot u_C \quad (2.18)$$

Струја суперкондензатора i_{SC} дефинисана је изразом 2.19, при чему C_I представља фиктивну капацитивност која се у референтној литератури назива струјна капацитивност (енгл. *Current capacitance*). Када се израз 2.18 за укупну капацитивност замени у 2.19 добија се израз 2.20 што представља коначан израз за струју суперкондензатора чији је модел дат на слици 2.12.

$$i_{SC} = \frac{\partial Q}{\partial t} = \left(C(u_C) + u_C \cdot \frac{dC(u_C)}{dt} \right) \frac{du_C}{dt} = C_I(u_C) \frac{du_C}{dt} \quad (2.19)$$

$$i_{SC} = (C_0 + 2 \cdot k_C \cdot u_C) \frac{du_C}{dt} \quad (2.20)$$

Енергија ΔE_{SC} коју је могуће извући из суперкондензатора током пражњења од номиналног напона U_{C0max} до вредности напона U_{C0min} , одређена је изразом 2.21.

$$\Delta E_{SC} = \frac{C_0}{2} \cdot (U_{C0max}^2 - U_{C0min}^2) + \frac{2}{3} \cdot k_C \cdot (U_{C0max}^3 - U_{C0min}^3) \quad (2.21)$$

Поред енергије, од суштинске важности су и времена пражњења t_{disch} и пуњења t_{ch} суперкондензатора константном струјом I_0 , а изрази за ова времена одређени су изразима 2.22 и 2.23.

$$t_{disch} = \frac{1}{I_0} \cdot (C_0 U_{C0} + k_C U_{C0}^2) \quad (2.22)$$

$$t_{ch} = \frac{1}{I_0} \cdot \left(\frac{C_0}{4} - k_C \left(U_{C0max} - R_{C0} I_0 + \frac{C_0}{2k_C} \right)^2 - C_0 U_{C0} - k_C U_{C0}^2 \right) \quad (2.23)$$

Представљени модел суперкондензатора довољно је прецизан па се често користи у симулацијама које подразумевају употребу суперкондензатора као складишта енергије. Примери апликација за које је описани модел адекватан су електромоторни погони у којима се суперкондензатор може користити као складиште енергије током рекуперације или за амортизовање пропада мрежног напона [52]. Поред тога ту су апликације везане за обновљиве изворе енергије где је на пример потребно компензовати инхерентно изражену интермитентност снаге.

У референтној литератури може се наћи низ различитих модела који различитим приступима покушавају да симулирају различите процесе у суперкондензатору [50]. Као посебно проблематичан показао се ефекат редистрибуције наелектрисања путем дифузије [53], [54]. Наиме, када се суперкондензатор константном струјом напуни наелектрисањем до номиналног напона, а затим одпоји од извора, напон на његовим крајевима почиње да пада. Ово је делимично последица самопражњења, а делимично је последица процеса прерасподеле наелектрисања путем дифузије. Временске константе пуњења и пражњења кондензатора крећу се у опсезима који су реда величине секунди или десетина секунди, међутим временске константе редистрибуције наелектрисања су реда величине стотина или хиљада секунди. Због тога се процес дифузије показао као проблематичан за моделовање коришћењем стандардних елемената, као што су отпорници и кондензатори. Ако се жели веродостојно моделовати понашање суперкондензатора укључујући и процес дифузне прерасподеле наелектрисања, она је неопходно користити другачији приступ. Уважавање високе порозности електрода суперкондензатора која има велики утицај на његову импедансу, од велике је важности за развој функционално прихватљивог модела који истовремено адекватно моделује физичке процесе. За извођење аналитичког модела електричног двослоја суперкондензатора неопходно је поред порозности електроде уважити и чињеницу да се струја суперкондензатора у бити састоји од три компоненте. Прву компоненту чини јонска струја која се успоставља кроз електролит и представља један од актуелних фокуса истраживања везаних за повећање густине енергије суперкондензатора [55], [56], [57]. Другу компоненту чини електронска струја кроз электроду, док трећу компоненту чини струја диелектричног помераја на прелазу између електроде и електролита [58]. Управо ће у поглављу 2.3.3 бити приказан другачији модел суперкондензатора који уважава управо наведен физичке процесе, а који ће бити заснован на употреби интегрално-диференцијалног рачуна нецелог реда.

2.3.2. Математички модел суперкондензатора заснован на фракционом интегрално-диференцијалном рачуну

Да би се на једноставнији начин могли разумети закључци који проистичу из овог поглавља, као и коришћене методологије најпре ће укратко бити изложена теоријска поставка за математичке релације које су од суштинског значаја за разматрану тематику. Употреба порозних материјала велике специфичне површине у суперкондензаторима имала је за последицу да традиционални приступи не могу дати адекватан и довољно прецизан модел понашања суперкондензатора. Посебну проблематику са собом доноси већ поменути процес дифузије наелектрисања у суперкондензатору, кога карактеришу велике временске константе као и природа суштински другачија од природе процеса у стандардним кондензаторима чији се рад заснива искључиво на електростатичком пољу. Зато су развијени бројни модели чија је суштина различита комбинације RLC елемената у еквивалентном електричном колу којим се моделује суперкондензатор. Поред тога референтна литература обилује и моделима који у себи уважавају нелинеарну капацитивност кондензатора, при чему су коефицијенти нелинеарности најчешће одређивани експерименталним путем подвргавањем суперкондензатора различитим вредностима временски константног или промењивог напона. Међутим овакви модели, у које спада и онај представљен у поглављу 2.3.1, иако задовољавајући за одређене апликације, ипак не одсликавају на адекватан начин ни природу ни процесе у суперкондензатору.

Показало се да коришћењем диференцијалног рачуна нецелог реда односно фракционог диференцијалног рачуна (енгл. *Fractional-order differential calculus*) за дефинисање релација између појединих параметара у моделима суперкондензатора може да се постигне значајно већа прецизност [59], [60]. Поред тога, модели засновани на оваквом приступу могу резултовати у значајно једноставнијој структури модела са једне стране, и значајном скраћењу времена извршења у софтверском окружењу са друге стране.

Фракциони диференцијални рачун (ФДР) је у математици одавно познат, међутим његова употреба у областима као што су физика или електротехника омасовила се тек одавно [61], [62]. У општем смислу показано је да када су у питању комплексни феномени или нови материјали, значајно већа прецизност може се постићи њиховим моделовањем уз употребу ФДР-а. Из математичке перспективе диференцијални рачун нецелог реда представља генерализацију класичног диференцијално-интегралног рачуна реда α , при чему сада α припада скупу реалних бројева R док у класичном случају α припада скупу природних бројева N . Оператор реда α ($\alpha \in R$) неке вишеструко диференцијабилне/интеграбилне функције $f(t)$ над скупом $[a, t]$ може се представити изразом 2.24 [63]. Величине a и t представљају лимите оператора фракционог диференцијала ${}_a D_t^\alpha f(t)$ и називају се терминалима фракционог диференцијала [64].

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \begin{cases} \frac{d^\alpha f(t)}{dt^\alpha}, & \text{када је } \alpha > 0 \\ f(t), & \text{када је } \alpha = 0 \\ \int_a^t f(\tau) d\tau^\alpha, & \text{када је } \alpha < 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

Нотација представљена изразом 2.24 обједињује интегрални и диференцијални оператор, при чему за позитивне вредности α ($\alpha > 0$) има се диференцијални оператор, за негативне вредности α ($\alpha < 0$) има се интегрални оператор, док за нулту вредност α ($\alpha = 0$) има се оператор идентитета. Узимајући у обзир да се нотацијом приказаном изразом 2.24 обједињују и оператор диференцијације и оператор интегралења, у даљем разматрању оператор ${}_a D_t^\alpha f(t)$ ће бити називан диференцијално-интегрални оператор.

Ако се разматра Кошијев израз за n -гоструки интеграл приказан изразом 2.25, при чему су a, x терминали интеграције функције $f(\tau)$, употребом познатог идентитета гама функције датог изразом 2.26, може се доћи до израза за *Riemann-Liouville*-у формулу фракционог интеграла дату изразом 2.27. У изразу 2.27, $\alpha \in R^+$ представља ред интеграла у терминалима (a, t) функције $f(t)$. Уколико би се израз 2.27 проширио за вредности $\alpha \leq 0$, добија се израз 2.28 који представља форму *Riemann-Liouville*-овог фракционог диференцијално-интегралног оператора (R). Тада важи да $\alpha \in R$ и представља фракциони ред диференцијално-интегралног оператора ${}_a^R D_t^\alpha$ функције $f(t)$. Такође за $\alpha > 0$: $m - 1 < \alpha \leq m$, $m \in N$, док за $\alpha \leq 0$: $m = 0$.

$${}_a I_t^n f(x) = \frac{1}{(n-1)!} \int_a^t f(t-\tau) d\tau \quad (2.25)$$

$$\Gamma(x+1) = x \cdot \Gamma(x) \quad (2.26)$$

$${}_a I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^t f(t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (2.27)$$

$${}_a^R D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \frac{d^m}{dt^m} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad (2.28)$$

Најважнија особина *Riemann-Liouville*-овог фракционог диференцијално-интегралног оператора ${}^R D_t^\alpha$ јесте линеарност за целобројну диференцијацију и диференцијацију фракционог реда. Лапласова трансформација *Riemann-Liouville*-овог фракционог диференцијално-интегралног оператора дата је изразом 2.29, при чему је $n - 1 < \alpha \leq n, n \in N$. Потребно је нагласити да Лапласова трансформација *Riemann-Liouville*-овог оператора садржи изводе нецелог реда почетних услова, што намеће одређене потешкоће у практичној примени *Riemann-Liouville*-овог оператора.

$$\mathcal{L}[{}^R D_t^\alpha f(t)] = \begin{cases} s^\alpha F(s) & \text{за } \alpha < 0 \\ s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k {}^R D_t^{\alpha-k-1} f(0) & \text{за } \alpha > 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

Поред проблема у практичној примени у смислу решавања проблема коришћењем *Riemann-Liouville*-овог оператора, постоје и проблеми са тумачењем добијених резултата јер физичко значење добијених почетних услова није још увек познато. Овај проблем донекле је превазиђен другом формом диференцијално-интегралног оператора названог *Caputo* оператор (C), приказаног изразом 2.30. Важи да $\alpha \in R$, при чему α представља фракциони ред диференцијално-интегралног оператора ${}^C D_t^\alpha$ функције $f(t)$. Такође за $\alpha > 0$: $m - 1 < \alpha \leq m, m \in N$, док за $\alpha \leq 0$: $m = 0$ [65].

$${}^C D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m - \alpha)} \int_a^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t - \tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad (2.30)$$

Оператор ${}^C D_t^\alpha$ је такође линеаран али је много рестриктивнији од ${}^R D_t^\alpha$ оператора, јер се захтева да је m -ти извод функције $f(t)$ интегралан. У општем случају наведене две форме интегрално диференцијалних оператора нису еквиваленте осим у специјалном случају [66]. Лапласова трансформација оператора ${}^C D_t^\alpha$ дата је изразом 2.31, при чему важи $n - 1 < \alpha \leq n, n \in N$.

$$\mathcal{L}[{}^C D_t^\alpha f(t)] = \begin{cases} s^\alpha F(s) & \text{за } \alpha < 0 \\ s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0) & \text{за } \alpha > 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

Лапласова трансформација оператора ${}^C D_t^\alpha$ укључује вредности функције $f(t)$ као и вредности њених извода за вредности доњег терминала $t=0$. Ово је предност у односу на претходни случај јер за овакве резултата постоје физичка тумачења, те се може закључити да је ова форма диференцијално-интегралног фракционог оператора погодна за примену у решавању проблема који се заснивају на линеарним диференцијалним једначинама нецелог реда.

Ако се разматра непрекидна функција $y = f(x)$, онда су њени први и други извод дати изразима 2.32 и 2.33. Индукцијом се може добити релација 2.34, која дефинише n -ти целобројни извод функције $f(x)$. Генерализацијом се израз 2.34 може претворити у израз 2.35 где ред извода није целобројан већ је фракционог реда па важи да $\alpha \in R$. Добијени израз 2.35 представља *Grunwald-Letnikov*-у формулу диференцијално-интегралног фракционог оператора. Апроксимације ове форме су веома поgone за нумеричко решавање, односно за примену у решавању проблема коришћењем рачунарски апликација.

$$f'(x) = \frac{df}{dx} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(t-h) - f(t)}{h} \quad (2.32)$$

$$f''(x) = \frac{d^2 f}{dx^2} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(t-2h) - 2f(t-h) + f(t)}{h^2} \quad (2.33)$$

$$f^n(x) = \frac{d^n f}{dx^n} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^n} \sum_{r=0}^n (-1)^r \binom{n}{r} f(t-rh) \quad (2.34)$$

$$f^\alpha(x) = \frac{d^\alpha f}{dx^\alpha} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{r=0}^n (-1)^r \binom{\alpha}{r} f(t - rh) \quad (2.35)$$

Моделовање система коришћењем фракционих диференцијално-интегралних једначина изискује и дефинисање преносне функције разматраног система. Ако се са $U(s)$ и $Y(s)$ обележе Лапласове трансформације улазног и излазног сигнала, респективно, а са $G(s)$ преносна функција у Лапласовом домену, тада усвајајући нулте почетне услове ($u(0), y(0) = 0$ и $m, n \in N^+$) израз 2.36 представља непрекидну преносну функцију нецелог реда. У случају да су редови свих чиниоца целобројни умношци базе система α ($\alpha_k, \beta_k = k\alpha, \alpha \in R^+$) тада се систем назива системом пропорционалног реда, а у случају да је $\alpha = 1/q, q \in Z^+$ систем се назива системом рационалног реда. У случају система пропорционалног реда, непрекидна преносна функција нецелог реда дата је изразом 2.37.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (2.36)$$

$$G(s) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k (s^\alpha)^k}{\sum_{k=0}^n a_k (s^\alpha)^k} \quad (2.37)$$

Сада се изразом 2.38 уз уважавање временске константе T може представити преносна функција оператора интегралења – интегратора, а иста преносна функција у фреквенцијском домену дата је изразом 2.38 [67]. За преносну функцију у фреквенцијском домену, амплитуда (модуо) $M(\omega)$ и фаза $\varphi(\omega)$ дефинисане су изразима 2.40 и 2.41.

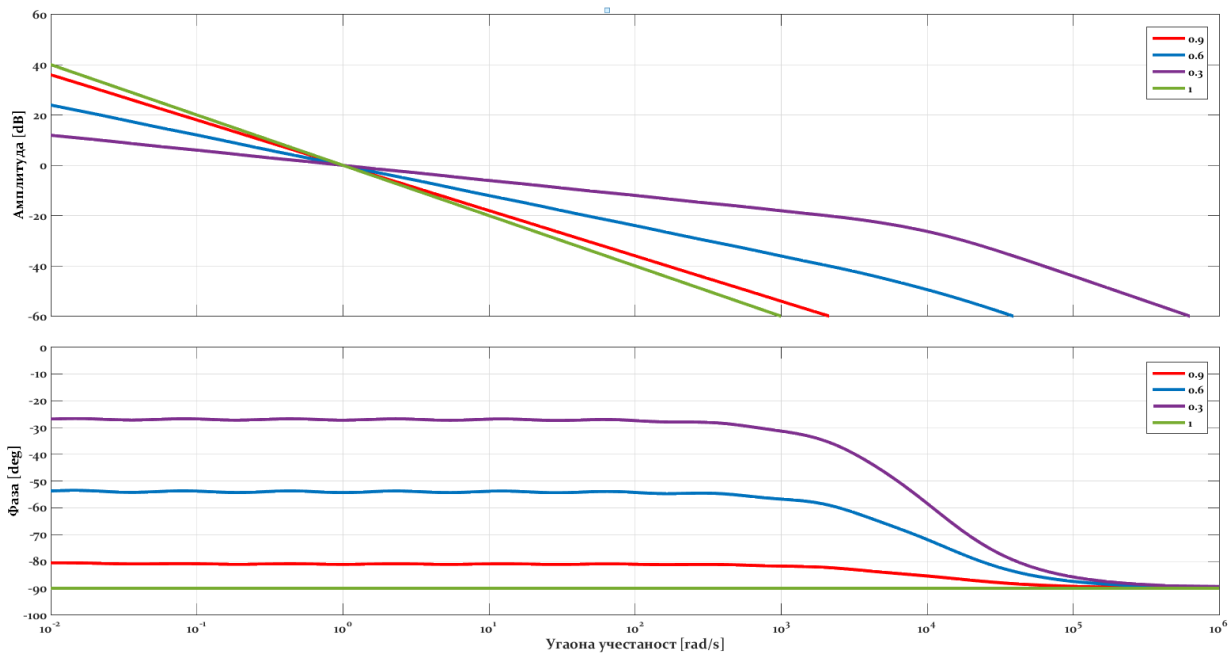
$$G(s) = \frac{1}{(Ts)^\alpha} \quad (2.38)$$

$$G(j\omega) = \frac{1}{(Tj\omega)^\alpha} = \frac{1}{T\omega^\alpha \left(\cos \alpha \frac{\pi}{2} + j \sin \alpha \frac{\pi}{2} \right)} \quad (2.39)$$

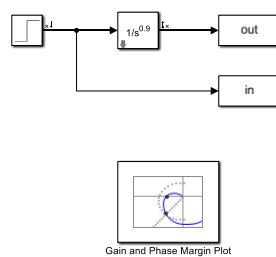
$$M(\omega) = 20 \cdot \log \left(\frac{1}{(T\omega)^\alpha} \right) \quad (2.40)$$

$$\varphi(\omega) = \arg \left[\frac{1}{(T\omega)^\alpha} j^{-\alpha} \right] = -\alpha \frac{\pi}{2} \quad (2.41)$$

Бодеоу дијаграми интегратора нецелог реда (фракционог интегратора) за четири различите вредности параметра α , приказани су на слици 2.13. За реализацију приказаних графика коришћен је софтверски алат *FOMCOM FOTF Toolbox* имплементиран у симулационом окружењу *Matlab Simulink*. За добијање одзива приказаних на слици 2.13 коришћен је модел фракционог интегратора који омогућава варијацију фракционог реда, као и стандардни *Simulink* блок за генерисање Бодеоу дијаграма – *Gain and Phase Margin Plot*. Коришћени *Simulink* модел приказан је на слици 2.14.



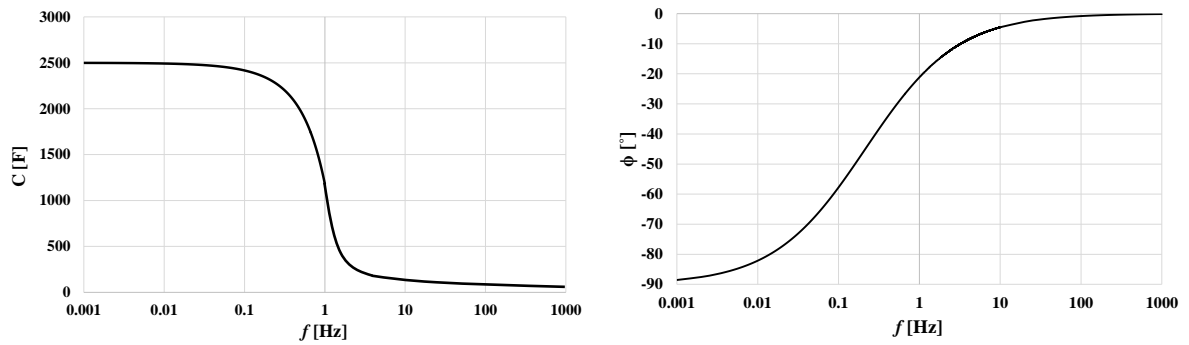
Слика 2.13 Бодев дијаграм преносне функције $G(s) = \frac{1}{s^\alpha}$ за вредности $\alpha=0.3, 0.6, 0.9$ и 1



Слика 2.14 Модел за симулацију фракционог интегратора у *Simulink* окружењу

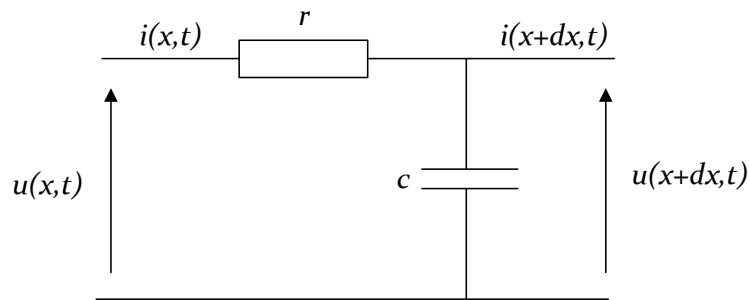
Са слике 2.13 одмах је јасно да фракциони ред интегратора утиче не само на фазни померај који ће бити унесен између улазног и излазног сигнала, већ и на амплитуду. Оно што се такође може закључити са слике 2.13 јесте и то да је фазни померај при различитим вредностима реда фракционог интегратора, константан на релативно широком опсегу фреквенција. Међутим на релативно већим учестаностима фракциони интегратор почиње да се понаша тако да фазни померај тежи ка -90° како угаона учестаност тежи бесконачности. Ово значи да ће након одређене вредности угаоне учестаности фазни померај између улазног и излазног сигнала бити исти као да је ред фракционог интегратора једнак 1. Одавде је одмах јасно да моделовање суперкондензатора коришћењем само фракционог интегратора не одражава адекватно његово понашање у широком фреквенцијском опсегу, већ само у случајевима мале фреквенције побудног сигнала.

Начелно гледано, при порасту фреквенције побудног сигнала фаза суперкондензатора би требала да опада, као што је то приказано за случај реалног суперкондензатора на слици 2.15. То значи да се суперкондензатор, како фреквенција расте све више понаша као отпорник. Међутим јасно је са исте слике да при веома малим учестаностима фаза суперкондензатора је приближно -90° , и управо у овом уском опсегу могуће је моделовати суперкондензатор са фрикционим интегратором. Када је у питању капацитет суперкондензатора у опсегу већих фреквенција може се поређењем зависности капацитета од фреквенције са слике 2.15 и оне са слике 2.14 видети да фракциони интегратор начелно одсликава опадање капацитета са фреквенцијом, међутим очигледно је да се преносна функција са слике 2.13 не може користити за моделовање сама по себи већ је потребно развити одговарајући модел.



Слика 2.15 Капацитет (лево) и фаза (десно) реалног суперкондензатора у фреквенцијском домену

Претходно је укратко представљена теорија интегрално-диференцијалног рачуна нецелог реда (фракционог интегрално-диференцијалног рачуна) и то у оној мери у којој је то неопходно за разматрања која су предмет анализе овог рада. Такође представљен је и анализиран алат за нумеричко решавање модела базираних на оваквом математичком алату. Сада ће бити наведен један фракциони модел суперкондензатора доступан у референтној литератури [68], којим ће бити демонстриран један другачији принцип развоја модела суперкондензатора. Потребно је нагласити и то да слични модели такође постоје у референтној литератури и представљају веома плодну област истраживања посебно откако је фракциона математичка анализа постала актуелна у науци [69]. Разлог због кога је одабран поменути модел јесте тај што он полази од основне електричне шеме суперкондензатора засноване на RC мрежи која је приказана на слици 2.16.



Слика 2.16 Електрична шема суперкондензатора на коју се односи разматрани фракциони модел

Шема приказана на слици 2.16 представља еквивалентну шему RC мреже састављене од великог броја елемената чија је дужина d . Међутим у циљу поједностављења усвојена је претпоставка да је расподела отпорности r и капацитивности c у мрежи равномерна, као и то да су поре електрода униформно испуњене електролитом. Имајући у виду изложене претпоставке може се изразом 2.42 утврдити веза између струје $i(t)$ и напона $u(t)$. При том биће усвојене нове ознаке за фракциону отпорност r_α и фракциону капацитивност c_α дела RC мреже суперкондензатора дужине d .

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} = r_\alpha \cdot c_\alpha \cdot \frac{\partial^\alpha u(x,t)}{\partial t^\alpha} \\ \frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial x^2} = r_\alpha \cdot c_\alpha \cdot \frac{\partial^\alpha i(x,t)}{\partial t^\alpha} \end{cases} \quad (2.42)$$

Лапласова трансформација фракционе диференцијалне напонске (прве) једначине у изразу 2.42 при нултим почетним условима дата је изразом 2.43. Корени једначине 2.43 дати су изразом 2.44, док је решење једначине дато изразом 2.45, при чему су C_1 и C_2 одговарајуће константе једначине.

$$\frac{\partial^2 U(x,s)}{\partial x^2} - r_\alpha \cdot c_\alpha \cdot s^\alpha \cdot U(x,s) = 0 \quad (2.43)$$

$$\omega_{1,2} = \pm \sqrt{r_\alpha \cdot c_\alpha \cdot s^\alpha} \quad (2.44)$$

$$U(x, s) = C_1(s) \cdot \sinh(x \cdot \sqrt{r_\alpha \cdot c_\alpha \cdot s^\alpha}) + C_2(s) \cdot \cosh(x \cdot \sqrt{r_\alpha \cdot c_\alpha \cdot s^\alpha}) \quad (2.45)$$

Како би се одредиле константе C_1 и C_2 потребно је размотрити и граничне услове. За $x=0$ израз 2.45 постаје 2.46. Одатле следи да је вредност друге константе C_2 дато изразом 2.47.

$$U(0, s) = C_1(s) \cdot \sinh(0) + C_2(s) \cdot \cosh(0) \quad (2.46)$$

$$C_2(s) = U(0, s) \quad (2.47)$$

Прва константа се може одредити на основу израза 2.48, који у Лапласовом домену има решење одређено изразом 2.48. Усвајајући гранични услов за $x=d$ када је $i(d, t)=0$ што значи да је у Лапласовом домену $I(d, s)=0$, добија се израз 2.49. Из израза 2.50 добија се вредност прве константе C_1 која је дата изразом 2.51.

$$-r_\alpha \cdot i(x, s) = \frac{\partial^\alpha u(x, s)}{\partial x^\alpha} \quad (2.48)$$

$$-r_\alpha \cdot I(x, s) = C_1(s) \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha} \cosh(x \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha}) + U(0, s) \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha} \sinh(x \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha}) \quad (2.49)$$

$$0 = C_1(s) \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha} \cosh(d \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha}) + U(0, s) \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha} \sinh(d \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha}) \quad (2.50)$$

$$C_1(s) = -\tanh(d \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha}) U(0, s) \quad (2.51)$$

Сада се на основу израза 2.49, уз услов $x=0$ може добити струја у Лапласовом домену која је одређена изразом 2.52. На основу израза за струју у Лапласовом домену може се дефинисати импеданса разматраног еквивалентног електричног кола са слике 2.16. Импеданса разматраног еквивалентног електричног кола одређена је изразом 2.53, при чему је укупна фракциона капацитивност $C_\alpha = d \cdot c_\alpha$, а укупна фракциона отпорност $R_\alpha = d \cdot r_\alpha$.

$$I(0, s) = \frac{\sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha}}{r_\alpha} \tanh(d \sqrt{r_\alpha c_\alpha s^\alpha}) U(0, s) \quad (2.52)$$

$$\bar{Z}(s) = \frac{U(0, s)}{I(0, s)} = \frac{R_\alpha}{\sqrt{R_\alpha C_\alpha s^\alpha}} \coth(\sqrt{R_\alpha C_\alpha s^\alpha}) \quad (2.53)$$

Уколико се у изразу 2.53 искористи нумеричка апроксимација функције $\coth(x)$ добија се израз 2.54 који представља израз за фракциону импедансу порозне електроде суперкондензатора, чија је еквивалентна електрична шема дата на слици 2.16. Параметар T који фигурише у изразу 2.54 уважава ефекат промене капацитивности са фреквенцијом. Да би се добио комплетан фракциони модел суперкондензатора неопходно је уважити и електричну отпорност његових електрода R_c . Ово је урађено изразом 2.55, чиме се заправо добија преносна функција суперкондензатора $G(s)$.

$$\bar{Z}(s) = \frac{\sqrt{1 + R_\alpha C_\alpha s^\alpha}}{C_\alpha s^\alpha} = \frac{\sqrt{1 + T s^\alpha}}{C_\alpha s^\alpha} \quad (2.54)$$

$$G(s) = R_c + \frac{\sqrt{1 + T s^\alpha}}{C_\alpha s^\alpha}, R_c \in R_+, T \in R_+, \alpha \in (0,1) \quad (2.55)$$

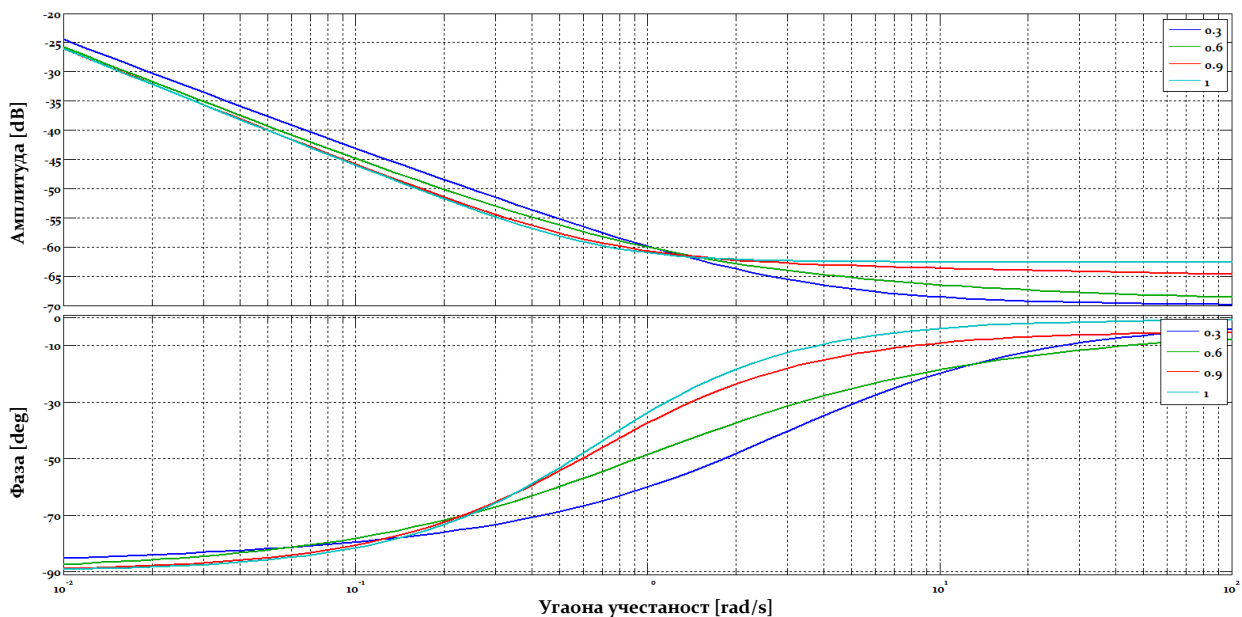
Иако је фракциони модел суперкондензатора који је дефинисан изразом 2.55 адекватан за описивање динамике суперкондензатора у фреквенцијском домену, може се показати да је веома

тешко пронаћи његову инверзну Лапасову трансформацију. Ово је важно јер се инверзном Лапасовом трансформацијом може одредити одзив суперкондензатора на одређену побуду (нпр. јединичну одскачну побуду) у временском домену. Због тога се у референтној литератури за практичну примену чешће користи тзв. *Cole-Davidson* фракциони модел суперкондензатора дефинисан изразом 2.56 [70], [71].

$$G_{CD}(s) = R_c + \frac{(1 + Ts)^\alpha}{C_s} \quad (2.56)$$

Потребно је одмах разјаснити разлику у физичком значењу параметра C_α – фракционе капацитивности и параметра C из израза 2.56. Параметар C представља капацитивност суперкондензатора и има мерну јединицу фарад [F]. Са друге стране, вредност параметра C_α не одговара вредности капацитивности суперкондензатора у традиционалном смислу, због чега је ознака овог параметра и додат супскрипт α . Параметар C_α у смислу фракционог модела суперкондензатора датог изразом 2.55, репрезентује импедансу суперкондензатора зависну од фреквенције, али и од параметра α . Зато је мерна јединица фракционе капацитивности нефизичка величина $F/sec^{1-\alpha}$.

Бодеоу дијаграми фракционе преносне функције $G_{CD}(s)$ за различите вредности параметра α , приказани су на слици 2.17. Усвојене су вредности параметара $C = 100 F$, $R_c = 0.089 \Omega$ и $T = 1 s$. Узимајући у обзир претходно разматрање и слику 2.17, може се закључити да модел 2.56 има јасно физичко значење, док модел 2.55 поред тога што је веома тежак за математичку експлоатацију има проблем и са физичком интерпретацијом параметара модела, што га чини мање примењивим у пракси.



Слика 2.17 Бодеоу дијаграм преносне функције $G(s) = R_c + \frac{(1+Ts)^\alpha}{C_s}$ за вредности $\alpha=0.3, 0.6, 0.9$ и 1

Додатно, анализом модела 2.56 у фреквенцијском домену на основу слике 2.17, може се закључити да се модел при веома малим фреквенцијама ($\omega \rightarrow 0$) понаша као традиционални кондензатор „велике капацитивности“. Са друге стране модел се при веома великим фреквенцијама ($\omega \rightarrow \infty$) понаша као фракциони интегратор чији је ред $1 - \alpha$. То значи да по питању фазе, при релативно већим учестаностима суперкондензатор моделован приказаном преносном функцијом почиње да се понаша као отпорник, што је у складу са очекивањем. Имајући ово у виду, понашање модела датог изразом 2.56 може се поједностављено репрезентовати са 2.57.

$$G_{CD}(s) = \begin{cases} \frac{T^\alpha}{Cs^{1-\alpha}} & \text{за } s \gg \frac{1}{T} \\ \frac{1}{Cs} & \text{за } s \ll \frac{1}{T} \end{cases} \quad (2.57)$$

Да би се могло дати објашњење физичког значења параметра T потребно је размотрити преносну функцију $G_{CD}(s)$ у фреквенцијском домену уз занемарење отпорности R_c , што је оправдано имајући у виду да она нема утицај на ово разматрање. Наиме изразом 2.58 дата је упрошћена преносна функција $G_{CD}(s)$ у фреквенцијском домену, док је изразом 2.59 одређена амплитуда (модуо) преносне функције 2.58.

$$G_{CD}(j\omega) = \frac{(1 + j\omega T)^\alpha}{j\omega C} \quad (2.58)$$

$$A_{CD}(\omega) = \frac{(1 + (T\omega)^2)^{\frac{\alpha}{2}}}{C\omega} \quad (2.59)$$

Ако се амплитуда приказана изразом 2.59 упореди са амплитудом преносне функције класичног кондензатора капацитивности C' , добијају се изрази 2.60 и 2.61. Овим изразима демонстрирано је колику би капацитивност требао да има класични кондензатор при некој фреквенцији ω , како би имао исту амплитуду преносне функције као модел суперкондензатора дат изразом 2.56.

$$\frac{(1 + (T\omega)^2)^{\frac{\alpha}{2}}}{C\omega} = \frac{1}{C'\omega} \quad (2.60)$$

$$C' = \frac{C}{(1 + (T\omega)^2)^{\frac{\alpha}{2}}} \quad (2.61)$$

Из израза 2.61 може се аналогно анализи спроведеној са изразом 2.57 закључити да ће капацитивност класичног кондензатора C' при веома малим фреквенцијама бити једнака капацитивности C суперкондензатора из модела 2.56. Са друге стране, при великим фреквенцијама капацитивност C' биће у односу на капацитивност модела C одређена као што је дато у изразу 2.62. Ова анализа значајна је због чињенице да се натписним плочицама суперкондензатора најчешће као називни податак придружује вредност капацитивности, која се неретко посматра у класичном смислу. Међутим управо се из ове анализе види да је овакво становиште оправдано само за веома ниске фреквенције, док при високим фреквенцијама долази до значајне редукције капацитивности.

Према томе за потребе остваривања директне везе фракционог модела 2.56 са реалним суперкондензатором, а на основу приказана анализе, може се рећи да C' представља капацитивност суперкондензатора ако се он тумачи у класичном смислу као капацитивност кондензатора велике капацитивности, и то је онда она капацитивност која се екстерно перципира. Међутим ово тумачење је валидно само при веома малим фреквенцијама побудног напона или струје. Са друге стране капацитивност C представља „интерну“ капацитивност суперкондензатора која се из спољашности не перципира јер је резултат интерних физичких процеса у суперкондензатору, и она се не може мерити никаквом мерном опремом.

$$C' = \begin{cases} C & \text{за } \omega \ll \frac{1}{T} \\ \frac{C}{\sqrt{\omega T}} & \text{за } \omega \gg \frac{1}{T} \end{cases} \quad (2.62)$$

Јасно је да капацитивност суперкондензатора зависи од фреквенције, а уколико је потребно пронаћи на пример вредност фреквенције f при којој ће капацитивност C' која се екстерно перципира, опати два пута у односу на капацитивност C , онда се то може одредити коришћењем

израза 2.63. Одавде се јасно може видети да параметар T дефинише корелацију између капацитивности суперкондензатора и фреквенције побудног сигнала.

$$f = \frac{\sqrt{2\bar{\alpha} - 1}}{2\pi T} \quad (2.63)$$

Чињеница да капацитивност суперкондензатора зависи од фреквенције позната је из експерименталног третирања суперкондензатора, међутим једино фракциони модели предвиђају ову зависност. Поред тога у овом поглављу анализирана су два фракциона модела суперкондензатора, од којих је један проблематичан са аспекта математичке експлоатације и физичког тумачења, док други нема таквих проблема. Истраживања која за основу имају модел 2.56 закључују да ова форма може да адекватно репрезентује динамичко понашање само суперкондензатора који имају релативно малу капацитивност (~ 1 F) за стандарде технологија суперкондензатора [68]. Овај проблем је делимично адресиран кроз низ уопштавања разматраног модела, који су у одређеном смислу повећали спектар његове примењивости [72]. Са друге стране у наредном поглављу биће приказан нови модел суперкондензатора који подразумева другачију методологију генерисања самог модела.

2.3.3. Фракциони модел суперкондензатора

Раније је јасно истакнуто да су прецизни динамички модели суперкондензатора фундаментални предуслов за њихов дизајн, али и за експлоатацију посебно у апликацијама каква је енергетско складиште електричног возила. Претходно је такође размотрен низ различитих модела који у одређеном делу фреквенцијског спектра мање или више прецизно моделују понашање суперкондензатора, односно процеса у његовим електродама и електролиту. Међу најзаступљенијим моделима суперкондензатора јесу они базирани на моделима заснованим на импеданси, међутим овакви модели имају релативно ограничену валидност у смислу фреквенцијског опсега, а може се поставити и питање њихове комплексности. Са друге стране у претходном поглављу представљен је један нови математички алат којим се значајно једноставније може моделовати понашање суперкондензатора. Овај закључак се превасходно заснива на чињеници да је процесима у суперкондензатору инхерентни процес дифузије и меморијски ефекат, а фракциона математика се показала као примамљив алат за моделовање таквих процеса. Зато ће у овом поглављу бити размотрена теоријска поставка неопходна за развијање фракционог модела суперкондензатора. Са друге стране у наредним поглављима биће приказане и процедуре за одређивање параметара суперкондензатора.

Основни циљ фракционог модела суперкондензатора јесте добијање фракционе преносне функције чија је фреквенцијска карактеристика идентична или приближно идентична фреквенцијској карактеристици суперкондензатора на што ширем фреквенцијском опсегу, узимајући при том у обзир расположиву мерну опрему. Фреквенцијска карактеристика суперкондензатора, као и вредности параметара фракционог модела биће детаљније разматрани у поглављу 2.3.5, док ће овде бити представљена само теоријска поставка. Полазећи од општег облика фракционе преносне функције са једне стране и форме израза за пермеабилност електричног двослоја [73], фракциона преносна функција суперкондензатора G_{SC} може се уопштено записати као што је дато изразом 2.64.

$$G_{SC}(s) = \frac{U_{SC}(s)}{I_{SC}(s)} = \frac{a_1 s^\alpha + a_0}{b_1 s^\beta + b_0} \quad (2.64)$$

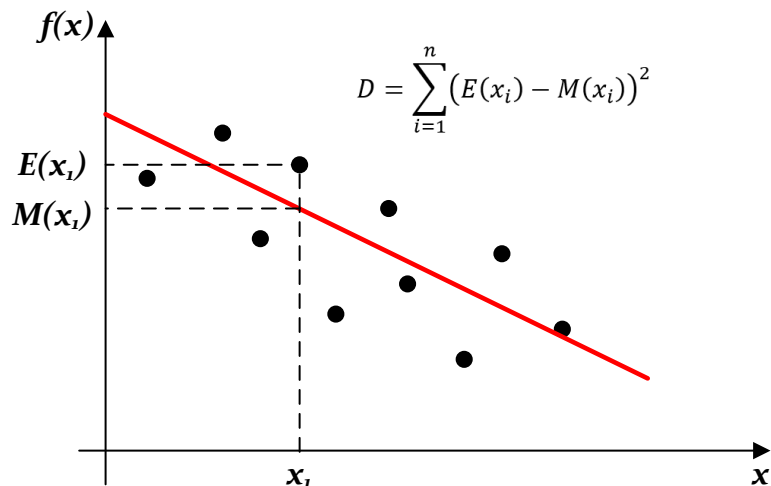
Не треба наглашавати да је веома тешко дати физичко тумачење константни које се појављују у изразу 2.64. Међутим референтна литература [74] је покушала да пронађе везу између

карактеристичних величина суперкондензатора и константи из општег израза 2.64. Такви приступи су веома проблематични јер се неретко појављују нефизичке величине у форми псеудо-капацитивности или псеудо-отпорности. Посебан проблем за тумачење представљају ситуације када се врши фракционо степеновање временских константи. Ово представља један од највећих недостатака фракционих модела, међутим немогућност одређивања физичке интерпретације неке величине модела или њене мерне јединице свакако не дисквалификује фракционе моделе посебно имајући у виду квалитет добијених резултата. Због ових разлога фракциони модел суперкондензатора који ће овде бити представљен имаће за циљ проналажење вредности параметара модела искључиво са аспекта поклапања фреквенцијске карактеристике модела са карактеристиком суперкондензатора, не залазећи при том у интерпретацију природе самих параметара. Полазећи од ове претпоставке за фракциону преносну функцију 2.64 могу се утврдити аналитички изрази модула $|\overline{G}_{SC}|$ и фазе φ који су зависни од угаоне учестаности и параметара преносне функције. Изрази за модуо и фазу преносне функције дати су са 2.65. При чему је ради лакшег записа са K обележен однос параметара a_1 и b_1 , док је са a обележен однос параметара a_0 и a_1 , а са b однос параметара b_0 и b_1 .

$$|\overline{G}_{SC}| = K \cdot \sqrt{\frac{\omega^{2\alpha} + 2a\omega \cos(\alpha \cdot \pi/2) + a^2}{\omega^{2\beta} + 2b\omega \cos(\beta \cdot \pi/2) + b^2}} \quad (2.65)$$

$$\theta = \arg(\overline{G}_{SC}) = \arctg\left(\frac{\omega^\alpha \cdot \sin(\alpha \cdot \pi/2)}{\omega^\alpha \cdot \sin(\alpha \cdot \pi/2) + a}\right) - \arctg\left(\frac{\omega^\beta \cdot \sin(\beta \cdot \pi/2)}{\omega^\beta \cdot \sin(\beta \cdot \pi/2) + b}\right)$$

Сада се познавајући аналитичке изразе модула и фазе фракционе преносне функције којом се моделује импеданса суперкондензатора, може коришћењем методе суме квадрата одступања доћи до вредности параметара фракционе преносне функције. Примена методе суме квадрата одступања подразумева да параметре фракционог модела треба одабрати тако да је сума квадрата разлике између експериментално утврђених вредности фреквенцијске карактеристике и вредности које произилазе из модела минимална. Одавде се јасно види да је најпре неопходно добити експерименталним путем фреквенцијску карактеристику суперкондензатора на одређеном спектру, што ће у поглављу 2.3.5 и бити демонстрирано. Затим је потребно за одређене вредности фреквенције извршити одабирање вредности модула и фазе, те на тај начин генерисати поредбени низ података који ће бити фундамент за примену методе суме квадрата одступања. Практична реализације управо описаног поступка приказан је на слици 2.18, одакле се јасно види да је потребно пронаћи минималну вредност величине D која за n одабраних тачка репрезентује суму квадрата разлике између експерименталне $E(x)$ и вредности добијене из модела $M(x)$.



Слика 2.18 Принциуска реализација методе минималних квадрата одступања

2.3.4. Одређивање параметара суперкондензатора

У овом поглављу најпре ће бити размотрене методе за одређивање параметара суперкондензатора који се најчешће наводе од стране произвођача као називни подаци. Методе за добијање вредности називних параметара дефинисане су стандардима који су опште прихваћени у индустрији. Параметри чије се вредности добијају овим методама су укупна капацитивност, еквивалентна редна отпорност, струја цурења као и пад напона током мировања. Процедуре за одређивање ових параметара суперкондензатора дефинисане су стандардом ИЕС 62391-1:2015. Иако су ови параметри широко прихваћени као адекватни репрезенти понашања суперкондензатора са аспекта индустрије, развојно-истраживачки сегмент налаже пре свега другачије моделе суперкондензатора од којих су неки приказан у поглављима 2.3.1 и 2.3.2, док је у одељку 2.3.3 предложен потпуно нови модел суперкондензатора. Ово значи да је у тим случајевима неопходно употребити другачије процедуре за добијање параметара предложених модела. Како је у претходном поглављу предложен нови модел суперкондензатора, овде ће бити приказане и методе за добијање параметара тог модела, а као вид верификације модела и добијених параметара у наредном одељку биће приказани резултати нумеричке симулације разматраних модела који ће бити упоређени са одзивима добијеним лабораторијским тестирањем. Као најважнија карактеристика једног суперкондензатора одређује се његова капацитивност, параметар који заједно са називним напоном даје директну информацију о количини наелектрисања, а самим тим и о електричној енергији коју је могуће акумулисати у том суперкондензатору.

Одређивање капацитивности суперкондензатора заснива се на изразу 2.66 кроз који се усваја претпоставка да је суперкондензатор заправо кондензатор велике капацитивности. Као што је раније речено оваква претпоставка је валидна само у случају мале таласности напона и струје. Наведени израз 2.66 даје везу између капацитивности суперкондензатора C_{SC} (при том не узимајући у обзир ефекат дифузије наелектрисања), струје (пуњења или пражњења) I , и напона на прикључцима разматраног суперкондензатора U_{SC} . На основу овог израза може се закључити да ће капацитивност при струји пуњења или пражњења I бити одређена изразом 2.67.

$$I = C_{SC} \frac{dU_{SC}}{dt} \quad (2.66)$$

$$C_{SC} = I \frac{dt}{dU_{SC}} \quad (2.67)$$

Процедура одређивања капацитивности подразумева припрему суперкондензатора за тест, а припрема налаже следеће кораке:

- Суперкондензатор мора бити у кратком споју најмање 1 сат пре тестирања;
- Суперкондензатор мора бити у стању мировања најмање 4 сата између два теста;
- Уколико се при тестирању користи температурна комора, онда суперкондензатор мора провести минимално 6 сати у комори пре тестирања;
- Тестирање се спроводи на температури од $23^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$;
- Струја пуњења и/или пражњења је номинална струја суперкондензатора.

Када су претходни услови испуњени може се приступити тестирању суперкондензатора које подразумева повезивање истог на извор константе једносмерне струје. Процедура тестирања подразумева следеће кораке:

ПАУЗА - отворено коло суперкондензатора у трајању од 10 секунди, а на крају овог периода врши се снимање времена, струје и напона (t_1 , I_1 и U_1);

ПУЊЕЊЕ – пуњење суперкондензатора номиналном струјом до номиналне вредности напона. На крају овог периода врши се снимање времена, струје и напона (t_2 , I_2 и U_2);

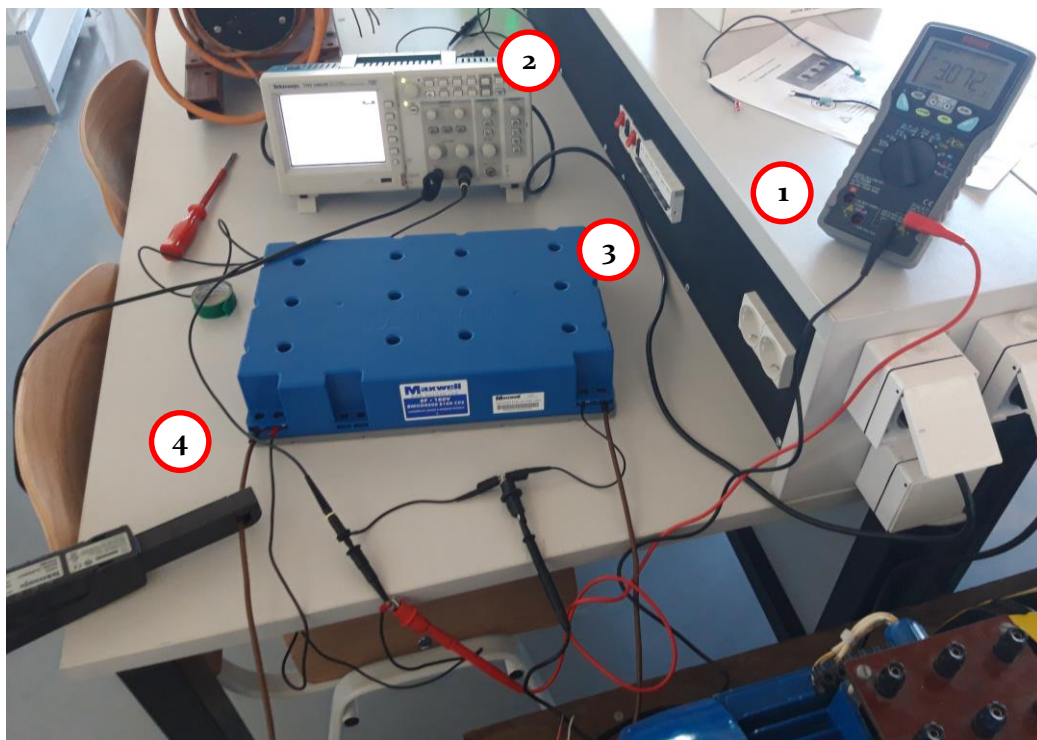
ПАУЗА - отворено коло суперкондензатора у трајању од 25 секунди, а на крају овог периода врши се снимање времена, струје и напона (t_3 , I_3 и U_3);

ПАУЗА - отворено коло суперкондензатора у трајању од 25 секунди, а на крају овог периода врши се снимање времена, струје и напона (t_4 , I_4 и U_4);

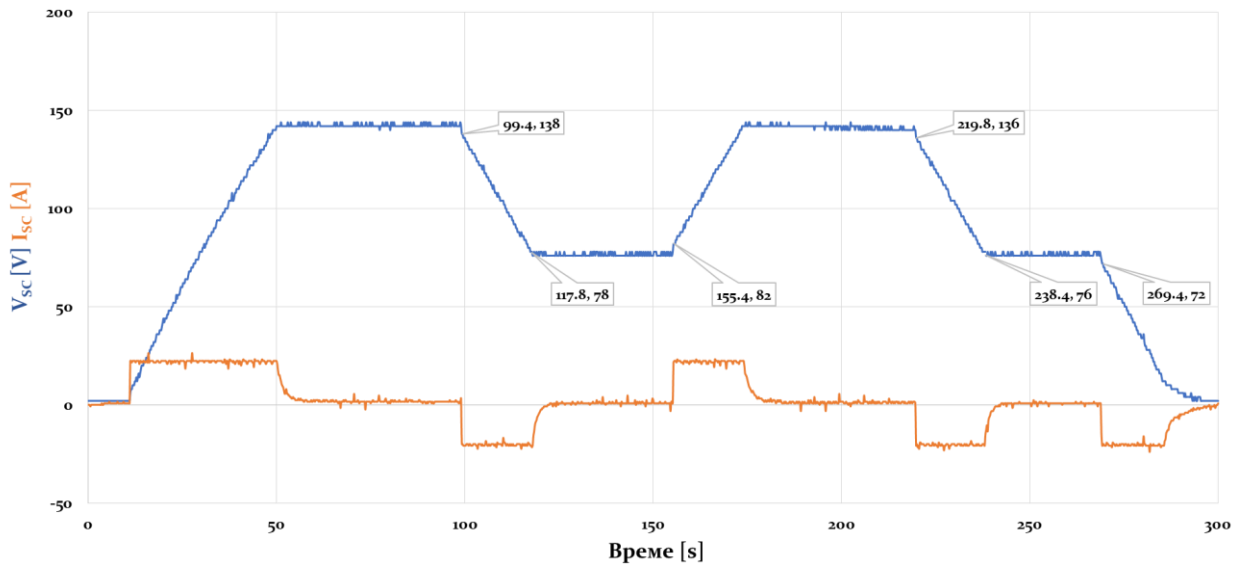
ПРАЖЊЕЊЕ – пражњење суперкондензатора номиналном струјом до половине номиналног напона. На крају овог периода врши се снимање времена, струје и напона (t_5 , I_5 и U_5);

ПАУЗА - отворено коло суперкондензатора у трајању од 40 секунди, а на крају овог периода врши се снимање времена, струје и напона (t_6 , I_6 и U_6);

Поставка за тестирање приказана је на слици 2.19 и подразумева струјно контролисан једносмерни напонски извор, мерну опрему и испитивани суперкондензатор. За потребе демонстрације процедура тестирања биће коришћен Maxwell Technology 160 V 6F модул који је видљив на слици 2.19. Изглед струје и напона суперкондензатора током спровођења овог теста приказан су на слици 2.20. На основу снимљених вредности времена, струје и напона у појединим тренуцима могуће је израчунати не само капацитет суперкондензатора C_{SC} већ и еквивалентну редну отпорност R_{SC} , као што је раније и приказано изразима 2.66 и 2.67. Тестирање чији су одзиви приказани на слици 2.20 спроведено је при температури од 24°C, и струји пуњења/пражњења од 20 А. Генерисање потребног струјног профила постигнуто је коришћењем уређаја Cinergia B2C-15, као струјног извора који је повезан директно на прикључке суперкондензатора.



Слика 2.19 Поставка за тестирање суперкондензатора (1-волтметар, 2-осцилоскоп, 3-суперкондензатор, 4-струјна мерна сонда)



Слика 2.20 Одзив напона (плаво) и струје (наранџасто) током тестирања суперкондензатора према стандарду IEC 62391-1:2015

Узимајући у обзир податке приказане на слици 2.20 у форми (време, напон) може се доћи до вредности капацитивности суперкондензатора, при чему је на основу прве итерације добијена вредност капацитивности од 6.13 F, док је на основу друге итерације добијена вредност од 6.20 F. Обе добијене вредности налазе се у декларисаном опсегу очекиваних вредности капацитета суперкондензатора ($6 \text{ F} \pm 5\%$). Са друге стране за вредност редне отпорности у обе итерације добијена је вредност од 0.2 Ω , што је такође унутар декларисаног опсега очекиваних вредности редне отпорности суперкондензатора ($0.188 \Omega \pm 30\%$).

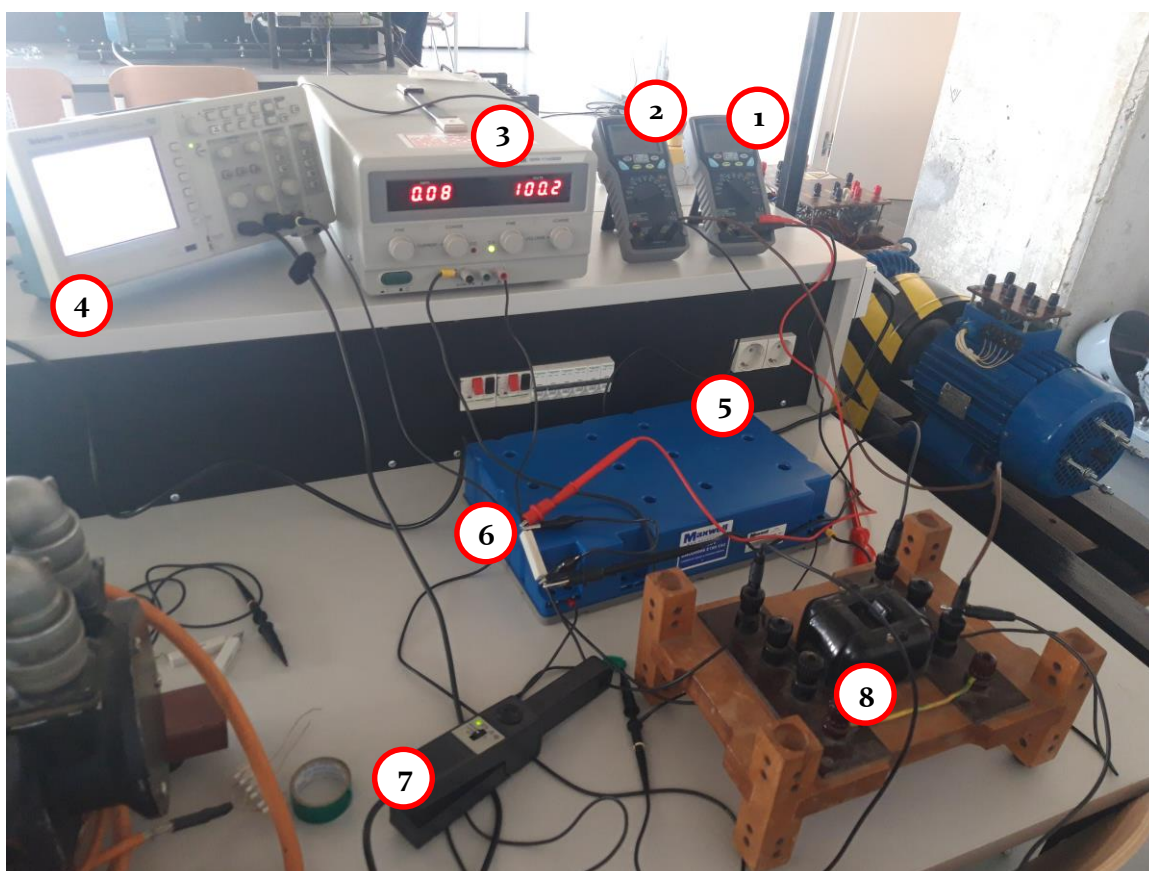
Наредни тест подразумева одређивање струје цурења суперкондензатора. Струја цурења I_{leak} се у овом случају дефинише као струја коју је неопходно довести суперкондензатору како би се напон на његовим прикључцима одржао константним. Наиме како је површина електрода суперкондензатора огромна, време потребно да се наелектрисања распореде на последњих 0.5% електроде је веома дуго. Зато је за одређивање струје цурења (самопражњења) неопходно сачекати довољно дуг временски период како би се извршило прецизно и тачно мерење. С тим у вези што је дуж суперкондензатор прикључен на извор напона, то ће измерена струја бити мања а према стандарду након 72 часа преостала измерена струја јесте струја цурења суперкондензатора.

Процедура за мерење струје цурења подразумева да се кондензатор напуни до номиналног напона, а затим помоћу извора одржава на номиналном напону током 72 часа. Током теста мери се струја коју суперкондензатор повлачи из извора, а вредност која се након 72 часа измери представља вредност струје цурења. Потребно је напоменути да ће на вредност ове струје утицати температура приликом мерења, напон на коме је држан суперкондензатор као и старост суперкондензатора. Процедура извођења овог теста подразумева следеће:

- Тестирање се спроводи на температури од $23^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$;
- Потребно је повезати извор напајања константног напона са суперкондензатором преко екстерног прецизног отпорника R_{ext} ;
- Током пуњења кондензатора, екстерни отпорник је кратко спојен;
- Напунити кондензатор до номиналног напона струјом не већом од номиналне;

- Оставити извор повезан са суперкондензатором током 1 часа, а након тога склонити краткоспојник са екстерног отпорника;
- Оставити извор повезан са суперкондензатором 72 сата;
- Измерити напона U_{ext} на екстерном отпорнику.

На слици 2.21 приказана је поставка за одређивање струје цурења суперкондензатора при чему је испитивање извршено при амбијенталној температури од 24°C . Коришћен је отпорник чија је отпорност $5.6 \Omega \pm 1\%$, док је као извор напона коришћено линеарно напајање GW Instek GPR-11H30D. Као вид редундантног мерења у коло је додат и милиамперметар који би се потврдило мерење.



Слика 2.21 Поставка за испитивање струје цурења суперкондензатора (1-волтметар, 2-амперметар, 3-напонски извор GW Instek GPR-11H30D, 4-осцилоскоп, 5-суперкондензатор, 6-прецизни отпорник, 7- струјна мерна сонда, 8-склопка)

Након спровођења претходно описане процедуре као резултат добијени су напон на отпорнику и струја која је измерена милиамперметром. Струја цурења ће бити најпре одређена на основу израза 2.68, у коме се користи вредност напона U_{ext} измереног након 72 сата на екстерном отпорнику и отпорност екстерног отпорника R_{ext} . Имајући у виду да је отпорност отпорника 5.6Ω и да је измерени напон на отпорнику 0.086 mV , закључује се да је струја цурења 15.36 mA . Ово мерење је потврђено и од стране милиамперметра, те се може за струју цурења суперкондензатора усвојити вредност струје од 15.36 mA . Добијена вредност струје цурења је у сагласности са декларисаним очекиваним опсегом датим од стране произвођача.

$$I_{leak} = \frac{U_{ext}}{R_{ext}} \quad (2.68)$$

Последњи тест подразумева снимање пада напона суперкондензатора током времена без икаквог оптерећења. Процедура испитивања вредности напона самопражњења подразумева следеће кораке:

- Тестирање се спроводи на температури од $23^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$;
- Напунити кондензатор до номиналног напона U_{nom} струјом не већом од номиналне;
- Држати извор повезан са суперкондензатором на номиналном напону током 1 сата;
- Одспојити извор од суперкондензатора и оставити 72 сата;
- Измерити напона U_{disch} на прикључцима суперкондензатора.

Поставка за мерење напона самопражњења иста је као и она са слике 2.21, односно поставка за испитивање струје цурења. На основу спроведеног теста и мерења самопражњење ΔU се може одредити на основу израза 2.69. Тривијалном заменом измерених вредности добија се да интензитет самопражњења испитиваног суперкондензатора након 72 сата износи 86 V. Овај резултат заједно са претходним дефинитивно потврђује чињеницу да је ефекат цурења израженији код суперкондензатора у односу на литијум-јонске батерије. Овим се потврђује и чињеница да суперкондензатори треба користити у апликацијама где је складиштење енергије потребно у релативно кратком временском периоду.

$$\Delta U = |U_{disch} - U_{nom}| = 86 \text{ V} \quad (2.69)$$

Потребно је нагласити и то да је старење суперкондензатора односно параметар који се назива животни век, од велике важности када је у питању његова експлоатације. Ово је посебно тачно, имајући у виду да се животни век суперкондензатора често наводи као један од његових главних предности у односу на литијум-јонске батерије. Тестирање старења суперкондензатора, подразумева снимање карактеристике редукције капацитета током његове експлоатације. Сматра се да је крај животног века суперкондензатора настао када је његова капацитивност пала испод 80% номиналне односно почетне вредности капацитивности. Процедура испитивања која ће бити спроведена, као и опис узрока који доводе до старења суперкондензатора, али и емпиријски модел за естимацију старења суперкондензатора детаљно ће бити обрађени у поглављу 2.4.

Као што је раније наглашено, претходно приказане методе су стандардно коришћене за одређивање релевантних параметара суперкондензатора када се он перципира као кондензатор велике капацитивности, где као релевантне фигуришу вредности еквивалентне редне отпорности, (фарадске) капацитивности и паразитне отпорности. Треба нагласити и то да су у овом поглављу вредности добијене јединачним испитивањем, док се у декларацијама произвођача најчешће појављују резултати серијског испитивања те тиме могу објаснити извесне варијације у добијеним резултатима. Међутим како је у овом раду приказан и нови модел суперкондензатора, то је потребно одредити и параметре и преносну функцију тог модела при том користећи адекватне мерне методе. Зато ће у наредном поглављу бити приказан метод за проналажење параметара и преносне функције модела суперкондензатора описаног у поглављу 2.3.3.

2.3.5. Електрохемијска спектроскопија импедансе суперкондензатора

Електрохемијска импеданса представља одговор или реакцију неког електрохемијско система на промену електричног потенцијала. Зависност импедансе неког електрохемијског система од електричног потенцијала или фреквенције открива унутрашње хемијске процесе, па се с тим у вези спектроскопија импедансе веома често користи као метода за индиректно детектовање позадинских процеса у неком систему [75]. Почевши од 1970. године истраживачи су схватили могућности које нуди електрохемијска спектроскопија импедансе (ЕСИ) (енгл. *Electrochemical impedance spectroscopy*), а посебно у сфери изучавања нових материјала карактеристичних по својој нелинеарности [76]. Чињеница да одзив неког електрохемијског система на спољашњу пертурбацију потенцијала има тачно одређену форму може се искористити као основ за генерисање електрохемијског модела тог система. Када је реч о суперкондензаторима, ЕСИ метода се активно користи приликом избора материјала за електроде суперкондензатора [77], те је у потпуности оправдано истражити могућност за употребу ове методе у сврху формирања модела целокупног електрохемијског система какав је ћелија суперкондензатора. Наравно ово није нова идеја имајући у виду да у доступној литератури постоје бројни модели суперкондензатора засновани на подацима добијеним на основу подвргавања суперкондензатора ЕСИ [78], [79]. Међутим фракциони модели суперкондензатора засновани на параметрима модела добијеним на основу експерименталног третирања суперкондензатора методологијом коју налаже ЕСИ, јесте нешто што је реткост у доступној литератури посебно јер се скоро без изузетка не даје физичка интерпретација добијених фракционих модела. Зато ће у овом поглављу бити понуђена најпре теоријска база на којој се заснива спектроскопија електрохемијске импедансе, након чега ће бити описана и лабораторијска поставка за спровођење описане методе. Најчешћи начин за мерење електрохемијске импедансе неког система јесте примена наизменичног напонског сигнала као побудног сигнала на анализирани систем, при томе мерећи успостављену струју. У одређеним ситуацијама побудни наизменични напон је суперпониран са једносмерном компонентом напона како би се осигурала директна (позитивна) поларизација анализираних система. Ако је побудни напон $u(t)$ дефинисан изразом 2.70, а струја која се успоставља $i(t)$ као резултат побудног напона дефинисана изразом 2.71, онда се електрохемијска импеданса Z може представити изразом 2.72. При чему је U_0 – максимална вредност напона, I_0 – максимална вредност струје, $\omega = 2\pi f$ – угаона учестаност (фреквенција) напона и струје и ψ, θ – почетна фаза напона и струје. Имајући ово у виду, амплитуда импедансе Z_0 и фазни померај $\varphi = \psi - \theta$, представљају потребне и довољне параметре да би се при некој вредности ω у потпуности дефинисала електрохемијска импеданса.

$$u(t) = U_0 \sin(\omega t + \psi). \quad (2.70)$$

$$i(t) = I_0 \sin(\omega t + \theta) \quad (2.71)$$

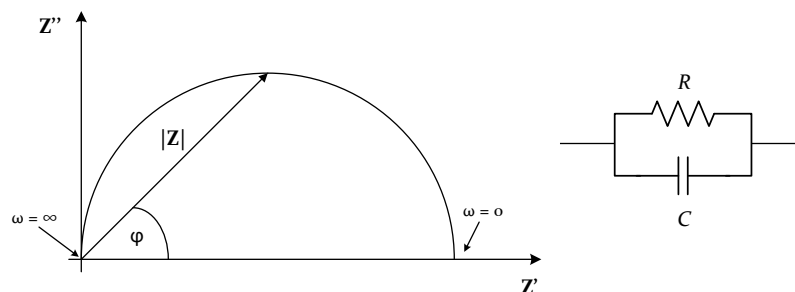
$$Z = \frac{u(t)}{i(t)} = \frac{U_0 \sin(\omega t)}{I_0 \sin(\omega t + \theta)} = Z_0 \frac{\sin(\omega t + \psi)}{\sin(\omega t + \theta)} \quad (2.72)$$

Наравно, у циљу лакшег представљања и извођења рачунских операција, а користећи се познатим Ојлеровим идентитетом, импеданса приказана у изразу 2.72 може се представити као комплексан број или у експоненцијалном облику, као што је приказано у изразу 2.73.

$$Z(\omega) = Z_0 \cdot e^{j\varphi} = Z_0 \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (2.73)$$

Уколико се погледа израз 2.73, јасно је да се импеданса $Z(\omega)$ састоји од реалног Z' и имагинарног Z'' дела, а ако се они графички представе у координатном систему на x и y оси, респективно, добија се Никвистов дијаграм (енгл. *Nyquist plot*) импедансе. На слици 2.22 приказан је један једноставан пример

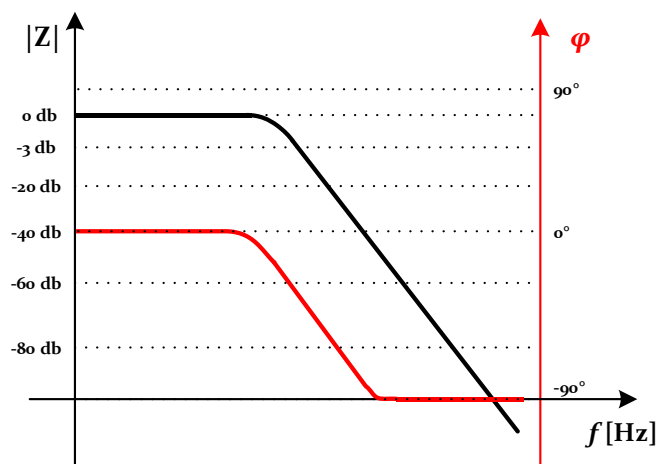
Никвистовог дијаграма импедансе $Z(\omega)$. Као што је са слике јасно, моду импедансе $|Z|$ представљен је одговарајућим вектором (његовом дужином) док је фазни померај φ представљен углом између реалне осе Z' и вектора. Свака тачка на приказаном дијаграму (полукружница) репрезентује импедансу при одређеној угаоној фреквенцији у опсегу о до ∞ . Међутим оно што је очигледан и што истовремено представља највећи недостатак Никвистовог дијаграма јесте недостатак прецизне информације о фреквенцији при којој је одређени податак са дијаграма добијен.



Слика 2.22 Пример репрезентације импедансе једноставног електрохемијског система помоћу Никвистовог дијаграма

Други начин за репрезентовање електрохемијске импедансе јесте употреба Бодеовог дијаграма (енгл. *Bode plot*). Ова врста дијаграма, принципски приказана на слици 2.23, у x - y координатном систему репрезентује моду (апсолутну вредност) или амплитуду импедансе и фазу у зависности од фреквенције, при чему је оса са фреквенцијом најчешће представљена логаритамском скалом. Ради једноставнијег представљања, Бодеов дијаграм се често раздваја на два одвојена дијаграма – дијаграм амплитуде/модула и дијаграм фазе. Такође моду импедансе се често може репрезентовати у децибелима уместо у омима, тиме логаритамски одражавајући пад или пораст импедансе при одређеној фреквенцији у односу на базну вредност. Са Бодеовог дијаграма веома лако се може донети закључак о понашању импедансе у смислу амплитуде и фазе, при одређеној фреквенцији, те се за потребе ЕСИ, као што је и раније приказано, ова врста репрезентације најчешће и користи.

Сада је потребно размотрити проблематику линеарности електрохемијских система која се мора узети у разматрање пре реализовања процедуре за ЕСИ. Наиме анализа импедансе различитих система попут електрохемијских ћелија батерија и кондензатора показала је да се овакви системи одликују нелинеарношћу између струје и напона. Таква је ситуација и са суперкондензаторима, те због тога овај аспект мора бити додатно размотрен имајући у виду да постоје одређене специфичности нелинеарних система када је у питању анализа њихове импедансе путем ЕСИ методе.

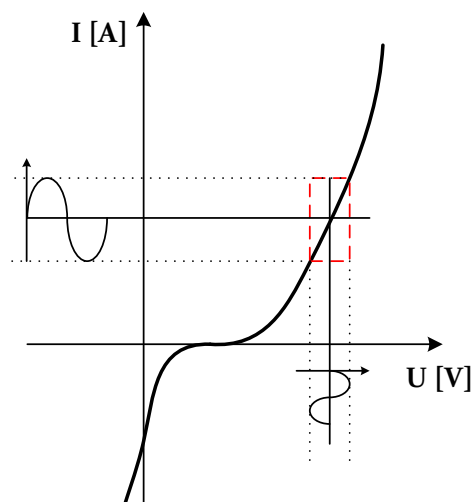


Слика 2.23 Принциписки приказ Бодеовог дијаграма импедансе паралелног RC кола

Линеаран систем јесте онај систем који се у првој линији одликује особином суперпозиције. Ово практично значи, да ако се улазни побудни сигнал састоји од суме неколико сигнала онда је се излаз може добити једноставном суперпозицијом одзива система на појединачне улазне сигнале. Строго математички гледано, уколико се улазни сигнал састоји од суме две континуална сигнала $x_1(t)$ и $x_2(t)$, а излаз од два одзива $y_1(t)$ и $y_2(t)$, систем је линеаран ако и само ако важи [80]:

- Одзив на $x_1(t) + x_2(t)$ је $y_1(t) + y_2(t)$,
- Одзив на $ax_1(t)$ је $ay_1(t)$.

Како суперкондензатори не испуњавају претходно наведене услове, та врста електрохемијског система има нелинеарну зависност напона и струје, сличну оној приказаној на слици 2.24. Последица нелинеарности, у светлу спектроскопије импедансе, јесте стварање виших хармоника у излазном сигналу, што може довести до проблема са тачношћу добијених података и модела заснованог на таквим подацима. Зато се у пракси прибегава псеудо-линеаризацији нелинеарних система, која подразумева посматрање довољно малог одбирка струјно-напонске карактеристике система у коме постоји донекле линеаран однос између струје и напона. На слици 2.24 црвеним правоугаоником је обележен један такав сегмент унутар кога постоји линеарност између струје и напона, те се у том сегменту систем може сматрати (псеудо) линеарним. То такође значи да се усваја претпоставка да у разматраном сегменту важе претходно наведени услови линеарности.



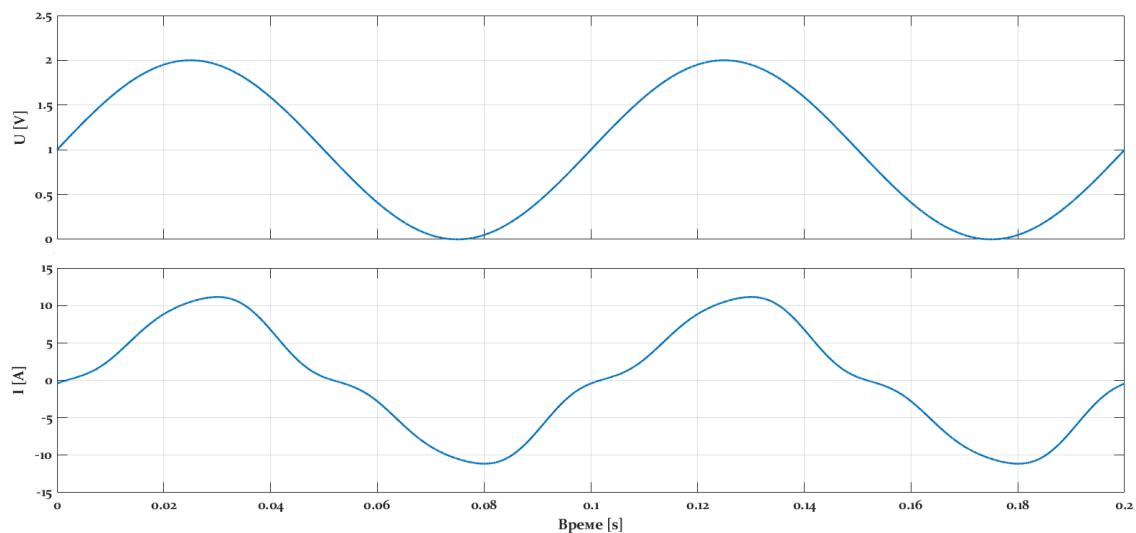
Слика 2.24 Струјно-напонска карактеристика нелинеарног система

Међутим описана псеудо-линеаризација нелинеарног система није без својих негативних страна. У првој линији, као што је приказано на слици 2.24, побудни сигнал мога бити довољно мале амплитуде како би се обухватио само онај сегмент струјно-напонске карактеристике на коме важи (псеудо) линеарност. У пракси то значи да се морају користити наизменични побудни напонски сигнали малих амплитуда (1-10 mV). Ово изискује потребу за специјализованом опремом способном да прецизно генерише такве побудне сигнале и способном да мери струјни одзив, при том не допуштајући утицај амбијенталног шума. Оваква опрема поред тога што је врло специјализована и скупа, није широко доступна те није лако спровести спектроскопију електрохемијске импедансе на тај начин.

Коришћење побудних напонских сигнала великих амплитуда за последицу има генерисање хармоника у одзиву струје. Спровођење процедуре ЕСИ употребом наизменичног напона веће амплитуде коме је суперпонирана и једносмерна компоненте са једне стране је врло једноставно, али се у том случају одзив струје мора адекватно третирати. Ово подразумева неопходност декомпозиције

одзива струје у Фуријеов ред и екстракцију фундаменталног хармоника струје. Даље се на основу фундаменталног хармоника и побудног напона могу употребом до сада изнете теоријске базе добити жељени параметри система подвргнутог тестирању. Овакав приступ биће сада демонстриран на једном једноставном примеру реализованом кроз симулационо окружење Matlab Simulink.

Ако се претпостави да су на слици 2.25 приказани побудни напон и одговарајући струјни одзив неког разматраног система, одмах се може закључити да се разматра нелинеаран систем. До оваквог закључка се долази пре свега на основу струјног одзива, у коме се могу приметити изобличења настала као последица присуства виших хармоника. Са друге стране улазни напон осим једносмерне компоненте и фундаменталног хармоника не поседује хармонике вишег реда. Да би се сходно раније приказаној анализи могла извести математичка форма импедансе и/или адмитансе овог система, најпре је потребно доћи до основног (фундаменталног) хармоника струје.



Слика 2.25 Побудни напон (горе) и струјни одзив (доле) једног нелинеарног система

Из теорије Фуријеове анализе познато је да се неки сигнал $f(t)$ који је у општем случају сложена функција, може записати у форми суме бесконачно простопериодичних функција [81], као што је и приказано изразом 2.74. У датом изразу n представља ред хармоника, док се амплитуда $|H_n|$ и фаза $\angle H_n$ појединих хармонијских компоненти могу одредити сходно изразима 2.75 и 2.76.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (2.74)$$

$$|H_n| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.75)$$

$$\angle H_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (2.76)$$

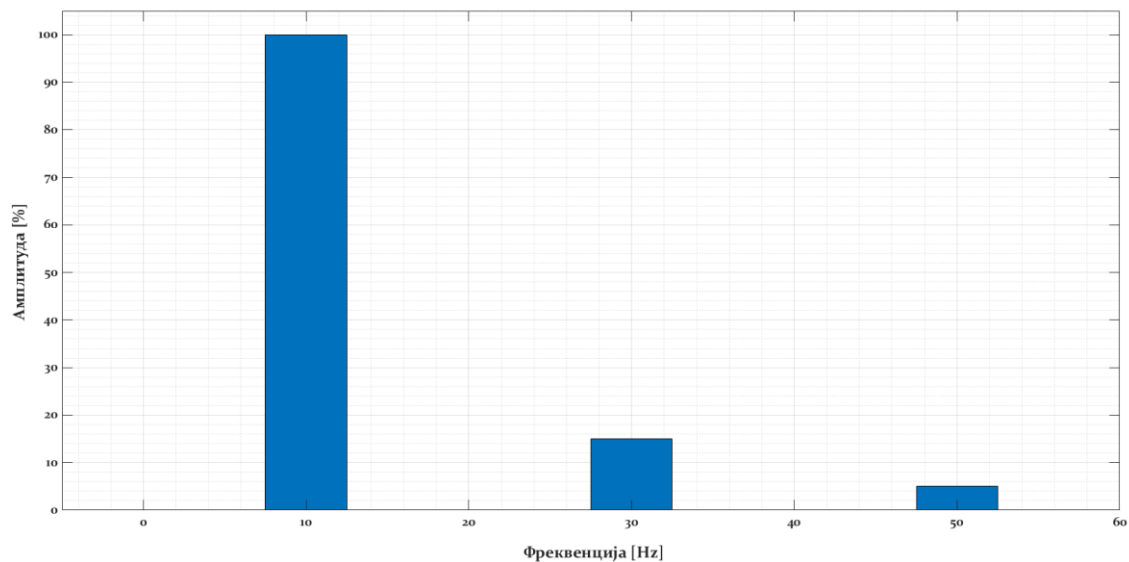
Такође важе изрази 2.77 и 2.78 за параметре a_n и b_n , где је $T = 1/f_1$ - периода, а f_1 - фундаментална (основна) фреквенција.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (2.77)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (2.78)$$

Имајући у виду изложену теоријску поставку везану за разлагање сложених функција на простопериодичне компоненте, може се доћи најпре до хармонијског спектра струјног сигнала

приказаног на слици 2.25. Хармонијски спектар разматраног струјног сигнала приказан је на слици 2.26, и са овог графика се може закључити који хармоници фигуришу у разматраном струјом сигналу. На слици 2.26 види се, као доминантан основни (фундаментални) хармоник, чија је фреквенција 10 Hz. Трећи и пети хармоници имају фреквенције редом 30 Hz и 50 Hz, као и амплитуде од 15 % и 5 %, респективно. Амплитуде су исказане као проценти амплитуде основног хармоника, која износи 10 A. Према томе амплитуде трећег и петог хармоника исказане у амперима износе 1.5 A и 0.5 A, респективно. Детаљнија анализа хармонијског спектра показала је да осим трећег и петог хармоника разматрана струја нема виших хармоника, нити једносмерне компоненте.



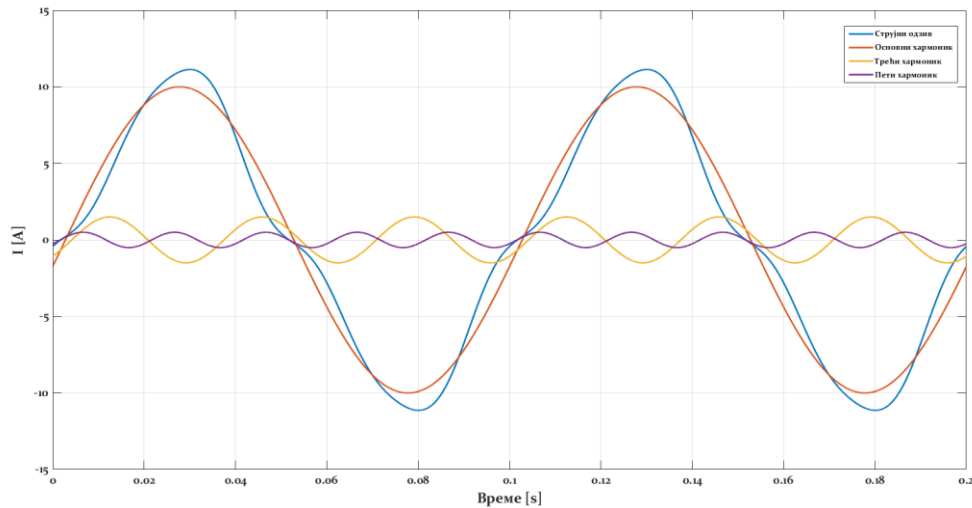
Слика 2.26 Хармонијски спектар разматраног струјног сигнала

Оно што се са хармонијског спектра не може видети, а што је такође од великог значаја јесте почетна фаза појединих спектралних компоненти. Употребом блока *FFT* (енгл. *Fast Fourier Transform*) за третирање струјног одзива, добијени су подаци приказани у табели 2.3.

Табела 2.3. Подаци о струјном одзиву добијени помоћу *FFT* блока у *Simulinku*

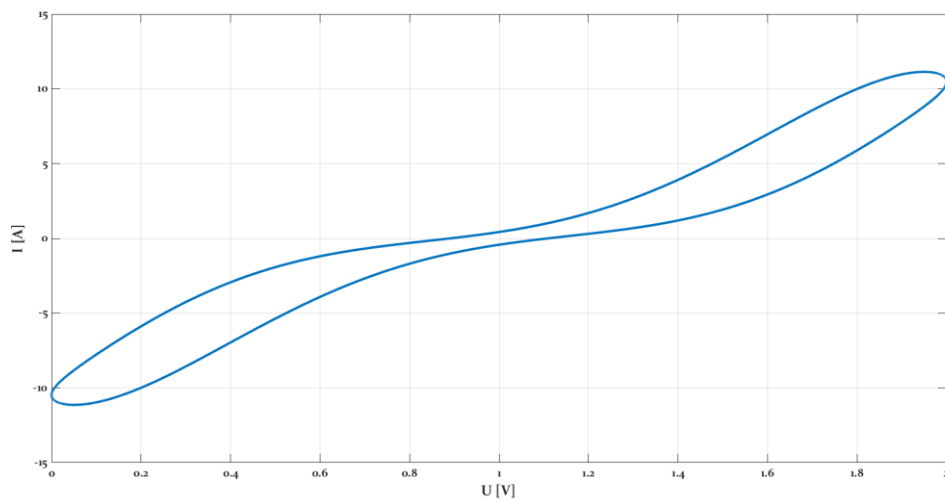
THD = 15.81 %		$I_{RMS} = 7.07 A$		
	0 Hz	10 Hz	30 Hz	50 Hz
%	0	100	15	5
°	0	-10	135	150

Из приказане табеле може се видети да је ефективна вредност основног хармоника 7.07 A, док је тотално хармонијско изобличење разматраног струјног сигнала 15.81 %. Такође може се видети и вредност почетне фазе појединих спектралних компоненти, али за анализу у овом раду релевантна је само почетна фаза основног хармоника, која износи -10° . Имајући у виду табелу 2.3, могу се такође у временском домену приказати спектралне компоненте разматраног струјног одзива. На слици 2.27, приказане су редом струја (плаво), основни хармоник (наранџасто), трећи хармоник (жуто) и пети хармоник (љубичасто), али као што је раније наведено за добијање математичке форме импедансе система релевантан је само основни хармоник.



Слика 2.27 Спектралне компоненте струјног одзива у временском домену

Уколико се нацрта карактеристика на којој вредности x осе дефинише тренутна вредност побудног напона, а вредности y осе дефинишу тренутне вредности одзива струје, може се добити струјно-напонска (I - U) карактеристика разматраног система. За претходно анализирани случај на слици 2.28 приказана је добијена I - U карактеристика која заправо представља Лисажову криву (енгл. *Lissajous curve*). Са слике се јасно може закључити да је разматрани систем нелинеаран имајући у виду да линеарни системи имају елиптичну (или кружну) I - U карактеристику.



Слика 2.28 Струјно-напонска карактеристика разматраног теоретског система

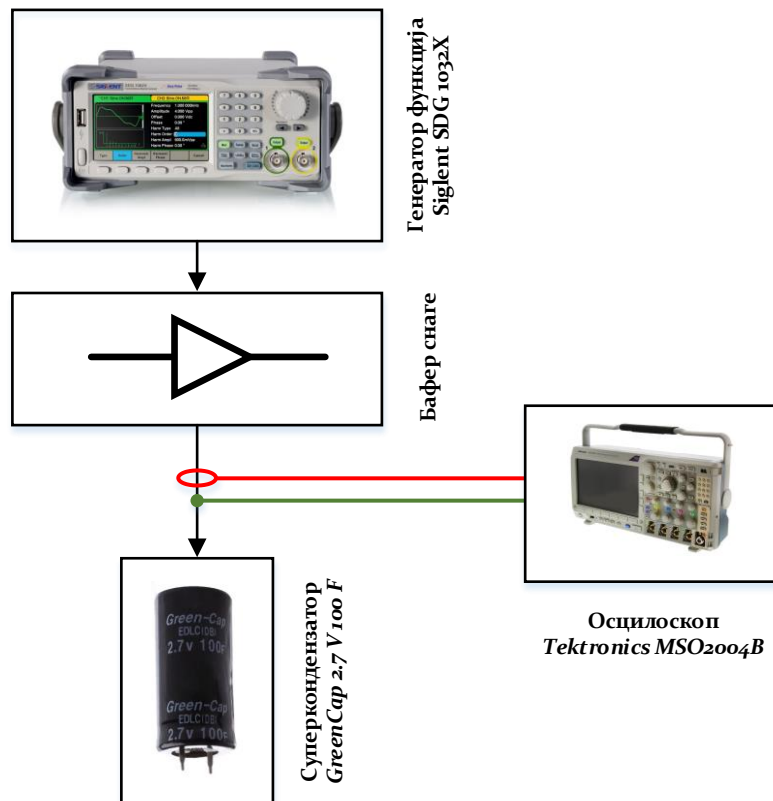
Сада се може, употребом добијених вредности за основну компоненту струје, доћи до математичке форме за импедансу претходно разматраног псеудо-линеарног система. Како је у разматраном случају побудни напон имао једносмерну компоненту, она се сада може занемарити јер је њена улога била искључиво да се испитивани систем поларише како не би дошло до његовог оштећења услед негативног напона. С тим у вези, изразима 2.79 и 2.80 дате су редом импеданса и адмитанса разматраног система, имајући у виду да зависно од даљег употребе и једна и друга величина могу бити од значаја. Такође чињеница да се за добијање преносне функције неког система најчешће користи однос одзива и побуде има улогу у томе да ли ће се као резултат добити импеданса или адмитанса. У случају импедансе побудни сигнал би уобичајено био струјни, док би напонски сигнал био одзив система, а када се ради о адмитанси напонски сигнал би уобичајено био побудни, док би струјни сигнал био одзив.

$$Z_{10\text{ Hz}}(\omega, t) = \frac{u(\omega, t)}{i(\omega, t)} = \frac{1 \cdot \sin(2\pi 10 \cdot t)}{10 \cdot \sin(2\pi 10 \cdot t - 10^\circ)} = 0.1 \cdot e^{j10^\circ} [\Omega] \quad (2.79)$$

$$Y_{10\text{ Hz}}(\omega, t) = \frac{i(\omega, t)}{u(\omega, t)} = \frac{10 \cdot \sin(2\pi 10 \cdot t - 10^\circ)}{1 \cdot \sin(2\pi 10 \cdot t)} = 10 \cdot e^{-j10^\circ} [\text{S}] \quad (2.80)$$

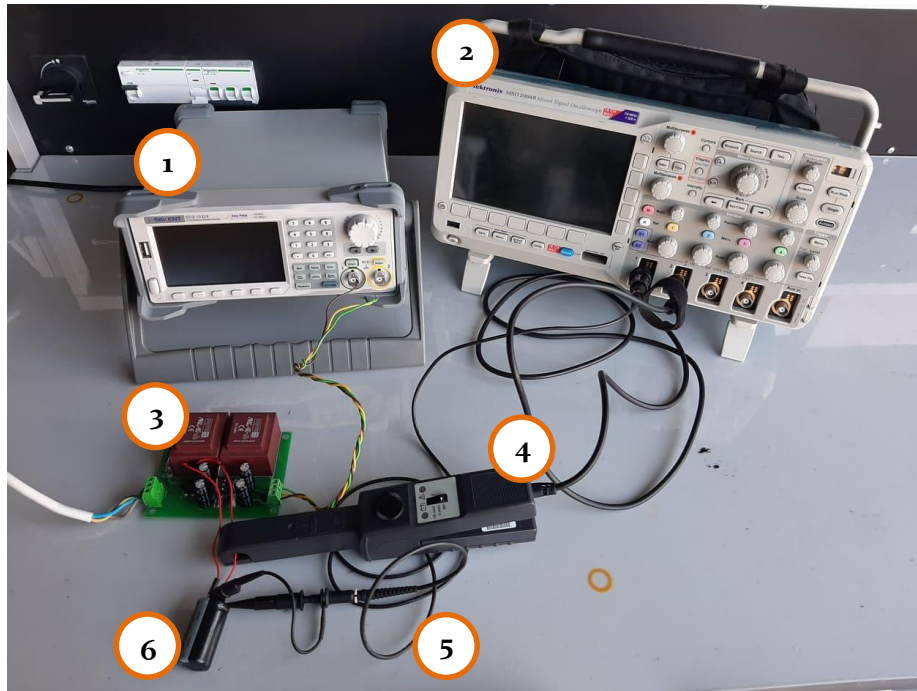
Наравно, потребно је нагласити да изрази 2.79 и 2.80 представљају импедансу и адмитансу разматраног система само при фреквенцији од 10 Hz. Уколико се жели добити фреквенцијска карактеристика на ширем спектру, неопходно је приказану процедуру спровести за већи број различитих вредности фреквенција. На тај начин добиле би се тачке на фреквенцијском дијаграму модула и фазе, на основу којих би било могуће интерполацијом доћи до форме Боденовог дијаграма разматраног система, а тиме и до његове преносне функције.

Сада ће бити демонстрирано на који начин је могуће добити преносну карактеристику суперкондензатора користећи теоретску поставку изнету у овом поглављу. Наиме како је циљ најпре доћи до фреквенцијске карактеристике суперкондензатора, то је онда неопходно описану процедуру поновити за низ различитих фреквенција. Како је од интереса фреквенцијски опсег од 0.01 Hz до 1 kHz, управо ће у том опсегу и бити експериментално третиран суперкондензатор. Треба напоменути и то да је за добијање фреквенцијске карактеристике у овом случају примењена метода која подразумева подвргавање суперкондензатора наизменичном напону мале амплитуде (без једносмерне компоненте). Осим тога због доступне лабораторијске опреме ЕСИ процедура ће бити спроведена на суперкондензатору називног напона 2.7 V и капацитивности 100 F. Основни разлог за коришћење овог суперкондензатора, осим доступне опреме, јесте и то што се на пуном опсегу радних напона може сматрати да му је карактеристика линеарна, док ова претпоставка не би важила у општем случају за суперкондензатор релативно већег називног напона. Принциписки приказ лабораторијске поставке за спровођење процедуре ЕСИ дат је на слици 2.29.



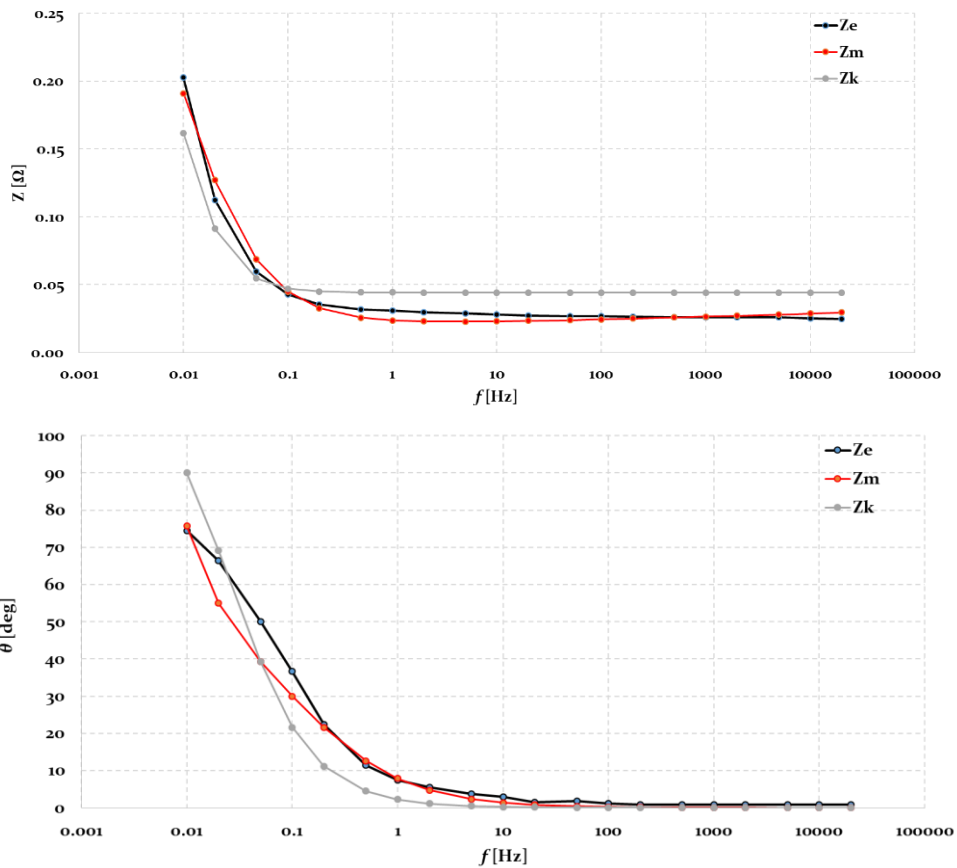
Слика 2.29 Принциписки приказ експерименталне поставке

Користећи поставку која је принципски приказана на слици 2.29 могуће је коришћењем генератора функција добити прецизне синусне сигнале одређене амплитуде и фреквенције. Са друге стране како је излазна импеданса генератора функција релативно висока, неопходно је користити и бафер снаге који у основи повећава струјне могућности генерисаног сигнала. Мерењем напона и струје на излазу бафера, односно на прикључцима третираног суперкондензатора, долази се до неопходних података на основу којих је могуће извршити генерисање фреквенцијске карактеристике као што је то раније описано у овом поглављу. На слици 2.30 приказан је изглед експерименталне поставке која је коришћена за добијање података неопходних за синтезу фреквенцијске карактеристике суперкондензатора. Коришћени дигитални осцилоскоп има могућност чувања снимљених величина при чему је учесталост одабирања сигнала 1 GS/s , што је сасвим довољно за предметну анализу.



Слика 2.30 Експериментална поставка за спровођење ЕСИ процедуре
 1 – генератор функција SIGLENT SDG1032X, 2 – дигитални осцилоскоп MSO2004B, 3 – појачавач снаге (бафер), 4 – струјна мерна сонда, 5 – напонска мерна сонда и 6 – суперкондензатор GreenCap 2.7 V 100 F

Коришћењем поставке са слике 2.30 добијени су напони и струје при различитим фреквенцијама у опсегу од 0.01 Hz до 20000 Hz . На основу ових резултата могуће је у наведеном фреквенцијском опсегу, генерисати фреквенцијску карактеристику третираног суперкондензатора. Ова карактеристика дата је у форми дијаграма модула импедансе и фазе при различитим фреквенцијама на слици 2.31, при чему су црном бојом обојене експериментално добијене карактеристике (Z_c). Оно што се са приказане слике може видети јесте да добијена фреквенцијска карактеристика суперкондензатора сугерише да капацитивна природа суперкондензатора важи само при изразито малим фреквенцијама. Ово значи да је капацитивност суперкондензатора директно зависан од брзине промене напона и струје суперкондензатора. Такође се са приложене фреквенцијске карактеристике може видети и то да при већим фреквенцијама суперкондензатор показује понашање које одговара резистивном елементу. То значи да при већим фреквенцијама паразитне отпорности суперкондензатора (редна и паралелна отпорност) постају доминантније у односу на капацитивност. Ову чињеницу треба имати у виду када се димензионише разматра употреба суперкондензатора у одређеној апликацији. Како се у овом раду разматра апликација суперкондензатора у хибридном складишту енергије у погону електричног возила где се не очекује изразито брза промена напона и струје, лако се налази оправдање за разматрање технологије суперкондензатора у оваквој апликацији.



Слика 2.31 Фреквенцијска карактеристика класичног (сиво), фракционог (црвено) модела и експериментална (црно)

На основу фреквенцијске карактеристике која је експериментално добијена могу се коришћењем фракционог модела 2.64 и методе минималног квадрата одступања добити вредности параметара модела. Када се поменути метода итеративно примени како је то у поглављу 2.3.3 описано, долази се до вредности параметара фракционог модела – импедансе Z_m , а за разматрани случај вредности параметара као и сам фракциони модел дати су изразом 2.81. На слици 2.31 црвеном бојом приказан је изглед модула и фазе добијеног фракционог модела. Средња вредност квадрата одступања модула износи $1.13 \cdot 10^{-5} \Omega$ док је средња вредност квадрата одступања фазе 7.62° . Из добијеног модела лако се може уочити сличност између вредности фракционих параметара, што за резултат може подстаћи на разматрање колика се грешка прави ако се усвоји једнакост ова два параметра. Осим тога упоређивањем са карактеристиком класичног модела кондензатора – Z_k (сиво), јасно су уочљиве предности фракционог модела. Као што је раније напоменуто, у овом раду се неће залазити у физичко тумачење добијених вредности већ ће добијени фракциони модел бити усвојен као такав.

$$G_{SC}(s) = \frac{U_{SC}(s)}{I_{SC}(s)} = 0.019 \cdot \frac{s^{0.816} + 1.267}{s^{0.779} - 0.082} \quad (2.81)$$

Овим се завршава третирање питања моделовања суперкондензатора на основу експериментално добијене фреквенцијске карактеристике. Оно што треба нагласити јесте да је израз фракционог модела добијен коришћењем методе најмањих квадрата одступања, те да постоји могућност испитивања других оптимизационих метода које би у датом случају могле да дају боље резултате. Свакако је јасно и то да карактеристика фракционог модела има одређене разлике у односу на експериментално добијену карактеристику, али ће због практичности добијени модел бити усвојен као довољно добар за даља разматрања.

2.4. Модел старења суперкондензатора

Старење суперкондензатора подразумева процес редукције перформанси суперкондензатора у смислу снаге и енергије које могу да размењују. Процеси који доводе до редукције перформанси суперкондензатора могу се посматрати микроскопски и макроскопски, при чему је суштинска разлика у величинама које се узимају као референтне за анализу [82]. Наравно између микроскопских и макроскопских ефеката и њиховог утицаја на старење суперкондензатора постоји директна веза [83]. Међутим утврђивање корелације између микроскопских величина и процеса старења коришћењем стандардне мерне опреме није једноставно, а неретко није ни изводљиво. Због тога се много чешће из практичних разлога разматрају макроскопски ефекти, које је значајно једноставније пратити коришћењем широко доступне мерне опреме [84].

Микроскопски посматрано старење суперкондензатора последица је деградације порозних електрода и електролита. Дакле, уопштено се може рећи да ефекти старења суперкондензатора настају као последица слабљења интеракције између електрода и електролита [85], [86]. Ово се може и прецизније описати ако се најпре дефинишу величине којима се моделују електроде и електролит. Наиме када је реч о електроди два најважнија параметра су њена порозност Γ и њена проводност σ , док су са друге стране најважнији параметри електролита коефицијент дифузије наелектрисања D , проводност електролита k и вискозност електролита λ . Имајући ово у виду релевантна истраживања фокусирана су на довођење у корелацију температуре и напона суперкондензатора са порозношћу електроде, вискозношћу и проводношћу електролита. У референтној литератури могуће је уочити да се анализа процеса старења суперкондензатора спроводи кроз: (I) феноменолошко описивање процеса старења узимајући у обзир претходно наведене параметре електроде и електролита; (II) тражење физичког објашњења које адекватно одсликава временску промену макроскопских параметара (унутрашња отпорност и капацитивност) суперкондензатора. У циљу добијања података неопходних за успостављање одговарајућих корелација, анализирани суперкондензатор се подвргава различитим тестовима који се фундаментално могу поделити у две групе: (I) тестови издржљивости (енгл. *Life Endurance - LE*) и (II) тестови размене снаге (енгл. *Power Cycling - PC*).

Ако се разматра подвргавање суперкондензатора условима које намеће тест издржљивости (LE тест), тада се као референтне величине узимају средња температура суперкондензатора и време трајања теста [87]. Са друге стране ако се суперкондензатор подвргава тесту размене снаге (PC тест), онда се као релевантне величине посматрају средња температура суперкондензатора и струја (наелектрисање) која се размењује [88]. И један и други тип теста имају директне последице на вискозност и проводност електролита као и на порозност електроде, међутим главна разлика огледа се у томе што PC тест доводи до бржег стварања ефеката деградације електролита и електроде јер овај тест подразумева размену (одвођење/довођење) наелектрисања, што последично изазива стварање пукотина у електрода и појаву нечистоћа у електролиту [89].

Како тест издржљивости за циљ има посматрање утицаја напона и температуре суперкондензатора са аспекта утицаја на декомпозицију електролита, може се закључити да је у сврху анализе процеса старења суперкондензатора у енергетским апликацијама од битнијег значаја подвргавање суперкондензатора тесту размене снаге [90]. Ово је посебно тачно имајући у виду да са једне стране овај тест подразумева размену снаге каква се има у енергетским апликацијама. А са друге стране узимајући да PC тест изазива брже старење суперкондензатора као последицу размене наелектрисања, то онда значи да се из оваквог теста могу брже добити резултати који истовремено представљају репрезентативнију информацију из угла енергетских апликација [91].

Поред поменутих врста тестова, од интереса је поменути и тест календарског старења суперкондензатора. Овакви тестови подразумевају да се напуњен суперкондензатор држи прикључен на константан извор номиналног напон при константној температури, уз континуално посматрање струје цурења [92]. Овакви тестови подразумевају и периодично мерење карактеристичних параметара суперкондензатора, када се сам тест накратко прекида. Подвргавање суперкондензатора оваквој врсти теста може да омогући откривање неких специфичних ефеката који се иначе не би могли детектовати. Међутим тестови календарског старења су релевантнији у сврху избора материјала за електролит суперкондензатора, са аспекта на пример очувања карактеристика електролита током мировања (енгл. *Shelf life*). Имајући ово у виду тестови календарског старења нису значајни за оцену или моделовање процеса старења у ситуацији када се као доминантни посматрају ефекти размене снаге у електроенергетским апликацијама.

На основу претходно изнесеног, може се слободно рећи да тестирање старења суперкондензатора разменом снаге може дати репрезентативне резултате узимајући у обзир природу енергетских апликација које се анализирају у овом раду. С тим у вези тестирање и анализа које ће бити извршена у овом раду фокусираће се на тест размене снаге као релевантан за процену утицаја размењене снаге на деградацију макроскопских параметара суперкондензатора који заједно доводе до ефекта његовог старења.

2.4.1. Лабораторијско тестирање старења суперкондензаторске ћелије употребом теста размене снаге

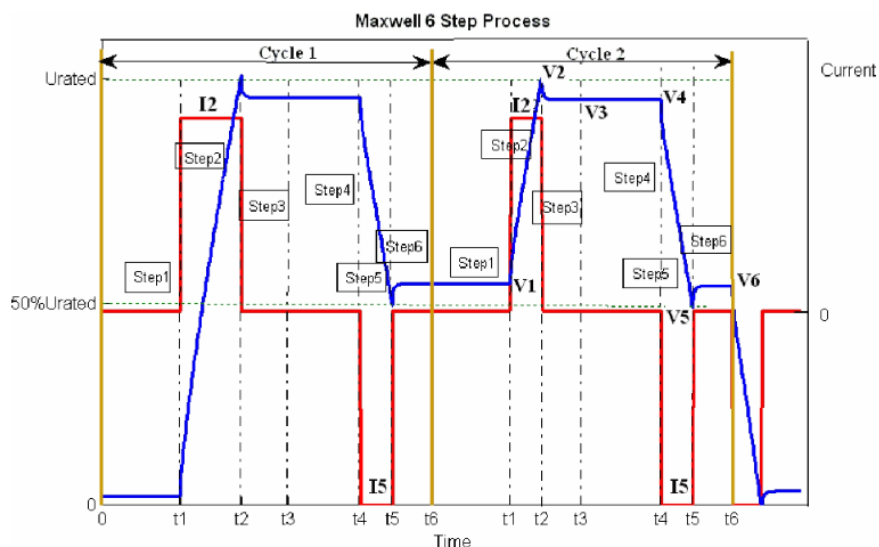
Поставка за испитивање процеса старења суперкондензатора применом теста размене снаге подразумева употребу контролабилног извора константне струје. У овом случају биће коришћен уређај *Cinergia B2C-15*, приказан на слици 2.32. Приказани уређај омогућава различите режиме рада од којих је за тренутно разматрање најважнији режим извора константе струје. Извор константе струје у овом случају треба да обезбеди временски константну струју која се кроз суперкондензатор мења према задатом профилу који се стандардно користи за испитивање процеса старења суперкондензатора.



Слика 2.32 *Cinergia B2C-15* коришћен као програмабилни извор константне струје

Процедура за испитивање подразумева да се суперкондензатор напуни називном струјом до називног напона затим се прави пауза од 5 секунди, након чега се суперкондензатор празни називном струјом до половине називног напона. Након завршетка овог профила прави се пауза од 15 секунди пре почетка новог циклуса. Принциписки је овај профил струје суперкондензатора приказан на слици 2.33, где се виде струја и напон суперкондензатора током једне периоде тестног профила. Оно што треба

истаћи јесте да овакав профил струје не одговара у потпуности апликацији која се у овом раду примарно разматра, али јесте стандардно коришћен профил приликом испитивања процеса старења, те ће управо такав тестни профил и бити употребљен.



Слика 2.33 Профили напона (плаво) и струје (црвено) током испитивања процеса старења суперкондензатора (извор: Maxwell Technology Application Note)

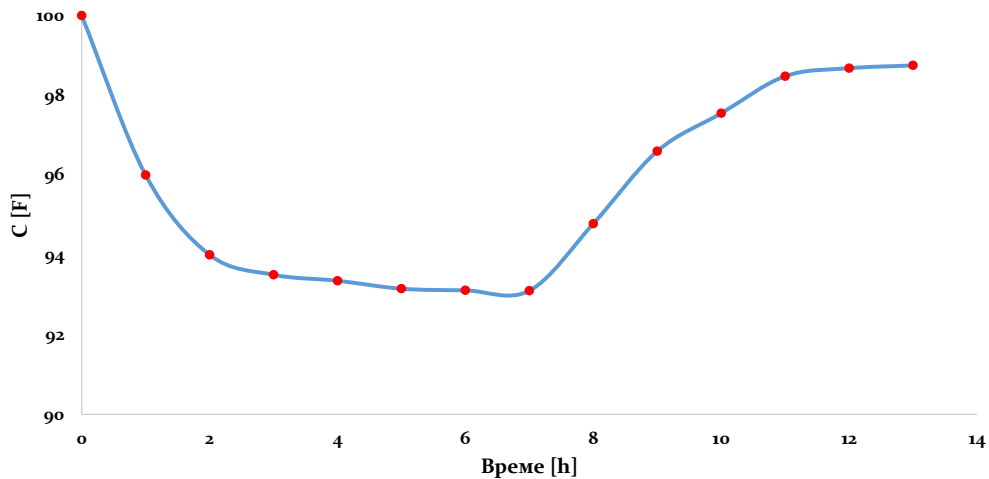
Како испитивање старења суперкондензатора фундаментално оштећује електроде и електролит суперкондензатора редукујући тиме његове перформансе, за ово испитивање неће бити коришћен Maxwell 160 V 6F имајући у виду пре свега његову цену. За потребе испитивања процеса старења користиће се суперкондензатор Green-Cap 2.7V 100 F, приказан на слици 2.34. Веома битан фактор приликом испитивања старења суперкондензатора јесте амбијентална температура која према стандарду треба да износи $23^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, што је у овом случају испуњено.



Слика 2.34 Електрични двослојни дуперкондензатор Green-Cap 2.7V 100 F

Оно што је такође веома важна карактеристика суперкондензатора а има везе са испитивање старења јесте процес „опоравка“ капацитивности који се дешава након подвргавања суперкондензатора неком радном режиму током којег долази до редукције његове капацитивности, која се посматра као основна квантитативна инфомрација о нивоу и интензитету старења. Зато је пре спровођења самог испитивања старења суперкондензатора, описана поставка најпре искоришћена за верификацију управо наведене особине.

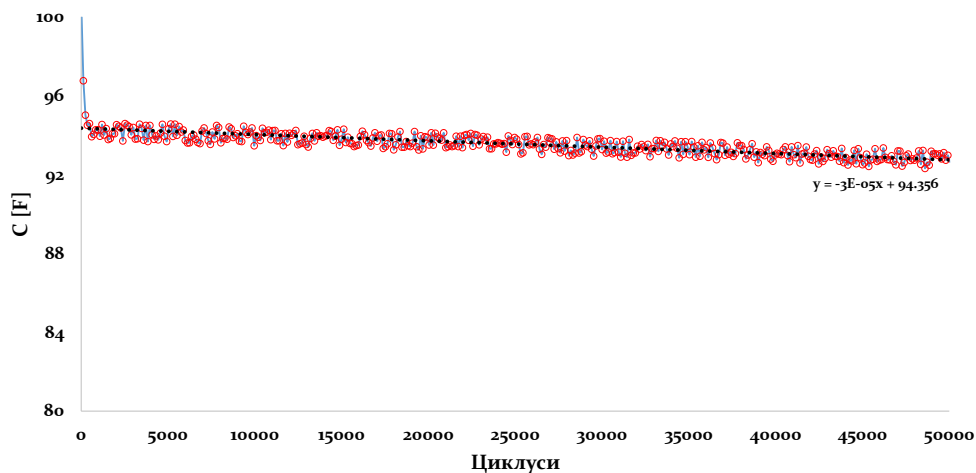
Наиме суперкондензатор је подвргнут тестном профилу струје током периода од 5 часова након чега је одмах измерена његова капацитивност, затим је суперкондензатор остављен да мирује при чему је периодично мерена његова капацитивност. Резултат овог испитивања приказан је на слици 2.35. Са приказане слике видљив је експоненцијални сегмент редукције капацитивности у првих 5 сати испитивања што је и очекивано. Такође видљив је и процес повећања капацитивности током периода без оптерећења који је такође очекиван.



Слика 2.35 Верификација процеса „опоравка“ капацитивности суперкондензатора

Оно што се може приметити јесте да се капацитивност не враћа на почетну вредност од 100 F, већ на нешто нижу вредност од око 98.7 F. Ово се може тумачити тиме да је током овог периода дошло до одређене деградације електроде и/или електролита па се максимална вредност капацитивности више не може постићи, односно да је у овом опсегу процес старења неповратан. Ако би се исти експеримент поновио више пута добили би се конзистентни резултати као на слици 2.35, те се због тога исти експеримент неће понављати. Овим се сматра да је дефинитивно потврђена особина суперкондензатора која се односи на могућност својеврсног опоравка који наравно има ограничен опсег, али свакако представља незанемарљив ефекат који треба имати у виду.

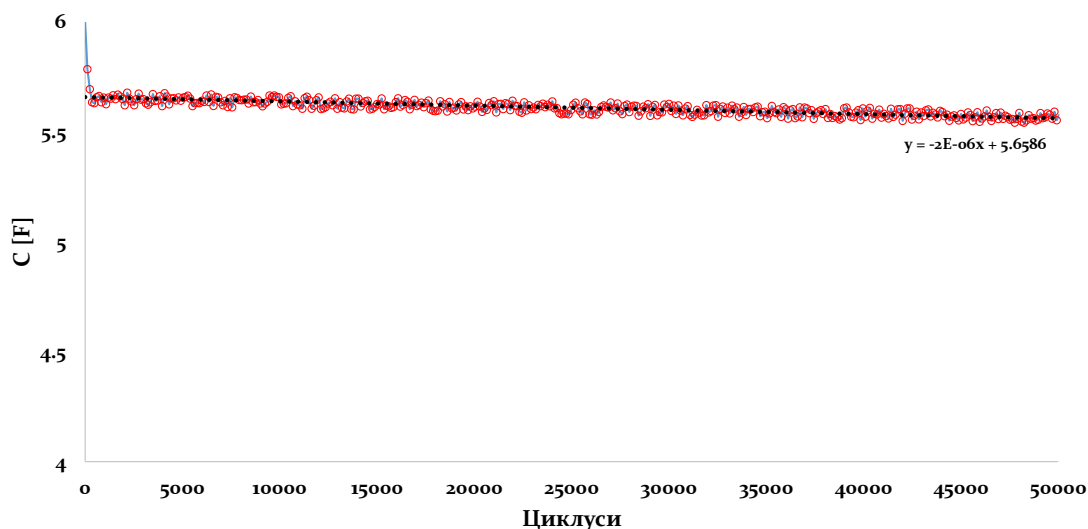
Сада ће бити размотрен процес испитивања старења суперкондензатора у односу на профил струје приказан на слици 2.36. Наравно не треба посебно напомињати да је испитивање процеса старења веома временски захтева процес, посебно када су у питању већи суперкондензаторски модули пре свега јер је потребан већи број тест циклуса да би редукција капацитивности била видљива. Међутим очекује се да ће након краткотрајног експоненцијалног опадања остатак пада капацитивности бити линеаран те се намеће закључак да није неопходно испитивати суперкондензатор до краја (80% почетне вредности капацитивности). Управо ова особина биће коришћена у овде приказаном испитивању, јер ће суперкондензатор бити подвргнут тестирању са 5000 циклуса тест профила струје. Одзив редукције капацитивности кондензатора под наведеним условима приказан је на слици 3.36. Ради једноставније и јасније репрезентације уместо временске осе коришћен је број тест циклуса.



Слика 2.36 Редукција капацитивности испитиваног суперкондензатора

Анализом слике 2.36 примећује се да линеарни део одзива може да се екстраполира, а израз који најбоље описује линеарни део одзива дат је на самој слици. Користећи овај израз може се тривијално доћи до броја циклуса након којих ће капацитивност пасти испод 80%. Једноставном математичком операцијом долази се до закључка да ће крај животног века испитиваног суперкондензатора наступити након 476.534 циклуса. Имајући у виду да је декларисани животног век испитиваног суперкондезатора 500.000 стандардних тест циклуса добијени резултат је више него прихватљив посебно имајући у виду да су декларисани подаци дати на основу серијског, а не индивидуалног испитивања суперкондезатора.

Добијени резултат може се користити сам по себи као податак релевантан за разматрања везана за испитивану суперкондензаторску ћелију. Са друге стране већи суперкондезаторски модули добијају се комбинованом везом мањих суперкондезаторских ћелија, које су организоване тако да оптерећење буду што равномерније распоређено међу појединим ћелијама. Одавде се може претпоставити да ће старење појединих ћелија у том случају бити релативно уједначено, а то ће се даље одразити на старење самог модула. Идеализујући дакле равномерност старења суперкондезаторских ћелија, може се профил старења једне ћелије користити као оквир за добијање профила старења суперкондезаторског модула састављеног од више ћелија. С тим у вези на слици 3.37 дат је математичким путем екстраполиран предлог профила старења суперкондезаторског модула разматраног у поглављу 2.3.4. Наравно неоспорно се може поставити питање о прецизности предложеног модела, али имајући у виду да је једина уведена идеализација равномерно старења ћелија модула као и то да је за утврђивање процеса старења „жртвована“ само једна суперкондезаторска ћелија, предложени модел се може сматрати прихватљивим.



Слика 2.37 Предложени модел старења модула Maxwell 160 V 6F

Овим је завршено третирање питања старења суперкондензатора у овом раду. Експерименталним путем дошло се до емпиријског модела старења једне суперкондезаторске ћелије. Претпостављајући балансираност процеса старења ћелија унутар једног суперкондезаторског модула извршена је математичка екстраполација модела старења модула. Наравно модел не уважава појаве као што је утицај амбијенталне температуре или интензитета струје оптерећења. Међутим уважавајући чињеницу да је уведена само једна идеализација као и то да је „жртвована“ само једна ћелија, добијени модел се може сматрати довољно добрим за естимацију процеса старења суперкондезаторског модула Maxwell 160 V 6F.

2.5. Будући трендови развоја и употребе суперкондензатора

Најновија истраживања везна за суперкондензаторе фокусирали су се на проналажење материјала који ће се користити за конструисање електрода а све са циљем повећања њихове ефективне површине, што последично доводи до повећања капацитивности. С тим у вези материјали попут активног угљеника [93], [94] и угљених наноцеви [95], [96] добијају на значају имајући у виду пре свега порозност ових материјала, али такође и њихову цену.

Са друге стране хибридни кондензатори такође добијају на значају узимајући у обзир да је овом технологијом могуће објединити неке од предности суперкондензатора и батерија у једној врсти складишта енергије [97], [98], [99]. Користећи се и фарадским и не-фарадским ефектима за акумулисање наелектрисања, технологија хибридни кондензатора постигла је густину снаге и енергије која је већа од стандардних електричних двослојних суперкондензатора, при том не жртвујући значајније могућности животног циклуса. Истраживање у овој области биће у будућности фокусирано на три различите врсте хибридни кондензатора, који се међусобно разликују по конфигурацији електрода, а то су композитна, асиметрична и батеријска технологија кондензатора [100].

Кондензатори са композитним електродама показали су се као технологија која је способна да постигне знатно већу капацитивност него угљене наноцеви [101], [102]. Поред тога инхерентно ригидна структура електрода редукује механичка напрезања током размене јона. Ово за последицу има да је ова технологија постигла стабилност радног циклуса која је слична оној код електричних двослојних суперкондензатора [103], [104]. Основна предност композитне технологије електрода, огледа се у могућности да се комбинују материјали који се карактеришу високом густином енергије, у смислу високе специфичне површине и псеудокапацитивности, са материјалима који се карактеришу високом густином снаге у смислу високе електричне проводности и малог контактнег отпора између електрода и струјних колектора [105], [106].

Кондензатори са асиметричним електродама такође демонстрирају предност коришћења два различита материјала, чиме се постиже проширење опсега напона изнад границе термодинамичке декомпозиције електролита [107], [108]. Као засебан подскуп асиметричних кондензатора дефинисани су хибридни кондензатори, који се карактеришу тиме да поседују негативну и позитивну электроду које имају различите механизме за складиштење енергије [109], [110]. У оваквој изведби, асиметрични кондензатори хибридне конструкције карактеришу се тиме да једна електрода поседује капацитивни, а друга батеријски механизам за складиштење енергије. Овим се постижу перформансе које подразумевају већу густину енергије (Wh/kg) од оне које поседују класични електрични двослојни суперкондензатори [111]. Ова карактеристика чини асиметричне кондензаторе веома пожељним у апликацијама велике снаге, а које захтевају брзу размену снаге, високу густину енергије, стабилан и дуг животно циклус. Међутим постизање оваквих карактеристика захтева низ унапређења тренутних технологија асиметричних кондензатора, а посебно у области истраживања нових материјала за конструисање електрода, али и нових електролита. Када се говори о материјалима за електроде, црни фосфор и метал дихалкогениди су опсежно разматрани са аспекта могућности реализације електрода којим би се омогућила висока енергетска густина система [112]. Такође, неопходно је истражити могућности употребе ових материјала за конструкцију електрода који омогућавају повећање номиналног напона кондензатора. С тим у вези од великог значаја су истраживања чији је примарни циљ испитивање могућности замене тренутно коришћених електрода од активног угљеника другим материјалима попут литијума, али и другим материјалима који су распрострањенији попут калијума, магнезијума или алуминијума [113].

Развој технологија суперкондензатора условљен је могућностима за њихову практичну употребу којих је у овом тренутку релативно мало. Оваква ситуација је делимично и разлог релативно високе цене суперкондензатора, међутим узрок високој цени је и начин на који се иста формира. Наиме складишта електричне енергије попут батерија најчешће имају цену која је дефинисана спрам енергије тог складишта (нпр. $\$/kWh$), а овом случају батерије имају знатно бољи однос цене и енергије него суперкондензатори. Међутим потребно је раздвојено анализирати цену батерије и суперкондензатора и цену експлоатације батерије и суперкондензатора. Да би се показало на који начин ове две анализе могу дати потпуно опозитне закључке биће приказан један кратак пример. Ако се усвоји просечна цена литијум-јонске батерије од 500 $\$/kWh$, и просечна цена суперкондензатора од 6000 $\$/kWh$ јасно је да литијум-јонска батерија има више од 10 пута већу предност по питању односа цене и енергије. Међутим уколико се разматра период експлоатације енергетског складишта од 20 година, јасно је да ће, због вишеструко краћег животног века батерије, замена батерија морати да буде извршена више пута (зависно од начина експлоатације као и типа батерија чак и до 10 пута). Имајући ово у виду потпуно се може променити економска слика односа цене батерија и суперкондензатора. Додатно уколико би се разматрао параметар цене у односу на снагу извора јасно је да би у том случају суперкондензатори имали велику предност у односу на батерије. Посебно је значајна чињеница да би се према тренутним предвиђањима, кроз употребу јефтених и широко доступних материјала попут трске у будућим технологијама суперкондензатора њихова цена могла снизити чак до 150 $\$/kWh$ [14].

Електрификација транспорта у овом тренутку представља вероватно најбољи начин за имплементацију потенцијала који нуде технологије суперкондензатора. Ову чињеницу поткрепљује податак да је већ у 2013., око 20% прихода компанија које производе суперкондензаторе било остварено као резултат сарадње са аутомобилском индустријом [115]. Зато је развој суперкондензатора адекватних за употребу у аутомобилској индустрији један од примарних циљева свих произвођача [116], [117]. Примарни мотиви за овакав тренд јесте чињеница да динамика експлоатације електричних возила захтева складиште које је способно да омогући адекватну динамику убрзања/успорења, прихватљиву брзину пуњења, као и могућност прелажења растојања упоредивог са оним које нуде класични аутомобили. Иако су батерије, а посебно литијум-јонске технологије, биле примарни избор аутомобилске индустрије због њихове цене али и густине енергије, показало се да ипак постоје одређене мањкавости које се могу надоместити употребом суперкондензатора. Посебно су значајна предвиђања и истраживања која разматрају технологије суперкондензатора способне да у потпуности замене батерије у апликацијама везаним за електрификацију транспорта [118]. Имајући ово у виду, може се закључити да електрична возила и њихов развој као и шира употреба стварају одличну платформу за имплементацију суперкондензатора, која ће у будућности сигурно бележити све већи раст.

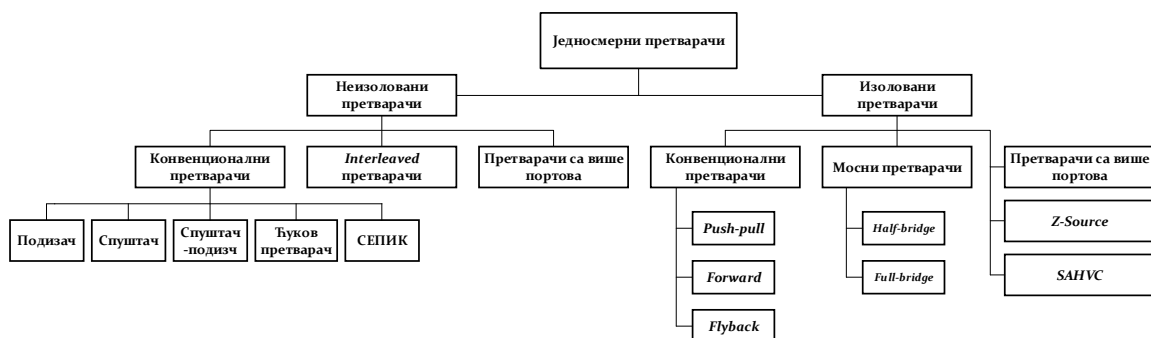
Поред електричних и/или хибридних возила суперкондензатори постају све више интересантни и у другим енергетски апликацијама као што су микро-мреже [119], системи обновљивих извора енергије [120], [121], [122] и електро-дистрибутивни системи [123], [124]. Најчешћи разлози за коришћење суперкондензатора у оваквим апликацијама су управо потреба за брзом и ефикасном разменом енергије, потреба за високом густином снаге складишта, дуг и стабилан животно циклус. Ови параметри чине суперкондензаторе, упркос њиховој релативно већој цени, преферабилнијим избором у односу на батерије. Актуелни трендови развоја нових технологија суперкондензатора у будућности не само да ће омогућити њихову технички и економски оправдану имплементацију, већ ће и значајно проширити спектар могућих апликација и тиме поставити суперкондензаторе у потпуно конкурентну позицију у односу на батерије.

3. Претварач енергетске електронике за контролу рада суперкондензатора у функцији складишта електричне енергије

У циљу омогућавања контролисаног рада суперкондензатора као елемента складишта електричне енергије, али и прилагођавања његових перформанси захтевима одређене апликације, неопходно је користити одговарајући претварач енергетске електронике. Истраживачки напори у области енергетске електронике изнедрили су велики број различитих топологија енергетских претварача [125], [126] намењених за различиту примену. О броју и количини различитих топологија претварача говори и чињеница да се све чешће у литератури могу пронаћи топологије конструисане тако да својим карактеристикама одговара само одређеној апликацији [127], [128], [129]. Имајући у виду ову чињеницу, одабир претварача чији ће задатак бити прилагођавање параметара електричне снаге приликом њене размене између суперкондензаторског или батеријског складишта и неког другог подсистема, изискује разматрање већег броја релевантних фактора. Зато ће у наредном поглављу бити наведене и размотрене најзначајније карактеристике енергетских претварача, имајући у виду при томе да је основна намера овог рада разматрање могућности примене суперкондензаторског складишта у погону електричних и хибридних возила. Поред тога у наредним поглављима биће размотрени математички и симулациони модели појединих претварача релевантних за предметну тематику. Такође биће приказани дизајн и експериментална верификација рада оног претварача који буде препознат као адекватан за разматрану апликацију, чиме ће се практично демонстрирати сва проблематика везана за третирање питања претварача у енергетском складишту електричног возила.

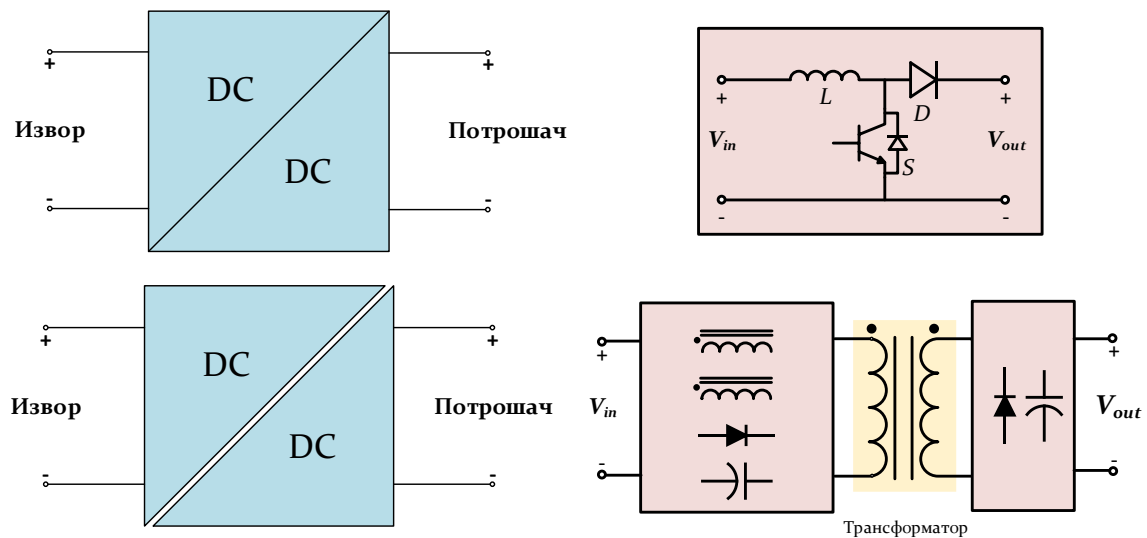
3.1. Преглед топологија једносмерних претварача и њихових карактеристика

Растући уплив технологија обновљивих извора енергије, а од недавно и електричних возила, донео је са собом проблеме везане за складиштење електричне енергије. Препознајући их као кључне проблеме, истраживачки и развојни центри усмерили су своје напоре у решавање питања технологије медијума за складиштење електричне енергије. Међутим неодвојиви део било код складишта електричне енергије, а посебно у системима који захтевају одређене параметре те енергије, јесте одговарајући претварач енергетске електронике. Имајући то у виду, одабир одговарајућег претварача за управљање параметрима електричне снаге (енергије) може бити подједнако захтеван посао, као и одабир технологије/медијума за складиштење. На слици 3.1 приказана је стандардна класификација једносмерних претварача (енгл. *DC-DC converters*) енергетске електронике која се може наћи у литератури [130], а који се најчешће и разматрају за потребе размене енергије у склопу енергетских складишта.



Слика 3.1 Класификација једносмерних претварача

Међутим номенклатура једносмерних претварача је знатно шира, те је због тога потребно детаљније размотрити поједине технологије узимајући у обзир њихове карактеристике, при том имајући у виду апликацију која се у овом раду разматра. Прва од категорија на основу којих је направљена подела једносмерних претварача јесте изолованост улаза и излаза, па се на основу тога једносмерни претварачи деле на изоловане и неизоловане. Слика 3.2 приказује примере принципске (плаво) и тополошке (розе) поставке ове две групе претварача.

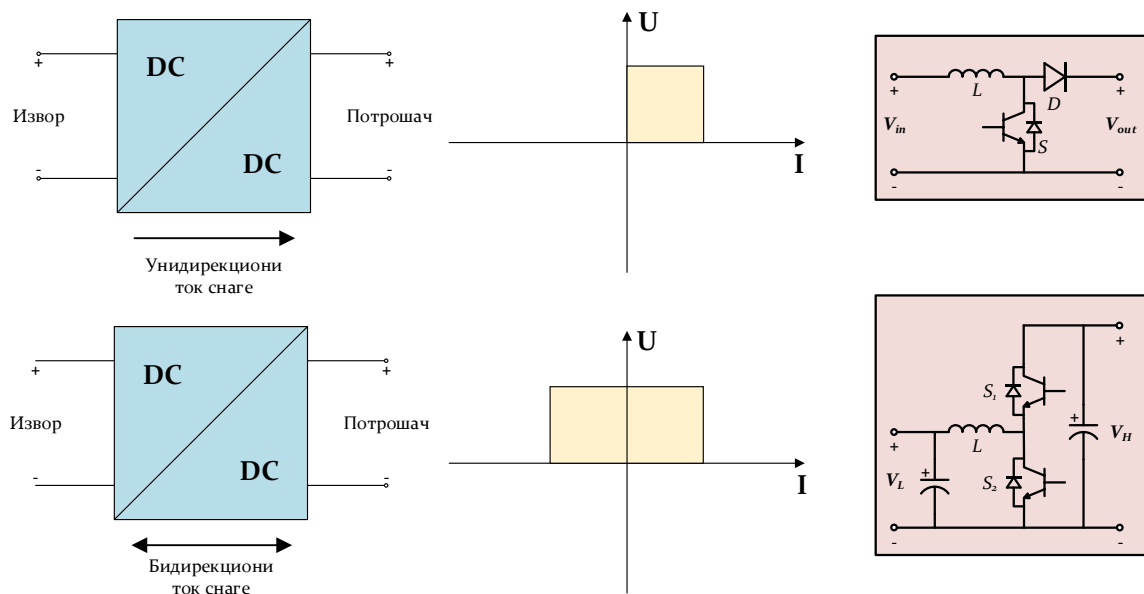


Слика 3.2 Пример неизолованог (горе) и изолованог (доле) претварача у форми принципске (плаво) и стварне (розе) топологије

Неизоловани претварачи добили су на популарности због своје апликабилности у различитим погонима који варирају од система велике снаге попут обновљивих извора до електронике широке потрошње. Овако широка могућност примене превасходно произилази из чињенице да су неизоловани претварачи високо ефикасни, а поред тога карактеришу их и мало напрезање прекидачких компоненти, ниска цена, тополошка једноставност, робусност и једноставност у смислу управљања [131]. Међутим када се ради о фактору конверзије (однос излазног и улазног напона) код неизолованих претварача он је уобичајено око 4:1, те се због тога ова врста претварача може користити само у апликацијама које не захтевају велики однос конверзије [132]. Уз то примена ове топологије претварача није препоручљива у случајевима када на пример постоји конекција према електродистрибутивној мрежи, јер се у таквим ситуацијама тежи ка галванској одвојености. У таквим ситуацијама, као и у случајевима када је електромагнетска интерференција од значаја, неопходно је користити изоловане једносмерне претвараче. Овакви претварачи се могу реализовати употребом високофреквентних трансформатора или спрегнутих пригушница, и то у једноступеној или двоступеној топологији [133]. Поред компаративно већег фактора конверзије, који се постиже пре свега преносним односом трансформатора или спрегнутих пригушница, изоловани претварачи се одликују и мањим напонским напрезањем прекидачких компоненти, као и мањом таласношћу струје [134]. Зависно од апликације, постоји низ топологија претварача са аспекта изолованости који се могу употребити [135]–[139], али када је реч о апликацији која подразумева суперкондензаторско складиште електричне енергије у погону електричног возила карактеристике неизолованих претварача имају знатно већу предности. Ово подразумева чињеницу да неизоловани претварачи имају мању масу (немају масиван високофреквентни трансформатор) што је веома значајна карактеристика у погону електричног возила. Поред тога однос трансформације реда величине 4:1 је више него довољан за ову врсту погона, па према томе изоловани претварач не би био адекватан избор. Такође, ефикасност и цена као фактори од великог значаја за економију електричног возила, истичу неизоловане

претвараоче као оптимално решење. Имајући ово у виду, сва даља анализа која се тиче карактеристика енергетских претвараача, биће фокусирана управо на неизоловане топологије.

Друга значајна карактеристика једносмерних енергетских претвараача јесте могући смер тока енергије, а према овом фактору претвараачи се могу поделити на унидирекционе (један смер тока енергије) и бидирекционе (двосмеран ток енергије). Слика 3.3 приказује примере принципске (плаво) и тополошке (розе) поставке ове две групе претвараача. Наравно, као што је већ наглашено разматраће се само топологије неизолованих претвараача, иако постоје и изоловани унидирекциони и бидирекциони претвараачи.

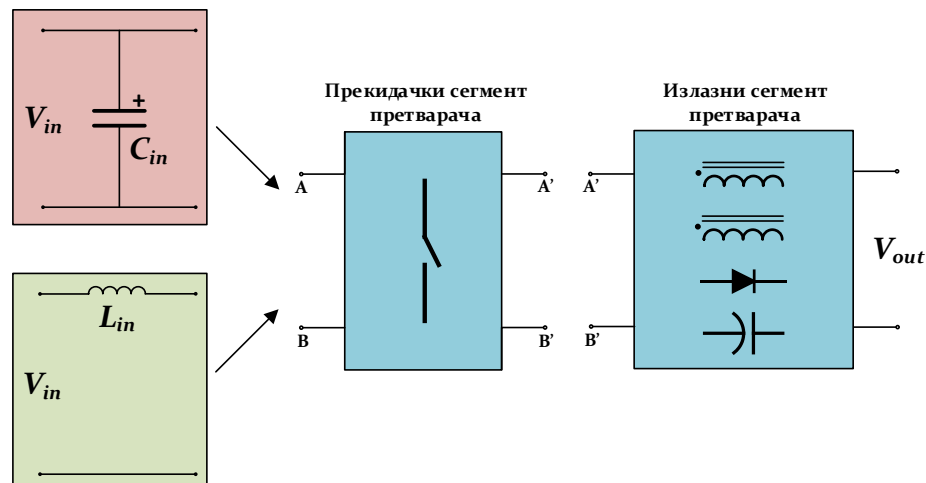


Слика 3.3 Пример унидирекционог (горе) и бидирекционог (доле) претвараач у форми принципске (плаво) и стварне (розе) топологије са одговарајућим $U-I$ карактеристикама

Највећи број једносмерних претвараача заснивају се на унидирекционој топологији и подразумевају да се на улазу налази извор (генераторски режим) који енергију предаје потрошачу или који апсорбује енергију (режим рекуперације) [140]. Овакви претвараачи имају широку примену у индустрији где се најчешће користе као напајачи и то између осталог за напајање сензора или уређаја који захтевају прилагођен напонски ниво [141], [142]. Њихов режим рада подразумева рад у првом квадранту што значи да не постоји струјна путања која би омогућила успостављање струје у супротном смеру. Овакви једносмерни претвараачи пожељни су због малог броја прекидачких компоненти као и због једноставних управљачких алгоритама. Са друге стране растуће потребе за конверзијом енергије која укључује и складишта електричне енергије намећу захтеве за двосмерним ток енергије, а самим тим и за одговарајућим једносмерним претвараачима [143]. Једносмерни бидирекциони претвараачи се најчешће користе у системима обновљивих извора, електричних и хибридних возила, непрекидним напајањима, паметним мрежама и сличним апликацијама [144], [145]. Иако се двосмерни ток енергије може постићи антипаралелним везивањем два унидирекциона претвараача уобичајено је да се у циљу поједностављена хардверске конфигурације као и управљања користе топологије организоване по ћелијама или гранама што пре свега олакшава производњу, али и управљање. Имајући ово у виду, недвосмислено се може закључити да је за потребе прилагођавања параметара електричне снаге у случају електро-енергетског складишта електричног возила заснованог на суперкондензатору, неопходно користити једносмерни бидирекциони претвараач. Потребно је одмах терминолошки разјаснити појам једносмерни бидирекциони претвараач. Иако на први поглед изгледа да су термини „једносмерни“ и „бидирекциони“ у међусобној колизији, то ипак није случај јер први термин означава

природу снаге која се претвара, док други термин означава могући смер тока те снаге. Сада је јасно да у термилошком смислу, нема никаквих препрека за коришћење термина „једносмерни бидирекциони“ претварач, како би се описао енергетски претварач који претвара једносмерну електричну снагу, при том омогућавајући њен двосмеран ток.

Зависно од начина напајања топологије улазног кола, једносмерни претварачи могу бити класификовани као струјно напајани или као напонски напајани. Такође, поново ће бити наглашено да иако постоје и изоловани и неизоловане топологије, фокус ће остати само на неизолованим топологијама. На слици 3.4 приказан је пример напонског и струјног напајања једносмерног претварача у општем случају.



Слика 3.4 Принциписки приказ струјно (зелено) и напонски (розе) напајаног једносмерног претварача

Напонски напајани претварачи на свом улазу имају улазни филтарски кондензатор и природно омогућавају добијање нижих напона на излазу [146]. Са друге стране струјно напајани претварачи на свом улазу поседују улазну пригушницу и природно омогућавају добијање већег излазног напона [147]. С тим у вези струјно напајани претварачи су популарни у апликацијама ниског напона као што су фотонапонски системи или горивне ћелије, јер улазна пригушница остварује континуалну улазну струју мале таласности [148]. Са друге стране напонски напајани претварачи иако поседују значајну таласност улазне струје, имају знатно бољу динамику одзива излазног напона па се најчешће користе као стабилисани напонски извори [149]. Имајући у виду претходно изнесено, на први поглед се може помислити да ће у случају суперкондензаторског складишта претварач са стране енергетског складишта бити напонски напајан, јер се по топологији складишта са те стране налази суперкондензатор. Међутим постојање пригушнице (између претварача и суперкондензатора) која треба да омогући рад претварача наводи на закључак да ће са стране складишта претварач бити струјно напојен. Ово иде у прилог и чињеници да је струјна, а не напонска контрола преферабилнија када је у питању суперкондензатор јер се у том случају има знатно боља, квалитетнија и сигурнија контрола. Ова чињеница биће од значаја касније у овом раду, када се за потребе управљања претвараčem буде развијао регулациони алгоритам који ће се базирати на струјној регулационој петљи. Такође ова чињеница ће бити значајна и када се буде разматрао и развијао алгоритам за енергетски менаџмент складиштем електричне енергије заснованом на суперкондензатору у погону електричног возила.

Рад прекидачких компоненти једносмерног претварача има значајну корелацију пре свега са ефикасношћу конверзије енергије, а самим тим и ефикасношћу самог претварача. Зато се појавила потреба за третирањем питања рада прекидачких компоненти, а као резултат појавили су се

алгоритми управљања који омогућавају боље радне услове за прекидачке компоненте. Ово је резултовало тиме да се направи јасна дистинкција између тврдог (енгл. *Hard switching*) и меког (енгл. *Soft switching*) прекидања. Основни недостатак тврдог прекидања огледа се пре свега у губицима на прекидачкој компоненти, што резултује загревањем које последично изискује имплементацију система за хлађење у виду хладњака или система форсираног хлађења [150]. Ово може значајно повећати димензије претварача, његову цену и смањити укупну ефикасност. Поред тога тврдо прекидање доводи до електромагнетне интерференције услед брзе промене напона и струје, а ово може узроковати сметње или неправилан рад других уређаја лоцираних у близини претварача [151]. Како би се компензовало повећање габарита претварача може се повећати прекидачка фреквенција прекидачких компоненте, међутим овог заузврат може довести до погоршања услова рада по питању прекидачких губитака или напонског напрезања компоненти, те је неопходно наћи оптималну радну фреквенцију.

Са друге стране меко прекидање (прекидање при нултој струји/напону) подразумева употребу резонантних мрежа, активних снабер кола, а могуће је користи и изоловане структуре са помоћним електричним колима [152], [153]. Претварачи са имплементираним меким прекидањем погодни су за апликације велике снаге имајући у виду изразито мале прекидачке губитке чак и при високим прекидачким фреквенцијама. Поред тога одличан однос снаге према тежини претварача са имплементираним меким прекидањем чини их оптималним решењима када је потребно реализовати паралелан рад већег броја претварача [142], [143]. Међутим осетљивост на радне услове и зависност од резонантне фреквенције чини претвараче са оваквим управљањем непрактичним за употребу у апликацијама са широким опсегом радних стања, као што је то случај са енергетским складиштем у електричном возилу. Из претходног се може закључити да је за потребе реализације адекватног претварача енергетске електронике у складишту енергије електричног возила које је засновано на суперкондензатору, прихватљиво користити тврдо прекидање.

У табели 3.1 приказан је преглед једносмерних претварача према карактеристикама које су претходно описане. Потребно је нагласити да је таксономска подела једносмерних претварача знатно шира у односу на оно што је овде описано. На пример нису поменути једносмерни претварачи са више нивоа (енгл. *Multi-level DC-DC converters*), који постају све занимљивији и привлачнији за различите примене које варирају од пунионица електричних аутомобила [156], преко хибридних система за складиштење електричне енергије [157], [158] до апликације које подразумевају повезивање на електро-дистрибутивну мрежу [159]–[161]. Имајући у виду велику количину различитих топологија које су доступне у литератури на први поглед може бити тешко пронаћи ону која оптимално одговара одређеној апликацији, међутим јасно је да значај сваке од топологија није подједнак. Наравно, основни критеријуми за разликовање типова и одабир једносмерних претварача су њихова хардверска конфигурација, радне перформансе и сложеност управљачког алгоритма, а оне карактеристике које су овде описане представљају најопштији преглед основних карактеристика једносмерних претварача.

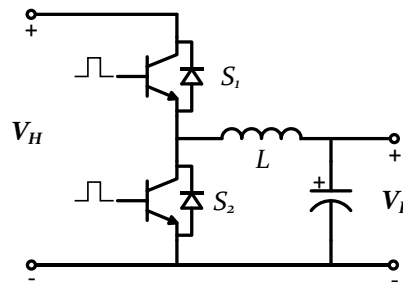
Имајући у виду приказану анализу као и чињеницу да ће једносмерни претварач бити коришћен у апликацијама које су у директној корелацији са складиштењем енергије, односно са складиштењем електричне енергије у суперкондензаторима, лако се може оправдати чињеница да ће у разматрање бити узета топологија једносмерног бидирекционог претварача. У наредним поглављима детаљно ће бити изложена теоријска поставка и утемељење за одабир овог претварача, затим ће бити развијени његов симулациони модел, управљачки алгоритам, хардверска конфигурација, док ће на самом крају бити приказана и његова експериментална верификација.

Табела 3.1. Преглед анализираних група једносмерних претварача и њихових основних карактеристика

Врста једносмерног претварача	Карактеристике
Неизоловани	<ul style="list-style-type: none"> * Једноставна топологија, мале тежине и јефтине израде * Примењиви у апликацијама малих и средњих снага * Постоји галванска веза између улаза и излаза
Иоловани	<ul style="list-style-type: none"> * Мала бука и редуковане ЕМИ сметње * Примењиви у апликацијама велике снаге * Захтевају коришћење одговарајућих високофреквентних трансформатора
Унидирекциони	<ul style="list-style-type: none"> * Један смер тока енергије * Једноставна контрола * Мања комплексност топологије и управљања у поређењу са бидирекционим
Бидирекциони	<ul style="list-style-type: none"> * Двосмерни ток енергије * Примењив у апликацијама са регенерацијом енергије, или складиштима електричне енергије * Захтевају употребу комплексније топологије и управљачког алгорита
Напонски напајани	<ul style="list-style-type: none"> * Велика таласност улазне струје која може бити и дисконтинуална * Инхерентна карактеристика спуштача напона * Брз динамички одзив излазног напона
Струјно напајани	<ul style="list-style-type: none"> * Континуална улазна струја мале таласности * Инхерентна карактеристика подизача напона * Спор динамички одзив због постојања улазне пригушнице
Тврдо прекидање	<ul style="list-style-type: none"> * Велики губици услед рада прекидачке компоненте (прекидачки губици) * Изражена електромагнетна интерференција услед брзе промене напона и струје <ul style="list-style-type: none"> * Ограничена прекидачка фреквенција * Мала однос снаге према маси претварача * Релативно мала ефикасност
Меко прекидање	<ul style="list-style-type: none"> * Прекидачки губици блиски нули * Висока прекидачка фреквенција * Релативно велика ефикасност * Добар однос снаге према маси претварача * Релативно комплексна топологија и управљачки алгоритам

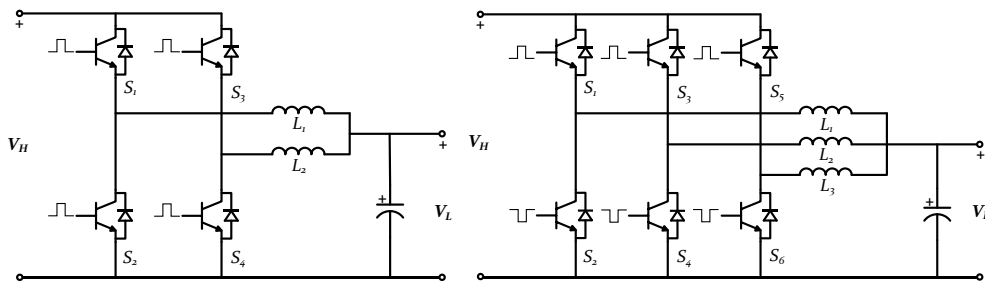
3.2. Једносмерни бидирекциони претварачи

Када се разматрају апликације које захтевају употребу једносмерних претварача, а које су посебно осетљиве у смислу тежине и габарита претварача, пракса је показала да су неизоловани претварачи оптимално решење [162], [163]. Како апликација која се разматра у овом раду подразумева двосмерни ток енергије, употреба неизолованог бидирекционог претварача је очигледно решење, као што је у претходном поглављу и истакнуто. На слици 3.5 приказан је пример једног неизолованог бидирекционог претварача, при чему је V_H напон вишег напонског нивоа од напона V_L . Овакав једносмерни претварач уобичајено се назива спуштач-подизач напона (енгл. *Buck-boost converter*), међутим у овом раду биће усвојена другачија терминологија. За претварач са слике 3.5 биће коришћен термин једнофазни једносмерни бидирекциони претварач (ЈБП) (енгл. *Single phase bidirectional DC-DC converter*) [164], [165]. У овом називу термин „једнофазни“ означава постојање само једне гране (са две прекидачке компоненте S_1 и S_2), термин „једносмерни“ означава да претварач врши конверзију једносмерног напона/струје у једносмерни напон/струју другог нивоа, док термин „бидирекциони“ означава да претварач омогућава двосмеран ток снаге. Разлог за овакав термилошки приступ произилази пре свега из чињенице да се претварач са слике 3.5 може проширити, тако што би му се повећао број фаза (паралелних грана) [166], [167].



Слика 3.5 Једнофазни једносмерни бидирекциони претварач

На слици 3.6 приказани су примери тополошке варијације једносмерног бидирекционог претварача са две и три фазе (гране). Наравно у тополошком смислу не постоји ограничење у броју паралелних грана које се могу додати, а да се не задрже особне вишефазног једносмерног бидирекционог претварача (ВБП) (енгл. *Multiphase bidirectional DC-DC converter*) или (енгл. *Multiphase Interleaved DC-DC converter*) [168]–[170]. Разлог због кога постоји практична потреба за повећањем броја паралелних грана, јесте струјно растеређење појединих прекидачких компоненти. Наиме укупна струја на страни нижег напона V_L неће пролазити кроз све компоненте, већ ће бити равномерно расподељена, тако да у случају трофазне топологије прекидачке компоненте прекидају само трећину укупне струје. То значи да се са повећањем броја паралелних грана, са једне стране могу за исту струју оптерећења користити компоненте мање струјне носивости, а са друге стране може се повећати струјни капацитет излазног сегмента претварача [171]–[173].



Слика 3.6 Топологије једносмерног бидирекционог претварача са две (лево) и три (десно) фазе

Из овога се види још једна од предности употребе ове врсте претварача у системима за складиштење енергије заснованим на суперкондензаторима, а то је једноставно повећање струјног капацитета претварача, што је посебно значајно имајући у виду велике вредности струје које суперкондензатори могу поднети [154], [155]. Доступној литератури су познате топологије ВЈБП претварача које могу имати и више од три паралелне гране (фазе), при чему је у [176] демонстриран претварач са 36 фаза. Међутим повећање броја грана у ВЈБП претварачу носи са собом одређења ограничења у смислу губитака, али и могућности контролног система, те се може закључити да за одређену апликацију постоји оптималан број паралелних грана претварача. Поред тога један од битних недостатака ВЈБП топологије једносмерних претварача јесте и доста низак степен корисног дејства при малом оптерећењу. Овај проблем може се решити имплементацијом алгоритма за искључење појединих фаза претварача (*енгл. Phase shading*) током трајања малих оптерећења. Ово практично значи да се зависно од оптерећења одређени број фаза претварача може држати у неактивном стању, како би се постигла већа ефикасност у одређеном радном режиму. Наравно, имплементација оваквог алгоритма може усложнити контролу претварача, али заузврат добија се значајано већа ефикасност на широком спектру радних режима претварача, што је важна особина када су у питању складишта електричне енергије код електричних возила.

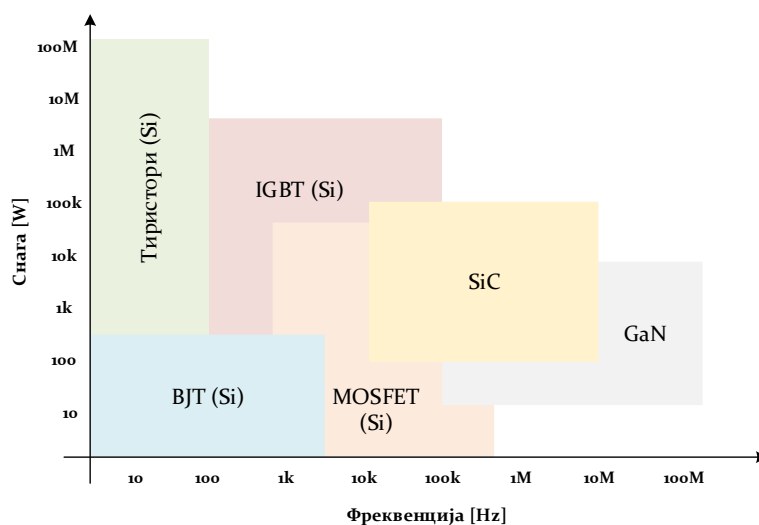
За потребе овог рада у теоријском и практичном смислу, разматраће се једнофазна и трофазна топологија. Једнофазна топологија ће имати више показни значај, у смислу сагледавања свих аспеката рада претварача, док ће у апликативном смислу примат имати трофазна конфигурација, пре свега због струјног напрезања прекидачких компоненти. Додатно, трофазна конфигурација је интересантна и у хардверском смислу јер је тополошки и хардверски идентична трофазном инвертору, а једина разлика огледа се у контролном алгоритму. Такође, потребно је нагласити да у сврху постизања високе ефикасности у широком спектру оптерећења, имплементација алгоритма који омогућава функционисање претварача са редукованим бројем фаза практично значи свођење трофазне топологије на двофазни или једнофазну. С тим у вези у практичном смислу било која вишефазна топологија може се посматрати као n паралелних једнофазних топологија, наравно узимајући у обзир релевантне управљачке параметре. Управо одавде произилази значај и оправдање за анализу једнофазне топологије бидирекционог једносмерног претварача.

Као посебан аспект дизајна једносмерног претварача потребно је размотрити тип као и технологију прекидачке компоненте која ће бити искоришћена. Наравно, стандардни приступ подразумевао би употребу биполарних транзистора (BJT) (*енгл. Bipolar junction transistor*), *MOSFET*-а (*енгл. Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*) или *IGBT*-а (*енгл. Insulated gate bipolar transistor*), као најзаступљенијих пуноуправљивих прекидачких компоненти у претварачима енергетске електронике. Свака од наведених компоненти има одређене карактеристике које је чине преферабилнијом у одређеној апликацији, па је тако *IGBT* преферабилан за апликације које захтевају више напонске нивое (1400 V) у односу на *MOSFET* (600 V), што последично значи да ће при прекидању исте струје *IGBT* имати значајно мање губитке [177]. Међутим са друге стране употреба *IGBT* је ограничена на релативно мале фреквенције (до 50 kHz), док је употреба *MOSFET* у фреквенцијском смислу значајно мање ограничена (до 500 kHz). За разлику од биполарних транзистора који је струјно управљан и *IGBT* и *MOSFET* су напонски управљани, што значајно упрошћава драјверско коло, али и смањује његову снагу. Ово за последицу има да се *IGBT* користи у апликацијама великих снага, *MOSFET* у апликацијама малих и средњих снага, док се биполарни транзистори користе у апликацијама средњих снага. Са друге стране цена ових компоненти је таква да су најскупље *IGBT* компоненте, затим *MOSFET*, док су биполарни транзистори најјефтинији. Компаративна анализа типова компоненти које су разматране приказана је у табели 3.2., из које се јасно виде корелације између појединих релевантних података, а на основу којих се може закључити о примењивости појединих компоненти.

Табела 3.2. Компаративна анализа типова прекидачких компоненти

	BJT	MOSFET	IGBT
Управљачки сигнал	струјни	напонски	напонски
Драјверско коло	комплексно	једноставно	једноставно
Улазна импеданса	мала	велика	велика
Брзина прекидања	мала (μs)	велика (ns)	средња
Радна фреквенција	ниска (до 100 kHz)	велика (1 MHz)	средња
Напон засићења	низак	висок	низак
Струјна носивост	<500 A	<200 A	>500 A
Цена	ниска	средња	висока

Поред типа прекидачке компоненте потребно је размотрити и њихову технологију, при чему је силицијумска (Si) технологија најзаступљенија, међутим нови трендови развоја и употребе прекидачких компоненти препознају силицијум-карбидне (SiC) и галијум-нитридне (GaN) технологије као оне које ће у будућности бити од великог значаја [178]. Зависно од параметра који је од значаја у одређеној апликацији, наведене технологије могу имати различит ниво примењивости. Тако на пример GaN технологија у смислу фреквенције значајно предњачи у односу на остале технологије (до 100 GHz), али у смислу снаге спада у технологије практичне за употребу у апликацијама малих и средњих снага [179]. Са друге стране SiC технологија са аспекта снаге своју примену може наћи у апликацијама великих и екстремно великих снага ($\sim 10 \text{ MW}$), а у смислу фреквенције одговара средњем опсегу (до 1 MHz) [180]. Компаративна анализа разматраних технологија прекидачких компоненти приказана је на слици 3.7.

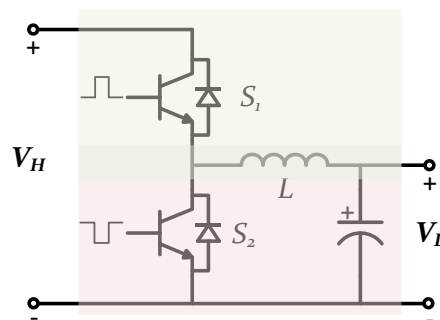


Слика 3.7 Компаративна анализа технологија прекидачких компоненти

Имајући у виду претходно изложене карактеристике типова и технологија прекидачких компоненти, као и крајњу апликацију у којој је потребно применити разматрани једносмерни претварач, може се закључити да су силицијумска или силицијум-карбидна технологија *MOSFET* оптимално решење. Оправдање за овакву тезу произилази из чињенице да апликација која подразумева енергетско складиште засновано на суперкондензатору, подразумева пре свега струје великих вредности, у ком случају је као што је раније и показано *MOSFET* оптимално решење. Даље, релативно висока прекидачка учестаност (више од 100 kHz), последично смањује габарите пасивних компоненти као што су пригушнице, што иде у прилог одабиру силицијум-карбидне технологије. Иако је последица употребе релативно високих учестаности појава прекидачких пренапона којима су изложене компоненте, технологија *MOSFET*-а као што је раније и показано нема никаквих потешкоћа у таквим радним условима. Иако ће коначна одлука о типу и технологији прекидачке компоненте бити донета касније, одавде је јасно да је избор прилично јасан имајући у виду разматрану апликацију.

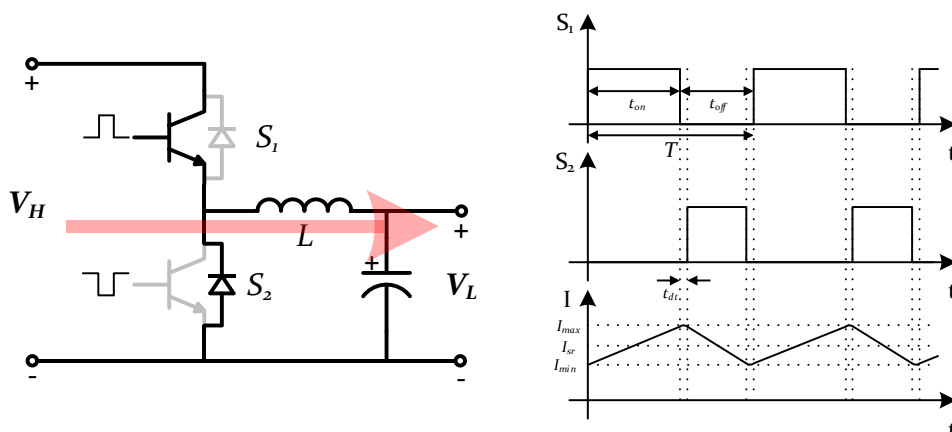
3.2.1. Једнофазни једносмерни бидирекциони претварач

Једнофазни једносмерни бидирекциони претварач (енгл. *Single phase bidirectional DC/DC converter*) суштински представља фузију класичног спуштача и класичног подизача напона у антипаралелној конфигурацији. На слици 3.8 приказана је топологија ЈБП претварача са означеним сегментима који репрезентују подизач и спуштак напона. Слика 3.8 у одређеној мери није адекватно колорисана, имајући у виду да диода транзистора S_1 фигурише у склопу подизача напона, док диода транзистора S_2 фигурише у склопу спуштача напона. Оваква топологија претварача може се посматрати као ћелија, односно као основна градивна јединица сваког вишефазног једносмерног бидирекционог претварача (енгл. *Multi-phase interleaved bidirectional DC/DC converter*). С тим у вези у овом поглављу биће размотрени сви релевантни аспекти овог претварача, почевши од принципа рада, преко модулационе технике, до управљачке структуре. За потребе разматрања у овом поглављу биће коришћено нумеричко симулационо окружење Matlab/Simulink.



Слика 3.8 Једнофазни једносмерни бидирекциони претварач са назначеним подизачем (црвено) и спуштачем (зелено) напона

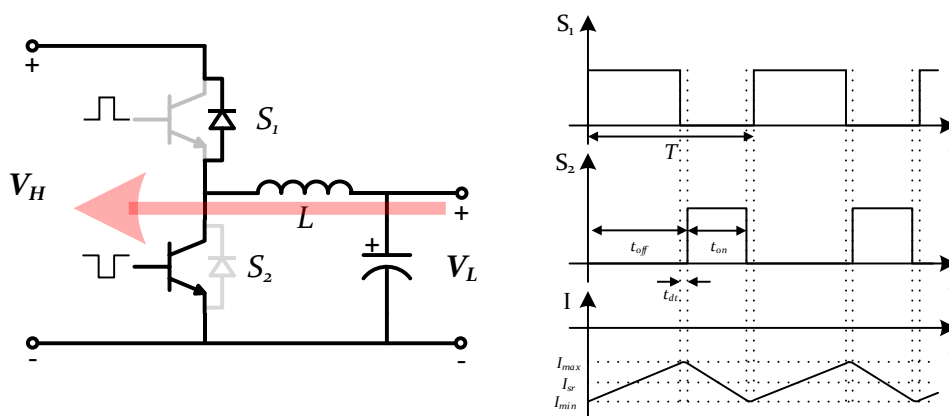
Зависно од режима рада претварача, односно од смера тока снаге (енергије), зависи и начин функционисања претварача. Уколико је смер снаге, као на слици 3.9, дакле од краја са вишим напонским нивоом ка крају са нижим напонским нивоом, претварач ради као спуштак напона. У том режиму рада горња прекидачка компонента S_1 прекида струју, а фактором испуне одређена је средња вредност те струје. Доња прекидачка компонента S_2 у овом режиму рада нема функцију, те је потпуно свеједно да ли је она искључена (не проводи) или ради у прекидачком режиму, али комплементарно горњој компоненти. На слици 3.9 такође је приказан и временски дијаграм рада обе прекидачке компоненте, а са кога се јасно види да у овом случају оне раде комплементарно што је и у практичном смислу једноставније реализовати. Међутим у том случају се онда мора водити рачуна о „мртвом времену“ (енгл. *Dead time*) t_{dt} , које нужно мора постојати између укључења и искључења S_1 и S_2 .



Слика 3.9 Режим спуштача напона и временски дијаграми релевантних величина

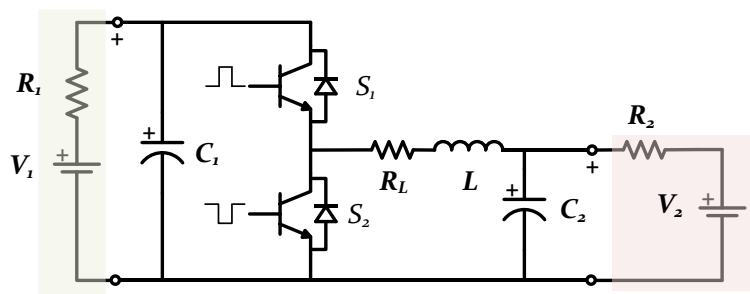
Мртво време представља временски период током кога ће компонента која је била у стању вођења, а која треба да пређе у стање не вођења, сигурно престати да проводи струју. Ово је од великог значаја, када у истој грани две компоненте раде комплементарно јер уколико не постоји мртво време може доћи до ситуације у којој су и горња и доња компонента у грани у стању вођења, што практично доводи до краткој споја у грани. Диода паралелно везана са S_2 има веома битну функцију, а то је да омогући затварање струјне путање током времена када се прекидачка компонента S_1 искључује.

Са друге стране, ако је смер тока енергије као на слици 3.10, односно од краја са нижим напонским нивоом ка крају са вишим напонским нивоом, претварач ради у режиму подизача напона. У том случају доња прекидачка компонента S_2 прекида струју, а фактором испуне одређена је средња вредност те струје. Горња прекидачка компонента S_1 у овом режиму нема функцију, па може бити потпуно искључена или радити у комплементарно режиму рада доњој компоненти. Диода која је везана паралелно са S_1 има са друге стране, веома битну функцију а то је онемогућавање промене смера струје током периода када је S_2 у стању вођења.



Слика 3.10 Режим подизача напона и временски дијаграми релевантних величина

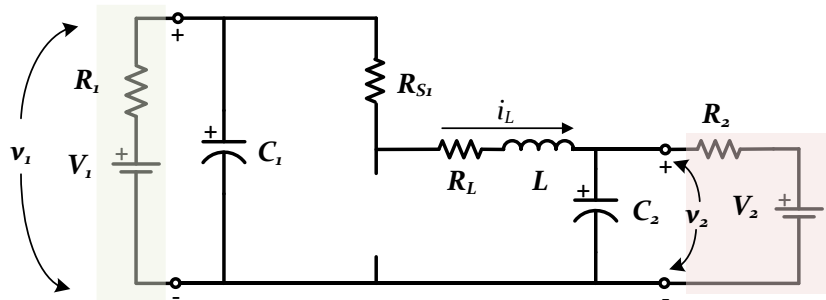
На основу управо описаних режима рада могао би се извести усредњени модел у простору стања разматраног претварача. Да би овај модел био што ближи реалним режимима рада, разматраће се ситуација у којој су претварачу придружена два реална извора, као што је и приказано на слици 3.11. Усвајајући, претходно дефинисане режиме рада претварача као и идеализацију да су прекидачке компоненте S_1 и S_2 идентичне и да раде у комплементарно режиму, може се закључити да је потребно размотрити две дистинктне ситуације у раду овог претварача. Те две дистинктне ситуације подразумевају разматрање електричног кола са слике 3.11 током периода вођења t_{on} и не вођења t_{off} . Разлог за овакав приступ произилази из чињенице да је за анализу у простору стања потпуно неважно да ли се анализира режим подизача или спуштача напона, јер у оба режима прекидачке компоненте раде у комплементарном режиму, а једина разлика јесте фактор испуне, односно време током којег је нека компонента у одређеном режиму рада.



Слика 3.11 Електрична шема за анализу претварача у простору стања

Слика 3.11 приказује два извора V_H и V_L прикључена на вишенпонски и ниженапонски крај претварача, респективно, као њихове редне отпорности R_1 и R_2 , респективно. Поред тога уважена је и отпорност пригушнице са R_L . Имајући у виду ове параметре може се извршити синтеза модела овог претварача у простору стања.

Ако се са анализом крене од ситуације у којој је прекидачка компонента S_1 у стању вођења, а прекидачка компонента S_2 у искљученом стању електрична шема са слике 3.11, може се представити на начин приказан на слици 3.12. Са слике 3.12 се одмах закључује да је у овом режиму прекидачка компонента S_1 приказана преко своје отпорности у стању вођења R_{S1} , док је прекидачка компонента S_2 приказана као отворено коло између тачака где је повезана.



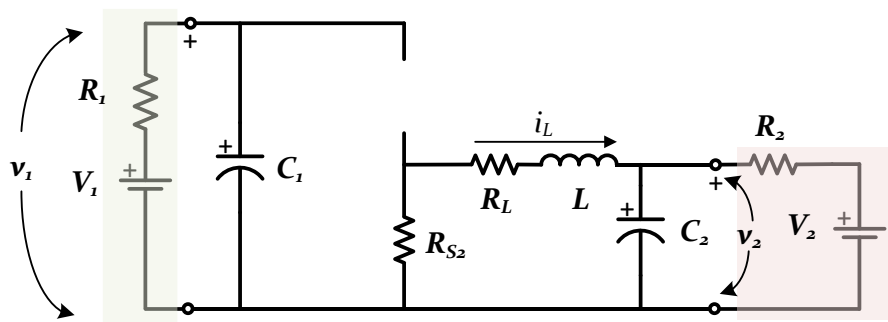
Слика 3.12 Електрична шема претварача у ситуацији када прекидачка компонента S_1 води

На основу електричне шеме приказане на слици 3.12 може се написати систем једначина које тој шеми одговарају. Јасно је да постоје три компоненте способне да акумулишу енергију и то пригушница L , и кондензатори C_1 и C_2 . Разлика потенцијала (напон) пригушнице дат је изразом 3.1, док је струја кондензатора дата изразом 3.2. Наравно до израза 3.1 и 3.2 долази се применом Кирхофових закона на контуру са струјом пригушнице, као и на одговарајуће чворове кола.

$$L \frac{di_L}{dt} + i_L \cdot (R_{S1} + R_L) = v_1 - v_2 \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\left(i_L + \frac{v_1 - V_1}{R_1}\right) \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_L - \frac{v_2 - V_2}{R_2} \end{cases} \quad (3.2)$$

У другој ситуацији, када је прекидачка компонента S_2 у стању вођења, а прекидачка компонента S_1 у стању невођења електрична шема са слике 3.11, може се представити на начин приказан на слици 3.13. Са слике 3.13 се одмах закључује да је у овом режиму прекидачка компонента S_2 приказана преко своје отпорности у стању вођења R_{S2} , док је прекидачка компонента S_1 приказана као отворено коло између тачака где је повезана.



Слика 3.13 Електрична шема претварача у ситуацији када прекидачка компонента S_2 води

На основу електричне шеме приказане на слици 3.13 може се написати систем једначина које тој шеми одговарају. Јасно је да поново постоје три компоненте способне да акумулишу енергију и то пригушница L , и кондензатори C_1 и C_2 . Разлика потенцијала (напон) пригушнице дат је изразом 3.3, док је струја кондензатора дата изразом 3.4. Поново се до израза 3.3 и 3.4 долази применом Кирхофових закона на контуру са струјом пригушнице, као и на одговарајуће чворове кола.

$$L \frac{di_L}{dt} + i_L \cdot (R_{S2} + R_L) = -v_2 \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1 - V_1}{R_1} \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_L - \frac{v_2 - V_2}{R_2} \end{cases} \quad (3.4)$$

Сада се на основу израза 3.1-3.4 може извести уопштени усредњени модел једнофазног једносмерног бидирекционог претварача у простору стања. Изразима обједињеним у 3.5 приказан је међукорак у извођењу усредњеног модела у простору стања, док је изразима обједињеним у 3.6 приказана крајња форма усредњеног модела у простору стања. Треба напоменути да је последица усвојене идеализације о идентичности прекидачких компоненти и то да су њихове отпорности у стању вођења једнаке, па су зато у финалној форми модела у простору стања ове отпорности замењене са R_S . Такође, у усредњеном моделу уважен је и фактор испуне D , као релевантан параметар претварача.

$$\begin{cases} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = D(\bar{v}_1 - \bar{v}_2) - \bar{i}_L \cdot (R_S + R_L) + D(-\bar{v}_2) \\ C_1 \frac{d\bar{v}_1}{dt} = -D \left(\bar{i}_L + \frac{\bar{v}_1 - V_1}{R_1} \right) - D \frac{\bar{v}_1 - V_1}{R_1} \\ C_2 \frac{d\bar{v}_2}{dt} = \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_2 - V_2}{R_2} \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = \bar{D} \cdot \bar{v}_1 - \bar{v}_2 - \bar{i}_L \cdot (R_S + R_L) \\ C_1 \frac{d\bar{v}_1}{dt} = \bar{d}i_L - \frac{\bar{v}_1 - V_1}{R_1} \\ C_2 \frac{d\bar{v}_2}{dt} = \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_2 - V_2}{R_2} \end{cases} \quad (3.6)$$

У циљу једноставнијег записа израза 3.6 може се искористити матрични запис, па се усредњени модел у простору стања може записати изразом који описује стационарно стање (еквilibrium) претварача, што је приказано са 3.7, при чему су A и B дефинисани изразима 3.8 и 3.9, респективно, док је $R_p = R_S + R_L$.

$$A \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + B \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.7)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L} & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{D}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Решавањем једначине дате изразом 3.7 могу се добити изрази за одређивање вредности струје кроз пригушницу I_L , напон на вишенAPONском V_1 и ниженапонском V_2 крају претварача, што је и приказано изразима 3.10-3.12, респективно. Приказани приступ омогућава одређивање наведених вредности у стационарном стању, међутим у сваком систему постоје мале осцилације, које такође треба анализирати.

$$I_L = \frac{D \cdot V_1 - V_2}{R_1 \cdot D^2 + R_2 + R_P} \quad (3.10)$$

$$v_1 = \frac{V_1 \cdot (R_2 + R_P) + D \cdot R_1 \cdot V_2}{R_1 \cdot D^2 + R_2 + R_P} \quad (3.11)$$

$$v_2 = \frac{D \cdot (V_1 \cdot R_2 + D \cdot R_1 \cdot V_2) + R_P \cdot V_2}{R_1 \cdot D^2 + R_2 + R_P} \quad (3.12)$$

Модел претварача у простору стања који уважава мале пертурбације променљивих величина система приказан је са 3.13. Занемарујући елементе вишег реда, добијају се функције преноса у форми односа вишег напона (3.14), нижег напона (3.15), струје (3.16) и фактора испуне.

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (D + \hat{d})(v_1 + \hat{v}_1) - (v_2 + \hat{v}_2) - (I_L + \hat{i}_L) \cdot (R_S + R_L) \\ C_1 \frac{d\hat{v}_1}{dt} = -(D + \hat{d})(I_L + \hat{i}_L) - \frac{\hat{v}_1 - V_1}{R_1} \\ C_2 \frac{d\hat{v}_2}{dt} = (I_L + \hat{i}_L) - \frac{v_2 + \hat{v}_2 - V_2}{R_2} \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\frac{\hat{v}_1}{\hat{d}} = \frac{-\frac{D}{C_1} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} - \frac{1}{C_1} \cdot I_L}{s + \frac{1}{C_1 \cdot R_1}} \quad (3.14)$$

$$\frac{\hat{v}_2}{\hat{d}} = \frac{\frac{1}{C_2}}{s + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \quad (3.15)$$

$$G(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\left(s + \frac{1}{C_1 \cdot R_1}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right) \cdot \frac{V_1}{L} - \frac{D \cdot I_L}{C_1 \cdot L} \cdot \left(s + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right)}{\left(s + \frac{R_P}{L}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{C_1 \cdot R_1}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right) + \frac{1}{L \cdot C_1} \cdot D^2 \cdot \left(s + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right) + \frac{1}{L \cdot C_2} \cdot \left(s + \frac{1}{C_1 \cdot R_1}\right)} \quad (3.16)$$

Потребно је сада и верификовати добијени модел у простору стања. У циљу једноставнијег спровођења верификације и модела 3.10-3.12 и модела 3.14-3.16 биће разматрани појединачни радни режими претварача. Наравно, у сврху нумеричке верификације биће коришћено симулационо окружење софтверског пакета Matlab. За потребе спровођења поменуте верификације, неопходно је усвојити и вредности параметара модела у простору стања, а за разматране случајеве ове вредности су дате у табели 3.3.

Табела 3.3. Параметри модела у простору стања коришћени за верификацију модела

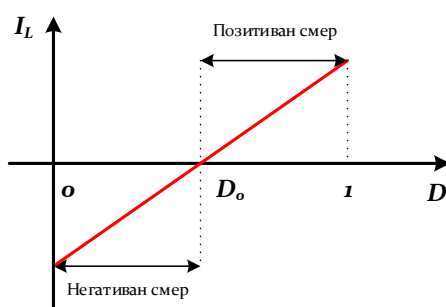
V_1 [V]	V_2 [V]	D	L [mH]	C_1 [mF]	C_2 [mF]	R_S [mΩ]	$R_1=R_2$ [Ω]	R_L [mΩ]
560	160	0.64	10	1	1	8.7	5	8.8

Пре него се започне верификација модела у простору стања потребно је напоменути неколико чињеница, које се као закључци могу извући из досадашњег извођења модела. Наиме, изразима 3.14-3.16 (тзв. АС модел) добијене су релације између напона вишенAPONског v_1 краја претварача, ниженапонског v_2 краја претварача, струје пригушнице i_L и фактора испуне D . Имајући у виду да

режими подизача и спуштача напона имају јединствену преносну функцију, то последично значи да могу имати исти контролер. Ово значи да ће смер струје увек бити исти као смер електричне снаге, односно смер струје се може контролисати вредношћу фактора испуне D , као што се може видети са слике 3.14. Наиме, ако се дефинише вредност фактора испуне D_0 , као што је дато изразом 3.17, онда се може закључити да ће смер струје директно зависити од односа фактора испуне D и D_0 .

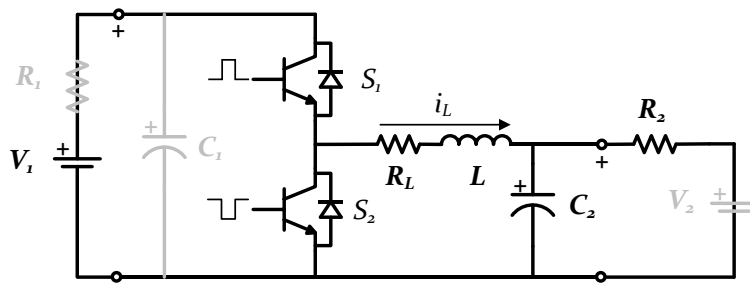
$$D_0 = \frac{V_2}{V_1} \quad (3.17)$$

Ако је потребно да смер струје буде позитиван (смер струје од V_1 ка V_2), онда је са слике 3.14 јасно да у том случају D мора бити веће од D_0 . Ако је пак потребно да смер струје буде негативан (смер струје од V_2 ка V_1), онда је са слике 3.14 јасно да у том случају D мора бити мање од D_0 . Ово је веома важан закључак, који је од суштинске важности за развој контролне и управљачке структуре претварача, о којој ће касније бити речи.



Слика 3.14 Смер струје кроз пригушницу зависно од вредности фактора испуне

Сада се може размотрити модел у простору стања на примеру режима спуштача напона са отпорним теретом. Овај режим подразумева да је напон V_2 једнак нули, док је R_1 занемарљиво мала унутрашња отпорност. Имајући ово у виду електрична шема претварача у назначеном режиму рада је приказан на слици 3.15. Поред тога изрази за модел у простору стања се упрошћавају у односну на оне раније изведене, па се добија модел за разматрани режим дат изразима 3.18-3.21.



Слика 3.15 Еквивалентна шема претварача у случају режима спуштача напона са отпорним теретом

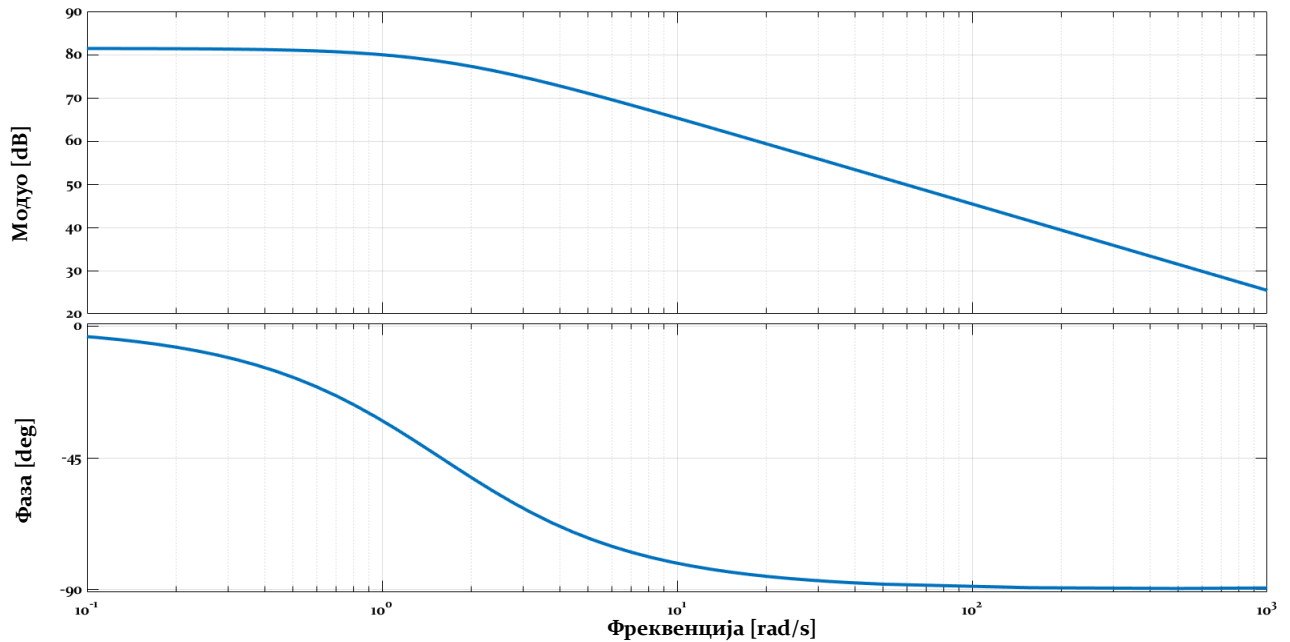
$$G(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\left(s + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right) \cdot \frac{V_1}{L}}{\left(s + \frac{R_P}{L}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right) + \frac{1}{L \cdot C_1}} \quad (3.18)$$

$$I_L = \frac{D \cdot V_1}{R_2 + R_P} \quad (3.19)$$

$$v_2 = \frac{D \cdot R_2 \cdot V_1}{R_2 + R_P} \quad (3.20)$$

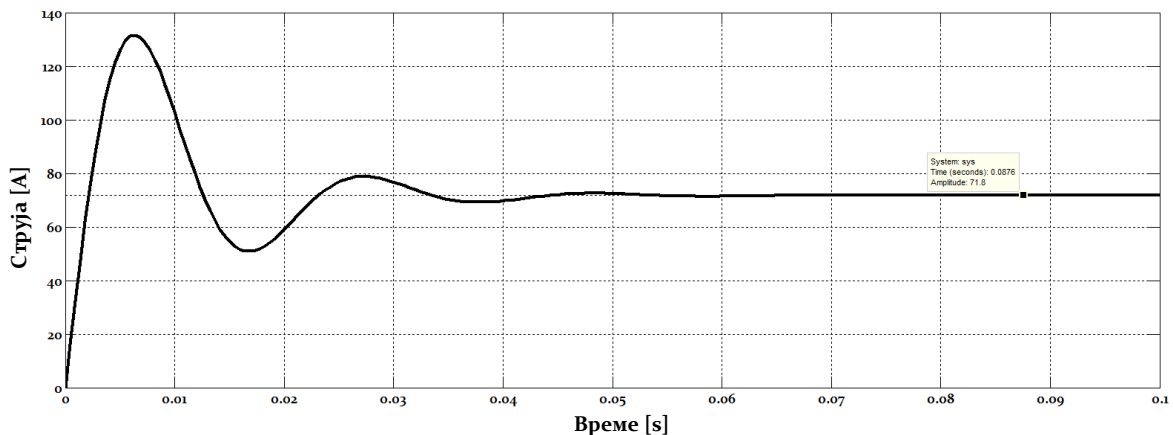
$$v_1 = V_1 \quad (3.21)$$

Узимајући у обзир израз 3.17 јасно је да је у разматраном режиму D_o једнако нули, због чињенице да је напон V_2 једнак нули. Ово за последицу има то да ће струја пригушнице увек бити позитивна, због чињенице да се фактор испуне увек мења у опсегу од 0 до 1, па је с тим у вези D увек веће од D_o . На слици 3.16 приказан је фреквенцијска карактеристика модела у простору стања описаног изразом 3.18. Фазни померај се устаљује на вредности од -90° , док је нагиб модула -20 dB по декади.



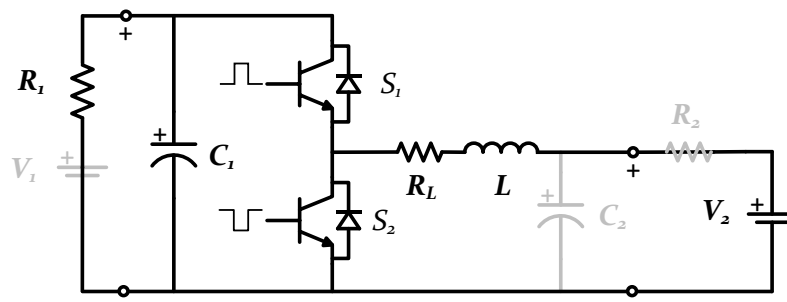
Слика 3.16 Фреквенцијска карактеристика преносне функције $\frac{V_1}{a}$ у разматраном режиму рада

На слици 3.17 приказан је одзив модела у простору стања на одскочну функцију чија је амплитуда једнака 0.64 (претпостављени фактор испуне). Ако се упореди резултат са слике 3.17 у стационарном стању (71.8 A) и онај који се добије (71.43 A) заменом одговарајућих вредности из табеле 3.3 у израз 3.19, закључује се да усредњени модел даје скоро идентичан резултат као модел у простору стања 3.18. Овим је извршена верификација модела у простору стања са назначени режим рада. Наравно овде је потребно нагласити да у разматраном случају није употребљена никаква регулациона структура, односно приказани одзив последица је чисто нумеричког третирања преносне функције 3.18 одговарајућим побудним сигналом са циљем провере вредности у устаљеном стању и вредности до које се долази применом израза 3.19.



Слика 3.17 Одзив у временском домену разматраног модела претварача

Сада је потребно верификовати изведени модел претварача у режиму подизача напона са отпорним теретом. У овом режиму подразумева се да је напон V_1 једнак нули, док је R_2 занемарљиво мала унутрашња отпорност. Узимајући ово у обзир, на слици 3.18 приказана је еквивалентна шема претварача за овај режим рада. Поред тога изрази за модел у простору стања се упростићавају у односнy на оне раније изведене, па се добија модел за разматрани режим дат изразима 3.22-3.25.



Слика 3.18 Еквивалентна шема претварача у случају режима подизача напона са отпорним теретом

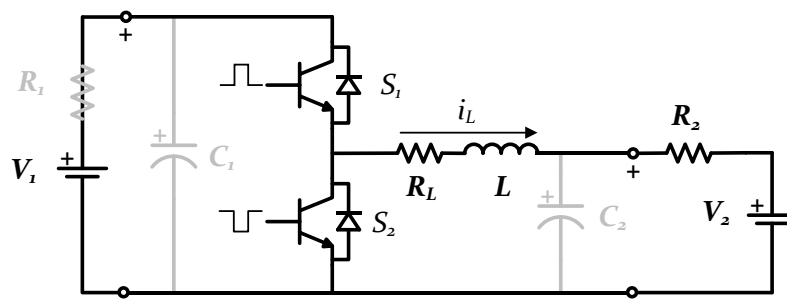
$$G(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\left(s + \frac{1}{C_1 \cdot R_1}\right) \cdot \frac{V_1}{L} - \frac{D \cdot I_L}{C_1 \cdot L}}{\left(s + \frac{R_P}{L}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{C_1 \cdot R_1}\right) + \frac{D^2}{L \cdot C_1}} \quad (3.22)$$

$$I_L = \frac{-V_2}{R_1 + R_P} \quad (3.23)$$

$$v_1 = \frac{-V_2}{R_1 \cdot D^2 + R_P} \quad (3.24)$$

$$v_2 = V_2 \quad (3.25)$$

Узимајући у обзир израз 3.17 јасно је да је у разматраном режиму D_0 једнако бесконачно, због чињенице да је напон V_1 једнак нули. Ово за последицу има то да ће струја пригушнице увек бити негативна, због чињенице да се фактор испуне увек мења у опсегу од 0 до 1, па је с тим у вези D увек мање од D_0 . Имајући у виду да је овај режим принципски сличан претходном, неће се приказивати детаљнија анализа обзиром да су закључци о валидности исти као и у претходном случају. Додатни разлог за прелазак на наредни режим без детаљније анализе је и то што наредни режим подразумева ситуацију где су на оба краја претварача повезани напонски извори, као што је приказано на слици 3.19. Ова ситуација одговара режиму рада када је на прикључке ниженапонског краја претварача повезана батерија или суперкондензатор, док је на вишенапонски крај претварача повезан напонски извор занемарљиве унутрашње отпорности. Оваква ситуација се има на пример када је складиште енергије оточно повезано са једносмерним међуколом фреквентног претварача који погони електромоторни погон.



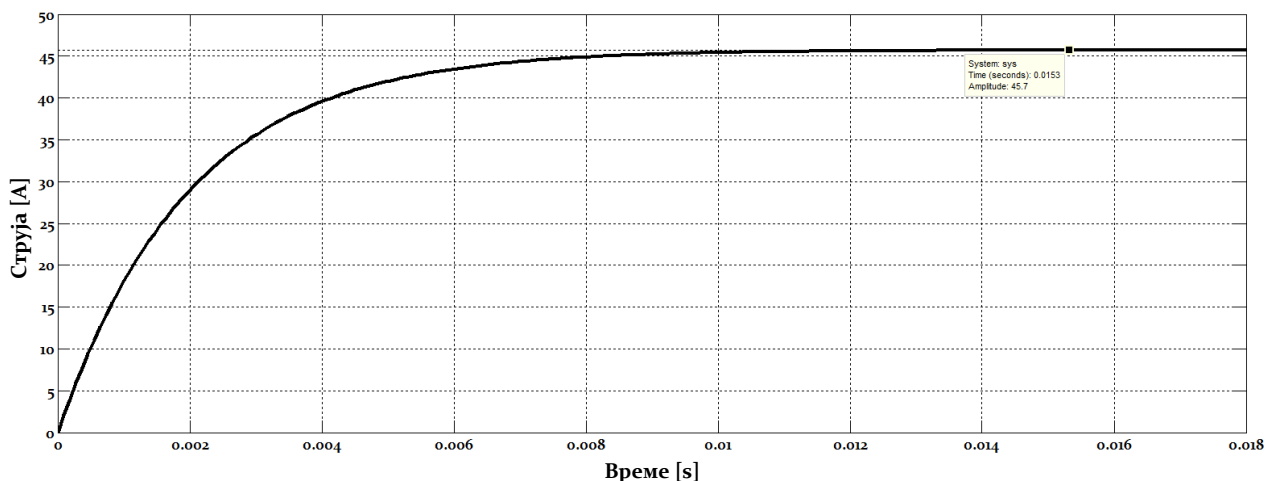
Слика 3.19 Еквивалентна шема претварача у режиму рада са два напонска извора

У случају приказаном на слици 3.19 једина променљива је струја кроз пригушницу, а изрази којим се дефинише преносна функција модела у простору стања за овај режим дате су са 3.26 и 3.27. До израза 3.26 долази се занемаривањем чинилаца вишег реда у општем изразу 3.16. Одавде произилази и претпоставка да ће због поменутог занемарења постојати потенцијална разлика између вредности у устаљеном стању модела 3.26 и вредности која се добија из израза 3.27.

$$G(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_1}{L \cdot s + R_P + R_2} \quad (3.26)$$

$$I_L = \frac{D \cdot V_1 - V_2}{R_P + R_2} \quad (3.27)$$

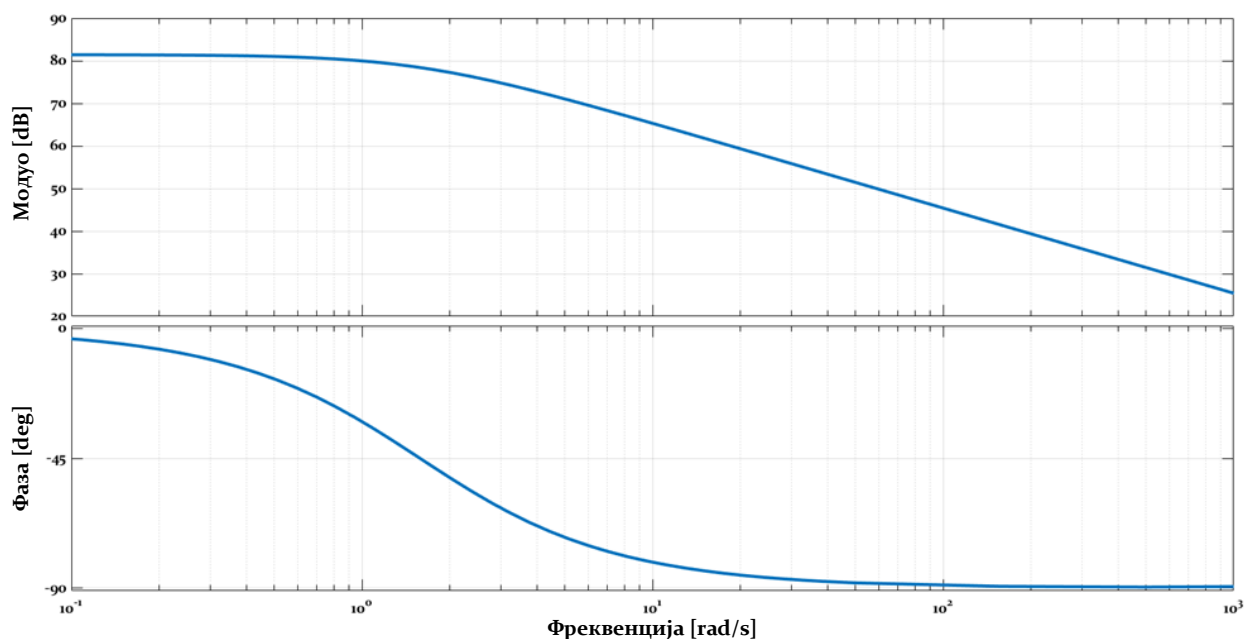
На слици 3.20 приказан је одзив струје претварача моделованог изразом 3.26 за разматрани случај, одакле се закључује да у устаљеном стању струја достиже вредност од 45.7 А. Са друге стране уколико се у израз 3.27 замене одговарајуће вредности из табеле 3.3 добија се струја од 39.54 А. Одавде се јасно види да постоји одређена разлика, али као што је већ објашњено разлика произилази из чињенице да је преносна функција струје претварача приказана изразом 3.26. Ово упрошћење такође узрокује и то да у одзиву струје током динамичког дела одзива нема пребачаја, који су са друге стране видљиви на претходно анализираном одзиву са слике 3.17.



Слика 3.20 Одзив у временском домену разматраног модела претварача

Израз 3.27 показује да у овом режиму рада интензитет струје кроз пригушницу одређују V_1 , V_2 , R_P , R_2 и D . Међутим имајући у виду да у реалној ситуацији отпорности које се појављују у изразу 3.27 имају занемарљиво малу вредност, може се са сигурношћу закључити да у практичном смислу износ струје одређује директно фактор испуне D , што значи да се њен износ може директно контролисати управо фактором испуне. Потребно је такође напоменути да овакав закључак може бити дискутабилан, посебно у случају апликација велике снаге, када редна отпорност пригушнице или отпорност при провођењу прекидачке компоненте не могу бити занемарене, те је тада неопходно уважити и падове напона на свим резистивним компонентама.

На слици 3.21 приказана је фреквенцијска карактеристика претварача у режиму рада са два напонска извора. Јасно је да се могу извести исти закључци као и раније, дакле фаза се устаљује на вредности од -90° , док је нагиб модула -20 dB по декади.



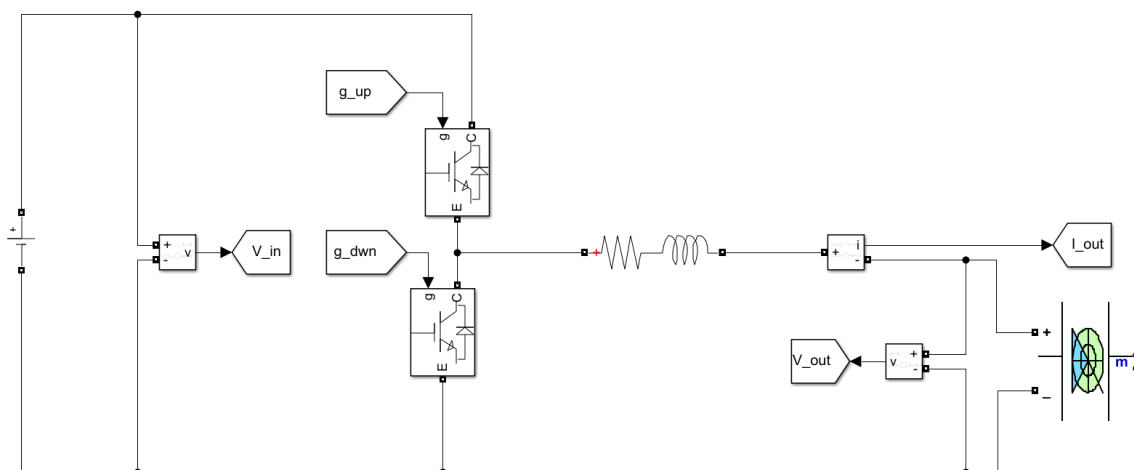
Слика 3.21 Фреквенцијска карактеристика претварача у разматраном режиму рада

Уопштени модел у простору стања који је раније изведен репрезентује понашање претварача у различитим радним режимима, при чему су за појединачне случајеве увођена одређена занемарења, а сумарни приказ релевантних параметара за разматране моделе приказан је у табели 3.4.

Табела 3.4. Параметри модела у простору стања за различите радне режиме претварача

	V_1	V_2	R_1	R_2	C_1	C_2
Спуштач напона са отпорним теретом	V_1	0	0	R_2	0	C_2
Подизач напона са отпорним теретом	0	V_2	R_1	0	C_1	0
Режим рада са два напонска извора	V_1	V_2	0	R_2	0	0

Сада ће за једнофазни једносмерни бидирекциони претварач бити извршена синтеза прекидачког модела у Simulink окружењу, а кроз тај модел биће демонстриран и принцип синтезе регулационе структуре овог претварача. Разматрани прекидачки модел ослањаће се на последње описани режим везан за модел у простору стања, односно режим рада претварача са два напонска извора. Разлике у практичном смислу ће се огледати у томе што ће са ниженпонске стране бити повезан суперкондензатор, док ће са вишенпонске стране бити повезан идеалан напонски извор (занемарљиве унутрашње отпорности). Конфигурација прекидачког модела ЈБП који ће се разматрати, приказана је на слици 3.22, где се јасно могу уочити сви елементи претварача. На десној (ниженпонској) страни лоциран је блок који моделује суперкондензатор, док је на левој (вишенпонској) страни идеалан напонски извор, занемарљиве унутрашње отпорности. Оваква конфигурација одговара конфигурацији енергетског складишта заснованом на суперкондензатору, а које је повезано оточно са једносмерним међуколом фреквентног претварача који погони електромоторни погон електричног возила. Иако овај претварач неће бити практично коришћен за експерименталну верификацију из разлога који ће касније бити наведени, он представља полазну тачку за синтезу модела и управљачке структуре одговарајућег претварача енергетске електронике, па је самим тим оправдано спровести анализу на примеру тополошки једноставнијег претварача.



Слика 3.22 Прекидачки модел једнофазног једносмерног бидирекционог претварача

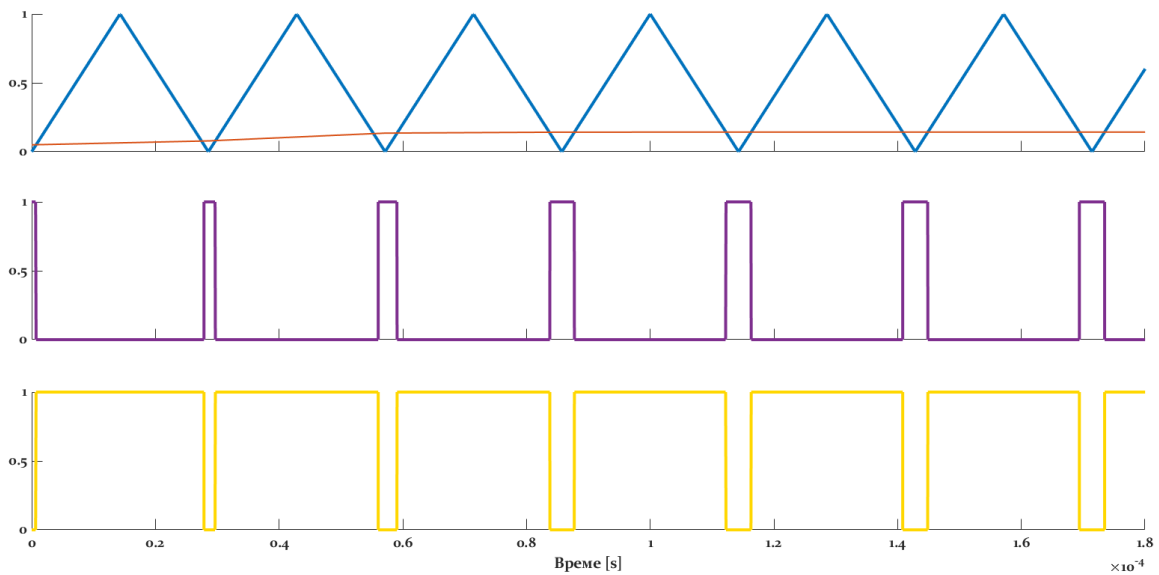
Напон идеалног напонског извора постављен је на вредност од 560 V, што одговара називном напону једносмерног међукола класичног индустријског претварача, док су параметри суперкондензатора дати у табели 3.5. Вредности параметара суперкондензатора, преузети су од 160V 6F Maxwell Technologies суперкондензаторског модула, који представља комерцијално доступан производ. Из претходно спроведених разматрања која су се базирала на моделу у простору стања могло се са Бодевих дијаграма уочити да када је фреквенција у питању вредности фазе улазе и остају у стационарном стању за фреквенције које су у опсегу десетина килохерца. С тим у вези прекидачка фреквенција за прекидачки модел биће одабрана у том опсегу, а у разматраном моделу износиће 35 kHz. Пригушница употребљена у прекидачком моделу има индуктивност $L = 22 [mH]$, док је њена отпорност $R = 10 [m\Omega]$. Вредност индуктивности пригушнице одређена је према изразу 3.28, где је f_{sw} – прекидачка учестаност, ΔI – таласност струје пригушнице, D – фактор испуне и V_{in} – напон вишенпонског краја претварача. Израчуната вредност индуктивности није таблична, па је зато одабрана прва већа таблична вредност и она износи управо 22 [mH].

$$L \geq \frac{D \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot \Delta I} \geq 0.0149 H \quad (3.28)$$

Табела 3.5. Параметри модела суперкондензатора

$C_{nom} [F]$	$R_{ESR} [m\Omega]$	$V_{nom} [V]$	$T_{nom} [^\circ]$	$V_{init} [V]$
6	8.9	160	25	80

Како би се омогућило функционисање прекидачког модела, неопходно је формирати структуру модулятора, односно неопходно је омогућити генерисање фактора испуне за горњу и доњу прекидачку компоненту. Најједноставнији начин за генерисање одговарајућих фактора испуне јесте коришћење носећег троугаоног сигнала и референтне вредности фактора испуне као модулишућег сигнала. На слици 3.23 приказани су на првом графику носећи и модулишући сигнали. Поређењем ова два сигнала добијају се управљачки сигнали да прекидачке компоненте претварача. Два управљачка сигнала морају бити комплементарни и временски размакнути за мртво време, како би се избегао кратак спој гране претварача.

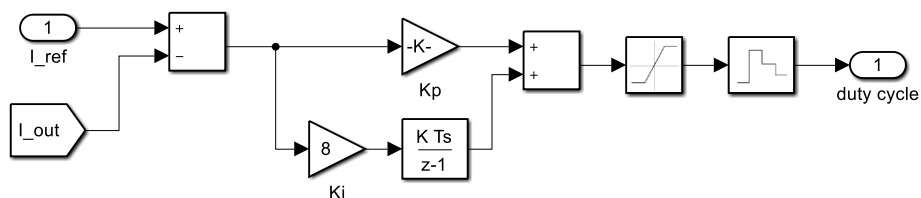


Слика 3.23 Носећи (плаво), модулишући (наранџасто) и сигнал горње (љубичасто) и доње (жуто) прекидачке компоненте

Сада се мора извршити синтеза регулационе структуре претварача, а као што је раније показано најпогодније је вршити струјну регулацију јер смер струје зависи директно од фактора испуне. С тим у вези фактор испуне као модулишући сигнал биће резултат струјне регулационе петље. Да би се формирала струјна регулациона петља неопходно је обезбедити мерење струје кроз пригушницу, али и управљачку структуру која задаје референтну вредност струје. Одавде се закључује да струјна регулациона структура има форму класичног пропорционално-интегралног (*PI*) регулатора који на основу сигнала грешке и одговарајућих регулационих параметара формира одзив. Пропорционално K_p и интегрално K_i дејство регулатора, према изразу 3.29, треба да елиминишу грешку $e(\tau)$ адекватним корекционим сигналом $u(t)$.

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{K_i}{K_p} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (3.29)$$

Структура струјног регулатора у симулационом окружењу *Simulink*-а, приказана је на слици 3.23, где се јасно могу уочити сви елементи *PI* регулатора, укључујући референтну и стварну вредност струје, пропорционално и интегрално дејство, као и блок засићења. Као што је раније и назначено, резултат струјног регулатора је фактор испуне (*енгл. Duty cycle*), а пошто је већ утврђено да зависно од вредности фактора испуне зависи и струја (њен интензитет и смер) онда је ова регулациона структура довољна за управљање претварачем у свим његовим режимима рада.



Слика 3.24 Структура струјног регулатора разматраног претварача

За одређивање параметара регулатора, одабран је *Ziegler-Nichols* метод који представља својеврсну хеуристичку методу одређивања параметара пропорционално-интегралног регулатора која се искусствено показала као довољно квалитетна у релативно широком спектру апликација. Ова метода

састоји се из низа корака који указују на оквиран правац у коме би требало да се иде у циљу проналажења задовољавајућег, али свакако не и оптималног одзива. Овакав одзив у одређеним случајевима може бити прихватљив, док у другим апликацијама где се захтева велика прецизност и строго аperiодичан одзив без пребачаја, ова метода може бити незадовољавајућа.

Метода *Ziegler-Nichols* састоји се у томе да се у првом кораку пропорционално K_p и интегрално K_i дејство регулатора поставе на вредност нула. Затим се пропорционално дејство повећава до вредности максималног појачања K_u , при коме одзив регулатора има стабилне и конзистентне осцилације. Тада је потребно одредити периоду осцилација T_u , и након тога се коришћењем табеле 3.6 могу одредити параметри регулатора зависно од тога какав се одзив жели добити. Како се за потребе управљања разматраним претварачем користи *PI* регулатор, користиће се вредности у наранџасто осенченом делу табеле 3.6. Потребно је напоменути да описана метода подразумева да се током прелазног процеса у одзиву може појавити пребачај и до 25% већи од референтне вредности. Уколико је такав одзив неприхватљив потребно је размотрити вредности приказане у табели 3.6 под називом „*PID* без пребачаја“.

Табела 3.6. Одређивање параметара регулатора *Ziegler-Nichols* методом

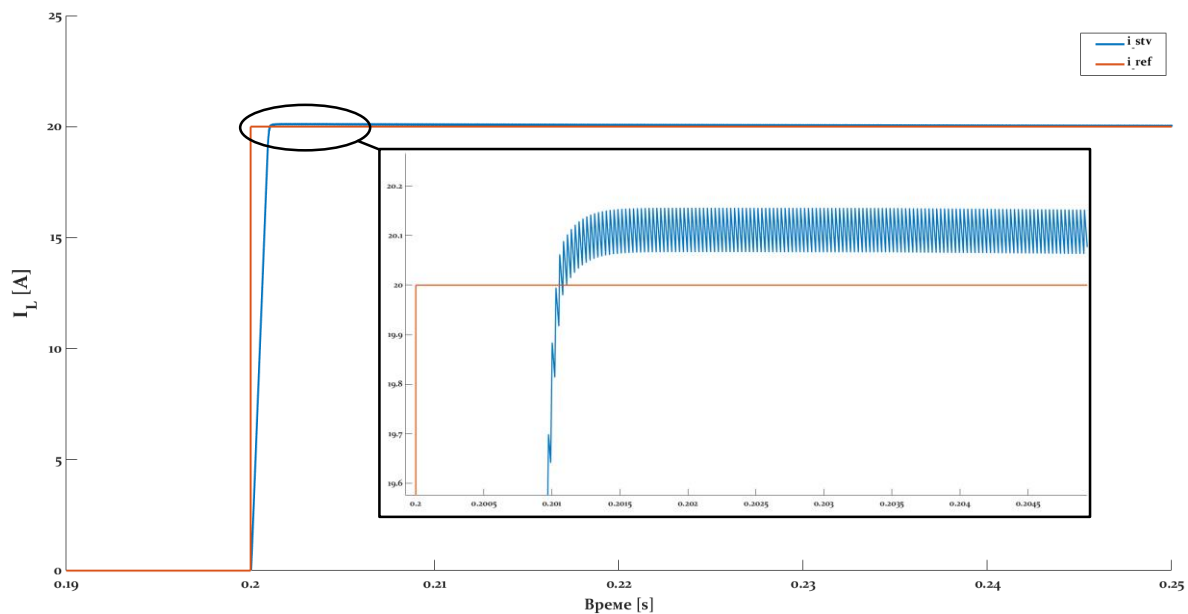
	K_p	T_i	T_d	K_p	K_d
<i>P</i>	$0.50 K_u$	-	-	-	-
<i>PI</i>	$0.45 K_u$	$0.80 T_u$	-	$0.54 K_u/T_u$	-
<i>PD</i>	$0.80 K_u$	-	$0.125 T_u$	-	$0.100 K_u T_u$
<i>PID</i>	$0.60 K_u$	$0.50 T_u$	$0.125 T_u$	$1.20 K_u/T_u$	$0.075 K_u T_u$
<i>PID</i> са пребачајем	$0.33 K_u$	$0.50 T_u$	$0.330 T_u$	$0.66 K_u/T_u$	$0.110 K_u T_u$
<i>PID</i> без пребачаја	$0.20 K_u$	$0.50 T_u$	$0.330 T_u$	$0.40 K_u/T_u$	$0.066 K_u T_u$

Након спровођења процедуре коју *Ziegler-Nichols* метода подразумева, добијени су параметри струјног регулатора једнофазног једносмерног бидирекционог претварача. У табели 3.7 приказане су вредности параметара струјног регулатора, као и максимална грешка која се током нумеричке симулације разматраног претварача добила. Из табеле 3.7 види се да је пребачај у струји пригушнице занемарљиво мали, па се може закључити да су одређени параметри такви да обезбеђују задовољавајући одзив. Треба додати и то да је у стационарном режиму грешка између референтне и стварне вредности нула, што само доприноси претходно донетом закључку.

Табела 3.7. Параметри регулатора коришћени у нумеричкој симулацији и пребачај у одзиву

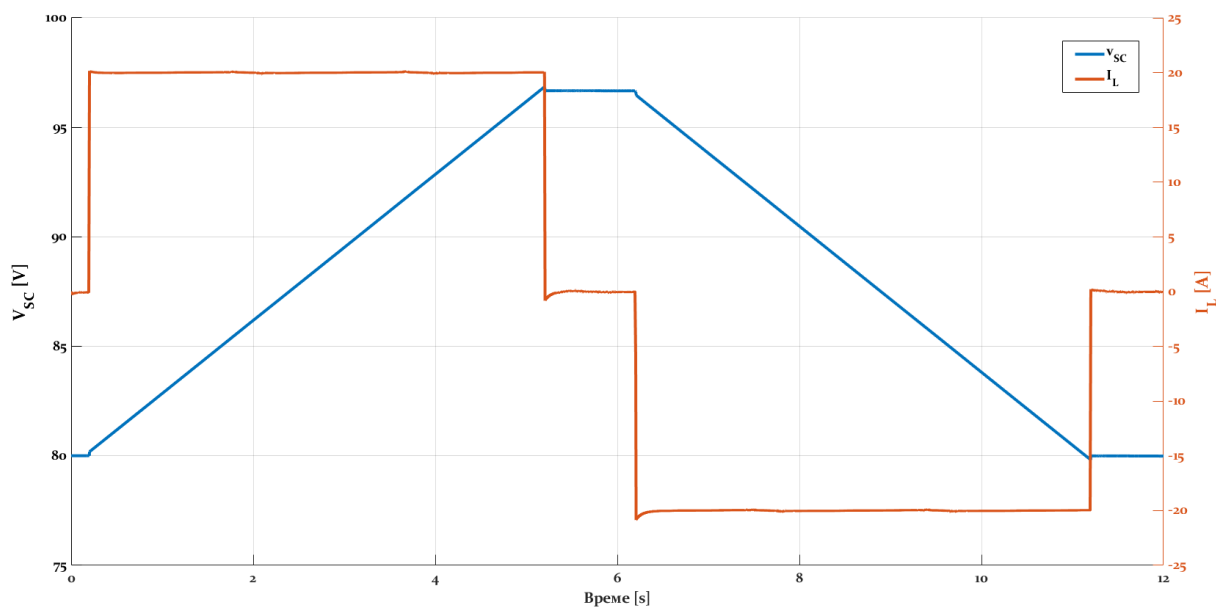
K_p	K_i	$e_{max} [\%]$
0.55	8	0.75

Како би се демонстрирале перформансе струјног регулатора са параметрима из табеле 3.7, на слици 3.25 приказани су упоредно референтна вредност струје од 20 А, као и одзив струје. Са слике је одмах јасно да је пребачај од 0.15 А, који представља 0.75% референтне вредности, потпуно прихватљив те да је одзив струјног регулатора задовољавајући. Са исте слике може се видети и таласност струје пригушнице, која у приказаном случају износи 0.1 А, односно 0.5% референтне вредности. Из приказаног одзива, може се закључити да су параметри струјног регулатора прихватљиви, имајући у виду да обезбеђују брзу динамику, као и занемарљиво мали пребачај. Поред тога, може се закључити и то да је вредност пригушнице адекватно одабрана, имајући у виду изразито малу таласност струје.



Слика 3.25 Одзив струје пригушнице за одабране параметре (плаво) и референтна вредност струје (наранџасто)

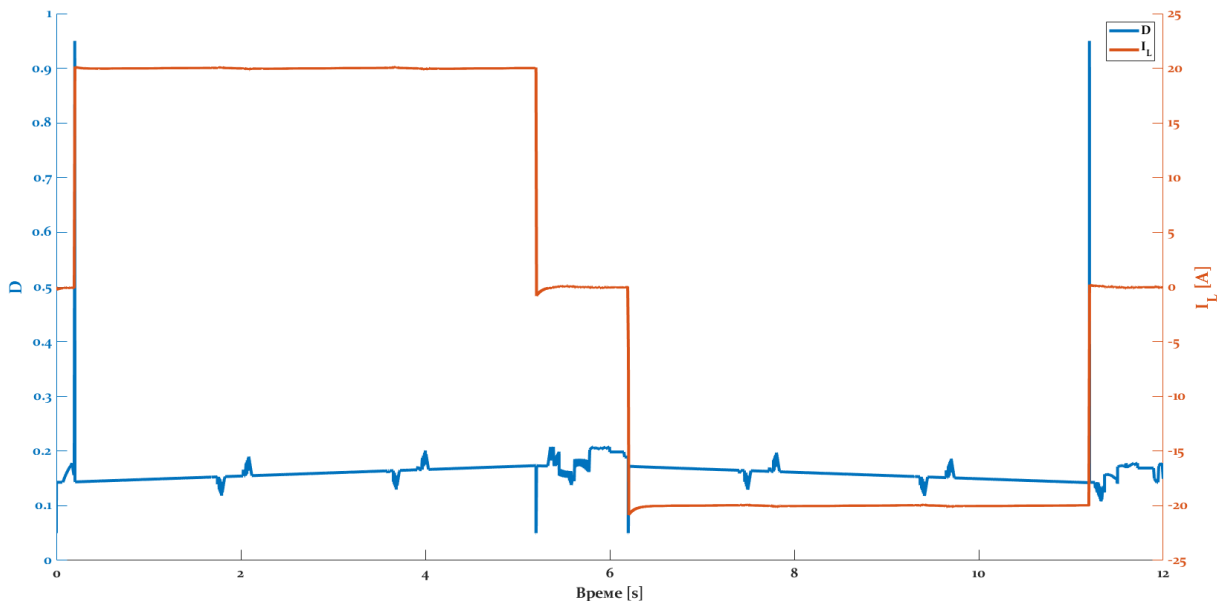
Пошто су параметри струјног регулатора адекватно одабрани, и пошто је извршена верификација рада регулатора, може се сада извршити и верификација прекидачког модела претварача у свим релевантним режимима рада. За потребе нумеричке верификације биће посматране и вредности попут напона и струје (суперкондензатора) на ниженапонској страни претварача, референтне вредности струје и одзив струјног регулатора (фактор испуне). Референтне вредност струје биће задата тако да претварач прође и кроз режим спуштача и кроз режим подизача напона, као и кроз режим без претварања енергије. Као резултат промене смера струје пригушнице, мењаће се и смер електричне енергије, а са њим и напон суперкондензатора, као што се и види на слици 3.26. Конзистентна промена наведених величина јасан је знак да је прекидачки модел једнофазног једносмерног бидирекционог претварача адекватан.



Слика 3.26 Одзиви напона суперкондензатора и струје пригушнице

На слици 3.27 приказан је упоредно одзив фактора испуне као излазне величине струјног регулатора и струје пригушнице. Имајући у виду да је напон суперкондензатора постављен на полазну

вредност од 80 V, а да је напон на вишенпонском крају претварача 560 V, јасно је зашто фактора испуне има полазну вредност око 0.14. При задавању референце од +20 A дешава се прелазни процес и струја пригушнице у кратком временском периоду постиже референтну вредност. Фактор испуне у периоду трајања струје +20 A постепено расте, а разлог за то је чињеница да се суперкондензатор пуни па и његов напон расте. Промене у фактору испуне око 2 и 4 секунде последица су модела суперкондензатора, и као што се са слике 3.27 види, струјни регулатор добро компензује изазване поремећаје. У тренутку 5.2 секунде задаје се референца струје од 0 A, и као што се може видети струјни регулатор омогућава брзо постизање задате референце.



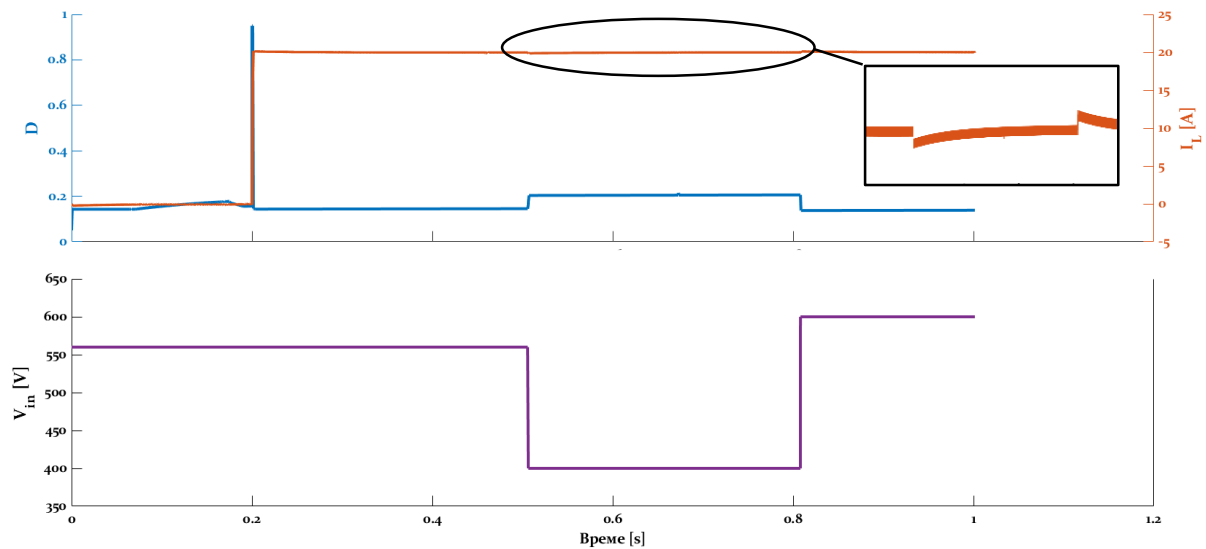
Слика 3.27 Одзиви струје пригушнице и фактора испуне

Оно што се такође може приметити на слици 3.27, јесте варијација фактора испуне током периода без размене снаге. Ово је последица чињенице да у овом режиму претварач брзо прелази из режима подизача у режим спуштача напона односно фактор испуне осцилује око границе између ова два режима. Међутим са графика одзива струје јасно је да струјни регулатор успешно постиже задату референцу упркос осцилацији фактора испуне. Потпуно идентична ситуација има се и током периода када је задата референца -20 A, односно струјни регулатор успешно постиже задату референцу, а осцилације у фактору испуне око 7 и 9 секунде последица су модела суперкондензатора, које употребљени струјни регулатор успешно компензује.

На слици 3.28 приказана је одзив струје пригушнице и фактора испуне при промени напона V_{in} на вишенпонском крају претварача. На приказаној слици видљиве су промене у фактору испуне приликом промене напона. Приликом пада напона V_{in} са 560 V на 400 V, видљив је скок у фактору испуне што је разумљиво имајући у виду да је референца струје остала иста. У одзиву струје види се краткотрајан пропад, који се међутим брзо компензује деловањем струјног регулатора. Са друге стране у тренутку скока напона V_{in} , видљив је пропад у фактору испуне што је резултат дејства струјног регулатора који компензује скок у струји пригушнице.

Из приказаних одзива видљиво је да је разматрани прекидачки модел ЈБП претварача адекватно развијен у *Simulink* симулационом окружењу. Нумеричка валидација прекидачког модела спроведена кроз његово подвргавање различитим радним стањима, која су подразумевала режим подизача напона, спуштача напона и режим без размене енергије, показала је да прекидачки модел адекватно

одликава понашање разматраног претварача. Ово последично значи и то да су валидна и разматрања по питању одређивања вредности пригушнице, али и струјног регулатора.



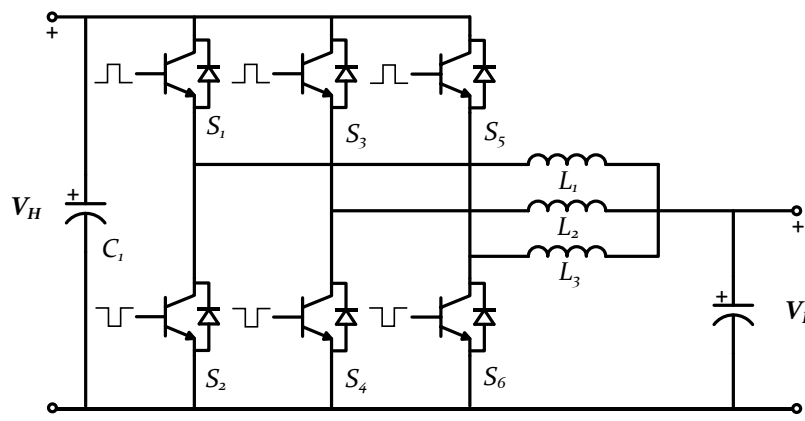
Слика 3.28 Одзив фактора испуне и струје при промени напона на вишенпонском крају претварача

Имајући у виду све аспекте који су у овом поглављу размотрени, потребно је сетити се да су у апликација која подразумева суперкондензаторско складиште енергије, износи струје које претварач треба да толерише знато већи у односу на струју која је у овом поглављу разматрана. Ако се за пример узме суперкондензатор од 160V 6F Maxwell Technologies, чији су параметри коришћени за валидацију прекидачког модела у овом поглављу, његова називна струја пуњења према каталогу износи 170 A. Ово је вишеструко већа струја од оне која је у овом случају разматрана. Разлог за то је практичне природе, а односи се на струјне капацитете реалних прекидачких компоненти које ће бити касније коришћене за конструисање реалног претварача. Дакле, може се са сигурношћу закључити да у апликацији складишта енергије које се базира на суперкондензатору, претварач енергетске електронике мора бити способан да размењује струје које су у опсегу називних струја складишног елемента. Због тога ће наредно поглавље третирати питање вишефазног (трофазног) једносмерног бидирекционог претварача ВЈБП. Разлог за то је раније поменут, а пре свега се односи на проблематику прекидачких компоненти, њихове струјне носивости, као и прекидачких губитака. Ова проблематика за претварач који је у овом поглављу разматрани елиминише га као адекватног у апликацијама које подразумевају струје релативно великих вредности, те је потребно на одређени начин ту проблематику адресирати. Управо ће наредно поглавље бити фокусирано на претварач који омогућује ефикасан и поуздан рад суперкондензаторског складишта енергије при струјама релативно великих вредности.

3.2.2. Трофазни једносмерни бидирекциони претварач

У претходном поглављу препознат је проблем струјног капацитета једносмерног претварача у апликацији складиштења енергије. Као један од начина за решавање овог проблема, који се огледа не само у контексту одабира адекватне прекидачке компоненте, већ и у контексту ефикасности претварача, прекидачких губитака, пренапона и димензионисања пасивних компоненти, додавање паралелних грана (фаза) препознато је као могуће решење. Као што је раније и истакнуто једнофазни једносмерни бидирекциони претварачи имају високу ефикасност када им се радна тачка налази у околини номиналне радне тачке, док у случају малог оптерећења имају изразито низак степен корисног дејства. Ово је само један од разлога због кога је оправдано користити вишефазне једносмерне бидирекционе претвараче (ВЈБП), имајући у виду да они омогућавају високу ефикасност конверзије енергије у ширем опсегу. Димензионисање ВЈБП претварача у смислу броја фаза базира се на оптерећењу претварача и могућностима полупроводничких и пасивних компоненти. Зато ће, имајући у виду значај вишефазне топологије, у овом поглављу бити анализирана трофазна топологија једносмерног бидирекционог претварача (ТЈБП). Тачније биће приказан њен модел у простору стања, за радне режиме подизача и спуштача напона, а такође биће извршена синтеза и верификација прекидачког модела ТЈБП претварача у *Simulink* симулационом окружењу.

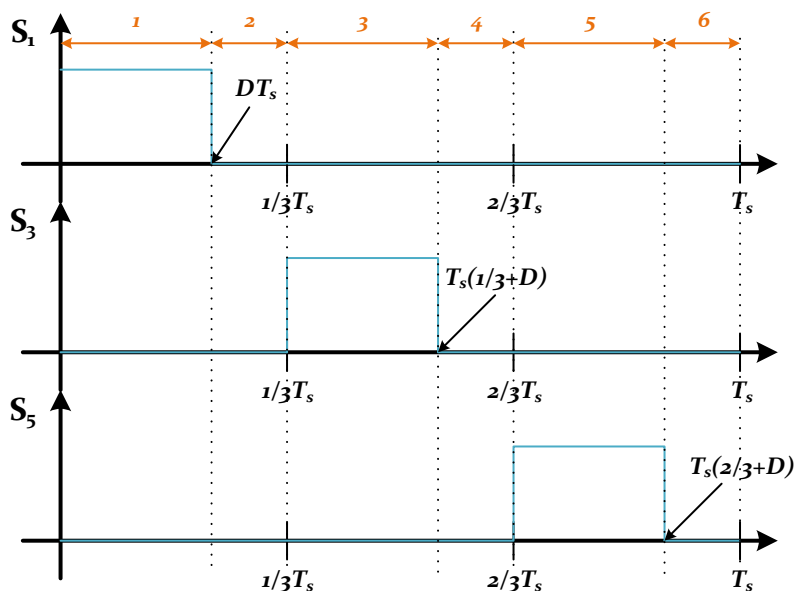
Имајући у виду да је у случају ЈБП претварача утврђено да модел у простору стања има исту форму за оба режима рада, односно да није битно који се режим рада разматра приликом синтезе модела, у случају ТЈБП анализа и синтеза ће бити базирани на режиму спуштача напона. Овакав приступ значајно ће олакшати генерисање модел у простору стања који се састоји од релативно великог броја променљивих стања. На слици 3.29 приказана је топологија претварача који ће се разматрати у овом поглављу, у смислу синтезе модела у простору стања као и у смислу прекидачког модела. Конкретно, усвојена трофазна топологија претварача ће бити разматрана у улози омогућавања размене електричне енергије између два напонска извора са различитим напонским нивоима. Овакав приступ последица је тежње да се добијени модел искористи за разматрања везана за суперкондензаторско складиште у електромоторном погону електричног возила. Сматраће се да је суперкондензатор повезан на ниженапонској страни V_L , док је на вишенапонској страни V_H повезано једносмерно међуколо инвертора. У том смислу режим подизача напона подразумева пражњење суперкондензатора, док режим спуштача напона подразумева пуњење суперкондензатора. Из практичних разлога током анализе сматраће се да су на прикључцима претварача повезани реални напонски извори константног напона и унутрашње отпорности, а који репрезентују претходно наведене елементе.



Слика 3.29 Топологија трофазног једносмерног бидирекционог претварача

Иако ће разматрање бити поједностављено у том смислу да ће бити анализиран само режим спуштача напона, имајући у виду чињеницу да је модел јединствен за све режиме рада, ово разматрање ће бити подељено на три ситуације зависно од вредности фактора испуне D . Не треба посебно наглашавати да фактори испуне по фазама морају бити фазно померени за 120° односно две трећине прекидачке периоде T_s . На овај начин смањује се таласност струје претварача, што заузврат омогућава коришћење пасивних компоненти (пригушница) мањих габарита. Прва ситуација подразумева анализу која се односи на рад претварача када је фактор испуне у опсегу $0 < D \leq 1/3T_s$, друга ситуација подразумева анализу рада претварача када је фактор испуне у опсегу $1/3T_s < D \leq 2/3T_s$, док се трећа ситуација односи на рад претварача када је фактор испуне у опсегу $2/3T_s < D < T_s$, при чему је прекидачка периода одређена прекидачком учестаношћу f_{sw} .

Ако се разматра прва ситуација (ситуација 1) у којој су вредности фактора испуне мање од трећине периоде, слика 3.30 приказује у општем случају прекидачка стања компоненти S_1 , S_3 и S_5 . Треба напоменути да ће због једноставности бити анализирани само оне прекидачке компоненте релевантне за разматрани режим. Како се у овом случају разматра режим спуштача напона, то ће фокус бити на стањима компоненти S_1 , S_3 и S_5 , док ће се подразумевати да прекидачке компоненте S_2 , S_4 и S_6 раде по принципу комплементарности. Са слике 3.30 види се да у разматраној ситуацији не постоји преклапање између стања вођења компоненти у различитим гранама. Такође јасно се разликује 6 дистинктних сектора у прекидачкој периоди, који су означени бројевима 1-6. Ради једноставнијег праћења прекидачких стања, табела 3.8 дат је преглед сваког од шест сектора у периоди, као и назнака која од прекидачких компоненти је укључена, а која није. Може се приметити и то да су у табели дата и стања компоненти S_2 , S_4 и S_6 , и да оне раде сходно претходно истакнутом принципу комплементарности. Треба напоменути и то да када је нека прекидачка компонента у стању вођења, у табели 3.8 је то означено са 1, док је стање када је компоненте искључена означено са 0 (тада проводи антипаралелно везана диода).



Слика 3.30 Прекидачка стања компоненти у режиму спуштача напона за ситуацију 1

Табела 3.8. Прекидачка стања претварача за ситуацију 1

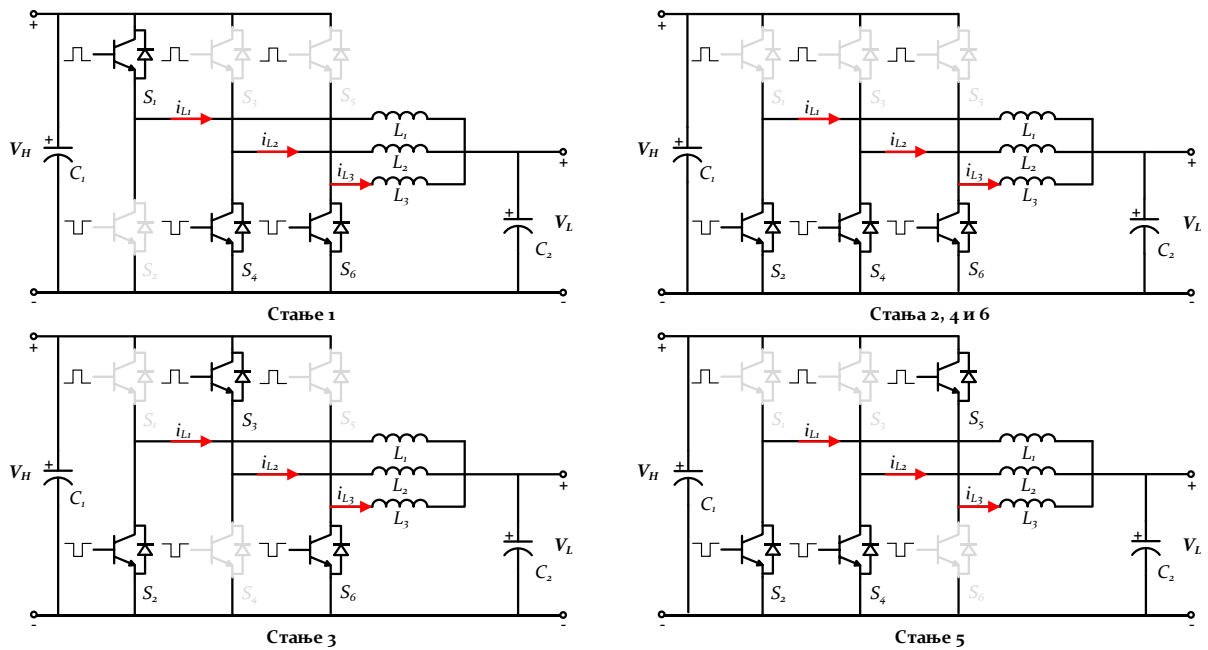
Сектор	Интервал	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	$[0, DT_s]$	1	0	0	1	0	1
2	$[DT_s, 1/3T_s]$	0	1	0	1	0	1
3	$[1/3T_s, T_s(1/3+D)]$	0	1	1	0	0	1
4	$[T_s(1/3+D), 2/3T_s]$	0	1	0	1	0	1
5	$[2/3T_s, T_s(2/3+D)]$	0	1	0	1	1	0
6	$[T_s(2/3+D), T_s]$	0	1	0	1	0	1

На слици 3.31 приказана су прекидачка стања појединих прекидачких компоненти за режим спуштача напона у ситуацији 1. Имајући у виду прекидачка стања компоненти могу се лако написати изрази према првом и другом Кирхофовом закону за ситуацију 1. Са друге стране за добијање модела у простору стања користиће се форма дата изразима 3.30, при чему вектор x означава вектор стања, u означава вектор улазних променљивих, док y означава вектор излазних величина. Такође, матрице са константним коефицијентима A_{1i} , B_{1i} , C_{1i} и D_{1i} се називају редом, матрица стања, матрица управљања, матрица излаза и матрица улаза/излаза, респективно, где ознака i у супскрипту означава ситуацију 1, док i означава прекидачка стања 1-6.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_{1i} \cdot x + B_{1i} \cdot u \\ y &= C_{1i} \cdot x + D_{1i} \cdot u \end{aligned} \quad (3.30)$$

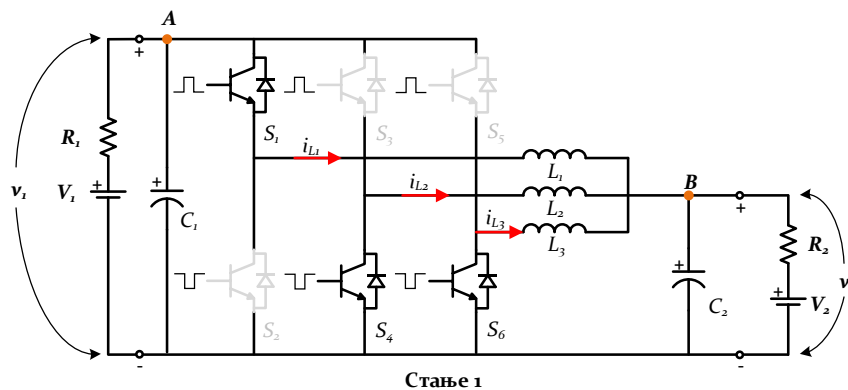
Сада је потребно дефинисати промењиве стања тако да те промењиве буду линеарно независне, односно да се не могу изразити преко других промењивих. У практичном смислу, за промењиве стања бирају се величине које се у временском домену појављују са првим изводом. То значи да је за почетак најпре неопходно написати диференцијалне једначине које описују свако од шест стања у ситуацији 1, а затим на основу тих једначина записати модел у простору стања у временском и/или комплексном домену. Примењујући први и други Кирхофов закон за стања 1 до 6 приказана на слици 3.31 једноставно се може доћи до диференцијалних једначина које описују режиме у свакој од стања у ситуацији 1. Потребно је додатно напоменути да су за промењиве стања одабране струје кроз пригушнице (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}) и напони вишенAPONског и ниженапонског прикључка претварача (v_1, v_2). За улазне промењиве одабрани су напони напонских извора (V_1, V_2), док су за излазне промењиве одабране струје кроз пригушнице и напони вишенAPONског и ниженапонског прикључка претварача ($i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}, v_1, v_2$). Избор који је направљен по питању одабира појединих чинилаца модела у простору стања формално је представљен изразом 3.31, а преостале матрице је сада потребно одредити.

$$\begin{aligned} x &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_1 \quad v_2]^T \\ u &= [V_1 \quad V_2]^T \\ y &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_1 \quad v_2]^T \end{aligned} \quad (3.31)$$



Слика 3.31 Прекидачка стања у режиму спуштача напона за ситуацију 1

Полазећи од стања 1 са слике 3.31 уз претпоставке да су на вишенпонском и ниженапонском крају повезани напонски извори, и да прекидачке компоненте и диоде имају познату и ненулту отпорност R_S и R_D , као и да је трофазна пригушница уравнотежена (индуктивност L и отпорност R у све три фазе је иста), може се нацртати еквивалента шема приказана на слици 3.32.



Слика 3.32 Стање 1 са уваженим напонским изворима у ситуацији 1

На основу слике 3.32 могу се написати изрази према првом и другом Кирхофовом закону за чворове А и В, као и за контуре са струјама i_{L1} , i_{L2} и i_{L3} . Због избегавања компликовања на слици 3.32 нису посебно истакнуте отпорности пригушница по фазама, али се подразумева да пригушнице имају ненулту отпорност R_L . Изразима 3.32 приказане су релевантне диференцијалне једначине које описују стање 1 разматраног режима у ситуацији 1. Смерови контура нису посебно назначена, како се слика 3.32 не би додатно усложњавала, али су изрази писани са смеровима контура који су исти као референтни смерови струја означених црвеним стрелицама на слици 3.32.

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -(R_D + R) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= -(R_D + R) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -i_{L1} - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Пратећи исти принцип разматрају се стања 2 до 6, али за ова стања неће бити дата посебна слика са шемом за свако стање, имајући у виду да је једина разлика у односу на слику 3.31 додавање напонских извора. С тим у вези диференцијалне једначине за стања 2, 4, 6, дате су изразом 3.33. Потребно је приметити да сва три стања описују исте диференцијалне једначине.

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L3} + v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -\frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Диференцијалне једначине за стање 3 у ситуацији 1 дате су изразима 3.34.

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -i_{L2} - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.34}$$

Диференцијалне једначине за стање 5 у ситуацији 1 дате су изразима 3.35.

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -i_{L3} - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.35}$$

У циљу једноставнијег записа претходно наведених израза за свако од стања, може се користити матрични запис који је у општем облику дат изразима 3.30, па је тако матрични запис израза 3.32-3.35 одређен редом изразима 3.36-3.39.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Из израза 3.36-3.39 може се сада пратећи израз 3.40 за матрице из модела простора стања записати општи облик матрице стања и управљања за ситуацију 1, које су дате редом изразима 3.41 и 3.42. Матрицама A_1 и B_1 дефинисане су матрица стања и матрица управљања за ситуацију 1.

$$\begin{aligned} A_1 &= D \cdot (A_{11} + A_{13} + A_{15}) + 3 \cdot \left(\frac{1}{3} - D\right) A_{12} \\ B_1 &= B_{11} \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1 R_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2 R_2} \end{bmatrix}^T \quad (3.42)$$

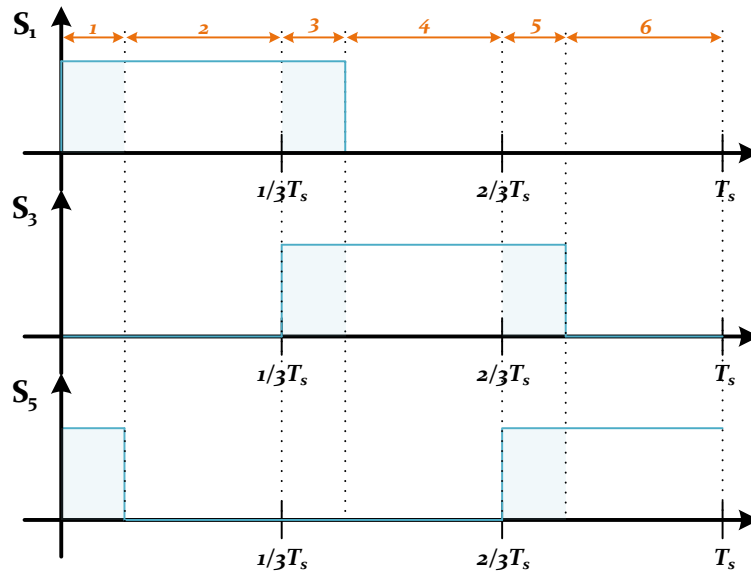
За верификацију модела у простору стања размотриће се стационарно стање, а за добијање вредности релевантних величина у стационарном стању потребно је добити усредњени модел у простору стања који за ситуацију 1 произилази из 3.41 и 3.42, односно прецизније произилази из израза 3.43.

$$0 = A_1 \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + B_1 \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Решавањем једначине 3.43 може се доћи до израза за усредњену вредност струја по фазама претварача, али и до усредњене вредности напона на вишенпонском и ниженапонском прикључку претварача. У изразу 3.44 приказана је формула за одређивање усредњене вредности фазних струја i_{L1} , i_{L2} и i_{L3} и напона v_1 и v_2 , по сличном принципу коришћеном у претходно приказаном случају једнофазног претварача. Са друге стране струја ниженапонског сегмента може се добити као збир струја i_{L1} , i_{L2} и i_{L3} , док струја вишенпонског сегмента претварача зависи од вредности фактора испуне односно опсега у коме се вредност фактора испуне налази. У разматраном случају, вредност фактора испуне је у опсегу $0 < D \leq 1/3T_s$, што значи да се само једна од три фазне струје може успоставити кроз улазни сегмент. Одатле следи, да је у разматраном режиму струја вишенпонског сегмента претварача сразмерна фазној струји, јер у стањима 1, 3 и 5 увек води једна од три прекидачке компоненте. У ситуацији 1, струја вишенпонског сегмента може имати вредност у опсегу од нула до вредности фазне струје, зависно од вредности фактора испуне. Са друге стране струја ниженапонског сегмента претварача једнака је збиру фазних струја.

$$\begin{aligned} i_{L1} = i_{L2} = i_{L3} &= -\frac{V_2 - D \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \\ v_1 &= \frac{(3 \cdot R_2 + R_L + R_S) \cdot V_1 + 3 \cdot R_1 \cdot D \cdot V_2}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \\ v_2 &= \frac{(R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2) \cdot V_2 + 3 \cdot D \cdot R_2 \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \end{aligned} \quad (3.44)$$

Ситуација 2 подразумева вредности фактора испуне у опсегу $1/3T_s < D \leq 2/3T_s$, што последично значи да у овој ситуацији долази до преклапања стања вођења појединих прекидачких компоненти. На слици 3.33 приказана су прекидачка стања горњих прекидачких компоненти за ситуацију 2. Са слике је такође видљиво да постоје сегменти током прекидачке периоде где истовремено воде две прекидачке компоненте, односно последично струја постоји истовремено у две фазе.

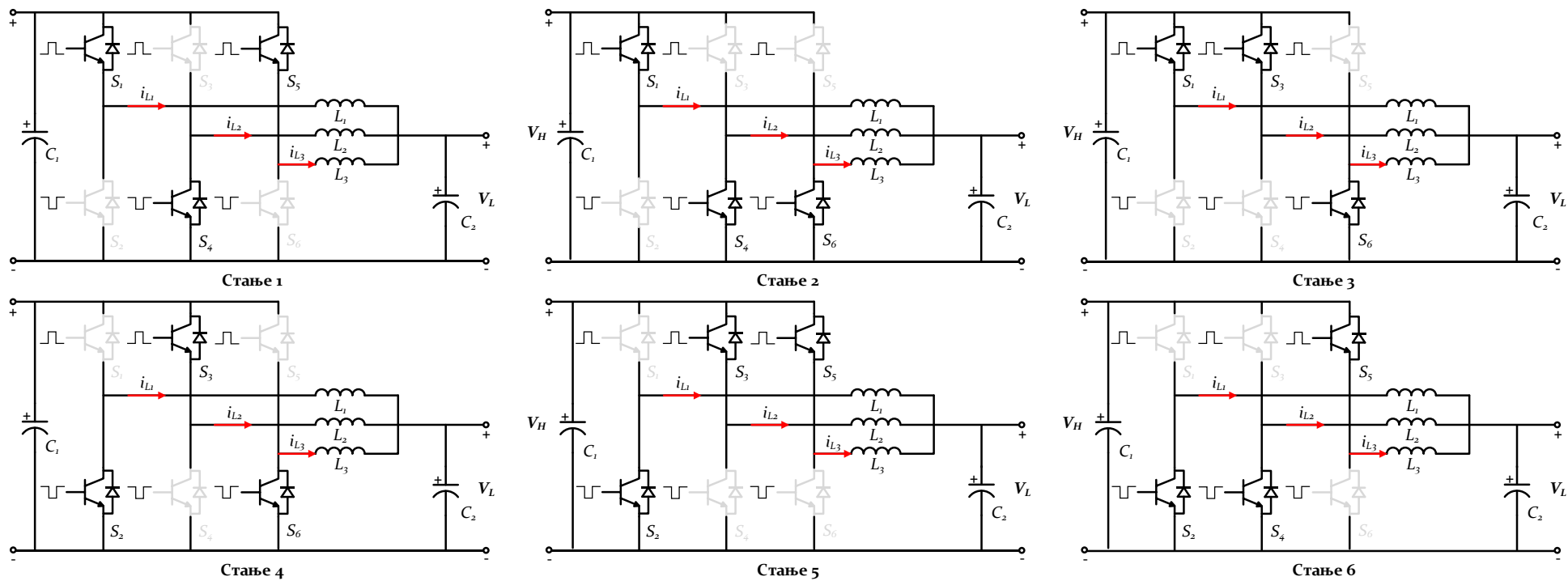


Слика 3.33 Прекидачка стања компоненти у режиму спуштача напона за ситуацију 2

Табела 3.9. Прекидачка стања претварача за ситуацију 2

Сектор	Интервал	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	$[0, (D-1/3)T_s]$	1	0	0	1	1	0
2	$[(D-1/3)T_s, 1/3T_s]$	1	0	0	1	0	1
3	$[1/3T_s, DT_s]$	1	0	1	0	0	1
4	$[DT_s, 2/3T_s]$	0	1	1	0	0	1
5	$[2/3T_s, T_s(1/3+D)]$	0	1	1	0	1	0
6	$[T_s(1/3+D), T_s]$	0	1	0	1	1	0

На слици 3.34 приказана су стања појединих прекидачких компоненти у тополошком смислу, а на основу слике 3.33 и табеле 3.10. Сада ће као и за претходну ситуацију бити неопходно написати диференцијалне једначине које описују радна стања у ситуацији 2, а на основу тих једначина могу се онда написати матрице стања и управљања, помоћу који је могуће одредити усредњене вредности струја за ситуацију 2.

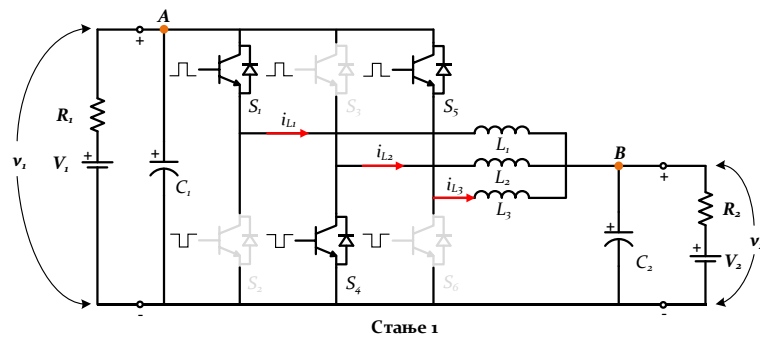


Слика 3.34 Прекидачка стања у режиму спуштача напона за ситуацију 2

Као и у претходној ситуацији, на основу слике 3.33 могуће је формирати табелу прекидачких стања за ситуацију 2. Табелом 3.9 дефинисана су стања свих 6 прекидачких компоненти током једне прекидачке периоде претварача у разматраној ситуацији. Као и у претходној ситуацији у табели 3.9 дата су стања свих прекидачких компоненти, при чему 1 означава да се прекидачка компонента налази у стању вођења, док 0 означава да прекидачка компонента не води. Потребно је још напоменути да у режиму спуштача напона, доње прекидачке компоненте својим радом не учествују у овом режиму, већ су антипаралелно везане диоде прекидачких компоненти S_2 , S_4 и S_6 одговорне за провођење струје између улазног и излазног сегмента претварача.

Имајући у виду прекидачка стања приказана на слици 3.34, за ситуацију 2 могу се записати одговарајуће једначине по првом и другом Кирхофовом закону које описују свако од стања. Као и у претходној ситуацији једначине које ће бити написане за сва стања, узимаће у обзир да су на крајевима претварача повезани реални напонски извори, као што је за стање 1 приказано на слици 3.35. Такође избор улазних и излазних величина, које су претходно одабране за ситуацију 1, остаје актуелан и за ситуацију 2 без измена, а ова чињеница демонстрирана је кроз израз 3.45.

$$\begin{aligned} x &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_1 \quad v_2]^T \\ u &= [V_1 \quad V_2]^T \\ y &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_1 \quad v_2]^T \end{aligned} \quad (3.45)$$



Слика 3.35 Стање 1 са уваженим напонским изворима у ситуацији 2

Пратећи слику 3.33 на којој су приказана прекидачка стања компоненти за ситуацију 2, може се закључити да временско трајање сектора 1, 3 и 5 може да се одреди као $D-1/3$, док са друге стране временско трајање сектора 2, 4 и 6 може да се одреди као $2/3-D$. Пратећи овај принцип након што се за свако од шест стања у ситуацији 2 одреде матрице стања (A_{2i}) и управљања (B_{2i}), могуће је према изразу 3.46 одредити матрице стања (A_2) и управљања (B_2) за ситуацију 2.

$$\begin{aligned} A_2 &= \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot (A_{21} + A_{23} + A_{25}) + \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot (A_{22} + A_{24} + A_{26}) \\ B_2 &= B_{21} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Како би се дошло до форме матрица стања (A_{2i}) и управљања (B_{2i}) за свако од стања у ситуацији 2, неопходно је написати одговарајуће изразе према првом и другом Кирхофовом закону. Уважавајући референтне смерове струја означене на слици 3.34 црвеним стрелицама и чињеницу да су на оба краја претварача повезани реални напонски извори, као што је за стање 1 приказано на слици 3.35, дати су изрази 3.47-3.52, који математички описују стања 1-6 у ситуацији 2, респективно.

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L1} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.47}$$

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -i_{L1} - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.48}$$

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L1} + i_{L2}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.49}$$

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -i_{L2} - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.50}$$

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L2} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.51}$$

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -i_{L3} - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.52}$$

Без потребе за поновним записивањем једначина 3.47-3.52 у матричној форми, имплементацијом израза 3.46 долази се до матрица стања (A_2) и управљања (B_2), које су дате изразима 3.53 и 3.54. Оно што се одмах може приметити ако се матрице A_2 и B_2 упореде са матрицама A_1 и B_1 , јесте да су оне међусобно идентичне. Одавде произилази и закључак да ће изрази за усредњене вредности струја у фазама (гранана) у ситуацији 2, имати исту форму као у ситуацији 1.

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \tag{3.53}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1 R_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2 R_2} \end{bmatrix}^T \tag{3.54}$$

Претходни закључак може се доказати решавањем матричне једначине дате изразом 3.55, као што је то урађено за ситуацију 1. Решавањем наведене матричне једначине долази се до израза 3.56, за струје у гранана (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}) и напоне на прикључцима претварача (v_1 и v_2).

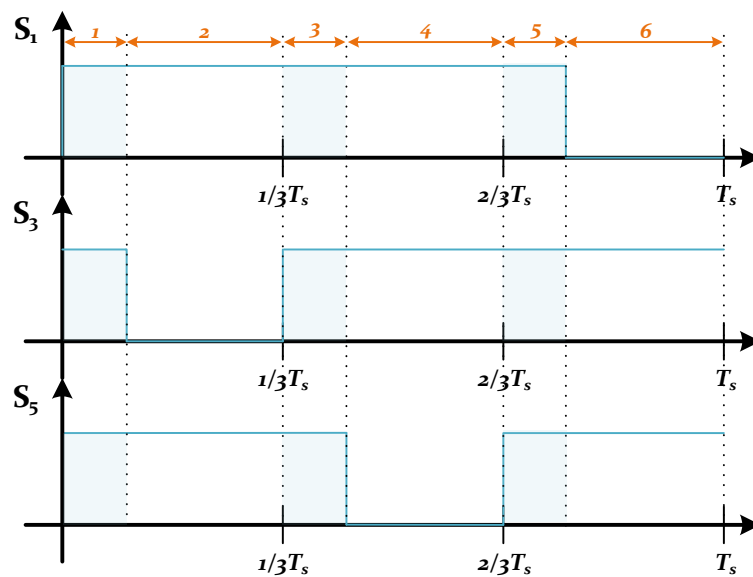
$$0 = A_2 \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + B_2 \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \tag{3.55}$$

$$\begin{aligned}
i_{L1} = i_{L2} = i_{L3} &= -\frac{V_2 - D \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \\
v_1 &= \frac{(3 \cdot R_2 + R_L + R_S) \cdot V_1 + 3 \cdot R_1 \cdot D \cdot V_2}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \\
v_2 &= \frac{(R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2) \cdot V_2 + 3 \cdot D \cdot R_2 \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2}
\end{aligned} \tag{3.56}$$

Поређењем израза 3.56 и 3.44 доказује се претходно изнети закључак, да форма израза за усредњену вредност фазних струја и напона на прикључцима претварача остаје непромењена. Одавде произилази и то да је средња вредност струје у гранана претварача и напона на прикључцима не зависе од опсега у коме се налази фактор испуне. Међутим оно што јесте различито у односу на ситуацију 1, јесте да је

у ситуацији 2 струја вишенпонског сегмента претварача сразмерна двострукој вредности фазне струје јер су током стања 1, 3 и 5 увек укључене две од три прекидачке компоненте. У ситуацији 2, струја вишенпонског сегмента претварача може имати вредности у опсегу од једноструке до двоструке вредности фазне струје, зависно од вредности фактора испуне. Што се тиче струје ниженапонског сегмента претварача, она је и у ситуацији 2 једнака збиру фазних струја, као и у ситуацији 1.

Ситуација 3 подразумева вредности фактора испуне у опсегу $2/3T_s < D \leq T_s$, што последично значи да у овој ситуацији долази до преклапања стања вођења појединих прекидачких компоненти. На слици 3.36 приказана су прекидачка стања горњих прекидачких компоненти за ситуацију 3. Са слике је такође видљиво да постоје сегменти током прекидачке периоде где истовремено воде све три прекидачке компоненте, односно последично струја постоји истовремено у три фазе.

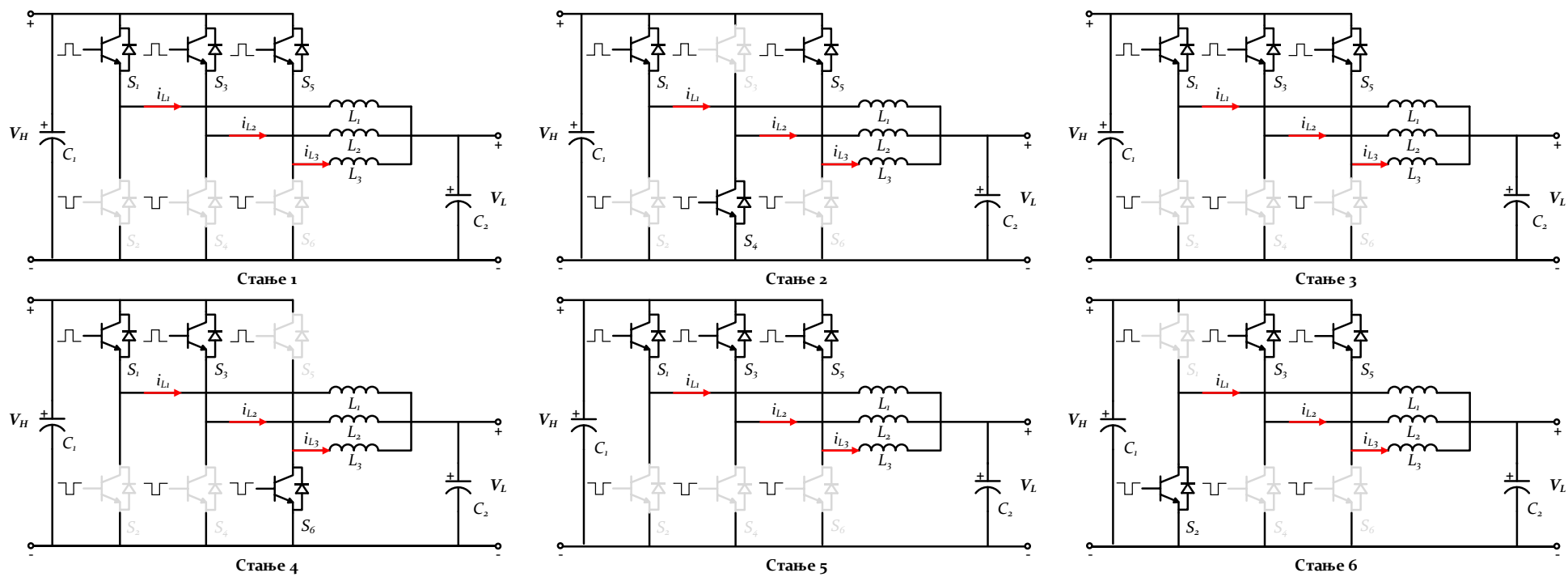


Слика 3.36 Прекидачка стања компоненти у режиму спуштача напона за ситуацију 3

Као и у претходној ситуацији, на основу слике 3.36 могуће је формирати табелу прекидачких стања за ситуацију 3. Табелом 3.10 дефинисана су стања свих 6 прекидачких компоненти током једне прекидачке периоде претварача у разматраној ситуацији. У табели 3.10 дата су стања свих прекидачких компоненти, при чему 1 означава да се прекидачка компонента налази у стању вођења, док 0 означава да прекидачка компонента не води. Такође у режиму спуштача напона, доње прекидачке компоненте својим радом не учествују у овом режиму, већ су антипаралелно везане диоде прекидачких компоненти S_2 , S_4 и S_6 одговорне за провођење струје. На слици 3.37 приказана су стања појединих прекидачких компоненти у тополошком смислу, генерисане на основу слике 3.36 и табеле 3.10.

Табела 3.10. Прекидачка стања претварача за ситуацију 3

Сектор	Интервал	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	$[0, (D-1/3)T_s]$	1	0	0	1	1	0
2	$[(D-1/3)T_s, 1/3T_s]$	1	0	0	1	0	1
3	$[1/3T_s, DT_s]$	1	0	1	0	0	1
4	$[DT_s, 2/3T_s]$	0	1	1	0	0	1
5	$[2/3T_s, T_s(1/3+D)]$	0	1	1	0	1	0
6	$[T_s(1/3+D), T_s]$	0	1	0	1	1	0

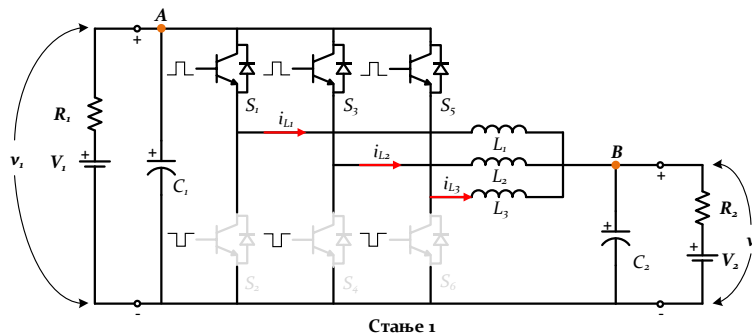


Слика 3.37 Прекидачка стања у режиму спуштача напона за ситуацију 3

Сада ће као и за претходну ситуацију бити неопходно написати диференцијалне једначине које описују радна стања у ситуацији 3, а на основу тих једначина могу се онда написати матрице стања и управљања, помоћу којих је могуће одредити усредњене вредности струја за ситуацију 3. Са слике 3.37 може се закључити да стања 1, 3 и 5 имају у електричном смислу исти облик, што последично значи да их описују идентични изрази, односно да им одговарају идентичне матрице стања и управљања. Ова опсервација значајно поједностављује генерисање модела у простору стања, као и усредњеног модела претварача за ситуацију 3. Додатно, јасно је да у назначеним стањима струја (истог смера) истовремено постоји у све три фазе претварача, што значи да у овој ситуацији постоји највећи интензитет размене електричне енергије између вишенпонског и ниженапонског сегмента претварача.

Имајући у виду прекидачка стања приказана на слици 3.37, за ситуацију 3 могу се записати одговарајуће једначине по првом и другом Кирхофовом закону које описују свако од стања. Као и у претходним ситуацијама једначине које ће бити написане за сва стања, узимаће у обзир да су на крајевима претварача повезани реални напонски извори, као што је за стање 1 приказано на слици 3.38. Такође избор улазних и излазних величина, које су претходно одабране за претходне две ситуације, остаје актуелан и за ситуацију 3 без измена, а ова чињеница демонстрирана је изразом 3.57.

$$\begin{aligned} x &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_1 \quad v_2]^T \\ u &= [V_1 \quad V_2]^T \\ y &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_1 \quad v_2]^T \end{aligned} \quad (3.57)$$



Слика 3.38 Стање 1 са уваженим напонским изворима у ситуацији 2

Пратећи слику 3.37 на којој су приказана прекидачка стања компоненти за ситуацију 3, може се закључити да временско трајање сектора 1, 3 и 5 може да се одреди као $D-2/3$, док са друге стране временско трајање сектора 2, 4 и 6 може да се одреди као $3/3-D$. Пратећи овај принцип након што се за свако од шест стања у ситуацији 3 одреде матрице стања (A_{3i}) и управљања (B_{3i}), могуће је према изразу 3.58 одредити матрице стања (A_3) и управљања (B_3) за ситуацију 3.

$$\begin{aligned} A_3 &= \left(D - \frac{2}{3}\right) \cdot (A_{31} + A_{33} + A_{35}) + \left(\frac{3}{3} - D\right) \cdot (A_{32} + A_{34} + A_{36}) \\ B_3 &= B_{31} \end{aligned} \quad (3.58)$$

Како би се дошло до форме матрица стања (A_{3i}) и управљања (B_{3i}) за свако од стања у ситуацији 3, неопходно је написати одговарајуће изразе према првом и другом Кирхофовом закону. Уважавајући референтне смерове струја означене на слици 3.37 црвеним стрелицама и чињеницу да су на оба краја

претварања повезани реални напонски извори, као што је за стање 1 приказано на слици 3.38, дати су изрази 3.59-3.64, који математички описују стања 1-6 у ситуацији 3, респективно.

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
 L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
 L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
 L \frac{di_{L2}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
 L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L1} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
 \end{aligned} \tag{3.60}$$

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
 L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
 L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
 L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
 L \frac{di_{L3}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L1} + i_{L2}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2} \\
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L2} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.63}$$

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= -(R_S + R_L) \cdot i_{L1} - v_2 \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L2} - v_2 \\
L \frac{di_{L3}}{dt} &= v_1 - (R_S + R_L) \cdot i_{L3} - v_2 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -(i_{L2} + i_{L3}) - \frac{v_1 - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \frac{V_2 - v_2}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.64}$$

Без потребе за поновни записивањем једначина 3.59-3.64 у матричној форми, имплементацијом израза 3.58 долази се до матрица стања (A_3) и управљања (B_3), које су дате изразима 3.65 и 3.66. Оно што се одмах може приметити ако се матрице A_3 и B_3 упореде са матрицама A_1 и B_1 или A_2 и B_2 , јесте да су оне међусобно идентичне. Одавде произилази и закључак да ће изрази за усредњене вредности струја у фазама (гранана) у ситуацији 3, имати исту форму као у ситуацијама 1 и 2.

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_S + R_L}{L} & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{-D}{C_1} & \frac{-D}{C_1} & \frac{-D}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \tag{3.65}$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1 R_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2 R_2} \end{bmatrix}^T \tag{3.66}$$

Претходни закључак може се доказати решавањем матричне једначине дате изразом 3.67, као што је то урађено за ситуације 1 и 2. Решавањем наведене матричне једначине долази се до израза 3.68, за струје у гранана (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}) и напоне на прикључцима претварача (v_1 и v_2) у ситуацији 3.

$$0 = A_3 \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + B_3 \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned} i_{L1} = i_{L2} = i_{L3} &= -\frac{V_2 - D \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \\ v_1 &= \frac{(3 \cdot R_2 + R_L + R_S) \cdot V_1 + 3 \cdot R_1 \cdot D \cdot V_2}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \\ v_2 &= \frac{(R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2) \cdot V_2 + 3 \cdot D \cdot R_2 \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} \end{aligned} \quad (3.68)$$

Поређењем израза 3.68 са изразима за исте величине у претходним ситуацијама, доказује се претходно изнети закључак, а то је да форма израза за усредњену вредност фазних струја и напона на прикључцима претварача остаје непромењена. Одавде произилази и то да је средња вредност струје у гранама претварача и напона на прикључцима не зависе од опсега у коме се налази фактор испуне, и овај закључака важи за сва три разматрана опсега фактора испуне. Међутим оно што јесте различито у односу на претходне две ситуације, јесте да је у ситуацији 3 струја вишенпонског сегмента претварача сразмерна суми вредности фазне струје јер су током стања 1, 3 и 5 увек укључене све три прекидачке компоненте. У ситуацији 3, струја вишенпонског сегмента претварача може имати вредности у опсегу од двоструке до троструке вредности фазне струје, зависно од вредности фактора испуне. Што се тиче струје ниженпонског сегмента претварача, она је и у ситуацији 3 једнака збиру фазних струја, као и у ситуацијама 1 и 2.

Сада је потребно верификовати изведене изразе и упоредити их са одзивом који се добија на основу преносне функције разматраног претварача. Да би се оваква верификација могла извести, неопходно је доћи до израза за преносно функцију претварача у Лапласовом домену. Прецизније говорећи, неопходно је доћи до израза за преносну функцију која дефинише зависност струје (фазне) у односу на фактор испуне, имајући у виду да ће касније примарна регулациона структура претварача бити струјна регулациона петља. Контролна преносна функција фазне струје (*енгл. Control to phase current transfer function*) даје директну зависност струје једне фазе (гране) у односу на фактор испуне који ће бити контролна величина регулационе структуре. Као додатни вид верификације изведеног модела, биће коришћено симулационо окружење *Simulink*, са циљем да се добијени резултати верификују и на овој инстанци. Овако добијени резултати представљаће референтни резултат за прекидачки и *HIL* (*енгл. Hardware-in-the-Loop*) модел, који ће касније бити развијени и тестирани пре физичке реализације једносмерног претварача.

У циљу извођења динамичког модела трофазног једносмерног бидирекционог претварача, неопходно је модел у простору стања записати узимајући у обзир мале варијације промењивих стања. То значи да свака величина у изразима који репрезентују модел у простору стања буде записана преко збира једносмерне (означене великим словима) и наизменичне (надвучене) компоненте, као што је приказано изразима 3.69. Како је претходно доказано да исте матрице стања и управљања моделују понашања претварача у свим разматраним режимима, то је онда оправдано извођење динамичког модела базирати и започети управо одатле.

$$\begin{aligned}
L \frac{d(I_{L1} + \bar{i}_{L1})}{dt} &= (D + \bar{d}) \cdot (v_1 + \bar{v}_1) - (R_S + R_L) \cdot (I_{L1} + \bar{i}_{L1}) - (v_2 + \bar{v}_2) \\
L \frac{d(I_{L2} + \bar{i}_{L2})}{dt} &= (D + \bar{d}) \cdot (v_1 + \bar{v}_1) - (R_S + R_L) \cdot (I_{L2} + \bar{i}_{L2}) - (v_2 + \bar{v}_2) \\
L \frac{d(I_{L3} + \bar{i}_{L3})}{dt} &= (D + \bar{d}) \cdot (v_1 + \bar{v}_1) - (R_S + R_L) \cdot (I_{L2} + \bar{i}_{L2}) - (v_2 + \bar{v}_2) \\
C_1 \frac{d(v_1 + \bar{v}_1)}{dt} &= -(D + \bar{d}) \cdot (\bar{i}_{L1} + I_{L1} + \bar{i}_{L2} + I_{L2} + \bar{i}_{L3} + I_{L3}) - \frac{(v_1 + \bar{v}_1) - V_1}{R_1} \\
C_2 \frac{d(v_2 + \bar{v}_2)}{dt} &= (\bar{i}_{L1} + I_{L1} + \bar{i}_{L2} + I_{L2} + \bar{i}_{L3} + I_{L3}) + \frac{V_2 - (v_2 + \bar{v}_2)}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.69}$$

Из приказаних израza потребно је елиминисати константе и елементе вишег реда, те оставити само чиниоце који садрже надвучену величину. Са друге стране, како је извод од константе једнак нули, то се једносмерне компоненте величина са леве стране једнакости у изразима 3.69 могу елиминисати. Након наведених аритметичких операција потребно је применити Лапласову трансформацију на све израze, и извршити елиминацију тако да на левој страни израза преостану само промењиве стања. Дељењем свих израза са \bar{d} и додатним сређивањем добијају се преносне функције које дефинишу динамичку зависност фазних струја у односу на варијацију фактора испуне, као и изрази који дефинишу динамичку зависност напона на прикључцима претварача у односу на фактор испуне. Изрази до којих се долази дати су са 3.70, међутим оно што је чињеница јесте да су приказани изрази међусобно зависни те је неопходно решавањем система једначина доћи до израза који у себи не садрже друге промењиве стања.

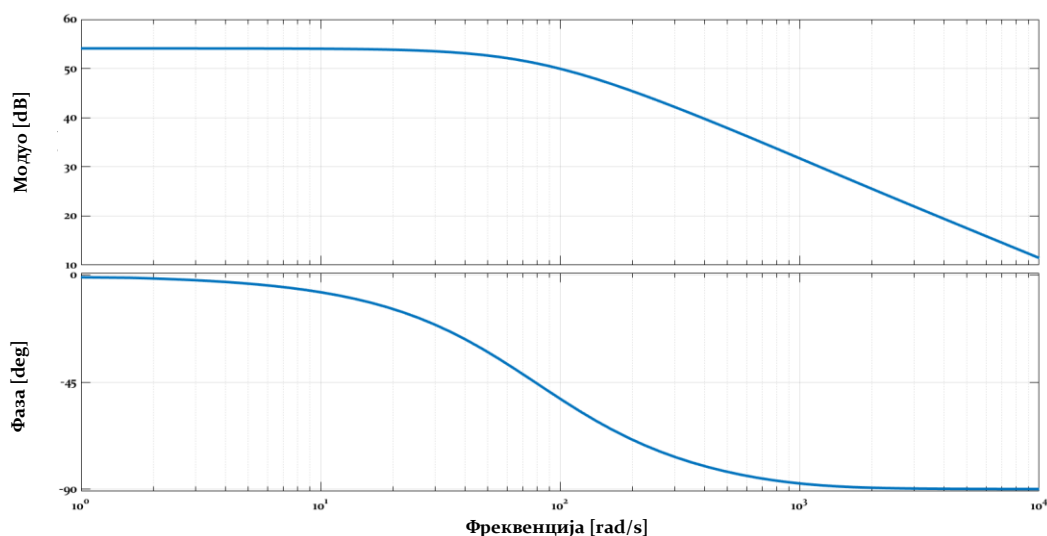
$$\begin{aligned}
\frac{\bar{i}_{L1}}{\bar{d}} &= \frac{\frac{D}{L} \cdot \frac{\bar{v}_1}{\bar{d}} - \frac{1}{L} \cdot \frac{\bar{v}_2}{\bar{d}} + \frac{1}{L} \cdot v_1}{s + \frac{R_S + R_L}{L}} \\
\frac{\bar{i}_{L2}}{\bar{d}} &= \frac{\frac{D}{L} \cdot \frac{\bar{v}_1}{\bar{d}} - \frac{1}{L} \cdot \frac{\bar{v}_2}{\bar{d}} + \frac{1}{L} \cdot v_1}{s + \frac{R_S + R_L}{L}} \\
\frac{\bar{i}_{L3}}{\bar{d}} &= \frac{\frac{D}{L} \cdot \frac{\bar{v}_1}{\bar{d}} - \frac{1}{L} \cdot \frac{\bar{v}_2}{\bar{d}} + \frac{1}{L} \cdot v_1}{s + \frac{R_S + R_L}{L}} \\
\frac{\bar{v}_1}{\bar{d}} &= \frac{-\frac{D}{C_1} \cdot \left(\frac{\bar{i}_{L1}}{\bar{d}} + \frac{\bar{i}_{L2}}{\bar{d}} + \frac{\bar{i}_{L3}}{\bar{d}} \right) - \frac{1}{C_1} \cdot (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3})}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \\
\frac{\bar{v}_2}{\bar{d}} &= \frac{\frac{1}{C_2} \cdot \left(\frac{\bar{i}_{L1}}{\bar{d}} + \frac{\bar{i}_{L2}}{\bar{d}} + \frac{\bar{i}_{L3}}{\bar{d}} \right)}{s + \frac{1}{R_2 C_2}}
\end{aligned} \tag{3.70}$$

Имајући у виду да је за потребе разматрања у овом раду од интереса струјна регулација, то је онда изразом 3.71 приказана преносна функција која даје динамичку зависност између фазне струје као регулисане величине и фактора испуне као регулационе величине. Није потребно посебно записивати сваку од фазних струја јер имајући у виду њихову међусобну једнакост, произилази да су изрази за све три струје идентични изразу 3.71. Такође, уколико се упореде израз 3.71 и претходно изведени израз 3.16 јасно је да идентичност њихове форме

произилази из чињенице да у оба случаја преносна функција репрезентује зависност струје једне фазе и фактора испуне.

$$\frac{\overline{v_{L1}}}{\overline{d}} = \frac{\left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right) \cdot \frac{v_1}{L} - \frac{3D}{C_1 L} \cdot I_{L1} \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right)}{\left(s + \frac{R_s + R_L}{L}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right) + \left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right) \cdot \frac{3D^2}{LC_1} + \left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right) \cdot \frac{3}{C_2 L}} \quad (3.71)$$

На слици 3.39 дата фреквенцијска карактеристика преносне функције 3.71, одакле је одмах јасно да важе исти закључци као и они до којих се дошло за случај преносне функције 3.16, а то је да се фазни померај устаљује на вредности од -90° , док је нагиб модула -20 dB по декади.



Слика 3.39 Фреквенцијска карактеристика $\frac{\overline{v_{L1}}}{\overline{d}}$ преносне функције

Сада је потребно, узимајући у обзир изведене изразе за усредњене вредности фазних струја и напона на прикључцима као и њихове преносне функције, верификовати модел трофазној једносмерног бидирекционог претварача. Ова верификација биће спроведена коришћењем предефинисаних параметара у симулационом окружењу Matlab-a, у коме ће изведени изрази бити имплементирани. У табели 3.11 приказане су вредности појединих параметара модела, који ће бити коришћени за верификацију. Потребно је нагласити да вредности које су у табели приказане, неће нужно бити употребљене и при реализацији претварача, јер ће избор вредности за реалан претварач бити направљен у наредном поглављу. Дакле када је реч о параметрима, у овом кораку биће коришћене „опште“ вредности у сврху верификације модела. Тако на пример за вредности капацитивности кондензатора одабране су вредности од 1 F, чиме се жели моделовати „јак“ излазни филтар, док су остале вредности одабране по угледу на вредности реално доступних компоненти.

Табела 3.11. Вредности параметара за верификацију изведених модела

V_1 [V]	V_2 [V]	D	L [mH]	C_1 [F]	C_2 [F]	R_s [mΩ]	$R_1=R_2$ [Ω]	R_L [mΩ]
560	160	0.35	15	1	1	5	1	100

Узимајући у обзир вредности из табеле 3.11 и изразе за усредњене вредности у устаљеном стању фазних струја и напона на прикључцима разматраног претварача, долази се до вредности приказаних изразима 3.72.

Из приложених резултата може се закључити да у разматраном случају претварач ради у режиму спуштача напона јер је фактор испуне већи од $160/560 = 0.2857$. Ово се може потврдити и ако се погледају вредности струја које су позитивне, а како је су референтни смерови струја при синтези модела претварача бирани за режим спуштача напона, онда је то јасан знак да се претварач налази баш у том режиму рада. Додатно, напон на вишенAPONском прикључку v_1 мањи је од напона V_1 што такође сведочи да је смер струје из вишенAPONског краја. Са друге стране напон на ниженапонском прикључку v_2 већи је од напона V_2 што потврђује да је смер струје у ниженапонски крај.

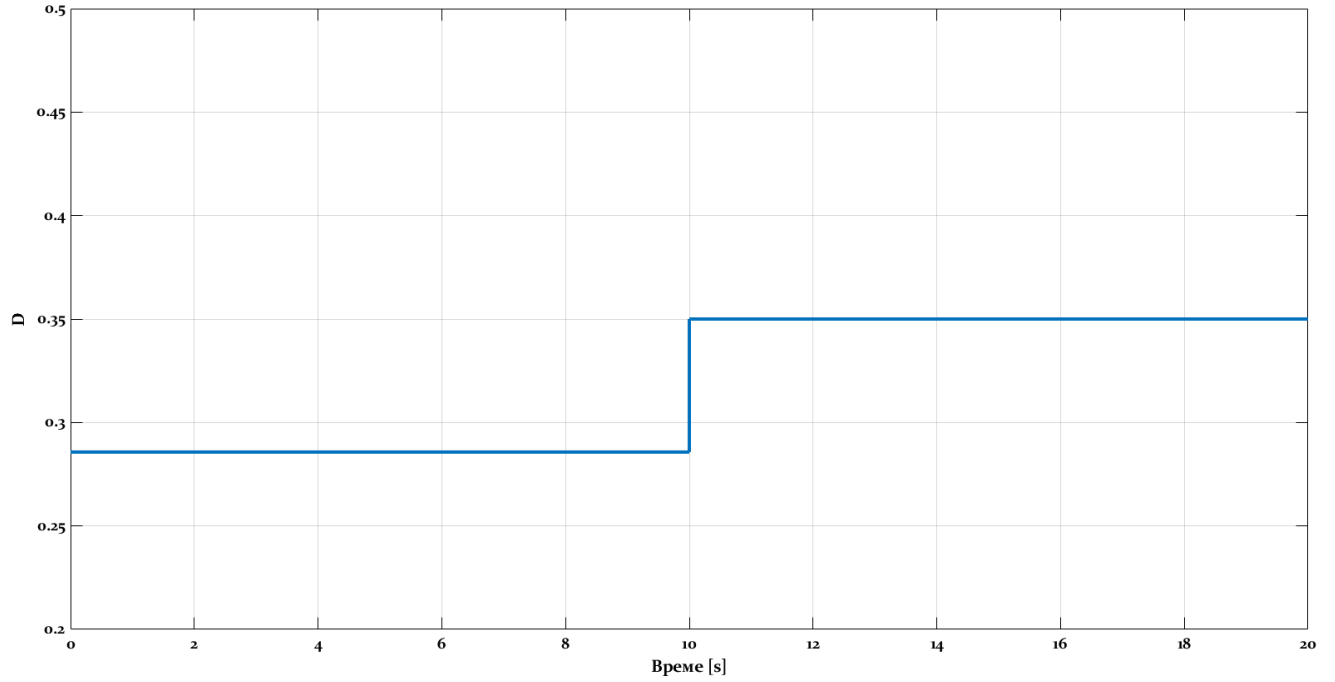
$$\begin{aligned} i_{L1} = i_{L2} = i_{L3} &= -\frac{V_2 - D \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} = 10.368 \text{ A} \\ v_1 &= \frac{(3 \cdot R_2 + R_L + R_S) \cdot V_1 + 3 \cdot R_1 \cdot D \cdot V_2}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} = 549.11 \text{ V} \\ v_2 &= \frac{(R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2) \cdot V_2 + 3 \cdot D \cdot R_2 \cdot V_1}{3 \cdot R_2 + R_L + R_S + 3 \cdot R_1 \cdot D^2} = 191.10 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.72)$$

Ако се радни режим одређен табелом 3.11 разматра динамички неопходно је третирати преносну функцију 3.71, а у том случају одзив струје на одскочни сигнал фактора, приказан на слици 3.40, дата је на слици 3.41. Са наведених слика видљиво је да у првих 10 секунди фактор испуне има вредност 0.2857, што одговара нултој струји у фазама. Затим се у 10. секунди задаје референца фактора испуне од 0.35, што изазива започињање динамичког процеса. Понашање фазних струја током динамичког дела одзива са слике 3.41 карактерише осцилаторан одзив, при чему су његове релевантне вредности квантитативно означене како би се касније могло вршити поређење са резултатима прекидачког модела.

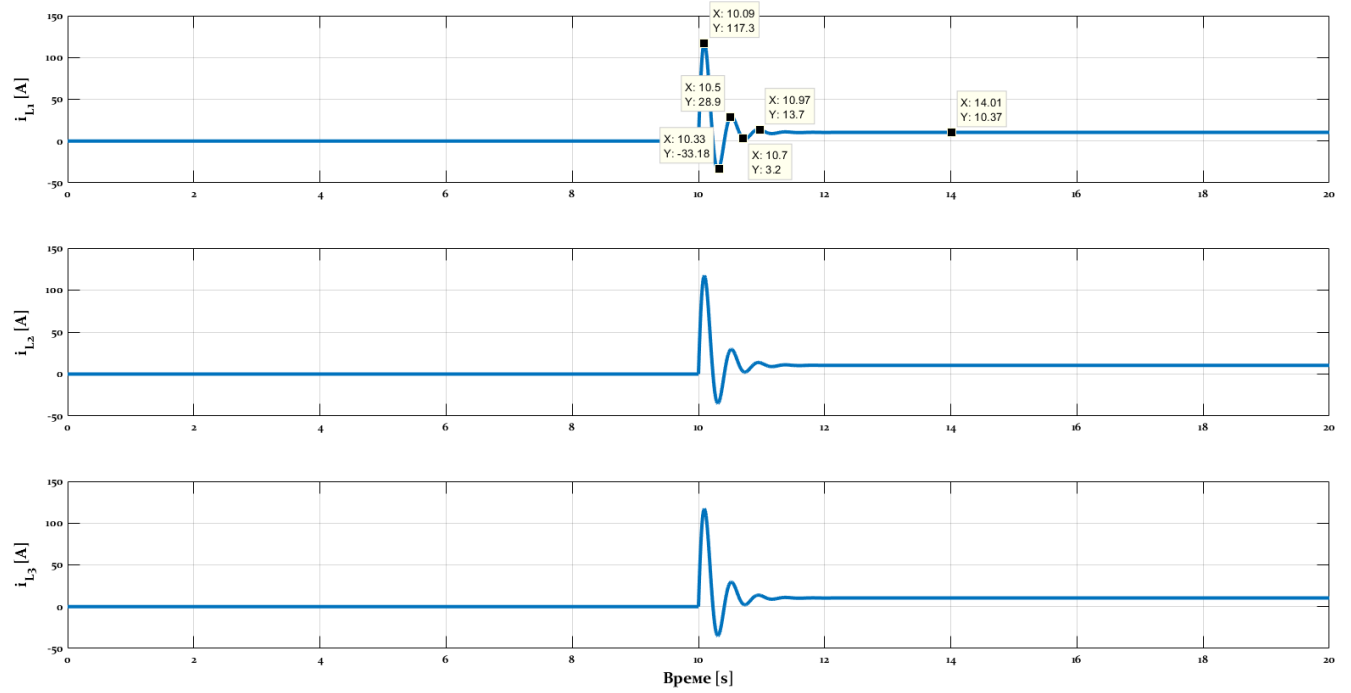
Наравно у прелазном делу одзива са слике 3.41 пребачај који карактерише струје свих фаза последица је непостојања одговарајућег струјног регулатора у овом кораку развоја модела. Додатно, на приказаном одзиву види се да је у устаљеном делу одзива (14. секунда) вредност струје идентична оној која се добија из усредњеног модела чији су резултати приказани у изразу 3.72. Може се верификовати и то да су одзиви струја симетрични по гранам, односно да се у све три фазе претварача струје успостављају на исти начин и устаљују на истој вредности.

Као додатни степен верификације на слици 3.42 приказани су одзиви напона на прикључцима претварача. Период од почетка нумеричке симулације до 10. секунде праћен је пуњењем кондензатора, што резултује препознатљивим обликом одзива напона на оба краја претварача. Потребно је нагласити да у овом делу приказаног симулационог резултата нема размене енергије (тока струје) имајући у виду вредност фактора испуне. У тренутку задавања референце фактора испуне од 0.35, долази до појаве осцилација у оба напонска сигнала. Као и у случају фазних струја референтне вредности динамичког дела одзива оба напона на слици 3.42 су означене, како би се могле упоредити са одзивима добијеним из прекидачког модела претварача.

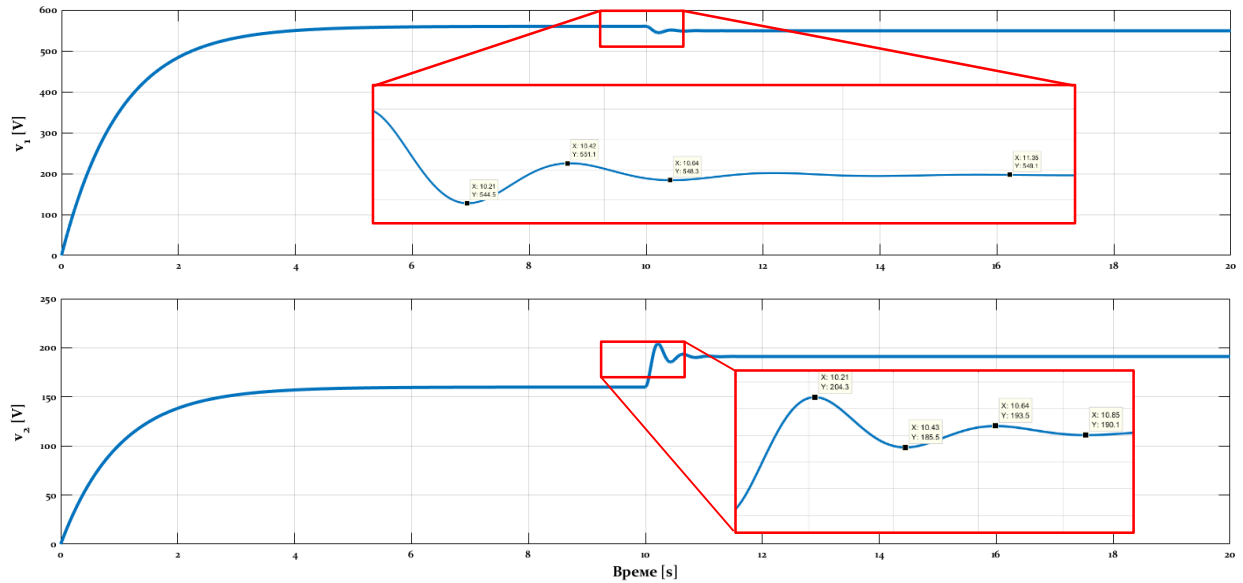
На слици 3.43 приказан је динамички одзив струје више и ниженапонског краја претварача на којој се јасно виде два сегмента, први у коме се кондензатори C_1 и C_2 пуне и струја опада до нулте вредности, при чему је фактор испуне 0.2857. Други сегмент подразумева део одзива након 10. секунде када се задаје фактор испуне од 0.35. У одзиву струја видљиве су осцилације које су на слици нумерички обележене ради каснијег поређења са одзивима из прекидачког модела.



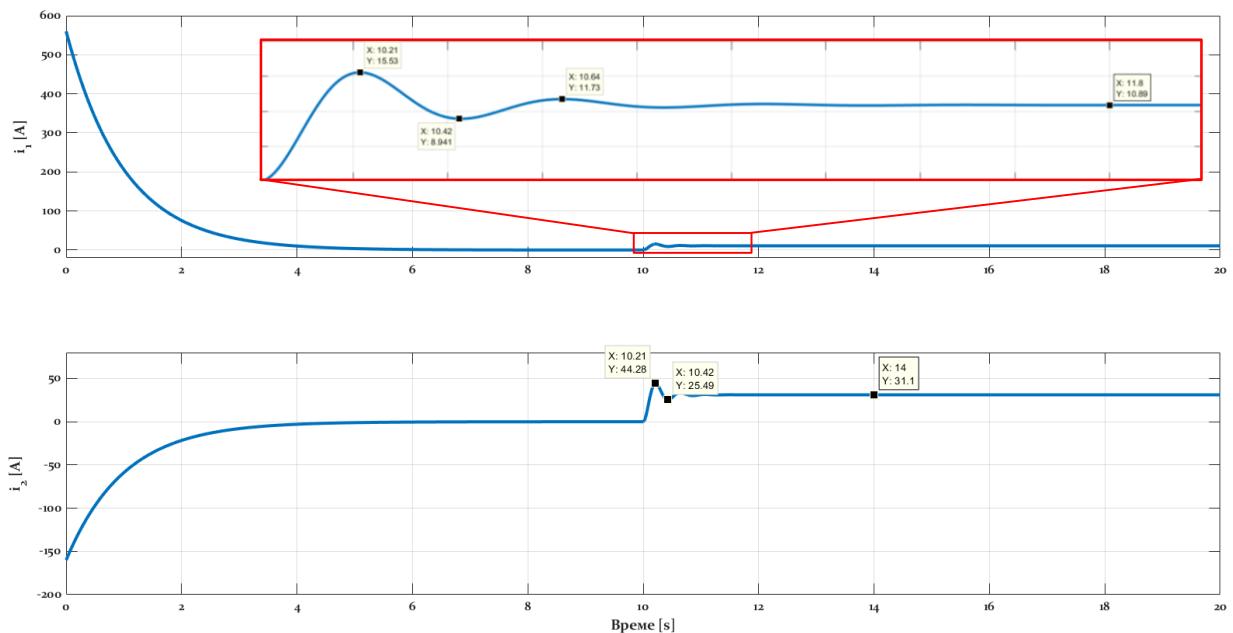
Слика 3.40 Одзив побудног сигнала фактора испуне



Слика 3.41 Динамички одзиви фазних струја на одскочну побуду фактора испуне 0.35



Слика 3.42 Динамички одзиви напона на прикључцима претварача на одскачну побуду фактору испуне 0.35

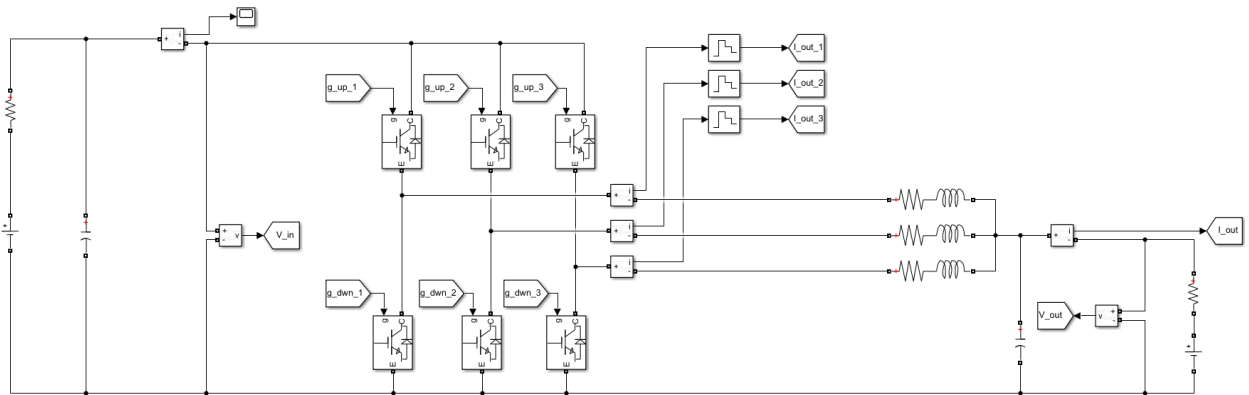


Слика 3.43 Динамички одзив струје вишенпонског (горе) и ниженапонског (доле) краја претварача

На основу закључака донетих узимајући у обзир управо размотрене одзиве претходно развијеног модела трофазног једносмерног бидирекционог претварача, сматра се да је извршена његова нумеричка верификација, како у сегменту устаљеног стања тако и у сегменту динамичког односно прелазног процеса. Фокус модела био је на извођењу преносне функције струје у односу на фактор испуне јер ће ова зависност бити од фундаменталног значаја за прекидачки модел, који ће у наставку бити развијен.

Сада ће бити развијен и имплементиран прекидачки модел трофазног једносмерног бидирекционог претварача, а као симулациони алат биће као и до сада коришћено симулационо окружење *Simulink*. На слици

3.44 приказан је енергетски део нумеричког модела претварача на коме се јасно могу уочити прекидачке компоненте, пасивне компоненте и напонски извори на прикључцима претварача. Поред тога видљиви су и блокови за мерење напона и струја који служе за затварање повратне спреге по жељено величини, али и за реализовање заштитних функција које се односе на вредности ових величина. Наравно за било какав рад приказаног енергетског сегмента неопходан је блок за генерисање управљачких сигнала за сваку од приказаних компоненти. Као што је раније истакнуто, компоненте једне гране увек раде по принципу комплементарности осим у ситуацији када дође до недозвољених вредности неке од електричних величина, када се из разлога заштите искључују све прекидачке компоненте.



Слика 3.44 Енергетски сегмент нумеричког симулационог модела претварача

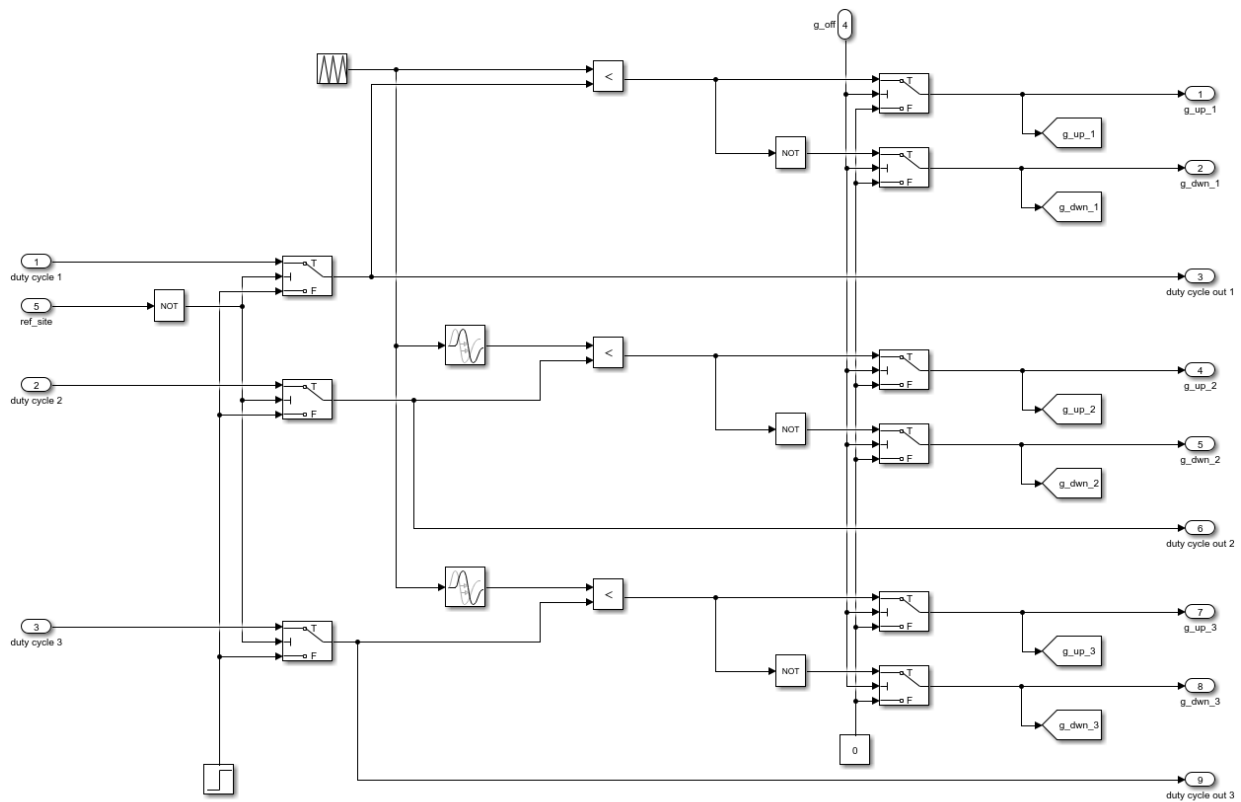
На слици 3.45 приказан је блок модулятора за генерисање управљачких сигнала прекидачких компоненти претварача. У склопу овог блока видљив је блок троугаоног носећег сигнала и три модулишућа сигнала за сваку од грана претварача. Приказани блок такође омогућује рад са фиксним фактором испуне који се задаје ручно, или са фактором испуне који се овом блоку прослеђује из надређене регулационе структуре као што је на пример струјни или напонски регулатор. Такође имплементиран је и заштитни механизам који у случају да нека од електричних величина као што је струја или напон пређу предефинисане вредности, свих шест прекидачких компоненти се одмах искључује. Сигнали који се доводе на улазе duty cycle 1, duty cycle 2 и duty cycle 3 представљају референте вредности фактора испуне које се затим пореде са носећим троугаоним сигналом, и на основу резултата тог поређења генеришу се два комплементарна управљачка сигнала који служе за укључење и искључење прекидачких компоненти у једној грани. Исти принцип коришћен је за све три гране, с том разликом што је за другу и трећу грану уведено кашњење од једне и две трећине у носећи сигнал, респективно, како би се постигло фазно померање струја у фазама претварача.

На улаз g_off доводи се сигнал који изазива гашење свих прекидачких компоненти претварача, а резултат је чињенице да је нека од релевантних вредности изашла из предефинисаног опсега. На овај начин релативно једноставно реализована је заштитна функција претварача у случају да се из неког разлога изгуби контрола над неком од електричних величина.

Као додатна опција, омогућено је задавање фиксне референце фактора испуне или прослеђивање референце фактора испуне из неке надређене регулационе структуре. Сигнал за одабир једног од два начина задавања фактора испуне доводи се на улаз означен са ref_site .

Из блока приказаног на слици 3.45 одводе се сигнали за контролисање свих шест прекидачких компоненти у гранама претварача. На основу приказаног енергетског сегмента и блока за генерисање управљачких

сигнала може се извршити верификација прекидачког модела и поређење добијених резултата са претходно добијеним резултатима из модела у простору стања. Потребно је нагласити да су вредности релевантних параметара у нумеричкој симулацији прекидачког модела остале исте као вредности коришћене за верификацију модела у простору стања, дакле коришћене су вредности параметара из табеле 3.11. Како је за функционисање прекидачког модела веома битна и прекидачка фреквенција, овде ће бити наглашено да је током нумеричке симулације прекидачког модела коришћена прекидачка учестаност од 50 kHz. Потребно је нагласити да ова вредности прекидачке учестаност у овом кораку служи само за верификацију модела, при чему се не тврди да је ова вредност оптимална са било ког аспекта. Прекидачка фреквенција која ће бити коришћена у реалном претварачу биће резултат процеса оптимизације који уважава између осталог и пасивне компоненте претварача и губитке прекидачких компоненте, а детаљније разматрање по овом питању биће спроведено у наредном поглављу које ће се фокусирати на дизајн овде моделованог претварача.



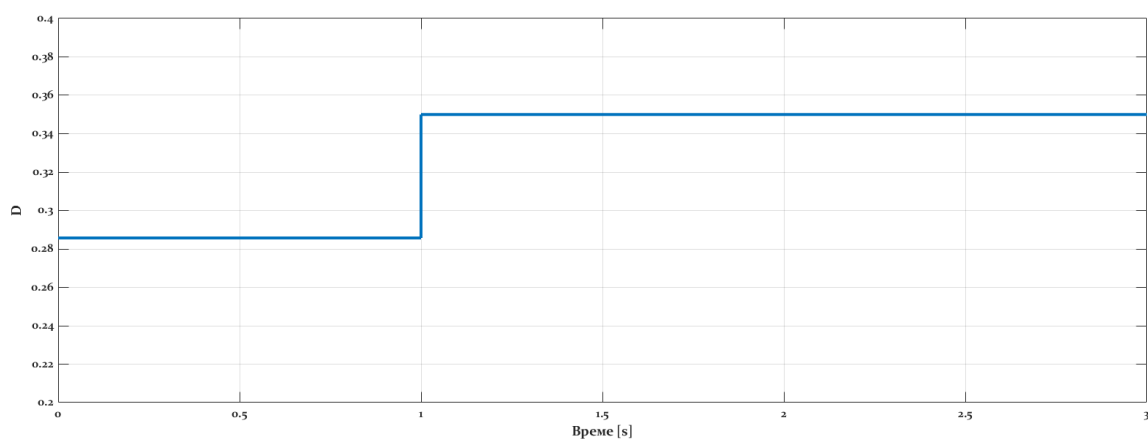
Слика 3.45 Блок за генерисање управљачких сигнала прекидачких компоненти

Превођењем задавања референце на фиксну вредност, ток нумеричке симулације прекидачког модела биће такав да ће у почетном тренутку бити задата референца 0.286 која треба да омогући режим рада без тока струје (размене енергије), а затим ће након 1 секунде бити задата референца фактора испуне од 0.35, као и у случају верификације модела у простору стања која је претходно спроведена. Имајући у виду захтевност нумеричке симулације прекидачког модела у погледу рачунарских ресурса, усвојиће се једна претпоставка која нема фундаментални утицај на резултате симулације, али значајно смањује њено трајање. Та претпоставка односи се на кондензаторе C_1 и C_2 , јер ће у прекидачком моделу бити претпостављено да су оба кондензатора напуњени и да је напон на њиховим крајевима 560 V и 160 V, респективно. На овај начин моћи ће да се прескочи време пуњења кондензатора које траје око 8 секунди, док прелазни процес након задавања

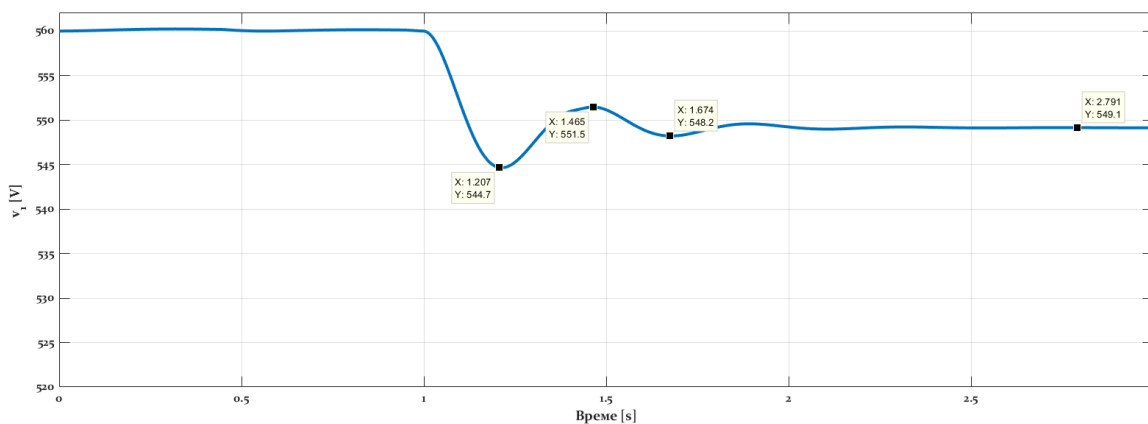
фактора испуне од 0.35 траје око 2 секунде. Одавде се види да је, с обзиром на чињеницу да је од интереса разматрање прелазног процеса, потпуно оправдано усвојити наведену претпоставку.

На слици 3.46 приказан је одзив односно референца фактора испуне који је коришћен током нумеричке симулације прекидачког модела трофазног једносмерног бидирекционог претварача. Уколико се упореде слика 3.40 и 3.46 јасно је да су коришћене исте вредности фактора испуне у оба случаја, те да је оправдано очекивати и исти или сличан одзив осталих промењивих.

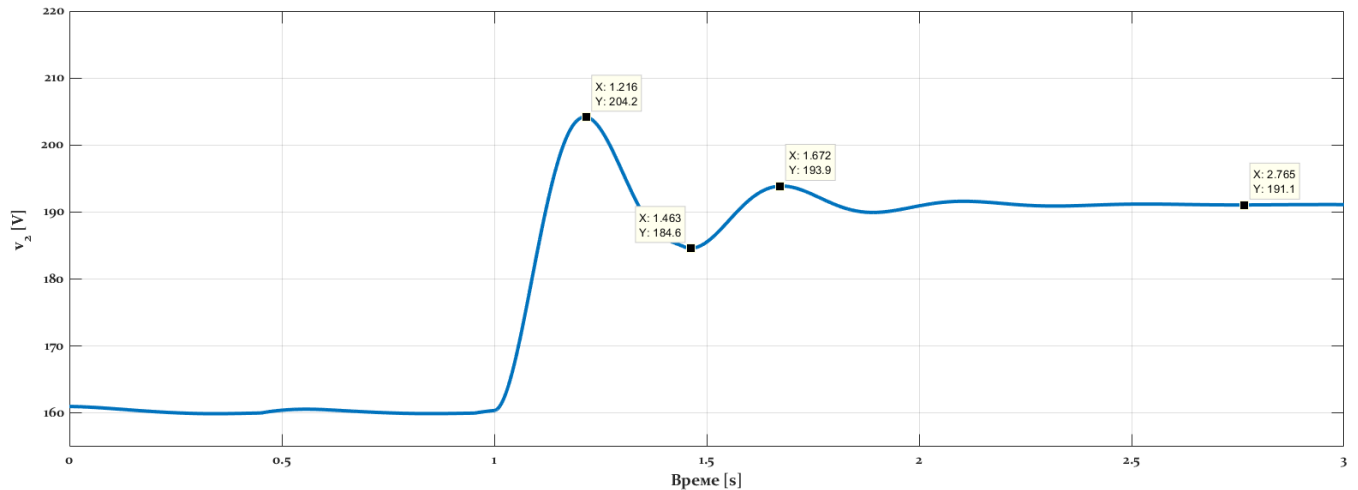
Одзив напона вишенпонског краја претварача током нумеричке симулације прекидачког приказан је на слици 3.47. На слици 3.48 приказан је одзив напона ниженпонског прикључка током нумеричке симулације, и ако се слике 3.47 и 3.48 упореде са сликом 3.42 у смислу облика, али и бројчаних вредности јасно је да су одзиви модела у простору стања и прекидачког модела идентични. Ова идентичност одзива два модела потврђује пре свега њихову конзистентност и показује да је могуће ове моделе користити за предвиђање понашања претварача у различитим радним режимима. Уколико је од интереса прелазни режим или устаљено стање, онда је у погледу рачунарских ресурса оправданије користити модел у простору стања. Са друге стране уколико је од интереса развој управљачке структуре претварача, анализе везане за прекидачке компоненте и сл., онда је неопходно користити прекидачки модел.



Слика 3.46 Референца фактора испуне коришћена током нумеричке симулације прекидачког модела

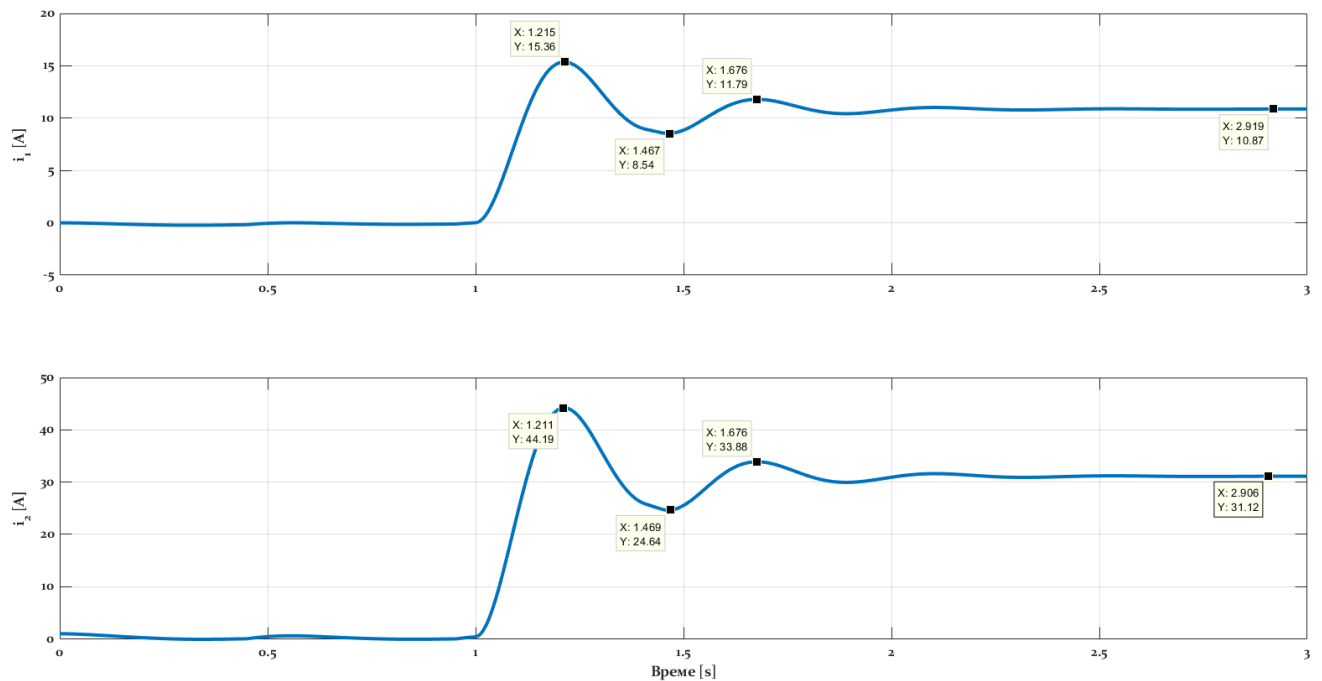


Слика 3.47 Динамички одзив напона вишенпонског краја претварача у прекидачком моделу

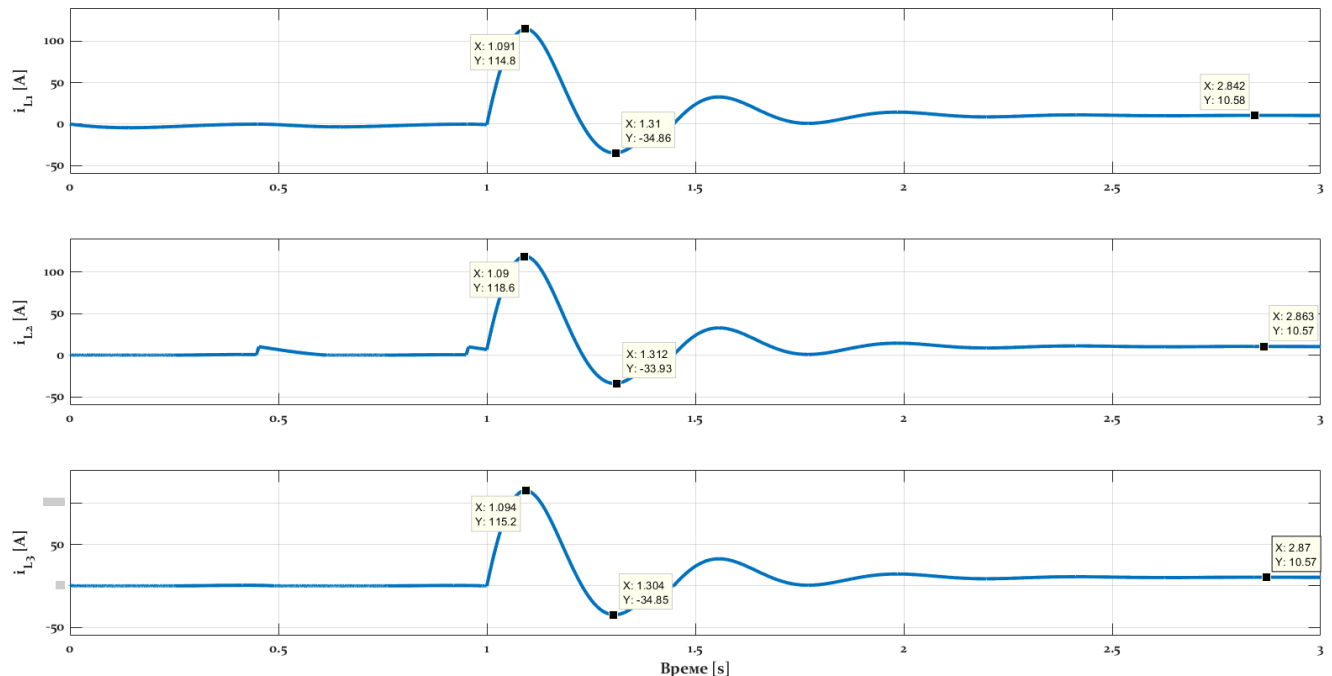


Слика 3.48 Динамички одзив напона ниженпонског краја претварача у прекидачком моделу

Претходни закључци потврђују се и на примеру одзива струја више и ниженпонског краја претварача, чији су одзиви приликом нумеричке симулације прекидачког модела приказан на слици 3.48. Поређењем слике 3.48 са сликом 3.43 јасно се може закључити да имајући у виду идентичност одзива, закључак донет на основу одзива улазног и излазног напона остаје валидан и у случају струје ниженпонског краја. Без потребе за додатним описивањем и поређењем на слици 3.49 дати су и одзиви фазних струја претварача током нумеричке симулације прекидачког модела, који такође верификују већ донети закључак уколико се упореде са одзивима на слици 3.41. Поређењем демонстрираним на примеру одзива улазних и излазних напона и струја завршена је верификација модела у простору стања и прекидачког модела. Сада је потребно постојећи прекидачки модел унапредити адекватном регулационом структуром.



Слика 3.49 Динамички одзив струје вишенпонског (горе) и ниженпонског (доле) краја претварача у прекидачком моделу



Слика 3.50 Динамички одзив фазних струје претварача у прекидачком моделу

Као последњи корак у овом поглављу биће приказана синтеза регулационе петље у прекидачком моделу трофазног једносмерног бидирекционог претварача, при чему ће повратна спрега бити затворена по фазним струјама. Додатно струје и напони више и ниженпонског краја претварача биће мерени у сврху заштите. Након што буде извршена синтеза струјне регулационе структуре, биће демонстриран њен рад на примеру претварача са два реална напонска извора на својим крајевима који је и до сада био разматран. Када се буде верификовао рад струјне регулационе петље, рад претварача и надређене регулационе структуре биће демонстриран и на примеру где је на ниженпонској страни повезан модел суперкондензатора.

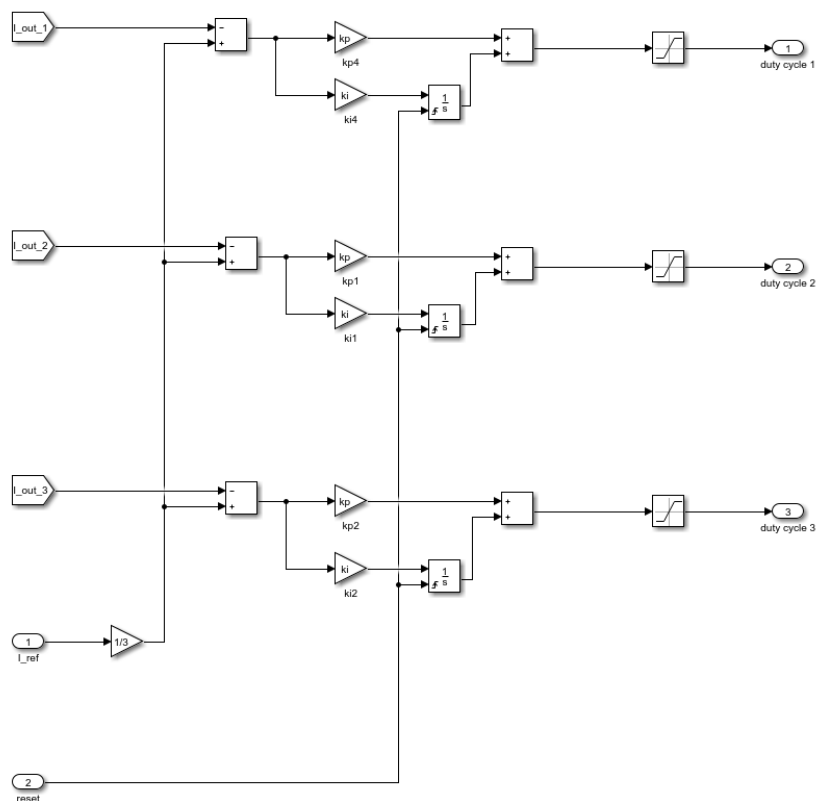
Потребно је пре него што се пређе на синтезу регулационе структуре још нагласити и то да ће у наставку бити унете одређене измене у прекидачки модел, које се односе на вредности пасивних компоненти. Наиме како је раније и наглашено капацитивност од 1 F за капацитивности на више и ниженпонском крају коришћена је само у сврху верификације модела у простору стања и прекидачког модела, и тада је наглашено да у практичном смислу нема сврхе користити кондензаторе ове вредности. Такође је речено да ће тачне вредности свих пасивних компоненте па и кондензатора на прикључцима претварача бити одређене у наредном поглављу, јер на њихову вредност утиче више фактора као што су прекидачка учестаност, жељена таласност излазног напона и сл. Како би се у последњем кораку који се односи на развој симулационог модела, прекидачки модел што више приближио параметрима реалног претварача за вредности капацитивности кондензатора на прикључцима претварача биће коришћена вредност капацитивности од 1 μF . Поред вредности капацитивности кондензатора на прикључцима претварача, потребно је прокоментарисати и вредност индуктивности пригушница. Наиме коришћена вредности од 15 mH је релативно велика, због чега су одзиви струја били без икаквих приметних осцилација односно без таласности. Наравно у практичној реализацији вредности индуктивности мораће бити значајно мање имајући у виду потребну струјну носивост пригушница. Зато ће и овде бити направљена измена те ће у наставку развијања симулационог модела бити коришћена вредност индуктивности од 100 μH . Још једном ће бити наглашено да је промена у избору

вредности пасивних компоненти извршена како би се кораку где се развија регулациона структура имала ситуација која је најближа оној која ће одговарати реалном претварачу, за кога ће пасивне компоненте бити пројектован у наредном поглављу. Дакле вредности које су сада одабране и даље служе у само сврху демонстрације нумеричке симулације прекидачког модела допуњеног струјном регулационом структуром. Као резултат промене вредности пасивних компоненти које су управо описане, биће неопходно прилагодити и прекидачку фреквенцију те ће у наставку бити коришћена вредности од 100 kHz.

Имајући у виду претходно напоменуте измене сада је потребно размотрити аспекте за синтезу регулационе структуре која ће вршити регулацију вредности струје између вишенAPONског и ниженапонског краја претварача. Један од очигледних начина за реализацију струјне контроле је мерење укупне струје на вишенAPONском или ниженапонском крају и увођење ове вредности у регулациону петљу. Са друге стране регулациона структура за управљање и контролу струје може се реализовати и имплементацијом засебних струјних регулатора сваке од фаза претварача. У овом тренутку предност неће бити дата ни једном од два решење, већ ће оба бити имплементирана а коначан закључак по овом питању биће дат на крају овог поглавља.

Реализација струјне регулационе петље биће започета од ситуације у којој се мере струје све три фазе, што значи да ће најпре бити имплементирана структура са три струјна регулатора. Регулатори ће бити засновани на класичној пропорционално-интегралној топологији каква је коришћена и код једнофазног једносмерног бидирекционог претварача. Параметри регулатора биће одређени пратећи *Ziegler-Nichols* методу, која се и раније показала као довољно добра за постизање нулте грешке у стационарном стању, задовољавајуће динамике и са минималним пребачајем током прелазног процеса регулисане величине.

На слици 3.51 приказана је конфигурација регулатора фазних струја трофазног једносмерног бидирекционог претварача. Са приказане слике је видљиво да се користи класична топологија пропорционално-интегралног регулатора за регулацију све три фазне струје. Задавање референце базира се на основу задате укупне струје која се жели имати, у блоку регулатора фазних струја који је приказан на слици задата вредност укупне струје се дели са 3, јер мора укупна струја мора бити распоређена на три фазе претварача. Делимично проблематична ситуација настаје када се зада референца струје од 0 А, јер претварача тада наизменично прелази из режима подизача у режим спуштача напона, те долази до осциловања и самих струја. Решење које у приказаном случају понуђено, а које се показало као валидно јесте ресетовање сва три интегратора онда када се зада нулта референца струје. На овај начин грешка која се акумулира као резултат осциловања струје око нулте вредности не игра улогу у варијацији фактора испуне.



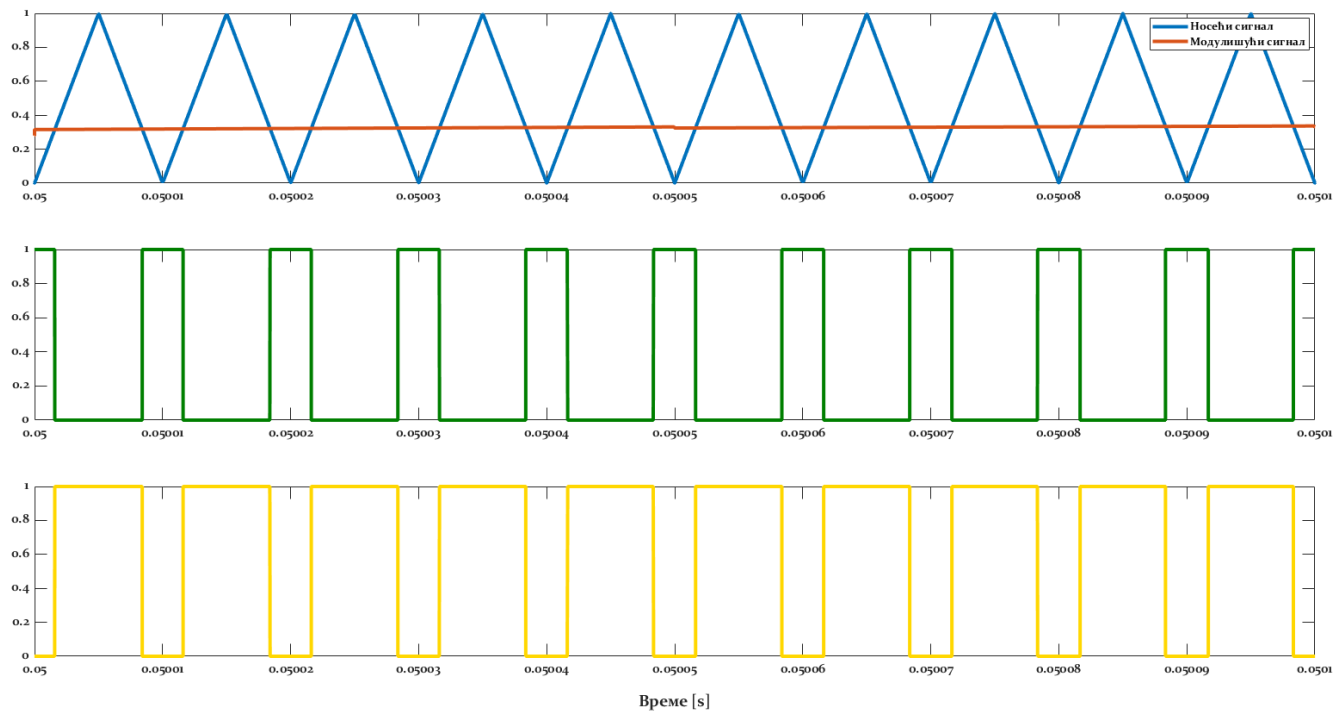
Слика 3.51 Регулациона структура намењена регулацији фазних струја претварача

Сад је потребно одредити вредности параметара струјних регулатора, које ће бити одређене по узору на претходно анализирани ЈБП претварач. Како је *Ziegler-Nichols* метода већ објашњена у 3.2.2, није неопходно још једном наводити кораке које ова метода подразумева. Зато су у табели 3.12 одмах приказане вредности пропорционалног и интегралног дејства, као и највећег пребачаја током одскочног одзива исказаном као проценат задате референтне вредности. Потребно је нагласити да су исте вредности параметара регулатора коришћене за све три фазне струје јер се претпоставља да су све три фазе претварача уравнотежене (имају идентичне параметре).

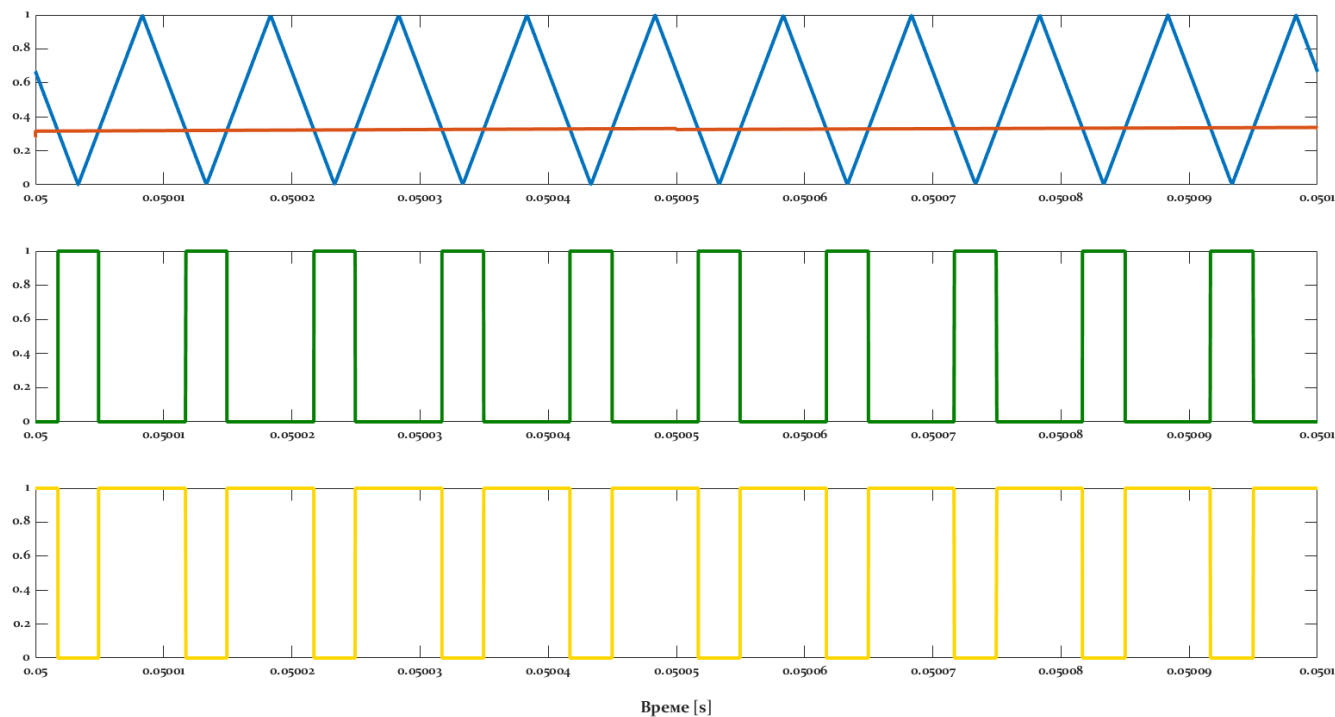
Табела 3.12. Параметри регулатора коришћени у нумеричкој симулацији и пребачај у одзиву

K_p	K_i	$e_{max} [\%]$
0.010	7	0.05

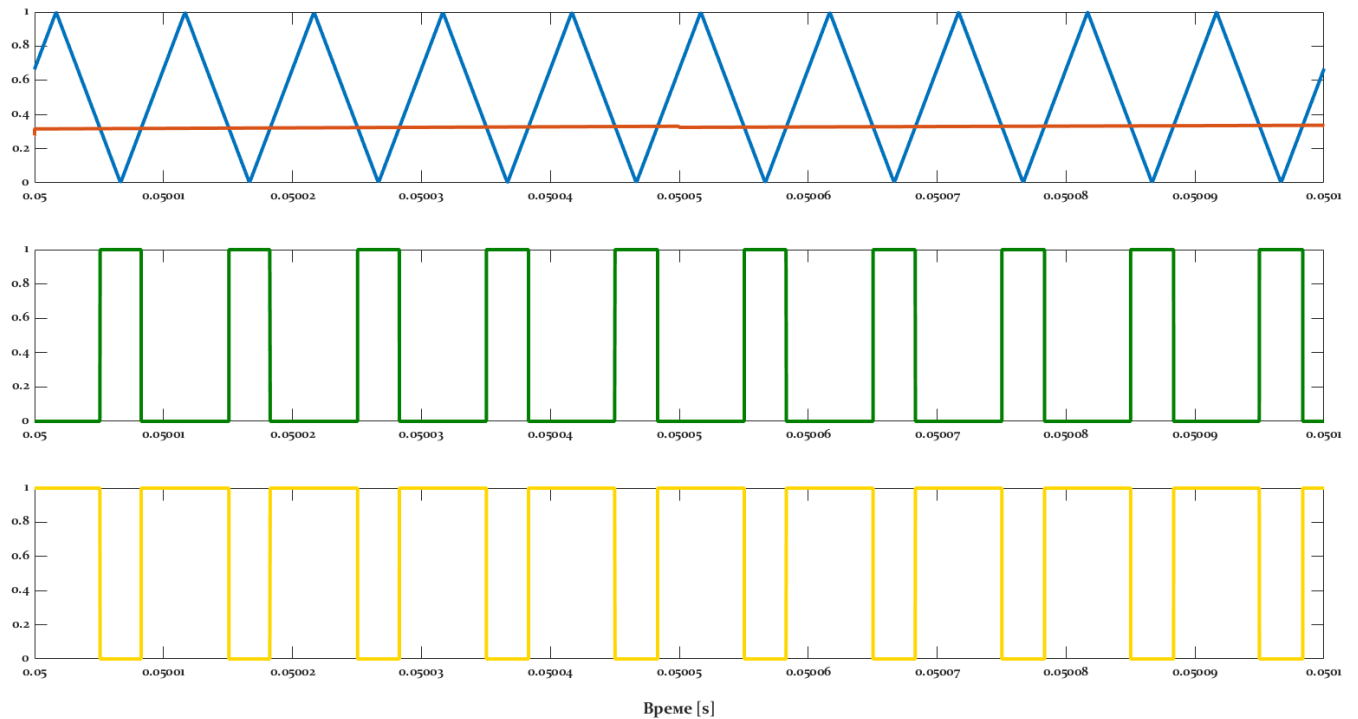
Из табеле 3.12 се може закључити, а у наредним параграфима ће бити и доказано, да одабрани регулатори на добар начин врше регулацију фазних струја, имајући пре свега у виду занемарљиво мали пребачај који се дешава током одзива на одскочну референцу. То значи да у овом кораку није потребно користити другачији приступ за одређивање параметара струјних регулатора, што не искључује могућност да ће за потребе физичке реализације претварача то бити потребно. На сликама 3.52-3.54 приказани су сигнали релевантни за управљање и контролисање прекидачких компоненти у гранам претварача. Јасно су на приказаним сликама уочљиви носећи и модулишући сигнали, као и сигнали за управљање прекидачким компонентама у гранам претварача.



Слика 3.52 Сигнали релевантни за управљање првом граном претварача: Носећи сигнал (плаво), модулишући сигнал (наранџасто), сигнал за контролу горње (зелено) и сигнал контролу доње (жуто) прекидачке компоненте

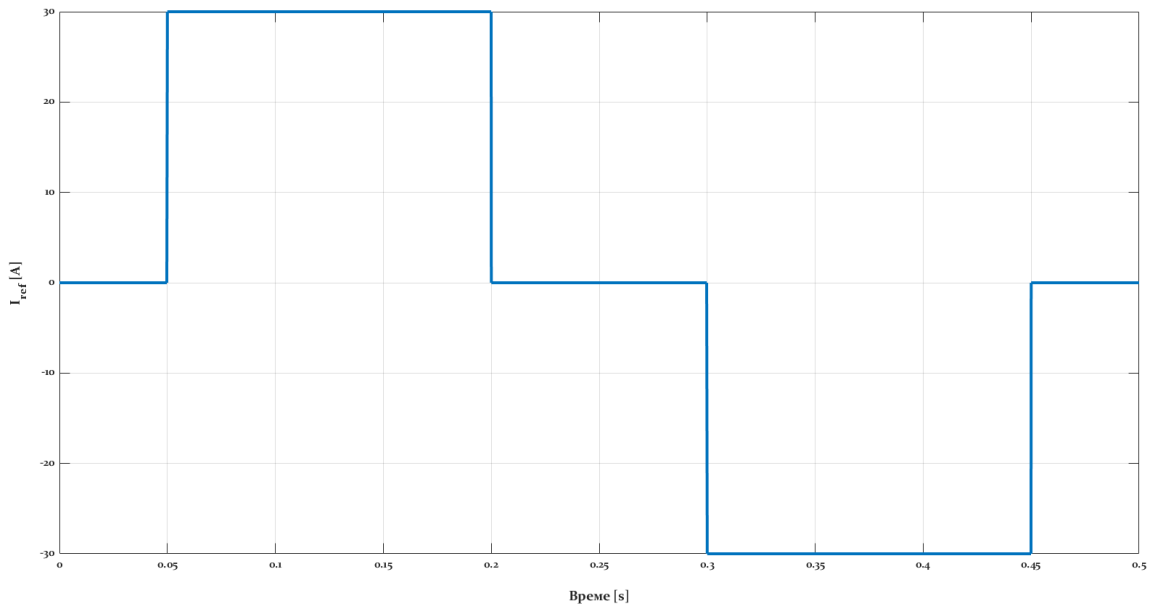


Слика 3.53 Сигнали релевантни за управљање другом граном претварача: Носећи сигнал (плаво), модулишући сигнал (наранџасто), сигнал за контролу горње (зелено) и сигнал контролу доње (жуто) прекидачке компоненте

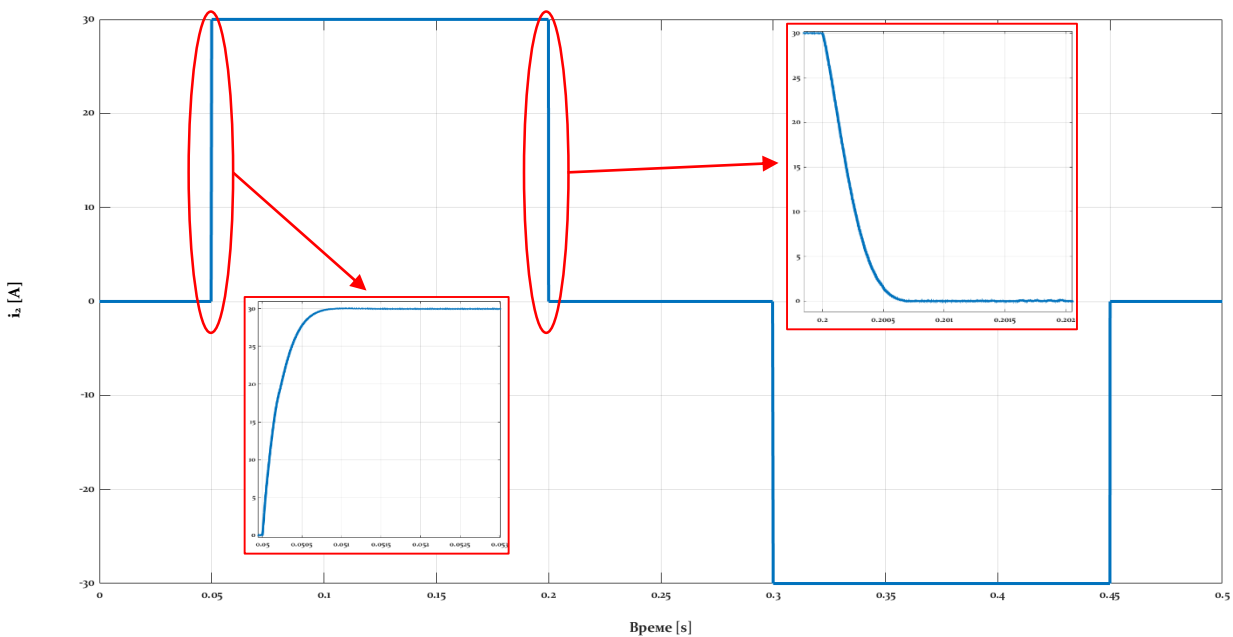


Слика 3.54 Сигнали релевантни за управљање трећом граном претварача: Носећи сигнал (плаво), модулишући сигнал (наранџасто), сигнал за контролу горње (зелено) и сигнал контролу доње (жута) прекидачке компоненте

Ако се претходно приказана слике упореде јасно је да постоји фазни померај од трећине периоде између сигнала за управљање радом прекидачких компоненти. Овај фазни померај обезбеђује пре свега значајно смањење таласности укупне струје на ниженапонској страни. Да би се ово демонстрирало, нумеричком симулацијом је третиран модел претварача при чему је задата референца на начин приказан на слици 3.55. Дакле ток нумеричке симулације подразумева да се на почетку зада нулта референца струје, затим референца од 30 А, затим нулта референца, затим референца од -30 А и на крају поново нулта референца. Оваквим профилем референтне струје се пролази кроз сва радна стања претварача, а чиме се директно врши верификација прекидачког модела претварача, али и струјних регулатора. Одзив укупне струје на задату референцу дат је на слици 3.56. На слици су такође приказани и увеличани сегменти релевантни за оцену квалитета одзива, односно за оцену квалитета рада струјних регулатора. На основу одзива укупне струје видљиво је да се у приказаној ситуацији има скоро апериодичан одзив, при чему је како је раније речено максимална вредност пребачаја 0.05% референтне вредности, што је свакако занемарљиво мала вредност.



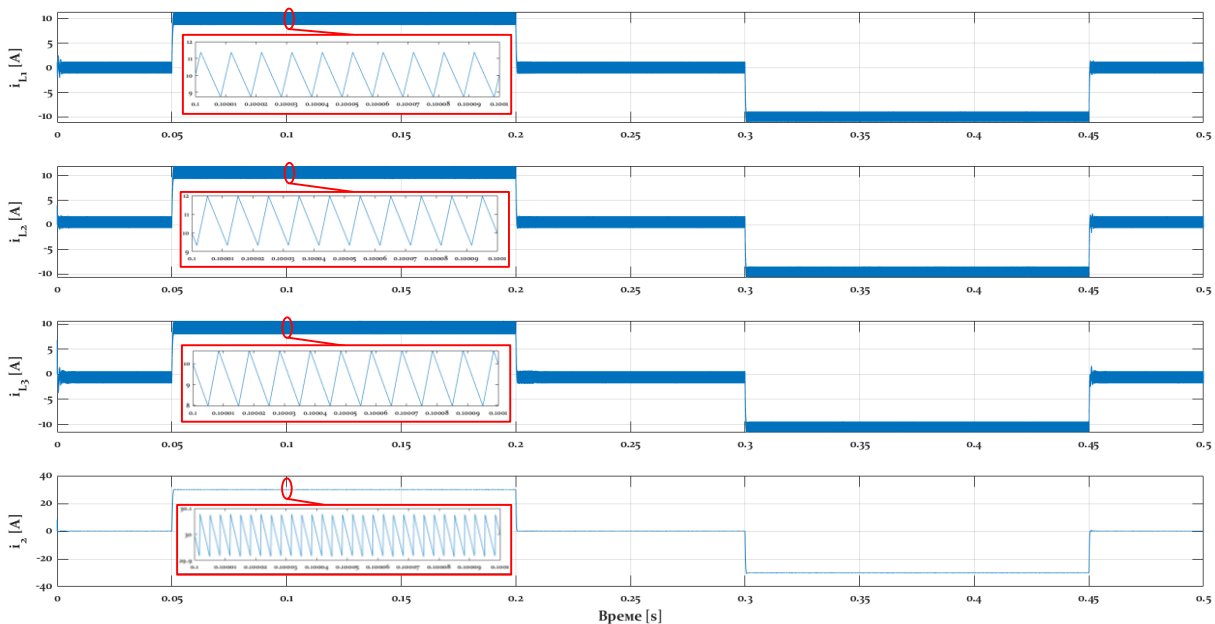
Слика 3.55 Референтна вредност укупне струје током нумеричке симулације прекидачког модела претварача



Слика 3.56 Одзив укупне струје на ниженпонској страни у нумеричкој симулацији

Сада је неопходно анализирати одзиве фазних струја које су директно регулисане од стране регулатора, за разлику од укупне струје која је у овом случају индиректно регулисана. Имајући у виду да је задата референца од 30 A (у оба смера) то се онда мора очекивати вредност струје од 10 A (у оба смера) у свакој од фаза претварача. На слици 3.57 приказан је одзив све три струје током симулираног периода, а у сврху могућности поређења на истој слици приказан је и одзив укупне струје. Оно што се одмах може приметити јесте да је таласност фазних струја знатно израженија у односу на таласност укупне струје. Ако се посматрају већани сегменти јасно се може видети да је таласност фазних струја нешто већа од 2 A, док је таласност укупне струје мања од 0.2 A. Како је раније и наглашено значајно смањење таласност струје представља једну од главних

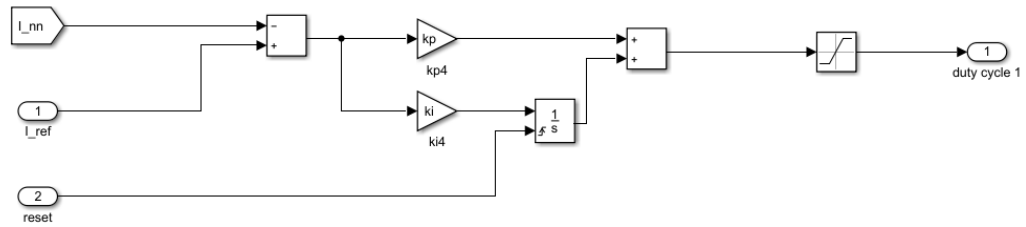
предности ТЈБП претварача. Приказаном сликом на примеру нумеричке симулације демонстрирана је управо ова његова особина.



Слика 3.57 Одзиви фазних струја и укупне струје на ниженпонској страни претварача током нумеричке симулације

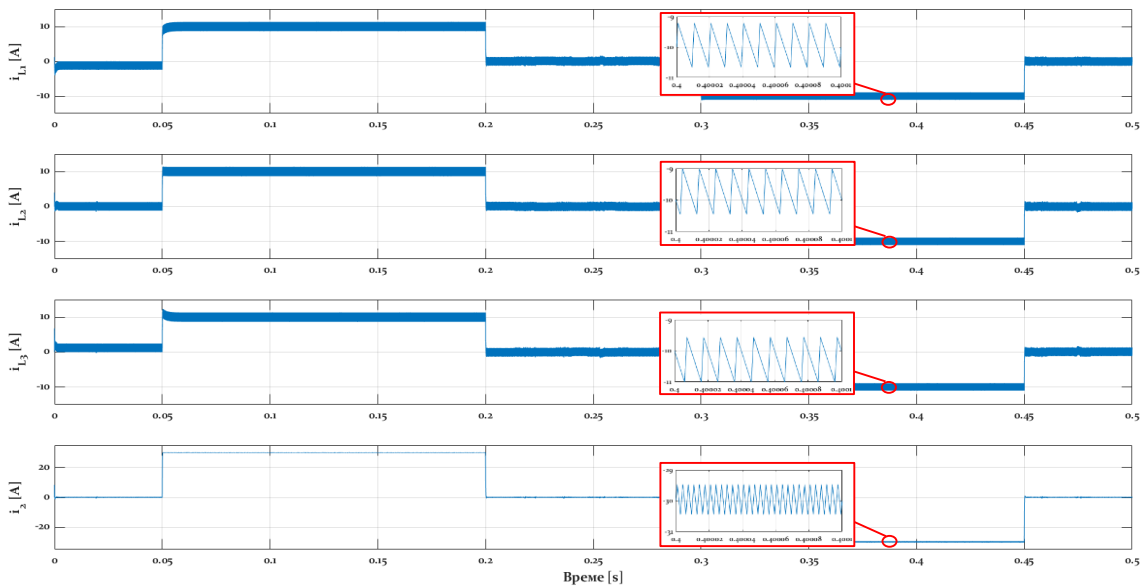
На основу до сада изнетих закључака до којих се дошло базирајући се на одзивима добијеним из нумеричке симулације потврђено је да су параметри три струјна регулатора фазних струја адекватно одабрани, као и то да је таласност укупне струје i_2 значајно мања у односу на таласност фазних струја. Враћајући се на сам почетак сегмента који се односи на нумеричку симулацију потребно је сетити се да постоји могућа реализација регулационе структуре за регулацију струје која се заснива на мерењу једне струје (на пример ниженпонског краја). Потребно је испитати и ту могућност, а како је већ верификовано да развијени прекидачки модел адекватно одсликава понашање разматраног претварача, испитивање могућности за регулацију струје на основу једног мерења биће управо и верификовано коришћењем нумеричке симулације прекидачког модела претварача.

За потребе верификације рада и функционалности струјне регулационе структуре која се базира на мерењу једне струје (ниженпонски крај) изнова су одређени параметри регулатора, док је сама конфигурација регулатора приказана на слици 3.58. Са слике је јасно да у принципском смислу, не постоји разлика између струјног регулатора једне фазе у претходно анализираном случају и струјног регулатора у случају који се сада разматра. Оно што јесте било неопходно урадити, јесте изнова одредити параметре регулатора како би се добили одзиви што ближи аperiодичном одзиву. С тим у вези одређене су нове вредности пропорционалног и интегралног дејства које у овом случају износе 0.013 и 6.8, респективно. Одмах је видљиво да су вредности параметара регулатора у овом случају блиске вредностима параметара регулатора које су одређене за претходно анализирани случај.



Слика 3.58 Пропорционално-интегрални регулатор у склопу струјне регулације струје на ниженапонском крају претварача

Задавањем истог профила референтне струје добијају се одзиви фазних струја и укупне струје (на ниженапонској страни) приказани на слици 3.59. Одмах се може приметити да је таласност фазних струја, као и укупне струје непромењена у односу на претходни случај. Такође одзив укупне струје прати аperiодичан облик одзива при чему поново постоји занемарљиво мали пребачај.

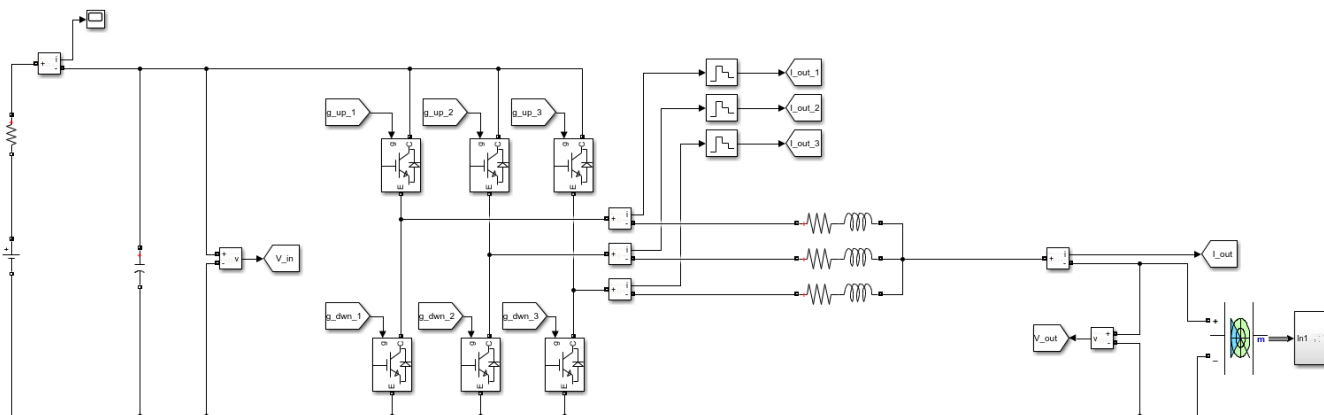


Слика 3.59 Одзиви фазних струја и укупне струје у случају регулације струје на основу мерења струје у првој фази

Са слике 3.59 видљиво је најпре то да је таласност фазних струја око 2 А, док је таласност укупне струје око 0.2 А. Овим је доказано да у погледу таласности струје ништа није промењено у односу на претходну ситуацију, што је и очекивано, јер је величина таласности укупне струје пре свега последица одабране прекидачке фреквенције, вредности пригушница и фазног помераја у струјама грана. Са друге стране природа одзива фазних струја се делимично променила, имајући у виду чињеницу да је одзив струје прве фазе тром, односно да након одзива на одскочну референцу споро улази у стационарно стање. Струја друге и треће фазе имају одзив са пребачајем. Укупна струја има аperiодичан одзив и занемарљиво мали пребачај, на основу чега се може закључити да је у случају регулације струје на основу само једног мерења могуће постићи адекватну регулацију, али да се у том случају природа одзива фазних струја може разликовати од аperiодичног одзива, међутим како је у поменутом примеру показано та разлика није доминантна. Овде ће се истаћи и чињеница да, уколико се користи мерење у самој једној фази претварача, није могуће реализовати електронску прекострујну заштиту те се може закључити да није упутно реализовати прототип претварача са само једним струјим мерењем. Имајући ово у виду будућа разматрања ће се базирати мерењу струје у свим фазама.

По сличном принципу који је управо демонстриран могуће је реализовати и регулациону струјну петљу у којој се регулише струја на вишенпонској страни претварача. У квалитативном смислу нема разлике између регулације струје мерењем на вишенпонском у односу на мерење струје на ниженапонском крају претварача. Једини фактор који може резултовати преферирањем једне изведбе у односу на другу може произлазити из саме апликације у којој је претварач примењен.

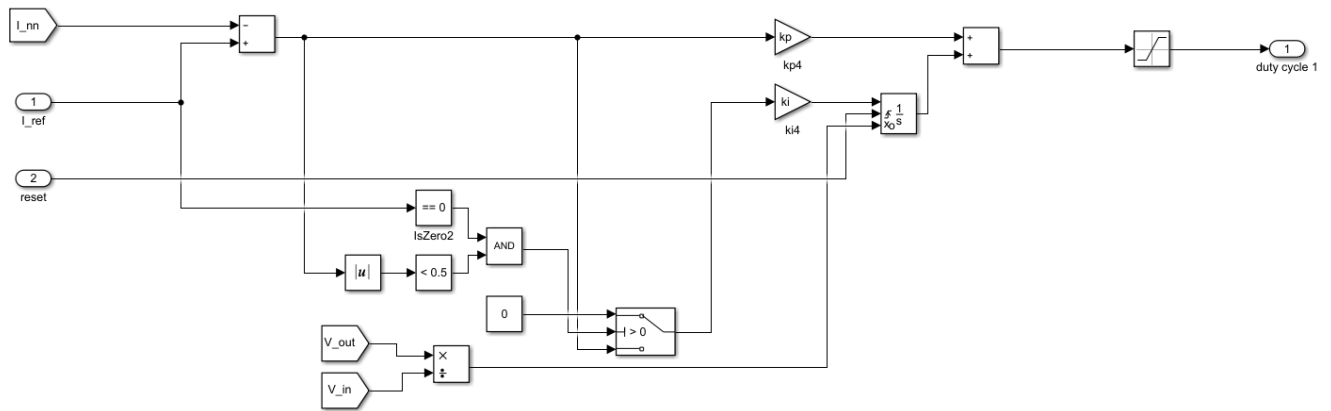
Сада ће приказана регулациона структура бити третирана у случају када је на ниженапонском крају претварача повезан суперкондензатор. На слици 3.60 приказан је прекидачки модел са суперкондензатором повезаним на ниженапонском крају претварача. Вишенпонски крај је и даље повезан са реалним напонским извором који би у овом случају требао да моделује једносмерно међуколо инвертора који напаја електромоторни погон електричног возила. Остатак прекидачког модела у смислу регулатора, мерења и регулационе структуре у потпуности одговара прекидачком моделу који је последњи анализиран. Оно што је било неопходно урадити јесте прилагођавање параметара пропорционално-интегралног регулатора у склопу струјне регулационе петље, тако да су у случају нумеричке симулације прекидачког модела са слике 3.60 пропорционално и интегрално дејство имали вредности 0.0082 и 4.51, респективно.



Слика 3.60 Прекидачки модел претварача са суперкондензатором повезаним на ниженапонском крају

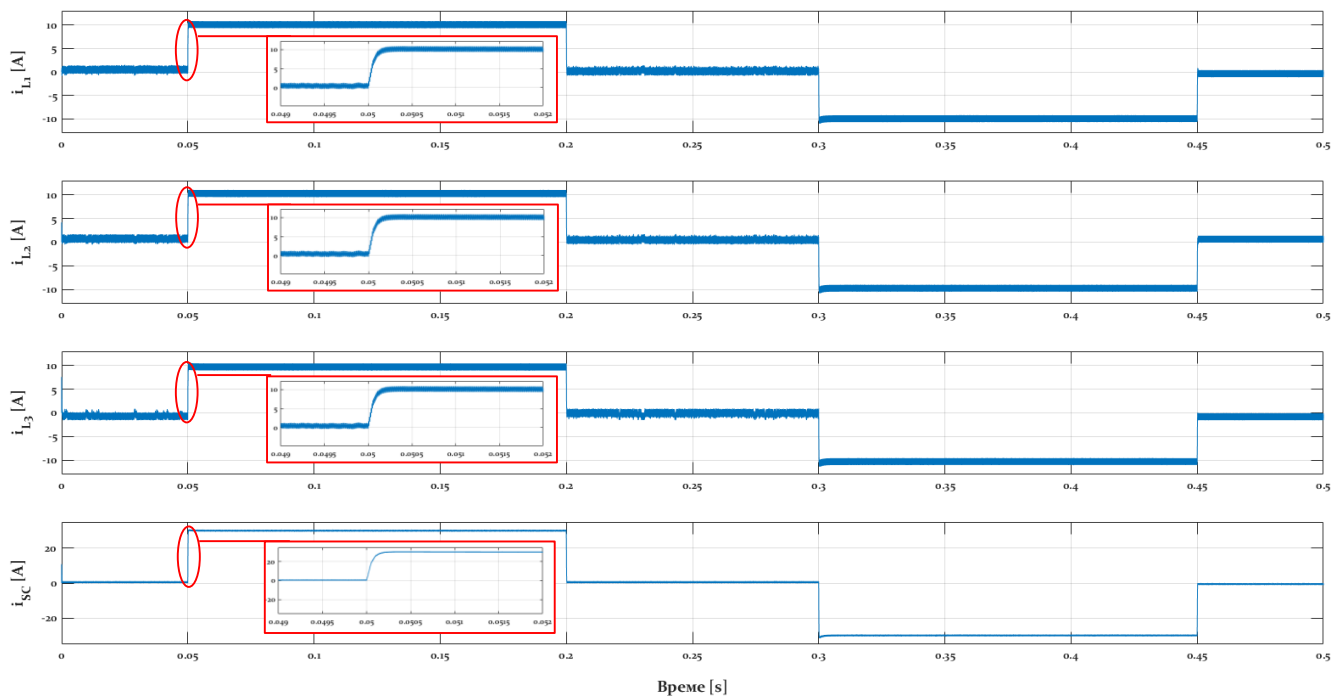
Профил струје који је у симулацији наметнут у потпуности одговара профилу који је раније коришћен за верификацију претходно анализираних прекидачких модела, а приказан је на слици 3.55. Параметри суперкондензатора релевантни за симулацију одабрани су тако да је његова капацитивност 6 F, а напон на почетку симулације 80 V док је редна отпорност 0.2 Ω . Напон на кондензатору могао је бити одабран произвољно јер он не утиче на параметре регулатора већ само одређује радну тачку претварача у смислу фактора испуне. Овом се нумеричком симулацијом дефинитивно демонстрира адекватност одабраног једносмерног претварача у апликацији која подразумева коришћење батеријског или складишта енергије заснованог на суперкондензатору, што је и основна интенција свих до сада спроведених разматрања.

Оно што је потребно нагласити пре анализе одзива из нумеричке симулације прекидачког модела претварача са суперкондензатором, јесте то да је у моделу направљена измена у односу на претходно анализирани случајеви. Ова измена односи се на имплементирање својеврсног механизма против „намотавања“ интегратор како би се обезбедило да током периода када је задата нулта референца не би долазило до непотребне реакције струјног регулатора и непотребног нагомилавања грешке. На слици 3.61 приказана је конфигурација новог пропорционално-интегралног регулатора.

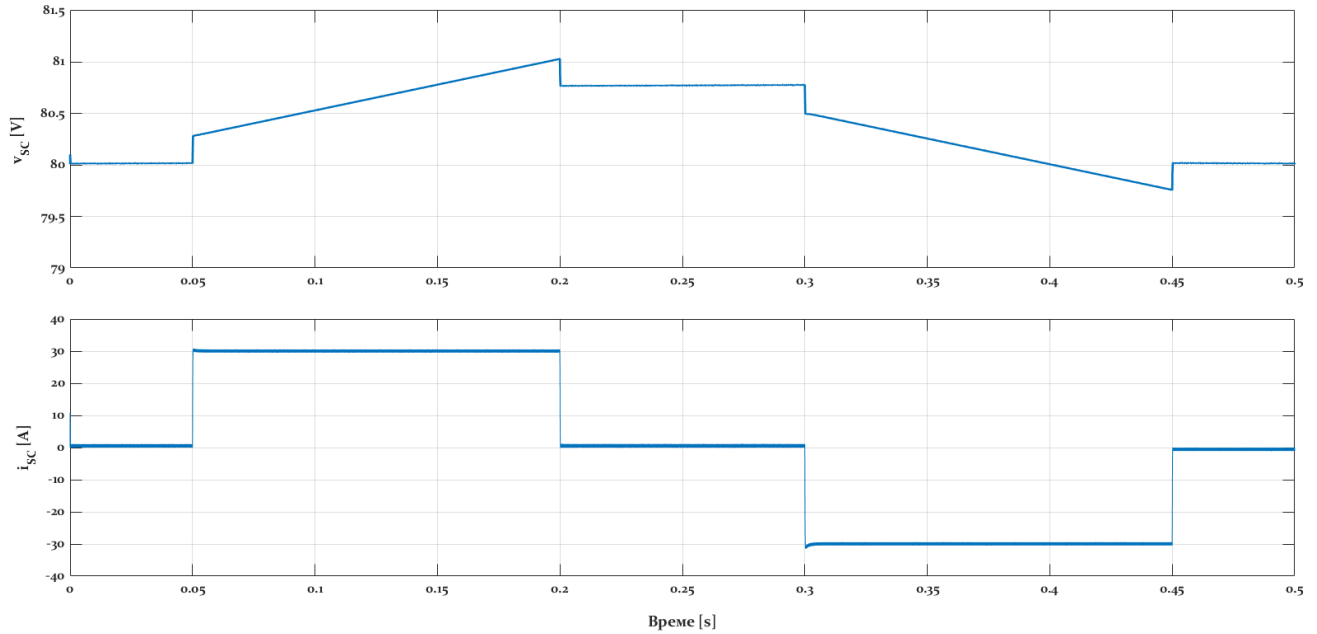


Слика 3.61 Струјни регулатор са имплементираним механизмом против акумулације грешке при нулој струји

Одзиви фазних струја и струје суперкондензатора дати су на слици 3.62. Видљиво је са приложене слике да су одзиви апериодични и код фазних струја и код струје суперкондензатора, те се може одмах закључити да су параметри струјног регулатора адекватно одабрани. Са друге стране видљиво је и то да и у случају када је суперкондензатор повезан на ниженпонски прикључак, претварач задржава своје перформансе како по питању природе одзива тако и по питању таласности струје ниженпонског краја. На слици 3.63 приказан је одзив напона и струје суперкондензатора, са које се јасно виде режими пуњења и пражњења. Због расположивих рачунарских ресурса спроведена симулација је трајала само 0.5 секунди, али то је сасвим довољно да би се извела коначна оцена о валидности прекидачког модела и у овој ситуацији.



Слика 3.62 Одзиви фазних струја и струје суперкондензатора током нумеричке симулације прекидачког модела ТЈБП претварача

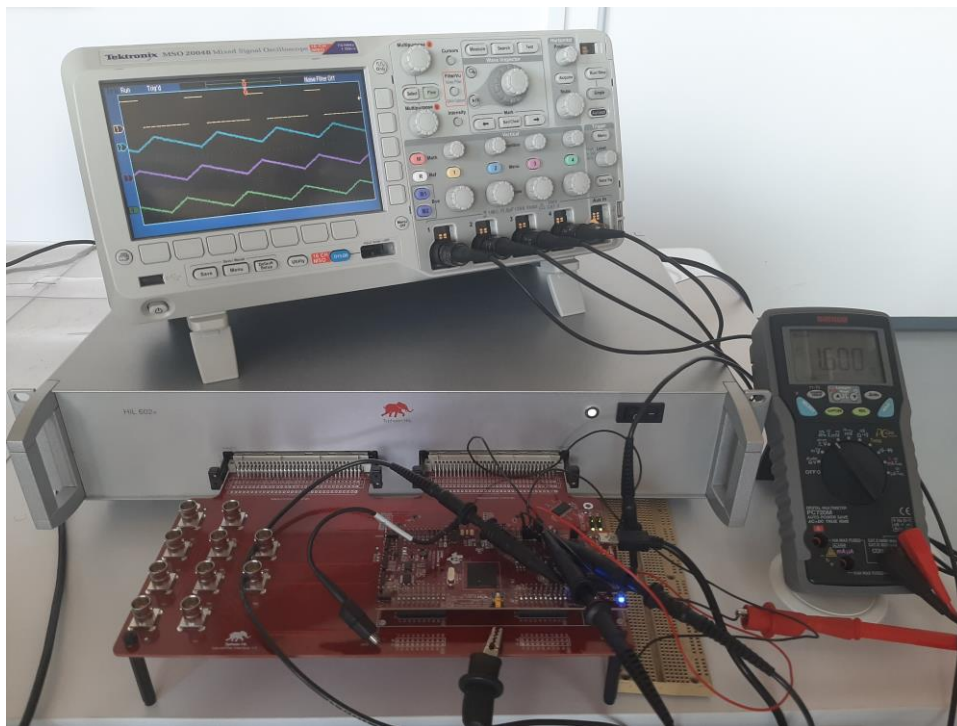


Слика 3.63 Одзив напона (горе) и струје (доле) суперкондензатора током симулираног периода

Када је реч о моделовању трофазног једносмерног бидирекционог претварача до овог тренутка је извршена синтеза и верификација усредњеног и динамичког модела у простору стања као и прекидачког модела. За верификацију је коришћено нумеричко симулационо окружење *Simulink* и сви добијени резултати показали су да развијени модели на очекиван и предвидљив начин репрезентују понашање разматраног претварача како у ситуацији када је на ниженапонској страни повезан реалан напонски извор, тако и у ситуацији када је повезан суперкондензатор. Додатно, развијена је и струјна регулациона структура и то на примеру мерења три фазне струје и на примеру мерења укупне струје ниженапонског краја претварача. Показано је да се задовољавајући резултати могу постићи коришћењем мањег боја мерења струје, што представља веома важан закључак за развој реалног претварача, али тај закључак треба верификовати и експериментално. Уз то треба имати у виду и чињеницу да се са смањеним бројем струјних мерења губи могућност заштите гране претварача од преоптерећења. Оно што преостаје да буде урађено у домену моделовања јесте верификација развијеног модела и регулационе структуре на *HIL* платформи, чиме ће у потпуности бити верификован како модел тако и регулациона структура која је развијена. Овде је потребно још напоменути и то да развијена струјна регулациона структура не представља крајњи домет регулације претварача, већ напротив представља само први корак у синтези напредне регулационе структуре која подразумева управљање токовима енергије унутар хибридног електричног складишта. Како за сада вредности стварних параметара претварача нису одређене, модел који ће бити имплементиран на *HIL* платформи одговараће по својој структури и вредностима параметара моделу који су претходно демонстрирани на примеру *Simulink* симулационог окружења. Основни циљ верификације на *HIL* платформи, истог модела који је већ верификован у *Simulink*-у јесте пре сва провера и потврда конзистентности одзива и понашања струјне регулационе петље. Након што у наредним поглављима буду прецизно дефинисани сви хардверски елементи претварача биће могуће спровести сличне анализе, користећи се новим подацима. Међутим првенствена сврха верификације модела претварача путем симулације и коришћењем *HIL* платформе јесте провера постојања потенцијалних фундаменталних грешака у регулационој структури или самом концепту претварача. Други аспекти као што су параметри регулатора, таласност струје или динамика одзива неке

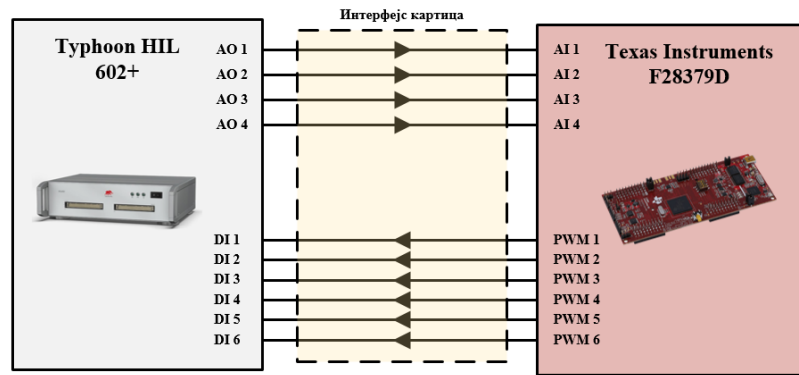
релевантне величине, представљају проблеме који се могу адресирати, а потенцијално и боље сагледати на самом прототипу претварача енергетске електронике, односно током његовог лабораторијског тестирања.

Платформа *Turhoon HIL* која ће бити коришћена за верификацију модела претварача приказана је на слици 3.64. Основна карактеристика приказане платформе јесте то што са једне стране омогућава реализацију модела претварача у реалном времену, док са друге стране нуди могућност довођења сигнала за управљање прекидачким компонентама са реалног контролног система. Управо ове две функционалности даће фундаментално унапређење одзива модела у смислу веродостојности у односу на одзиве добијене коришћењем *Simulink*-а.



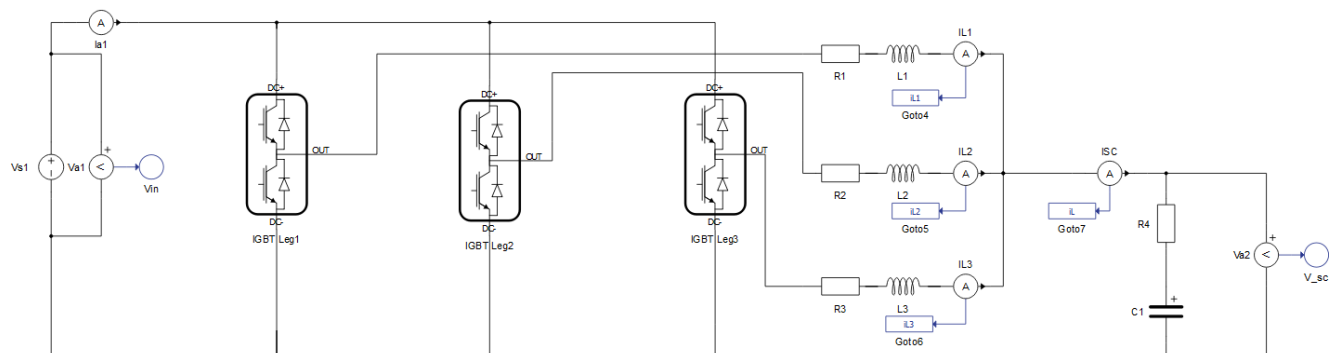
Слика 3.64 *Turhoon HIL* платформа за тестирање модела разматраног претварача

Принципска конфигурација *Turhoon HIL* платформе и одговарајуће контролне картице, које ће бити предмет наредне анализе приказана је на слици 3.65. Још једном се напомиње да су вредности свих параметара модела идентичне оним коришћеним током верификације модела у *Simulink*-у. Основна претпоставка од које се полази јесте да се очекују слични одзиви који су и раније добијени, што ће потврдити адекватност претходно анализираних модела и валидност имплементиране струјне регулационе петље. Такође треба нагласити да се у овом тренутку неће детаљно разматрати контролни систем на коме је имплементиран софтверски алгоритам за генерисање управљачких сигнала. Овај аспект биће обрађен касније, али оно што треба истаћи јесте да не постоји суштинска разлика између алгоритма коришћеног у *Simulink* моделу и ономе што ће сада бити коришћено за верификацију. Са слике 3.65 је јасно да се са *Turhoon HIL* платформе контролном систему враћају сигнали струја у аналогној форми, док се са контролне картице ка *Turhoon HIL* платформи шаљу управљачки сигнали за свих шест прекидачких компоненти претварача. Дакле имајући у виду презентовану топологију, јасно је да се употребом такве хардверске конфигурације може постићи реализација управљачке структуре базиране на затвореној спрези по струји, као што је то претходно урађено и на примеру нумеричке симулације.



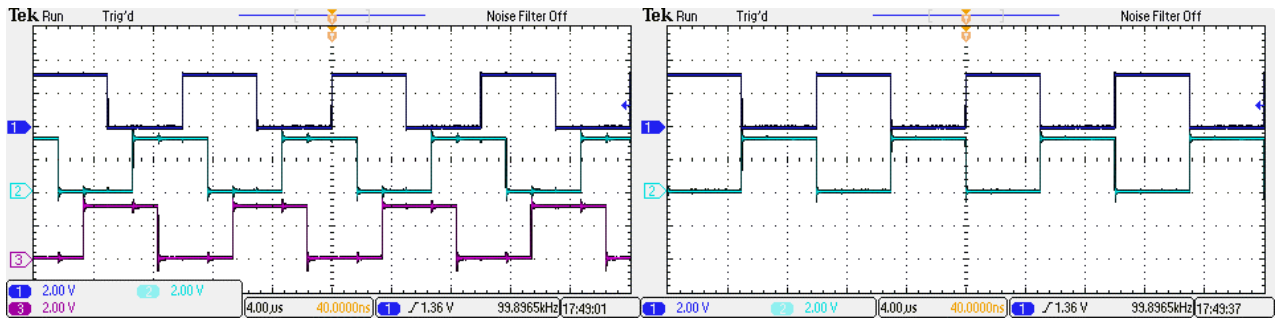
Слика 3.65 Принциписки приказ топологије за верификацију коришћењем *Typhoon HIL* платформе

Да би *Typhoon HIL* платформа могла да се активно користи, најпре је потребно развити одговарајући модел хардверског дела структуре разматраног претварача. На слици 3.66 приказан је модел претварача развијен у софтверском окружењу *Typhoon HIL Control Center*. На приложеној слици видљиви су сви релевантни елементи хардверске топологије почевши од прекидачких компоненти, преко пасивних компоненти до модела суперкондензатора. Видљиви су такође и одговарајући блокови за мерење електричних величина попут фазних струја и укупне струја на ниженапонској страни, као и напона на прикључцима суперкондензатора.



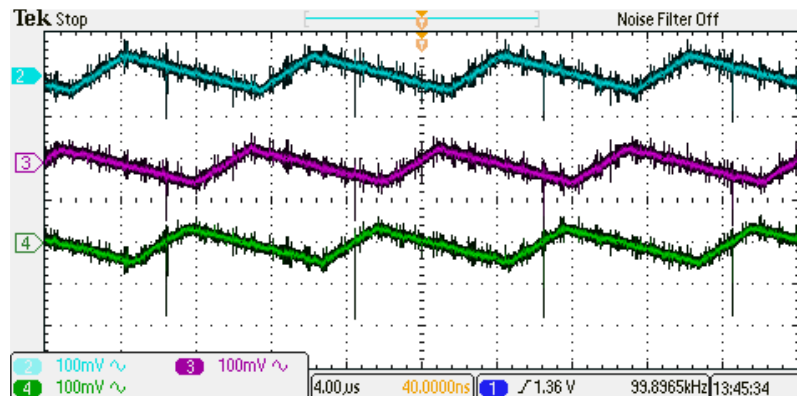
Слика 3.66 Модел хардверске топологије ТЈП претварача развијене у *Typhoon HIL Control Center*-у

Најпре ће бити потврђено да се са контролног система при нултој референци струје задају одговарајући контролни сигнали, а ту сврху коришћен је 4-канални осцилоскоп Tektronix MSO 2004В. Имајући у виду физичко ограничење у броју канала који се истовремено могу посматрати на коришћеном осцилоскопу на слици 3.67 приказан су два одвојена снимка екрана осцилоскопа. Леви снимак са три сигнала приказује управљачке сигнале горњих прекидачких компоненти за све три фазе. Са ове слике могуће је уочити да постоји одговарајући фазни померај између управљачких сигнала трију фаза, као и да фактор испуне одговарају ситуацији са нултом разменом енергије. Са друге стране на слици десно приказани су управљачки сигнали горње и доње прекидачке компоненте за прву фазу. Јасно је да су два сигнала комплементарна, као и да исти принцип комплементарности важи за преостале две фазе. Са приложених слика закључује се да су генерисани управљачки сигнали одговарајући и да се могу користити за верификацију модела претварача и реализоване контролне структуре.



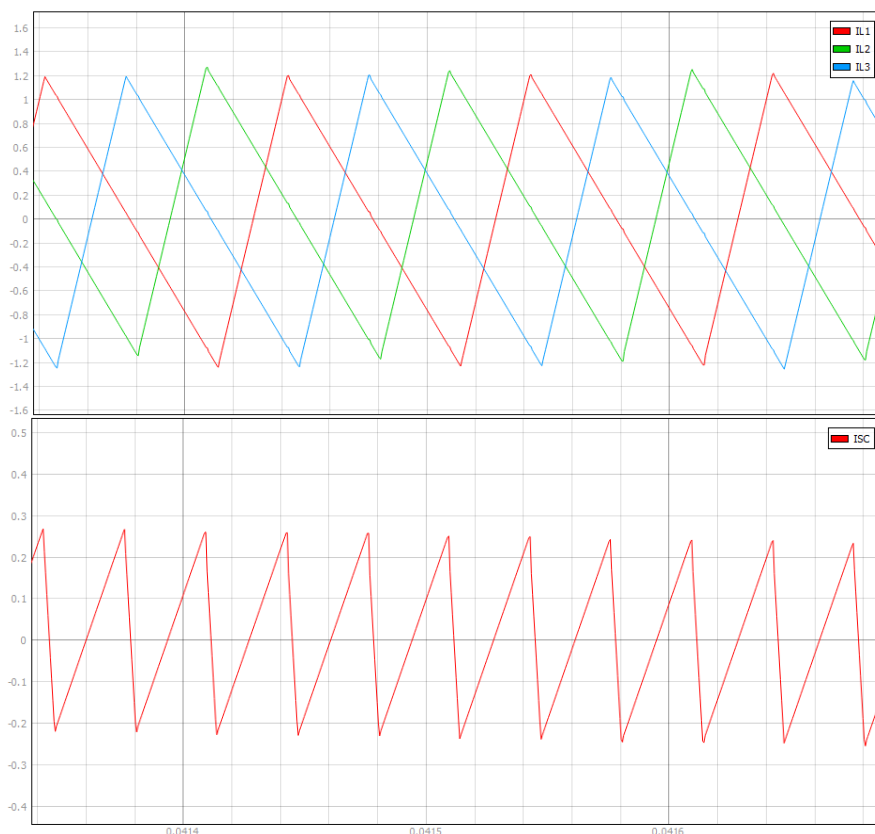
Слика 3.67 Осцилоскопски снимак управљачких сигнала горњих компоненти претварача за све три фазе (лево) и комплементарних управљачких сигнала прве фазе (десно) претварача

Такође коришћењем осцилоскопа могуће је снимити мерне сигнале фазних струја које се преко аналогних канала размењују између *Turphoon HIL* платформе и контролне картице. На слици 3.68 приказани су сигнали мерени на аналогним каналима намењеним за размену вредности мерених фазних струја. Приказане струје имају очекивани облик при чему је средња вредност нула, имајући у виду да се у овом тренутку снимци свих величина базирају на ситуацији када је задата нулта референца струје. Ово додатно потврђује да се и хардверски модел и регулациона структура понашају очекивано, барем у радном режиму без размене енергије. Наравно у циљу верификације модела у свим релевантним радним режимима, презентована поставка биће подвргнута стандардном профилу струје који је и раније коришћен, а чија је основна сврха да се претварач проведе кроз режиме подизача и спуштача напона.



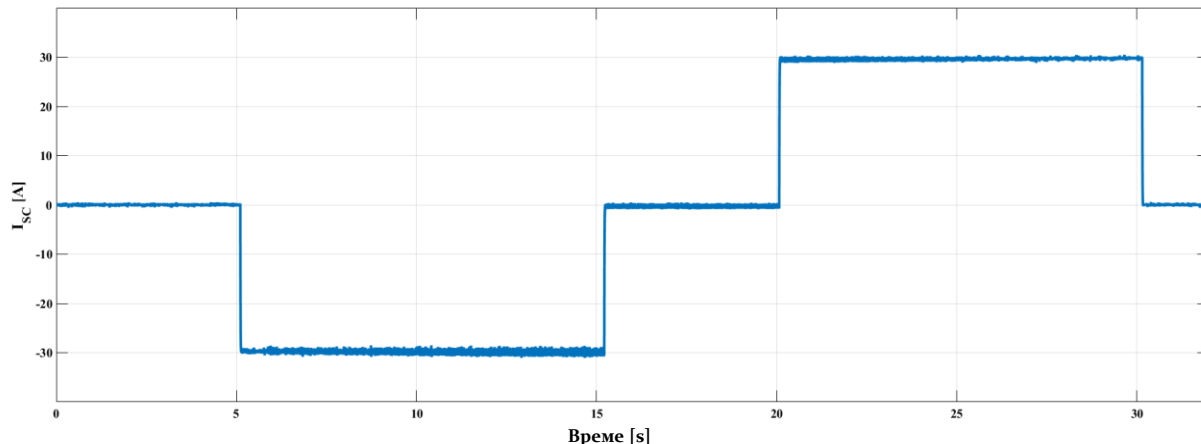
Слика 3.68 Сигнали мерених струја који се размењују између *Turphoon HIL* платформе и контролне картице

Исти сигнали струје који су приказани на слици 3.68 могу се снимити и коришћењем алата доступних у *Turphoon HIL Control Center*-у. На слици 3.69 приказан је снимак фазних струја претварача (горе) и снимак укупне струје суперкондензатора (десно). Са приложене слике лако се уочава да је таласност укупне струје ниженaponsког краја претварача значајно мања у односу на таласност фазних струја претварача. Такође види се и то да је средња вредност струја око нуле, што је и очекивано имајући у виду тренутно разматрани радни режим. Ово додатно потврђује веродостојност модела и конзистентност вредности које су претходно мерне коришћењем осцилоскопа.



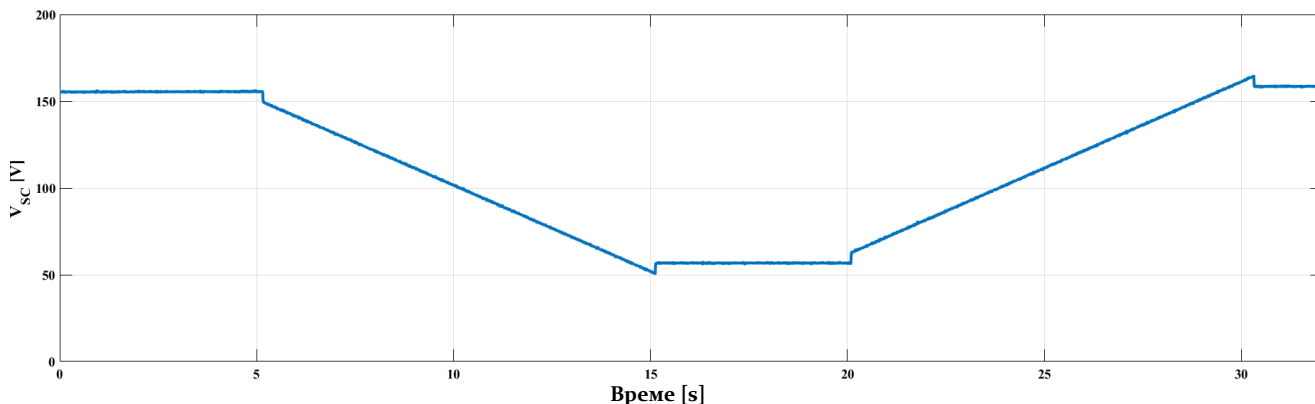
Слика 3.69 Фазне струје (горе) и струја суперкондензатора (доле) снимљене у *Typhoon HIL Control Center*-у

Сада ће поставка бити подвргнута струјном профилу као што је то учињено и са моделом претварача реализованом у *Simulink*-у. Претпоставка која ће овде бити усвојена јесте да је суперкондензатор напуњен до напона од 160 V, и да се најпре празни 10 секунди струјом од 30 A, након чега следи 5 секунди паузе без размене енергије. Након тога следи корак пуњења суперкондензатора струјом од 30 A у трајању од 10 секунди. Оваквим струјним профилем, као што је раније истакнуто претварач се проводи кроз све радне режиме. На основу одзива појединих величина који ће у наставку бити презентовани, може се донети коначан закључак о валидности модела претвара. С тим у вези на слици 3.70 дат је профил усредњене вредности струје суперкондензатора, током трајања теста.

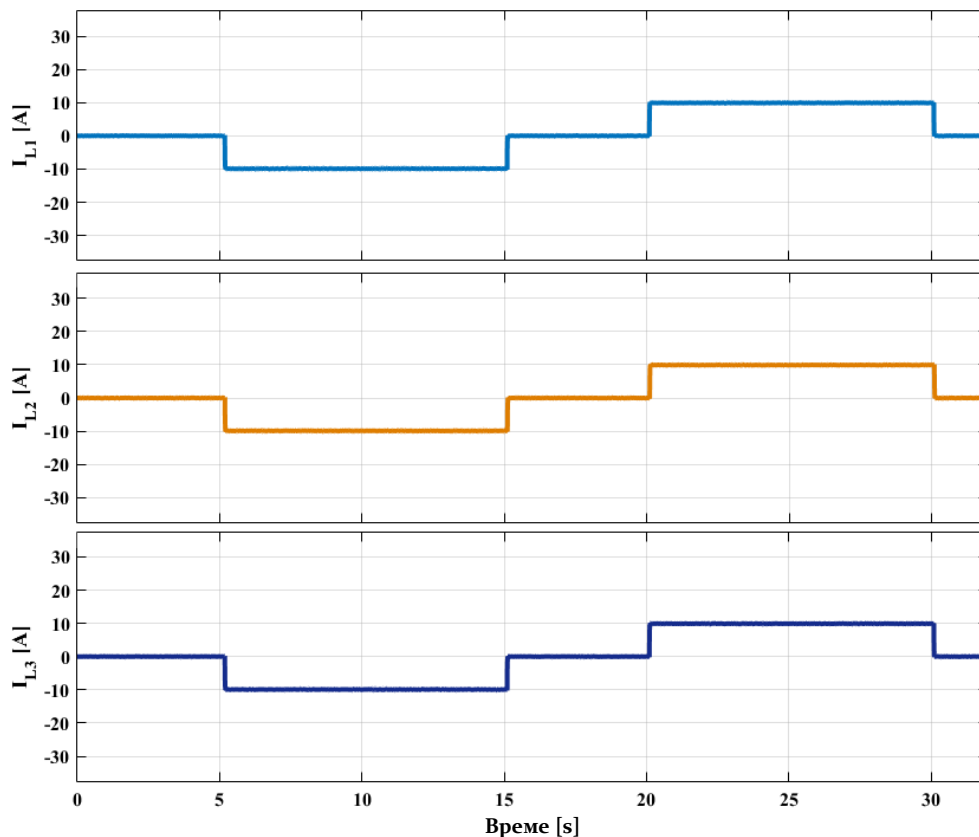


Слика 3.70 Усредњена вредност струје суперкондензатора током тестирања модела

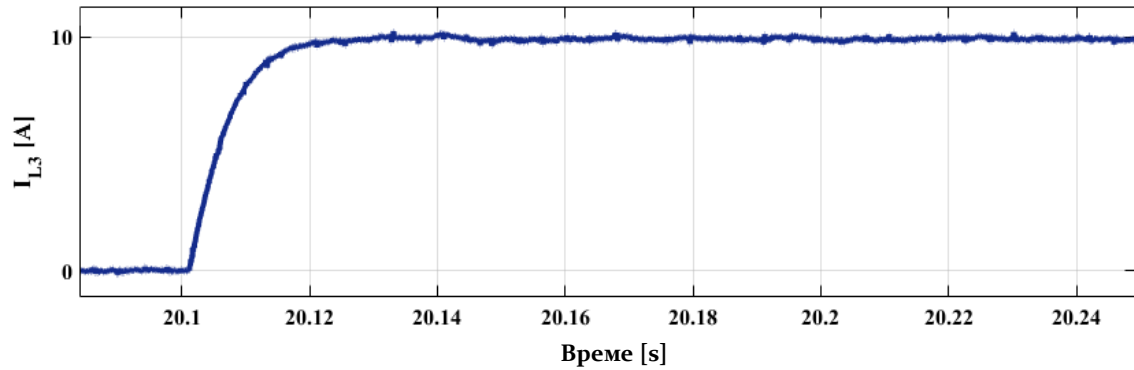
На слици 3.70 су јасно уочљиви периоди пуњења и пражњења суперкондензатора, као и периоди без размене енергије. Струјни профил суперкондензатора са слике 3.70 одговара одзиву напона на прикључцима суперкондензатора који је дат на слици 3.71. У одзиву напона види се очекивани таласни облик током пражњења и пуњења суперкондензатора. Такође су видљиви и пропади/скокови напона узроковани редном отпорношћу и то у тренуцима када се вредност струје скоковито мења. Наравно поред укупне струје ниженапонског краја претварача, потребно је оценити и одзиве фазних струја који су интегрално приказани на слици 3.72. Са слике се закључује да су све три струје у потпуности симетричне, а у циљу ближе анализе природе одзива фазних струја на слици 3.73 дат је увећан сегмент треће струје.



Слика 3.71 Одзив напона суперкондензатора током тестирања модела

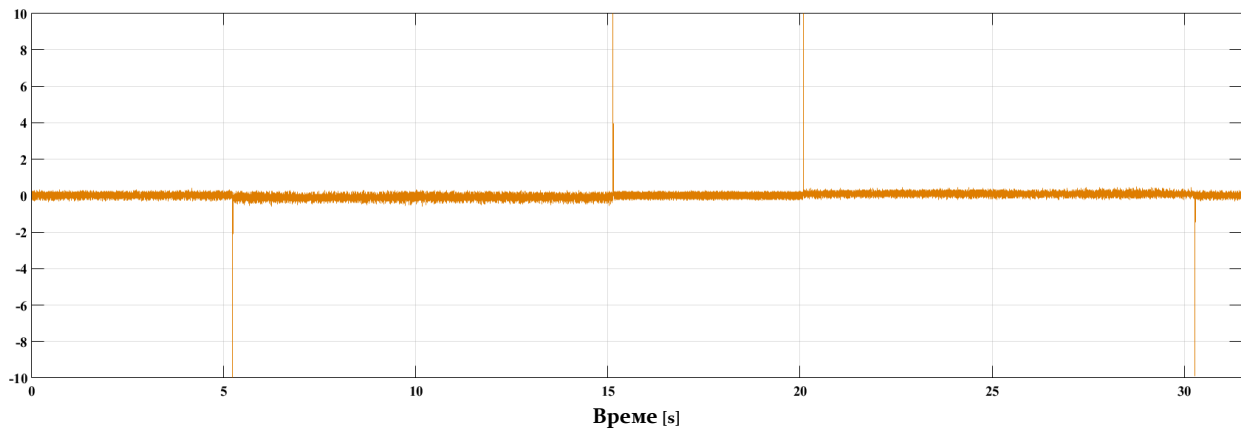


Слика 3.72 Одзиви усредњених фазних струја током тестирања модела

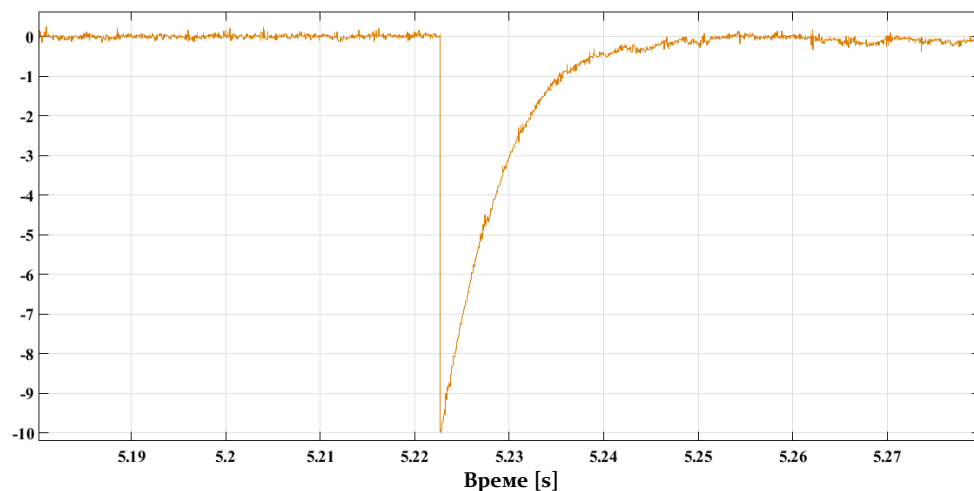


Слика 3.73 Увећан сегмент одзива усредњене струје треће фазе на скоковиту референцу

Са слике 3.73 види се да је одзив струје треће фазе апериодичан, а како је раније закључено да су одзиви симетрични по фазама није потребно приказивати одзиве друге две фазе. Природа одзива фазних струја сведочи о оптималности задатих параметара струјних регулатора, а новодобијени одзиви верификују закључке до којих се дошло на основу симулационог модела. Као додатни вид потврде регулационе структуре на слици 3.74 дат је одзив грешке регулатора током тестирања модела, док је на слици 3.75 дат приказ увеличаног сегмента одзива грешке. Јасно се може закључити да струјни регулатори апериодично смањују грешку након задавања скоковите референце струје.

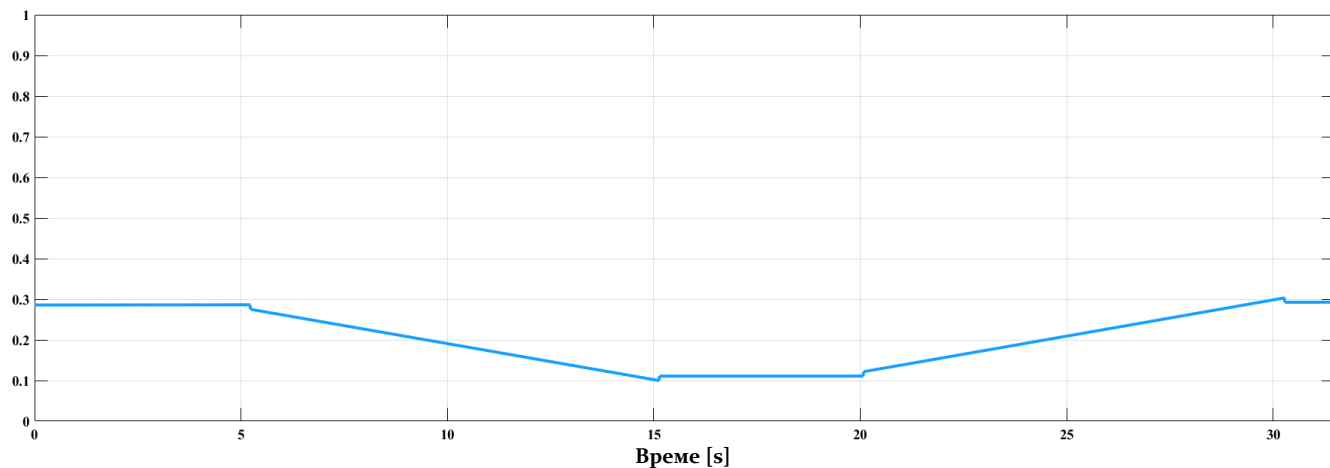


Слика 3.74 Грешка струјног регулатора током тестирања модела



Слика 3.75 Увеличани сегмент одзива грешке струјног регулатора током тестирања модела

На крају приказан је на слици 3.76 и одзив фактора испуне током тестирања модела. Одмах се може закључити да је одзив фактора испуне у потпуној сагласности са претходно приказаним одзивима. Током периода пражњења суперкондензатора константном струјом фактор испуне линеарно опада, што је и очекивано имајући у виду чињеницу да напон суперкондензатора опада, а претварач ради у режиму подизача напона. Слично, током периода пуњења суперкондензатора константом струјом фактор испуне линеарно расте што је очекивано имајући у виду да напон суперкондензатора расте.



Слика 3.76 Одзив фактора испуне током тестирања модела

Овим се завршава сегмент овог рада везан за моделовање трофазног једносмерног бидирекционог претварача. Оно што се са сигурношћу може закључити јесте да су анализирана хардверска топологија, као и контролни алгоритам базиран на струјној регулационој петљи у потпуности верификовани. Верификација је спроведена најпре кроз развијање модела у простору стања и усредњеног модела претварача, коју су затим верификовани нумеричком симулацијом. Након тога начињен је наредни корак који се односи на синтезу прекидачког модела претварача, који је реализован у симулационом окружењу *Simulink*-а. Одзиви који су добијени из прекидачког модела у потпуној су сагласности са резултатима добијеним из модела у простору стања, те је закључено да је прекидачки модел адекватно развијен. На крају, како би се добио виши степен верификације модела претварача, употребљена је *HIL* платформа заједно са одговарајућим контролером у сврху третирања модела претварача у форми емулације. Коришћена *HIL* платформа употребљена је за моделовање хардверске структуре претварача, док је коришћени контролер служио за имплементацију контролног алгоритма, односно затварање повратне спреге по фазној струји претварача. Имајући у виду чињеницу да је модел претварача и струјне регулационе петље верификован кроз три дистинктне инстанце као и да је сваком показано конзистентно понашање претварача и регулационе структуре у истим радним условима, може се сада прећи на дизајнирање до сада анализираних претварача што ће и бити учињено у наредном поглављу.

3.3. Дизајн прототипа трофазног једносмерног бидирекционог претварача

Као што је раније и напоменуто неопходно је спровести низ анализа које се односе на дизајн ТЈБП претварача, посебно имајући у виду да су у претходном поглављу коришћене вредности које су усвајане оквирно и искључиво за потребе верификације модела у смислу конзистентности резултата. Дизајн претварача веома је важан аспект, а посебно имајући у виду да је циљ овог али и претходних анализа да се

разматрани претварач и физички изради као прототип. С тим у вези фокус овог поглавља биће на одређивању вредности свих релевантних параметара модела претварача, али и одабир тржишно доступних компоненти које имају такве карактеристике. Полазећи од чињенице да се овде разматра претварача који ради у прекидачком режиму рада најпре ће се размотрити могуће технологије прекидачких компоненти, пре свега са аспекта прекидачке фреквенције, прекидачких губитака, али и струјне носивости и напонских опсега.

Оно што је потребно одмах напоменути јесте чињеница да прекидачка фреквенција директно утиче на избор пасивних компоненти и то инверзно. Одавде је одмах јасно да је неопходно разматрати релативно високе учестаности прекидања, односно компоненте које такве учестаности могу постићи. Неизоставни део разматраног претварача су и пасивне компоненте, односно на првом месту пригушнице, а на другом месту филтарски кондензатори на прикључцима претварача. Одабир ових компоненти делимично произилази из ограничења која постављају прекидачке компоненте у погледу прекидачке учестаности. Ако се говори о пригушницама прекидачка учестаност инверзно је сразмерна са њиховом индуктивношћу, а имајући у виду да се тежи постизању што веће густине снаге претварача (kW/kg), јасно је да уколико се жели имати мања пригушница неопходно је користити више прекидачке учестаности. Слична логика стоји и иза избора филтарских кондензатора, при чему је потребно нагласити да поред прекидачке учестаности на одабир пасивних компоненти утичу и други фактори, а који ће у наредним поглављима детаљније бити размотрени.

У овом делу ће поред компоненти које директно представљају део претварача бити размотрен и контролни систем који ће бити задужен за имплементацију контролних алгоритама, затварање повратних спреге и имплементацију мерења електричних величина попут напона и струје. Контролни систем који буде одабран мора бити способан да генерише управљачке сигнале за прекидачке компоненте претварача који су на довољно високој учестаности, мора омогућити затварање повратних спрега кроз омогућавање увођења екстерних мерних сигнала у контролни алгоритам који је у сам контролни систем имплементиран. Поред тога контролни систем мора омогућити и довољно брзу реакцију у смислу имплементирања заштитних функција, попут заштите од преоптерећења и кратког споја са једне стране, али и високих вредности напона на прикључцима претварача са друге стране.

Дизајн претварача у овом делу подразумеваће и развој електричних шема као и дизајн штампаних плочица (енгл. *Printed Circuit Board*) појединих сегмената неопходних за физичку реализацију претварача. Ово практично значи да ће у овом кораку бити приказан комплетан процес синтезе и одабира свих неопходних склопова за израду трофазној једносмерног бидирекционог претварача. Након тога биће неопходно тестирати одабране склопове и сам контролни алгоритам, али како је већ истакнуто пре тестирања реалног претварача, тестови ће бити спроведени на моделу претварача имплементираним на *HIL* платформи која ће омогућити да се увиде потенцијални пропусти, односно места које је потребно додатно третирати или параметри чије је вредности потребно изнова размотрити. Када одзив модела развијеног за *HIL* платформу да одзиве који су прихватљиви, тада се може прећи и са већом сигурношћу кренути у тестирање реалног претварача у лабораторијским условима.

3.3.1. Дизајн енергетског сегмента претварача

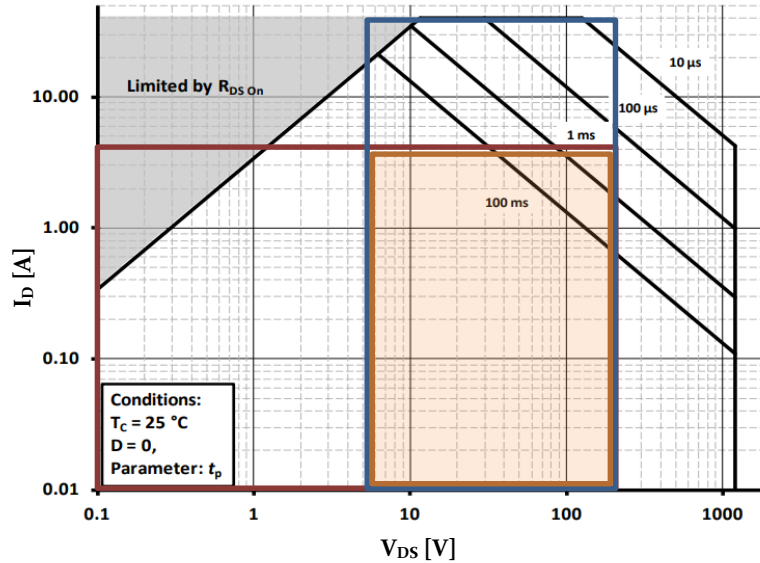
Имајући у виду широк дијапазон прекидачких компоненти које су тренутно доступне на тржишту, као и брзо растуће трендове развоја нових компоненти, питање оптималног одабира прекидачке компоненте за трофазни једносмерни бидирекциони претварач неопходно је размотрити детаљније него што је то учињено у поглављу 3.2. Фокус дискусије у овом одељку најпре ће се усмерити на одабир прекидачке компоненте која

својим релевантним особинама може да омогући ефикасну реализацију и рад ТЈБП претварача, а након тога биће спроведено разматрање а затим и синтеза електричних шема и штампаних плочица неопходних за израду прототипа енергетског сегмента претварача.

Најпре је неопходно одабрати технологију прекидачке компоненте која ће бити раље разматрана. Имајући у виду разматрања спроведена у поглављу 3.2, као и карактеристике разматране апликације избор је већ раније фокусиран на силицијум-карбидну технологију *MOSFET*-а, при чему је овакав закључак донет пре свега на основу опсега снаге прекидачких компоненти израђених у овој технологији, као и радних прекидачких учестаности које су у опсегу стотина килохерца. Иако су ова два параметра од великог значаја за одабир прекидачких компоненти претварача оне свакако нису једини, али ни довољни параметри на основу којих се може донети коначна одлука. Зато ће у наставку бити детаљније размотрене све релевантне особине *SiC MOSFET* технологије, а које имају значајан тежински фактор када је избор прекидачких компоненти ТЈБП претварача у питању.

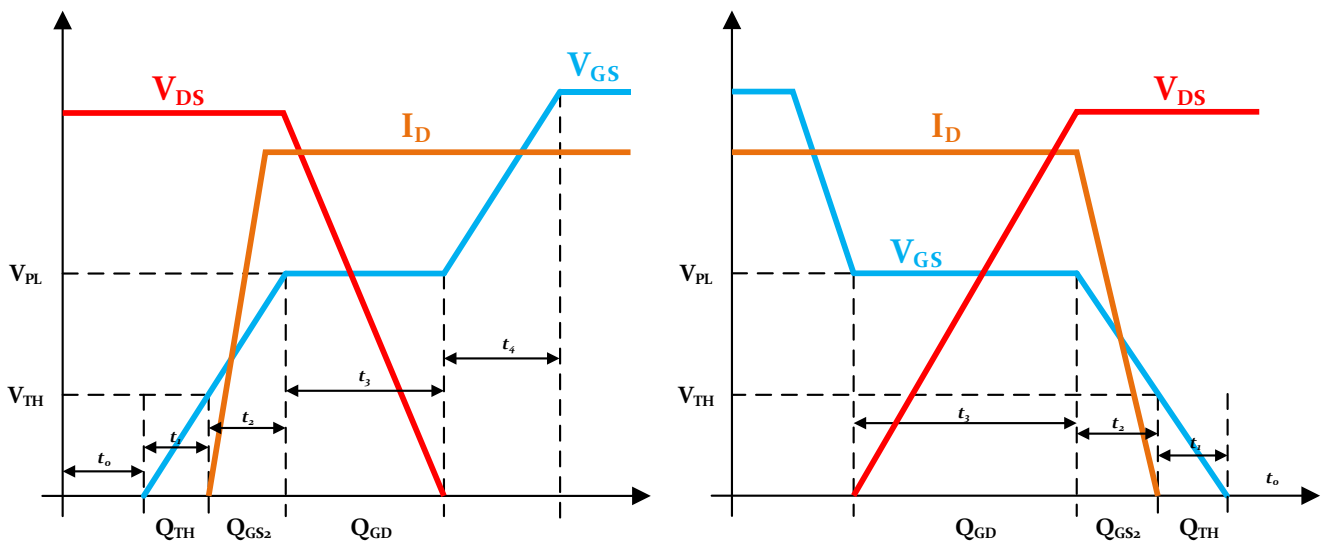
Полазећи најпре од топологије претварача који се разматра, а која је у овом раду први пут приказана на слици 3.29, јасно је да укупна снага (струја) која се размењује између прикључака претварача може бити подељена на онолико грана колико сам претварач има, што уједно и представља једну од главних предности ове топологије. Ово последично значи да ће прекидачка компонента у грани морати да буде номинално димензионисана према трећини снаге (струје) која се жели размењивати. Наравно потребно је при димензионисању узети у обзир и могућност краткотрајног преоптерећења, како се због таквих режима не би дошло у неповољне ситуације по саме прекидачке компоненте или елементе повезане на претварач. Такође је потребно имати у виду да је основни циљ у разматрањима која се овде спроведе конструкција прототипа претварача, а не индустријског решења. Одавде онда следи да не постоји потреба да износи струја које треба узети у обзир буду у опсегу десетина или стотина ампера, већ је довољно разматрати струје које спадају у ред величина неколико ампера, што је последица пре свега жељенога крајњег циља а то је доказивање фундаменталног принципа. Полазећи од претпоставке да су са једне стране оптимална прекидачка учестаност за рад прекидачких компоненти 100 kHz, а са друге називна струја 3.3 A (максимална струја од 5 A) по фази (грани) претварача, односно укупна струја од 10 A (максимално 15 A) на ниженапонској страни претварача, довољни за постизање релевантних закључака везаних за рад претварача као и самог хибридног складишта, потребно је фокусирати се на област сигурног рада прекидачке компоненте.

Као пример за спровођење разматрања биће коришћен *n*-канални *SiC MOSFET* C2M0160120D, за кога је график области сигурног рада дата од стране произвођача и приказан је на слици 3.77. Ако се правоугаоником обележи сегмент графика који се односи на напон V_{GS} *MOSFET*-а, који ће практично бити у опсегу од 10 V до 600 V, а са црвеним правоугаоником опсег струје I_D која ће практично бити у опсегу од 0 A до 5 A, може се добити област сигурног рада за конкретну апликацију. Ова област сигурног рада на слици 3.77 осенчена наранџастом бојом, а као што се види прекидачка учестаност од 100 kHz (10 μ s) не ограничава осенчену област па не постоје ограничења у том смислу. Поред тога осенчена област се не пресеца са облашћу у којој је струја ограничена омским отпором прекидачке компоненте, а која је на слици 3.77 осенчена сивом бојом. Одавде се може закључити да одабрана прекидачка компонента по критеријумима прекидачке учестаности и струјног капацитета одговара захтеваним условима.



Слика 3.77 Област сигурног рада разматраног SiC MOSFET-а (извор: C2M0160120D Application Note)

Оно што је одмах потребно напоменути јесте да у једној грани претварача обе компоненте су идентичне односно одабране према најкритичијим условима рада. Такође поред струјног капацитета и напона потребно је још размотрити и губитке разматраних компоненти. Одмах је потребно нагласити да се укупни губици састоје од прекидачких губитака, кондукционих губитака, губитака у колу гејта и губитака у антипаралелно везаној диоди. За оцену прекидачких губитака P_{sw} неопходно је осврнути се на процесе укључења и искључења прекидачке компоненте. На слици 3.78 су приказане транзиције прекидачке компоненте током укључења и искључења, а оно што се одмах може уочити јесте да постоји 5 сегмената транзиције.



Слика 3.78 Транзиције MOSFET-а током укључења (лево) и искључења (десно)

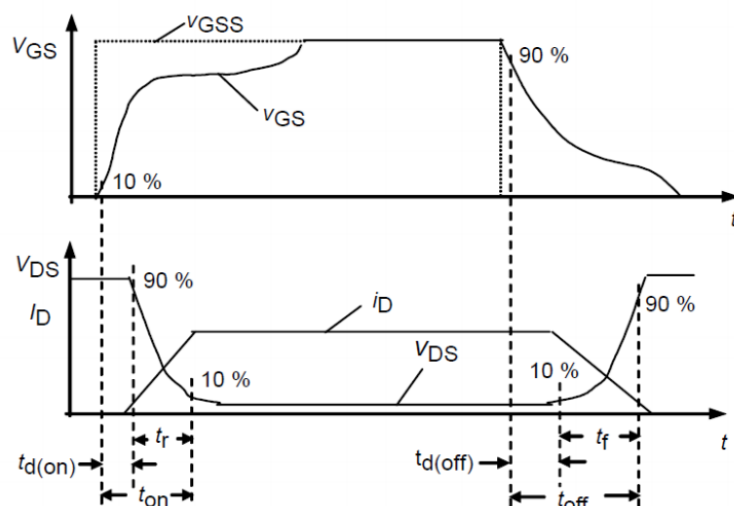
Први сегмент (t_0) одговара периоду када је прекидачка компонента искључена, струја кроз MOSFET је нула, а напон на MOSFET-у је максималан. Други сегмент (t_1) напон на гејту V_{GS} почиње да расте и достиже вредност напона прага V_{TH} , али је MOSFET и даље искључен. Трећи сегмент (t_2) односи се на тренутак када напон гејта достиже вредност напона платоа V_{PL} када MOSFET почиње да се укључује, струја кроз њега почиње да расте

од нулте вредности до вредности I_D . У четвртном сегменту (t_3) напон гејта је и даље на вредности напона платоа због Милеровог ефекта, али се *MOSFET* и даље укључује, а његова струја достиже крајњу вредност I_D док се напон *MOSFET*-а V_{DS} рапидно редукује. У петом сегменту (t_4) напон гејта почиње убрзано да расте до своје максималне вредности, што практично значи да је *MOSFET* сада у потпуности укључен. Одавде се јасно види да током транзиције (t_2 и t_3) струја и напон *MOSFET*-а нису нула, што доводи до дисипације енергије са прекидачке компоненте, а ова енергија уобичајено се означава као прекидачки губитак. Процес гашења *MOSFET*-а је сличан процесу укључења, с тим што се описани сегменти дешавају супротним редоследом.

Коришћењем израза 3.73 може се оценити износ прекидачких губитака *MOSFET*-а током транзиције у једној прекидачкој периоди. За оцену прекидачких губитака P_{SW} неопходно је одредити вредност улазног напона V_{IN} , струје I_D , таласности струје Δi_{Lpp} , прекидачке учестаности f_{SW} , као и времена укључења t_r и искључења t_{off} .

$$P_{SW} = \frac{V_{IN}}{2} \cdot \left(I_D - \frac{\Delta i_{Lpp}}{2} \right) \cdot f_{SW} \cdot t_r + \frac{V_{IN}}{2} \cdot \left(I_D + \frac{\Delta i_{Lpp}}{2} \right) \cdot f_{SW} \cdot t_f \quad (3.73)$$

Сад је потребно утврдити вредности свих параметара који се појављују у изразу 3.73, како би се могла оценити снага дисипације енергије прекидачких губитака са прекидачке компоненте. Најпре ће бити анализирана времена укључења и искључења и то уз помоћ слике 3.79, која природније репрезентује исте појаве које су принципски приказане на слици 3.78. Наиме са слике 3.79 је одмах јасно да укупно време потребно да се компонента доведе у стање вођења t_{on} јесте збир времена кашњења које је у општем случају варијабилно и времена t_r које је према корисничком упутству произвођача фиксно и за разматрану компоненту износи 11 ns. Са друге стране укупно време искључења t_{off} такође зависи од времена кашњења и времена t_f које према упутству произвођача прекидачке компоненте износи 10 ns. Поменуто време кашњења t_d према упутству произвођача приликом укључења износи 9 ns, док приликом искључења износи 16 ns. Са слике 3.79 која репрезентује стварну промену приказаних величина на *MOSFET*-у током транзиције, може да се уочи потпуна сличност динамике између струје прекидачке компоненте I_D , напона гејта V_{GS} и напона дрејн-сорс V_{DS} са оним што је приказано на слици 3.78, која исте процесе репрезентује принципски.



Слика 3.79 Времена релевантна за искључење и укључење разматране прекидачке компоненте (извор: C2Mo16o12oD Application Note)

Претпостављајући да таласност струје Δi_{Lpp} износи 75% струје I_D , што је уобичајена пракса, и уважавајући да је претпостављена номинална струја гране 3.3 А, долази се до вредности очекиване таласности од 2.45 А. Ако се за улазни напон V_{IN} усвоји вредност од 560 V, онда се полазећи од израза 3.73 долази се до закључка да прекидачки губици горње прекидачке компоненте у једној грани износи 1.906 W. Јасно је да доња прекидачка компонента у грани не прекида струју при напону од 560 V, те се може закључити да ће њени прекидачки губици бити мањи. Претпостављајући максимални напон ниженапонског краја претварача од 160 V, може се проценити износ прекидачких губитака доње прекидачке компоненте у грани, а који износе 0.54 W. Одавде произилази да се укупни губици једне гране претварача током транзиције могу естимирати на вредност од око 2.45 W. Такође, потребно је напоменути и то да повећање броја грана претварача утиче на његову ефикасност, те се због тога у одређеним радним режимима који подразумевају мала оптерећења може прибећи и смањењу броја активних грана претварача са циљем одржавања његове укупне ефикасности на оптималном нивоу.

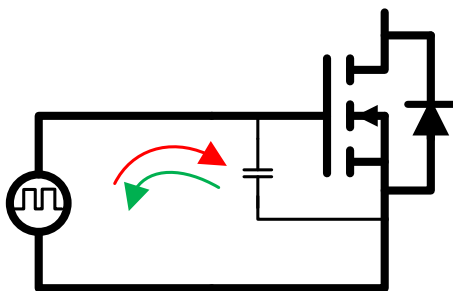
Сада је потребно размотрити и кондукционе губитке P_C прекидачких компоненти, а који су одређени пре свега отпорношћу *MOSFET*-а током вођења као и ефективом вредношћу струје и њеном таласношћу. У прорачуну везаном за процену кондукционих губитака поред наведених величина могуће је уважити и коефицијент температурне зависности отпорности δ током вођења *MOSFET*-а, што је за горњу (G) и доњу (D) прекидачку компоненту у грани приказано изразима 3.74 и 3.75, респективно. Међутим како вредност δ није позната за одабрани *MOSFET*, њен утицај биће занемарен.

$$P_{CG} = R_{ON} \cdot (1 + \delta) \cdot I_D^2 \cdot D \cdot \left(1 + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{\Delta i_{Lpp}}{I_D}\right)^2\right) \quad (3.74)$$

$$P_{CD} = R_{ON} \cdot (1 + \delta) \cdot I_D^2 \cdot (1 - D) \cdot \left(1 + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{\Delta i_{Lpp}}{I_D}\right)^2\right) \quad (3.75)$$

Усвајајући вредност R_{ON} која на основу упутства произвођача износи 160 mΩ, и вредност фактора испуне од 0.4 (максимална вредност у устаљеном стању), долази се до износа кондукционих губитака за горњу и доњу прекидачку компоненту. Имајући у виду да су и горња и доња прекидачка компонента идентичне (у оној граници до које то технологија производње дозвољава), следи да су вредности R_{ON} исте за обе компоненте. Заменом свих релевантних вредности у изразе 3.74 и 3.75, добија се да су кондукциони губици обе компоненте око 0.73 W. Односно произилази да су укупни кондукциони губици једне гране претварача око 1.45 W.

Губици у колу гејта односе се на енергију која је потребна да се напуни и испразни капацитивност гејта, односно прецизније речено паразитна капацитивност гејта. На слици 3.80 приказана је принципски ова паразитна капацитивност у колу гејта, као и процес пуњења (црвено) и пражњења (зелено).

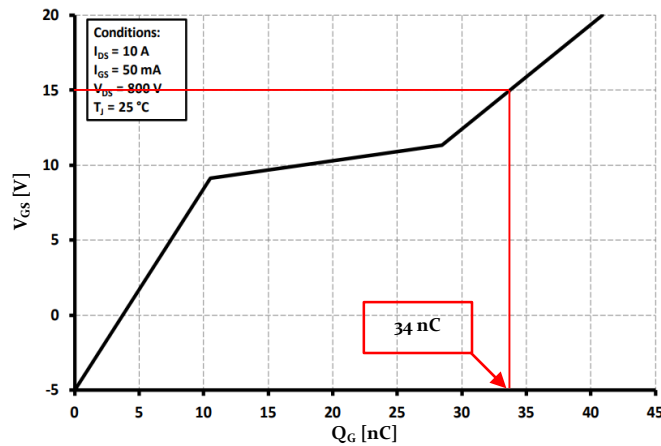


Слика 3.80 Пуњење и пражњење паразитне капацитивности гејта

Јасно је да губици у колу гејта директно зависе од прекидачке фреквенције, као и од вредности паразитне капацитивности. На основу овога следи изрази 3.76 који се може искористити за процену губитака у колу гејта P_{GG} . Иако је јасно речено да губици P_{GG} зависе од вредности паразитне капацитивности у упутству за одабрани *MOSFET* ова информација дата је имплицитно кроз график зависности количине наелектрисања гејта и наметнутог напона гејта те је из тог разлога и израз 3.76 прилагођен.

$$P_{GG} = Q_G \cdot V_G \cdot f_{SW} \quad (3.76)$$

Наравно сада је потребно размотрити и параметар количине наелектрисања гејта Q_G , при чему је зависност овог параметра од напона гејта дата на слици 3.81. Оно што се може приметити са слике јесте да одабрана технологија прекидачке компоненте омогућава довођење негативног напона на гејт, што није карактеристично за све технологије прекидачких компоненти. Основна предност која произилази из ове чињенице везана је за повећану брзину искључења прекидачке компоненте, јер се наелектрисања акумулисана у гејту могу брже испразнити ако се доведе негативан уместо нултог напона. Полазећи од претпоставке да ће управљачки напон гејта бити у опсегу од -5 V до +15 V, при условима дефинисаним на слици 3.81, следи да је укупна количина наелектрисања гејта 34 nC. Уважавајући ову информацију следи да су укупни губици једне прекидачке компоненте 0.051 W, односно укупни губици једне гране претварача 0.102 W.



Слика 3.81 Карактеристика наелектрисања гејта (извор: C2M0160120D Application Note)

На крају биће размотрени губици у антипаралелној диоди прекидачке компоненте (*енгл. Body diode*). Губици диоде P_{BD} подразумевају губитке услед провођења струје P_{DC} – кондукциони губици диоде и губитке услед опоравка P_{RR} (*енгл. Revers recovery*). Ови губици се могу проценити коришћењем израза 3.77 и 3.78, респективно. Параметар V_F представља напон на директно поларисаној диоди (при струји од 5 A) и према упутству произвођача одабраног *MOSFET*-а износи 3.3 V. Времена t_{dr} и t_{df} представљају мртво време (10 ns) након интервала укључења и искључења, респективно. Параметар Q_{RR} представља наелектрисање потребно за опоравак диоде (*енгл. Reverse recovery charge*), а које према упутству произвођача износи 105 nC. Уважавајући све вредности релевантних величина долази се до закључка да губици услед опоравка диоде износе 1.68 W за горњу диоду и 5.88 W за доњу диоду, док кондукциони губици обе диоде износе укупно 0.043 W.

$$P_{DC} = V_F \cdot \left(I_D - \frac{\Delta i_{Lpp}}{2} \right) \cdot t_{dr} \cdot f_{SW} + V_F \cdot \left(I_D + \frac{\Delta i_{Lpp}}{2} \right) \cdot t_{df} \cdot f_{SW} \quad (3.77)$$

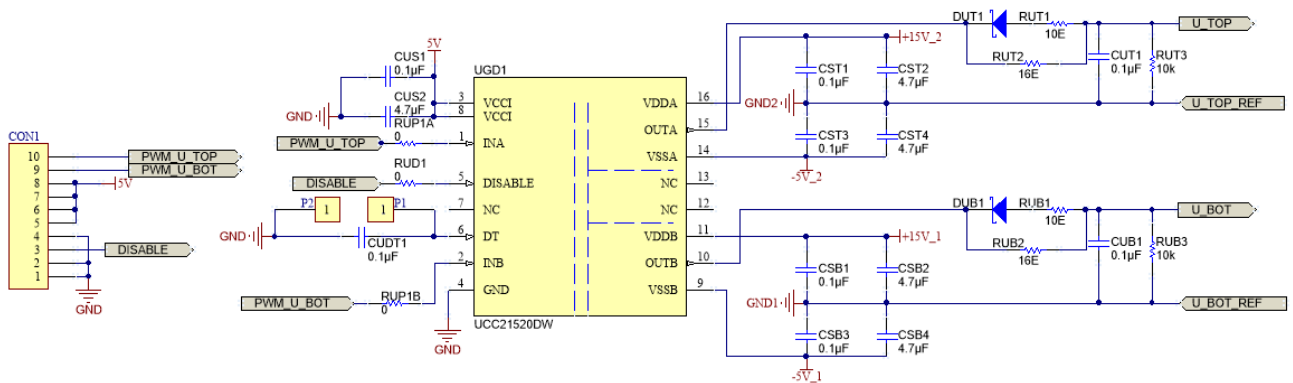
$$P_{RR} = Q_{RR} \cdot V_{IN} \cdot f_{SW} \quad (3.78)$$

Уважавајући до сада анализиране параметре прекидачке компоненте која је одабрана, закључује се да су губици једне гране претварача око 11.61 W, односно укупни губици претварача са три фазе око 34.81 W. На основу овога следи да је очекивана ефикасност претварача током рада у номиналним условима око 97.8 %. Наравно ова ефикасност не уважава остале губитке попут губитака у пригушници или у елементу прикљученом на ниженапонски крај претварача. Уважавање ових губитака ће смањити укупну ефикасност претварача, али ће она засигурно и даље бити већа од 90% у широком спектру радних тачака. Овај степен ефикасности је за потребе развоја прототипа претварача и више него задовољавајући. Имајући претходни закључак у виду, може се дефинитивно потврдити да ће као прекидачка компонента у гранама трофазног једносмерног бидирекционог претварача бити коришћен n-канални *MOSFET* C2M0160120D, приказан на слици 3.82.



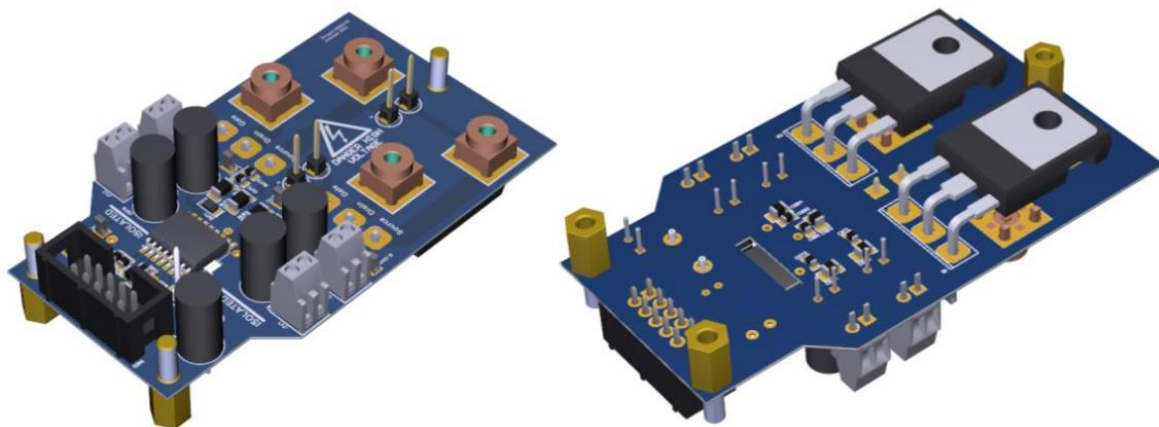
Слика 3.82 n-канални *MOSFET* C2M0160120D (извор: C2M0160120D Application Note)

Сада ће бити размотрен дизајн електричних кола и штампаних плочица које је неопходно развити у циљу остваривања могућности за управљање прекидачким компонентама у гранама претварача. На слици 3.83 приказана је електрична шема драјверског кола за потребе управљања прекидачким компонентама у једној грани претварача. Као што се са електричне шеме може видети драјверском чипу UCC21520DW се доводе поред одговарајућих напона напајања и два управљачка сигнала PWM_U_TOP и PWM_U_BOT, за управљање горњим и доњим *MOSFET*-ом, респективно. Оно што је потребно нагласити јесте да одабрани драјверски чип омогућава независно управљање двома прекидачким компонентама, што је веома важно имајући у виду чињеницу да када се жели искључити претварач свим прекидачким компонентама се мора довести исти сигнал за гашење. Вредности свих релевантних пасивних компоненти приказане су на слици 3.83, а те вредности одабране су у складу са упутствима произвођача драјверског чипа.



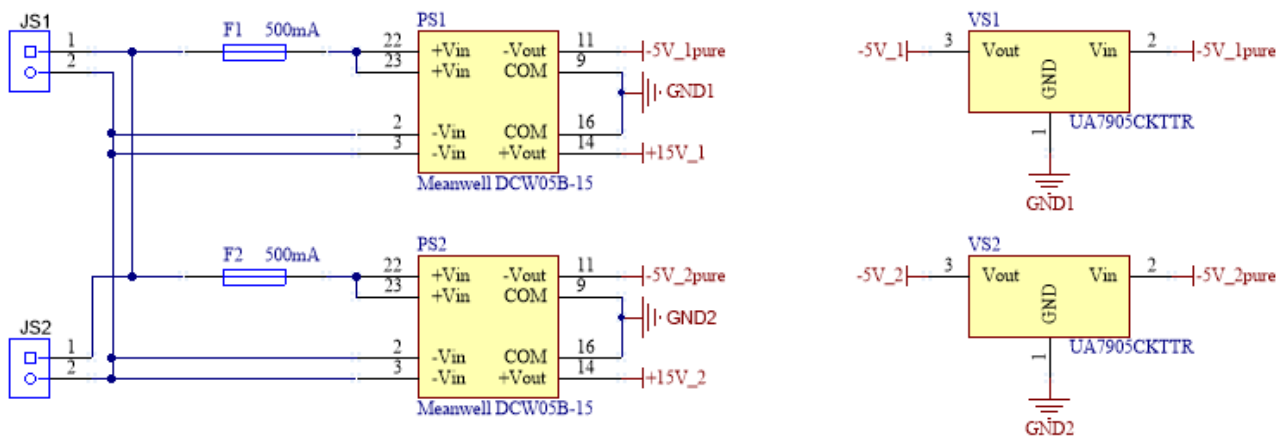
Слика 3.83 Електрична шема драјверског кола једне гране претварача

Коришћењем опције тродимензионалног приказа софтверског алата за пројектовање штампаних плочица може се доћи и до тродимензионалне репрезентације драјверског кола и гране претварача, што је приказано на слици 3.84. На штампаној плочици предвиђена су и места за тестирање сигнала, која ће бити велике важности за тестирање и валидацију штампаних плочица. Такође, потребно је још једном нагласити да је за реализацију прототипа претварача који се овде разматра неопходно реализовати три идентична драјверска кола, приказан на слици 3.84.



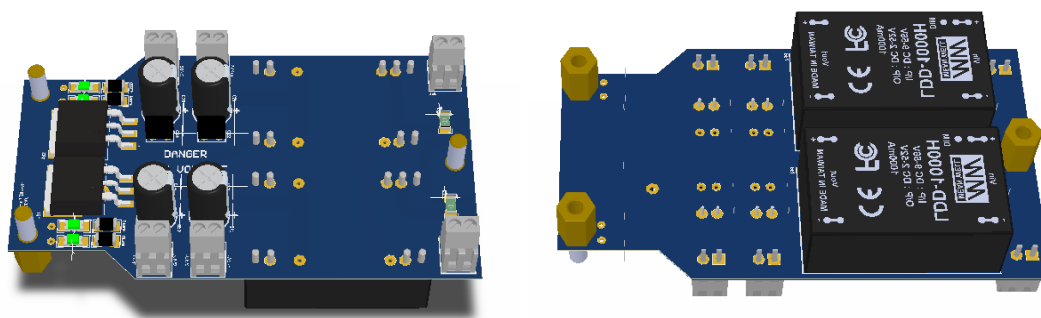
Слика 3.84 Тродимензионална репрезентација драјверског кола једне гране претварача са погледом одозго (лево) и одоздо (десно)

Како је за напајање штампаних плочица драјверских кола неопходно обезбедити напонске нивое од $+15\text{ V}$ и -5 V , неопходно је сачинити и одговарајуће штампане плочице напајања које ће обезбедити ове напонске нивое. На слици 3.85 приказана је електрична шема за реализацију биполарног напајања драјверских кола напонским нивоима од $+15\text{ V}$ и -5 V . Оно што је са приложене слике видљиво јесте да се једносмерни напон од 24 V , добијен класичном трансформацијом и исправљањем мрежног напона, доводи на изоловано претварачко коло Meanwell DCW05B-15. Ово претварачко коло од улазног једносмерног напона средње вредности 24 V , на свом излазу обезбеђује два напонска нивоа и то напон $+15\text{ V}$ и -5 V .



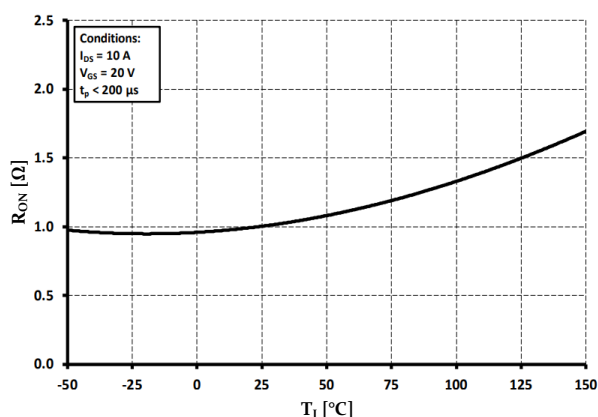
Слика 3.85 Електрична шема биполарног напајања

Како би се осигурала константност добијених напонских нивоа искоришћени су и одговарајући линеарни регулатори. Слично као и у претходном случају, коришћењем опције тродимензионалног приказа може се генерисати приказ штампане плочице напајања драјверског кола, који је приказан на слици 3.86.



Слика 3.86 Тродимензионални приказ са погледом одозго (лево) и одоздо (десно) штампане плочице намењене реализацији биполарног напајања драјверског кола

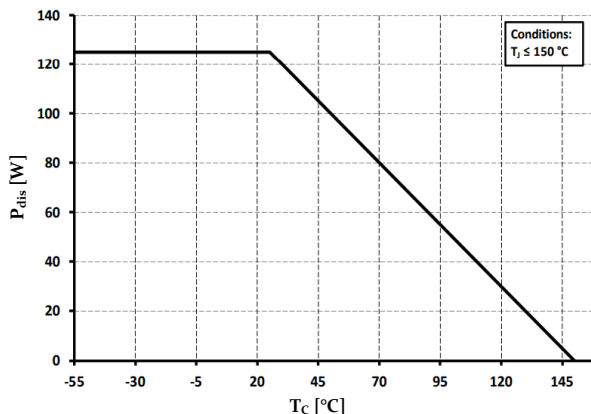
На крају овог одељка везаног за дизајн енергетског сегмента претварача накратко ће се адресирати проблематика хлађења прекидачких компоненти током рада. Имајући у виду да се током рада прекидачких компоненти генеришу одређени губици, то несумњиво доводи до повећања температуре прекидачке компоненте. Произвођач је за одабрану компоненту специфицирао максималну температуру споја T_j која износи 150°C , и која се не сме ни у ком случају превазићи током рада. Са друге стране вредност температуре споја директно утиче и на перформансе прекидачке компоненте, а један од најочигледнијих примера приказан је на слици 3.87, са које се види на који начин температура споја утиче на отпорност при вођењу прекидачке компоненте. Са приложене слике види се да пораст температуре доводи до значајног пораста отпорности при вођењу прекидачке компоненте, што заузврат повећава губитке на самој компоненти, а што резултује даљим повећавањем температуре. Имајући ово у виду неопходно је прекидачке компоненте фиксирати на одговарајући алуминијумски хладњак, како би се температура споја током рада одржавала на прихватљивој температури.



Слика 3.87 Зависност отпора при вођењу од температуре споја (извор: C2M0160120D Application Note)

Да би се са друге стране температура кућишта прекидачке компоненте T_c одржала на прихватљивој вредности неопходно је користити и форсирано хлађење алуминијумског хладњака како би се дисипирана снага брже одвела са површине хладњака и тиме олакшало хлађење прекидачке компоненте кондукцијом

између компоненте и хладњака. На слици 3.88 приказана је зависност снаге дисипације енергије прекидачке компоненте од температуре кућишта, са које је јасно да са порастом температуре T_c долази до значајне редукције у износу толерисане снаге дисипације енергије. Одавде се јасно види разлог због кога је упутно имплементирати неки вид форсираног хлађења хладњака и прекидачких компоненти претварача.



Слика 3.88 Зависност максималне снаге дисипације од температуре кућишта (извор: C2M0160120D Application Note)

У случају разматраног претварача имајући у виду да је циљ израда његовог прототипа, за реализовање механизма форсираног хлађења биће коришћени вентилатори, као што је приказано на слици 3.89.



Слика 3.89 Хладњак и вентилатори за форсирано хлађење са монтираним прекидачким компонентама

На приложеној слици видљива су два вентилатора који обезбеђују струјање ваздуха кроз канале алуминијумског хладњака и тиме олакшавају одвођење топлоте дисипиране са прекидачких компоненти монтираних на хладњак.

Са реализацијом штампане плочице драјверског кола гране претварача, као и одговарајуће штампане плочице за реализацију биполарног напајања, завршена су разматрања везана са енергетски сегмент претварача. У овом одељку одабране су прекидачке компоненте на основу релевантних перформанси, и спроведен је дизајн драјверског кола које је неопходно за управљање прекидачким компонентама у гранам претварача. Поред тога неизоставна је била и реализација биполарног напајања, које као што је раније напоменуто омогућава брзу транзицију прекидачких компоненти, па самим тим и постизање већих прекидачких учестаности што је веома важан параметар разматраног претварача не само са аспекта енергетског сегмента и већ и са аспекта пасивних компоненти. На крају успостављен је и адекватан систем хлађења дисипиране снаге са прекидачких компоненти, чиме се омогућава оптималан рад претварача у смислу температуре кућишта и температуре споја прекидачких компоненти. Резултати тестирања и верификација рада драјверског кола и пратећег напајања биће детаљно приказани у поглављу 3.4.1.

3.3.2. Прорачун пасивних компоненти

Под пасивним компонентама подразумевају се са једне стране три пригушнице, које су међусобно идентичне, и које служе првенствено као складиште енергије током прекидачких периода, а са друге стране кондензатори на прикључцима претварача чија је улога да редукују таласност напона на прикључцима претварача. Одабир вредности ових компоненти започеће од индуктивности пригушница, а разматрање ће бити раздвојено на оно које се односи на режим подизача и оно које се односи на режим спуштача напона. Када претварача ради у режиму спуштача напона (континуални мод) таласност струје пригушнице може се исказати изразом 3.79. Фактор испуне D_0 представља ону вредност фактора испуне при којој нема размене енергије, док је прекидачка учестаност већ утврђена у претходном поглављу и износи 100 kHz. Из приказаног израза је јасно да се индуктивност може одредити уколико се зада или претпостави таласност струје ΔI . Пракса уобичајено налаже да се таласности струје бира тако да је њена половина једнака 30-40% називне струје пригушнице. Имајући у виду да је номинална струја посматрано на ниженапонској страни 10 А, то онда значи да кроз једну пригушницу претварача номинална струја износи 3.3 А. Одавде следи да се за износ таласности струје може одабрати вредност од 2.45 А.

$$\Delta I = \frac{D_0 \cdot V_1 \cdot (1 - D_0)}{f_{sw} \cdot L} \quad (3.79)$$

Пратећи израз 3.79 и узимајући да је D_0 једнако 0.2857, а да је ΔI једнако 2.45 А може се добити израз 3.80 који дефинише могуће вредности пригушнице. Када се одреди вредност из израза 3.80 резултат сугерише да је потребно одабрати пригушницу чија је вредност већа или једнака од 466.45 μH .

$$L \geq \frac{D_0 \cdot V_1 \cdot (1 - D_0)}{f_{sw} \cdot \Delta I} = 466.45 \mu\text{H} \quad (3.80)$$

Са друге стране ако се разматра режим подизача напона (континуални мод) тада је таласност струје пригушнице одређена изразом 3.81. Према истом принципу као и за режим спуштача напона из израза 3.81 може се доћи до вредности индуктивности пригушнице заменом познатих вредности у дати израз.

$$\Delta I = \frac{V_2 \cdot (1 - D_0)}{f_{sw} \cdot L} \quad (3.81)$$

Када се у израз 3.82 замене вредности $D_0=0.2857$, $\Delta I=2.45$ А, $V_2=160$ V и $f_{sw}=100$ kHz добија се да је неопходно одабрати пригушницу чија је индуктивност већа или једнака од 466.48 μH . Имајући у виду пресек услова дефинисаних изразима 3.80 и 3.82 јасно је да индуктивност пригушнице мора бити већа или једнака од 466.48 μH . Међутим како пригушница те индуктивности није комерцијално доступна мора се одабрати прва већа вредност коју је могуће комерцијално набавити.

$$L \geq \frac{V_2 \cdot (1 - D_0)}{f_{sw} \cdot \Delta I} = 466.48 \mu\text{H} \quad (3.82)$$

Пригушница која је одабрана, имајући у виду новоусвојену прекидачку учестаност, има индуктивност од 470 μH , називну струју од 5.5 А, и редну отпорност од 91.8 m Ω . На слици 3.90 приказан је изглед одабране пригушнице, а оно што је потребно нагласити јесте да су за реализацију разматраног претварача неопходне три овакве пригушнице. Такође од значаја за модел јесу и параметри ове пригушнице, а они су дати у табели 3.13. Потребно је још нагласити и то да пригушницу карактерише и вредност струје засићења која представља

вредност струје при којој индуктивност опада за 20% у односу на декларисану вредност. То значи да при струјама које су изнад струје засићења индуктивност неће бити једнака декларисаној, што последично доводи до тога да ће порастати и таласност струје кроз пригушницу.



Слика 3.90 Изглед Würth Elektronik пригушнице 470 µH 5.5 A (извор: Würth Elektronik Application Note)

Табела 3.13. Параметри одабране пригушнице

$L[\mu\text{H}]$	$R[m\Omega]$	$I_n[\text{A}]$	$I_{sat} [\text{A}]$	$T_{op} [^\circ\text{C}]$
470	91.8	5.5	3.7	-40...+125

Сада је неопходно одабрати филтарске кондензаторе на прикључцима претварача, међутим одмах је потребно напоменути да је у апликацији која се разматра на ниженапонској страни претварача прикључен суперкондензатор чија је капацитивност реда величине неколико фарада што последично значи да није потребно разматрати филтарски кондензатор на ниженапонској страни. Са друге стране вишенапонски крај претварача би требало да буде повезан у једносмерно међуколо инвертора који напаја електромоторни погон електричног возила.

Уобичајена пракса јесте да се у једносмерном међуколу налазе филтарски кондензатори у односу на које се трофазни једносмерни бидирекциони претварач повезује паралелно. Међутим пошто капацитивност једносмерног међукола може да варира неопходно је проверити каква вредност капацитивности је потребна на вишенапонској страни претварача. Уколико се усвоји да је дозвољена таласност напона на прикључцима претварача 1%, онда изрази 3.83 и 3.84 дефинишу таласност излазног напона у режимима спуштача и подизача напона, респективно.

$$\Delta v = \frac{D_0 \cdot V_1 \cdot (1 - D_0)}{8 \cdot f_{sw}^2 \cdot L \cdot C_1} \quad (3.83)$$

$$\Delta v = \frac{I \cdot D_0}{f_{sw} \cdot C_1} \quad (3.84)$$

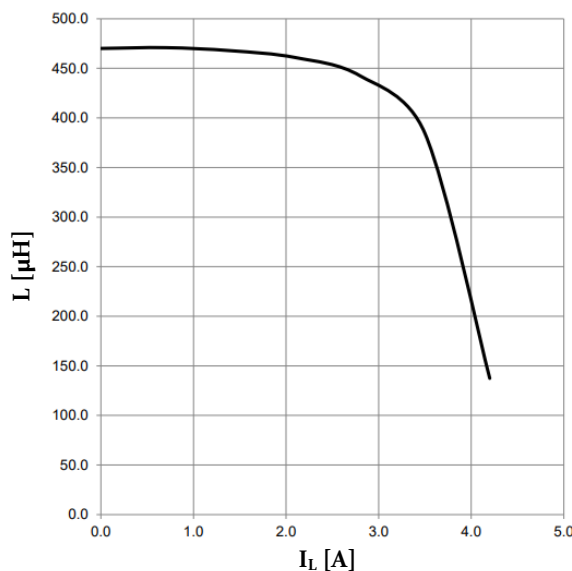
На основу израза 3.83 добија се да је на вишенапонској страни претварача потребно користити кондензатор чија је капацитивност већа или једнака од 0.542 µF. Са друге стране из израза 3.84 следи да је на вишенапонској страни претварача неопходно користити кондензатор чија је капацитивност већа или једнака од 6.4 µF. Имајући у виду ове вредности јасно је да је капацитивност која је потребна на вишенапонској страни кондензатора одређена другом израчунатом вредношћу (6.4 µF). Међутим како је капацитивност једносмерног међукола инвертора на који се разматрани претварача повезује, увек значајно већа (~100 µF)

може се закључити да употреба филтарских кондензатора није неопходна ни на вишенпонском нити ни ниженпонском прикључку претварача у овде анализираној апликацији.

Сада се може закључити сегмент одабира пасивних компоненти у коме је утврђено да је при дефинисаним условима неопходно користити пригушницу $470\ \mu\text{H}$, $5.5\ \text{A}$, а да употреба филтарских кондензатора није неопходна имајући у виду карактеристичност апликације која се разматра, односно чињенице да ће на ниженпонском крају бити повезан суперкондензатор. Оно што је потребно нагласити јесте овај закључак по питању филтарског кондензатора важи за случај да је на ниженпонској страни претварача повезан суперкондензатор. Међутим донети закључак не важи у случају да је уместо суперкондензатора повезана литијум-јонска батерија, те у том случају треба на ниженпонској страни претварача повезати кондензатор минималне капацитивности $10\ \mu\text{F}$. Овај кондензатор пре свега служи да обезбеди стабилност напона претварача у тренуцима нагле промене оптерећења, како би се дало довољно времена контроли претварача да одреагује.

Потребно је на крају додатно размотрити аспект засићења пригушнице и утицај ове појаве на укупне перформансе претварача. Наиме на слици 3.91 приказана је зависност индуктивности пригушнице која је раније одабрана и струје која се кроз њу успоставља. Са приложене слике је видљиво да са порастом струје долази до засићења и да као резултат тог засићења долази до опадања индуктивности, које је најизраженије за вредности струје изнад $3\ \text{A}$. Овакво понашање пригушнице за последицу ће имати то да уколико струја пређе наведену вредност, таласност те струје (фазне струје) ће постати израженија.

Са друге стране треба имати у виду да из чињенице да претварач ради са три паралелне гране произилази то да ће укупна струја која одлази ка суперкондензатору ће имати значајно мању таласност у односу на фазне струје. Из овога се може претпоставити да ће таласност укупне струје претварача према суперкондензатору бити на прихватљивом нивоу иако таласност струје у појединим гранама претварача превазиђе вредност која је усвојена у прорачуну. Ова проблематика се мора додатно потврдити приликом лабораторијског тестирања рада претварача, када ће бити донесен и коначан закључак о валидности одабира пригушница.



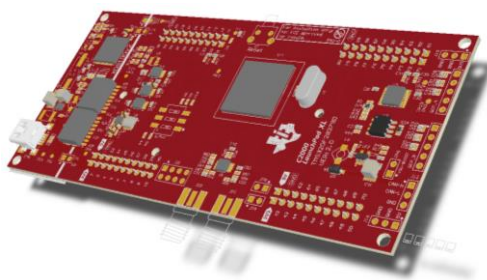
Слика 3.91 Зависност индуктивност одабране пригушнице од струје (извор: Würth Elektronik Application Note)

Битна особина одабране пригушнице јесте и тип њеног језгра које је у овом случају манган-цинк феритни материјал. Основна предност феритних језгара састоји се у томе да је зависност струје у индуктивности слаба док се не уђе у област сатурације након чега долази до рапидног опадања индуктивности. Са друге стране метална језгра пригушница имају значајнију зависност између струје и индуктивности, па њихова индуктивност лагано опада са порастом струје чак и пре уласка у област сатурације. Одавде следи да се метална језгра могу користити у апликацијама где се очекују огромне вршне вредности струја, док се феритна језгра могу користити у ситуацијама када је потребно да на релативно широком опсегу радних струја не постоји значајна промена индуктивности. Са слике 3.77 је јасно видљива управо описана карактеристика феритног језгра, са које се закључује да у релативно широком опсегу струја нема значајније промене индуктивности. Свакако треба имати у виду и то да таласност струје пригушнице није од примарног интереса, јер се како је раније и наглашено таласност укупне струје на ниженапонском крају претварача значајно редукује као резултат постојања фазно померених струја у три паралелне гране претварача.

Овим је завршено теоријско разматрање пасивних компоненти трофазног једносмерног бидирекционог претварача, али остаје да избор који је у овом поглављу приказан буде верификован у лабораторијским условима. Тај аспект развоја прототипа претварача који је у фокусу разматрања у овом раду ће бити детаљно обрађен у поглављу 3.4.2.

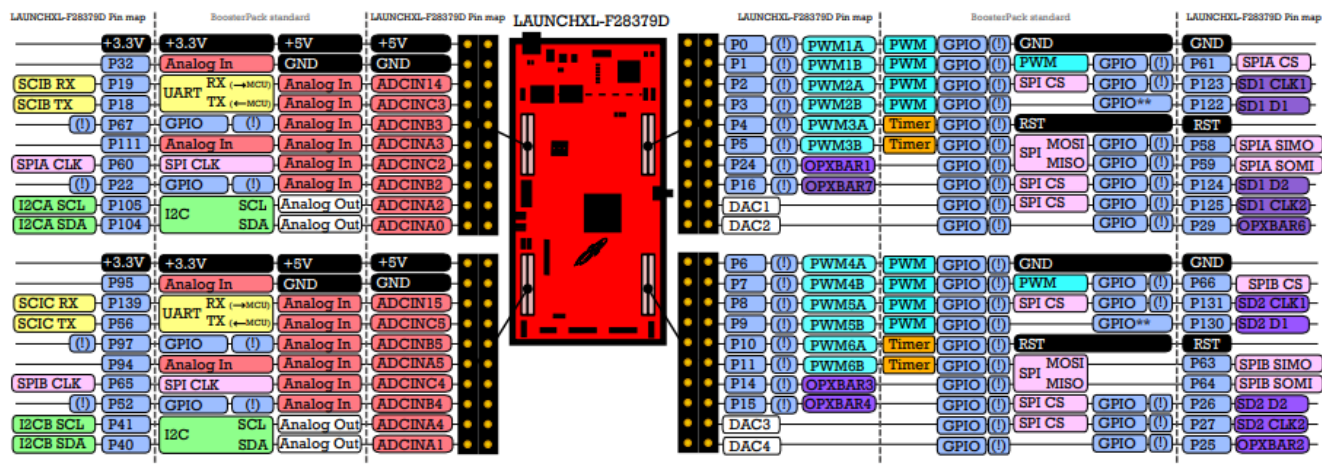
3.3.3. Контролни систем

Контролни систем прототипа претварача који се жели развити фундаментално подразумева микроконтролерску платформу, струјно и напонско мерење, заштитну платформу и одговарајуће напајање. Улога микроконтролерске платформе јесте имплементација управљачко-контролног алгорита који треба да омогући несметано и поуздано функционисање претварача. Ово подразумева пре свега генерисање управљачких сигнала за прекидачке компоненте претварача. Додатно, микроконтролерска платформа подразумева и могућност прихвата аналогних сигнала неопходних за реализацију струјног и напонског мерења, која су од есенцијалног значаја за реализацију како регулационих структура тако и за менаџмент складиштем енергије. Имајући ове аспекте у виду, микроконтролерска платформа *C2000 Delfino MCU F28379D* препозната је као прихватљива за реализацију свих неопходних функција. Тродимензионални приказ штампане плочице одабраног микропроцесора дат је на слици 3.92. Основне предности одабране платформе јесу ниска цена, високе перформансе и компатибилност са софтверским алатом *Simulink*. Поред тога одабрани микроконтролер поседује двојезгарну архитектуру 32-битних процесора на 200 MHz, 16 импулсно-ширинских модулатора високе резолуције, 12 аналогних улазних канала са 16 или 12-битном резолуцијом и могућност серијске комуникације. Овде су наведене само неке од основних карактеристика одабраног микроконтролера, а које су релевантне за реализацију прототипа претварача.



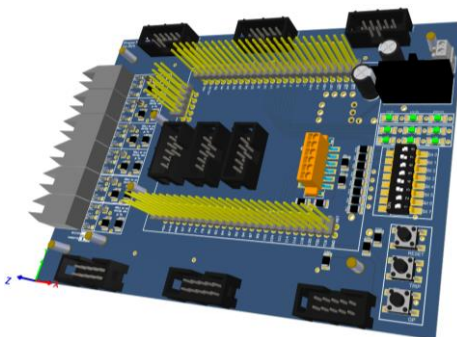
Слика 3.92 Микроконтролер намењен имплементацији управљачке структуре претварача

На слици 3.93 приказана је диспозиција пинова којима су придружене одређене функције на микроконтролеру. Свакако најважније функције са аспекта апликације јесу импулсно-ширински модулатори и аналогни улази, а њихово параметрисање биће детаљно описано у поглављу 3.4.1.



Слика 3.93 Диспозиција пинова и њима придружених функција на одабраном микроконтролеру (извор: TMS320F28379D LaunchPad Quick Start Guide)

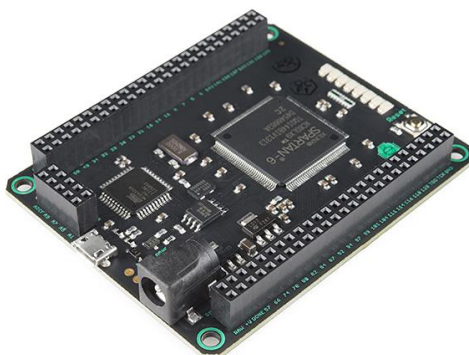
Други важан сегмент контролног система претварача представља заштитна платформа чију срж чини *FPGA* (енгл. *Field-Programmable Gate Array*) интегрисано коло. Ово интегрисано коло јесте програмабилно коло које омогућава произвољно конфигурисање његове унутрашње структуре састављене од великог броја идентичних логичких блокова, тако да се може реализовати логичка структура која извршава сложене комбинаторне и/или логичке функције. Конфигурација унутрашње структуре *FPGA* кола врши се преко програмског језика *HDL* (енгл. *Hardware Description Language*). Једна од основних предности *FPGA* јесте брзина реакције, односно пропације сигнала од улазног пина, преко интерне логичке структуре па све до излазног пина. Ова његова карактеристика произилази пре свега из чињенице да је интерна логичка структура базирана на стварним логичким блоковима, који се могу конфигурисати као базична логичка кола (AND, OR, NOT, XOR и сл.), али и као меморијска кола (RS, D или JK флип-флоп). Због њихове брзине реаговања *FPGA* кола су интересантна у применама које подразумевају заштиту осетљивих компоненти као што су прекидачке компоненте. Како се у класичним претварачима енергетске електронике заштита заснива на мерењу одређене величине, а затим коришћењем те мерене вредности за генерисање одређене реакције од стране надређеног система, може се са разлогом поставити питање какве би последице имало отказивање надређеног система. Имајући у виду комплексност и осетљивост претварача, складишта и апликације која се разматра, сасвим је оправдано имплементирати редувантни систем за заштиту претварача од прекострује и складишта од пренапона. У ту сврху биће искоришћена заштитна платформа, која се састоји од *MOJO v3 FPGA* развојне картице и одговарајуће матичне плоче. Матична плоча чији је тродимензионални приказ дат на слици 3.94 има улогу да омогући интерконекцију између *FPGA* и осталих сегмената контролног система као што су микроконтролер, струјна и напонска мерна картица. На слици 3.94 су јасно видљиви густо распоређени и жуто обојени пинови преко којих се остварује веза матичне плоче и *FPGA* картице. Са друге стране три 10-пинска конектора лоцирана у централном делу матичне плоче имају улогу да омогуће интерконекцију између микроконтролерске платформе и *FPGA*, док 10-пински конектори на ободу матичне плоче служе за успостављање везе између *FPGA* и драјверских кола прекидачких компоненти.



Слика 3.94 Матична плоча за монтирање *FPGA*

Из претходног је потпуно јасно да ће сигнали за управљање прекидачким компонентама, а који су генерисани од стране микроконтролера, најпре ићи кроз заштитну платформу базирану на *FPGA* картици, па тек уколико су испуњени сви релевантни услови управљачки сигнали ће бити прослеђени до драјверских кола прекидачких компоненти. Уколико се деси проблематична ситуација, заштитна платформа одмах прекида довођење управљачких сигнала на драјвере прекидачких компоненти, и уместо њих шаље сигнал за гашење свих прекидачких компоненти. Овакав след догађаја је веома важан, јер би било који другачији управљачки сигнал (осим сигнала за гашење) изазвао кратак спој на страни енергетског складишта. Такође је омогућено и ручно прекидање пропагације управљачких сигнала прекидачких компоненти, које се реализује притиском на за то предвиђени тастер лоциран на матичној плочи.

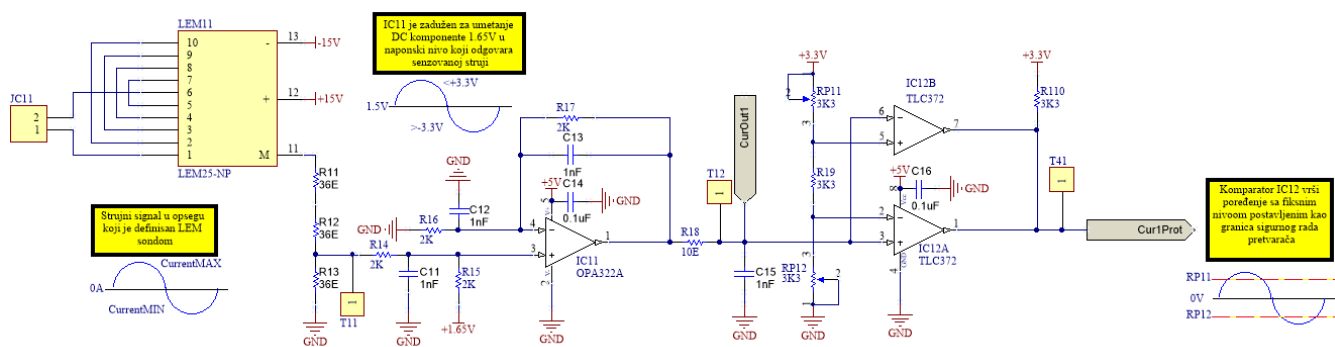
На слици 3.95 приказан је изглед коришћене *MOJO v3 FPGA* развојне картице, која поседује 84 дигитална улазно/излазна пина, 8 аналогних улаза и користи *Spartan 6 XC6SLX9 FPGA* чип. Као што је раније истакнуто, интерконекција са осталим елементима контролног система успоставља се преко матичне плоче на коју се *FPGA* картица монтира. Процедура за конфигурисање и програмирање *FPGA* картице биће детаљно објашњена у поглављу 3.4.1.



Слика 3.95 *MOJO v3 FPGA* развојне картице за реализацију заштитних функција претварача

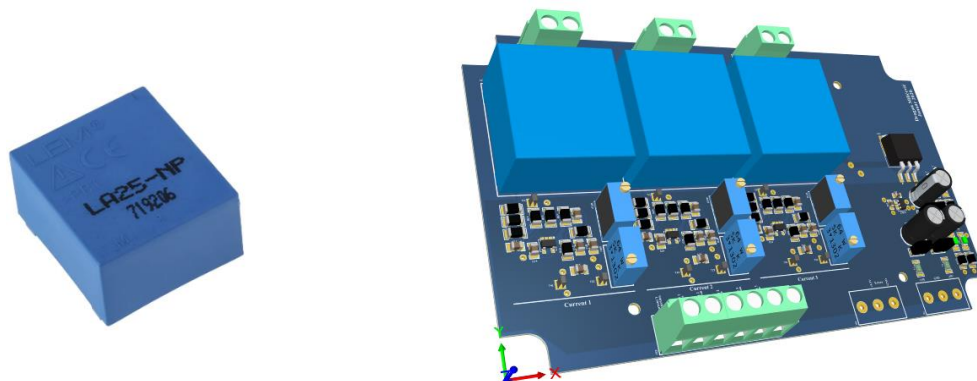
Тачно и прецизно мерење струје један је од важних приоритета када је у питању реализација прототипа претварача. На слици 3.96 приказана је електрична шема једног канала струјног мерења које ће бити реализовано у форми штампане плочице чији је тродимензионални репрезент приказан на слици 3.97. У склопу струјног мерења врши се неколико операција које су реализоване електронским компонентама. Струјна сонда LA25-NP, приказана на слици 3.97, примарну струју чија је номинална ефективна вредност 25 A претвара у секундарну струју номиналне ефективне вредности 25 mA. Мерени сигнал са струјне сонде дакле долази као струјни, те га је најпре неопходно конвертовати у напонски сигнал који по својим

карактеристикама одговара аналогном улазу одабраног микроконтролера. Ово значи да је потребно добити напонски сигнал у опсегу од 0 до 3.3 V. Имајући у виду да је струјни сигнал на секундарној страни струјне сонде у општем случају биполаран, одмах после прилагођавања напонског нивоа потребно је да се напонски сигнал суперпонира са одговарајућим једносмерним напоном од 1.65 V, како би се добио униполарни напонски сигнал без обзира на мерену струју. Ово значи да ће уколико су мерене струје негативне, напонски сигнали бити у опсегу од 0 до 1.65 V, док ће у случају позитивних вредности мерених струја напонски сигнали бити у опсегу од 1.65 до 3.3 V. На овај начин је решен проблем конверзије струјног сигнала у напонски сигнал који одабрани микроконтролер може да обради. На штампаној плочици струјног мерења реализована је и заштитна функција чија је улога да се на самој плочици задају дозвољени опсежи струје, те уколико се они превазиђу са плочице бива послат дигитални сигнал који се користи за прекидање управљачких сигнала прекидачких компоненти. Оно што је потребно нагласити јесте да је неопходно извршити одговарајућа програмска прилагођења мерених сигнала у самом микроконтролеру, али овај аспект ће бити детаљније обрађен у поглављу 3.4.1.



Слика 3.96 Електрична шема једног канала струјног мерења

На слици 3.97 видљивој је да су свакој струјној сонди придружена по два потенциометра чијим варирањем се задаје вредност ограничења струје. Једним потенциометром се дефинише ограничење у позитивном опсегу вредности, док се другим потенциометром дефинише ограничење у негативном опсегу вредности. На овај начин се постиже да уколико струја, која у општем случају може бити биполарна, пређе задато ограничење у било ком тренутку детекција прекорачења се региструје тренутно и одговарајући дигитални сигнал се генерише на излазним контактима струјне мерне плочице.



Слика 3.97 Струјна сонда (лево) и штампана плочица намењена за реализацију мерења струје у фазама претвараћа (десно)

Оно што је веома важно напоменути јесте конфигурација струјне сонде. Наиме струјна сонда омогућава да се њен примарни намотај кроз који се успоставља мерена струја конфигурише зависно од вредности струје која се очекује. Сликаом 3.98 табеларно су дате могуће конфигурације прикључака сонде, као и одговарајући преносни однос који се постиже уколико се одређена конфигурација примени. Поред тога јасно су истакнуте називна ефективна вредност струје примарног и секундарног намотаја што је веома важна информација за дизајн прилагодног кола. Како се за прототип претварача не предвиђа струја која превазилази 5 А, то се јасно намеће да комбинација која је на слици 3.82 истакнута црвеном бојом представља оптимално решење. Из табеле се види и то да за одабрану конфигурацију струја примарног намотаја има номиналну ефективну вредност од 5 А, док је на секундарном намотају у том случају номинална струја 25 mA. Ово су управо параметри на основу којих је извршена синтеза струјне мерне картице, како је то раније и описано. Такође са слике 3.98 јасно се види да су на истој струјној картици реализована три мерна канала што представља број мерних канала неопходан за реализацију струјног управљања трофазног једносмерног бидирекционог претварача.

Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_p [mΩ]	Primary insertion inductance L_p [μH]	Recommended connections
	nominal I_{PN} [A]	maximum I_P [A]					
1	25	36	25	1 / 1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2 / 1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3 / 1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4 / 1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5 / 1000	6.3	0.58	

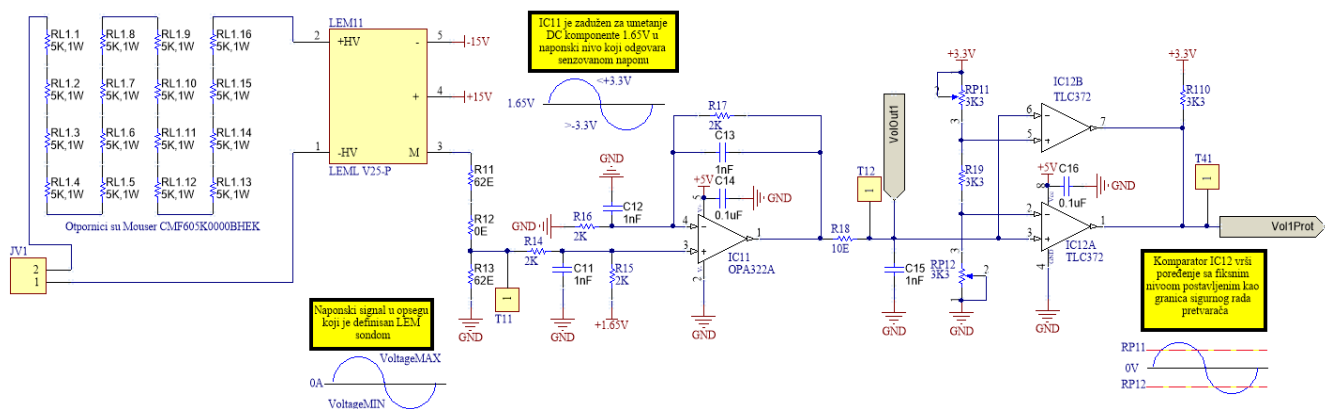
Слика 3.98 Могуће конфигурације струјне сонде зависно од примарне струје (извор: LA25-NP Application Note)

Напонско мерење је од суштинске важности јер пре свега онемогућава да се деси прекорачење приликом пуњења или пражњења складишта енергије. Одатле се види да је примарна улога напонског мерења заштитна, међутим она није и једина. Наиме информација о напону батерије или суперкондензатора може заједно са струјом дати корисну информацију о нивоу напуњености што може бити употребљено у алгоритму енергетског менаџмента. Такође савремени алгоритми праћењем напона и струје током времена могу да дају прецизну естимацију о старењу батерије или суперкондензатора. Дакле, мерење напона на вишенпонском и ниженпонском крају претварача јесте од интереса узимајући у обзир заштитну функцију, енергетски менаџмент складиштем као и надзор перформанси елемената складишта. Иако можда недовољно наглашен у овом раду, надзор батерије или суперкондензатора представља битан аспект енергетског складишта електричног возила јер се на пример на основу информација добијених овим путе може планирати благовремена замена или сервис, а свакако се могу избећи изненадни застоји или кварови. У сврху реализације напонског мерења реализована је одговарајућа напонска мерна плочица, а њена електрична шема

приказана је на слици 3.99. Како је коришћена напонска сонда LV25-NP, приказана на слици 3.100, по природи струјни трансдуктор (енгл. *Current transducer*) улазни и излазни сигнали су у форми струјних сигнала.

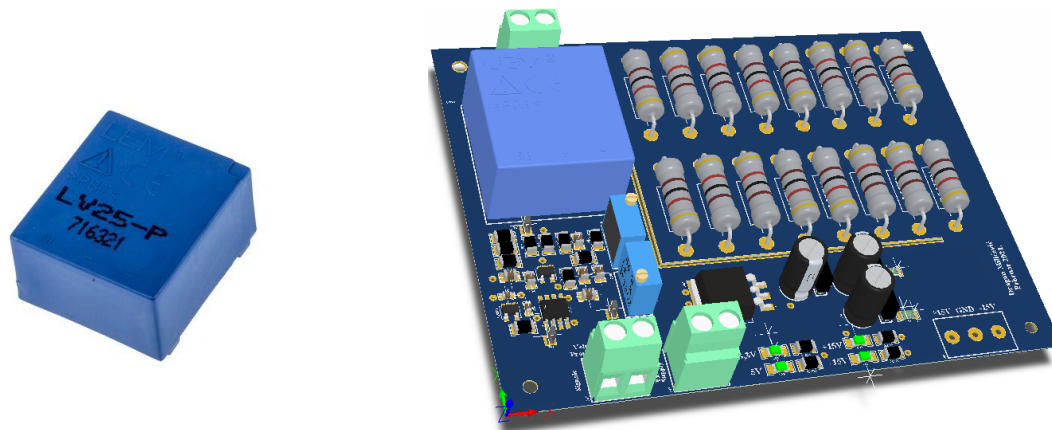
На слици 3.100 јасно је видљив низ од 16 отпорника отпорности 5 kΩ, чија је улога да кроз примарни намотај напонске сонде ограничи струју. Како је према упутству називна струја коришћене напонске сонде 10 mA, а максимални напон који се у претварачу може очекивати 560 V (до максимално 600 V) одатле произилази да је између сонде и тачке њеног прикључења потребно имати отпорност од 80 kΩ. Дакле уколико се у тачки мерења има напон од 600 V, то ће резултовати примарном струјом напонске сонде од 7.5 mA. Са друге стране секундарни намотај има називну струју од 25 mA, коју је потребно на одговарајући начин претворити, слично као што је то урађено и код струјног мерења. На што се са електричне шеме и види, коришћењем струјног разделника струјни сигнал најпре бива претворен у напонски, који се онда даље суперпонира са константним напоном од 1.65 V. на овај начин се добија да напонски сигнал који се води ка микроконтролеру увек има позитивну вредност без обзира на у општем случају биполарну природу мереног напона.

Наравно реализована је и заштитна функција, па уколико мерени напон пређе задату граничну вредност са напонске мерне плочице се генерише одговарајући сигнал који се може користити за заустављање рада претварача. Заштитна функција реализована је биполарно као и код струјног мерења, дакле ограничења се постављају и за позитивну и за негативну полупериоду, како би се постигло довољно брзо реаговање у случају прекорачења напона у било ком тренутку. На основу електричне шеме са слике 3.99 генерисан је тродимензионални модел штампане плочице напонског мерења који је приказан на слици 3.100. На тродимензионалном моделу се јасно може видети напонска мерна сонда, као и отпорници за ограничавање примарне струје. Поред тога видљива су и два потенциометра за задавање ограничења у позитивном и негативном опсегу вредности напона.



Слика 3.99 Електрична шема напонског мерења

Нажалост због ограничености димензија штампане плочице, као и због чињенице да отпорници за ограничавање струје заузимају највећу површину плочице, на истој штампаној плочици могуће је реализовати само једно напонско мерење. За реализацију прототипа претварача неопходна су два напонска мерења те је јасно да ће бити потребна два примерка штампане плочице са слике 3.100. Оно што је неопходно нагласити јесте да на ниженапонској страни максимални напон износи 160 V, што последично значи да ће струја примара имати вредност од 2 mA. Како би се одржала прецизност мерења биће неопходно на тој напонској мерној плочици редуковати број отпорника на 4. На овај начин при напону од 160 V имаће се на примарној страни струја од 8 mA. На овај начин мерни опсег мерења напона је повећан четири пута.



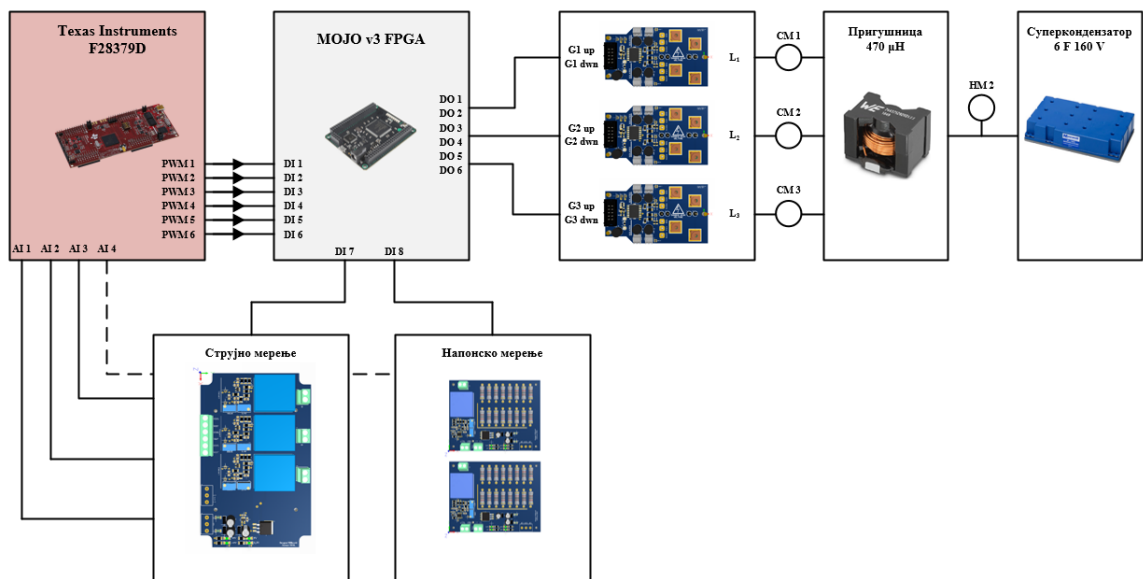
Слика 3.100 Напонска сонда (лево) и штампана плочица намењена за реализацију мерења напона (десно)

Овим је завршено разматрање свих релевантних аспеката који се односе на дизајн и реализацију трофазног једносмерног бидирекционог претварача. Оно што је у неколико наврата напоменуто у овом поглављу јесте то да ће поједини детаљи као што је калибрација, иницијализација и генерисање одговарајућих програмских решења бити демонстрирано и детаљно објашњено у поглављу 3.4.1. Овај приступ одабран је из разлога што се желело избећи оптерећивање теоријских разматрања која су у овом поглављу изложена. Зато ће у поглављу које ће се бавити лабораторијским тестирањем, пуштањем у рад и свим осталим неопходним корацима у циљу развоја прототипа разматраног претварача, бити приказан и објашњен сваки релевантан детаљ. Још је потребно рећи да је овим поглављем јасно дефинисан сваки релевантан сегмент хардверског дела анализираног претварача, почевши од прекидачких компоненти, њихових драјверских кола, као и струјног и напонског мерења. Али ће овде бити истакнуто и то да ће осим техничких прилагођења која ће бити потребно извршити на хардверу, у поглављу 3.4.1 бити приказана и софтверска имплементација контролног алгоритма претварача који се за сада заснива на струјној регулационој петљи.

3.4. Експериментална верификација рада претварача

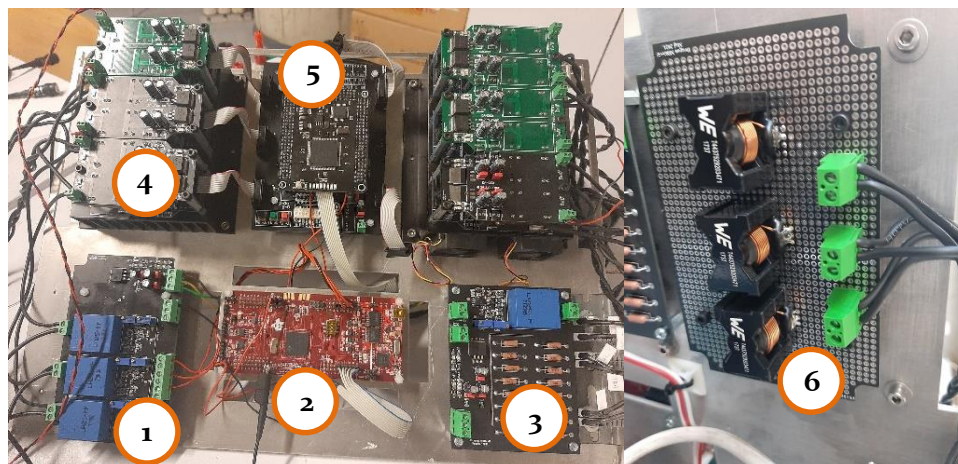
Након што је у претходним поглављима извршено селектовање релевантних компоненти као и дизајни штампаних плочица за синтезу прототипа претварача, сада је потребно извршити интеграцију свих сегмената. На слици 3.100 дат је принципски приказ веза појединих елемената од којих се прототип претварача састоји. Оно што није укључено у принципску шему јесте систем на који се складиште енергије повезује, а што свакако у овом тренутку и није од суштинског значаја. Са приложене принципске шеме видљиво је да се са струјне и напонских мерних картица сигнали у аналогној форми шаљу на микроконтролерску картицу где се на основу тих мерења генеришу сигнали за управљање прекидачким компонентама претварача. Пре него што се управљачки сигнали проследе на драјверска кола, сигнали се пропуштају кроз *FPGA* картицу која управљачке сигнале даље прослеђује само у случају да не постоји никакав сигнал грешке у смислу струјног или напонског прекорачења. Управљачки сигнали који долазе до драјверског кола једне гране бивају електричним путем временски размакнути за мртво време, како не би дошло до стања истовременог вођења две прекидачке компоненте. Управљачки сигнали доведени на гејтове прекидачких компоненти изазивају протицање струја кроз пригушнице и коначно кроз суперкондензатор. Сигнали мерења напона (HM_2) и струје (CM_1 , CM_2 и CM_3) прослеђују се на одговарајуће мерне картице и тиме се затвара регулациона структура по струји, при чему до овог тренутка напонски сигнал има искључиво заштитну улогу. Не треба посебно наглашавати да

сегменти као што су на пример напајања појединих сегмената иако веома важан чинилац, нису приказани на слици 3.101 из разлога суштинске нерелевантности за опис организације прототипске поставке претварача.



Слика 3.101 Принциписки приказ везе међу појединим елементима прототипа претварача

Сада када је подробније објашњена принципска веза међу појединим сегментима, извршена је и њихова физичка интеграција што је приказано на слици 3.102. Дакле свих сегменти прототипа фиксирани су на алуминијумској подлози и међусобно су повезани проводницима уколико се ради о енергетским везама или флет кабловима уколико се ради о преносу сигнала. Напајање сваког од сегмената смештено је са задње стране приказане поставке, како се са једне стране не би реметио изглед фронталног дела поставке, а са друге стране како би се смањила електромагнетна интерференција. На слици су јасно видљива два трофазна једносмерна бидирекциона претварача, што је суштински последица чињеница да се поставка са слике 3.102 може користити за реализацију складишта базираног на суперкондензатору и батерији, те је самим тим неопходно имати два независна претварача. Опширнија елаборација по овом питању биће дата у четвртном поглављу.



Слика 3.102 Изглед развијеног прототипа са свим интегрисаним сегментима (1 – струјна мерна картица, 2 – микроконтролерска картица, 3 – напонска мерна картица, 4 – енергетски сегмент претварача, 5 – FPGA и 6 - пригушнице)

Пре имплементације напредног контролног алгоритма за регулисање рада енергетског складишта, неопходно је извршити лабораторијску верификацију функционалности развијеног прототипа. Зато ће у наредна два поглавља 3.4.1 и 3.4.2 бити изложени најрелевантнији аспекти лабораторијске верификације прототипа као и кораци реализовани током параметризације, програмирања, обраде сигнала и осталих релевантних подешавања. Након што се верификација у лабораторијским условима спроведе, донеће се дефинитиван закључак о томе да ли се развијени прототип претварача може користити у сврху размене енергије у склопу хибридног енергетског складишта електричног возила.

3.4.1. Конфигурисање и интеграција поставке за верификацију

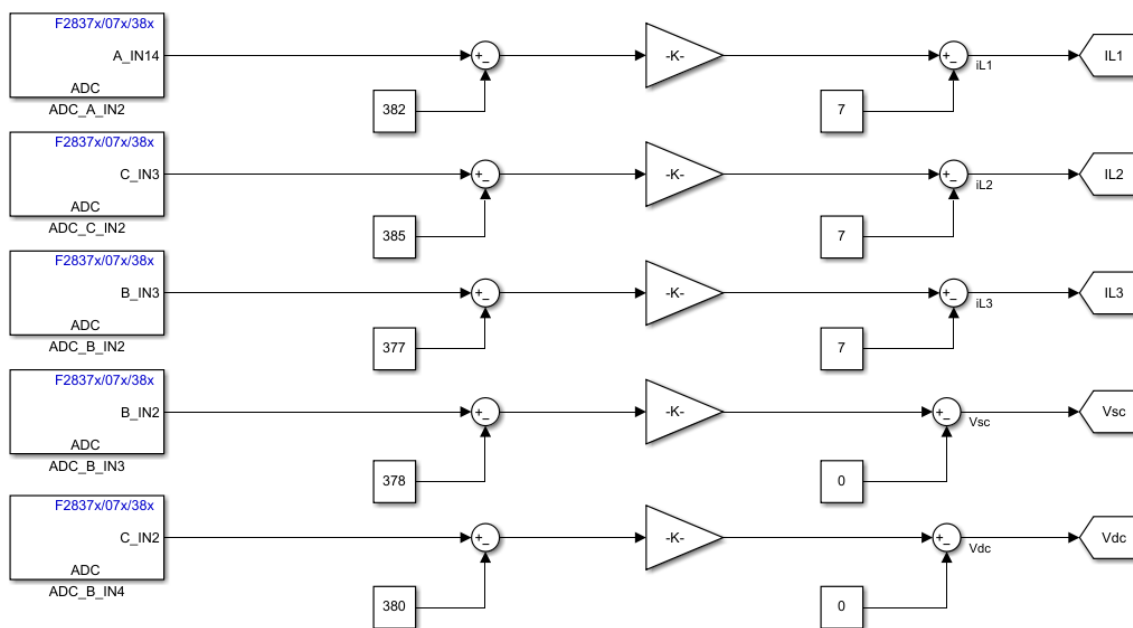
Пре него што се прототип претварача подвргне тестирању у смислу размене енергије између вишенпонског и ниженапонског краја, неопходно је извршити низ припремних радњи. Те припремне радње подразумевају параметризације програмабилних сегмената као што су микроконтролер и *FPGA* картица, хардверско подешавање ограничења струјног и напонског мерења, провера вредности и временског облика сигнала на свим релевантним деоницама пропагације сигнала. У ту сврху ово поглавље ће бити фокусирано на опис и приказ претходно наведених радњи, док ће наредно поглавље бити посвећено тестирању прототипа у смислу размене енергије по сличном принципу који је раније коришћен за верификацију модела развијених у *Simulink*-у и *Typhoon HIL* платформи.

Најпре ће се кренути од микроконтролерске картице, као сегмента који у себи инкорпорира две суштинске функције. Прва функција односи се на аквизицију и обраду мерених сигнала добијених са струјних и напонских мерних картица. Друга функција подразумева обраду мерених сигнала и генерисање адекватних управљачких сигнала у форми импулсно-ширински модулисаних сигнала. Како је за потребе верификације прототипа претварача довољно користити струјну регулациону петљу, као што је то чињено и раније, то ће онда фокус овог поглавља за сада остати на том нивоу. Најпре ће се разматрати аспект аналогно дигиталне конверзије која се дешава на микроконтролерској картици. Наиме до аналогног улаза микроконтролера може доћи напонски сигнал у опсегу вредности од 0 до 3.3 V. У разматраном случају потребно је пет аналогних улаза и то три за сигнала мерених фазних струја и два за сигнале мерених напона на вишенпонском и ниженапонском прикључку претварача. Како је аналогно-дигитални конвертор одабраног микроконтролера 12-битни, напон од 0 до 3.3 V бива дигитализован у опсег од 0 до 4095. Међутим како је за потребе рада прототипа претварача неопходно биполарно мерење струје, а имајући у виду аспекте размотрене прилико дизајна мерних плочица у поглављу 3.3.3, напонски опсег од 0 до 3.3 V, односно дигитални опсег од 0 до 4095 у себи садрже мерену величину у опсегу од негативне до позитивне максималне вредности. На примеру струјног мерења максимална негативна вредност је -7 A, док је максимална позитивна вредност 7 A. Имајући у виду претходно истакнуто, закључује се да дигитализовани мерени сигнал мора бити додатно третиран након његове аналогно-дигиталне конверзије. Начин на који ће ово бити урађено је тај да се најпре доведе вредност аналогног сигнала која одговара нултој струји. У разматраном случају то је тачно половина опсега аналогног сигнала односно 1.65 V, а у дигиталној форми то је 2048. Посматрајући на одговарајућем интерфејсу развијеном у *Simulink* окружењу, вредност коју микроконтролер показује у стварности треба упоредити са вредношћу 2048. Уколико се очитана вредност разликује од очекиване, узроци овакве појаве могу бити вишеструки. Најпре се као узрок може навести амбијентални шум или што је вероватније, интерни напонски офсет аналогно-дигиталног конвертор. Овај проблем се једноставно може решити одузимањем или додавањем константе дигитализованом мереном сигналу тако да његова средња вредност буде 2048. Оваквим

третирањем мереног сигнала врши се корекција мерења коју је потребно спровести због несавршености појединих електронских компоненти.

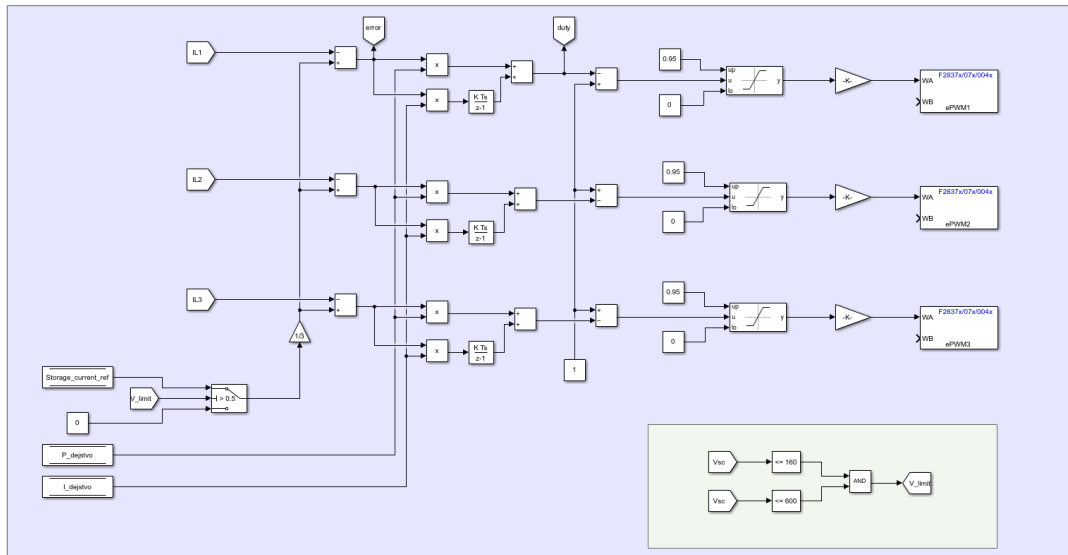
Након компензације хардверских несавршености неопходно је дигитализовани сигнал претворити у вредност величине која се мери. Ако се разматра мерење струје онда се дигитализовани мерени сигнал првенствено мора помножити са 7 и поделити са 2048. Након овога од добијене вредности потребно је још одузети 7. Као резултат описаних рачунских операција добија се вредност струје у опсегу од -7 А до 7 А за дигиталне вредности у опсегу од 0 до 4095. У случају напонског мерења обрада сигнала је нешто једноставније, јер природа апликације која се разматра намеће то да напон ни на вишенпонском ни на ниженапонском прикључку никад не може бити негативан. Због тога је обрада сигнала мерења напона једноставније јер практично не захтева додатну обраду сигнала осим компензације напонског офсета аналогно-дигиталног конвертора.

Након претходно описане обраде, сигнали се даље интерно прослеђују до релевантних сегмената контролног алгоритма. На слици 3.103 приказан је сегмент обраде мерених сигнала који се доводе на микроконтролерску картицу. Видљиво је свих пет мерених сигнала као и блокови који служе за третирање тих сигнала према претходно описаном поступку.



Слика 3.103 Реализација аналогно-дигиталне конверзије и обраде мерених сигнала струја и напона

На слици 3.104 приказана је структура струјног регулатора претварача која се састоји од класичног пропорционално-интегралног регулатора чији је излаз фактор испуне, а који се даље након блока ограничења прослеђује у блок за генерисање импулсно-ширински модулисаних управљачких сигнала. Ограничење фактора испуне је двојачко. Најпре оно подразумева ограничење максималне и минималне вредности, а са друге стране механизам ограничења у обзир узима и вредност напона суперкондензатора. Уколико се задато ограничење превазиђе задаје се одмах нулта референца струје.



Слика 3.104 Реализација струјних регулатора за три фазне струје (љубичасто) са напонском заштитом (зелено)

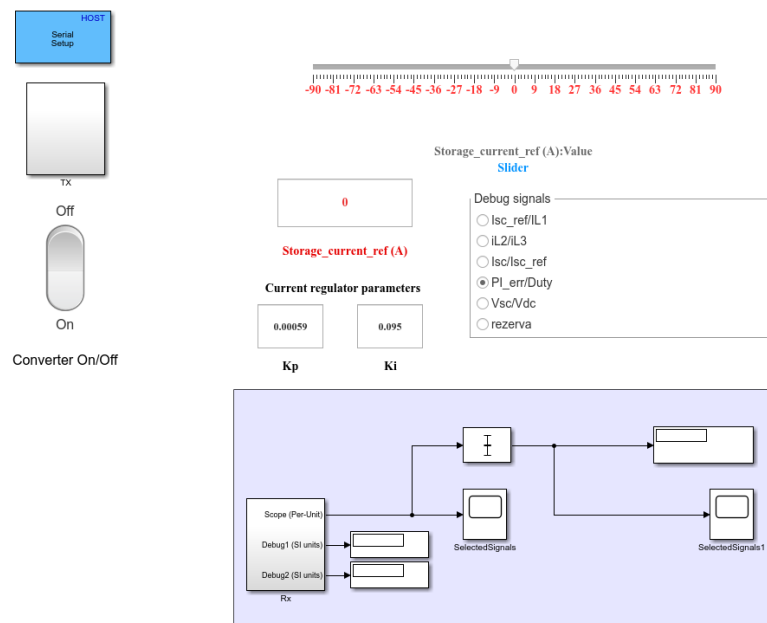
Као последњи аспект који се односи на параметризацију микроконтролера размотриће се подешавање блока *ePWM*, који се користи за генерисање управљачких сигнала прекидачких компоненти. Овај блок представља директан приступ излазним прикључцима микроконтролера који су хардверски намењени за генерисање импулсно-ширински модулисаних сигнала. У разматраном случају потребно је генерисати шест сигнала, међутим како су свака два сигнала комплементарна неопходно је употребити само три *ePWM* блока. Треба имати у виду и то да између генерисаних сигнала мора постојати фазни померај од 120° , што значи да *ePWM* блокови морају бити међусобно синхронизовани. Са претходно приказана слике 3.104 видело се да се *ePWM* блоковима прослеђује само фактор испуне као потребна и довољна информација за генерисање адекватног сигнала. То је овде случај јер *ePWM* блок у себи интегрише модулатор при чему се параметри носећег сигнала параметришу у самом блоку. Четири подешавања су од суштинског значаја за генерисање одговарајућег сигнала и то су синхорнизациони канал, периода носећег сигнала, облик носећег сигнала и фазни померај у односу на синхорнизациони канал.

Синхорнизациони канал представља *ePWM* блок у односу на који се остали блокови могу фазно померати и у овом случају биће одабран *ePWM1* као синхорнизациони канал. То значи да су сигнали генерисани са пинова који су придружени овом блоку нултог фазног помераја, да се осталим каналима фазни померај дефинише у односу на ова два сигнала. Периода и облик носећег сигнала су међусобно зависна подешавања. У овом случају биће одабран троугаони облик носећег сигнала те се рачунање и подешавање његове периоде мора са тим ускладити. Наиме реализација троугаоног носећег сигнала реализована је као бројање од 0 до неког задатог броја при чему је корак бројања једнак једној периоди такта процесора микроконтролера. Како је такт процесора одабраног микроконтролера 200 MHz, то је периода његовог такта 5 ns. Ово значи да када би се одабрао број 10000 као број до кога микроконтролер броји периода носећег сигнала би била 10 kHz. Ово се једноставно закључује ако се у виду има да троугаони носећи сигнал има узлазну и силазну ивицу односно да би током једне периоде бројао од 0 до 10000, а затим од 10000 до 0, што је укупно 20000 корака у једној периоди. Када се 20000 помножи са периодом такта процесора од 5 ns, добија се трајање периоде од 0.0001 секунд којој одговара фреквенција од 10 kHz. Како је у ранијим разматрањима усвојено да ће претварач радити са прекидачком фреквенцијом од 100 kHz из досадашњег разматрања јасно следи да ће у параметар који

дефинише периоду носећег сигнала бити потребно уписати број 1000. Ово подешавање важи за сва три *ePWM* блока, имајући у виду да свих 6 сигнала треба да имају исту фреквенцију.

На крају потребно је дефинисати и фазни померај за блокове *ePWM2* и *ePWM3*, који су како је раније истакнуто синхронизовани у односу на блок *ePWM1*. Фазни померај се према правилу за задавање уписује као угао у опсегу од 0° до 360° скалиран у односу на период носећег сигнала. Како фазни померај друге групе сигнала (*ePWM2*) у односу на прву (*ePWM1*) треба да буде трећина периоде, то се онда у параметар *Phase Offset Value* мора уписати број 667. Слично, како је фазни померај треће групе сигнала (*ePWM3*) у односу на прву групу (*ePWM1*) две трећине период то се онда мора уписати број 1334. На овај начин једноставно је реализовано фазно померање другог и трећег управљачког сигнала у односу на први за трећину односно две трећине периоде, респективно.

У сврху задавања референце и праћења вредности појединих величина у реалном времену, развијен је такозвани *Host Model* у *Simulink* окружењу који омогућава успостављање серијске комуникације са микроконтролером. На слици 3.105 дат је приказ интерфејса који је развијен у ову сврху и који ће бити коришћен приликом лабораторијског тестирања. Са приказане слике видљиво је да се кроз развијени интерфејс може задавати референца струје путем клизача или задавањем тачне бројне вредности. Са друге стране омогућено је и мењање параметара регулатора у реалном времену, што се може појавити као потреба приликом лабораторијског тестирања. Временски одзиви појединих величина могу се такође пратити и помоћу одговарајућег осцилоскопског блока.



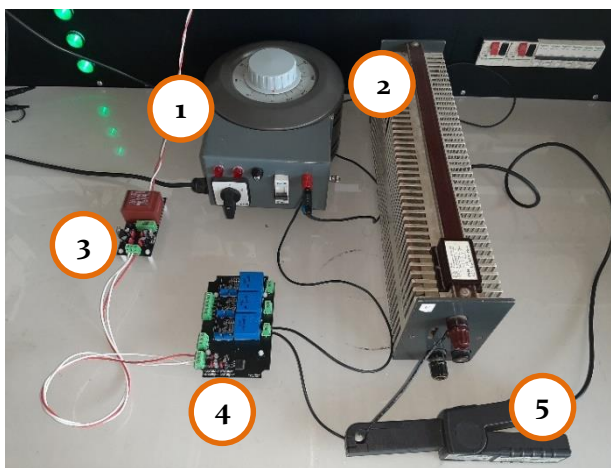
Слика 3.105 Интерфејс *Host Model*-а за серијску комуникацију са микроконтролером

Са овим је дат опис параметризације микроконтролерске платформе и имплементације струјне регулационе структуре. Сада је потребно третирати питање струјног/напонског мерења и хардверског подешавања мерних картица (штампаних плочица). Најпре ће се кренути од струјне мерне картице која је приказана на слици 3.106, и то од верификације њеног мерења као и од подешавања прагова реакције заштитног механизма за детекцију прекострује.



Слика 3.106 Струјна мерна картица са три струјна мерна канала

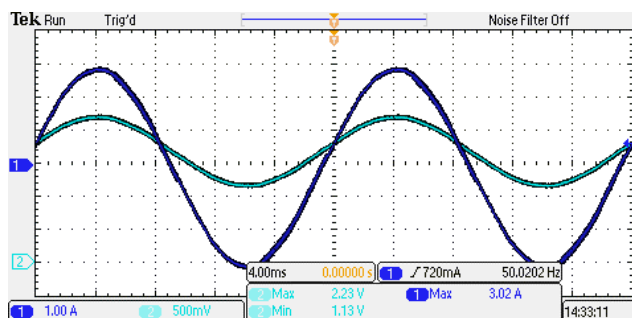
За самосталну верификацију струјне мерне картице биће коришћен промењиви наизменични напонски извор (аутотрансформатор) и отпорни потрошач. Разлог за овај начин тестирања лежи у томе што је то најједноставнији начин да се у лабораторијским условима струјна картица подвргне временски промењивој биполарној струји. Оно о чему треба водити рачуна јесте да је за све три струјне сонде одабрана конфигурација која дозвољава максималну биполарну струју од 7 А. Поставка за верификацију струјне мерне картице и подешавање прагова реакције заштите приказана је на слици 3.107. Наравно процедура тестирања биће приказана само за први мерни канал с обзиром да због идентичности процедуре нема потребе приказивати случајеве за сва три мерна канала.



Слика 3.107 Лабораторијска поставка за тестирање струјне мерне картице
 1 – аутотрансформатор, 2 – отпорни потрошач, 3 – биполарно напајање $\pm 15\text{ V}$, 4 – струјна мерна картица, 5 – осцилоскопска струјна сонда

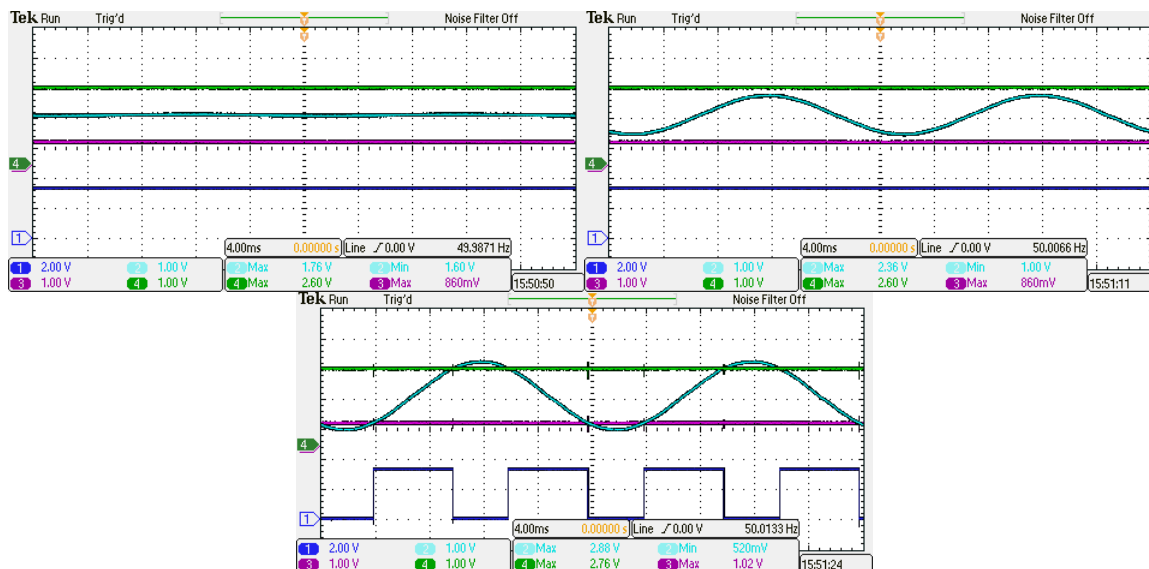
Најпре ће бити тестирано мерење првог струјног канала и то на тај начин што ће бити упоређена стварна струја измерна коришћењем осцилоскопске струјне сонде и напонски сигнал на излазу струјне мерне картице. На слици 3.108 приказана су два сигнала и то први (1) сигнал који представља стварну струју у електричном колу и други (2) сигнал који представља излазни сигнал са напонске картице. Максимална

вредност стварне наизменичне струје у приказаном случају износи 3 A, док са друге стране излазни напонски сигнал са мерне картице, који треба да репрезентује мерену струју има максималну вредност од 2.23 V и минималну вредност од 1.13 V. Познато је да при нултој струји напонски сигнал износи 1.65 V, док би при максималној вредности наизменичне струје од 7 A максимална вредност напонског сигнала износи 3.3 V, а минимална 0 V. Одавде се једноставном пропорцијом може утврдити да је за наведени случај струје максималне вредности 3 A очекиване вредност излазног напонског сигнала струјне мерне картице 2.23 V и 1.13 V. Наравно треба нагласити да је слика 3.108 снимљена на осцилоскопу који се не може користити за прецизно мерење што значи да су у општем случају могуће минималне разлике између два сигнала, али које се могу софтверски компензовати. Ове разлике могу потицати од несавршености коришћених компоненти попут отпорника и интегралних кола.



Слика 3.108 Упоредни приказ мерене струје (1) и одговарајућег напонског сигнала (2) са струјне мерне картице

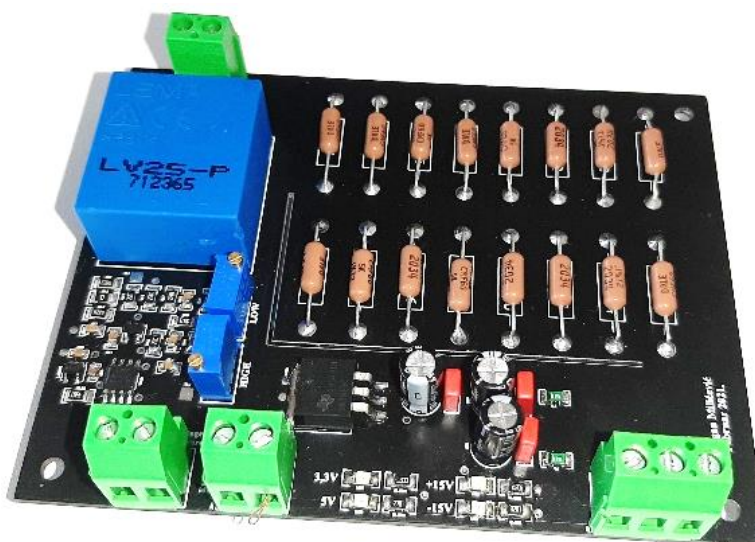
Сада ће бити демонстрирана процедура подешавања прагова за прекострујну заштиту на струјној мерној картици. Као што се раније на слици 3.106 могло видети, свакој струјној сонди придружена су и два потенциометра који служе за подешавање горњег и доњег прага. На слици 3.109 приказане су три ситуације при чему се посматрају четири сигнала и то сигнал горњег (зелено) и доњег (љубичасто) прага, сигнал напона који одговара мереној струји (светло плаво) и сигнал грешке (тамно плаво). Сигнал грешке је на логичкој јединици када нема грешке, а уколико се грешка појави он тада пада на логичку нулу.



Слика 3.109 Три ситуације за разматрање подешавања прагова реаговања прекострујне заштите

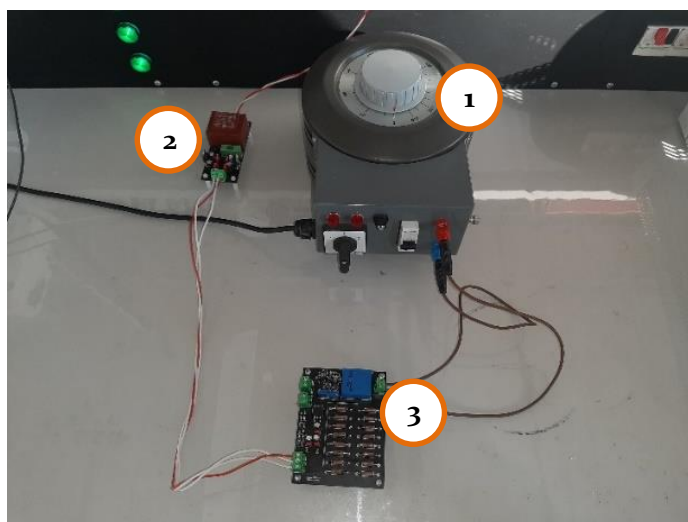
У првој ситуацији са слике 3.109 посматра се случај када је мерена струја нула, односно када је излазни напонски сигнал на вредности 1.6 V. Прагови су подешени тако да до реакције заштите дође уколико максималан вредност струје постане већа од 5 A, односно већа од 2.76 V и мања од 0.6 V. Наравно како је у првој ситуацији струја нула нема реакције заштите. Ни у другој ситуацији када је струја различита од нуле нема реакције заштите јер је максимална вредност струје и тада мања од задатог ограничења. Међутим у трећој ситуацији струја превазилази задати праг и у сигналу грешке се може видети да он са логичке јединице прелази на логичку нулу, у тренуцима када је сигнал светло плаве боје ван опсега дефинисаног горњим и доњим прагом. Овај сигнал грешке се са струјне мерне картице за сваки од три мерна канала води на *FPGA* картицу, где се користи као услов за прослеђивање управљачких сигнала прекидачких компоненти. Па уколико се барем једном појави нула на било ком од три заштитна сигнала, одмах се зауставља прослеђивање управљачких сигнала и све управљачке компоненте се одмах преводе у неактивно стање. Претходим разматрањима је демонстрирана функционалност струјне мерне картице у смислу мерења струје и заштитне функције. Наравно тестирање је у овом кораку спроведено независно од остатка прототипског система, али ће након коначне интеграције свих елемената у наредном поглављу бити демонстрирана потпуна функционалност самог прототипа претварача.

Сада се фокус лабораторијског тестирања пребацује на напонску мерну картицу приказану на слици 3.10. Као што је раније истакнуто напонска мерна картица реализује функцију само једног мерења, пре свега због чињенице да је за реализацију ове мерне картице потребан већи број релативно снажних отпорника, што се са приложене слике и види. Без обзира на ову чињеницу, имплементирани функционалности у склопу напонске мерне картице су као и у претходном случају мерење и заштитна функција.



Слика 3.10 Напонска мерна картица са једним мерним каналом

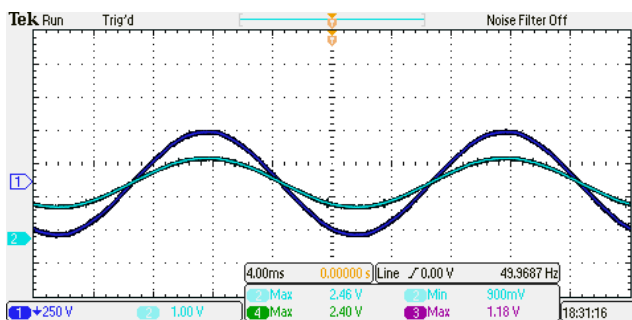
Поставка за тестирање, дата на слици 3.12, слична је претходно коришћеној за тестирање струјне мерне картице у смислу да се опет користи аутотрансформатор као извор временски променљивог биполарног напона. Без посебног освртања на крајњу апликацију напонска картица ће бити тестирана са аспекта мерења напона и са аспекта подешавања и реаговања заштите. Наравно као што је и раније наведено, наредно поглавље биће фокусирано на интеграцију свих елемената узимајући у обзир и апликацију у склопу које ће бити разматрана њихова функционалност.



Слика 3.11 Лабораторијска поставка за тестирање напонске мерне картице
1 – аутотрансформатор, 2 – биполарно напајање $\pm 15\text{ V}$, 3 – напонска мерна картица

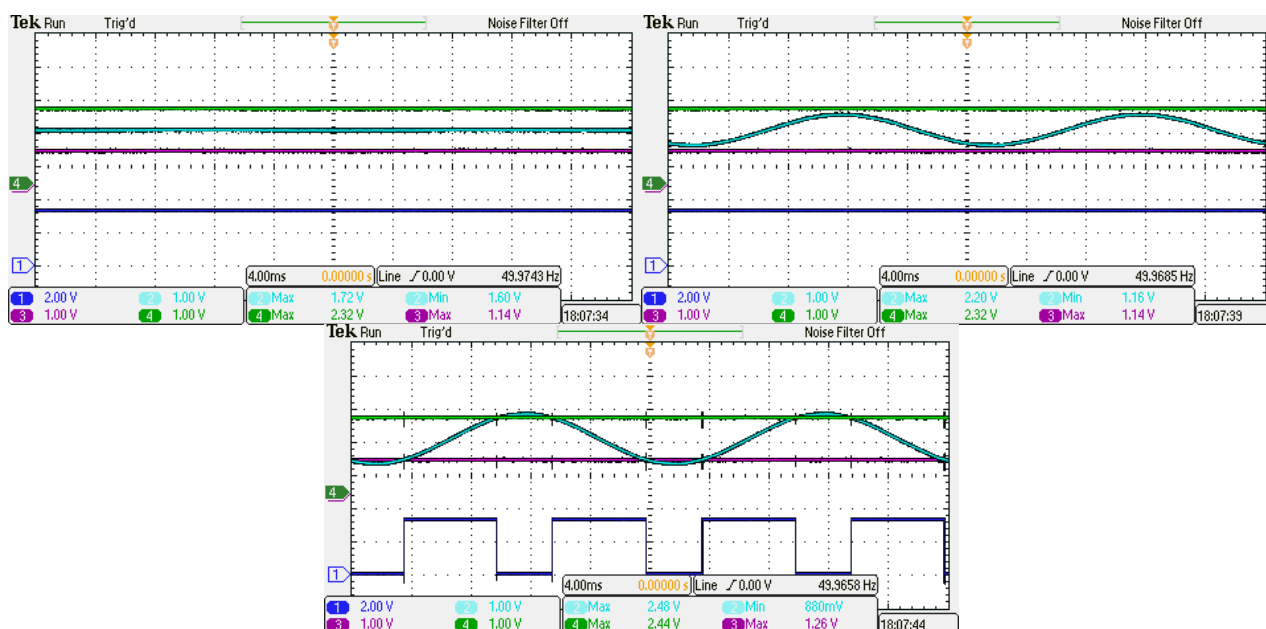
На слици 3.113 дата су два сигнала и то напон из аутотрансформатора који се мери (тамно плаво) и напонски сигнал на излазу напонске мерне картице (светло плаво). Полазећи од тога да је напону од 670 V одговара напонски сигнал од 3.3 V , а да нултом напону одговара напонски сигнал од 1.6 V , једноставно се закључује да у приказаном случају максимуму напона од 500 V одговара напонски сигнал од 2.46 V .

Свакако се може очекивати да у општем случају може доћи до малог одударања од пропорције преносног односа због несавршености електронских компоненти, али се то одступање може накнадно софтверски компензовати. Свакако ће у наредном поглавља, када се буде посматрао резултат аналогно-дигиталне конверзије, бити спроведено и сво неопходно кориговање добијених дигитализованих сигнала, како би се постигло што тачније и прецизније мерење.



Слика 3.112 Упоредни приказ мереног напона (1) и одговарајућег напонског сигнала (2) са напонске мерне картице

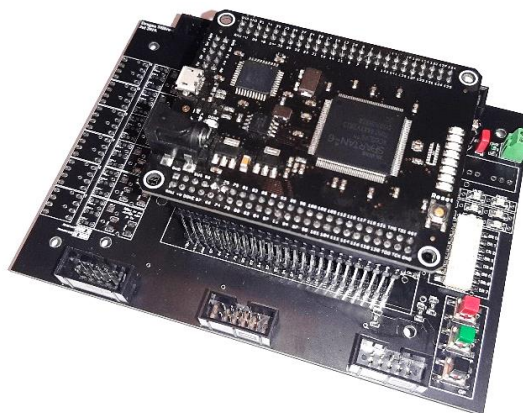
На слици 3.113 приказане су три ситуације при чему се опет посматрају четири сигнала и то сигнал горњег (зелено) и доњег (љубичасто) прага, сигнал напона који одговара мереном напону (светло плаво) и сигнал грешке (тамно плаво). Сигнал грешке је на логичкој јединици када нема грешке, а уколико се грешка појави он тада пада на логичку нулу.



Слика 3.13 Три ситуације за разматрање подешавања прагова реаговања пренапонске заштите

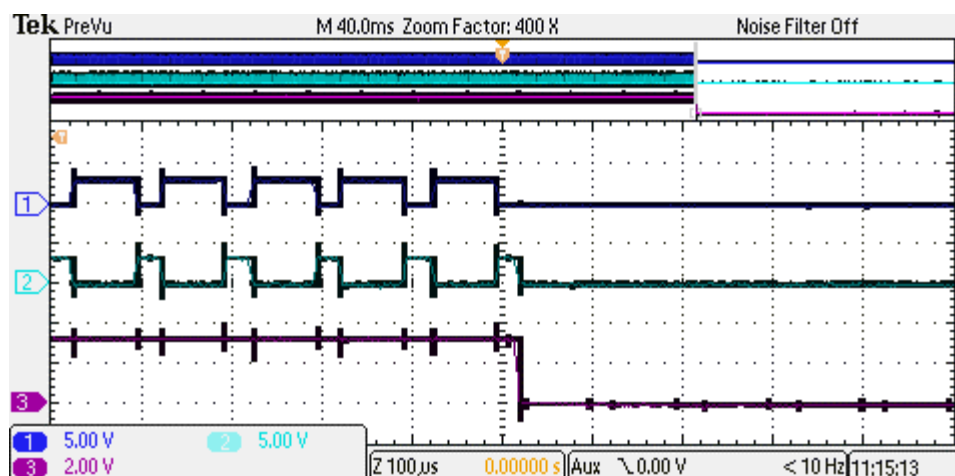
У првој ситуацији мери се нулти напон те нема грешке јер се напонски сигнал налази унутар области дефинисане горњим и доњим ограничењем. Исто важи и за другу ситуацију с тим да тада напон није нула, али је и даље у области омеђеној задатим праговима. Трећа ситуација демонстрира активирање сигнала грешке односно његов прелазак на логичку нулу. Наиме као што се на трећој слици јасно види напонски сигнал пресеца прагове који дефинишу ограничење и то доводи до реакције сигнала грешке. Овај сигнал грешке се са напонске мерне картице води на *FPGA* картицу, где се користи као услов за прослеђивање управљачких сигнала прекидачких компоненти. Уколико се барем једном појави нула у заштитном сигналу, одмах се зауставља прослеђивање управљачких сигнала и све управљачке компоненте се одмах преводе у неактивно стање.

Овим је завршено функционално тестирање и напонске мерне картице која ће бити коришћена у склопу прототипа претварача. Тачније биће коришћене две напонске мерне картице за мерење напона на прикључцима претварача. Оно што је преостало да се у овом поглављу ураде јесте да се верификује функционалност *FPGA* картице и њене матичне плоче које су приказане на слици 3.14.



Слика 3.14 *FPGA* картица са матичном плочом

Како је основна функције *FPGA* картице брза реакција на појаву грешке у функционисању рада претварача као што је прекорачење напона или струје. Зато ће као начин тестирања овог сегмента бити посматрани два комплементарна импулсно-ширински модулисана сигнала и сигнал са струјне мерне картице. Наравно због броја сигнала није могуће осцилоскопом посматрати истовремено свих шест управљачких сигнала и свих пет сигнала грешке са мерних картица, али начин на који ће тестирање бити извршено не умањује општост закључка о функционалности овог сегмента претварача. На слици 3.15 приказана су два комплементарна сигнала (сигнални 1 и 2) на излазу *FPGA* картице којим се контролишу прекидачке компоненте једне гране претварача. Такође на истој слици приказан је и сигнал грешке (сигнал 3) са једног мерног канала струјне картице. У тренутку када се појављује грешка (превелика струја) сигнал означен бројем 3 са логичке јединице прелази на логичку нулу, а тренутно се прекида и прослеђивање управљачких сигнала прекидачким компонентама. Као што се са приложене слике може видети, реакција *FPGA* картице је практично тренутна, што је веома важно посебно имајући у виду да неблагоприятна реакција на прекострују и пренапон могу оштетити претварач или елементе са којима је претварач повезан преко својих контаката.



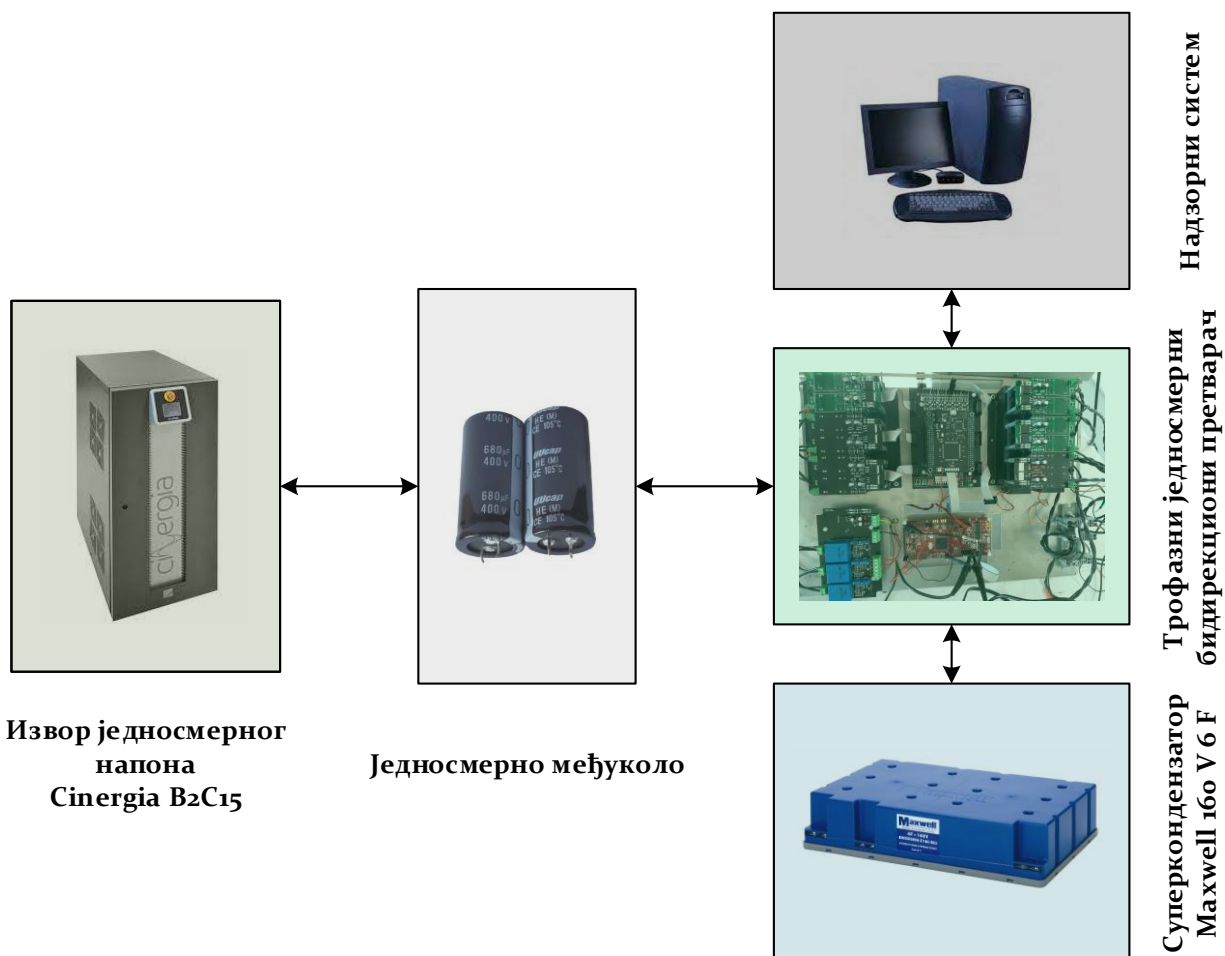
Слика 3.15 Два комплементарна сигнала (1 и 2) на излазу *FPGA* картице у тренутку појаве грешке (3) на струјној мерној картици

Како се текст овог рада не би оптерећивао кодом имплементираним у *FPGA* картицу, он је дат у поглављу 6, као Додатак 1. Логика кода имплементираним у *FPGA* картицу је врло једноставна и састоји се у томе да уколико су на дигиталним улазима *FPGA* картице који су повезани са излазним портovima мерних картица, на логичкој јединици онда се импулсно-ширински модулисани управљачки сигнали који се такође доводе на *FPGA* картицу само прослеђују на њене излазе и даље ка драјверским колима претварача. Уколико барем један од сигнала грешке са мерних картица барем једном падне на логичку нулу, одмах се трајно прекида прослеђивање управљачких сигнала и све прекидачке компоненте се одмах искључују. Да би се поново активирао претварач, неопходно је мануелно ресетовати грешку притиском на одговарајући тастер лоциран на матичној плочи.

Овим је завршено конфигурисање и лабораторијско тестирање појединачних сегмената претварача независно од целине. Показало се да сви елементи појединачно функционишу према намени, па је самим тим оправдано извршити њихову интеграцију у јединствен систем прототипа трофазног једносмерног бидирекционог претварача. У наредном поглављу биће приказана лабораторијска верификација прототипа до сада анализираног претварача као јединствене целине.

3.4.2. Експериментална верификација прототипа претварача

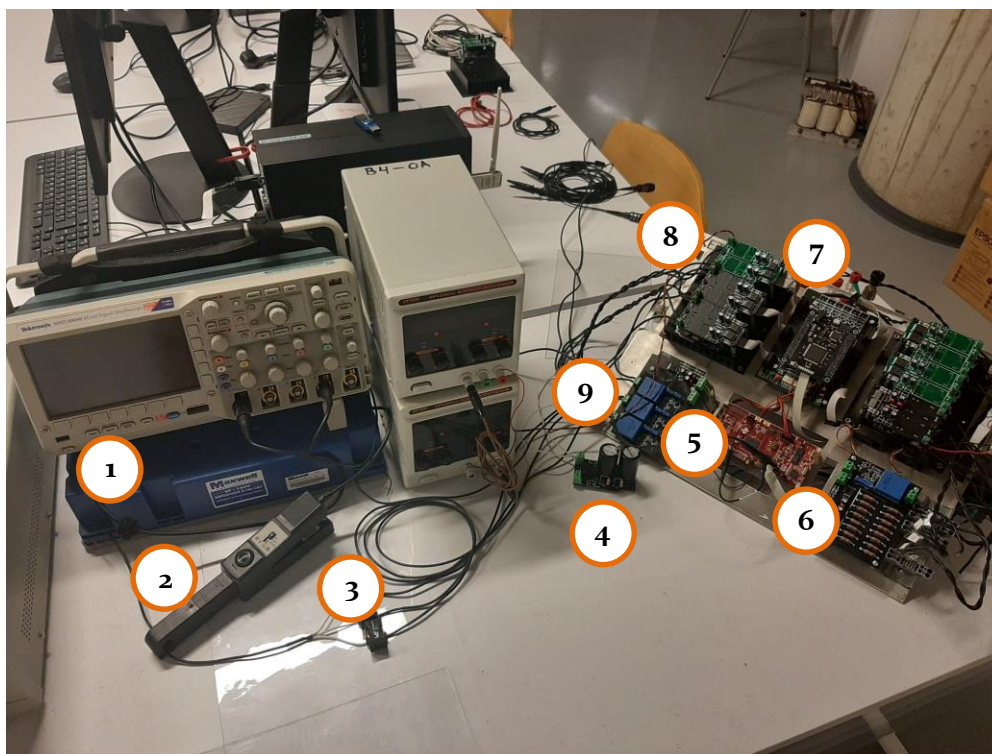
Сада ће прототип трофазног једносмерног бидирекционог претварача који је подробно описан у претходном поглављу бити тестиран у лабораторијским условима, са циљем верификације његове функционалности. Током лабораторијског тестирања биће неопходно адекватно подесити и вредности струјног регулатора како би се добили апериодични одзиви струје суперкондензатора. Тестирање ће имати два сегмента и то први који је везан за проверу регулације струје у ситуацији скоковите промене у номиналном опсегу струје (од -10 A до 10 A), и други који ће се односити на скоковиту варијацију напона на вишенAPONској страни претварача. Резултати ових тестова даће могућност за доношење недвосмисленог закључка о функционалности развијеног прототипа, а последично и закључак о могућности даљег коришћења прототипа за експерименталну верификацију рада хибридног енергетског складишта електричног возила. С тим у вези од интереса ће бити мерење вредности напона на вишенAPONској и ниженапонској страни претварача, струје суперкондензатора, као и величина које се односе на струјни регулатор као што је фактор испуне и грешка регулатора. Ове величине користиће се као фундаменталне за анализу понашања прототипа претварача, али и за доношење коначног закључка о његовој функционалности. Како би се лабораторијског тестирање могло спровести на адекватан начин развијена је поставка за тестирање, принципски приказана на слици 3.16.



Слика 3.16 Принципска шема лабораторијске поставке за верификацију једносмерног претварача

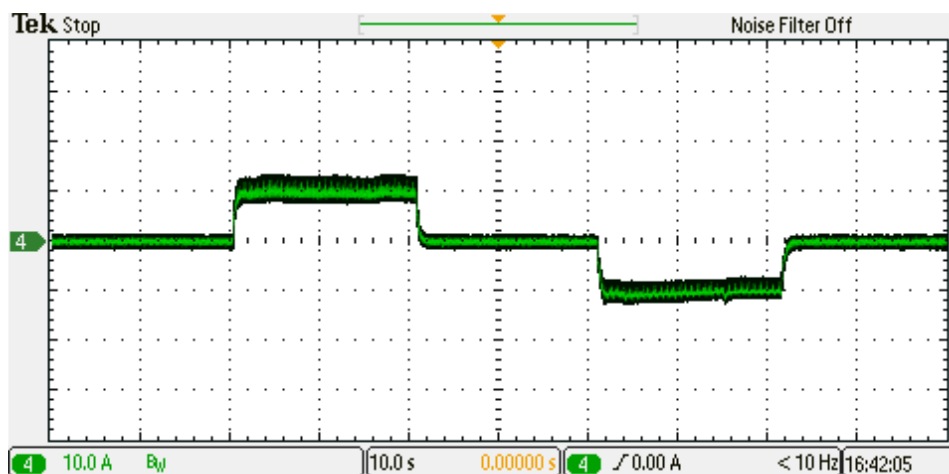
Као извор једносмерног напона користи се *Cinergia B2C15*, која је преко једносмерног међукола повезана са вишенпонским крајем једносмерног претварача. Једносмерно међуколо у овом случају служи искључиво за филтрирање напона, док у општем случају овај сегмент служи као тачка повезивања са системом који емулира погон електричног возила. Наравно на ниженапонском крају једносмерног претварача повезан је одговарајући суперкондензатор, док је у сврху управљања радом претварача серијским протоколом успостављена веза између надзорног система и микроконтролера задуженог за регулацију. Оваква топологија омогућава активну контролу рада једносмерног претварача у реалном времену, надзор свих релевантних величина, било коришћењем мерне опреме или софтверског интерфејса. Како ће за верификацију рада претварача бити коришћени споро променљиви референтни сигнали, није неопходно коришћење аквизиционе опреме високих перформанси. С тим увези за аквизицију вредности напона на вишенпонском крају претварача користиће се одговарајућа диференцијална сонда (Tektronix P5200A), док ће за аквизицију напона на ниженапонској страни бити коришћена напонска сонда (Tektronix TPР0100). Када је реч о мерењу струје суперкондензатора користиће се струјна мерна сонда Tektronix А622. Са друге стране имајући у виду да су величине везане за регулациону структуру садржане у микроконтролеру, најлакши начин за визуелизацију величина као што је грешка регулатора, фактор испуне и задата референца јесте софтверски интерфејс (тзв. *Host model*).

Изглед поставке за тестирање трофазног једносмерног бидирекционог претварача у лабораторијским условима приказан је на слици 3.17. На приказаној слици видљиви су сви раније описани релевантни елементи лабораторијске поставке осим једносмерног извора *Cinergia B2C15*, а разлог су његови габарити. Сада ће бити приказани и резултати спроведених експерименталних испитивања.



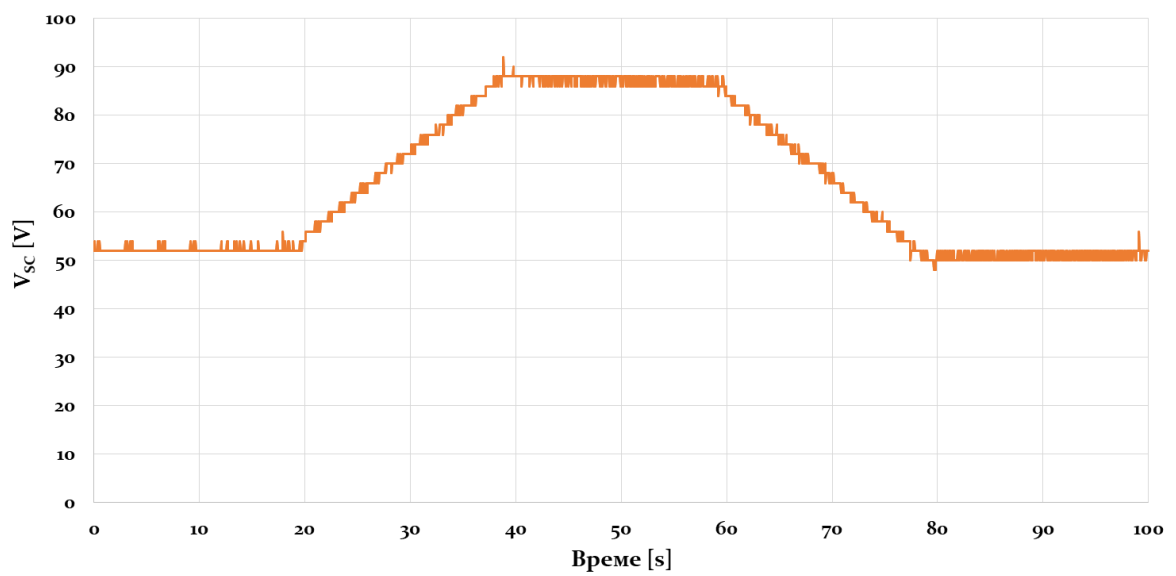
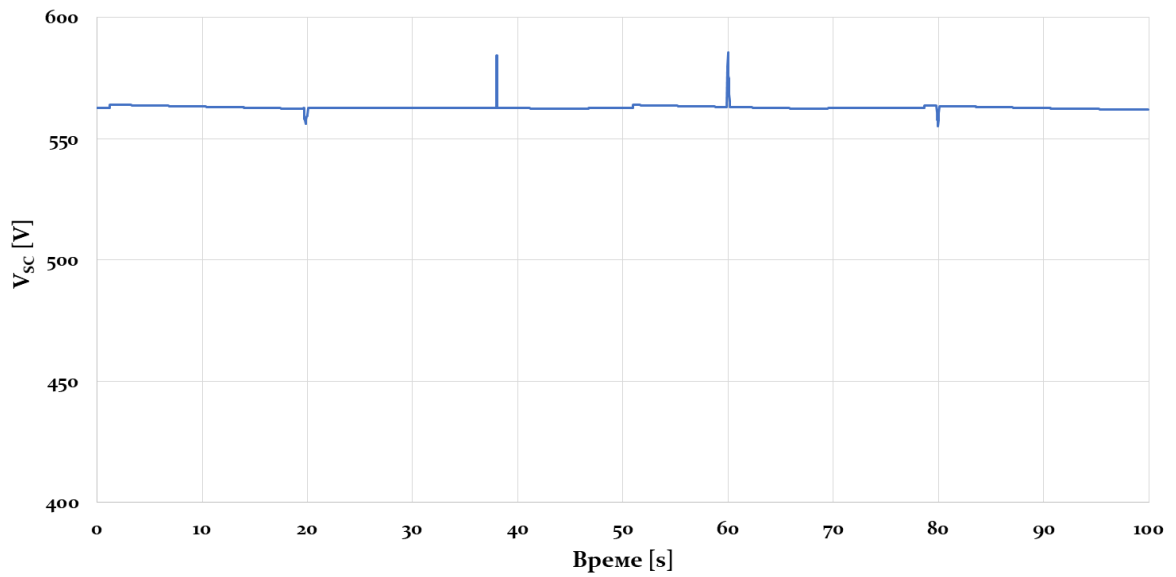
Слика 3.17 Изглед лабораторијске поставке за верификацију једносмерног претварача (1 – суперкондензатор, 2 – струјна мерна сонда, 3 – пригушнице, 4 – једносмерно међуколо, 5 – микроконтролер, 6 – напонска картица, 7 – FPGA, 8 – енергетски сегмент претварача и 9 – струјна мерна картица)

Као што је претходно истакнуто први експеримент подразумева верификацију струјне контроле претварача у номиналном опсегу струје и то од +10 А до -10 А. За потребе експерименталне верификације која је у овом раду основни циљ неће бити ни потребна излазна струја претварача ван овог опсега. Да би се могла испитати струјна носивост претварача најпре је искоришћен једносмерни извор *Cinergia B2C15* за постизање фиксног напона једносмерног међукола од 560 V, односно фиксног напона на вишенAPONском крају испитиваног једносмерног претварача. Даље је неопходно подесити параметре струјних регулатора како би се добили апериодични одзиви струје, а у разматраном случају дошло се до вредности пропорционалног и интегралног дејства од 0.0055 и 0.57, респективно. Прекидачка фреквенција претварача током његовог тестирања износила је 100 kHz. За овакве почетне услове на слици 3.118 приказан је осцилоскопски снимак тренутне вредности излазне струје претварача при референци од 10 А и -10 А, при чему је на ниженапонској страни претварача повезан суперкондензатор какав је третиран у поглављу 2.3.4. Са друге стране на слици 3.119 приказани су одзиви напона вишенAPONског и ниженапонског краја претварача током експеримента са називном вредношћу струје пуњења и пражњења. Излаз струјног регулатора – фактор испуне током експеримента дат је на слици 3.120.

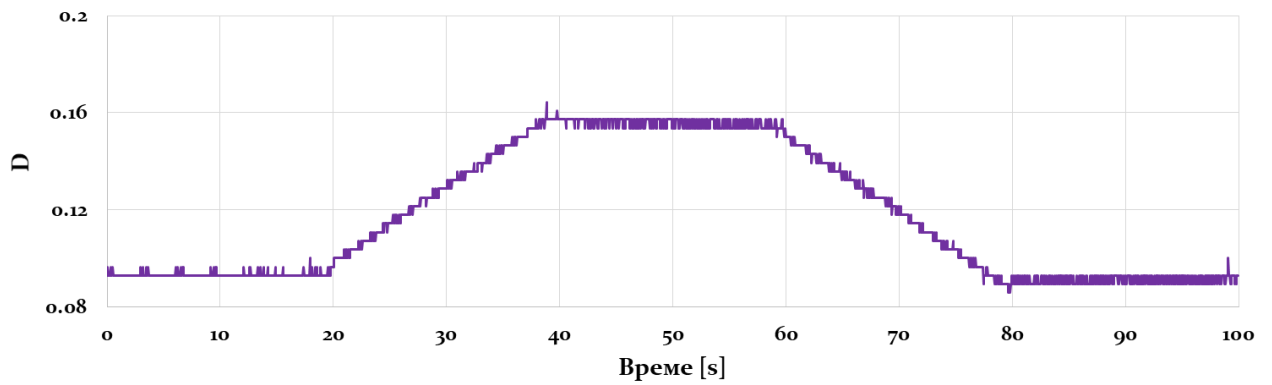


Слика 3.118 Тренутна вредност струје суперкондензатора током експеримента

Са слике 3.118 може се једноставно донети закључак о квалитету струјни регулатора у номиналном опсегу струја једносмерног претварача. Имајући у виду да је за употребљене параметре струјних регулатора добијен довољно добар апериодичан одзив укупне струје, сматра се да је овим извршена верификација струјне регулационе петље трофазног једносмерног бидирекционог претварача за називне струје пуњења и пражњења суперкондензатора. Треба нагласити да су резултати приказани на сликама 3.118-3.124 добијени на различите начине. Наиме за добијање приказаних резултата коришћен је осцилоскоп, при чему је одзив са слике 3.118 добијен снимком екрана осцилоскопа. Са друге стране резултати са слика 3.122 и 3.123 добијени су коришћењем опције логовања података коју коришћени осцилоскоп нуди. Одзив са слике 3.124 добијен је из коришћеног микроконтролера чија је временска база интерно подешена и не одговара екстерно перципираној временској бази. На крају одзиви 3.119-3.121 добијени су из Matlab окружења, на основу интерфејса који је раније описан. Као резултат коришћења различитих аквизиционих метода у одзивима се могу уочити временске базе инхерентне свакој од аквизиционих метода. Оно што наравно важи за све добијене резултате јесте њихова синхорност, која се јасно може уочити упоређивањем таласних облика приказаних одзива.



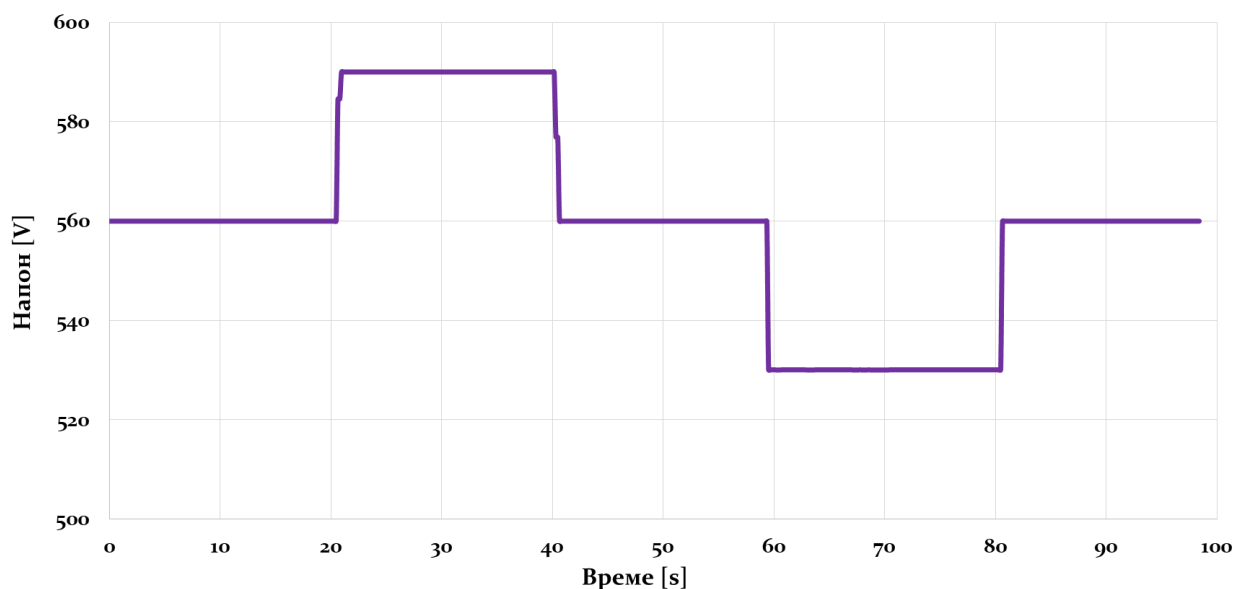
Слика 3.119 Одзив напона вишенпонског (горе) и ниженапонског (доле) сегмента претварача



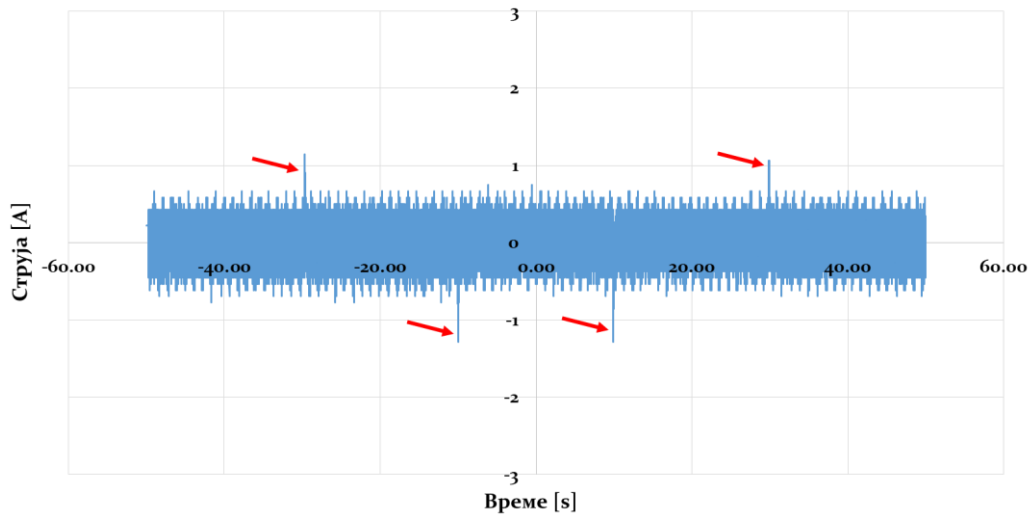
Слика 3.120 Фактор испуне прве фазе претварача током експеримента

Са приложених одзива 3.118-3.120 јасно се може видети да се при задатим радним условима трофазни једносмерни бидирекциони претварач понаша у складу са очекивањима и раније добијеним симулационом одзивима. Зато се одмах може закључити да у смислу струјне регулационе структуре, као и енергетског и мерног сегмента рад претварача јесте верификован, те да се претварач може користити за даљу анализу. Треба напоменути и то да су приказани одзиви снимљени на различитим уређајима са различитим временским базама, те због тога постоје различити временски опсеги на приказаним графицима. Одзиви напона и струје приказани на слици 3.119 добијени су коришћењем одговарајућих осцилоскопских сонди које нису адекватно заштићене од електромагнетних сметњи те се у снимљеним одзивима појављује шум. Додатно осцилације које су видљиве у струји последица су магнетног спрезања коришћених пригушница, које по својој конструкцији нису торусне већ штапне. Оправдање за коришћење штапних пригушница уместо торусних налази се у чињеници да у тренутку израде овог рада није било могуће пронаћи комерцијално доступне торусне пригушнице одговарајућих карактеристика.

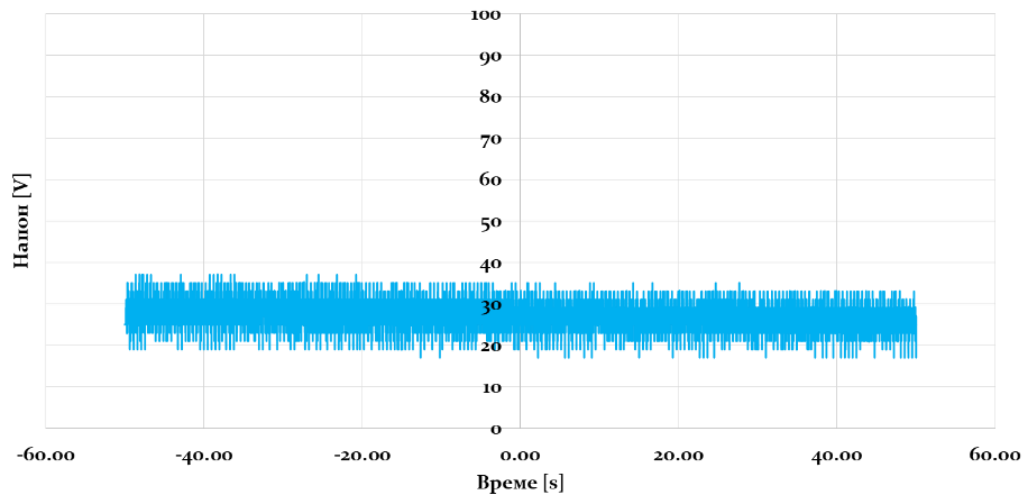
Како је у претходно анализираном експерименту почетна претпоставка била таква да је напон вишенпонског сегмента претварача константан, неопходно је верификовати понашање претварача и при варијацији тог напона. Варијација напона на вишенпонском крају претварача може бити узрок различитих радних режима погона електричног возила, те може доћи до његовог наглог скока услед на пример рекуперације енергије или до његовог наглог пада услед на пример наглог убрзања. Због ових ситуација неопходно је анализирати утицај варијације напона вишенпонског сегмента на рад и стабилност претвара и струјног регулатора. С тим у вези на слици 3.121 дат је временски приказ напона вишенпонског сегмента претварача током другог експеримента. Овакав временски облик напона добија се директном контролом једносмерног извора *Cinergia B2C15*. Са друге стране одзив струје суперкондензатора у оваквим радним условима дат је на слици 3.122. Са слике се јасно види да су нагли скок и нагли пад напона вишенпонског сегмента одлично су компензовани од стране струјних регулатора. Овај закључак се додатно потврђује ако анализирају одзиви на сликама 3.124 и 3.125 где су приказани одзиви напона ниженпонског сегмента претварача и грешке струјног регулатора, респективно.



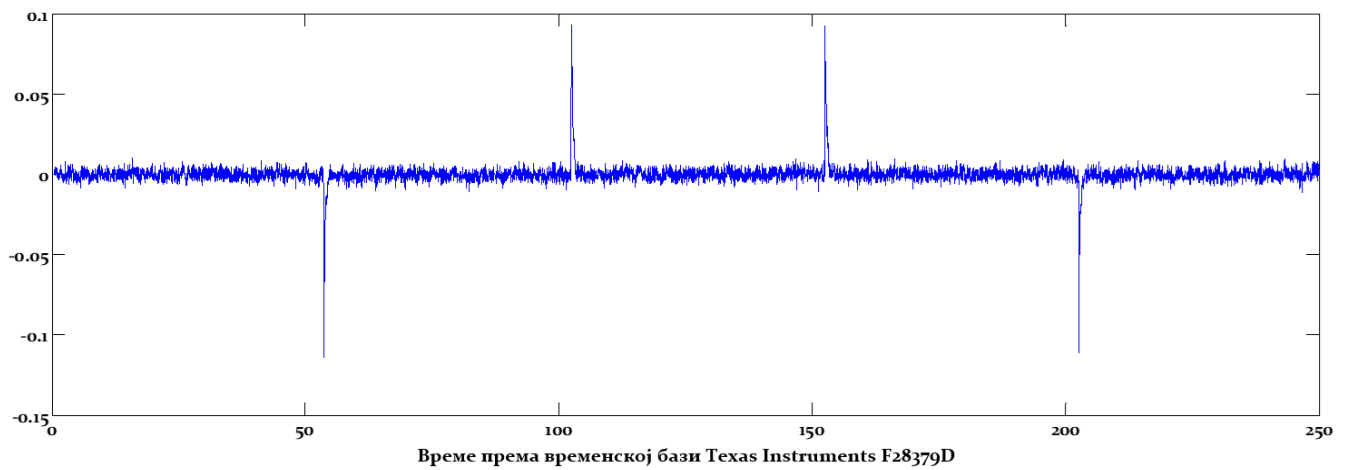
Слика 3.121 Напон вишенпонског сегмента претварача



Слика 3.122 Тренутна вредност струје суперкондензатора током експеримента

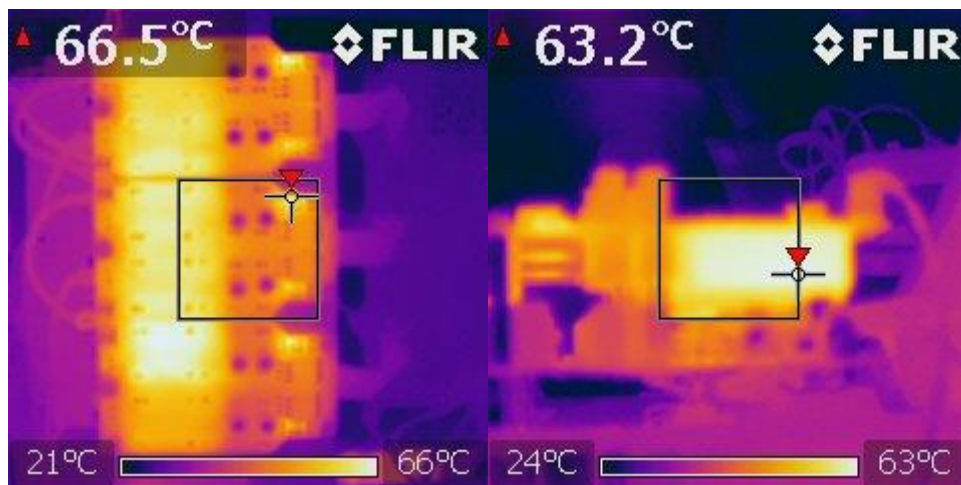


Слика 3.123 Напон ниженапонског сегмента претварача



Слика 3.124 Грешка струјног регулатора током експеримента

Претходно приказаним одзивима демонстрирана је функционалност развијеног прототипа једносмерног претварача у хардверском смислу, али и у смислу мерења и имплементиране регулационе структуре. Са друге стране на слици 3.125 дати су термални снимци енергетског сегмента претварача и то са погледом одозго (лева слика) и са стране (десна слика). Са приложених слика видљиво је да у термичком смислу претварач не долази у стање прегревања, односно да су пројектовани хладњак и систем форсираног хлађења адекватно одабрани.



Слика 3.125 Термички услови рада прототипа претварача током експеримента

Сада се недвосмислено може закључити да је функционалност прототипа ТЈБП претварача доказана за све радне режиме у којима се претварач може наћи када ради као елемент хибридног енергетског складишта електричног возила које ће се разматрати у овом раду. Могућност контролисаног двосмерног тока струје/снаге као и стабилност приликом варијације напона вишенпонског сегмента, јасни су показатељи да разматрани претварач поседује неопходне перформансе за коришћење у хибридном складишту заснованом на суперкондензатору и литијум-јонској батерији. Поред тога термичка стабилност у номиналном опсегу рада доказују да је претварач адекватно димензионисан с обзиром на радне услове у каквим ће даље бити коришћен.

4. Анализа утицаја суперкондензаторског складишта на рад електричног возила

Широки уплив електричних возила у свакодневни живот се очекује са све већим интензитетом, при чему неке процене наводе да ће до 2030. бити активно коришћено око 146 милиона електричних возила. Наравно на треба посебно наглашавати да ће тако брз пораст на глобалном нивоу имати значајан утицај у различитим аспектима индустрије и живота у опште. Основне позитивне последице које се очекују повезане су са редукцијом нивоа угљен-диоксида и других штетних продуката сагоревања фосилних горива. Побољшање квалитета животне средине у смислу здравственог и еколошког утицаја основна је мотивација за широку подршку коју многе земље пружају технологији електричних возила. Једна од процена наводи да просечан електрични аутомобил може на годишњем нивоу да спречи генерисање и до 1.5 милиона грама угљен-диоксида. Осим угљен-диоксида предвиђа се редукција и других штетних гасова и једињења попут сумпорних и азотних. Међутим неоспорно је и то да је процес производње електричних возила а посебно батерија еколошки проблематичан. Међутим како технологија производње буде сазрела, повећаваће се и њена софистицираност, ефикасност и еколошка компатибилност.

Јасно је да основну препреку за брже прихватање и економичнију производњу електричних возила представља технологија складиштења електричне енергије. Иако је проблем складиштења енергије мултиваријабилан, основни фокус ставља се на дуговечност, пређени пут, време пуњења и укупне перформансе возила. Иако важне, најчешће се занемарују технологије рударења литијума и других хемијских елемената (никл, кадмијум и сл.) и њихов локални и глобални утицај на екосистем. Поред тога ограничења у области рециклаже искоришћених батерија такође представљају проблем у еколошком смислу, али и у погледу одрживости развоја и њихове масовне употребе као складишта електричне енергије. Као својеврстан компромис између класичних и потпуно електричних аутомобила, индустрија је понудила решење у форми хибридних погона која поред фосилних горива користе и електричну енергију. Иако перципирано као прелазно решење хибридни погони возила омогућавају смањење потрошње горива, али не лишавају корисника могућности брзе допуне резервоара. Стога су овакав возила добила доста пажње о чему говори и чињеница да је на глобалном нивоу до 2020. у употреби око 17 милиона хибридних возила. Међутим имајући у виду да је финални циљ потпуна елиминација фосилних горива из транспорта, хибридна решења свакако представљају само један од корака који су на зацртаном путу неопходни.

Пратећи принцип хибридних погона возила, може се исто применити на енергетско складиште потпуно електричних возила. Уместо коришћења литијум-јонских батерија као јединог извора енергије, може се извршити хибридизација енергетског складишта. Ово подразумева употребу још неког система способног да акумулира енергију. Наравно како ово није нова идеја, већ постоји низ предложених решења која укључују употребу замајних маса, горивих ћелија, секундарних батеријских система и сл. Сваки од предложених решења унапређује перформансе електричног возила по одређеној оси, међутим такође отвара и низ додатних проблема. Управо овај егалитет између предности и недостатак појединих решења узрок је непостојања јединственог решења проблема енергетског складишта електричних возила. Поред тога управо је ово и разлог зашто се на тржишту могу срести најразличитија решења у погледу складиштења енергије и непостојање универзалног приступа. Додатан проблем за употребу складишта базираног на литијум-јонским батеријама представљају и амбијентални услови. То умногоме може да ограничи перформансе чисто електричних возила у областима са екстремним температурама (северна и јужна хемисфера). Употреба електричних возила у

екстремно ниским температурним условима може смањити капацитет батерије и до 30%. Слично важи и за екстремно високе температуре услове, јер се тада морају користити системи за кондиционирање температуре у кабини што захтева енергију коју батерија мора да обезбеди, а која се онда не може користити за погон возила. Иако постоје нека технички прихватљива решења попут загревања или хлађења кабине енергијом из мреже пре самог путовања, ово остаје једно од проблематичних питања која ће дефинитивно негативно утицати на усвајање електричних возила у оним деловима планете са екстремним температурним условима.

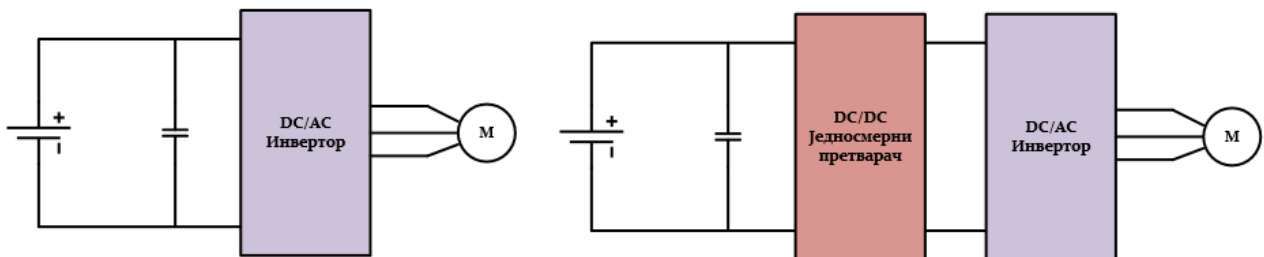
Планирани раст броја електричних возила имаће несагледив утицај и на електродистрибутивну мрежу која ће морати да обезбеди довољно велике производне, преносне и дистрибутивне капацитете ако се жели реализовати масовно усвајање електрификованог транспорта. Процењује се да ће бити неопходно глобално увећање производње електричне енергије од 10-33% уз веома висок ниво оптимизације и менаџмента, уколико се жели постићи план за 2030. Овакав рапидан раст и ширење енергетских производних капацитета представљаће један од фундаменталних предуслова за масовно коришћење електричних возила. Овај проблем се даље може одразити и на цену електричне енергије, јер у условима недовољне производње или производње коришћењем скувих технологија раст цена електричне енергије засигурно ће демотивисати употребу електричних возила.

Унапређење технологије транспорта и прелазак на електричну платформу дефинитивно је оправдан циљ. Овај став потврђује и закретање практично читаве а не само аутомобилске индустрије у овом смеру. Међутим радикалне промене у овој области које се скоро искључиво намећу законским путем могу донети нестабилност постојећег економског, еколошког, здравственог, индустријског, социјалног и енергетског система. Зато се ова несумњиво неопходна технологија мора третирати објективно, узимајући при том у обзир све релевантне факторе и последице. Као једна од могућих платформи за хибридизацију енергетског складишта електрично возила препозната је и релативно нова технологија суперкондензатора. Основне предности које ова технологија доноси односе се на велику густину снаге и могућност промтне размене енергије. Теоријски разлози за коришћење ове технологије за хибридизацију енергетског складишта електричног возила, огледају се у чињеници да радни режими попут промтног убрзања или кочења изазивају успостављање релативно великих струја пуњења и пражњења складишта што директно утиче на батерију. Утицај поменутих радних режима возила на батерију је вишеструк, првенствено се огледајући кроз њено загревање у раду што доводи до тренутне деградације њених перформанси. Међутим дуготрајно излагање оваквим радним режимима који су стандардни приликом вожње, а поготово у градским условима, може довести до убрзаног старења батерије што се огледа кроз убрзани губитак капацитета и других перформанси. Зато се употребом суперкондензатора у оваквим по тренутној електричној снази захтевним радним режимима батерија растеређује, чиме се директно избегавају негативни утицаји ових радних режима. У овом поглављу ће управо ова питања бити третирана са теоријског и експерименталног нивоа, при чему је основни циљ долажење до закључка о томе до које мере се животни век батерије може продужити уколико се изврши хибридизација складишта употребом суперкондензатора. У неколико поглавља биће изложена детаљнија теоријска поставка неопходна за сагледавање релевантних фактора. Такође биће представљен и нумерички модел возила који ће бити коришћен за емулирање радних услова којима је изложено енергетско складиште. Са друге стране раније развијен прототип једносмерног претварача и суперкондензаторско складиште биће у адекватним експерименталним условима подвргнути радним режимима карактеристичним за енергетско складиште електричног возила. На основу овога биће донет низ релевантних закључака, од којих ће највећи фокус бити стављен на естимацију продужетка животног века батерије који се може постићи употребом хибридног енергетског складишта.

4.1. Хибридно електрично складиште енергије у електричним возилима

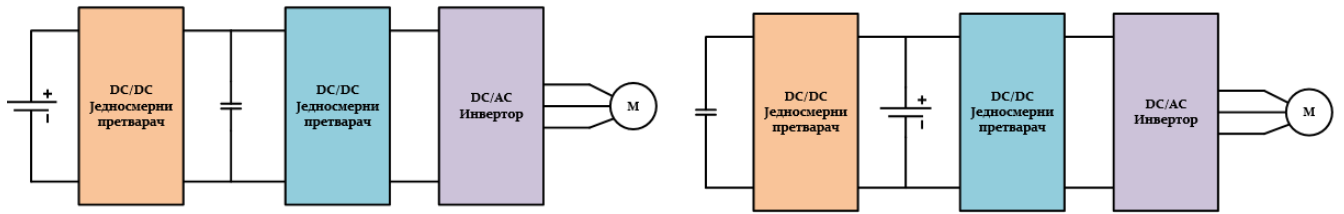
Када је реч о хибридном електричним складиштима енергије у електричним возилима, она се суштински могу поделити у две групе. Првој групи припадају пасивна хибридна складишта, док се у другој групи налазе активна хибридна складишта. Ове две групе се даље гранају зависно од различитих фактора, али примарно зависно од тополошког распореда и везе појединих елемената. Наравно не треба посебно напомињати да се број различитих хибридних топологија повећава ако се уваже и неелектричне алтернативе попут горивих ћелија и замајане масе. Међутим овде је од интереса само чисто електрична конфигурација и то она која подразумева литијум-јонску батерију и суперкондензатор.

На слици 4.1 приказане су класичне топологије пасивног хибридног складишта енергије. Оно што је основна предност овог типа складишта јесте једноставна, јефтина и поуздана интеграција свих елемената која може али и не мора да има једносмерни претварач. Међутим у оваквим топологијама је ограничена или чак немогућа имплементација енергетског менаџмента, који је од велике важности за ефикасност погона, али и за рад саме батерије. Наиме литијум-јонске батерије су веома захтевне у погледу свог рада и за правилан рад поред претварача захтевају релативно сложен систем надзора различитих параметара, на основу чијих вредности се онда прилагођава напон и струја батерије. Поред овога у пасивним топологијама батерија и суперкондензатор морају бити истог напонског нивоа што значајно смањује флексибилност складишта. Такође није могуће контролисати размену енергије између батерије и суперкондензатора, и у овом случају једини фактор који ограничава струју јесу унутрашње отпорности ових складишта. Из управо изложеног се јасно види да пасивна хибридна топологија има велики број недостатака, па не треба да чуди што оваква решења и нису заживела у практично реализованим моделима електричних возила. Не улазећи у детаљнију анализу, закључује се да пасивна топологија неће бити анализирана пре свега због мале флексибилности и чињенице да не постоји никаква могућност контроле пуњења и пражњења батерије, што је императив када су у питању литијум-јонске технологије.



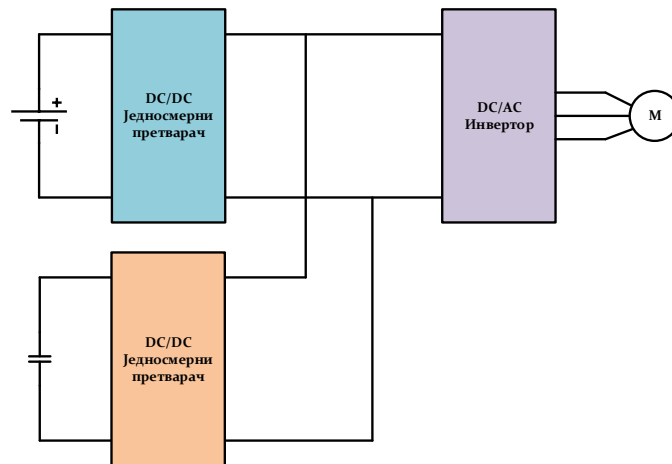
Слика 4.1 Основне пасивне топологије хибридног електричног складишта са и без једносмерног претварача

Група активне хибридне топологије има знатно више конфигурација за разматрање што значи да се у овом случају има знатно већа флексибилност, али и могућност контроле као и имплементације алгоритма енергетског менаџмента. На слици 4.2 дате су неке од активних топологија активног хибридног складишта које спадају у групу каскадних топологија.



Слика 4.2 Каскадне топологије активних хибридних енергетских складишта

Каскадне топологије приказане на слици 4.2 нуде већи ниво флексибилност јер у том случају батерија и суперкондензатор нису директно галвански везани, те је могуће користити различите напонске нивое. Поред тога омогућена је регулација напона и струје батерије што представља важан фактор када се ради о литијум-јонској технологији. Оно што се међутим може узет као негативна страна каскадних топологија јесте чињеница да енергија која иде из складишта лоцираног на крају каскаде према мотору мора да прође три нивоа конверзије што се свакако одражава на ефикасност система. Зато ће у овом раду бити коришћења паралелна топологија хибридног енергетског складишта која је приказана на слици 4.3. У приказаној паралелној топологији два складишта су потпуно одвојена и ни у ком смислу нису међусобно зависна у погледу напонских или струјних могућности (уважавајући наравно при томе физичка ограничења). Енергија увек доживљава две конверзије без обзира да ли долази из батерије, суперкондензатора или из електромоторног погона. Поред тога испад (осим кратког споја) једног од два складишта и/или једносмерна претварача не ремети рад другог. Управо због ових особина у свим даљим разматрањима подразумеваће се да је топологија хибридног енергетског складишта у анализираном електричном возилу она са слике 4.3.



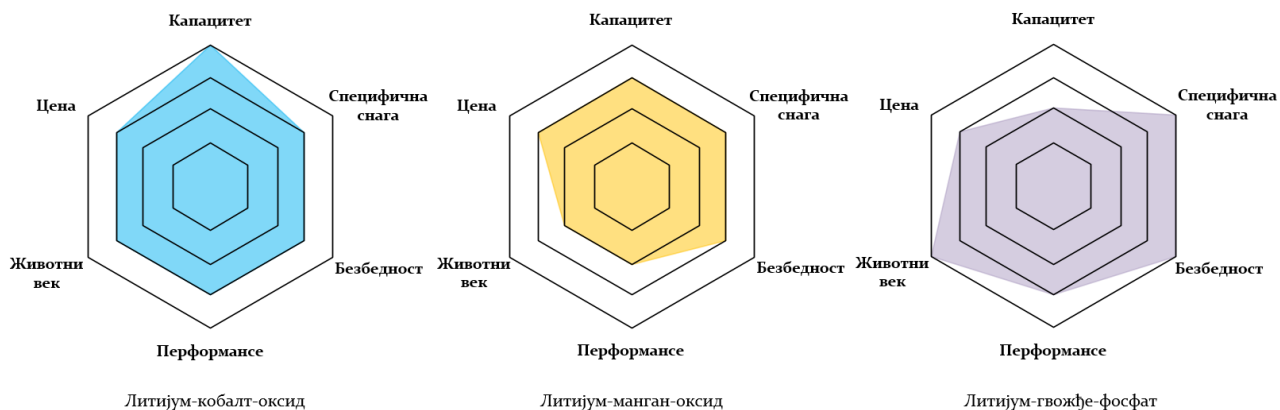
Слика 4.3 Паралелна топологија активног хибридног енергетског складишта

Како је основни циљ анализе у овом раду утврђивање могућности и естимација продужетка животног века батерије у складишту електричног возила, хибридизацијом употребом суперкондензатора то ће за потребу те анализе бити неопходно начинити неколико припремних корака. Најпре је неопходно утврдити начин за процену животног века батерије на основу њених радних услова као што је на пример струја. Затим је неопходно дефинисати алгоритам енергетског менаџмента на основу кога се врши координација протока и размене енергије између складишта и електромоторног погона. На крају неопходно је развити нумерички модел електричног возила како би се на основу профила вожње и параметара возила, дошло до струје и/или електричне снаге која се размењује са енергетским складиштем. На овај начин се у коначници долази до струја које се успостављају кроз батерију и кроз суперкондензатор, те је њихов утицај на батерију могуће упоредити

са утицајем који би успостављене струје имале када би у складишту фигурирала само литијум-јонска батерија. На основу овога ће се доћи до валидног закључка о фундаменталном питању у овом раду, али и до низа споредних закључака као што је на пример оптимално димензионисање хибридног складишта или оптимално управљање енергијом хибридног складишта. Управо ће у наредним поглављима бити детаљније третирана претходно истакнута питања, а након тога ће се прећи на експериментално односно лабораторијско третирање фундаменталног питања на које се овај рад фокусира, али и других питања која су релевантна за разматрану тематику.

4.1.2. Батерија у енергетском складишту електричног возила

Имајући у виду чињеницу да са једне стране батеријско складиште представља 20-50% укупне цене електричног возила, а да је са друге стране очекивани период експлоатације батерије у оптималним условима 2-4 године [181], јасно је да је од егзистенцијалне важности за пролификацију технологије електричних возила решавање техничких недостатака и ограничења складишта. Упркос напорима који у форми субвенција, маркетинга и различитих закона покушавају да повећају тржишну конкурентност електричних возила, базични ограничавајући фактор садржан је у немогућности технологије батерија да у одређеним сегментима задовоље очекиване захтеве погона електричног возила [182]. Технологија литијум-јонских батерија која се као индустријски стандард користи у погонима електричних возила, доживела је корениту трансформацију и технолошки напредак у последњим деценијама, посебно како су захтеви за имплементацију енергетских складишта са малих ручних апарата прешли на озбиљне системе какви су електрична возила [183]. У смислу принципа рада литијум-јонских батерија не постоје непознанице, али оно што представља препреку јесу ограничења коришћених материјала. Ово је између осталог и разлог постојања великог низа различитих изведби литијум-јонских батерија које се међусобно разликују по хемијским елементима којима се врши допирање литијумских електрода. На слици 4.4 дат је компаративни приказ најчешће коришћених технологија литијум-јонских батерија у погонима електричних возила [184]. Зависно од хемијског састава различите технологије нуде предности у одређеним сегментима, а цена, капацитет, специфична снага, безбедност, перформансе и животног века су од највећег значаја када је у питању погон електричних возила. Наравно не треба посебно истицати да постоји низ других технологија литијумских-батерија које су у употреби али се литијум-гвожђе-фосфатна (LiFePO_4) и литијум-кобалт-оксидна (LiCoO_2) технологија у доступној литератури фаворизују из разлога јер нуде нешто дужи животног век и шири опсег толерабилних радних температура.



Слика 4.4 Компаративни приказ најчешће коришћених литијум-јонских технологија батерија у електричним возилима

На нивоу хемијских реакција, принцип рада литијум-јонских батерија је добро познат и састоји се у размени јона литијума (Li^+) између графитне аноде и катоде, при чему Li^+ јони пролазе кроз електролит. Како је графит високо реактиван у додиру са електролитом, на површини аноде се формира танак пасивизирајући слој који је пермеабилан за Li^+ јоне, али је непропусна за електроне. Током рада батерије дебљина пасивизирајућег слоја расте што доводи до неповратне редукције капацитета батерије и повећања њене импедансе што последично доводи до смањења њених перформанси и смањења животног века. Поред тога релативно високе и/или ниске температуре много сигнификантно допринети овом процесу. Додатна отежавајућа околност јесте та што је спектар оптималних радних температура већине литијум-јонских батеријских технологија $15\text{-}35^\circ\text{C}$ [185]. Најочигледнији доказ мере до које температура може утицати на рад литијум-јонских батерија јесте пример електричног возила Nissan Leaf за које произвођач тврди да при температури од 20°C може прећи растојање од 150 km. Међутим ово растојање ће бити редуковано на 85 km при температури од 0°C , односно на 60 km при температури од -15°C [186]. Утицај високе температуре се показао као нешто тежим за квантификацију, али у референтној литератури су доступни резултати већег броја студија случаја у којима се дошло до конклузије да за већину литијум-јонских батерија температурни опсег $40\text{-}60^\circ\text{C}$ представља критичну тачку са аспекта амбијенталних услова рада [187].

Још је један фактор препознат као пресудан када је реч о батеријском складишту електричних возила, а то је систем хлађења и загревања кабине. Референтна литература показује да овакви системи могу у летњим и зимским условима редуковати пређени пут возила $17.2\text{-}37.1\%$ и $17.1\text{-}54.0\%$, респективно [188]. Одавде је јасно да се приликом дизајна, димензионисања и развоја алгоритма менаџмента енергетског складишта електричног возила мора у обзир узети читав низ различитих фактор и употребити најшири спектар алата који могу укључивати и вештачку интелигенцију, интеграцију са интернетом и другим возилима или системима који учествују у саобраћају.

Предикција процеса старења литијум-јонских батерија је једна од најактуелнијих тема у овој области, те не треба да чуди огроман истраживачки напор који се улаже у развој адекватних модела за предикцију и естимацију. У референтној литератури доступан је прилично опширан спектар модела развијених по најразличитијим принципима и приступима, при том уважавајући електричне, термалне, хемијске и друге параметре батерија. Један од приступа који се показао као примамљив јесте емпиријско моделовање процеса старења батерије. Наравно не треба напомињати да се оваквим приступом поједностављују хемијски процеси у батерији, али са друге стране релативно једноставним начином се може доћи до прихватљиво тачних резултата. Један од таквих модела дат је у [189], где се за литијум-кобалт-оксидну технологију нуде емпиријски подаци и емпиријски модел старења ове технологије батерије. Изразима 4.1 и 4.2 дата је математичка формулација емпиријског модела старења литијум-кобалт-оксидне технологије батерија. Предложени модел уважава температурни и струјни утицај на редукцију капацитета батерије, правећи при томе јасну дистинкцију између деградације капацитета батерије који настаје услед процеса који се дешавају приликом пражњења (C_r^{disc}) и процеса који се дешавају приликом пуњења (C_r^{ch}) батерије. Уважавајући износе струја приликом пражњења (I_{disc}) и приликом пуњења (I_{ch}) прави се најпре јасна разлика и уважава чињеница да и процес пуњења и процес пражњења имају утицај на деградацију капацитета батерије посебно ако су струје у тим случајевима веће од 1 C (номинална струја батерије). Додатно уважава се и утицај температуре (T [K]) као другог најзначајнијег фактора који детерминише све процесе па и старење батерија. Поред тога предложени модел у обзир узима и „историју“ односно број циклуса (N) као чинилац који такође има тежински фактор у детерминисању нивоа старења батерије.

$$C_r^{ch} = 0.0165658 \cdot I_{ch}^{0.3428} \cdot e^{\frac{942.7677}{T}} \cdot N^{14.2335} \cdot I_{ch}^{0.1595} \cdot e^{-\frac{1059.5988}{T}} \quad (4.1)$$

$$C_r^{disc} = 0.0165658 \cdot I_{disc}^{0.1905} \cdot e^{\frac{942.7677}{T}} \cdot N^{14.2335} \cdot I_{disc}^{0.0257} \cdot e^{-\frac{1059.5988}{T}} \quad (4.2)$$

У [189] предложени модел је верификован у експерименталним условима и фактори који се појављују у изразима 4.1 и 4.2 добијени су експерименталним путем. Као фундаментални закључак тестирања разматраног модела констатовано је да у првих 250 циклуса пуњења и пражњења литијум-кобалт-оксидне технологије батерија максимална грешка у естимацији деградације капацитета износи 2%. Са друге стране за број циклуса пуњења и пражњења изнад 250, предложени модел не чини грешку у процени која је већа од 5%. Овакве карактеристике модела чине га прихватљивим за анализе које се не баве фундаменталним узроцима и манифестацијама процеса старења, односно овакав модел представља одличан нумерички алат за процену старења у анализама које се баве третирањем батерија као енергетског складишта. С тим у вези представљени модел представљаће фундаментални алат којим ће се третирати утицај хибридног складишта за оцену његове ефикасности у смањењу и успоравању старења, односно деградације перформанси батерије. Наравно претпоставка која се овде инхерентно усваја јесте да је у електричном возилу које ће бити разматрано имплементирана литијум-кобалт-оксидна технологија батерије.

Овде је потребно нагласити и то да ефекат календарског старења батерије представља процес који се у реалности дешава. У доступној литератури су температура амбијента и ниво напуњености батерије током мировања препознати као основни параметри који детерминишу ниво и брзину календарског старења батерије. Уколико се батерија чува на оптималној амбијенталној температури и при напуњености испод 50%, доступна литература је показала да је у том случају ниво календарског старења износи око 3% на 10 месеци [190]. Међутим уколико услови чувања нису адекватни може се очекивати и до 20% редукације капацитета батерије у периоду од 10 месеци. Другим речима уколико се батерија не чува на адекватан начин може доћи до потпуног трошења њених складишних капацитета. Претпоставка у овом раду јесте да се батерија чува на оптималан начин, те да је утицај календарског старења на њен капацитет занемарљив у односу на утицај који има размена енергије са погонским системом електричног возила.

4.1.3. Суперкондензатор као елемент у хибридном енергетском складишту електричног возила

Предности суперкондензатора као технологије за складиштење електричне енергије у односу на батерије више пута су до сада истакнуте. Посебно су значајне предности суперкондензатора у погледу његовог коришћења за хибридизацију енергетског складишта електричних возила. Имајући у виду да радни режими електричног возила подразумевају нагла убрзања и успорења што енергетско складиште излаже краткотрајним али интензивним струјним оптерећењима, класично решење подразумевало је приступ значајног предимензионисања (чисто батеријског) складишта. Ово је наравно неоптимално решење јер директно повећава цену складишта и његову масу што даље има шире економске али и техничке последице на електрично возило. Јасно је на пример да веће батеријско складиште које је димензионисано на основу најтежих радних режима захтева пропорционално већи енергетски претварач, а ово последично увећава цену електричног возила што негативно утиче на његову тржишну конкурентност. Дакле основни циљ хибридизације енергетског складишта електричног возила је вишеструк:

1. Жели се смањити габаритност батеријског складишта које је најчешће предимензионисано како би се задовољили захтеви за перформанса возила у најдинамичнијим режимима те на тај начин редуковати цена енергетског складишта и самог електричног возила,
2. Жели се растеретити батеријско складиште од струјних оптерећења карактеристичних за веома динамичне промене брзине и/или убрзања електричног возила, и на тај начин продужити животни век батерије, али и побољшати тржишну конкурентност електричних возила,
3. Жели се створити платформа за имплементацију напредних контролних алгорита менаџмента енергијом који се у првој линији односе на интерну енергетску структуру електричног возила, али који се у ширем смислу могу посматрати у контексту размене енергије по принципу возило-мрежа (енгл. *Vehicle-to-Grid concept*).

Постизање управо наведених циљева и њихова ефикасна имплементација јесте веома сложен и мултиваријабилан проблем јер свака промењива величина проблема има утицај на остале промењиве. То се најлакше може схватити ако се крене од проблема оптимизације димензионисања хибридног складишта. Наиме када се за једно возило одреде габарити батеријског сегмента и сегмента суперкондензатора, одређеност тих елемената може лимитовати могућности менаџмент алгорита који мора бити прилагођен могућностима датог складишта, а са друге стране мора задовољити услове оптималности у било ком радном режиму. Из овог једноставног примера се види да је постизање оптималности свих аспеката једног електричног возила веома сложен проблем који захтева ангажовање различитих области.

Имајући у виду претходно истакнуте чињенице у овом раду суперкондензаторско складиште ће бити димензионисано тако да за анализираних радних услова може да обезбеди енергију потребну за све режиме у којима се од складишта захтева релативно велика снага у кратком временском периоду. Детаљно излагање о конкретним особинама хибридног складишта које ће се разматрати биће да то у наредном поглављу, док ће се овде дати концептуални опис улоге која се намерава дати суперкондензаторском складишту. Дакле суперкондензаторско складиште биће задужено да обезбеди енергију потребно за нагла убрзавања са једне стране, и да обезбеди довољно капацитета за складиштење енергије током наглог кочења. Овај приступ је одабран јер се на овај начин батерија у потпуности лишава рада у динамички захтевним режимима када год је то могуће, односно када енергетски биланс складишта то дозвољава. Претпоставка је да овакав принцип рада хибридног складишта може значајно допринети умањењу негативних ефеката који доводе до смањења капацитета батерије. Улога батеријског складишта биће да се са једне стране обезбеди енергије за режиме у којима постоји релативно равномерно кретање возила или релативно споро убрзавање. Са друге стране батеријско складиште треба да у динамичким режимима обезбеди подршку суперкондензаторском складишту у виду обезбеђивања константне снаге. На овај начин са аспекта електромоторног погона хибридно енергетско складиште обезбеђује захтевану електричну снагу, а са друге стране адекватним распоређивањем доминантног извора снаге постиже се растеређивање батерије у оним режимима који се сматрају проблематичним.

Јасно је да је за постизање претходно описаног рада хибридног складиште неопходно постојање одговарајућег контролног алгорита који врши активни надзор релевантних параметара складишта и електричног возила те на основу тога одређује на који начин ће који сегмент складишта допринети задовољењу енергетских потреба погона у датом тренутку. Детаљна елаборације о форми алгорита који ће бити коришћен за експерименталну верификацију биће дата у наредном поглављу.

Реперкусије претходно описаног принципа рада хибридног складишта на суперкондензатор у контексту његовог животног века, зависиће са једне стране од употребљеног алгоритма енергетског менаџмента а са друге стране од природе експлоатације електричног возила. Како је суперкондензаторско складиште намењено да доминантно ради у режимима наглог убрзања/успорења возила, јасно се може закључити да ће градска вожња имати значајнији утицај на перформансе суперкондензатора. Међутим имајући у виду да је животни век суперкондензатора вишеструко дужи у односу на батерије као и то да је суперкондензатор начелно резилијентнији на релативно тешке радне услове, процењени радни век суперкондензаторског складишта износи око 10 година. Ово произилази из чињенице да чак и у градским условима експлоатације суперкондензатор није константно оптерећен номиналном струјом, већ се уз релативно честе паузе он оптерећује углавном струјама значајно мањим од његове називне струје. Управо изнете чињенице јасно детерминишу хибридизацију енергетског складишта у електричним возилима као потпуно оправдану са техничког аспекта. Каснија анализа размотриће и економске реперкусије хибридизације складишта електричног возила, након што експлицитно буду дефинисани сви релевантни параметри разматраног хибридног система и електричног возила у опште.

Као што је истакнуто у уводном делу поглавља 4.1, у овом раду ће се анализирати паралелна топологија хибридног складишта, која омогућава независно управљање елементима хибридног складишта и која нуди највиши степен флексибилности у смислу енергетског менаџмента. Да би се могло настави са даљим разматрањем неопходно је дефинисати и имплементирати алгоритам енергетског менаџмента који је оквирно описан у овом одељку. Међутим да би се алгоритам имплементирао у некакву регулациону структуру која управља радом хибридног складишта, неопходно је развити модел тог алгоритма и тестирати га најпре у симулационом/емулационом окружењу, а управо овом тематиком ће се бавити наредно поглавље.

4.1.4. Енергетски менаџмент хибридног енергетског складишта

Како би се започела анализа погона електричног возила неопходно је најпре извршити димензионисање његовог складишта. Међутим у овом поглављу ће бити најпре дефинисан алгоритам менаџмента енергијом у хибридном складишту, а који представља својеврстан предуслов за дефинисање габарита енергетског складишта. Ово је случај јер се жели постићи то да суперкондензаторско складиште буде способно да обезбеди потребну енергију у најдинамичнијим радним режимима. Како ће ово одредити габарите складишта, јасно је да се унапред мора знати алгоритам енергетског менаџмента.

Фундаментални принцип рада менаџмент алгоритма који ће овде бити описан за циљ има постизање што већег растерећења батеријског складишта у смислу струје оптерећења. Због тога се креће од релативно тривијалног алгоритма који ће у наредним корацима бити унапређен. Суперкондензаторско складиште треба да омогући складиштење енергије која се рекуперира током кочења, без обзира на његову динамику. Овде се наравно не уважавају екстремни случајеви кочења када се код електричног аутомобила свакако активира механички систем кочења. Овај захтев последица је тежње да се што је могуће више редукује старење батерије узроковано процесом пуњења батерије, као што је то експлицитно истакнуто у поглављу 4.1.2 са изразом 4.1. Дакле онда када постоји довољно простора за складиштење, енергија рекулпације ће се ускладиштити у суперкондензаторском складишту. У случају да је напуњеност суперкондензаторског складишта преко 95%, онда ће се у том случају рекулпирана енергија ускладиштити у батеријском складишту. Овде је потребно одмах приметити да, алгоритам енергетског менаџмента мора што је чешће могуће остављати довољно

простора за енергију рекуперације, односно када је суперкондензаторско складиште напуњено преко одређене мере алгоритам га мора празнити.

Наравно пражњење такође мора бити ограничено како би се са друге стране омогућила реализација наредног сегмента, који се односи на убрзавање. Наиме уколико је убрзање електричног возила веће од 0.5 m/s^2 (1.8 km/h/s) тада се сва енергија неопходна за убрзање обезбеђује из суперкондензаторског складишта, уколико за то постоји могућност. Дакле сваки пут када дође до наглог убрзања сва расположива енергија суперкондензатора се ставља у функцију убрзавања, али уколико ускладиштена енергија није довољна онда се у процес убрзања укључује и батеријско складиште. У радним режимима када је убрзање у опсегу од 0 до 0.5 m/s^2 потребна енергија за кретање се обезбеђује доминантно из батеријског складишта, при чему по потреби алгоритам енергетског менаџмента може да део енергије обезбеди и из суперкондензаторског складишта уколико га је потребно празнити.

Управо изложени алгоритам се формално може записати изразима 4.3-4.5, где је $I_{skladišta}$ – струја енергетског складишта, I_{sc} – струја суперкондензатора, I_{bat} – струја батеријског складишта и a – убрзање електричног возила. Овде ће бити напоменуто и то да ће због једноставности бити анализирано кретање електричног возила само по равној и хомогеној подлози уз уважавање додатне потрошње (интерна потрошња која нема везе са кретањем возила), а основни мотив за ово јесте избегавање непотребног усложњавања алгоритма енергетског менаџмента. Наравно закључци до којих се дође уз претходно истакнуте претпоставке су општег карактера и њихова валидност се не умањује. Изразима 4.3-4.5 дат је базични приказ алгоритма, међутим сликом 4.5 формално је приказан описани алгоритам са већим бројем детаља који су од интереса.

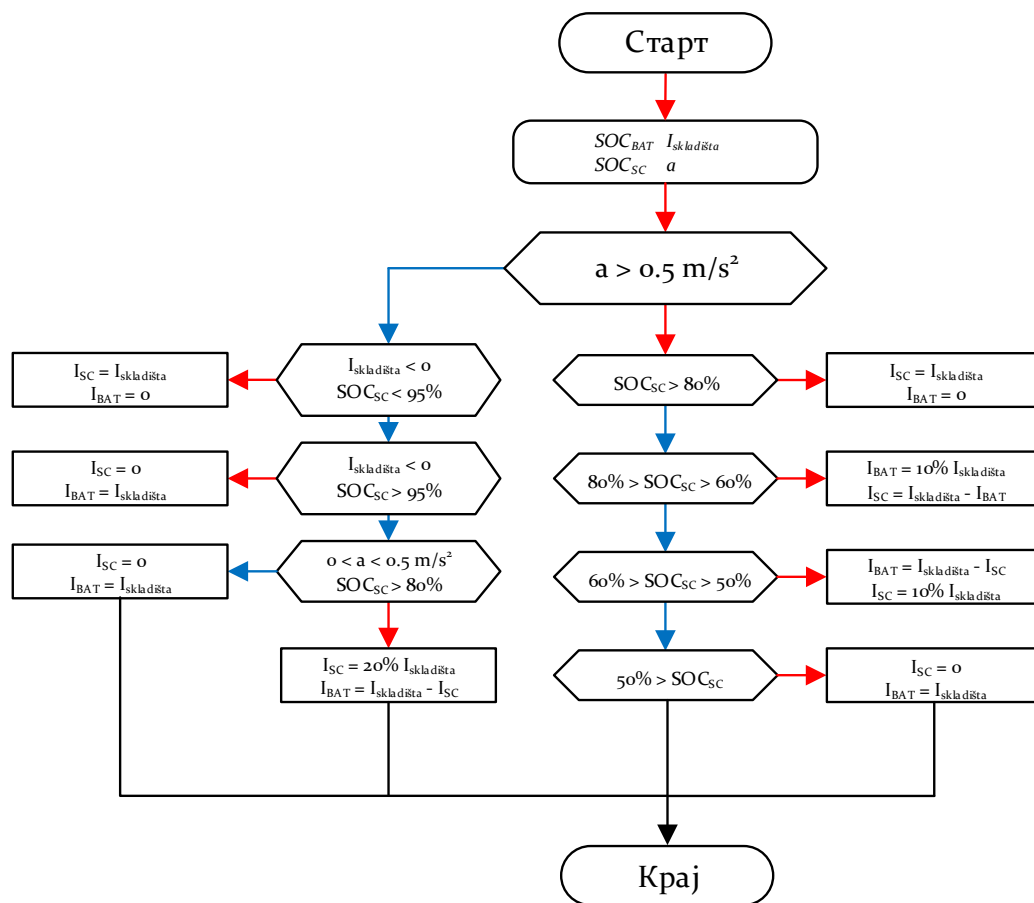
$$a > 0.5 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \left(1.8 \frac{\text{km/h}}{\text{s}} \right) \rightarrow I_{sc} = I_{skladišta} \quad (4.3)$$

$$I_{skladišta} < 0 \rightarrow I_{sc} = I_{skladišta} \quad (4.4)$$

$$I_{skladišta} > 0 \text{ и } 0 < a < 0.5 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \rightarrow I_{bat} = I_{skladišta} \quad (4.5)$$

Са приказане слике јасно се може видети да се алгоритам може имплементирати као функција која се извршава са одређеним периодом. На почетку сваког периода извршавања најпре се врши аквизиција четири величине и то напуњеност батерије (SOC_{BAT}), напуњености суперкондензатора (SOC_{SC}), вредности струја складишта ($I_{skladišta}$) и убрзање аутомобила (a). Након утврђивања износа ове четири величине, утврђује се да ли аутомобил у актуелном тренутку убрзава, односно да ли је убрзање веће од 0.5 m/s^2 . Уколико је овај услов испуњен, најпре се проверава стање напуњености суперкондензатора и зависно од тога задаје одговарајућа референца струје батеријском и суперкондензаторском складишту.

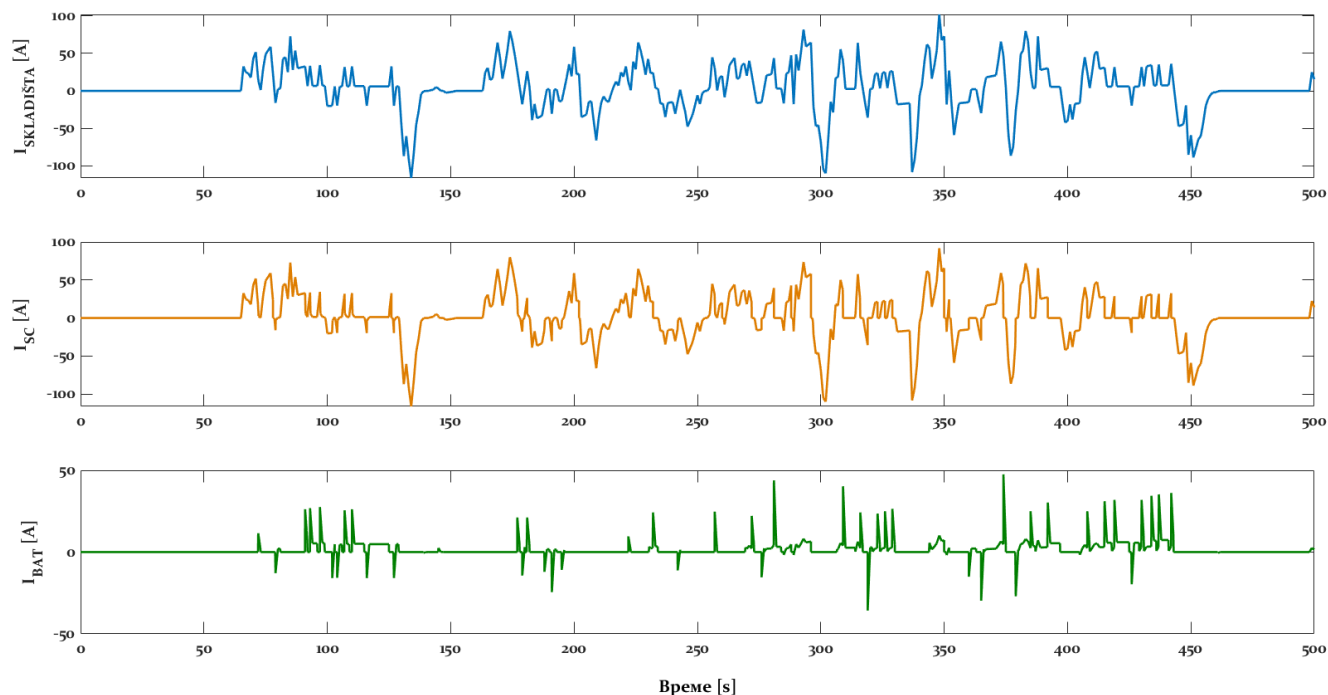
Са друге стране уколико услов убрзања није задовољен проверава се да ли је струја складишта мања од нуле, односно да ли се погон налази у режиму рекуперације. Уколико је струја складишта негативна, зависно од стања напуњености суперкондензатора задаје се одговарајућа референца струје батеријском и суперкондензаторском складишту. Уколико струја није негативна једини могући режим јесте равномерно кретање (тзв. *Crusing mode*) аутомобила. Тада се проверава да ли је суперкондензатор напуњен изнад 80% или не, и зависно од тога задају се одговарајуће референце батеријском и суперкондензаторском складишту.



Слика 4.5 Алгоритам енергетског менаџмента хибридног складишта

Претходно описани алгоритам треба да омогући што је могуће веће смањење експлоатације батерије. Посматрајући демонстрирани алгоритам батерија би се у идеалном случају користила само током равномерног кретања аутомобила, што је управо режим рада који одговара литијум-јонским батеријама. Имплементацијом описаног алгоритма струје великог интензитета као и брзе промене у струји складишта представљају режиме који су додељени суперкондензаторском складишту које није осетљиво на такве радне режиме. Оно што није експлицитно истакнуто јесте да су у алгоритам енергетског менаџмента имплементирани и заштитне функције које ограничавају референцу струје. Када је реч о батеријском складишту ограничење је постављено на вредност 3 C, док када је реч о суперкондензаторском складишту ограничење је постављено на максималну струју дозвољену према упутству произвођача.

Алгоритам енергетског менаџмента имплементиран је кроз блок Matlab *S function*, а коришћени код дат је у додатку овог рада као Додатак 2., како се текст овог поглавља не би овим оптерећивао. Са друге стране овде ће бити извршена верификација развијеног алгоритма кроз његово подвргавање различитим вредностима улазних параметара. Без залажења у то како су добијене вредности улазних параметара, са слике 4.6 видљиво је да имплементирани алгоритам енергетског менаџмента функционише онако како је и описано. На приказаној слици видљива је укупна струја складишта (плаво), али и струје суперкондензатора (наранџасто) и батерије (зелено), које су добијене имплементацијом описаног алгоритма енергетског менаџмента. Треба нагласити да резултати рада алгоритма директно зависе од почетних услова (напуњеност складишта), као и од расположивих складишних ресурса (габарити складишта).



Слика 4.6 Верификација алгоритма енергетског менаџмента хибридног складишта

Са слике 4.6 јасно се уочава да је струја батерије, ако се упореди са укупном струјом складишта, у великој мери релаксирана од интензивних струја оптерећења, али у овом поглављу се неће даље улазити у квалитативну анализу по овом питању. Оно што се за сада дефинитивно може потврдити јесте да презентовани алгоритам у потпуности функционише и да се може користити за даљу анализу. Приказани алгоритам ће бити имплементиран у регулационој структури хибридног складишта која је садржана у одабраној микроконтролерској платформи, и која ће суштински бити надређена раније анализираној струјној регулационој структури. Оно што је преостало да се реализује, пре започињања анализе која је циљ овог рада, јесте израда модела електричног возила и димензионисање хибридног електричног складишта. Модел електричног возила је неопходан како би се од возног профила дошло до профила струје складишта. Зато ће у наредном поглављу бити управо и разматран модел електричног аутомобила укључујући модел електромоторног погона и хибридног складишта.

4.2. Модел електричног возила са хибричним електричним складиштем енергије

Како би се експериментална поставка, која ће детаљно бити анализирана у наредном поглављу, могла користити за долажење до релевантних закључака о разматраној проблематици, неопходно је емулирати и погонски подсистем електричног возила. Наиме електрична машина која покреће електрично возило једини је елемент који има могућност електро-механичке конверзије енергије. Ово значи да од понашања електричне машине односно са једне стране њеног момента и брзине, а са друге стране њене струје и напона зависи и режим у коме ће радити хибридно енергетско складиште. Додано, режим рада електричне машине одређен је оптерећењем које је у овом случају отпор који аутомобил мора да савлада како би се кретао одређеном брзином. Да би се дошло до ових величине, које како је истакнуто директно одређују режим рада хибридног складишта, неопходно је развити нумерички модел електричног возила. Улаз овог нумеричког модела јесте

профил брзине (возни профил) којом се електрични аутомобил креће, док су излази модела брзина електричне машине и момент оптерећења њеном вратилу. Наравно за функционисање нумеричког модела неопходно је користити и одговарајуће параметре, а ове вредности биће преузете од конкретног модела електричног возила. Након што за одређени возни профил буду добијене вредности брзине и момента оптерећења машине, те вредности биће искоришћене као референце за експерименталну поставку која је предвиђена да емулира погон електричног возила, а о којој ће више речи бити у наредном поглављу.

Електрично возило чији параметри ће бити усвојени за анализу јесте Volkswagen e-Golf 2019 Premium. Основни параметри овог електричног возила дати су у табели 4.1 и биће коришћени као параметри за нумерички модел који ће бити приказан у овом поглављу.

Табела 4.1. Параметри разматраног електричног аутомобила

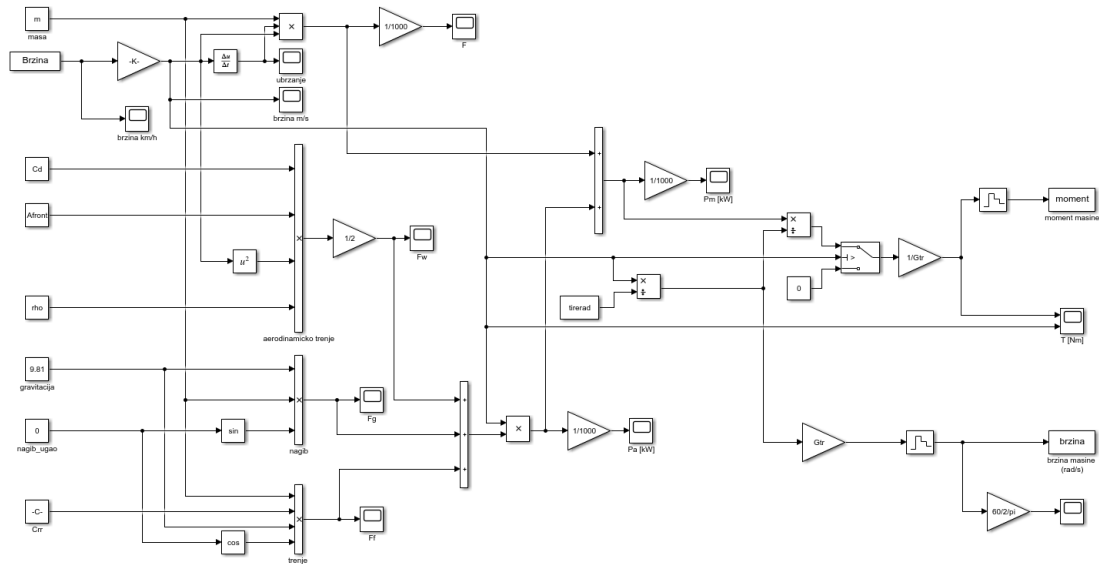
Параметар	Вредност
Тежина возила (m)	1540 kg
Коефицијент трења (Cd)	0.6120
Површина предње стране возила (S)	2.270 m ²
Максимална брзина	150 km/h
Снага погона	110 kW
Убрзање 0-100 km/h	9.6 s
Растојање	~160 km
Батеријско складиште	35.8 kWh/110 Ah
	325 V

Нумеричка симулација развијена је полазећи од израза 4.6 који репрезентује једначину кретања електричног возила. У изразу 4.6 поједине величине имају следеће значење: m – маса возила [kg], v – брзина возила [m/s], G_r – коефицијент преносника, r_t – пречник точкова [m], T_{mech} – механички момент [Nm], μ_{rr} – коефицијент котрљајућег трења, g – гравитационо убрзање [m/s²], ρ – густина ваздуха [kg/m³], S – површина предњег дела возила [m²], C_d – коефицијент трења и θ – нагиб терена. Вредности појединих параметара из израза 4.6 дати су у табели 4.1, док ће остале вредности бити накнадно усвојене када се буде анализирао сам нумерички модел.

$$m \frac{dv}{dt} = \frac{G_r}{r_t} T_{mech} - \mu_{rr} mg - \frac{1}{2} \rho S C_d v^2 - mg \sin \theta \quad (4.6)$$

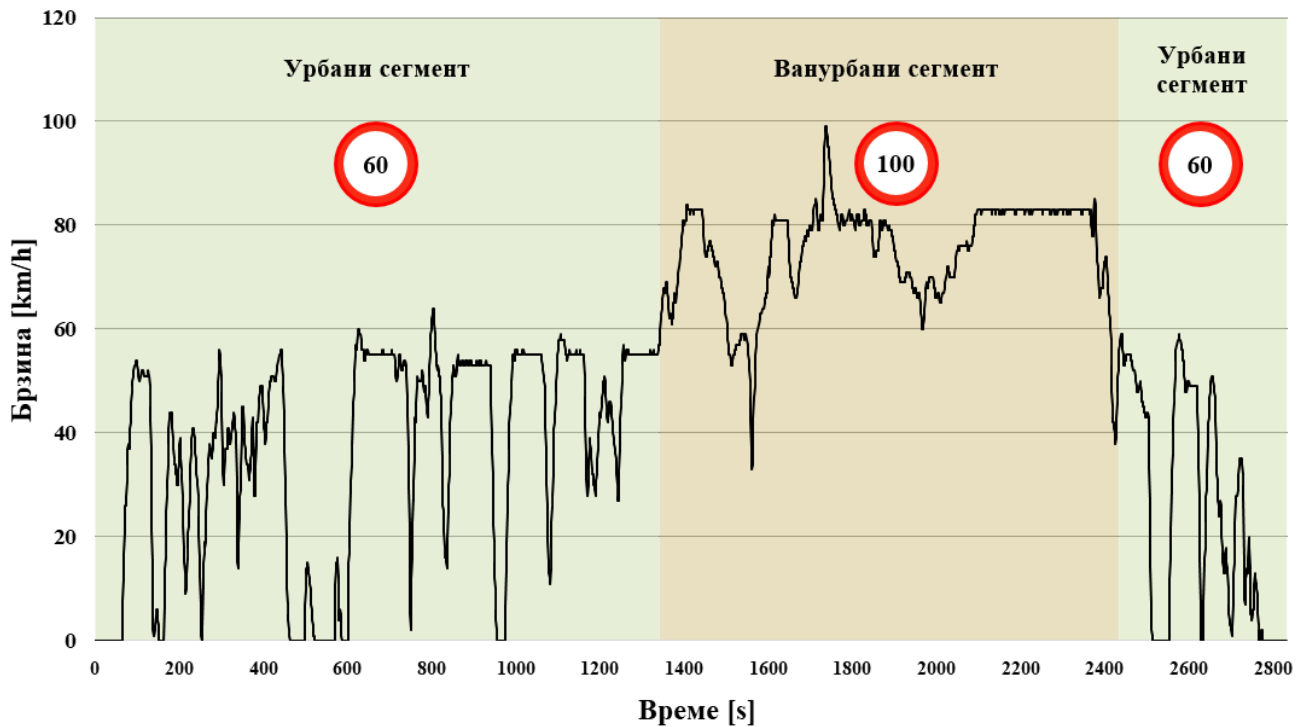
За потребе развоја нумеричке симулације биће коришћен Matlab *Simulink*, а резултати добијени из нумеричког модела користиће се прилико експерименталне верификације рада хибридног енергетског складишта. На слици 4.7 приказан је нумерички симулациони модел разматраног електричног возила реализованог коришћењем *Simulink* окружења, уз уважавање параметара приказаних у табели 4.1. Осим параметара из табеле 4.1 било је потребно користити и преносни однос осовине (енгл. *Axle ratio*) који у случају разматраног возила износи 3.61. Називна механичка снага електричне машине у погону Volkswagen e-Golf 2019 Premium износи 110 kW, док је називни механички момент око 360 Nm, а називна механичка брзина обртања 3000 o/min. Јасно је да се из практичних разлога верификација не може обавити у стварним условима, обзиром

на снагу машине и претварача који би били неопходни у том случају. Због тога ће приликом експерименталне верификације бити коришћена скалирана поставка за емулацију погона електричног возила.



Слика 4.7 Нумерички модел погона електричног возила Volkswagen e-Golf 2019 Premium

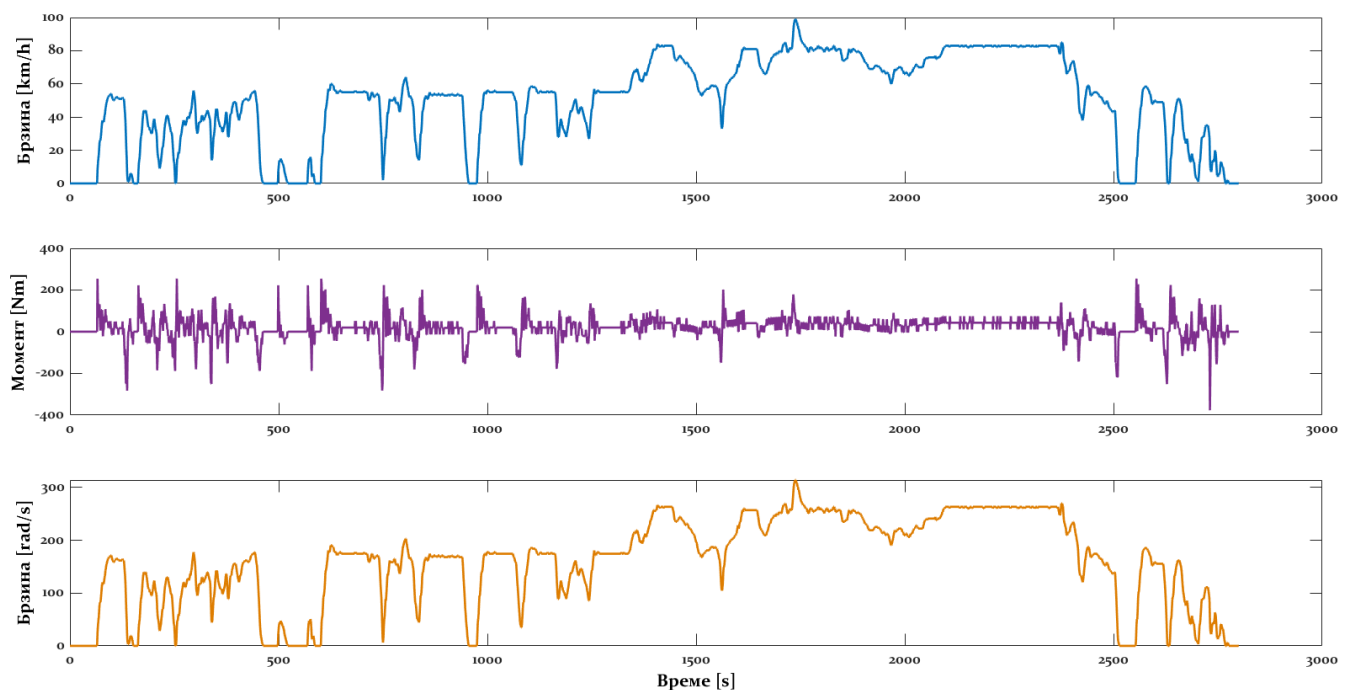
Осим параметара електричног возила веома је важно дефинисати и возни профил који ће бити коришћен. Возни профил представља временску промену брзине електричног возила, на основу које се добијају све друге релевантне величине. На слици 4.8 приказан је возни профил на коме ће се заснивати целокупна даља анализа у овом али и наредним поглављима.



Слика 4.8 Возни профил коришћен у нумеричком моделу електричног возила

Приказани возни профил на задовољавајући начин одсликава возне услове у градској (урбаној) и међуградској (ванурбаној) вожњи, што је уједно и најзахтевнији радни режим хибридног енергетског складишта. Разлог за ово јесте чињеница да се урбана и ванурбана вожња карактеришу веома великим бројем наглих полазака и заустављања што је и видљиво на приложеној слици. Ови радни режими највише и оптерећују енергетско складиште електричног возила, па се третирањем управо оваквог возног профила најбоље могу демонстрирати предности хибридног у односу на чисто батеријско складиште. Просечна брзина приказаног возног профила је 50.75 km/h, а максимална је 100 km/h док је трајање разматраног возног профила 45 минута.

На слици 4.9 приказане су улазне и излазне величине нумеричког модела електричног возила. На основу улазног возног профила добијени су механички оптеретни момент и механичка (угаона) брзина обртања вратила електричне машине у погону електричног возила. Механички оптеретни момент последица је оптерећења које електрично возило мора да савлада а подразумева трење о подлогу, аеродинамички отпор и нагиб подлоге.

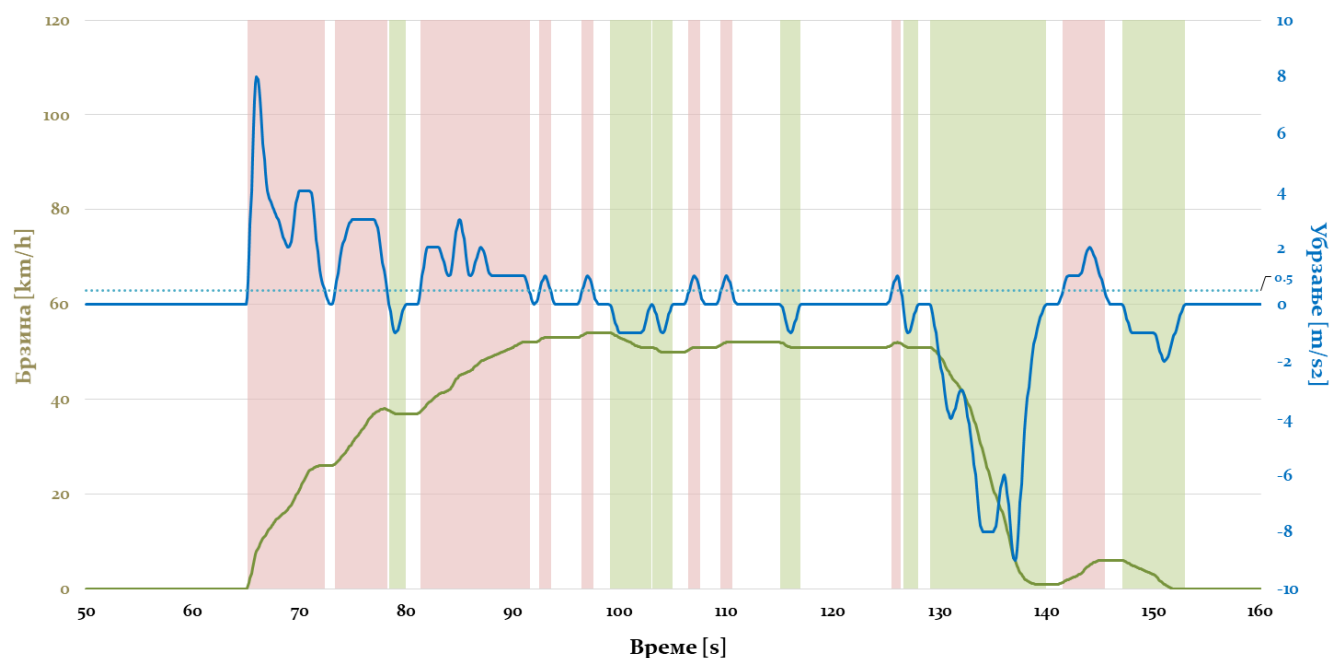


Слика 4.9 Возни профил (плаво) као улазна величина модела, механички оптеретни момент (љубичасто) и угаона брзина електричне машине (наранцасто) као излазне величине модела возила

Оно што је јасно видљиво са приложене слике 4.9 јесте да се оптеретни момент и брзина обртања машине у потпуности подударају са очекиваним вредностима имајући у виду карактеристике возила које су раније истакнуте. Ово значи да су подаци добијени из нумеричког модела валидни те се могу користити за даљу анализу. Наравно поново се истиче да из практичних разлога добијене вредности неће моћи да се користе током експерименталне верификације. Због тога ће током експерименталне верификације за емулацију погона електричног возила бити коришћене две електричне машине са механички спрегнутим вратилима, а које се напајају из одговарајућих фреквенцијских претварача. Једна електрична машина биће у режиму брзинске регулације, а референца брзине биће задавана према профилу брзине (наранцасто) са слике 4.9. Друга електрична машина биће у режиму регулације момента, а референца њеног момента задаваће се према профилу момента (љубичасто) са слике 4.9. На овај начин машина у режиму регулације брзине емулираће електричну машину у погону електричног возила, док ће електрична машина у режиму регулације момента

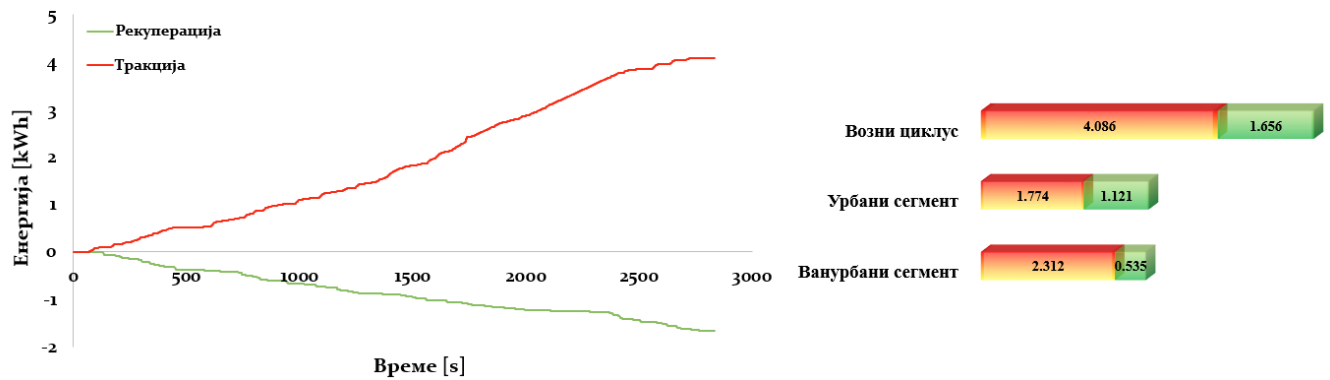
емулирати оптерећење које погон возила треба да савлада. Зависно од смера момента и брзине машина која емулира погонску машину електричног возила налазиће се у моторском или генераторском режиму, а снага (енергија) потребна за напајање ове машине биће обезбеђена из хибридног енергетског складишта. На овај начин ће бити верификован рад хибридног складишта, те ће бити омогућено доношење до закључка везаног за могућност суперкондензатора да продужи животни век батеријског складишта.

Последњи корак који је потребно начинити пре експерименталне верификације и анализе резултата, јесте димензионисање хибридног енергетског складишта. Тачније у првом кораку биће извршено димензионисање суперкондензаторског сегмента хибридног складишта, док ће габарити батеријског складишта бити задржани имајући у виду спецификацију електричног возила Volkswagen e-Golf 2019 Premium. Уколико се током касније анализе покаже да је могуће извршити редукцију батеријског складишта, биће спроведена посебна анализа. За сада је батеријско складиште такво да има капацитет 35.8 kWh (110 Ah), уз претпоставку да је литијум-кобалт-оксидне технологије. Како би се одредили потребни габарити суперкондензаторског складишта неопходно је анализирати енергију коју суперкондензатор треба да размењује током усвојеног возног циклуса. На слици 4.10 приказан је један сегмент разматраног возног циклуса где се поред брзине види и убрзање, као и обојени сегменти који треба да означе пражњење (црвено) и пуњење (зелено) суперкондензатора. Бело обојене површине индикују да тада енергију обезбеђује само батеријско складиште.



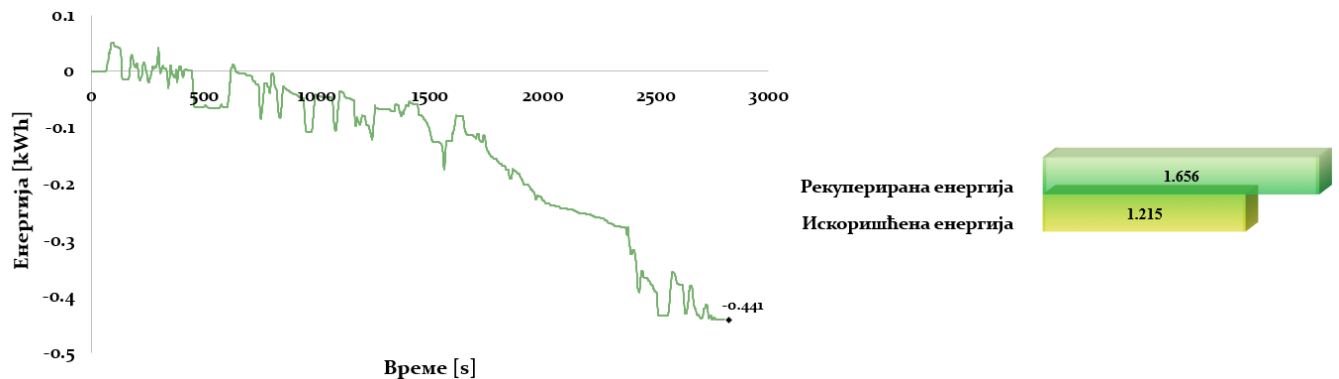
Слика 4.10 Пример функционисања хибридног енергетског складишта

Уколико се на идентичан начин приказан на слици 4.10 третира читав усвојени возни профил, могуће је доћи до енергије потребне за тракцију (кретање возила) и енергију која је расположива за рекуперацију. На слици 4.11 су за анализирани возни профил приказане тракциона енергија и енергија која је у општем случају расположива за рекуперацију. Уколико би се на основу овако добијене енергије рекуперације димензионисано суперкондензаторско складиште, јасно је да би оно било значајно предимензионисано. Разлог за то је чињеница да се суперкондензатор током рада и пуни и празни, па је према томе потребно укључити у анализу и чињеницу да се део рекуперираних енергија поново искористи за тракцију возила.



Слика 4.11 Тракциона енергија и енергија доступна за рекулперацију током анализираниог возног профила

Ако се за усвојени возни профил уважи да се рекулперирана енергија суперкондензатора користи за кретање возила, тада енергија суперкондензаторског складишта изгледа као на слици 4.12. Сада се јасно види значајан разлика између резултата са слике 4.11 и 4.12. Максимална енергија која се на крају возног циклуса ускладишти у суперкондензатору износи 0.441 kWh, што представља разлику рекулперирание енергије и енергије суперкондензатора која је искоришћене за тракцију возила. Полазећи од чињенице да је густина енергије суперкондензатора око 0.25 kg/Wh, долази се до масе која се додаје електричном возилу уколико се изврши хибридизација складишта. Наравно потребно је уважити и масу једносмерног претварача (биће усвојена густина од 0.6 kg/kW). Сад се укупно додата маса може проценити на око 140 kg (мање од 10% масе разматраног аутомобила), при чему 110 kg отпада на суперкондензаторско складиште, док око 30 kg отпада на једносмерни претварач.



Слика 4.12 Енергија суперкондензатора уз имплементиран алгоритам енергетског менаџмента

Сада се може извршити и димензионисање суперкондензаторског складишта у електричном смислу, односно у смислу основних параметара суперкондензатора. Полазећи од претпоставке да је максимални напон суперкондензаторског складишта 340 V, тривијално се коришћењем израза 4.7 може доћи до чињенице да је неопходно суперкондензаторско складиште капацитивности 35 F. Наиме имајући у виду да је суперкондензатор преко одговарајућег једносмерног претварача повезан са остатком система постоји минимални напон који се сме допустити са ниженапонске стране тог претварача. У овом случају усвојиће се минимални напон од 150 V, што када се замени у израз 4.7 доводи до потребне капацитивности суперкондензатора.

$$E_{SC} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_{SC} \cdot (U_{max}^2 - U_{min}^2)}{3600} \quad (4.7)$$

Ако се разматра суперкондензаторски модул Maxwell 160 V 6F који је испитиван у поглављу 2.3.4, тада је потребно 24 оваква модула и то две редно везане групе са по 12 паралелно везаних модула. Како је маса једног суперкондензаторског модула 5.1 kg, то је онда укупна маса димензионисаног складишта 122 kg. Овај резултат суштински не одудара од претходне процене од 110 kg, али при томе треба имати у виду да у тежину модула од 5.1 kg улази и заштитна пластика.

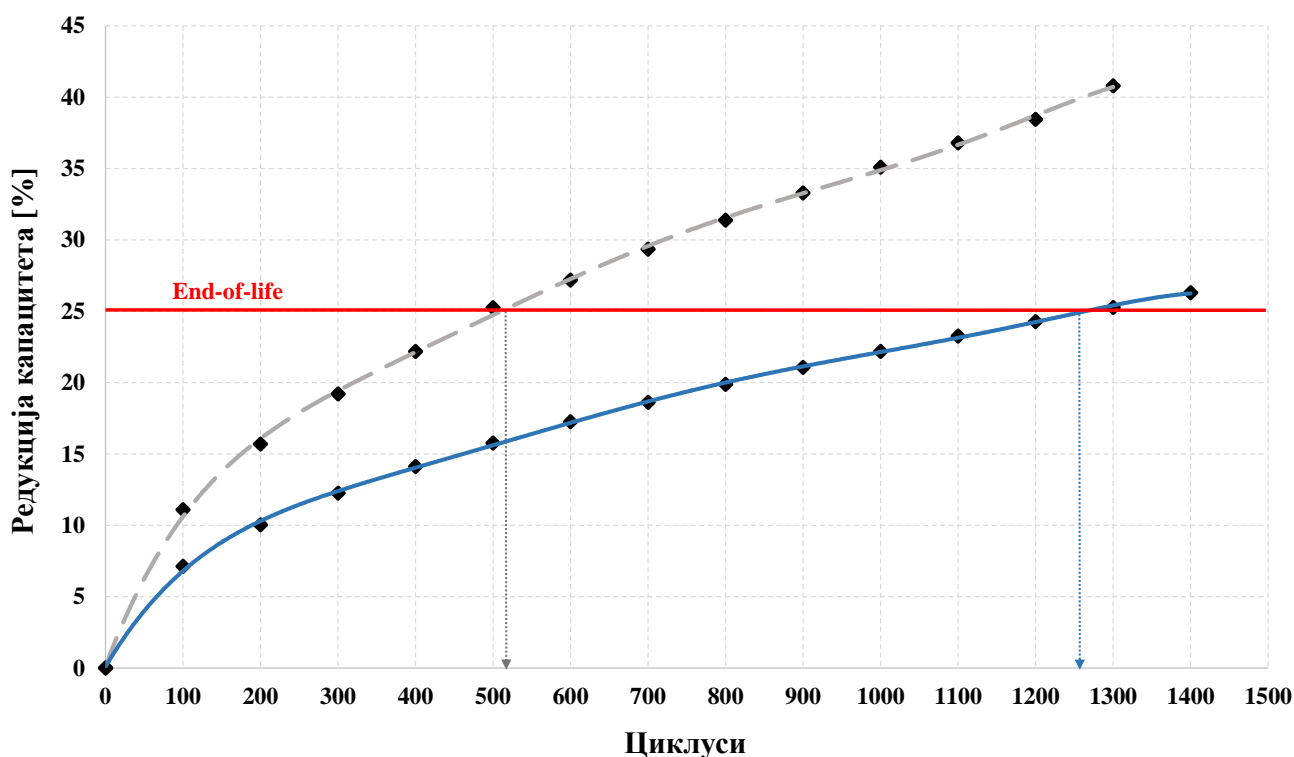
Претходно разматрање потенцијала енергије рекулериције на основу кога је могуће пројектовати хибридно складиште, експериментално је демонстрирано у раду [191]. За потребе демонстрације принципа хибридног складишта и потенцијала енергије рекулериције искоришћена је поставка са слике 4.13. Детаљан опис коришћене експерименталне поставке дат је у [192], те се овде неће улазити у детаљнију елаборацију. Оно што је од суштинске важности јесте да коришћена експериментална поставка са слике 4.13 укључује две електричне машине и два фреквенцијска претварача у сличној топологији каква је претходно описана у овом поглављу. Једина разлика састоји се у томе што се у склопу поставке са слике 4.13 не налази и хибридно складиште. Разлог за то је чињеница да се спровођењем експеримента коришћењем поставке са слике 4.13 хтела утврдити најпре веродостојност развијеног нумеричког модела електричног возила али и енергетски потенцијал процеса рекулериције, за шта није потребно хибридно енергетско складиште.



Слика 4.13 Експериментална поставка за верификацију потенцијала енергије рекулериције
(1 – dSpace контролна картица, 2 – I/O интерфејс, 3 – механички спрегнуте асинхроне машине, 4 – фреквенцијски претварачи у back-to-back топологији и 5 – склопна и заштитна опрема)

Фундаментални закључак до кога се дошло описаном анализом односио се на чињеницу да се, базирано на процењеној енергији рекулериције, могло очекивати продужење животног века батерије које износи око 2.5 пута. Упоредни приказ старења батерије у чисто батеријском и хибридном складишту дата је на слици 4.14. За третирану технологију литијум-јонских батерија очекивани животног век траје између 300 и 600 циклуса пуњења и пражњења. У спроведеној анализи добијено је да се за разматране услове може очекивати око 510

радних циклуса батерије у случају чисто батеријског складишта. Са друге стране у случају хибридног складишта може се очекивати и до 1260 радних циклуса. Наравно како се у анализи и експерименталној верификацији нису користили ни једносмерни претварачи нити сама складишта оваква оцена се може довести у питање посебно ако се у обзир узме фактор ефикасности. Међутим како циљ описаног експеримента и није био да се на основу резултата донесе дефинитиван закључак, већ да се утврди оправданост такве анализе јасно се могу закључити две ствари. Са једне стране анализа могућности хибридизације енергетског складишта електричног возила јесте оправдана имајући у виду теоретски домет могућности продужетка животног века батерије. Са друге стране, како би се прецизније утврдила вредност фактора увећања времена експлоатације батерије неопходно је спровести експерименталну верификацију која укључује све релевантне сегменте хибридног складишта, што ће управо и представљати централну тачку наредна два поглавља овог рада.

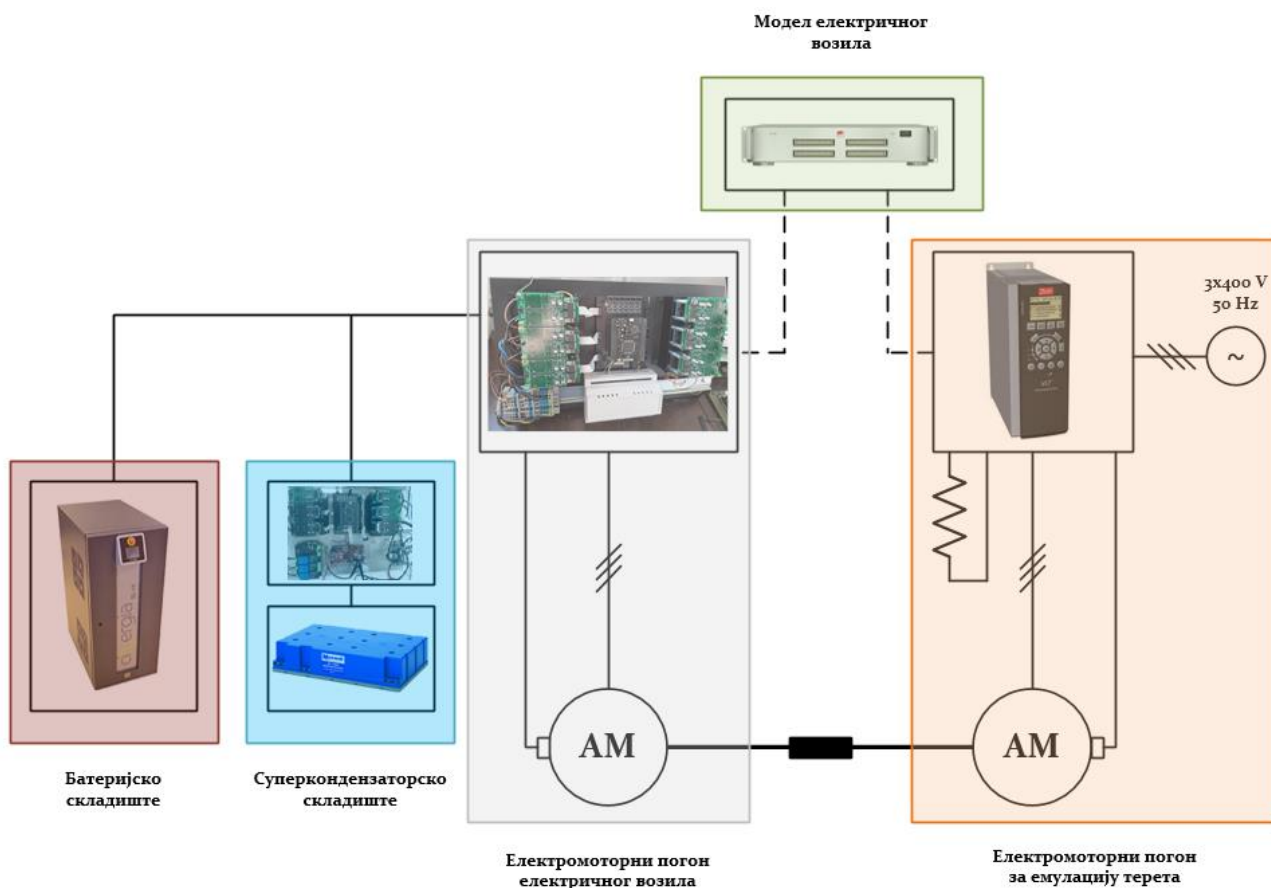


Слика 4.14 Упоредни приказ старења батерије у случају чисто батеријског складишта (сиво) и хибридног складишта (плаво)

Овим је завршено разматрање везано за модел електричног возила из кога су добијене релевантне вредности брзине и момента које ће бити коришћене током експерименталне верификације. Такође извршено је и димензионисање хибридног енергетског складишта, при чему су у овом тренутку задржани габарити батеријског складишта, док се на основу опсежног разматрања суперкондензаторско складиште димензионисало на основу рекупериране енергије. Треба нагласити и то да ће се током анализе експерименталних резултата уколико се за то покаже оправданост, бити размотрена могућност за смањење габарита батеријског складишта чиме се ефективно може постићи неколико ствари. Најпре се редукирањем батеријског складишта може смањити маса возила, што доводи до повећања пређеног пута. Са друге стране директно се утиче на економски аспект електричног возила, који може бити стављен у компарацију са негативним економским утицајем који доноси хибридизација складишта.

4.3. Експериментална поставка за анализу рада хибридног енергетског складишта

Лабораторијска поставка за тестирање и анализу предметне тематике је релативно сложена и састоји се од великог броја елемената који подразумевају претвараче енергетске електронике, електричне машине, мерно-аквизиционе и контролне системе. На слици 4.15 дат је принципски приказ лабораторијске поставке на којој су видљиви сви поменути елементи. Због сложености саме поставке као и експерименталне процедуре, у овом поглављу биће изложен детаљан опис функције сваког од елемената поставке као и ток експерименталне верификације, док ће анализа и елаборација добијених резултата бити извршена у наредном поглављу. Наиме основни концепт организације лабораторијске поставке има за циљ емулирање погона електричног возила, који се састоји од електричне машине и пратећег претварача (инвертора) са једне стране и сегмента који репрезентује хибридно енергетско складиште са друге стране. Како би се емулирао електромоторни погон електричног возила искоришћена је асинхрона машина називне механичке снаге 1.1 kW, а чија је натписна плочица дата у поглављу 6 као додатак 3.



Слика 4.15 Принципски приказ лабораторијске поставке

Да би се адекватно емулирало оптерећење возила искоришћена је идентична електрична машина чије је вратило механички спрегнуто са машином која репрезентује погонски мотор електричног возила. Обе машине се напајају из два инвертора при чему је машина која емулира оптерећење управљана по моменту, док је машина која репрезентује погонски мотор возила управљана по брзини. Референце брзине и момента се

инверторима ове две електричне машине прослеђују са *Turhoon HIL* платформе у којој је имплементиран раније приказан нумерички модел електричног возила са слике 4.7. Наравно као што је раније напоменуто, извршено је одговарајуће скалирање момента (1:100), како би се радни услови прилагодили расположивој опреми. Инвертор који погони електричну машину која емулира оптерећење повезан је на мрежу, а уз то је опремљен и одговарајућим кочионим отпорником како би се на њему дисипирали вишкови енергије током рада. Са друге стране инвертор који погони електричну машину која емулира погонски мотор возила, повезан је директно на хибридно енергетско складиште. Батеријски сегмент складишта реализован је коришћењем уређаја *Cinergia B2C15* у режиму емулирања батеријског складишта.

Параметри батеријског складишта задати су у складу са параметрима батерије разматраног електричног возила датим у табели 4.1. За сегмент суперкондензаторског складишта биће коришћена прототипска поставка тестирана у поглављу 3.4.2, која се састоји од самог суперкондензатора и одговарајућег једносмерног енергетског претварача. Алгоритам енергетског менаџмента имплементиран је у коришћеној контролној картици где је истовремено имплементирана и струјна регулациона петља суперкондензаторског складишта. Овим је дефинисана улога сваког од сегмената лабораторијске поставке са слике 4.15, при чему је изглед саме поставке у лабораторијским условима приказан на слици 4.16. Не треба заборавити да је за експерименталну верификацију коришћена адекватно скалирана опрема, што је оправдано јер је основни циљ свих разматрања у овом раду испитивање могућности и утицаја хибридизације енергетског складишта. Треба још истаћи и то да је за напон једносмерног међукола одабран напон од око 560 V, што је вредност напона неопходна да би се са коришћеном електричном машином могла постићи брзина од 3000 обртаја у минути. Такође, суперкондензаторско складиште које ће се користити у предложеном експерименту подразумева модул капацитивности 6 F и називног напона 160 V, односно модул какав је испитиван у поглављу 2.3.4. Ово је такође оправдано имајући у виду да се користи скалирана поставке, те није потребно користити суперкондензаторско складишта у таквим габаритима како је у претходном поглављу процењено на основу расположивог капацитета енергије рекуперације.



Слика 4.16 Изглед лабораторијске поставке

(1 – PC за контролу инвертора, 2 – PC за контролу једносмерног претварача, 3 – Контрола емулятора батеријског складишта, 4 – прототип једносмерног претварача, 5 – суперкондензатор, 6 – индустријски фреквенцијски претварач, 7 – електричне машине са спрегнутим вратилима, 8 – емулятор батеријског складишта - *Cinergia B2C15* и 9 – емулятор електричног возила - *Turhoon HIL*)

Сада је потребно дефинисати експерименталну процедуру као и релевантне величине које ће бити од значаја за даљу анализу. Имплементацијом возног профила са слике 4.8 у нумерички модел електричног возила дат на слици 4.7 добијају се брзина обртања погонске машине електричног возила, као и момент оптерећења мотора током трајања возног профила. Ове две величине користе се као референтне величине које се у форми аналогног сигнала задају инверторима који напајају две електричне машине. Аналогни референтни сигнал брзине и момента оптерећења долазе са *Typhoon HIL* платформе. Додатно се на основу брзине рачуна и тренутно убрзање возила, које се такође прослеђује у форми аналогног сигнала управљачкој картици на којој је имплементиран алгоритам енергетског менаџмента. Као резултат рада инвертора и електричних машина на улазу инвертора који у брзинском режиму напаја погонски мотор возила, формира се одговарајући профил струје/снаге коју хибридно складиште треба да обезбеди или ускладишти. Мерењем ове струје и прослеђивањем њене вредности контролној картици, алгоритам енергетског менаџмента поседује све релевантне информацијама на основу који се може донети одлука о начину рада хибридног складишта и размењивању електричне енергије. Треба нагласити и то да је стање напуњености суперкондензатора информација до које се једноставно може доћи рачунским путем имајући у виду да се директно мери струја и напон суперкондензатора. Како понашање алгоритма енергетског менаџмента директно зависи од почетних услова, који између осталог подразумевају и стање напуњености како суперкондензатора тако и батерије неопходно је и дефинисати ове услове. За експеримент који ће бити спроведен и чији ће резултати бити приказани у наредном поглављу, усвојено је да је стање напуњености батерије на почетку експерименталне процедуре 95%, док је за суперкондензатор усвојено да је стање напуњености 75% (што одговара напону на почетку експеримента од 120 V и електричној енергији од 12 Wh). Разлог због кога је за почетно стање напуњености батерије усвојена вредност од 95% јесте тај што је у опсегу напуњености литијумских батерија од 80% - 95% напон батерије релативно константан. Ово је важно због чињенице да је усвојени називни напон батерије 325 V, док напон једносмерног међукола на које се хибридно складиште повезује износи 560 V. С тим у вези, уколико се разматра опсег у коме батерија ради са константним напонам на једноставан начин се мерењем струје и напона једносмерног међукола може доћи до струје батеријског складишта која се у предложеној експерименталној поставци не може директно мерити.

Као релевантне величине за разматрање неопходно је најпре снимити брзину, убрзање и оптеретни момент као механичке величине на основу којих произилазе временски облици свих осталих величина, и од чијих вредности зависе пре свега струја и снага хибридног енергетског складишта. Даље, неопходно је имати временски дијаграм укупне струје складишта као и појединачне струје батеријског и суперкондензаторског сегмента. На основу ових величина могуће је употребом модела за старење батерија датог изразима 4.1 и 4.2 доћи најпре до резултата утицаја укупне струје складишта на њен животни век (када је возило са чисто батеријским складиштем). Затим се примењујући исти модел старења може доћи до резултата утицаја струје батерије на њен животни век у хибридној топологији складишта. Поређењем ова два резултата се несумњиво и директно може доћи од закључка о оправданости хибридизације енергетског складишта електричног возила. Из овог закључка даље може проizaћи техничка и економска анализа која може размотрити могућности за редукацију капацитета батеријског складишта уз задржавање истих перформанси возила, као и начин на који се хибридизација складишта одражава на економски биланс возила.

Како је експериментална поставка скалирана односом 1:100 у односу на снагу, уз уважавање чињенице да је брзина остала непромењена, долази се до закључка да се и обртни механички момент који ће развијати машина у експерименталној поставци односити као 1:100 у односу на момент погонске машине електричног возила. Имајући у виду да је за управљање електричном машином у експерименталној поставци коришћена

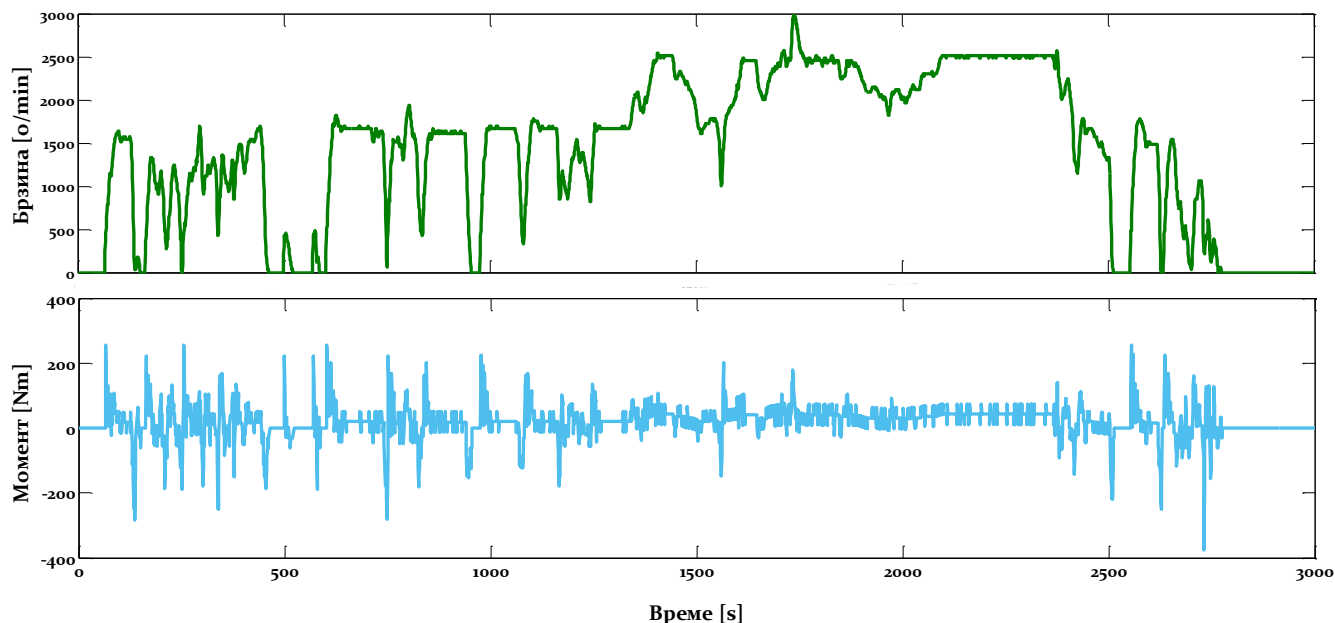
стандардна векторска контрола заснована на модулацији просторних вектора, са једне стране произилази да ће за различите брзине обртања побуда асинхроне машине бити константна. Са друге стране ово значи да ће између активне компоненте струје машине и момента постојати директна сразмера што је истовремено случај и код векторски управљане синхроне машине. Међутим моменат у коме престаје директна сличност између погона електричног возила и експерименталне поставке јесте сама изведба погонске електричне машине. Како технички подаци везани за погонску машину електричног возила које је узето као референтно нису познати осим чињенице да је у питању синхрона машина са сталним магнетима, у наставку ће бити усвојена претпоставка да се и струја електричне машине у експерименталној поставци према струји погонске машине електричног возила односи као 1:100. Оно што треба нагласити јесте да оваква претпоставка не нарушава фундаменталну концепцију хибридног складишта електричног возила, упркос чињеници да није могуће са сигурношћу тврдити да је за конкретно електрично возило она валидна. Осим тога посебну тежину има и чињеница да синхроне машине у општем смислу имају очекивано већу ефикасност од по снази еквивалентних асинхроних машина, што је посебно тачно код машина које су намењене за примену у електричним возилима. Ова чињеница би могла директно резултовати у томе да је на пример енергија током рекуперације која постаје расположива за складиштење при истим радним условима већа у случају погона са синхроним машином, што директно може утицати на габарите складишта или на начин рада алгорита енергетског менаџмента.

Имајући претходно истакнуте чињенице у виду, јасна је неопходност експлицитног истицања аспеката експерименталне поставке који својим особинама не одговарају у потпуности електромоторном погону електричног возила које је усвојено за разматрање. Такође било је неопходно експлицитно истаћи претпоставке, али и почетне услове који важе за експерименталну поставку посебно имајући у виду да одзиви појединих величина са њима имају значајну корелацију. Симултано мерење пре свега струје једносмерног међукола, али и струје и напона суперкондензатора представља најважније електричне величине на основу којих ће у наредном поглављу бити донети релевантни закључци о улози и могућностима хибридног електричног складишта у погону електричног возила.

4.4. Експериментална верификација рада хибридног енергетског складишта електричне енергије у погону електричног возила

Као што је у претходним поглављима истакнуто фундаменталне величине које ће бити коришћене за анализу у овом поглављу јесу струја једносмерног међукола и струје батерије и суперкондензатора које настају као резултат рада енергетског менаџмента хибридног складишта. С тим у вези најпре ће коришћењем експерименталне поставке описане у претходном поглављу бити добијена струја једносмерног међукола за саму експерименталну поставку, а затим ће коришћењем фактора скалирања који је усвојен бити екстраполирана очекивана струја у погону електричног возила. На сличан начин доћи ће се и до струје суперкондензатора и батерије за инстанцу експерименталне поставке, након чега ће коришћењем усвојеног фактора скалирања бити добијене и претпостављене вредности какве би се имале у погону електричног возила. Најпре ће се поново истаћи временски облици профила брзине и момента који се као референтни задају двома електричним машинама које чине експерименталну поставку. На слици 4.17 дати су редом референтна брзина и референтни момент, величине које поред раније усвојених почетних услова представљају улазе за експерименталну поставку. Оно што је видљиво са слике 4.17 јесте да је момент релативно брзо промењива величина, што се може очекивати и од струје једносмерног међукола узимајући у обзир ранија разматрања. Тренутна вредност струје једносмерног међукола, што је истовремено и укупна струја хибридног складишта, за инстанцу експерименталне поставке (I_{DC_EP}) дата је на слици 4.18. Узимајући

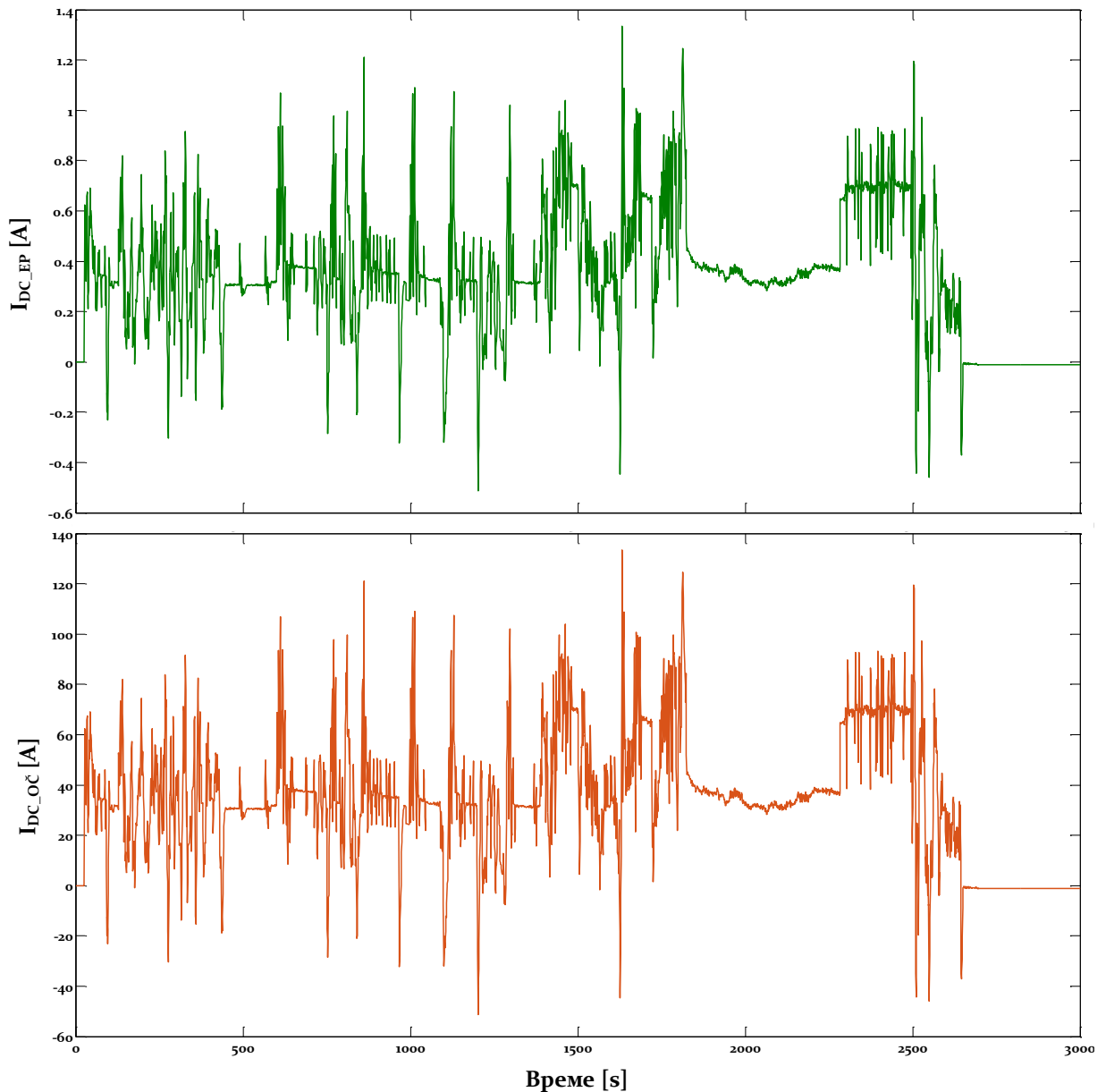
у обзир фактор скалирања уз раније усвојене претпоставке на слици 4.18 такође је приказана и очекивана струја која се може антиципирати у погону електричног возила.



Слика 4.17 Улазне референтне величине брзине (горе) и момента (доле) за експерименталну поставку

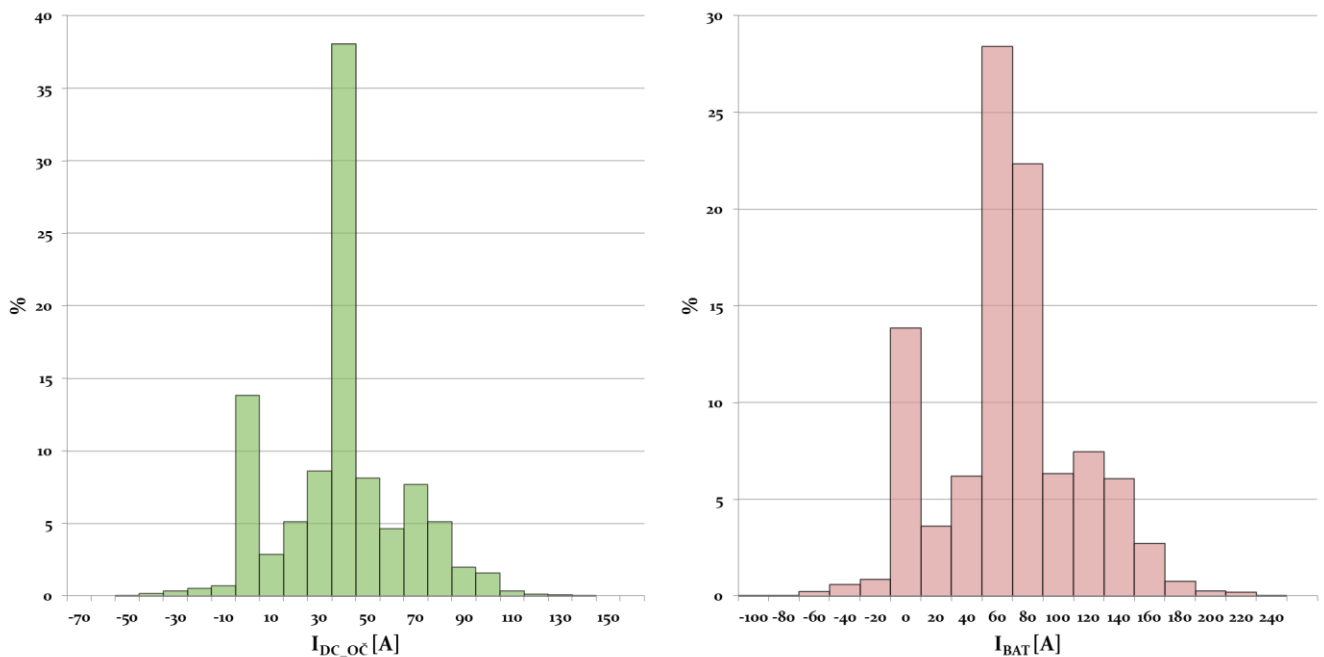
Са слике 4.18 јасно је да због велике густине информација није погодно анализу вршити на основу временског одзива струје једносмерног међукола односно струје хибридног складишта. Зато ће у наставку не само укупна струја хибридног складишта, већ и појединачне струје батерије и суперкондензатора бити анализирани статистички, односно на основу учесталости јављања одређене вредности струје. Али пре него што се пређе на следећи корак у анализи потребно је истаћи да је на слици 4.18 (доле) приказана очекивана струја каква би се имала у енергетском складишту електричног возила које се анализира, без обзира да ли је у њему имплементирано хибридно или чисто батеријско складиште. Видљиво је из приказаног временског одзива да је ова струја изразито интермитентна, односно да је карактеришу релативно брзе промене амплитуде али и смера струје. Овакав вид оптерећења не погодује литијум-јонским батеријама у смислу њиховог животног века, а управо се имплементацијом хибридног складишта батерија жели релаксирати оваквог струјног оптерећења. Овде ће бити истакнуто да ће у наставку струја са слике 4.18 бити адресирана као струја енергетског складишта иако је из практичних разлога до сада она била адресирана као струја једносмерног међукола.

Као што је претходно истакнуто временски одзиви струје са слике 4.18 погодни су једино за уочавање проблематике струјног оптерећења карактеристичног за погон електричног возила, али никако за даљу анализу која се овде жели спровести. Зато ће за потребе добијања кориснијег графичког репрезента струје енергетског складишта електричног возила бити коришћен хистограмски начин репрезентације. Такође овде ће бити напоменуто и то да ће сва анализа која следи бити заснована на струји која је прескалирана на инстанцу погона електричног возила, јер једино има смисла користити очекивану струју енергетског складишта као предмет наредне анализе. Са друге стране јасно је да је струја добијена из експерименталне поставке послужила само као међукорак за добијање мерљивог струјног сигнала који је прескалиран за потребе ове анализе.



Слика 4.18 Измерена струја једносмерног међукола експерименталне поставке (горе) и очекивана струја у погону електричног возила (доле)

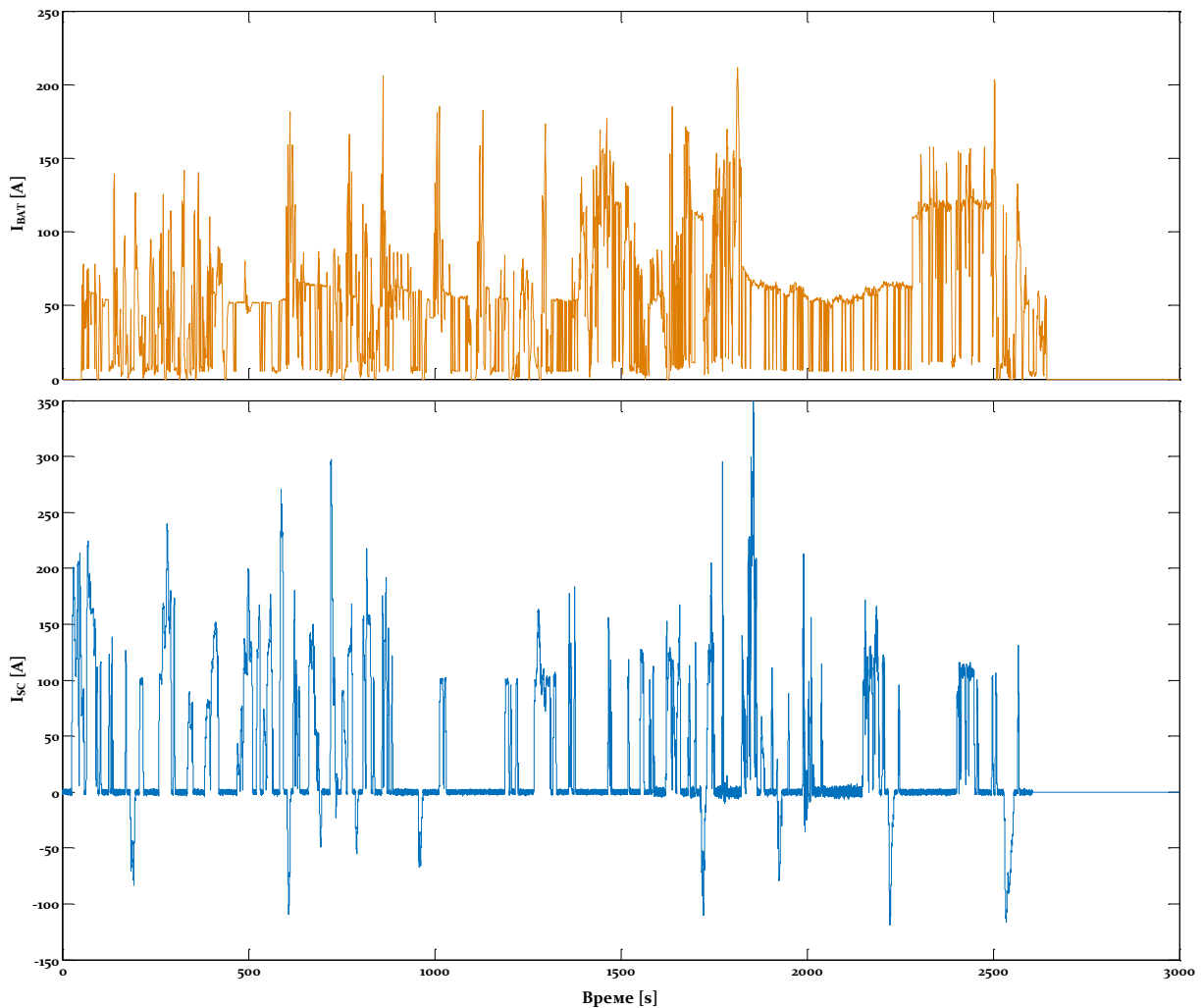
На слици 4.19 дат је хистограм очекиване струје енергетског складишта електричног возила, чији је одзив у временском домену дат на слици 4.18. Са слике 4.19 значајно је једноставније уочити информације које су важне у погледу вредности струја које се јављају. Осим тога на основу струје складишта може се доћи и до струје батерије у случају када је енергетског складиште чисто батеријско. Полазећи од претпоставке да је напон батерије на широком спектру радних тачака константан, што је код литијум-јонских батерија оправдана претпоставка, једноставно се може доћи до временског облика или што је у овом случају важније хистограма струје батерије. На слици 4.19 приказан је и хистограм струје батерије за радне услове дефинисане улазним величинама са слике 4.17, за чисто батеријско складиште електричног возила. Треба истаћи да за приказане графике важи различит напонски ниво при чему за укупну струју складишта важи напонски ниво 560 V, док за струју батерије важи напонски ниво 325 V.



Слика 4.19 Хистограм очекиване струје енергетског складишта електричног возила (лево) и хистограм струје батерије за чисто батеријско складиште електричног возила (десно)

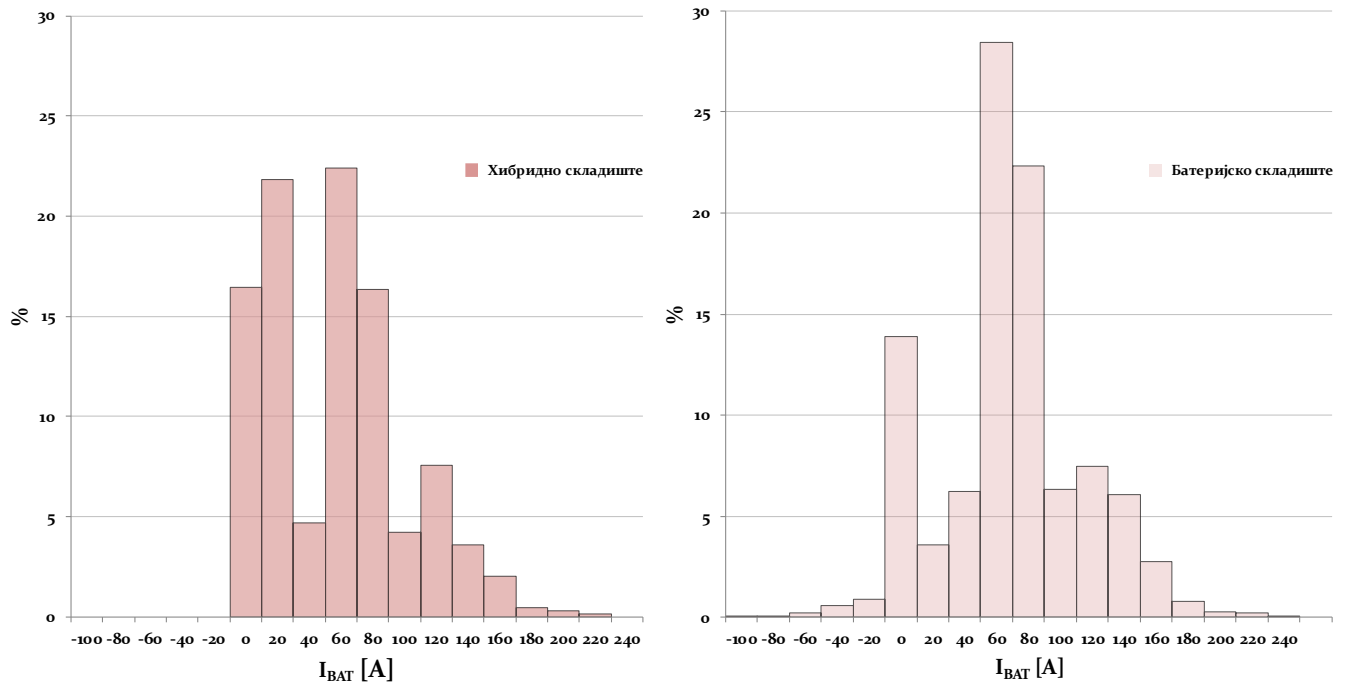
Са приказаних хистограма, а посебно са хистограма струје батерије видљиво је да струја у појединим тренуцима значајно већа од називне струје пражњења/пуњења батерије. Може се лако уочити да је максимална струја батерије за дати радни режим 240 А, док је максимална струја пуњења око 100 А. Како се у циљу продужавања животног века литијум-јонских батерија уобичајено препоручује да се пуњење обавља са максимално 0.7 C (што у овом случају одговара струји од око 80 А), јасно се закључује да је максимална струја пуњења већа од препоручене. Осим чињенице да је струја по интензитету већа, проблематична је и њена интермитентност. Овакве вредности и облици струје дефинитивно ће током експлоатације електричног возила имати значајно деградативан ефекат на перформансе батерије укључујући и њен животног век. Ово може резултовати значајним скраћењем времена експлоатације батеријског складишта, што консеквентно ремети ионако тренутно лош економски статус електричног возила на тржишту. Јасно је да се коришћењем механизма који би резултовао редукцијом струјног напрезања током пражњења али и током пуњења батерије може директно утицати на смањење деградативних утицаја која оваква струјна напрезања изазивају.

Сада ће бити размотрена ситуација у којој ће фокус бити стављен на конфигурацију енергетског складишта електричног возила у коме фигуришу и батерија и суперкондензатор. Наравно неодвојиви део хибридног складишта јесте алгоритам енергетског менаџмента, а овде ће бити анализирана ситуација када је примењен алгоритам описан у 4.1.4. Већ је раније истакнуто да одзиви и понашање хибридног складишта у целости директно зависе од почетних услова, а резултати који ће овде бити приказани добијени су при почетним условима дефинисаним у поглављу 4.3. Укупна струја складишта у временском домену приказана је на слици 4.18, док је њен хистограм дат на слици 4.19 лево. Ова струја за други корак анализе остаје непромењена, али оно што ће се променити јесте струја батерије. Иако неповољни за анализу, на слици 4.20 дати су временски одзиви струја батерије и суперкондензатора за случај хибридног складишта. Наравно поново ће бити напоменуто да су приказане струје дате за различите напонске нивое, при чему је струја батерије дата за напонски ниво 325 V, док је струја суперкондензатора дата за напонски ниво 160 V.



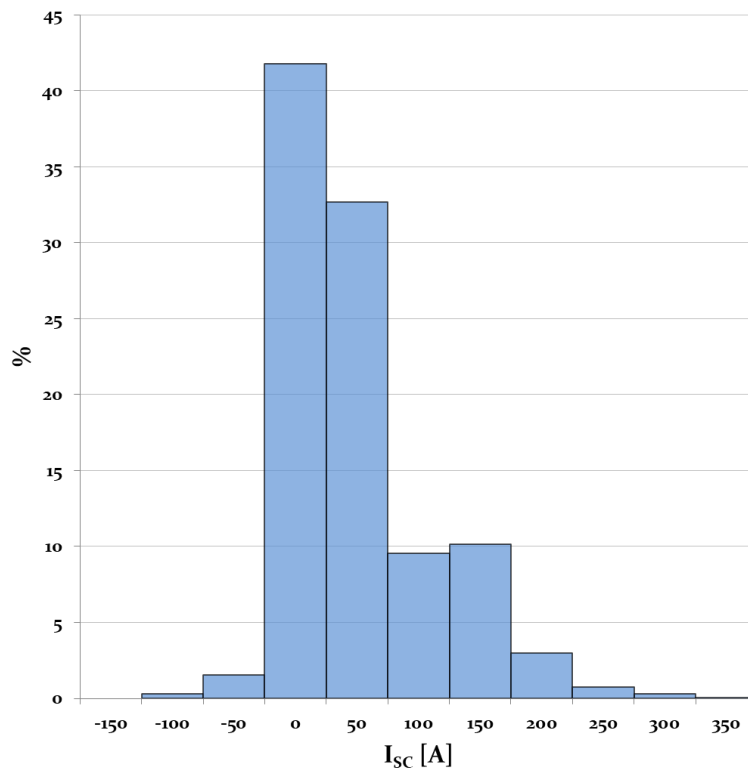
Слика 4.20 Струја батерије (горе) и струја суперкондензатора (доле) за одговарајуће напонске нивое у случају хибридног енергетског складишта

На слици 4.21 дати су хистограми струје батерије за чисто батеријско и хибридно складиште. Са хистограма приказаних на слици 4.21 јасно се може видети да је батерија релаксирана у потпуности од негативних струја (струја пуњења), али и да се смањила учесталост појављивања појединих вредности позитивних струја. То се пре свега односи на струје у опсегу од 40 A до 140 A, што одговара струјама које се најчешће јављају током наглог убрзања возила. Како је улога суперкондензаторског сегмента складишта да батерији помогне током ових радних режима, може се закључити да је описаним приступом успешно демонстрирана ова функционалност. Такође се примећује да се повећала учесталост појављивања струја у опсегу од 0 A до 20 A што говори о чињеници да је струја батерије успешно снижена употребом суперкондензатора. Са друге стране употреба суперкондензатора није значајније утицала на појављивање струја које су веће од 140 A. Ова ситуација последица је пре свега почетних услова и принципа рада алгоритма енергетског менаџмента. Оно што се свакако може са до сада приказаних графика закључити јесте и то у ком правцу се може даље развијати и унапређивати енергетски менаџмент хибридног складишта. Међутим како то није основни фокус овога рада овде се неће посебна пажња посвећивати овом питању. Али оно што се несумњиво може закључити јесте да постоји значајан простор да се на основу приказаних резултата врши не само адаптација енергетског менаџмента, већ и димензионисање самог хибридног складишта.



Слика 4.21 Упоредни приказ хистограма струје батерије за хибридно и чисто батеријско енергетско складиште

На слици 4.22 дат је хистограм струје суперкондензатора у ситуацији његовог рада у склопу хибридног складишта електричног возила.



Слика 4.22 Хистограм струје суперкондензатора у хибридном енергетском складишту

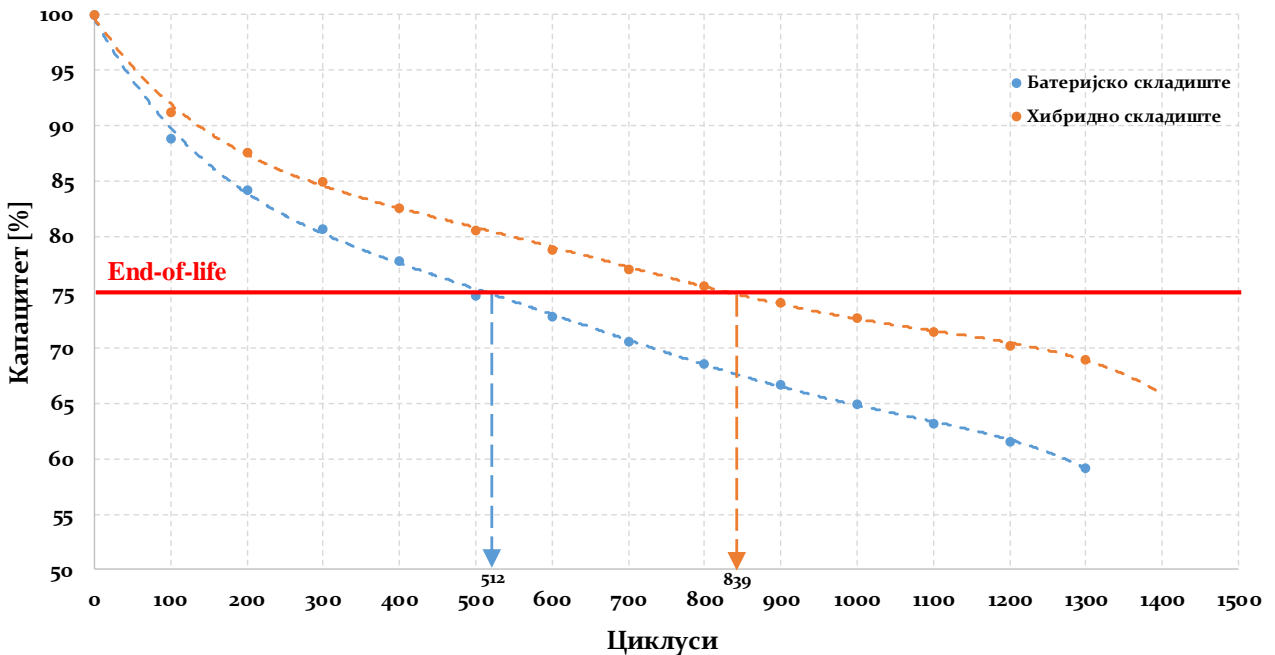
Са слике 4.22 видљиво је то да значајан сегмент струје суперкондензатора припада позитивном опсегу струја, што недвосмислено сведочи о чињеници да је суперкондензаторско складиште интензивно подржавало батерију током убрзања и/или равномерног кретања возила. Са друге стране чињеница да је суперкондензаторско складиште у потпуности учествовало у размени енергије током рекулперације, последично значи да се деградација батерије успорава јер батеријско складиште „не ради“ током рекулперације. Наравно не може се тврдити да батеријско складиште никада неће учествовати у размени енергије током рекулперације, али свакако употребом хибридног енергетског складишта батерија доминантно релаксира од струја током овог радног режима. Још једном се истиче да је хистограм струје суперкондензатора са слике 4.22 приказана за напонски ниво суперкондензаторско складишта који износи 160 V.

Иако је са до сада приказаних графика јасно да суперкондензатор значајно релаксира батерију у смислу струјног напрезања, најрелевантнији податак по овом питању може се донети када се коришћењем модела старења литијум-јонске батерије, представљеног у поглављу 4.1.2 изразима 4.1 и 4.2, третира питање утицаја струје батерије на њен животни век. Модел старења батерије састоји се практично из два сегмента од којих један уважава утицај струје пуњења батерије, док други уважава утицај струје пражњења батерије. Из претходне констатације је одмах јасно да веома значајан допринос продужетку животног века батерије даје чињеница да је суперкондензаторско складиште искоришћено за складиштење целокупне рекулперане енергије. На овај начин литијум-јонска батерија је релаксирана од деградативног утицаја који струја пуњења има на њен животни век. Одавде се јасно закључује да се висок степен позитивног утицаја на продужетак животног века батерије може постићи онда када је суперкондензаторско складиште димензионисано и управљано тако да увек или што чешће постоји довољно капацитета за складиштење енергије рекулперације.

Оно што треба истаћи пре финалне анализе деградације капацитета батерије јесте да анализа која се овде спроводи по питању оцене старења батерије претпоставља следеће:

- Батерија се увек празни до 80% свог капацитета пре него што се поново напуни,
- Амбијентална температура батерије је константна и износи 35°C,
- Крај животног века батерије је настао када иницијални капацитет батерије падне испод 75%,
- Батерија се током експлоатације подвргава истим струјним оптерећењима каква су у овом поглављу приказана,
- Анализа не уважава утицај помоћних система у возилу који троше електричну енергију.

Уважавајући емпиријски модел старења литијум-јонских батерије типа литијум-кобалт-оксид који је дат изразима 4.1 и 4.2 као и струјне профиле оптерећења батерије за случај чисто батеријског и хибридног складишта, уз усвајање претходно истакнутих претпоставки, долази се до графика старења батерије приказаног на слици 4.23. Црвеном линијом на приказаном графику означена је тачка која се сматра крајем животног века батерије, односно тачка која представља крај експлоатације батерије. Јасно је са графика да капацитет батерије испод 75% и даље постоји, међутим сматра се да перформансе батерије чији је капацитет пао испод овог нивоа нису довољне за даљу експлоатацију у погону електричног возила. Ово се не односи само на чињеницу да на пример капацитет батерије директно одређује пређени пут, већ и на то да су са капацитетом деградирале и друге карактеристике батерије попут унутрашње отпорности, електрода, и електролита. Деградација ових карактеристика кумулативно доводи и до ограничења струјног капацитета батерије што се даље манифестује кроз смањења динамичких перформанси електричног возила.



Слика 4.23 Компаративни приказ капацитета батерије у случају батеријског (плаво) и хибридног (наранџасто) енергетског складишта

Плави одзив приказан на слици 4.23 репрезентује деградацију капацитета LiCoO_2 батерије када је у питању експлоатација чисто батеријског складишта. Како је за разматрани тип батерије очекивани број радних циклуса према упутствима произвођача између 300 и 600, добијени резултат за чисто батеријско складиште је очекиван. Овде се још једном истиче да у анализи нису уважавани потрошња и утицај помоћних система у возилу као и да је претпостављено да се батерија увек празни до 80% капацитета. Овакве претпоставке свакако доприносе очувању хемијске структуре батерије, а самим тим и доприносе продужетку њеног животног века. Како је добијени резултат за чисто батеријско складиште 512 циклуса у складу са очекиваним за разматрану технологију батерије, може се потврдити да је емпиријски модел старења батерије валидан за доношење закључака. Треба наравно нагласити да овде спроведена анализа не узима у обзир утицај календарског старења батерије, нити утицај који на батерију имају помоћни системи у електричном возилу попут клима уређаја и сл.

Са приказаног графика 4.23 се уочава да је очекивани број радних циклуса разматране технологије батерије за случај хибридног складишта 839 циклуса. Одавде следи закључак да уважавајући усвојене претпоставке, употребом одговарајућег хибридног складишта при радним условима какви су у овом раду претходно дефинисаним, може се очекивати 164%-тни продужетак животног века батерије. Како је у поглављу 4.2 на основу анализе потенцијала енергије рекулперације добијено да се може очекивати и до 250%-тни продужетак животног века батерије, неопходно је детаљније анализирати добијене резултате.

Наиме анализа потенцијала за примену хибридног складишта која је приказана у поглављу 4.2 није пре свега уважавала ефикасност нити енергетских претварача нити саме електричне машине која је у експерименталној верификацији спроведеној у овом раду коришћена. Дакле наведени резултат који говори да се може очекивати и до 2.5 пута дужи животног век батерије за случај хибридног енергетског складишта јесте теоријски јер не уважава ефикасност појединих сегмената погона електричног возила и у том смислу га

треба схватити. Са друге стране у експерименталној верификацији која је у овом раду спроведена и чији резултати су анализирани, коришћена је класична асинхрона кавезна машина чији је називни степен корисног дејства 79%, док је просечан степен корисног дејства очекивано и нижи. Јасно је да се електрична машина са оваквим карактеристикама не би могла користити у реалном погону електричног возила. О томе сведочи и чињеница да је у актуелним тржишно доступним верзијама електричних возила, најзаступљенија синхрона машина са сталним магнетима и то специфичних конструкција којима се постижу веома високи степени ефикасности (90-95%) у широком спектру радних тачка. Осим високе ефикасности самих електричних машина користе се и претварачи енергетске електронике са ниским губицима, као и управљачки алгоритми којима се такође повећава ефикасност конверзије енергије, те се принципски целокупан електроенергетски сегмент погона електричног возила може реализовати са степеном корисног дејства од преко 90% у широком спектру радних тачка. Имајући ово у виду, може се са сигурношћу тврдити да у случају коришћења елемената електромоторног погона који су конструктивно намењени за употребу у електричним возилима, продужетак животног века батерије може бити знатно већи него што је експериментално показано у овом раду. Ово се пре свега односи на саму погону машину, где се уз коришћење на пример синхроне машине са сталним магнетима може очекивати просечно повећање ефикасности електро-механичке конверзије енергије од 15-20%.

Са друге стране не треба заборавити да је за управљање асинхроним машином у овде примењеној експерименталној поставци коришћена класична реализација векторског управљања, док би се употребом неког напредног *МТРА* (енгл. *Maximum Torque Per Ampere*) или сличног алгоритма могла повећати и ефикасност конверзије електричне енергије на нивоу погонског склопа инвертор-машина. Додатно, може се размотрити и повећање прекидачке фреквенције једносмерног претварача на страни суперкондензаторског складишта, као и утицај варијације броја активних фаза током рада. Уважавајући управо истакнуте чињенице може се са сигурношћу тврдити да се постојећој експерименталној поставци може просечно повећати кумулативни степен корисног дејства за око 25%. Ако се за употребљену експерименталну поставку претпостави да електрична машина поседује ефикасност од 79%, инвертор 90%, а једносмерни претварач 95%, долази се до кумулативног степена ефикасности конверзије енергије експерименталне поставке од 67%. Ако се овај степен корисног дејства успешно повећа за 25% (на ниво од 92%) може се у том случају очекивати знато веће продужење животног века батерије. Како није очигледно да је корелација између степена корисног дејства и продужетка животног века батерије линеарна, неопходно је извршити експерименталну верификацију ове тврдње. Међутим неоспорно се може претпоставити да се уз адекватан ниво ефикасности електроенергетског сегмента погона може очекивати ниво продужетка животног века батерије који је у опсегу од 1.9 до 2.1 пута. Ова чињеница недвосмислено иде у прилог оправдавања хибридизације енергетског складишта електричног возила, имајући чак једино у виду технички аспект.

Наравно како је комерцијализација један од примарних фокуса када је реч о електричним возилима, неоспорно се може тврдити да ће хибридизација енергетског складишта повољно утицати и на економски аспект. Ово се може и једноставно демонстрирати полазећи од чињеница да је тржишна цена електричног возила које је у овом раду анализирано око \$35.000, а да је цена батерије око 30-40% цене возила. Инсталирањем суперкондензаторског складишта чија би цена била око 10.000 \$/kWh (без претварача), а које у овом случају има могућност продужетка животног века од 164% (у перспективи и до 210%) више него јасно говори о економској оправданости хибридизације енергетског складишта код електричних возила. Свакако треба имати у виду и то да ће се економски биланс побољшавати како цена технологије суперкондензатора буде опадала, односно како се неизбежно буде приближавала ценовном рангу литијум-јонских батерија.

Посебан аспект хибридизације енергетског складишта свакако представља питање његове оптимизација, којим се свакако могу постићи одређена унапређења како у техничком тако и у економском смислу. Уколико се разматра могућност смањења капацитета батерије на рачун употребе хибридног складишта, онда се капацитет батерије може редуковати и до 35% задржавајући при том све перформансе електричног возила. Наравно, јасно је да није могуће дати прецизну процену или генерализацију по овом питању јер сувише велики број стохастичких фактора има значајан утицај. Разматрање већег броја маршрута, оптимизација енергетског менаџмента и познавање навика и понашања возача све више играју битну улогу у достизању оптималног решења када је у питању енергетско складиште електричних возила.

Овим се завршава анализа фундаменталног питања у овом поглављу али и у овом раду. Експериментална анализа која се заснивала на одређеним претпоставкама показала је да се уз употребљене елементе за конверзију енергије, може хибридизацијом енергетског складишта постићи продужетак животног века батерије од 164%. Демонстрирано је такође да је овакав резултат последица коришћене експерименталне поставке, те да би се употребом елемената са бољим степеном искоришћена могли постићи значајно бољи резултати. Ово се пре свега односи на електричну машину, имајући у виду да је због доступности за експерименталну верификацију коришћена електрична машина која по својим карактеристикама не би могла да се користи у електричним возилима. Поред тога наведен је и низ других фактора који би могли допринети побољшању добијених резултата међу којима су и управљачка стратегија инвертора, оптимално димензионисање хибридног складишта и оптимизација алгорита енергетског менаџмента. С тим у вези резултат који је директно добијен експерименталним путем у овом раду, може се условно посматрати као доња граница очекивања по питању утицаја суперкондензатора на батерију у хибридном енергетском складишту. Не треба наглашавати да би прецизније утврђивање ефеката који суперкондензатор може имати на батерију захтевало употребу стварног погона електричног возила а не скалирану поставку као што је то у овом раду учињено. На крају се дефинитивно може закључити да би хибридизација енергетског складишта електричног возила засигурно довела до продужетка животног века батерије, као и да се може очекивати да тај ефекат буде у опсегу од 164% до 250%, али уз опаску да прецизан износ продужетка животног века јесте мултиваријабилан проблем који фундаментално зависи између осталог и од величина које су по својој природи стохастичне.

5. Закључак

Глобални напори у правцу редукције емисије штетних гасова који доприносе загађењу животне средине и интензивирању климатских промена усмериле су правац развоја технике ка обновљивим изворима енергије, али и ка технологијама које током своје експлоатације не емитују штетне материје. Основни недостатак у техничком погледу и фактор који сигнификантно ограничава и успорава пролификацију оваквих технологија јесте енергетско складиште. Интермитентност и релативно мала густина енергије основни су недостаци обновљивих извора енергије као што су ветар и сунце, а решење ових проблема оставља се као задатак технологијама складиштења енергије. Слично, електрификација транспорта као један од видова борбе против загађења и климатских промена умногоме је успорена и ограничена тренутним нивоом развоја стандардних система за складиштење енергије. Литијум-јонске батерије које су у протеклим деценијама представљале универзално решење за складиштење енергије у уређајима малих и средњих снага, дале су релативно ограничен допринос када је у питању електрификовани транспорт. Ограничења и технологија добијања неопходних материјала за производњу литијум-јонских батерија иду у прилог све већој забринутости за утицај на животну средину који имају процеси пре свега рафинисања литијума и других неопходних материјала. С тим у вези интензивно се ради на истраживању алтернативних начина за прилагођавање енергетског складишта потребама конкретних апликација, при чему се неретко увиђа да не постоји простор за универзализацију решења већ да је неопходно вршити индивидуална прилагођења и оптимизацију.

У овом раду фокус је стављен на могућност хибридикације енергетског складишта електричних возила, са циљем истраживања могућности и домета ефеката који се могу постићи овим поступком. Зато је у раду најпре представљена технологија која се по својим карактеристикама може ставити у компаративну позицију са литијум-јонским батеријама. Технологија суперкондензатора иако теоретски позната знатно дуже, тек је у последњим годинама доживела експанзију како су техничком смислу тако и у смислу практичне примене. Препознајући потенцијал технологије суперкондензатора индустрија је интензивирала истраживања и развој у овој области, те су постали широко доступни модули способни за складиште знатно већу енергију него што је то раније било случај. Имајући ове чињенице у виду оправдано се може поставити питање могућности хибридикације енергетског складишта електричног возила на тај начин што ће у паралели радити батеријско и суперкондензаторско складиште. Да би се истражила оваква хипотеза у раду је најпре представљена технологија савремених суперкондензатора. Узимајући у обзир њене карактеристике развијен је и одговарајући нумерички модел како би на основу тог модела било могуће у симулационом и/или емулационом окружењу прелиминарно тестирати постављену хипотезу. На основу разматрања технологије и модела суперкондензатора закључено је да постоји објективна могућност за истраживање потенцијала за хибридикацију енергетског складишта електричног возила, те да је овакву хипотезу неопходно додатно третирати путем симулационе, емулационе и експерименталне методе. За потребе наредног корака у испитивању постављене хипотезе било је неопходно развити концепт хибридног складишта заснованог на суперкондензатора, које поред самог суперкондензатора укључује и одговарајући једносмерни претварач. За потребе овог рада у разматрање је узет трофазни једносмерни бидирекциони претварач пре свега због чињенице да је способан за вршење конверзије енергије при високом степену ефикасности у широком спектру радних тачака. Осим тога у поређењу са другим топологијама једносмерних претварача одабрани претварач је способан да на својој ниженапонској страни (на страни суперкондензатора) обезбеди струје релативно високог интензитета. Ова чињеница је од велике важности имајући у виду пре свега основне особине суперкондензатора као складишта енергије, а које се односе на могућност обезбеђивања велике тренутне

снаге. С тим у вези је у овом раду након разматрања техничких карактеристика одабраног једносмерног претварача развије његов модел у простору стања и усредњени модел, који су и верификовани коришћењем симулационог софтвера *Matlab Simulink*. Након успешне верификације развијених модела, у истом софтверском окружењу развијен је и прекидачки модел који је при истим условима верификован, чиме је потврђено да одабрани претварач тополошки и по својим перформансама одговара потребама хибридног енергетског складишта. Да би се постигао виши ниво сигурности у резултате који су симулационим путем добијени на основу претходно развијених модела, модел претварача је тестиран и верификован коришћењем *Typhoon HIL* платформе за емуляцију. Резултати добијени из емуляционих тестова потврдили су раније добијене одзиве чиме је коришћењем симулационе и емуляционе инстанце дефинитвно потврђено и верификовано да одабрани претварач може бити коришћен за кондиционирање енергије у хибридном енергетском складишту. Наредни корак подразумевао је развој и тестирање прототипа једносмерног претварача, целокупна процедура одабира компоненти, синтеза штампаних плочица и лабораторијско тестирање функционалности детаљно су описани у раду. Након што је тестиран и верификован прототип претварача у хардверском погледу, верификована је и развијена контролна структура која је у првом кораку подразумевала затворену струјну петљу која је омогућава директну контролу струје једносмерног претварача на страни суперкондензатора.

Као финални корак у раду је представљен и алгоритам енергетског менаџмента који представља неизоставан део хибридног складишта, а који је коришћен приликом експерименталне верификације. У раду је демонстриран и нумерички модел конкретног електричног возила на основу кога су добијене све релевантне вредности на којима се базирала експериментална верификација. Као последњи корак пре анализе резултата детаљно је описана коришћена експериментална поставка, као и спроведена експериментална процедура. На основу употребљене поставке добијен је низ резултата коју су служили за доношење коначног закључка по питању почетне хипотезе. Фундаментални закључак до кога се у овом раду дошло, подразумевао је да се употребом скалиране експерименталне поставке уз уважавање свих претпоставки које су у раду истакнуте, може очекивати 164% продужење животног века батерије уколико се изврши хибридизација енергетског складишта електричног возила. Овакав закључак је стављен у контекст чињенице да одређени елементи експерименталне поставке, а пре свега електрична машина нису у погледу ефикасности прилагођени за погон електричног возила, те да се употребом машине одговарајуће конструкције могу очекивати бољи резултати. Осим тога добијени резултат је стављен у контекст податка добијеног на основу анализе потенцијала енергије рекулперације описане у поглављу 4.2, те је дефинитвно закључено да се уважавајући усвојене претпоставке хибридизацијом енергетског складишта може очекивати продужетак животног века батерије у опсегу од 164% до 250%. Као важна чињеница истакнуто је да износ продужетка животног века који се може постићи зависи од великог броја фактора као што су стил вожње, начин пуњења енергетског складишта и слично, односно фактора који су по својој природи стохастични. Закључено је и то да се за добијање прецизнијег резултата мора употребити експериментална поставка која идентично одговара погону електричног возила, уместо скалиране поставке.

Овим радом дефинитвно је експерименталним путем доказано да се хибридизацијом енергетског складишта електричног возила употребом суперкондензатора могу постићи значајна продужења животног века батерије. Како је животни век и цена батеријског складишта један од основних тачака спотицања када је у питању масовно прихватање технологије електричних возила, приступом који је приказан у овом раду овај проблем у погледу батеријског складишта се у најмању руку може значајно ублажити а са даљим развојем технологије суперкондензатора и превазићи.

6. Додатак

```
//PWM -----
always @(posedge CLK)

begin
//If LogicType == 0 then channels are driven in complementary fashion. This mode is used for three phase inverter control
if ((LogicType == 0) && (Total_Stop_Flag == 0) && (SixPhaseInverter_DipSW == 0))
begin
//Inverter1
DISABLE_I11 = 0;
DISABLE_I12 = 0;
DISABLE_I13 = 0;
PWM_U_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChA_Top;
PWM_U_BOT_I1 = ~Log1_in_PWM_ChA_Top;
PWM_V_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChB_Top;
PWM_V_BOT_I1 = ~Log1_in_PWM_ChB_Top;
PWM_W_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChC_Top;
PWM_W_BOT_I1 = ~Log1_in_PWM_ChC_Top;
//Inverter2
DISABLE_I21 = 0;
DISABLE_I22 = 0;
DISABLE_I23 = 0;
PWM_U_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChA_Top;
PWM_U_BOT_I2 = ~Log2_in_PWM_ChA_Top;
PWM_V_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChB_Top;
PWM_V_BOT_I2 = ~Log2_in_PWM_ChB_Top;
PWM_W_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChC_Top;
PWM_W_BOT_I2 = ~Log2_in_PWM_ChC_Top;
end
//If LogicType == 1 then channels driven separately. ErrorPWMSameTime control if logic state 1 is present at both inputs at the same time
else if ((LogicType == 1) && (Total_Stop_Flag == 0) && (ErrorPWMSameTime == 0) && (SixPhaseInverter_DipSW == 0))
begin
//Inverter1
DISABLE_I11 = 0;
DISABLE_I12 = 0;
DISABLE_I13 = 0;
PWM_U_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChA_Top;
PWM_U_BOT_I1 = Log1_in_PWM_ChA_Bottom;
PWM_V_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChB_Top;
PWM_V_BOT_I1 = Log1_in_PWM_ChB_Bottom;
PWM_W_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChC_Top;
PWM_W_BOT_I1 = Log1_in_PWM_ChC_Bottom;
//Inverter2
DISABLE_I21 = 0;
DISABLE_I22 = 0;
DISABLE_I23 = 0;
PWM_U_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChA_Top;
PWM_U_BOT_I2 = Log2_in_PWM_ChA_Bottom;
PWM_V_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChB_Top;
PWM_V_BOT_I2 = Log2_in_PWM_ChB_Bottom;
PWM_W_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChC_Top;
PWM_W_BOT_I2 = Log2_in_PWM_ChC_Bottom;
end
else if ((LogicType == 0) && (Total_Stop_Flag == 0) && (SixPhaseInverter_DipSW == 1))
//If SixPhaseInverter_DipSW == 1 then six phase motor is used. Channels which are used for three phase inverter in separate mode are used in complementary fashion for six phase motor
begin
DISABLE_I11 = 0;
DISABLE_I12 = 0;
DISABLE_I13 = 0;
DISABLE_I21 = 0;
DISABLE_I22 = 0;
DISABLE_I23 = 0;
if ((Flag1 == 1))
begin
PWM_U_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChA_Top;
PWM_U_BOT_I1 = ~Log1_in_PWM_ChA_Top;
PWM_V_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChB_Top;
PWM_V_BOT_I1 = ~Log1_in_PWM_ChB_Top;
PWM_W_TOP_I1 = Log1_in_PWM_ChC_Top;
PWM_W_BOT_I1 = ~Log1_in_PWM_ChC_Top;
end
else if ((Flag1 == 0))
begin
PWM_U_TOP_I1 = ~Log1_in_PWM_ChA_Top;
PWM_U_BOT_I1 = Log1_in_PWM_ChA_Top;
PWM_V_TOP_I1 = ~Log1_in_PWM_ChB_Top;
PWM_V_BOT_I1 = Log1_in_PWM_ChB_Top;
PWM_W_TOP_I1 = ~Log1_in_PWM_ChC_Top;
PWM_W_BOT_I1 = Log1_in_PWM_ChC_Top;
end
else if ((Flag2 == 1))
begin
PWM_U_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChA_Top;
PWM_U_BOT_I2 = ~Log2_in_PWM_ChA_Top;
PWM_V_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChB_Top;
PWM_V_BOT_I2 = ~Log2_in_PWM_ChB_Top;
PWM_W_TOP_I2 = Log2_in_PWM_ChC_Top;
PWM_W_BOT_I2 = ~Log2_in_PWM_ChC_Top;
end
end
end
```

```

else if ((Flag2==0))
    begin
        PWM_U_TOP_I2 = -Log2_in_PWM_ChA_Top;
        PWM_U_BOT_I2 = Log2_in_PWM_ChA_Top;
        PWM_V_TOP_I2 = -Log2_in_PWM_ChB_Top;
        PWM_V_BOT_I2 = Log2_in_PWM_ChB_Top;
        PWM_W_TOP_I2 = -Log2_in_PWM_ChC_Top;
        PWM_W_BOT_I2 = Log2_in_PWM_ChC_Top;
    end
end
//-----
Endmodule

```

Додатак 1. FPGA код за реализацију заштитних функција

```

function [Ibat,Isc,brake] = menadzment (SOC_bat,SOC_SC,Iskl,a)
brake = 0;
dim = length(Iskl);
i=1;
for i = 1 : dim
if (a(i) > 0.5) && (SOC_bat > 30)
    brake(i) = 1;
    if SOC_SC > 80
        Isc(i) = Iskl(i);
        Ibat(i) = 0;
    end
    if SOC_SC > 60 && SOC_SC < 80
        Ibat(i) = 0.1 * Iskl(i);
        Isc(i) = Iskl(i) - Ibat(i);
    end
    if SOC_SC < 60 && SOC_SC > 50
        Isc(i) = 0.1 * Iskl(i);
        Ibat(i) = Iskl(i) - Isc(i);
    end
    if SOC_SC < 50
        Isc(i) = 0;
        Ibat(i) = Iskl(i);
    end
end
if a(i) < 0.5 && a(i) > 0 && SOC_SC > 80
    Isc(i) = 0.2 * Iskl(i);
    Ibat(i) = Iskl(i) - Isc(i);
end
if Iskl(i) < 0
    brake(i) = 2;
    if Iskl(i) < 0 && SOC_SC < 95
        Ibat(i) = 0;
        Isc(i) = Iskl(i);
    end
    if Iskl(i) < 0 && SOC_SC > 95 && SOC_bat < 98
        Isc(i) = 0;
        Ibat(i) = Iskl(i);
    end
end
if SOC_bat > 98 && SOC_SC > 98 && Iskl(i) < 0
    brake = 0;
end
end
end
end

```

Додатак 2. S-function за реализацију алгоритма енергетског менаџмента хибридног складишта



Додатак 3. Натписна плочица електричних машина коришћених за експерименталну верификацију

7. Литература

- [1] M. Zeng, L. Huang, F. Yan, and D. Jiang, "Notice of Retraction: Research of the Problems of Renewable Energy Orderly Combined to the Grid in Smart Grid," in *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, Chengdu, Mar. 2010, pp. 1–4. doi: 10.1109/APPEEC.2010.5448334.
- [2] A. Sauhats *et al.*, "The Latvian experience and problems of the grid integration of renewable energy sources in the power system," Jun. 2005, pp. 1–7. doi: 10.1109/PTC.2005.4524794.
- [3] S. Mukhopadhyay, S. K. Soonee, B. Singh, and Y. K. Sehgal, "Opportunities and problems of Smart Grids with large penetration of renewable energy - Indian perspective," 2013, pp. 1–5. doi: 10.1109/PESMG.2013.6672434.
- [4] A. Muzaffar, M. B. Ahamed, K. Deshmukh, and J. Thirumalai, "A review on recent advances in hybrid supercapacitors: Design, fabrication and applications," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 101, pp. 123–145, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.rser.2018.10.026.
- [5] N. Vukajlović, D. Milićević, B. Dumnić, and B. Popadić, "Comparative analysis of the supercapacitor influence on lithium battery cycle life in electric vehicle energy storage," *J. Energy Storage*, vol. 31, p. 101603, Oct. 2020, doi: 10.1016/j.est.2020.101603.
- [6] S. Verma *et al.*, "A comprehensive review on energy storage in hybrid electric vehicle," *J. Traffic Transp. Eng. Engl. Ed.*, vol. 8, no. 5, pp. 621–637, Oct. 2021, doi: 10.1016/j.jtte.2021.09.001.
- [7] Q. Dai, J. C. Kelly, L. Gaines, and M. Wang, "Life Cycle Analysis of Lithium-Ion Batteries for Automotive Applications," *Batteries*, vol. 5, no. 2, p. 48, Jun. 2019, doi: 10.3390/batteries5020048.
- [8] F. Wang, Y. Deng, and C. Yuan, "Life cycle assessment of lithium oxygen battery for electric vehicles," *J. Clean. Prod.*, vol. 264, p. 121339, Aug. 2020, doi: 10.1016/j.jclepro.2020.121339.
- [9] R. R. de Melo, F. L. Tofoli, S. Daher, and F. L. M. Antunes, "Interleaved bidirectional DC–DC converter for electric vehicle applications based on multiple energy storage devices," *Electr. Eng.*, vol. 102, no. 4, pp. 2011–2023, Dec. 2020, doi: 10.1007/s00202-020-01009-3.
- [10] C. Yang, M. Zha, W. Wang, K. Liu, and C. Xiang, "Efficient energy management strategy for hybrid electric vehicles/plug-in hybrid electric vehicles: review and recent advances under intelligent transportation system," *IET Intell. Transp. Syst.*, vol. 14, no. 7, pp. 702–711, Jul. 2020, doi: 10.1049/iet-its.2019.0606.
- [11] T. Lehtola and A. Zahedi, "Solar energy and wind power supply supported by storage technology: A review," *Sustain. Energy Technol. Assess.*, vol. 35, pp. 25–31, Oct. 2019, doi: 10.1016/j.seta.2019.05.013.
- [12] H. Zsiborács *et al.*, "Intermittent Renewable Energy Sources: The Role of Energy Storage in the European Power System of 2040," *Electronics*, vol. 8, no. 7, p. 729, Jun. 2019, doi: 10.3390/electronics8070729.
- [13] T. Kim, W. Song, D.-Y. Son, L. K. Ono, and Y. Qi, "Lithium-ion batteries: outlook on present, future, and hybridized technologies," *J. Mater. Chem. A*, vol. 7, no. 7, pp. 2942–2964, 2019, doi: 10.1039/C8TA10513H.
- [14] S. Kloppenburg, R. Smale, and N. Verkade, "Technologies of Engagement: How Battery Storage Technologies Shape Householder Participation in Energy Transitions," *Energies*, vol. 12, no. 22, p. 4384, Nov. 2019, doi: 10.3390/en12224384.
- [15] Y. Miao, P. Hynan, A. von Jouanne, and A. Yokochi, "Current Li-Ion Battery Technologies in Electric Vehicles and Opportunities for Advancements," *Energies*, vol. 12, no. 6, p. 1074, Mar. 2019, doi: 10.3390/en12061074.
- [16] N. Hillier, S. Yong, and S. Beeby, "The good, the bad and the porous: A review of carbonaceous materials for flexible supercapacitor applications," *Energy Rep.*, vol. 6, pp. 148–156, May 2020, doi: 10.1016/j.egyrs.2020.03.019.
- [17] G. Srikanth and A. S. Nesaraj, "Facile preparation and characterization of novel manganese doped nickel oxide based nanostructured electrode materials for application in electrochemical supercapacitors," *J. Asian Ceram. Soc.*, vol. 8, no. 3, pp. 835–847, Jul. 2020, doi: 10.1080/21870764.2020.1793477.
- [18] L. Zhang, D. Shi, T. Liu, M. Janovic, and J. Yu, "Nickel-based materials for supercapacitors," *Mater. Today*, vol. 25, pp. 35–65, May 2019, doi: 10.1016/j.mattod.2018.11.002.
- [19] P. E. Lokhande, U. S. Chavan, and A. Pandey, "Materials and Fabrication Methods for Electrochemical Supercapacitors: Overview," *Electrochem. Energy Rev.*, vol. 3, no. 1, pp. 155–186, Mar. 2020, doi: 10.1007/s41918-019-00057-z.
- [20] J. P. Mensing, T. Lomas, and A. Tuantranont, "2D and 3D printing for graphene based supercapacitors and batteries: A review," *Sustain. Mater. Technol.*, vol. 25, p. e00190, Sep. 2020, doi: 10.1016/j.susmat.2020.e00190.
- [21] B. D. Smith, R. G. A. Wills, and A. J. Cruden, "Aqueous Al-ion cells and supercapacitors — A comparison," *Energy Rep.*, vol. 6, pp. 166–173, May 2020, doi: 10.1016/j.egyrs.2020.03.021.
- [22] R. M. Obodo *et al.*, "Performance Evaluation of Graphene Oxide Based Co_3O_4 @GO, MnO_2 @GO and Co_3O_4 /MnO₂@GO Electrodes for Supercapacitors," *Electroanalysis*, vol. 32, no. 12, pp. 2786–2794, Dec. 2020, doi: 10.1002/elan.202006026.
- [23] L. Kouchachvili, W. Yaïci, and E. Entchev, "Hybrid battery/supercapacitor energy storage system for the electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 374, pp. 237–248, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.jpowsour.2017.11.040.
- [24] M. Horn, J. MacLeod, M. Liu, J. Webb, and N. Motta, "Supercapacitors: A new source of power for electric cars?," *Econ. Anal. Policy*, vol. 61, pp. 93–103, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.eap.2018.08.003.
- [25] F. Wang *et al.*, "Latest advances in supercapacitors: from new electrode materials to novel device designs," *Chem. Soc. Rev.*, vol. 46, no. 22, pp. 6816–6854, 2017, doi: 10.1039/C7CS00205J.
- [26] Y. Shao *et al.*, "Design and Mechanisms of Asymmetric Supercapacitors," *Chem. Rev.*, vol. 118, no. 18, pp. 9233–9280, Sep. 2018, doi: 10.1021/acs.chemrev.8b00252.
- [27] Q. Zhu *et al.*, "A New View of Supercapacitors: Integrated Supercapacitors," *Adv. Energy Mater.*, vol. 9, no. 36, p. 1901081, Sep. 2019, doi: 10.1002/aenm.201901081.
- [28] S. Yu, D. Lin, Z. Sun, and D. He, "Efficient model predictive control for real-time energy optimization of battery- in electric vehicles," *Int. J. Energy Res.*, vol. 44, no. 9, pp. 7495–7506, Jul. 2020, doi: 10.1002/er.5473.
- [29] B. Kennedy, D. Patterson, and S. Camilleri, "Use of lithium-ion batteries in electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 90, no. 2, pp. 156–162, Oct. 2000, doi: 10.1016/S0378-7753(00)00402-X.
- [30] H. Fathabadi, "Novel fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for fuel cell hybrid electric vehicles," *Energy*, vol. 143, pp. 467–477, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.energy.2017.11.017.
- [31] Z. Song, X. Zhang, J. Li, H. Hofmann, M. Ouyang, and J. Du, "Component sizing optimization of plug-in hybrid electric vehicles with the hybrid energy storage system," *Energy*, vol. 144, pp. 393–403, Feb. 2018, doi: 10.1016/j.energy.2017.12.009.
- [32] Z. Song, H. Hofmann, J. Li, X. Han, X. Zhang, and M. Ouyang, "A comparison study of different semi-active hybrid energy storage system topologies for electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 274, pp. 400–411, Jan. 2015, doi: 10.1016/j.jpowsour.2014.10.061.
- [33] K. Parida, V. Bhavanasi, V. Kumar, J. Wang, and P. S. Lee, "Fast charging self-powered electric double layer capacitor," *J. Power Sources*, vol. 342, pp. 70–78, Feb. 2017, doi: 10.1016/j.jpowsour.2016.11.083.
- [34] A. Allagui, T. J. Freeborn, A. S. Elwakil, and B. J. Maundy, "Reevaluation of Performance of Electric Double-layer Capacitors from Constant-current Charge/Discharge and Cyclic Voltammetry," *Sci. Rep.*, vol. 6, no. 1, Dec. 2016, doi: 10.1038/srep38568.
- [35] H. Gualous *et al.*, "Supercapacitor ageing at constant temperature and constant voltage and thermal shock," *Microelectron. Reliab.*, vol. 50, no. 9–11, pp. 1783–1788, Sep. 2010, doi: 10.1016/j.microrel.2010.07.144.
- [36] D. B. Murray and J. G. Hayes, "Cycle Testing of Supercapacitors for Long-Life Robust Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 5, pp. 2505–2516, May 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2373368.
- [37] Y. Gao, Y. Xia, H. Wan, X. Xu, and S. Jiang, "Enhanced cycle performance of hierarchical porous sphere MnCo₂O₄ for asymmetric supercapacitors," *Electrochimica Acta*, vol. 301, pp. 294–303, Apr. 2019, doi: 10.1016/j.electacta.2019.01.173.
- [38] B. Zhao *et al.*, "A high-energy, long cycle-life hybrid supercapacitor based on graphene composite electrodes," *Energy Storage Mater.*, vol. 7, pp. 32–39, Apr. 2017, doi: 10.1016/j.ensm.2016.11.010.
- [39] Mazen Yassine and Drazen Fabris, "Performance of Commercially Available Supercapacitors," *Energies*, vol. 10, no. 9, p. 1340, Sep. 2017, doi: 10.3390/en10091340.
- [40] Y. Zhu *et al.*, "Construction and Performance Characterization of α -Fe₂O₃/rGO Composite for Long-Cycling-Life Supercapacitor Anode," *ACS Sustain. Chem. Eng.*, vol. 5, no. 6, pp. 5067–5074, Jun. 2017, doi: 10.1021/acsuschemeng.7b00445.
- [41] W. Raza *et al.*, "Recent advancements in supercapacitor technology," *Nano Energy*, vol. 52, pp. 441–473, Oct. 2018, doi: 10.1016/j.nanoen.2018.08.013.
- [42] A. González, E. Goikolea, J. A. Barrera, and R. Mysyk, "Review on supercapacitors: Technologies and materials," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 58, pp. 1189–1206, May 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.12.249.
- [43] B. Xie *et al.*, "Pseudocapacitive Co₉S₈/graphene electrode for high-rate hybrid supercapacitors," *Carbon*, vol. 141, pp. 134–142, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.carbon.2018.09.044.
- [44] T. F. Yi *et al.*, "Approaching High-Performance Supercapacitors via Enhancing Pseudocapacitive Nickel Oxide-Based Materials," *Adv. Sustain. Syst.*, vol. 4, no. 3, p. 1900137, Mar. 2020, doi: 10.1002/adsl.201900137.
- [45] L. Dong *et al.*, "Extremely safe, high-rate and ultralong-life zinc-ion hybrid supercapacitors," *Energy Storage Mater.*, vol. 13, pp. 96–102, Jul. 2018, doi: 10.1016/j.ensm.2018.01.003.
- [46] H. Gu, Y.-E. Zhu, J. Yang, J. Wei, and Z. Zhou, "Nanomaterials and Technologies for Lithium-Ion Hybrid Supercapacitors," *ChemNanoMat*, vol. 2, no. 7, pp. 578–587, Jul. 2016, doi: 10.1002/cnma.201600068.
- [47] J. Li *et al.*, "Anion and cation substitution in transition-metal oxides nanosheets for high-performance hybrid supercapacitors," *Nano Energy*, vol. 57, pp. 22–33, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.nanoen.2018.12.011.
- [48] M. Nakamura, N. Sato, N. Hoshi, and O. Sakata, "Outer Helmholtz Plane of the Electrical Double Layer Formed at the Solid Electrode-Liquid Interface," *ChemPhysChem*, vol. 12, no. 8, pp. 1430–1434, Jun. 2011, doi: 10.1002/cphc.201100011.
- [49] M. A. Brown, G. V. Bossa, and S. May, "Emergence of a Stern Layer from the Incorporation of Hydration Interactions into the Gouy–Chapman Model of the Electrical Double Layer," *Langmuir*, vol. 31, no. 42, pp. 11477–11483, Oct. 2015, doi: 10.1021/acs.langmuir.5b02389.

- [50] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, and D. G. Dorrell, "A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 81, pp. 1868–1878, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.05.283.
- [51] H. Yang, "Analysis of supercapacitor charge redistribution through constant power experiments," Jul. 2017, pp. 1–5, doi: 10.1109/PESGM.2017.8274520.
- [52] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. Le Moigne, and P. Bartholomeus, "A Three-Terminal Ultracapacitor-Based Energy Storage and PFC Device for Regenerative Controlled Electric Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 301–316, Jan. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2143371.
- [53] D. Torregrossa, M. Bahramipour, E. Namor, R. Cherkaoui, and M. Paolone, "Improvement of Dynamic Modeling of Supercapacitor by Residual Charge Effect Estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1345–1354, Mar. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2259780.
- [54] A. Eftekhari, "Surface Diffusion and Adsorption in Supercapacitors," *ACS Sustain. Chem. Eng.*, vol. 7, no. 4, pp. 3692–3701, Feb. 2019, doi: 10.1021/acssuschemeng.8b01075.
- [55] K. Chen and D. Xue, "Ionic Supercapacitor Electrode Materials: A System-Level Design of Electrode and Electrolyte for Transforming Ions into Colloids," *Colloids Interface Sci. Commun.*, vol. 1, pp. 39–42, Aug. 2014, doi: 10.1016/j.colcom.2014.06.006.
- [56] P. Janson, E. O. Gabrielsson, K. J. Lee, M. Berggren, and D. T. Simon, "An Ionic Capacitor for Integrated Iontronic Circuits," *Adv. Mater. Technol.*, vol. 4, no. 4, p. 1800494, Apr. 2019, doi: 10.1002/admt.201800494.
- [57] J. Yoo, "Ionic Liquid for High Voltage Supercapacitor," in *Supercapacitors - Theoretical and Practical Solutions*, L. Liudvinavičius, Ed. InTech, 2018. Accessed: Nov. 28, 2020. [Online]. Available: <http://www.intechopen.com/books/supercapacitors-theoretical-and-practical-solutions/ionic-liquid-for-high-voltage-supercapacitor>
- [58] H. El Brouji, J.-M. Vinassa, O. Briat, N. Bertrand, and E. Woïgard, "Ultracapacitors self discharge modelling using a physical description of porous electrode impedance," Sep. 2008, pp. 1–6, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677493.
- [59] J. J. Quintana, A. Ramos, and I. Nuez, "Modeling of an EDLC with Fractional Transfer Functions Using Mittag-Leffler Equations," *Math. Probl. Eng.*, vol. 2013, pp. 1–7, 2013, doi: 10.1155/2013/807034.
- [60] N. Ber, J. Sabatier, O. Briat, and J.-M. Vinassa, "Embedded Fractional Nonlinear Supercapacitor Model and Its Parametric Estimation Method," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 3991–4000, Dec. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2076307.
- [61] T. J. Freeborn, B. Maundy, and A. S. Elwakil, "Fractional-order models of supercapacitors, batteries and fuel cells: a survey," *Mater. Renew. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 3, Sep. 2015, doi: 10.1007/s40243-015-0052-y.
- [62] J. I. Hidalgo-Reyes, J. F. Gómez-Aguilar, R. F. Escobar-Jiménez, V. M. Alvarado-Martínez, and M. G. López-López, "Classical and fractional-order modeling of equivalent electrical circuits for supercapacitors and batteries, energy management strategies for hybrid systems and methods for the state of charge estimation: A state of the art review," *Microelectron. J.*, vol. 85, pp. 109–128, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.mejo.2019.02.006.
- [63] H. D. Davis, *The theory of linear operators*. Principia Press, 1936.
- [64] S. A. David, J. L. Linares, and E. M. J. A. Pallone, "Fractional order calculus: historical apologia, basic concepts and some applications," *Rev. Bras. Ensino Física*, vol. 33, no. 4, pp. 4302–4302, Dec. 2011, doi: 10.1590/S1806-117201000400002.
- [65] K. S. Miller and B. Ross, *An introduction to the fractional calculus and fractional differential equations*. New York: Wiley, 1993.
- [66] C. A. Monje, Y. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu, *Fractional-order Systems and Controls*. London: Springer London, 2010. Accessed: Nov. 14, 2020. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/978-1-84996-335-0>
- [67] W. Jifeng and L. Yuan, "Frequency domain analysis and applications for fractional-order control systems," *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 13, pp. 268–273, Jan. 2005, doi: 10.1088/1742-6596/13/1/063.
- [68] G. Sarvas, "Modelling and Control of Systems with Ultracapacitors using Fractional Order Calculus," 2012.
- [69] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, and D. G. Dorrell, "A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 81, pp. 1868–1878, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.05.283.
- [70] M. Lewandowski and M. Orzylowski, "Novel Time Method of Identification of Fractional Model Parameters of Supercapacitor," *Energies*, vol. 13, no. 11, p. 2877, Jun. 2020, doi: 10.3390/en13112877.
- [71] T. P. Iglesias, G. Vilão, and J. C. R. Reis, "An approach to the interpretation of Cole–Davidson and Cole–Cole dielectric functions," *J. Appl. Phys.*, vol. 122, no. 7, p. 074102, Aug. 2017, doi: 10.1063/1.4985839.
- [72] R. Martin, J. J. Quintana, A. Ramos, and I. de la Nuez, "Modeling electrochemical double layer capacitor, from classical to fractional impedance," May 2008, pp. 61–66, doi: 10.1109/MELCON.2008.4618411.
- [73] M. Lewandowski and M. Orzylowski, "Novel Time Method of Identification of Fractional Model Parameters of Supercapacitor," *Energies*, vol. 13, no. 11, p. 2877, Jun. 2020, doi: 10.3390/en13112877.
- [74] T. J. Freeborn, B. Maundy, and A. S. Elwakil, "Measurement of Supercapacitor Fractional-Order Model Parameters From Voltage-Excited Step Response," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Circuits Syst.*, vol. 3, no. 3, pp. 367–376, Sep. 2013, doi: 10.1109/JETCAS.2013.2271433.
- [75] E. Barsoukov and J. R. Macdonald, Eds., *Impedance spectroscopy: theory, experiment, and applications*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2005.
- [76] M. G. Mahjani, J. Neshati, H. P. Masiha, A. Ghanbarzadeh, and M. Jafarian, "Evaluation of corrosion behaviour of organic coatings with electrochemical noise and electrochemical impedance spectroscopy," *Surf. Eng.*, vol. 22, no. 4, pp. 229–234, Aug. 2006, doi: 10.1179/174329406X126762.
- [77] T. Ramesh, R. Vedarajan, N. Rajalakshmi, and L. R. G. Reddy, "Dynamic electrochemical impedance spectroscopy as a rapid screening tool for supercapacitor electrode materials," *J. Mater. Sci. Mater. Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1681–1690, Jan. 2020, doi: 10.1007/s10854-019-02686-y.
- [78] S. Buller, M. Thele, R. W. A. DeDoncker, and E. Karden, "Impedance-Based Simulation Models of Supercapacitors and Li-Ion Batteries for Power Electronic Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 3, pp. 742–747, May 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.847280.
- [79] D. K. Kampouris, X. Ji, E. P. Randviir, and C. E. Banks, "A new approach for the improved interpretation of capacitance measurements for materials utilised in energy storage," *RSC Adv.*, vol. 5, no. 17, pp. 12782–12791, 2015, doi: 10.1039/C4RA17132B.
- [80] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. Nawab, *Signals & systems*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1997.
- [81] D. Sundararajan, *Fourier analysis: a signal processing approach*. 2018.
- [82] W.-Y. Tsai *et al.*, "Outstanding performance of activated graphene based supercapacitors in ionic liquid electrolyte from –50 to 80°C," *Nano Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 403–411, May 2013, doi: 10.1016/j.nanoen.2012.11.006.
- [83] R. German, A. Sari, P. Venet, M. Ayadi, O. Briat, and J. M. Vinassa, "Prediction of supercapacitors floating ageing with surface electrode interface based ageing law," *Microelectron. Reliab.*, vol. 54, no. 9–10, pp. 1813–1817, Sep. 2014, doi: 10.1016/j.microrel.2014.07.105.
- [84] P. Kreczanik, P. Venet, A. Hijazi, and G. Clerc, "Study of Supercapacitor Aging and Lifetime Estimation According to Voltage, Temperature, and RMS Current," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4895–4902, Sep. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2293695.
- [85] A. d'Entremont and L. Pilon, "First-order thermal model of commercial EDLCs," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 67, no. 1–2, pp. 439–446, Jun. 2014, doi: 10.1016/j.applthermaleng.2014.03.061.
- [86] A. Ouakaour *et al.*, "Supercapacitors aging diagnosis using least square algorithm," *Microelectron. Reliab.*, vol. 53, no. 9–11, pp. 1638–1642, Sep. 2013, doi: 10.1016/j.microrel.2013.07.032.
- [87] D. Torregrossa and M. Paolone, "Modelling of current and temperature effects on supercapacitors ageing. Part I: Review of driving phenomenology," *J. Energy Storage*, vol. 5, pp. 85–94, Feb. 2016, doi: 10.1016/j.est.2015.11.003.
- [88] D. Weingarth, H. Noh, A. Foelske-Schmitz, A. Wokaun, and R. Kötz, "A reliable determination method of stability limits for electrochemical double layer capacitors," *Electrochimica Acta*, vol. 103, pp. 119–124, Jul. 2013, doi: 10.1016/j.electacta.2013.04.057.
- [89] E. Iwama, P. L. Taberna, P. Azais, L. Brégeon, and P. Simon, "Characterization of commercial supercapacitors for low temperature applications," *J. Power Sources*, vol. 219, pp. 235–239, Dec. 2012, doi: 10.1016/j.jpowsour.2012.07.029.
- [90] A. Chauvin, A. Hijazi, A. Sari, and E. Bideaux, "Impact of Supercapacitor Ageing Model on Optimal Sizing and Control of a HEV using Combinatorial Optimization," *IFAC-Pap.*, vol. 48, no. 15, pp. 403–410, 2015, doi: 10.1016/j.ifacol.2015.10.058.
- [91] D. Torregrossa and M. Paolone, "Modelling of current and temperature effects on supercapacitors ageing. Part II: State-of-Health assessment," *J. Energy Storage*, vol. 5, pp. 95–101, Feb. 2016, doi: 10.1016/j.est.2015.11.007.
- [92] R. Chaari, O. Briat, J. Y. Delétage, E. Woïgard, and J.-M. Vinassa, "How supercapacitors reach end of life criteria during calendar life and power cycling tests," *Microelectron. Reliab.*, vol. 51, no. 9–11, pp. 1976–1979, Sep. 2011, doi: 10.1016/j.microrel.2011.07.014.
- [93] S. Ahmed, A. Ahmed, and M. Rafat, "Supercapacitor performance of activated carbon derived from rotten carrot in aqueous, organic and ionic liquid based electrolytes," *J. Saudi Chem. Soc.*, vol. 22, no. 8, pp. 993–1002, Dec. 2018, doi: 10.1016/j.jscs.2018.03.002.
- [94] J. Phiri, J. Dou, T. Vuorinen, P. A. C. Gane, and T. C. Maloney, "Highly Porous Willow Wood-Derived Activated Carbon for High-Performance Supercapacitor Electrodes," *ACS Omega*, vol. 4, no. 19, pp. 18108–18117, Nov. 2019, doi: 10.1021/acsomega.9b01977.
- [95] H. Pan, J. Li, and Y. P. Peng, "Carbon Nanotubes for Supercapacitor," *Nanoscale Res. Lett.*, vol. 5, no. 3, pp. 654–668, Mar. 2010, doi: 10.1007/s11671-009-9508-2.
- [96] S. Saha, P. Samanta, N. C. Murmu, and T. Kuila, "A review on the heterostructure nanomaterials for supercapacitor application," *J. Energy Storage*, vol. 17, pp. 181–202, Jun. 2018, doi: 10.1016/j.est.2018.03.006.
- [97] A. Muzaffar, M. B. Ahamed, K. Deshmukh, and J. Thirumalai, "A review on recent advances in hybrid supercapacitors: Design, fabrication and applications," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 101, pp. 123–145, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.rser.2018.10.026.
- [98] E. E. Miller, Y. Hua, and F. H. Tezel, "Materials for energy storage: Review of electrode materials and methods of increasing capacitance for supercapacitors," *J. Energy Storage*, vol. 20, pp. 30–40, Dec. 2018, doi: 10.1016/j.est.2018.08.009.
- [99] H.-X. Yang *et al.*, "Facile synthesis of yolk-shelled NiO/Ni composites as cathode material for high-performance hybrid supercapacitors," *J. Power Sources*, vol. 438, p. 226977, Oct. 2019, doi: 10.1016/j.jpowsour.2019.226977.
- [100] A. Afif, S. M. Rahman, A. Tasfiah Azad, J. Zaini, M. A. Islan, and A. K. Azad, "Advanced materials and technologies for hybrid supercapacitors for energy storage – A review," *J. Energy Storage*, vol. 25, p. 100852, Oct. 2019, doi: 10.1016/j.est.2019.100852.
- [101] Y. Chen *et al.*, "Synthesis of the graphene/nickel oxide composite and its electrochemical performance for supercapacitors," *Int. J. Hydrog. Energy*, vol. 39, no. 28, pp. 16171–16178, Sep. 2014, doi: 10.1016/j.ijhydene.2014.01.165.

- [102] M. Khalid, P. Bhardwaj, and H. Varela, "Carbon-Based Composites for Supercapacitor," in *Science, Technology and Advanced Application of Supercapacitors*, T. Sato, Ed. IntechOpen, 2019. Accessed: Nov. 06, 2020. [Online]. Available: <https://www.intechopen.com/books/science-technology-and-advanced-application-of-supercapacitors/carbon-based-composites-for-supercapacitor>
- [103] T. Chen, S. Wei, and Z. Wang, "NiCo₂S₄-Based Composite Materials for Supercapacitors," *ChemPlusChem*, vol. 85, no. 1, pp. 43–56, Jan. 2020, doi: 10.1002/cplu.201900288.
- [104] D. Wu *et al.*, "MnO₂/Carbon Composites for Supercapacitor: Synthesis and Electrochemical Performance," *Front. Mater.*, vol. 7, Feb. 2020, doi: 10.3389/fmats.2020.00002.
- [105] N. Shirshova *et al.*, "Multifunctional structural energy storage composite supercapacitors," *Faraday Discuss.*, vol. 172, pp. 81–103, 2014, doi: 10.1039/C4FD00055B.
- [106] Markoulidis, Todorova, Grilli, Lekakou, and Trapalis, "Composite Electrodes of Activated Carbon and Multiwall Carbon Nanotubes Decorated with Silver Nanoparticles for High Power Energy Storage," *J. Compos. Sci.*, vol. 3, no. 4, p. 97, Nov. 2019, doi: 10.3390/jcs3040097.
- [107] Y. Shao *et al.*, "Design and Mechanisms of Asymmetric Supercapacitors," *Chem. Rev.*, vol. 118, no. 18, pp. 9233–9280, Sep. 2018, doi: 10.1021/acs.chemrev.8b00252.
- [108] T. Brousse, D. Bélanger, and D. Guay, "Asymmetric and Hybrid Devices in Aqueous Electrolytes," in *Supercapacitors*, F. Béguin and E. Frackowiak, Eds. Weinheim, Germany: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2013, pp. 257–288. Accessed: Nov. 14, 2020. [Online]. Available: <http://doi.wiley.com/10.1002/9783527646661.ch8>
- [109] W. G. Pell and B. E. Conway, "Peculiarities and requirements of asymmetric capacitor devices based on combination of capacitor and battery-type electrodes," *J. Power Sources*, vol. 136, no. 2, pp. 334–345, Oct. 2004, doi: 10.1016/j.jpowsour.2004.03.021.
- [110] X. Zhao, Y. Zhang, Y. Wang, and H. Wei, "Battery-Type Electrode Materials for Sodium-Ion Capacitors," *Batter. Supercaps*, vol. 2, no. 11, pp. 899–917, Nov. 2019, doi: 10.1002/batt.201900082.
- [111] J. Yan, Q. Wang, T. Wei, and Z. Fan, "Recent Advances in Design and Fabrication of Electrochemical Supercapacitors with High Energy Densities," *Adv. Energy Mater.*, vol. 4, no. 4, p. 1300816, Mar. 2014, doi: 10.1002/aenm.201300816.
- [112] J. Li *et al.*, "Cladding nanostructured AgNWs-MoS₂ electrode material for high-rate and long-life transparent in-plane micro-supercapacitor," *Energy Storage Mater.*, vol. 16, pp. 212–219, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.ensm.2018.05.013.
- [113] S. Komaba, T. Hasegawa, M. Dahbi, and K. Kubota, "Potassium intercalation into graphite to realize high-voltage/high-power potassium-ion batteries and potassium-ion capacitors," *Electrochem. Commun.*, vol. 60, pp. 172–175, Nov. 2015, doi: 10.1016/j.elecom.2015.09.002.
- [114] C.-L. Ban, Z. Xu, D. Wang, Z. Liu, and H. Zhang, "Porous Layered Carbon with Interconnected Pore Structure Derived from Reed Membranes for Supercapacitors," *ACS Sustain. Chem. Eng.*, vol. 7, no. 12, pp. 10742–10750, Jun. 2019, doi: 10.1021/acssuschemeng.9b01429.
- [115] P. Harrop, "Supercapacitors: Applications, Players, Markets 2020-2040." IDTECHX. [Online]. Available: <https://www.idtechx.com/en/research-report/supercapacitors-applications-players-markets-2020-2040/661>
- [116] A. Burke, Z. Liu, and H. Zhao, "Present and future applications of supercapacitors in electric and hybrid vehicles," Dec. 2014, pp. 1–8. doi: 10.1109/IEVC.2014.7056094.
- [117] W. Zuo, R. Li, C. Zhou, Y. Li, J. Xia, and J. Liu, "Battery-Supercapacitor Hybrid Devices: Recent Progress and Future Prospects," *Adv. Sci.*, vol. 4, no. 7, p. 1600539, Jul. 2017, doi: 10.1002/advs.201600539.
- [118] M. Passalacqua *et al.*, "Supercapacitor Storage Sizing Analysis for a Series Hybrid Vehicle," *Energies*, vol. 12, no. 9, p. 1759, May 2019, doi: 10.3390/en12091759.
- [119] D. N. Luta and A. K. Raji, "Optimal sizing of hybrid fuel cell-supercapacitor storage system for off-grid renewable applications," *Energy*, vol. 166, pp. 530–540, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.energy.2018.10.070.
- [120] G. Rajapakse, S. Jayasinghe, A. Fleming, and M. Negnevitsky, "Grid Integration and Power Smoothing of an Oscillating Water Column Wave Energy Converter," *Energies*, vol. 11, no. 7, p. 1871, Jul. 2018, doi: 10.3390/en11071871.
- [121] J. Liu and L. Zhang, "Strategy Design of Hybrid Energy Storage System for Smoothing Wind Power Fluctuations," *Energies*, vol. 9, no. 12, p. 991, Nov. 2016, doi: 10.3390/en9120991.
- [122] G. Rajapakse, S. Jayasinghe, and A. Fleming, "Power Smoothing and Energy Storage Sizing of Vented Oscillating Water Column Wave Energy Converter Arrays," *Energies*, vol. 13, no. 5, p. 1278, Mar. 2020, doi: 10.3390/en13051278.
- [123] M. Jami, Q. Shafiee, M. Gholami, and H. Bevrani, "Control of a super-capacitor energy storage system to mimic inertia and transient response improvement of a direct current micro-grid," *J. Energy Storage*, vol. 32, p. 101788, Dec. 2020, doi: 10.1016/j.est.2020.101788.
- [124] L. Yang, Z. Hu, S. Xie, S. Kong, and W. Lin, "Adjustable virtual inertia control of supercapacitors in PV-based AC microgrid cluster," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 173, pp. 71–85, Aug. 2019, doi: 10.1016/j.epsr.2019.04.011.
- [125] Á. Ojeda-Rodríguez, P. González-Vizuete, J. Bernal-Méndez, and M. A. Martín-Prats, "A Survey on Bidirectional DC/DC Power Converter Topologies for the Future Hybrid and All Electric Aircrafts," *Energies*, vol. 13, no. 18, p. 4883, Sep. 2020, doi: 10.3390/en13184883.
- [126] Nisha Kondrath, "An Overview of Bidirectional DC-DC Converter Topologies and Control Strategies for Interfacing Energy Storage Systems in Microgrids," *J. Electr. Eng.*, vol. 6, no. 1, Jan. 2018, doi: 10.17265/2328-2223/2018.01.002.
- [127] "A comprehensive survey on fault diagnosis and fault tolerance of DC-DC converters," *Chin. J. Electr. Eng.*, vol. 4, no. 3, pp. 1–12, Sep. 2018, doi: 10.23919/CJEE.2018.8471284.
- [128] G. H. de Alcantara Bastos, L. F. Costa, F. L. Tofoli, G. V. Torrico Bascope, and R. P. Torrico Bascope, "Nonisolated DC-DC Converters With Wide Conversion Range for High-Power Applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 8, no. 1, pp. 749–760, Mar. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2892977.
- [129] J. Wang, H. Wu, T. Yang, L. Zhang, and Y. Xing, "Bidirectional Three-Phase DC-AC Converter With Embedded DC-DC Converter and Carrier-Based PWM Strategy for Wide Voltage Range Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 6, pp. 4144–4155, Jun. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2866080.
- [130] S. Chakraborty, H.-N. Vu, M. M. Hasan, D.-D. Tran, M. E. Baghdadi, and O. Hegazy, "DC-DC Converter Topologies for Electric Vehicles, Plug-in Hybrid Electric Vehicles and Fast Charging Stations: State of the Art and Future Trends," *Energies*, vol. 12, no. 8, p. 1569, Apr. 2019, doi: 10.3390/en12081569.
- [131] A. Alzahrani, M. Ferdowsi, and P. Shamsi, "A Family of Scalable Non-Isolated Interleaved DC-DC Boost Converters With Voltage Multiplier Cells," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 11707–11721, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2891625.
- [132] M. Al, J. Van, and H. Gualous, "DC/DC Converters for Electric Vehicles," in *Electric Vehicles - Modelling and Simulations*, S. Soylu, Ed. InTech, 2011, doi: 10.5772/17048.
- [133] H. Wu, Y. Jia, F. Yang, L. Zhu, and Y. Xing, "Two-Stage Isolated Bidirectional DC-AC Converters With Three-Port Converters and Two DC Buses," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 4428–4439, Dec. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2936145.
- [134] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [135] H.-L. Jou, J.-J. Huang, J.-C. Wu, and K.-D. Wu, "Novel Isolated Multilevel DC-DC Power Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 2690–2694, Apr. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2487558.
- [136] R. Yin, M. Shi, W. Hu, J. Guo, P. Hu, and Y. Wang, "An Accelerated Model of Modular Isolated DC/DC Converter Used in Offshore DC Wind Farm," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 4, pp. 3150–3163, Apr. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2854739.
- [137] Y. Shi and H. Li, "Isolated Modular Multilevel DC-DC Converter With DC Fault Current Control Capability Based on Current-Fed Dual Active Bridge for MVDC Application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2145–2161, Mar. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2695575.
- [138] S. Cui, N. Soltan, and R. W. De Doncker, "A High Step-Up Ratio Soft-Switching DC-DC Converter for Interconnection of MVDC and HVDC Grids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 4, pp. 2986–3001, Apr. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2702207.
- [139] M. Forouzes, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "High-Efficiency High Step-Up DC-DC Converter With Dual Coupled Inductors for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 7, pp. 5967–5982, Jul. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2746750.
- [140] S. N. Soheili, G. Sarowar, Md. A. Hoque, and M. S. Hasan, "Design and Analysis of a DC-DC Buck Boost Converter to Achieve High Efficiency and Low Voltage Gain by using Buck Boost Topology into Buck Topology," in *2018 International Conference on Advancement in Electrical and Electronic Engineering (ICAEEE)*, Gazipur, Bangladesh, Nov. 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICAEEE.2018.8643001.
- [141] P. F. Liya and K. V. Aathira, "A coupled inductor buck-boost DC-DC converter with wide voltage conversion range," in *2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]*, Nagercoil, Tamil Nadu, India, Mar. 2014, pp. 708–713. doi: 10.1109/ICCPCT.2014.7054817.
- [142] Y. Zheng, M. Ho, J. Guo, and K. N. Leung, "A Single-Inductor Multiple-Output Auto-Buck-Boost DC-DC Converter With Tail-Current Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7857–7875, Nov. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2512619.
- [143] A. Chub, D. Vinnikov, R. Kosenko, E. Liivik, and I. Galkin, "Bidirectional DC-DC Converter for Modular Residential Battery Energy Storage Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 3, pp. 1944–1955, Mar. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2902828.
- [144] S. Kasicheyanula and V. John, "Adaptive Control Strategy for Ultracapacitor Based Bidirectional DC-DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 2, pp. 1717–1728, Mar. 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2882771.
- [145] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, "Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117997–118019, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937239.
- [146] D. Sha, D. Chen, S. Khan, and Z. Guo, "Voltage-Fed Three-Phase Semi-Dual Active Bridge DC-DC Converter Utilizing Varying Operating Modes With High Conversion Efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 10, pp. 9447–9458, Oct. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2890340.
- [147] D. Sha, X. Wang, K. Liu, and C. Chen, "A Current-Fed Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Using Extended Duty Cycle Control and Magnetic-Integrated Inductors With Optimized Voltage Mismatching Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 462–473, Jan. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2825991.
- [148] A. Kumar, R. Peri, U. Kundu, and P. Sensarma, "A high voltage gain current fed non-isolated dc-dc converter," in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Trivandrum, India, Dec. 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEDES.2016.7914326.
- [149] A. Averberg and A. Mertens, "Analysis of a Voltage-fed Full Bridge DC-DC Converter in Fuel Cell Systems," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, USA, 2007, pp. 286–292. doi: 10.1109/PESC.2007.4342002.
- [150] S.-J. Kim, H.-B. Kim, J.-W. Jung, and J.-S. Kim, "Analysis of Gate-Noise in Hard Switching and Soft Switching for Half-Bridge Structure Using GaN HEMT," in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju, Oct. 2018, pp. 764–768. doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549383.
- [151] D. Mahajan, S. A. Albahrani, H. Eslahi, and S. Khandelwal, "A Study of Hard Switching Characteristics of GaN-based DC-DC Boost Power Converter using ASM-GaN Compact Model," in *2018 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Auckland, New Zealand, Nov. 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/AUPEC.2018.8757974.
- [152] R. Faraji, H. Farzanehfar, G. Kampitsis, M. Mattavelli, E. Matoli, and M. Esteki, "Fully Soft-Switched High Step-Up Nonisolated Three-Port DC-DC Converter Using GaN HEMTs," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 10, pp. 8371–8380, Oct. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2944068.

- [153] Y. Zhang, X.-F. Cheng, and C. Yin, "A Soft-Switching Non-Inverting Buck-Boost Converter With Efficiency and Performance Improvement," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 12, pp. 11526–11530, Dec. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2920310.
- [154] T. Yao, C. Nan, and R. Ayyanar, "A New Soft-Switching Topology for Switched Inductor High Gain Boost," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 3, pp. 2449–2458, May 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2791972.
- [155] M. B. Meier, S. Avelino da Silva, A. A. Badin, E. F. R. Romaneli, and R. Gules, "Soft-Switching High Static Gain DC-DC Converter Without Auxiliary Switches," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 3, pp. 2335–2345, Mar. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2739684.
- [156] S.-K. Lim, H.-S. Lee, H.-R. Cha, and S.-J. Park, "Multi-Level DC/DC Converter for E-Mobility Charging Stations," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 48774–48783, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2977663.
- [157] Z. Kan, P. Li, R. Yuan, and C. Zhang, "Interleaved three-level bi-directional DC-DC converter and power flow control," in *2018 3rd International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, Yi-Lan, Apr. 2018, pp. 1–4, doi: 10.1109/IGBSG.2018.8393534.
- [158] R. Qin and F. C. Lee, "Modeling and design for integrated coupled inductors in interleaved three-level DC/DC converters," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, Oct. 2017, pp. 498–503, doi: 10.1109/ECCE.2017.8095824.
- [159] M. Katayama, T. Ohno, H. Obara, and A. Kawamura, "Application of Multi-Level Converter for Fast Current Control in Small-Scale DC Power Network," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 3, pp. 2902–2909, May 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2896839.
- [160] F. M. Alhuwaisel, A. K. Allehyani, S. A. S. Al-Obaidi, and P. N. Enjeti, "A Medium-Voltage DC-Collection Grid for Large-Scale PV Power Plants With Interleaved Modular Multilevel Converter," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 3434–3443, Dec. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2934736.
- [161] S. Sathyan, H. M. Suryawanshi, A. B. Shitole, M. S. Ballal, and V. B. Borghate, "Soft-Switched Interleaved DC/DC Converter as Front-End of Multi-Inverter Structure for Micro Grid Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 7645–7655, Sep. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2768379.
- [162] F. Akar, Y. Tavlasoglu, E. Ugur, B. Vural, and I. Aksoy, "A Bidirectional Nonisolated Multi-Input DC-DC Converter for Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 10, pp. 7944–7955, Oct. 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2500683.
- [163] S. Dusmez, A. Hasanazadeh, and A. Khaligh, "Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for Automotive Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3305–3315, May 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2336605.
- [164] L. Yang, J. Peng, F. Yang, Y. Zhang, and H. Wu, "Single-Phase High-gain Bidirectional DC/AC Converter Based on High Step-up/step-down DC/DC Converter and Dual-input DC/AC Converter," in *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Xi'an, Jun. 2019, pp. 554–559, doi: 10.1109/PEDG.2019.8807762.
- [165] P. Odo, "A Comparative Study of Single-phase Non-isolated Bidirectional dc-dc Converters Suitability for Energy Storage Application in a dc Microgrid," in *2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Dubrovnik, Croatia, Sep. 2020, pp. 391–396, doi: 10.1109/PEDG48541.2020.9244351.
- [166] Gui-Jia Su and Lixin Tang, "A Multiphase, Modular, Bidirectional, Triple-Voltage DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Vehicle Power Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 3035–3046, Nov. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2005386.
- [167] M. Schuck and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Ripple Minimization Through Harmonic Elimination in Asymmetric Interleaved Multiphase DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7202–7214, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2393812.
- [168] M. Maalandish, S. H. Hosseini, S. Ghasemzadeh, E. Babaei, and T. Jalilzadeh, "A Novel Multiphase High Step-Up DC/DC Boost Converter With Lower Losses on Semiconductors," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 541–554, Mar. 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2830510.
- [169] W. Huang and B. Lehman, "A Compact Coupled Inductor for Interleaved Multiphase DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2537832.
- [170] W. Huang and B. Lehman, "Analysis and Verification of Inductor Coupling Effect in Interleaved Multiphase DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2479191.
- [171] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, Mar. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2165297.
- [172] T. Jalilzadeh, N. Rostami, E. Babaei, and S. H. Hosseini, "Multiport DC-DC Converter With Step-Up Capability and Reduced Voltage Stress on Switches/Diodes," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 11, pp. 11902–11915, Nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2982454.
- [173] H. Moradiszakoochi, N. Elsayad, and O. A. Mohammed, "A Voltage-Quadrupler Interleaved Bidirectional DC-DC Converter With Intrinsic Equal Current Sharing Characteristic for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 1803–1813, Feb. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2998757.
- [174] F. Sobrino-Manzanares and A. Garrigos, "Bidirectional, Interleaved, Multiphase, Multidevice, Soft-Switching, FPGA-Controlled, Buck-Boost Converter With PWM Real-Time Reconfiguration," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 11, pp. 9710–9721, Nov. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2792302.
- [175] J. M. Blanes, R. Gutierrez, A. Garrigos, J. L. Lizan, and J. M. Cuadrado, "Electric Vehicle Battery Life Extension Using Ultracapacitors and an FPGA Controlled Interleaved Buck-Boost Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5940–5948, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2255216.
- [176] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and A. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872379.
- [177] N. Iwamuro and T. Laska, "IGBT History, State-of-the-Art, and Future Prospects," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, no. 3, pp. 741–752, Mar. 2017, doi: 10.1109/TEDE.2017.2654599.
- [178] E. Gurpinar and A. Castellazzi, "Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs and GaN HEMTs," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2506400.
- [179] R. Mitova, R. Ghosh, U. Mhaskar, D. Klikic, M.-X. Wang, and A. Dentella, "Investigations of 600-V GaN HEMT and GaN Diode for Power Converter Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2441–2452, May 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2286639.
- [180] J. O. Gonzalez, R. Wu, S. Jahdi, and O. Alatise, "Performance and Reliability Review of 650 V and 900 V Silicon and SiC Devices: MOSFETs, Cascode JFETs and IGBTs," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 9, pp. 7375–7385, Sep. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2945299.
- [181] M. Woodward, "New market. New entrants. New challenges. Battery Electric Vehicles." Deloitte, 2019.
- [182] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, and D. G. Dorrell, "Experimental impedance investigation of an ultracapacitor at different conditions for electric vehicle applications," *J. Power Sources*, vol. 287, pp. 129–138, Aug. 2015, doi: 10.1016/j.jpowsour.2015.04.043.
- [183] A. Yoshino, "Development of the Lithium-Ion Battery and Recent Technological Trends," in *Lithium-Ion Batteries*, Elsevier, 2014, pp. 1–20, doi: 10.1016/B978-0-444-59513-3.00001-7.
- [184] R. Collin, Y. Miao, A. Yokochi, P. Enjeti, and A. von Jouanne, "Advanced Electric Vehicle Fast-Charging Technologies," *Energies*, vol. 12, no. 10, p. 1839, May 2019, doi: 10.3390/en12101839.
- [185] S. Ma et al., "Temperature effect and thermal impact in lithium-ion batteries: A review," *Prog. Nat. Sci. Mater. Int.*, vol. 28, no. 6, pp. 653–666, Dec. 2018, doi: 10.1016/j.pnsc.2018.11.002.
- [186] B. Varga, A. Sagoian, and F. Mariasiu, "Prediction of Electric Vehicle Range: A Comprehensive Review of Current Issues and Challenges," *Energies*, vol. 12, no. 5, p. 946, Mar. 2019, doi: 10.3390/en12050946.
- [187] P. Iora and L. Tribioli, "Effect of Ambient Temperature on Electric Vehicles' Energy Consumption and Range: Model Definition and Sensitivity Analysis Based on Nissan Leaf Data," *World Electr. Veh. J.*, vol. 10, no. 1, p. 2, Jan. 2019, doi: 10.3390/wevj10010002.
- [188] Z. Zhang, W. Li, C. Zhang, and J. Chen, "Climate control loads prediction of electric vehicles," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 110, pp. 1183–1188, Jan. 2017, doi: 10.1016/j.applthermaleng.2016.08.186.
- [189] H. Minghui, W. Jianwen, F. Chunyun, Q. Datong, and X. Shuai, "Study on Cycle-Life Prediction Model of Lithium-Ion Battery for Electric Vehicles," *Int J Electrochem Sci*, 2016.
- [190] State Key Laboratory of Automotive Simulation and Control, Jilin University, Changchun 130022, China and J. Zhao, "Cycle life testing of lithium batteries: The effect of load-leveling," *Int. J. Electrochem. Sci.*, pp. 1773–1786, Feb. 2018, doi: 10.20964/2018.02.37.
- [191] N. Vukajlović, D. Milićević, B. Dumnić, and B. Popadić, "Comparative analysis of the supercapacitor influence on lithium battery cycle life in electric vehicle energy storage," *J. Energy Storage*, vol. 31, p. 101603, Oct. 2020, doi: 10.1016/j.est.2020.101603.
- [192] B. Dumnić, D. Milicevic, B. Popadić, V. Katic, and Z. Corba, "Advanced laboratory setup for control of electrical drives as an educational and developmental tool," Zagreb, Croatia, Jul. 2013, pp. 903–909, doi: 10.1109/EUROCON.2013.6625090.

План третмана података

Назив пројекта/истраживања
Суперкондензатор као елемент хибридног електричног складишта енергије савремених електричних возила
Назив институције/институција у оквиру којих се спроводи истраживање
а) Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду б) в)
Назив програма у оквиру ког се реализује истраживање
Докторске академске студије –Енергетика, електроника и телекомуникације
1. Опис података
<p><i>1.1 Врста студије</i></p> <p><i>Укратко описати тип студије у оквиру које се подаци прикупљају</i></p> <p><i>У овој студији нису прикупљани подаци.</i></p> <p><i>1.2 Врсте података</i></p> <p>а) квантитативни б) квалитативни</p> <p><i>1.3. Начин прикупљања података</i></p> <p>а) анкете, упитници, тестови б) клиничке процене, медицински записи, електронски здравствени записи в) генотипови: навести врсту _____ г) административни подаци: навести врсту _____ д) узорци ткива: навести врсту _____ ђ) снимци, фотографије: навести врсту _____ е) текст, навести врсту _____ ж) мапа, навести врсту _____ з) остало: описати _____</p>

1.3 Формат података, употребљене скале, количина података

1.3.1 Употребљени софтвер и формат датотеке:

- a) Excel фајл, датотека _____
- b) SPSS фајл, датотека _____
- c) PDF фајл, датотека _____
- d) Текст фајл, датотека _____
- e) JPG фајл, датотека _____
- f) Остало, датотека _____

1.3.2. Број записа (код квантитативних података)

- a) број варијабли _____
- б) број мерења (испитаника, процена, снимака и сл.) _____

1.3.3. Поновљена мерења

- a) да
- б) не

Уколико је одговор да, одговорити на следећа питања:

- a) временски размак између поновљених мера је _____
- б) варијабле које се више пута мере односе се на _____
- в) нове верзије фајлова који садрже поновљена мерења су именоване као _____

Напомене: _____

Да ли формати и софтвер омогућавају дељење и дугорочну валидност података?

- a) Да
- б) Не

Ако је одговор не, образложити _____

2. Прикупљање података

2.1 Методологија за прикупљање/генерисање података

2.1.1. У оквиру ког истраживачког нацрта су подаци прикупљени?

- а) експеримент, навести тип _____
- б) корелационо истраживање, навести тип _____
- ц) анализа текста, навести тип _____
- д) остало, навести шта _____

2.1.2 Навести врсте мерних инструмената или стандарде података специфичних за одређену научну дисциплину (ако постоје).

2.2 Квалитет података и стандарди

2.2.1. Третман недостајућих података

- а) Да ли матрица садржи недостајуће податке? Да Не

Ако је одговор да, одговорити на следећа питања:

- а) Колики је број недостајућих података? _____
- б) Да ли се кориснику матрице препоручује замена недостајућих података? Да Не
- в) Ако је одговор да, навести сугестије за третман замене недостајућих података

2.2.2. На који начин је контролисан квалитет података? Описати

2.2.3. На који начин је извршена контрола уноса података у матрицу?

3. Третман података и пратећа документација

3.1. Третман и чување података

3.1.1. Подаци ће бити депоновани у _____ репозиторијум.

3.1.2. URL адреса _____

3.1.3. DOI _____

3.1.4. Да ли ће подаци бити у отвореном приступу?

а) Да

б) Да, али после ембарга који ће трајати до _____

в) Не

Ако је одговор не, навести разлог _____

3.1.5. Подаци неће бити депоновани у репозиторијум, али ће бити чувани.

Образложење

3.2. Метаподаци и документација података

3.2.1. Који стандард за метаподатке ће бити примењен? _____

3.2.1. Навести метаподатке на основу којих су подаци депоновани у репозиторијум.

Ако је потребно, навести методе које се користе за преузимање података, аналитичке и процедуралне информације, њихово кодирање, детаљне описе варијабли, записа итд.

3.3 Стратегија и стандарди за чување података

3.3.1. До ког периода ће подаци бити чувани у репозиторијуму? _____

3.3.2. Да ли ће подаци бити депоновани под шифром? Да Не

3.3.3. Да ли ће шифра бити доступна одређеном кругу истраживача? Да Не

3.3.4. Да ли се подаци морају уклонити из отвореног приступа после извесног времена?

Да Не

Образложити

4. Безбедност података и заштита поверљивих информација

Овај одељак МОРА бити попуњен ако ваши подаци укључују личне податке који се односе на учеснике у истраживању. За друга истраживања треба такође размотрити заштиту и сигурност података.

4.1 Формални стандарди за сигурност информација/података

Истраживачи који спроводе испитивања с људима морају да се придржавају Закона о заштити података о личности (https://www.paragraf.rs/propisi/zakon_o_zastiti_podataka_o_licnosti.html) и одговарајућег институционалног кодекса о академском интегритету.

4.1.2. Да ли је истраживање одобрено од стране етичке комисије? Да Не

Ако је одговор Да, навести датум и назив етичке комисије која је одобрила истраживање

4.1.2. Да ли подаци укључују личне податке учесника у истраживању? Да Не

Ако је одговор да, наведите на који начин сте осигурали поверљивост и сигурност информација везаних за испитанике:

- а) Подаци нису у отвореном приступу
- б) Подаци су анонимизирани
- ц) Остало, навести шта

5. Доступност података

5.1. Подаци ће бити

- а) јавно доступни
- б) доступни само уском кругу истраживача у одређеној научној области
- ц) затворени

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести под којим условима могу да их користе:

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести на који начин могу приступити подацима:

5.4. Навести лиценцу под којом ће прикупљени подаци бити архивирани.

6. Улоге и одговорност

6.1. Навести име и презиме и мејл адресу власника (аутора) података

6.2. Навести име и презиме и мејл адресу особе која одржава матрицу с подацима

6.3. Навести име и презиме и мејл адресу особе која омогућује приступ подацима другим истраживачима
