

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

мр Дарко Ђ. Врачар

**ПРЕТВАРАЧ СА АКТИВНИМ
ОДСИЈЕЦАЊЕМ ВРШНОГ НАПОНА
ПРЕКИДАЧА КАО ПОМОЋНО НАПАЈАЊЕ
ПРИМАРНЕ СТРАНЕ СИСТЕМА ЗА
БЕЖИЧНО ИНДУКТИВНО ПУЊЕЊЕ
БАТЕРИЈА ЕЛЕКТРИЧНИХ АУТОМОБИЛА**

докторска дисертација

Београд, 2022

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Magister Darko Đ. Vračar

**ACTIVE-CLAMPED CONVERTER AS AN
AUXILIARY PRIMARY-SIDE POWER SUPPLY
OF A SYSTEM FOR WIRELESS INDUCTIVE
BATTERY-CHARGING OF ELECTRIC
VEHICLES**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2022

Подаци о ментору и члановима Комисије за усмену одбрану дисертације

Ментор:

др Предраг Пејовић, редовни професор
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Чланови Комисије:

др Томислав Шекара, редовни професор
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Богдан Брковић, доцент
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Жељко Деспотовић, научни савјетник
Универзитет у Београду – Институт Михајло Пупин

Датум усмене одбране: _____

Захвалница

У овај подухват кренули смо са одређеним идејама и плановима, а завршили га сасвим другачије. Међутим, Богу хвала, на крају је све добро испало. За овако нешто била је потребна и подршка већег броја особа.

Захваљујем се ментору проф. др. Предрагу Пејовићу на несебичној и безрезервној подршци током докторских студија како по питању научно-истраживачког рада и писања дисертације тако и по питању савлађивања администрације ЕТФ-а. Професор је све вријеме био врхунски професионалац и било је право задовољство имати оваквог ментора.

Објављивање чланака и писање дисертације не би били могући без подршке и дозволе руководства предузећа Бруза Електроник из Минхена. Због тога велику захвалност дугујем господи Т. Ниндлу, Т. Вурцу, Т. Бургшталеру, др А. Боулосу, др М. Павловском; као и колегама из развоја др Р. Руфоу, Н. Виас, А. Турцеру, др М. Калиниану и осталима за подршку у разним фазама било током експериментисања у лабораторији или током писања чланака. Не треба заборавити ни добављаче електронских и магнетних компоненти које су биле битне за практичан рад.

Захваљујем се и члановима Комисије који су својим сугестијама и примједбама побољшали квалитет ове дисертације. Такође, чланови Комисије су били јако брзи и ефикасни у свим фазама израде дисертације почев од докторског испита па до краја и то треба посебно истаћи.

Сви ми смо потомци својих родитеља и осталих предака и од њих смо наслиједили одређене особине. Без њих ни нас не би било па ни ове дисертације. Такође, захвалио бих се свим својим учитељима, формалним и неформалним, наставницима и професорима који су ме нечему добром научили до сада.

Захвалио бих се и г. Влади Ђорђевићу на подршци по многим животним и стручним питањима, али и мотивисању да пишем чланке и дисертацију. Проф. Зоран Радаковић је много пута био значајна подршка како у стручним тако и у приватним сферама живота претходних 14 година и због тога сам му јако захвалан. Размјена искустава и морална подршка др Жељка Стојановића (ТВЗ) током докторских студија су такође били од значаја.

Отац Ђорђо је прегледао дио рукописа, а рођака Драгица и снаха Сњежана, професорице српског језика, су помогле око одређених правописних правила ијекавског изговора на чему сам им захвалан.

На крају бих се захвалио остатку породице, родбини, кумовима и пријатељима на подршци и помоћи не само током докторских студија већ и током читавог школовања. А дјеца, Јована и Василије, су увијек били инспирација за много тога доброг у животу.

Acknowledgment

This journey started with one plan and some ideas, but it was ended with another ones. But, thank God, everything was good at the end.

Big thank goes to my mentor prof. Predrag Pejović for unconditional and selfless support during the PhD study in many areas. All the time professor was great professional and gentleman. It was a huge pleasure to have such a mentor.

Publishing papers and writing dissertation would have not been possible without approval and support of my company Brusa Elektronik (München) GmbH, Munich, Germany (www.brusa.biz). Hence, I am very thankful to Mr. T. Nindl, Mr. T. Würz, Mr. T. Burgstaller, Dr. A. Boulous, Dr. M. Pavlovsky; and to colleagues from development team Dr. R. Ruffo, N. Vyas, A. Turzer, M. Khalilian and others for support in the lab or during publishing activities. Also, support from our suppliers of free samples is highly appreciated.

Suggestions of the dissertation committee are appreciated because they contributed to the quality of this document.

At the end, I would like to thank my family, relatives, colleagues and friends for all kind of support during school times and in my whole life. And my kids were great inspiration for many good things in life.

Наслов докторске дисертације:

Претварач са активним одсијецањем вршног напона прекидача као помоћно напајање примарне стране система за бежично индуктивно пуњење батерија електричних аутомобила

Сажетак:

У овој дисертацији представљено је пројектовање и анализа рада active-clamped flyback (ACF) dc-dc претварача 57 W у улози помоћног напајања примарне стране бежичног индуктивног пуњача батерија електричних возила. Претварач је био напајан са једносмјерног међукола 800 V. То је био изазов у односу на његове типичне примјене. Проучавањем расположиве литературе уочено је много необрађених тема које су овдје покривене по први пут. Листа научних доприноса је велика и само пар њих ће бити поменуто. Баланс између научних и практичних доприноса је постигнут чинећи ову дисертацију корисном и за развојне инжењере. Преглед управљачких кола је дат откривајући нам да само два произвођача имају одговарајуће компоненте подесне за ову примјену. Избор кључних компоненти је дат као и приједлог потребних својстава будућих. Неколико нових математичких израза је представљено или су постојећи исправљени. Мјерења индуктивности магнећења и расипне индуктивности трансформатора су показала колико разлике могу да буду велике зависно од добављача истих. Анализа понашања при кратким спојевима је показала да је употреба хибридне гране за одсијецање вршног напона прекидача обавезна код вишережимских управљачких кола. У дисертацији је приказан и график промјене (хипотетички) максималног степена корисног дејства у односу на индуктивност магнећења. Мјерења губитака усљед циркулишуће енергије су анализирана и упоређена за неколико трансформатора. Ови губици су реда величине неколико W и расту са порастом улазног напона. Дискутована су и мјерења пропусног опсега, резерве фазе и резерве појачања. Ове величине су биле промјенљиве у односу на улазни напон и оптерећење — што смо и очекивали. Поређење симулираних и измјерених Бодевих дијаграма је показало да је, чак и када су одступања велика, могуће испројектовати регулатор који омогућава стабилан рад претварача. Даље, показано је да су конвенционални и квази резонантни (QRF) flyback претварачи 23% јефтинији, да заузимају 11% мање простора и да имају сличне или веће степене корисног дејства него ACF претварач. Анализа унакрсне регулације, када је регулисан излаз са мањом снагом (9,6% од укупне), је показала да је и такав приступ могућ. Упоређени су и пропусни опсег, резерва фазе и резерва појачања ACF, конвенционалног flyback и QRF претварача. Показано је да, за исту спецификацију, ови претварачи не могу да имају исти компензатор као ACF. ACF претварач је познат и по мањим електромагнетским сметњама што може да буде кључна предност за ову примјену у настанку. Једна од препрека за масовнију употребу ACF претварача у овој примјени је недостатак одговарајућих компоненти на тржишту.

Кључне ријечи: Active-clamped flyback, активно одсијецање вршног напона прекидача, помоћно напајање, управљање, dc-dc претварач, високофреквентни трансформатор, систем за бежично индуктивно пуњење батерија, quasi-resonant flyback.

Научна област: техничке науке — електротехника

Ужа научна област: енергетски претварачи и погони — енергетска електроника

УДК код: 621.3

Dissertation title:

Active-clamped converter as an auxiliary primary-side power supply of a system for wireless inductive battery-charging of electric vehicles

Abstract:

In this dissertation design and investigation of active-clamped flyback (ACF) dc-dc converter 57 W used as the auxiliary power-supply of an inductive charging system (ICS) is presented. The ACF was supplied from variable-dc-link 800 V which was challenging compared to its typical usage as power adapter. Having reviewed available literature many gaps in literature were identified and they are covered here for the first time. List of scientific contributions is large and only few ones will be briefly covered here. A balance between academic and practical contributions is tried to be achieved hence expanding its usefulness to development engineers too. An overview of ACF control ICs is presented revealing that only two vendors have appropriate devices for ICS. The key-parts' choice and suggestion of new features targeting ACF in this emerging application are given. In addition, several mathematical expressions are introduced or corrected. Measurements of magnetizing and leakage inductances for several transformers demonstrated how big differences between them could be depending on vendors. The short-circuit behaviour is analysed showing that usage of the hybrid-clamp with multi-mode control ICs is mandatory. Unique measured (hypothetical) maximum efficiency vs. magnetizing inductance is shown. Measurements of circulating-power losses vs. input voltage are analysed and compared for several transformers. Those losses are in the range of few watts and increase with input voltage. Measurements of bandwidth, phase margin and gain margin vs. input power are discussed. Those quantities were changeable with load and input voltage as expected. Comparison of simulated and measured Bode plots showed that, even when those plots were not matched, one could design a compensator that ensures stable operation. Comparison with conventional flyback and quasi-resonant (QRF) flyback converters showed that both are 23 % cheaper, occupy 11 % less board space, and have similar or higher efficiencies than ACF. Evaluation of cross regulation, when output with low power (9.6 % of total) was regulated, showed that such approach was feasible too. Comparison of bandwidth, phase margin and gain margin between the ACF and conventional and QRF flyback converter were discussed too. It was shown that, for the same specification, those converters cannot have the same compensator as an ACF. The ACF is known for lower electromagnetic interferences and that might be the key advantage in this emerging application. One of the obstacles for wider usage of ACF in ICS applications is lack of appropriate components on the market.

Keywords: Active-clamped, auxiliary power supply, control, dc-dc converter, flyback, high-frequency transformer, quasi-resonant, wireless inductive charging-system.

Scientific field: technical sciences – electrical engineering

Scientific subfield: power converters and drives – power electronics

UDC code: 621.3

Садржај

Списак слика	x
Списак табела	xiv
Акроними	xv
1 Увод	1
1.1 ПРЕДМЕТ, ЦИЉ И ЗНАЧАЈ ИСТРАЖИВАЊА	1
1.2 АНАЛИЗА ЛИТЕРАТУРЕ И ПОЛАЗНЕ ХИПОТЕЗЕ	4
1.3 МЕТОДЕ ИСТРАЖИВАЊА.....	7
1.4 СТРУКТУРА ДОКТОРСКОГ РАДА	7
1.5 ОБЈАВЉЕНИ НАУЧНИ РАДОВИ	8
2 Active-clamped flyback dc-dc претварач	10
2.1 ПРЕГЛЕД УПРАВЉАЧКИХ КОЛА	11
2.2 АРХИТЕКТУРА НАПАЈАЊА И СПЕЦИФИКАЦИЈА ПРЕТВАРАЧА.....	15
2.3 ПРИНЦИП РАДА И ОСНОВНИ ТАЛАСНИ ОБЛИЦИ	18
2.4 ВИСОКОФРЕКВЕНТНИ ТРАНСФОРМАТОР ЗА АСФ ПРЕТВАРАЧ	20
2.4.1 Спецификација и пројектовање	20
2.4.2 Мјерење индуктивности.....	24
2.5 ИЗБОР КЉУЧНИХ КОМПОНЕНТИ	27
2.5.1 Одабир прекидача, драјвера и пригушнице	27
2.5.2 Препорука за својства будућих управљачких кола	29
2.6 ОДСИЈЕЦАЊЕ ВРШНОГ НАПОНА ПРЕКИДАЧА	29
2.6.1 Одабир параметара.....	30
2.6.2 Напон кондензатора.....	31
2.7 ZERO-VOLTAGE SWITCHING (ZVS).....	33
2.8 ПРОЈЕКТОВАЊЕ РЕГУЛАТОРА	34
3 Симулације на рачунару	38
3.1 СИМУЛАЦИЈА РАДА АСФ ПРЕТВАРАЧА У ВРЕМЕНСКОМ ДОМЕНУ.....	38
3.1.1 АСФ претварач 57 W са трансформатором Т3.....	38
3.1.2 АСФ претварач 57 W са трансформатором Т2.....	41
3.1.3 Поређење АСФ претварача са трансформаторима Т2 и Т3	42
3.2 ДИНАМИЧКА ПРОМЈЕНА ОПТЕРЕЂЕЊА.....	43
3.3 БОДЕОВИ ДИЈАГРАМИ	46
4 Експериментални резултати и дискусија	48
4.1 РАД АСФ ПРЕТВАРАЧА КАДА СИСТЕМ ПРЕНОСИ ЕНЕРГИЈУ	51
4.1.1 АСФ претварач 57 W са трансформатором Т3.....	51
4.1.2 АСФ претварач 57 W са трансформатором Т2.....	53
4.1.3 Поређење АСФ претварача са трансформаторима Т2 и Т3	57
4.2 РАД АСФ ПРЕТВАРАЧА КАДА ЈЕ СИСТЕМ У СТАЊУ ПРИПРАВНОСТИ.....	59
4.2.1 АСФ претварач 13 W	60
4.3 АЛТЕРНАТИВНИ ГРАФИЦИ СТЕПЕНА КОРИСНОГ ДЕЈСТВА.....	61
4.4 ГУБИЦИ УСЉЕД ЦИРКУЛИШУЋЕ ЕНЕРГИЈЕ	64
4.5 МЈЕРЕЊЕ ТЕМПЕРАТУРЕ.....	67
4.6 ПОНАШАЊЕ АСФ ПРЕТВАРАЧА ПРИ КРАТКИМ СПОЈЕВИМА	68
4.7 УПРАВЉАЧКИ АСПЕКТИ	70
4.7.1 Бодеоуи дијаграми у АСМ.....	70

4.7.2 Унакрсна регулација.....	74
4.7.3 Динамичка промјена оптерећења	77
4.8 ПОРЕЂЕЊЕ СА КОНВЕНЦИОНАЛНИМ FLYBACK ПРЕТВАРАЧЕМ У DCM РЕЖИМУ РАДА	78
4.9 ПОРЕЂЕЊЕ СА QRF ПРЕТВАРАЧЕМ У VALLEY-SWITCHING РЕЖИМУ РАДА	80
4.10 ЕЛЕКТРОМАГНЕТСКА КОМПАТИБИЛНОСТ	84
5 Закључак	86
5.1 ПРЕГЛЕД НАУЧНИХ ДОПРИНОСА	86
5.2 ПРАКТИЧНА ПРИМЈЕНА	88
5.3 ОГРАНИЧЕЊА СТУДИЈЕ	88
5.4 ПРАВЦИ ДАЉИХ ИСТРАЖИВАЊА	89
Референце.....	90
Списак коришћеног слободног и бесплатног софтвера.....	104
List of used free software.....	104
Биографија аутора.....	105
Библиографија аутора	106
Statements	108
Прилози	110
Прилог 1.....	111
Прилог 2.....	112
Прилог 3.....	113

Списак слика

Слика 1.1 Примјер примарне стране бежичног пуњача батерија ЕВ	3
Слика 1.2 Дијаграм тока енергије типичног ICS система [58]	3
Слика 1.3 Преглед броја објављених чланака по годинама за АCF претварач	5
Слика 1.4 Однос броја АCF чланака по категоријама: конференције према ТЈМ	6
Слика 1.5 Основна поглавља докторског рада са препорученим током читања.....	8
Слика 2.1 Општа шема АCF претварача	10
Слика 2.2 Распоред ножица NCP1568.....	14
Слика 2.3 Првобитна архитектура помоћног напајања.....	15
Слика 2.4 Тачка повезивања помоћног напајања у ICS систему.....	16
Слика 2.5 Могуће архитектуре помоћног напајања повезаног на једносмјерно међуколо	16
Слика 2.6 Таласни облици АCF претварача у CrCM (DCM ACM) режиму рада.....	19
Слика 2.7 Еквивалентна кола АCF претварача у CrCM (DCM ACM) режиму рада (© 2020 IEEE).....	19
Слика 2.8 Симбол у електричној шеми за коришћени трансформатор 60 W	21
Слика 2.9 Слика трансформатора Т2.....	21
Слика 2.10 Зависност индуктивности магнећења трансформатора Т3-1 од струје примара	24
Слика 2.11 Зависност индуктивности магнећења трансформатора Т3 од струје примара	25
Слика 2.12 Зависност индуктивности магнећења трансформатора Т2 од струје примара	25
Слика 2.13 Промјена расипне индуктивности Т3 од струје на собној температури	26
Слика 2.14 Промјена расипне индуктивности Т2 од струје на собној температури	26
Слика 2.15 Примјер уништеног АCF претварача.....	28
Слика 2.16 Симулирани напон на кондензатору за одсијецање вршног напона 88 nF ...	32
Слика 2.17 Симулирани напон на кондензатору за одсијецање вршног напона 66 nF ...	32
Слика 2.18 Општи облик Туре-2 компензатора са шант-регулатором и оптокаплером .	35
Слика 3.1 Симулирани напони гејта QL (горе) и дрејна QL (доље) АCF претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 620 V и оптерећењу 57 W.....	39
Слика 3.2 Симулиране струје магнећења (плава линија) и примара (црна линија) АCF претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 620 V и оптерећењу 57 W	39
Слика 3.3 Симулирани напони гејта QL (горе) и дрејна QL (доље) АCF претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 850 V и оптерећењу 57 W.....	40
Слика 3.4 Симулиране струје магнећења (плава линија) и примара (црна линија) АCF претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 850 V и оптерећењу 57 W	40
Слика 3.5 Симулирани напон прекидача АCF претварача, без hybrid-clamp, у DCM режиму рада при улазном напону 640 V и оптерећењу 10,5 W.....	41
Слика 3.6 Симулирани напони дрејна АCF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и номиналном оптерећењу	41

Слика 3.7 Симулиране струје примара ACF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и номиналном оптерећењу	42
Слика 3.8 Динамичка промјена оптерећења ACF при улазном напону 620 V	44
Слика 3.9 Динамичка промјена оптерећења ACF при улазном напону 850 V	44
Слика 3.10 График промјене струје на регулисаном излазу.....	45
Слика 3.11 Графици промјене напона повратне спреге	45
Слика 3.12 Графици промјене фактора испуне (duty-cycle).....	45
Слика 3.13 Подешавања параметризованог оптокаплера у Симплису	46
Слика 3.14 Симулирани Бодеоуи дијаграми ACF претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 620 V	47
Слика 3.15 Симулирани Бодеоуи дијаграми ACF претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 850 V	47
Слика 4.1 Демо-плоча ACF претварача 57 W (поглед одозго).....	48
Слика 4.2 Имплементација ACF претварача у ICS (поглед одозго).....	50
Слика 4.3 Имплементација ACF претварача у ICS (поглед одоздо)	50
Слика 4.4 Дио лабораторијске поставке за развој и тестирање ACF претварача	51
Слика 4.5 Измјерени таласни облици ACF претварача са Т3 у АСМ при 620 V и номиналном оптерећењу	52
Слика 4.6 Измјерени таласни облици ACF претварача са Т3 у АСМ при 850 V и номиналном оптерећењу	52
Слика 4.7 Степен корисног дејства за ACF 57 W са Т3 у АСМ.....	53
Слика 4.8 Измјерени напони дрејна QL ACF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу.....	54
Слика 4.9 Измјерене струје примара ACF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу.....	54
Слика 4.10 Измјерени напони гејта QL ACF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу.....	55
Слика 4.11 Измјерени напони кондензатора за одсијецање вршног напона прекидача при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу.....	55
Слика 4.12 Промјена степена корисног дејства за ACF 57 W са Т2 у АСМ при напону 620 V	56
Слика 4.13 Промјена степена корисног дејства за ACF 57 W са Т2 у АСМ при напону 850 V	56
Слика 4.14 Промјена прекидачке учестаности ACF претварача 57 W у АСМ режиму.....	57
Слика 4.15 Промјена вршног напона прекидача QL код ACF претварача 57 W у АСМ режиму рада.....	57
Слика 4.16 Степен корисног дејства ACF претварача са Т3-2 и Т2-1	58
Слика 4.17 Таласни облици ACF претварача 57 W при улазном напону 640 V и оптерећењу 10,5 W (режим приправности система) без hybrid-clamp.....	59
Слика 4.18 Степен корисног дејства ACF претварача 57 W у DCM са малим оптерећењем (режим приправности система)	60
Слика 4.19 Степен корисног дејства ACF претварача 13 W (©2021 IEEE)	60
Слика 4.20 Промјена прекидачке учестаности ACF претварача 13 W у АСМ режиму (©2021 IEEE)	61
Слика 4.21 Промјена прекидачке учестаности ACF претварача 13 W (©2021 IEEE).....	61

Слика 4.22 Степен корисног дејства ACF претварача 57 W у АСМ са константним оптерећењем 30% и 99%.....	62
Слика 4.23 График хипотетички максималног степена корисног дејства ACF претварача 57 W у АСМ са различитим трансформаторима.....	63
Слика 4.24 Губици усљед циркулишуће енергије ACF претварача 57 W за четири различита трансформатора.....	66
Слика 4.25 Губици усљед циркулишуће енергије ACF претварача 57 W са трансформаторима Т1-2 и Т1-3.....	66
Слика 4.26 Расподјела температуре ACF претварача на демо-плочи при пуном оптерећењу	67
Слика 4.27 Четворочасовни тест ACF претварача 57 W у систему при напону 850 V.....	68
Слика 4.28 Кратак спој ACF претварача у pulse-skipping режиму рада при улазном напону од 550 V и празном ходу.....	69
Слика 4.29 Контролни прозор у Bode Analyzer Suite.....	71
Слика 4.30 Конфигурација хардвера (Transmission/Gain) у Bode Analyzer Suite.....	71
Слика 4.31 Симулирани (црвено) и измјерени (црно) Бодеови дијаграми при улазном напону 620 V и називном оптерећењу у АСМ режиму рада.....	72
Слика 4.32 Симулирани (црвено) и измјерени (црно) Бодеови дијаграми при улазном напону 850 V и називном оптерећењу у АСМ режиму рада.....	72
Слика 4.33 ACF претварач 57 W у АСМ: промјена пропусног опсега у односу на оптерећење и улазне напоне	73
Слика 4.34 ACF претварач 57 W у АСМ: промјена резерве фазе у односу на оптерећење и улазне напоне	74
Слика 4.35 ACF претварач 57 W у АСМ: промјена резерве појачања у односу на оптерећење и улазне напоне	74
Слика 4.36 Регулисани (пуне линије) и нерегулисани (испрекидане линије) излази 5,5 V ACF претварача 57 W са Т3-1 у АСМ при улазним напонима 620 V (црно) и 850 V (црвено).....	75
Слика 4.37 Нерегулисани излази + 11 V (пуне линије) и 22 V (испрекидане линије) ACF претварача 57 W са Т3-1 у АСМ при улазним напонима 620 V (црно) и 850 V (црвено).....	76
Слика 4.38 Регулисани (пуне линије) и нерегулисани (испрекидане линије) излази 5,5 V ACF претварача 57 W са Т3-1 у DCM при улазним напонима 460 V (црно) и 640 V (црвено).....	76
Слика 4.39 Нерегулисани излази + 11 V (пуне линије) и 22 V (испрекидане линије) ACF претварача 57 W са Т3-1 у DCM при улазним напонима 460 V (црно) и 640 V (црвено).....	77
Слика 4.40 ACF претварач 57 W у АСМ режиму рада са динамичком промјеном оптерећења на регулисаном излазу 5,5 V. а) промјена струје 0,1 A → 1 A; б) промјена струје 1 A → 0,1 A.....	77
Слика 4.41 Степени корисног дејства DCM flyback и ACF претварача у АСМ режиму рада	78
Слика 4.42 Поређење промјена пропусног опсега DCM flyback и ACF претварача	79
Слика 4.43 Поређење промјена резерве фазе DCM flyback и ACF претварача	79
Слика 4.44 Поређење промјена резерве појачања DCM flyback и ACF претварача	79

Слика 4.45 Демо-плоча QRF претварача (поглед одозго).....	81
Слика 4.46 Степени корисног дејства QRF и ACF претварача.....	81
Слика 4.47 Расподјела температура код QRF претварача при пуном оптерећењу.....	82
Слика 4.48 Поређење промјена пропусног опсега QRF и ACF претварача	83
Слика 4.49 Поређење промјена резерве фазе QRF и ACF претварача	83
Слика 4.50 Поређење промјена резерве појачања QRF и ACF претварача	83
Слика 4.51 Кондукционе емисије ACF претварача у систему	84
Слика 4.52 Емисије електричног поља у систему.....	85

Списак табела

Табела 1.1 Објављени научни радови у вези дисертације	8
Табела 2.1 Поређење управљачких кола АCF претварача.....	12
Табела 2.2 Преглед испројектованих АCF претварача	13
Табела 2.3 Опис функција ножица контролера NCP1568 [83]	13
Табела 2.4 Спецификација АCF претварача 57 W	17
Табела 2.5 Спецификација АCF претварача 13 W	17
Табела 2.6 Спецификација трансформатора Т3.....	20
Табела 2.7 Спецификација трансформатора Т2.....	20
Табела 2.8 Спецификација трансформатора за АCF претварач 13 W.....	22
Табела 2.9 Преглед коришћених трансформатора Т2 и Т3 са ефективним преносним односима.....	23
Табела 2.10 Преглед напона на кондензаторима за одсијецање вршног напона	32
Табела 2.11 Преглед ускладиштених енергија у резонантном колу АCF претварача.....	34
Табела 3.1 Поређење АCF претварача са трансформаторима Т2 и Т3.....	42
Табела 3.2 Преглед пребачаја и подбачаја при симулацији динамичке промјене оптерећења	43
Табела 4.1 Преглед кључних измјерених величина за Т3 и Т2	58
Табела 4.2 Преглед свих коришћених трансформатора са параметрима резонантног кола.....	62
Табела 4.3 Преглед хипотетички максималних степена корисног дејства АCF претварача.....	64
Табела 4.4 Кључни параметри из Бодеових дијаграма АCF претварача 57 W.....	73
Табела 4.5 Спецификација ORF претварача 57 W.....	80

Акроними

ACF	active-clamped flyback
ACM	active-clamping mode
APS	auxiliary power-supply
BEV	battery electric vehicle
BOM	bill-of-material
CCM	continuous conduction-mode
CrCM	critical conduction-mode
CTR	current-transfer ratio
DCM	discontinuous conduction-mode
DOI	digital object identifier
EF	electric field
EMI	electro-magnetic interference
EMC	electro-magnetic compatibility
EV	electric vehicle
FET	field-effect transistor
GaN	Gallium-Nitride
GM	gain margin
HDCIV	higher-dc-input-voltage
HV	high voltage
IC	integrated circuit
ICS	inductive charging-system
IPT	inductive power-transfer
LEB	leading edge blanking
MOSFET	metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
PCB	printed-circuit board
PES	power-electronic system
PFC	power-factor corrector
PHEV	plug-in hybrid electric vehicle

PM	phase margin
PT	power transfer
PWB	printed-wiring board
PWM	pulse-width modulation
QP	quasi peak
QRF	quasi-resonant flyback
RCD	resistor-capacitor-diode
SiC	Silicon Carbide
SMD	surface-mounted device
SW	switching node
TIM	thermal-interface material
TVS	transient voltage suppressor
USB-PD	universal serial bus-power delivery
ZCS	zero-current switching
ZVS	zero-voltage switching
VSM	valley-switching mode
WPT	wireless power-transfer
EB	електрично возило
EMI	електромагнетске интерференције

1 Увод

Како употреба електричних возила (ЕВ) постаје све раширенија [1] тако је и све веће интересовање истраживача за бежично индуктивно пуњење њихових батерија [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11],[12], пратеће заштитне функције и стандарде [13], [14], [15], као и интерес за објављивање маркетиншких студија [16]. Чести изрази у литератури су inductive power-transfer (IPT) или само wireless power-transfer (WPT). У компанији Brusa Elektronik AG, гдје је аутор запослен, се користи израз inductive-charging system (ICS) [17]. Због тога ће се скраћеница ICS или само израз „систем“ користити у даљем тексту, а и ради лакоће писања.

На слици датој у [1] (страна 14) приказан је тренд употребе ЕВ на главним свјетским тржиштима. Ту можемо да видимо да је у 2021. години било око 16,5 милиона путничких возила (BEV и PHEV)¹ на путевима анализираних тржишта и да је њихов број утростручен за посљедње три године [1] – што је значајан пораст. Такође, ту сазнајемо да су највећа тржишта ЕВ Кина, ЕУ и САД [1].

Из [16] сазнајемо да је за глобално тржиште бежичног индуктивног пуњења ЕВ пројектован раст са 15 милиона долара (USD) у 2022. години на 377 милиона долара (USD) у 2027. години, уз CAGR² од 88,5% – што је изузетно много. Динамика овог тржишта је сљедећа [16]: главни покретач су предности бежичног пуњења батерија у односу на жично, препрека су трошкови надоградње возила на овај систем, али подршка појединих држава је прилика за спровођење у дјело ове нове технологије. Главни изазов је повећање степена корисног дејства система [16], смањење запремине, масе и цијене. Такође, аутори студије тврде да ће главни пораст бити у сегменту путничких ЕВ (BEV), пуњача опсега снага 3–11 kW, и то у региону Азија-Пацифик [16]. Тема ове дисертације припада управо поменутиим сегментима тржишта бежичних индуктивних пуњача ЕВ са батеријама (BEV).

Анализом претходно наведених чланака [2]–[15], као и њихових референци, утврђено је да је фокус истраживача у њима углавном био на претварању енергије, повећању степена корисног дејства, управљању, пројектовању намотаја, материјалима, компензацији резонантног кола, заштитама, помоћним функцијама и стандардима. Другим ријечима, у објављеној литератури нико није обраћао пажњу на помоћна напајања оваквих система који се напајају из трофазне мреже [19]. Стога је фокус истраживања аутора био усмјерен управо на поменута помоћна напајања што је резултовало радовима [19], [20], [21], [22], [23]. Из ауторовог искуства у развоју многих уређаја фокус је на систем, а помоћно напајање истих се сматра као нешто од споредног значаја. Међутим, треба имати на уму да ако помоћно напајање не ради онда ни систем неће радити [19].

1.1 Предмет, циљ и значај истраживања

Active-clamped flyback (ACF) dc-dc претварач је познат 30-ак година [24], [25], [26], [27]. Међутим, постао је популаран тек посљедњих неколико година и то углавном као пуњач преносних рачунара, таблета, телефона и сличних уређаја потрошачке електронике [28], [29], [30], или као USB-PD (Universal Serial Bus-Power Delivery) адаптер

¹ BEV – battery electric vehicle, PHEV – plug-in hybrid electric vehicle

² CAGR – compound annual growth-rate [18]

[31]. У том сегменту тржишта истраживања су била усмјерена на претвараче снаге до 65 W и излазног напона до 20 V [28], [31], [32], [33], [34] – што мањих димензија. Томе је погодовала и употреба GaN (Gallium Nitride) транзистора [35], [36] који могу да раде на врло високим прекидачким учестаностима (нпр. до 1 MHz) [28], [31], [32], [37]. У поменутом сегменту тржишта АCF претварачи се напајају монофазно из дистрибутивне мреже универзалног опсега напона 90–264 V [31], [33].

У [38] за flyback dc-dc претварач су коришћени изрази непропусни или индиректни претварач. У дисертацији ће се ипак користити енглески израз flyback (флајбек) јер је много одомаћенији у свакодневној инжењерској комуникацији. Иначе, име flyback долази из електронских кола аналогне телевизије [39]. У наслову дисертације АCF претварач је преведен на српски као „претварач са активним одсијецањем вршног напона прекидача“. Ради лакоће писања у дисертацији ће се користити енглески акроним АCF.

Интересантно је примјетити да се АCF dc-dc претварачи користе и у разним „егзотичним“ апликацијама од авијације [40], преко магнетрона са излазним напоном од 1400 V [41], [42] до напајања драјвера прекидача у претварачима већих снага [43], [44]. Чести су и примјери, нпр. код микроинвертора за фотонапонске апликације, гдје је примарна страна претварача иста као код АCF dc-dc претварача, али је секундар другачији [45], [46], [47]. Постоје и рјешења микроинвертора са два АCF dc-dc претварача на примару, али са другачијим секундарима, у преклапајућем режиму рада (interleaved mode) [48], [49]. У литератури је представљен и АCF претварач са двосмјерним (bidirectional) преносом енергије [50]. Снаге АCF претварача могу да иду чак до 3,3 kW што је ове године демонстрирано код конвенционалног пуњача батерија EV (on-board charger) [51].

Главна предност АCF претварача је могућност рециклирања енергије из расипне индуктивности и, самим тим, повећање степена корисног дејства на преко 94% [32]. Друга предност је одсијецање вршног напона доњег прекидача (QL) и, као резултат, мање електромагнетске сметње [52]. Мане су му повећана сложеност (нпр. додатни прекидач и драјвер), цијена и заузети простор на штампаној плочи [19].

До сада није пронађена ни једна публикација, осим ауторових, гдје је АCF претварач примјенљиван као помоћно напајање система бежичног индуктивног преноса енергије [19]. Иначе, flyback dc-dc претварач, у разним варијантама, је генерално веома популаран као помоћно напајање уређаја енергетске електронике [19].

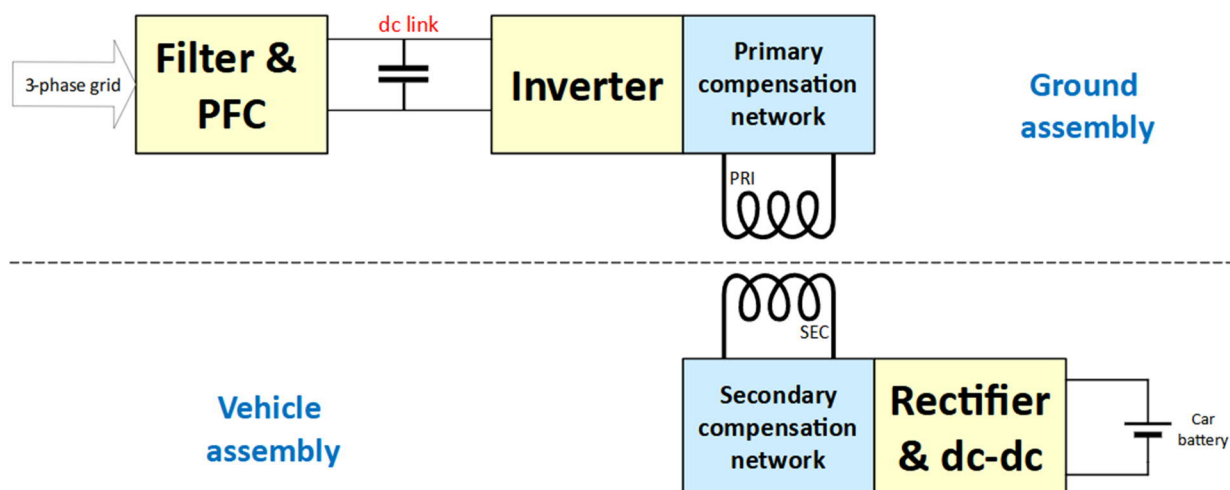
Предмет овог истраживања је АCF претварач, у нетипичној примјени, као помоћно напајање примарне стране бежичног индуктивног пуњача батерија електричних аутомобила [19] као што је нпр. ICS. Ово је сегмент тржишта у настајању (emerging application). У даљем тексту, ради лакоће, користиће се изрази ICS, пуњач или систем, равноправно. Поменути примарни дио пуњача може да се налази на поду (нпр. гараже) или на отвореном (нпр. на паркинзима).

Примјер једног таквог система, прве генерације, је дат на слици 1.1 [17]. На земљи се налази примарни дио (ground assembly [53]), а секундарни дио (vehicle assembly [53]) је монтиран у поду аутомобила (отприлике између предњих точкова). Како то ради у пракси може се погледати на видео снимцима [54], [55] и [56]. Више информација о општим принципима бежичног преноса енергије може се наћи у [57]. Општи блок-дијаграм тока енергије једног оваквог система је дат на слици 1.2 [58]. Помоћно напајање, комуникација и заштитне функције нису приказани на слици 1.2.



Слика 1.1 Примјер примарне стране бежичног пуњача батерија ЕВ³

Улаз АCF претварача је повезан на једносмјерно међуколо (dc link) поменутог система које има промјенљиви напон у опсегу 650–850 V. Додатно, АCF претварач треба да ради и у режиму приправности система (ICS stand-by), тј. када се не пуне батерије аута, али тада је опсег улазног напона 460 V–640 V једносмјерно. Ово је резултат пасивног исправљања трофазног мрежног напона помоћу замајних диода активног коректора фактора снаге (PFC - power factor corrector). Додатни проблем је што, у том случају, поједини секундарни намотаји неће бити коришћени па њихови напони могу да достигну високе вриједности.



Слика 1.2 Дијаграм тока енергије типичног ICS система [58]⁴

³ Used with permission of Brusa Elektronik (München) GmbH, Munich, Germany.

⁴ Used with permission of Brusa Elektronik (München) GmbH, Munich, Germany.

У чланцима [19], [20] и [22] АСФ претварач је напајан напонима у опсегу од 460 V до 850 V једносмјерно. То је било много другачије у поређењу са типичном примјеном АСФ претварача који се напаја напоном са исправљене монофазне мреже универзалног опсега напона 90–264 V (тј. улазни напон је мањи од 400 V једносмјерно). Због тога је у [19] уведен израз „виши једносмјерни напон“ (HDCIV – higher-dc-input-voltage). Под вишим једносмјерним напоном ту се мислило на улазне напоне веће од 400 V, а мање од 1500 V да бисмо избјегли забуну са дефиницијом „високог напона“ према IEC 60038 [59]. Међутим, треба имати у виду да се у аутомобилској индустрији израз „високи напон“ односи на напоне веће од 60 V, а мање од 1500 V једносмјерно; као и веће од 30 V, а мање од 1000 V наизмјенично, према ECE R 100 [60]. Додатно, у Њемачкој да би неко у развоју смио да ради са овим напонским нивоима мора да посједује 2Е и 3Е сертификате према DGUV Information 209-093 [61].

Циљ ове докторске дисертације је да сумира искуство, изазове при пројектовању и раду, као и да представи нова знања која ће бити креирана током симулација на рачунару и експериментима у лабораторији. Биће дати одговори на, до сада, необрађене теме које су универзално примјенљиве за било који АСФ претварач па чак и код конвенционалног flyback претварача или квази-резонантног (QRF – quasi-resonant flyback) претварача. Значи, овдје неће бити представљена никаква нова топологија претварача нити метода управљања истим, већ примјена постојеће топологије у новом сегменту тржишта, тј. нетипичној апликацији. Међутим, један дио добијених резултата ће бити универзално примјенљив за било који АСФ претварач – што има научни карактер.

Значај је у томе што се овим даје могућност произвођачима компоненти да побољшају постојеће или направе нове које би биле одговарајуће за овај нови сегмент тржишта. Додатно, предложени будући правци истраживања би могли да стимулишу остале истраживаче да се више позабаве АСФ претварачем. Практични аспекти ће олакшати пројектовање ових претварача и уштедити вријеме развојним инжењерима. Тиме би се отворила могућност за масовнију примјену АСФ претварача у овом новом сегменту тржишта.

Напомене:

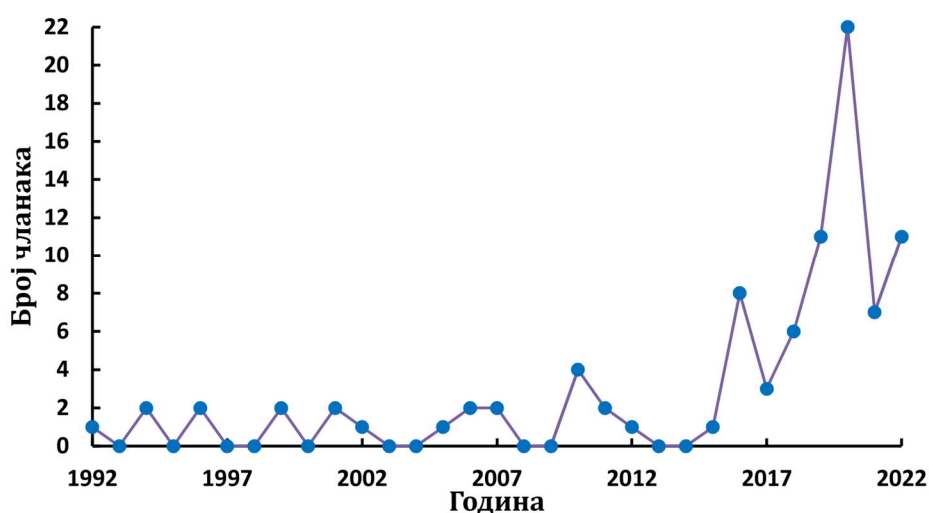
- Ово примјењено истраживање је дио комерцијалног пројекта тако да сви технички детаљи не могу бити доступни јавности, тј. неће моћи бити укључени у дисертацију. Биће приказано само оно што је минимално потребно да би се подржале тврдње и закључци аутора.
- Умјесто правилнијег израза „спрегнуте пригушнице“, код flyback претварача, у тексту ће бити коришћен у пракси уобичајени израз (високофреквентни) трансформатор [20], [21], [62], [63]. Ово је донекле и прихватљиво за АСФ код којег струја магнећења прелази у негативну страну и магнетни флуks се поништава [28] – што је случај код ове дисертације [19].

1.2 Анализа литературе и полазне хипотезе

До сада је објављено 87 чланака (до 25.8.2022. године) у часописима и конференцијама који су директно или индиректно повезани са АСФ претварачем. Додатно, постоји и неколико патената, од којих је само [64] битан за ову дисертацију, као и пар дисертација [36], [65] и једна мастер теза [66].

Графички преглед броја објављених чланака везаних за АСФ претварач у периоду од 1992. године до данас је приказан на слици 1.3. Подаци укључују и ауторове радове, а за годину објављивања је узимана она у којој је чланку додијељен DOI (digital object identifier) код. Са слике 1.3 видимо да је тек од 2016. године значајно порасло интересовање за АСФ претварач у научној литератури, а врхунац се поклапа са 2020. годином када је ово истраживање започето. На слици 1.4 дат је приказ односа броја АСФ чланака по категоријама (до 25.8.2022. године). Ту видимо да конференције заузимају 66,7% (2/3, тј. 58) док ТЈМ (transactions, journals, magazines) заузимају тек 33,3% (1/3, тј. 29) од укупног броја објављених чланака везаних за АСФ претварач.

У објављеној литератури АСФ претварач је напајан или са пасивно-исправљеног напона монофазне мреже или директно са батерија или неког другог извора на једносмјерном напону [63], [67], [68]. У само три чланка представљен је АСФ претварач са вишим излазним напонем ($> 400\text{ V}$) [41], [42], [51]. За развојне инжењере ово је лакша ситуација јер постоји много опробаних рјешења у индустрији као и документација произвођача управљачких интегрисаних кола. За тему ове дисертације, тј. АСФ претварач у HDCIV примјени и ICS, само је мали број чланака био од интереса.

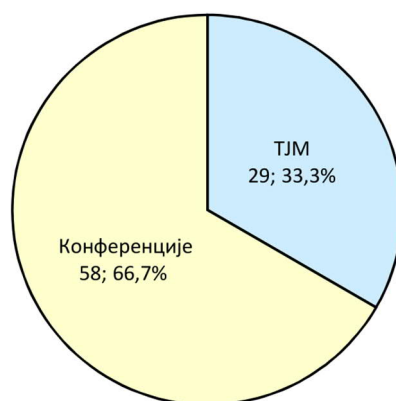


Слика 1.3 Преглед броја објављених чланака по годинама за АСФ претварач

Прегледом поменутих 87 чланака уочено је да се тренутни фокус истраживања у области АСФ претварача може груписати у неколико категорија:

- анализа, пројектовање или оптимизација перформанси са уважавањем компромиса по питању: употребе GaN/SiC транзистора, повећању прекидачке учестаности, смањења димензија, интеграције и степена корисног дејства;
- специфичне примјене или примјене у настајању (emerging applications);
- анализа у фреквентном домену и моделовање за мале сигнале;
- дигитално управљање;
- електромагнетска компатибилност.

Област ове дисертације припада првим трима категоријама.



Слика 1.4 Однос броја ACF чланака по категоријама: конференције према TJM

У већини чланака истицан је много већи степен корисног дејства ACF претварача као и смањене димензије у односу на конвенционалне flyback или QRF претвараче. За ову студију биће занимљиво провјерити да ли то важи и за ACF претварач у 800 V систему. Могућност да степен корисног дејства ACF претварача може бити једнак или мањи од степена корисног дејства конвенционалног flyback претварача није довољно обрађена у литератури. То је само кратко најављено као могућност у [69] и [70]. Сличну могућност аутору је напоменуо и један инжењер током једног вебинара.

Пројектовање ACF претварача за улазни напон до 880 V и великим преносним односом једносмјерног напона (dc-voltage-conversion-ratio), два улазна опсега напона са различитим нивоима оптерећености излаза, и пет секундарних намотаја ће бити изазов који ће генерисати ново знање по питању избора компоненти и његовог рада. Ово до сада није обрађивано у литератури и тиме отварамо нови сегмент могуће примјене ACF претварача.

Губици усљед циркулишуће енергије нису били анализирани за ACF претварач у прекидном режиму рада (DCM – discontinuous conduction mode) и комплементарном раду горњег и доњег прекидача (complementary switching). Додатно, у литератури нико није графички представио зависности губитака снаге, усљед циркулишуће енергије, од улазног напона. У [63] је кратко студиран случај ACF претварача у непрекидном режиму рада (CCM – continuous conduction mode) и complementary switching. ACF претварач у некомплементарном раду горњег и доњег прекидача (non-complementary switching) је само теоријски обрађен у [69] (за DCM и CCM режим рада) као и у [71] само за CCM режим рада.

У литератури од интереса до сада није обрађена сљедећа проблематика:

- зависност максималног степена корисног дејства од индуктивности магнећења трансформатора, преносног односа истога, као и параметара резонантног кола;
- зависност индуктивности магнећења и расипне индуктивности трансформатора од примарне струје;
- промјене пропусног опсега, резерве фазе и резерве појачања у зависности од улазне снаге и напона;
- детаљно поређење ACF претварача са конвенционалним flyback и QRF претварачима (цијена, простор, степен корисног дејства и управљање);

- ефекат унакрсне-регулације (cross-regulation) када се регулише излаз са најмањим оптерећењем – што је супротно од типичног приступа гдје се регулише излаз са највећим оптерећењем;
- промјена прекидачке учестаности и напона прекидача у зависности од оптерећења;
- понашање АСФ претварача при кратком-споју на секундарним намотајима.

У овој дисертацији истраживање и научни доприноси ће бити усмјерени на ове теме и допринијеће бољем разумијевању АСФ претварача за било коју примјену. Додатно, критичка анализа осталих референци од интереса ће бити обављана и у наредним поглављима.

1.3 Методе истраживања

Методе истраживања примјењене у овом раду, као и резултати истих, могу се подијелити у три групе .

- Прву групу чинила је анализа научне и стручне литературе, патената, као и документације произвођача електронских компоненти и мјерних уређаја. То је омогућило идентификацију отворених питања и тема које до сада нису обрађене у научној литератури о АСФ претварачима.
- Други дио резултата је добијен рачунарским симулацијама, анализама и документовању истих.
- Трећи дио резултата је заснован на експериментима у лабораторији над више различитих прототипова (демо-плоча) као и комплетном систему (ICS). Ти резултати су такође документовани и анализирани.

1.4 Структура докторског рада

Ова докторска дисертација, тј. докторски рад, садржи пет основних поглавља, списак коришћених референци, податке о ментору и члановима Комисије, сажетак, биографију и библиографију аутора као и изјаве. Графички приказ основне структуре рада је дат на слици 1.5 са препорученим током читања.

Прво поглавље нас уводи у проблематику која ће бити разматрана у овој дисертацији. Друго поглавље покрива АСФ претварач, његов принцип рада, предности и мане, изазове при пројектовању, архитектуру напајања, преглед управљачких интегрисаних кола и избора компоненти специфичних за ICS примјену.

У трећем поглављу анализираћемо резултате симулација. Четврто поглавље детаљно обрађује резултате експеримената са коментарима и поређењем са резултатима симулација.

Пето поглавље сумира шта је све обрађено у овој дисертацији, даје преглед научних доприноса, практичну примјену, ограничења студије као и могуће правце будућих истраживања.



Слика 1.5 Основна поглавља докторског рада са препорученим током читања

1.5 Објављени научни радови

Најважнији резултати истраживања из ове дисертације су објављени у научним радовима приказаним у табели 1.1 и биће цитирани у тексту. Радови су хронолошки поређани, али од најстаријег ка најновијем са циљем да читаоци могу да виде како су истраживање и објављивања напредовали. Додатно, то може да се уочи и по опадајућем броју цитата.

Табела 1.1 Објављени научни радови у вези дисертације

Назив	Категорија	Impact factor	*Број цитата	*Број прегледа
D. Vračar and M. Pavlovský, "Implementation of active-clamped Flyback dc-dc converter in an 800 V system," in PCIM Europe digital days, 2021, pp. 1163–1170, ISBN 978-3-8007-5515-8. https://ieeexplore.ieee.org/document/9472384 .	M33	-	4	65
D. Vračar, M. Pavlovský, and P. Pejović, "Active-clamped Flyback dc-dc converter in three-phase application," in 2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee), Novi Sad, Serbia, Oct. 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/Ee53374.2021.9628263. https://ieeexplore.ieee.org/document/9628263	M33	-	3	83
D. Vračar and P. Pejović, "Active-clamp flyback as auxiliary power-supply of an 800 V inductive-charging system for electric vehicles," in IEEE Access, vol. 10, pp. 38254–38271, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3165059. Electronic ISSN: 2169-3536 https://ieeexplore.ieee.org/document/9749268	M22	3,476	3	1067
D. Vračar and P. Pejović, "Active-Clamped Flyback DC-DC Converter in an 800 V Application: Design Notes and Control Aspects," Journal of Electrical Engineering, vol. 73, no. 4, pp. 237–247, 2022, doi: 10.2478/jee-2022-0032 On-line ISSN: 1339-309X http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=pr&no=4_122	M23	0,840	1	Није доступно

D. Vračar, "Quasi-resonant flyback converter as auxiliary power-supply of an 800 V inductive-charging system for electric vehicles," in IEEE Access, vol. 10, pp. 109609-109625, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3214526. M22 3,476 0 157
Electronic ISSN: 2169-3536
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9919182>

* Број цитата и број прегледа (download или full-text view) су дати за дан 05.12.2022. године (извори: SCOPUS⁵ и IEEE Xplore®).

У дисертацији је коришћен и материјал из предавања по позиву (keynote speech, M32) које је одржано 10.11.2022. године у Бањалуци:

D. Vračar, "Wireless Inductive Charging of Electric Vehicles is Coming", XIV International Symposium on Industrial Electronics and Applications - INDEL 2022, 9–11 November 2022, Banja Luka, RS, Bosnia and Herzegovina. <http://indel.etfbl.net/keynote.html>

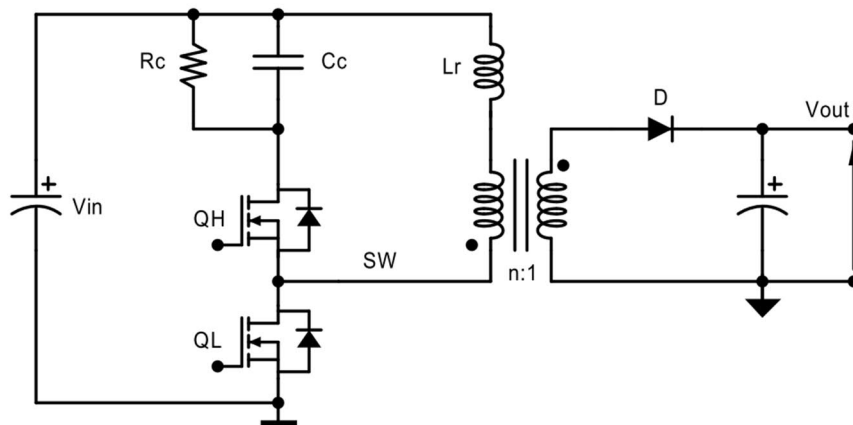
⁵ www.scopus.com

2 Active-clamped flyback dc-dc претварач

У овом поглављу обрадићемо АCF претварач, његов принцип рада, предности и мане, изазове при пројектовању, архитектуру помоћног напајања ICS, преглед управљачких интегрисаних кола и избор компоненти специфичних за ICS примјену. Опште познати поступци при пројектовању flyback претварача, као што су одабир примарног прекидача, пројектовање трансформатора, избор излазних кондензатора и диода, су исти као код конвенционалног [69] и зато ће бити прескочени. У овом поглављу ће бити обрађено само оно што је специфично за АCF претварач.

Општа шема АCF претварача је дата на слици 2.1 [19]. Ознаке на њој су: V_{in} је напон на улазном кондензатору (тј. напон једносмјерног међукола у нашем случају), QH и QL су горњи и доњи прекидачи (high-, low-side switch), редом; индуктивност L_r се састоји од спољне пригушнице и расипне индуктивности трансформатора; C_c је кондензатор за одсијецање вршне вриједности напона (clamping capacitor); R_c је заштитни отпорник (clamping resistor); L_m је индуктивност магнећења трансформатора (није означена на слици); n је преносни однос трансформатора, D је излазна диода и V_{out} је излазни напон, тј. напон електролитских кондензатора на излазу.

АCF претварач је разликује од конвенционалног flyback претварача у смислу да се прекидач QH користи умјесто диоде у пасивном RCD (resistor-capacitor-diode) снабер-колу (snubber circuit)⁶. QH је активно управљан да би се повећао степен корисног дејства рециклирањем енергије која је ускладиштена у расипној индуктивности [19], [20]. Због тога се и негдје користи израз активно снабер-коло [51]. У HDCIV апликацијама морамо користити додатну пригушницу, на ред са примарним намотајем трансформатора, да бисмо остварили меко прекидање QL при нултом напону (ZVS - zero-voltage switching) [20], [21]. У даљем тексту користиће се скраћеница ZVS ради лакоће писања. Тачка SW (switching node) представља напон дрејна (drain-source voltage) доњег прекидача (QL) и то је најкритичнија тачка претварача са аспекта вршних вриједности напона и распореда компоненти на штампаној плочи.



Слика 2.1 Општа шема АCF претварача

⁶ Снабер-коло има улогу пригушења вршних вриједности напона расипањем дијела енергије резонантног кола. Правилан превод би био пригушно-коло, али се овдје неће користити јер се израз снабер одомаћио у свакодневној инжењерској комуникацији.

Предности и мане АCF претварача, у односу на конвенционални flyback претварач, у системима са монофазним (једнофазним) улазним напоном су анализиране у [20] и [21] и овдје ћемо их укратко поновити. Главне предности су:

- већи степен корисног дејства;
- ZVS укључење доњег прекидача (QL), тј. мањи прекидачки губици;
- мање електромагнетске интерференције (ЕМИ; на енглеском EMI – electro-magnetic interference) [52] због активног одсијецања вршног напона QL.

Мане АCF претварача у системима са монофазним улазним напоном:

- већа сложеност и цијена због употребе додатног прекидача (QH), драјвера (high-side driver) и, у неким случајевима, додатне пригушнице;
- заузети простор на штампаној плочи је већи чиме се додатно повећавају производни трошкови.

Међутим, за претвараче са трофазним напоном на улазу, тј. за HDClV примјену, и са виском напонским преносним односом (нпр. > 80) уочено је да је степен корисног дејства упоредив или чак мањи него код конвенционалног flyback претварача и да је употреба додатне пригушнице обавезна [19]. Додатна мана је потреба за хлађењем те пригушнице што још више повећава цијену претварача [19].

Извјестан проблем за масовнију примјену АCF претварача у ICS апликацији је недостатак одговарајућих компоненти на тржишту. Међутим, као што је већ речено, АCF претварач је познат по смањеним проблемима са ЕМИ [52] што може бити кључна предност за ICS примјену [19].

2.1 Преглед управљачких кола

За помоћно напајање било ког склопа (тј. система) енергетске електронике (PES – power-electronic system) потребно нам је неко (аналогно) управљачко коло (control IC). Помоћно напајање има два основна захтјева. Прво, увијек мора да се покрене са покретањем система и, друго, мора да ради поуздано у свим радним условима за предвиђени радни вијек поменутог система [19]. Степен корисног дејства помоћног напајања није кључни параметар све док немамо проблеме са прегријавањем појединих компоненти [19]. Из ауторовог искуства кључни параметри било ког помоћног напајања су: поузданост, функционалност, заштитне функције, заузети простор и цијена [19].

Flyback dc-dc претварач је најпопуларнији dc-dc претварач који се користи код помоћних напајања [19]. Може бити у DCM, CCM, само-осцилујућој (self-oscillating) [72], квази-резонантној (QR) [34], [73], или active-clamped [24] варијанти. Такође, постоји и варијанта са два прекидача [74], [75]. За више информација о поређењу DCM и CCM режима рада конвенционалног flyback претварача погледати [76].

Flyback dc-dc претварач је јефтин, једноставан, лак за пројектовање, лако је направити више излаза као и омогућити изолацију између примарног и секундарних намотаја, и поларитет излаза се лако може промијенити [77], [78]. Додатно, flyback претварач може бити са примарном [79], [80] или секундарном регулацијом; са [81] или без синхроног исправљања (synchronous rectification) на излазима [19]. У пракси и литератури су чешћи случајеви са секундарном регулацијом и примарном резонансом

без синхроног исправљања — што је случај и код ове дисертације. За оне који желе да знају више препоручује се рад [75] гдје је дато поређење четири варијанте flyback dc-dc претварача са Si и GaN прекидачима.

У овој дисертацији ACF претварач је одабран за топологију помоћног напајања ICS јер су у литератури представљена многа рјешења са великим степеном корисног дејства (> 90%)[29], [69], [82], и наведено је да има мање електромагнетске сметње [52]. У експерименталном поглављу ћемо видјети да ли је то заиста тако и код HDCIV примјена, тј. ICS.

За сада само три произвођача праве управљачка кола за ACF претварач и то: onsemi [83], TI [84] и Sillana Semi [85]. Поређење између њих је дато у табели 2.1 [19]. Параметри за поређење су одбрани на основу практичних аспеката по питању пројектовања електричне шеме и рада претварача, а базирано на ауторовом дугогодишњем искуству. Управљачко коло SZ1130 није задовољило неколико основних захтјева (означени црвено у табели 2.1). Најважнији је да због интегрисаног горњег прекидача (620 V FET) није га било могуће користити за ICS [19]. Треба имати у виду да Sillana Semi има још два управљачка кола у понуди (SZ1110 и SZ1131) [86], али и они имају интегрисан 620 V FET прекидач. Због тога ни једно није подесно за HDCIV примјену.

Табела 2.1 Поређење управљачких кола ACF претварача

Ставка/Произвођач	onsemi ⁷	TI ⁸	Sillana Semiconductor
Ознака произвођача	NCP1568	UCC28780	SZ1130
HV start-up 700 V	Да	Да	Не
Enable сигнал	Да	Да (NTC)	Не
FET и GaN подршка	Да	Да	Само FET
Макс. прекидачка учестаност	1 MHz	1 MHz	146 kHz
ZVS рад	Да	Да	Да
Адаптивни multi-mode рад	Да	Да	Да
Stand-by режим рада	Да	Да	Да
Спољни драјвер потребан за QL	Не	Да	Не
Интегрисан clamp-FET	Не	Не	Да
SIMPLIS модел расположив	Да	Да	Не
Кућиште	TSSOP-16	SOIC-16 WQFN-16	SOIC-16

Избор између NCP1568 [83] и UCC28780 [84] није био једноставан јер су испуњавали скоро све критеријуме из табеле 2.1. Употреба додатног полумосног драјвера је била свакако оправдана у овој ситуацији тако да ставка о коришћењу спољнег драјвера (табела 2.1) није била пресудна. Због свега тога је одлучено да се испројектују два различита ACF претварача (ACF 1 и ACF 2) и њихов преглед је дат у табели 2.2. У табели 2.2, ради прегледности, укључен је и претварач 57 W (ACF 3) — који је детаљно обрађен у овој дисертацији. Хронолошки гледано, прво су испројектовани ACF 1 и ACF 2, а затим, када је одабрано управљачко коло, и ACF 3. Табела 2.2 такође садржи број различитих верзија које су направљене током истраживања и развоја. Промјена архитектуре напајања и прецизнија оцјена потрошње је имала утицај на креирање спецификације претварача ACF 3.

⁷ ON Semiconductor је у 2021. години промијенио име (rebranding) у onsemi [87].

⁸ Texas Instruments Inc.

Табела 2.2 Преглед испројектованих АСФ претварача

Име	Управљачко коло	Улазни напон	Снага	Број верзија
ACF 1	NCP1568	Исправљена трофазна мрежа	13 W	1
ACF 2	UCC28780	Исправљена трофазна мрежа	75 W	1
ACF 3	NCP1568	Једносмјерно међуколо 800 V	57 W	3

Оба претварача (ACF 1 и ACF 2) су направљена и била су напајана са исправљеног напона трофазне мреже. За исправљање мрежног напона коришћен је конвенционални трофазни диодни мост [88]. Након тестирања у лабораторији одабрано је управљачко коло NCP1568 [83] за даљи рад из два разлога:

- електрична шема АСФ претварача са NCP1568 је била много једноставнија и заузима је мањи простор на штампаној плочи и, самим тим, је била и јефтинија;
- АСФ претварач са UCC28780 никад није ни прорадио, а није било довољно времена за детаљнију дијагностику јер се одлука морала донијети брзо.

Због тога је и рад са претварачем АСФ 3, који је тема ове дисертације, као и сви објављени радови аутора [19], [20], [21], [22], урађен са управљачким колом NCP1568. У даљем тексту он ће бити референциран као АСФ или АСФ претварач 57 W. Распоред ножица (пинова) управљачког кола NCP1568 је дат на слици 2.2 [83], а преглед назива и функција истих је дат у табели 2.3 [83].

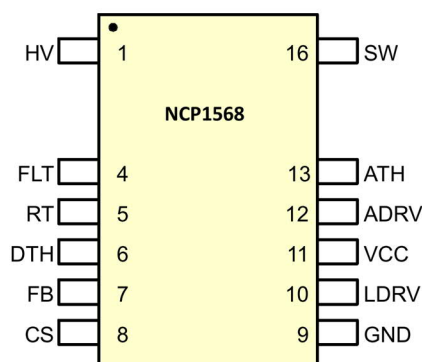
Табела 2.3 Опис функција ножица контролера NCP1568 [83]

Број ножице	Назив	Функција
1	HV	Улаз старт-кола за високи напон (HV start-up 700 V).
2, 3, 14, 15	-	Уклоњени због сигурносних растојања.
4	FLT	Контролер улази у режим квара ако напон пређе/падне испод прагова за детекцију кварова.
5	RT	Отпорник постављен ка маси одређује минималну учестаност интерног осцилатора.
6	DTH	Отпорник постављен ка маси одређује праг прелаза између ATH и DCM режима рада.
7	FB	Улаз за повратну спрегу који дозвољава директно повезивање оптокаплера.
8	CS	Улаз за мјерење струје.
9	GND	Маса.
10	LDRV	Драјвер доњег прекидача (12 V).
11	Vcc	Улаз за напајање.
12	ADRV	Драјвер горњег прекидача (5 V).
13	ATH	Отпорник постављен ка маси одређује праг прелаза између DCM и ATH режима рада.
16	SW	Повезује се на SW тачку и служи за адаптивно управљање мртвим временом и ZVS-базирану модулацију прекидачке учестаности.

Додатно, неки од резултата са претварачем АСФ 1 ће бити приказани у дисертацији и он ће бити референциран као АСФ претварач 13 W. Занимљиво је да је, осим код аутора дисертације, управљачко коло NCP1568 поменуто у још само једном чланку о АСФ претварачима [89]. Међутим, у неколико других се помиње UCC28780 [70],

[34], [43], [90], [91]. Претпостављамо да је један од разлога за већу популарност UCC28780 у чланцима то што неки од аутора или раде за TI или имају пословне односе са њима.

Иначе, претварач са UCC28780 је имао компликовано високонапонско коло за старт. Ту је употреба N-каналног MOSFET прекидача са индукованим каналом (normally-on или depletion mode) била обавезна [84]. Претпоставка је да је у том колу и узрок зашто претварач ACF 2 никад није прорадио, али то, за сада, остаје неријешен проблем. Аутор је става да, иако се сматра да је већина научних радова поларизована ка објављивању само позитивних резултата [92], треба објављивати и негативне резултате. Тиме се не само подстиче критичко размишљање [93], већ понекад штеди труд, вријеме, новац и други ресурси осталих истраживача.



Слика 2.2 Распоред ножица NCP1568

Употреба управљачког кола NCP1568 чини да ACF претварач ради са примарном-резонансом (primary-resonance), управљањем на секундарној страни (secondary-side regulation), одсијецањем вршне вриједности напона помоћу MOSFET прекидача N-типа (N-type clamp) [69], адаптивним више-режимским (adaptive multi-mode) радом са промјенљивом прекидачком учестаношћу и комплементарним прекидањем (complementary switching) у DCM ACM (active-clamping mode) режиму рада. Ово би била пуна дефиниција ACF претварача који је предмет ове дисертације. За више информација о раду оваквог ACF претварача погледати [64], [82], [83] и [94].

Иначе, два додатна управљачка кола, NCP1568D [95] и UCC28782 [96], нису била расположива на тржишту у тренутку када је рад на ICS пројекту започео [19]. Због тога нису ни разматрани у табели 2.1. Међутим, NCP1568D је и даље у „product preview“ фази, а UCC28782 је више намијењен за ac-dc примјене. Због тога можемо рећи да ништа нисмо ни пропустили. Имајмо у виду да је и компанија Power Integrations недавно представила серију ClampZero [97]. Међутим, та група производа се мора користити заједно са њиховим другим производима, али само за монофазну примјену. Због свега тога закључујемо да ни те компоненте нису подесне за HDCIV примјене [19].

У литератури се изрази DCM или CCM користе и код ACF претварача који ради у ACM. То зависи од тога да ли је струја магнећења стално позитивна (CCM: [27], [98], [99]), или иде у негативну страну током времена искључења (DCM: [33], [67], [69]). Али, ако исти ACF претварач ради са онемогућеном граном за одсијецање вршног напона доњег прекидача (disabled clamping), при малом оптерећењу, онда је значење DCM исто као код конвенционалног flyback претварача у прекидном режиму вођења (DCM). Због тога ће се у дисертацији изрази DCM или disabled-ACM равноправно користити за такав режим рада. А изрази ACM или DCM ACM ће се равноправно користити за ACF претварач код којег струја магнећења иде у негативну страну. Важно је напоменути да аутори у

[29], [89] и [94] користе израз „режим критичног провођења“ (CrCM – critical conduction-mode) умјесто DCM (ACM) за период када струја магнећења ACF претварача прелази у негативну страну. Овај израз је заправо правилнији јер струја магнећења само два пута пролази кроз нулу, у једном прекидачком циклусу, али никад није нула у неком коначном интервалу времена – што је случај код конвенционалног DCM рада било ког претварача (по дефиницији). Међутим, током истраживања аутор дисертације је био под утицајем других аутора, који су употребљавали израз DCM, па је увео нови израз DCM ACM, да би се избјегла забуна, и тај израз се користио у [19], [22].

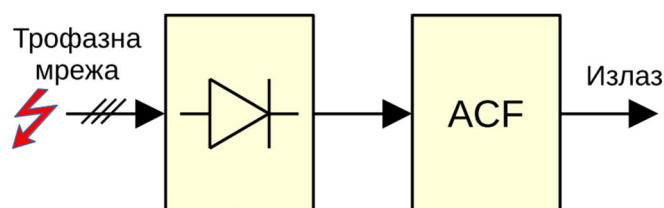
Већ је речено да управљачко коло, које користимо у овој дисертацији, ради са комплементарним прекидањем QL и QH прекидача. Некомплементарно прекидање за сада није популарно у индустрији [62] – иако се њиме може постићи већи степен корисног дејства [69], [71]. Претпоставка је да је ова техника управљања или патентирана, па произвођачи управљачких кола не желе да је користе, или постоје неке друге мане које аутор до сада није у потпуности сагледао (нпр. утицај ЕМИ). Ове чињенице могу бити тема за неко будуће истраживање.

Треба напоменути да постоји и варијанта ACF претварача са одсијецањем вршне вриједности помоћу P-каналног MOSFET прекидача (P-type clamp) [100], [101], [102], али она није популарна иако аутори у [100] тврде да је јефтинија (у њиховом случају). Аутор дисертације је става да је P-канални MOSFET генерално скупљи од N-каналног и има веће губитке провођења због веће отпорности R_{DS_ON} , а за HDCIV апликацију био то још било израженије и по питању губитака и по питању расположивости таквих транзистора. У свој осталој прегледаној литератури обрађује се N-type clamp ACF претварач, као и у овој дисертацији, и зато то нећемо посебно наглашавати јер ће се сматрати да је подразумевано.

Из [83], [84], [85] и [86] је очигледно да произвођачи управљачких кола су имали у виду само примјене код монофазних система. Иницијални приједлози нових својстава управљачких кола ACF претварача за употребу у HDCIV системима су дати у [20], а у [19] су проширени и биће наведени у поглављу 2.5.

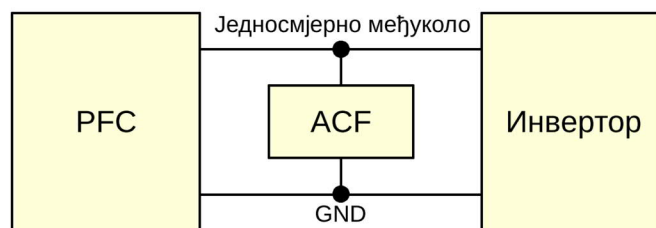
2.2 Архитектура напајања и спецификација претварача

У поглављу 2.1 је речено да су, током евалуације различитих управљачких кола, направљена два претварача напајана са исправљене трофазне мреже (табела 2.2). Блок-дијаграм таквог концепта, тј. архитектуре, напајања је дат на слици 2.3. Детаљна анализа ACF претварача 13 W, који је користио ту архитектуру, је представљена у [21]. Он је био планиран само да напаја потрошаче који раде у режиму приправности ICS. Овако напајан претварач такође припада HDCIV системима. Међутим, тај приступ код ICS је напуштен због захтјева да ACF претварач мора да издржи и тест са високоенергетским пренапонским таласима (surge-voltage tests) према IEC 61000-4-5 [103] – што је носило одређене ризике.

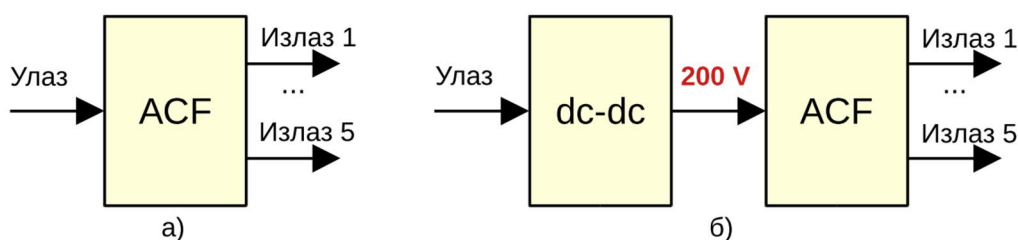


Слика 2.3 Првобитна архитектура помоћног напајања

Због тога се приступило другачијој архитектури напајања. Наиме, помоћно напајање ICS (APS - auxiliary power-supply)⁹ је повезано на једносмјерно међуколо (dc link)¹⁰ система на начин приказан на слици 2.4 [22] – што је иначе и типично код индустријских напајања [22].



Слика 2.4 Тачка повезивања помоћног напајања у ICS систему



Слика 2.5 Могуће архитектуре помоћног напајања повезаног на једносмјерно међуколо

Анализиране су двије могуће верзије архитектуре помоћног напајања ICS повезаних на једносмјерно међуколо. Блок-дијаграми истих су дати на слици 2.5 и слични су концепту представљеном у [23]. У нашем случају коришћена је прва варијанта (а) због ограничења простора на штампаној плочи. Међутим, варијанта са два претварачка степена у каскади (б) би могла да има већи укупан степен корисног дејства, једноставније и јефтиније рјешење ACF претварача као и трансформатор. Али, у том случају, морали бисмо водити рачуна и о колу за покретање првог (неизолованог) dc-dc претварача (HV start-up). Додатно, овим рјешењем би се повећао заузети простор на штампаној плочи као и сложеност читавог рјешења помоћног напајања. Поука је да је за сваки конкретан случај потребна детаљна техно-економска анализа, тј. не постоје унапријед дефинисана рјешења.

Спецификација ACF претварача 800 V је иста као у [19], [20] или [22] и приказана је у табели 2.4. У табели 2.4 опсег улазног напона у режиму приправности (stand-by) рефлектује пасивно-исправљени линијски напон трофазне дистрибутивне мреже (тј. 325–450 V) [20]. Главни фокус и научни доприноси дисертације су добијени радом на овом претварачу (> 99%).

Међутим, пошто су неки резултати за ACF претварач 13 W често цитирани или наведени одлучено је да се прикаже и његова спецификација (табела 2.5) – која је модификација табеле из [21] (TABLE I). Имајмо на уму да, ако није другачије наведено у тексту, сви резултати дисертације ће се односити на 800 V ACF претварач 57 W.

⁹ Негдје се користе и изрази "Housekeeping supply" или "Low-voltage power supply"; њем. „Hilfsstromversorgung“.

¹⁰ Негдје се користи и израз "Bulk voltage"; њем. „Zwischenkreis“.

Табела 2.4 Спецификација ACF претварача 57 W

Величина	Вриједност
Улазни једносмјерни напон (ICS power transfer)	620–880 V
Улазни једносмјерни напон (ICS stand-by)	460–640 V
Излаз 1: регулисани напон	+ 5,5 V
Излаз 1: струја оптерећења	1 A
Излаз 2: напон	+ 5,5 V
Излаз 2: струја оптерећења	2,2 A
Излаз 3: напон	+ 22 V
Излаз 3: струја оптерећења	1,7 A
Излази 4 и 5: напон	± 11 V
Излази 4 и 5: струја оптерећења	± 40 mA
Називна снага	57 W
Излазна снага кад је систем у stand-by режиму	< 10 W
Напонски преносни однос ка излазу 5,5 V	112,7–154,5
Минимална прекидачка учестаност, f_{sw_min}	63 kHz

Табела 2.5 Спецификација ACF претварача 13 W

Величина	Вриједност
Улазни једносмјерни напон	460–640 V
Излаз 1: регулисани напон	+ 5,5 V
Излаз 1: струја оптерећења	2,2 A
Излази 2 и 3: напон	± 11 V
Излази 2 и 3: струја оптерећења	± 40 mA
Називна снага	13 W
Минимална прекидачка учестаност, f_{sw_min}	63 kHz

Минимална прекидачка учестаност је ограничена на око 63 kHz помоћу додатог отпорника 160 k Ω (ножица, тј. пин, број 5: RT ка маси [83]; табела 2.3). У [83] је дата формула за минималну учестаност интерног осцилатора

$$f_{osc} = \frac{1}{160k\Omega \cdot 100 pF} \quad (2.1)$$

и резултат је био 62,5 kHz, али приликом тестирања оба ACF претварача (13 W и 57 W) минимална прекидачка учестаност се кретала у опсегу 63–66 kHz и зато је 63 kHz наведено у табелама 2.4 и 2.5.

Ово је било ван спецификације NCP1568, али је одобрено од стране onsemi тима за подршку [104]. Иначе, подразумијевана минимална прекидачка учестаност овог кола је око 100 kHz [83]. Као „правило палца“ („rule-of-thumb“), прекидачка учестаност од око 65 kHz је типичан компромис између димензија претварача и прекидачких губитака [19], [77]. Опште упутство за пројектовање претварача са NCP1568 је дато у [82], а корисно је погледати [65] и [84].

У овом пројекту није коришћено синхроно исправљање на излазу претварача јер је ACF већ био довољно компликован. Синхроно исправљање значи да се умјесто диоде користи N-канални MOSFET прекидач са специјалним драјвером за ту сврху. Додатно, у [29] аутори су става да ACF претварач са резонансом на примару (наш случај) може

имати нестабилности ако се користи синхронно исправљање на секундару [19]. Иначе, са резонансом на секундару може да се користи синхронно исправљање [81]. Познато је да се са синхроним исправљањем могу постићи већи степени корисног дејства [99]. Више информација о синхронном исправљању код flyback претварача може се наћи у [105] и [106].

При мањим оптерећењима ($< 10 \text{ W}$), тј. кад је ICS у режиму приправности (stand-by mode), ACF претварач је радио као конвенционални flyback претварач у DCM или pulse-skipping режиму да би повећао степен корисног дејства. При већим оптерећењима ACF претварач је радио у режиму активног одсијецања вршног напона доњег прекидача (ACM).

У овој примјени имали смо изазов сасвим друге врсте. Наиме, ACF има два улазна опсега напона (табела 2.4), са различитим укупним оптерећењем, и различитим оптерећењима појединих излаза. За режим рада ICS, када се врши пренос енергије (power-transfer mode), оцијењено је максимално оптерећење ACF претварача од 57 W — при свим оптерећеним излазима. При тим условима ACF је радио у DCM ACM режиму. За режим приправности (stand-by) ICS, када су само помоћне функције система активне (нпр. заштита живих бића, детекција страних тијела и позиционирање), максимално оптерећење је оцијењено на $< 10 \text{ W}$. У таквој ситуацији један $5,5 \text{ V}$ излаз као и излаз 22 V су скоро без оптерећења. При том сценарију ACF претварач је радио са disabled-ACM граном, тј. као конвенционални flyback претварач у DCM. Такав режим рада је отежао пројектовање аналогног управљања ACF због ефекта унакрсне-регулације. Због тога смо морали користити Зенер (Zener) диоде и блидер (bleeder)¹¹ отпорнике да би излазне напоне држали под контролом када је систем у режиму приправности. У већини објављених чланака, везаних за ACF претварач, аутори су углавном имали само један излаз — што је много лакше за рад и анализу.

2.3 Принцип рада и основни таласни облици

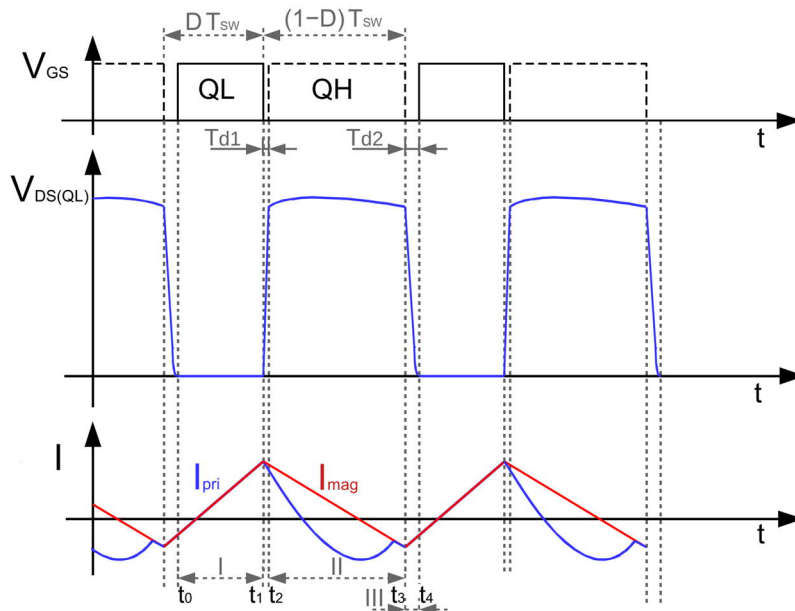
Детаљан опис рада ACF претварача са комплементарним прекидањем, у DCM ACM (CrCM) режиму рада, у временском домену са седам еквивалентних кола (топологија), током једне прекидачке периоде, је дат у [33] и [67]. Међутим, овдје ћемо користити поједностављени приступ представљен у [94]. Више информација о ACF претварачу са комплементарним прекидањем у CCM је дато у [27], [98], [99], док је ACF претварач са некомплементарним прекидањем у DCM и CCM режимима описан у [69].

На слици 2.6, базираној на [94], приказани су таласни облици ACF претварача у CrCM (DCM ACM) режиму рада. Ту су T_{d1} и T_{d2} „мртва“ времена (dead-time), која су увијек различита, а T_{sw} је прекидачка периода. На слици 2.7, базираној на [94], дата су одговарајућа еквивалентна кола ACF претварача за временски дијаграм и таласне облике са слике 2.6. Ту су ознаке су мало другачије у односу на слику 2.1. Легенда: $S1 = QL$, $S2 = QH$, $S_D = D$, $Cr = Cs$, R_L је оптерећење, а V_0 је излазни напон.

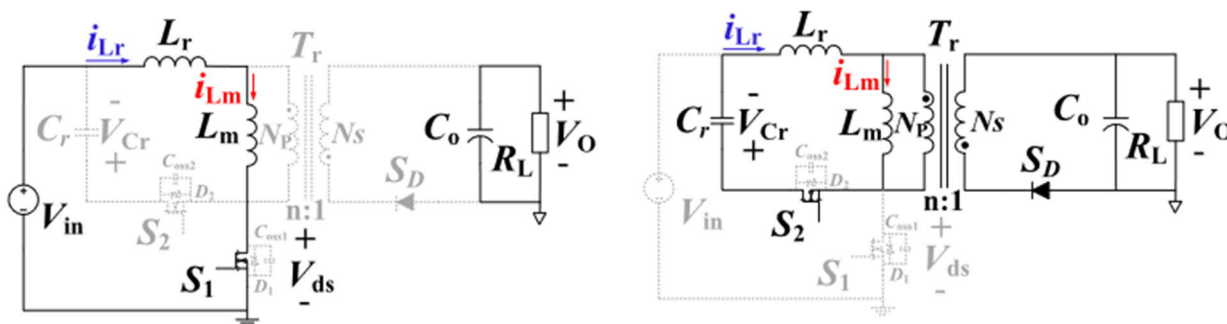
ACF претварач у CrCM (DCM ACM) режиму рада има три дијела у току једне прекидачке периоде [94]. Први дио је складиштење енергије (I) од t_0 до t_1 (слика 2.6) [94]. У том дијелу улазни напон је доведен на редну везу L_m и L_r , струје примара (I_{pri}) и магнетнења (I_m) расту линеарно, а енергија се складишти у L_m и L_r [94]. Пошто тада нема преноса енергије од примара ка секундару, излазни напон је једнак напону излазног кондензатора [94]. Еквивалентно коло је дато на слици 2.7а [94]. Након тога имамо

¹¹ Израз bleeder дословно значи „онај који лако крвари“, што је случај код болести хемофилије, и зато није ни превођен на српски него је само фонетски записан као блидер — што је и одомаћено у пракси.

пренос енергије (II) од t_2 до t_3 (слика 2.6) са еквивалентним колом датим на слици 2.7б [94]. У овом дијелу имамо потпуни пренос енергије од примара ка секундару, L_r је у резонанси са C_r , а напон на L_m је једнак (clamped) излазном напону претвараача [94]. Трећи дио је реализација ZVS (III) од t_3 до t_4 са еквивалентним колом датим на слици 2.7в [94]. У овом случају L_m и L_r учествују у реализацији ZVS (поглавље 2.7) [94]. Излазни напон претвараача је поново једнак напону излазног кондензатора [94].

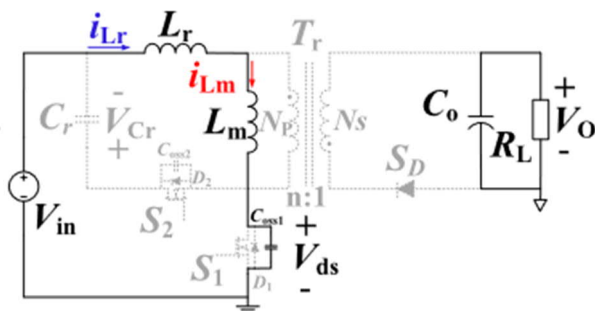


Слика 2.6 Таласни облици ACF претвараача у CrCM (DCM ACM) режиму рада



(a) (© 2020 IEEE)

(б) (© 2020 IEEE)



(в) (© 2020 IEEE)

Слика 2.7 Еквивалентна кола ACF претвараача у CrCM (DCM ACM) режиму рада (© 2020 IEEE)

2.4 Високофреквентни трансформатор за АСФ претварач

2.4.1 Спецификација и пројектовање

Пројектовање (високофреквентног) трансформатора за АСФ претварач је слично пројектовању трансформатора за било који други flyback dc-dc претварач. Због тога ћемо овдје дати само пар напомена. Детаљна студија о пројектовању трансформатора за DCM flyback претварач са више излаза је представљена у [107]. У [108] аутори су става да већина губитака у конвенционалном DCM flyback претварачу долази од трансформатора. Додатно, у [67] је напоменуто да је ускладиштена енергија у АСФ претварачу мања него код конвенционалног flyback претварача што значи да се могу смањити димензије његовог трансформатора.

За даљи рад погледати књиге за анализу и пројектовање високофреквентних магнетних компоненти [109], [110] и [111]. Могућности имплементације додатне пригушнице и индуктивности магнећења код АСФ претварача су разматране у [100], а у [112] је дат примјер са планарним трансформатором.

Табела 2.6 Спецификација трансформатора Т3

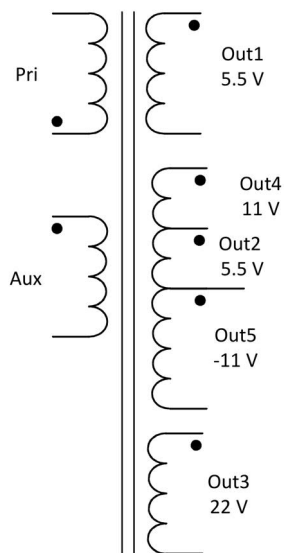
Величина	Вриједност
Максимални вршни напон на примару	> 960 V
Сигурносна растојања	> 7,9 mm
Преносни однос примар – излази 1 и 2	15
Преносни однос примар – излаз 3	3,75
Преносни однос примар – излази 4 и 5	7,5
Облик језгра	ETD29
Материјал језгра	N87, TP4, DMR40
Индуктивност магнећења, L_m	0,6 mH
Максимална вршна струја на примару, I_{pri_max}	1,83 A

Табела 2.7 Спецификација трансформатора Т2

Величина	Вриједност
Максимални вршни напон на примару	> 960 V
Сигурносна растојања	> 7,9 mm
Преносни однос примар – излази 1 и 2	15
Преносни однос примар – излаз 3	3,75
Преносни однос примар – излази 4 и 5	7,5
Облик језгра	ETD29
Материјал језгра	N87, TP4, DMR40
Индуктивност магнећења, L_m	0,4 mH
Максимална вршна струја на примару, I_{pri_max}	2,32 A

Пошто није било могућности за развој оптимизационог алгоритма за пројектовање трансформатора, одлучено је да се направи неколико верзија трансформатора са различитим индуктивностима магнећења и да се измјери степен корисног дејства за сваки од њих. Кључни подаци за два трансформатора 60 W (Т3 и Т2), који су највише коришћени у овој дисертацији и у објављених научним радовима, су дати у табелама 2.6 и 2.7. Из табеле 2.7 видимо да се трансформатор Т2 разликује само за вриједност индуктивност магнећења и, као посљедици тога, максималној вршној струји примара па и губицима. Њихов симбол, коришћен у електричној шеми, је приказан на слици 2.8, а примјер изведбе је дат на слици 2.9 [22]. Иначе, споља гледано,

оба трансформатора T2 и T3 изгледају исто. Трансформатор је мало предимензионисан (око 5,3%) у односу на потребну снагу од 57 W (табела 2.4) да бисмо имали резерву ако се пројектни захтјеви касније промијене. Улога помоћног намотаја (AUX; слика 2.8) је снабдијевање енергијом управљачког кола NCP1568 и полумосног драјвера прекидача QL и QH.



Слика 2.8 Символ у електричној шеми за коришћени трансформатор 60 W



Слика 2.9 Слика трансформатора T2

Стандардно калемско тијело (bobbin), тј. носач намотаја и језгра, за ETD29 [113] је коришћено да бисмо могли физички смјестити два примарна и пет секундарних намотаја, на различитим потенцијалима (тј. масама), као и да би се испоштовали захтјеви за сигурносна растојања у ваздуху (clearance) и по површини материјала (creepage) од преко 7,9 mm [19]. Да би се смањила ова сигурносна растојања као и да би се расподјела температуре изједначила коришћен је поступак заливања (potting). Сигурносна растојања за трансформатор су израчуната према IEC 61558-1 [114] и IEC 61558-2-16 [115]. Због свега претходно реченог, као и високог напона на примарном намотају (табеле 2.6 и 2.7), можемо рећи да је употребијено калемско тијело ETD29 било и једно од најмањих могућих за ову примјену. То значи да, у нашем случају, рад са прекидачком учестаношћу већом од нпр. 70 kHz не би донио никакве предности по питању потенцијалног смањења димензија трансформатора [20], него би само повећао прекидачке губитке претварача [22]. Додатно, расипна индуктивност трансформатора

($\leq 9 \mu\text{H}$) није била довољна да омогући ZVS рад QL прекидача. Због тога су коришћене додатне пригушнице $68 \mu\text{H}$ и $100 \mu\text{H}$ за трансформаторе T2 и T3, редом.

Као што је већ речено у поглављу 2.2, главни фокус и научни доприноси дисертације су добијени радом на претварачу 57 W и трансформаторима T2 и T3 ($> 99\%$). Међутим, пошто су неки резултати ACF претварача 13 W често цитирани или наведени одлучено је да се прикаже и спецификација његовог трансформатора у табели 2.8 — која је модификација табеле (TABLE II) из [21]. Ако није другачије наведено у тексту, сви остали резултати дисертације ће се односити на 800 V ACF претварач 57 W са трансформаторима T2 и T3.

Табела 2.8 Спецификација трансформатора за ACF претварач 13 W

Величина	Вриједност
Максимални вршни напон на примару	$> 690 \text{ V}$
Преносни однос примар — излаз 1	18
Преносни однос примар — излази 2 и 3	9
Облик језгра	PQ20/20
Материјал језгра	N87, TP4, DMR40
Индуктивност магнећења, L_m	0,85 mH
Максимална вршна струја на примару, I_{pri_max}	1,1 A (при 65 kHz)

У табелама 2.6, 2.7 и 2.8 су препоручени јефтинији MnZn ферити за материјале језгара. Из ауторовог искуства, у Европи је за магнетне компоненте и учестаности $< 500 \text{ kHz}$ популаран стандардни ферит N87 [116].

Прегледом литературе утврђено је да су већина истраживача били фокусирани на постизање што веће прекидачке учестаности да би смањили димензије ACF претварача. Ово је оправдано ако посматрамо типичне примјене истог као пуњача или напајања уређаја потрошачке електронике. Међутим, видјели смо да ACF претварач као помоћно напајање у HDCIV апликацији има потпуно другачије захтјеве (табела 2.4, табела 2.6). Овим је елиминисана уобичајена потреба за смањењем димензија трансформатора, тј. претварача у цјелини.

Умјесто правилнијег израза „спрегнуте пригушнице“, код flyback претварача, у тексту ће бити коришћен у пракси уобичајени израз „трансформатор“ [20], [21], [62], [63]. Ово је донекле и прихватљиво за ACF код којег струја магнећења прелази у негативну страну и тиме дјелимично поништава магнетни флукс [28] — што је случај код ове дисертације [19].

Неколико трансформатора је испројектовано и направљено од стране три добављача према спецификацијама из табела 2.6 и 2.7. Направљени примјерци су урађени за температурну класу B (class B, $130 \text{ }^\circ\text{C}$) [117]. Преглед истих је дат у табели 2.9 [22], [23]. Сви детаљи прорачуна и конструкције ових трансформатора нам нису познати. Претпоставка је да главна разлика између појединих изведби трансформатора долази од врсте коришћених жица за намотаје и ваздушног зазора. Главни изазов при раду са добављачима магнетних компоненти, прављених по мјери купца (custom-design), је јако дуго вријеме испоруке (нпр. 7–11 седмица) [19] са тенденцијом раста због глобалног недостатка материјала и проблема у ланцу снабдијевања [118] у 2021. и 2022. години. Због тога је, приликом развоја било ког претварача у данашње вријеме битно да задаци буду добро испланирани и координисани.

Индуктивност магнећења из табела 2.6 и 2.7 је израчуната као

$$L_m < 0,95 \cdot \min(L_{msb}, L_{mpt}) \quad (2.2)$$

гдје су L_{msb} и L_{mpt} индуктивности магнећења за ICS stand-by (sb) и power-transfer (pt) режиме рада, редом, а 0,95 је фактор за уважавање толеранција материјала [19]. Индуктивности су израчунате према модификованом изразу из [84]

$$L_{mx} = \frac{D_{\max x}^2 \cdot V_{in\min x}^2 \cdot \eta_x}{2 \cdot P_{outx} \cdot f_{sw\min}} \quad (2.3)$$

гдје x означава sb или pt индексе, D_{\max} је максимални фактор испуне (duty-cycle) (16% или 12%), $V_{in\min}$ је минимални улазни једносмјерни напон (460 V или 620 V), η је претпостављени максимални степен корисног дејства (70% или 85%), P_{outx} укупна излазна снага (10 W или 57 W), а $f_{sw\min}$ је минимална прекидачка учестаност (66 kHz) [19]. Нумеричке вриједности за L_{msb} и L_{mpt} су 3,44 mH и 0,66 mH, редом. Због тога је L_m одабрана да буде 0,4 mH (T2) и 0,6 mH (T3).

Неки од резултата у експерименталној секцији су дати за ACF претвараче са другачијим трансформаторима од T2 или T3. Они су имали сличну спецификацију као у табелама 2.6 или 2.7, осим индуктивности магнећења и понегдје преносног односа (примар-секундар 5,5 V). Више информација о томе ће бити дато у експерименталном поглављу (табела 4.2). Иначе, у системима ICS коришћен је само ACF претварач са T3 трансформатором док су T2 и остали коришћени само у демо-плочама. Објашњења за ту одлуку су дата у поглављима 4.1.3 и 4.3.

Већина приказаних резултата у наредним поглављима су добијени за T2 и T3 трансформаторе. Преглед истих са ефективним преносним односом је дат у табели 2.9 [22], [23]. Напомена: у [22] (Table 3) се поткрала грешка у ознакама за трансформаторе T3 и то је исправљено у [23]. Расипне индуктивности за трансформаторе у табели 2.9 су биле $\leq 9 \mu\text{H}$. Рачунски преносни однос (примар ка регулисаном излазу 5,5 V) је био 15 (табеле 2.6 и 2.7). Међутим, у табели 2.9 можемо да видимо да ефективни преносни однос (2.4) варира у опсегу од -3.8% до $+5.4\%$ (код 400 μH) и у опсегу од -9% до $+3.6\%$ (код 600 μH) у односу на израчунати — што је очекивано [22], али је прихватљиво. Разлог за одступање је у расипној индуктивности. Ефективни преносни однос трансформатора је рачунат као [22]

$$n_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{L_{m_meas}}{L_{out1_meas}}} \quad (2.4)$$

гдје је L_{m_meas} измјерена индуктивност магнећења (на примару), а L_{out1_meas} је измјерена индуктивност на излазу 1. Ове величине су измјерене помоћу прецизног LCR-метра.

Табела 2.9 Преглед коришћених трансформатора T2 и T3 са ефективним преносним односима

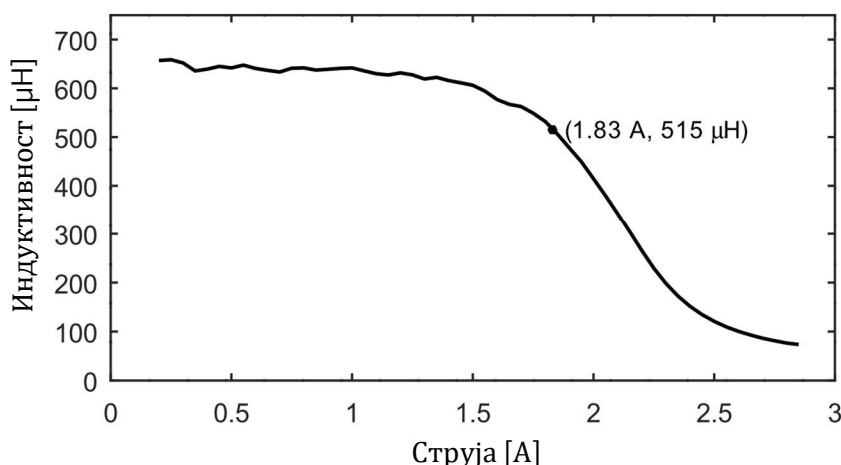
Ставка	n_{eff}
T2-1: 400 μH , произвођач 2	14,43
T2-2: 400 μH , произвођач 3	14,90–15,74
T2-3: 400 μH , произвођач 1	15,76–15,81
T3-1: 600 μH , произвођач 1, верзија 1	15,53–15,54
T3-2: 600 μH , произвођач 2	13,65
T3-3: 600 μH , произвођач 3	14,81–15,54
T3-4: 600 μH , произвођач 1, верзија 2	14,96–15,03

Приликом анализе степена корисног дејства у [19] и [20] уочено је да су највеће вриједности добијене тамо гдје су коришћени трансформатори произвођача 2 (Т2-1 и Т3-2). Ово нам сугерише да компоненте произвођача 2 имају мање губитке и/или да је оптимални преносни однос мањи од 15 [22]. Ово може бити тема истраживања за неку будућу студију.

2.4.2 Мјерење индуктивности

У реалном раду било ког dc-dc претварача имамо четвртке напона (square-wave voltage) на примарном намотају, а не синусоиду [21]. Додатно, примарна струја је различита од нуле и њен градијент di/dt има утицај на вриједност индуктивности магнећења [21]. Због тога је погрешно сматрати да је индуктивност магнећења трансформатора или индуктивност пригушнице у неком претварачу константна. Тема овог поглавља су мјерења индуктивности магнећења трансформатора и расипне индуктивности и анализа резултата истих.

На слици 2.10 приказана је зависност измјерене индуктивности магнећења од струје примара за трансформатор Т3-1. Ту можемо да видимо при којој струји примара се дешава засићење и какав је облик истог. Ову карактеристику „види“ претварач током реалног рада. Приликом рада при улазном напону 620 V вршна струја примара је 1,83 A што одговара индуктивности од 515 μH на карактеристици са слике 2.10. Та тачка се налази на кољену (прегибу) карактеристике, на почетку засићења, али је то и даље прихватљиво. Чак и при већим радним температурама, када би се карактеристика помјерила улијево, индуктивност магнећења би била мања при 1,83 A, у односу на ону са слике 2.10, али би имали и даље довољно резерве (до 400 μH). Овакво пројектовање трансформатора осигурава оптимално искоришћење магнетског материјала и смањење трошкова [21], [22].

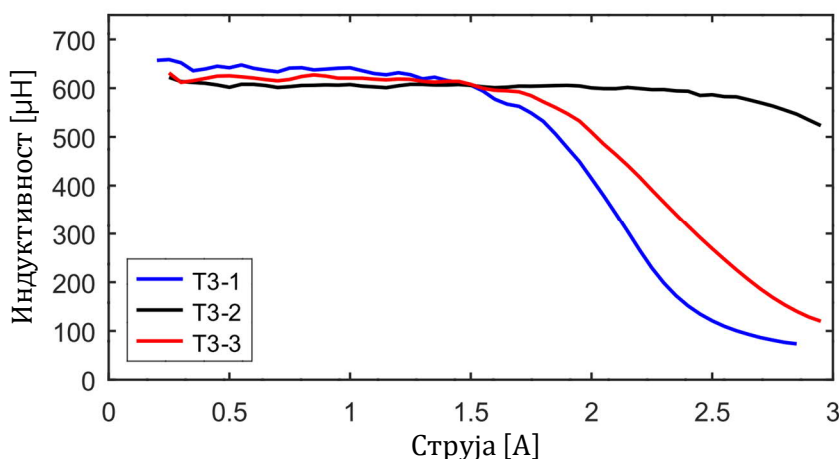


Слика 2.10 Зависност индуктивности магнећења трансформатора Т3-1 од струје примара

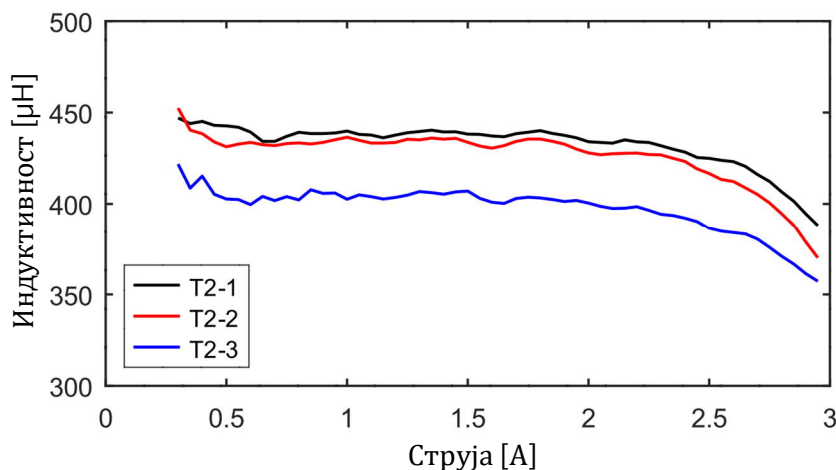
Карактеристика $L_m(I)$ са слике 2.10 (dc-bias characteristics) је добијена употребом мјерног уређаја Power Choke Tester DPG10 [119]. Уређај DPG10 користи импулсну методу мјерења са великим сигнаима да би приказао криву зависности индуктивности од струје или флуksа (time-voltage-integral) [119]. Више информација о овом уређају и методи мјерења може се наћи у [119], [120] и [121]. Треба имати у виду да се у [119] карактеристика са слике 2.10 зове и инкрементална индуктивност.

У [122] је наглашено да је оптимизација магнетних компоненти кључ за повећање укупног степена корисног дејства било ког претварача и аутор се слаже са тим. Међутим, за ову студију спецификација трансформатора је урађена без употребе

рачунарских алгоритама оптимизације јер није било ни времена ни ресурса за развој истих. Као што смо већ рекли, конструкција трансформатора је урађена од стране спољних добављача (коопераната предузећа Brusa Elektronik). На слици 2.11 је дато поређење зависности индуктивности магнећења за трансформаторе Т3 различитих произвођача, а на слици 2.12 [22] је дато слично поређење само за Т2 трансформаторе (табела 2.9). Свака боја одговара истом произвођачу и можемо да видимо да трансформатори произвођача 1 имају најмање индуктивности магнећења. Мјерења су извршена на собној температури. Са обе слике закључујемо како, за исту спецификацију, коначне карактеристике трансформатора могу бити јако различите – зависно од њихове конструкције. Значи, о свему овоме треба водити рачуна приликом избора добављача магнетних компоненти.



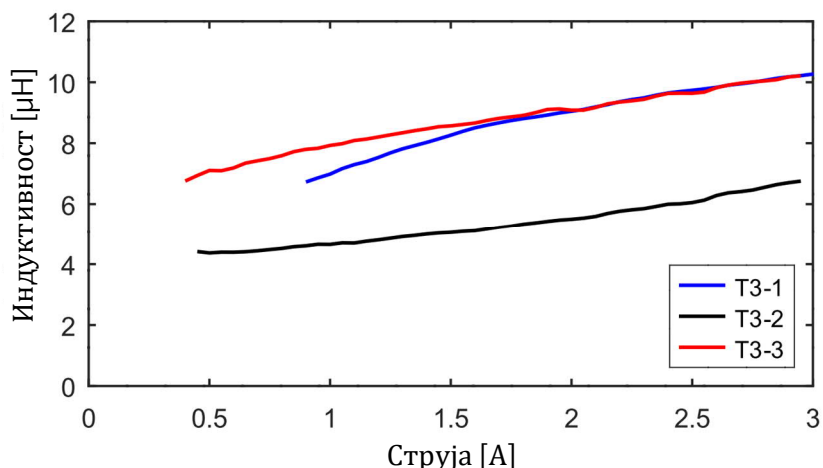
Слика 2.11 Зависност индуктивности магнећења трансформатора Т3 од струје примара



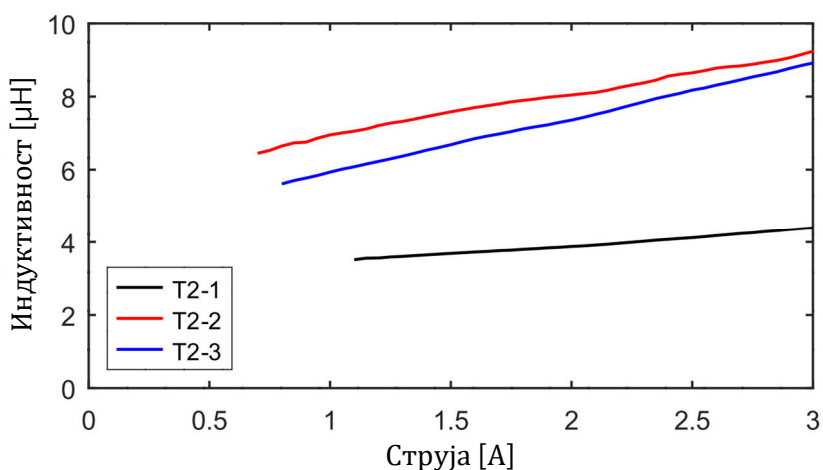
Слика 2.12 Зависност индуктивности магнећења трансформатора Т2 од струје примара

Сличан закључак важи и за промјену расипне индуктивности $L_k(I)$ – што је илустровано на сликама 2.13 и 2.14 [22] за трансформаторе Т3 и Т2, редом. Сви секундарни намотаји као и помоћни намотај на примару су били кратко спојени током мјерења расипних индуктивности. Са слика 2.13 и 2.14 видимо да расипна индуктивност има линеарну зависност од струје примара – што је и било очекивано. Сличан резултат за расипну индуктивност смо имали и у [21] што нам гарантује вјеродостојност ових резултата. Опет можемо да видимо колике разлике могу да буду зависно од одабраног произвођача. Због тога и овај ефекат треба узети у обзир приликом пројектовања претварача и одабира добављача. Са обе слике видимо и да је

грешка мјерења већа при малим струјама тако да тај дио карактеристике није приказан. Међутим, за практичне потребе то и није било од неке важности.



Слика 2.13 Промјена расипне индуктивности T3 од струје на собној температури



Слика 2.14 Промјена расипне индуктивности T2 од струје на собној температури

Типична мјерења у пракси се врше са високо-фреквентним синусоидалним сигналом мале амплитуде (нпр. ≤ 2 V). На примјер, у нашем случају, са синусоидалним сигналом 1 V при 65 kHz имали бисмо за T2-3 измјерену расипну индуктивност од 6 μ H, а на слици 2.14 видимо да линеарно варира између 5 μ H и 9 μ H. За исти трансформатор измјерена је индуктивност магнећења од 400 μ H, а на слици 2.12 видимо како заиста изгледа у реалном раду. Као што је разматрано у [21] и овдје можемо рећи: да смо користили прецизни LCR-метар погрешно бисмо закључили да су измјерене индуктивности константне — што није случај при реалном раду претварача.

Зависност $L_m(I)$ је важно имати да бисмо могли прецизно видјети при којој вршној струји долази до засићења и како то засићење изгледа, тј. колико је стрм тај прелаз. Ако је потребно, можемо и загријати жељену магнетну компоненту у температурној комори. Затим измјерити $L_m(I)$ и упоредити са карактеристиком добијеној на собној температури. У овом случају није било техничких могућности за извођење таквог експеримента.

У овом пројекту расипна индуктивност је била мања од 9 μ H, тј. $< 1,5\%$ L_m — што је добро. Иначе, да је била већа, имали бисмо већи утицај ефекта унакрсне-регулације на нерегулисане излазе претварача — што није пожељно. За неке случајеве у

популарним примјенама АСФ претварача сугерисано је да се не мора користити додатна пригушница ако је расипна индуктивност довољно велика [82]. Међутим, за НDCIV примјене то је било немогуће избјећи [19], [20], [21], [22]. Додатно, помоћно напајање ICS има неколико излаза што чини да односи између расипних индуктивности постају комплекснији, а то може имати значајан утицај на ефекат унакрсне-регулације при малим оптерећењима излаза [123], [124]. Појам унакрсне-регулације ће бити појашњен у поглављу 4.7.2.

У [21] је приказан и примјер симулације $L_m(l)$ карактеристике помоћу бесплатног програма „SOFT POWER“ [125]. Тамо можемо да видимо да се, у опсегу индуктивности од интереса, симулирана и измјерена индуктивност магнетнења релативно добро подударују. У овом дисертацији симулација $L_m(l)$ није рађена јер ETD29 језгро није било расположиво у бази поменутог програма. Треба имати у виду и да са „SOFT POWER“ није могуће симулирање промјене расипне индуктивности [21].

На основу свега реченог у овом поглављу можемо да закључимо да је употреба уређаја Power Choke Tester [119] током тестирања и побољшања високофреквентних магнетних компоненти била од велике користи.

2.5 Избор кључних компоненти

У овом поглављу обрадићемо неке практичне аспекте избора компоненти, њихових (пожељних) својстава и расположивости на тржишту. Током рада се испоставило су све кључне компоненте (нпр. управљачко коло, прекидач, полумосни драјвер, bootstrap диода или пригушница) биле доступне од по само једног произвођача (single-sourced). Оваква ситуација је понекад успоравала развој и истраживање у вези теме дисертације.

2.5.1 Одабир прекидача, драјвера и пригушнице

Димензионисање прекидача се нормално врши за максимални улазни напон. Код АСФ претварача оба прекидача треба да буду иста. Пошто овдје имамо вишережимски рад претварача (АСМ DCM и DCM), као и додатну пригушницу, потребно је израчунати вршне радне напоне за оба случаја. Ово је једна од специфичности ICS система. Резултујући напон прекидача се добија из сљедеће релације

$$V_{DS} > 1,2 \cdot \max(V_{DS_PT}, V_{DS_SB}) \quad (2.5)$$

гдје је 1,2 резерва (маргина) од 20% — што је минимално за FET прекидаче, а V_{DS_PT} и V_{DS_SB} су напони дрејна прекидача када систем преноси енергију (power transfer) и када је систем у режиму приправности (stand-by), редом. Иначе, неки пројектанти узимају ову резерву и до 30%, али испод 20% не смије да се иде ни у ком случају. Напон прекидача када систем преноси енергију се може израчунати као [19]

$$V_{DS_PT} = V_{inmax} + n \cdot (V_{out} + V_F) \cdot \left(1 + \frac{L_r}{L_m}\right) \quad (2.6)$$

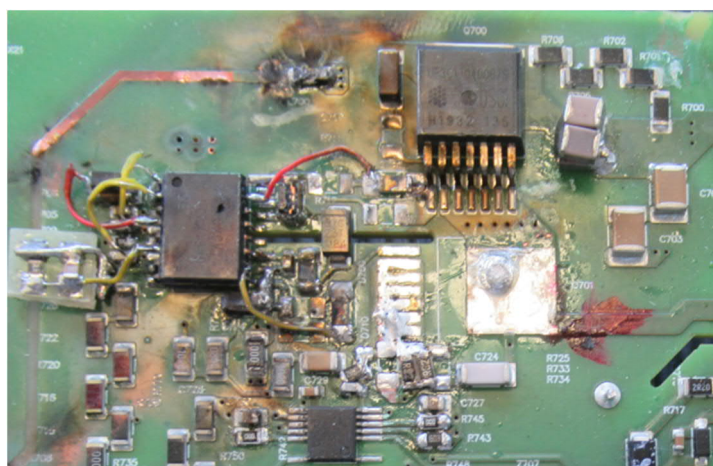
и за максимални улазни напон од 880 V (вршно) би износио 982,66 V. Увећањем за 20% добијамо износ 1179,19 V. Прекидачка тачка SW, на слици 2.1, може да достигне до 1350 V при малом оптерећењу у DCM (disabled-ACM) режиму рада. На слици 4.15 измјерено је 1340 V у реалном раду, а овдје смо заокружили на 1350 V због толеранција компоненти. То је уједно и напон V_{DS_SB} . Ако на то додамо резерву од 20% добићемо

износ од 1620 V. На основу (2.5) закључујемо да полупроводнички прекидачи морају да буду од по 1700 V – што је сљедећа виша стандардна вриједност напона прекидача.

Видимо да у изразу (2.6) фигурише члан $1 + L_r/L_m$ који представља напонски раздјелник индуктивности магнећења и додатне индуктивности (види слику 2.1). У нашем случају L_r није занемарљиво (18%–27% L_m) и због тога морамо имати тај члан. Типично у другим радовима би се претпоставило да су напон на кондензатору за одсијецање вршног напона прекидача и напон на индуктивности магнећења исти [67] јер је $L_r \ll L_m$ и онда не бисмо имали тај члан, тј. био би једнак 1.

Због ограничења простора, тј. дозвољене висине, прекидачи су морали бити у кућишту за површинску монтажу (SMD – surface-mounted device). Најбољи избор по питању малих губитака и много мање цијене у односу на стандардне високонапонске Si MOSFET-ове је био UnitedSiC SiC FET 1700 V, 5 A, 410 m Ω [126]. Иначе, више информација о SiC FET технологији може се наћи у [127] и [128], а о модерним полупроводницима (Si, SiC и GaN) у [129].

Сљедећи изазов при пројектовању ACF претварача је био одабир high-side драјвера и одговарајуће bootstrap диоде која му је придружена. Одабран је полумостни драјвер, са изолацијом 1500 V и bootstrap колом, за управљање оба прекидача. Оваквим приступом осигурано је да имамо довољно „мртвог“ времена (dead-time) између комутација QL и QH прекидача чиме бисмо избјегли кратак спој (shoot-through). Наравно, управљачко коло NCP1568 води рачуна о „мртвом“ времену, али овим смо додали резерву на то. Bootstrap диода треба да буде у мањем SMD кућишту (нпр. тип SMA), да јој називни напон буде бар 1500 V, да има пад напона (forward voltage-drop) < 1,25 V и вријеме опоравка (reverse-recovery time) < 75 ns, тј. ultra-fast recovery карактеристику. Али, таква диода још увијек не постоји на тржишту. Због тога је у овом пројекту коришћена 1300 V диода. Друге расположиве диоде напона ≥ 1500 V су биле или са standard-recovery карактеристиком, тј. споре, или са падом напона у опсегу 3–6 V – што је било неприхватљиво. Експерименти са таквим лошим (sloppy) диодама, или другим полумостним драјверима, по правилу су доводили до уништења ACF претварача при раду са напонима > 800 V. Примјер једног тако уништеног ACF претварача је дат на слици 2.15 (ранија верзија прототипа).



Слика 2.15 Примјер уништеног ACF претварача¹²

Посљедњи изазов је био избор додатне пригушнице која би омогућавала ZVS рад прекидача. У овој примјени (ICS) она је морала да буде у SMD кућишту максималне

¹² Used with permission of Brusa Elektronik (München) GmbH, Munich, Germany.

висине < 8 mm, максималне радне температуре > 125 °C, мале отпорности ($< 0,15$ Ω) и минималне вршне струје од бар 2 A. Само је једна компонента испунила ове услове. Та пригушница је истовремено била и најтоплија компонента ACF претварача и морала је да буде пасивно хлађена. Иначе, ово је био и највећи недостатак ACF претварача 57 W у овој специфичној примјени.

2.5.2 Препорука за својства будућих управљачких кола

Пожељна својства управљачких кола за ACF претвараче за примјену у HDCIV системима би била [19]:

- HV start-up и сопствена потрошња (self-supply) да раде у опсегу 240–950 V улазног једносмјерног напона. Разлог за 240 V је да бисмо могли ACF претварач користити на тржиштима САД или Јапана.
- Минимална прекидачка учестаност у АСМ режиму рада да буде 60 kHz.
- Осигурати да крајњи корисник може ручно подешавати прагове преласка између АСМ и DCM режима. Додатно, у multi-mode раду да имамо јасан прелаз DCM-АСМ и обрнуто, тј. да овај прелаз буде отпоран на шум и да нема квази-стабилан рад око тих прагова.
- Ножица (пин) управљачког кола повезана на SW тачку да буде способна да издржи бар 950 V да бисмо избјегли веће помјерање прага за детекцију ZVS. Идеално, ако би тај пин могао да издржи 1500 V тиме бисмо елиминисали додатни раздјелник напона, тј. смањили бисмо трошкове и заузеће простора штампане плоче.

2.6 Одсијецање вршног напона прекидача

Познато је да код конвенционалног flyback претварача морамо имати снабер-коло да бисмо заштитили прекидач у тренутку искључења. Без тог кола на прекидачу би се јавио пренапон као посљедица резонансе паразитне индуктивности трансформатора и излазне капацитивности MOSFET прекидача [130]. Типично се користи RCD снабер-коло и оно просто расипа енергију ускладиштену у паразитним елементима кола на отпорнику. За пројектовање истог погледати референцу [130].

ACF претварач, као што му и име каже, има активно одсијецање поменутог вршног (пре)напона и могућност рециклирања, а не расипања, енергије резонантног кола. Међутим, у стандардном ACF претварачу увијек имамо неки велики отпорник (1–10 M Ω), паралелно кондензатору за одсијецање вршног напона, који служи за пражњење истог након искључења напајања и заштиту у прелазним процесима [20], [21], [62].

Израз хибридно одсијецање (hybrid-clamp) вршног напона за ACF претварач је представљен у [131] (рјешење са отпорником) и у [132] (рјешење са TVS диодом). Додатно, у [133] аутори тврде да, у stand-by режиму, активно одсијецање вршног напона није потребно пошто су струје мале, а тиме и вршна вриједност напона QL. Међутим, требамо имати у виду да су у свим овим чланцима аутори користили ACF претварач са монофазним улазним напоном — што је повољнија ситуација. У овом поглављу ћемо анализирати и потребу за хибридном одсијецањем вршног напона код 800 V ACF претварача.

У типичним примјенама АСФ претварача, као пуњача или напајања уређаја потрошачке електронике, он се напаја из монофазне дистрибутивне мреже. У том случају multi-mode рад не представља никакав проблем. Али, у ICS апликацији, SW тачка, тј. напон дрејна QL, може да иде до 1350 V при малом оптерећењу, тј. у disabled-АСМ режиму рада. Због тога је употреба хибридног одсијецања обавезна. Овдје је одлучено да се користе отпорници.

Додатни разлог за употребу хибридног одсијецања је заштита примарне стране АСФ претварача приликом кратких спојева на секундару. Више информација о понашању АСФ претварача приликом кратких спојева биће дато у поглављу 4.6.

2.6.1 Одабир параметара

Већ смо раније рекли да код АСФ претварача типично имамо велики отпорник реда величине неколико MΩ паралелно кондензатору за одсијецање вршног напона прекидача. Међутим, то није везано за хибридно одсијецање вршног напона зато што бисмо за ту сврху имали отпорнике реда величине „100 kΩ”.

Да бисмо правилно одабрали отпорник (clamping resistor) у снабер-колу требамо имати у виду да се избор кондензатора (clamping capacitor) врши по другим критеријумима, тј. за рад у АСМ режиму, а не као код RCD снабер-кола код конвенционалног flyback претварача. Напон одсијецања у DCM режиму рада треба да буде већи него у АСМ режиму рада. Овим се омогућава да АСФ претварач са хибридним одсијецањем вршног напона (hybrid-clamp) нема додатне губитке током рада у АСМ режиму. У нашем случају вриједност отпорника је била 300 kΩ.

У литератури је пронађено неколико формула за рачунање вриједности капацитивности кондензатора за одсијецање вршног напона (C_c) код АСФ претварача у DCM АСМ (CrCM) режиму рада [24], [32], [82] и [84]. Те формуле су приказане у (2.7)–(2.10), али су дале међусобно значајно различите резултате – што је отежало процес пројектовања. Неки од параметара, који се користе у (2.7)–(2.10), су већ дати у табелама 2.4 и 2.6. Недостају пад напона на излазним Шотки (Schottky) диодама V_f од 0,3 V и максимална прекидачка учестаност $f_{sw,max}$ од 68 kHz. Резонантна индуктивност L_r (или обједињена расипна индуктивност) се састоји од додатне пригушнице 100 μ H и расипне индуктивности трансформатора 8 μ H. Минимални и максимални фактори испуне (duty-cycle), у power-transfer режиму рада ICS, су 9% и 12%, редом. Израз (2.7) (једначина 21 у [82]) је имао малу грешку, која је овдје исправљена, али је и даље дао велику вриједност капацитивности (357 nF). Коришћењем (2.8) [84] добијамо бољи резултат (66 nF). На крају, из (2.9) и (2.10), који су прилагођени из израза датих у [24] и [32], можемо израчунати минималну (42 nF) и максималну (166 nF) вриједност капацитивности, редом.

Због тога је, у нашем случају, експериментално утврђено да C_c од 88 nF и L_r од 108 μ H дају највећи степен корисног дејства АСФ претварача са $L_m=0,6$ mH и $n=15$. На сличан начин је утврђено да за $L_m=0,4$ mH и $n=15$ нам требају C_c од 66 nF и L_r од 76 μ H. Ови резултати се налазе у опсегу израчунатом у (2.9) и (2.10) – што потврђује ваљаност тог приступа [19], тј. да те формуле требамо користити у овој апликацији. Поука свега овог је да се никад не смијемо ослањати само на математичке формуле у литератури него да све то морамо и експериментално да потврдимо. У вези овог можемо препоручити и рад [134] гдје је дата кратка анализа погрешних формула у једном много цитираном чланку.

$$C_{clamp_onsemi} = \frac{(1 - D_{min})^2}{0.5 \cdot f_{sw_min}^2 \cdot L_r \cdot \pi^2} \quad (2.7)$$

$$C_{clamp_TI} = \frac{1}{L_r} \cdot \left[\frac{L_m \cdot I_{pri_max}}{1.5 \cdot \pi \cdot n \cdot (V_{out} + V_F)} \right]^2 \quad (2.8)$$

$$C_{clamp_min} = \frac{(1 - D_{min})^2}{4 \cdot f_{sw_max}^2 \cdot L_r \cdot \pi^2} \quad (2.9)$$

$$C_{clamp_max} = \frac{(1 - D_{max})^2}{f_{sw_min}^2 \cdot L_r \cdot \pi^2} \quad (2.10)$$

У нашем случају експериментална провјера није била превише захтјевна пошто су експерименти урађени за капацитивности 66 nF, 88 nF и 110 nF и са 68 μH и 100 μH пригушницама [19]. То јест, укупно је извршено шест мјерења. У ICS пројекту, морали смо да користимо SMD кондензатор 22 nF, 1 kV због других разлога [19]. Због тога је и цијена тих кондензатора била мала и зато је одабран да се користи и у колу за одсијецање вршног напона прекидача. Оно што можемо лако да уочимо је да су вриједности C_c само умношци 22 nF [19].

2.6.2 Напон кондензатора

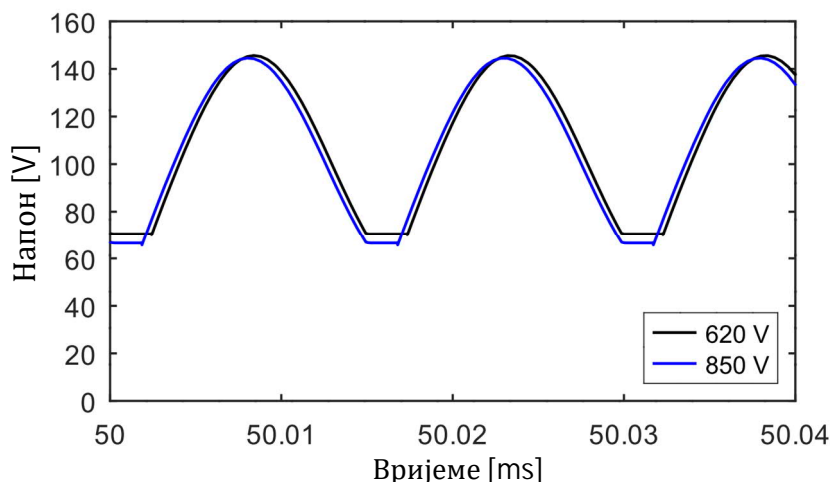
У литератури је често претпостављано да је напон кондензатора за одсијецање вршног напона константан, тј. да је његова капацитивност велика. Разлог за ово је био лакше извођење једначина и, као посљедица, прављење одређених закључака.

Међутим, у стварности имамо неколико ограничења приликом реализације: расположиви простор на штампаној плочи, сигурносна растојања (clearance и creepage), величина SMD кућишта, називни напон кондензатора и цијена. Додатно, треба имати на уму да оптимална вриједност капацитивности не мора да буде велика — што смо већ видјели у нашем примјеру. Као посљедица овог напон кондензатора за одсијецање је јако промјенљив у реалном раду.

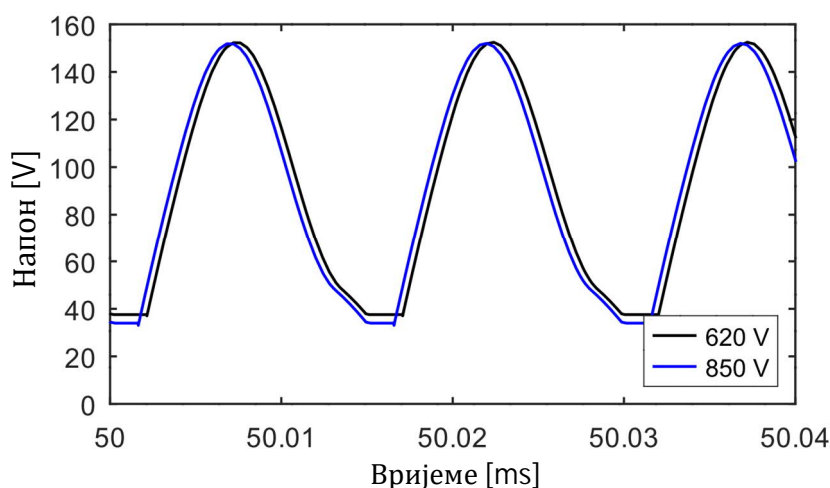
Симулирани примјер у нашем случају је дат на слици 2.16 за рад са трансформатором Т3 при максималном оптерећењу (57 W). Максимална вриједност напона кондензатора при улазном напону од 620 V је била 145,6 V, а при 850 V била је 144,6 V. Минималне вриједности су биле испод 70 V што значи да је промјена напона кондензатора била више него двоструко већа. Као допуна, на слици 2.17, укључена је и симулација напона на кондензатору за одсијецање вршног напона за рад са трансформатором Т2 при максималном оптерећењу (57 W).

Преглед екстремних вриједности напона на кондензатору за одсијецање вршног напона прекидача, за оба трансформатора Т2 и Т3, је дат у табели 2.10. Пошто је вриједност капацитивности за варијанту ACF претварача са трансформатором Т3 (88 nF) за 33% већа него код варијанте са Т2 (66 nF), можемо да уочимо да је промјена напона на њему (voltage swing) мања — што је било и очекивано (разлика је око 40 V) [20]. Такође, у табели 2.10 можемо да видимо да су максималне вриједности напона приближно исте (грешка мања од 1,03 V), за сваку варијанту понаособ, за екстремне вриједности улазног напона [20]. Другим ријечима, овим смо показали да максималне вриједности напона на кондензатору за одсијецање вршног напона практично не зависе од улазног напона, већ само од параметара резонантног кола. Додатно, овдје смо

и показали да се у пракси не може претпостављати да је капацитивност кондензатора одсијецање вршног напона велика, тј. да је његов напон константан, или да чак можемо примијенити израчунату вриједност истог. Сличне резултате, тј. закључке, смо имали и у [21] за ACF претварач 13 W — што нам гарантује вјеродостојност ових резултата и закључака. Реални таласни облици напона на кондензатору за одсијецање вршног напона прекидача су показани у експерименталној секцији (слике 4.5 и 4.6).



Слика 2.16 Симулирани напон на кондензатору за одсијецање вршног напона 88 nF



Слика 2.17 Симулирани напон на кондензатору за одсијецање вршног напона 66 nF

Табела 2.10 Преглед напона на кондензаторима за одсијецање вршног напона

V_{clamp}	T3 (88 nF)	T2 (66 nF)
620 V		
V_{clamp_min}	< 70 V	< 40 V
V_{clamp_max}	145,63 V	152,49 V
850 V		
V_{clamp_min}	< 70 V	< 40 V
V_{clamp_max}	144,60 V	152,03 V

2.7 Zero-voltage switching (ZVS)

Једно од позитивних својстава ACF претварача је могућност ZVS комутација прекидача QL чиме се смањују прекидачки губици истог. Додатно — зависно од методе управљања и параметара резонантног кола — могуће је остварити и ZVS комутације прекидача QH [70]. Да бисмо остварили ZVS комутације прекидача QL у HDCIV апликацији ACF претварача морамо користити додатну пригушницу [20], [21]. ZVS комутације прекидача нису само корисне за повећање степена корисног дејства него и за смањење електромагнетских сметњи (EMI) [52]. Додатно, при добром избору параметара резонантног кола, могуће је постићи и ZCS (zero-current switching) комутације диода на секундару [32], [135] — што је јако пожељно. За даље читање препоручујемо анализу утицаја избора кондензатора за одсијецање вршног напона у [70] и [136].

Због високог напона SW тачке било је потребно урадити његово скалирање на вриједности < 700 V у тачки повезивања на управљачко коло (ножица број 16: SW; табела 2.3) [20], [83]. NCP1568 користи информацију са овог улаза ради адаптивне контроле „мртвог“ времена у заштићеном (proprietary) алгоритму ZVS-базиране модуларације прекидачке учестаности [20]. Скалирање напона SW тачке фактором 0,47 реално значи да смо повећали праг за детекцију ZVS са 9,6 V на 20,4 V [20]. Међутим, степен корисног дејства претварача није смањен због тога пошто је излазна капацитивност коришћеног SiC FET прекидача [126] мања у потоњем случају [20].

Не заборавимо да ACF претварач са NCP1568 ради у DCM ACM (CrCM) режиму. Због тога ће то имати утицај на израчунавање параметара резонантног кола (L_r и C_c). Познато је да је потребан услов за ZVS прекидача QL да ускладиштена енергија у резонантној индуктивности W_L мора бити већа од ускладиштене енергије у обједињеној паразитној капацитивности (lumped parasitic-capacitance), W_c [24], [27]. Неки аутори зову такву релацију „једначина енергетског баланса“ (energy-balance equation) [70] и она је дата у (2.11). При минималном улазном напону није проблем да та релација буде задовољена пошто је вршна струја на примару тада највећа. Али, при максималном улазном (регулисаном) напону (850 V), енергија W_c је највећа могућа док је вршна струја примара најмања и, самим тим, и енергија W_L . Због тога је употреба додатне пригушнице била обавезна [20], [21].

$$W_L > W_c \quad (2.11)$$

Обједињена паразитна капацитивност (C_{lump}) у тачки SW се састоји од излазне капацитивности FET прекидача (C_{oss}), паразитних капацитивности излазних диода рефлектованих на примарну страну и паразитне капацитивности примарног намотаја. Након анализе таласних облика напона у тачки SW помоћу осцилоскопа, према упутству из [137], утврђено је да укупна паразитна капацитивност износи око 186 pF [19]. Резонантна индуктивност L_r је дефинисана у поглављу 2.6.

У нашем случају кондензатор за одсијецање вршног напона је одабран да буде довољно велик (88 nF) тако да се резонантни период не заврши прије искључења QH прекидача (види слике 3.2 и 3.4). Ово значи да у једначини енергетског баланса (2.11) ускладиштене енергије у индуктивности магнетнења и резонантној индуктивности доприносе ZVS комутацији прекидача QL [70]. Енергије из (2.11) су израчунате као [19], [70]

$$W_L = 0,5 \cdot L_r \cdot I_{clamp(-)}^2 + 0,5 \cdot L_m \cdot I_{m(-)}^2 \quad (2.12)$$

и

$$W_C = 0,5 \cdot C_{lump} \cdot V_{SW}^2, \quad (2.13)$$

редом. У (2.12) и (2.13), $I_{m(-)}$ је негативна струја магнећења, $I_{clamp(-)}$ је негативна струја у грани за одсијецање када је прекидач QH искључен, а V_{SW} је напон обједињене паразитне капацитивности (тј. напон SW тачке или дрејна прекидача QL) [19]. Треба имати у виду да, у нашем случају, резонантна индуктивност L_r није занемарљива у поређењу са индуктивношћу магнећења L_m , и због тога V_{SW} мора да буде израчунат према (2.6) [19] и за максимални улазни напон 850 V би износио 952,66 V.

Преглед израчунатих ускладиштених енергија у резонантном колу АCF претварача, са трансформатором Т3, је дат у табели 2.11 [19]. Важно је напоменути да је оваква табела представљена по први пут за неки АCF претварач. Вриједности струја су узете са слика 3.2 и 3.4. Имајмо у виду да струја $I_{clamp(-)}$ није апсолутно најмања могућа, као што је случај у [70], него је узета у тренутку када је прекидач QH искључен — што је реалније и дало је мало мању вриједност енергије у расипним индуктивностима [19]. Из табеле 2.7 можемо закључити да одабране вриједности параметара резонантног кола испуњавају услове за ZVS комутације прекидача QL [19]. Додатно, ово је потврђено симулацијама и експериментално.

Табела 2.11 Преглед ускладиштених енергија у резонантном колу АCF претварача

Величина	Вриједност
Енергија у обједињеној паразитној капацитивности при 620 V	47,9 μ J
Енергија у обједињеној паразитној капацитивности при 850 V	88,8 μ J
Енергија у индуктивностима при 620 V (при $I_{clamp(-)}$ -1,12 A)	132,5 μ J
Енергија у индуктивностима при 850 V (при $I_{clamp(-)}$ -1,12 A)	150,5 μ J

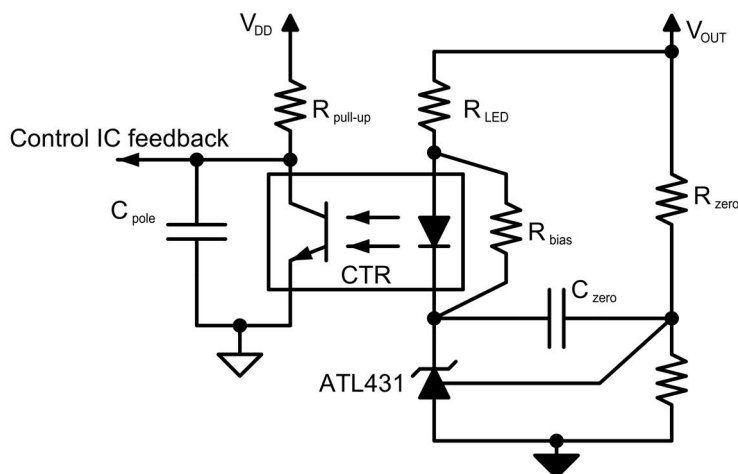
Код АCF претварача са трансформатором Т2 параметри резонантног кола су одабрани тако да се резонантни период заврши прије искључења QH прекидача (слика 3.6) — што је супротно од случаја са трансформатором Т3. То значи да у изразу (2.12) немамо више члан $0,5 \cdot L_r \cdot I_{clamp(-)}^2$, тј. резонантна индуктивност више не доприноси ZVS комутацијама прекидача QL.

2.8 Пројектовање регулатора

Иако је АCF претварач познат већ 30 година [24] анализа и модел за мале сигнале (small-signal analysis) су били предмет истраживања тек посљедњих неколико година [89], [90], [94], [138]. У почетку пажња је била посвећена АCF претварачу у ССМ режиму рада [27], [98], и сматра се да је ССМ АCF више сличан PWM претварачу [94]. Међутим, АCF претварач у DCM АСМ (CrCM) режиму рада је комбинација PWM претварача (током времена вођења главног прекидача; on-time) и резонантног претварача (током времена искључења тог прекидача; off-time) [94], [138]. Ово својство CrCM АCF претварача је отежало његову анализу и вјероватно допринијело кашњењу истраживачких активности по питању анализе понашања за мале сигнале [19]. Међутим, са радовима [89], [90], [94], [138] ова тема је вјероватно закључена [19]. Кључни чланак за разумијевање рада управљачког кола NCP1568 са три контролне петље (по напону, струји и прекидачкој периоди) [22] је [89].

Одабран је компензатор Type-2 (dc gain, integrator, one pole, one zero) [77] са шант-регулатором (shunt-regulator) ATL431 [139] и оптокаплером¹³ (optocoupler) [19], [22], [140]. Његова општа шема је приказана на слици 2.18 [140], а функција преноса је описана једначинама (2.14)–(2.18) [77], [140]. Детаљно извођење функције преноса је дато у [77]. На слици 2.18 V_{DD} је интерни напон +5 V у NCP1568, а V_{OUT} је напон регулисаног излаза (излаз 1: 5,5 V; табела 2.4). Општи облик амплитудске ($|G(f)|$) и фазне ($\angle G(f)$) карактеристике Type-2 компензатора су приказани у [141] (страница 72). Ту можемо и да видимо да овај тип компензатора може повећати фазу (phase boost) само до 90° [141].

Иначе, рјешење са шант-регулатором TL43x [142], тј. његовим варијантама од истих или различитих произвођача, се често користи у индустрији због једноставности и мале цијене. Међутим, треба обратити пажњу да се у разним књигама (нпр. [78] и [143]) често дају само примјери са операционим појачавачима [144]. Због комерцијалне природе овог подухвата није било могуће навести све параметре електронских компоненти које су коришћене. Параметри компензатора су прво израчунати, а затим верификовани или подешени током симулација и у лабораторији [19]. Кључни параметри компензатора су једносмјерно појачање (dc-gain) од 34,1 dB, нула (zero) на 8,8 Hz и пол (pole) на 4,97 kHz [19], [22].



Слика 2.18 Општи облик Type-2 компензатора са шант-регулатором и оптокаплером

Коришћени оптокаплер је имао минимално струјно појачање (CTR – current-transfer ratio) од 1,6 [145], а паразитна капацитивност од 3,07 nF [22] је оцијењена помоћу методе описане у [146]. У [22] та метода је мало побољшана у смислу да је резултујућа паразитна капацитивност добијена као средња вриједност два мјерења за различите радне тачке [22]. Овим је побољшана тачност и вјеродостојност добијеног резултата [22]. Експериментална шема повезивања компоненти је дата у [146] и зато овдје неће бити понављана. Ова мјерења су извршена за различите вриједности инјекционих отпорника [146] (1 k Ω и 13 k Ω) [22]. Као посљедица тога, струје кроз диоду оптокаплера су биле 1,7 mA и 0,4 mA, редом [22]. У оба теста напон напајања оптокаплера (V_{CC}) је био +5 V. Додатно, у [147] је приказана мало другачија метода за одређивање паразитне капацитивности оптокаплера, али није коришћена јер нисмо имали, тамо поменути, додаток мјерном уређају. Иначе, и у [141] се препоручује да пројектант треба да изврши карактеризацију оптокаплера прије пројектовања компензатора.

¹³ Дословни превод био био опто-спрежник, али се фонетски израз оптокаплер одомаћио међу инжењерима.

Функција преноса (transfer function) Type-2 компензатора са слике 2.18 је дата као [77], [140]

$$G(s) = -G_0 \cdot \frac{1}{\frac{s}{\omega_{p0}}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.14)$$

гдје је G_0 једносмјерно појачање, ω_z кружна учестаност нуле, ω_p кружна учестаност пола, а ω_{p0} кружна учестаност пола у координатном почетку. Једносмјерно појачање је израчунато према [22], [140]

$$G_0 = CTR \cdot \frac{R_{pull-up}}{R_{LED}} \quad (2.15)$$

гдје су $R_{pull-up}$ и R_{LED} приказани на слици 2.18. Отпорник R_{LED} утиче на једносмјерно појачање и постоји максимална вриједност преко који не смије да се иде [140]. Кружне учестаности пола у координатном почетку (0 dB crossover pole-frequency [140]), нуле и пола су редом израчунате према [77], [140]

$$\omega_{p0} = \frac{1}{R_{zero} \cdot C_{zero}} \quad (2.16)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{zero} \cdot C_{zero}} \quad (2.17)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_{pull-up} \cdot C_{pole}} \quad (2.18)$$

гдје су кондензатори C_{zero} и C_{pole} приказани на слици 2.18. Имајмо на уму да C_{pole} представља паралелну везу спољног кондензатора (ако је предвиђен) и паразитне капацитивности оптокаплера – коју смо раније експериментално утврдили [22]. Такође, из израза (2.15)–(2.18) видимо да R_{bias} (слика 2.18) не учествује у функцији преноса. Његова сврха је да претвори диоду оптокаплера у извор константне струје, довољне јачине, чиме би се омогућио правилан рад АТЛ431. Предност АТЛ431 је да има јако малу потребну струју поларизације (bias current) од максимално 35 μA [139] и зато је овдје и коришћен.

У [77] је дат и детаљан примјер прорачуна и симулација компензатора са TL43x. Интересантно је уочити да су изрази (2.16) и (2.17) исти што је посљедица употребе TL43x [77]. То значи да се промјена нагиба амплитудске карактеристике дешава тачно у тачки 0 dB и да жељено појачање просто зависи од (2.16), а не од позиција нуле и пола [77].

Понекад се у пракси (или у application notes документима) може видјети рјешење Type-2 компензатора са TL43x гдје је један отпорник додат на ред са C_{zero} . У [148] је показано да је тако нешто непотребно јер се коначни одзив ипак своди на онај као када бисмо само користили C_{zero} . Оправданост овог приступа је потврђена експериментално у референцама [19], [20], [21], [22] и [23], на којима се и базира ова дисертација.

Исти компензатор, тј. његови параметри, је коришћен за АCF претвараче са трансформаторима Т2 и Т3. Пошто понашање претварача за мале сигнале не зависи од

индуктивности магнећења, симулације или експерименти су често приказани само за један од њих, али закључци важе за оба. Ово треба имати на уму приликом читања поглавља 3 и 4.

Више детаља о пројектовању разних аналогних регулатора и о управљању претварачима може се наћи у [77], [143] и [149]. За оне са мање искуства у енергетској електроници препоручују се и презентације [141], [150] и [151].

3 Симулације на рачунару

Симулација рада АCF претварача 57 W је урађена у програму Симплис (SIMPLIS - SIMulation of Piecewise LInear Systems) [152] јер је модел NCP1568 за њега био доступан на интернет страници произвођача onsemi [83] као и због велике брзине извршења симулација [153]. Иначе, ово комплексно управљачко коло било би много теже, а можда и немогуће, моделовати у Spice-базираним програмима (нпр. PSpice, LTspice) [20]. На интернет страници произвођача постоји добра документација за учење Симплиса [153], а за сваку препоруку је и презентација [154].

Треба имати на уму да је расположиви модел NCP1568 заштићен лозинком и према томе његова структура је непозната. Додатно, постоје два модела NCP1568 у Симплису [21]. Модел који се налази на интернет страници произвођача се може користити за анализу прелазних појава (transient analysis), тј. за рад са промјенљивом прекидачком учестаношћу [21] – што је и нормални режим рада овог управљачког кола. Други модел је предвиђен за рад са фиксном прекидачком учестаношћу, тј. може да се користи за анализу понашања за мале сигнале (ac analysis), али мора да се тражи од onsemi тима за подршку [20], [21], [104]. У овој дисертацији, потоњи модел је коришћен јер је током експеримената примијећено да је прекидачка учестаност мало варијала зависно од оптерећења или улазног напона (нпр. од 66 kHz до 68,5 kHz). Због тога су симулације и у временском домену и за мале сигнале извршене на моделу NCP1568 за мале сигнале и фиксном прекидачком учестаношћу од 67 kHz [22]. Ово је у складу са резултатима на сликама 4.5 и 4.6. Типично вријеме извршења симулација од 50,2 ms је било око 10–12 s [22] – што је јако брзо.

Стандардне компоненте из Симплис библиотеке су коришћене у симулационом моделу резонантног кола [19] као и читавог АCF претварача. Раније смо рекли да је обједињена паразитна капацитивност SW тачке била 186 pF. Додатна пригушница и кондензатор за одсијецање вршног напона су били различити за трансформаторе T3 (100 μ H, 88 nF) и T2 (68 μ H, 66 nF). У литератури се они зову и параметри резонантног кола и имају утицај на губитке претварача, тј. степен корисног дејства [70], [21].

3.1 Симулација рада АCF претварача у временском домену

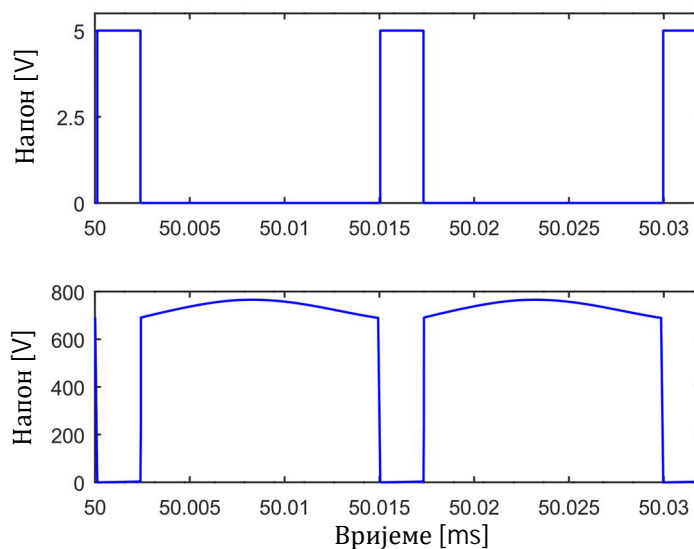
У овом поглављу фокус ће бити на рад АCF претварача 57 W у АСМ режиму рада, са трансформаторима T3 и T2. Изузетак ће бити симулација рада претварача у DCM (disabled-АСМ) при улазном напону 640 V, са малим оптерећењем и трансформатором T3, да бисмо могли упоредити напон прекидача са експериментално измјереним напонам у поглављу 4.2. Симулација рада претварача у временском домену за улазни напон 460 V у DCM режиму није укључена зато што су таласни облици слични као код случаја са 640 V само са мањим вршним вриједностима напона прекидача.

3.1.1 АCF претварач 57 W са трансформатором T3

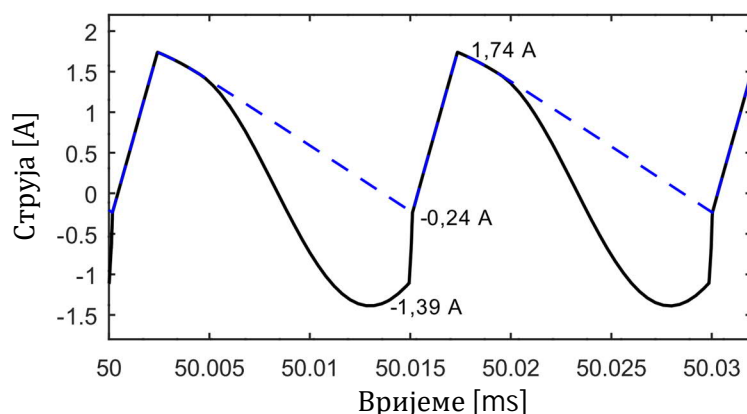
Симулирани таласни облици напона гејта (gate-source) и дрејна (drain-source) QL прекидача АCF претварача 57 W са трансформатором T3, у стационарном стању, при улазном напону од 620 V и називном оптерећењу 57 W, у АСМ режиму рада, су приказани на слици 3.1 [19]. Ту можемо да видимо да активно одсијецање вршног напона (active-clamping) ради како је и очекивано са ZVS комутацијама прекидача QL

[19]. Максимални напон дрејна прекидача QL је био око 766 V [19] и од раније знамо да важи $V_{ds}(QL)=V_{sw}$.

На слици 3.2 [19] приказане су струје магнећења и примара АCF претварача у стационарном стању при улазном напону од 620 V и називном оптерећењу 57 W у ACM режиму рада. Већ је речено да код АCF претварача, који ради у DCM ACM (CrCM) режиму, струја магнећења, тј. струја примара, мора да иде у негативну страну да би испразнила енергију из обједињене паразитне капацитивности SW тачке и тиме омогућила ZVS укључење прекидача QL. На слици 3.2 означене су и негативне вриједности ових струја. Такође, на слици 3.2 можемо да видимо да резонантни период није завршен прије него се прекидач QH искључи [19]. То је резултат избора вриједности елемената резонантног кола и има утицај на степен корисног дејства претварача [19], [70]. У складу са разматрањима у 2.7 то значи да индуктивност магнећења и резонантна индуктивност доприносе ZVS комутацији прекидача QL.



Слика 3.1 Симулирани напони гејта QL (горе) и дрејна QL (доље) АCF претварача у ACM режиму рада при улазном напону 620 V и оптерећењу 57 W

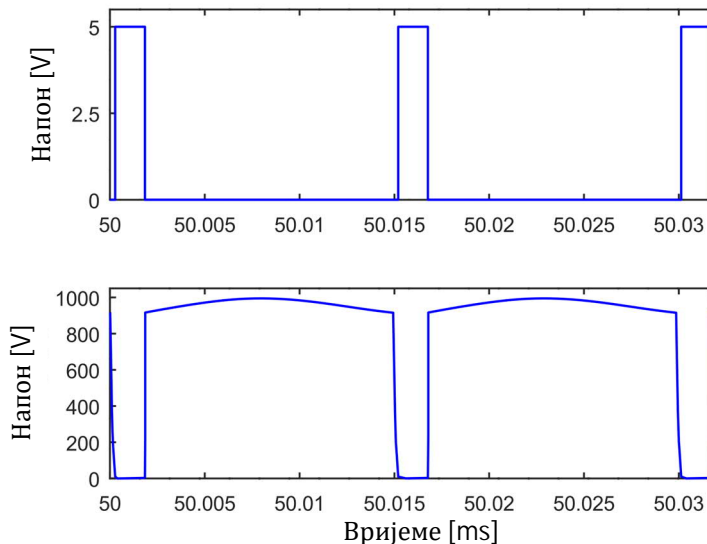


Слика 3.2 Симулиране струје магнећења (плава линија) и примара (црна линија) АCF претварача у ACM режиму рада при улазном напону 620 V и оптерећењу 57 W

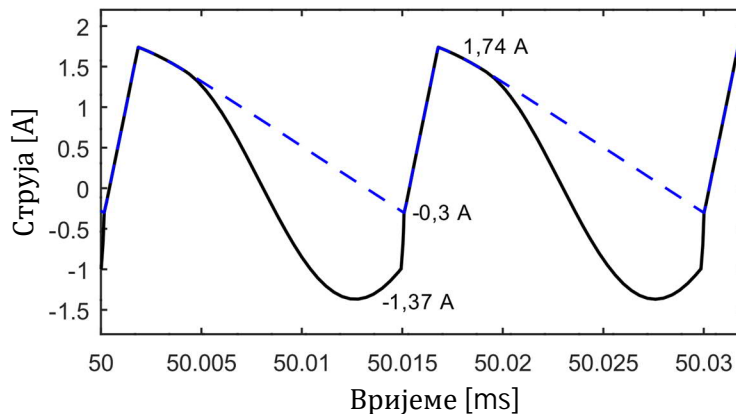
Симулирани таласни облици напона гејта (gate-source) и дрејна (drain-source) QL прекидача АCF претварача 57 W са Т3 трансформатором, у стационарном стању, при улазном напону од 850 V и називном оптерећењу 57 W, у ACM режиму рада, су

приказани на слици 3.3 [19]. И ту можемо да видимо да активно одсијецање вршног напона (active-clamping) ради како је и очекивано са ZVS комутацијама прекидача QL [19]. Максимални напон дрејна прекидача QL је био око 995 V [19].

На слици 3.4 [19] приказане су струје магнећења и примара ACF претварача у стационарном стању при улазном напону од 850 V и називном оптерећењу 57 W у ACM режиму рада. Исти коментари важе као и код слике 3.2 (рад при 620 V). Ако упоредимо слике 3.2 и 3.4 можемо да видимо да су вршне позитивне вриједности струја скоро исте док се негативне вриједности мало разликују.

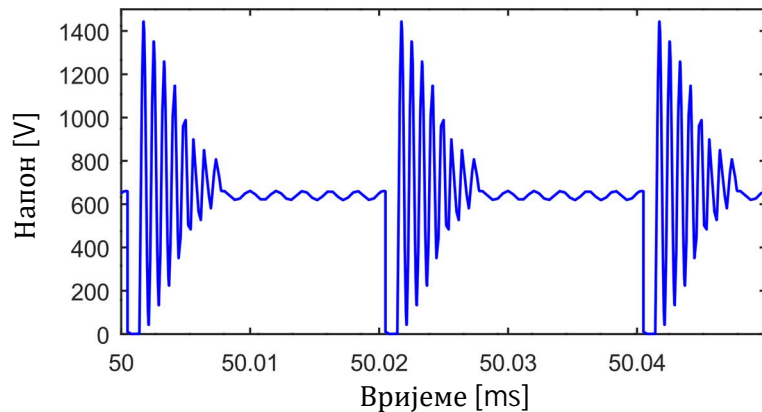


Слика 3.3 Симулирани напони гејта QL (горе) и дрејна QL (доље) ACF претварача у ACM режиму рада при улазном напону 850 V и оптерећењу 57 W



Слика 3.4 Симулиране струје магнећења (плава линија) и примара (црна линија) ACF претварача у ACM режиму рада при улазном напону 850 V и оптерећењу 57 W

Симулирани напон дрејна QL прекидача ACF претварача, са трансформатором ТЗ, без hybrid-clamp, у DCM режиму рада, при улазном напону 640 V и малом оптерећењу 10,5 W, је приказан на слици 3.5. Ово је режим приправности система када излаз 22 V нема оптерећење. Регулисани излаз 5,5 V је имао оптерећење 0,7 A, док је нерегулисани излаз 5,5 V имао оптерећење 1,2 A. Видимо да напон дрејна достиже вршну вриједност од око 1444 V – што је јако много. Због овога смо морали да користимо прекидач 1700 V. Случај рада у DCM режиму са улазним напонем 460 V није разматран пошто је мање критичан.

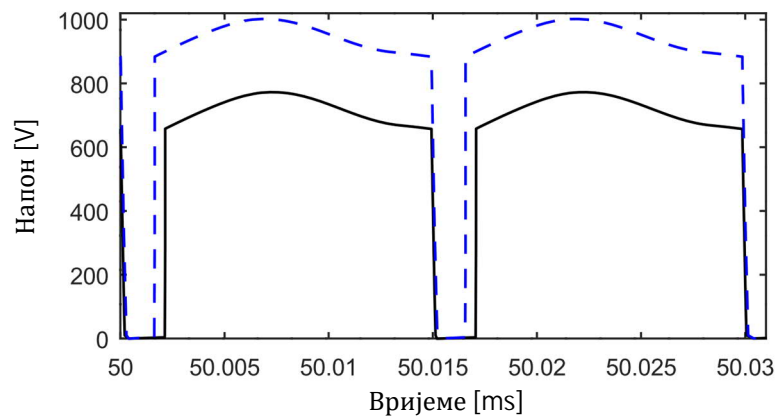


Слика 3.5 Симулирани напон прекидача ACF претварача, без hybrid-clamp, у DCM режиму рада при улазном напону 640 V и оптерећењу 10,5 W

3.1.2 ACF претварач 57 W са трансформатором T2

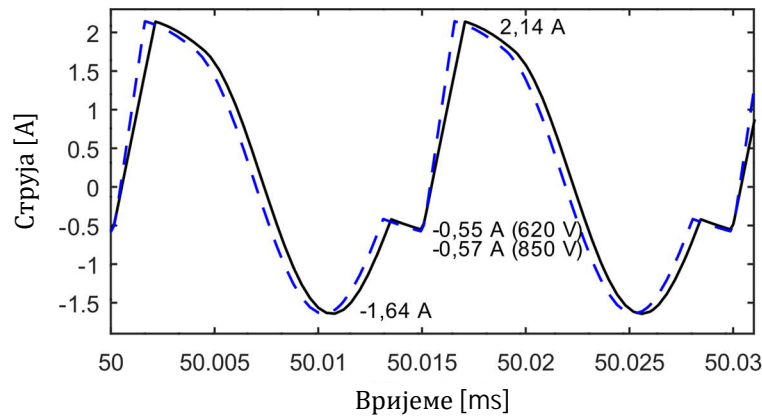
Кључни таласни облици у овом случају су дати на сликама 3.6 и 3.7 [22]. Ови резултати су приказани на другачији начин у односу на слике 3.1—3.4, да бисмо лакше уочили релативне односе.

Симулирани таласни облици напона дрејна (drain-source) QL прекидача ACF претварача 57 W са трансформатором T2, у стационарном стању, при улазним напонима од 620 V (црна линија) и 850 V (плава испрекидана линија) и називном оптерећењу 57 W, у ACM режиму рада, су приказани на слици 3.6 [22]. Ту можемо да видимо да активно одсијецање вршног напона (active-clamping) ради како је и очекивано, са ZVS комутацијама прекидача QL [22]. Максимални напони дрејна прекидача QL, тј. тачке SW, су били око 773 V (при 620 V) и око 1002 V (при 850 V) [22].



Слика 3.6 Симулирани напони дрејна ACF претварача са T2 у ACM режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и номиналном оптерећењу

Симулиране струје примара ACF претварача са трансформатором T2, у стационарном стању, при улазним напонима од 620 V (црна линија) и 850 V (плава испрекидана линија) и називном оптерећењу 57 W у ACM режиму рада, су приказане на слици 3.7 [22]. И овдје можемо да видимо да струја примара мора да иде у негативну страну да би испразнила енергију из обједињене паразитне капацитивности SW тачке и тиме омогућила ZVS укључење прекидача QL [22]. Такође, на слици 3.7 можемо да видимо да је резонантни период завршен прије него се прекидач QH искључи — што је супротно у односу на случај са трансформатором T3 и његовим резонантним колом.



Слика 3.7 Симулиране струје примара АCF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и номиналном оптерећењу

3.1.3 Поређење АCF претварача са трансформаторима Т2 и Т3

У табели 3.1 дат је преглед карактеристичних величина АCF претварача са трансформаторима Т2 и Т3 за минимални и максимални улазни напон. Такође, дате су и апсолутне и процентуалне разлике између појединих величина. Ту видимо да разлика у вршним вриједностима напона прекидача и није значајна. Међутим, разлике у екстремним вриједностима струје примара и струје магнећења су много веће – што је било и очекивано јер је индуктивност магнећења мања за 33%. Ово нам говори да би ипак предност требало дати варијанти претварача са трансформатором Т3. Видјећемо касније какви су резултати експеримената.

Табела 3.1 Поређење АCF претварача са трансформаторима Т2 и Т3

	Т3 (88 nF)	Т2 (66 nF)	Разлика	
620 V			Т3-Т2	
$V_{DS,max}$	766 V	773 V	-7 V	0,9%
D	15,28%	13,32%	1,96%	-0,13%
$I_{mag,neg}$	-0,24 A	-0,55 A	0,31 A	1,29 пута
$I_{pri,min}$	-1,39 A	-1,64 A	0,25 A	17,9%
$I_{pri,max}$	1,74 A	2,14 A	-0,4 A	22,9%
850 V			Т3-Т2	
$V_{DS,max}$	995 V	1002 V	-7 V	0,7%
D	10,49%	9,22%	1,27%	-0,12%
$I_{mag,neg}$	-0,30 A	-0,57 A	0,27 A	90,0%
$I_{pri,min}$	-1,37 A	-1,64 A	0,27 A	19,7%
$I_{pri,max}$	1,74 A	2,14 A	-0,4 A	22,9%

3.2 Динамичка промјена оптерећења

Да бисмо провјерили да ли је неки регулатор добро испројектован потребно је извршити и тест са динамичком промјеном струје оптерећења и измјерити пребачаје (overshoot) или подбачаје (undershoot) излазног напона. Те промјене напона треба да буду у задатим границама које су обично дате у спецификацији претварача. Типична промјена струје оптерећења је од 10–20% до 90–100%, и обрнуто. Може бити и другачији однос ако је природа промјене оптерећења другачија. У овом поглављу коришћена је промјена оптерећења од 20% до 100% и обрнуто, са 100% оптерећењем нерегулисаног излаза 5,5 V — што је критичније за регулатор, али није реално да се деси у систему. Због тога су експерименти у поглављу 4.7.3 урађени са промјеном оптерећења од 10% до 100% и обрнуто, али са 45,5% оптерећењем нерегулисаног излаза 5,5 V.

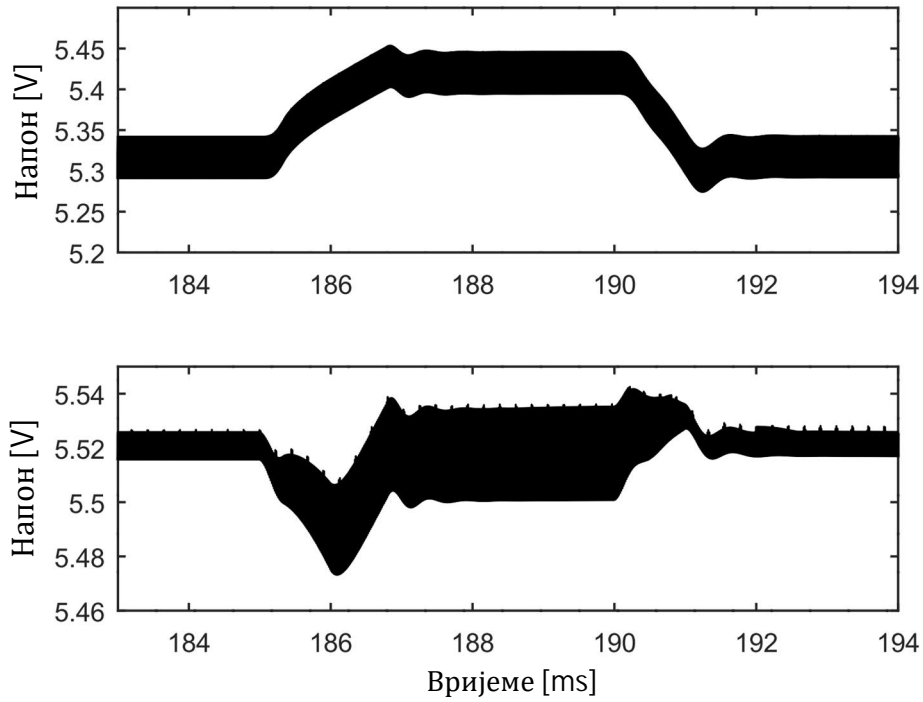
Симулација динамичке промјене оптерећења на регулисаном излазу 5,5 V АСФ претварача са Т2 трансформатором у АСМ режиму рада при улазном напону 620 V је приказана на слици 3.8 [22]. Симплис је и у овом случају брзо извршавао симулације (37–41 s). Горњи таласни облик на слици 3.8 је нерегулисани 5,5 V излаз са константним оптерећењем 2,2 А. Доњи таласни облик на слици 3.8 је регулисани 5,5 V излаз са динамичком промјеном оптерећења од 0,2 А до 1 А и обрнуто. Ту можемо да видимо да регулатор добро ради са минималним одступањима напона регулисаног (5,473–5,543 V) и нерегулисаног (5,274–5,454 V) 5,5 V излаза [22]. Ово је сумирано, заједно са пребачајима и подбачајима напона, у табели 3.2 — ради боље прегледности.

Додатно, можемо да видимо да је на регулисаном излазу валовитост (ripple) напона већа при већем оптерећењу — као што смо и очекивали [22]. Имајмо у виду да је излазни напон на нерегулисаном излазу мањи од називног при мањем оптерећењу регулисаног излаза [22]. Разлог је утицај оптерећења на регулисаном излазу, тј. са 0,2 А немамо довољно појачања [22] и зато је тај напон између 5,30 V и 5,35 V. Из истог разлога, кад се повећа оптерећење, имамо пораст — а не пропад — напона нерегулисаног излаза. Свакако је било занимљиво видјети овај феномен и при симулацијама и при експериментима. Остали нерегулисани излази су имали називно оптерећење, али њихове промјене нису биле од интереса јер имају много већи дозвољени опсег промјена.

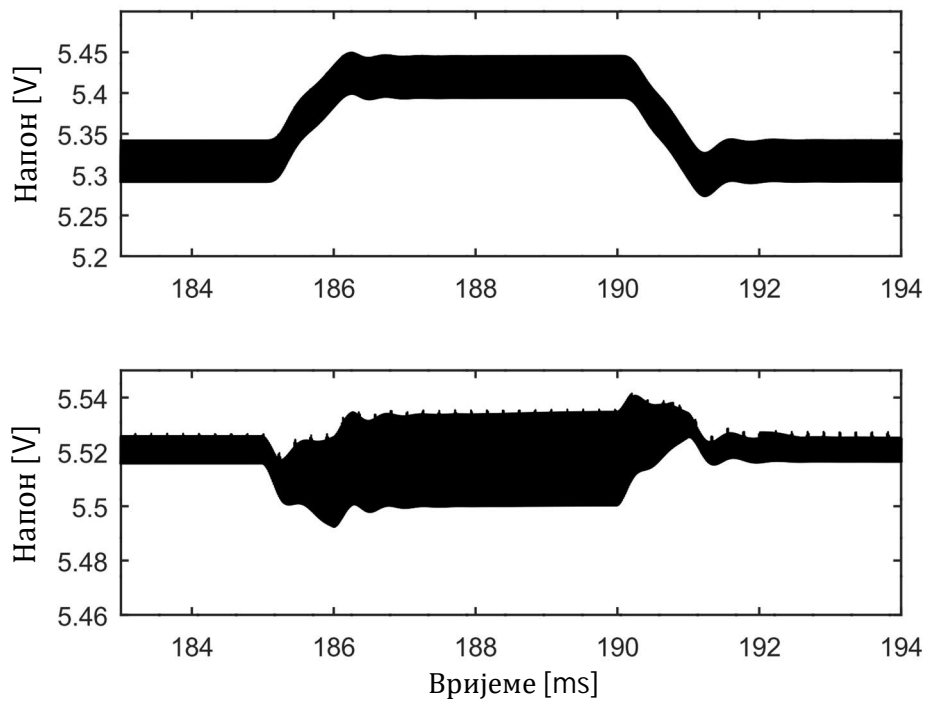
Резултати динамичке промјене оптерећења за улазни напон 850 V су приказани на слици 3.9 и видимо да су мало бољи на регулисаном излазу од оних при 620 V. Слични коментари важе као и за случај са 620 V. Таласни облик промјене струје на регулисаном излазу је дат на слици 3.10 и ту можемо да видимо да је градијент промјене струје $\pm 0,8$ A/ms — што је строго и не очекујемо да ће се десити у пракси. Промјене напона повратне спреге као и фактора испуне су дате на сликама 3.11 и 3.12, редом. Такође, и ту можемо да видимо да су резултати у складу са очекиваним.

Табела 3.2 Преглед пребачаја и подбачаја при симулацији динамичке промјене оптерећења

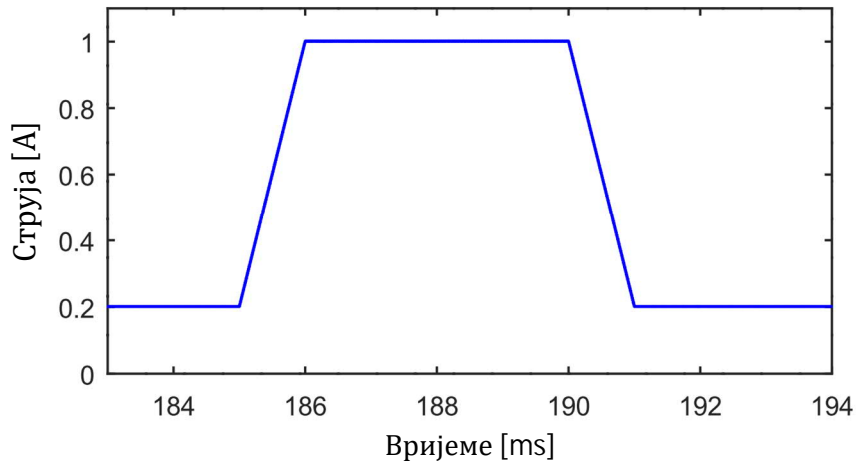
	+ 5,5 V регулисан		+ 5,5 V нерегулисан	
620 V				
20% → 100%	5,473 V	- 27 mV	5,274 V	- 226 mV
100% → 20%	5,543 V	+ 43 mV	5,454 V	- 46 mV
850 V				
20% → 100%	5,492	- 8 mV	5,273	- 227 mV
100% → 20%	5,542	+ 42 mV	5,449	- 51 mV



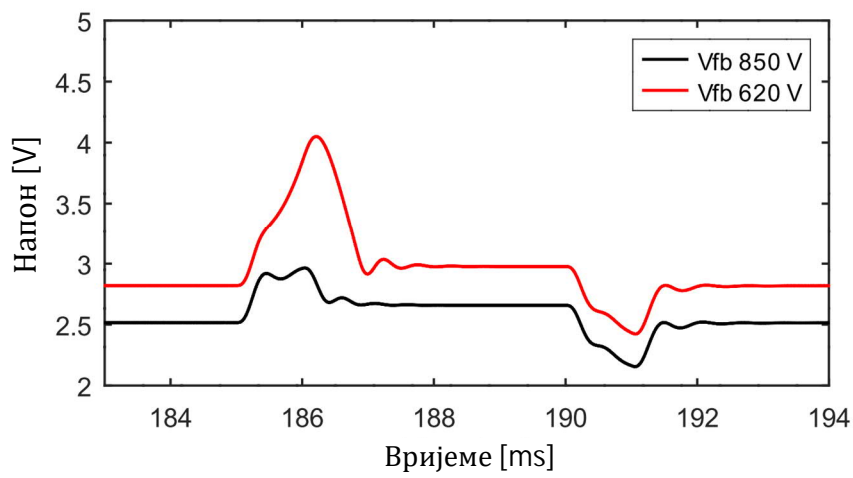
Слика 3.8 Динамичка промјена оптерећења АCF при улазном напону 620 V



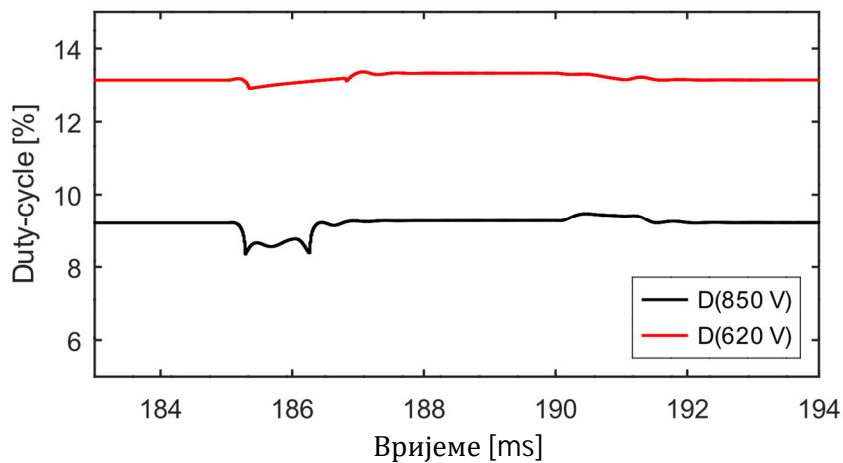
Слика 3.9 Динамичка промјена оптерећења АCF при улазном напону 850 V



Слика 3.10 График промјене струје на регулисаном излазу



Слика 3.11 Графици промјене напона повратне спреге



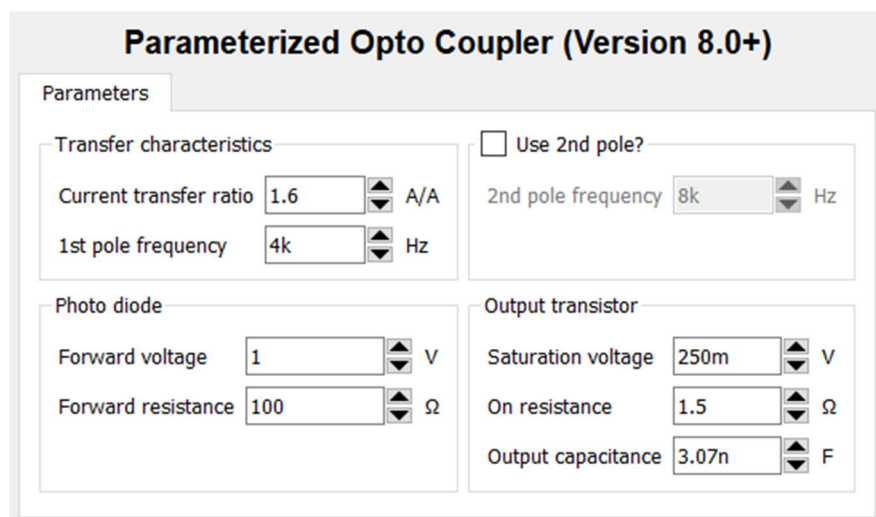
Слика 3.12 Графици промјене фактора испуне (duty-cycle)

3.3 Бодеоови дијаграми

Осим теста у поглављу 3.2 потврда исправног пројектовања регулатора мора се урадити и у фреквентном домену. То је тема овог поглавља, али са аспекта симулација. Бодеоови дијаграми (Bode plots) се користе приликом анализе стабилности система управљања [155]. Њима се једноставно описује фреквентни одзив линеарних временски непромјенљивих система [155]. Они приказују промјену појачања и фазе неког система у зависности од учестаности и више о њима читалац може наћи у [155].

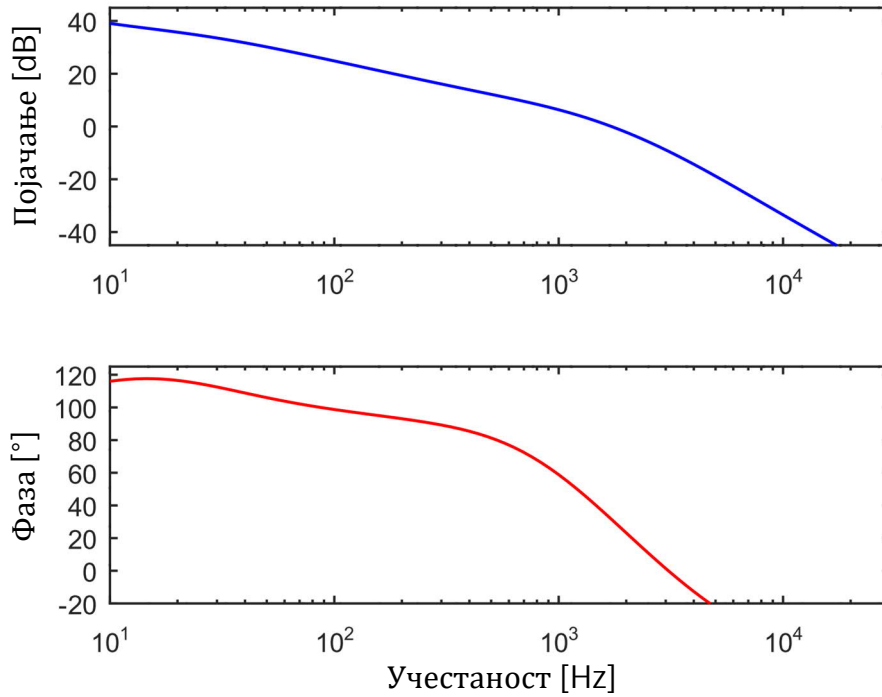
У Симплису је било лако и брзо генерисати Бодеоове дијаграме. Сличан закључак имамо и у [154]. Типично вријеме извршења симулација је било 5–7 s [22]. Додатно, прилагођена подешавања параметризованог оптокаплера (optocoupler) у Симплису су: струјно појачање (CTR) 1,6; учестаност првог пола (1st pole frequency) 4 kHz и излазна (паразитна) капацитивност (output capacitance) 3,07 nF [22]. Резултат је приказан на слици 3.13.

Симулирани Бодеоови дијаграми АСФ претварача у АСМ режиму рада са пуним оптерећењем, при улазним напонима 620 V и 850 V су дати на сликама 3.14 и 3.15, редом [22]. Обе симулације су извршене за називно оптерећење 57 W. Коришћен је Т2 трансформатор и резонантна индуктивност ($68 + 9 = 77$) μH [22]. Индуктивност магнећења нема утицај на мале сигнале и зато није било битно који је трансформатор коришћен.

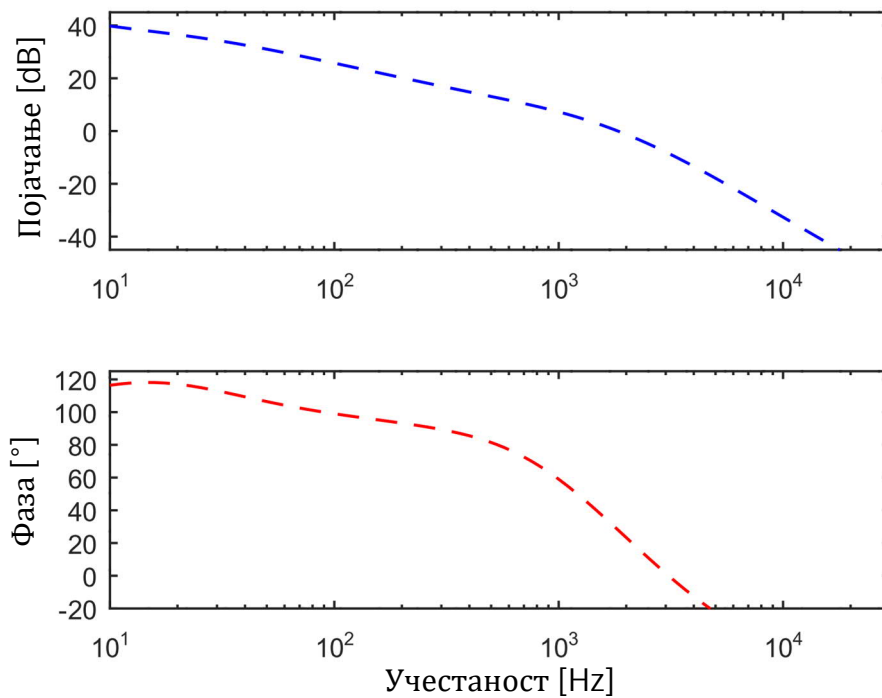


Слика 3.13 Подешавања параметризованог оптокаплера у Симплису

Ако упоредимо резултате са слика 3.14 и 3.15 уочићемо да нема значајне разлике између рада при улазним напонима 620 V или 850 V [22]. Да ли исто важи и у пракси видјећемо у поглављу 4.7.1. Са слика 3.14 и 3.15 закључујемо да је наш систем стабилан јер амплитудска карактеристика (gain vs. frequency) пролази кроз нулу (0 dB) под нагибом од -20 dB/декади, имамо довољну резерву фазе (phase margin) и имамо довољну резерву појачања (gain margin). Додатно, на сликама 3.14 и 3.15 можемо да уочимо одзив првог реда (first-order response) – који је очекиван за било који flyback dc-dc претварач са контролом вршне струје (peak-current controlled) [22], [77].



Слика 3.14 Симулирани Бодеови дијаграми АСФ претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 620 V

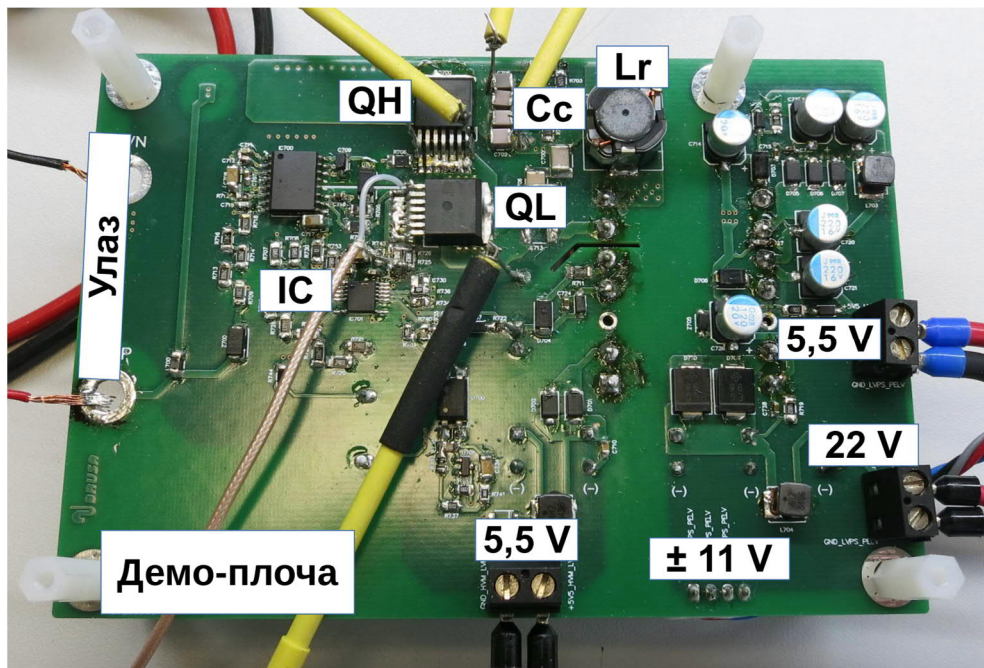


Слика 3.15 Симулирани Бодеови дијаграми АСФ претварача у АСМ режиму рада при улазном напону 850 V

4 Експериментални резултати и дискусија

Неколико АСФ претварача 57 W је направљено према спецификацији датој у табели 2.4 и тестирано. Резултати експеримената и дискусија истих су тема овог поглавља. Направљене су три верзије прототипова 57 W, тј. демо-плоча (demonstration boards), са различитим драјверима и лејаутом¹⁴ (layout), а посљедња (и најбоља) је приказана на слици 4.1 са одговарајућим ознакама.

Штампана плоча (PWB - printed-wiring board) је димензија 9 x 13 cm. Урађена је као четворослојна (4-layer) са стандардним материјалом FR-4 [156] и дебљином бакарних водова на спољним слојевима (top, bottom) од по 70 μm . Сигнални слојеви су са дебљином бакра од по 35 μm . Електрична шема и лејаут, тј. распоред компоненти, водова и полигона на штампаној плочи, су урађени у програмском пакету Altium Designer® [157]. Иначе, треба имати на уму је израз PWB правилан, а не често коришћени PCB (printed-circuit board). Водови су одштампани, а не коло. Овај термин се користи нпр. у компанији Delta Electronics [158] и у стандарду IEC 62477-1 [117].



Слика 4.1 Демо-плоча АСФ претварача 57 W (поглед одозго)

За прорачуне сигурносних растојања у ваздуху (clearance) и по површини (creepage) плоче коришћени су стандарди IEC 60664-1 [159] и IEC 60664-4 [160]. У случају нејасноћа приликом пројектовања, које се не могу одгонетнути разматрањем претходно поменутих стандарда, примјењује се општи стандард IEC 62477-1 [117]. Иначе, један од најважнијих стандарда за системе бежичног-индуктивног пуњења батерија електричних аутомобила је IEC 61980-1 [53].

Фотографије АСФ претварача 57 W, уграђеног у ICS, са ознакама појединих елемената су дате на сликама 4.2 [19] и 4.3 [19]. Међутим, сви резултати, осим мјерења температуре у систему и електромагнетских емисија, су остварени на демо-плочама.

¹⁴ Дословни превод на српски би био распоред, али се фонетски израз лејаут одомаћио међу инжењерима.

Овакав приступ је био много лакши, а и безбједнији. Слика дијела лабораторијске поставке је дата на слици 4.4. Ту можемо и да видимо на осцилоскопу да је АСФ претварач тада био у раду.

Основна опрема која је коришћена приликом развоја и тестирања АСФ претварача представљених у ауторовим чланцима и у докторском раду је:

- дигитални четвороканални осцилоскоп Agilent Infinii Vision DSO-X-3034A;
- извор једносмјерног напона Agilent Technologies N5752A dc power supply;
- извор једносмјерног напона Regatron TopCon Quadro - programmable dc power supply;
- извор једносмјерног напона Magna-Power SL1000-1.5/UI dc power supply;
- прецизни анализатор снаге ZES Zimmer Precision Power Analyzer LMG-671;
- прецизни анализатор снаге ZES Zimmer Precision Power Analyzer LMG-641;
- електронско оптерећење Chroma 63202 dc electronic load;
- електронско оптерећење EA EL 3500-10B dc electronic load;
- електронско оптерећење Teledyne LeCroy T3EL150302P dc electronic load;
- уређај за мјерење појачања и фазе (тј. анализатор фреквентног одзива) Omicron Lab Bode 100 Vector Network Analyzer;
- уређај за мјерење зависности индуктивности од струје ED-K Power Choke Tester DPG-100B;
- прецизни LCR метар GW INSTEK LCR-8101G;
- дигитални-мултиметар Agilent U1272A true rms multi-meter;
- дигитални-мултиметар Fluke 117 true rms multi-meter;
- дигитални-мултиметар Agilent 34410A 6 1/2 digit multi-meter;
- термо камера Agilent U5855A;
- диференцијалне напонске сонде Keysights (Agilent Technologies) N2790A;
- струјна сонда Keysights N2893A;
- струјна сонда PEM CWTmini HF06R Rogowski current transducer.

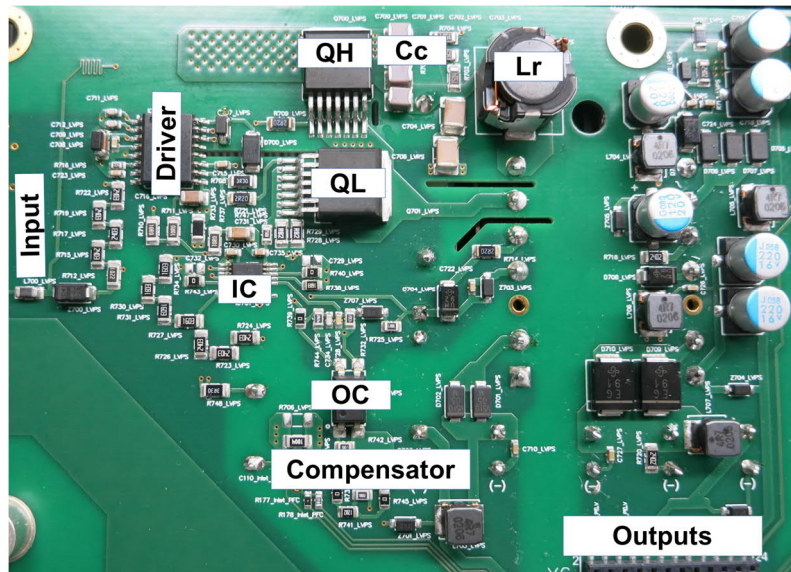
Тестирање је обављено на начин да су оба 5,5 V излаза и излаз 22 V били повезани на електронска оптерећења, а ± 11 V излази су имали само блидер отпорнике од по 10 k Ω [19]. Ово је урађено да би се тестирање олакшало, а није имало утицаја на резултате [19]. Легенда за таласне облике осцилоскопа у овом поглављу је:

- CH1 (жута; 1 A/подиоку; примарна струја);
- CH2 (зелена; 200 V/подиоку; напон drain-source QL);

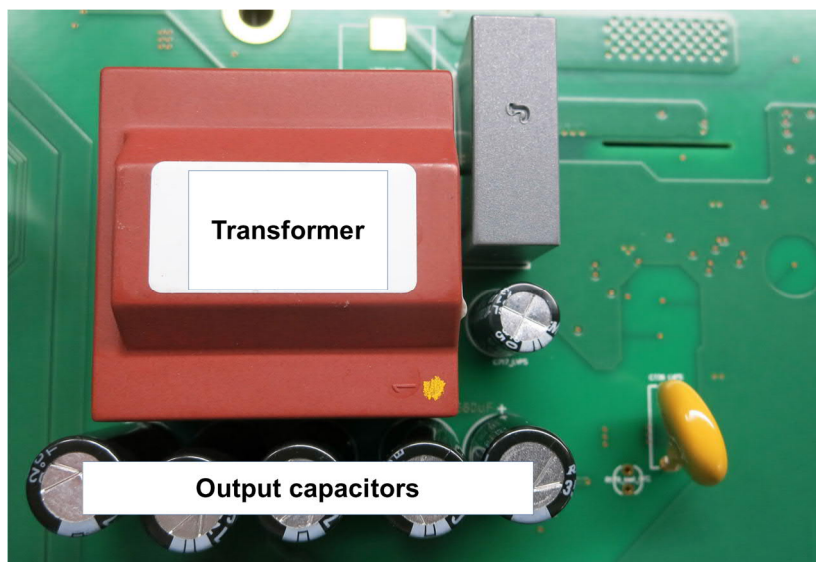
- CH3 (плава; 5 V/подиоку; напон gate-source QL);
- CH4 (црвена; 50–200 V/подиоку; напон кондензатора за одсијецање).

Комерцијални програми који су коришћени приликом развоја и пројектовања претварача су:

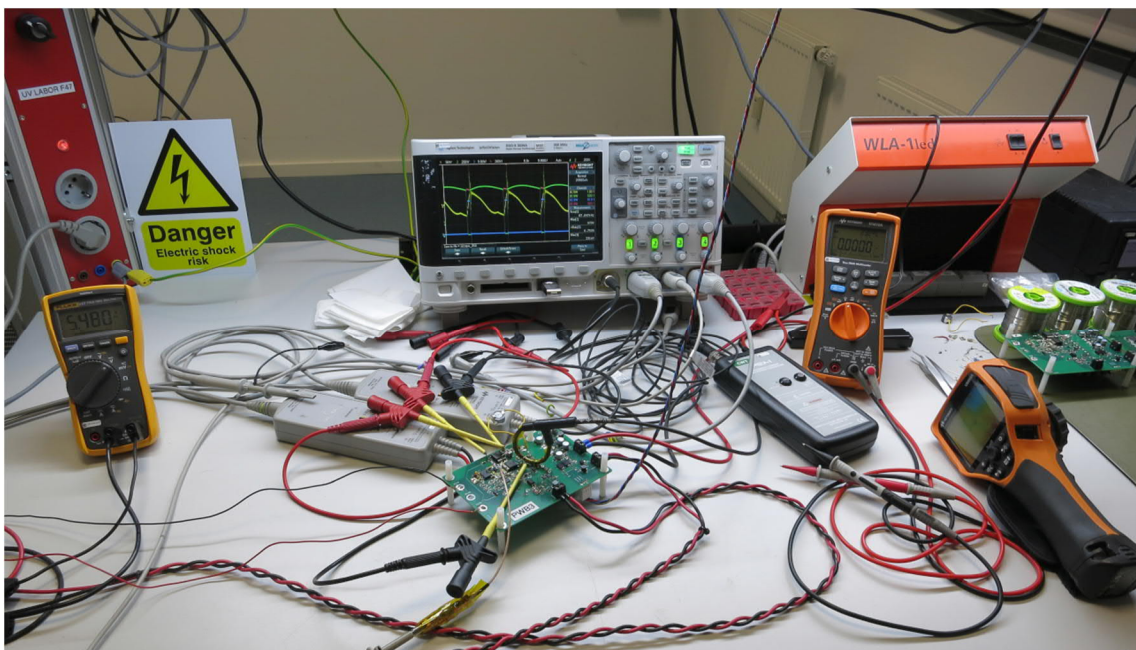
- Altium Designer[®],
- SIMPLIS/Simmetrix[®],
- MathCAD Prime[®].



Слика 4.2 Имплементација АCF претварача у ICS (поглед одозго)



Слика 4.3 Имплементација АCF претварача у ICS (поглед одоздо)



Слика 4.4 Дио лабораторијске поставке за развој и тестирање АСФ претварача¹⁵

4.1 Рад АСФ претварача када систем преноси енергију

4.1.1 АСФ претварач 57 W са трансформатором ТЗ

Измјерени таласни облици напона гејта (gate-source, $V_{GS(OL)}$) и дрејна (drain-source, $V_{DS(OL)}$) QL прекидача АСФ претварача са трансформатором ТЗ, у стационарном стању, при улазном напону од 620 V и називном оптерећењу 57 W, у АСМ режиму рада, су приказани на слици 4.5 [19]. Ту можемо да видимо да активно одсијецање вршног напона (active-clamping) ради како је и очекивано са ZVS комутацијама прекидача QL [19]. Додатно, добијени резултати су усклађени са резултатима симулација приказаним на слици 3.1.

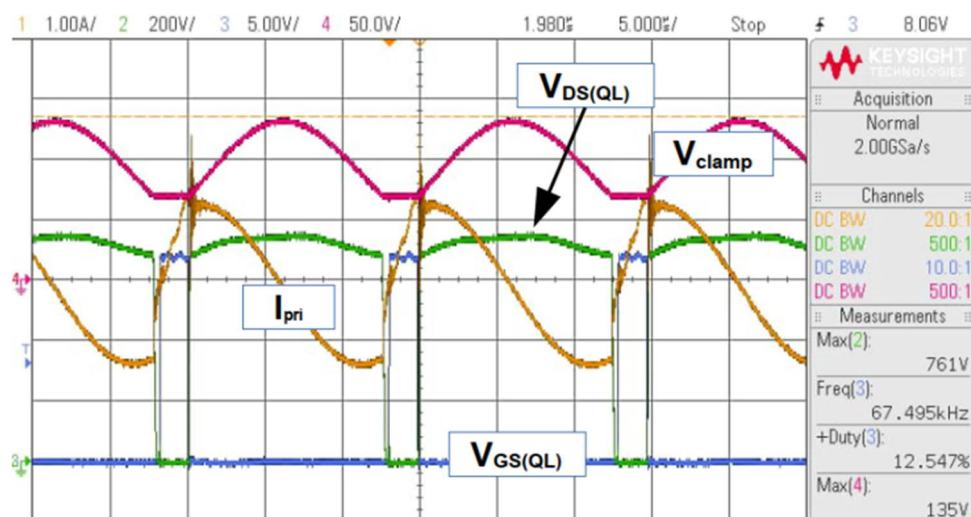
Такође, на слици 4.5 можемо да видимо и таласне облике напона кондензатора за одсијецање вршног напона (V_{clamp}) и струје примара (I_{pri}). Ту можемо да уочимо да је максимална измјерена вриједност V_{clamp} за око 11 V мања него симулирана (слика 2.16) [19]. Ово је добро јер смо тада на страни сигурности. Додатно, на основу таласног облика струје са слике 4.5 закључујемо и да немамо засићење трансформатора [19]. Одступања вршних (позитивних и негативних) вриједности струја примара (слика 4.5) у односу на симулиране (слика 3.2) су прихватљива.

Иако је лејаут урађен пажљиво, осцилације (ringing) примарне струје током „мртвог“ времена (dead-time), приликом комутације између прекидача QL и замајне диоде (free-wheeling diode) прекидача QH, су биле неизбежне (слике 4.5 и 4.6). У овом периоду, у ствари, имамо резонантно коло састављено од обједињене паразитне капацитивности тачке C_{sw} , кондензатора за одсијецање вршног напона, индуктивности магнећења и резонантне индуктивности.

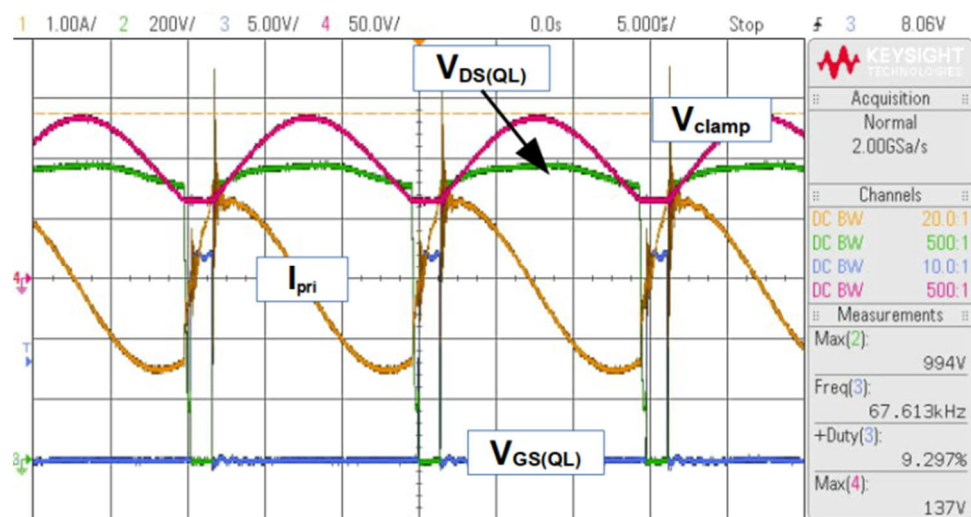
На слици 4.6 [19] су приказани резултати слични онима са слике 4.5 само за улазни напон од 850 V. И ту можемо да видимо да активно одсијецање вршног напона ради како је и очекивано са ZVS комутацијама прекидача QL. Додатно, добијени

¹⁵ Used with permission of Brusa Elektronik (München) GmbH, Munich, Germany.

резултати су усклађени са резултатима симулација приказаним на слици 3.3 – осим за парцијалне ZVS комутације QL при укључењу [19]. Овај ефекат се јављао само при већем оптерећењу ($> 75\%$) и прихватљив је имајући у виду дискусију у [70], тј. да парцијалне ZVS комутације могу чак да мало смање укупне губитке претварача [19]. Додатно, иако је енергија у пригушници при 850 V (табела 2.11) била довољно велика изгледа да мртво-вријеме није било довољно дуго да би се остварила пуна ZVS комутација [161], [19]. Такође, на слици 4.6 су дати и таласни облици напона кондензатора за одсијецање вршног напона (V_{clamp}). Ту можемо да уочимо да је максимална измјерена вриједност V_{clamp} за око 8 V мања него симулирана (слика 2.16) [19]. То је добро јер смо тада на страни сигурности. Остатак коментара, укључујући и струје, је сличан као код случаја за рад при улазном напону 620 V.



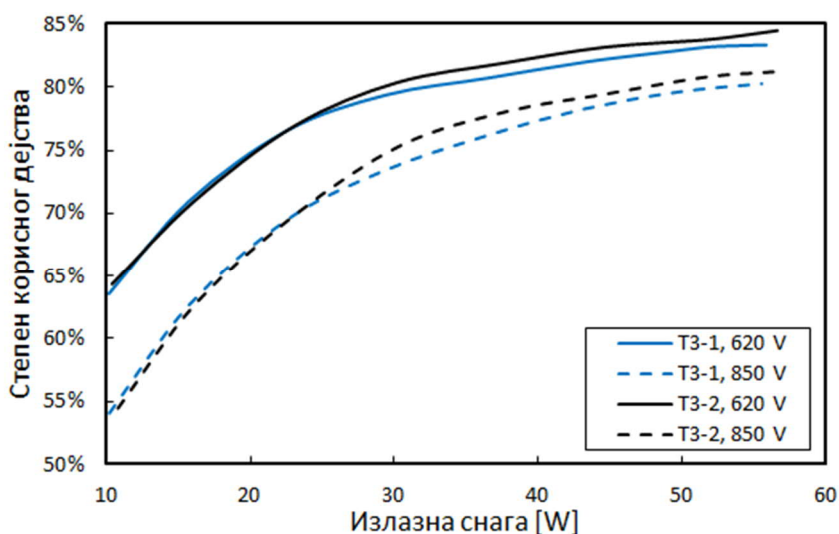
Слика 4.5 Измјерени таласни облици АCF претварача са Т3 у АСМ при 620 V и номиналном оптерећењу



Слика 4.6 Измјерени таласни облици АCF претварача са Т3 у АСМ при 850 V и номиналном оптерећењу

Зависност степена корисног дејства АCF претварача у АСМ режиму рада, за трансформатор Т3 и различите произвођаче, је представљена на слици 4.7. Максималне вриједности су 84,5% при 620 V и 81,2% при 850 V, обе за трансформатор Т3-2. Јасно нам је да су губици усљед циркулишуће енергије (circulating-power losses) већи при већем улазном напону, тј. степен корисног дејства је мањи [20], [136]. Општи разлози

за, не тако велики, степен корисног дејства су поменути губици усљед циркулишуће енергије као и велики преносни однос (dc-voltage-conversion-ratio) [19], [21].



Слика 4.7 Степен корисног дејства за АCF 57 W са Т3 у АСМ

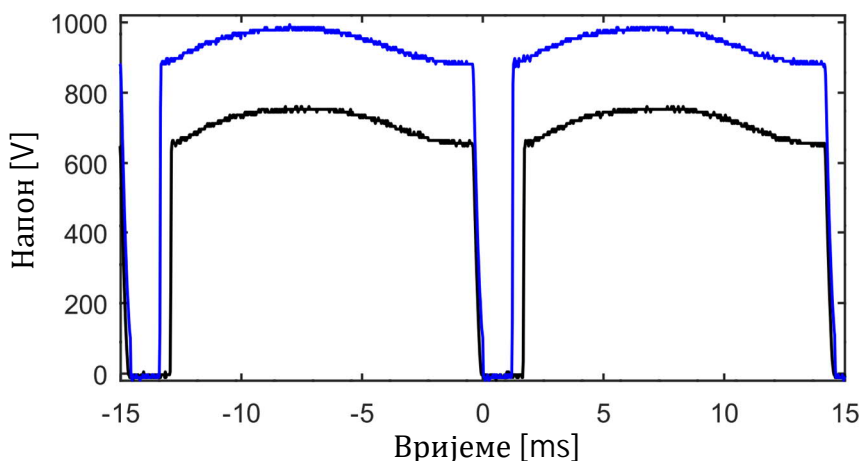
4.1.2 АCF претварач 57 W са трансформатором Т2

Кључни таласни облици у овом случају су дати на сликама 4.8 и 4.9 [22]. Ови резултати су представљени на другачији начин у односу на слике 4.5 и 4.6, да бисмо лакше уочили релативне односе и лакше упоредили са сликама 3.5 и 3.6, редом. Треба имати у виду да су овдје коришћени снимљени таласни облици са осцилоскопа, а не слике екрана (screenshot) као код слика 4.5 и 4.6. Због тога на сликама 4.8 и 4.9 имамо негативно вријеме јер је то посљедица окидања осцилоскопа у нултом тренутку.

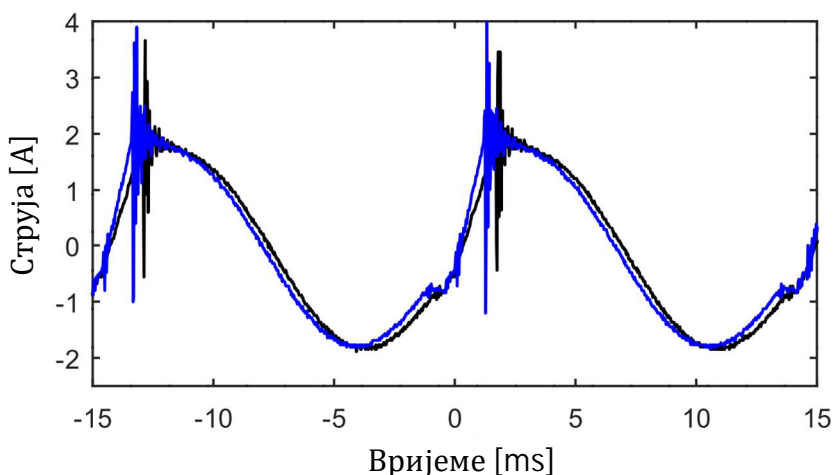
Измјерени таласни облици напона дрејна (drain-source, $V_{DS(OL)}$) OL прекидача код АCF претварача са трансформатором Т2-1 (табела 2.9), у стационарном стању, при улазним напонима од 620 V и 850 V, и при називном оптерећењу 57 W, у АСМ режиму рада, су приказани на слици 4.8 [22]. Максималне вриједности су биле 761 V и 994 V, редом [22]. Додатно, можемо да уочимо да су те максималне вриједности напона мало мање него оне добијене симулацијама (слика 3.5). Разлике су око 12 V при улазном напону 620 V и око 8 V при улазном напону 850 V [22]. Ово је добро за сам пројекат претварача јер смо на страни сигурности. Обрнут случај није пожељан.

Измјерене струје примара су приказане на слици 4.9 [22]. Ту можемо да видимо да су струје мало веће него симулиране (слика 3.6). Минималне вриједности су биле $-1,89$ A (620 V) и $-1,85$ A (850 V) [22]. Због осцилација тешко је било оцијенити колике су максималне вриједности струје. За негативне вриједности апсолутне разлике су биле 245 mA (+14,9%) при улазном напону 620 V и 208 mA (+12,7%) улазном напону 850 V, али су ипак прихватљиве [22]. Додатно, на слици 4.9 можемо да видимо да су резонантни периоди мало дужи него код симулација (слика 3.6) — што је вјероватно посљедица толеранција компоненти [22].

Иако је лејаут урађен пажљиво, осцилације (ringing) примарне струје током „мртвог“ времена (dead-time), приликом комутације између прекидача OL и замајне диоде (free-wheeling diode) прекидача QH, су биле неизбјежне (слика 4.9) [22]. У овом периоду, у ствари, имамо резонантно коло састављено од обједињене паразитне капацитивности тачке C_{SW} , кондензатора за одсијецање вршног напона, индуктивности магнећења и резонантне индуктивности.

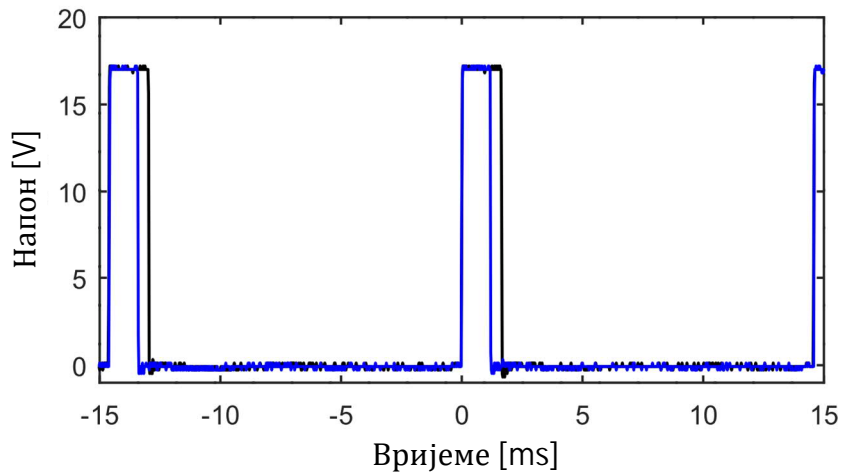


Слика 4.8 Измјерени напони дрејна QL ACF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу

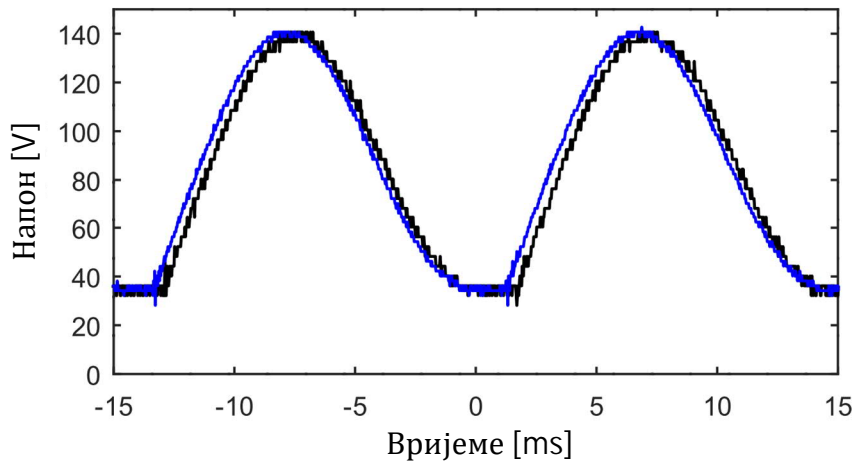


Слика 4.9 Измјерене струје примара ACF претварача са Т2 у АСМ режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу

Измјерени таласни облици напона гејта (gate-source, $V_{GS(QL)}$) QL прекидача код ACF претварача са трансформатором Т2-1 (табела 2.9), у стационарном стању, при улазним напонима од 620 V и 850 V, и при називном оптерећењу 57 W, у АСМ режиму рада, су приказани на слици 4.10. Ту можемо да уочимо да су сигнали јако „чисти“ са максималним вриједностима од по 17,2 V и да је све у реду. Измјерени таласни облици напона кондензатора за одсијецање вршног напона прекидача QL код ACF претварача са трансформатором Т2-1 (табела 2.9), у стационарном стању, при улазним напонима од 620 V и 850 V, и при називном оптерећењу 57 W, у АСМ режиму рада, су приказани на слици 4.11. Изрецкани таласни облици су последица недовољног броја одбирака, тј. у реалном систему ове карактеристике су биле континуалне. Ту видимо да су минималне вриједности овог напона између 30 V и 40 V, а максималне су дате у табели 4.1.



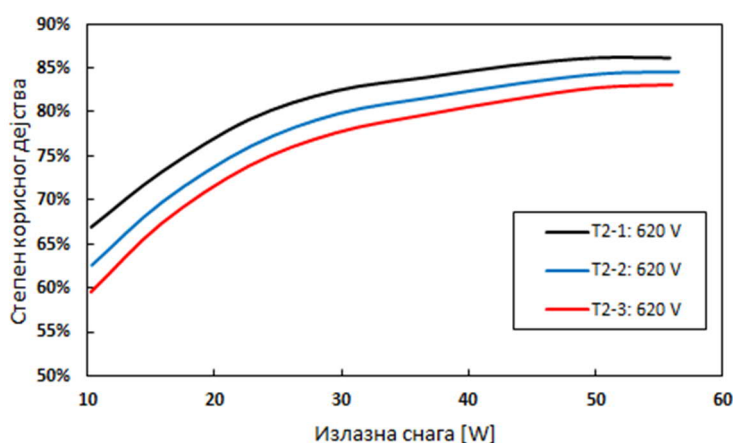
Слика 4.10 Измјерени напони гејта QL ACF претварача са T2 у ACM режиму рада при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу



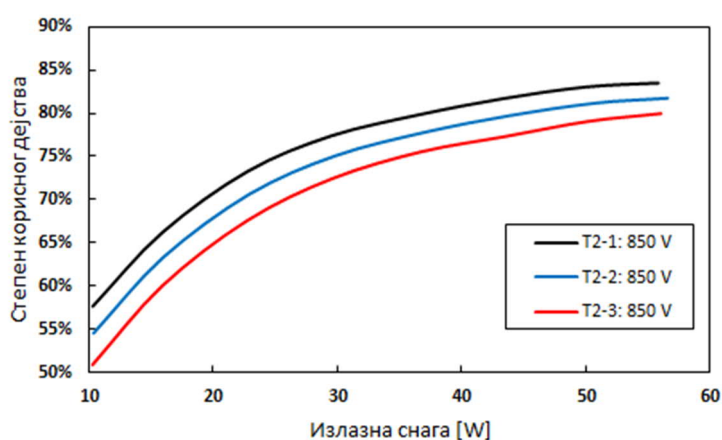
Слика 4.11 Измјерени напони кондензатора за одсијецање вршног напона прекидача при 620 V (црна линија) и 850 V (плава линија) и при номиналном оптерећењу

Графици промјене степена корисног дејства ACF претварача, при улазним напонима 620 V и 850 V, за три трансформатора T2 (табела 2.9) су дати на сликама 4.12 и 4.13, редом [22]. Сопствена потрошња на примарној страни је била урачуната. Ови графици јасно показују како различите конструкције трансформатора утичу на степен корисног дејства претварача [22]. Већ је речено да претпостављамо да су главне разлике међу појединим верзијама трансформатора у избору жица и ваздушног зазора. Занимљиво је уочити да су сви графици међусобно транслирани, тј. паралелено помјерени. Као што смо и очекивали, степен корисног дејства је већи при мањим улазним напонима због мањих губитака у резонантном колу [19], [21].

Максимални степени корисног дејства од 86,1% при 620 V и 83,5% при 850 V су постигнути са трансформатором T2-1 и оптерећењем од око 55,8 W. Графици степена корисног дејства ACF претварача приказани у [19], [20] и [21] имају сличан тренд и облик – што гарантује вјеродостојност и ових резултата.



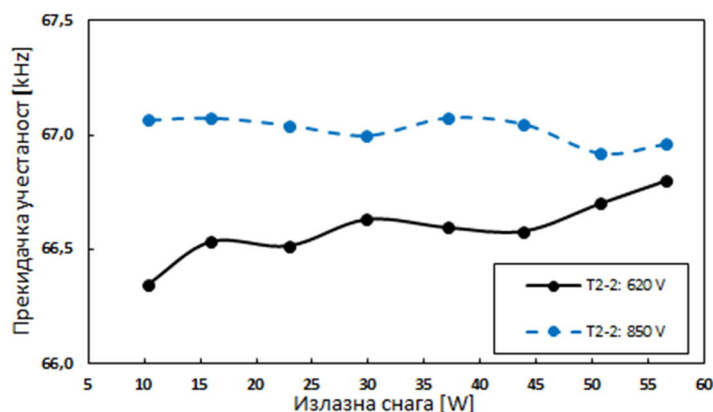
Слика 4.12 Промјена степена корисног дејства за АCF 57 W са Т2 у АСМ при напону 620 V



Слика 4.13 Промјена степена корисног дејства за АCF 57 W са Т2 у АСМ при напону 850 V

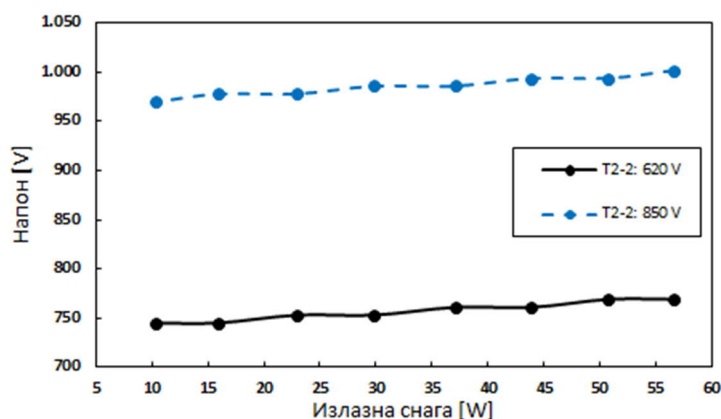
Зависност прекидачке учестаности АCF претварача 57 W у АСМ режиму рада, са трансформатором Т2-2, од оптерећења и улазног напона је приказана на слици 4.14 [22]. Ово је први резултат у литератури за неки АCF претварач у 800 V апликацији [22]. Иначе, прва зависност овакве врсте за било који АCF претварач је представљена у [21] и о томе ће више бити ријечи у поглављу 4.2. Као што је већ речено у другом поглављу, управљачко коло NCP1568 користи додатни отпорник на ножици број 5 (RT), повезан ка маси, којим се подешава минимална учестаност интерног осцилатора [83]. У нашем случају, током тестирања, минимална прекидачка учестаност је била око 63–64 kHz за отпорник од 160 k Ω [22].

Примијећено је да се, при различитим улазним напонима и оптерећењима, прекидачка учестаност није много мијењала – супротно у односу на резултате у литератури [22]. Претпостављамо да је разлог за то сасвим другачија примјена, тј. HDCIV систем, у односу на ону за коју је управљачко коло пројектовано или објављивани радови других аутора. Додатно, на слици 4.12 можемо да видимо да се са повећањем оптерећења прекидачке учестаности приближују једна другој. Такође, резултати за 13 W АCF претварач, приказани на сликама 4.18 и 4.19, показују сличан тренд што нам гарантује да су и ови резултати вјеродостојни [22].



Слика 4.14 Промјена прекидачке учестаности АCF претварача 57 W у АСМ режиму

На слици 4.15 [22] представљена је промјена вршног напона прекидача QL (drain-source voltage) у зависности од оптерећења и улазног напона — такође по први пут за неки АCF претварач [22]. Ту можемо јасно да видимо да тај напон није константан и да се повећава пропорционално повећању оптерећења — што има смисла јер је тада већа и ускладиштена енергија у резонантној индуктивности [22]. Због тога пројектант и овај ефекат треба да узме у обзир. Пораст напона прекидача је био 24 V (+3,2%) при улазном напону 620 V и 32 V (+3,3%) при улазном напону 850 V [22]. Имајмо на уму да су величине приказане на сликама 4.14 и 4.15 очитаване директно са екрана осцилоскопа и могу бити подложне грешкама мјерења [22].



Слика 4.15 Промјена вршног напона прекидача QL код АCF претварача 57 W у АСМ режиму рада

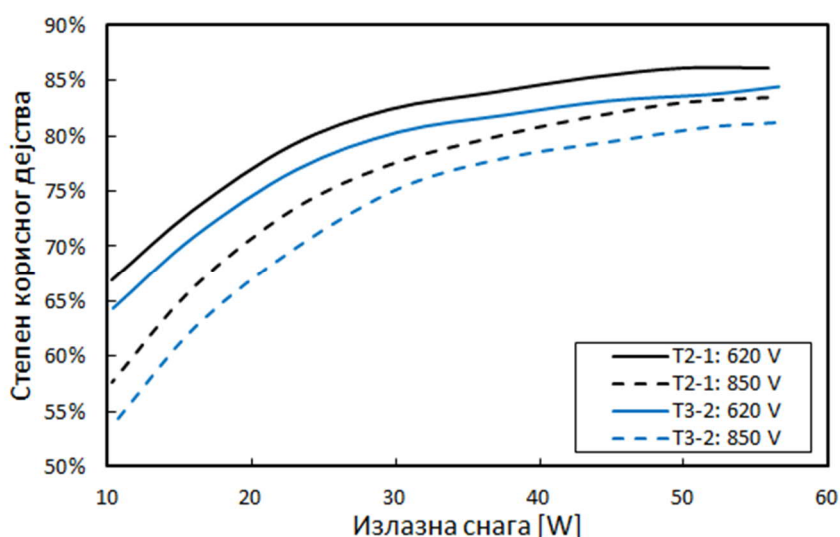
4.1.3 Поређење АCF претварача са трансформаторима Т2 и Т3

Због природе оптерећења у систему, током бежичног преноса енергије, АCF претварач је увијек радио у АСМ режиму рада — небитно који трансформатор је био коришћен — што је добро. У табели 4.1 дат је преглед карактеристичних величина АCF претварача са трансформаторима Т2 и Т3 за минимални и максимални улазни напон. Такође, дате су и апсолутне и процентуалне разлике између појединих величина. Ту видимо да разлика у вршним вриједностима напона прекидача није значајна. Међутим, разлике у екстремним вриједностима струје примара и струје магнећења су много веће — што је било и очекивано јер је индуктивност магнећења мања за 33%. Разлике нису рачунате за струје пошто нису могле бити прецизно читане са слика екрана осцилоскопа.

На слици 4.16 упоређени су степени корисног дејства АСФ претварача са трансформаторима Т2-1 и Т3-2 – који су направљени од стране истог произвођача (vendor 2; табела 2.9). Ово је урађено ради вјеродостојнијег поређења. Ту можемо да видимо да претварач са Т2-1 има много већи степен корисног дејства и то у опсезима 1,6–2,6% (при 620 V) и 2,3–3,5% (при 850 V). Остварени су максимални степени корисног дејства од 86,1% (при 620 V) и 83,5% (при 850 V). Међутим, у реалном систему је коришћен трансформатор Т3-1 јер је претварач са трансформатором Т2 имао нестабилнији рад у режиму приправности. Овај ефекат није могао никако да се предвиди. Поука свега овог је да увијек морамо тестирати претварач у лабораторији и то при свим могућим условима рада. Значи, иако је претварач са Т2-1 имао највећи степен корисног дејства ипак није могао да се користи у систему. Овим смо и потврдили и став из увода другог поглавља да степен корисног дејства помоћног напајања није пресудан фактор при избору топологије или конкретног рјешења.

Табела 4.1 Преглед кључних измјерених величина за Т3 и Т2

	Т3 (88 nF)	Т2 (66 nF)	Разлика	
620 V			Т3–Т2	
V_{DS_max}	761 V	760,8 V	0,2 V	-0,02%
η_{max}	84,5%	86,1%	-1,6%	1,9%
I_{pri_min}	$\approx -1,5$ A	-1,89 A	-	-
V_{clamp}	134,7 V	140,7 V	-6 V	4,5%
850 V			Т3–Т2	
V_{DS_max}	994 V	993,9 V	0,1 V	0,01%
η_{max}	81,2%	83,5%	-2,3%	-2,8%
I_{pri_min}	$\approx -1,6$ A	-1,85 A	-	-
V_{clamp}	136,7 V	142,7 V	-6 V	4,4%



Слика 4.16 Степен корисног дејства АСФ претварача са Т3-2 и Т2-1

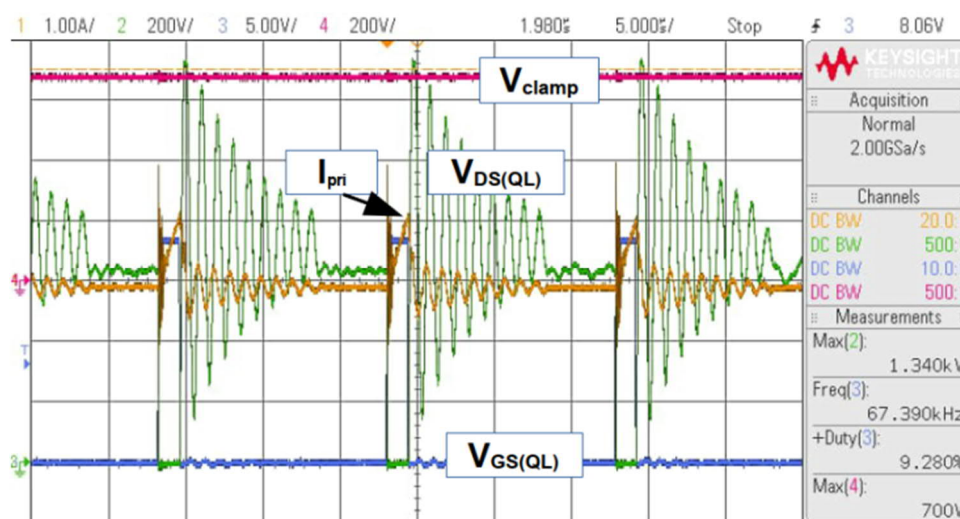
Током експериментисања примијеђено је да је АСФ претварач 57 W, без обзира на трансформаторе Т2 или Т3, морао да има укупно оптерећење бар 10 W (расподијељено по излазима) да би сигурно радио у АСМ DCM (CrCM) режиму рада [22]. Због тога графици на сликама 4.7 и 4.12–4.16 имају минималну снагу од око 10 W. За реални рад система то није био проблем пошто је за режим преноса енергије очекивано минимално оптерећење бар 15 W тако да имамо довољну резерву [22]. Међутим, при оптерећењима мањим од 10 W АСФ претварач је радио или у pulse-skip/DCM режиму, као

конвенционални flyback претварач, или у транзицији између DCM и DCM ACM (CrCM) [22]. Ово посљедње баш и није пријатно имати трајно и биће анализирано у неком од будућих истраживања. Узрок вјероватно лежи у томе како NCP1568 „одлучује“ о праговима прелаза међу режимима рада [22]. Не заборавимо да ово коло и није било пројектовано за ICS примјену – што може бити и додатни разлог.

4.2 Рад АCF претварача када је систем у стању приправности

Измјерени таласни облици напона гејта ($V_{GS(QL)}$) и дрејна ($V_{DS(QL)}$) QL прекидача АCF претварача 57 W са трансформатором Т3, у стационарном стању, при улазном напону од 640 V и оптерећењу од 10,5 W, у DCM режиму рада, су приказани на слици 4.17 [19]. Такође, на слици 4.17 можемо да видимо и таласне облике напона кондензатора за одсијецање вршног напона (V_{clamp}) и струје примара (I_{pri}). Ту можемо да уочимо да је грана за одсијецање вршног напона искључена па је и V_{clamp} константан. Резултати за улазни напон 460 V нису приказани јер изгледају слично као за 640 V само су вршне вриједности напона мање, а струје веће [19]. Међутим, случај са улазом од 640 V је критичнији за избор прекидача.

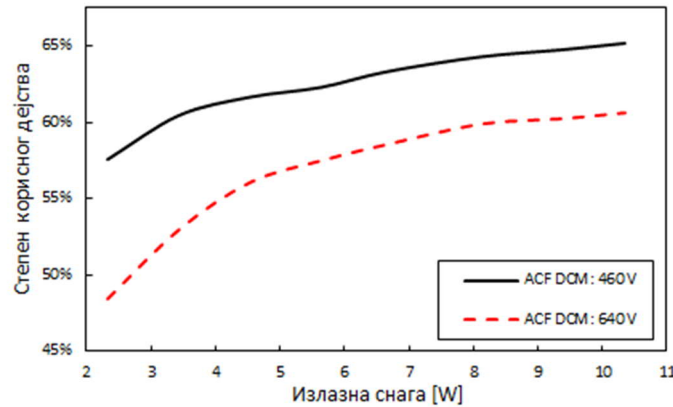
Таласни облици на слици 4.17 су без употребе хибридне гране за одсијецање вршног напона (hybrid-clamp) прекидача [19]. Ту можемо да прочитамо да је вршна вриједност напона QL прекидача (т.ј. тачка SW) 1340 V [19] – што је јако неповољно. Додатно, можемо да видимо велике осцилације (ringing) као посљедицу употребе додатне пригушнице, тј. велике ускладиштене енергије која би нам била потребна за ZVS комутације прекидача у ACM режиму рада [19]. Слика 4.17 нам јасно говори да је употреба хибридне гране за одсијецање вршног напона прекидача код АCF претварача са вишережимским начином рада (multi-mode) у ICS примјени обавезна [19]. Ако овај резултат упоредимо са резултатима симулација (слика 3.5) видјећемо да су јако слични уз разлику да је вршна вриједност у симулацији за 104 V већа – што је добро јер смо на страни сигурности. То значи да у реалном резонантном колу имамо веће губитке од оних који су моделовани у симулацијама. Обрнут случај не би био пожељан.



Слика 4.17 Таласни облици АCF претварача 57 W при улазном напону 640 V и оптерећењу 10,5 W (режим приправности система) без hybrid-clamp

На слици 4.18 [19] су приказани графици степена корисног дејства при улазним напонима 460 V и 640 V. Као што је и очекивано са већим улазним напонем већи су и губици па је степен корисног дејства мањи [19]. Ако упоредимо ове резултате са мјерењима код АCF претварача 13 W (слика 4.19) можемо уочити да је степен корисног

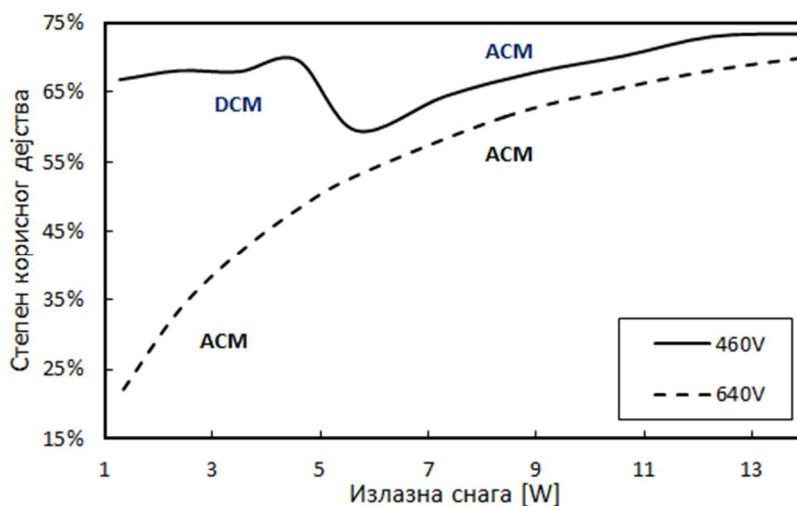
дејства мањи код АCF претварача 57 W [19]. То има смисла јер АCF претварач 13 W ради у АСМ режиму и за номинално оптерећење, а претварач 57 W ради са малим оптерећењем у односу на номинално (light load) и у disabled-ACM режиму [19] са великим осцилацијама напона дрејна. Мало оптерећење АCF претварача 57 W је < 17% у односу на номинално [19].



Слика 4.18 Степен корисног дејства АCF претварача 57 W у DCM са малим оптерећењем (режим приправности система)

4.2.1 АCF претварач 13 W

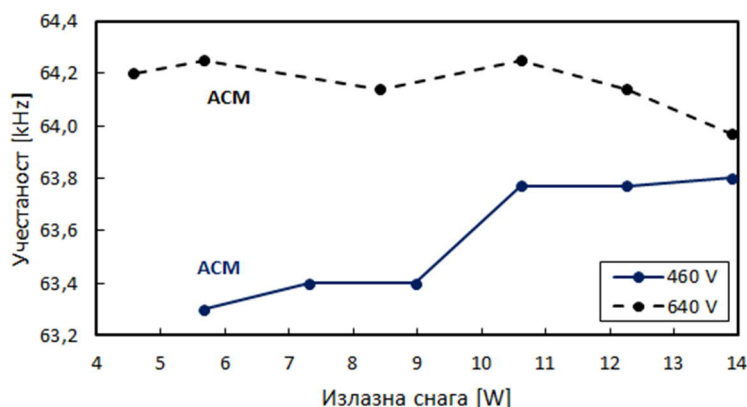
На слици 4.19 [21] приказани су графици степена корисног дејства АCF претварача 13 W при улазним напонима 460 V и 640 V. Као што је и очекивано са већим улазним напонем већи су и губици па је степен корисног дејства мањи [21]. Рад при 640 V је у АСМ режиму док је за 460 V намјерно остављено да видимо прелаз из DCM/pulse-skip режима у АСМ [21]. Са графика за 460 V се јасно види зашто је пожељније имати multi-mode управљачка кола – поготово код уређаја потрошачке електронике, и колико велика разлика у степену корисног дејства може да буде (> 10%) када се искључи грана за одсијецање вршног напона прекидача.



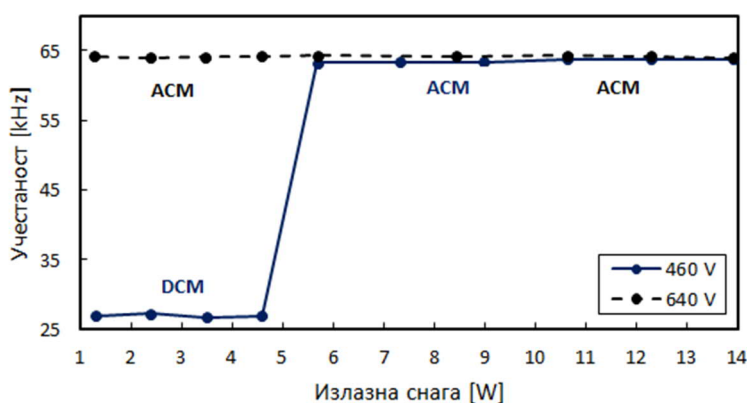
Слика 4.19 Степен корисног дејства АCF претварача 13 W (©2021 IEEE)

Зависност прекидачке учестаности АCF претварача 13 W, у АСМ режиму рада, од оптерећења и улазног напона је приказана на слици 4.20 [21]. Ту можемо да видимо сличан тренд као код АCF претварача 57 W (слика 4.14), тј. да се са повећањем оптерећења прекидачке учестаности полако приближују једна другој. На слици 4.21 [21] дата је зависност прекидачке учестаности АCF претварача 13 W за пун опсег

оптерећења. Ту можемо и да видимо прелаз из DCM/pulse-skip режима у ACM. Учестаност од око 25 kHz у pulse-skip режиму је очекивана у складу са документацијом произвођача [83]. Графици на сликама 4.20 и 4.21 су први такве врсте икад представљени за било који ACF претварач [21].



Слика 4.20 Промјена прекидачке учестаности ACF претварача 13 W у ACM режиму (©2021 IEEE)



Слика 4.21 Промјена прекидачке учестаности ACF претварача 13 W (©2021 IEEE)

4.3 Алтернативни графици степена корисног дејства

До бисмо боље разумјели ACF претварач у ICS примјени одлучено да је се прикаже још пар графика степена корисног дејства – само са различитих аспеката. Због тога је било неопходно испројектовати и направити неколико различитих трансформатора као што је најављено у поглављу 2.4. Након тога урађено је много експеримената са свим тим трансформаторима.

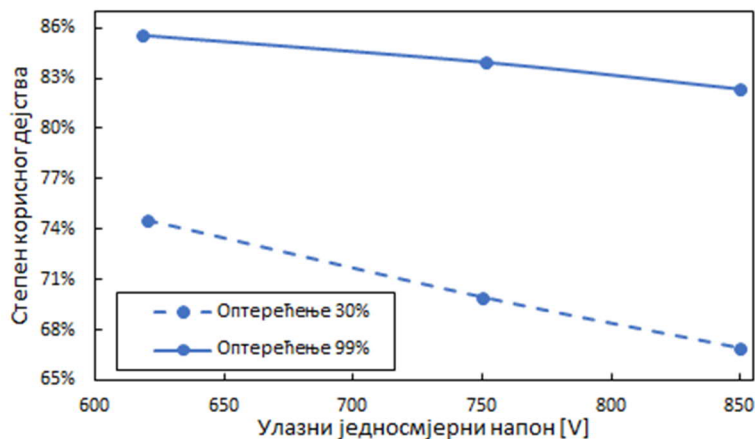
У табели 4.2 дат је преглед свих 12 трансформатора који су коришћени приликом истраживања. Она је проширена за два трансформатора у односу на табелу (TABLE 5) дату у [19]. Ту имамо, осим ознака и произвођача, податке о индуктивности магнећења (L_m), преносном односу примар-секундар 5,5 V (n), као и параметре резонантног кола L_e (додатна пригушница) и C_c (кондензатор за одсијецање вршног напона прекидача) [19]. Параметри резонантног кола су ручно одабрани (trial-and-error приступ) тако да је ACF претварач имао највећи степен корисног дејства за дати трансформатор. Трансформатори су пројектовани тако да расипна индуктивност буде што мања. За све трансформаторе она је била мања од 9 μH и зато није ни приказана у табели 4.2.

Већина резултата дисертације до сада је дата за трансформаторе Т3 и Т2 (табеле 2.9 и 4.2), а у овом поглављу ће бити укључени и остали. Разлози за овакав шаролик приступ експериментисању са више различитих трансформатора су били [19]:

- требало је оцијенити неколико различитих произвођача не само по питању техничких перформанси него и по питању економских услова (нпр. цијене и времена испоруке);
- због ограниченог буџета наручиван је мањи број узорака (1–2) и мањи број примјерака који би се користили у систему;
- као посљедица тога, током извршења пројекта и употребе компоненти, неки од модела више нису били расположиви тако се морало користити оно што је тренутно било на стању.

Табела 4.2 Преглед свих коришћених трансформатора са параметрима резонантног кола

Ознака: L_m , произвођач	n	L_e [μH]	C_s [nF]
T1-1: 200 μH , произвођач 1	10	47	88
T1-2: 200 μH , произвођач 3	10	47	88
T1-3: 200 μH , произвођач 3	15	47	88
T2-1: 400 μH , произвођач 2	15	68	66
T2-2: 400 μH , произвођач 3	15	68	66
T2-3: 400 μH , произвођач 1	15	68	66
T3-1: 600 μH , произвођач 1, вер. 1	15	100	88
T3-2: 600 μH , произвођач 2	15	100	88
T3-3: 600 μH , произвођач 3	15	100	88
T3-4: 600 μH , произвођач 1, вер. 2	15	100	88
T4-1: 800 μH , произвођач 1	15	100	66
T4-2: 800 μH , произвођач 3	30	100	66



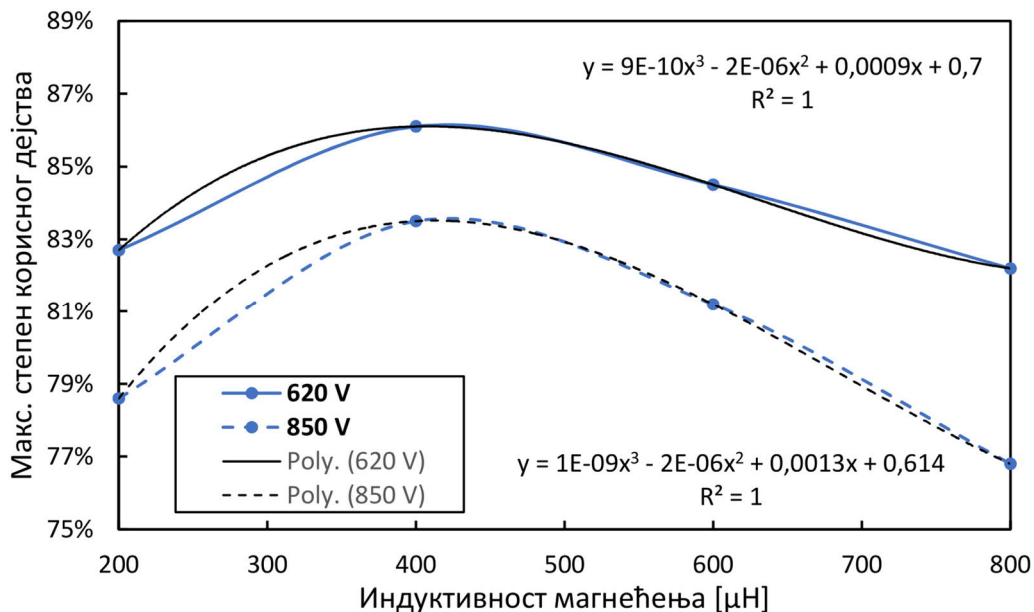
Слика 4.22 Степен корисног дејства АСФ претварача 57 W у АСМ са константним оптерећењем 30% и 99%

На слици 4.22 [19] можемо да видимо зависност степена корисног дејства АСФ претварача од улазног напона при константним оптерећењима 30% и 99% са Т2-1 трансформатором (табела 4.2). На примјер, да смо за овај експеримент користили Т3-1 трансформатор онда би степен корисног дејства био мањи (тј. помјерен на доле за око 1–2%), али би показивао сличан тренд као и за Т2-1 [19]. Линије на слици 4.22 су скоро линеарне и инверзно-пропорционалне улазном напону – што је било и очекивано [19].

Међутим, занимљиво је откриће да, при мањим оптерећењима (тј. 30%), нагиб карактеристике је стрмији, са порастом улазног напона, у односу на случај са 99% оптерећењем [19]. Разлог је да, при мањим оптерећењима прекидачки губици и губици у језгру трансформатора, који су пропорционални улазном напону, су доминантнији у односу на друге губитке [19]. Ово објашњава зашто линије на слици 4.22 имају другачије нагибе.

На слици 4.23 [19] је представљена зависност максималног степена корисног дејства АCF претварача 57 W у АСМ од индуктивности магнећења. Овакви резултати о АCF претварачима су представљени по први пут у литератури [19]. За овај експеримент коришћена су четири различита трансформатора: Т1-1, Т2-1, Т3-2 и Т4-1 (табела 4.2). Ти графици су хипотетички јер су направљени тако што су узимани максимални степени корисног дејства четири АCF претварача, са различитим резонантним колима, за два улазна напона [19]. Као што је раније речено, параметри резонантног кола, који дају максимални степен корисног дејства, су одабрани ручно. Табеларни преглед овако добијених степена корисног дејства су дати у табели 4.3. Ознаке на слици 4.23 су сљедеће¹⁶:

- плаве линије: Microsoft® Excel® XY plots, smooth lines;
- црне линије: Microsoft® Excel® polynomial trend-lines.



Слика 4.23 График хипотетички максималног степена корисног дејства АCF претварача 57 W у АСМ са различитим трансформаторима

Слика 4.23 јасно показује да ће АCF претварач, специфициран у табели 2.4, имати максималне степене корисног дејства (86,1% и 83,5%), за минималне и максималне улазне напоне, редом, ако је индуктивност магнећења око 400 μH за одабрани преносни однос и параметре резонантног кола [19]. Додатно, можемо уочити да су, при улазном напону 850 V, губици већи за друге изведбе претварача и зато та карактеристика није паралелна оној при 620 V, већ има различит нагиб [19]. Објашњење за већи нагиб при напону 850 V, у опсегу индуктивности магнећења 400–800 μH, је слично као за слику

¹⁶ Текст је намјерно остављен на енглеском да би се та својства лако препознала у самом Microsoft® Excel® програму.

4.22 [19]. За индуктивности магнећења у опсегу 200–400 μH већи нагиб карактеристике при напону 850 V је због већих вршних вриједности струје примара и, самим тим, одговарајућих губитака у претварачу [19].

Додатно, на слици 4.23 су приказане и криве (функције) које су резултат фитовања полинома (polynomial curve-fitting) Poly.(620 V) и Poly.(850 V). Те функције показују да максимални степен корисног дејства (η_{max}) има (слабу) кубну зависност од индуктивности магнећења [19]. Међутим, да ли овакви изрази заиста представљају стварне физичке односе биће истраживано у будућим студијама заједно са анализама тачности, тј. анализама грешки. Наравно, не треба заборавити да степен корисног дејства зависи од многих других фактора као што су преносни однос трансформатора и његова конструкција, параметри резонантног кола, избор полупроводника, метода управљања, итд. [19].

Табела 4.3 Преглед хипотетички максималних степена корисног дејства АCF претварача

Ознака: L_m , произвођач	n	620 V	850 V
T1-1: 200 μH , произвођач 1	10	82,7%	78,6%
T2-1: 400 μH , произвођач 2	15	86,1%	83,5%
T3-2: 600 μH , произвођач 2	15	84,5%	81,2%
T4-1: 800 μH , произвођач 1	15	82,2%	76,8%

Већ смо рекли у поглављу 4.1.3 да је у ICS систему коришћен трансформатор T3-1 иако смо видјели да је максимални степен корисног дејства АCF претварача постигнут са трансформатором T2-1 (слика 4.23, табела 4.3). Претварач са трансформатором T2-1 је имао много веће вршне вриједности напона прекидача (тачка SW) у режиму приправности система (ICS stand-by mode). Приступом коришћеним у овом раду смо избјегли замку гдје се истраживачи фокусирају на методе оптимизације, које би дале највећи или оптималан степен корисног дејства, али без уважавања могућности да претварач не би могао радити стабилно или безбједно у свим радним режимима.

4.4 Губици усљед циркулишуће енергије

У овом поглављу бавићемо се феноменом циркулишуће енергије (circulating-power) који је присутан код претварача који имају резонантно коло. У [69] и [71] аутори су става да је циркулишућа енергија у случају комплементарног прекидања (complementary-switching) већа у односу на некомплементарно (non-complementary-switching). То је тачно, пошто је у комплементарном случају вријеме провођења (turn-on time) прекидача QH много дуже него у некомплементарном случају [19].

До сада су само три чланка обрађивала тему циркулишуће енергије код АCF претварача и то [63], [69] и [71]. Детаљни теоријски рад је урађен за некомплементарно прекидање у [14] за оба режима рада (DCM ACM и CCM) [19]. У [71] је слично урађено само за CCM случај [19]. АCF претварач са комплементарним прекидањем у CCM је анализиран у [63] (види слике Fig. 9 и Fig. 10, и табелу Table I). Ту је разјашњено да, током пуњења C_c , губици настају усљед провођења замајне диоде QH прекидача, тј. да је ту улогу игра средња вриједност струје у грани за одсијецање вршног напона (average clamping-current) [19], [63]. Али, током преноса циркулишуће енергије ка секундарној страни губици долазе од провођења QH прекидача, тј. ту улогу игра ефективна вриједност струје у грани за одсијецање вршног напона (rms clamping-current) [19], [63].

Међутим, случај DCM ACM (CrCM), са комплементарним прекидањем, који је тема ове дисертације, није разматран у литератури до сада. Додатно, у [69] дати су математички изрази за циркулишућу енергију, али који су давали погрешне резултате у нашем случају. Такође, мјерења и анализа губитака усљед циркулишуће енергије нису до сада била представљена у научној литератури и то ће бити урађено у овом поглављу, али само за DCM ACM (CrCM) случај. Додатно, извођење математичких изрази за циркулишућу енергију у DCM ACM (CrCM) режиму ће бити тема неког будућег истраживања.

На сликама 4.24 [19] и 4.25 [19] приказани су графици зависности губитака усљед циркулишуће енергије и улазног напона за шест трансформатора (уз одговарајућа резонантна кола) из табеле 4.2. Слика 4.24 приказује графике за трансформаторе T2-1, T3-1, T4-1 и T4-2, док су на слици 4.25 дати графици за трансформаторе T1-3 и T1-2. Овакви резултати о ACF претварачима су представљени по први пут у литератури [19]. Графици на сликама 4.24 и 4.25 су направљени тако што је ACF претварач радио скоро без оптерећења (ако занемаримо сопствену потрошњу и расипање енергије на блидер отпорницима) [19].

Управљачко коло NCP1568 има могућност подешавања прагова прелаза између DCM и ACM режима рада, и обрнуто, помоћу два отпорника ка маси (пин 6: DTH и пин 13: ATH; табела 2.3) [83], [19]. Такође, ово коло може да се форсира да ради само у једном од поменутих режима рада (DCM или ACM). Документ [162] који то описује мора да се тражи од onsemi тима за подршку [104]. Међутим, пошто тај документ није јавно расположив не можемо овдје да цитирамо поступак како се то ради.

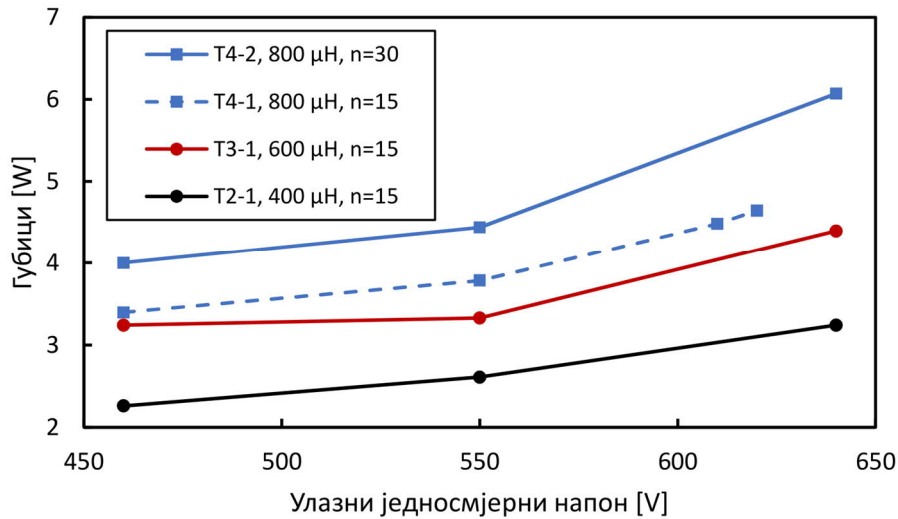
Резултати на сликама 4.24 и 4.25 су добијени на сљедећи начин. Претварач је прво био форсиран да ради само у ACM режиму [19]. Затим је измјерена улазна снага помоћу прецизног анализатора снаге (precision power-analyzer). Након тога, претварач је био форсиран да ради само у DCM режиму (као конвенционални flyback претварач) [19]. Затим је поново измјерена улазна снага помоћу прецизног анализатора снаге. Разлика између овако измјерених улазних снага представља губитке у грани за одсијецање вршног напона, тј. губитке усљед циркулишуће енергије [19].

Са трансформаторима, који су коришћени за резултате на слици 4.24, било је могуће форсирати ACF претварач да ради у оба режима (ACM и DCM) само до улазног напона 640 V [19]. Са већим улазним напонима само је рад у DCM могућ. Ово нам говори да за сваки ACF претварач постоје одређени прагови оптерећења преко којих је могуће радити у ACM режиму. Додатно, ту можемо да видимо да су, за већи преносни однос, губици усљед циркулишуће енергије већи у односу на трансформатор са мањим преносним односом (T4-1 и T4-2). Додуше, T4-2 је направљен од стране другог произвођача тако да је ову тврдњу потребно даље истражити у некој будућој студији.

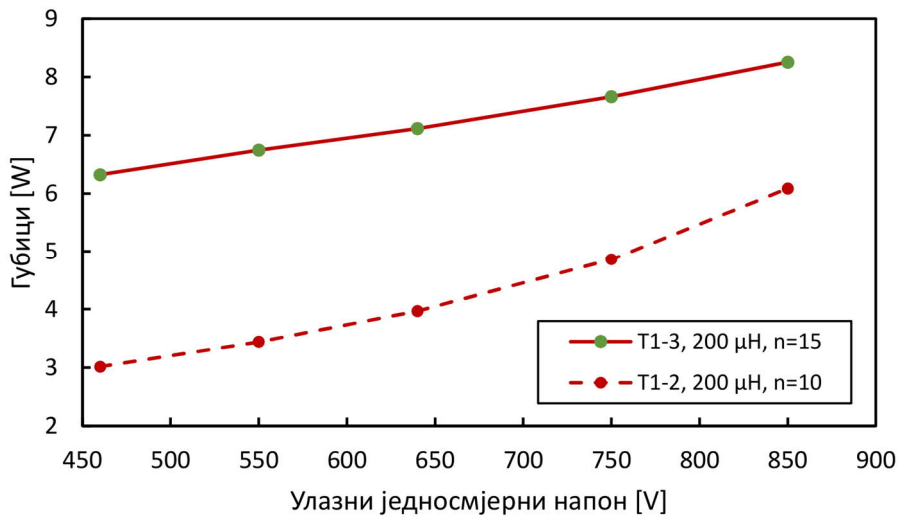
За трансформаторе T1-1 и T1-2, на слици 4.25, било је могуће форсирати ACF да ради у оба режима (ACM и DCM) до улазног напона 850 V [19]. Наравно, овакав сценарио у пракси није могућ — сем можда при кваровима, јер ACF претварач може бити без оптерећења само у режиму приправности система, тј. до улазног напона од 640 V (табела 2.4).

Разлог за ово вјероватно лежи у начину како се NCP1568 покреће и касније „одлучује“ о праговима прелаза међу режимима [19]. Додатно, у изведбама претварача са T1-1 и T1-2 трансформаторима (200 μ H) имамо веће вршне струје како при укључењу претварача тако и при нормалном раду — ако их упоредимо са осталим поменутих изведбама претварача [19]. Треба знати да се претварач са NCP1568 увијек покреће у

АСМ режиму (током пуњења излазних кондензатора) и онда, зависно од оптерећења, „одлучује“ да ли остаје у њему или прелази у DCM [83]. Треба имати на уму да ово АСФ управљачко коло, као и сва остала за АСФ претвараче на тржишту, није ни било намијењено, тј. прилагођено, за овакву захтјевну примјену (тј. ICS). Можда у овоме дјелимично лежи узрок оваквог понашања – које је први пут поменуто у [19]. Надајмо се да ће ови резултати мотивисати произвођаче АСФ управљачких кола да у будућности развију управљачко коло за HDCIV примјене [19].



Слика 4.24 Губици усљед циркулишуће енергије АСФ претварача 57 W за четири различита трансформатора

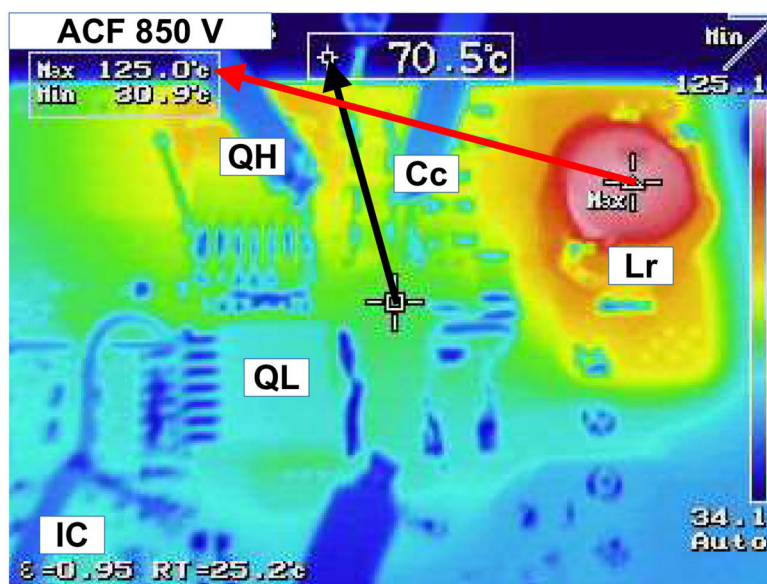


Слика 4.25 Губици усљед циркулишуће енергије АСФ претварача 57 W са трансформаторима T1-2 и T1-3

4.5 Мјерење температуре

У овом поглављу бавићемо се практичним термичким аспектима АCF претварача. Током пројектовања губици у полупроводницима нису ни рачунати јер је изведба претварача морала бити са SMD компонентама па је могућност хлађења била ограничена само на површину бакра штампане плоче. А произвођачи трансформатора су се потрудили да њихови губици буду прихватљиви ($< 1 \text{ W}$). Тако да прагматичан приступ је био да се температуре просто само измјере на крају.

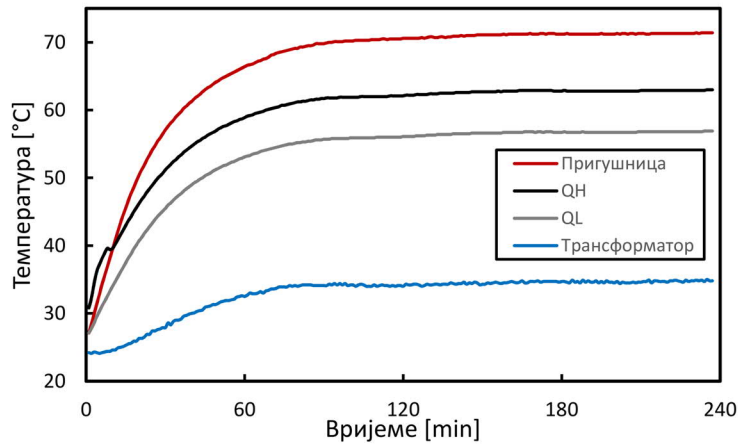
Снимак термо-камере АCF претварача 57 W у АСМ, са трансформатором ТЗ, при улазном напону од 850 V и пуном оптерећењу је дат на слици 4.26. Овај резултат је остварен на демо-плочи. Ту можемо да видимо да никакве додатне мјере хлађења нису биле предузете да бисмо видјели како се претварач понаша. Такође, видимо да је најтоплија компонента била додатна пригушница (125°C) [20] док је прекидач QH био испод 100°C , а прекидач QL није никад ни био критичан. Због овога одлучено је да се у систему примјени хлађење пригушнице и прекидача QH повезивањем на метални поклопац помоћу TIM материјала (TIM - thermal-interface material). Ово је уједно био и највећи недостатак АCF претварача у овој примјени [19]. Такође, трансформатор је превентивно био повезан на кућиште система иако његова температура на радном столу, тј. демо-плочи, никад није прелазила 65°C . Међутим, ово је било предвиђено приликом пројектовања кућишта система па и није био никакв посебан технички изазов као што је био хлађење SMD компоненти (QH и пригушнице). Снимак за рад при 620 V није приказан јер је био мање критичан.



Слика 4.26 Расподјела температуре АCF претварача на демо-плочи при пуном оптерећењу

Након овога приступило се мјерењу температуре претварача у систему. ICS је био херметички затворен ($> \text{IP67}$) и имао је форсирано ваздушно хлађење током тестирања. Као што смо већ рекли трансформатор, пригушница и прекидач QH су били повезани на кућиште система ради бољег хлађења провођењем (conduction-cooling) [20]. Температура околине, тј. лабораторије, је била око 25°C . Резултати четворочасовног теста АCF претварача у ICS су приказани на слици 4.27 [19] и задовољавајући су. Као што смо очекивали пригушница је била најтоплија компонента ($71,4^\circ\text{C}$) праћена прекидачем QH. Оцијењено оптерећење АCF претварача је било око 40% пошто, у том тренутку, све функције система нису биле имплементирание [19]. Додатно, претварач је био мало предимензионисан да бисмо имали резерву снаге [19]. У сваком случају, на

основу ових резултата, можемо очекивати да са називним оптерећењем и већом температуром околине (до 50°C), максималне температуре ће бити испод 110°C — што је и био циљ [19].



Слика 4.27 Четворочасовни тест АCF претварача 57 W у систему при напону 850 V

4.6 Понашање АCF претварача при кратким спојевима

У овом поглављу анализираћемо практично понашање АCF претварача при кратким спојевима на различитим секундарима. Заштита од кратког споја је једно од битних својстава било ког dc-dc претварача и дио је стандардне процедуре приликом пројектовања [19]. Међутим, анализом одговарајуће литературе уочено је да нико није обрађивао ову тему до сада за АCF претвараче.

Одабрано управљачко коло NCP1568 користи управљање вршном струјом прекидача [83] и, самим тим, је лако остварити ограничење вршне струје прекидача и у случају кратког споја [19]. Додатно, коло NCP1568 посједује посебну логику за детекцију кратког споја [83] — која се разликује од ограничења вршне струје у нормалном раду. Напонски праг реаговања прекострујне заштите у нормалном раду је типично 785 mV, док је у случају кратког споја 1,19 V и са другачијим Leading Edge Blanking (LEB) временима од 195 ns и 147 ns, редом (Table 4 у [83]). Произвођач препоручује да се стави аналогни R-C филтар на одговарајућем улазу (пин 8: CS; табела 2.3) [83] због разних сметњи и шума који су нормално присутни код сваког претварача. Међутим, у пракси вриједности отпорника и кондензатора су подешене на веће вриједности од препоручених, након пар итерација, да бисмо избјегли лажно реаговање заштите од кратког споја приликом покретања претварача.

Струја кратког споја на примару се, у општем случају, рачуна као

$$I_{SC} = I_{pri_max} + \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t_{delay} \quad (4.1)$$

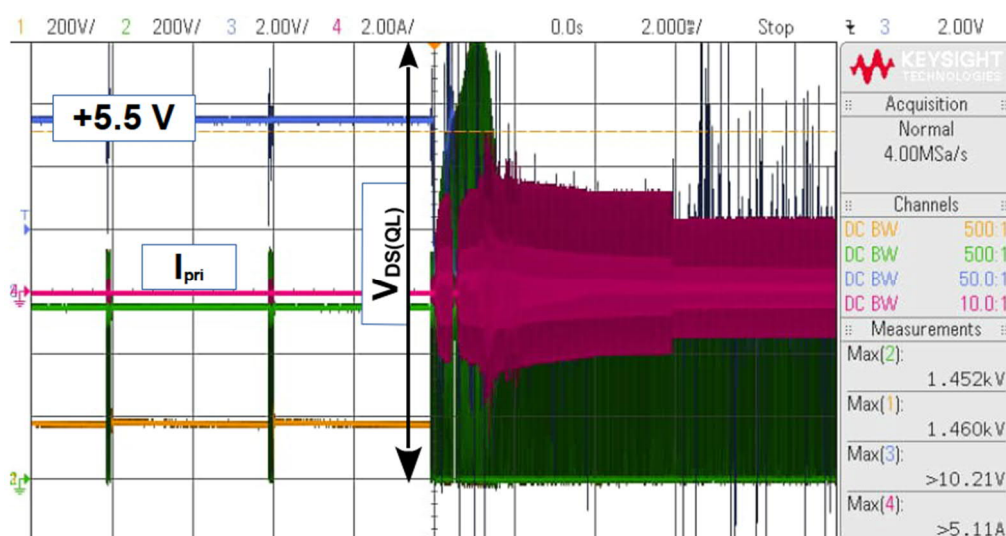
гдје су I_{pri_max} максимална вршна струја на примару, V_{in} улазни једносмјерни напон (табела 2.4), L_m индуктивност магнећења (600 μ H) и t_{delay} укупно вријеме кашњења унутар управљачког кола од тренутка детекције кратког споја то промјене стања на излазу ка гејту прекидача (147 ns + 43 ns; [83]). Струју кратког споја потребно је провјерити за оба улазна напона (650 V или 850 V) при пуном оптерећењу. У нашем

случају оне износе 2,03 А (за 650 V и струју примара 1,83 А) и 2,09 А (за 850 V и струју примара 1,82 А). Други члан у (4.1) у пракси неки инжењери понекад забораве — што је погрешно. Из нашег примјера видимо да вријеме кашњења износи 190 ns — а то није занемарљиво.

ACF претварач је тестиран са кратким спојевима на различитим секундарима у различитим режимима рада. Кратак спој је изазван помоћу одговарајућег прекидача повезаног на жељени излаз претварача. Преглед свих пет експеримената је дат испод [19]:

- Регулисани излаз 5,5 V кратко-спојен прије укључења претварача, тј. претварач се покреће у кратком споју.
- Регулисани излаз 5,5 V кратко-спојен током рада у АСМ режиму.
- Нерегулисани излаз 22 V (са највећим појединачним оптерећењем) кратко-спојен прије укључења претварача, тј. претварач се покреће у кратком споју.
- Нерегулисани излаз 22 V (са највећим појединачним оптерећењем) кратко-спојен током рада у АСМ режиму.
- Регулисани излаз 5,5 V кратко-спојен током рада у DCM (тј. disabled-ACM) режиму.

ACF је без проблема и оштећења савладао све тестове. Вршна струја је била ограничена, а претварач је покушавао аутоматско поновно покретање (auto-restart) сваких 1,6 s — као што је и предвиђено [83], тј. то је била нека врста хикап (hiccup¹⁷) режима [19].



Слика 4.28 Кратак спој АCF претварача у pulse-skippping режиму рада при улазном напону од 550 V и празном ходу

Међутим, испоставило се да је највећи изазов за АCF претварач случај ако би се кратак спој десио током pulse-skippping или DCM (тј. disabled-ACM) режима рада без хибридне гране за одсијецање вршног напона прекидача (hybrid-clamp) [19]. Ово је додатни разлог зашто је хибридна грама потребна код АCF претварача са више режимским (multi-mode) управљачким колима. Као илустрација ове тврдње, на слици 4.28 [19] дати су таласни облици АCF претварача, без хибридне гране, током кратког

¹⁷ Дословно значи штучање па зато није ни превеђено на српски.

споја на регулисаном излазу 5,5 V у pulse-skipping режиму рада и улазном напону од 550 V у празном ходу. Кратак спој је примјењен у тренутку $t=0$. На слици 4.28 можемо да видимо да је максимални напон дрејна доњег прекидача, тј. SW тачке на слици 2.1, достигао 1452 V, а струја примара је била 5,1 A. При оволикој струји примара трансформатор је у дубоком засићењу (слика 2.10). Видимо да је, у овом случају, струја много већа од израчунате према (4.1) вјероватно због веће енергије у резонантном колу.

На слици 4.28 (напон 5,5 V; плава боја) можемо уочити и осциловање контаката (< 2 ms) спољног прекидача којим је изазван кратак спој [19]. Међутим, ово није имало утицаја на закључке [19].

Као закључак, да бисмо имали робуснији ACF претварач за примјене у HDCIV системима поред употребе хибридне гране за одсијецање вршног напона потребно је имати и боље полумосне драјвере и пратеће bootstrap диоде [19]. Међутим, нисмо могли закључити да ли је могуће или потребно побољшати методе детекције кратког споја управљачких кола ACF претварача [19] јер су модерне методе детекције кратког споја већ примјењене код анализираних управљачких кола [83], [84].

4.7 Управљачки аспекти

У овом поглављу разматраћемо експерименталне резултате везане за управљање ACF претварачем.

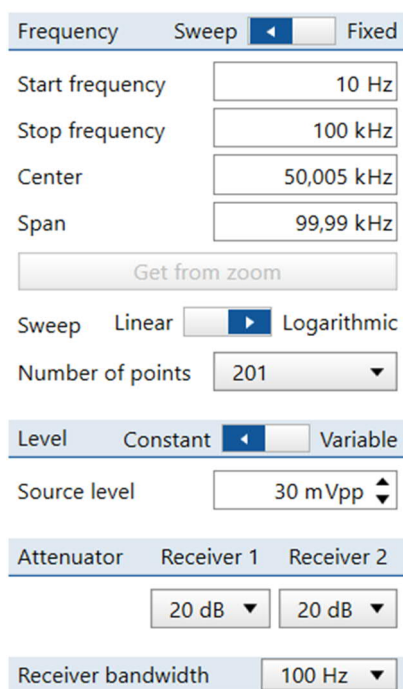
4.7.1 Бодеоу дијаграми у АСМ

Бодеоу дијаграми ACF претварача су измјерени помоћу анализатора фреквентног одзива Bode 100 [163]. За практичан рад у лабораторији коришћени су документи [164] и [165]. Да бисмо управљали уређајем Bode 100 потребан нам је и програм Bode Analyzer Suite [166] који се инсталира на преносни рачунар. Примјер контролног прозора са типичним подешавањима Bode Analyzer Suite је дат на слици 4.29. Додатно, конфигурација хардвера се ради из прозора „Transmission/Gain” и типично подешавање је приказано на слици 4.30.

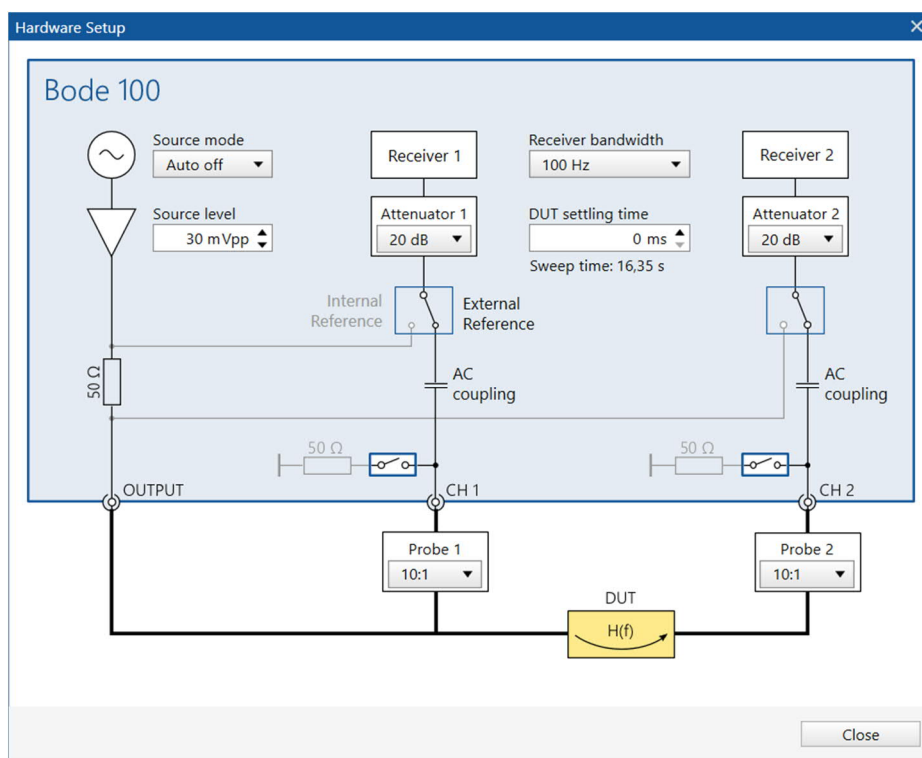
Резултати мјерења Бодеоу дијаграма ACF претварача 57 W, који је радио у DCM АСМ (CrCM) режиму рада са трансформатором T2-2 и називним оптерећењем, при улазним напонима 620 V и 850 V, су приказани на сликама 4.31 и 4.32, редом [22]. Оба фреквентна одзива показују одзив првог реда — што смо и очекивали, а који је типичан за било који flyback претварач са управљањем по вршној струји [22], [77]. Додатно, одговарајући резултати симулација, из поглавља 3 (слике 3.14 и 3.15), су укључени на сликама 4.31 и 4.32 ради бољег поређења.

Табеларни преглед кључних параметара са слика 4.31 и 4.32 је дат у табели 4.4 [22] због лакшег поређења. Пошто су измјерене резерве фазе и појачања биле довољно велике ($> 40^\circ$, > 9 dB, редом), а карактеристике појачања су пролазиле кроз нулу (zero-gain-point) са нагибом од -20 dB/декади, закључујемо да је ACF претварач 57 W стабилан [22]. Осцилације фазе, видљиве на учестаностима већим од 10 kHz, су вјероватно посљедица грешки због приближавања половини прекидачке учестаности, тј. Никвистовој учестаности [167]. У табели 4.4 можемо да уочимо и значајна одступања између резултата симулација и мјерења за оба улазна напона [22]. Међутим, испројектовани претварач је радио стабилно при свим улазним напонима и оптерећењима, а то је битно у пракси [22]. Резултати симулација су само помогли да

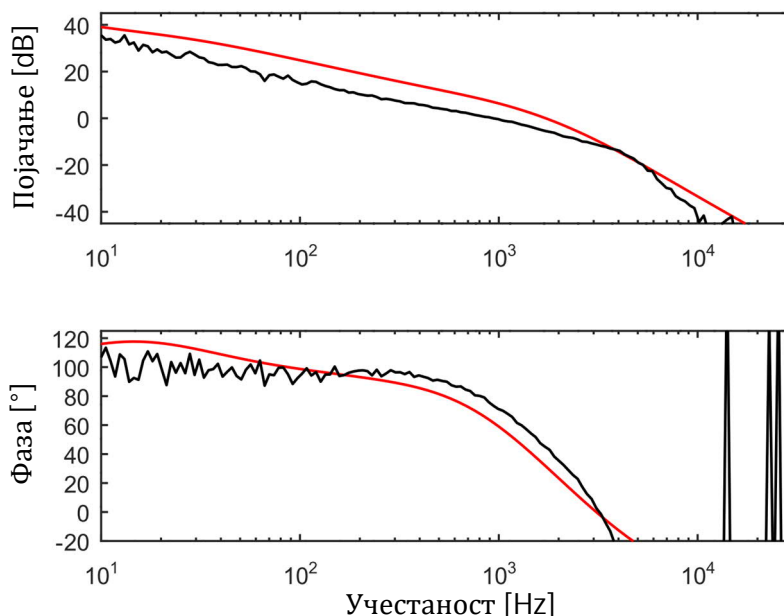
уочимо трендове промјена при промјенама одређених параметара — што је било од користи приликом финог подешавања параметара компензатора [22].



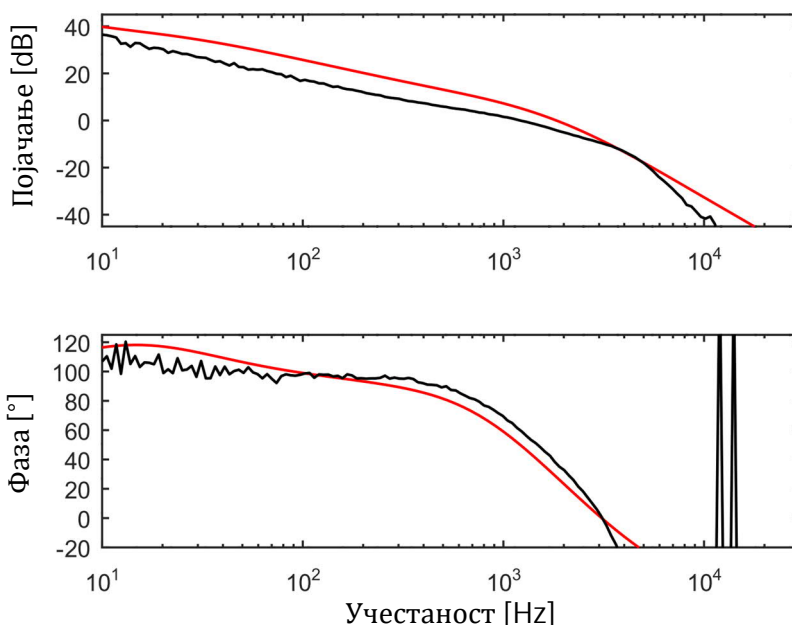
Слика 4.29 Контролни прозор у Bode Analyzer Suite



Слика 4.30 Конфигурација хардвера (Transmission/Gain) у Bode Analyzer Suite



Слика 4.31 Симулирани (црвено) и измјерени (црно) Бодеоу дијаграми при улазном напону 620 V и називном оптерећењу у АСМ режиму рада



Слика 4.32 Симулирани (црвено) и измјерени (црно) Бодеоу дијаграми при улазном напону 850 V и називном оптерећењу у АСМ режиму рада

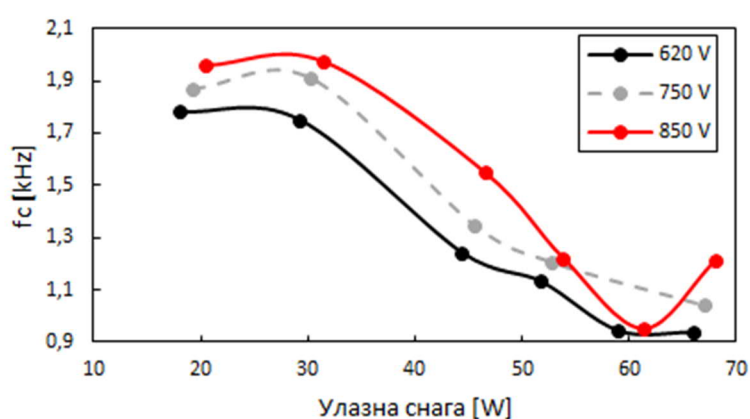
У свим радовима који су се бавили анализом АСФ претварача за мале сигнале или пројектовањем компензатора за исте аутори би типично представили само неколико Бодеоу дијаграма, за кључне радне режиме [89], и динамичку промјену оптерећења (често само у једном смјеру [89]) да би доказали ефективност њихове предложене методе [19]. Међутим, графичка представа промјена пропусног опсега (f_c – cross-over frequency), резерве фазе (PM – phase-margin) и резерве појачања (GM – gain-margin), у зависности од пуног опсега оптерећења и улазних напона, је недостајала [19]. Због тога су на сликама 4.33–4.35 такви графици представљени по први пут у литератури о управљању АСФ претварачима [19].

Табела 4.4 Кључни параметри из Бодеових дијаграма АСФ претварача 57 W

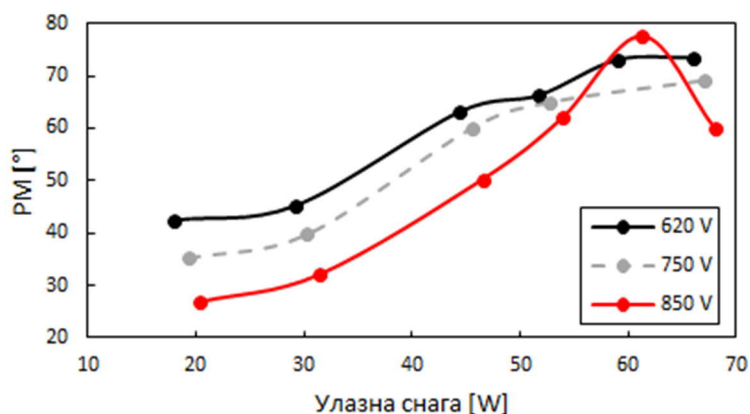
	Симулација	Мјерење
620 V		
Пропусни опсег [Hz]	1718	938
Резерва фазе [°]	31,4	73,4
Резерва појачања [dB]	9,3	11,5
850 V		
Пропусни опсег [Hz]	1832	1211
Резерва фазе [°]	27,8	59,9
Резерва појачања [dB]	8,4	9,6

Резултати на сликама 4.33—4.35 се односе на АСФ претварач 57 W, који је радио у DCM АСМ (CrCM) режиму рада, са трансформатором Т2-2 при улазним напонима 620 V, 750 V и 850 V. Побудни сигнали анализатора фреквентног одзива су били у опсегу 20—30 mV (peak-to-peak) [19]. Графици на сликама 4.33—4.35 су добијени на сљедећи начин. За сваку радну тачку претварача снимљен је Бодеов дијаграм. Са сваког од тих дијаграма издвојени су пропусни опсег, резерва фазе и резерва појачања, и сумирани у табелама. На крају, коначни резултати су приказани на сликама 4.33—4.35. Ове величине су дате у зависности од улазне снаге јер је тако било много брже за рад него израчунавати укупну излазну снагу за пет различитих излаза [19]. Као и код анализе таласних облика и овдје су излази ± 11 V имали само блидер отпорнике као оптерећење. На сликама 4.33—4.35 видимо да је разматран рад са шест оптерећења и три улазна напона [19].

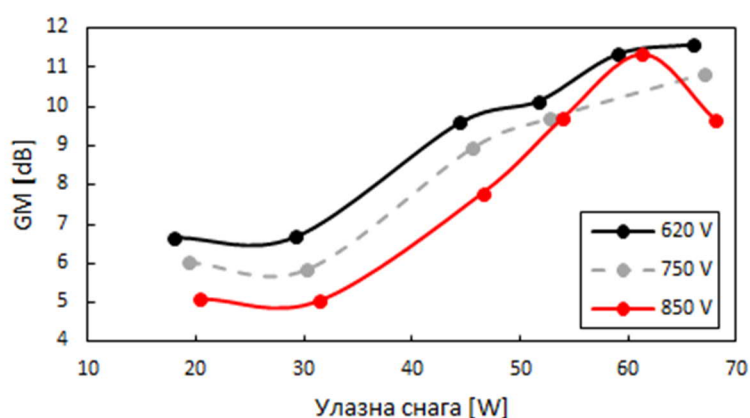
На сликама 4.33—4.35 можемо да уочимо да су све три разматране величине биле промјенљиве у односу на оптерећење и улазни напон — што је и било очекивано [19]. Измјерена тачка за напон 850 V и снагу 61,3 W није грешка [19]. Ово мјерење је поновљено за различит дан са различитим сигналом побуде (30 mV, peak-to-peak) и добијени резултат је био исти — што значи да је вјеродостојно [19]. Међутим, зашто баш ту карактеристика одступа од очекиване, која би нпр. била благо паралелна онима за 620 V и 750 V, није сасвим јасно и може бити предмет неке будуће студије.



Слика 4.33 АСФ претварач 57 W у АСМ: промјена пропусног опсега у односу на оптерећење и улазне напоне



Слика 4.34 ACF претварач 57 W у АСМ: промјена резерве фазе у односу на оптерећење и улазне напоне



Слика 4.35 ACF претварач 57 W у АСМ: промјена резерве појачања у односу на оптерећење и улазне напоне

Из практичног искуства, резерве фазе и појачања би требало да буду веће од 35–40° и 6–9 dB за све радне услове да бисмо били сигурни да нећемо имати проблеме са стабилношћу током радног вијека претварача (нпр. 10 година). Међутим, можемо да видимо да је то испуњено само за рад при напону 620 V [19]. Међутим, када ICS ради у режиму преноса енергије (power-transfer mode), ACF претварач ће радити у АСМ режиму и улазна снага ће бити већа од 35 W. Ово значи да не очекујемо проблеме са стабилношћу помоћног напајања за улазне напоне веће од 650 V.

Додатно, са слике 4.33 видимо да се пропусни опсег кретао у опсегу 0,9–2 kHz — што је довољно добро [19] за струјно-управљани flyback претварач. Вриједно је напоменути да је резултујући пропусни опсег мањи од 1/30 минималне прекидачке учестаности [19]. У инжењерској пракси и документацији типични савјети су да пропусни опсег треба да је мањи од 1/10 минималне прекидачке учестаности — што је овдје и испуњено.

4.7.2 Унакрсна регулација

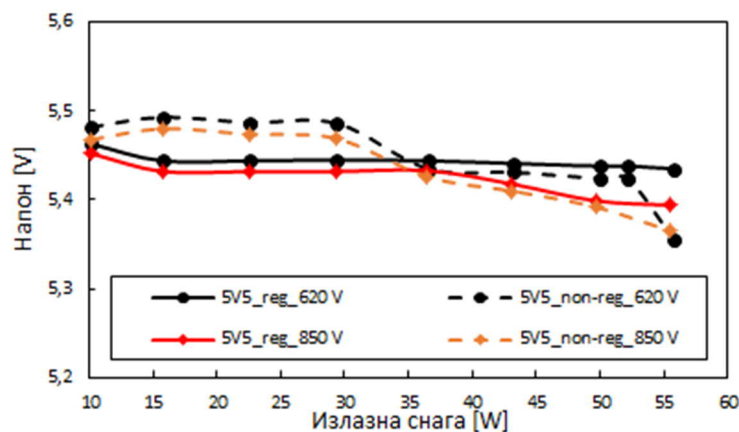
Под унакрсном регулацијом (cross-regulation) мисли се на технику код dc-dc претварача са трансформатором гдје се један излаз регулише, а промјене напона на осталим нерегулисаним излазима зависе од расипних индуктивности између намотаја трансформатора [168]. Flyback dc-dc претварач је познат по лошој унакрсној регулацији [124]. Анализа и математичко моделовање ефекта унакрсне регулације код flyback

претварача су добро обрађени у литератури [123], [124]. У [169], помоћу методе коначних елемената, дато је глобално објашњење утицаја конструкције трансформатора на унакрсну регулацију конвенционалног DCM flyback претварача са више излаза. Додатни практични савјети су дати у [170] и [171]. Овај ефекат се не може избјећи, колико год да је трансформатор добро направљен, а зависи од индуктивности магнећења, расипних индуктивности примарног и секундарних намотаја као и напона одсијецања (clamp-voltage) снабер-кола [22], [124].

У овом поглављу обрадићемо практичне аспекте унакрсне регулације код АCF претварача 57 W са пет излаза и трансформатором Т3-1 (табеле 2.4, 2.6 и 2.9). У техничком рјешењу претварача промјене напона на нерегулисаним излазима држане су под контролом помоћу блидер (bleeder) отпорника, Зенер диода и настављених (stacked) секундарних намотаја [22], [170]. Већ знамо да се Т3-1 користи у систему и зато резултати унакрсне регулације за Т2-2 (дати у [22]) овдје нису могли бити поновљени, али поступак и образложења су исти. Додатно, Т3-3 је анализиран у чланку о QRF претварачу [23], али је ту регулација рађена на излазу 2 (табела 4.5), који има веће оптерећење него излаз 1 код АCF претварача (табела 2.4), па резултати нису 100% исти, али су слични. Додатно, QRF претварач је могао да ради са улазним напонима од 250 V (табела 4.5) па су и ти резултати укључени у [23].

Регулисани излаз је био 5,5 V са 5,5 W оптерећењем (табела 2.4), тј. 9,62% укупне снаге претварача [22]. Овакав приступ је био супротан од уобичајеног у пракси гдје се типично регулише излаз са највећим оптерећењем [22]. У нашем случају то био излаз 22 V са оптерећењем од 38,4 W (табела 2.4), тј. 67,22% укупне снаге претварача [22]. Разлози за овакав приступ су били вишеструки [22]:

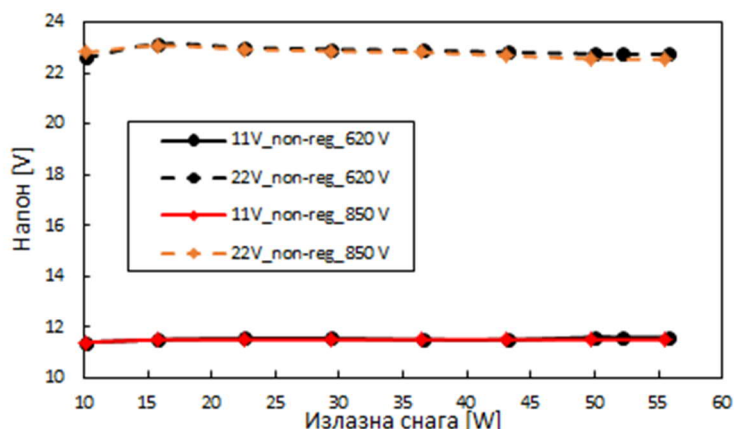
- осјетљивост потрошача на 5,5 V излазу на пренапоне;
- различите масе, тј. референтни потенцијали; и
- различито оптерећивање излаза зависно од радних режима система.



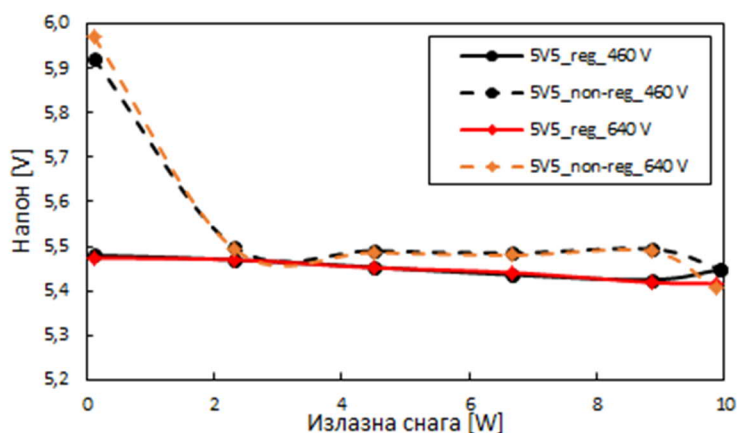
Слика 4.36 Регулисани (пуне линије) и нерегулисани (испрекидане линије) излази 5,5 V АCF претварача 57 W са Т3-1 у АCF режиму рада при улазним напонима 620 V (црно) и 850 V (црвено)

На сликама 4.36 и 4.37 приказане су промјене напона АCF претварача 57 W са трансформатором Т3-1 у АCF режиму рада. На слици 4.36 видимо да се напон на

регулисаном излазу 5,5 V (5V5_reg_*¹⁸) понаша у складу са очекивањима. Такође, на обе слике видимо да су промјене напона на нерегулисаним излазима прихватљиве за ову примјену, тј. потрошачи нису били угрожени. Треба имати у виду да су промјене напона на нерегулисаним излазима зависиле од редослиједа и начина оптерећивања појединих излаза. У приказаним експериментима то је урађено за очекивано понашање система. Додатно, можемо да закључимо да промјене напона на излазу не зависе од улазног напона. Ови резултати показују да, у нормалном раду, не треба очекивати никакве проблеме, тј. пројектантски циљ је испуњен.



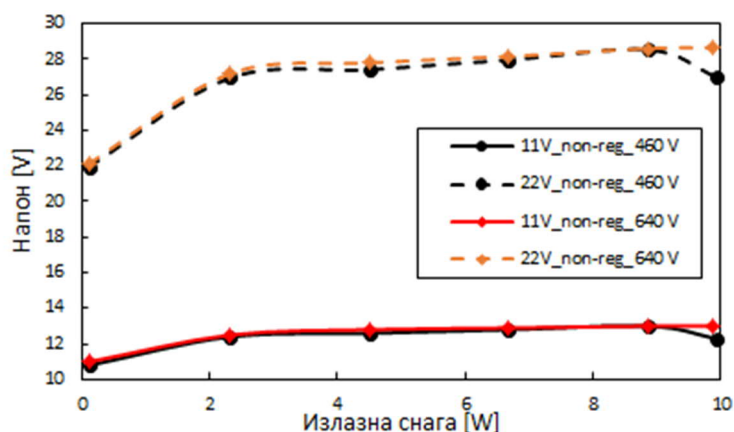
Слика 4.37 Нерегулисани излази + 11 V (пуне линије) и 22 V (испрекидане линије) АСФ претварача 57 W са Т3-1 у АСМ при улазним напонима 620 V (црно) и 850 V (црвено)



Слика 4.38 Регулисани (пуне линије) и нерегулисани (испрекидане линије) излази 5,5 V АСФ претварача 57 W са Т3-1 у DCM при улазним напонима 460 V (црно) и 640 V (црвено)

На сликама 4.38 и 4.39 приказане су промјене истих напона, као на сликама 4.37 и 4.38, само за DCM режим рада, тј. када је систем у режиму приправности. Изузетак је тачка на почетку (око 110 mW) када је претварач, у ствари, радио у АСМ режиму као посљедица процедуре поласка (start-up). Тада смо могли да видимо и струју магнећења у примарном колу. Међутим, чим би се оптерећење мало повећало претварач би се, правилно, пребацио у АСМ DCM (CrCM) режим рада. Резултати на сликама 4.38 и 4.39 су прихватљиви и видимо да су излазни напони у дозвољеним границама.

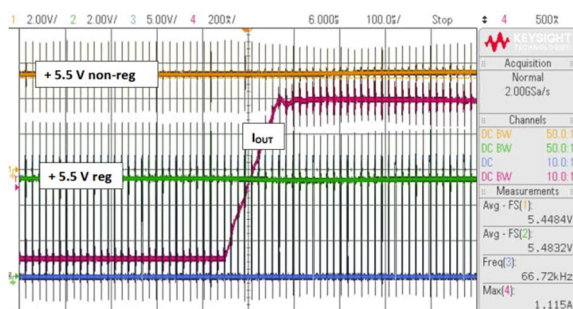
¹⁸ * = 620 V или 850 V



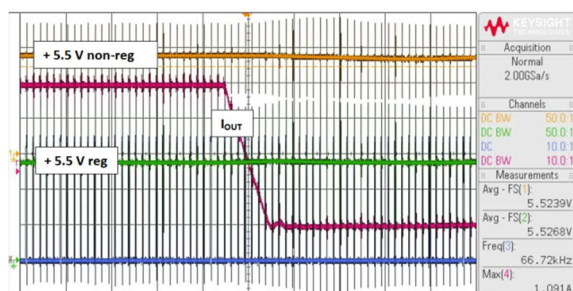
Слика 4.39 Нерегулисани излази + 11 V (пуне линије) и 22 V (испрекидане линије) АCF претварача 57 W са Т3-1 у DCM при улазним напонима 460 V (црно) и 640 V (црвено)

4.7.3 Динамичка промјена оптерећења

Динамичка промјена оптерећења АCF претварача 57 W, у АСМ режиму рада и улазном напону 620 V, на регулисаном излазу 5,5 V (10% до 100% и обрнуто) је представљена на слици 4.40 [19]. Нерегулисани излаз 5,5 V (табела 2.4) је имао константно оптерећење од 1 A (тј. 45,5% од номиналног). Ови експерименти су урађени мало другачије у односу на симулације (слике 3.8 и 3.9, табела 3.2) јер се сматрало да је ово вјероватније да се деси када почне пренос енергије система. У режиму приправности система не очекују се овако нагли скокови оптерећења. На слици 4.40 можемо уочити да испројектовани компензатор ради како је и очекивано са пребачајем (overshoot) и подбачајем (undershoot) у опсегу $\pm 5,5\%$ (тј. мање од $|300\text{ mV}|$), редом [19]. Ови резултати су задовољавајући за ову примјену. Иначе, шум видљив на сигналима са слике 4.40 је резултат коришћења и повезивања напонских сонди (noise pick-up), тј. то нема везе са квалитетом излазног напона претварача [19].



a)



b)

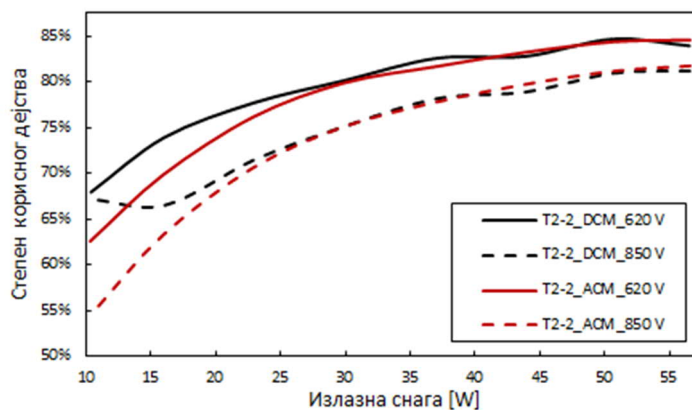
Слика 4.40 АCF претварач 57 W у АСМ режиму рада са динамичком промјеном оптерећења на регулисаном излазу 5,5 V. а) промјена струје 0,1 A \rightarrow 1 A; б) промјена струје 1 A \rightarrow 0,1 A.

4.8 Поређење са конвенционалним flyback претварачем у DCM режиму рада

ACF претварач је лако преправљен у конвенционални DCM flyback претварач онемогућавањем сигнала гејта за прекидач QH, постављањем кратке везе умјесто пригушнице и смањењем отпорника R_c на 31 k Ω [19], [22]. Предност оваквог приступа је та да имамо исто управљачко коло, компензатор, трансформатор и остала кола на секундарним странама [19], [22]. Због тога разлика у губицима снаге долази само од гране за активно одсијецање вршног напона доњег прекидача [19].

На слици 4.41 [19] можемо да видимо разлике у степенима корисног дејства оба претварача. ACF претварач је радио у ACM режиму. Коришћен је трансформатор T2-2 (табеле 2.7 и 2.9), а он је у [20] био анализиран под именом „T2”. Као што смо очекивали, DCM flyback претварач има већи степен корисног дејства за мање снаге. Тек при оптерећењима већим од 29 W, тј. 50%, степени корисног дејства су били слични. Ово нам указује да би HDCIV ACF претварач могао бити подесан и за много веће снаге од 60 W [19] — што је и ове године демонстрирано у [51].

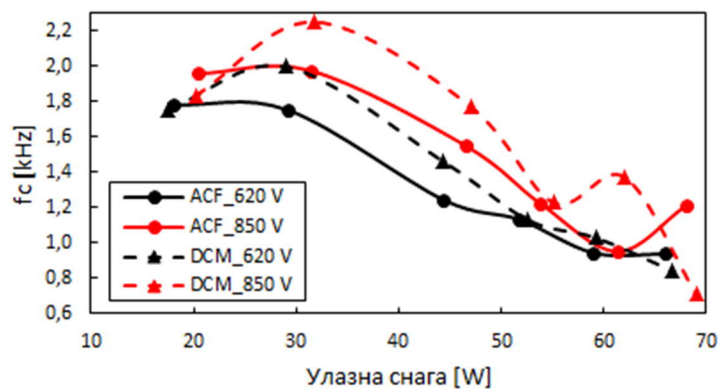
Поређењем спецификација материјала (BOM — bill-of-material) и разматрањем јефтинијег управљачког кола, без додатног драјвера, израчунато је да је DCM flyback претварач око 23% јефтинији него ACF претварач [19]. Напомена, овдје нису урачунати трошкови хлађења пригушнице ACF претварача, али је то компензовано потребом да конвенционални DCM flyback претварач са, нпр. UCC28C44 [172], потребује и високонапонско коло за старт. Додатно, ACF претварач заузима око 11% више простора на штампаној плочи и, самим тим, додатно поскупљује изведбу [19]. Према томе, ако је степен корисног дејства ACF претварача много мањи од DCM flyback претварача, једини преостали разлог за коришћење ACF претварача би биле смањене електромагнетске сметње (EMI) [52] у примјенама гдје трошкови не играју важну улогу [21], али гдје је EMI сертификација изазов (нпр. код ICS).



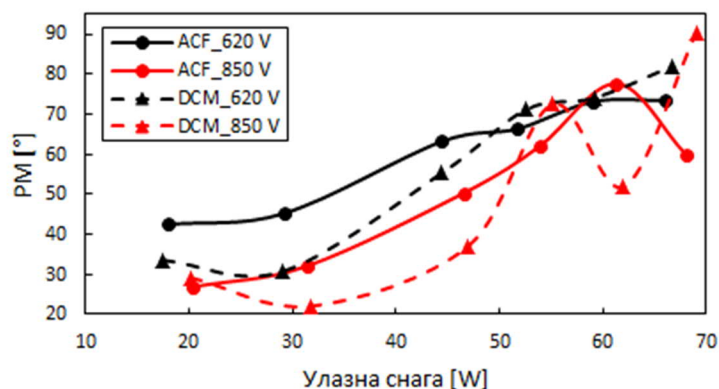
Слика 4.41 Степени корисног дејства DCM flyback и ACF претварача у ACM режиму рада

На сликама 4.42—4.44 [22] представљено је поређење кључних параметара са Бодевих дијаграма ACF (слике 4.33—4.35) и конвенционалног DCM flyback претварача датих у [22]. Сигнали побуде су били у опсегу 35—40 mV (peak-to-peak). Исти принцип при експериментисању и цртању графика је примјењен као код слика 4.33—4.35. Једина разлика је да смо овдје разматрали само два улазна напона и шест радних тачака, тј. оптерећења. На сликама 4.42—4.44 можемо да видимо да конвенционални DCM flyback претварач има већи пропусни опсег него ACF што је резултовало мањим резервама фазе и појачања [22]. Ово нам говори да компензатор мора да се преподеси

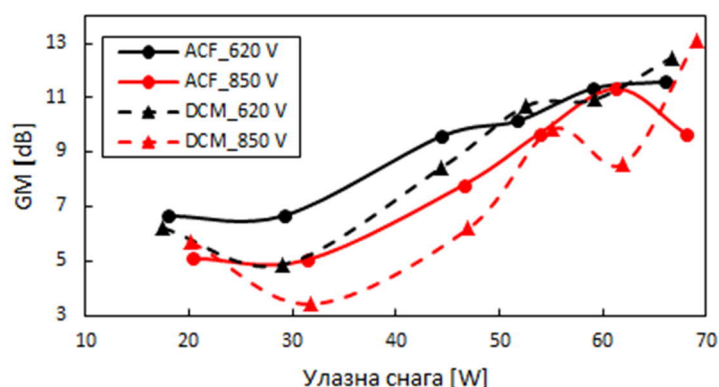
да бисмо поправили стабилност конвенционалног DCM flyback претварача [22]. У закључку: за исту спецификацију претварача конвенционални flyback претварач, у DCM режиму рада, и ACF претварач, у DCM ACM (CrCM) режиму рада, не могу да користе исте компензаторе. Детаљнија теоријска анализа ових разлика може да буде тема неког будућег истраживања.



Слика 4.42 Поређење промјена пропусног опсега DCM flyback и ACF претварача



Слика 4.43 Поређење промјена резерве фазе DCM flyback и ACF претварача



Слика 4.44 Поређење промјена резерве појачања DCM flyback и ACF претварача

4.9 Поређење са QRF претварачем у valley-switching режиму рада

У [34] је дато поређење ACF и QRF (quasi-resonant flyback) претварача 65 W са GaN транзисторима и универзалним опсегом улазног напона — што је сасвим другачије од примјене описане у овој дисертацији. Наведено је да је QRF претварач јефтинији и да има мање губитке, тј. већи степен корисног дејства него ACF претварач при оптерећењу мањем од 45 W [34]. Независно од аутора у [34] и овдје је одлучено да се испитају и упореде перформансе QRF и ACF претварача. Пројектовање и експерименти са QRF су обављени 2021. године, али су резултати представљени тек ове године у [19] и [23].

QRF претварач у VSM (valley-switching mode) режиму рада, је испројектован као засебан, али са сличном спецификацијом као ACF (табела 4.5 [23]) и истом снагом. Он је имао исте секундарне стране, SiC FET прекидач [126] и ТЗ трансформатор као и ACF представљен у [19], [20], [22]. На овај начин поређење ова два претварача је било много једноставније и вјеродостојније [19]. У табели 4.5 плавом бојом су означени параметри који су били другачији него код ACF претварача. Ту видимо да је опсег улазног напона повећан на однос 1 : 3,67 као и, као посљедицу тога, да је опсег напонског преносног односа повећан. Такође, примјећујемо да су оптерећења између излаза 1 и 2 (5,5 V) мало прерасподијељена, али је укупна снага остала иста (57 W). Са већим улазним опсегом напона овај претварач сада може да ради и са мрежним напонима у САД и Јапану (нпр. split-phase мрежа).

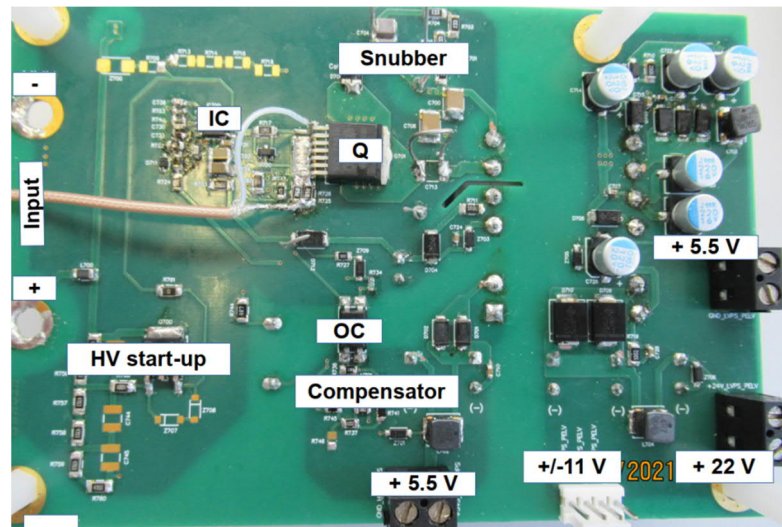
Табела 4.5 Спецификација QRF претварача 57 W

Величина	Вриједност
Улазни једносмјерни напон (ICS power transfer)	620–880 V
Улазни једносмјерни напон (ICS stand-by)	240–640 V
Излаз 1: регулисани напон	+ 5,5 V
Излаз 1: струја оптерећења	0,7 A
Излаз 2: напон	+ 5,5 V
Излаз 2: струја оптерећења	2,5 A
Излаз 3: напон	+ 22 V
Излаз 3: струја оптерећења	1,74 A
Излази 4 и 5: напон	± 11 V
Излази 4 и 5: струја оптерећења	± 40 mA
Називна снага	57 W
Излазна снага кад је систем у stand-by режиму	< 10 W
Минимални фактор испуне (min duty-cycle)	9,0%
Максимални фактор испуне (max duty-cycle)	26,6%
Напонски преносни однос ка излазу 5,5 V	43,4–154,5
Максимална прекидачка учестаност, f_{sw_max}	67 kHz

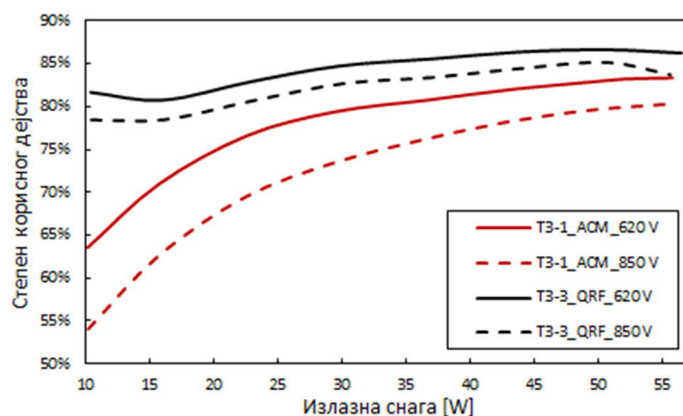
Фотографија демо плоче QRF претварача је дата на слици 4.45 [19] и имала је исте димензије као и демо-плоча ACF претварача (9 x 13 cm). За његово управљање коришћено је управљачко коло onsemi NCP1340 [173]. Ово је такође контролер са вишережимским (multi-mode) начином рада и адаптивном промјеном прекидачке учестаности [19]. У [23] дата је детаљна анализа примјене овог претварача у ICS систему, а овдје ћемо само сумирати поређења са ACF претварачем.

Познато је да је QRF претварач више одговарајући за HDCIV примјене него конвенционални DCM flyback због valley-switching режима рада и, самим тим, мањим прекидачким губицима [19]. На слици 4.46 [19] су приказани графици промјена степена корисног дејства ACF и QRF претварача. Као што смо и очекивали, QRF претварач је

имао већи степен корисног дејства за пун опсег оптерећења [19]. Треба имати на уму, код поређења ових резултата, да су коришћени трансформатори различитих добављача јер иста врста трансформатора није била расположива за QRF претварач [19]. За ACF је коришћен трансформатор ТЗ-1 док је код QRF коришћен ТЗ-3 [19] (види табелу 2.9). Већ знамо да је трансформатор ТЗ-3 имао веће губитке него ТЗ-1. То значи да бисмо имали мало боље резултате за QRF на слици 4.46 да смо користили трансформатор ТЗ-1 [19]. Међутим, QRF је стално радио са прекидачким учестаностима мањим од 50 kHz. Ово је допринијело да је QRF претварач имао мање губитке него ACF — који је увијек радио са прекидачким учестаностима већим од 66 kHz [19]. Међутим, пошто је лошији трансформатор допринио већим губицима QRF претварача, а мања прекидачка учестаност их смањивала можемо рећи да су резултати на слици 4.46 реални и прихватљиви за QRF претварач. Не треба заборавити чињеницу да је ACF имао и велике губитке услед циркулишуће енергије [19].



Слика 4.45 Демо-плата QRF претварача (поглед одозго)



Слика 4.46 Степени корисног дејства QRF и ACF претварача

По питању цијене QRF претварач је око 23% јефтинији од ACF [19]. Додатно, ACF претварач заузима око 11% више простора на штампаној плати него QRF и, самим тим, повећавајући трошкове још више [19]. Према томе, ако је степен корисног дејства ACF претварача много мањи од QRF flyback претварача, једини преостали разлог за коришћење ACF претварача би биле смањене електромагнетске сметње (ЕМИ) [52] у примјенама гдје трошкови не играју важну улогу [21], али гдје је ЕМИ сертификација изазов (нпр. ICS) [19]. Ово су потпуно исти резултати и закључак као код конвенционалног DCM flyback претварача у претходном поглављу [19].

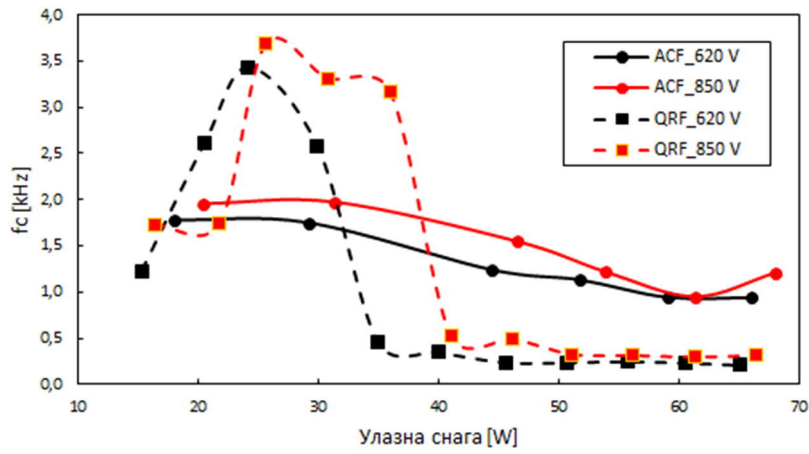


Слика 4.47 Расподјела температура код QRF претварача при пуном оптерећењу

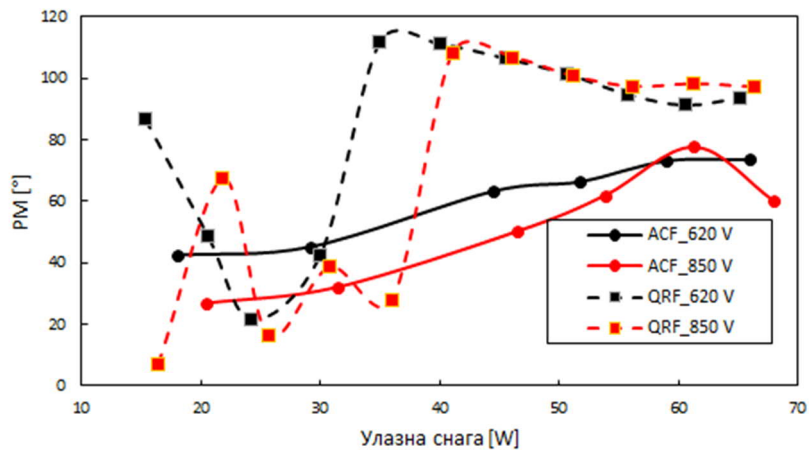
Мјерење температуре QRF претварача је урађено на демо-плочи на собној температури од око 25°C [23]. На слици 4.47 [23] су приказани резултати рада QRF претварача при улазном напону 850 V . Резултати за 620 V нису приказани јер су бољи, тј. рад са 850 V је много термички захтјевнији. Можемо да видимо да прекидач Q има максималну температуру од $78,2^{\circ}\text{C}$ [23]. Температура снабер диоде је слична температури прекидача. Било је и очекивано да ће ове двије компоненте бити најтоплије [23]. Међутим, резултати на слици 4.47 су прихватљиви. У осталим, овдје недокументованим мјерењима, уочено је да су температуре снабер диоде и прекидача увијек биле мање од 80°C [23]. То значи да додатно хлађење било које од тих компоненти није потребно — што је и пожељно за масовну производњу. Ако овај резултат упоредимо са мјерењима температуре код ACF претварача (слика 4.26) видимо да је много бољи.

У наставку ћемо упоредити кључне параметре са Бодевих дијаграма QRF и ACF претварача. Да бисмо имали вјеродостојно поређење, QRF претварач је био регулисан на излазу 1 ($3,85\text{ W}$, табела 4.5), као и ACF [19], и користио је исти компензатор као ACF претварач у [19] и [22], тј. имао је нулу на $8,84\text{ Hz}$ [23]. У [23] тај компензатор је реферисан као Comp1 . Креирање графика као и разлози за исте је било исто као и у претходним поглављима. Резултати су приказани на сликама 4.48—4.50 [23]. Са истих можемо да видимо да QRF претварач у VSM режиму рада има мањи пропусни опсег него ACF у ACM режиму — што је за посљедицу имало веће резерве фазе (PM) и појачања (GM) [23]. Такође, можемо примијетити да су прагови прелаза QRF претварача из DCM у VSM режиме рада били отприлике у опсегу од 35 W (при улазном напону 620 V) до 41 W (при 850 V) [23].

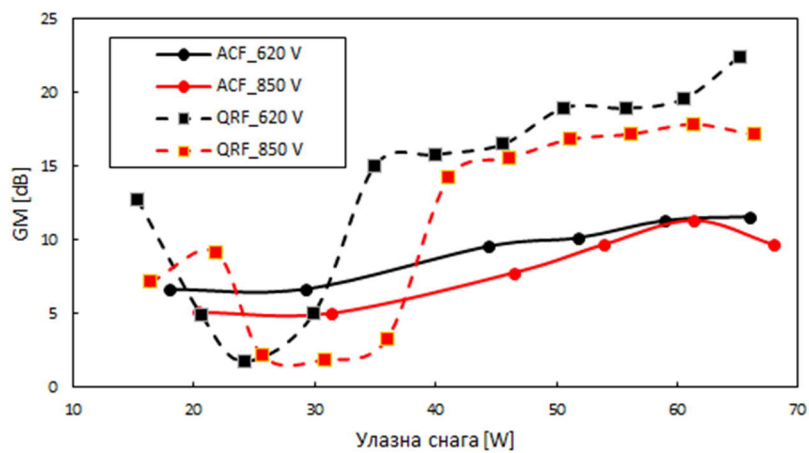
На основу анализа у 4.8 и овом поглављу можемо да закључимо да, за исту спецификацију, конвенционални flyback (у DCM режиму), ACF (у CrCM режиму) или QRF (у VSM режиму) dc-dc претварачи могу бити стабилизовани помоћу Type-2 компензатора (једносмјерно појачање, интегратор, пол и нула) [23], тј. не треба нам Type-3 компензатор. Међутим, ти компензатори морају имати различите параметре, тј. барем позиција нула мора бити различита [23].



Слика 4.48 Поређење промјена пропусног опсега QRF и ACF претварача



Слика 4.49 Поређење промјена резерве фазе QRF и ACF претварача



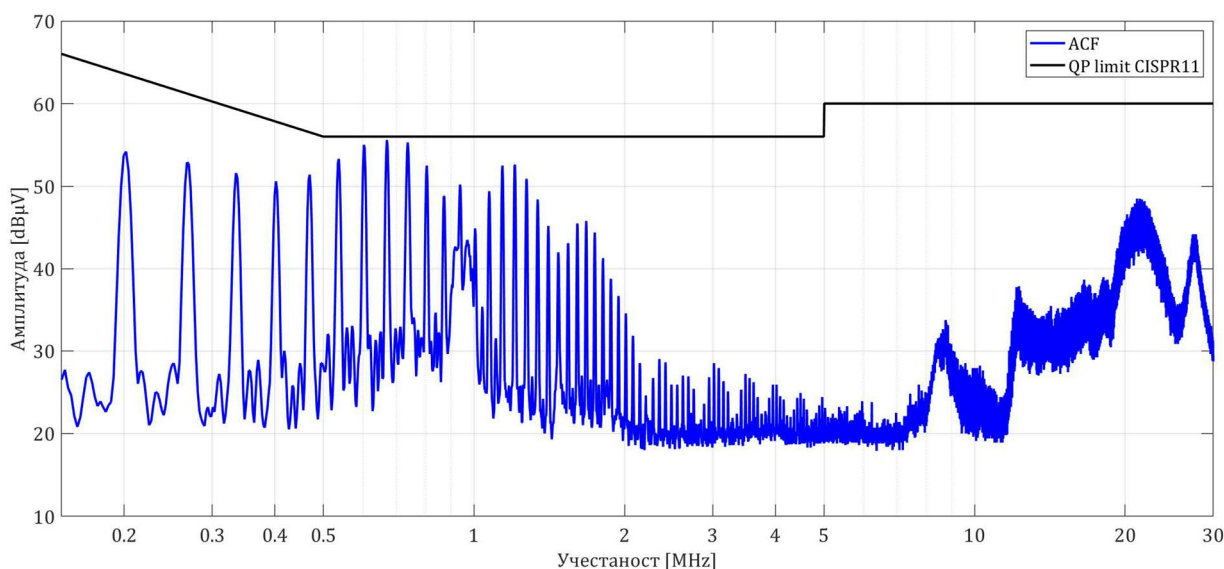
Слика 4.50 Поређење промјена резерве појачања QRF и ACF претварача

4.10 Електромагнетска компатибилност

Електромагнетске интерференције (ЕМИ), моделовање и практично смањење истих код АCF претварача су анализирани у [52], [174], [175], [176], [177], [178], [179]. За оне који желе више да науче о општим принципима електромагнетске компатибилности (ЕМС – electromagnetic compatibility) препоручује се књига [180].

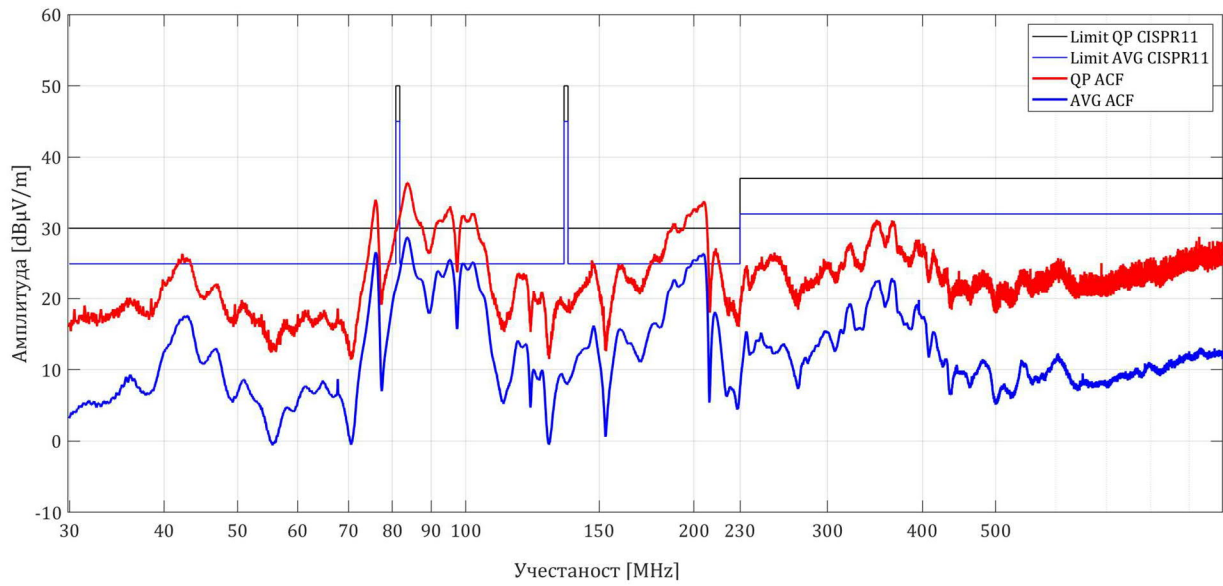
У овом поглављу осврнућемо се укратко само на експерименталне резултате мјерења електромагнетских емисија АCF претварача у ICS систему. Ово није ни било предвиђено планом, али је одлучено да ипак буде укључено у дисертацију да би читаоци стекли што бољу слику о АCF претварачу. Експерименте је извео и уступио слике истих ауторов колега г. Јонгхун Ли (Younghun Lee), експерт за ЕМС, на чему му се аутор срдечно захваљује.

На сликама 4.51 и 4.52 приказана су прелиминарна мјерења кондукционих емисија (conducted emissions) и емисија електричног поља (EF – electric-field emissions) АCF претварача, према CISPR11 стандарду [181], редом. На тим сликама дате су и граничне вриједности за quasi-peak (QP) и усредњене (AVG) вриједности емисија. Ово су резултати добијени у систему, при нормалном раду, што значи да улазни филтер има значајну улогу у пригушењу истих. На слици 4.51 видимо да је АCF претварач задовољно кондукционе емисије, али са малом маргином од 0,4 dB на 669 Hz. Типично је потребно имати бар 3 dB. Са слике 4.52 закључујемо да ограничења емисија електричног поља нису задовољена, али се тај проблем може лако ријешити подешавањем улазног филтра система, јер су пребачаји мањи од 10 dB. Детаљнија анализа и поређење перформанси АCF и QRF претварача у систему, по питању ЕМИ, ће бити тема једног будућег чланка.



Слика 4.51 Кондукционе емисије АCF претварача у систему¹⁹

¹⁹ Credits: Younghun Lee. Used with permission of Brusa Elektronik (München) GmbH, Munich, Germany



Слика 4.52 Емисије електричног поља у систему²⁰

²⁰ Credits: Younghun Lee. Used with permission of Brusa Elektronik (München) GmbH, Munich, Germany

5 Закључак

У овој дисертацији анализирано је пројектовање и понашање у раду АСФ dc-dc претварача 57 W који се користио као помоћно напајање примарне стране 800 V система за бежично индуктивно пуњење батерија електричних аутомобила. Пошто је АСФ претварач напајан са једносмјерног међукола, промјенљивог напона у ширем опсегу 1:1,91 (460 V–880 V), то је проузроковало додатне изазове приликом пројектовања и употребе истог, а који су мало другачији од типичне примјене овог претварача. Међутим, одређени закључци и открића су универзално примјенљиви за било који АСФ претварач. Анализом литературе уочено је и много отворених питања која су обрађена у дисертацији.

5.1 Преглед научних доприноса

Научни доприноси ове дисертације су сумирани испод. У суштини, постигнуто је више него што је било планирано на почетку.

- Извршена је анализа и поређење управљачких интегрисаних кола за АСФ претвараче која су расположива на тржишту. Дат је приједлог нових карактеристика за управљачка кола чиме би се олакшала масовнија употреба АСФ у системима са улазним једносмјерним напонима од 240 V до 950 V.
- Представљен је поступак пројектовања flyback претварача са више секундарних намотаја који имају два улазна опсега напона као и два опсега оптерећења са различитим нивоима оптерећености излаза — зависно од режима рада система. Ово је јединствен случај до сада обрађен у литератури. Додатно, неколико математичких формула је уведено или исправљено у складу са посебностима АСФ претварача са промјенљивом прекидачком учестаношћу и примјеном у 800 V систему.
- Показано је да максималне вриједности напона на кондензатору за одсијецање вршног напона не зависе од улазног напона, већ само од параметара резонантног кола. Додатно, објашњено је зашто се не може претпоставити да је напон на том кондензатору константан — што је била честа пракса у литератури.
- Одабир кључних компоненти у 800 V системима и идентификација препрека су представљени као и изазови са којима се инжењери могу срести у пракси.
- Објашњене су специфичности пројектовања АСФ трансформатора у 800 V системима као и мјерење зависности индуктивности магнећења и расипне индуктивности од струје примарног намотаја. Показано је како, за исту спецификацију, карактеристике трансформатора могу бити значајно различите зависно од тога ко је произвођач. О овоме треба водити рачуна приликом одабира добављача магнетних компоненти.
- Показано је зашто АСФ претварач са multi-mode управљачким интегрисаним колима у 800 V системима мора да има хибридную грану за одсијецање вршног напона (hybrid-clamp) доњег прекидача. Додатно је показано да је hybrid-clamp неопходан као допунска мјера заштите приликом кратких спојева на секундару.

- По први пут у научној литератури на енглеском језику је представљен и анализиран графикон промјене (хипотетички) максималног степена корисног дејства претварача у зависности од индуктивности магнећења трансформатора. Ту смо могли да видимо да постоји само једна комбинација индуктивности магнећења, преносног односа трансформатора и резонантног кола која даје максимум степена корисног дејства.
- Измјерени су губици снаге усљед циркулишуће енергије, у грани за одсијецање, за неколико различитих трансформатора. Графичка зависност тих губитака од улазног напона је графички представљена и анализирана по први пут за неки АСФ.
- Анализа понашања АСФ претварача при кратким спојевима је такође по први пут представљена у научној литератури. Показано је да је употреба хибридне гране за одсијецање вршног напона доњег прекидача обавезна као додатна заштита у случају кратког споја.
- Везано за мјерење Бодеових дијаграма код АСФ по први пут у научној литератури на енглеском језику су представљени и анализирани графикони промјена пропусног опсега, резерве фазе и резерве појачања у односу на улазну снагу. Поменуће величине су биле промјенљиве зависно од снаге и улазног напона претварача – као што је и било очекивано.
- Разлике у степену корисног дејства, цијени и заузећу површине на штампаној плочи су анализирани за АСФ, конвенционални flyback и квази-резонантни flyback претварач у 800 V систему. За примјену у ICS системима, посљедња два претварача имају степен корисног дејства већи од АСФ за оптерећења мања од 50%, заузимају 11% мање простора и јефтинију су 23% у односу на АСФ. Једина предност АСФ претварача у ICS примјени би биле смањене електромагнетске сметње (ЕМИ) – што је битно због добијања атеста.
- Такође, анализирана је и разлика пропусног опсега, резерве фазе и резерве појачања за све три претходно поменуће топологије претварача. Закључак је да, за исту спецификацију, конвенционални flyback (у DCM режиму), АСФ (у CrCM режиму) или QRF (у VSM режиму) dc-dc претварачи могу бити стабилизовани помоћу Type-2 компензатора (једносмјерно појачање, интегратор, пол и нула), тј. не треба им компликованији Type-3 компензатор. Међутим, ти компензатори морају имати различите параметре, тј. бар позиције нула морају бити другачије.
- Промјена прекидачке учестаности и напона дрејна QL у зависности од оптерећења су приказане по први пут за АСФ претварач у 800 V систему. Обе величине су промјенљиве зависно од оптерећења претварача – што је било очекивано.
- Поређење симулираних и измјерених Бодеових дијаграма, при максималном оптерећењу, је показало да, иако постоје значајна одступања, то није било препрека за пројектовање компензатора који омогућава стабилан рад у свим режимима рада. Резултати симулација су помогли да се уочи смјер промјене карактеристика – што је било довољно за пројектовање компензатора који испуњава пројектне захтјеве.
- Анализиран је ефекат унакрсне-регулације АСФ претварача са пет излаза гдје се само један излаз регулише и то са најмањом снагом (9,62% од укупне). Ово је

било у супротности са типичним приступом у индустрији и литератури гдје се по правилу регулише излаз са највећим оптерећењем. У дисертацији је показано да је и овај приступ могућ.

- Уочено је да прелаз између DCM и ACM режима рада (и обрнуто) multi-mode управљачког кола није једнозначан и без проблема — као што би се могло очекивати читањем документације произвођача [83]. Наиме, потребна је ипак одређена минимална снага на излазима претварача (нпр. око 10 W) да би он сигурно радио у ACM режиму рада.

5.2 Практична примјена

Већ је речено да је ова дисертација настала као резултат рада на комерцијалном пројекту. То значи да се резултати ACF претварача приказани у овој дисертацији већ користе у неколико система бежичног индуктивног пуњења батерија EV — за сада само у лабораторијама. Тренутне препреке за масовнију примјену ACF претварача у системима бежичног индуктивног пуњења EV су:

- кључне компоненте су расположиве само од по једног произвођача;
- прекидач ОН и додатна пригушница морају да се пасивно хладе чиме се повећавају трошкови и сложеност комплетног система;
- иако су мање електромагнетске сметње предност ACF претварача, за масовну производњу укупна цијена помоћног напајања као и заузети простор на штампаној плочи ипак могу бити одлучујући фактори.

Међутим, QRF претварач 57 W [19], [23], који је често помињан у дисертацији, али није тема исте, се такође користи у лабораторијским условима, али ће бити коришћен и у масовној производњи — што је значајан успјех.

5.3 Ограничења студије

Већ је раније речено да је овај рад био дио комерцијалног пројекта. Због тога су неки технички детаљи изостављени из дисертације. Понекад користио trial-and-error приступ да би се добило довољно добро рјешење па да би се рад даље могао наставити. Такође, није било довољно времена ни ресурса за употребу компликоване математике или за развој оптимизационих алгоритама. Остала ограничења су:

- Помоћно напајање било ког комерцијалног уређаја мора да ради самостално. То значи да је употреба аналогног управљачког кола обавезна. Са оваквим приступом метода управљања је унапријед дефинисана, тј. изгубили смо степен слободе по питању избора методе управљања. Међутим, дискутабилно је да ли би неке дигиталне методе управљања могле дати одређене предности код ICS јер је коришћено управљачко коло NCP1568 [83] за ACF тренутно једно од најбољих на тржишту. Ово би такође могла бити тема неког будућег истраживања.
- Помоћно напајање система је реализовано као један степен због ограничења простора на штампаној плочи и тежњи ка смањењу трошкова. Ово је довело до великог преносног односа и малог степена корисног дејства ACF претварача [20], [21]. Због тога су неке компоненте имале високе температуре и морале су бити хлађене [19]. Боље перформансе ACF претварача би се могле добити да се

помоћно напајање направило из два степена у каскади — гдје би АСФ претварач био други у низу са фиксним улазним напоном (нпр. 200 V) и мање излаза.

- Неке од формула су добијене као резултат curve-fitting поступка над експериментално добијеним графицима.
- Употреба АСФ претварача у HDCIV системима у настајању (нпр. ICS) је пионирски подухват. Због тога често није било одговарајуће литературе или чак подршке од произвођача електронских компоненти.

5.4 Правци даљих истраживања

Надамо се да ће ова дисертација да подстакне произвођаче електронских компоненти као и управљачких интегрисаних кола да развију нове или побољшају постојеће које би се могле користити код претварача за HDCIV примјене. Ово би омогућило да АСФ претварач буде заступљенији у сегментима тржишта у настајању као што је бежично индуктивно пуњење батерија ЕВ.

Додатно, неки изазови и питања су искрсли током докторског рада, али су остали без рјешења или одговора. Нека од њих су остављена у том статусу намјерно да се постојећи рад не би компликовао. Надамо се да ће и колеге истраживачи добити инспирацију да се ухвате у коштац са некима од њих. Неке од могућности за даља истраживања су:

- Развој методе за оптимизацију конструкције високофреквентног трансформатора као и енергетског дијела претварача. Провјерити колики је утицај преносног односа трансформатора на степен корисног дејства претварача.
- Даља анализа резултата приказаних на сликама 4.23–4.25, извођење математичких израза за исте и анализирање грешки. Додатно, потребно је и потражити одговор да ли криве на слици 4.23 представљају стварне физичке односе.
- Оптимизација или аутоматизација подешавања параметара управљачке петље за АСФ претварач са више излаза, вишережимским начинима рада (АСМ DCM и DCM), за различита оптерећења при различитим опсезима улазног напона. У до сада анализираној литератури оптимизациони алгоритам за подешавање управљачке петље је коришћен само у [135] и [182].
- Детаљнија теоријска анализа Бодевих дијаграма за АСФ, QRF и конвенционалне flyback претвараче и међусобних разлика може да буде тема неке будуће студије. Такође, потребно је истражити зашто у само једној радној тачки при напону 850 V немамо исти облик карактеристика као при 620 V и 750 V (слике 4.33–4.35).
- Побољшање улазног филтра и поређење нових резултата ЕМИ са резултатима у дисертацији. Додатно, детаљнија анализа и поређење ЕМИ перформанси АСФ и QRF претварача у систему би било занимљиво испитати.
- Анализа нестабилности прелаза између DCM и DCM АСМ (CrCM) режима рада.

Референце

- [1] IEA (2022), "The Global EV Outlook 2022." IEA, Paris, May 2022. Accessed: Jun. 06, 2022. [Online]. Available: www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2022
- [2] A. Mahesh, B. Chokkalingam, and L. Mihet-Popa, "Inductive Wireless Power Transfer Charging for Electric Vehicles—A Review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 137667–137713, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3116678.
- [3] A. Ahmad, M. S. Alam, and R. Chabaan, "A comprehensive review of wireless charging technologies for electric vehicles," *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 4, no. 1, Art. no. 1, Mar. 2018, doi: 10.1109/TTE.2017.2771619.
- [4] H. Feng, R. Tavakoli, O. C. Onar, and Z. Pantic, "Advances in high-power wireless charging systems: Overview and design considerations," *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 6, no. 3, Art. no. 3, Sep. 2020, doi: 10.1109/TTE.2020.3012543.
- [5] T. M. Fisher, K. B. Farley, Y. Gao, H. Bai, and Z. T. H. Tse, "Electric vehicle wireless charging technology: a state-of-the-art review of magnetic coupling systems," *Wirel Pow Transfer*, vol. 1, no. 2, Art. no. 2, Sep. 2014, doi: 10.1017/wpt.2014.8.
- [6] A. El-Shahat, E. Ayisire, Y. Wu, M. Rahman, and D. Nelms, "Electric Vehicles Wireless Power Transfer State-of-The-Art," *Energy Procedia*, vol. 162, pp. 24–37, Apr. 2019, doi: 10.1016/j.egypro.2019.04.004.
- [7] Siqi Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no. 1, Art. no. 1, Mar. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [8] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi, and P. T. Balsara, "Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges," *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 4, no. 1, Art. no. 1, Mar. 2018, doi: 10.1109/TTE.2017.2780627.
- [9] H. K. Bai et al., "Charging Electric Vehicle Batteries: Wired and Wireless Power Transfer: Exploring EV charging technologies," *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 9, no. 2, pp. 14–29, Jun. 2022, doi: 10.1109/MPEL.2022.3173543.
- [10] Y. Zhang, S. Chen, X. Li, and Y. Tang, "Design of High-Power Static Wireless Power Transfer via Magnetic Induction: An Overview," *CPSS TPEA*, vol. 6, no. 4, pp. 281–297, Dec. 2021, doi: 10.24295/CPSS TPEA.2021.00027.
- [11] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, "Wireless Power Transfer—An Overview," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 2, pp. 1044–1058, Feb. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2835378.
- [12] M. Iqbal, P. Sathiyar, A. A. Stonier, G. Peter, D. S. Vanaja, and V. Ganji, "An Extensive Critique on Electric Vehicle Components and Charging Systems," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 2022, pp. 1–27, Sep. 2022, doi: 10.1155/2022/3612032.

- [13] J. Lu, G. Zhu, and C. C. Mi, "Foreign Object Detection in Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 58, no. 1, pp. 1340–1354, Jan. 2022, doi: 10.1109/TIA.2021.3057603.
- [14] Y. Zhang, Z. Yan, J. Zhu, S. Li, and C. Mi, "A review of foreign object detection (FOD) for inductive power transfer systems," *eTransportation*, vol. 1, p. 100002, Aug. 2019, doi: 10.1016/j.etrans.2019.04.002.
- [15] C. Kalialakis and A. Georgiadis, "The regulatory framework for wireless power transfer systems," *Wirel Pow Transfer*, vol. 1, no. 2, pp. 108–118, Sep. 2014, doi: 10.1017/wpt.2014.13.
- [16] Market Research Report, "Wireless Charging Market for Electric Vehicles." *MARKETSANDMARKETS*, 2022. Accessed: Jun. 06, 2022. [Online]. Available: <https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/wireless-ev-charging-market-170963517.html>
- [17] "Brusa Elektronik AG." www.brusa.biz (accessed Apr. 06, 2022).
- [18] Jason Fernando, "Compound Annual Growth Rate (CAGR) Formula and Calculation," *Investopedia*, Oct. 10, 2022. <https://www.investopedia.com/terms/c/cagr.asp> (accessed Oct. 31, 2022).
- [19] D. Vračar and P. Pejović, "Active-Clamp Flyback Converter as Auxiliary Power-Supply of an 800 V Inductive-Charging System for Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 38254–38271, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3165059.
- [20] D. Vračar and M. Pavlovský, "Implementation of active-clamped Flyback dc-dc converter in an 800 V system," in *PCIM Europe digital days, 2021*, pp. 1163–1170. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9472384>
- [21] D. Vračar, M. Pavlovský, and P. Pejović, "Active-clamped Flyback dc-dc converter in three-phase application," in *2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee), Novi Sad, Serbia, Oct. 2021*, pp. 1–6. doi: 10.1109/Ee53374.2021.9628263.
- [22] D. Vračar and P. Pejović, "Active-Clamped Flyback DC-DC Converter in an 800 V Application: Design Notes and Control Aspects," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 73, no. 4, pp. 237–247, 2022, doi: 10.2478/jee-2022-0032.
- [23] D. Đ. Vračar, "Quasi-Resonant Flyback Converter as Auxiliary Power-Supply of an 800 V Inductive-Charging System for Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 109609–109625, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3214526.
- [24] K. Yoshida, T. Ishii, and N. Nagagata, "Zero voltage switching approach for Flyback converter," in *[Proceedings] Fourteenth International Telecommunications Energy Conference - INTELEC '92, Washington, DC, USA, 1992*, pp. 324–329. doi: 10.1109/INTLEC.1992.268424.
- [25] R. Watson, G. C. Hua, and F. C. Lee, "Characterization of an active clamp flyback topology for power factor correction applications," in *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94, Orlando, FL, USA, 1994*, pp. 412–418. doi: 10.1109/APEC.1994.316369.
- [26] R. Watson, F. C. Lee, and G. C. Hua, "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters," in *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist*

- Conference - PESC'94, Taipei, Taiwan, 1994, pp. 909–916. doi: 10.1109/PESC.1994.373787.
- [27] R. Watson, F. C. Lee, and G. C. Hua, "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in Flyback converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, Art. no. 1, 1996, doi: 10.1109/63.484429.
- [28] X. Huang, J. Feng, W. Du, F. C. Lee, and Q. Li, "Design consideration of MHz active clamp Flyback converter with GaN devices for low power adapter application," in 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, Mar. 2016, pp. 2334–2341. doi: 10.1109/APEC.2016.7468191.
- [29] L. Xue and J. Zhang, "Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 2, pp. 1235–1243, Feb. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2733451.
- [30] A. Zaman and A. Radić, "How to design and implement an adapter power supply with active clamp Flyback: An all silicon design methodology," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 36–43, Dec. 2020, doi: 10.1109/MPEL.2020.3033608.
- [31] L. Xue and J. Zhang, "Design considerations of highly-efficient active clamp Flyback converter using GaN power ICs," in 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, Mar. 2018, pp. 777–782. doi: 10.1109/APEC.2018.8341100.
- [32] S. Tang, J. Xi, and L. He, "A GaN-based MHz active clamp flyback converter with adaptive dual edge dead time modulation for AC-DC adapters," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, Oct. 2017, pp. 546–553. doi: 10.1109/IECON.2017.8216096.
- [33] F.-C. Syu et al., "Design and implementation of 1 MHz active-clamped resonant flyback converter," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, Oct. 2017, pp. 4438–4442. doi: 10.1109/IECON.2017.8216764.
- [34] S. Dey, M. B. Ray, H. Soni, R. Ghosh, and M. Shah, "Comparison between Quasi-Resonant and Active Clamp Flyback topologies for GaN-based 65W Wall Charger Application," in 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Phoenix, AZ, USA, Jun. 2021, pp. 1809–1814. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487353.
- [35] A. Lidow, M. de Rooij, J. Strydom, D. Reusch, and J. Glaser, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, 3rd ed. USA: Wiley, 2019.
- [36] X. Huang, "High Frequency GaN Characterization and Design Considerations," PhD dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, 2016.
- [37] D. Gu, J. Xi, and L. He, "A Digital PWM Controller of MHz Active Clamp Flyback with GaN Devices for AC-DC Adapter," in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, Oct. 2019, pp. 1496–1501. doi: 10.1109/IECON.2019.8927336.
- [38] B. L. Dokić, *Energetska elektronika – pretvarači i regulatori*, 1st ed. Banja Luka: ETF Banja Luka i Banjaluka Company, 2000.

- [39] Flyback converter, (2017). Accessed: Aug. 21, 2022. [Online Video]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=OXibsOzjipw>
- [40] N. Quentin et al., "A Large Input Voltage Range 1 MHz Full Converter with 95% Peak Efficiency for Aircraft Applications," in PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1286–1293. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7499502>
- [41] A. Nasiri, M. R. Banaei, and A. S. Saadat Abadi, "Phase-shifted active clamp Flyback converter for driving a magnetron," in 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Yazd, Iran, Apr. 2019, pp. 2106–2110. doi: 10.1109/IranianCEE.2019.8786649.
- [42] A. Nasiri and A. S. Saadat Abadi, "A new driving method for a magnetron using a soft switching active clamp Fly-back converter," in 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), Shiraz, Iran, Feb. 2019, pp. 361–366. doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697583.
- [43] B. Sun, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Ultralow Input–Output Capacitance PCB-Embedded Dual-Output Gate-Drive Power Supply for 650 V GaN-Based Half-Bridges," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 2, pp. 1382–1393, Feb. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2828384.
- [44] E. Serban, M. A. Saket, and M. Ordonez, "High-Performance Isolated Gate-Driver Power Supply With Integrated Planar Transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 10, pp. 11409–11420, Oct. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3070053.
- [45] Ju-Suk Kang, Young-Ho Kim, Sun-Jae Youn, Chung-Yuen Won, and Yong-Chae Jung, "Active clamp flyback inverter considering leakage inductance of transformer for photovoltaic AC modules," in 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Seoul, Korea (South), Oct. 2012, pp. 1379–1383. doi: 10.1109/VPPC.2012.6422598.
- [46] R. Hasan, W. Hassan, and W. Xiao, "PV Microinverter Solution for High Voltage Gain and Soft Switching," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 352–361, Apr. 2022, doi: 10.1109/JESTIE.2021.3061910.
- [47] R. Hasan and S. Mekhilef, "Highly efficient flyback microinverter for grid-connected rooftop PV system," *Solar Energy*, vol. 146, pp. 511–522, Apr. 2017, doi: 10.1016/j.solener.2017.03.015.
- [48] Z. Zhang, X. Tang, L. Kang, L. Yang, and L. Kang, "A high efficiency flyback inverter with repetitive control technique for photovoltaic power system," in 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, Japan, Nov. 2016, pp. 1–4. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7837491>
- [49] Q. Mo, M. Chen, Z. Zhang, Y. Zhang, and Z. Qian, "Digitally controlled active clamp interleaved flyback converters for improving efficiency in photovoltaic grid-connected micro-inverter," in 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, Feb. 2012, pp. 555–562. doi: 10.1109/APEC.2012.6165874.
- [50] Y. Chen, Y. Sun, M. Tian, L. Wang, and H. Jin, "Analysis and Design of a Bidirectional High Step-up Active Clamp Flyback Converter for Dielectric Elastomer Actuator," in 2019

- 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), Busan, Korea (South), May 2019, pp. 1729–1735. doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8796939.
- [51] J.-H. Choi, H.-M. Kwon, and J.-Y. Lee, "Design of a 3.3 kW/100 kHz EV Charger Based on Flyback Converter With Active Snubber," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 71, no. 7, pp. 7161–7170, Jul. 2022, doi: 10.1109/TVT.2022.3168625.
- [52] X. Huang, J. Feng, F. C. Lee, Q. Li, and Y. Yang, "Conducted EMI analysis and filter design for MHz active clamp flyback front-end converter," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, Mar. 2016, pp. 1534–1540. doi: 10.1109/APEC.2016.7468071.
- [53] IEC 61980-1:2020, "Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 1: General requirements." IEC, Nov. 2020. Accessed: Sep. 30, 2022. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/31657>
- [54] Automated Convenient Wireless Charging of Electric Vehicles by BRUSA, (Oct. 22, 2020). Accessed: Oct. 27, 2022. [Online Video]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=n5azv0IbWV4>
- [55] BMW Wireless Charging. Car charging in 3,5 hrs. without a cable, (9 2017). Accessed: Nov. 14, 2022. [Online Video]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=GIrcPrzuPMM>
- [56] Inductive Charging System ICS by BRUSA applied by BMW, (6 2019). Accessed: Oct. 01, 2022. [Online Video]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=3oqbCMIIm8T4>
- [57] J. Agbinya, *Wireless Power Transfer*, 2nd ed. Denmark: River Publishers, 2016.
- [58] D. Vračar, "Keynote speech: Wireless Inductive Charging of Electric Vehicles is Coming," in *XIV International Symposium on Industrial Electronics and Applications - INDEL 2022*, Banja Luka, RS, Bosnia and Herzegovina, Nov. 2022.
- [59] IEC 60038:2009+AMD1:2021 CSV, "IEC standard voltages." IEC, 2021.
- [60] ECE R 100, "Regulation No 100 of the Economic Commission for Europe of the United Nations (UNECE) — Uniform provisions concerning the approval of vehicles with regard to specific requirements for the electric power train [2015/505]." UNECE, 2015.
- [61] DGUV Information 209-093, "Qualifizierung für Arbeiten an Fahrzeugen mit Hochvoltsystemen." DGUV, Aug. 23, 2021. Accessed: May 22, 2022. [Online]. Available: <https://publikationen.dguv.de/regelwerk/dguv-informationen/3982/qualifizierung-fuer-arbeiten-an-fahrzeugen-mit-hochvoltsystemen>
- [62] Deciphering Flyback converters active clamps, (May 05, 2018). Accessed: Jan. 09, 2022. [Online Video]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=ySC-SvoQa3U>
- [63] Q. Zhao, F. Tao, Y. Hu, and F. C. Lee, "Active-clamp DC/DC converters using magnetic switches," in *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, Anaheim, CA, USA, 2001, vol. 2, pp. 946–952. doi: 10.1109/APEC.2001.912481.

- [64] A. K. Hari and B. McCoy, "Switched mode power supply with efficient operation at light loads and method therefor," US9991800B2, Jun. 05, 2018 [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US9991800>
- [65] R. Watson, "New Techniques in the Design of Distributed Power Systems," PhD dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, 1998.
- [66] R. Li, "A MHz Switching Active Clamp Flyback Converter as a Power Factor Correction Stage for Lighting," MSc thesis, Delft University of Technology, Delft, Nederland, 2017.
- [67] R. Perrin, N. Quentin, B. Allard, C. Martin, and M. Ali, "High-temperature GaN active-clamp Flyback converter with resonant operation mode," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 1077–1085, Sep. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2544346.
- [68] N. Quentin et al., "GaN Active-Clamp Flyback Converter with Resonant Operation Over a Wide Input Voltage Range," in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1792–1799. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7499570>
- [69] J. Zhang, X. Huang, X. Wu, and Z. Qian, "A high efficiency Flyback converter with new active clamp technique," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, Art. no. 7, Jul. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2042302.
- [70] P.-H. Liu, "Design consideration of active clamp Flyback converter with highly nonlinear junction capacitance," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, USA, Mar. 2018, pp. 783–790. doi: 10.1109/APEC.2018.8341101.
- [71] K.-S. Kim, S.-H. Lee, W.-J. Cha, J.-M. Kwon, and B.-H. Kwon, "Bidirectional single power-conversion DC–AC converter with noncomplementary active-clamp circuits," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 4860–4867, Aug. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2550021.
- [72] B. T. Irving and M. M. Jovanović, "Analysis and design of self-oscillating flyback converter," in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, Dallas, TX, USA, 2002, vol. 2, pp. 897–903. doi: 10.1109/APEC.2002.989350.
- [73] Y. Panov and M. M. Jovanovic, "Adaptive off-time control for variable-frequency, soft-switched flyback converter at light loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 4, pp. 596–603, Jul. 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.800958.
- [74] D. Murthy-Bellur and M. K. Kazimierczuk, "Active-clamp ZVS two-switch flyback converter," in *2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, Rio de Janeiro, Brazil, May 2011, pp. 241–244. doi: 10.1109/ISCAS.2011.5937546.
- [75] F. Cacciotto and A. Cannone, "Exploit GaN FET technologies in high efficiency flyback topologies: pros and cons of different architectures," in *2020 AEIT International Annual Conference (AEIT)*, Catania, Italy, Sep. 2020, pp. 1–6. doi: 10.23919/AEIT50178.2020.9241139.

- [76] S. Howimanporn and C. Bunlaksananusorn, "Performance comparison of continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) flyback converters," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003. PEDS 2003., Singapore, 2003, vol. 2, pp. 1434–1438. doi: 10.1109/PEDS.2003.1283194.
- [77] C. Basso, *Switch-Mode Power Supplies: Spice Simulations and Practical Designs*, 2nd ed. USA: McGraw-Hill Professional, 2014.
- [78] Marian K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, 2nd ed. USA: Wiley, 2015.
- [79] C. Wang, X. Zhang, D. Sun, and W. Gu, "A Constant Current Digital Control Method for Primary-Side Regulation Active-Clamp Flyback Converter," in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, Oct. 2020, pp. 2934–2938. doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9235987.
- [80] M. Chen, S. Xu, L. Huang, W. Sun, and L. Shi, "A Novel Digital Control Method of Primary-Side Regulated Flyback With Active Clamping Technique," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 68, no. 2, pp. 950–962, Feb. 2021, doi: 10.1109/TCSI.2020.3039550.
- [81] S. Xu, Q. Qian, T. Tao, L. Yu, S. Lu, and W. Sun, "Synchronous Rectification Using Resonant Capacitor Voltage for Secondary Side Resonant Active Clamp Flyback Converter," in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, LA, USA, Mar. 2020, pp. 2926–2931. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124421.
- [82] A. Hari and B. McCoy, "White Paper: High-density AC–DC power supplies using active–clamp Flyback topology." Onsemi, Oct. 2021. Accessed: Dec. 29, 2021. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/tnd6279-d.pdf>
- [83] Datasheet, "NCP1568: AC-DC active clamp Flyback PWM IC." onsemi, Aug. 2021. Accessed: Dec. 28, 2021. [Online]. Available: www.onsemi.com
- [84] Datasheet, "UCC28780: High frequency active clamp Flyback controller." TI, Feb. 2018. Accessed: Dec. 29, 2021. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/ucc28780>
- [85] Product Brief, "SZ1130: Flyback PWM controller with Integrated active clamp circuit." Silanna Semiconductor, Rev. 3.0. Accessed: Dec. 29, 2021. [Online]. Available: <https://powerdensity.com/sz1110-sz1130-new/>
- [86] "Silanna Semiconductor," 2022. <https://powerdensity.com/> (accessed Oct. 09, 2022).
- [87] "onsemi." <https://www.onsemi.com/company/about-onsemi> (accessed Oct. 09, 2022).
- [88] "Three Phase Rectification," 2022. <https://www.electronics-tutorials.ws/power/three-phase-rectification.html> (accessed Oct. 09, 2022).
- [89] S. Xu et al., "Sampled-data modeling for PCM and ZVS controlled critical conduction mode (CrCM) active clamp Flyback (ACF) converter at variable switching frequency," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, pp. 1–13, 2020, doi: 10.1109/TCSI.2020.2993256.
- [90] P.-H. Liu, "Small signal analysis of active clamp Flyback converters in transition mode and burst mode," in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, Mar. 2019, pp. 241–248. doi: 10.1109/APEC.2019.8722081.

- [91] S. Xu, Q. Qian, S. Mao, S. Xu, T. Wang, and W. Sun, "System Performance Optimization for Dual-Loop Dual-Variable Controlled Active Clamp Flyback Converter Using Decoupling Compensation Technique," in 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Phoenix, AZ, USA, Jun. 2021, pp. 2467–2471. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487047.
- [92] D. Fanelli, "Do Pressures to Publish Increase Scientists' Bias? An Empirical Support from US States Data," PLoS ONE, vol. 5, no. 4, p. e10271, Apr. 2010, doi: 10.1371/journal.pone.0010271.
- [93] N. Matosin, E. Frank, M. Engel, J. S. Lum, and K. A. Newell, "Negativity towards negative results: a discussion of the disconnect between scientific worth and scientific culture," Disease Models & Mechanisms, vol. 7, no. 2, pp. 171–173, Feb. 2014, doi: 10.1242/dmm.015123.
- [94] S. Xu, Q. Qian, T. Tao, S. Lu, and W. Sun, "Small Signal Modeling and Control Loop Design of Critical Conduction Mode Active Clamp Flyback Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, no. 6, pp. 7250–7263, Jun. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3040451.
- [95] Datasheet (Product Preview), "NCP1568D: DC-DC active clamp Flyback PWM IC." o, Jan. 2021. Accessed: Dec. 29, 2021. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp1568d-d.pdf>
- [96] Datasheet, "UCC28782: High-density flyback controller for active-clamp (ACF) and zero-voltage switching (ZVS) topologies." TI, May 2021. Accessed: Dec. 29, 2021. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/ucc28782>
- [97] Datasheet, "ClampZero family." Power Integrations, Nov. 2020. Accessed: Dec. 29, 2021. [Online]. Available: <http://powerint.com/downloads/documents/clampzero-datasheet.pdf>
- [98] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, K.-C. Chen, and D. Wang, "Analysis, design and implementation of an active clamp Flyback converter," in 2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005, vol. 1, pp. 424–429. doi: 10.1109/PEDS.2005.1619724.
- [99] A. Bakkali, P. Alou, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, "Average modeling and analysis of a Flyback with Active Clamp topology based on a very simple transformer," in APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, USA, pp. 500–506. doi: 10.1109/APEX.2007.357560.
- [100] P. Alou, A. Bakkali, I. Barbero, J. A. Cobos, and M. Rascon, "A Low Power Topology Derived from Flyback with Active Clamp Based on a Very Simple Transformer," in Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06., USA, 2006, pp. 627–632. doi: 10.1109/APEC.2006.1620604.
- [101] H.-L. Do, "Active Clamped Resonant Flyback with a Synchronous Rectifier," in Advances in Multimedia, Software Engineering and Computing Vol.1, vol. 128, D. Jin and S. Lin, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011, pp. 75–78. doi: 10.1007/978-3-642-25989-0_14.
- [102] Chang-Seok Park, June-Woo Jo, and Tae-Uk Jung, "New active clamp technique for switching losses reduction of MIC systems," in 2013 International Conference on

- Electrical Machines and Systems (ICEMS), Busan, Oct. 2013, pp. 1697–1701. doi: 10.1109/ICEMS.2013.6713316.
- [103] IEC 61000-4-5:2014+AMD1:2017 CSV, “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test.” IEC, Aug. 04, 2017.
- [104] Onsemi application team USA, “E-mail - private communication,” 2020.
- [105] M. T. Zhang, M. M. Jovanović, and F. C. Y. Lee, “Design considerations and performance evaluations of synchronous rectification in flyback converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 538–546, May 1998, doi: 10.1109/63.668117.
- [106] X. Huang, W. Du, F. C. Lee, and Q. Li, “A novel driving scheme for synchronous rectifier in MHz CRM flyback converter with GaN devices,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, Sep. 2015, pp. 5089–5095. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310377.
- [107] A. Ayachit, A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, “Magnetising inductance of multiple-output flyback dc–dc convertor for discontinuous-conduction mode,” *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 451–461, Mar. 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0390.
- [108] H. Onay, V. Suel, T. Ozgen, and A. Hava, “Comparative Power Loss Analysis of DCM Flyback Transformer Based on FEA, Numeric Simulation, Calculation and Measurements,” in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova, Italy, Sep. 2019, p. P.1-P.10. doi: 10.23919/EPE.2019.8915387.
- [109] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, 4th ed. USA: Taylor & Francis Inc, 2011.
- [110] W. G. Hurley and W. H. Wölfle, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*, 1st ed. United Kingdom: Wiley, 2013.
- [111] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, 2nd ed. United Kingdom: Wiley, 2013.
- [112] M. Ursino, S. Saggini, R. Specogna, A. Bianco, F. Ciappa, and G. Scappatura, “A Novel Mixed Planar litz Transformer for high frequency active clamp flyback converters,” in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, LA, USA, Mar. 2020, pp. 1327–1332. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124197.
- [113] Data Handbook, “Soft Ferrites and Accessories.” Ferroxcube, Jul. 31, 2013. Accessed: Sep. 14, 2022. [Online]. Available: www.ferroxcube.com
- [114] IEC 61558-1:2017, “Safety of transformers, reactors, power supply units and combinations thereof - Part 1: General requirements and tests.” IEC, 2017.
- [115] IEC 61558-2-16:2021, “Safety of transformers, reactors, power supply units and combinations thereof - Part 2-16: Particular requirements and tests for switch mode power supply units and transformers for switch mode power supply units for general applications.” IEC, 2021.
- [116] Datasheet, “Ferrites and accessories: SIFERRIT material N87.” TDK-EPCOS AG, Sep. 2017. Accessed: Oct. 01, 2022. [Online]. Available: www.tdk-electronics.tdk.com

- [117] IEC 62477-1:2022, "Safety requirements for power electronic converter systems and equipment – Part 1: General." IEC, May 2022. Accessed: Sep. 30, 2022. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/28936>
- [118] Dylan Berger, "5 Areas of Production Significantly Affected by Supply Chain Disruption," Global Trade, Jun. 16, 2022. <https://www.globaltrademag.com/5-areas-of-production-significantly-affected-by-supply-chain-disruption/> (accessed Oct. 19, 2022).
- [119] Description and technical specifications, "Power choke tester DPG10B series." ED-K, Jan. 2021. Accessed: Apr. 15, 2022. [Online]. Available: www.ed-k.de.
- [120] H. Kreis, "Pulsed Inductance Measurement on Magnetic Components from 0.1A to 10kA," Bodo's Power Systems, no. 11–21, pp. 30–32, Nov. 2021. [Online]. Available: www.bodospower.com
- [121] H. Kreis, "Pulsed Inductance Measurement on Magnetic Components from 0.1A to 10kA - 2nd," Bodo's Power Systems, no. 12–21, pp. 18–22, Dec. 2021. [Online]. Available: www.bodospower.com
- [122] A. B. Nadler, A. L. F. Stein, and C. R. Sullivan, "Transformer and frequency optimization in a GaN-based active-clamp Flyback converter," in 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, LA, USA, Mar. 2020, pp. 2709–2714. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124050.
- [123] D. Maksimović and R. Erickson, "Modeling of cross-regulation in multiple-output flyback converters," in APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285), Dallas, TX, USA, 1999, pp. 1066–1072 vol.2. doi: 10.1109/APEC.1999.750501.
- [124] C. Ji, M. Smith, K. M. Smedley, and K. King, "Cross regulation in flyback converters: analytic model and solution," IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 2, pp. 231–239, Mar. 2001, doi: 10.1109/63.911147.
- [125] Software (free), "SOFT POWER – Magnetic Design Tool." DMEGC and Fericro, 2018. Accessed: Sep. 14, 2022. [Online]. Available: www.dmegc.de
- [126] Datasheet (Preliminary), "UF3C170400B7S, 1700 V, SiC FET." UnitedSiC, Oct. 2019. Accessed: May 22, 2022. [Online]. Available: sales@unitedsic.com
- [127] A. Bhalla, "White Paper: Origins of SiC FETs and their evolution towards the perfect switch." UnitedSiC, Apr. 2021. Accessed: Sep. 30, 2022. [Online]. Available: <https://unitedsic.com/>
- [128] J. Dodge, "Application Note: UnitedSiC Surface Mount Technology Devices." UnitedSiC, Sep. 2021. Accessed: Sep. 30, 2022. [Online]. Available: <https://unitedsic.com/>
- [129] Brochure, "WIDE BANDGAP SEMICONDUCTORS: A product selection guide for design engineers and buyers." Future Electronics, 2022. Accessed: Sep. 26, 2022. [Online]. Available: www.futureelectronics.com
- [130] R. Zelnik and M. Prazenica, "Snubber Design for Flyback Converter," in 2021 25th International Conference Electronics, Palanga, Lithuania, Jun. 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/IEEECONF52705.2021.9467418.

- [131] L. Huber, M. M. Jovanovic, H. Song, D. Xu, A. Zhang, and C.-C. Chang, "Flyback converter with hybrid clamp," in 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, Mar. 2018, pp. 2098–2103. doi: 10.1109/APEC.2018.8341306.
- [132] Y. T. Yau, W. Z. Jiang, and K. I. Hwu, "Light-load efficiency improvement for Flyback converter based on hybrid clamp circuit," in 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Taipei, Taiwan, Mar. 2016, pp. 329–333. doi: 10.1109/ICIT.2016.7474773.
- [133] J.-H. Jung and S. Ahmed, "Low standby power consumption and high cross regulation of active clamp flyback converter with SSPR," in IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, USA, Nov. 2010, pp. 544–549. doi: 10.1109/IECON.2010.5675224.
- [134] D. Đ. Vračar, "A half-bridge LLC converter: Design notes and simulation challenges in PLECS," in 2020 International Symposium on Industrial Electronics and Applications (INDEL), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, Nov. 2020, pp. 1–6. doi: 10.1109/INDEL50386.2020.9266133.
- [135] C. T. Choi, C. K. Li, and S. K. Kok, "Control of an active clamp discontinuous conduction mode Flyback converter," in Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475), Hong Kong, 1999, pp. 1120–1123 vol.2. doi: 10.1109/PEDS.1999.792865.
- [136] P. Alou, O. Garcia, J. A. Cobos, J. Uceda, and M. Rascon, "Flyback with active clamp: A suitable topology for low power and very wide input voltage range applications," in APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), Dallas, TX, USA, 2002, pp. 242–248. doi: 10.1109/APEC.2002.989254.
- [137] John Betten, "Power Tips: Calculate an R-C snubber in seven steps," TI E2E design support - Power management, May 05, 2016. https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/posts/calculate-an-r-c-snubber-in-seven-steps (accessed Jul. 16, 2020).
- [138] S. Xu, Q. Qian, B. Ren, and Q. Liu, "An Accurate Small Signal Modeling and Control Loop Design of Active Clamp Flyback Converter," in 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), Busan, Korea (South), May 2019, pp. 3259–3264. doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797022.
- [139] Datasheet, "ATL431, ATL432 2.5-V Low Iq Adjustable Precision Shunt Regulator." TI, Oct. 2016. Accessed: Mar. 19, 2022. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/atl431>
- [140] C. Basso, "APEC 2010 Seminar: Designing Compensators for the Control of Switching Power Supplies." ON Semiconductor, 2011. Accessed: Oct. 02, 2022. [Online]. Available: <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>
- [141] C. Basso, "A Tutorial Introduction to Switching Converters." Future Electronics, Feb. 2022. Accessed: Sep. 26, 2022. [Online]. Available: <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>

- [142] Datasheet, "TL431, TL432 Precision Programmable Reference." TI, Jul. 2022. Accessed: Oct. 23, 2022. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/tl431>
- [143] R. Erickson and D. Maksimović, Fundamentals of Power Electronics, 3rd ed. USA: Springer, 2020.
- [144] C. Basso, "APEC 2011 Seminar: The Dark Side of Flyback Converters." ON Semiconductor, 2011. Accessed: Oct. 02, 2022. [Online]. Available: <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>
- [145] Datasheet, "VO617A - Optocoupler, Phototransistor Output, High Reliability, 5300 VRMS." Vishay Semiconductors, Mar. 26, 2018. Accessed: Oct. 02, 2022. [Online]. Available: www.vishay.com
- [146] How to measure the Frequency Response of an Opto-Isolator for Power Supply Applications, (Jan. 03, 2018). Accessed: Aug. 31, 2021. [Online Video]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=Eq8hGJ2ZLac>
- [147] Application note, "Using Bode 100 and Picotest J2130 DC Bias Injector." OMICRON Lab, 2017. Accessed: Oct. 01, 2022. [Online]. Available: www.omicron-lab.com
- [148] C. Basso, "The TL431 in a Modified Type 2 Configuration." ON Semiconductor, 2012. Accessed: Oct. 02, 2022. [Online]. Available: <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>
- [149] C. Basso, Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide, 1st ed. USA: Artech House, 2000.
- [150] C. Basso, "APEC 2015 Seminar: Practical Implementation of Loop Control in Power Converters." ON Semiconductor, 2015. Accessed: Oct. 02, 2022. [Online]. Available: <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>
- [151] C. Basso, "APEC 2018 Seminar: Closing the Feedback Loop through Simulation and Analysis." ON Semiconductor, 2018. Accessed: Oct. 02, 2022. [Online]. Available: <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>
- [152] Software (commercial), "SIMetrix/SIMPLIS ver. 8.5 - Advanced Power System Simulation." Simplis Technologies Inc, USA, 2021. [Online]. Available: www.simplistechnologies.com
- [153] Simplis Technologies Inc, "SIMPLIS tutorial и SIMPLIS advanced training," 2022. www.simplistechnologies.com (accessed Sep. 30, 2022).
- [154] C. Basso, "An Introduction to Power Supplies Simulations with SIMPLIS." Future Electronics, Feb. 2022. Accessed: Sep. 26, 2022. [Online]. Available: <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>
- [155] Rohde & Schwarz USA, Inc., "Understanding Bode plots," Oscilloscope and probe fundamentals, 2022. https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/oscilloscopes/educational-content/understanding-bode-plots_254514.html (accessed Sep. 25, 2022).
- [156] Eurocircuits, "Technical Guidelines," Base Materials. <https://www.eurocircuits.com/downloads/#BaseMaterials> (accessed Oct. 15, 2022).

- [157] Software (commercial), "Altium Designer® - PCB design system v. 18." Australia, 2019. [Online]. Available: www.altium.com
- [158] "Delta Energy Systems." www.deltaenergysystems.com (accessed Sep. 30, 2022).
- [159] IEC 60664-1:2020, "Insulation coordination for equipment within low-voltage supply systems - Part 1: Principles, requirements and tests." IEC, May 2020. Accessed: Sep. 30, 2022. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/59671>
- [160] IEC 60664-4:2005, "Insulation coordination for equipment within low-voltage systems - Part 4: Consideration of high-frequency voltage stress." IEC, Sep. 2005. Accessed: Sep. 30, 2022. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/2804>
- [161] T. LaBella, B. York, C. Hutchens, and J.-S. Lai, "Dead time optimization through loss analysis of an active-clamp Flyback converter utilizing GaN devices," in 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, USA, Sep. 2012, pp. 3882–3889. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342304.
- [162] Presentation, "NCP1568: ACF / DCM optimal transition-point bench-test." onsemi, 2019.
- [163] User Manual, "Bode 100." OMICRON Lab, 2021. Accessed: Oct. 15, 2022. [Online]. Available: www.omicron-lab.com
- [164] Quick Start Guide, "Bode 100 Vector Network Analyzer." OMICRON Lab, 2019. Accessed: May 22, 2022. [Online]. Available: www.omicron-lab.com
- [165] S. Synkule, L. Heinzle, and F. Hämmerle, "DC/DC Converter Stability Measurement." OMICRON Lab, 2018. Accessed: Oct. 01, 2022. [Online]. Available: www.omicron-lab.com
- [166] Software, "Bode Analyzer Suite 3.23." Omicron Lab. Accessed: Oct. 15, 2022. [Online]. Available: <https://www.omicron-lab.com/downloads/vector-network-analysis/bode-100>
- [167] Eric W. Weisstein, "Nyquist Frequency," MathWorld-A Wolfram Web Resource, 2022. <https://mathworld.wolfram.com/NyquistFrequency.html> (accessed Oct. 23, 2022).
- [168] T. G. Wilson Jr., "Cross regulation in a two-output DC-to-DC converter with application to testing of energy-storage transformers," in 1978 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Syracuse, New York, USA, Jun. 1978, pp. 124–134. doi: 10.1109/PESC.1978.7072345.
- [169] D. Motte-Michellon, B. Cogitore, Y. Lembeye, and B. Ramdane, "A study on the Influence of the Transformer on Cross-Regulation in DCM Multi-Output Flybacks," in PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2022, pp. 1438–1445. doi: 10.30420/565822199.
- [170] Tutorial, "Multi-Output Flyback Off-Line Power Supply." onsemi, Oct. 2008. Accessed: May 27, 2022. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/tnd351-d.pdf>
- [171] C. Mullett and F. Cathell, "Improving the Regulation of Multi-Output Flyback Converters," in 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference

- and Exposition, Washington, DC, Feb. 2009, pp. 1923–1926. doi: 10.1109/APEC.2009.4802935.
- [172] Datasheet, “UCCx8C4x BiCMOS Low-Power Current-Mode PWM Controller.” TI, Jan. 2017. Accessed: Oct. 28, 2022. [Online]. Available: www.ti.com/lit/gpn/ucc28c43
- [173] Datasheet, “NCP1340: Quasi-resonant controller, high-voltage, featuring valley lock-out switching.” onsemi, Mar. 2021. Accessed: May 08, 2022. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp1340-d.pdf>
- [174] J. Yao, Y. Li, S. Wang, X. Huang, and X. Lyu, “Analysis and Reduction of Radiated EMI in High-Frequency GaN IC-based Active Clamp Flyback Converters,” in 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, LA, USA, Mar. 2020, pp. 664–671. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124304.
- [175] Y. Li, S. Wang, H. Sheng, and S. Lakshmikanthan, “Investigate and Reduce Capacitive Couplings in a Flyback Adapter With a DC-Bus Filter to Reduce EMI,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 7, pp. 6963–6973, Jul. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2955973.
- [176] J. Yao, Y. Lai, Z. Ma, and S. Wang, “Investigation of Noise Spectrum and Radiated EMI in High Switching Frequency Flyback Converters,” in 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Phoenix, AZ, USA, Jun. 2021, pp. 2265–2270. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487418.
- [177] Z. Ma, S. Wang, H. Sheng, and S. Lakshmikanthan, “Modeling and Reduction of Radiated EMI due to Ground Impedance in a High-density Active-clamp Flyback Power Adapter,” in 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Houston, TX, USA, Mar. 2022, pp. 292–299. doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773445.
- [178] J. Yao, Y. Li, S. Wang, X. Huang, and X. Lyu, “Modeling and Reduction of Radiated EMI in a GaN IC-Based Active Clamp Flyback Adapter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 5, pp. 5440–5449, May 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3032644.
- [179] Z. Ma, J. Yao, S. Wang, H. Sheng, S. Lakshmikanthan, and D. Osterhout, “Radiated EMI Reduction with Double Shielding Techniques in Active-clamp Flyback Converters,” in 2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium, Raleigh, NC, USA, Jul. 2021, pp. 1064–1069. doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559249.
- [180] H. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*, 1st ed. USA: Wiley, 2009.
- [181] CISPR 11:2015+AMD1:2016+AMD2:2019 CSV, “Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement.” IEC, Jan. 18, 2019.
- [182] C. T. Choi, C. K. Li, and S. K. Kok, “Modeling of an active clamp discontinuous conduction mode Flyback converter under variation of operating conditions,” in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475)*, Hong Kong, 1999, pp. 730–733 vol.2. doi: 10.1109/PEDS.1999.792795.

Списак коришћеног слободног и бесплатног софтвера

Неке од слика су направљене или обрађене у програмима FidoCADJ, GNU Octave, и Libre Office Draw. За управљање референцама коришћен је Zotero.

- [1] Software (free), "FidoCadJ – a free graphical editor for electronics, ver. 0.2.47." [Online]. Available: <https://darwinne.github.io/FidoCadJ/>
- [2] Software (free), "GNU Octave – a high-level interactive language for numerical computations, ver. 6.2.0." [Online]. Available: www.gnu.org/software/octave/
- [3] Software (free), "Libre Office Draw, ver. 6.2.5.x." [Online]. Available: www.libreoffice.org
- [4] Software (free), "Zotero ver. 6.0.x.x." [Online]. Available: www.zotero.org
- [5] Software (free), "SOFT POWER – Magnetic Design Tool." DMEGC and Fericor, 2018. [Online]. Available: www.dmegc.de

List of used free software

Some of the figures were made or edited by using FidoCADJ, GNU Octave, and Libre Office Draw. The references were managed in Zotero. The list is given above.

Биографија аутора

Дарко Ђ. Врачар је рођен 1975. године у Кључу, СР БиХ, СФРЈ. Основну школу је завршио у Г. Рибнику као носилац дипломе „Митар Трифуновић Учо“, а средњу Електротехничку школу је завршио 1994. године као најбољи ђак Средњошколског Центра „Лазар Ђукић“, Кључ. По одслужењу војног рока у Војсци Републике Српске започео је студије на Електротехничком факултету у Београду новембра 1995. године. Дипломирао је у септембру 2000. године на смјеру „Енергетски претварачи и погони“ са просјечном оцјеном 8,79 као најбољи студент „Енергетског одсека“ за 2000. годину. Дипломски рад: „Савремени трендови напонских транзисторских PWM инвертора“, оцјена 10. Исте године је започео постдипломске студије на Електротехничком факултету у Београду. Магистрирао је децембра 2007. године на смјеру „Енергетски претварачи и погони“ са просјечном оцјеном 10. Магистарски рад: „Пројектовање дигиталног погонског контролера за управљање трофазним моторима“.

Паралелно са магистарским студијама започео је рад у привреди новембра 2000. године. Од јануара 2001. године до јануара 2009. године радио је на пословима монтаже и одржавања система напајања телекомуникационих уређаја и уређаја за обраду података (нпр. Пупин Телеком, Мобтел и Теленор). Посједује лиценце 350 и 450 за пројектовање и изградњу електричних инсталација ниског и средњег напона.

Од фебруара 2009. године ради у Њемачкој на пословима развоја склопова енергетске електронике. Учествовао је у развоју неколико соларних инвертора серије Solivia компаније Delta Energy Systems и неколико прекидачких напајања (SMPS) серије CP-C.1 компаније ABB опсега снага од 120 W до 11 kVA. Радио је и у истраживачком центру предузећа Huawei Technologies на напајању 5G радио базних станица. У досадашњој каријери испројектовао је и неколико помоћних напајања и напајања драјвера у поменутиим предузећима што се уклапа са темом дисертације. Тренутно је запослен у предузећу Brusa Elektronik на позицији Senior Staff инжењер. Члан је тима који развија систем за бежично индуктивно напајање батерија електричних аутомобила. Посједује 2E, 3E и TÜV сертификате неопходне за пројектовање и рад са склоповима који се користе у електричним возилима. Током 22 године радног искуства у индустрији стекао је и искуство као руководиоца пројеката имплементације, развоја и истраживања.

Аутор је 12 научних радова, од којих су 11 из области енергетских претварача и погона. Списак је дат у библиографији. Додатно, посједује и међународни патент (M91: EU, USA, CN) из области енергетских претварача. Одржао је једно предавање по позиву (keynote speech) и предавање (tutorial) на симпозијумима из енергетске електронике. Активан је и као рецензент часописа Electronics.

Члан је сљедећих IEEE друштава: Industry Applications, Industrial Electronics, Circuits and Systems и Power Electronics, као и организације ECPE (European Centre for Power Electronics). Говори енглески, њемачки и руски језик. Редовно прати часописе, предавања и семинаре за стручно усавршавање из области енергетских претварача и електричних возила.

Библиографија аутора

- [1] D. Vračar and S. Vukosavić, "Resonant DC Link Inverter: Mathematical Modeling and Computer Simulations," EUROCON 2005 (IEEE Region 8 Conference), pp. 1679–1682, Serbia and Montenegro, Belgrade, November 22–24, 2005. DOI: [10.1109/EURCON.2005.1630295](https://doi.org/10.1109/EURCON.2005.1630295). M33
- [2] D. Vračar, "Design of dsPIC Based Digital Drive Controller for AC Motors," 14th International Symposium on Power Electronics – Ee 2007, Paper No. T4-1.3, pp. 1–5, Republic of Serbia, Novi Sad, November 7–9, 2007. M33
- [3] D. Vračar, "Simple Switcher Implementation in +5 V Auxiliary Power Supply," 14th International Symposium on Power Electronics – Ee 2007, Paper No. T1-1.6, pp. 1–4, Republic of Serbia, Novi Sad, November 7–9, 2007. M33
- [4] D. Vračar, "Implementation of IIR Digital Filters with Variable Characteristics in GNU Octave," 6th International conference on electrical, electronic, and computing engineering (IcETRAN 2019), pp. 371–376, Republic of Serbia, Srebrno Jezero, June 3–5, 2019. ISBN: [978-86-7466-785-9](https://doi.org/978-86-7466-785-9). M33
- [5] D. Vračar, "PLECS™ vs. VisSim™: Simulations of Fluxes in an Induction Motor," 2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee), Novi Sad, Serbia, 2019, pp. 1–6, DOI: [10.1109/PEE.2019.8923463](https://doi.org/10.1109/PEE.2019.8923463). M33
- [6] D. Vračar, "A Half-Bridge LLC Converter: Design Notes and Simulation Challenges in PLECS," 2020 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, 2020, pp. 1–6, doi: [10.1109/INDEL50386.2020.9266133](https://doi.org/10.1109/INDEL50386.2020.9266133). M33
- [7] D. Vračar, "A Short Overview of Active-Clamped Resonant DC Link Inverter," 2020 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, 2020, pp. 1–6, doi: [10.1109/INDEL50386.2020.9266172](https://doi.org/10.1109/INDEL50386.2020.9266172). M33
- [8] D. Vračar and M. Pavlovsky, "Implementation of Active-Clamped Flyback DC-DC Converter in an 800 V System," PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021, pp. 1163–1170. ISBN [978-3-8007-5515-8](https://doi.org/978-3-8007-5515-8). M33
- [9] D. Vračar, M. Pavlovsky, and P. Pejović, "Active-Clamped Flyback DC-DC Converter in Three-Phase Application," 21st International Symposium on Power Electronics – Ee 2021, pp. 1–6, Republic of Serbia, Novi Sad, October 27–30, 2021. doi: [10.1109/Ee53374.2021.9628263](https://doi.org/10.1109/Ee53374.2021.9628263). M33
- [10] D. Vračar and P. Pejović, "Active-clamped flyback as auxiliary power-supply of an 800 V inductive charging-system for electric vehicles," IEEE Access, vol. 10, pp. 38254–38271, 2022, doi: [10.1109/ACCESS.2022.3165059](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3165059). M22
- [11] D. Vračar and P. Pejović, "Active-Clamped Flyback DC-DC Converter in an 800 V Application: Design Notes and Control Aspects," Journal of Electrical Engineering, vol. 73, no. 4, pp. 237–247, 2022, doi: [10.2478/jee-2022-0032](https://doi.org/10.2478/jee-2022-0032). M23
- [12] D. Vračar, "Quasi-Resonant Flyback Converter as Auxiliary Power-Supply of an 800 V Inductive-Charging System for Electric Vehicles," in IEEE Access, vol. 10, pp. 109609–109625, 2022, doi: [10.1109/ACCESS.2022.3214526](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3214526). M22

Међународни патент (M91)

N. Springett and D. Vračar, "Power Conversion System", (EP2560276 B1 31.5.2017, US9344004 B2 17.5.2016, CN102957330 B).

<https://worldwide.espacenet.com/publicationDetails/biblio?CC=EP&NR=2560276B1&KC=B1&FT=D&ND=6&date=20170531&DB=&locale=en> EP#

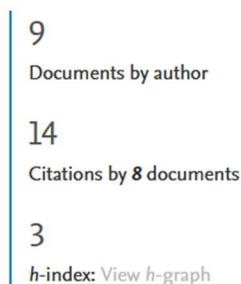
Предавање (Tutorial)

D. Vračar, Tutorial 1: "Development of Power Electronics' Systems: From Blank Sheet to Mass Production and Beyond," 2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee), Novi Sad, Serbia, 23.10.2019. <http://www.dee.uns.ac.rs/PastSymp/Ee2019/tutorials.html?r>

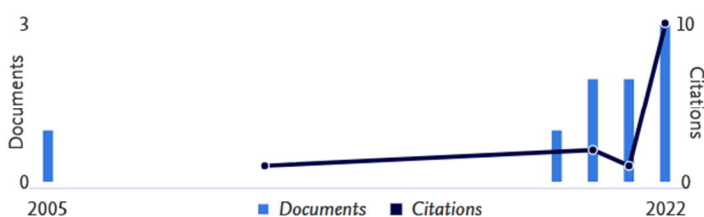
Предавање по позиву (Keynote speech, M32)

D. Vračar, "Wireless Inductive Charging of Electric Vehicles is Coming", XIV International Symposium on Industrial Electronics and Applications - INDEL 2022, 9–11 November 2022, Banja Luka, RS, Bosnia and Herzegovina. <http://indel.etfbl.net/keynote.html>

Metrics overview



Document & citation trends



Слика Био.1 SCOPUS профил аутора дисертације на дан 05.12.2022. године

Слика интернет странице SCOPUS профила аутора дисертације је дата на слици Био.1, а може се пронаћи на www.scopus.com. Scopus Author Identifier код аутора је 16048697000. ORCID профил аутора дисертације, са списком објављених чланака, се налази на адреси <https://orcid.org/0000-0002-5906-6464>.

Statements

1. Usage



This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial-NoDerivatives 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/).


2. Conflict of interest declaration

Author declare no conflict of interests that could have influenced the work reported in this dissertation and does not endorse any manufacturer of electronics components or manufacturer of measurement devices. Also, author does not endorse any software company.

3. Predatory journals and suspicious sources

Author declare that, to his best knowledge, predatory journals or conferences were avoided as references and that Wikipedia is not used as well.

4. IEEE Copyright: Thesis/Dissertation Reuse



Small Signal Modeling and Control Loop Design of Critical Conduction Mode Active Clamp Flyback Converter
Author: Shengyou Xu
Publication: IEEE Transactions on Power Electronics
Publisher: IEEE
Date: June 2021
Copyright © 2021, IEEE

Thesis / Dissertation Reuse

The IEEE does not require individuals working on a thesis to obtain a formal reuse license, however, you may print out this statement to be used as a permission grant:

Requirements to be followed when using any portion (e.g., figure, graph, table, or textual material) of an IEEE copyrighted paper in a thesis:

- 1) In the case of textual material (e.g., using short quotes or referring to the work within these papers) users must give full credit to the original source (author, paper, publication) followed by the IEEE copyright line © 2011 IEEE.
- 2) In the case of illustrations or tabular material, we require that the copyright line © [Year of original publication] IEEE appear prominently with each reprinted figure and/or table.
- 3) If a substantial portion of the original paper is to be used, and if you are not the senior author, also obtain the senior author's approval.

Requirements to be followed when using an entire IEEE copyrighted paper in a thesis:

- 1) The following IEEE copyright/ credit notice should be placed prominently in the references: © [year of original publication] IEEE. Reprinted, with permission, from [author names, paper title, IEEE publication title, and month/year of publication]
- 2) Only the accepted version of an IEEE copyrighted paper can be used when posting the paper or your thesis on-line.
- 3) In placing the thesis on the author's university website, please display the following message in a prominent place on the website: In reference to IEEE copyrighted material which is used with permission in this thesis, the IEEE does not endorse any of [university/educational entity's name goes here]'s products or services. Internal or personal use of this material is permitted. If interested in reprinting/republishing IEEE copyrighted material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution, please go to http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/rights_link.html to learn how to obtain a License from RightsLink.

If applicable, University Microfilms and/or ProQuest Library, or the Archives of Canada may supply single copies of the dissertation.

[BACK](#) [CLOSE WINDOW](#)



Active-Clamped Flyback DC-DC Converter in Three-Phase Application

Conference Proceedings: 2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee)

Author: Darko Đ. Vračar; Martin Pavlovský; Predrag Pejović

Publisher: IEEE

Date: 27-30 Oct. 2021

Copyright © 2021, IEEE

Thesis / Dissertation Reuse

The IEEE does not require individuals working on a thesis to obtain a formal reuse license, however, you may print out this statement to be used as a permission grant:

Requirements to be followed when using any portion (e.g., figure, graph, table, or textual material) of an IEEE copyrighted paper in a thesis:

- 1) In the case of textual material (e.g., using short quotes or referring to the work within these papers) users must give full credit to the original source (author, paper, publication) followed by the IEEE copyright line © 2011 IEEE.
- 2) In the case of illustrations or tabular material, we require that the copyright line © [Year of original publication] IEEE appear prominently with each reprinted figure and/or table.
- 3) If a substantial portion of the original paper is to be used, and if you are not the senior author, also obtain the senior author's approval.

Requirements to be followed when using an entire IEEE copyrighted paper in a thesis:

- 1) The following IEEE copyright/ credit notice should be placed prominently in the references: © [year of original publication] IEEE. Reprinted, with permission, from [author names, paper title, IEEE publication title, and month/year of publication]
- 2) Only the accepted version of an IEEE copyrighted paper can be used when posting the paper or your thesis on-line.
- 3) In placing the thesis on the author's university website, please display the following message in a prominent place on the website: In reference to IEEE copyrighted material which is used with permission in this thesis, the IEEE does not endorse any of [university/educational entity's name goes here]'s products or services. Internal or personal use of this material is permitted. If interested in reprinting/republishing IEEE copyrighted material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution, please go to http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/rights_link.html to learn how to obtain a License from RightsLink.

If applicable, University Microfilms and/or ProQuest Library, or the Archives of Canada may supply single copies of the dissertation.

BACK

CLOSE WINDOW

Прилози

На сљедећим странама укључене су обавезне изјаве аутора докторске дисертације о:

- ауторству (прилог 1),
- истовјетности штампане и електронске верзије докторског рада (прилог 2), и
- коришћењу (прилог 3).

Прилог 1

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора: **мр Дарко Ђ. Врачар**

Број индекса: **20/5036**

Изјављујем

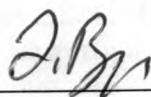
да је докторска дисертација под насловом

„Претварач са активним одсијецањем вршног напона прекидача као помоћно напајање примарне стране система за бежично индуктивно пуњење батерија електричних аутомобила”

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да дисертација у цјелини ни у дијеловима није била предложена за стицање друге дипломе према студијским програмима других високошколских установа;
- да су резултати коректно наведени, и
- да нисам кршио ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис аутора

У Београду, 20.11.2022. године



Прилог 2

Изјава о истовјетности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора: **мр Дарко Ђ. Врачар**

Број индекса: 20/5036

Студијски програм: Енергетски претварачи и погони

Наслов рада: „Претварач са активним одсијецањем вршног напона прекидача као помоћно напајање примарне стране система за бежично индуктивно пуњење батерија електричних аутомобила”

Ментор: др Предраг Пејовић, редовни професор

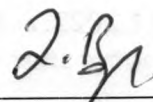
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истовјетна електронској верзији коју сам предао ради похрањивања у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског назива доктора наука, као што су име и презиме, година и мјесто рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис аутора

У Београду, 20.11.2022. године



Прилог 3

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић” да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

„Претварач са активним одсијецањем вршног напона прекидача као помоћно напајање примарне стране система за бежично индуктивно пуњење батерија електричних аутомобила”

која је моје ауторско дјело.

Дисертацију са свим прилозима предао сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (*Creative Commons*) за коју сам се одлучио.

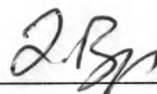
1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – дијелити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)
6. Ауторство – дијелити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци.

Кратак опис лиценци је саставни дио ове изјаве).

Потпис аутора

У Београду, 20.11.2022. године



1. **Ауторство.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дјела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. **Ауторство – некомерцијално.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дјела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дјела.
3. **Ауторство – некомерцијално – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дјела, без промјена, преобликовања или употребе дјела у свом дјелу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дјела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дјела.
4. **Ауторство – некомерцијално – дијелити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дјела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дјела и прерада.
5. **Ауторство – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дјела, без промјена, преобликовања или употребе дјела у свом дјелу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дјела.
6. **Ауторство – дијелити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дјела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дјела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.