



УНИВЕРЗИТЕТ У НИШУ
ЕЛЕКТРОНСКИ ФАКУЛТЕТ



Срђан С. Лале

НОВЕ МЕТОДЕ СТРУЈНОГ УПРАВЉАЊА ПРЕТВАРАЧИМА ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Текст ове докторске дисертације ставља се на увид јавности,
у складу са чланом 30., став 8. Закона о високом образовању
("Сл. гласник РС", бр. 76/2005, 100/2007 – аутентично тумачење, 97/2008, 44/2010,
93/2012, 89/2013 и 99/2014)

НАПОМЕНА О АУТОРСКИМ ПРАВИМА:

Овај текст сматра се рукописом и само се саопштава јавности (члан 7. Закона о ауторским и сродним правима, "Сл. гласник РС", бр. 104/2009, 99/2011 и 119/2012).

Ниједан део ове докторске дисертације не сме се користити ни у какве сврхе, осим за упознавање са њеним садржајем пре одбране дисертације.

Ниш, 2018.



UNIVERSITY OF NIŠ
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Srđan S. Lale

**NEW CURRENT MODE CONTROL
METHODS OF POWER ELECTRONICS
CONVERTERS**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2018.

Подаци о докторској дисертацији

Ментор: Др Драган Манчић, редовни професор, Универзитет у Нишу, Електронски факултет

Наслов: Нове методе струјног управљања претварачима енергетске електронике

Резиме:

У овој докторској дисертацији извршена је анализа, развој и експериментална верификација нових метода струјног управљања претварачима енергетске електронике, с циљем добијања побољшаних перформанси у односу на актуелне методе струјног управљања. Нове предложене методе струјног управљања настале су модификацијом и унапређењем конвенционалне *dual current mode control* (DCMC) методе, која поред одличних особина, као што су константна прекидачка фреквенција, једноставна реализација и стабилност за цели опсег фактора испуне, има основни недостатак, а то је струјна грешка – разлика између средње и референтне струје пригушнице претварача. У овој дисертацији предложена су два начина за елиминисање струјне грешке код DCMC управљања: употреба адаптивне ширине струјног опсега, која је једнака измереној тренутној таласности струје пригушнице, чиме настаје ново адаптивно DCMC (ADCMC) управљање; уградња додатног унутрашњег струјног компензатора (примена I^2 концепта) у структуру DCMC управљања, из чега произилази нова I^2 DCMC метода. Комбиновањем предложених ADCMC и I^2 DCMC метода, односно применом I^2 концепта на ADCMC управљање, изведена је и нова I^2 ADCMC метода.

Након математичке анализе и моделовања, у програмском пакету *Matlab/Simulink* извршене су симулације рада предложених метода струјног управљања, примењених на три основна типа DC-DC претварача: спуштач, подизач и неинвертујући спуштач-подизач напона. После тога, приступило се пројектовању и градњи експерименталне платформе (прототип вишенаменског претварача, управљачки и мерно-аквизициони електронски модул), на којој је извршена експериментална верификација предложених метода управљања различитим врстама претварача. Добијени симулациони и експериментални резултати потврдили су одличне карактеристике предложених метода струјног управљања: једнакост између средње и референтне струје пригушнице, стабилност у целом опсегу фактора испуне, одлична динамика струјне петље, робусност на поремећаје улазног напона и струје оптерећења претварача, итд. Захваљујући наведеним особинама, предложене методе је могуће

применити на практично све типове претварача.
Представљене су и неке нове идеје за даља побољшања предложених управљачких метода, као и њихову имплементацију у специфичним применама постојећих и неких будућих топологија претварача.

Научна област:
Научна
дисциплина:

Електротехничко и рачунарско инжењерство

Кључне речи:

енергетска електроника, претварачи енергетске електронике, струјно управљање, једнакост између средње и референтне струје пригушнице, динамика струјне петље

УДК:

(621.314/.5+621.3.014):631.115

CERIF
класификација:

T 170 Електроника

Тип лиценце
Креативне
заједнице:

CC BY-NC-ND

Data on Doctoral Dissertation

Doctoral Supervisor: PhD Dragan Mančić, full professor, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering

Title: New current mode control methods of power electronics converters

Abstract: In this dissertation, the analysis, development and experimental verification of new current mode control methods of power electronics converters is performed, in order to obtain improved performances compared to other relevant current mode control methods. New proposed current mode control methods have been developed by modification and improvement of the conventional dual current mode control (DCMC) method, which besides its excellent features, such as constant switching frequency, simple implementation and stability for the entire range of duty cycle, has a main drawback, and that is a current error – a difference between the average and reference inductor current. Two ways for eliminating the current error of DCMC method are proposed in this dissertation: using an adaptive current bandwidth, which is equal to the measured instantaneous peak-to-peak ripple of the inductor current, resulting in a new adaptive dual current mode control (ADCMC) method; inserting an inner current-loop compensator (application of I^2 concept) in the DCMC structure, which leads to a new I^2 DCMC method. By using the I^2 concept on ADCMC, a new I^2 ADCMC method is also derived.

After mathematical analysis and modelling, the operation of the proposed current mode control methods, applied on three basic DC-DC converters: buck, boost and non-inverting buck-boost converter, was tested with simulations in Matlab/Simulink. Afterwards, development and realization of the experimental platform (multipurpose converter's prototype, control and measurement electronic module), which is used for experimental verification of the proposed control methods on different types of converters, were performed.

The obtained simulation and experimental results confirmed the excellent performances of the proposed current mode control methods: equality between the average and reference inductor current, stability for whole range of duty cycle, excellent dynamics of the current loop, robustness to the input voltage and load disturbances of converters, etc. Thanks to these qualities, the proposed control methods can be applied to practically all types of converters.

Some new ideas for further improvements of the proposed control methods and for their implementation in specific applications of

existing and some future converters topologies are also presented in this dissertation.

Scientific
Field:
Scientific
Discipline:

Electrical and computer engineering

Key Words:

power electronics, power electronics converters, current mode control, equality between the average and reference inductor current, dynamics of the current loop

UDC:

(621.314/.5+621.3.014):631.115

CERIF
Classification:

T170 Electronics

Creative
Commons
License Type:

CC BY-NC-ND

СПИСАК СЛИКА

Слика 1.1. Методе управљања претварачима: а) Напонско управљање, б) Струјно управљање, в) Карактеристични сигнали напонског управљања, г) Карактеристични сигнали струјног управљања.....	1
Слика 1.2. а) АСМС управљање, б) НСМС управљање, в) Карактеристични сигнали АСМС управљања, г) Карактеристични сигнали НСМС управљања.....	6
Слика 1.3. а) РСМС управљање с компензационом рампом, б) VСМС управљање с компензационом рампом, в) Карактеристични сигнали РСМС управљања, г) Карактеристични сигнали VСМС управљања.....	8
Слика 1.4. а) РСРС управљање, б) Карактеристични сигнали РСРС управљања.....	10
Слика 1.5. а) DСМС управљање, б) Карактеристични сигнали DСМС управљања.....	11
Слика 1.6. а) I^2 АСМС управљање, б) Карактеристични сигнали I^2 АСМС управљања	13
Слика 2.1. а) Спустац са ADCМС управљањем, б) Радни режими ADCМС управљања	19
Слика 2.2. Таласни облик непрекидне струје пригушнице претварача у општем случају	22
Слика 2.3. Уопштена „small-signal“ блок-шема вањске напонске петље код ADCМС управљања.....	34
Слика 2.4. Таласни облици струје пригушнице спустаца са ADCМС управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	41
Слика 2.5. Таласни облици струје пригушнице спустаца са ADCМС управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	42
Слика 2.6. Таласни облици струје пригушнице спустаца са ADCМС управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1$ А и 6 А (отворена вањска напонска петља), при мањем временском кораку симулације	42
Слика 2.7. Таласни облици струје пригушнице спустаца са ADCМС управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6$ V, 10 V, 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)	43

Слика 2.8. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1.5$ А, 5 А (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=6$ V, 20 V (затворена вањска напонска петља).....	44
Слика 2.9. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за превелико σ (затворена вањска напонска петља).....	45
Слика 2.10. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за превелико σ (затворена вањска напонска петља).....	45
Слика 2.11. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC и ADCMC управљањем у стационарном стању, за превелико σ (затворена вањска напонска петља), при мањем временском кораку симулације.....	46
Слика 2.12. а) 4Q претварач (инвертор), б) 2Q спуштач.....	48
Слика 2.13. Таласни облици референтне струје i_{ref} : а) правоугаони, б) троугласти, в) синусни.....	48
Слика 2.14. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Сlike 2.13.....	49
Слика 2.15. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Сlike 2.13.....	49
Слика 2.16. Одскачни одзив унутрашње струјне петље ADCMC управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref}	50
Слика 2.17. Таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (затворена вањска напонска петља), при различитим вредностима σ	51
Слика 2.18. Таласни облици синусног излазног напона и струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, са ПИС напонским компензатором.....	52
Слика 2.19. Таласни облици синусног излазног напона ($\omega=2\pi 400$ rad/s) и струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, са ПИС напонским компензатором.....	53
Слика 2.20. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и РСРС (отворена вањска напонска петља).....	55
Слика 2.21. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и РСРС (отворена вањска напонска петља).....	56
Слика 2.22. Увећан приказ таласних облика струје пригушнице спуштача са Сlike 2.21, за ADCMC и РСРС (отворена вањска напонска петља).....	56

Слика 2.23. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC и PCPC (отворена вањска напонска петља), при мањем временском кораку симулације.....	57
Слика 2.24. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља).....	58
Слика 2.25. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља).....	59
Слика 2.26. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC (затворена вањска напонска петља), при различитим вредностима σ	60
Слика 2.27. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC	61
Слика 2.28. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC	62
Слика 2.29. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC, при различитим вредностима σ	63
Слика 2.30. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)	63
Слика 2.31. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω ($t=0.15$ s) и обрнуто ($t=0.25$ s), за ADCMC ($\sigma=200$) са додатим „ <i>feedforward</i> “ по струји оптерећења.....	64
Слика 2.32. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама референтног напона v_{ref} са 10 V на 20 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=200$)	66
Слика 2.33. Подизач са ADCMC управљањем	66
Слика 2.34. Таласни облици струје пригушнице подизача са ADCMC (лево) и DCMC (десно) управљањем у стационарном стању (отворена вањска напонска петља)	67

Слика 2.35. Таласни облици струје пригушнице подизача са ADCMC (лево) и DCMC (десно) управљањем у стационарном стању (затворена вањска напонска петља).....	68
Слика 2.36. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$)	69
Слика 2.37. Таласни облици струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$)	69
Слика 2.38. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)	70
Слика 2.39. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=200$) са додатим „ <i>feedforward</i> “ по струји оптерећења и улазном напону	71
Слика 2.40. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „ <i>feedforward</i> “ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC	72
Слика 2.41. Таласни облици струје пригушнице подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „ <i>feedforward</i> “ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC	72
Слика 2.42. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)	73
Слика 2.43. Неинвертујући спуштач-подизач са ADCMC управљањем	74
Слика 2.44. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=0.5$ A, 5 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=7$ V, 30 V (затворена вањска напонска петља).....	75
Слика 2.45. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем ($\sigma=200$), при постепеној линеарној промени улазног напона од 15 V до 5 V ($t=0.1\div 0.3$ s) и обрнуто ($t=0.4\div 0.6$ s).....	76
Слика 2.46. Таласни облици излазног напона неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „ <i>feedforward</i> “ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC	77

Слика 2.47. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „ <i>feedforward</i> “ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC	78
Слика 2.48. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)	78
Слика 2.49. Таласни облици излазног напона неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додате „ <i>feedforward</i> “ спреге), DCMC и PCPC	80
Слика 2.50. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додате „ <i>feedforward</i> “ спреге), DCMC и PCPC	80
Слика 2.51. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$).....	81
Слика 2.52. Експериментална платформа за тестирање рада ADCMC управљања: 1) Прототип вишенаменског претварача енергетске електронике, 2) Мерно-управљачки електронски модул, 3) Рачунар са уграђеном аквизиционом MF624 картицом, 4) Конектор за повезивање улаза/излаза MF624 картице и мерно-управљачког електронског модула, 5) Драјверски модул за управљање MOSFET прекидачима претварача, 6) Извор једносмерног напона претварача, 7) Напајање електронског модула, 8) Tektronix MSO 2014 осцилоскоп, 9) Амперметар за праћење излазне струје претварача, 10) Волтметар за праћење излазног напона претварача	82
Слика 2.53. Принципска електрична шема развијеног вишенаменског претварача	82
Слика 2.54. Функционална блок-шема експерименталне платформе за тестирање рада ADCMC управљања	83
Слика 2.55. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	86
Слика 2.56. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	86

Слика 2.57. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6\text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)	87
Слика 2.58. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	87
Слика 2.59. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	88
Слика 2.60. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6\text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)	88
Слика 2.61. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} : а) правоугаони, б) троугласти, в) синусни.....	90
Слика 2.62. Увећан приказ струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за троугласти (лево) и синусни (десно) таласни облик референтне струје i_{ref} , при прелазима струје пригушнице с горње на доњу границу и обрнуто.....	91
Слика 2.63. Одскочни одзив унутрашње струјне петље ADCMC управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref} (увећан приказ струје пригушнице са Сликe 2.61 а))	91
Слика 2.64. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за синусну референтну струју i_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz	92
Слика 2.65. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DCMC управљањем, за троугласти (лево) и синусни (десно) таласни облик референтне струје i_{ref} : а), б) $I_b=0.8\text{ A}$; в), г) $I_b=1\text{ A}$	92
Слика 2.66. Таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (са ПИ напонским компензатором), при $\sigma=200$ (лево) и $\sigma=400$ (десно).....	93
Слика 2.67. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (са ПИС напонским компензатором), за синусни референтни напон v_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz.....	93
Слика 2.68. Експериментални и симулациони таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (са ПИ и ПИС напонским компензатором)	94

Слика 2.69. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (отворена вањска напонска петља).....	95
Слика 2.70. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (отворена вањска напонска петља).....	95
Слика 2.71. Увећан приказ таласних облика струје пригушнице спуштача са Сlike 2.70, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (отворена вањска напонска петља)	96
Слика 2.72. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)	97
Слика 2.73. Таласни облици излазног напона спуштача (без једносмерне компоненте) са Сlike 2.72, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)	97
Слика 2.74. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)	98
Слика 2.75. Увећан приказ таласних облика струје пригушнице спуштача са Сlike 2.74, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља).....	98
Слика 2.76. Експериментални и симулациони таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC и DCMC (отворена вањска напонска петља)	99
Слика 2.77. Експериментални и симулациони таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC и DCMC (затворена вањска напонска петља).....	99
Слика 2.78. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω и обрнуто, за ADCMC 100	
Слика 2.79. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω и обрнуто, за ADCMC ($\sigma=500$).....	100
Слика 2.80. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама референтног напона v_{ref} са 10 V на 20 V и обрнуто, за ADCMC	101

Слика 2.81. Експериментални и симулациони таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама референтног напона v_{ref} са 10 V на 20 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=200$)	101
Слика 2.82. Таласни облици струје пригушнице подизача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1$ A, 4 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=18$ V, 30 V (затворена вањска напонска петља)	103
Слика 2.83. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)	103
Слика 2.84. Таласни облици струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)	104
Слика 2.85. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω и обрнуто, за ADCMC	104
Слика 2.86. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=0.5$ A, 5 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=7$ V, 30 V (затворена вањска напонска петља)	105
Слика 2.87. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем ($\sigma=100$, $R=10$ Ω), при линеарној промени улазног напона од 15 V до 5 V и обрнуто	106
Слика 2.88. Таласни облици излазног напона неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља, $\sigma=100$, $R=10$ Ω)	107
Слика 2.89. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља, $\sigma=100$, $R=10$ Ω)	107
Слика 2.90. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω и обрнуто, за ADCMC	108
Слика 3.1. а) Спуштач са I^2 DCMC управљањем, б) Радни режими I^2 DCMC управљања	111
Слика 3.2. Једноставна реализација унутрашњег струјног И компензатора.....	113
Слика 3.3. „Small-signal“ блок-шема I^2 DCMC управљања.....	119

Слика 3.4. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DСМС управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	121
Слика 3.5. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DСМС управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	121
Слика 3.6. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DСМС управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6$ V, 10 V, 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)	122
Слика 3.7. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DСМС управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Сликe 2.13	123
Слика 3.8. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са I^2 DСМС управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Сликe 2.13.....	123
Слика 3.9. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DСМС и I^2 DСМС управљањем, за троугласти таласни облик референтне струје i_{ref}	124
Слика 3.10. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DСМС и I^2 DСМС управљањем, за синусни таласни облик референтне струје i_{ref}	124
Слика 3.11. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DСМС и I^2 DСМС управљањем ($I_b=1$ A), за троугласти таласни облик референтне струје i_{ref}	125
Слика 3.12. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DСМС и I^2 DСМС управљањем ($I_b=1$ A), за синусни таласни облик референтне струје i_{ref}	125
Слика 3.13. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCМС управљањем, за троугласти и синусни таласни облик референтне струје i_{ref}	126
Слика 3.14. Одскачни одзив струјне петље I^2 DСМС управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref} ($K_i=5000$).....	127
Слика 3.15. Одскачни одзив струјне петље I^2 DСМС управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref} ($K_i=15000$).....	127
Слика 3.16. Таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са I^2 DСМС управљањем (затворена вањска напонска петља са ПИ и ПИС компензатором).....	129
Слика 3.17. Таласни облици синусног излазног напона ($\omega=2\pi 400$ rad/s) и струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DСМС управљањем, са ПИС вањским напонским компензатором.....	129

Слика 3.18. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: I^2 DCMC, ADCMC и РСРС (отворена вањска напонска петља)	131
Слика 3.19. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s) (отворена вањска напонска петља).....	131
Слика 3.20. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: I^2 DCMC, ADCMC и РСРС (затворена вањска напонска петља).....	132
Слика 3.21. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s) (затворена вањска напонска петља)	133
Слика 3.22. Таласни облици излазног напона (за: I^2 DCMC, ADCMC, DCMC и РСРС) и струје пригушнице (за I^2 DCMC) спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s)	134
Слика 3.23. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC ($\sigma=2000$) и I^2 DCMC са додатом „ <i>feedforward</i> “ спрегом ($\sigma=200$), при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4 Ω на 2 Ω ($t=0.15$ s) и обрнуто ($t=0.16$ s).....	134
Слика 3.24. Подизач са I^2 DCMC управљањем	135
Слика 3.25. Таласни облици струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1$ A, 4 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=18$ V, 30 V (затворена вањска напонска петља)	136
Слика 3.26. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: I^2 DCMC, ADCMC, DCMC и РСРС (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$).....	136
Слика 3.27. Таласни облици струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s) (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$)	137
Слика 3.28. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем ($\sigma=2000$) и I^2 DCMC са „ <i>feedforward</i> “ спрегом ($\sigma=200$), при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s).....	138
Слика 3.29. Таласни облици излазног напона (за: I^2 DCMC, ADCMC, DCMC и РСРС) и струје пригушнице (за I^2 DCMC) подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s)	139

Слика 3.30. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем ($\sigma=2000$) и I^2 DCMC са „ <i>feedforward</i> “ спрегом ($\sigma=200$), при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20Ω на 10Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s).....	139
Слика 3.31. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	140
Слика 3.32. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	141
Слика 3.33. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6$ V, 10 V, 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)	141
Слика 3.34. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем: а) правоугаони таласни облик референтне струје i_{ref} , б) троугласти таласни облик референтне струје i_{ref} , в) увећан приказ од а) при растућој ивици i_{ref} , г) увећан приказ од а) при опадајућој ивици i_{ref}	142
Слика 3.35. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем, за синусну референтну струју i_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz	143
Слика 3.36. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем ($I_b=1$ A), за: а) троугласту и б) синусну референтну струју i_{ref}	144
Слика 3.37. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем (са ПИС напонским компензатором), за синусни референтни напон v_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz.....	144
Слика 3.38. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (отворена вањска напонска петља).....	145
Слика 3.39. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)	145
Слика 3.40. Наизменичне компоненте таласних облика излазног напона спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)	146

Слика 3.41. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω и обрнуто, за I^2 DCMC147	
Слика 3.42. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω и обрнуто, за I^2 DCMC ($\sigma=500$).....	147
Слика 4.1. Спуштач са I^2 ADCMC управљањем	150
Слика 4.2. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1.5 \text{ A}$, 5 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=6 \text{ V}$, 20 V (затворена вањска напонска петља).....	151
Слика 4.3. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1 \text{ s}$) и обрнуто ($t=0.15 \text{ s}$), за: I^2 ADCMC, I^2 DCMC, ADCMC и PCPC (отворена вањска напонска петља)	151
Слика 4.4. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1 \text{ s}$) и обрнуто ($t=0.15 \text{ s}$), за: I^2 ADCMC, I^2 DCMC, ADCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља)	152
Слика 4.5. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	153
Слика 4.6. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)	154
Слика 4.7. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6 \text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)	154
Слика 4.8. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (отворена вањска напонска петља).....	155
Слика 4.9. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)	155
Слика 4.10. Наизменичне компоненте таласних облика излазног напона спуштача са I^2 ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)	156

Слика П2.1. <i>Simulink</i> шема спуштача, са могућношћу избора управљања (ADCMC, I^2 DCMC и I^2 ADCMC)	172
Слика П2.2. <i>Simulink</i> шема управљања спуштачем (подсистем „ADCMC_I2DCMC_I2ADCMC“ са претходне Сlike П2.1).....	172
Слика П2.3. <i>Simulink</i> шема подизача, са могућношћу избора управљања (ADCMC, I^2 DCMC и I^2 ADCMC)	173
Слика П2.4. <i>Simulink</i> шема неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем	173
Слика П2.5. <i>Simulink</i> шема са ADCMC управљањем спуштачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом)	174
Слика П2.6. <i>Simulink</i> шема са I^2 DCMC и I^2 ADCMC управљањем спуштачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом)	174
Слика П2.7. <i>Simulink</i> шема са ADCMC управљањем подизачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом)	174
Слика П2.8. <i>Simulink</i> шема са ADCMC управљањем неинвертујућим спуштачем-подизачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом).....	175
Слика П3.1. Електрична шема струјне петље ADCMC управљања.....	176
Слика П3.2. Електрична шема генератора тактних сигнала clk_A и clk_B	176
Слика П3.3. Електрична шема кола за мерење струје	177
Слика П3.4. Електрична шема кола за мерење једносмерног напона.....	177
Слика П3.5. Електрична шема кола за мерење наизменичног напона	177
Слика П3.6. Електрична шема вишенаменског претварача.....	177

СПИСАК ТАБЕЛА

Табела 2.1 Нагиби m_1 и m_2 , и таласности Δi_{Lpp} за основне DC-DC претвараче.....	23
Табела 2.2 Адаптивне ширине струјног опсега $2i_b$ за основне DC-DC претвараче.....	23
Табела 2.3 Параметри функција преноса основних DC-DC претварача са ADCМС управљањем	33
Табела 2.4 Параметри основних DC-DC претварача са ADCМС управљањем	40

СПИСАК СКРАЋЕНИЦА

1Q	једноквадрантни (претварач)
2Q	двоквадрантни (претварач)
4Q	четвороквадрантни (претварач)
АС	наизменична струја или напон
АС-DC	ознака претварача са наизменичним улазом и једносмерним излазом
АСМС	управљање средњом струјом (<i>average current mode control</i>)
АДСМС	адаптивно ДСМС управљање (<i>adaptive dual current mode control</i>)
DC-AC	ознака претварача са једносмерним улазом и наизменичним излазом
DC-DC	ознака претварача са једносмерним улазом и једносмерним излазом
ДСМС	врста струјног управљања насталог комбинацијом РСМС и ВСМС (<i>dual current mode control</i>)
DLL	тип закључане петље (<i>delay-locked loop</i>)
DSP	дигитални сигнал процесор (<i>digital signal processor</i>)
FPGA	кориснички програмабилне гејтовске мреже (<i>field-programmable gate array</i>)
НСМС	хистерезно струјно управљање (<i>hysteresis current mode control</i>)
I^2 АСМС	врста струјног управљања насталог применом I^2 концепта на РСМС (<i>I² average current mode control</i>)
I^2 АДСМС	I^2 АДСМС управљање (<i>I² adaptive dual current mode control</i>)
I^2 ДСМС	I^2 ДСМС управљање (<i>I² dual current mode control</i>)
LED	светлећа диода (<i>light-emitting diode</i>)
РСМС	управљање максимумом струје (<i>peak current mode control</i>)
РСРС	управљање са пројектованом пресечном тачком (<i>projected cross point control</i>)
PFC	поправак фактора снаге (<i>power factor correction</i>)
PLL	фазно закључана петља (<i>phase-locked loop</i>)
PWM	ширинско-импулсна модулација (<i>pulse width modulation</i>)
RTWT	<i>Simulink</i> библиотека за рад у реалном времену (<i>real time windows</i>)

	<i>target</i>)
VCMC	управљање минимумом струје (<i>valley current mode control</i>)
VLSI	кола врло високог степена интеграције (<i>very large scale integration</i>)
A/Д	аналогно-дигитални конвертор
Д/А	дигитално-аналогни конвертор
ЕМИ	електромагнетска интерференција
И	интегрални компензатор
ПИ	пропорционално-интегрални компензатор
ПИД	пропорционално-интегрално-диференцијални компензатор
ПИС	пропорционално-интегрално-синусни компензатор

СПИСАК ОЗНАКА

v_o	излазни напон претварача
v_g	улазни напон претварача
i_L	струја пригушнице претварача
i_o	струја оптерећења претварача
v_L	напон на пригушници
i_C	струја излазног кондензатора претварача
m_1, m_2	растући и опадајући нагиб струје пригушнице
Δi_{Lpp}	тренутна таласност струје пригушнице
Δi_{Lppmax}	максимална таласност струје пригушнице
I_{Lmax}, I_{Lmin}	максимална и минимална вредност струје пригушнице
L	индуктивност пригушнице претварача
C	капацитивност излазног кондензатора претварача
R	отпорност оптерећења претварача
T_s	прекидачки период
$f_s=1/T_s$	прекидачка фреквенција
u	управљачки (прекидачки) импулси претварача
D, d	фактор испуне прекидачких импулса
D', d'	$D' = 1 - D, d' = 1 - d$
v_{ref}	референтна вредност излазног напона
V_{ref}	вредност референтног напона v_{ref} у стационарном стању
i_{ref}	референтна вредност струје пригушнице
I_{ref}	вредност референтне струје i_{ref} у стационарном стању
v_c	излаз напонског компензатора $G_{cv}(s)$
i_c	излаз струјног компензатора $G_{ci}(s)$
v_{ramp}	тестераста носећи сигнал за ширинско-импулсну модулацију
V_{ramp}	амплитуда носећег сигнала v_{ramp}
clk	тактни импулси
I_H	половина ширине струјног опсега (хистерезиса) код HСМС
i_a	компензациони сигнал (рампа) код РСМС и VСМС
M_a	нагиб компензационе рампе
f	управљачка функција РСРС управљања

$s(t)$	клизна површина хибридног струјног управљања, које комбинује DСМС и управљање у клизном режиму
clk_A, clk_B	тактни импулси DСМС управљања
I_b	половина ширине струјног опсега код DСМС
ε_{iL}	разлика између средње и референтне струје пригушнице (струјна грешка)
i_b	половина адаптивне ширине струјног опсега код ADCМС
K_{ib}	фактор скалирања адаптивне ширине струјног опсега
$G_{cv}(s)$	функција преноса напонског компензатора
$G_{ci}(s)$	функција преноса струјног компензатора
$G_{vc}(s)$	функција преноса од референтне струје ка излазном напону
$G_{vg}(s)$	функција преноса од улазног напона ка излазном напону
$G_{vd}(s)$	функција преноса од фактора испуне ка излазном напону
$G_{id}(s)$	функција преноса од фактора испуне ка струји пригушнице
$G_{ig}(s)$	функција преноса од улазног напона ка струји пригушнице
$G_{ic}(s)$	функција преноса од излаза струјног компензатора ка струји пригушнице
$K_{vc}, K_{vg}, \omega_z,$	параметри функција преноса $G_{vc}(s)$ и $G_{vg}(s)$
ω_p	
k_p, k_i	параметри (појачања) ПИ напонског компензатора
k_s	појачање синусног члана ПИС компензатора
$K_v, \omega_{zc}, \omega_{pc}$	параметри „Тип II“ напонског компензатора
$T_v(s)$	функција повратног преноса напонске петље
$\lambda(s)$	карактеристични полином напонске петље
σ	реални позитивни параметар за подешавање напонског компензатора
τ	временска константа одзива напонске петље ($\tau=1/\sigma$)
$T_i(s)$	функција повратног преноса струјне петље
ω_{cf}	пресечна фреквенција појачања струјне петље
K_i	интегрално појачање струјног компензатора $G_{ci}(s)$
V_g	вредност улазног напона у стационарном стању
V_o	вредност излазног напона у стационарном стању
I_L	вредност струје пригушнице у стационарном стању

$\langle v_g(t) \rangle_{T_s}$,	
$\langle v_o(t) \rangle_{T_s}$,	средња вредност улазног напона, излазног напона, напона
$\langle v_L(t) \rangle_{T_s}$,	пригушнице, струје пригушнице и струје кондензатора,
$\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$,	респективно, на прекидачком периоду
$\langle i_C(t) \rangle_{T_s}$	
$\hat{v}_g, \hat{v}_o, \hat{i}_L, \hat{d}$,	мале наизменичне варијације улазног напона, излазног напона,
$\hat{v}_{ref}, \hat{i}_{ref}, \hat{i}_c$	струје пригушнице, фактора испуне, референтног напона,
	референтне струје и излаза струјног компензатора, респективно
\hat{v}_{peak}	амплитуда прескока/пропада излазног напона при деловању
	поремећаја улазног напона
m	фактор амплитудске модулације синусног референтног напона
	(струје) 2Q спуштача
T	период мрежног напона (20 ms)
ω	кружна фреквенција мрежног напона ($2\pi 50$ rad/s)
T_1-T_4	ознаке MOSFET снажних прекидача вишенаменског претварача
$h(t)$	Хевисајдов одскочни сигнал
t	време
s	комплексна (Лапласова) променљива

САДРЖАЈ

1. УВОД.....	1
1.1 Предмет научног истраживања	1
1.2 Циљеви научног истраживања	14
1.3 Методе научног истраживања	15
1.4 Преглед дисертације.....	16
2. АДАПТИВНО DСМС УПРАВЉАЊЕ – ADCМС	18
2.1 Увод	18
2.2 Принципи рада ADCМС управљања	19
2.3 „ <i>Small-signal</i> “ анализа ADCМС управљања	25
2.4 Процедура пројектовања вањског напонског компензатора.....	34
2.5 Симулациони резултати.....	40
2.5.1 Спуштач напона	40
2.5.2 Подизач напона	66
2.5.3 Неинвертујући спуштач-подизач напона.....	73
2.6 Експериментални резултати	81
2.6.1 Спуштач напона	85
2.6.2 Подизач напона	102
2.6.3 Неинвертујући спуштач-подизач напона.....	105
2.7 Закључак.....	108
3. I^2 DСМС УПРАВЉАЊЕ	110
3.1 Увод	110
3.2 Принципи рада I^2 DСМС управљања	110
3.3 „ <i>Small-signal</i> “ анализа I^2 DСМС управљања.....	114
3.4 Процедура пројектовања унутрашњег струјног компензатора.....	118
3.5 Симулациони резултати.....	120
3.5.1 Спуштач напона	120
3.5.2 Подизач напона	135
3.6 Експериментални резултати	140
3.7 Закључак.....	147

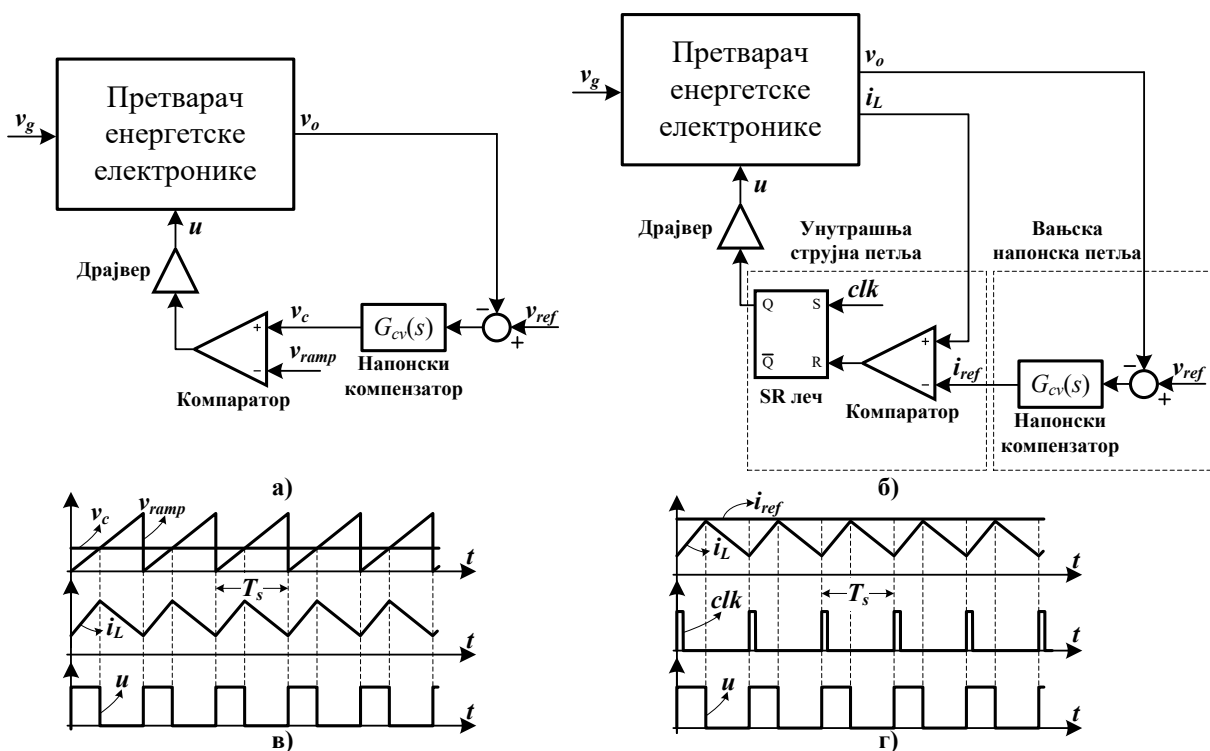
4. ПРИМЕНА I^2 КОНЦЕПТА НА ADCМС УПРАВЉАЊЕ – I^2 ADCМС.....	149
4.1 Увод	149
4.2 Принципи рада I^2 ADCМС управљања	149
4.3 Симулациони резултати.....	150
4.4 Експериментални резултати	152
4.5 Закључак.....	156
5. ЗАКЉУЧАК.....	157
5.1 Доприноси дисертације.....	158
5.2 Будући рад.....	159
ЛИТЕРАТУРА	160
ПРИЛОГ 1. <i>MATLAB</i> ПРОГРАМИ.....	169
ПРИЛОГ 2. <i>SIMULINK</i> МОДЕЛИ	172
ПРИЛОГ 3. <i>ALTIUM DESIGNER</i> ЕЛЕКТРИЧНЕ ШЕМЕ.....	176
БИОГРАФИЈА АУТОРА.....	178

1. УВОД

1.1 Предмет научног истраживања

Предмет научног истраживања ове докторске дисертације је реализација и примена нових метода струјног управљања претварачима енергетске електронике, са побољшаним перформансама у односу на постојеће методе.

Данас се користи велики број различитих метода управљања претварачима енергетске електронике (претварачима). Све те методе се грубо могу поделити у две групе: напонско и струјно управљање [1]-[3]. Принципијелне блок шеме напонског и струјног управљања, са карактеристичним таласним облицима, дате су на Слици 1.1.



Слика 1.1. Методе управљања претварачима: а) Напонско управљање, б) Струјно управљање, в) Карактеристични сигнали напонског управљања, г) Карактеристични сигнали струјног управљања

Обе групе управљања имају примарни задатак регулисања излазног напона претварача v_o , у складу са задатом вредношћу v_{ref} . Код напонског управљања (Слика 1.1 а)) за остварење овог задатка користи се управљачка структура са једним напонским компензатором (регулатором) $G_{cv}(s)$. На улазу компензатора $G_{cv}(s)$ је разлика између референтног и измереног излазног напона. Излаз напонског компензатора v_c се води у блок за ширинско-импулсну модулацију (енгл. *pulse width modulation* – PWM), где се пореди са тестерастим носећим сигналом v_{ramp} константне прекидачке фреквенције $f_s=1/T_s$, где је T_s прекидачки период. На излазу PWM блока (компаратор на Сlici 1.1 а)) добијају се управљачки импулси u (Слика 1.1 в)), са прекидачком фреквенцијом f_s и одговарајућим фактором испуне D , који осигурава једнакост излазног и референтног напона у стационарном стању.

Осим тестерастог (Слика 1.1 в)) могу се применити и други таласни облици носећег сигнала v_{ramp} , као што су обрнути тестерасте, затим троугласте, итд. У класичној варијанти напонског управљања носећи сигнал v_{ramp} има константну амплитуду, што има за последицу појаву пропада и прескока излазног напона у случају промена, нарочито скоковитих, улазног напона. Вредности одступања излазног напона одређене су брзином напонског компензатора $G_{cv}(s)$.

Ако се уместо са константном, реализује носећи сигнал са променљивом, адаптивном амплитудом пропорционалном улазном напону, може се значајно побољшати регулисање излазног напона, односно прелазни процес, приликом наглих промена улазног напона. Ова модификација, односно побољшање напонског управљања се у литератури често назива „*line feedforward*“ [3], [4]. Међутим, ово је лако извести код претварача као што је нпр. спуштач напона (енгл. *buck converter*), код кога је појачање функције преноса од управљачке променљиве v_c ка излазном напону директно пропорционално улазном напону. За разлику од спуштача, код подизача (енгл. *boost converter*) и спуштача-подизача (енгл. *buck-boost converter*) напона, наведено појачање не зависи само од улазног напона, већ и од фактора испуне, што знатно отежава уградњу „*line feedforward*“ функције на горе описани начин [3].

Осим наведеног, напонско управљање има и друге битне недостатке. С обзиром да се код напонског управљања мери и регулише само излазни напон, струја пригушнице i_L и излазна струја претварача i_o (струја оптерећења) могу имати недопустиво велике вредности, што може довести до трајног оштећења претварача. Према томе, у класичну структуру напонског управљања (Слика 1.1 а)) мора се додати и прекострујна заштита [5].

Код претварача као што су подизач, спуштач-подизач и других, изведених од ова два типа, функције преноса од управљачке променљиве ка излазном напону претварача, у случају напонског управљања, имају нулу у десној полуравни, за разлику од спуштача [1], [2]. У [2] је показано да постојање нуле у десној полуравни знатно отежава примену напонског управљања, односно пројектовање напонског компензатора. Да би се превазишли наведени проблеми, у [2] је, уместо напонског, препоручено алтернативно управљање овим претварачима, које осим мерења и регулисања излазног напона захтева и додатну повратну спрегу по струји пригушнице. Овакво управљање назива се струјно управљање.

Основна структура струјног управљања дата је на Слици 1.1 б). За разлику од напонског управљања, које поседује само једну управљачку петљу по излазном напону, струјно управљање садржи две управљачке петље: вањску напонску и унутрашњу струјну петљу. Вањска напонска петља је практично иста као управљачка петља у случају напонског управљања. Њена улога је достизање и одржавање вредности излазног напона претварача према задатој вредности. Излаз компензатора вањске петље представља референтну струју i_{ref} , која се уводи у унутрашњу струјну петљу као задата вредност, где се пореди са измереном тренутном струјом пригушнице i_L . У тренутку када растућа струја пригушнице постане већа, односно једнака референтној струји, излаз компаратора ресетује SR лач (Слика 1.1 б)) и управљачки импулс u постаје једнак логичкој нули. Струја пригушнице почиње да опада, све док се не појави тактни импулс clk , кратког трајања и константне фреквенције која одговара прекидачкој фреквенцији f_s , који сетује SR лач, односно управљачки импулс u постаје једнак логичкој јединици, па струја пригушнице почиње поново да расте, итд (Слика 1.1 г)). Из приказаних таласних облика са Сlike 1.1 г) очигледно је да описано струјно управљање има инхерентно уграђену прекострујну заштиту, па се овакво управљање у литератури назива управљање максимумом струје (енгл. *peak current mode control* – PCMC) [2].

На основу описане структуре са Сlike 1.1 б) може се закључити да се претварач са струјним управљањем заправо понаша као напонски управљан струјни извор.

За разлику од напонског управљања код кога се вештачки мора правити носећи сигнал v_{ramp} , са или без „*line feedforward*“ функције, код описаног струјног управљања струја пригушнице се може посматрати као „природни носећи сигнал“. Растући и/или опадајући нагиб струје пригушнице директно зависи од улазног напона претварача, тако да се било која промена улазног напона тренутно „осећа“ приликом поређења референтне струје и струје пригушнице. Према томе, струјно управљање има природно

уграђену и „*line feedforward*“ функцију, чиме се знатно побољшава одзив претварача приликом промена улазног напона. С друге стране, напонско управљање мора имати вештачки додатну квалитетну „*line feedforward*“ функцију, како би се по перформансама приближило струјном управљању.

Осим наведених предности, струјно управљање има и других предности у односу на напонско управљање. Као што ће бити касније показано, применом струјног управљања смањује се ред функција преноса претварача, јер је пригушница практично елиминисана из функција преноса. Тиме се знатно побољшавају динамичка својства претварача и поједностављује пројектовање вањског напонског компензатора. Затим, приликом паралелног повезивања претварача уобичајено је да се користи струјно управљање, јер је код струјног управљања могуће паралелно везати и претвараче са различитим струјама, док код напонског управљања су неопходни додатни склопови за дељење струје [6]-[8].

Струјно управљање се почело користити од свог настанка, 1970-их година [9], [10], а због бројних, горе наведених предности, данас представља најприхваћенији начин управљања претварачима.

Поред бројних општих критеријума за оцену квалитета било којих управљачких метода, постоје критеријуми који су специфични искључиво за струјно управљање. У складу са захтевима који се сусрећу у литератури и пракси, квалитетно струјно управљање треба да задовољи следеће основне критеријуме:

- једнакост средње струје пригушнице претварача и референтне (задате) струје на сваком прекидачком периоду – идеално струјно управљање;
- константна прекидачка фреквенција;
- стабилан рад претварача за цели опсег фактора испуне од нула до један;
- одлична динамичка својства унутрашње струјне петље;
- прецизно (тачно) праћење различитих таласних облика референтне струје;
- робусност на различите поремећаје улазног напона, струје оптерећења, итд.;
- универзалност, тј. применљивост на све типове претварача;
- неосетљивост, односно минимална осетљивост на промене параметара претварача: индуктивност пригушнице, капацитивност излазног кондензатора, итд.

У литератури је познат велики број различитих метода струјног управљања. Међутим, не постоји таква метода која је боља од осталих по свим критеријумима. Све имају и предности и недостатке, па је развој нових побољшаних метода и даље велики изазов и актуелна истраживачка област. О томе сведоче и бројни научни радови из ове области, који се у континуитету појављују у водећим светским научним часописима.

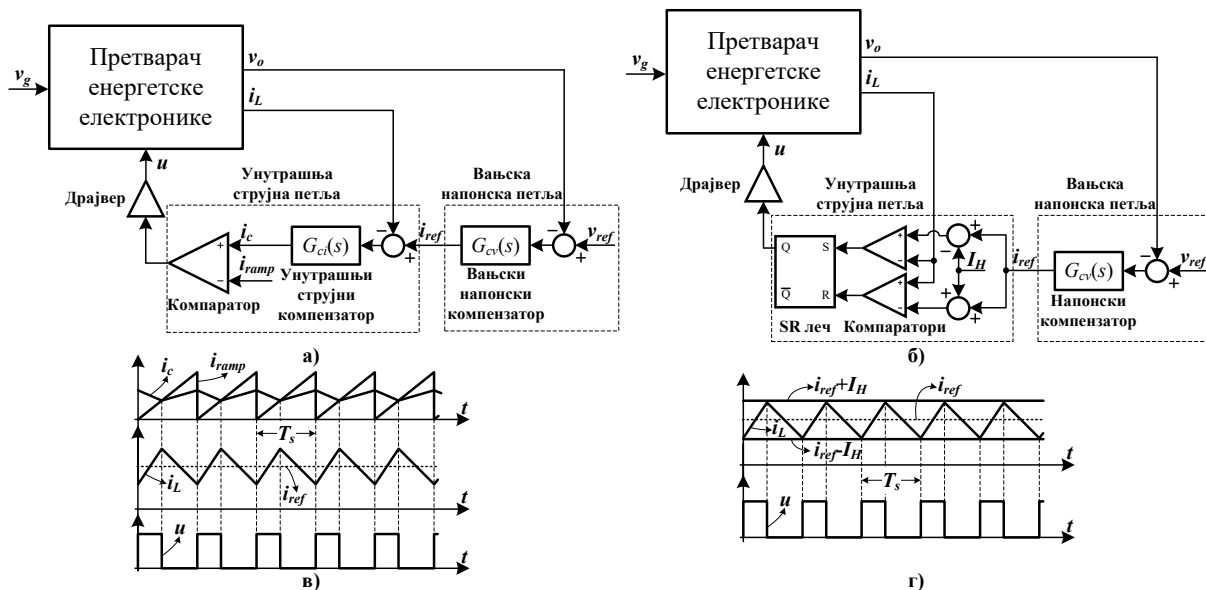
Примарни захтев код струјног управљања претварачима је остварити једнакост средње струје пригушнице и референтне струје на сваком прекидачком периоду, што чини струјно управљање идеалним [1]. Зашто је ово веома значајно? Прво, са становишта елиминисања грешке у стационарном стању, што је кључни захтев у системима аутоматског управљања у општем случају, а узимајући у обзир да струја пригушнице поседује таласност (енгл. *peak-to-peak ripple*), потребно је отклонити разлику између референтне струје и средње струје пригушнице (струјну грешку) у стационарном стању. Такође, важно је обезбедити једнакост средње и референтне струје и у прелазним режимима, односно да средња струја што брже достигне референтну струју, за минималан број прекидачких периода. Друго, остварењем ове једнакости смањује се ред функција преноса претварача, чиме се побољшава динамика претварача. Такође, код претварача као што су нпр. исправљачи са поправком фактора снаге (енгл. *power factor correction – PFC*) и инвертори, код којих средња струја пригушнице није константна, већ се периодично мења, веома важно је остварити прецизно праћење таласног облика референтне струје, без присуства струјне грешке.

Конвенционалне методе струјног управљања, као што су управљање средњом струјом (енгл. *average current mode control – АСМС*) [11]-[17] и хистерезно струјно управљање (енгл. *hysteresis current mode control – НСМС*) [18]-[22], остварују једнакост средње и референтне струје пригушнице, али уз деградацију неких других важних особина. Поједностављене структурне шеме за обе поменуте управљачке методе дате су на Слици 1.2.

Ако се упореде структуре и таласни облици АСМС управљања (Слика 1.2 а), в)) и напонског управљања (Слика 1.1 а), в)), очигледна је сличност, с тим што је код АСМС управљања додат унутрашњи струјни компензатор $G_{ci}(s)$, који је задужен за регулисање средње вредности струје пригушнице. Механизам добијања управљачких импулса u и константне прекидачке фреквенције је идентичан у оба случаја.

Иако се АСМС у пракси често примењује (постоје и одговарајућа интегрисана кола за његову реализацију), нпр. [12], [13], оно има и одређене недостатке. Једнакост између средње и референтне струје се не остварује на сваком прекидачком периоду, већ

у зависности од брзине унутрашњег струјног компензатора, тј. величине пропусног опсега струјне петље, средња струја пригушнице у прелазним режимима брже или спорије достиже референтну вредност. Због употребе нископропусног филтра за добијање средње струје, чиме се и елиминишу виши прекидачки хармоници, успорава се динамика претварача. Такође, АСМС управљањем се регулише само средња вредност струје пригушнице, па недостаје заштита од максимума (енгл. *peak*) струје.



Слика 1.2. а) АСМС управљање, б) НСМС управљање, в) Карактеристични сигнали АСМС управљања, г) Карактеристични сигнали НСМС управљања

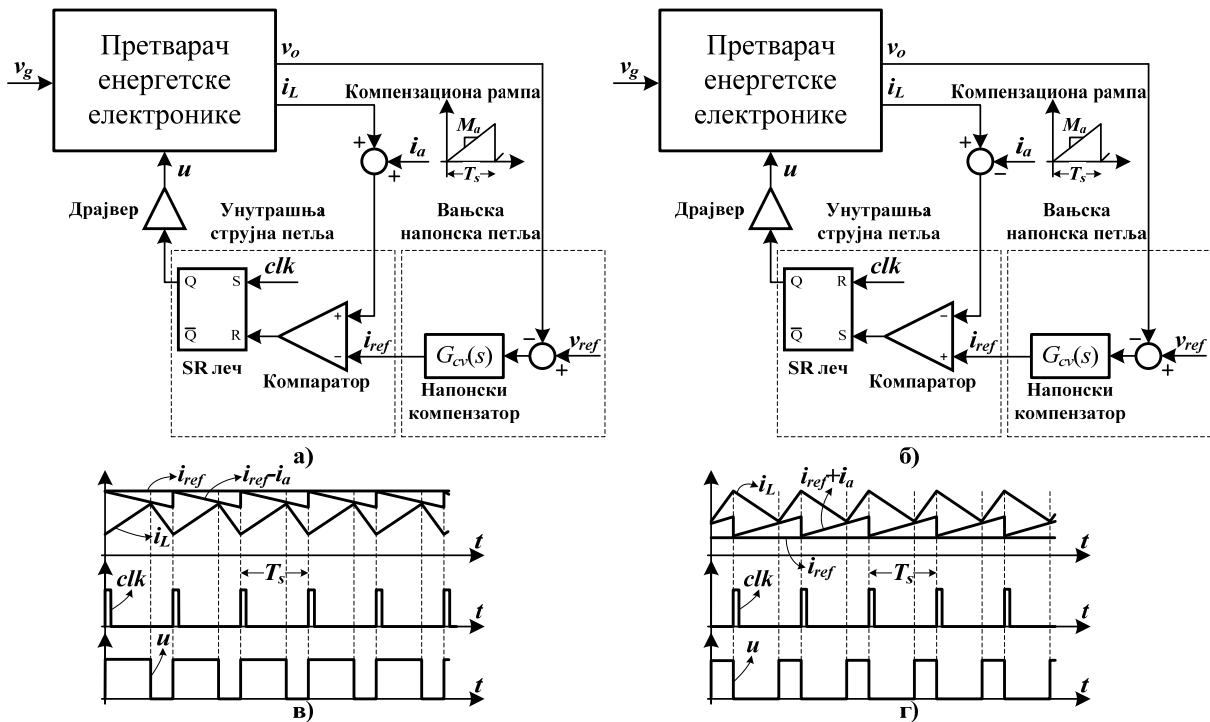
Да би се превазишли наведени недостаци, у литератури су предложене модификације АСМС управљања са унапређеним карактеристикама. У [23] предложено је АСМС управљање са додатним помоћним регулатором, како би се побољшао динамички одзив. Међутим, додавањем овог регулатора усложњава се реализација. Нова предиктивна АСМС метода, предложена у [24], заснива се на рачунању средње вредности струје пригушнице на сваком прекидачком периоду, без мерења струје пригушнице, већ на основу измерених вредности улазног и излазног напона претварача. Иако је елиминисањем струјног сензора знатно поједностављена реализација и побољшана динамика, недостатак управљања [24] је у његовој зависности од топологије претварача, чиме се повећава осетљивост управљачке структуре на промене параметара претварача.

По скоро свим наведеним критеријумима за оцену струјних управљања, НСМС управљање (Слика 1.2 б)) је изузетно. НСМС управљање обезбеђује једнакост средње и референтне струје пригушнице на сваком прекидачком периоду, тако што је струја пригушнице i_L увек ограничена између горње $i_{ref}+I_H$ и доње $i_{ref}-I_H$ границе (Слика 1.2 г)), где је $2I_H$ ширина опсега (хистерезиса) између струјних граница. С обзиром да је код класичног НСМС управљања ширина хистерезиса константна, то значи да се таласност струје пригушнице одржава константном (једнака $2I_H$) на сваком прекидачком периоду, у свим радним режимима, тј. за све вредности фактора испуне. Да би се то остварило, прекидачка фреквенција мора бити променљива, што је основни недостатак овог управљања. У пракси променљива прекидачка фреквенција је непожељна из више разлога: сложеније пројектовање улазних ЕМИ (електромагнетска интерференција) и излазних филтара претварача, већи прекидачки губици, итд. Такође, НСМС управљање са променљивом прекидачком фреквенцијом није погодно у било којим применама где се захтева синхронизација управљачких импулса претварача са неким екстерним тактним сигналом.

Последњих година предложене су бројне модификације НСМС управљања с циљем постизања и одржавања константне прекидачке фреквенције [25]-[29]. Нпр. у [25] предложена су два механизма за стабилизацију и одржавање константне прекидачке фреквенције, који се заснивају на примени тзв. закључаних петљи: PLL (енгл. *phase-locked loop*) и DLL (енгл. *delay-locked loop*). Међутим, све те модификације НСМС управљања постижу приближно константну прекидачку фреквенцију, и то само у стационарном стању, док је у прелазним режимима она и даље променљива.

На основу претходне дискусије јасно је да је након једнакости средње и референтне струје пригушнице, наредни веома битан захтев константна прекидачка фреквенција. Конвенционалне методе струјног управљања, које су се прве појавиле у литератури, као што је већ укратко описано управљање максимумом струје (РСМС) [10], [30]-[37] и њему слично управљање минимумом струје (енгл. *valley current mode control* – VСМС) [32], [38], обезбеђују рад претварача са константном прекидачком фреквенцијом. Иако су једноставне и имају одличну динамику, главни недостатак класичних РСМС и VСМС метода струјног управљања, поред евидентне разлике између средње и референтне струје пригушнице, је нестабилност, односно појава субхармонијских осцилација, за факторе испуне веће од 0.5 код РСМС управљања, односно мање од 0.5 код VСМС управљања. За разлику од РСМС и VСМС метода, претходно описане АСМС и НСМС методе немају проблем појаве субхармонијских

осцилација, иако под одређеним условима применом АСМС методе, ако се повећа пропусни опсег струјне петље, могу настати субхармонијске осцилације [11], [39]. Да би се елиминисале субхармонијске осцилације, у структуру класичних РСМС и VСМС управљања мора се додати тзв. компензациона (вештачка) рампа (енгл. *compensation ramp, artificial ramp, slope compensation*) [1], [2], као што је приказано на Слици 1.3.



Слика 1.3. а) РСМС управљање с компензационом рампом, б) VСМС управљање с компензационом рампом, в) Карактеристични сигнали РСМС управљања, г) Карактеристични сигнали VСМС управљања

Компензациона рампа i_a представља тестерастични сигнал константног нагиба M_a и константне прекидачке фреквенције f_s , који се додаје струји пригушнице пре довођења на компаратор за поређење са референтном струјом i_{ref} (Слика 1.3 а), б)). Компензациони сигнал i_a мора бити синхронизован са тактним сигналом clk , као што је приказано на Слици 1.3 в), г).

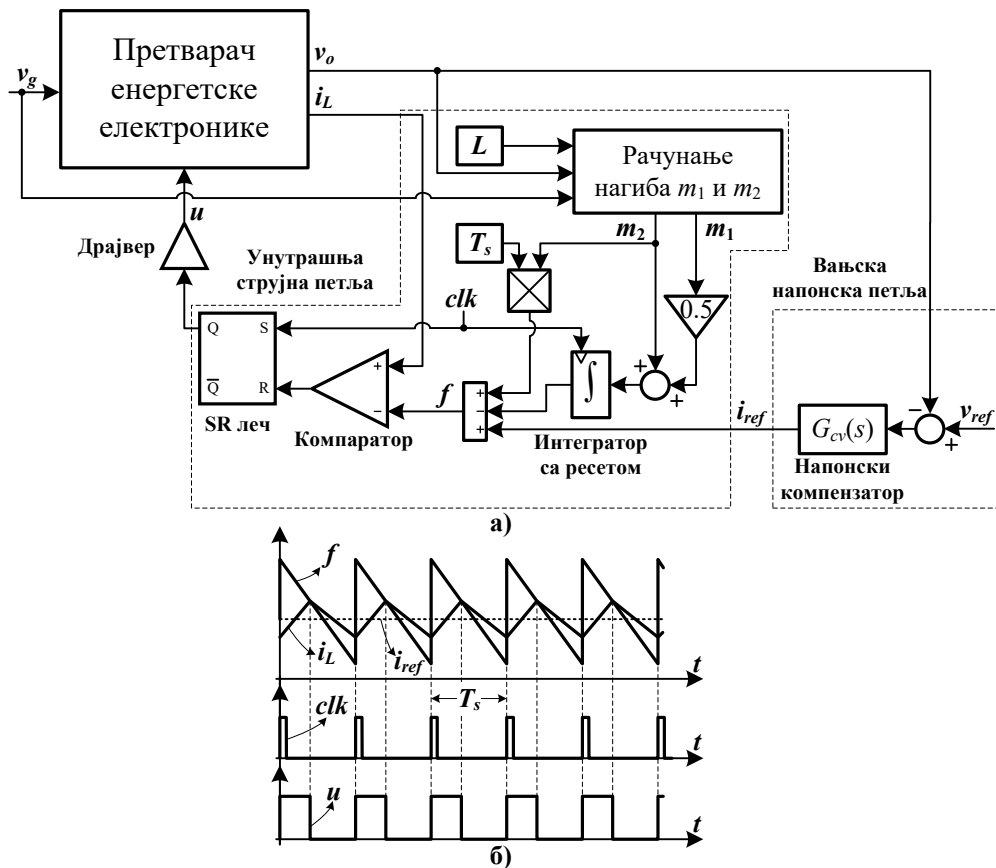
Увођењем компензационе рампе решава се проблем субхармонијских осцилација, међутим, изазивају се други проблеми. Разлика између средње и референтне струје пригушнице, која је инхерентно присутна, се додатно повећава. Осим тога, веома важно је правилно изабрати одговарајући нагиб M_a , како би се обезбедио стабилан рад претварача, без субхармонијских осцилација, за све вредности

фактора испуне од нула до један. У [1] је показано да нагиб компензационе рампе M_a код РСМС управљања мора бити једнак или већи од половине нагиба струје пригушнице у опадању. Овај услов је једноставно обезбедити код DC-DC претварача, са константним улазним и излазним напоном. Међутим, код претварача, као што је нпр. инвертор, код кога се фактор испуне, односно излазни напон, периодично мења у широким границама, нагиб компензационе рампе се мора изабрати према максималној вредности излазног напона, јер је нагиб опадајуће струје пригушнице пропорционалан излазном напону инвертора. Као последица, нагиб компензационе рампе у већини радних тачака је превелики, што деградира динамичка својства управљачке структуре [40]. Решење овог проблема представљено је у [40], где се предлаже примена адаптивне компензације, са променљивим нагибом компензационе рампе, који је једнак или већи од половине тренутног нагиба опадајуће струје пригушнице. Сличан проблем јавља се и код PFC исправљача, код кога се улазни напон периодично мења, чинећи нагиб опадајуће струје пригушнице променљивим, па се такође мора увести адаптивна компензациона рампа [41].

Из потребе проналажења такве адаптивне компензације код РСМС управљања, која истовремено елиминише субхармонијске осцилације за све вредности фактора испуне, али и осигурава једнакост средње и референтне струје пригушнице, настала је нова метода струјног управљања, названа управљање са пројектованом пресечном тачком (енгл. *projected cross point control* – РСРС) [42], [43]. Поједностављена структурна шема РСРС управљања дата је на Слици 1.4. Као што је наведено у [44], РСРС управљање се може посматрати као нова врста РСМС управљања са новом адаптивном компензационом рампом, што потврђују сличности управљачких структура и карактеристичних таласних облика (Слика 1.3 а), в) и Слика 1.4). Код РСРС управљања, струја пригушнице се пореди са специфичном управљачком функцијом f (Слика 1.4 а)), која је дефинисана на следећи начин:

$$f = i_{ref} - \left(\frac{m_1}{2} + m_2 \right) t + m_2 T_s, \quad (1.1)$$

где су m_1 и m_2 редом растући и опадајући нагиб струје пригушнице ($m_1 > 0$, $m_2 > 0$). Као резултат тога, поред стабилности за све вредности фактора испуне, обезбеђена је и једнакост средње и референтне струје пригушнице (Слика 1.4 б)).



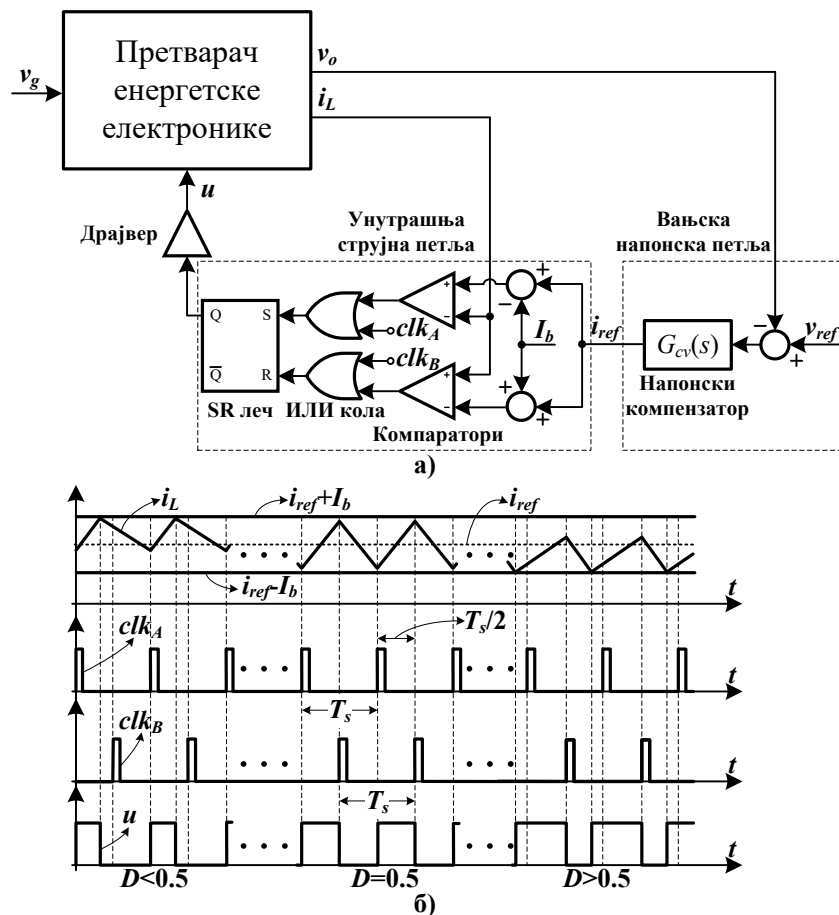
Слика 1.4. а) РСРС управљање, б) Карактеристични сигнали РСРС управљања

У [43] показане су све одличне особине РСРС управљања, које га чине кандидатом за примену на практично све типове претварача. Међутим, поред тога што задовољава већину раније наведених критеријума, РСРС управљање има и одређене недостатке. На првом месту треба истаћи сложеност реализације управљачке функције f . Осим тога, из (1.1) очигледна је зависност функције f од типа, односно топологије претварача, па је за њену реализацију потребно познавање модела претварача. Тиме се повећава осетљивост управљања на промену параметара претварача, у првом реду индуктивности пригушнице L (нагиби m_1 и m_2 зависе од индуктивности L). У [45] предложено је решење овог проблема применом блока за естимацију индуктивности пригушнице, међутим, сложеност управљачке структуре се додатно повећава.

Како осигурати стабилност претварача са струјним управљањем с константном прекидачком фреквенцијом, али без употребе компензационе рампе? С обзиром да РСМС управљање гарантује стабилност за факторе испуне мање од 0.5, а VСМС за факторе испуне веће од 0.5, без употребе компензационих рампи, комбинацијом ових управљања може се постићи стабилност за цели опсег фактора испуне. Два слична

решења предложена су у [46], [47], респективно, где се додатном логиком детектује режим рада претварача и вештачки пребацује управљање са РСМС на ВСМС, и обрнуто, али без компензационих рампи. Међутим, много елегантнија метода струјног управљања предложена је у [48] – тзв. „*dual current mode control*“ (DCМС), која се заснива на природној комбинацији РСМС и ВСМС управљања без компензационих рампи, али и без вештачке детекције режима рада претварача.

Поједностављена структурна шема DCМС управљања дата је на Слици 1.5. Константна прекидачка фреквенција је обезбеђена са два тактна сигнала clk_A и clk_B исте фреквенције, померена за половину прекидачког периода. Када је фактор испуне D мањи од 0.5, DCМС се понаша као РСМС са тактним сигналом clk_A и горњом границом $i_{ref}+I_b$ струје пригушнице. За факторе испуне D веће од 0.5, DCМС функционише као ВСМС са тактним сигналом clk_B и доњом границом $i_{ref}-I_b$. Ако је фактор испуне D једнак 0.5, претварачем управљају само тактни сигнали clk_A и clk_B , јер су тада компаратори неактивни (Слика 1.5 б)).



Слика 1.5. а) DCМС управљање, б) Карактеристични сигнали DCМС управљања

Резултат оваквог природног комбиновања РСМС и ВСМС управљања је стабилност претварача, тј. одсуство субхармонијских осцилација, за све вредности фактора испуне од нула до један, што ДСМС управљање чини применљивим на практично све типове претварача [48], [49].

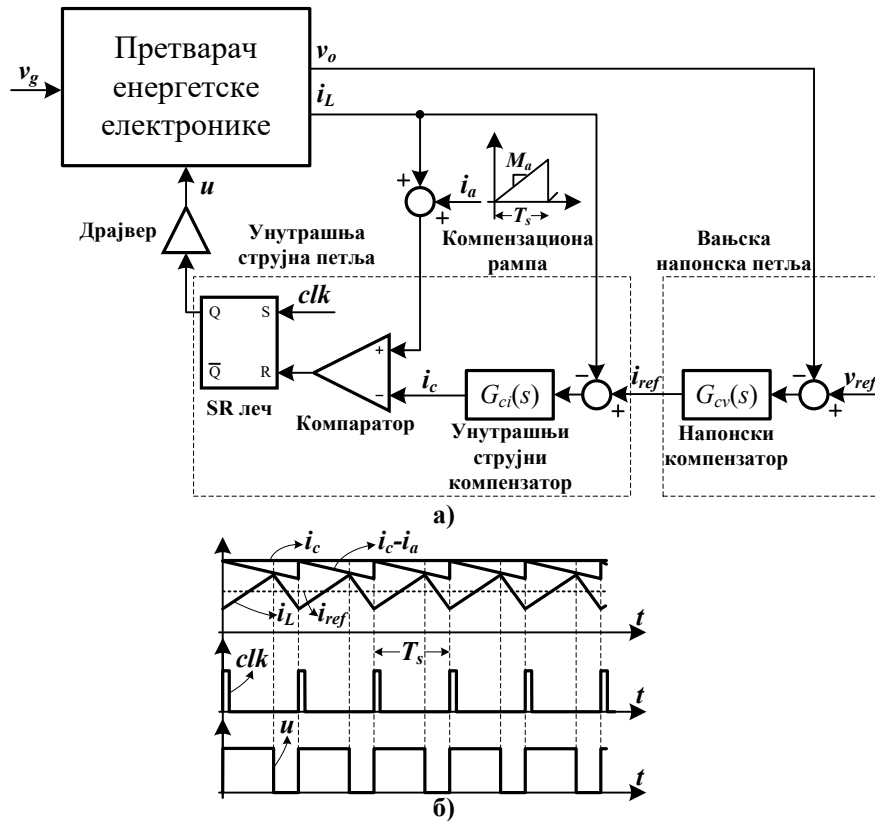
Ширина опсега између граница струје пригушнице је константна и износи $2I_b$. Међутим, да би се обезбедио исправан и стабилан рад претварача са ДСМС управљањем, ширина опсега $2I_b$ се мора унапред изабрати да буде једнака или већа од максималне таласности струје пригушнице (Слика 1.5 б)). Као последица тога јавља се разлика између средње и референтне струје пригушнице, која је очигледна из таласних облика са Сlike 1.5 б). Ова негативна појава је нарочито изражена код претварача код којих се фактор испуне, а тиме и таласност струје пригушнице, мења периодично у широким границама (PFC исправљачи, инвертори, итд.).

Поредећи структурне шеме ДСМС (Слика 1.5 а)) и НСМС (Слика 1.2 б)) управљања, једина разлика код ДСМС управљања је увођење два логичка ИЛИ кола између компаратора и SR лача, због постојања два тактна сигнала. Ако би се избацили тактни сигнали, односно уместо њих на улазе ИЛИ кола довеле логичке нуле, ДСМС би прерасло у НСМС управљање. Према томе, са оваквог становишта НСМС управљање се може посматрати као специјалан случај ДСМС управљања.

Настанком ДСМС управљања једноставно је решен проблем нестабилности РСМС и ВСМС управљања без додавања компензационе рампе. Међутим, остао је проблем разлике између средње и референтне струје пригушнице. Раније описано РСРС управљање решава истовремено оба проблема, али уз повећану сложеност реализације. Разлика између средње и референтне струје пригушнице код РСМС и ВСМС управљања може се елиминисати и на други начин. У [50] предложен је тзв. I^2 управљачки концепт – „ I^2 average current mode control“ (I^2 АСМС), примењен на РСМС управљање, на начин приказан на Слици 1.6.

Из структурне шеме са Сlike 1.6 а) очигледно је да је I^2 АСМС управљање настало комбинацијом РСМС и АСМС управљања. Од РСМС управљања I^2 АСМС је наследило одличну динамику, а од АСМС управљања способност регулисања средње струје пригушнице. Разлика између РСМС и I^2 АСМС управљања је у додатом унутрашњем струјном компензатору $G_{ci}(s)$ (Слика 1.6 а)), који обезбеђује једнакост средње и референтне струје пригушнице. На излазу струјног компензатора добија се нови управљачки сигнал i_c , различит од референтне струје i_{ref} , такав да се средња струја пригушнице изједначи са референтном струјом (Слика 1.6 б)). За разлику од АСМС

управљања, управљачки сигнал i_c се не води у PWM блок за добијање управљачких импулса u , већ се пореди са тренутном струјом пригушнице на идентичан начин као код РСМС управљања.



Слика 1.6. а) I^2 АСМС управљање, б) Карактеристични сигнали I^2 АСМС управљања

Детаљна анализа рада и перформанси I^2 АСМС управљања дате су у [50]-[52]. Битно је нагласити да је I^2 АСМС управљање осим добрих особина наследило од РСМС управљања и основни недостатак, појаву субхармонијских осцилација за факторе испуне веће од 0.5. Према томе, и код I^2 АСМС управљања се такође мора користити компензациона рампа, као што је приказано на Слици 1.6 а).

Важна особина I^2 концепта је универзалност, тј. применљивост на све до сада наведене методе струјног управљања, с циљем елиминације разлике између средње и референтне струје пригушнице, која може настати из различитих разлога (грешка у мерењу струје, кашњења, итд.).

У оквиру ове докторске дисертације посвећена је пажња проналажењу начина за побољшање конвенционалног ДСМС управљања. С циљем отклањања главног недостатка ДСМС управљања – неједнакости између средње и референтне струје

пригушнице, у овој дисертацији предложена је нова метода струјног управљања с константном прекидачком фреквенцијом – адаптивно DCMC управљање (енгл. *adaptive dual current mode control* – ADCMC), која уместо струјних граница константне ширине користи адаптивне границе, чија је ширина приближно једнака тренутној таласности струје пригушнице. Крајњи резултат рада новог ADCMC управљања је сличан као код HSMC управљања са приближно константном прекидачком фреквенцијом, при чему, за разлику од HSMC управљања, не постоји проблем одржавања константне прекидачке фреквенције.

У овој дисертацији је предложена и нова примена I^2 концепта на DCMC управљање, чиме се добија нова I^2 DCMC метода, која отклања наведени недостатак DCMC управљања, али на потпуно другачији начин него у случају ADCMC управљања: увођењем додатног унутрашњег струјног компензатора у DCMC структуру.

У складу са универзалношћу I^2 концепта предложена је његова примена и на нову ADCMC методу, у случају да је потребно додатно побољшати њене перформансе, ако се због било којих сметњи појави струјна грешка.

1.2 Циљеви научног истраживања

Примарни циљ научног истраживања ове докторске дисертације је проналажење нових метода струјног управљања претварачима енергетске електронике, са константном прекидачком фреквенцијом, које имају побољшане карактеристике у односу на постојеће методе познате у пракси.

Нове предложене методе требају да задовоље следеће важне захтеве:

- константна прекидачка фреквенција;
- применљивост на све типове претварача;
- стабилан рад претварача за цели опсег фактора испуне (без појаве субхармонијских осцилација);
- једнакост средње струје пригушнице претварача и референтне струје на сваком прекидачком периоду;
- одлично понашање унутрашње струјне петље у прелазним режимима, тј. одличне динамичке перформансе;
- прецизно праћење таласних облика референтне струје;

- робусност на различите поремећаје, као што су промене улазног напона, оптерећења, итд.

Развој нових метода струјног управљања треба да допринесе побољшању карактеристика претварача у различитим применама и радним режимима. Изградња квалитетних струјних извора је од изузетног значаја у многим актуелним применама претварача, као што су обновљиви извори електричне енергије, напајање LED сијалица, електрична возила, побољшање квалитета електричне енергије, итд.

Према томе, циљ побољшања квалитета струјног управљања је омогућавање ефикаснијег и поузданијег рада уређаја енергетске електронике, без обзира на њихове топологије. Такође, помоћу нових предложених метода струјног управљања могуће је остварити и специфичне примене постојећих, али и будућих топологија претварача.

Секундарни циљ научног истраживања ове докторске дисертације је изградња прототипа вишенаменског претварача, са могућношћу извршавања функција различитих типова једно/двоквадрантних DC-DC претварача (спуштач, подизач, спуштач-подизач), али и четвороквадрантних DC-DC, DC-AC и/или AC-DC претварача, са флексибилним управљачким хардвером на коме је извршена експериментална верификација предложених метода струјног управљања. Битна одлика управљачког хардвера је модуларност, како би се имплементација предложених управљачких метода могла једноставно прилагодити различитим типовима претварача.

1.3 Методе научног истраживања

Током сваке фазе истраживања ове докторске дисертације примењене су одговарајуће, примерене, научне методе:

- Прикупљање, систематизација и анализа постојећих знања у датој области;
- Математичка анализа и моделовање постојећих и нових предложених метода струјног управљања различитим типовима претварача у карактеристичним режимима, те симулација њиховог рада у програмском пакету *Matlab/Simulink*;
- Утврђивање квантитативно-квалитативних критеријума за непристрасно поређење постојећих и нових метода струјног управљања, на бази одговарајућих техничких стандарда и позитивне праксе;

- Пројектовање и реализација експерименталне платформе (вишенаменски претварач, управљачки и мерно-аквизициони модул);
- Експериментална верификација;
- Валидација добијених практичних резултата поређењем са сличним, актуелним решењима.

Добијени симулациони и експериментални резултати су међусобно упоређени с циљем валидације спроведених теоријских анализа и моделовања свих компоненти развијеног система управљања. Како би се сагледали различити ограничавајући фактори, као што су кашњења, шумови, брзина процесирања дигиталних сигнала, итд., који у пракси могу утицати на рад уређаја, у симулацијама и експериментима је анализиран и утицај таквих реалних параметара.

1.4 Преглед дисертације

Ову докторску дисертацију чине: увод, три поглавља, закључак и прилог. Поглавља су написана тако да се могу посматрати као независне целине.

У поглављу – **АДАПТИВНО DСМС УПРАВЉАЊЕ – ADCМС**, предложена је нова ADCМС метода струјног управљања с константном прекидачком фреквенцијом. Објашњени су принципи рада нове ADCМС методе. Након тога, урађен је модел ADCМС управљања, на основу којег је извршено пројектовање вањског напонског компензатора. На крају су дати симулациони и експериментални резултати испитивања предложене ADCМС методе, за три основна типа DC-DC претварача: спуштач, подизач и спуштач-подизач напона.

Нова I^2 DСМС метода струјног управљања предложена је у поглављу – **I^2 DСМС УПРАВЉАЊЕ**. Извршена је анализа принципа рада, моделовање и пројектовање унутрашњег струјног компензатора предложене I^2 DСМС методе. Дати су симулациони резултати за спуштач и подизач, те резултати експерименталне верификације I^2 DСМС управљања спуштачем.

У поглављу – **ПРИМЕНА I^2 КОНЦЕПТА НА ADCМС УПРАВЉАЊЕ – I^2 ADCМС**, предложена је модификација новог ADCМС управљања додавањем унутрашњег струјног компензатора, с циљем додатног побољшања перформанси

ADCMC управљања. Приказани су релевантни симулациони и експериментални резултати.

У прилогу су дати *Matlab* програми (*m* – фајлови) и *Simulink* симулациони модели (шеме), као и *Simulink* модели за управљање претварачима у реалном времену. Дате су електричне шеме (урађене у програмском пакету *Altium Designer*) реализованих електронских модула и прототипа претварача.

2. АДАПТИВНО DСМС УПРАВЉАЊЕ – ADCСМС

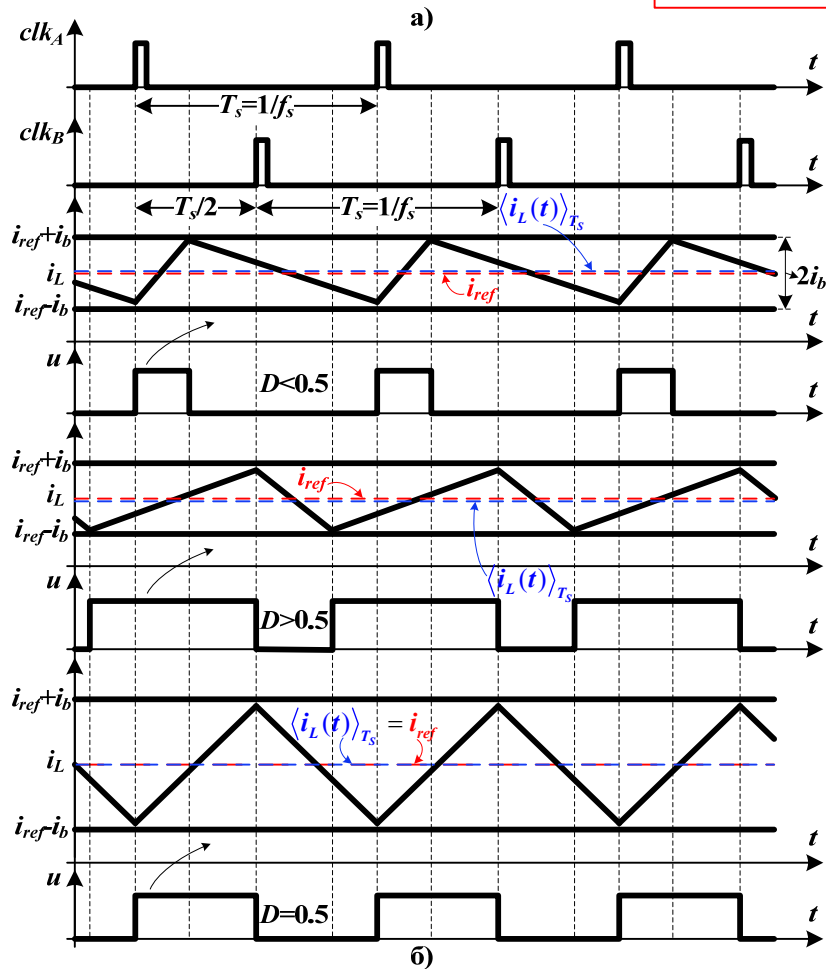
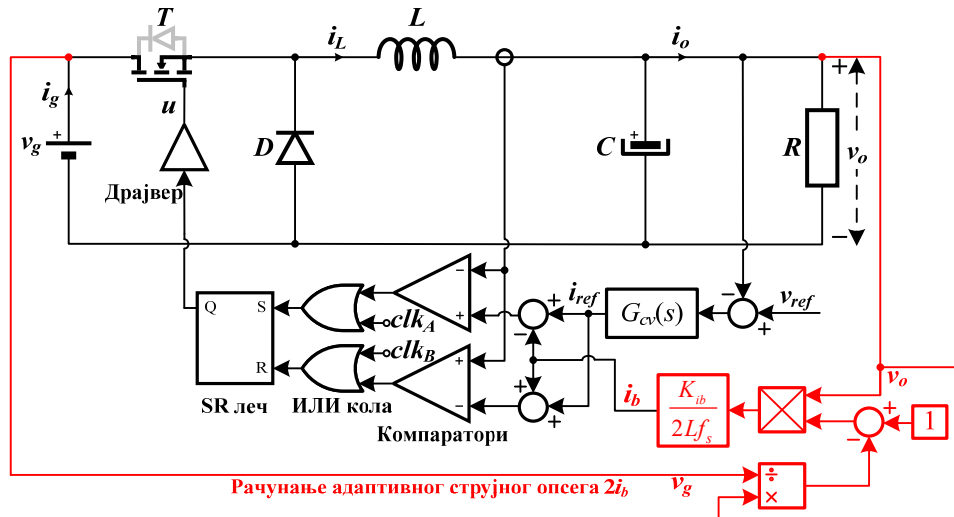
2.1 Увод

DСМС управљање [48] због својих одличних особина, пре свега стабилности за све вредности фактора испуне захваљујући природном комбиновању РСМС и VСМС управљања, којим се постижу и константна прекидачка фреквенција и одлична динамика, представља добар избор за управљање практично свим типовима претварача. Иако се појавило још почетком 90-их година, у научном свету DСМС управљању није посвећена пажња коју заслужује. Вероватно је првобитни разлог томе била нешто сложенија реализација, због коришћења два тактна сигнала и два услова за поређење струје пригушнице. Међутим, са енормним развојем пре свега дигиталне електронике, односно напредних дигиталних уређаја, данас се реализација таквог управљања не може сматрати нарочито сложеном. Након дужег времена идеја DСМС управљања се поново „оживљава“ у радовима [53]-[55], [49], где је показана његова успешна примена пре свега на сложеније претвараче, као што су инвертори и PFC исправљачи. DСМС управљање се још спомиње и у [56], где је предложено хибридно струјно управљање које комбинује DСМС и управљање с клизним режимом.

У уводном делу ове докторске дисертације истакнут је главни недостатак DСМС управљања, а то је неједнакост, тј. разлика између средње струје пригушнице и референтне струје. Ова струјна грешка је последица унапред дефинисане константне ширине струјног опсега, која мора бити једнака или већа од максималне таласности струје пригушнице (Слика 1.5). У овом поглављу је предложен један од начина за елиминисање наведене струјне грешке, који подразумева мерење тренутне таласности струје пригушнице у реалном времену, на основу које се рачуна адаптивна ширина струјног опсега. На овај начин се добија нова метода струјног управљања – адаптивно DСМС управљање (енгл. *adaptive dual current mode control* – ADCСМС).

2.2 Принципи рада ADCМС управљања

Без умањења општости, принципи рада предложене ADCМС методе објашњени су на примеру спуштача напона. Структурна шема ADCМС управљања, заједно са карактеристичним радним режимима, дата је на Слици 2.1.



Слика 2.1. а) Спуштач са ADCМС управљањем, б) Радни режими ADCМС управљања

Основни део структурне шеме (вањска напонска и унутрашња струјна петља) је исти као код оригиналног DСМС управљања. Кључна разлика између DСМС и ADCСМС управљања биће објашњена у наставку поглавља.

За коректан и стабилан рад DСМС управљања мора се унапред дефинисати константна ширина струјног опсега $2I_b$ (Слика 1.5), таква да буде једнака или већа од максималне таласности струје пригушнице Δi_{Lppmax} . Код спуштача напона струја пригушнице има највећу таласност за фактор испуне D једнак 0.5. Према томе, код DСМС управљања мора се задовољити услов:

$$2I_b \geq \Delta i_{Lppmax} = \frac{v_g}{4Lf_s}. \quad (2.1)$$

У зависности од радног режима, тј. вредности фактора испуне D (Слика 1.5 б)), тренутна таласност струје пригушнице Δi_{Lpp} може бити знатно мања од максималне таласности Δi_{Lppmax} , чиме се изазива струјна грешка – разлика између референтне струје i_{ref} и средње струје пригушнице $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ на сваком прекидачком периоду T_s . Ова струјна грешка је једнака:

$$\varepsilon_{iL} = \left| \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - i_{ref} \right| = \frac{2I_b - \Delta i_{Lpp}}{2} = I_b - \frac{\Delta i_{Lpp}}{2}. \quad (2.2)$$

Ако се DСМС примени на DC-DC претвараче, код којих је таласност струје пригушнице Δi_{Lpp} константна у стационарном стању, постојање грешке струје пригушнице не представља значајан проблем док траје стационарно стање. Међутим, могући су проблеми у прелазним режимима. Уколико настану одређени поремећаји, као што је нпр. скоковита промена улазног напона претварача, таква да се фактор испуне мења из области мање од 0.5 у област већу од 0.5, или обрнуто, прелаз струје пригушнице из старог у ново стационарно стање може бити релативно спор, јер се у тренутку промене улазног напона деси да је изабрана ширина струјног опсега $2I_b$ превелика (тренутна таласност Δi_{Lpp} се значајно смањи у односу на максималну таласност Δi_{Lppmax} , односно грешка ε_{iL} струје пригушнице порасте). Тада вањски напонски компензатор постаје додатно оптерећен компензовањем одступања средње струје, што се негативно одражава на понашање у прелазном режиму. Ова негативна појава је нарочито изражена код спуштача. Такође, нпр. код спуштача-подизача у напојним јединицама са променљивим, односно подесивим излазним напоном, чија

вредност зависи од тренутних радних услова [57], фактор испуне, а самим тим и тренутна таласност струје пригушнице се стално мењају. Код претварача који обављају функцију PFC исправљача и инвертора фактор испуне и тренутна таласност струје пригушнице се периодично мењају у широким границама, тако да се применом DCMC управљања може проузроковати дисторзија таласног облика струје пригушнице, нарочито у граничном случају када струја пригушнице прелази с горње на доњу границу и обрнуто (фактор испуне једнак 0.5).

Из наведених примера може се закључити да присуство разлике између референтне и средње струје пригушнице код DCMC управљања може неповољно утицати на динамику претварача, нарочито ако се изабере превелика ширина струјног опсега $2I_b$.

У уводном делу дисертације истакнута је сличност између DCMC и HCMC управљања. Код HCMC управљања референтна и средња струја пригушнице су једнаке на сваком прекидачком периоду, јер је таласност струје пригушнице увек једнака изабраној ширини струјног опсега. Код конвенционалног HCMC управљања ширина струјног опсега је константна, као код DCMC управљања, али је прекидачка фреквенција променљива, чиме се таласност струје пригушнице одржава константном на сваком прекидачком периоду. Поставља се питање, како одржати константну прекидачку фреквенцију, а да је таласност струје пригушнице увек једнака ширини струјног опсега? То је могуће остварити увођењем променљиве адаптивне ширине струјног опсега код DCMC управљања, чиме се добија нова метода – ADCMC. Код ADCMC управљања, уместо константне предефинисане ширине струјног опсега $2I_b$ користи се адаптивна ширина $2i_b$, која се рачуна помоћу измерене тренутне таласности струје пригушнице Δi_{Lpp} :

$$2i_b = K_{ib} \Delta i_{Lpp}. \quad (2.3)$$

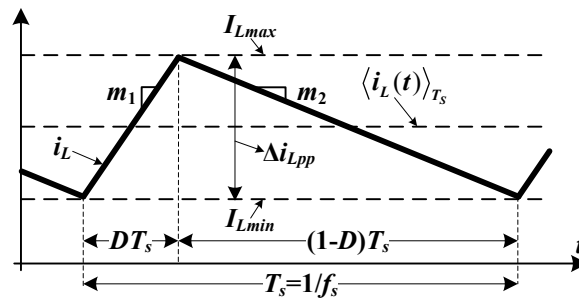
Фактор скалирања K_{ib} мора бити већи или једнак од један. Уврштавањем (2.3) у (2.2) добија се нови израз за струјну грешку ε_{iL} :

$$\varepsilon_{iL} = \left| \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - i_{ref} \right| = \frac{2i_b - \Delta i_{Lpp}}{2} = \frac{K_{ib} \Delta i_{Lpp} - \Delta i_{Lpp}}{2} = \frac{\Delta i_{Lpp} (K_{ib} - 1)}{2}. \quad (2.4)$$

Ако је фактор K_{ib} једнак јединици, адаптивна ширина струјног опсега $2i_b$ је једнака тренутној таласности струје пригушнице Δi_{Lpp} , те је грешка ε_{iL} једнака нули.

Релација (2.3) важи у општем случају за било који тип претвараача. Међутим, у пракси је изузетно тешко директно мерити тренутну вредност таласности струје пригушнице Δi_{Lpp} . С обзиром да се таласност Δi_{Lpp} дефинише као разлика између максималне и минималне вредности струје пригушнице на прекидачком периоду, директно мерење таласности би подразумевало мерење минималне и максималне струје пригушнице на сваком прекидачком периоду. То би захтевало веома брзу аналогно-дигиталну (А/Д) конверзију, јер би била потребна два одбирка на једном прекидачком периоду: један за минималну струју у тренутку укључења снажног транзистора, а други за максималну струју у тренутку искључења транзистора. Узимајући у обзир и присуство виших прекидачких хармоника, односно шума (тзв. гличева) у наведеним тренуцима одабирања, мерење таласности струје пригушнице на овај начин представља проблем. Из тих разлога, таласност Δi_{Lpp} се уобичајено рачуна на индиректан начин, преко улазног и излазног напона претвараача [1], [58].

Типичан таласни облик непрекидне струје пригушнице било ког типа претвараача дат је на Слици 2.2.



Слика 2.2. Таласни облик непрекидне струје пригушнице претвараача у општем случају

Таласност струје пригушнице Δi_{Lpp} се дефинише као:

$$\Delta i_{Lpp} = I_{Lmax} - I_{Lmin}, \quad (2.5)$$

где су I_{Lmax} и I_{Lmin} максимална и минимална вредност струје пригушнице i_L , респективно. Са Слике 2.2 је очигледно да се таласност Δi_{Lpp} може изразити на други начин, преко нагиба струје пригушнице m_1 и m_2 ($m_1 > 0$, $m_2 > 0$), и фактора испуне D :

$$\Delta i_{Lpp} = m_1 D T_s = m_2 (1 - D) T_s. \quad (2.6)$$

Фактор испуне D се једноставно добија из (2.6):

$$D = \frac{m_2}{m_1 + m_2}. \quad (2.7)$$

Уврштавајући (2.7) у (2.6) добија се израз за таласност струје пригушнице Δi_{Lpp} у општем случају:

$$\Delta i_{Lpp} = \frac{m_1 m_2 T_s}{(m_1 + m_2)} = \frac{m_1 m_2}{(m_1 + m_2) f_s}. \quad (2.8)$$

У Табели 2.1 дате су добро познате релације за нагибе m_1 и m_2 , и таласности Δi_{Lpp} за три основна типа DC-DC претварача: спуштач, подизач и неинвертујући спуштач-подизач, који ће бити разматрани у овом поглављу.

Користећи дате изразе за таласности Δi_{Lpp} , применом (2.3) могу се добити изрази за адаптивне ширине струјног опсега $2i_b$ за спуштач, подизач и неинвертујући спуштач-подизач (Табела 2.2).

Табела 2.1 Нагиби m_1 и m_2 , и таласности Δi_{Lpp} за основне DC-DC претвараче

Тип претварача	Нагиби m_1 и m_2	Таласност Δi_{Lpp}
Спуштач	$m_1 = \frac{v_g - v_o}{L}, m_2 = \frac{v_o}{L}$	$\Delta i_{Lpp} = \frac{v_o}{Lf_s} \left(1 - \frac{v_o}{v_g} \right)$
Подизач	$m_1 = \frac{v_g}{L}, m_2 = \frac{v_o - v_g}{L}$	$\Delta i_{Lpp} = \frac{v_g}{Lf_s} \left(1 - \frac{v_g}{v_o} \right)$
Неинвертујући спуштач-подизач	$m_1 = \frac{v_g}{L}, m_2 = \frac{v_o}{L}$	$\Delta i_{Lpp} = \frac{v_g v_o}{Lf_s (v_g + v_o)}$

Табела 2.2 Адаптивне ширине струјног опсега $2i_b$ за основне DC-DC претвараче

Тип претварача	Адаптивна ширина струјног опсега $2i_b$
Спуштач	$2i_b = K_{ib} \frac{v_o}{Lf_s} \left(1 - \frac{v_o}{v_g} \right)$
Подизач	$2i_b = K_{ib} \frac{v_g}{Lf_s} \left(1 - \frac{v_g}{v_o} \right)$
Неинвертујући спуштач-подизач	$2i_b = K_{ib} \frac{v_g v_o}{Lf_s (v_g + v_o)}$

Из приказаних израза у Табели 2.1 и Табели 2.2 очигледно је да таласност струје пригушнице Δi_{Lpp} , односно адаптивна ширина струјног опсега $2i_b$, зависе од: улазног напона v_g , излазног напона v_o , индуктивности пригушнице L и прекидачке фреквенције f_s . Према томе, за реализацију адаптивне ширине струјног опсега $2i_b$ неопходно је стално мерити улазни и излазни напон претварача. За разлику од мерења струје пригушнице, односно њене максималне и минималне вредности на прекидачком периоду, знатно лакше је мерити ове напоне, с обзиром да су релативно споро променљиве величине.

Иако реализација датих израза за адаптивну ширину струјног опсега $2i_b$ није компликована, може настати проблем ако је претпостављена вредност индуктивности L нетачна или постоје њена одступања у различитим условима рада. Могу се појавити два случаја. Ако стварна индуктивност пригушнице има већу вредност од претпостављене, односно естимиране индуктивности L , стварна вредност таласности Δi_{Lpp} ће бити мања од израчунате, односно од адаптивне ширине $2i_b$. Ако је стварна индуктивност мања од L , стварна таласност Δi_{Lpp} ће бити већа од израчунате, што значи да ADCMC може ући у режим хистерезног управљања, а због коришћења два тактна сигнала се чак могу јавити и субхармонијске осцилације. У оба случаја проблем се може ефикасно решити подешавањем појачања K_{ib} . Иако теоретски појачање K_{ib} мора бити веће или једнако од један, у првом случају се може подесити K_{ib} мало мање, а у другом случају мало веће од један. Генерално, препоручује се да је појачање K_{ib} увек нешто веће од један, односно да је адаптивна ширина $2i_b$ мало већа од таласности струје пригушнице, као што је приказано на Слици 2.1 б). Тако се одржава принцип рада DCMC управљања и избегава нежељена појава субхармонијских осцилација, а веома мала грешка између референтне и средње струје пригушнице која при томе настаје, се може занемарити.

Компликованији случај може настати уколико је индуктивност пригушнице променљива у различитим радним тачкама. Индуктивност, у општем случају, зависи од тренутне вредности струје пригушнице, али је тај проблем изражен код инвертора и PFC исправљача [59], [60]. Слично као у претходној дискусији, одговарајућим подешавањем појачања K_{ib} може се загарантовано постићи стабилан рад претварача, односно да је адаптивна ширина струјног опсега $2i_b$ увек већа од тренутне таласности струје пригушнице. Међутим, у тренуцима када је индуктивност пригушнице највећа, јавиће се повећана разлика између референтне и средње струје, иако је у случају ADCMC управљања ова разлика мања него када би се применило DCMC управљање. Могуће је неколико решења овог проблема. Као најједноставније и најбоље решење

препоручује се коришћење таквих пригушница, нпр. [61], [62], чије су индуктивности скоро константне за све предвиђене вредности струје, тако да наведени проблем не би ни постојао. Затим, могуће је увести и адаптивно појачање K_{ib} , које би се мењало у складу са предвиђеном променом индуктивности. Слично предложеном решењу [45], може се користити и адаптација, односно естимација индуктивности пригушнице, тако да је вредност индуктивности која улази у прорачун самоподешавајућа. Међутим, ова два последња решења би закомпликовала реализацију ADCМС управљања.

Очигледно, зависност рачунања адаптивне ширине струјног опсега код описаног ADCМС управљања од топологије претварача, чиме се повећава осетљивост на промену параметара, пре свега индуктивности L , представља недостатак, слично као код РСРС [43] и различитих предиктивних струјних управљања [41], [63], [64]. Једини начин да се у потпуности избегне и отклони овај недостатак јесте директно мерење тренутне таласности струје пригушнице, као што је раније описано, међутим то није предмет разматрања ове дисертације.

2.3 „*Small-signal*“ анализа ADCМС управљања

Веома важан корак у пројектовању било ког система аутоматског управљања јесте моделовање, тј. адекватна математичка анализа система. Пре свега, моделовање треба да пружи што веродостојнији опис динамичких перформанси система. Конкретно, моделовање претварача са одређеним управљањем треба да математички покаже утицај дејства различитих поремећаја на рад претварача, пре свега промена улазног напона и оптерећења.

Моделовање претварача подразумева неколико корака, који ће детаљно бити описани на примеру спуштача напона. Први корак је одређивање једначина стања у временском домену, у зависности од вредности управљачког сигнала u , тј. стања прекидача. За спуштач са Сlike 2.1 могу се једноставно добити једначине у оба стања снажног прекидача T . Када је прекидач T затворен ($u=1$), напон на пригушници $v_L(t)$ и струја кроз излазни кондензатор $i_C(t)$ износе:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_g(t) - v_o(t) \quad (2.9)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R}, \quad (2.10)$$

а за отворен прекидач $T(u=0)$:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_o(t) \quad (2.11)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R}. \quad (2.12)$$

У (2.9)-(2.12) занемарени су сви губици, тј. еквивалентне серијске отпорности пригушнице и излазног кондензатора, отпорности и напони вођења прекидача T и диоде D . Према томе, посматра се спуштач са идеалним компонентама.

Једначине (2.10) и (2.12) су идентичне, док се (2.9) и (2.11) разликују у једном члану – улазном напону. У општем случају, и једначине за струју кондензатора зависе од стања прекидача T .

У зависности од вредности сигнала u , (2.9) и (2.11) се могу објединити у следећем облику:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = u(t)v_g(t) - v_o(t). \quad (2.13)$$

Очигледно, (2.13) представља нелинеарну диференцијалну једначину, јер се у члану $u(t)v_g(t)$ множе два временски променљива сигнала. Да би се пронашле функције преноса претварача, које су неопходне за анализу динамичких перформанси и пројектовање управљачке структуре, потребно је применити Лапласову трансформацију на добијене једначине у временском домену. Међутим, то није могуће за нелинеарне једначине, као што је (2.13), па се мора извршити њихова линеаризација.

Да би се дошло до линеаризованог модела претварача, примењује се тзв. анализа „малих наизменичних сигнала“ (енгл. *small-signal AC analysis*), која је детаљно описана у [1]. Разни начини моделовања претварача, који се сусрећу у литератури, нпр. [65]-[69], засновани на тзв. „*small-signal*“ анализи, су сумирани у [1].

Приликом извођења „*small-signal*“ модела, прво се примењује апроксимација тзв. „мале таласности“ (енгл. *small-ripple approximation*), која подразумева замену тренутних вредности улазног и излазног напона, и струје пригушнице у (2.9)-(2.12) са

њиховим нискофреквентним средњим вредностима $\langle v_g(t) \rangle_{T_s}$, $\langle v_o(t) \rangle_{T_s}$ и $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$,
респективно:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \approx \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s}, \quad (2.14)$$

за $u=1$, односно

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \approx -\langle v_o(t) \rangle_{T_s}, \quad (2.15)$$

за $u=0$. Струја кондензатора је иста у оба случаја и може се написати у облику:

$$i_C(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R}. \quad (2.16)$$

У наредном кораку врши се усредњавање напона на пригушници и струје кондензатора, на прекидачком периоду T_s :

$$\begin{aligned} \langle v_L(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_L(\tau) d\tau \approx \frac{1}{T_s} \int_t^{t+t_{ON}} \left(\langle v_g(\tau) \rangle_{T_s} - \langle v_o(\tau) \rangle_{T_s} \right) d\tau + \\ &+ \frac{1}{T_s} \int_{t+t_{ON}}^{t+T_s} \left(-\langle v_o(\tau) \rangle_{T_s} \right) d\tau = \frac{t_{ON}}{T_s} \left(\langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \right) - \frac{(T_s - t_{ON})}{T_s} \langle v_o(t) \rangle_{T_s} = \\ &= d(t) \left(\langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \right) - d'(t) \langle v_o(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \langle i_C(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_C(\tau) d\tau \approx \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \left(\langle i_L(\tau) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(\tau) \rangle_{T_s}}{R} \right) d\tau = \\ &= \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R}, \end{aligned} \quad (2.18)$$

где је $d(t)$ фактор испуне, а $d'(t) = 1 - d(t)$.

Нискофреквентне (споропроменљиве) компоненте напона и струје пригушнице и кондензатора могу се изразити у следећем облику:

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (2.19)$$

$$C \frac{d \langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R}. \quad (2.20)$$

Једначина (2.19) је нелинеарна, јер садржи производ временски променљивих сигнала $d(t)$ и $\langle v_g(t) \rangle_{T_s}$. Као што је показано у [1], код других претварача, нпр. подизача и спуштача-подизача, и једначина која описује нискофреквентну компоненту струје кондензатора је такође нелинеарна. Према томе, у општем случају обе једначине могу бити нелинеарне. Линеаризација (2.19) и (2.20) се врши у околини равнотежног стања, тј. стационарних вредности V_g , V_o и I_L , улазног и излазног напона, и струје пригушнице, респективно. Осим стандардног начина одређивања стационарних вредности применом волт-секундног и ампер-секундног баланса [1], вредности V_g , V_o и I_L се могу добити из (2.19) и (2.20), тако што се изводи са леве стране изједначе са нулом, а средње са стационарним вредностима:

$$0 = DV_g - V_o \Rightarrow V_o = DV_g \quad (2.21)$$

$$0 = I_L - \frac{V_o}{R} \Rightarrow I_L = \frac{V_o}{R}. \quad (2.22)$$

Да би се добио „*small-signal*“ модел, уводи се следећа претпоставка:

$$\begin{aligned} \langle v_g(t) \rangle_{T_s} &= V_g + \hat{v}_g(t) \\ \langle v_o(t) \rangle_{T_s} &= V_o + \hat{v}_o(t) \\ \langle i_L(t) \rangle_{T_s} &= I_L + \hat{i}_L(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t), \end{aligned} \quad (2.23)$$

где су $\hat{v}_g(t)$, $\hat{v}_o(t)$, $\hat{i}_L(t)$ и $\hat{d}(t)$ мале наизменичне варијације (пертурбације) улазног и излазног напона, струје пригушнице и фактора испуне, респективно. Амплитуде ових малих варијација морају да задовоље следећи услов:

$$\begin{aligned} |\hat{v}_g(t)| &\ll |V_g| \\ |\hat{v}_o(t)| &\ll |V_o| \\ |\hat{i}_L(t)| &\ll |I_L| \\ |\hat{d}(t)| &\ll |D|. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Уврштавајући (2.23) у (2.19) и (2.20) добија се:

$$L \frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = (D + \hat{d}(t))(V_g + \hat{v}_g(t)) - (V_o + \hat{v}_o(t)) \quad (2.25)$$

$$C \frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} = (I_L + \hat{i}_L(t)) - \frac{(V_o + \hat{v}_o(t))}{R}. \quad (2.26)$$

Након сређивања (2.25) и (2.26) следи:

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \underbrace{(DV_g - V_o)}_{\text{DC чланови}} + \underbrace{(D\hat{v}_g(t) + \hat{d}(t)V_g - \hat{v}_o(t))}_{\text{линеарни AC чланови првог реда}} + \underbrace{\hat{d}(t)\hat{v}_g(t)}_{\text{нелинеарни AC члан другог реда}} \quad (2.27)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \underbrace{\left(I_L - \frac{V_o}{R}\right)}_{\text{DC чланови}} + \underbrace{\left(\hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{R}\right)}_{\text{линеарни AC чланови првог реда}}. \quad (2.28)$$

У складу са (2.21) и (2.22), једносмерни (DC) чланови у (2.27) и (2.28) су једнаки нули. С обзиром да члан $\hat{d}(t)\hat{v}_g(t)$ у (2.27) представља производ два временски променљива сигнала веома малих амплитуда, овај нелинеарни наизменични (AC) члан се може занемарити. Према томе, у (2.27) и (2.28) остају само изводи са леве стране и линеарни AC чланови са константним коефицијентима са десне стране:

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = D\hat{v}_g(t) + \hat{d}(t)V_g - \hat{v}_o(t) \quad (2.29)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{R}. \quad (2.30)$$

Добијене једначине (2.29) и (2.30) представљају линеаризоване „*small-signal*“ једначине које описују нискофреквентне варијације струје пригушнице и излазног напона спуштача са идеалним компонентама, у режиму непрекидне струје.

За остале типове DC-DC претварача, као што су подизач и неинвертујући спуштач-подизач, дате су само крајње „*small-signal*“ једначине, без детаљног извођења:

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) + \hat{d}(t)V_o - D'\hat{v}_o(t) \quad (2.31)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = D'\hat{i}_L(t) - \hat{d}(t)I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R}, \quad (2.32)$$

за подизач, односно:

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = D\hat{v}_g(t) + \hat{d}(t)(V_g + V_o) - D'\hat{v}_o(t) \quad (2.33)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = D'\hat{i}_L(t) - \hat{d}(t)I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R}, \quad (2.34)$$

за неинвертујући спуштач-подизач. Стационарне вредности V_g , V_o и I_L за подизач износе:

$$V_o = \frac{V_g}{D'} \quad (2.35)$$

$$I_L = \frac{V_o}{RD'}, \quad (2.36)$$

а за неинвертујући спуштач-подизач:

$$V_o = \frac{DV_g}{D'} \quad (2.37)$$

$$I_L = \frac{V_o}{RD'}, \quad (2.38)$$

где је $D' = 1 - D$.

Изведене „*small-signal*“ једначине (2.29)-(2.34) важе за било који начин управљања претварачима. Крајњи резултат сваког управљања су управљачки импулси и одређеног фактора испуне d , који фигурише у (2.29)-(2.34). Ипак, дате једначине су погодније за напонско управљање, јер је излаз напонског компензатора (Слика 1.1 а)) директно пропорционалан фактору испуне: $v_c = dV_{ramp}$, односно $d = v_c / V_{ramp}$. Према томе, за пројектовање напонског компензатора потребно је пронаћи функцију преноса од управљачке променљиве v_c , односно d , ка излазном напону v_o , што се може добити примењујући Лапласову трансформацију директно на (2.29)-(2.34). Међутим, код струјног управљања није такав случај, јер вањски напонски компензатор производи

референтну струју i_{ref} , која нема директну експлицитну везу са фактором испуне као код напонског управљања. С тога, струјно управљање се моделује посебно.

У литератури је познато неколико најзначајнијих радова који се баве „*small-signal*“ моделовањем струјног управљања претварачима [70]-[73]. Међутим, конвенционални начини моделовања не могу увек да предвиде различите феномене који се могу манифестовати у току рада претварача, тако да је моделовање струјних управљања и даље актуелна област научног истраживања [74]-[83].

Најједноставнији начин за извођење „*small-signal*“ модела предложеног ADCMC управљања је примена тзв. апроксимације првог реда [1], која подразумева идеално струјно управљање, тј. остварену једнакост између средње струје пригушнице и референтне струје на сваком прекидачком периоду:

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = i_{ref}(t), \quad (2.39)$$

из чега следи:

$$\hat{i}_L(t) = \hat{i}_{ref}(t). \quad (2.40)$$

Апроксимација (2.39), тј. (2.40), је оправдана у случају ADCMC управљања, јер оно обезбеђује нулту, односно занемарљиво малу разлику између средње и референтне струје пригушнице (Слика 2.1 б)). Ако се уврсти (2.40) у (2.29)-(2.34), добијају се следеће једначине за спуштач ((2.41), (2.42)), подизач ((2.43), (2.44)) и неинвертујући спуштач-подизач ((2.45), (2.46)):

$$L \frac{d\hat{i}_{ref}(t)}{dt} = D\hat{v}_g(t) + \hat{d}(t)V_g - \hat{v}_o(t) \quad (2.41)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{i}_{ref}(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} \quad (2.42)$$

$$L \frac{d\hat{i}_{ref}(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) + \hat{d}(t)V_o - D'\hat{v}_o(t) \quad (2.43)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = D'\hat{i}_{ref}(t) - \hat{d}(t)I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} \quad (2.44)$$

$$L \frac{d\hat{i}_{ref}(t)}{dt} = D\hat{v}_g(t) + \hat{d}(t)(V_g + V_o) - D'\hat{v}_o(t) \quad (2.45)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = D'\hat{i}_{ref}(t) - \hat{d}(t)I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R}. \quad (2.46)$$

Од интереса је пронаћи функције преноса од референтне струје и улазног напона ка излазном напону, првенствено с циљем пројектовања вањског напонског компензатора $G_{cv}(s)$ (Слика 2.1 а)). Примењујући Лапасову трансформацију на (2.41)-(2.46), добијају се следеће једначине у комплексном s -домену:

$$Ls\hat{i}_{ref}(s) = D\hat{v}_g(s) + \hat{d}(s)V_g - \hat{v}_o(s) \quad (2.47)$$

$$Cs\hat{v}_o(s) = \hat{i}_{ref}(s) - \frac{\hat{v}_o(s)}{R} \quad (2.48)$$

$$Ls\hat{i}_{ref}(s) = \hat{v}_g(s) + \hat{d}(s)V_o - D'\hat{v}_o(s) \quad (2.49)$$

$$Cs\hat{v}_o(s) = D'\hat{i}_{ref}(s) - \hat{d}(s)I_L - \frac{\hat{v}_o(s)}{R} \quad (2.50)$$

$$Ls\hat{i}_{ref}(s) = D\hat{v}_g(s) + \hat{d}(s)(V_g + V_o) - D'\hat{v}_o(s) \quad (2.51)$$

$$Cs\hat{v}_o(s) = D'\hat{i}_{ref}(s) - \hat{d}(s)I_L - \frac{\hat{v}_o(s)}{R}. \quad (2.52)$$

Елиминацијом фактора испуне $\hat{d}(s)$ из једначина (2.47)-(2.52) могу се извести функција преноса $G_{vc}(s)$ од референтне струје ка излазном напону и функција преноса $G_{vg}(s)$ од улазног ка излазном напону, за сва три претвараача у општем облику:

$$G_{vc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = K_{vc} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.53)$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{i}_{ref}(s)=0} = K_{vg} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}. \quad (2.54)$$

Табела 2.3 Параметри функција преноса основних DC-DC претварача са ADCMC управљањем

Тип претварача	K_{vc}	K_{vg}	ω_z	ω_p
Спуштач	R	0	$+\infty$	$\frac{1}{RC}$
Подизач	$\frac{RD'}{2}$	$\frac{1}{2D'}$	$\frac{RD'^2}{L}$	$\frac{2}{RC}$
Неинвертујући спуштач-подизач	$\frac{RD'}{1+D}$	$\frac{D^2}{1-D^2}$	$\frac{RD'^2}{LD}$	$\frac{1+D}{RC}$

Вредности параметара K_{vc} , K_{vg} , ω_z и ω_p дате су у Табели 2.3. Функције преноса (2.53) и (2.54) су првог реда и важе за било које струјно управљање које обезбеђује једнакост између средње и референтне струје пригушнице (апроксимација (2.39)).

У [1] је показано да су функције преноса од фактора испуне и улазног напона ка излазном напону претварача, које се примењују код напонског управљања, другог реда. Нпр. за спуштач ове функције преноса се могу извести на основу (2.29) и (2.30):

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{V_g}{1 + s\frac{L}{R} + s^2LC} \quad (2.55)$$

$$G_{vg}(s) \Big|_{\text{напонско управљање}} = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D}{1 + s\frac{L}{R} + s^2LC}. \quad (2.56)$$

Ако се у (2.53) и (2.54) уврсте параметри из Табеле 2.3 за спуштач, добија се:

$$G_{vc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{R}{1 + sRC} \quad (2.57)$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{i}_{ref}(s)=0} = 0. \quad (2.58)$$

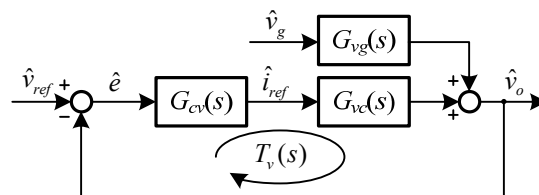
Из (2.55)-(2.58) очигледно је поједностављење функција преноса применом струјног управљања у односу на напонско управљање. Ред функција преноса је смањен за један, јер је пригушница, тј. индуктивност L елиминисана из њихових полова.

Исти закључак важи и за подизач и спуштач-подизач напона. Међутим, функције преноса $G_{vd}(s)$ (напонско управљање) и $G_{vc}(s)$ (струјно управљање) подизача и спуштача-подизача, за разлику од спуштача, имају нулу у десној полуравни (фреквенција ω_z није бесконачна), што отежава њихово управљање, нарочито напонско [2], [84], [85]. Иако и функција преноса $G_{vc}(s)$ подизача и спуштача-подизача поседује нулу у десној полуравни (Табела 2.3), пројектовање вањског напонског компензатора код ових и сличних претварача са струјним управљањем је знатно једноставније, пре свега због смањеног реда функције преноса $G_{vc}(s)$, која има само један пол $s = -\omega_p$, а који не зависи од индуктивности L (Табела 2.3). Због тога се преферира примена струјног управљања овим типовима претварача [2], [86].

У (2.58) је показано да је функција преноса $G_{vg}(s)$ спуштача са ADCMC управљањем једнака нули, што значи да у идеалном случају, када нема грешке између средње и референтне струје пригушнице, промена улазног напона не утиче на излазни напон спуштача. Међутим, то није случај код подизача и спуштача-подизача, јер код ових претварача параметар K_{vg} није једнак нули (Табела 2.3).

2.4 Процедура пројектовања вањског напонског компензатора

На Слици 2.3 дата је блок-шема вањске напонске петље предложеног ADCMC управљања, у општем случају, са претходно изведеним функцијама преноса. Циљ је да се применом одговарајуће процедуре испројектује вањски напонски компензатор $G_{cv}(s)$, који, пре свега, обезбеђује стабилну напонску петљу, а затим и тачност у стационарном стању и жељену динамику.



Слика 2.3. Уопштена „small-signal“ блок-шема вањске напонске петље код ADCMC управљања

У пракси се најчешће користи вањски напонски компензатор са следећом функцијом преноса [2], [84], [86], [87]:

$$G_{cv}(s) = \frac{K_v \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_{pc}}\right)}. \quad (2.59)$$

Овај тип компензатора се у литератури често означава као „Тип II“ компензатор, јер поседује два пола: $s = 0$ и $s = -\omega_{pc}$, и једну нулу: $s = -\omega_{zc}$. У [2] је детаљно описана процедура за пројектовање овог типа напонског компензатора, у фреквенцијском домену, која се углавном примењује у пракси.

У овој дисертацији примењена је другачија, једноставнија процедура пројектовања у временском домену, која се заснива на методи подешавања полова (енгл. *pole placement*) [88]. Процедура је применљива у општем случају, за функцију преноса $G_{vc}(s)$ из (2.53), и биће представљена у наставку.

Као компензатор $G_{cv}(s)$ предлаже се конвенционални пропорционално-интегрални (ПИ) компензатор:

$$G_{cv}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s}, \quad (2.60)$$

који је сличан поменутом „Тип II“ компензатору. Функција повратног преноса $T_v(s)$ система са Сlike 2.3 је једнака:

$$T_v(s) = G_{cv}(s)G_{vc}(s) = \frac{K_{vc} (k_p s + k_i) \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}. \quad (2.61)$$

Карактеристична једначина система је једнака:

$$\begin{aligned} \lambda(s) &= 1 + T_v(s) = 1 + G_{cv}(s)G_{vc}(s) = \\ &= s^2 \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc} k_p}{\omega_z} \right) + s \left(1 + K_{vc} k_p - \frac{K_{vc} k_i}{\omega_z} \right) + K_{vc} k_i = 0. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Да би систем са Сlike 2.3 био стабилан, оба корена карактеристичног полинома $\lambda(s)$ датог у (2.62), тј. карактеристични корени, морају да леже у левој полуравни s -

равни, тј. да имају негативне реалне делове. Ако се претпостави да су оба жељена карактеристична корена $s_{1,2}$ реална, негативна и међусобно једнака, тј.:

$$s_1 = s_2 = -\sigma, \quad (2.63)$$

где је σ реалан позитиван број, жељена карактеристична једначина има следећи облик:

$$\begin{aligned} \lambda(s) &= s^2 \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc} k_p}{\omega_z} \right) + s \left(1 + K_{vc} k_p - \frac{K_{vc} k_i}{\omega_z} \right) + K_{vc} k_i = \\ &= \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc} k_p}{\omega_z} \right) (s + \sigma)^2 = \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc} k_p}{\omega_z} \right) (s^2 + 2s\sigma + \sigma^2) = 0. \end{aligned} \quad (2.64)$$

Из (2.64) добијају се следеће релације:

$$1 + K_{vc} k_p - \frac{K_{vc} k_i}{\omega_z} = 2\sigma \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc} k_p}{\omega_z} \right) \quad (2.65)$$

$$K_{vc} k_i = \sigma^2 \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc} k_p}{\omega_z} \right), \quad (2.66)$$

на основу којих се добијају појачања k_p и k_i :

$$k_p = \frac{\omega_z (\sigma^2 + 2\sigma\omega_z - \omega_p\omega_z)}{K_{vc}\omega_p (\sigma + \omega_z)^2} \quad (2.67)$$

$$k_i = \frac{\sigma^2 \omega_z (\omega_z + \omega_p)}{K_{vc}\omega_p (\sigma + \omega_z)^2}. \quad (2.68)$$

Вредности појачања k_p и k_i вањског напонског компензатора $G_{cv}(s)$ за појединачне DC-DC претвараче се добијају уврштавањем параметара из Табеле 2.3 у (2.67) и (2.68). Једини подесиви параметар у (2.67) и (2.68) је σ , који одређује брзину прелазног процеса у систему са Сlike 2.3.

Одзив система са Сlike 2.3, тј. излазни напон $\hat{v}_o(t)$, за одскочни референтни напон $\hat{v}_{ref}(t) = V_{ref} h(t)$, где је $h(t)$ Хевисајдов одскочни сигнал, у s -домену износи:

$$\hat{v}_o(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{T_v(s)}{1+T_v(s)} \Big|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{V_{ref} K_{vc} (k_p s + k_i) \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \left[s^2 \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc} k_p}{\omega_z} \right) + s \left(1 + K_{vc} k_p - \frac{K_{vc} k_i}{\omega_z} \right) + K_{vc} k_i \right]}. \quad (2.69)$$

Уврштавањем појачања k_p и k_i из (2.67) и (2.68) у (2.69), следи:

$$\hat{v}_o(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{T_v(s)}{1+T_v(s)} \Big|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{V_{ref} (s - \omega_z) \left[s(\omega_p \omega_z - 2\sigma \omega_z - \sigma^2) - \sigma^2 (\omega_p + \omega_z) \right]}{s (s + \sigma)^2 \omega_z (\omega_p + \omega_z)}. \quad (2.70)$$

Примењујући инверзну Лапласову трансформацију на (2.70), добија се израз за излазни напон $\hat{v}_o(t)$ у временском домену:

$$\hat{v}_o(t) = V_{ref} \left[1 - \frac{(\sigma + \omega_z)^2}{\omega_z (\omega_p + \omega_z)} \left(1 + (\omega_p - \sigma)t \right) e^{-\sigma t} \right]. \quad (2.71)$$

Иако су сигнали $\hat{v}_o(t)$ и $\hat{v}_{ref}(t)$ заправо мале наизменичне варијације излазног и референтног напона, респективно, у систему са Сlike 2.3 могу се еквивалентно посматрати и као напони $v_o(t)$ и $v_{ref}(t)$. Према томе, сигнал $\hat{v}_o(t)$ из (2.71) се може посматрати и као излазни напон $v_o(t)$, без таласности, чија вредност у стационарном стању износи V_{ref} :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \hat{v}_o(t) &= \lim_{t \rightarrow \infty} V_{ref} \left[1 - \frac{(\sigma + \omega_z)^2}{\omega_z (\omega_p + \omega_z)} \left(1 + (\omega_p - \sigma)t \right) e^{-\sigma t} \right] = \\ &= V_{ref} \left[1 - \frac{(\sigma + \omega_z)^2}{\omega_z (\omega_p + \omega_z)} \left(1 + (\omega_p - \sigma)t \right) e^{-\infty} \right] = V_{ref}, \end{aligned} \quad (2.72)$$

ИЛИ

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \hat{v}_o(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \hat{v}_o(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{V_{ref} (s - \omega_z) \left[s(\omega_p \omega_z - 2\sigma \omega_z - \sigma^2) - \sigma^2 (\omega_p + \omega_z) \right]}{(s + \sigma)^2 \omega_z (\omega_p + \omega_z)} = \\ &= \frac{V_{ref} (-\omega_z) \left[-\sigma^2 (\omega_p + \omega_z) \right]}{\sigma^2 \omega_z (\omega_p + \omega_z)} = V_{ref}. \end{aligned} \quad (2.73)$$

Очигледно, одзив $\hat{v}_o(t)$ је критично-апериодичан, чији прелазни режим траје приближно $(3\div 5)\tau$, где је $\tau=1/\sigma$. Према томе, жељена брзина, тј. трајање прелазног процеса, постиже се подешавањем вредности параметра σ : што је веће σ , прелазни процес траје краће.

Потискивање поремећаја такође зависи од изабраног параметра σ . Нпр., одзив система са Сlike 2.3 на поремећај у улазном напону $\hat{v}_g(t)$, у s -домену износи:

$$\begin{aligned}\hat{v}_o(s) &= \hat{v}_g(s) \frac{G_{vg}(s)}{1+T_v(s)} \Big|_{\hat{v}_{ref}(s)=0} = \hat{v}_g(s) \frac{sK_{vg}}{s^2 \left(\frac{1}{\omega_p} - \frac{K_{vc}k_p}{\omega_z} \right) + s \left(1 + K_{vc}k_p - \frac{K_{vc}k_i}{\omega_z} \right) + K_{vc}k_i} = \\ &= \hat{v}_g(s) \frac{sK_{vg} \omega_p (\sigma + \omega_z)^2}{\omega_z (\omega_z + \omega_p) (s + \sigma)}.\end{aligned}\quad (2.74)$$

У временском домену одзив $\hat{v}_o(t)$ на скоковити поремећај $\hat{v}_g(t)$ је једнак:

$$\hat{v}_o(t) = \frac{V_g K_{vg} \omega_p (\sigma + \omega_z)^2}{\omega_z (\omega_z + \omega_p)} t e^{-\sigma t}.\quad (2.75)$$

Из (2.75) је очигледно да одзив $\hat{v}_o(t)$ ишчезава у стационарном стању, тј. утицај поремећаја $\hat{v}_g(t)$ се успешно елиминише након завршетка прелазног процеса, који траје као у претходном случају око $(3\div 5)/\sigma$. Осим на брзину прелазног процеса, вредност изабраног параметра σ утиче и на амплитуду промене напона $\hat{v}_o(t)$, односно прескока/пропада излазног напона при деловању поремећаја $\hat{v}_g(t)$:

$$\hat{v}_{peak}(\sigma) = \hat{v}_o(t=1/\sigma) = \frac{V_g K_{vg} \omega_p (\sigma + \omega_z)^2 e^{-1}}{\omega_z (\omega_z + \omega_p) \sigma}.\quad (2.76)$$

За $\sigma = 0$ и $\sigma \rightarrow \infty$ вредност амплитуде \hat{v}_{peak} је бесконачно велика, што наравно нема практичног смисла, као што и наведене вредности σ немају смисла. С обзиром да појачања k_p и k_i морају бити позитивна, из (2.67) следи да параметар σ у општем случају мора да задовољи услов:

$$\sigma > -\omega_z + \sqrt{\omega_z^2 + \omega_z \omega_p}, \quad (2.77)$$

тако да се само ове вредности σ из ограниченог опсега (2.77) могу разматрати.

Може се лако показати да је амплитуда \hat{v}_{peak} минимална за $\sigma = \omega_z$, и износи:

$$\min \{ \hat{v}_{peak}(\sigma) \} = \hat{v}_{peak}(\sigma = \omega_z) = \frac{4V_g K_{vg} \omega_p e^{-1}}{(\omega_z + \omega_p)}. \quad (2.78)$$

Као што ће бити касније показано на конкретним примерима, фреквенција нуле у десној полуравни ω_z подизача и спуштача-подизача је обично за неколико реда величине већа од фреквенције пола ω_p , па је у складу с тим доња граница параметра σ из (2.77) знатно мања од ω_z . Према томе, порастом σ од доње границе (2.77) према вредности ω_z , смањује се амплитуда \hat{v}_{peak} , тј. промене улазног напона имају мањи утицај на промену излазног напона, а и трајање прелазног процеса се скраћује.

Из досадашњих анализа јасно је да је пожељно изабрати што већу вредност параметра σ , како би се обезбедила с једне стране одлична динамика, тј. брз одзив вањске напонске петље ADCMC управљања, а с друге стране што боље потискивање поремећаја. Међутим, не сме се ни претерати са повећањем σ , односно убрзавањем напонске петље, из следећег разлога. Лако се показује да појачања k_p и k_i вањског напонског ПИ компензатора, дата у (2.67) и (2.68), расту са повећањем σ , а тиме и укупно појачање, тј. модуо напонске петље расте. По правилу се вањска напонска петља пројектује тако да буде знатно спорија од брзе унутрашње струјне петље, па излаз напонског компензатора, тј. референтна струја i_{ref} има занемарљиву таласност и уобичајено у свим конвенционалним анализама стабилности се сматра константом. Међутим, за велике вредности σ модуо напонске петље постаје велики, што за последицу има значајно појачање таласности, која потиче од излазног напона. Тада референтна струја има таласност која се не може занемарити. Ова појава доводи до субхармонијских осцилација, тј. нестабилности чак и у областима фактора испуне које су по конвенционалним анализама стабилне [89]-[91].

2.5 Симулациони резултати

Симулације рада предложеног ADCMC управљања извршене су у програму *Matlab/Simulink*. У овом поглављу приказани су симулациони резултати за три основна DC-DC претварача: спуштач, подизач и неинвертујући спуштач-подизач, са номиналним параметрима датим у Табели 2.4.

Табела 2.4 Параметри основних DC-DC претварача са ADCMC управљањем

Тип претварача	V_g [V]	R [Ω]	L [μ H]	C [μ F]	f_s [kHz]	σ	k_p	k_i
Спуштач	28	4	220	1000	23	200	0.15	40
Подизач	12	20	120	1000	23	200	0.49	66.34
Неинвертујући спуштач-подизач	12	20	220	1000	23	200	0.84	105.03

2.5.1 Спуштач напона

Симулациона шема (*Simulink* модел) спуштача са предложеним ADCMC управљањем дата је у прилогу (Прилог 2) дисертације.

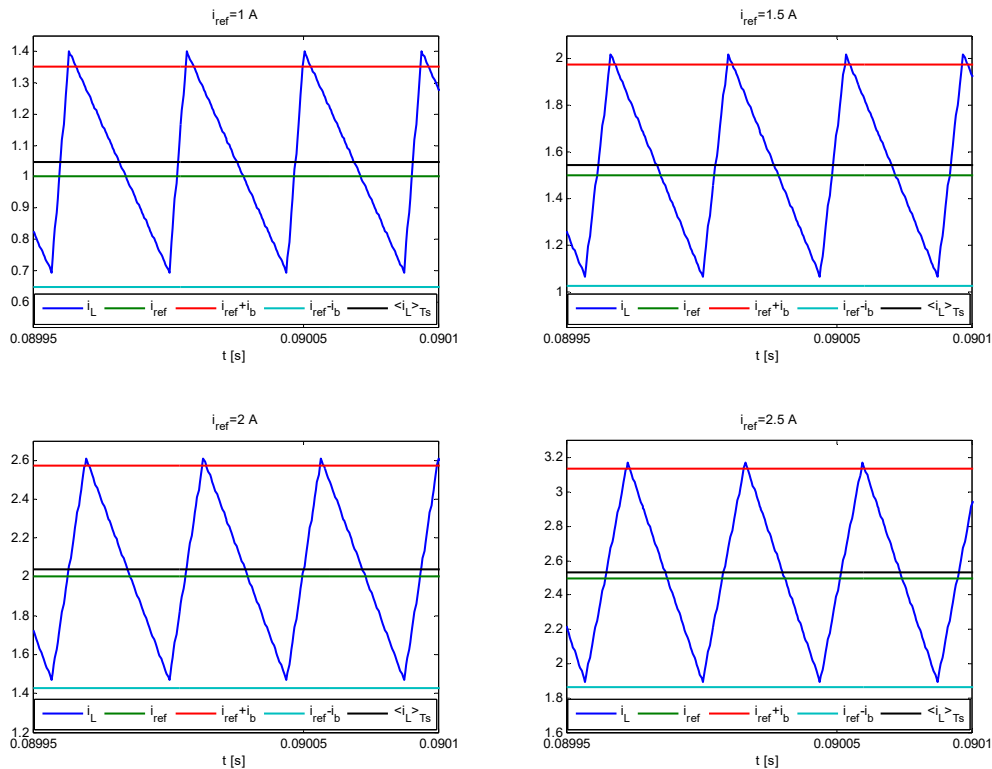
A. Стационарно стање

Испитивање перформанси ADCMC управљања спуштачем је прво извршено у стационарном стању, при различитим вредностима фактора испуне D . Циљ овог испитивања је да се покажу две значајне особине ADCMC управљања: стабилност у целом опсегу фактора испуне и нулта, односно занемарљива разлика између средње и референтне струје пригушнице. Посматрана су два случаја. С обзиром да вањски напонски компензатор генерише одговарајућу референтну струју i_{ref} , која је практично константна у стационарном стању, са занемарљивом таласношћу, рад спуштача са ADCMC управљањем се може тестирати и са отвореном вањском напонском петљом, где се референтна струја i_{ref} задаје као константни сигнал. У другом случају вањска напонска петља је затворена, па се задаје константни референтни излазни напон v_{ref} .

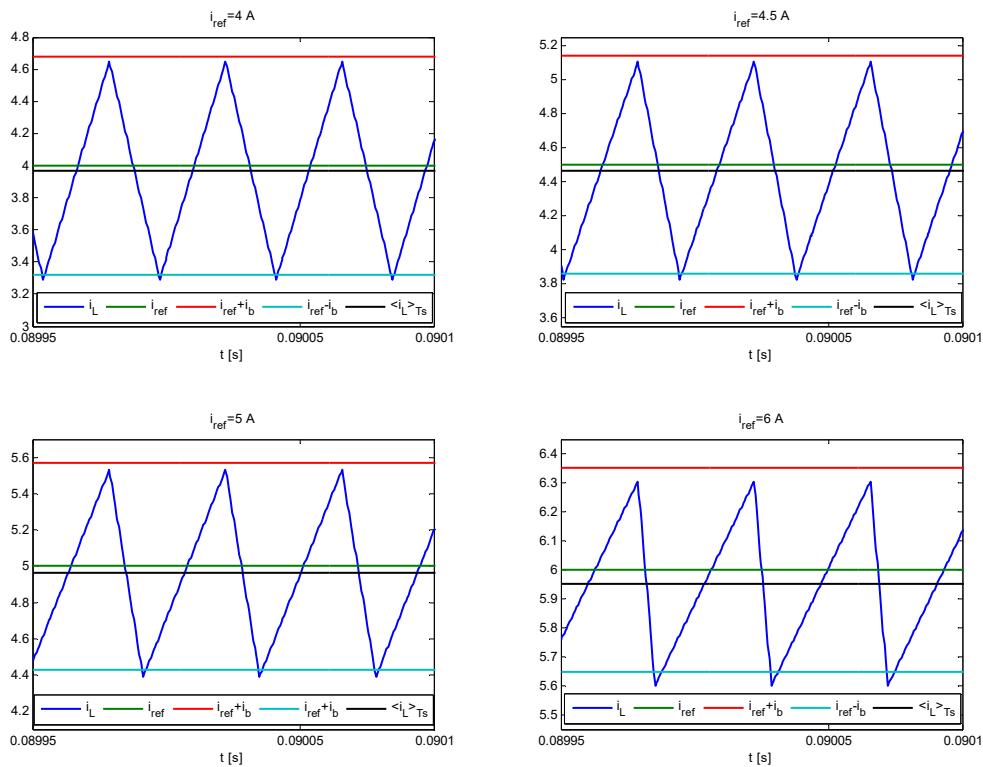
На Слици 2.4 приказани су таласни облици струје пригушнице спуштача, за следеће вредности референтне струје i_{ref} (вањска напонска петља отворена): 1 А, 1.5 А, 2 А и 2.5 А (D мањи од 0.5, односно $D \approx 0.14, 0.22, 0.29, 0.36$, респективно). За вредности

референтне струје $i_{ref}=4$ A, 4.5 A, 5 A и 6 A (D већи од 0.5, односно $D\approx 0.57, 0.64, 0.71, 0.86$, респективно), дати су таласни облици на Слици 2.5.

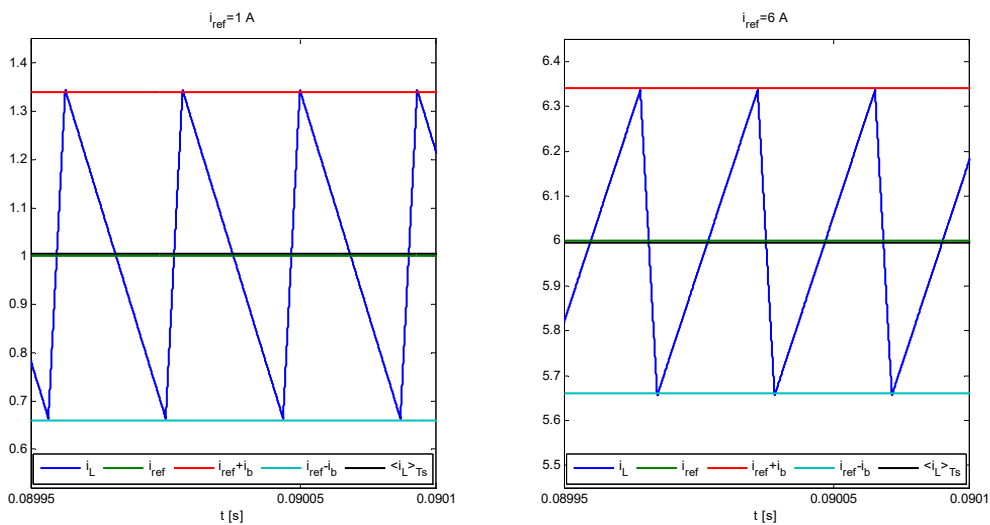
Иако је фактор скалирања K_{ib} једнак јединици, са Слике 2.4 и Слике 2.5 могу се ипак уочити веома мале разлике између референтне (зелена линија) и средње (црна линија) струје пригушнице, које износе око $30\div 40$ mA ($1\div 4$ %). Ове мале грешке су последица кашњења при поређењу струје пригушнице и њених граница, услед чега струја пригушнице прелази преко горње, односно испод доње границе. Према томе, без обзира на коректно рачунање таласности струје пригушнице, тј. адаптивне ширине струјног опсега $2i_b$, постоји мала грешка, која је управо једнака величини прелаза струје ван граница. Кашњења се јављају услед нумеричког рачунања у симулацијама и износе неколико периода одабирања, тј. временског корака симулације. У свим спроведеним симулацијама период одабирања износи стоти део прекидачког периода. Уколико се још смањи период одабирања, чиме се повећава прецизност нумеричког рачунања симулације, добиће се мања кашњења. Нпр., на Слици 2.6 приказани су симулациони резултати за десет пута мањи период одабирања него у претходном случају. Очигледни су бољи резултати, тј. струјна грешка је скоро једнака нули.



Слика 2.4. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)

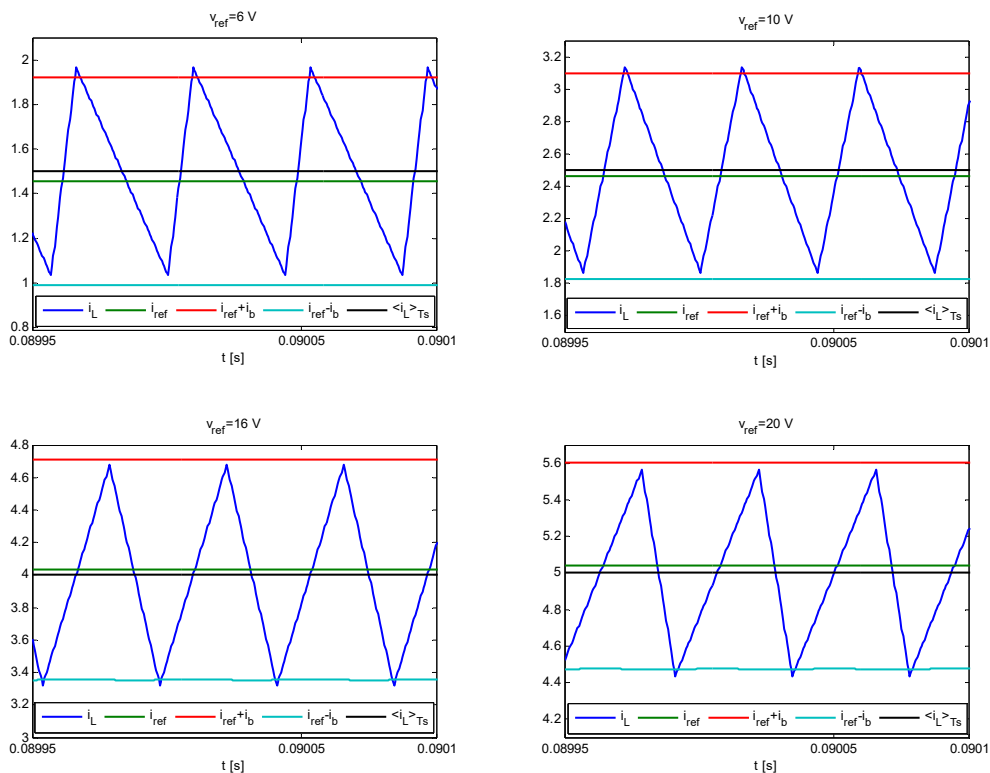


Слика 2.5. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



Слика 2.6. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1$ А и 6 А (отворена вањска напонска петља), при мањем временском кораку симулације

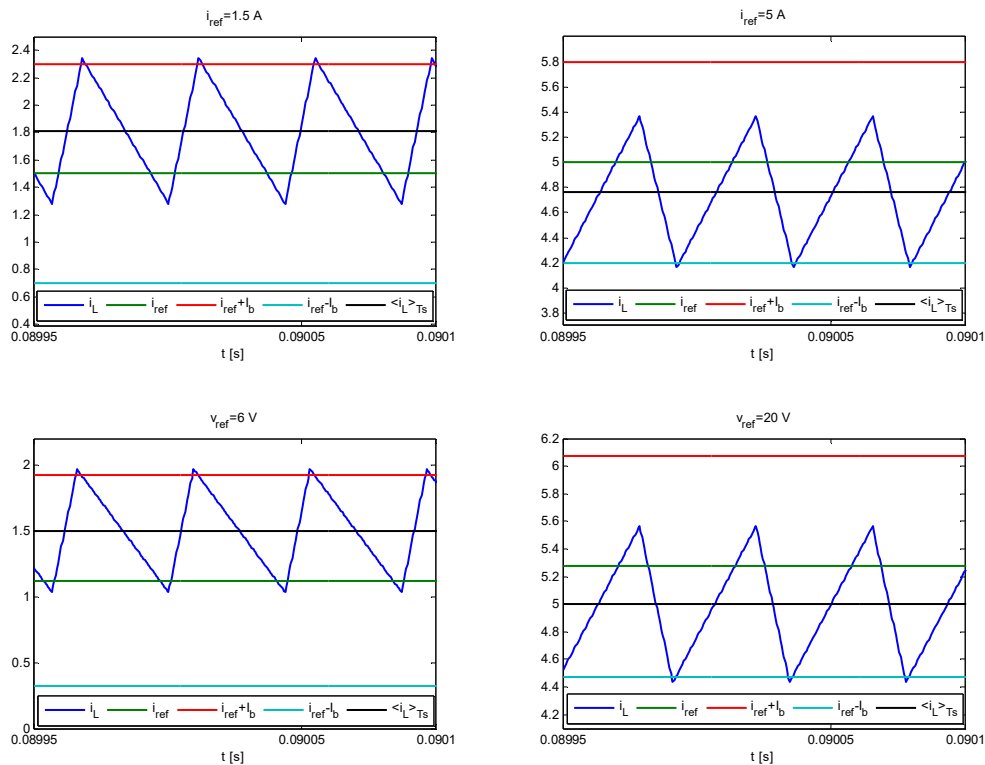
Таласни облици струје пригушнице при затвореној вањској напонској петљи дати су на Слици 2.7, за следеће вредности референтног напона v_{ref} : 6 V, 10 V, 16 V и 20 V ($D \approx 0.21, 0.36, 0.57, 0.71$, респективно).



Слика 2.7. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6\text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)

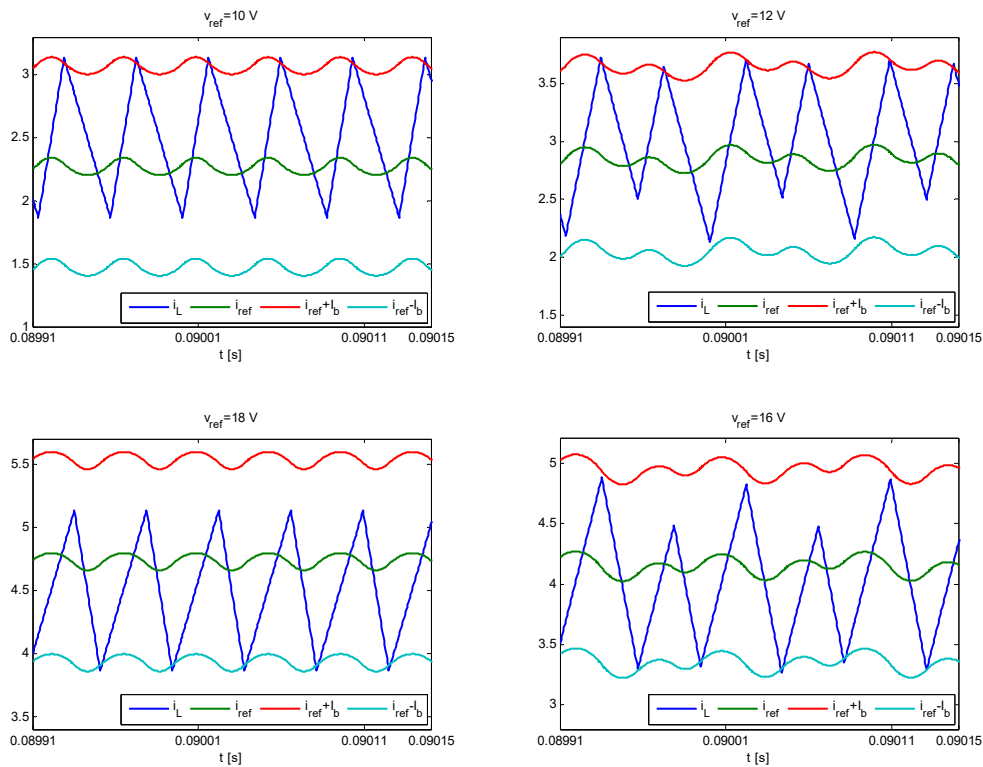
Резултати са Сlike 2.7 су веома слични претходним при отвореној напонској петљи, с тим што је у овом случају вањски напонски компензатор задужен за добијање потребне вредности референтне струје i_{ref} , како би се постигао жељени ниво напона v_{ref} на излазу спуштача.

Поређења ради, на Слици 2.8 приказани су таласни облици струје пригушнице спуштача са конвенционалним DCMC управљањем, и са отвореном и затвореном вањском напонском петљом, где је за разлику од ADCMC управљања разлика између средње и референтне струје очигледна и не може се занемарити. Вредност параметра I_b је изабрана према (2.1) и износи 0.8 A .

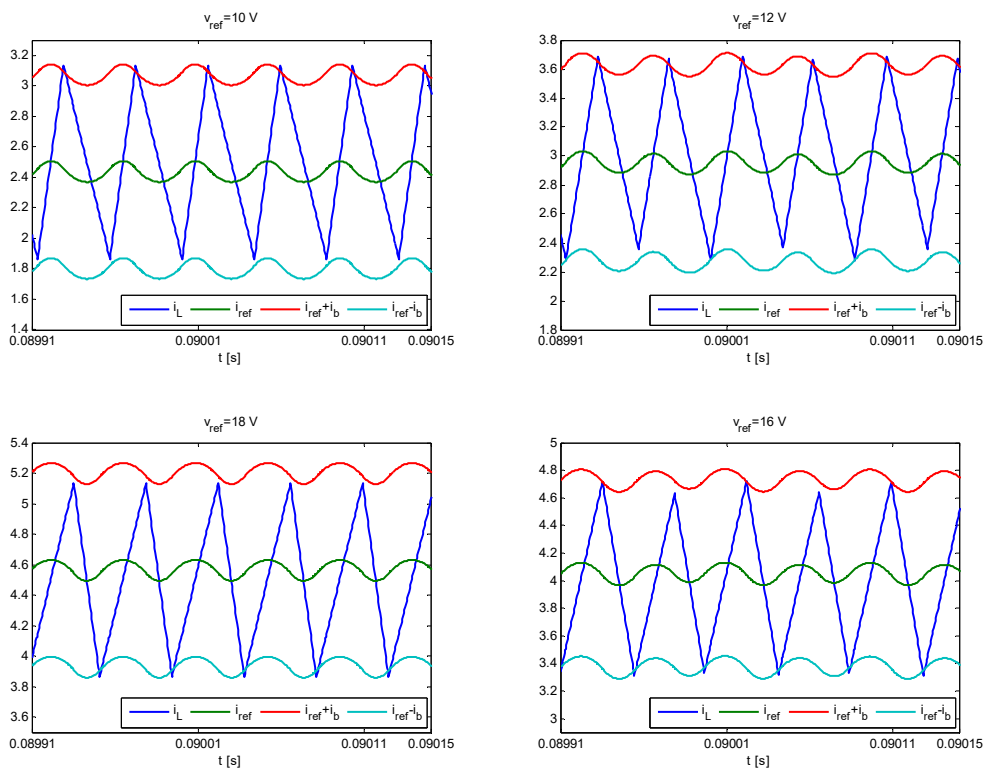


Слика 2.8. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1.5$ А, 5 А (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=6$ V, 20 V (затворена вањска напонска петља)

У свим претходним симулацијама са затвореном напонском петљом параметар σ има вредност $\sigma=200$ из Табеле 2.4, односно појачања вањског ПИ компензатора износе $k_p=0.15$ и $k_i=40$. У складу са изабраном вредношћу σ , време трајања прелазног процеса вањске напонске петље износи око 25 ms, што је сасвим задовољавајуће. Осим тога, при анализи струјних управљања често се намерно напонска петља успорава, да би се у први план истакло понашање брзе унутрашње струјне петље [43], [92]. Међутим, као што је раније анализирано при пројектовању напонског компензатора, повећавањем σ се може значајно убрзати одзив напонске петље, али са превеликим σ могу се изазвати субхармонијске осцилације струје пригушнице. Нпр., ако се изабере педесет пута веће σ , тј. $\sigma=10^4$, што одговара трајању прелазног процеса од око 0.5 ms (десетак прекидачких периода), добијају се превелика појачања ПИ компензатора: $k_p=19.75$ и $k_i=10^5$. Као последица тога, таласност излазног напона се много више појачава, па референтна струја i_{ref} и границе с којим се струја пригушнице пореди, имају знатно већу таласност, што доводи до појаве субхармонијских осцилација. То потврђују резултати са Сликe 2.9 и Сликe 2.10, за DCMC и ADCMC управљање, респективно.



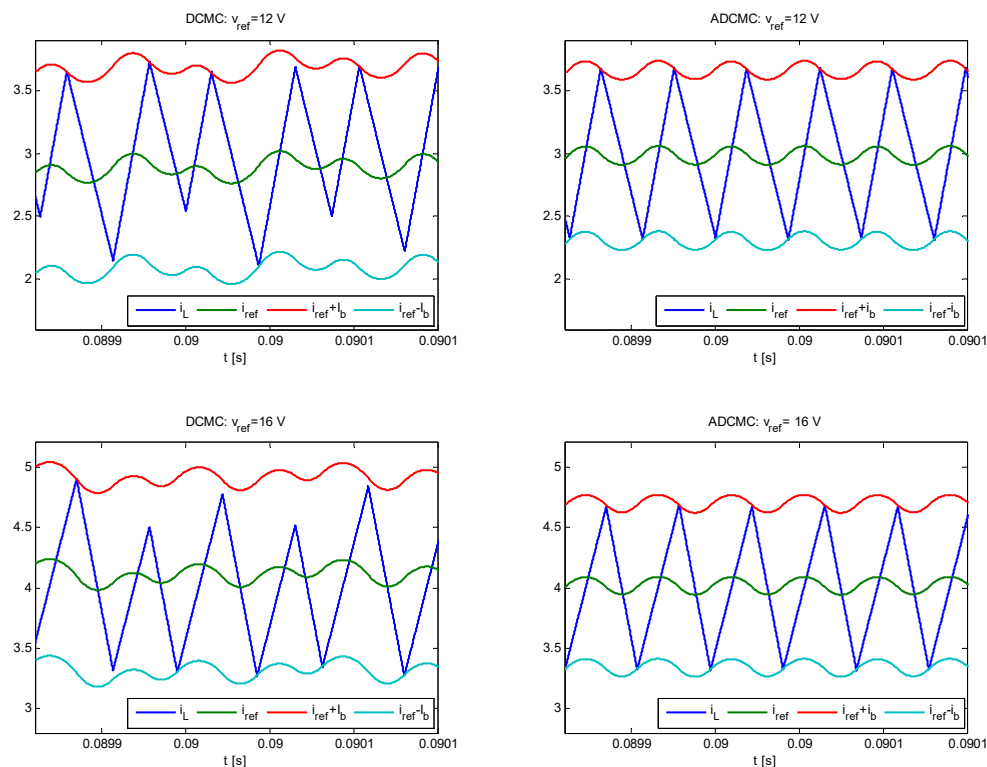
Слика 2.9. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за превелико σ (затворена вањска напонска петља)



Слика 2.10. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за превелико σ (затворена вањска напонска петља)

По прорачунима нових граница стабилности датим у [89] (дат је *Matlab* кôд у Прилогу 1), који узимају у обзир затворену вањску напонску петљу, за наведена превелика појачања ПИ компензатора DСМС управљање обезбеђује стабилан рад спуштача за факторе испуне од 0 до приближно 0.39, односно од око 0.61 до 1. Очигледно, ако је модуо вањског напонског компензатора на прекидачкој фреквенцији знатно већи него што је уобичајено, конвенционалне границе стабилности се сужавају. Као што је приказано на Слици 2.9 у случају DСМС управљања, ако је фактор испуне приближно једнак 0.36 ($v_{ref}=10$ V), нема субхармонијских осцилација. Међутим, ако је $v_{ref}=12$ V (фактор испуне приближно једнак 0.43), субхармонијске осцилације су изражене. Слично важи и за факторе испуне веће од 0.5. Када је $v_{ref}=16$ V (фактор испуне износи око 0.57), изражене су субхармонијске осцилације, док у случају када је фактор испуне око 0.64 ($v_{ref}=18$ V), нема субхармонијских осцилација.

Према томе, приказани симулациони резултати са Сlike 2.9 потврђују прорачуне у раду [89]. Исти закључци важе и за ADCСМС управљање (Слика 2.10), с тим што су субхармонијске осцилације много мање него у случају DСМС управљања.



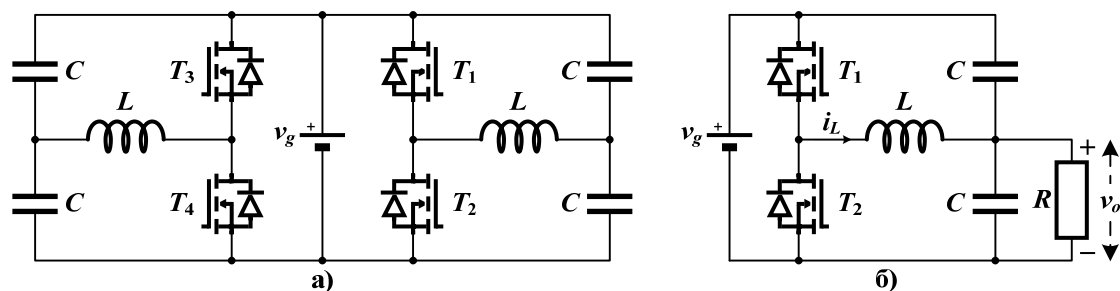
Слика 2.11. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DСМС и ADCСМС управљањем у стационарном стању, за превелико σ (затворена вањска напонска петља), при мањем временском кораку симулације

Ако се временски корак симулације смањи десет пута, још бољи резултати се добију за ADCMC управљање, тј. субхармонијске осцилације су скоро потпуно елиминисане, као што је приказано на Слици 2.11. То значи да се код ADCMC управљања у идеалном случају (не постоји или је занемарљиво кашњење приликом поређења струје пригушнице са границама), субхармонијске осцилације уопште не јављају, или се могу занемарити, у целом опсегу фактора испуне од нула до један, без обзира на параметре вањског напонског компензатора.

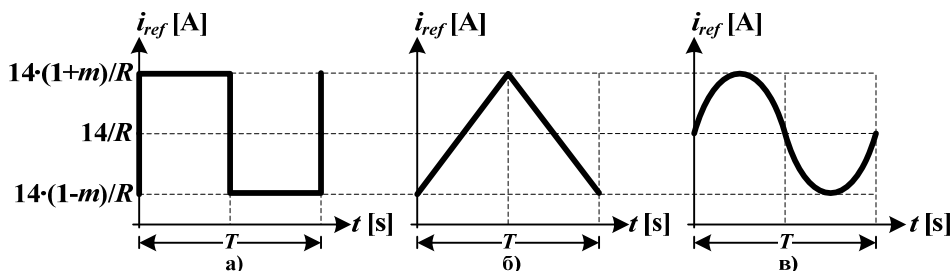
Б. Праћење различитих таласних облика референтне струје

Као што је истакнуто у уводном делу дисертације, један од примарних захтева струјног управљања је одлична динамика унутрашње струјне петље, што подразумева брзо достизање нових стационарних стања, за пар прекидачких периода. Ако је то задовољено, уз услов да је разлика између средње и референтне струје пригушнице елиминисана, струјна петља омогућава прецизно праћење различитих таласних облика референтне струје, које је веома битно код претварача чија средња струја пригушнице није константна, већ се стално мења у току рада. Нпр., код PFC исправљача струја пригушнице, тј. њена средња вредност мора да прати таласни облик исправљеног мрежног синусног напона. Такође, код инвертора излазни напон и струја филтарске пригушнице су наизменични и периодично се мењају, најчешће у синусном облику.

Код обичног једноквадрантног (1Q) спуштача (Слика 2.1 а)) са константним излазним напоном, где се користи електролитски кондензатор на излазу, нема смисла испитивати праћење периодичних таласних облика референтне струје на нпр. мрежној фреквенцији од 50 Hz, јер излазни напон не може довољно брзо да се мења, због велике капацитивности излазног кондензатора (у конкретном случају капацитивност електролитског кондензатора спуштача са Сликe 2.1 а) износи $C=1000 \mu\text{F}$). Према томе, не могу се постићи одговарајући прелазни режими, односно пре свега промене фактора испуне у широком опсегу, као нпр. код инвертора, што онемогућује адекватну анализу динамичких карактеристика струјне петље. Из тих разлога, уместо 1Q разматраће се двоквадрантни (2Q) спуштач, као део четвороквадрантног (4Q) претварача, тј. мостног инвертора (Слика 2.12). 2Q претварач са Сликe 2.12 б) у овом случају ради као синхрони спуштач. Филтарски део 2Q спуштача чине пригушница, чија је индуктивност L иста као у претходном случају ($L=220 \mu\text{H}$), и два блок кондензатора капацитивности $C=10 \mu\text{F}$ (ове вредности капацитивности су уобичајене у излазном филтру инвертора, на датој прекидачкој фреквенцији).



Слика 2.12. а) 4Q претварач (инвертор), б) 2Q спуштач



Слика 2.13. Таласни облици референтне струје i_{ref} . а) правоугаони, б) троугласти, в) синусни

У првом случају вањска напонска петља је отворена, а задавани су следећи периодични таласни облици референтне струје i_{ref} : правоугаони, троугласти и синусни (Слика 2.13), мрежне фреквенције 50 Hz, односно периода $T=20$ ms.

Нека је синусна референтна струја i_{ref} са Сликe 2.13 једнака:

$$i_{ref}(t) = \left(\underbrace{\frac{V_g}{2} + \frac{V_g}{2} m \sin(2\pi 50t)}_{v_o(t)} \right) \frac{1}{R} = \frac{14}{R} + \frac{14m}{R} \sin(2\pi 50t) \text{ [A]}, \quad (2.79)$$

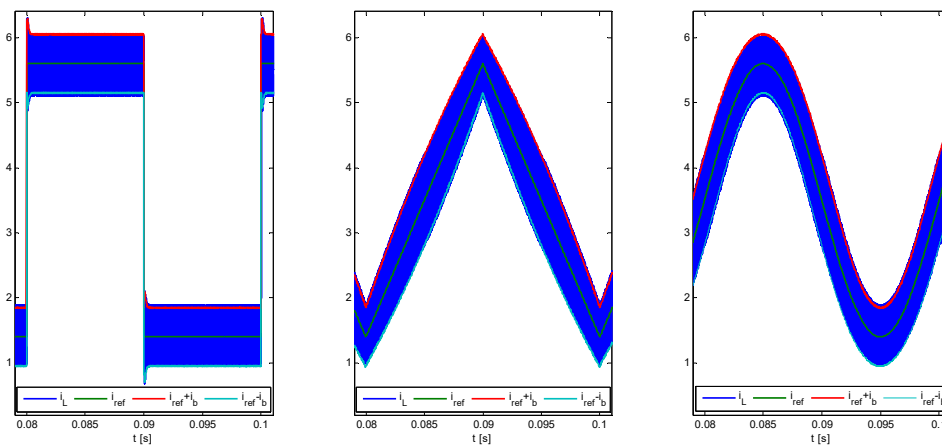
тако да, уз претпоставку да је остварена једнакост референтне струје и средње вредности струје пригушнице, излазни напон 2Q спуштача износи:

$$v_o(t) = R i_{ref}(t) = \frac{V_g}{2} + \frac{V_g}{2} m \sin(2\pi 50t) = 14 + 14m \sin(2\pi 50t) \text{ [V]}, \quad (2.80)$$

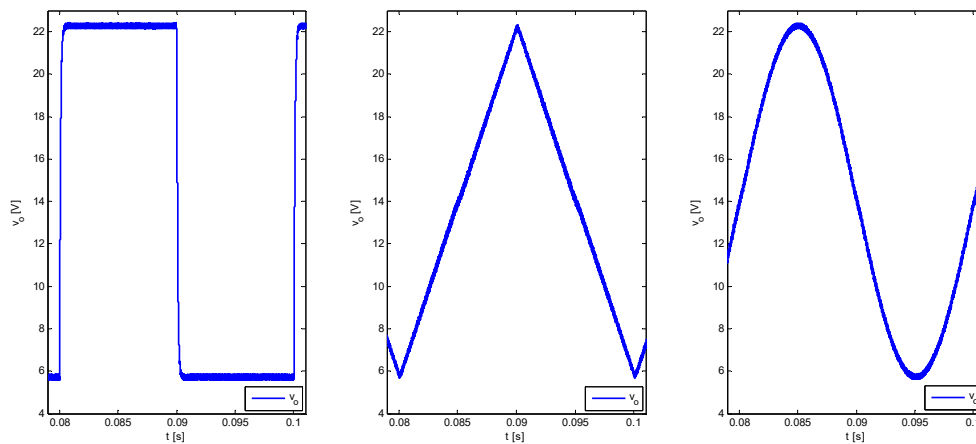
где је фактор амплитудске модулације $m=0.6$. Из (2.79) и (2.80) следи да се референтна струја мења у границама од 1.4 А до 5.6 А, а излазни напон од 5.6 V до 22.4 V. Овакве промене су уведене из разлога да се постигне промена фактора испуне у широком опсегу, као код инвертора, у конкретном случају приближно од 0.2 до 0.8. Тиме се истовремено постижу и промене таласности струје пригушнице у широком опсегу (у

складу са изразом за Δi_{Lpp} из Табеле 2.1), а и ADCМС управљање периодично пролази кроз све радне режиме приказане на Слици 2.1.

На Слици 2.14 и Слици 2.15 дати су респективно таласни облици струје пригушнице и излазног напона 2Q спуштача, за сва три случаја референтне струје. Очигледно, ADCМС управљање обезбеђује одлично праћење референтне струје (Слика 2.14), првенствено због скоро нулте разлике између средње и референтне струје пригушнице. Такође, излазни напон има очекиване вредности (Слика 2.15).



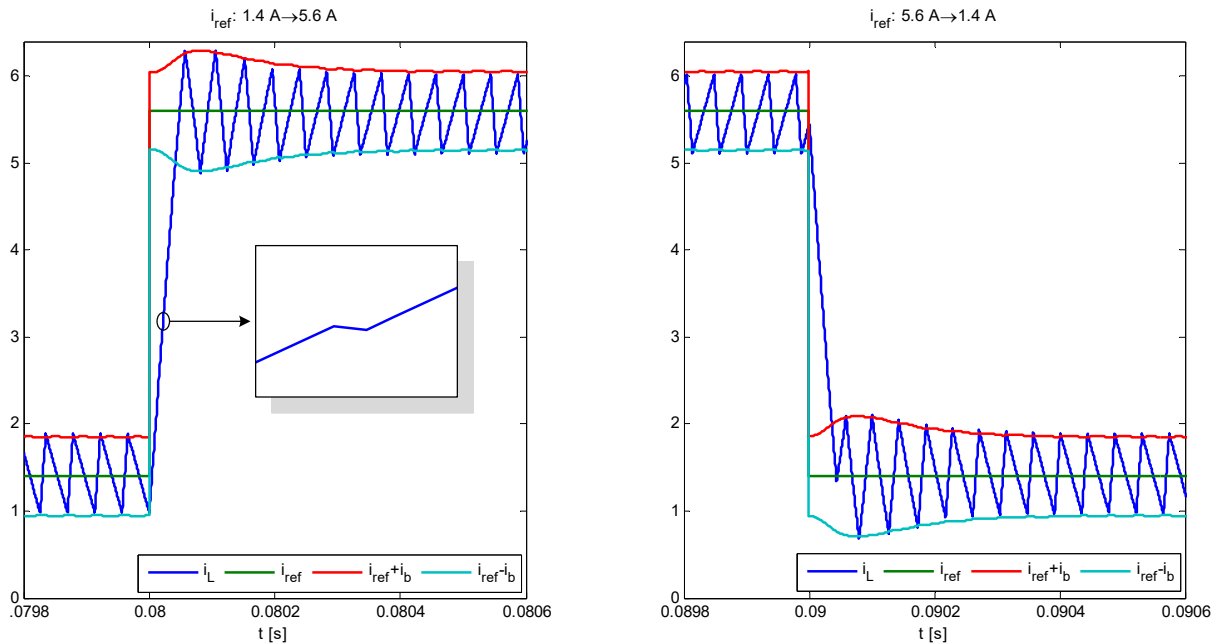
Слика 2.14. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCМС управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Слике 2.13



Слика 2.15. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са ADCМС управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Слике 2.13

Посебно је значајан одзив струјне петље на правоугаони таласни облик референтне струје (с леве стране Слике 2.14), на основу којег се најбоље може описати динамика струјне петље. На Слици 2.16 дат је увећан таласни облик струје пригушнице за растућу и опадајућу ивицу референтне струје. За свега неколико прекидачких

периода се успоставља ново стационарно стање, што потврђује одличне динамичке перформансе ADCMC управљања. Струја пригушнице веома брзо достиже референтну струју, при порасту и опадању. Једино приликом скоковитог раста референтне струје, због деловања clk_B тактног сигнала (SR леч у симулацији је ресет-доминантан), струја пригушнице за кратко време трајања clk_B сигнала опада, што се види у означеном увећаном делу њеног таласног облика са леве стране Сlike 2.16.



Слика 2.16. Одскачни одзив унутрашње струјне петље ADCMC управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref}

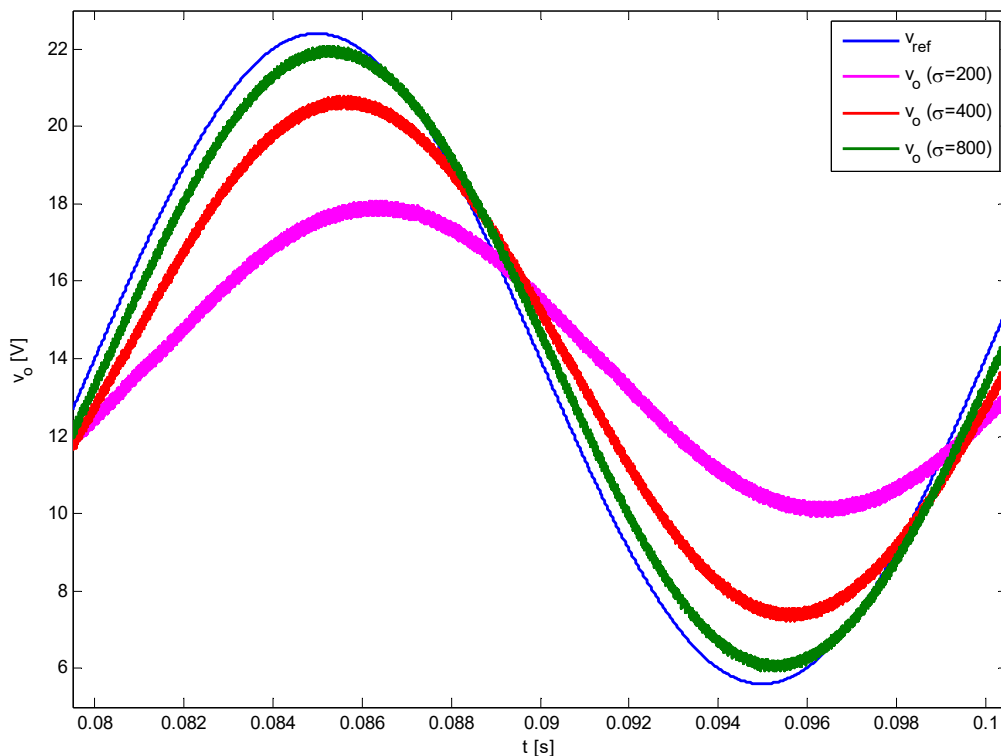
Приказани резултати потврђују да је ADCMC управљање применљиво и на сложеније типове претварача, односно у сложенијим случајевима где струја пригушнице и излазни напон нису константни, већ се најчешће периодично мењају.

Када се затвори вањска напонска петља, дефинишу се периодични таласни облици референтног излазног напона v_{ref} . Нпр., за остварење синусног излазног напона 2Q спуштача потребно је задати напон:

$$v_{ref}(t) = \frac{V_g}{2} + \frac{V_g}{2} m \sin(\omega t) = 14 + 14m \sin(\omega t) \text{ [V]}. \quad (2.81)$$

Применом ПИ вањског напонског компензатора се не може постићи прецизно регулисање излазног напона у овом случају, због његове недовољне брзине. На Сlici

2.17 приказани су таласни облици излазног напона у случају референтног напона (2.81), са фактором модулације $m=0.6$ и фреквенцијом $\omega=2\pi 50$ rad/s, за три вредности параметра σ : $\sigma=200$, 400 и 800, тј. њима одговарајуће вредности појачања ПИ компензатора: $(k_p, k_i)=(0.15, 40)$, $(0.55, 160)$ и $(1.35, 640)$, респективно. У сва три случаја постоји значајна грешка праћења задатог напона. Такође, излазни напон касни за референтним. Са повећањем параметра σ добијају се бољи резултати, због побољшане динамике напонске петље. Међутим, као што је раније дискутовано, убрзавањем напонске петље се знатно квари таласни облик референтне струје због појачане таласности која потиче од излазног напона (појачања k_p и k_i постају превелика). Као последица тога јављају се субхармонијске осцилације струје пригушнице.

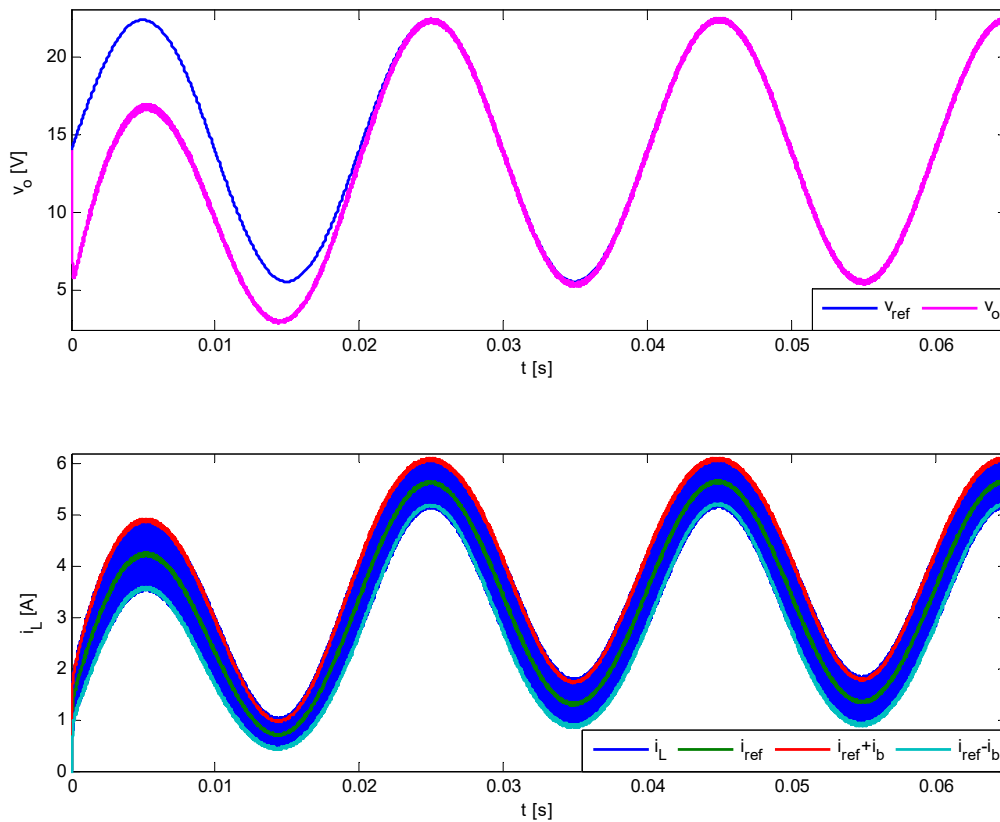


Слика 2.17. Таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (затворена вањска напонска петља), при различитим вредностима σ

Најефикасније решење проблема праћења синусних таласних облика референтног сигнала предложено је у [93]. Уместо стандардних линеарних регулатора, као што су ПИ или пропорционално-интегрално-диференцијални (ПИД), за праћење синусних референтних сигнала у [93] је предложено коришћење тзв. пропорционално-интегрално-синусног (ПИС) компензатора, следеће функције преноса:

$$C_{PIS}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_s s}{s^2 + \omega^2}. \quad (2.82)$$

ПИС компензатор (2.82) је настао тако што је ПИ компензатору додат члан који представља Лапласову трансформацију функције $\cos(\omega t)$, помножен појачањем k_s . Резонантна фреквенција ω додатог члана мора бити једнака кружној фреквенцији синусног референтног сигнала. Према томе, из (2.82) следи да је модуо функције преноса ПИС компензатора на фреквенцији ω бесконачно велики, што представља кључну предност овог типа компензатора у праћењу синусног референтног сигнала.

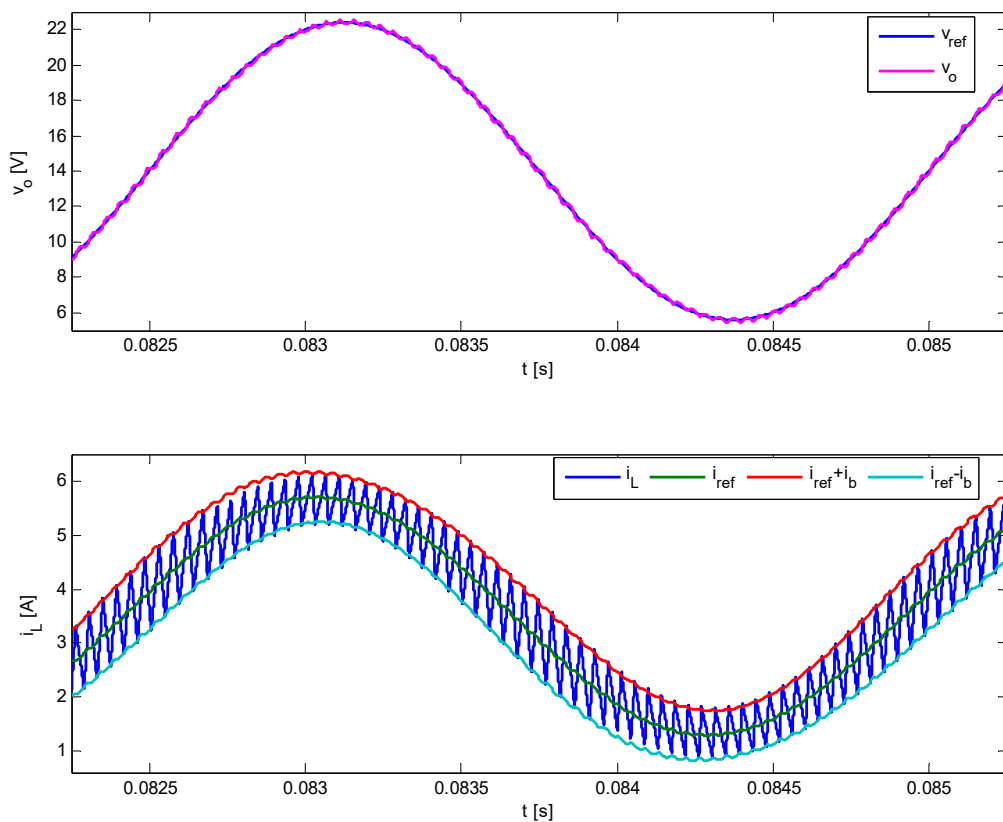


Слика 2.18. Таласни облици синусног излазног напона и струје пригушнице 2Q спуштача са ADCМС управљањем, са ПИС напонским компензатором

Ако се примени ПИС компензатор (2.82) у улози вањског напонског компензатора $G_{cv}(s)$, добијају се резултати дати на Слици 2.18. Одлична особина ПИС компензатора је што појачања ПИ дела k_p и k_i могу сачувати исте вредности као у случају када се користи само ПИ компензатор, чак и када је ПИ компензатор пројектован да има релативно спору динамику. Таласни облици са Слике 2.18 су добијени за следеће параметре: $k_p=0.15$, $k_i=40$ (вредности појачања k_p и k_i одговарају

вредности параметра $\sigma=200$), $k_s=100$ и $\omega=2\pi 50$ rad/s. Вредност појачања k_s је изабрана емпиријски, тако да процедура за његов избор није предмет истраживања ове дисертације. Са Сlike 2.18 је очигледно да је потребан само један период $T=2\pi/\omega=20$ ms синусног референтног напона v_{ref} , датог у (2.81), за успостављање „стационарног“ стања, тј. прецизног праћења референтног напона. Такође, ПИС компензатор на свом излазу даје референтну струју i_{ref} (Слика 2.18), која је скоро идентична референтној струји (2.79) из претходног случаја тестирања са отвореном напонском петљом.

ПИС компензатор се може применити и за регулисање синусног излазног напона 2Q спуштача већих фреквенција од номиналних 50 Hz, без промене вредности појачања k_p , k_i и k_s . Једино је неопходно прилагодити параметар ω жељеној фреквенцији референтног напона. Нпр., ако синусни референтни напон v_{ref} има фреквенцију од 400 Hz, тј. $\omega=2\pi 400$ rad/s, добију се резултати са Сlike 2.19.



Слика 2.19. Таласни облици синусног излазног напона ($\omega=2\pi 400$ rad/s) и струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, са ПИС напонским компензатором

Фреквенција од 400 Hz је типична код инвертора који се користе у авионској индустрији [94], [95]. Са Сlike 2.19 је очигледно да ADCMC управљање обезбеђује

одлично праћење синусног референтног излазног напона, односно референтне струје пригушнице, и за веће фреквенције, као што је 400 Hz.

В. Скоковите промене улазног напона

У уводном делу дисертације наглашен је значај тзв. „*line feedforward*“ функције, која је природно уграђена код струјног управљања. У (2.58) је показано да је функција преноса од улазног ка излазном напону спуштача са ADCMC управљањем, у случају отворене вањске напонске петље, једнака нули. Исто важи и за случај када је вањска напонска петља затворена, када се уврсти параметар $K_{vg}=0$ из Табеле 2.3 у (2.74). То значи да, када је разлика између средње и референтне струје пригушнице једнака нули на сваком прекидачком периоду, промене улазног напона спуштача немају уопште никакав утицај на његов излазни напон. Међутим, ако се због било којих несавршености, као што су у првом реду наведена прекидачка кашњења, појави струјна грешка, постојаће ипак одређени, иако врло мали, поремећаји (пропади или прескоци) у излазном напону спуштача у тренуцима скоковитих промена улазног напона (појачање K_{vg} је мало, али ипак различито од нуле). Такође, поремећаји у излазном напону се јављају и због чињенице да је веома тешко остварити једнакост средње и референтне струје баш на сваком прекидачком периоду, поготово у прелазним режимима.

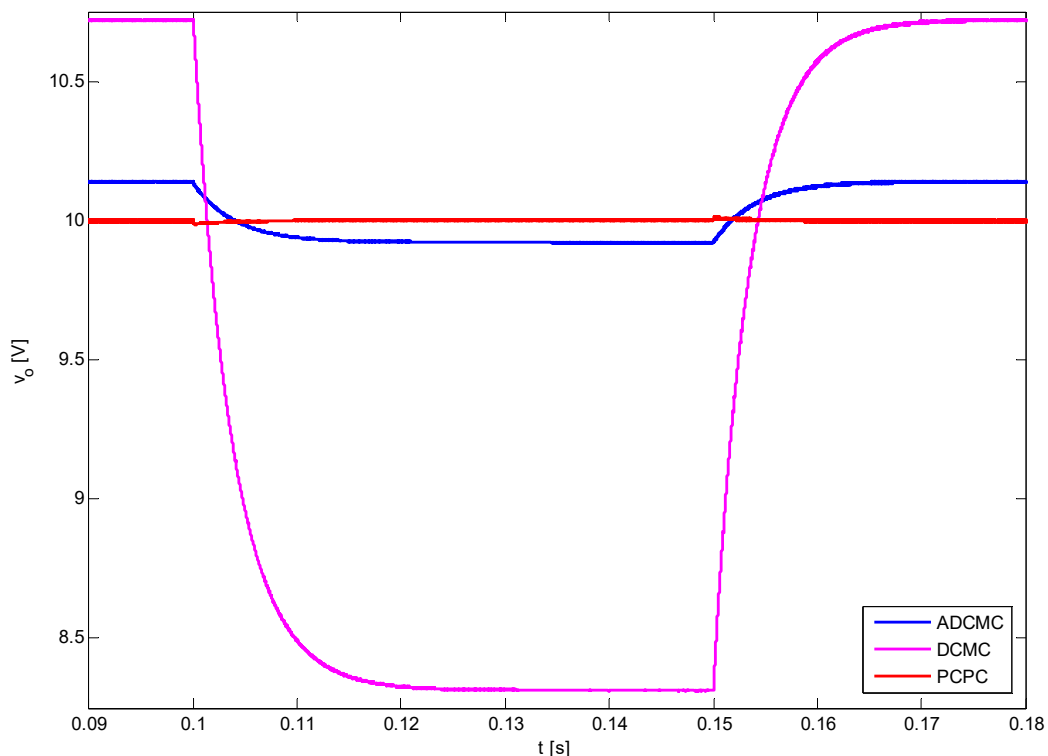
У наредним резултатима симулација показан је утицај скоковитих промена улазног напона спуштача (посматра се обични спуштач са Сlike 2.1 а)) на понашање ADCMC управљања. Прво је вањска напонска петља отворена. Уведене су релативно велике скоковите промене улазног напона са номиналне вредности од 28 V на 16 V (око 57 % номиналног улазног напона) и обрнуто. Задата је константна струја $i_{ref}=2.5$ A, тако да се намерно остваре незгодни прелазни са фактора испуне $D<0.5$ на $D>0.5$, и обрнуто, што значи да ће ADCMC управљање морати нагло да мења своје радне режиме (Слика 2.1 б)).

На Слици 2.20 приказани су таласни облици излазног напона спуштача при наведеним променама улазног напона. Поређења ради, на истој слици дати су и симулациони резултати у случају конвенционалног DCMC и новог PCPC управљања.

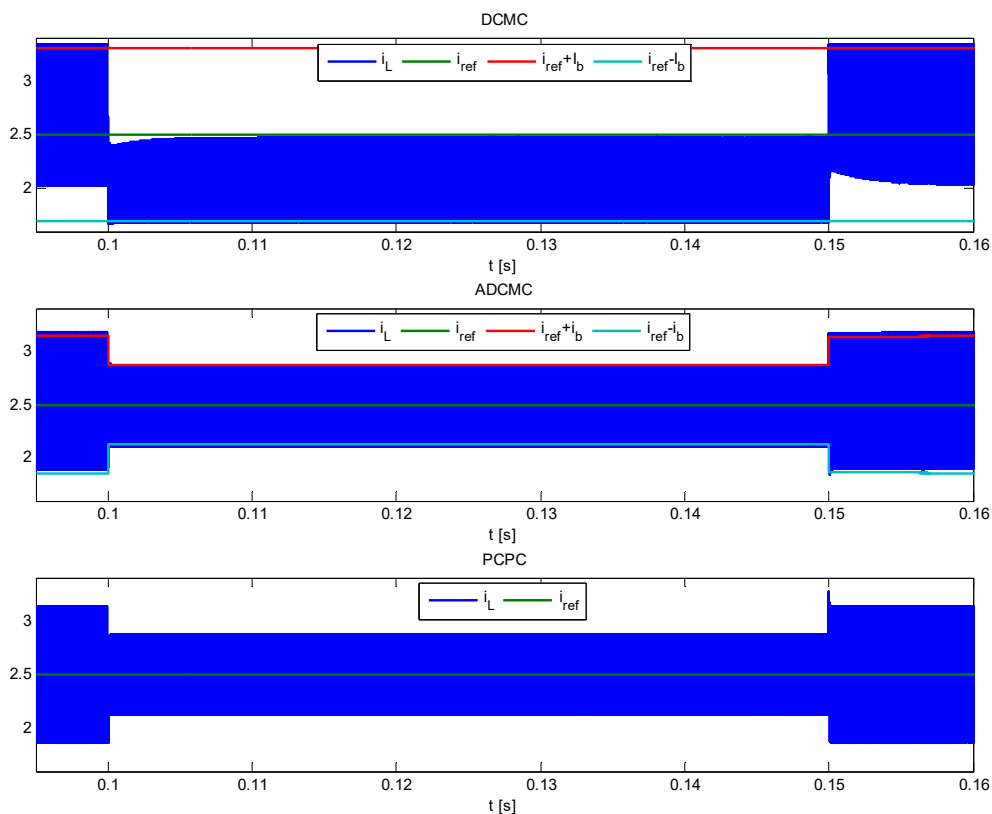
Таласни облици струје пригушнице дати су на Слици 2.21. Увећан приказ струја са Сlike 2.21 за ADCMC и PCPC управљања дат је на Слици 2.22.

Са Сlike 2.20 су очигледне предности ADCMC и PCPC управљања у односу на DCMC управљање. Одступање стационарне вредности излазног напона од очекиваних $2.5 \cdot 4 = 10$ V, које се јавља код DCMC управљања, је директна последица разлике између

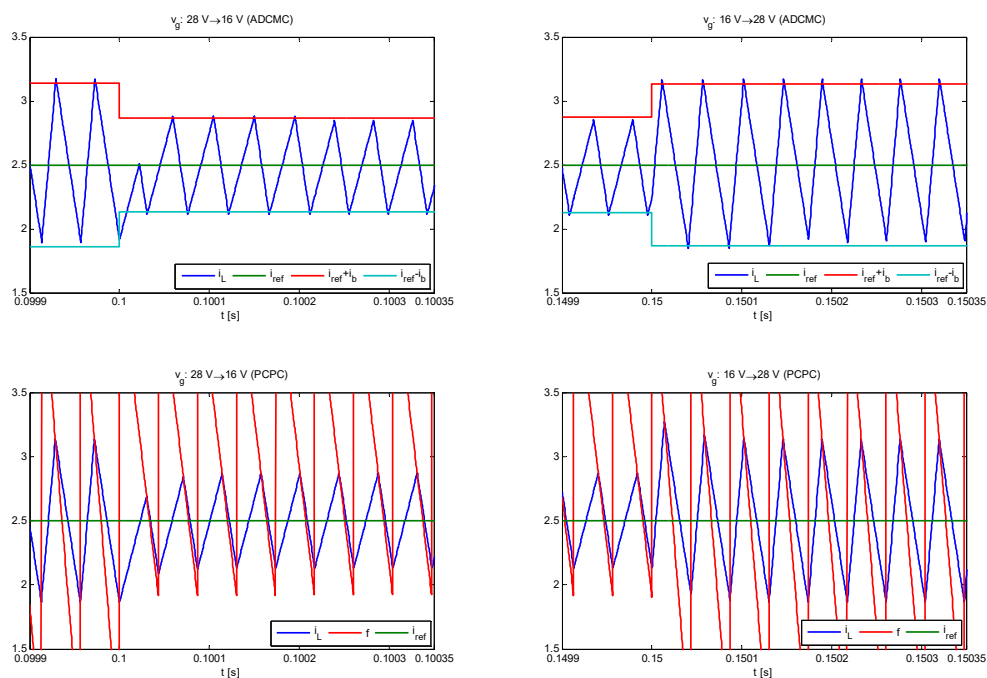
средње и референтне струје пригушнице (Слика 2.21). Утицај скоковитих промена улазног напона је веома изражен, јер је пропад излазног напона око 2.4 V, тј. 22.4 % у односу на стационарних 10.72 V (Слика 2.20). С друге стране, ADCMC управљање је знатно мање осетљиво на промене улазног напона, јер пропад излазног напона износи само око 0.2 V, тј. 2.2 % у односу на стационарних 10.14 V. Услед постојања веома мале грешке у стационарном стању између средње и референтне струје (Слика 2.21), због раније споменутих прекидачких кашњења, стационарне вредности излазног напона нису једнаке очекиваној вредности од 10 V, већ се мало разликују: 10.14 V и 9.92 V. РСРС управљање даје најбоље резултате, јер скоро не постоји грешка у стационарном стању између средње и референтне струје, нити излазног напона и очекиваних 10 V. Због специфичне компензационе рампе, као што је раније објашњено, РСРС управљање има најизраженију „*line feedforward*“ функцију, што се огледа у веома брзом детектовању промена улазног напона (Слика 2.22). Међутим, са становишта брзине успостављања нових стационарних стања, предложено ADCMC не заостаје за РСРС управљањем (Слика 2.22).



Слика 2.20. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и РСРС (отворена вањска напонска петља)

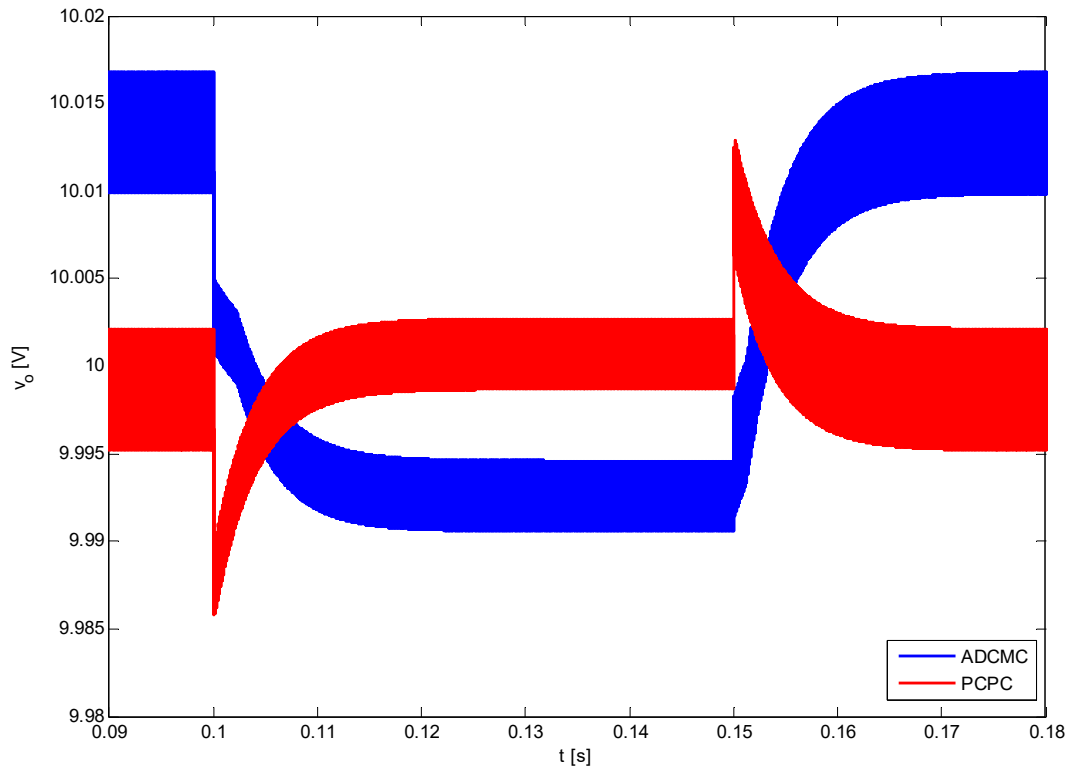


Слика 2.21. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (отворена вањска напонска петља)



Слика 2.22. Увећан приказ таласних облика струје пригушнице спуштача са Сlike 2.21, за ADCMC и PCPC (отворена вањска напонска петља)

Ако се временски корак симулације смањи десет пута с циљем минимизације кашњења, још више се ADCMC и PCPC управљања приближавају по својим перформансама (Слика 2.23).



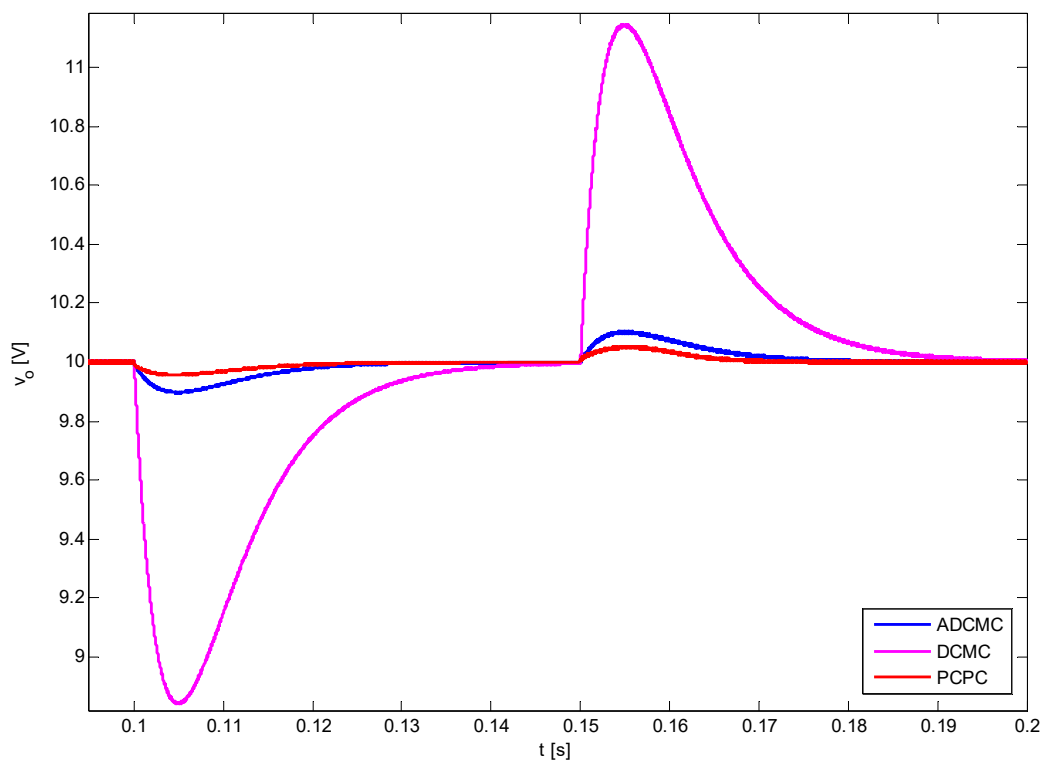
Слика 2.23. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC и PCPC (отворена вањска напонска петља), при мањем временском кораку симулације

У случају затворене вањске напонске петље ($v_{ref}=10$ V), дати су симулациони резултати на Слици 2.24 (излазни напон) и Слици 2.25 (струја пригушнице), где су такође извршена поређења ADCMC управљања са DCMC и PCPC управљањима, под идентичним условима, са истим параметрима вањског напонског компензатора.

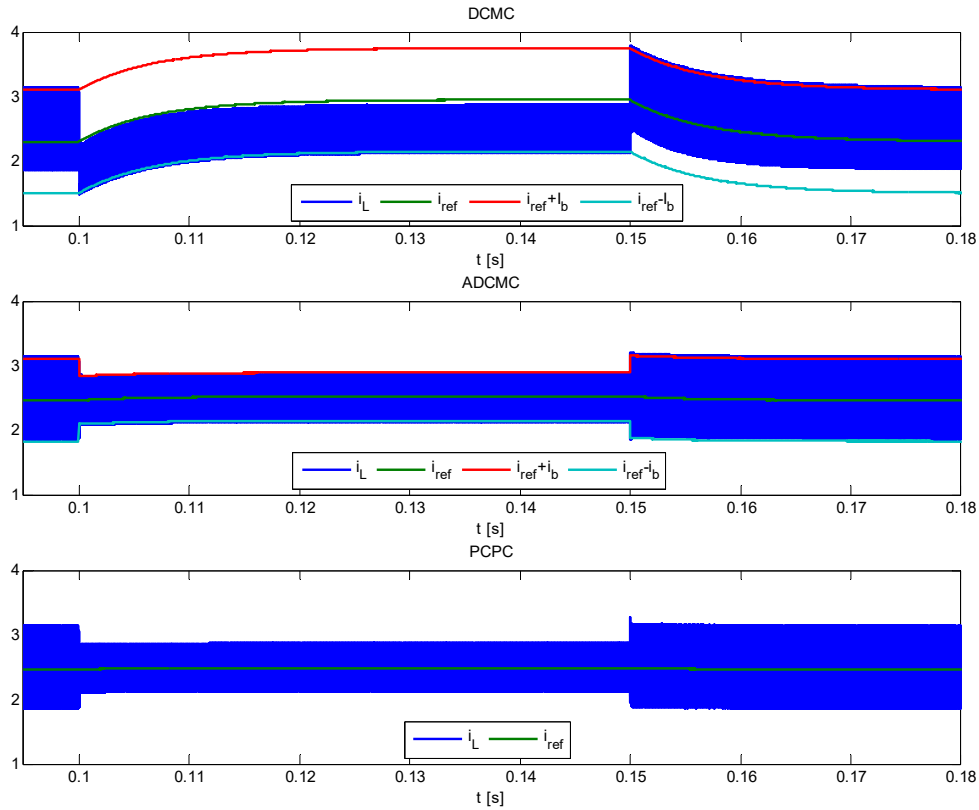
Слични закључци важе као у претходном случају, с тим што у стационарном стању сва три управљања обезбеђују одржавање жељене вредности излазног напона од 10 V (Слика 2.24). Због постојања разлике између средње и референтне струје пригушнице код DCMC управљања (Слика 2.25), вањски напонски компензатор је задужен за добијање нове вредности референтне струје услед скоковитих промена улазног напона, како би се одржао жељени ниво излазног напона, односно средња вредност струје пригушнице од $10/4=2.5$ A. Код ADCMC и PCPC управљања то није

случај, због елиминисања струјне грешке, тако да вањски напонски компензатор „нема пуно посла“ у прелазним режимима и референтна струја се практично не мења.

У складу са подешеним параметрима ПИ компензатора, односно изабраном вредношћу $\sigma=200$, очекивано време трајања прелазних процеса износи око 25 ms, што потврђују добијени резултати са Сlike 2.24 за ADCMC управљање. Из раније наведених разлога, у току прелазних режима постоје пропади и прескоци излазног напона, који су веома мали, око 1 % у односу на стационарну вредност од 10 V. Ови поремећаји се могу још више сузбити повећањем параметра σ , чиме се такође и убрзавају прелазни процеси.



Слика 2.24. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља)



Слика 2.25. Галасни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља)

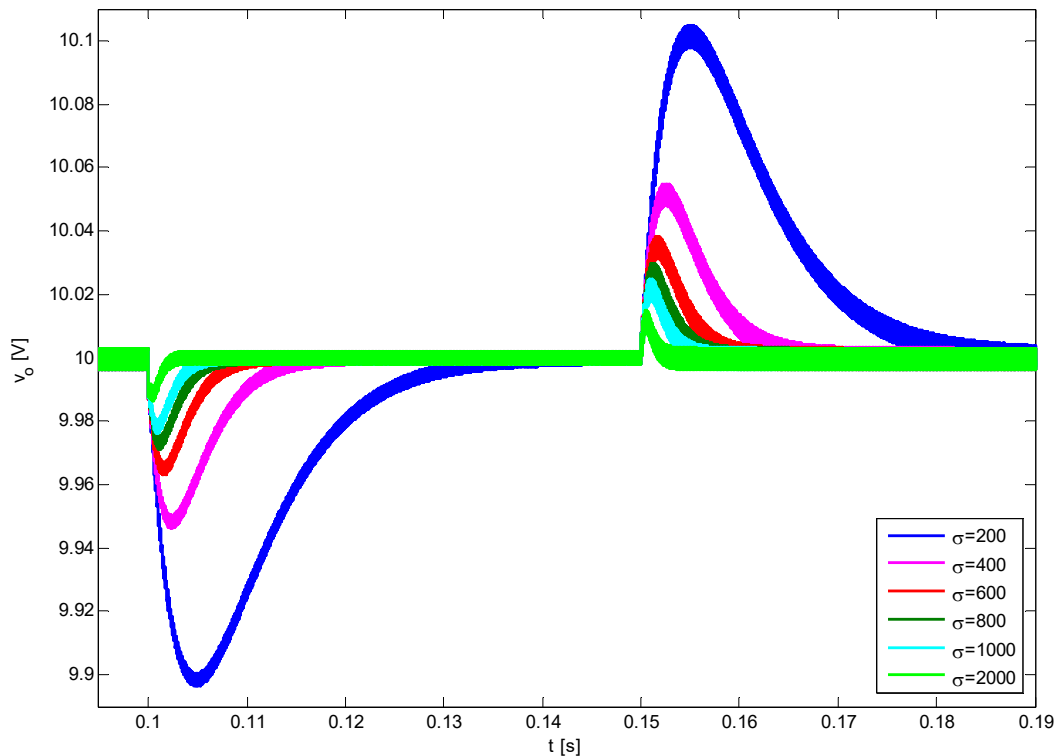
На Слици 2.26 дати су симулациони резултати за ADCMC управљање, при различитим вредностима σ , где је очигледно побољшање одзива са порастом σ . Нпр., за десет пута веће $\sigma=2000$, трајање прелазних процеса је око десет пута краће (око 2.5 ms), а и пропади/прескоци излазног напона су око десет пута мањи (око 0.1 %).

Струјна грешка, иако веома мала, ипак утиче да параметар K_{vg} (Табела 2.3) спуштача не буде једнак нули као у идеалном случају, па се амплитуда пропада/прескока излазног напона одређује према релацији (2.76), уз чињеницу да је фреквенција ω_z бесконачна:

$$\hat{v}_{peak}(\sigma) = \lim_{\omega_z \rightarrow \infty} \frac{V_g K_{vg} \omega_p (\sigma + \omega_z)^2 e^{-1}}{\omega_z (\omega_z + \omega_p) \sigma} = \frac{V_g K_{vg} \omega_p e^{-1}}{\sigma}. \quad (2.83)$$

Из (2.83) је јасно да је величина пропада/прескока излазног напона спуштача услед скоковитих промена улазног напона обрнуто пропорционална вредности σ , тако да се није случајно добила десет пута мања величина пропада/прескока за $\sigma=2000$ у

односу на $\sigma=200$. Ова анализа заправо показује и валидност изведеног „small-signal“ модела ADCMC управљања.



Слика 2.26. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC (затворена вањска напонска петља), при различитим вредностима σ

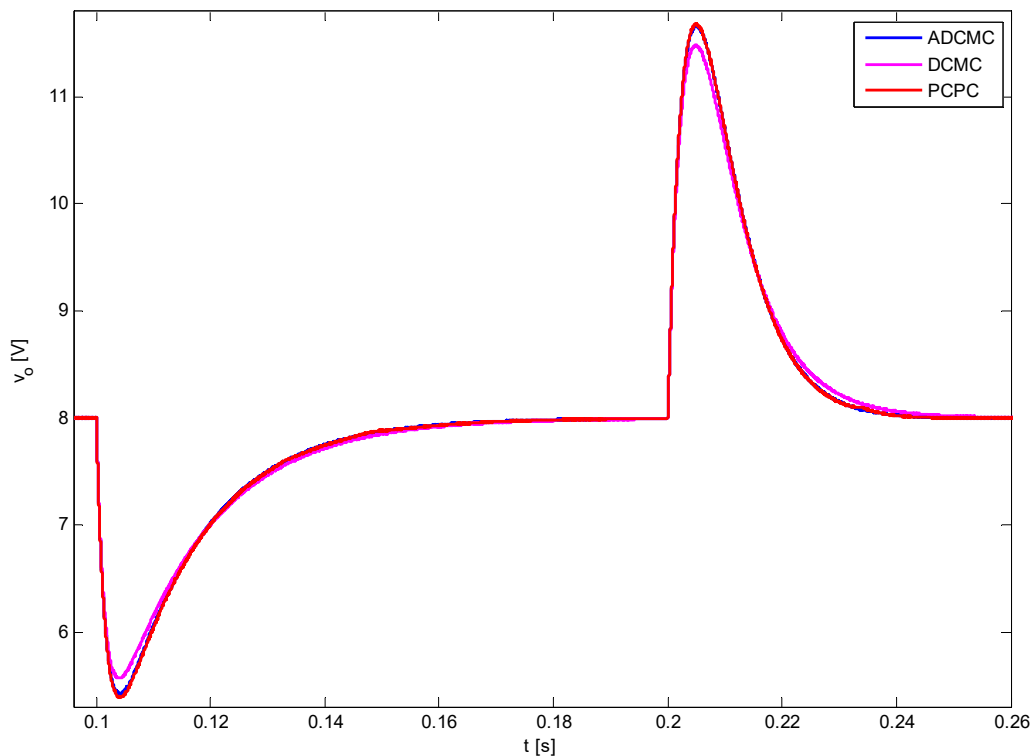
Г. Скоковите промене оптерећења

Још једна веома битна карактеристика сваког претварача енергетске електронике је робусност на промене струје оптерећења. С обзиром да се у овом поглављу разматрају DC-DC претварачи, један од основних задатака DC-DC претварача је да осигура константан напон на свом излазу, без обзира на промене струје оптерећења. Углавном се у свим анализама примењују скоковите промене струје оптерећења [2]. У овој дисертацији као оптерећење DC-DC претварача користи се отпорник отпорности R , па ће се скоковите промене струје оптерећења остварити скоковитим променама његове отпорности.

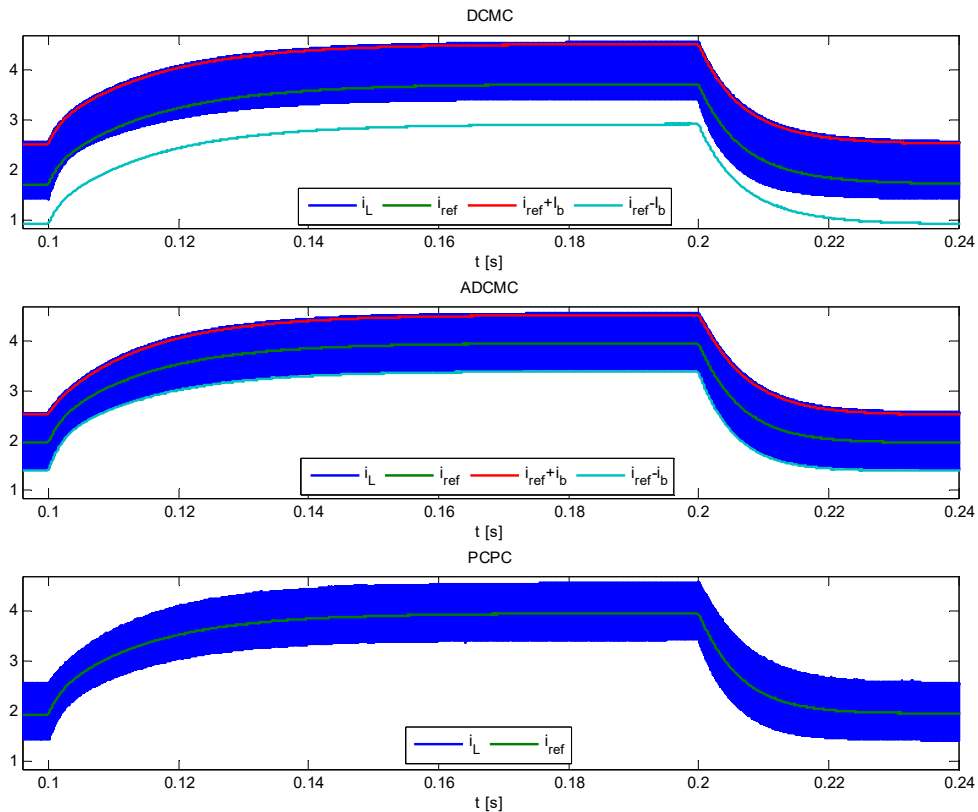
У наредним симулацијама показан је утицај скоковитих промена отпорности оптерећења спуштача на понашање ADCMC управљања. Тестиране су скоковите промене отпорности са номиналне $R=4 \Omega$ на 50 % номиналне $R=2 \Omega$, и обрнуто. Излазни напон је регулисан на вредност $v_o=8$ V, па се струја оптерећења мења са 2 A на

4 A и обрнуто. Појачања ПИ напонског компензатора износе $k_p=0.15$ и $k_i=40$ ($\sigma=200$). Таласни облици излазног напона и струје пригушнице приказани су на Слици 2.27 и Слици 2.28, респективно. На истим сликама дати су и резултати за конвенционално DСМС и ново РСРС управљање, добијени у истим условима (исти параметри ПИ компензатора), како би се обавило равноправно поређење.

На основу резултата са Слике 2.27 може се закључити да ADCМС управљање успешно елиминише поремећаје настале на страни оптерећења. Прелазни режими су скоро исти као за друге две управљачке методе, што значи да се напреднијим управљањима, као што су РСРС и предложено ADCМС, не може побољшати одзив на поремећаје оптерећења, у односу на конвенционалне методе, као што је DСМС.



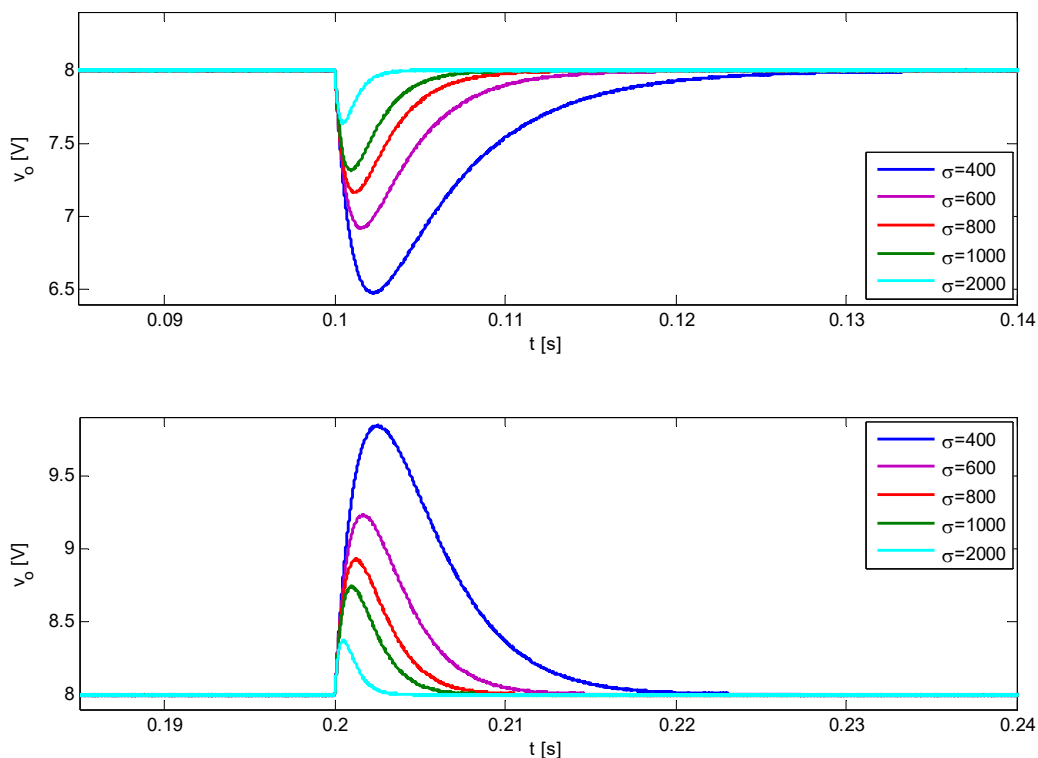
Слика 2.27. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCМС, DСМС и РСРС



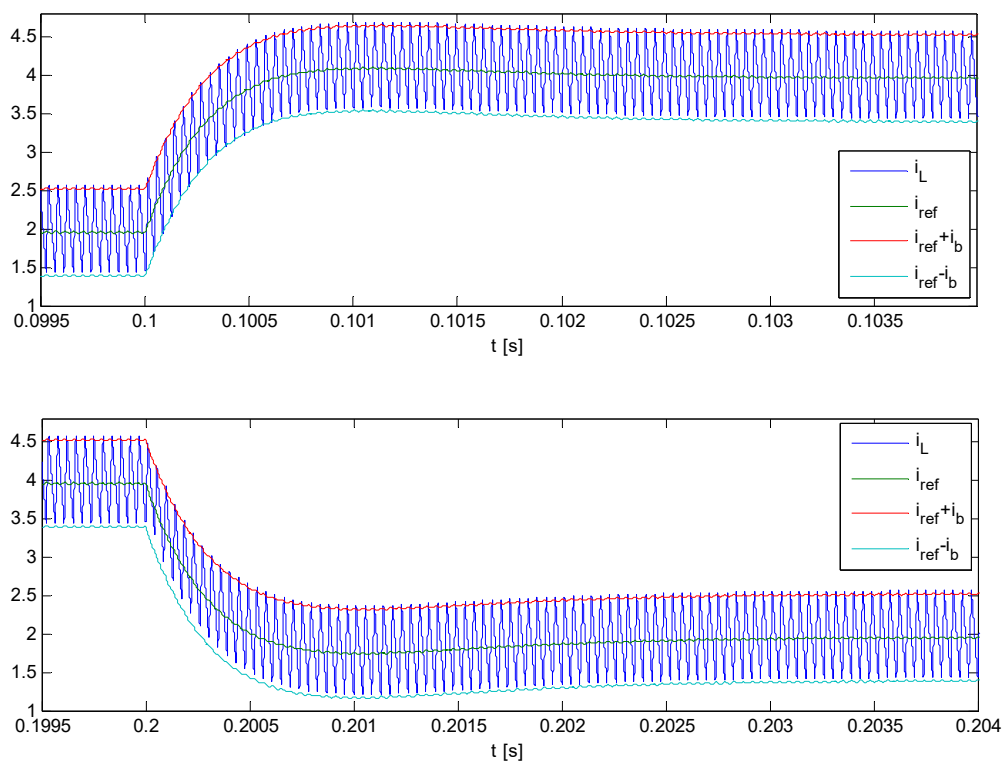
Слика 2.28. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC

Квалитет одзива искључиво зависи од параметара испројектованог вањског напонског компензатора. Од брзине напонског компензатора, односно подешеног трајања прелазних режима, зависи брзина промене референтне струје i_{ref} , а самим тим и трајање прелазних режима струје пригушнице (Слика 2.28). На Слици 2.29 дати су таласни облици излазног напона спуштача са ADCMC управљањем, за различите вредности параметра σ , којим је директно одређена брзина одзива напонске петље. Очекивано, најбољи резултати се добијају за највеће $\sigma=2000$, што се види и из брзог одзива струје пригушнице са Сlike 2.30, јер се тада референтна струја најбрже мења.

Као што је раније показано, ADCMC управљање омогућава одлично праћење различитих таласних облика референтне струје. Захваљујући веома брзој унутрашњој струјној петљи, колико брзо се промени референтна струја, толико брзо се мења и средња струја пригушнице, односно излазни напон. Према томе, за побољшање одзива у тренуцима скоковитих промена струје оптерећења, неопходно је убрзати промене референтне струје.

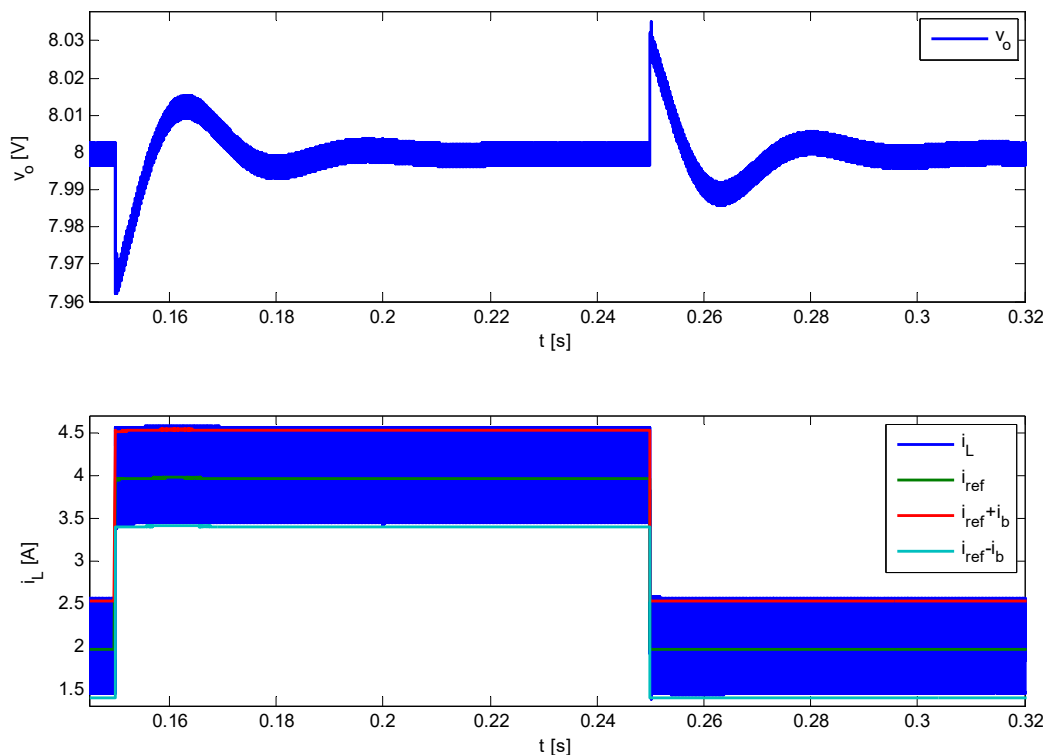


Слика 2.29. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC, при различитим вредностима σ



Слика 2.30. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)

Веома ефикасан начин за побољшање одзива на промене оптерећења предложен је у [96], а базира се на модификацији референтне струје, тако што се излазу вањског напонског компензатора додаје сигнал који је настао као „*feedforward*“ по измереној струји оптерећења. То значи да се било које промене струје оптерећења тренутно осете у референтној струји, што значајно побољшава одзив струје пригушнице, а самим тим и излазног напона. Нпр. код спуштача, модификована референтна струја се добија директним сабирањем излаза напонског компензатора са струјом оптерећења, док је код подизача и спуштача-подизача овај „*feedforward*“ део нешто компликованији. У [96] ова модификација примењена је на НСМС управљање, али може се применити и на било које струјно управљање. На Слици 2.31 дати су таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача приликом скоковитих промена струје оптерећења, у случају АДСМС управљања са примењеном модификацијом из [96]. Резултати су добијени за исте параметре ПИ напонског компензатора као у случају резултата са Слике 2.27 и Слике 2.28 ($\sigma=200$). Очигледно је изузетно побољшање у односу на претходне резултате, највише захваљујући скоковитим променама нове референтне струје (Слика 2.31). Пропади/прескоци излазног напона су веома мали, свега око 0.4 %.



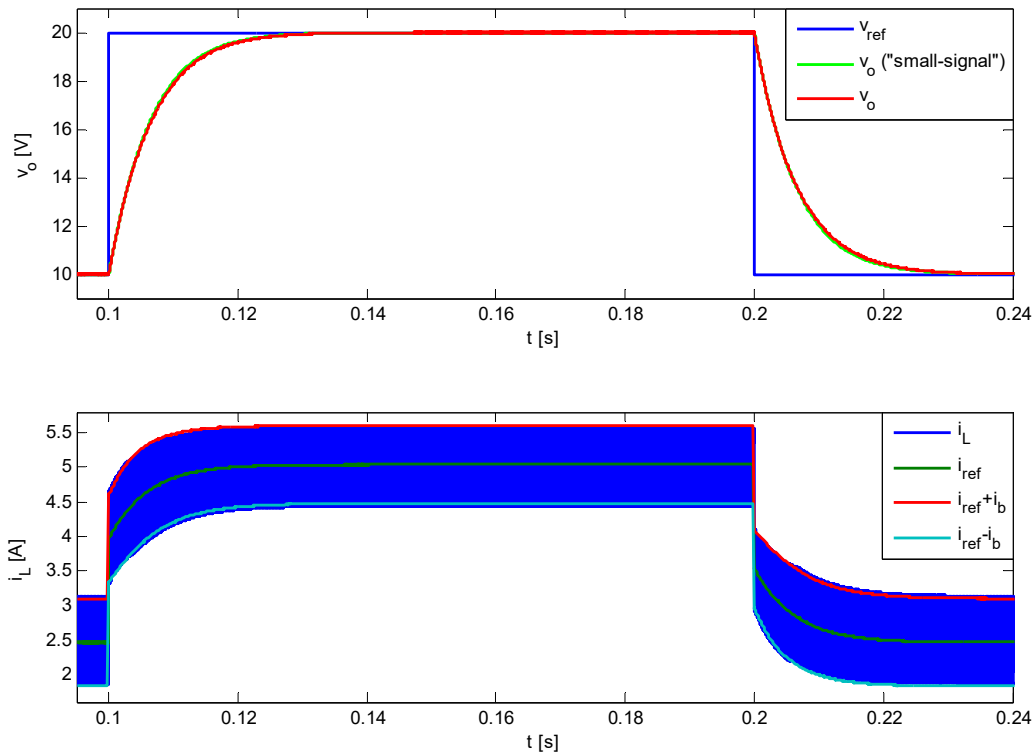
Слика 2.31. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω ($t=0.15$ s) и обрнуто ($t=0.25$ s), за АДСМС ($\sigma=200$) са додатим „*feedforward*“ по струји оптерећења

У [97] предложено је тзв. V^2I_C струјно управљање, које се заснива на мерењу струје излазног кондензатора, такође с циљем побољшања одзива на поремећаје оптерећења. Разлика између V^2I_C и класичног РСМС управљања је у томе што се не мери струја пригушнице, већ струја излазног кондензатора, којој се додаје одређени офсет, па се таква струја пореди са референтном струјом по раније описаном механизму РСМС управљања. Постоје и друге управљачке методе, као што је нпр. струјно управљање с клизним режимом [98], код кога се такође уводи и мерење струје излазног кондензатора, које доприноси бољој робусности на поремећаје оптерећења.

Д. Скоковите промене референтног напона

Осим класичних једносмерних извора напајања, чија је примарна функција да обезбеде константан излазни напон, данас су веома заступљени, нарочито у дигиталним колима врло високог степена интеграције (енгл. *very large scale integration*, скраћено VLSI), извори напајања са променљивим, односно адаптивним излазним напоном [99], [100]. DC-DC претварачи, који се користе у оваквим изворима, морају да имају управљачку структуру која омогућава прецизно и брзо праћење различитих задатих вредности њиховог излазног напона.

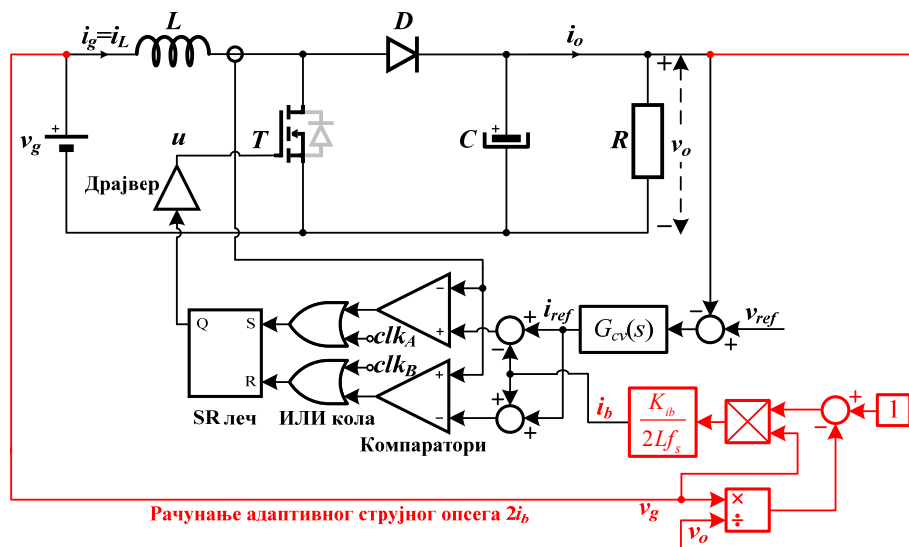
У релацијама (2.69)-(2.73) из претходних анализа дат је у општем облику одзив, тј. излазни напон, основних типова DC-DC претварача са ADCМС управљањем, при скоковитим променама референтног напона v_{ref} . Показано је да ADCМС управљање обезбеђује статичку тачност и да динамика одзива зависи од параметара испројектованог вањског напонског ПИ компензатора. На Слици 2.32 приказани су таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са ADCМС управљањем, при скоковитим променама референтног напона v_{ref} са 10 V на 20 V (100 % промена), и обрнуто. Добијени таласни облик излазног напона има очекиван изглед, у складу са раније спроведеним анализама. Битно је нагласити да излазни напон спуштача (сигнал црвене боје) и излаз „*small-signal*“ модела (сигнал зелене боје), тј. система са Сlike 2.3, имају скоро идентичне таласне облике, што потврђује валидност изведеног „*small-signal*“ модела ADCМС управљања.



Слика 2.32. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама референтног напона v_{ref} са 10 V на 20 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=200$)

2.5.2 Подизач напона

На Слици 2.33 дата је електрична шема подизача напона са предложеним ADCMC управљањем, на основу које је направљен *Simulink* модел, дат у прилогу.



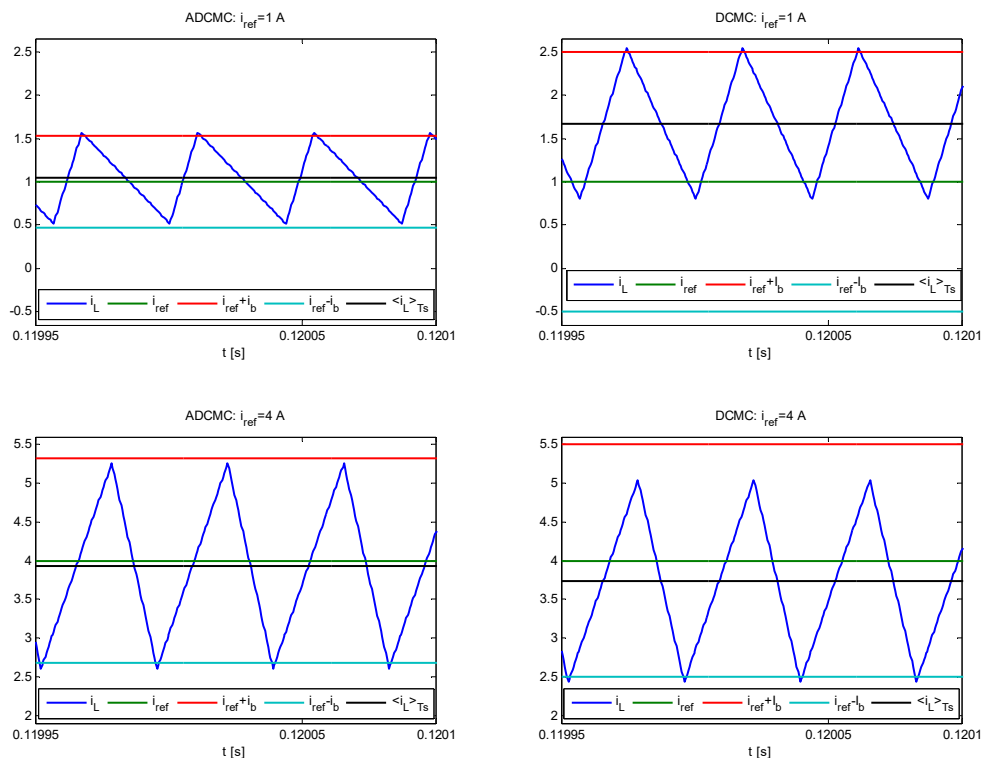
Слика 2.33. Подизач са ADCMC управљањем

Структура ADCMC управљања подизачем је иста као код спуштача, с тим што се разликује начин одређивања сигнала i_b , у складу са изразима из Табеле 2.2.

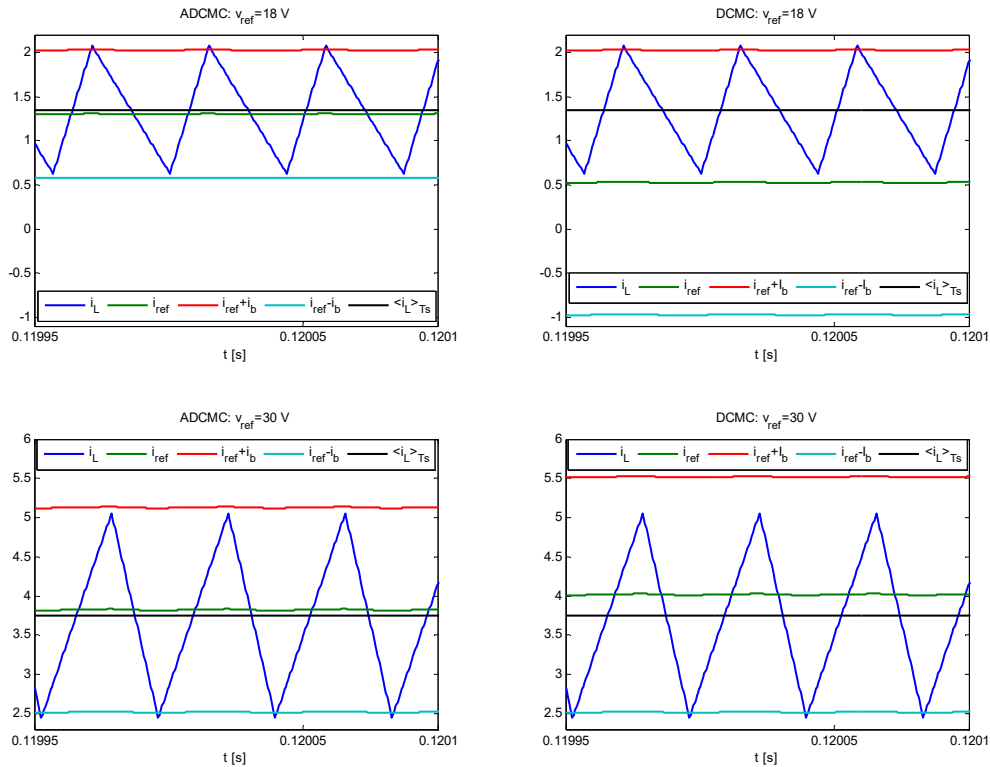
У наставку су дати симулациони резултати примене ADCMC управљања подизачем, добијени сличним тестирањима као у претходном случају спуштача.

A. Стационарно стање

На Слици 2.34 дати су таласни облици струје пригушнице подизача у стационарном стању, при отвореној вањској напонској петљи: $i_{ref}=1$ А и $i_{ref}=4$ А, а на Слици 2.35 при затвореној вањској напонској петљи ($\sigma=200$, $k_p=0.49$, $k_i=66.34$): $v_{ref}=18$ V и $v_{ref}=30$ V. Приказани су симулациони резултати и за ADCMC и DCMC управљање, како би се истакла предност ADCMC управљања у погледу елиминисања разлике између средње и референтне струје пригушнице. Пошто таласност струје пригушнице подизача расте са порастом излазног напона, вредност параметра I_b код DCMC управљања се мора изабрати за велике факторе испуне. У овом случају је изабрано $I_b=1.5$ А. Очигледна је предност ADCMC над DCMC управљањем, нарочито за факторе испуне мање од 0.5 ($i_{ref}=1$ А и $v_{ref}=18$ V). Као што се може приметити на Слици 2.34 и Слици 2.35, веома мала разлика између средње и референтне струје пригушнице и даље постоји код ADCMC управљања, због раније наведених разлога.



Слика 2.34. Таласни облици струје пригушнице подизача са ADCMC (лево) и DCMC (десно) управљањем у стационарном стању (отворена вањска напонска петља)

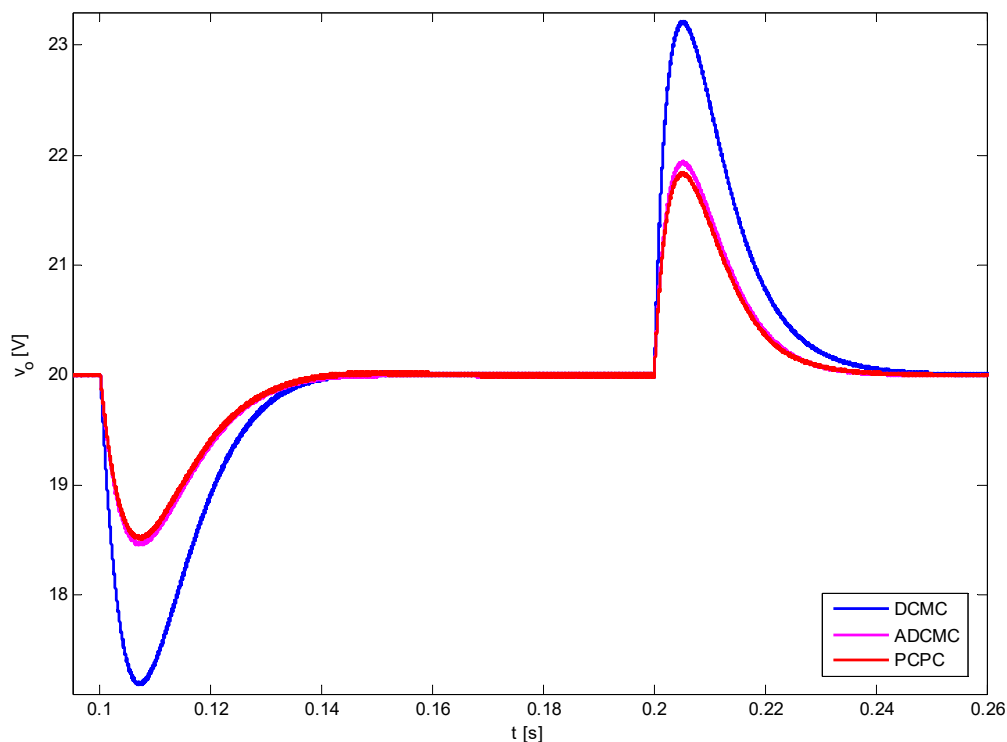


Слика 2.35. Таласни облици струје пригушнице подизача са ADCMC (лево) и DCMC (десно) управљањем у стационарном стању (затворена вањска напонска петља)

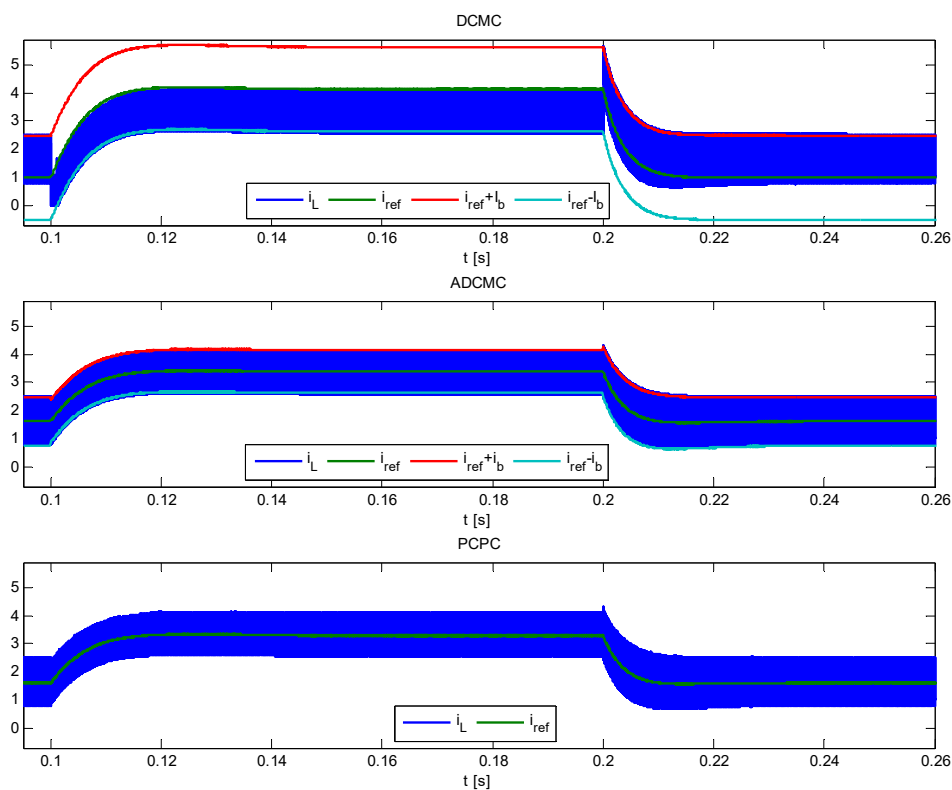
Б. Скоковите промене улазног напона

За разлику од спуштача, код подизача параметар K_{vg} (Табела 2.3) није једнак нули, па је у складу са једначином (2.74) одзив подизача на било које промене улазног напона различит од нуле. Другим речима, промене улазног напона подизача утичу на његов излазни напон. То потврђују добијени таласни облици са Сликe 2.36. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref} = 20\text{ V}$, како би се при скоковитим променама улазног напона са 12 V на 6 V (50% номиналног улазног напона) и обрнуто, постигли прелазни фактора испуне из области мање од 0.5 ($D=0.4$) у област већу од 0.5 ($D=0.7$), и обрнуто. Таласни облици струје пригушнице подизача дати су на Слици 2.37.

Приказани резултати добијени су за ADCMC, DCMC и PCPC управљања. Очигледна је предност ADCMC и PCPC над DCMC управљањем, захваљујући томе што ADCMC и PCPC обезбеђују скоро идеално праћење референтне струје (Слика 2.37).

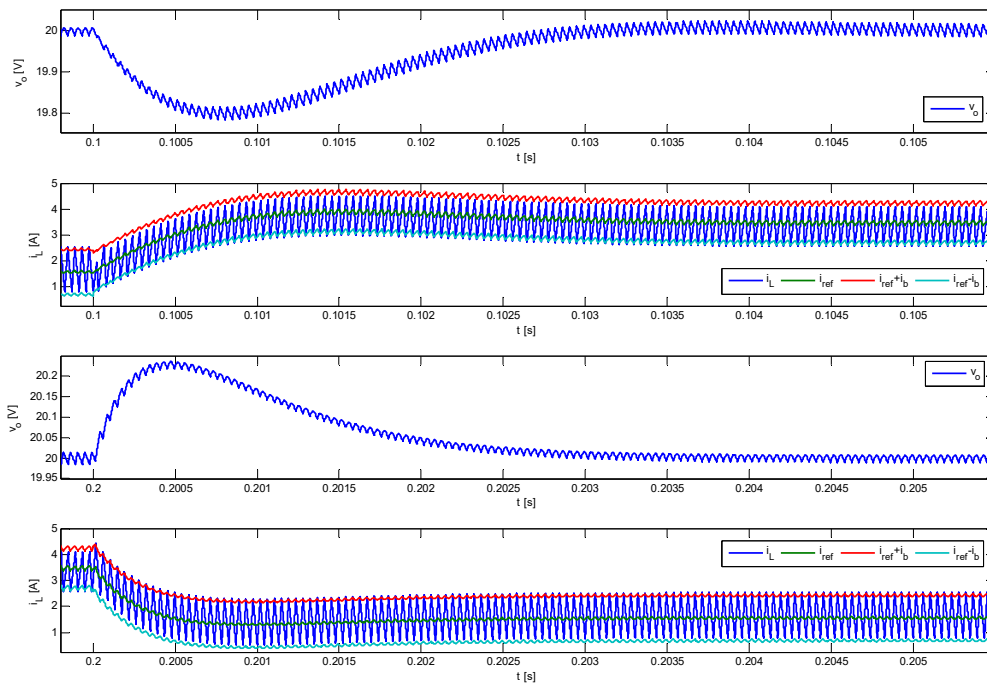


Слика 2.36. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$)



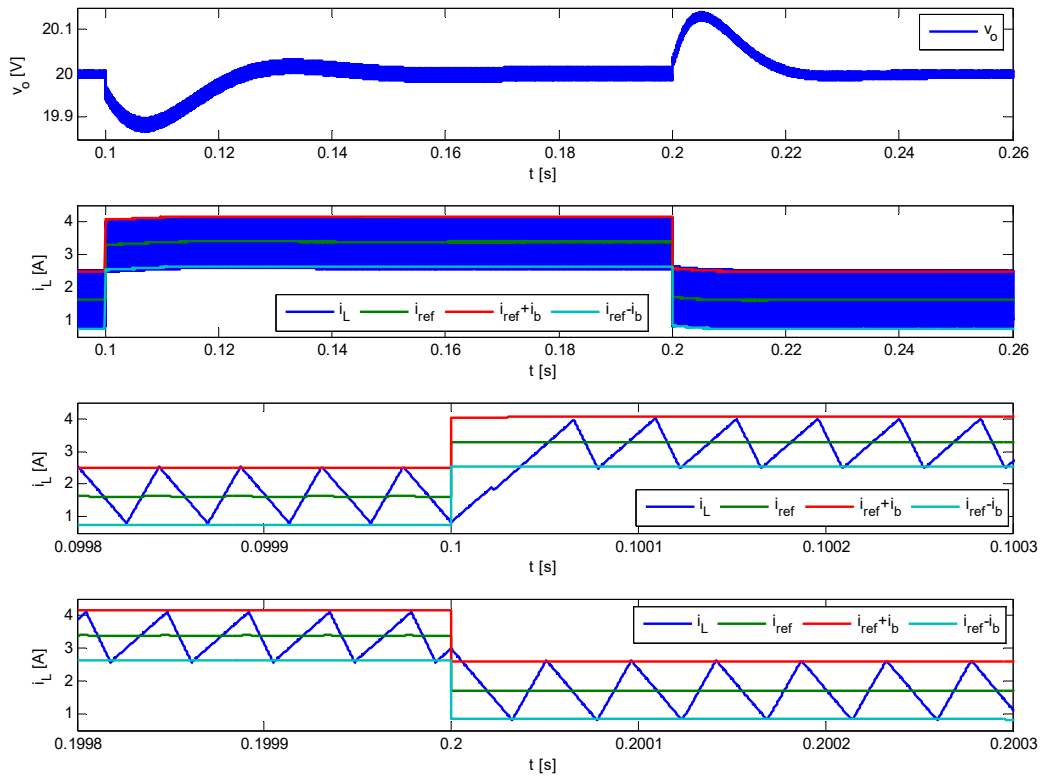
Слика 2.37. Таласни облици струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$)

Поремећаји у излазном напону подизача могу се умањити променом појачања вањског ПИ напонског компензатора, односно повећавањем параметра σ . На Сlici 2.38 дати су таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача са ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона, када су појачања ПИ компензатора $k_p=6.19$ и $k_i=6.25 \cdot 10^3$ ($\sigma=2000$).



Слика 2.38. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)

У модификацији струјног управљања предложеној у [96], у случају подизача и спуштача-подизача, употребљена је „*feedforward*“ спрега и по струји оптерећења и улазном напону. То значи да се одзив подизача приликом скоковитих промена улазног напона може значајно побољшати применом ове модификације, што потврђују таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача са Сlike 2.39, добијени под истим условима као и претходно приказани резултати са Сlike 2.36 и Сlike 2.37 ($\sigma=200$).



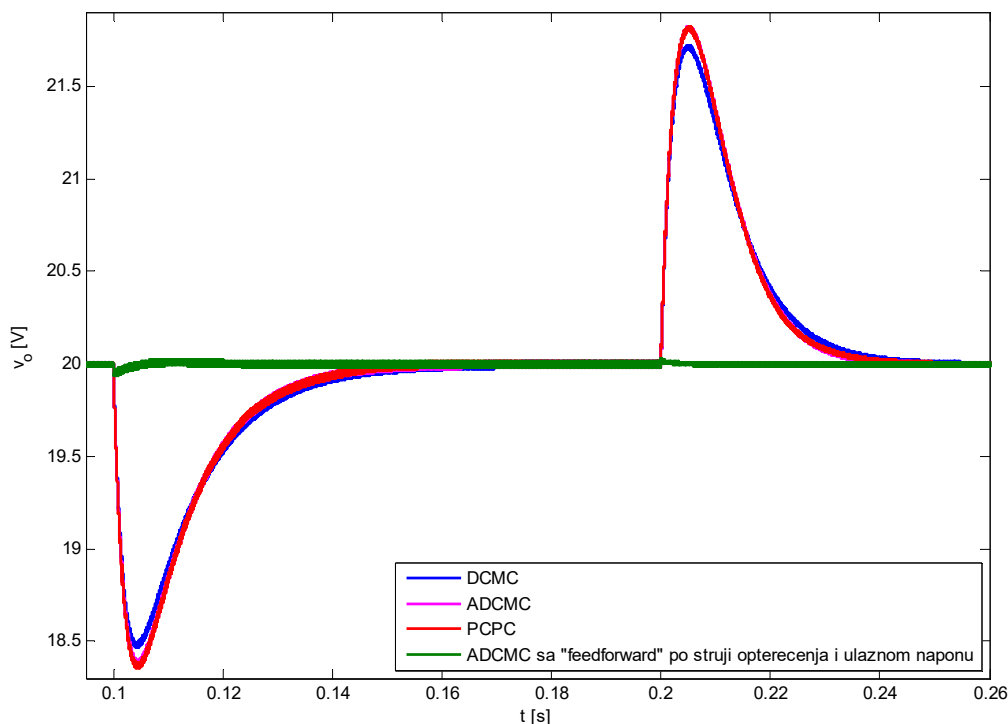
Слика 2.39. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=200$) са додатим „*feedforward*“ по струји оптерећења и улазном напону

V. Скоковите промене оптерећења

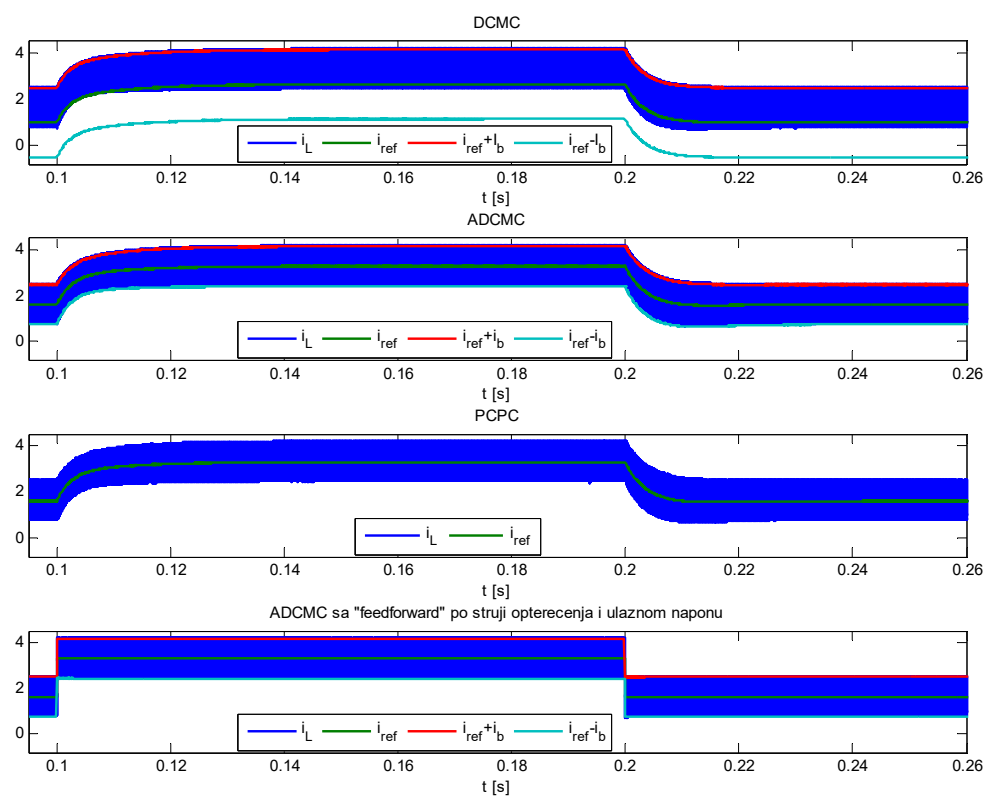
У следећим симулацијама показан је утицај скоковитих промена струје оптерећења на понашање подизача са ADCMC управљањем. Уведене су скоковите промене отпорности оптерећења са номиналних $R=20 \Omega$ на двоструко мању вредност $R=10 \Omega$, и обрнуто. Излазни напон је регулисан на вредност $v_o=20$ V, тако да се струја оптерећења мења са 1 A на 2 A и обрнуто. Појачања ПИ компензатора износе $k_p=0.49$, $k_i=66.34$ ($\sigma=200$). Таласни облици излазног напона и струје пригушнице приказани су на Слици 2.40 и Слици 2.41, респективно. На истим сликама дати су и резултати за DCMC, PCPC, као и ADCMC управљање са примењеном „*feedforward*“ модификацијом [96].

Са Слике 2.40 може се закључити да сва четири управљања успешно елиминишу поремећаје струје оптерећења, при чему су резултати за ADCMC, DCMC и PCPC скоро подударни. Међутим, ако се код ADCMC управљања примени „*feedforward*“ по струји оптерећења, добијају се много бољи резултати.

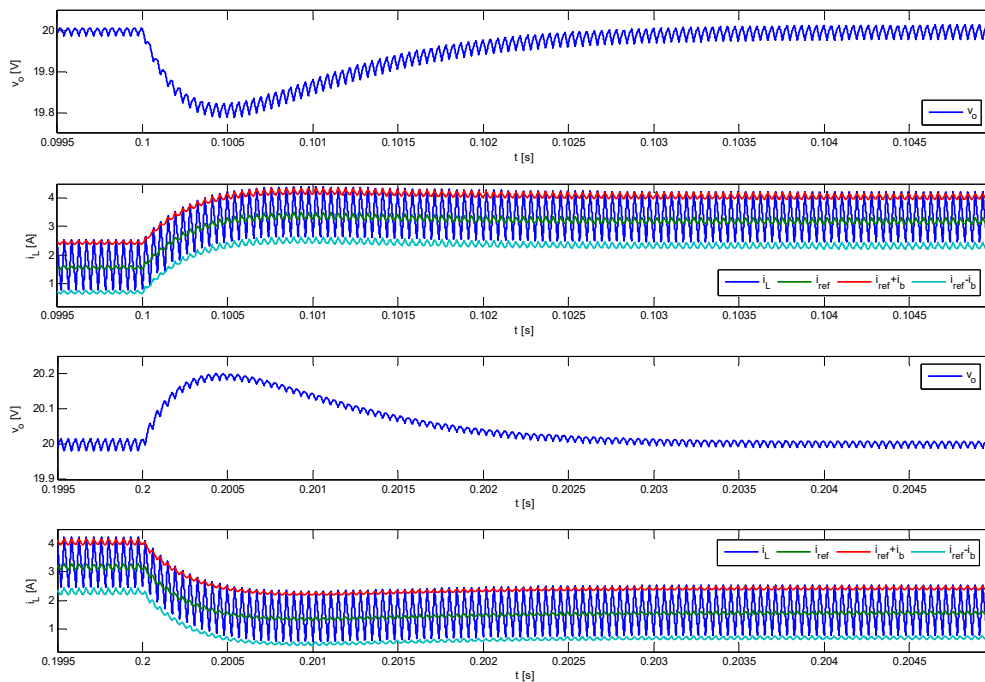
На Слици 2.42 дати су одговарајући резултати, добијени за већу вредност параметра $\sigma=2000$. Очекивано, пропади/прескоци излазног напона су смањени.



Слика 2.40. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20Ω на 10Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „*feedforward*“ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC



Слика 2.41. Таласни облици струје пригушнице подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20Ω на 10Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „*feedforward*“ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC



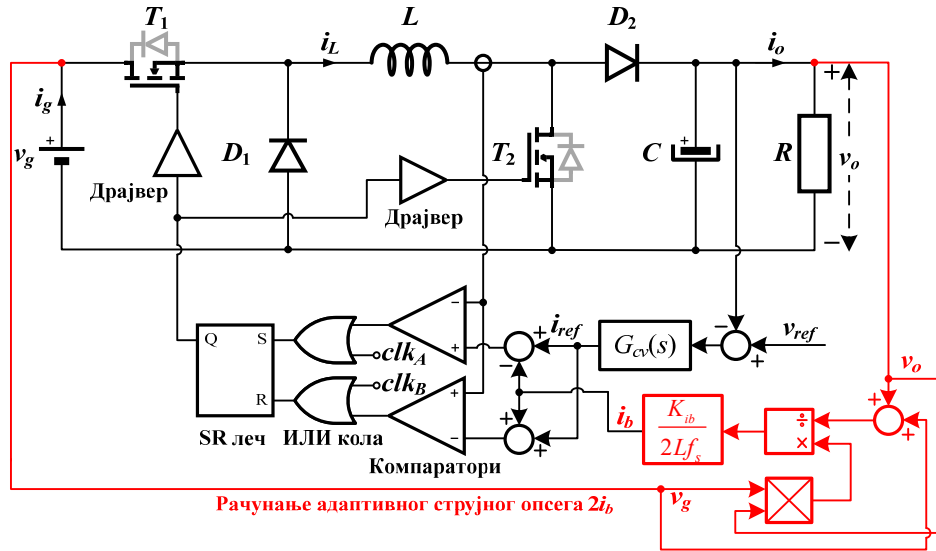
Слика 2.42. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20Ω на 10Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)

2.5.3 Неинвертујући спуштач-подизач напона

Данас постоје бројне примене неинвертујућег спуштача-подизача напона, као што су: електрична возила [101], DC микромреже [102], фотонапонски системи [103], [104], итд. Његова главна особина, која га чини погодним за примену, јесте могућност постизања мањих, једнаких или већих вредности излазног напона од вредности улазног напона, без промене поларитета (релација (2.37)). Захваљујући овој особини, неинвертујући спуштач-подизач се све више користи и у VLSI колима, чији енергетски ефикасни извори напајања обезбеђују променљиве напонске нивое на излазу, у зависности од тренутних радних услова [105]. Такође, веома важна особина овог типа претварача је могућност двосмерног рада, што је од изузетног значаја нпр. у DC микромрежама и електричним возилима.

На Слици 2.43 приказана је електрична шема неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем, према којој је направљен *Simulink* модел, дат у прилогу. У овој конвенционалној двотранзисторској топологији, која је настала као каскадна веза спуштача и подизача, могуће је због повећања ефикасности диоде D_1 и D_2 заменити додатним снажним транзисторима, чиме се добија синхрона четвортранзисторска

верзија претварача. Осим повећане ефикасности, синхрони неинвертујући спуштач-подизач има могућност двосмерног рада, захваљујући симетричном изгледу, посматрано од улаза ка излазу и обрнуто.



Слика 2.43. Неинвертујући спуштач-подизач са ADCMC управљањем

У зависности од односа излазног v_o и улазног v_g напона, неинвертујући спуштач-подизач може да ради у спуштачком ($v_o < v_g$) и подизачком ($v_o > v_g$) режиму. Ови радни режими могу се постићи на више начина [106]. Конвенционални најједноставнији начин подразумева истовремено довођење истих управљачких импулса на транзисторе T_1 и T_2 (Слика 2.43). Међутим, тако се смањује ефикасност претварача. Да би се повећала ефикасност, у већини случајева предлаже се да неинвертујући спуштач-подизач ради или као спуштач (T_2 је увек искључен, а управља се само транзистором T_1) или као подизач (T_1 је увек укључен, а управља се само транзистором T_2).

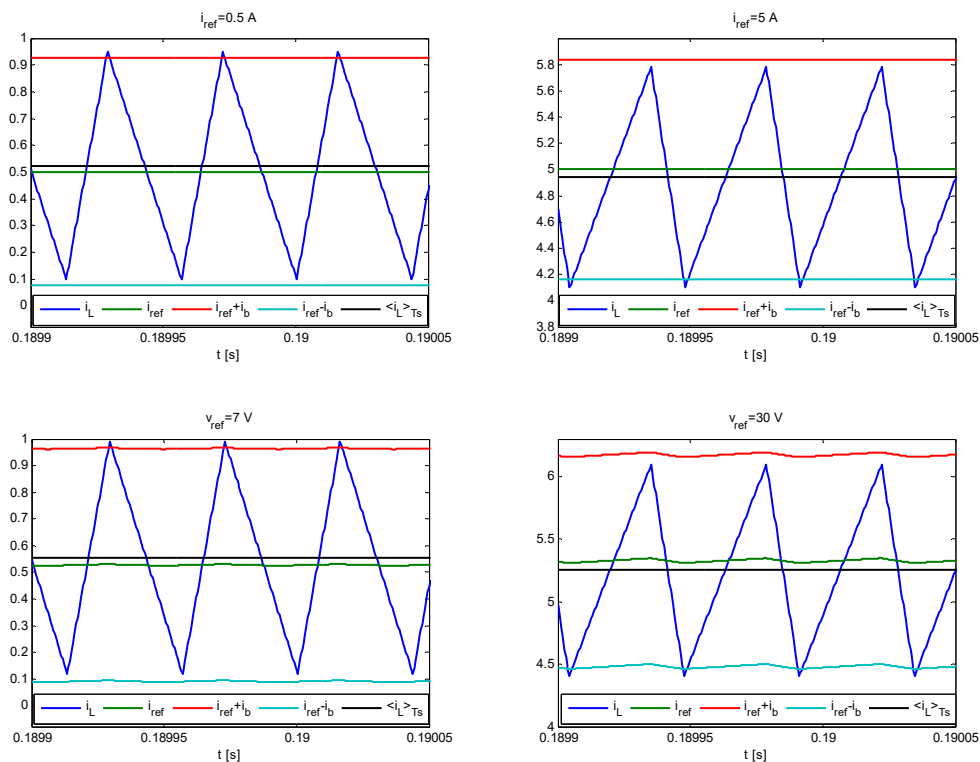
Иако се последњи описани начин рада неинвертујућег спуштача-подизача често примењује, нпр. [102], [107]-[109], управљање снажним транзисторима је компликованије, јер је неопходно обезбедити детекцију радних режима, али и стабилан и гладак прелаз између радних режима [110], [111].

У складу са релацијом (2.37), која дефинише однос излазног и улазног напона неинвертујућег спуштача-подизача у стационарном стању, за факторе испуне $0 < D < 0.5$ претварач ради у спуштачком режиму ($v_o < v_g$), а за факторе испуне $0.5 < D < 1$ ради у подизачком режиму ($v_o > v_g$). Ако је $D = 0.5$, улазни и излазни напон су једнаки ($v_o = v_g$).

С обзиром да ADCMC природно, без вештачке детекције радних режима, комбинује PCMC управљање за факторе испуне мање од 0.5 и VCMC управљање за факторе испуне веће од 0.5, спуштачки и подизачки радни режими се природно успостављају, уз загарантовану стабилност, тј. без појаве субхармонијских осцилација.

А. Стационарно стање

На Слици 2.44 приказани су таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем, у стационарном стању, при отвореној вањској напонској петљи: $i_{ref}=0.5$ A и $i_{ref}=5$ A, и затвореној вањској напонској петљи ($\sigma=200$, $k_p=0.84$, $k_i=105.03$): $v_{ref}=7$ V и $v_{ref}=30$ V. Претварач је стабилан у оба домена фактора испуне, тј. и за $D<0.5$ ($i_{ref}=0.5$ A, $v_{ref}=7$ V) и $D>0.5$ ($i_{ref}=5$ A, $v_{ref}=30$ V). Средња вредност струје пригушнице се скоро подудара са референтном струјом.

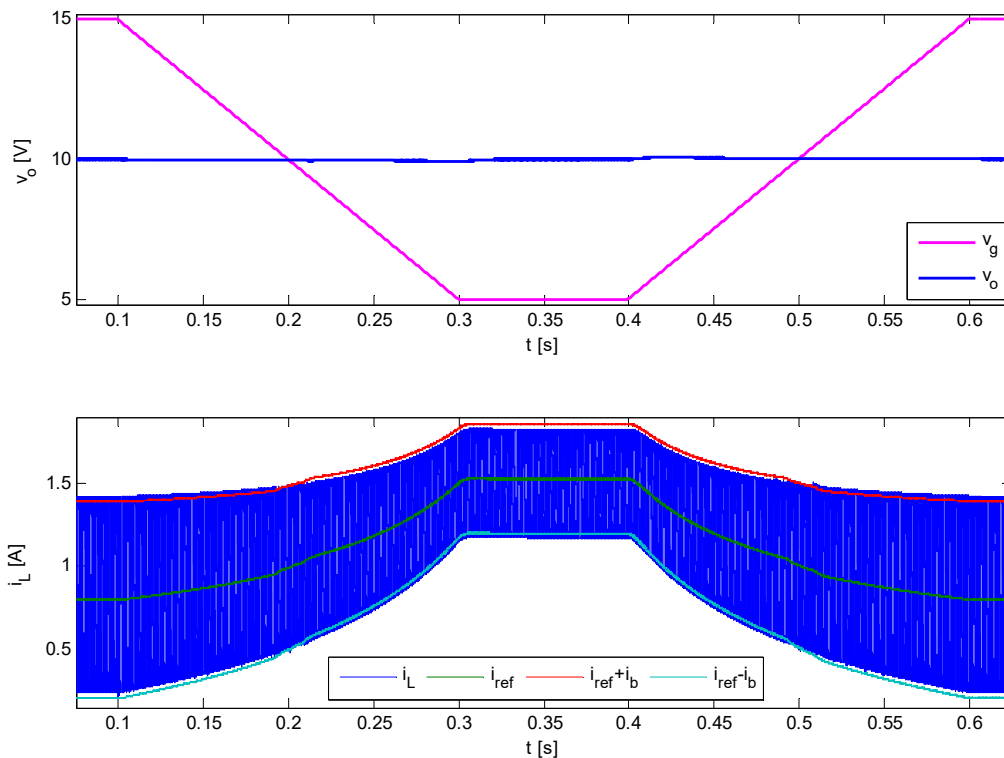


Слика 2.44. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=0.5$ A, 5 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=7$ V, 30 V (затворена вањска напонска петља)

Б. Промене улазног напона

Како би се показало динамичко понашање неинвертујућег спуштача-подизача при прелазу између спуштачког у подизачки радни режим, и обрнуто, симулиране су

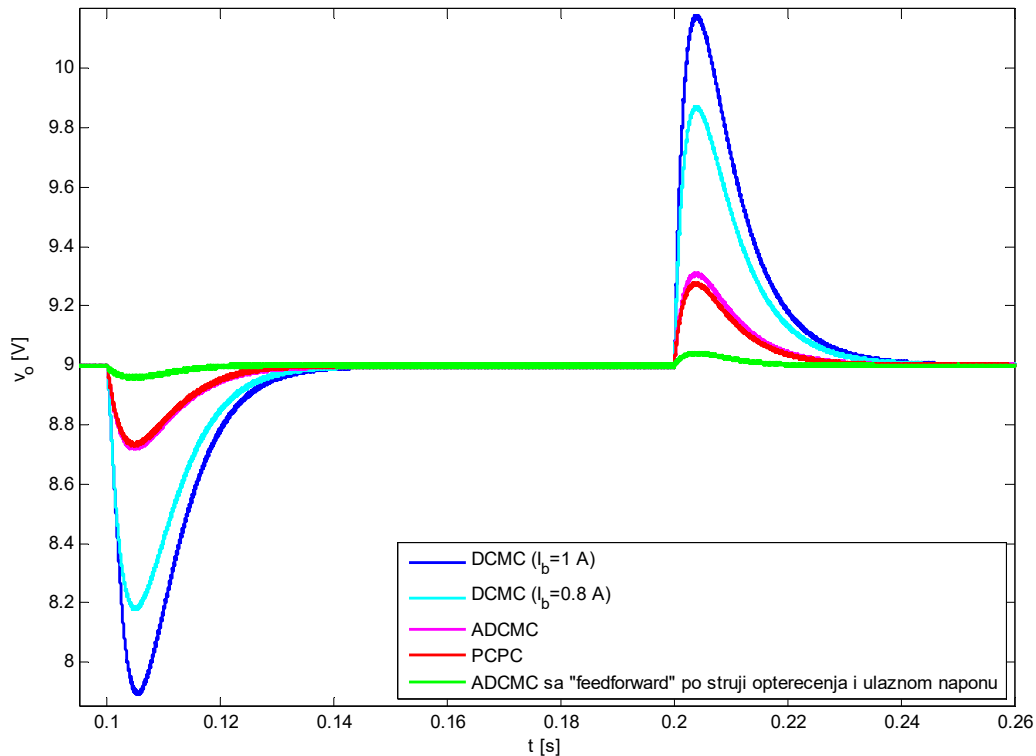
промене улазног напона. Прво су уведене постепене линеарне промене улазног напона, у широком интервалу са 15 V на 5 V и обрнуто, док је излазни напон регулисан на вредност $v_{ref}=10$ V, како би се постигли прелази из спуштачког ($D=0.4$) у подизачки режим ($D=0.67$), и обрнуто. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице дати су на Слици 2.45. Очигледно, ADCMC управљање обезбеђује постепене, благе и стабилне прелазе између радних режима, што се најбоље види из таласног облика струје пригушнице, и успешно одржавање задатог нивоа излазног напона. У тренуцима $t=0.2$ s и $t=0.5$ s, када су улазни и излазни напон једнаки ($v_g=v_o=10$ V), ADCMC управљање постепено прелази из PCMC у VCMC режим и обрнуто, чиме се осигурава стабилност претварача.



Слика 2.45. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем ($\sigma=200$), при постепеној линеарној промени улазног напона од 15 V до 5 V ($t=0.1\div 0.3$ s) и обрнуто ($t=0.4\div 0.6$ s)

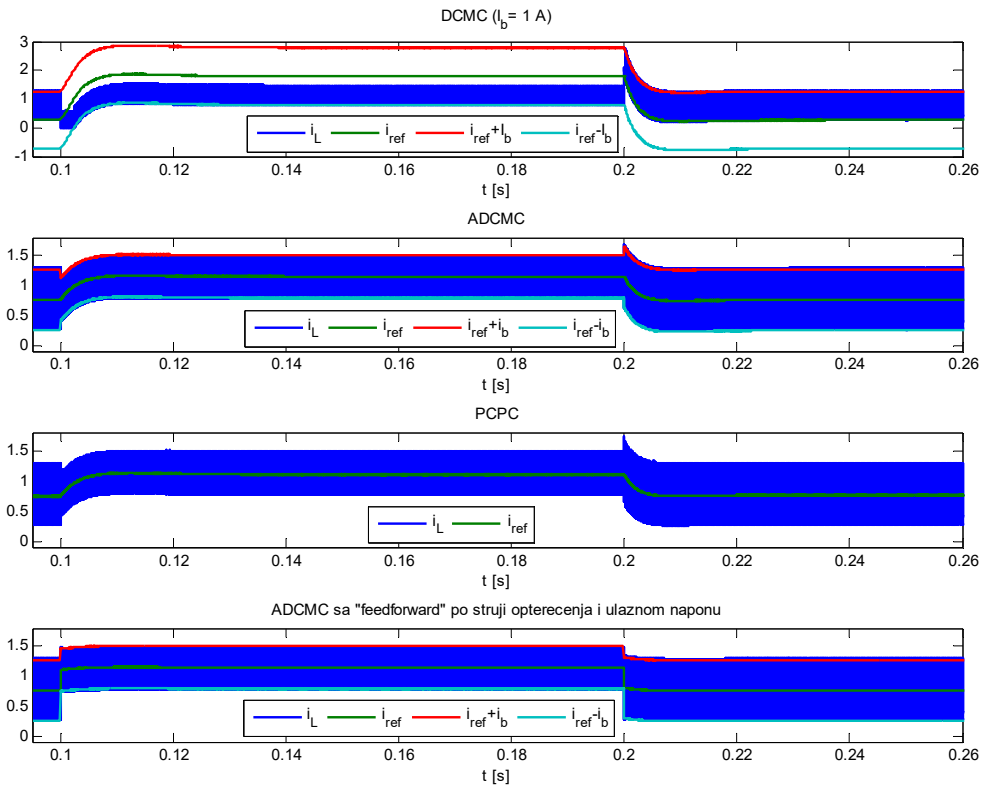
Брзи, скоковити прелази између радних режима неинвертујућег спуштача-подизача могу се постићи при скоковитим променама улазног напона. На Слици 2.46 и Слици 2.47 приказани су таласни облици излазног напона и струје пригушнице, респективно, при скоковитим променама улазног напона са 12 V на 6 V (50 %

номиналног улазног напона) и обрнуто. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref}=9$ V, да би се изазвале промене фактора испуне из области мање од 0.5 ($D=0.43$) у област већу од 0.5 ($D=0.6$), и обрнуто.

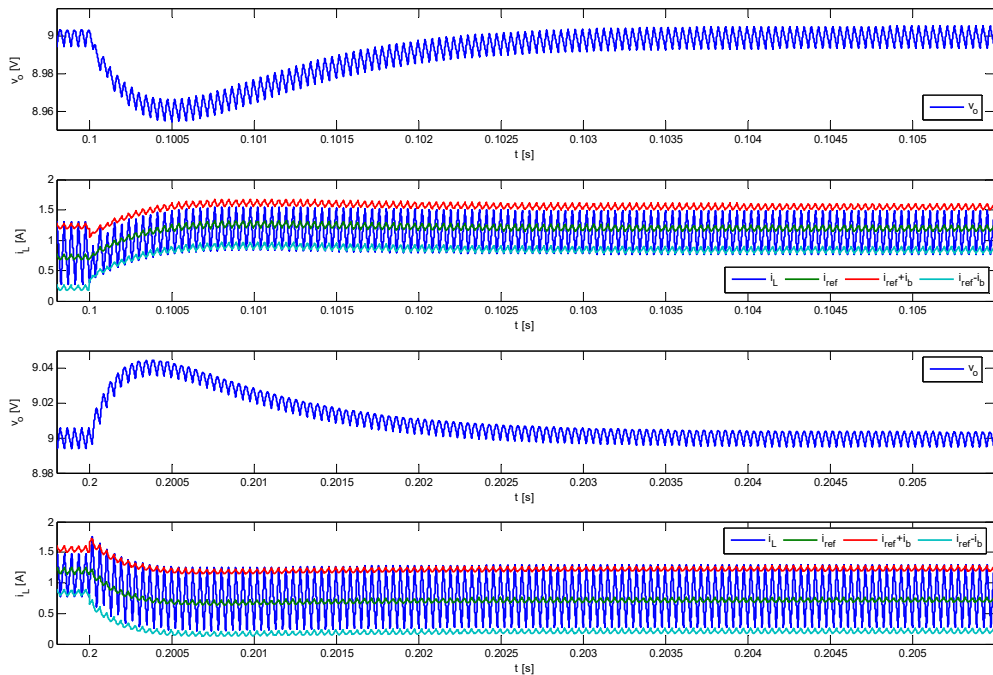


Слика 2.46. Таласни облици излазног напона неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „*feedforward*“ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC

На Слици 2.46 и Слици 2.47 дати су и резултати за DCMC, PCPC и ADCMC управљање са „*feedforward*“ модификацијом [96], добијени под истим условима, односно за исте параметре вањског напонског компензатора ($\sigma=200$, $k_p=0.84$, $k_i=105.03$). Најмањи пропади/прескоци излазног напона у току прелазних режима добијени су очекивано за ADCMC управљање са „*feedforward*“ модификацијом [96]. Применом ADCMC и PCPC управљања остварена је предност у односу на конвенционално DCMC управљање. У конкретном случају, чак је могућа појава и режима прекидне струје пригушнице у току скоковите промене улазног напона са 12 V на 6 V ($t=0.1$ s), када се користи DCMC управљање (Слика 2.47).



Слика 2.47. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додатог „*feedforward*“ по струји оптерећења и улазном напону), DCMC и PCPC



Слика 2.48. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)

Као у свим претходним случајевима, одзив неинвертујућег спуштача-подизача у току скоковитих промена улазног напона се такође може побољшати убрзавањем вањске напонске петље (повећавањем параметра σ). На Слици 2.48 дати су таласни облици излазног напона и струје пригушнице за ADCMC управљање, ако су: $\sigma=2000$, $k_p=9.10$, $k_i=8.89 \cdot 10^3$.

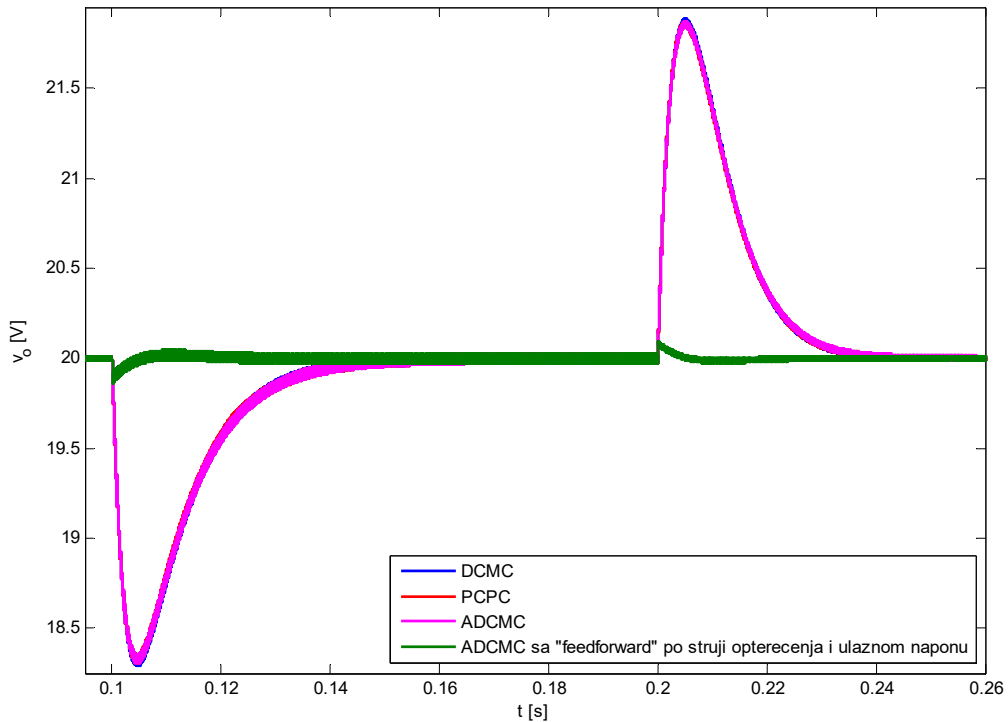
На основу приказаних симулационих резултата, нарочито таласних облика струје пригушнице, може се закључити да, без обзира и на брзопроменљиве радне услове, као што су скоковите промене улазног напона, ADCMC управљање омогућава природне стабилне прелазе између радних режима неинвертујућег спуштача-подизача.

В. Скоковите промене оптерећења

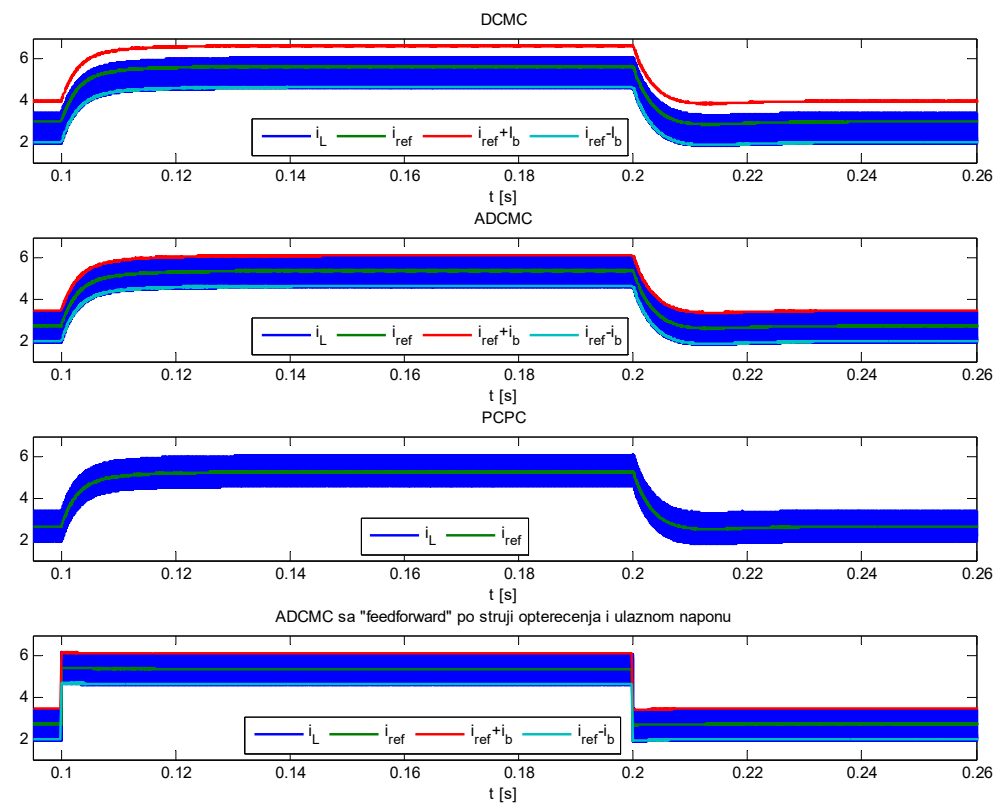
У наредним симулацијама тестиран је рад неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем при скоковитим променама струје оптерећења. Симулиране су скоковите промене отпорности оптерећења са номиналних $R=20 \Omega$ на $R=10 \Omega$, и обрнуто, док је излазни напон регулисан на вредност $v_o=20 \text{ V}$ ($\sigma=200$, $k_p=0.84$, $k_i=105.03$), тако да се струја оптерећења скоковито мења са 1 А на 2 А и обрнуто. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице дати су на Слици 2.49 и Слици 2.50, респективно. Као и у претходним примерима, осим за ADCMC приказани су и симулациони резултати за DCMC, PCPC и ADCMC управљање са „*feedforward*“ модификацијом [96].

Очигледно, сва посматрана струјна управљања успешно потискују поремећаје струје оптерећења (Слика 2.49). Најбољи резултати добију се за ADCMC управљање са „*feedforward*“ модификацијом, захваљујући брзим променама струје пригушнице у прелазним режимима (Слика 2.50). Таласни облици излазног напона добијени применом DCMC, PCPC и ADCMC управљања су скоро идентични (Слика 2.49).

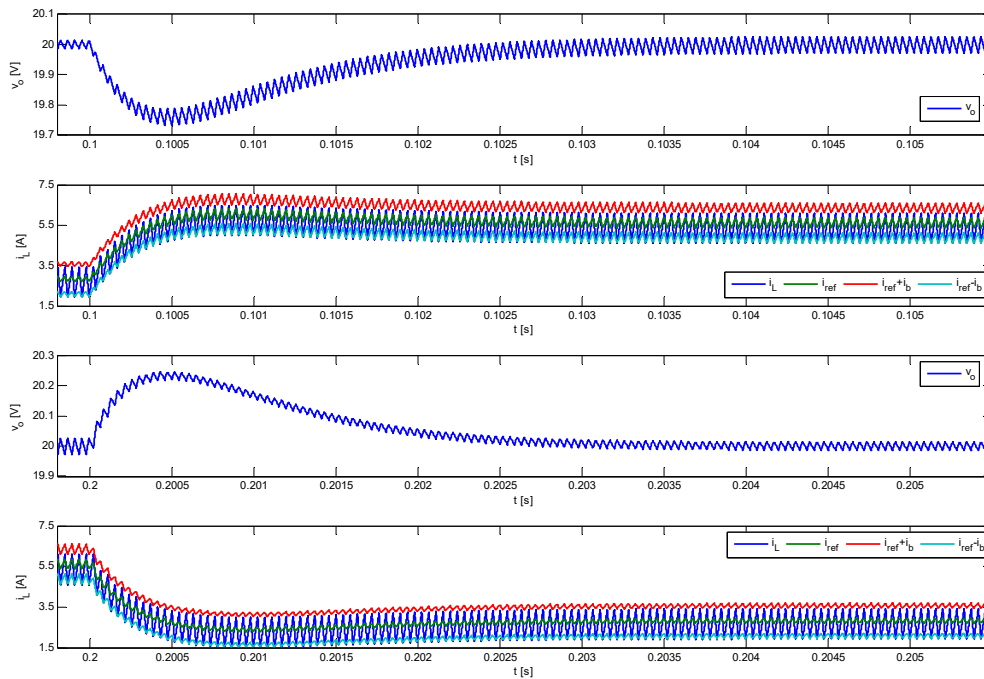
Ако се изабере већа вредност параметра σ , нпр. $\sigma=2000$ ($k_p=9.10$, $k_i=8.89 \cdot 10^3$), добију се таласни облици излазног напона и струје пригушнице са Сlike 2.51. Поремећаји у излазном напону су очекивано смањени.



Слика 2.49. Таласни облици излазног напона неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са $20\ \Omega$ на $10\ \Omega$ ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додате „*feedforward*“ спреге), DCMC и PCPC



Слика 2.50. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са $20\ \Omega$ на $10\ \Omega$ ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: ADCMC (са и без додате „*feedforward*“ спреге), DCMC и PCPC



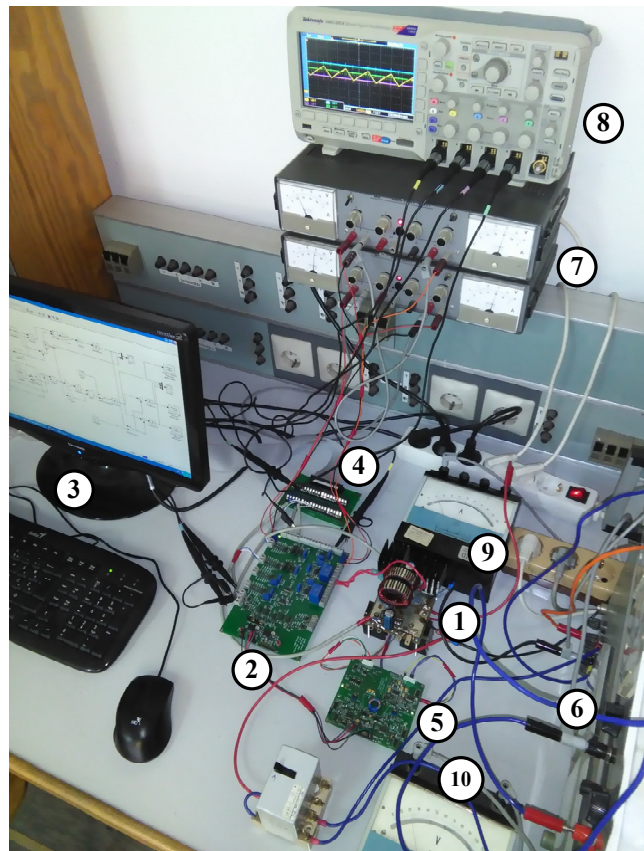
Слика 2.51. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20Ω на 10Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=2000$)

2.6 Експериментални резултати

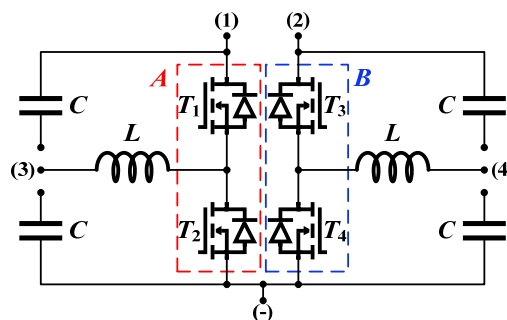
Експериментална платформа, која је развијена за потребе испитивања рада предложеног ADCMC управљања, приказана је на Слици 2.52. Њена основна одлика је модуларност, јер се уз минималне измене може искористити за експериментална тестирања ADCMC управљања различитим типовима претварача. Направљен је прототип вишенаменског претварача, који може да обавља различите функције.

Поједностављена електрична шема развијеног вишенаменског претварача дата је на Слици 2.53. Идеја пројектовања оваквог претварача појавила се у [49]. Претварач се састоји од две симетричне стране, које садрже основну прекидачку ћелију (означена са A , односно B на Слици 2.53), пригушницу L и кондензаторе C . Помоћу прикључака (1)-(4) и одговарајућом комбинацијом прекидача T_1 - T_4 могу се једноставно добити жељене топологије претварача. Сличан принцип комбиновања основних прекидачких ћелија ради добијања различитих топологија претварача описан је у [112]-[114]. У [115] је показано да је један од трендова развоја енергетске електронике у будућности изградња

вишенивојских претварача са више интегрисаних основних прекидачких ћелија, с циљем побољшања перформанси и применљивости претварача.



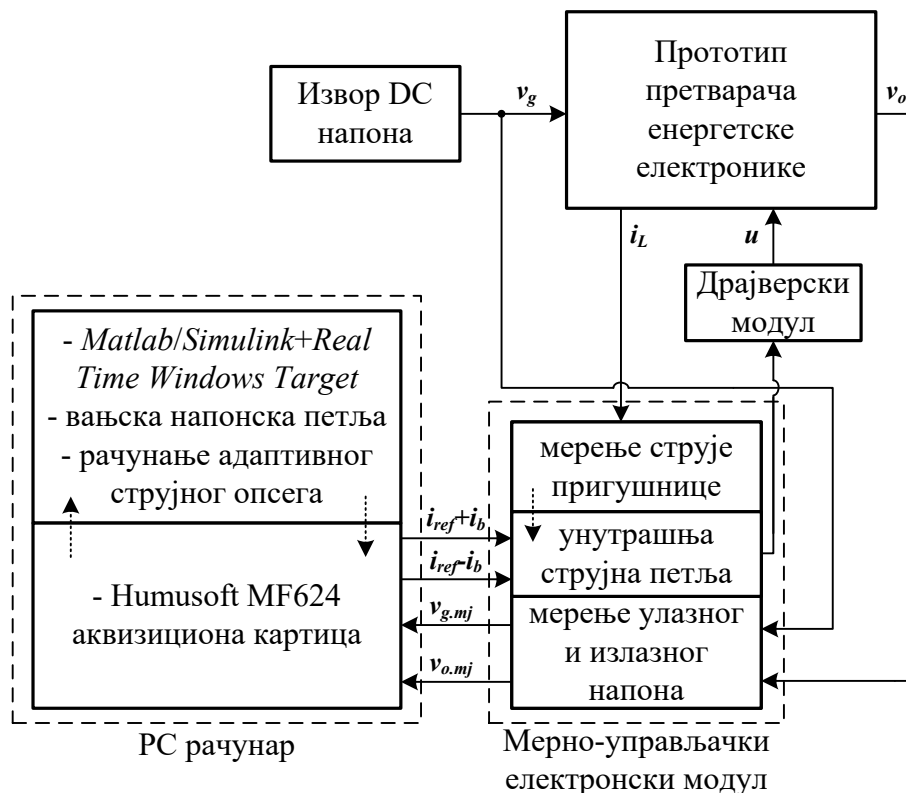
Слика 2.52. Експериментална платформа за тестирање рада ADCMC управљања: 1) Прототип вишенаменског претварача енергетске електронике, 2) Мерно-управљачки електронски модул, 3) Рачунар са уграђеном аквизиционом MF624 картицом, 4) Конектор за повезивање улаза/излаза MF624 картице и мерно-управљачког електронског модула, 5) Драјверски модул за управљање MOSFET прекидачима претварача, 6) Извор једносмерног напона претварача, 7) Напајање електронског модула, 8) Tektronix MSO 2014 осцилоскоп, 9) Амперметар за праћење излазне струје претварача, 10) Волтметар за праћење излазног напона претварача



Слика 2.53. Принципска електрична шема развијеног вишенаменског претварача

Да би се предложени модуларни претварач са Сликe 2.53 конфигурисао као нпр. спуштач напона, довољно је да се користи само једна страна, лева или десна. Ако се нпр. користи прекидачка ћелија A , улазни једносмерни напон се доводи између прикључака (1) и (-), а излазни филтарски кондензатор и оптерећење се повезују између прикључака (3) и (-). Управља се прекидачем T_1 , док је T_2 увек искључен (његова интегрисана антипаралелна диода служи као повратна диода). Код синхроног спуштача управља се и прекидачем T_2 , с тим што треба обезбедити тзв. „мртво време“ између укључења/искључења прекидача T_1 и искључења/укључења прекидача T_2 .

На Слици 2.54 дата је функционална блок-шема експерименталне платформе, са назначеним улогама кључних компоненти и њиховим међусобним везама. Један од основних делова платформе је мерно-управљачки електронски модул, на коме су реализована мерења струје пригушнице, улазног и излазног напона претварача и управљачка електроника за унутрашњу струјну петљу. Сва мерења су извршена с галванском изолацијом између извршног органа, тј. претварача, и управљачког дела.



Слика 2.54. Функционална блок-шема експерименталне платформе за тестирање рада ADCMC управљања

Мерење струје пригушнице претварача, које је неопходно за струјну петљу, извршено је помоћу LEM струјног сензора HX 10-NP [116], са напонским излазом. Међутим, предвиђене су могућности мерења струје пригушнице и помоћу одговарајућег LEM струјног сензора са струјним излазом, као и са шант отпорником.

Галвански изоловано мерење улазног и излазног напона претварача остварено је применом оптокаплера IL300 [117]. Као што је приказано на Слици 2.54, измерене вредности улазног и излазног напона претварача се доводе на аналогне улазе мултифункционалне аквизиционе картице MF624 [118], која је уграђена у рачунар. Ова картица омогућава интеракцију у реалном времену са рачунаром, односно програмом *Matlab/Simulink*, користећи *Simulink*-ову библиотеку *Real Time Windows Target* (RTWT). Измерене напоне прихватају 14-битни А/Д конвертори MF624 картице, чије време конверзије износи око 2 μ s. С обзиром да је дозвољени опсег улазног напона картице ± 10 V, приликом мерења потребно је обезбедити адекватно скалирање напона у опсегу ± 10 V и заштиту од случајне појаве пренапона. Захваљујући вези између уграђене MF624 картице и процесора рачунара, *Simulink* модел преко посебних блокова из RTWT библиотеке у реалном времену добија вредности измерених напона, на основу којих се рачуна адаптивна ширина струјног опсега $2i_b$. Измерени излазни напон се уводи у вањску напонску петљу, која је такође реализована у истом *Simulink* моделу. Израчунате вредности референтне струје i_{ref} и струјних граница $i_{ref}+i_b$ и $i_{ref}-i_b$ се преко блокова RTWT библиотеке шаљу из *Simulink* модела до MF624 картице. Сигнали $i_{ref}+i_b$ и $i_{ref}-i_b$ се преко 14-битних дигитално-аналогних (Д/А) конвертора (брзина 10 V/ μ s) MF624 картице воде на одговарајуће улазе мерно-управљачког електронског модула, односно електронског кола којим је реализована струјна петља ADCMC управљања.

Период одабирања који користи *Simulink* је подешен на 25 μ s, што износи око половине прекидачког периода. С обзиром да је вањска напонска петља спорија од струјне петље, ово време одабирања, односно брзина процесирања сигнала, је сасвим задовољавајуће за имплементацију напонске петље на описани начин.

Употреба *Matlab/Simulink* окружења за управљање у реалном времену, у конкретном случају нуди низ погодности, као што су: могућност једноставног задавања различитих вредности и таласних облика референтног напона и референтне струје, брза и једноставна промена структуре и параметара вањског напонског компензатора, једноставна реализација рачунања адаптивне ширине струјног опсега, визуализација експерименталних таласних облика (излазни напон, референтна струја, итд.) у реалном

времену, аквизиција и меморисање измерених вредности улазног и излазног напона, те њихова „офлајн“ (енгл. *offline*) обрада изван експеримената, итд.

На излазу електронског кола струјне петље добијају се прекидачки импулси, који преко драјверског модула управљају снажним транзисторима претварача. Пошто је један од примарних захтева приликом пројектовања експерименталне платформе била галванска изолација између претварача и управљачке електронике, развијен је двоканални драјверски модул који улазне управљачке импулсе преноси на галвански одвојене излазне канале, са кашњењем од око 0.6 μs при укључењу/искључењу. Драјверски модул има могућност независног управљања излазним каналима, али и синхроног управљања прекидачима у полумосту, односно основној прекидачкој ћелији, са програмабилним „мртвим временом“.

Прекидачки део прототипа претварача чине четири снажна MOSFET IRF540N (100 V, 33 A) транзистора [119], чија употреба задовољава дефинисане нивое напона и струја, односно максималну радну снагу претварача од око 100 W.

Електричне шеме свих развијених електронских склопова експерименталне платформе, као и *Simulink* модели за рад у реалном времену, дати су у прилогу (Прилог 2, Прилог 3).

2.6.1 Спуштач напона

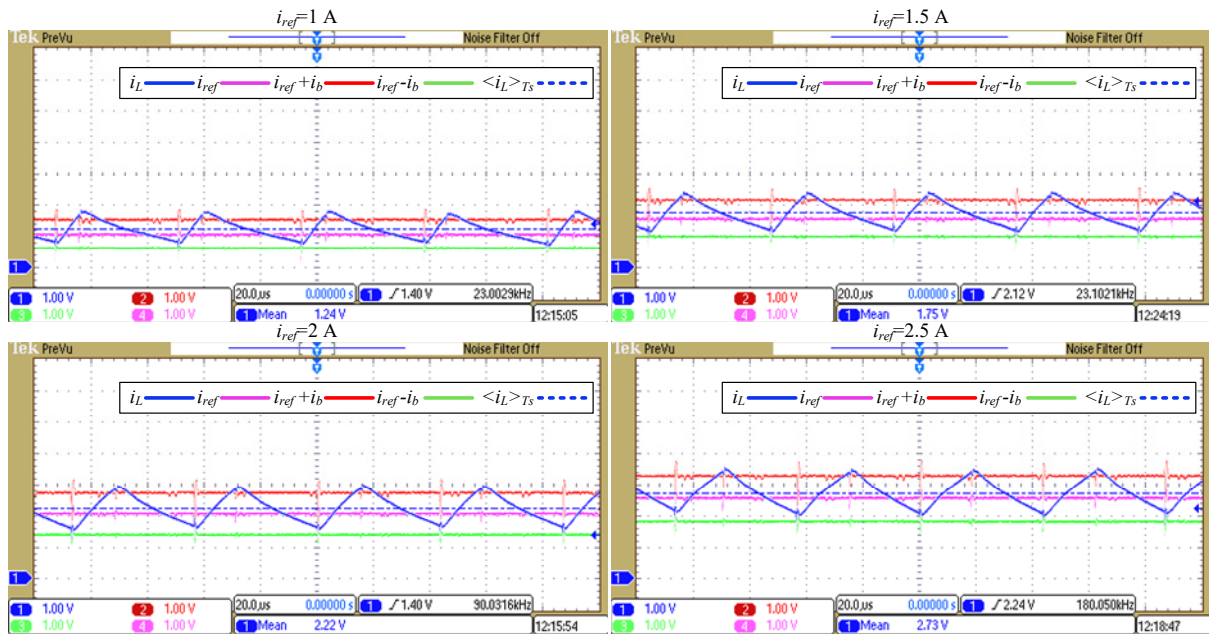
Перформансе предложеног ADCMC управљања прво су експериментално тестиране на примеру синхроног спуштача. Параметри спуштача и ADCMC управљања су исти као параметри из Табеле 2.4, који су употребљени у симулацијама. Скоро сва тестирања која су обављена у симулацијама извршена су и експериментално. Сви експериментални резултати снимљени су Tektronix MSO 2014 (100 MHz, 1 GS/s) осцилоскопом.

A. Стационарно стање

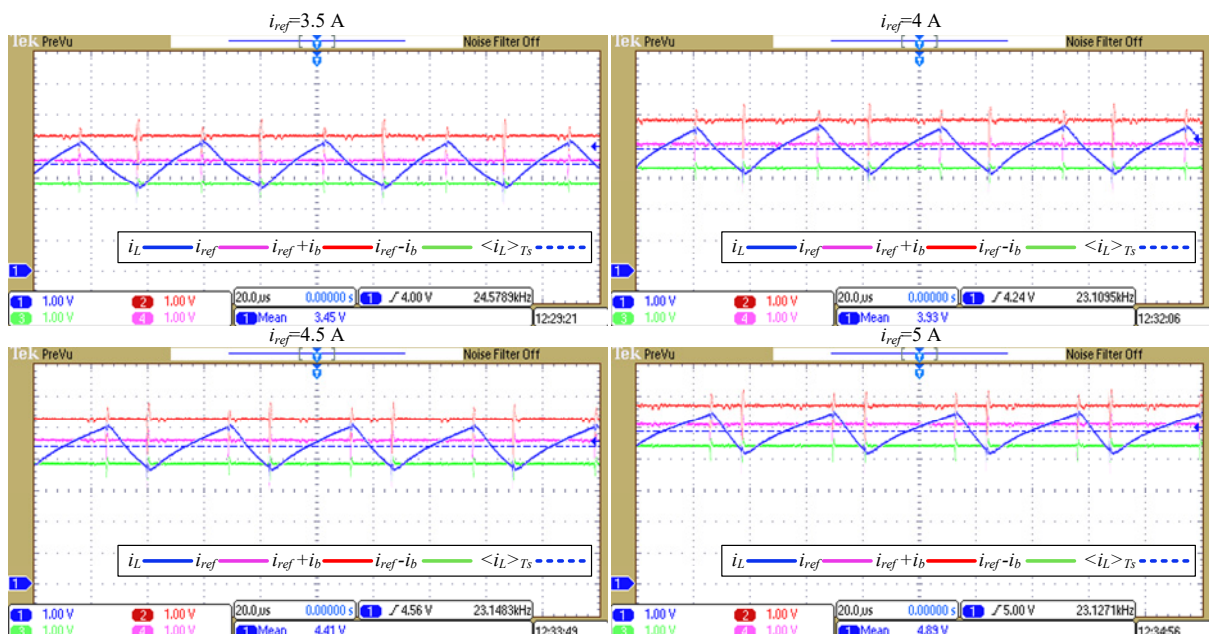
На Слици 2.55 приказани су експериментални таласни облици струје пригушнице спуштача, у случају отворене вањске напонске петље, за вредности референтне струје i_{ref} : 1 A, 1.5 A, 2 A и 2.5 A (фактор испуне D мањи од 0.5). За вредности референтне струје i_{ref} : 3.5 A, 4 A, 4.5 A и 5 A (фактор испуне D већи од 0.5), дати су таласни облици на Слици 2.56.

Таласни облици струје пригушнице спуштача, када је затворена вањска напонска петља, приказани су на Слици 2.57, за вредности референтног напона v_{ref} : 6 V,

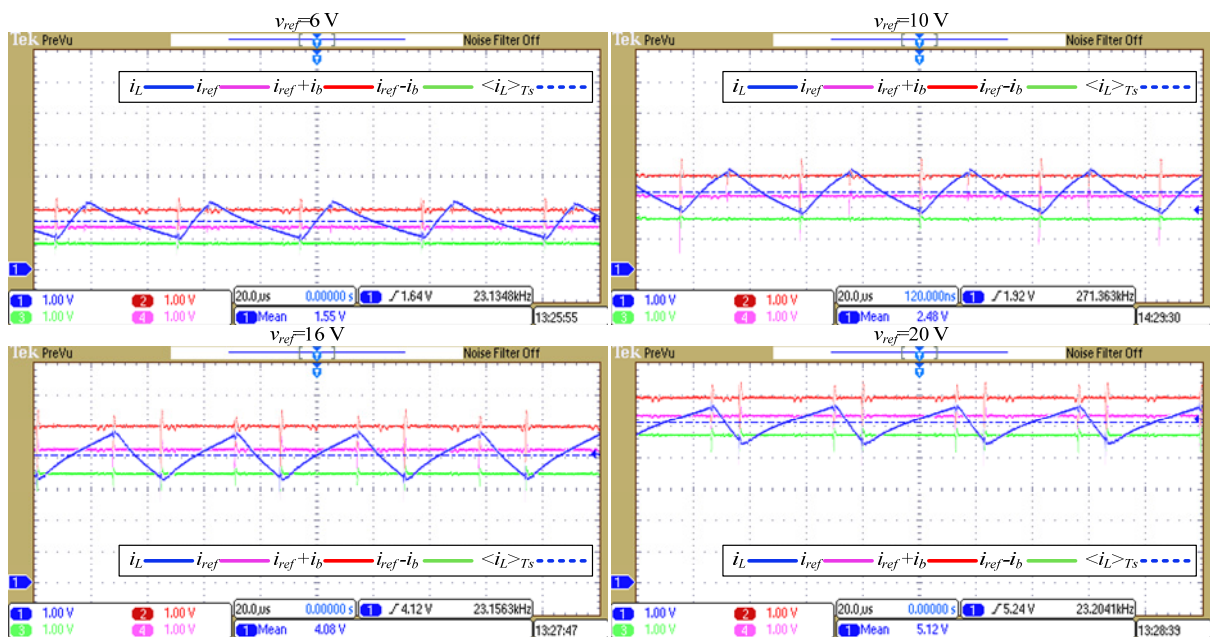
10 V, 16 V и 20 V. Параметри вањског напонског ПИ компензатора износе $k_p=0.15$ и $k_i=40$ ($\sigma=200$). Добијени резултати су веома слични претходним резултатима са Сlike 2.55 и Сlike 2.56 при отвореној напонској петљи.



Слика 2.55. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)

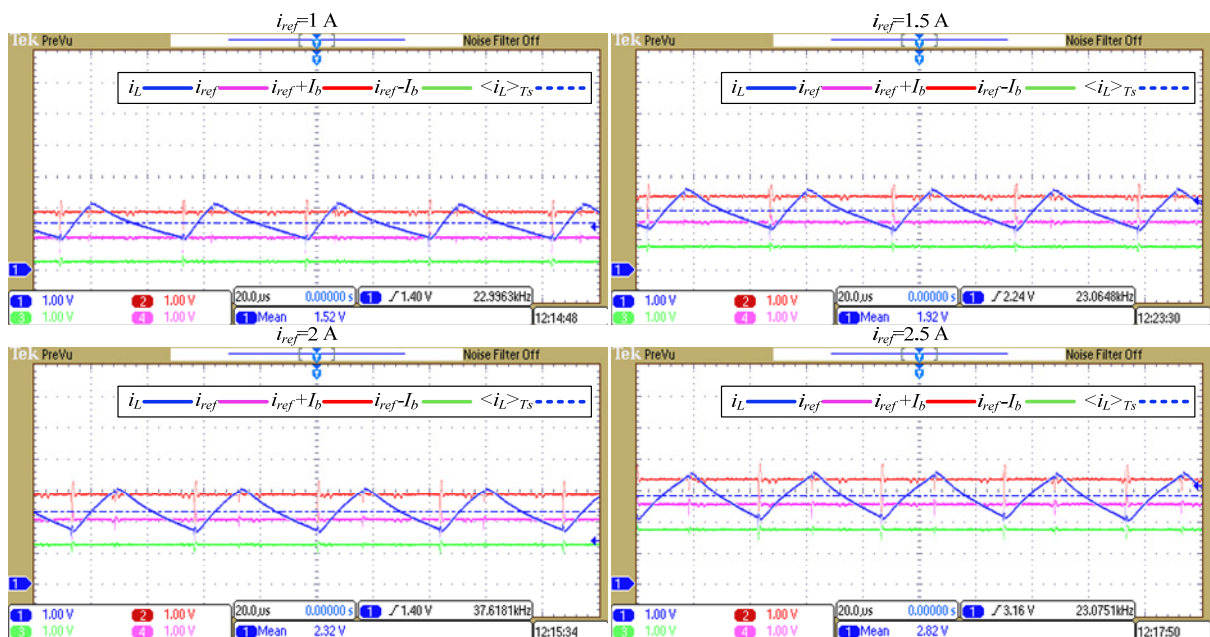


Слика 2.56. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)

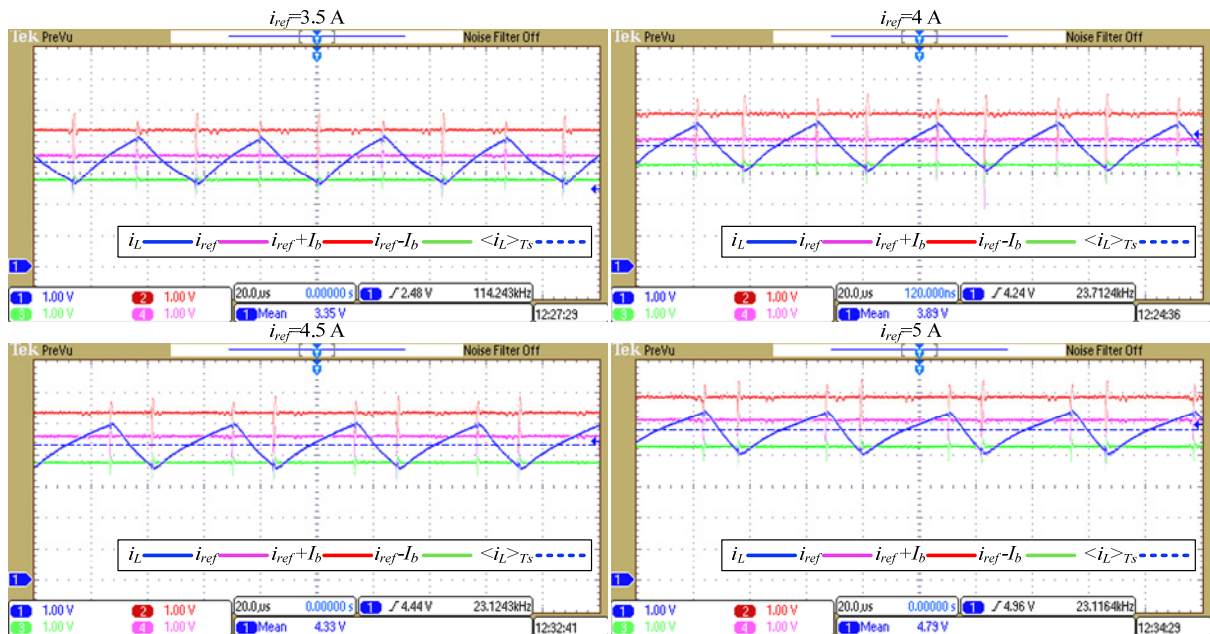


Слика 2.57. Таласни облици струје пригушнице спуштача са ADCМС управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6\text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)

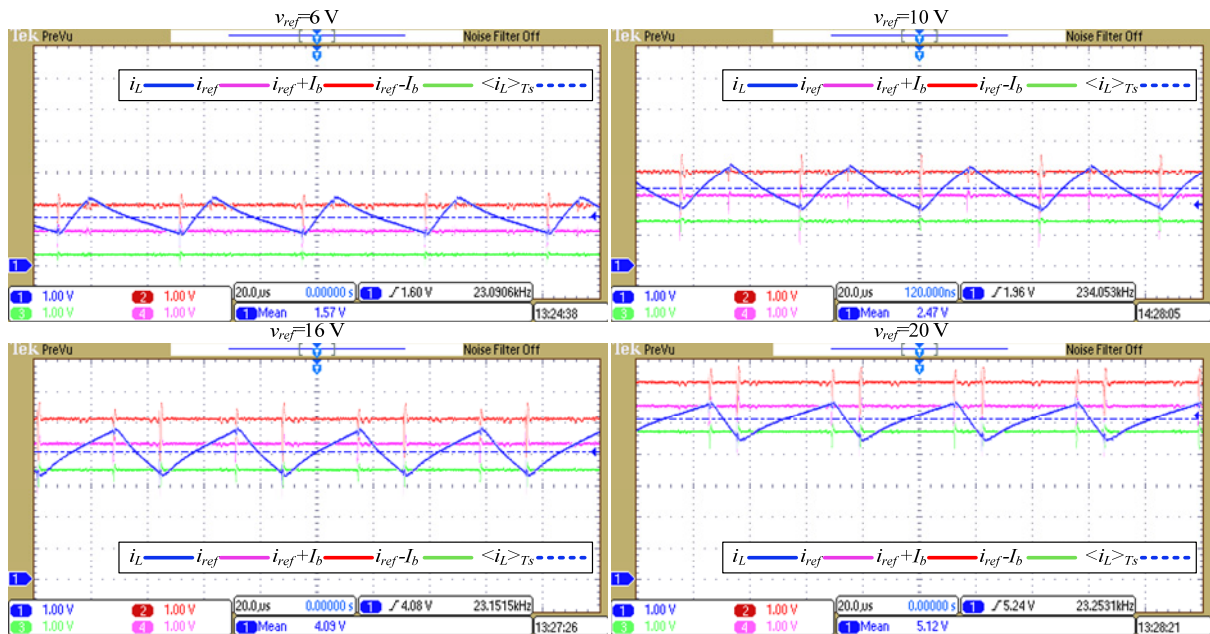
Како би се истакле предности остварене новим ADCМС управљањем, резултати су упоређени са таласним облицима (Слика 2.58, Слика 2.59 и Слика 2.60) струје пригушнице спуштача, добијеним за конвенционално DСМС управљање, под истим условима. Вредност параметра I_b износи 0.8 A .



Слика 2.58. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DСМС управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



Слика 2.59. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



Слика 2.60. Таласни облици струје пригушнице спуштача са DCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref} = 6 \text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)

Приказани експериментални резултати и за DCMC и ADCMC управљање потврђују раније спроведене анализе стабилности и за факторе испуне мање и веће од 0.5. Такође, очигледно је добро поклапање датих експерименталних резултата са одговарајућим раније приказаним симулационим резултатима са Сликe 2.4, Сликe 2.5, Сликe 2.7 и Сликe 2.8.

Из приказаних експерименталних резултата може се уочити кашњење при поређењу струје пригушнице са горњом или доњом границом, што доводи до померања струје изнад, односно испод границе. Узроци кашњења су несавршености компоненти електронских склопова. Укупном кашњењу, које износи око 2 μ s, доприносе кашњења драјверског модула при укључењу/искључењу, „мртво време“, кашњења компаратора, LEM струјног сензора, итд. Као последица тога, код ADCMC управљања индукује се мала разлика између средње и референтне струје пригушнице, која је ипак видљиво мања него код DСМС управљања, где доминира инхерентно присутна грешка због фиксне ширине струјног опсега $2I_b$.

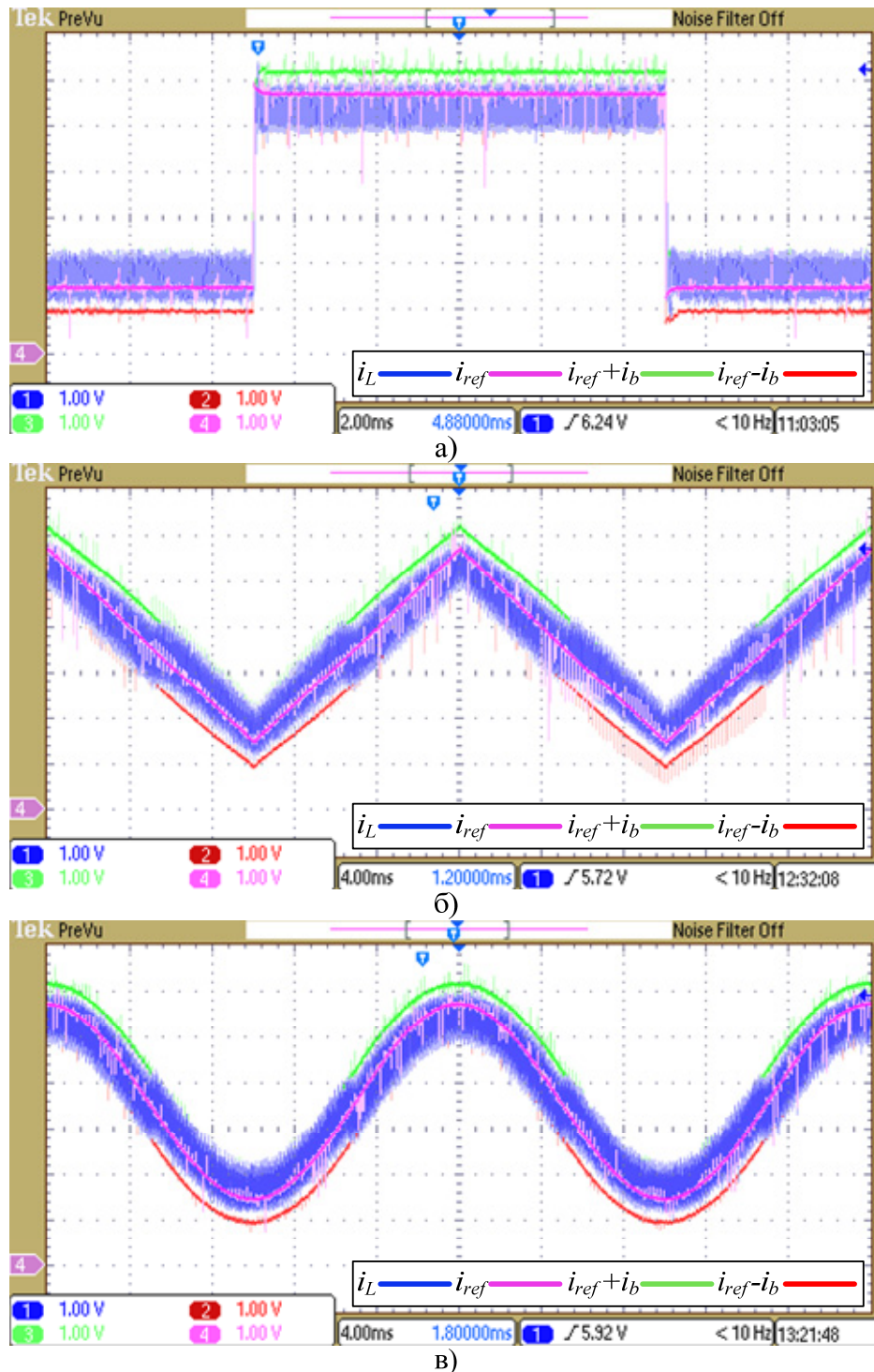
Да би се превазишао овај недостатак, потребно је користити брже компоненте, са мањим кашњењем, првенствено брже компараторе, драјверски модул и струјни сензор. Осим што би минимизација кашњења допринела елиминисању индуковане струјне грешке, омогућила би и рад са знатно већим прекидачким фреквенцијама од употребљене фреквенције $f_s=23$ kHz. Међутим, експериментална платформа је развијена са расположивим компонентама, односно ресурсима, па је хардверска оптимизација задатак за неки будући рад. Такође, принцип рада предложеног ADCMC управљања не зависи од прекидачке фреквенције, па је употребљена прекидачка фреквенција сасвим задовољавајућа за испитивање перформанси ADCMC управљања.

Б. Праћење различитих таласних облика референтне струје

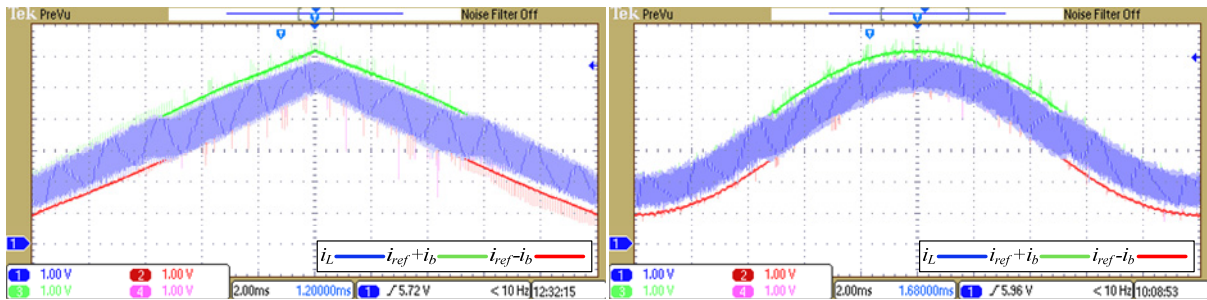
Таласни облици струје пригушнице синхроног 2Q спуштача (Слика 2.12 б)), за три различита периодична таласна облика референтне струје (Слика 2.13) фреквенције 50 Hz, при отвореној вањској напонској петљи, дати су на Слици 2.61. Очигледно, ADCMC управљање поседује одличну динамику и обезбеђује успешно праћење датих таласних облика референтне струје. Због раније указаних несавршености ипак се појављује мало одступање средње струје пригушнице од референтне струје, што доводи до малог изобличења таласног облика струје пригушнице у тренуцима када фактор испуне има вредност 0.5, односно када струја пригушнице прелази с горње на доњу границу и обрнуто (Слика 2.61 б), в)). Ови прелази се најбоље могу уочити из увећаног приказа таласних облика струје пригушнице за троугласту и синусну референтну струју (Слика 2.62).

Као што је показано у претходном поглављу са симулационим резултатима, динамику унутрашње струјне петље је најбоље описати на основу њеног одскочног одзива, тј. одзива на правоугаони таласни облик референтне струје (Слика 2.61 а)).

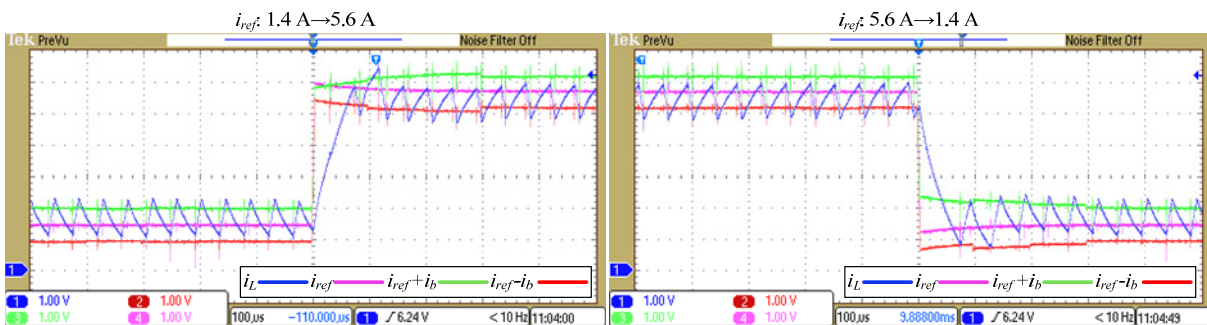
Увећан таласни облик струје пригушнице за растућу и опадајућу ивицу референтне струје дат је на Слици 2.63. Ново стационарно стање се достиже за неколико прекидачких периода, што потврђује одличне динамичке особине ADCMC управљања.



Слика 2.61. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} : а) правоугаони, б) троугласти, в) синусни



Слика 2.62. Увећан приказ струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за троугласти (лево) и синусни (десно) таласни облик референтне струје i_{ref} , при прелазима струје пригушнице с горње на доњу границу и обрнуто



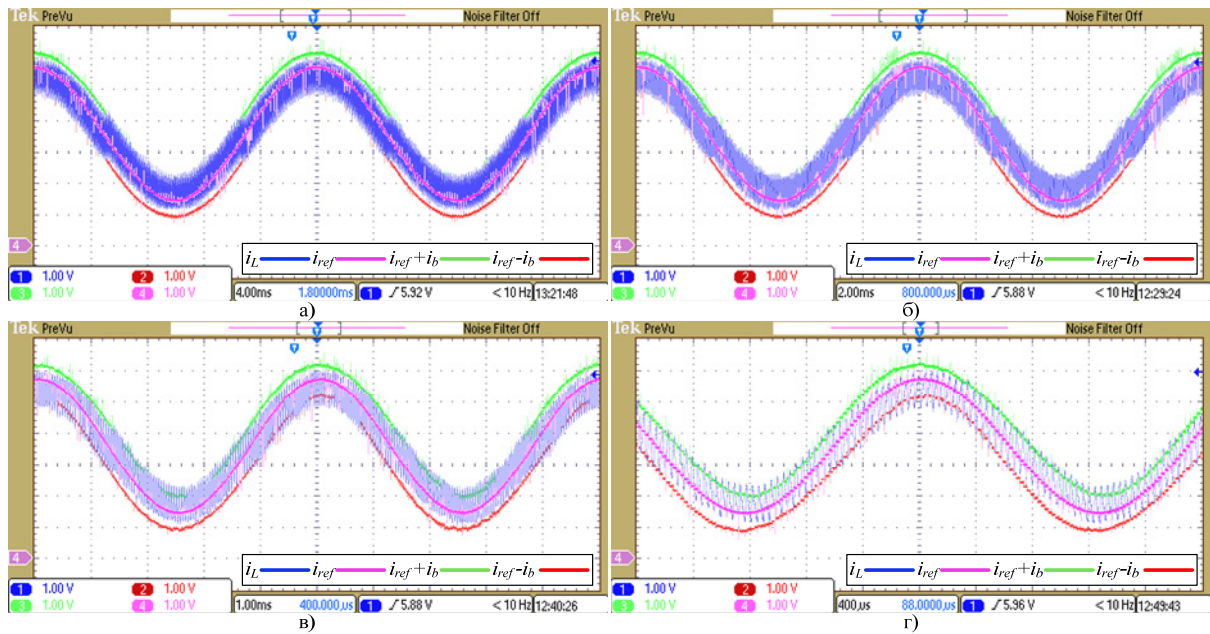
Слика 2.63. Одскачни одзив унутрашње струјне петље ADCMC управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref} (увећан приказ струје пригушнице са Сликe 2.61 а))

Таласни облици струје пригушнице у случају синусне референтне струје фреквенције 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz и 400 Hz, приказани су на Слици 2.64. Дати резултати показују да ADCMC управљање омогућава одлично праћење референтне струје и при неколико пута већим фреквенцијама од основне фреквенције 50 Hz.

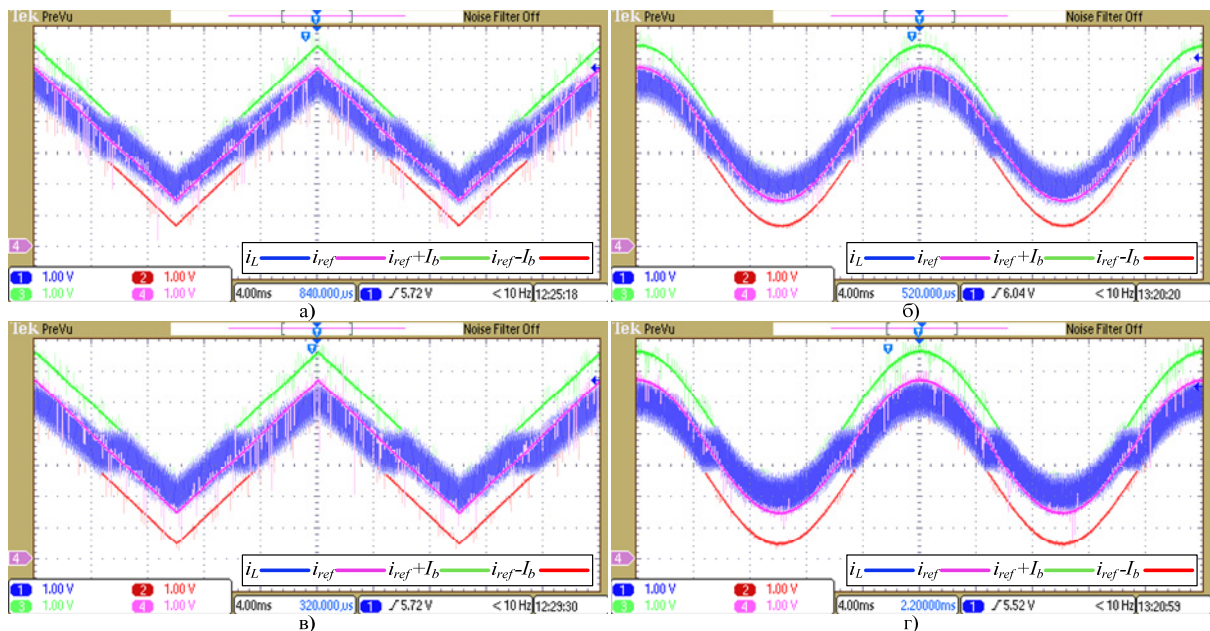
Као што је закључено и у претходном поглављу, и приказани експериментални резултати праћења различитих таласних облика референтне струје потврђују да се ADCMC управљање може применити и на сложеније типове претварача (нпр. инвертора), код којих се струја пригушнице, а и излазни напон, периодично мењају у широком опсегу.

На Слици 2.65 дати су таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са конвенционалним DCMC управљањем, за троугласту и синусну референтну струју. Њиховим поређењем са таласним облицима са Сликe 2.61 за ADCMC управљање може се уочити предност ADCMC управљања, првенствено по питању тачности праћења референтне струје. Посебно је код DCMC управљања изражено изобличење струје

пригушнице при њеним прелазима са горње на доњу границу и обрнуто, при већој вредности параметра $I_b=1$ А (Слика 2.65 в, г)).

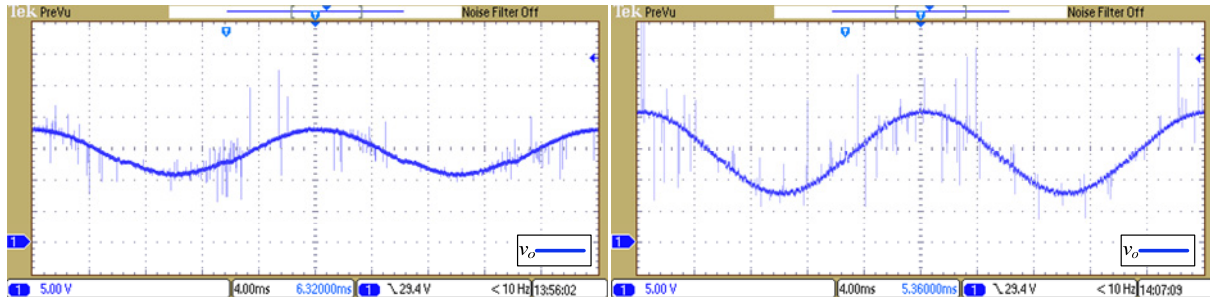


Слика 2.64. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за синусну референтну струју i_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz

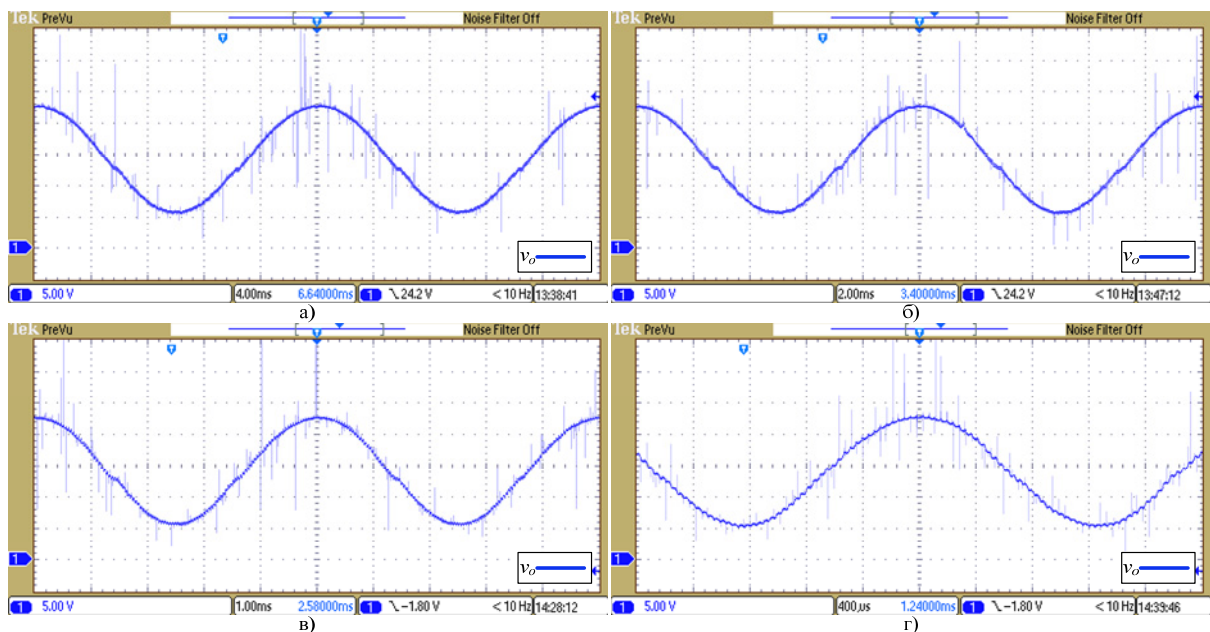


Слика 2.65. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DCMC управљањем, за троугласти (лево) и синусни (десно) таласни облик референтне струје i_{ref} : а), б) $I_b=0.8$ А; в), г) $I_b=1$ А

За добијање синусног излазног напона 2Q спуштача, што је најчешћи случај када је 2Q спуштач део мостног инвертора, потребно је затворити вањску напонску петљу и задати синусни референтни напон v_{ref} , чији је израз дат у (2.81). На Слици 2.66 приказани су таласни облици излазног напона 2Q спуштача, у случају синусног референтног напона (2.81), фреквенције 50 Hz, када се користи ПИ вањски напонски компензатор параметара: $(\sigma, k_p, k_i)=(200, 0.15, 40)$ и $(400, 0.55, 160)$.



Слика 2.66. Таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (са ПИ напонским компензатором), при $\sigma=200$ (лево) и $\sigma=400$ (десно)

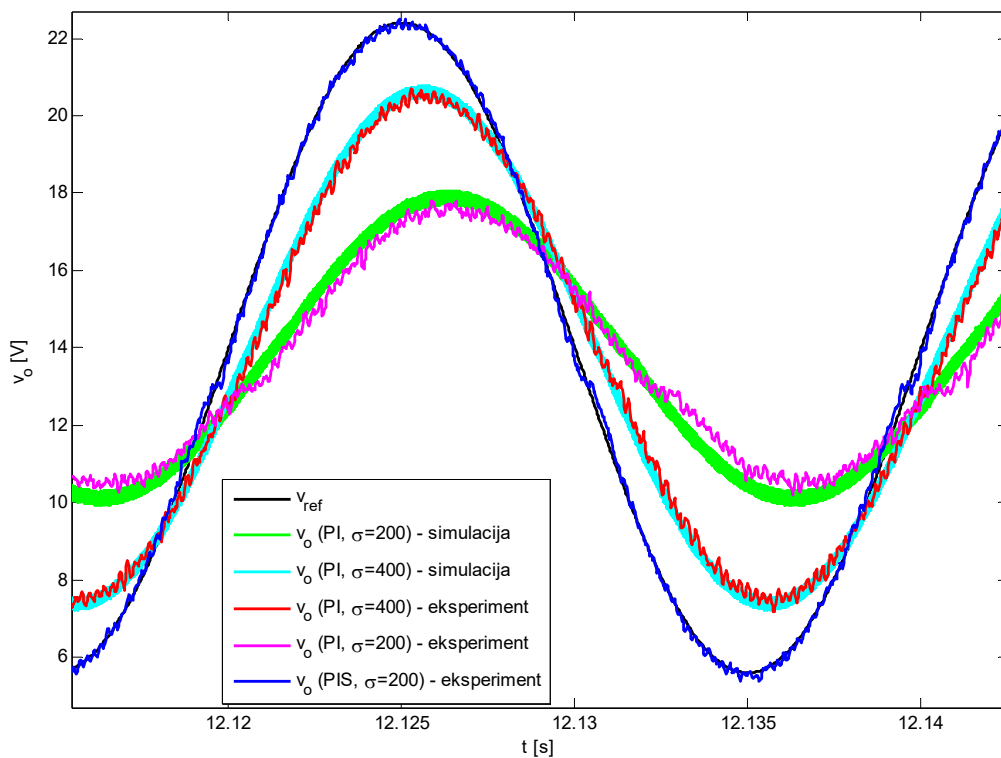


Слика 2.67. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (са ПИС напонским компензатором), за синусни референтни напон v_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz

С обзиром да се референтни напон из (2.81) мења у границама од 5.6 V до 22.4 V, из резултата са Сlike 2.66 очигледно је да се применом ПИ компензатора не може постићи тачно регулисање излазног напона. Међутим, ако се употреби ПИС

компензатор из (2.82), омогућено је прецизно праћење синусног референтног напона, што потврђују експериментални резултати са Сликe 2.67, за различите фреквенције референтног напона од 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz и 400 Hz.

Параметри ПИС компензатора су исти као у симулацијама и износе $k_p=0.15$, $k_i=40$ ($\sigma=200$) и $k_s=100$. На Слици 2.68 упоређени су експериментални таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача, добијени применом ПИ и ПИС напонског компензатора. На истој слици приказани су и симулациони резултати за случај употребе ПИ компензатора истих параметара као у експериментима.



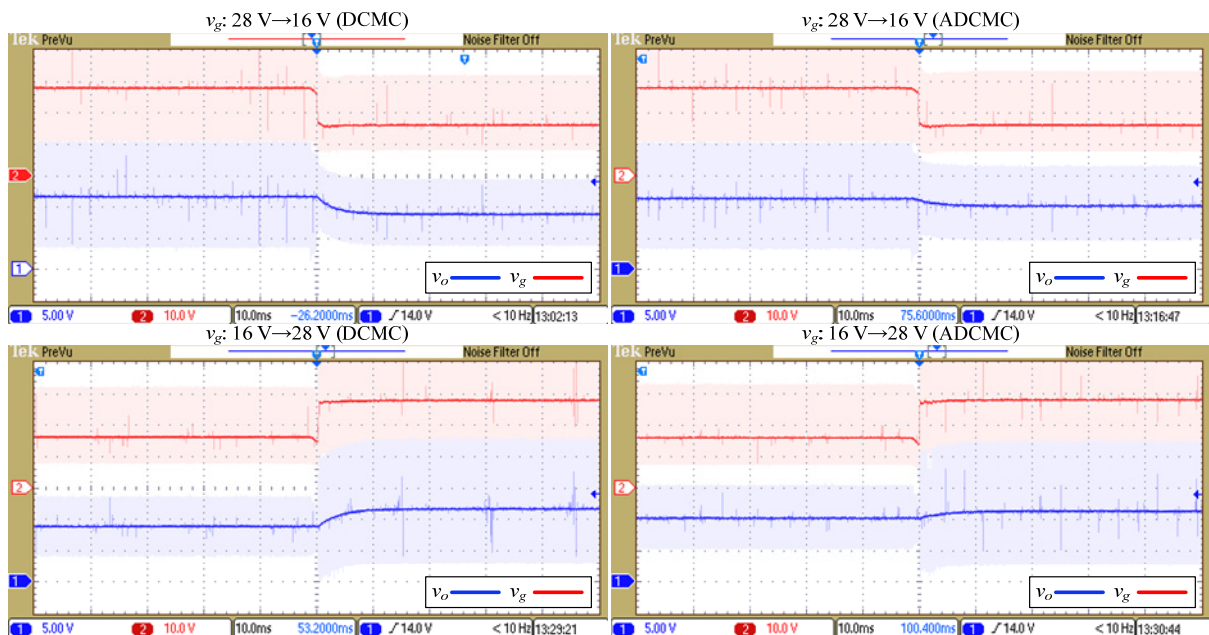
Слика 2.68. Експериментални и симулациони таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са ADCMC управљањем (са ПИ и ПИС напонским компензатором)

Са Сликe 2.68 може се приметити одлично слагање симулационих и експерименталних резултата.

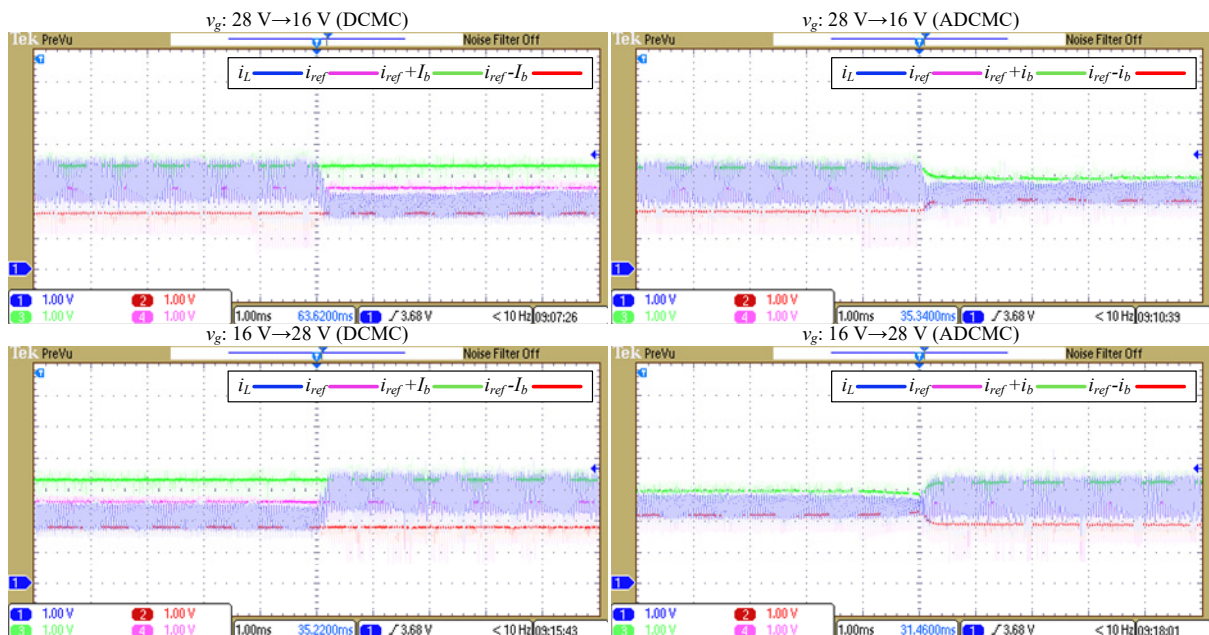
В. Скоковите промене улазног напона

У наредним експериментима верификовано је понашање ADCMC управљања при скоковитим променама улазног напона спуштача. Прво је вањска напонска петља отворена, при чему је задата константна струја $i_{ref}=2.5$ А. На Слици 2.69 приказани су таласни облици излазног напона услед деловања скоковитих промена улазног напона са

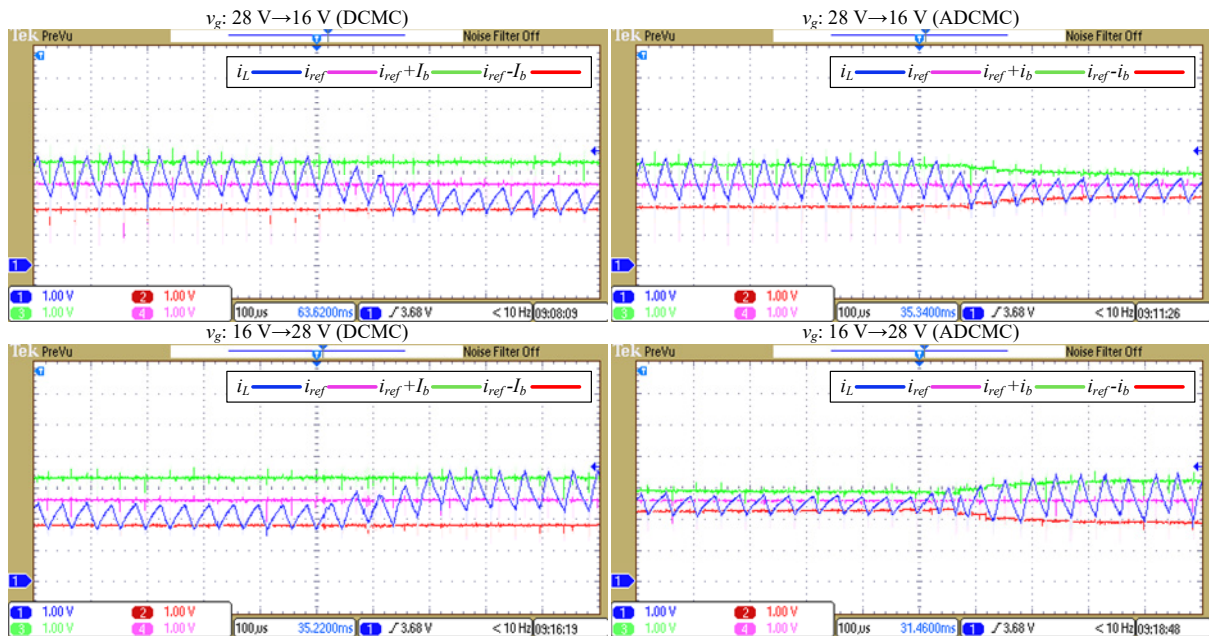
номиналне вредности 28 V на 16 V и обрнуто. Поређења ради, на истој слици дати су и експериментални резултати у случају DCMC управљања.



Слика 2.69. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (отворена вањска напонска петља)



Слика 2.70. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (отворена вањска напонска петља)



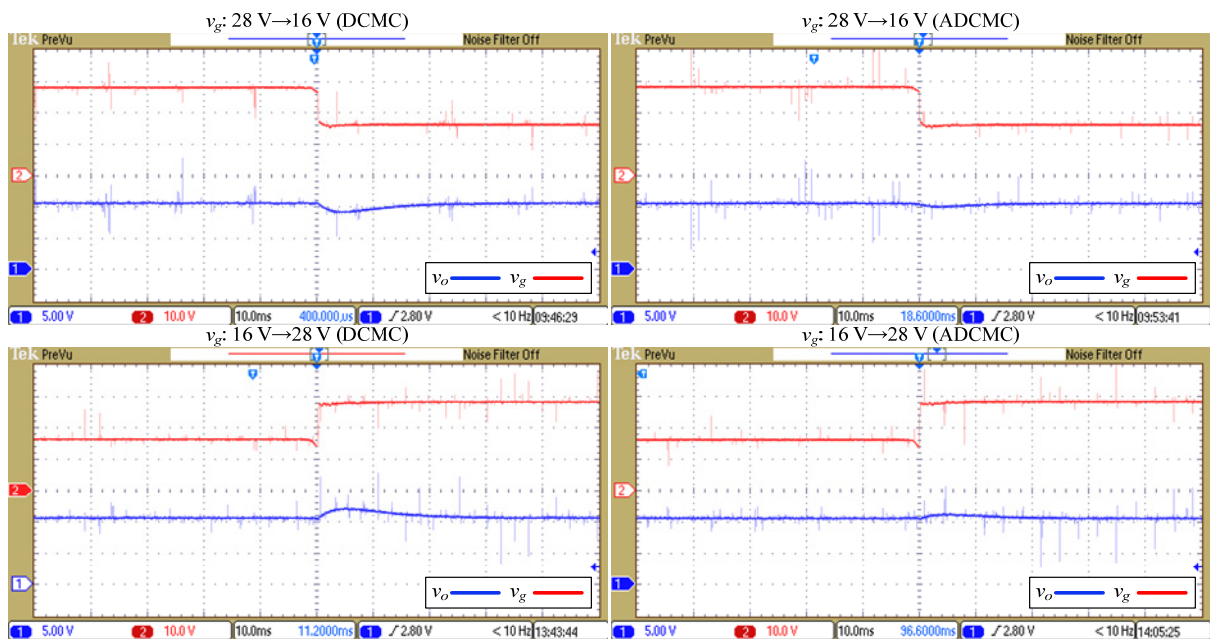
Слика 2.71. Увећан приказ таласних облика струје пригушнице спуштача са Сlike 2.70, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (отворена вањска напонска петља)

Таласни облици струје пригушнице дати су на Слици 2.70. Увећан приказ струја у тренуцима скоковитих промена улазног напона приказан је на Слици 2.71.

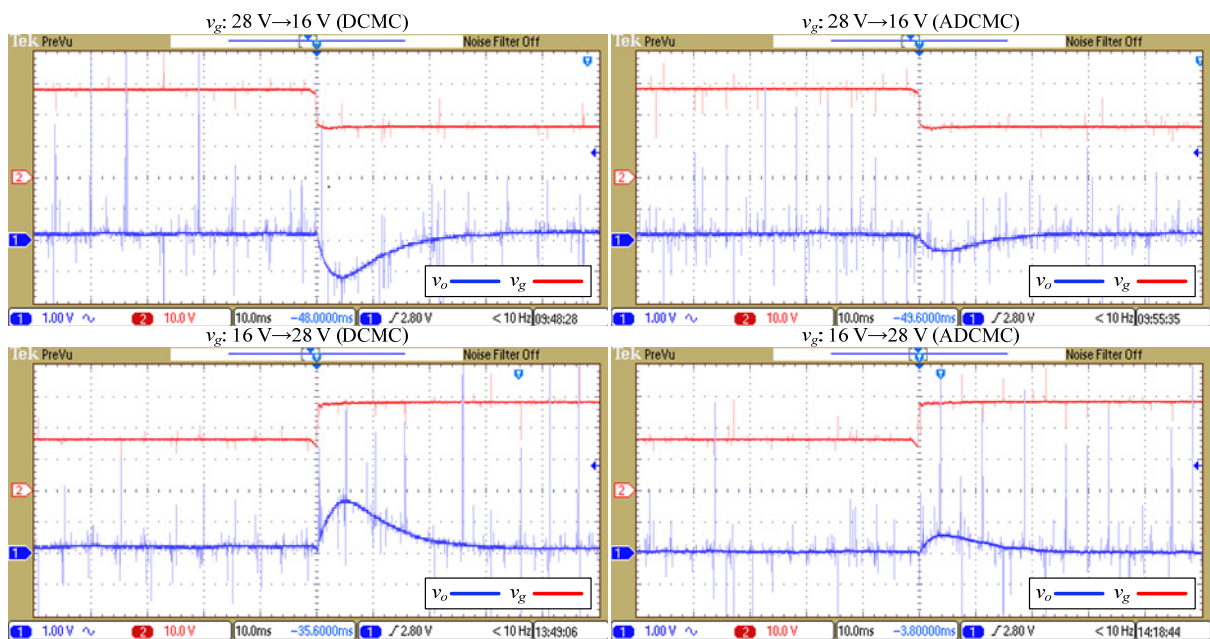
Очигледна је предност ADCMC у односу на конвенционално DCMC управљање, у погледу величине одступања стационарне вредности излазног напона од очекиваних 10 V, као и величине промене излазног напона у току прелазних режима (Слика 2.69). Такође, квалитет прелазног режима струје пригушнице је побољшан применом ADCMC управљања (Слика 2.70, Слика 2.71).

Таласни облици излазног напона спуштача у случају затворене вањске напонске петље ($v_{ref}=10\text{ V}$) приказани су на Слици 2.72 и Слици 2.73, а таласни облици струје пригушнице на Слици 2.74 и Слици 2.75, где су такође извршена поређења ADCMC са DCMC управљањем, под равноправним условима.

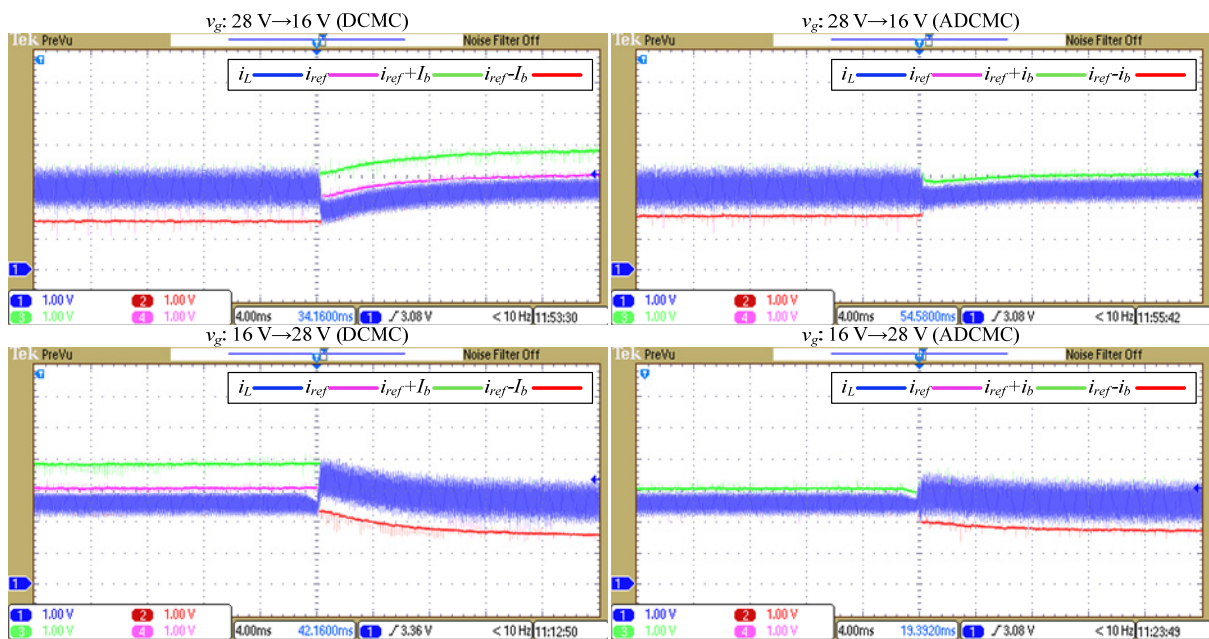
Слични закључци важе као у претходном случају. Очекивано, пропади/прескоци излазног напона у току прелазних режима су мањи када се примени ADCMC управљање, што се најбоље може видети из приказа таласних облика излазног напона без једносмерне компоненте (Слика 2.73).



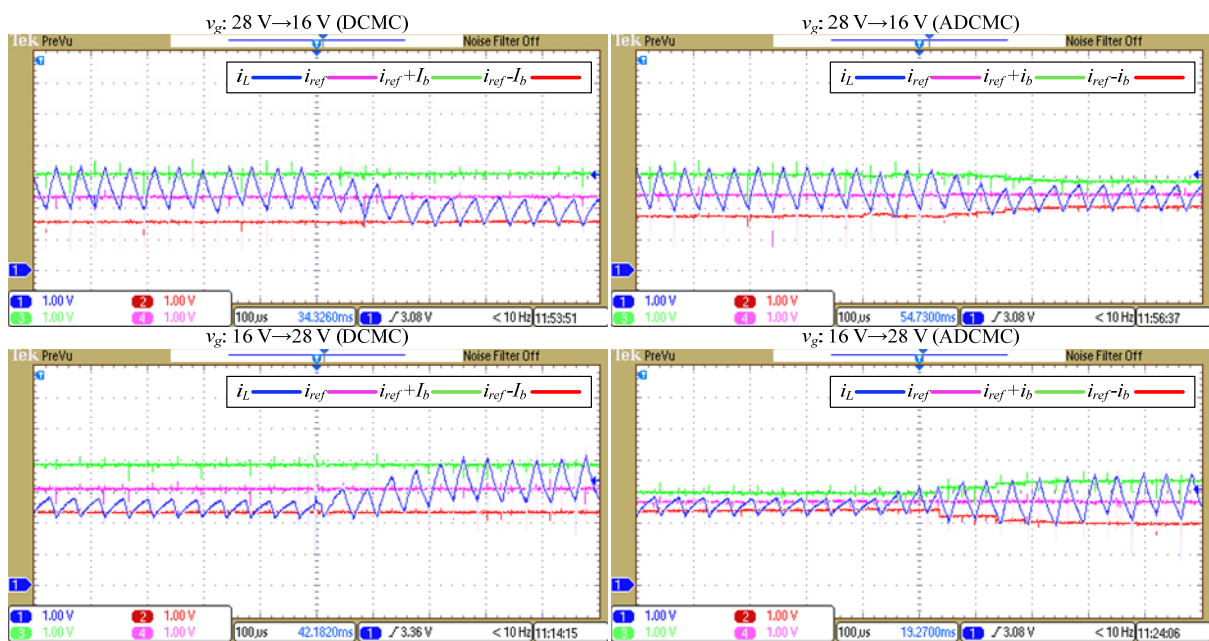
Слика 2.72. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама излазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)



Слика 2.73. Таласни облици излазног напона спуштача (без једносмерне компоненте) са Слика 2.72, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)



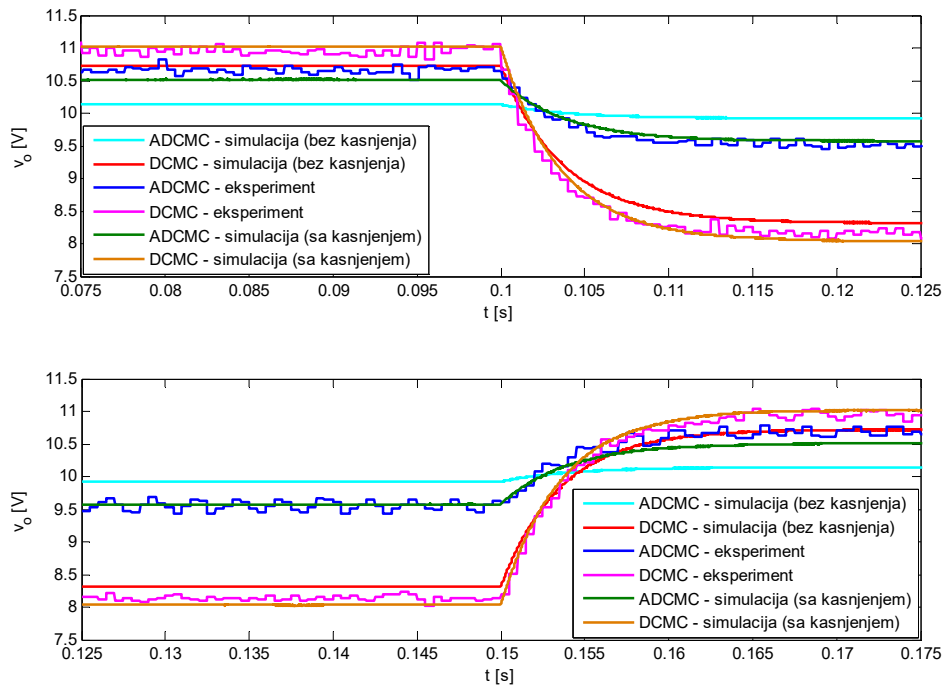
Слика 2.74. Таласни облици струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)



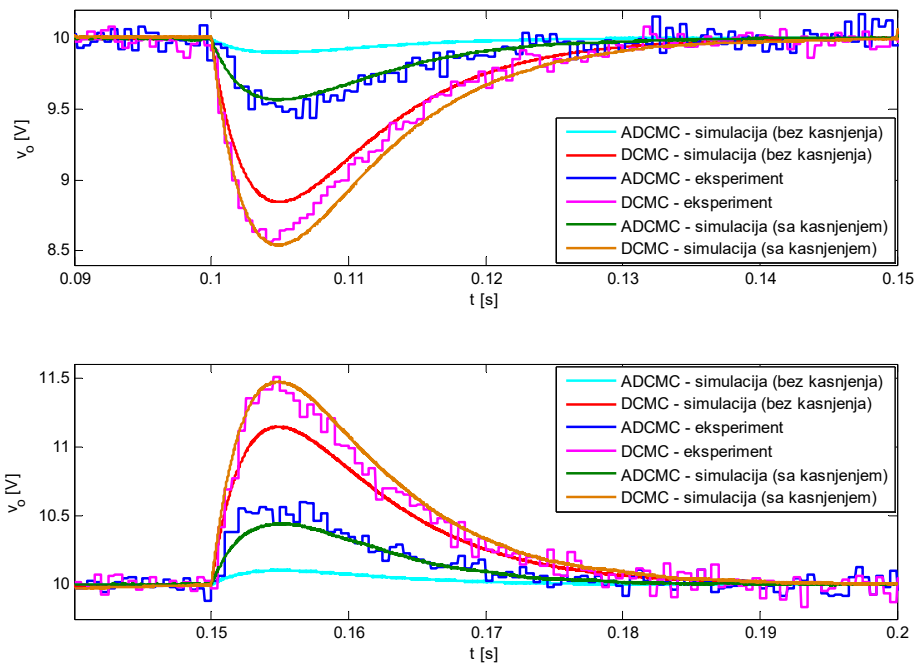
Слика 2.75. Увећан приказ таласних облика струје пригушнице спуштача са Сликe 2.74, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)

На Слици 2.76 и Слици 2.77 упоређени су експериментални и симулациони таласни облици излазног напона спуштача са ADCMC и DCMC управљањем, са отвореном и затвореном вањском напонском петљом. Када се у симулацијама уведу

раније спомињана реална кашњења, очигледно је веома добро слагање симулационих и експерименталних резултата.



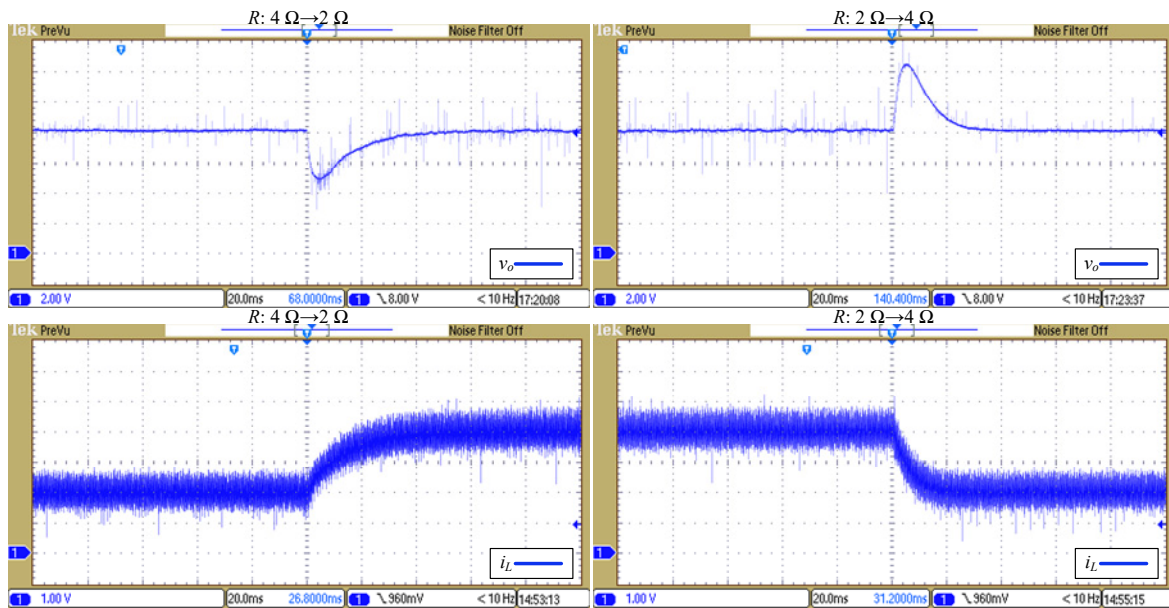
Слика 2.76. Експериментални и симулациони таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC и DCMC (отворена вањска напонска петља)



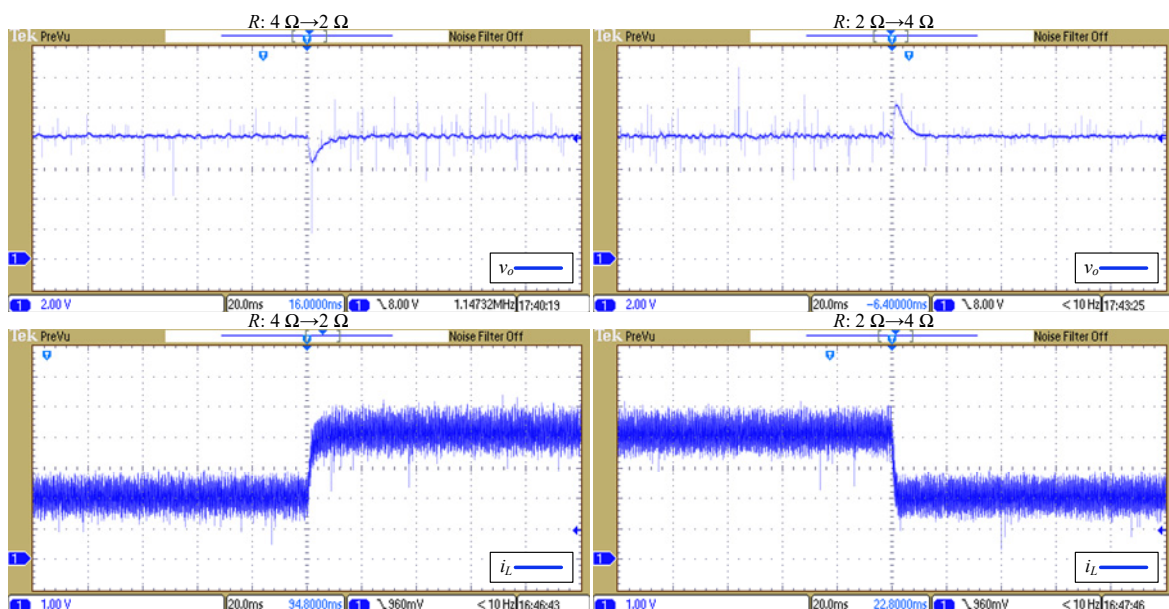
Слика 2.77. Експериментални и симулациони таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за ADCMC и DCMC (затворена вањска напонска петља)

Г. Скоковите промене оптерећења

На Слици 2.78 дати су експериментални резултати у случају скоковитих промена отпорности оптерећења спуштача са ADCМС управљањем. Као и у симулацијама, посматране су промене отпорности са номиналне $R=4\ \Omega$ на дупло мању вредност $R=2\ \Omega$, и обрнуто, при чему је излазни напон регулисан на вредност $v_{ref}=8\text{ V}$.



Слика 2.78. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са $4\ \Omega$ на $2\ \Omega$ и обрнуто, за ADCМС

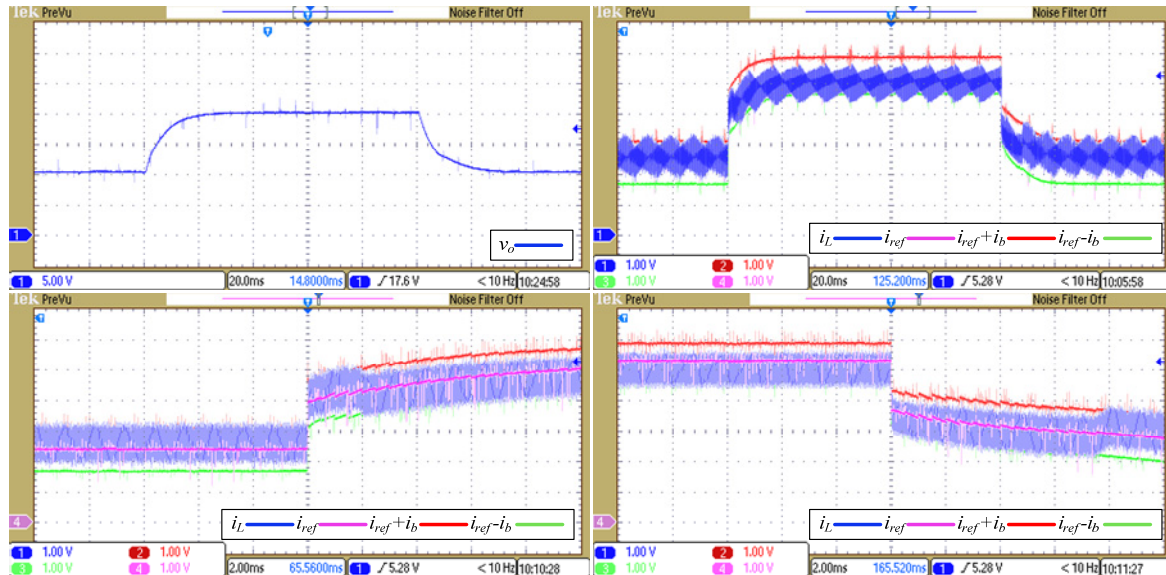


Слика 2.79. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са $4\ \Omega$ на $2\ \Omega$ и обрнуто, за ADCМС

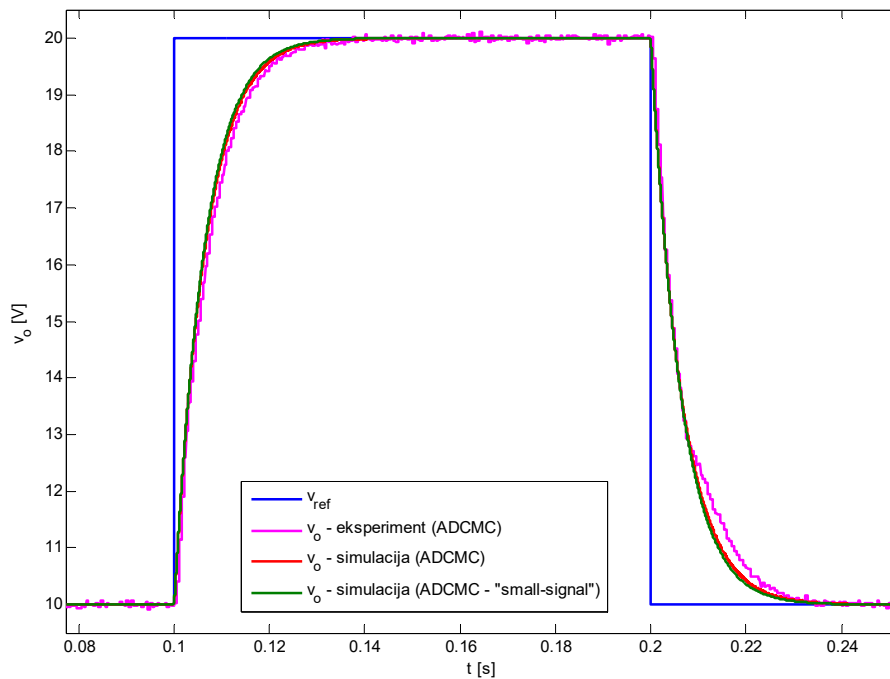
($\sigma=500$)

Резултати са Сlike 2.78 добијени су за појачања ПИ напонског компензатора која одговарају вредности параметра $\sigma=200$ ($k_p=0.15$, $k_i=40$). Како би се добили побољшани одзиви, мора се повећати вредност параметра σ , што потврђују резултати са Сlike 2.79 ($\sigma=500$, $k_p=0.75$, $k_i=250$).

Д. Скоковите промене референтног напона



Слика 2.80. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама референтног напона v_{ref} са 10 V на 20 V и обрнуто, за ADCMC



Слика 2.81. Експериментални и симулациони таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама референтног напона v_{ref} са 10 V на 20 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за ADCMC ($\sigma=200$)

Одзиви спуштача на скоковите промене референтног напона v_{ref} дати су на Слици 2.80. На Слици 2.81 су упоређени експериментални и симулациони таласни облици излазног напона, који су веома слични.

2.6.2 Подизач напона

Експериментална платформа са Сликe 2.52 је употребљена и за тестирање рада подизача са предложеним ADCMC управљањем. За конфигурисање топологије подизача на прототипу вишенаменског претварача, чија је електрична шема дата на Слици 2.53, користи се само једна страна претварача, лева или десна. Ако се користи прекидачка ћелија A (Слика 2.53), улазни напон се доводи између прикључака (3) и (-), а излазни кондензатор и оптерећење се повезују између (1) и (-). Управља се прекидачем T_2 , а T_1 је увек искључен. У случају синхроног подизача, на коме су извршена наредна експериментална испитивања, управља се и прекидачем T_1 , при чему треба обезбедити „мртво време“ између управљачких импулса прекидача T_1 и T_2 .

Параметри подизача су исти као симулациони параметри из Табеле 2.4.

А. Стационарно стање

Експериментални таласни облици струје пригушнице подизача у стационарном стању, при отвореној напонској петљи: $i_{ref}=1$ А и $i_{ref}=4$ А, и затвореној напонској петљи ($\sigma=200$, $k_p=0.49$, $k_i=66.34$): $v_{ref}=18$ V и $v_{ref}=30$ V, дати су на Слици 2.82. Поред стабилности и за факторе испуне мање и веће од 0.5, може се уочити добро поклапање референтне и средње струје пригушнице.

Б. Скоковите промене улазног напона

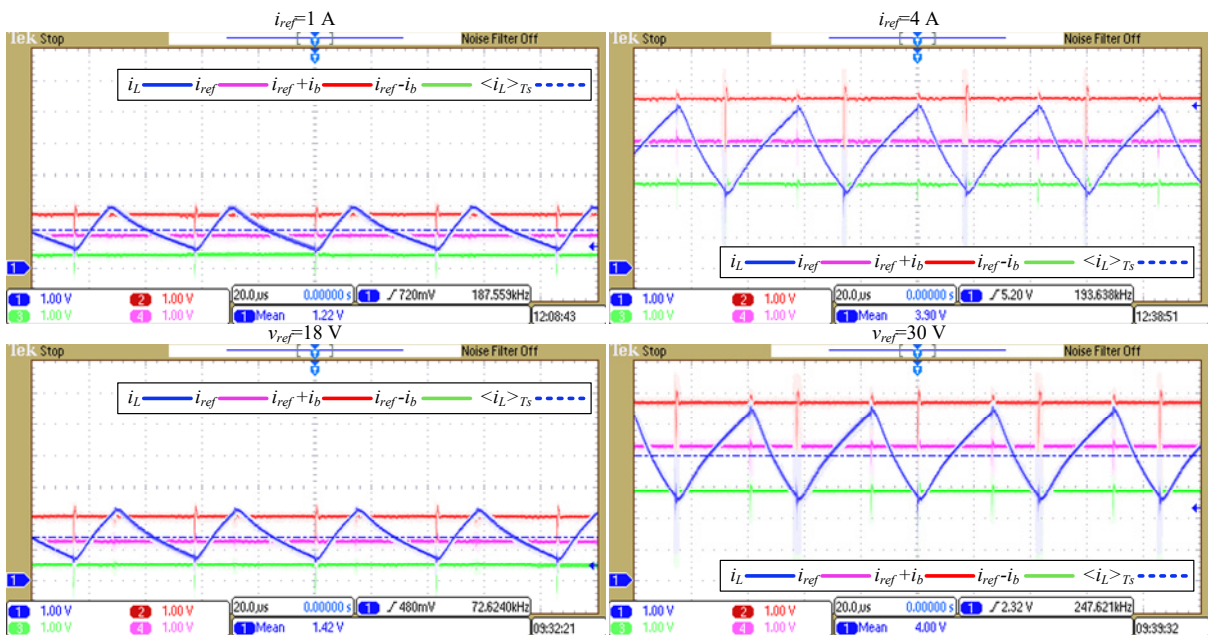
На Слици 2.83 приказани су експериментални таласни облици излазног напона подизача са ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона са номиналних 12 V на 6 V и обрнуто. Излазни напон је постављен на $v_{ref}=20$ V.

Таласни облици струје пригушнице подизача дати су на Слици 2.84. На истим сликама дати су и експериментални резултати за DCMC управљање. Очекивано, добијају се бољи одзиви у случају ADCMC управљања.

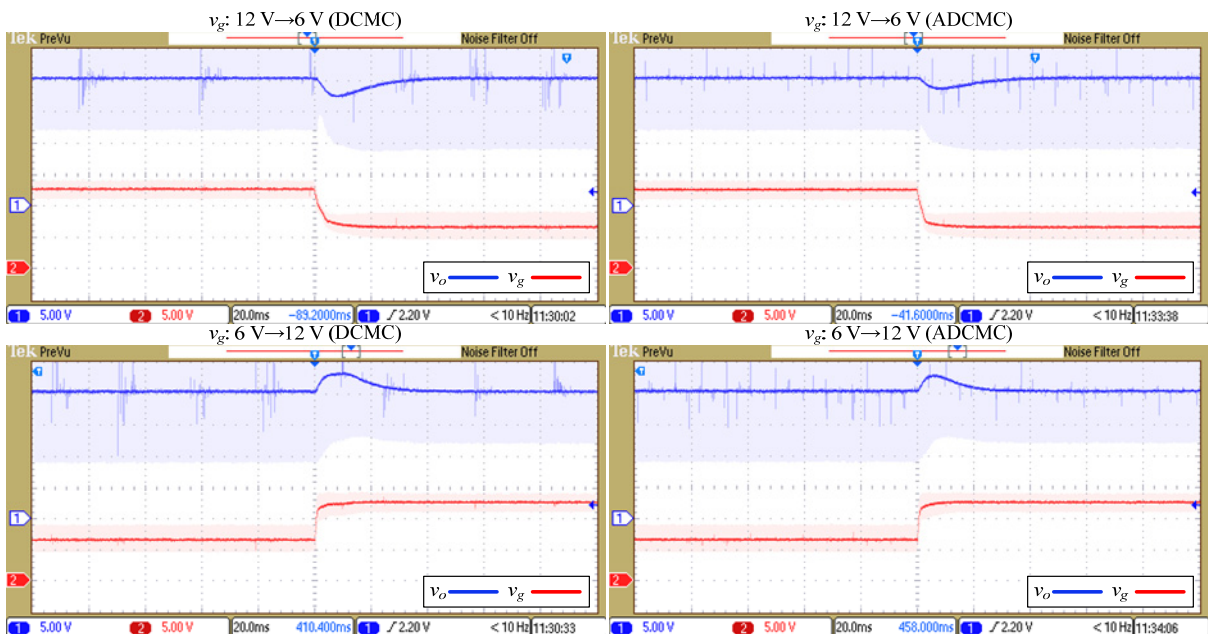
В. Скоковите промене оптерећења

Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача, при скоковитим променама отпорности оптерећења са номиналних $R=20$ Ω на двоструко мању вредност

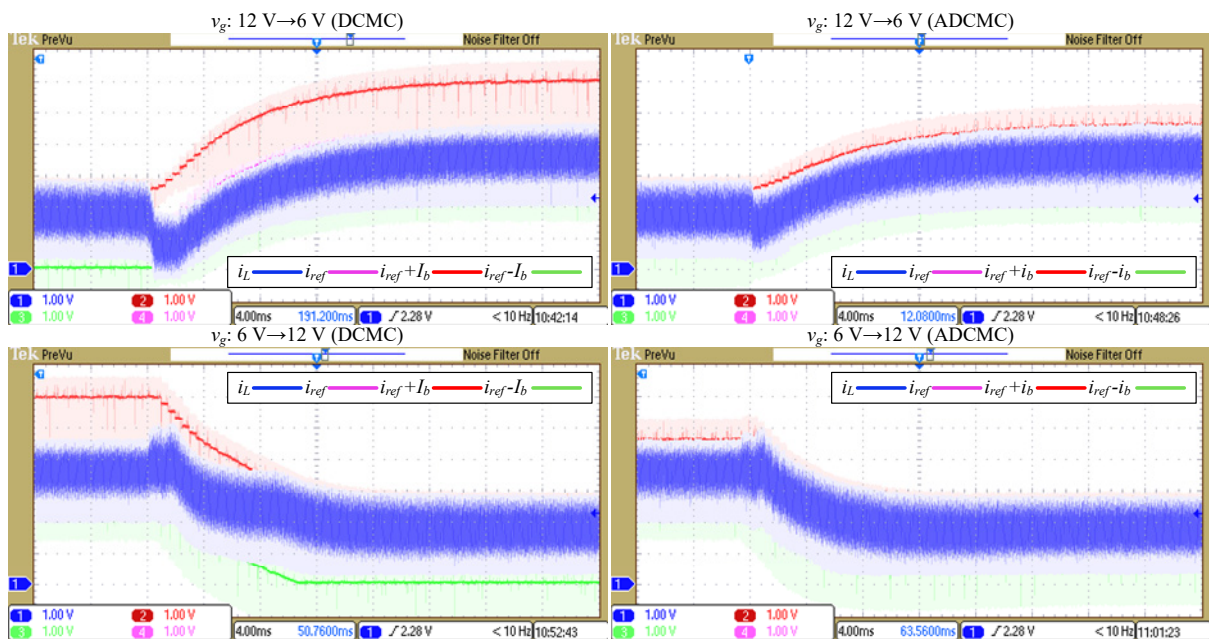
$R=10\ \Omega$, и обрнуто, дати су на Слици 2.85. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref}=20\ V$.



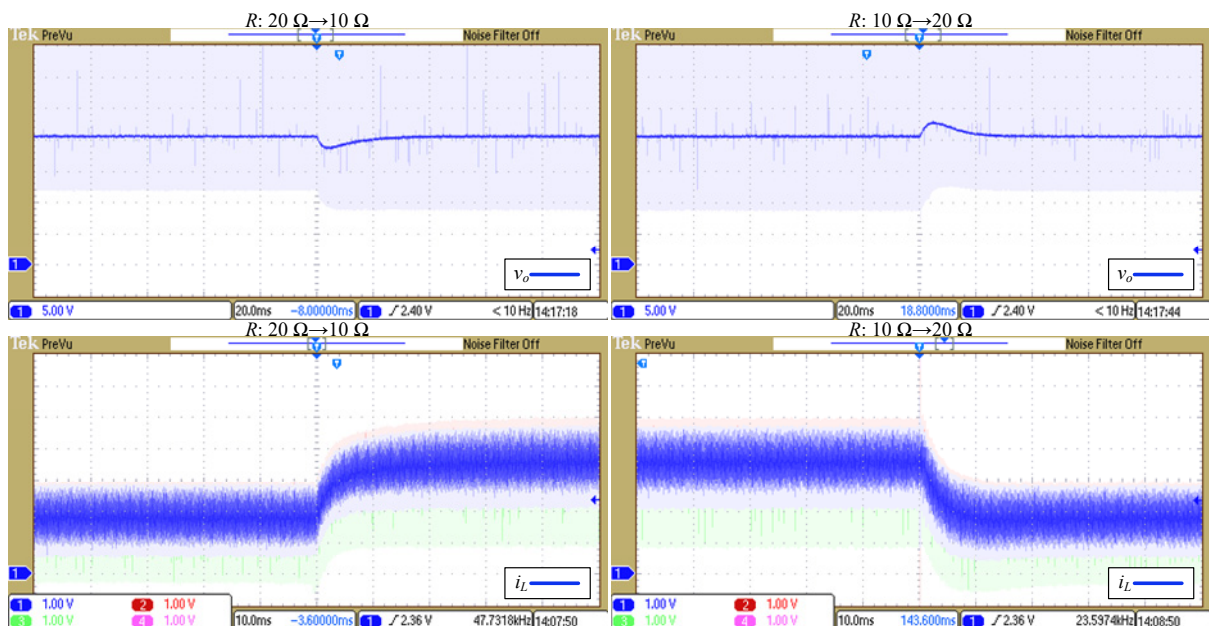
Слика 2.82. Таласни облици струје пригушнице подизача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1\ A$, $4\ A$ (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=18\ V$, $30\ V$ (затворена вањска напонска петља)



Слика 2.83. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама улазног напона од $12\ V$ до $6\ V$ и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)



Слика 2.84. Таласни облици струје пригушнице подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља)



Слика 2.85. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20 Ω на 10 Ω и обрнуто, за ADCMC

Резултати са Сlike 2.85 потврђују да се применом ADCMC управљања успешно елиминишу поремећаји струје оптерећења подизача, при чему квалитет одзива искључиво зависи од параметара вањског напонског компензатора.

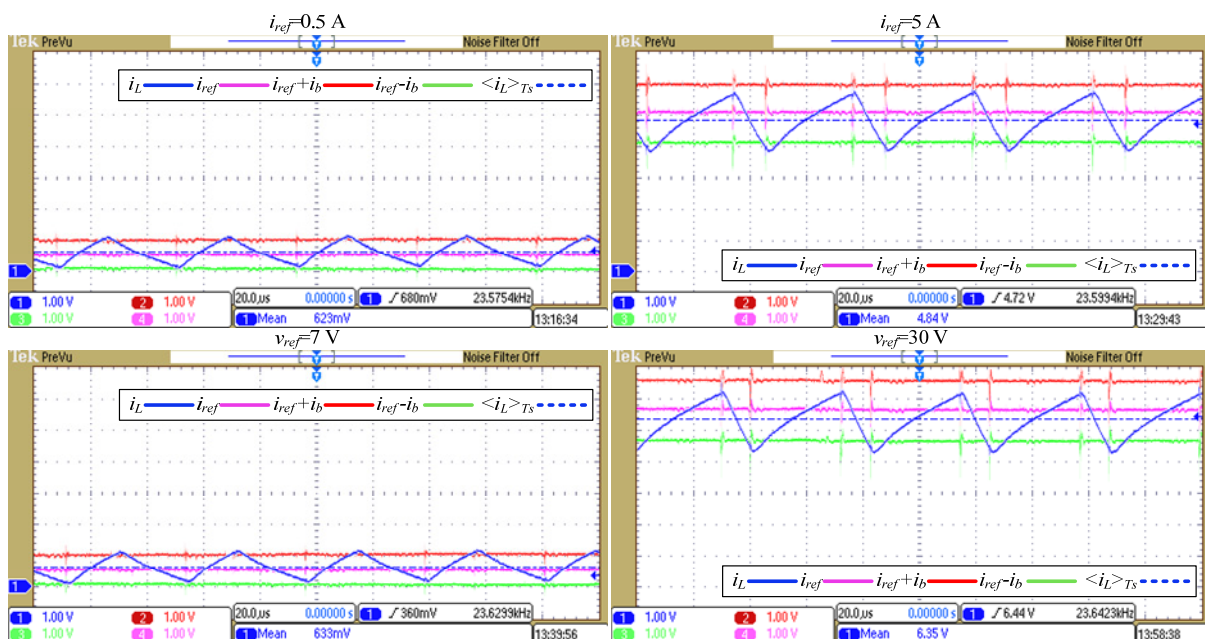
2.6.3 Неинвертујући спуштач-подизач напона

Топологија неинвертујућег спуштача-подизача на развијеном прототипу вишенаменског претварача се може конфигурисати тако што се користе обе прекидачке ћелије A и B (Слика 2.53). Улазни напон се доводи између прикључака (1) и (-), а излазни кондензатор и оптерећење се повезују између (2) и (-). Истовремено се управља прекидачима T_1 и T_4 , док су T_2 и T_3 увек искључени.

Параметри неинвертујућег спуштача-подизача су исти као симулациони параметри из Табеле 2.4.

A. Стационарно стање

На Слици 2.86 приказани су експериментални таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем, у стационарном стању, када је вањска напонска петља отворена: $i_{ref}=0.5$ A и $i_{ref}=5$ A, и затворена: $v_{ref}=7$ V и $v_{ref}=30$ V. Као и у свим претходним случајевима, средња струја пригушнице је приближно једнака задатим вредностима, уз мала одступања која су последица раније описаних кашњења, односно несавршености компоненти употребљених у изградњи експерименталне платформе.

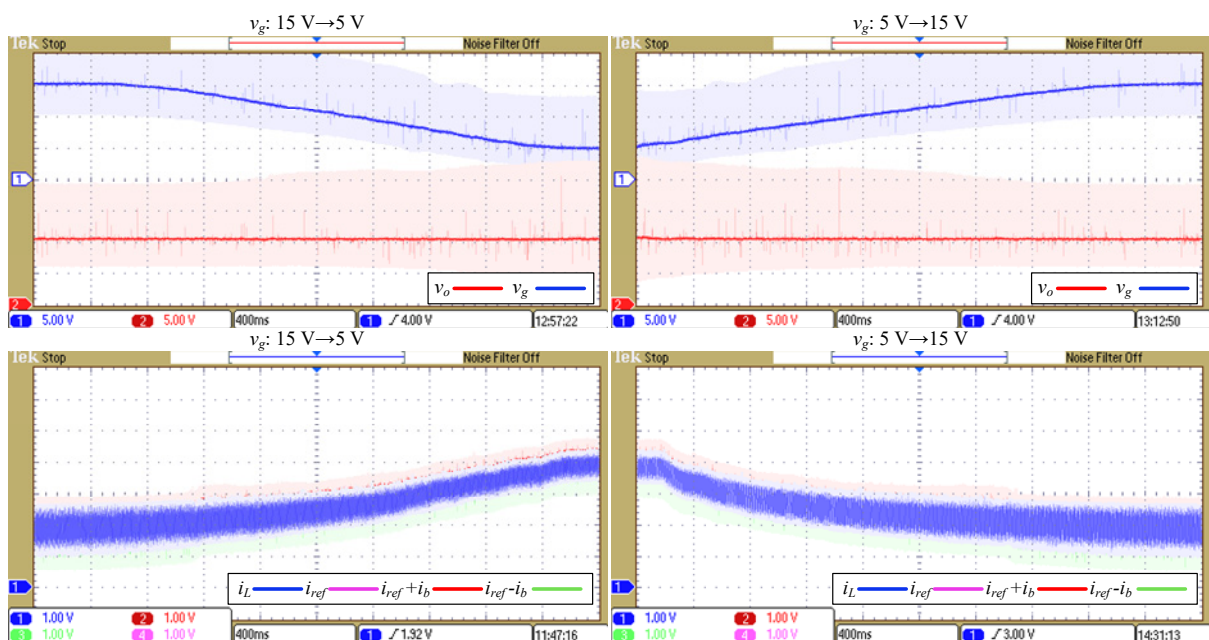


Слика 2.86. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=0.5$ A, 5 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=7$ V, 30 V (затворена вањска напонска петља)

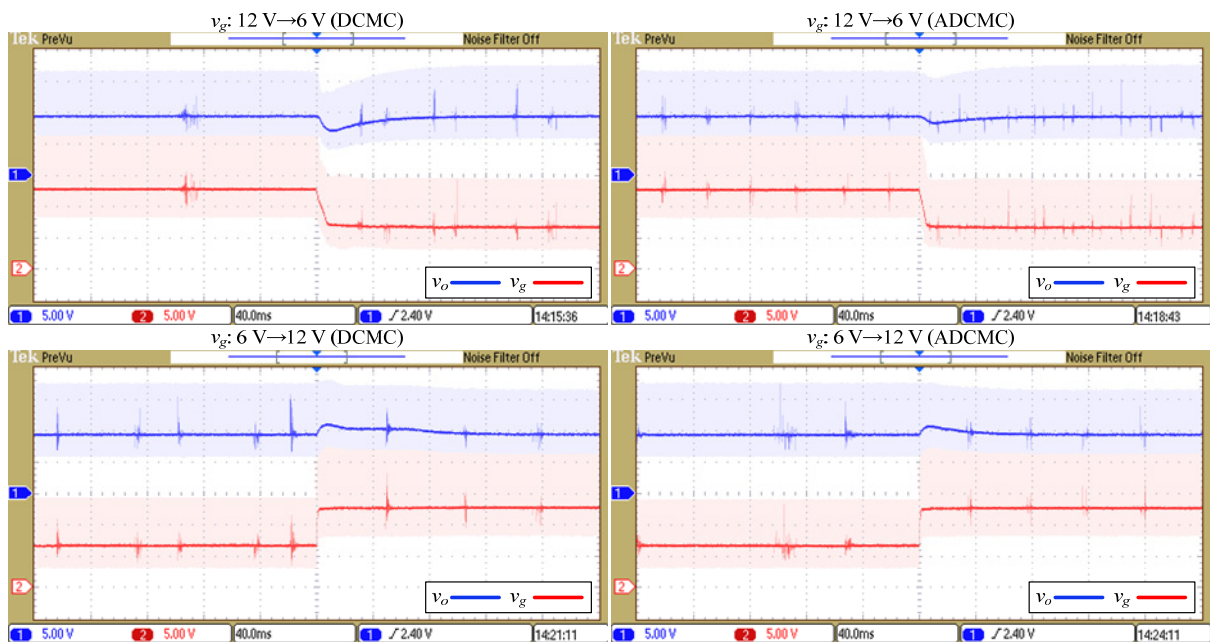
Б. Промене улазног напона

На Слици 2.87 дати су експериментални таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача, при постепеним линеарним променама улазног напона са 15 V на 5 V и обрнуто. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref}=10$ V. Као и у симулацијама, и експериментално је потврђено да ADCМС управљање природно обезбеђује стабилне прелазе између спуштачког и подизачког радног режима, уз прецизно одржавање задатог излазног напона.

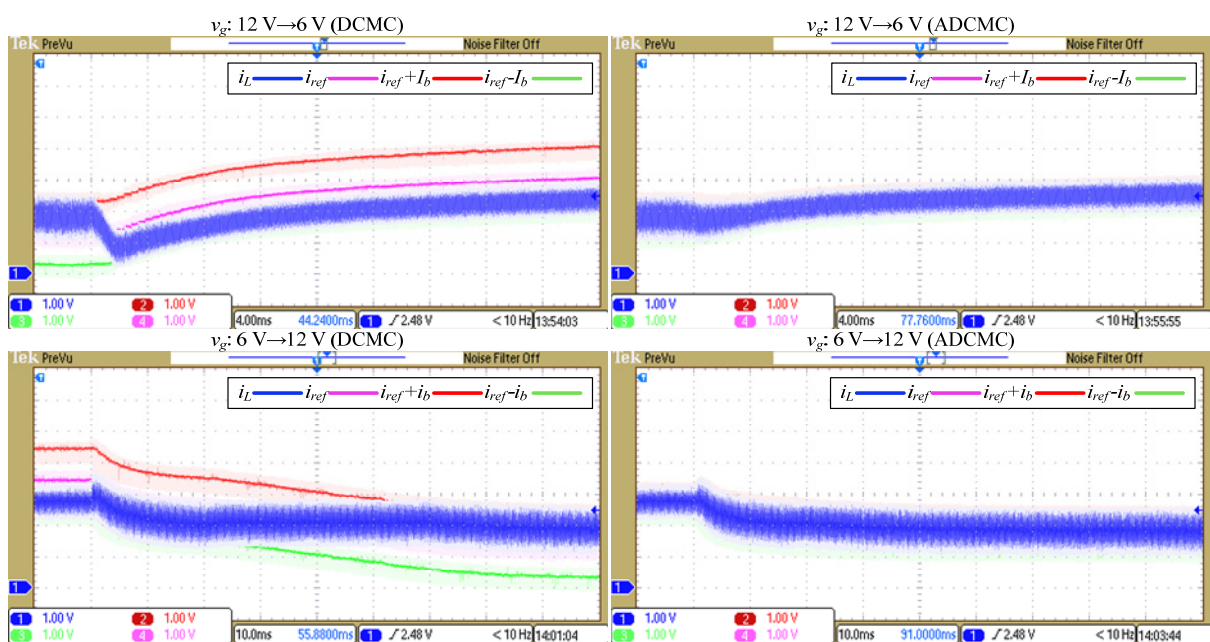
Таласни облици излазног напона и струје пригушнице, при скоковитим променама улазног напона са 12 V на 6 V и обрнуто, дати су на Слици 2.88 и Слици 2.89, респективно. Излазни напон је постављен на вредност $v_{ref}=9$ V. Осим резултата за ADCМС, на истим сликама су приказани и резултати за DСМС управљање. На основу приказаних експерименталних резултата може се закључити да се ADCМС управљањем остварују стабилни и брзи прелазе између радних режима и у условима наглих промена улазног напона.



Слика 2.87. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача са ADCМС управљањем ($\sigma=100$, $R=10 \Omega$), при линеарној промени улазног напона од 15 V до 5 V и обрнуто



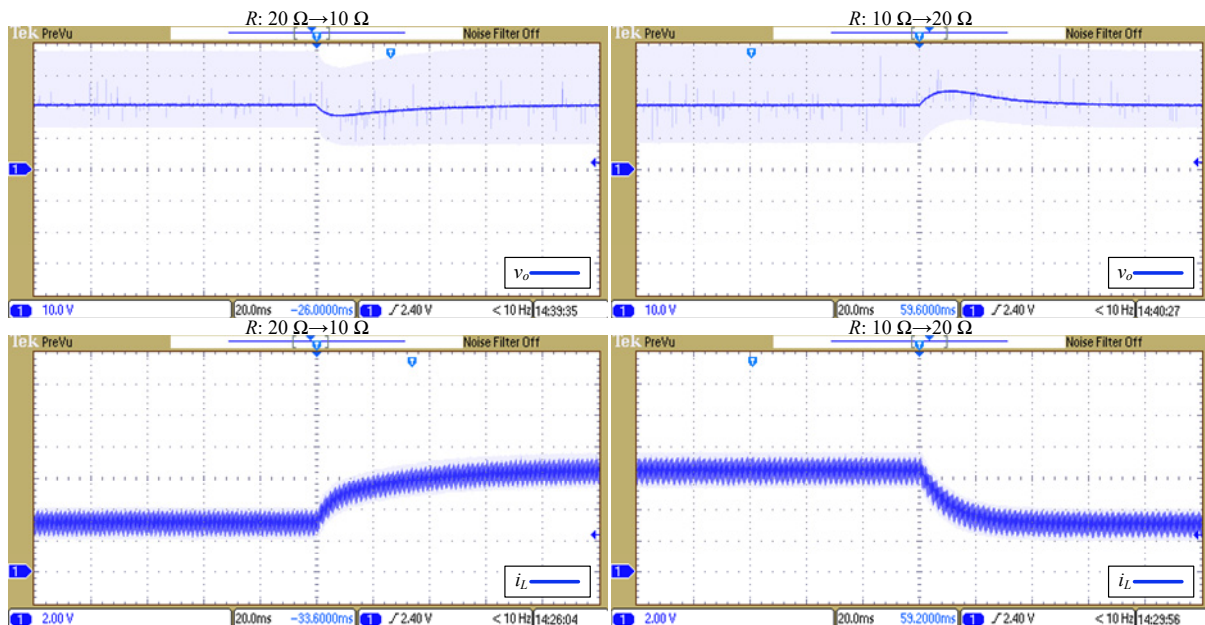
Слика 2.88. Таласни облици излазног напона неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља, $\sigma=100$, $R=10 \Omega$)



Слика 2.89. Таласни облици струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V и обрнуто, за ADCMC (десно) и DCMC (лево) (затворена вањска напонска петља, $\sigma=100$, $R=10 \Omega$)

V. Скоковите промене оптерећења

Експериментални резултати при скоковитим променама отпорности оптерећења са $R=20\ \Omega$ на $R=10\ \Omega$, и обрнуто, приказани су на Слици 2.90. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref}=20\ \text{V}$. Као у свим досадашњим случајевима, ADCMC управљање успешно елиминише поремећаје струје оптерећења.



Слика 2.90. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице неинвертујућег спуштача-подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са $20\ \Omega$ на $10\ \Omega$ и обрнуто, за ADCMC

2.7 Закључак

У овом поглављу предложено је ново струјно управљање претварачима енергетске електронике – ADCMC управљање. Главна мотивација за настанак овог управљања је елиминисање разлике између референтне и средње струје пригушнице претварача, која је инхерентно присутна код конвенционалног DCMC управљања. Приказани симулациони и експериментални резултати за три типа DC-DC претварача: спуштач, подизач и неинвертујући спуштач-подизач, потврђују све изведене теоријске претпоставке и анализе. Осим елиминисања струјне грешке, увођењем новог ADCMC управљања побољшане су још неке карактеристике у односу на DCMC управљање, пре

свега квалитет одзива излазног напона и струје пригушнице приликом брзих промена улазног напона претварача.

Одлична динамика унутрашње струјне петље ADCMC управљања верификована је на примеру 2Q спуштача, где је показано брзо и прецизно праћење различитих таласних облика референтне струје.

Узимајући у обзир наведене одличне особине предложеног ADCMC управљања и чињеницу да оно обезбеђује стабилан рад претварача у целом опсегу фактора испуне, може се закључити да је ADCMC управљање применљиво на практично све типове претварача.

За конкретан тип претварача мора се прилагодити израз за рачунање адаптивне ширине струјног опсега, што се може сматрати недостатком актуелне реализације ADCMC управљања. Једна од главних смерница за будући рад је реализација директног мерења тренутне таласности струје пригушнице, односно адаптивне ширине струјног опсега, преко одбирака струје пригушнице, или њено рачунање преко измереног напона на пригушници, чиме би ADCMC управљање постало универзално и независно од топологије претварача. На овај начин би се отклонила осетљивост на промену параметара претварача, пре свега индуктивности L .

3. I^2 DСМС УПРАВЉАЊЕ

3.1 Увод

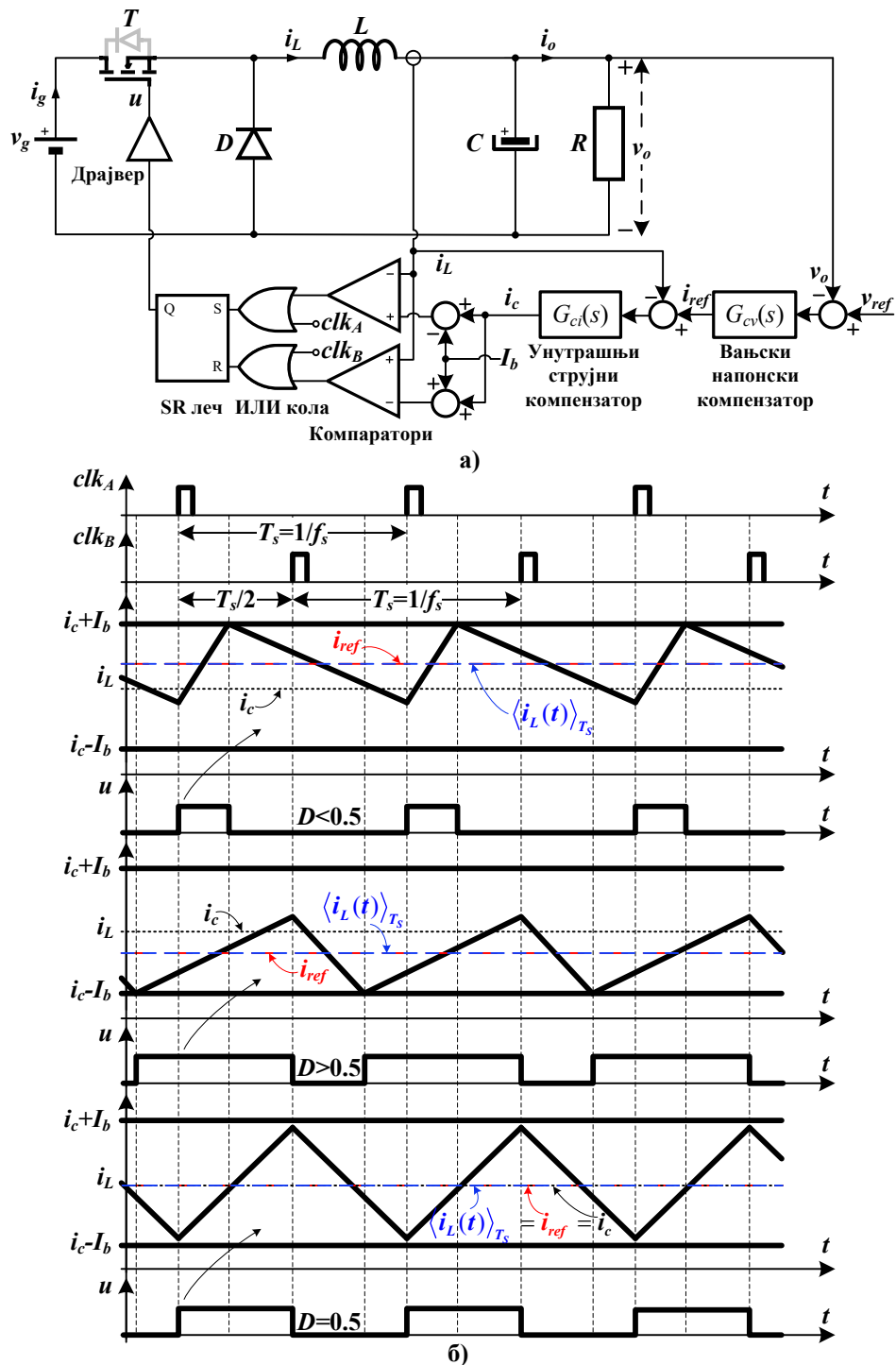
У уводном делу ове докторске дисертације укратко је описано I^2 АСМС управљање [50], којим се елиминише разлика између средње и референтне струје пригушнице код класичног РСМС управљања. Суштина I^2 управљачког концепта је у увођењу додатног унутрашњег струјног компензатора који регулише средњу струју пригушнице. Недостатак I^2 АСМС управљања је у појави субхармонијских осцилација за факторе испуне веће од 0.5, као код РСМС управљања, што захтева обавезну употребу компензационе рампе.

Да би се избегло коришћење компензационе рампе, у овом поглављу предлаже се примена I^2 концепта на класично DСМС управљање, чиме настаје ново I^2 DСМС управљање. На овај начин остварују се истовремено две кључне функције: природно елиминисање субхармонијских осцилација без употребе било каквих компензационих рампи, што је основна одлика DСМС управљања, и елиминисање разлике између средње и референтне струје која постоји код DСМС управљања, помоћу I^2 концепта.

3.2 Принципи рада I^2 DСМС управљања

Структура и карактеристични радни режими предложеног I^2 DСМС управљања приказани су на Слици 3.1 на примеру спуштача. Основна разлика између I^2 DСМС и конвенционалног DСМС управљања је у додатом унутрашњем струјном компензатору $G_{ci}(s)$ (Слика 3.1 а)), којим се постиже једнакост између средње струје пригушнице $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ и референтне струје i_{ref} . Вањски напонски компензатор $G_{cv}(s)$ на свом излазу даје референтну струју i_{ref} , која се одузима са тренутном струјом пригушнице i_L . Сигнал грешке $i_{ref} - i_L$ се води на улаз унутрашњег струјног компензатора $G_{ci}(s)$, на чијем излазу се добија нови управљачки сигнал i_c ($i_c \neq i_{ref}$), такав да се средња струја пригушнице $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ изједначи са референтном струјом i_{ref} (Слика 3.1 б)). Тренутна струја пригушнице i_L се пореди са границама $i_c \pm I_b$ на исти начин као код DСМС управљања.

Како би се осигурао исправан и стабилан рад, ширина струјног опсега $2I_b$ мора бити већа или једнака од максималне таласности струје пригушнице.



Слика 3.1. а) Спунтач са I^2 DCMC управљањем, б) Радни режими I^2 DCMC управљања

Са Сликe 3.1 б) се једноставно може добити да је управљачки сигнал i_c једнак:

$$i_c = i_{ref} - \left(I_b - \frac{\Delta i_{Lpp}}{2} \right), \quad (3.1)$$

за факторе испуне мање од 0.5, односно:

$$i_c = i_{ref} + \left(I_b - \frac{\Delta i_{Lpp}}{2} \right), \quad (3.2)$$

за факторе испуне веће од 0.5.

У другом поглављу ове дисертације дефинисана је струјна грешка, тј. разлика између средње и референтне струје пригушнице код DСМС управљања:

$$\varepsilon_{iL} = \left| \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - i_{ref} \right| = I_b - \frac{\Delta i_{Lpp}}{2}. \quad (3.3)$$

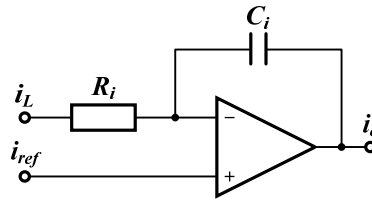
Поредећи (3.1)-(3.3) очигледно је да је разлика између сигнала i_c и i_{ref} једнака струјној грешци (3.3). Ако је фактор испуне D једнак 0.5, може се десити да су сигнали i_c и i_{ref} међусобно једнаки, како је приказано на Слици 3.1 б).

За разлику од претходно предложене ADCМС методе, а и бројних нових напредних метода струјног управљања, нпр. РСРС управљања, I^2 DСМС се не заснива ни на каквом претпостављеном моделу претварача, тј. једначинама које су уграђене у структуру струјног управљања и које зависе од параметара претварача, у првом реду индуктивности L . Према томе, предложено I^2 DСМС управљање генерално није осетљиво на промене параметара претварача. Једини недостатак је увођење и пројектовање унутрашњег струјног компензатора. Међутим, као што ће бити показано у наставку, реализација овог додатног компензатора је прилично једноставна, тако да се комплетна управљачка структура незнатно компликује.

Реализација унутрашњег струјног компензатора једноставног интегралног (И) типа предложена је у [50]. У [52] је показано да и сложенији регулатори, као што су ПИ и „Тип II“, се такође могу користити као струјни компензатори. С обзиром да је И компензатор веома једноставан и довољан за елиминисање струјне грешке, у овом поглављу се такође предлаже његова употреба као унутрашњег струјног компензатора, са реализацијом датом на Слици 3.2.

Коло са Слике 3.2 може се једноставно описати у комплексном s -домену на следећи начин:

$$I_c(s) = I_{ref}(s) + \frac{1}{sR_iC_i} (I_{ref}(s) - I_L(s)). \quad (3.4)$$



Слика 3.2. Једноставна реализација унутрашњег струјног И компензатора

Из (3.4) следи да је функција преноса струјног И компензатора $G_{ci}(s)$ једнака:

$$G_{ci}(s) = \frac{1}{sR_iC_i} = \frac{K_i}{s}. \quad (3.5)$$

Применом инверзне Лапасове трансформације на (3.4) добија се израз за управљачки сигнал i_c у временском домену:

$$i_c(t) = i_{ref}(t) + K_i \int_0^t [i_{ref}(\tau) - i_L(\tau)] d\tau. \quad (3.6)$$

Тачке пресека струје пригушнице i_L и струјних граница $i_c \pm I_b$ (Слика 3.1 б)) су одређене релацијом:

$$i_L(t) = i_c(t) \pm I_b = i_{ref}(t) + K_i \int_0^t [i_{ref}(\tau) - i_L(\tau)] d\tau \pm I_b, \quad (3.7)$$

која је интересантна из следећег разлога. У [56] је предложено хибридно струјно управљање које представља комбинацију DCMC и управљања с клизним режимом. Клизна површина овог управљања дефинисана је са:

$$s(t) = i_L(t) - i_{ref}(t) + K_i \int_0^t [i_L(\tau) - i_{ref}(\tau)] d\tau. \quad (3.8)$$

На основу (3.6) и (3.8) очигледно је да се клизна површина s може написати у облику:

$$s(t) = i_L(t) - \left[i_{ref}(t) + K_i \int_0^t [i_{ref}(\tau) - i_L(\tau)] d\tau \right] = i_L(t) - i_c(t). \quad (3.9)$$

Рад хибридног струјног управљања [56] заснива се на пресеку између клизне површине s и граница (горње и доње) које су дефинисане као сума струјног офсета $\pm I_b$ и компензационе рампе. С обзиром да DСМС гарантује стабилност претварача за цели опсег фактора испуне, компензациона рампа се може занемарити, па се тачке пресека клизне површине s и граница $\pm I_b$ могу дефинисати на следећи начин:

$$s(t) = i_L(t) - i_c(t) = \pm I_b. \quad (3.10)$$

Из (3.10) следи:

$$i_L(t) = i_c(t) \pm I_b = i_{ref}(t) + K_i \int_0^t [i_{ref}(\tau) - i_L(\tau)] d\tau \pm I_b. \quad (3.11)$$

Релације (3.7) и (3.11) су идентичне. Према томе, I^2 DСМС и хибридна метода [56] обезбеђују слично управљање прекидачем T спуштача са Сликe 3.1 а), под условом да се компензационе рампе не користе у хибридном струјном управљању и да је струјни компензатор $G_{ci}(s)$ И типа. Међутим, ако се користи било који други тип компензатора $G_{ci}(s)$ код I^2 DСМС управљања, (3.7) ће се разликовати од (3.11).

3.3 „*Small-signal*“ анализа I^2 DСМС управљања

Детаљно „*small-signal*“ моделовање I^2 АСМС управљања дато је у [50]-[52]. У овом поглављу извршена је једноставна „*small-signal*“ анализа предложеног I^2 DСМС управљања спуштачем, користећи „*small-signal*“ модел РСМС управљања изведен у [1].

У [1] је показано да се мале наизменичне варијације излазног напона и струје пригушнице претварача у општем случају, након примењене „*small-signal*“ анализе, могу написати у комплексном s -домену на следећи начин:

$$\hat{v}_o(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s). \quad (3.12)$$

$$\hat{i}_L(s) = G_{id}(s)\hat{d}(s) + G_{ig}(s)\hat{v}_g(s). \quad (3.13)$$

Да би се дошло до „*small-signal*“ модела I^2 DСМС управљања, мора се као код сваког струјног управљања пронаћи веза између фактора испуне и управљачког сигнала (референтне струје). Ако се мале наизменичне варијације управљачког сигнала РСМС

управљања означе са $\hat{i}_c(t)$, што такође представља мале наизменичне варијације управљачког сигнала I^2 DСМС управљања, веза између фактора испуне $\hat{d}(t)$ и управљачког сигнала $\hat{i}_c(t)$ може се изразити у следећем облику [1]:

$$\hat{d}(t) = F_m \left[\hat{i}_c(t) - \hat{i}_L(t) - F_g \hat{v}_g(t) - F_v \hat{v}_o(t) \right]. \quad (3.14)$$

Изрази за појачања F_g и F_v за различите типове претварача су дати у [1]. У случају спуштача, појачања F_g и F_v износе:

$$F_g = \frac{D^2 T_s}{2L}. \quad (3.15)$$

$$F_v = \frac{(1-2D)T_s}{2L}. \quad (3.16)$$

Појачање F_m је исто за све типове претварача и износи:

$$F_m = \frac{1}{M_a T_s}, \quad (3.17)$$

где је M_a нагиб компензационе рампе РСМС управљања. Комбинујући (3.12)-(3.14) може се доћи до следеће релације:

$$\hat{v}_o(s) = G_{vc}(s) \hat{i}_c(s) + G_{vgc}(s) \hat{v}_g(s), \quad (3.18)$$

где су функције преноса $G_{vc}(s)$ и $G_{vgc}(s)$ одређене са:

$$G_{vc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{F_m G_{vd}(s)}{1 + F_m (G_{id}(s) + F_v G_{vd}(s))}. \quad (3.19)$$

$$G_{vgc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{i}_c(s)=0} = \frac{G_{vg}(s) - F_m F_g G_{vd}(s) + F_m (G_{vg}(s) G_{id}(s) - G_{ig}(s) G_{vd}(s))}{1 + F_m (G_{id}(s) + F_v G_{vd}(s))}. \quad (3.20)$$

У случају спуштача, функције преноса $G_{vd}(s)$, $G_{vg}(s)$, $G_{id}(s)$ и $G_{ig}(s)$ могу се добити на основу „small-signal“ једначина (2.29) и (2.30), које су изведене у другом поглављу ове дисертације. Наведене функције преноса износе:

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{V_g}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC}. \quad (3.21)$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC}. \quad (3.22)$$

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{V_g(1 + sRC)}{R \left(1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC \right)}. \quad (3.23)$$

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D(1 + sRC)}{R \left(1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC \right)}. \quad (3.24)$$

Уврштавањем (3.21)-(3.24) у (3.19) и (3.20) могу се добити функције преноса $G_{vc}(s)$ и $G_{vgc}(s)$ спуштача са РСМС управљањем [1]:

$$G_{vc}(s) = \frac{G_{co}}{1 + \frac{s}{Q_c \omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2}, \quad (3.25)$$

$$G_{vgc}(s) = \frac{G_{go}}{1 + \frac{s}{Q_c \omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2}, \quad (3.26)$$

где су G_{co} , G_{go} , ω_c и Q_c :

$$G_{co} = \frac{V_o F_m}{D \left(1 + \frac{F_m V_o}{DR} + \frac{F_m F_v V_o}{D} \right)}. \quad (3.27)$$

$$G_{go} = \frac{D \left(1 - \frac{F_m F_g V_o}{D^2} \right)}{\left(1 + \frac{F_m V_o}{DR} + \frac{F_m F_v V_o}{D} \right)}. \quad (3.28)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{F_m V_o}{DR} + \frac{F_m F_v V_o}{D}}. \quad (3.29)$$

$$Q_c = R \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{\sqrt{1 + \frac{F_m V_o}{DR} + \frac{F_m F_v V_o}{D}}}{\left(1 + \frac{RC F_m V_o}{DL}\right)}. \quad (3.30)$$

Функције преноса (3.25) и (3.26) су другог реда, јер је приликом њиховог извођења урачуната и компензациона рампа. Међутим, код предложеног I^2 DCMC управљања нема потребе за коришћењем било каквих компензационих рампи. С тога, функције преноса $G_{vc}(s)$ и $G_{vgc}(s)$ спуштача са I^2 DCMC управљањем се могу добити ако се у (3.25)-(3.30) уврсти да је $M_a=0$, односно $F_m=+\infty$:

$$G_{vc}(s) = \lim_{F_m \rightarrow \infty} \frac{G_{co}}{1 + \frac{s}{Q_c \omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2} = \frac{R}{K \left(1 + s \frac{RC}{K}\right)}, \quad (3.31)$$

$$G_{vgc}(s) = \lim_{F_m \rightarrow \infty} \frac{G_{go}}{1 + \frac{s}{Q_c \omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2} = \frac{-RF_g}{K \left(1 + s \frac{RC}{K}\right)}, \quad (3.32)$$

где је:

$$K = 1 + RF_v. \quad (3.33)$$

Изведене функције преноса $G_{vc}(s)$ и $G_{vgc}(s)$ спуштача са I^2 DCMC управљањем су једноставне и првог реда.

Функције преноса од управљачког сигнала i_c и улазног напона v_g ка струји пригушнице i_L , могу се извести на следећи начин. Из (3.12) следи:

$$\hat{d}(s) = \frac{\hat{v}_o(s) - G_{vg}(s)\hat{v}_g(s)}{G_{vd}(s)}. \quad (3.34)$$

Уврштавањем (3.18) у (3.34) следи:

$$\hat{d}(s) = \frac{G_{vc}(s)\hat{i}_c(s) + G_{vgc}(s)\hat{v}_g(s) - G_{vg}(s)\hat{v}_g(s)}{G_{vd}(s)} = \frac{G_{vc}(s)}{G_{vd}(s)}\hat{i}_c(s) + \frac{G_{vgc}(s) - G_{vg}(s)}{G_{vd}(s)}\hat{v}_g(s). \quad (3.35)$$

Уврштавањем (3.35) у (3.13) добија се:

$$\begin{aligned}\hat{i}_L(s) &= \frac{G_{id}(s)G_{vc}(s)}{G_{vd}(s)}\hat{i}_c(s) + \frac{G_{id}(s)G_{vgc}(s) - G_{id}(s)G_{vg}(s) + G_{ig}(s)G_{vd}(s)}{G_{vd}(s)}\hat{v}_g(s) = \\ &= G_{ic}\hat{i}_c(s) + G_{igc}(s)\hat{v}_g(s).\end{aligned}\quad (3.36)$$

На основу (3.36) могу се одредити функције преноса $G_{ic}(s)$ и $G_{igc}(s)$:

$$G_{ic}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_c(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{G_{id}(s)G_{vc}(s)}{G_{vd}(s)}.\quad (3.37)$$

$$G_{igc}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{i}_c(s)=0} = \frac{G_{id}(s)G_{vgc}(s) - G_{id}(s)G_{vg}(s) + G_{ig}(s)G_{vd}(s)}{G_{vd}(s)}.\quad (3.38)$$

У случају спуштача, функције преноса $G_{ic}(s)$ и $G_{igc}(s)$ могу се добити уврштавајући (3.21)-(3.24), (3.31) и (3.32) у (3.37) и (3.38), респективно:

$$G_{ic}(s) = \frac{1 + sRC}{K \left(1 + s \frac{RC}{K} \right)}.\quad (3.39)$$

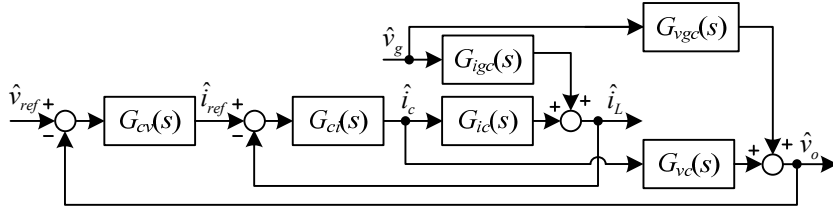
$$G_{igc}(s) = \frac{-F_g (1 + sRC)}{K \left(1 + s \frac{RC}{K} \right)}.\quad (3.40)$$

Функција преноса $G_{ic}(s)$ је најважнија за пројектовање унутрашњег струјног компензатора $G_{ci}(s)$, које ће бити описано у наставку.

3.4 Процедура пројектовања унутрашњег струјног компензатора

На Слици 3.3 дата је „*small-signal*“ блок-шема предложеног I^2 DСМС управљања, са претходно изведеним функцијама преноса. Функција повратног преноса $T_i(s)$ унутрашње струјне петље може се одредити на основу Слике 3.3 као:

$$T_i(s) = G_{ci}(s)G_{ic}(s).\quad (3.41)$$



Слика 3.3. „Small-signal“ блок-шема I^2 DCMC управљања

Функција повратног преноса $T_i(s)$ у случају спуштача је једнака:

$$T_i(s) = G_{ci}(s)G_{ic}(s) = \frac{K_i(1+sRC)}{sK\left(1+s\frac{RC}{K}\right)}. \quad (3.42)$$

Нека је ω_{cf} пресечна фреквенција појачања (енгл. *crossover frequency*) струјне петље. Модуо функције повратног преноса на овој фреквенцији износи:

$$|T_i(j\omega_{cf})| = \frac{K_i |1+j\omega_{cf}RC|}{|j\omega_{cf}|K |1+j\omega_{cf}\frac{RC}{K}|} = \frac{K_i}{\omega_{cf}K} \sqrt{\frac{1+\left(\frac{\omega_{cf}}{1/RC}\right)^2}{1+\left(\frac{\omega_{cf}}{K/RC}\right)^2}} = 1. \quad (3.43)$$

Повећавањем пресечне фреквенције ω_{cf} постиже се бржи одзив струјне петље. Ако се претпостави да жељена фреквенција ω_{cf} задовољава услов:

$$\omega_{cf} \gg 1/(RC), \quad \omega_{cf} \gg K/(RC), \quad (3.44)$$

тада следи:

$$|T_i(j\omega_{cf})| \approx \frac{K_i}{\omega_{cf}K} \left(\frac{\omega_{cf}RC}{\omega_{cf}RC}\right) = \frac{K_i}{\omega_{cf}} = 1. \quad (3.45)$$

Из (3.45) је очигледно да је интегрално појачање K_i струјног компензатора $G_{ci}(s)$ једнако изабраној пресечној фреквенцији ω_{cf} :

$$K_i = \omega_{cf}. \quad (3.46)$$

Исти закључак изведен је и у [50] за I^2 АСМС управљање.

За пројектовање вањског напонског компензатора $G_{cv}(s)$ може се применити идентична процедура која је описана у другом поглављу дисертације за АДСМС управљање. Према томе, напонски компензатор $G_{cv}(s)$ је подешен као ПИ компензатор, истих параметара као у случају АДСМС управљања.

3.5 Симулациони резултати

У овом поглављу приказани су симулациони резултати, добијени у *Matlab/Simulink*-у, за спуштач и подизач са предложеним I^2 ДСМС управљањем. Параметри оба претварача су исти као у случају АДСМС управљања (Табела 2.4).

3.5.1 Спуштач напона

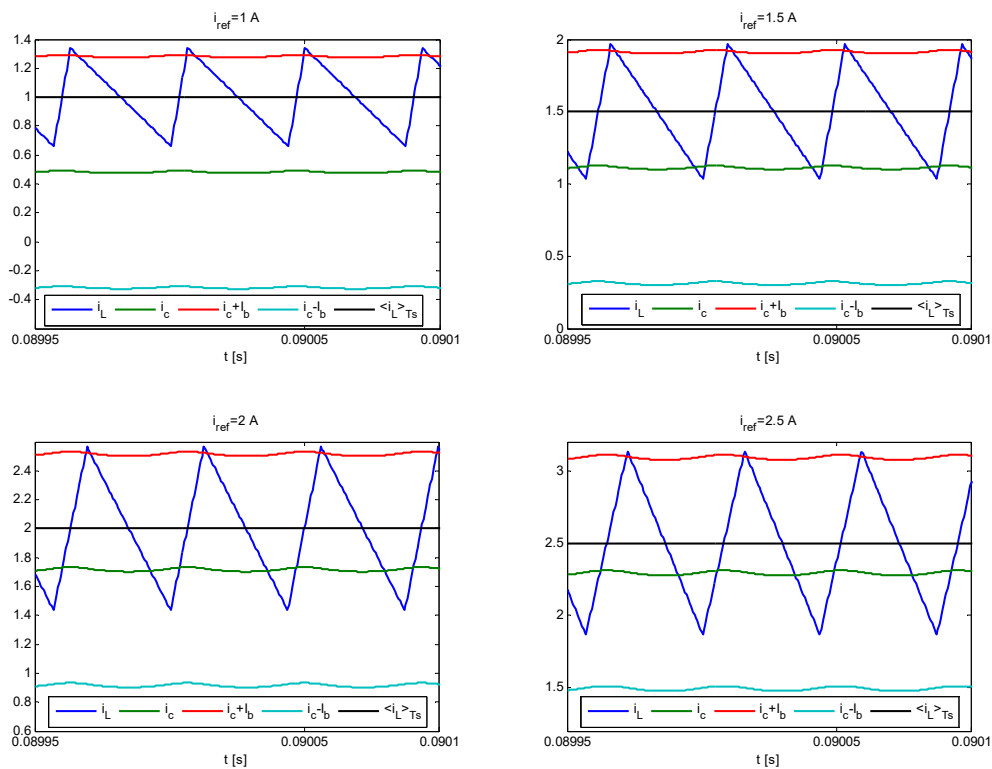
Simulink модел спуштача са I^2 ДСМС управљањем дат је у прилогу (Прилог 2). Вредност параметра I_b износи 0.8 А, а интегрално појачање струјног компензатора $G_{ci}(s)$ је подешено на вредност $K_i=5000$.

А. Стационарно стање

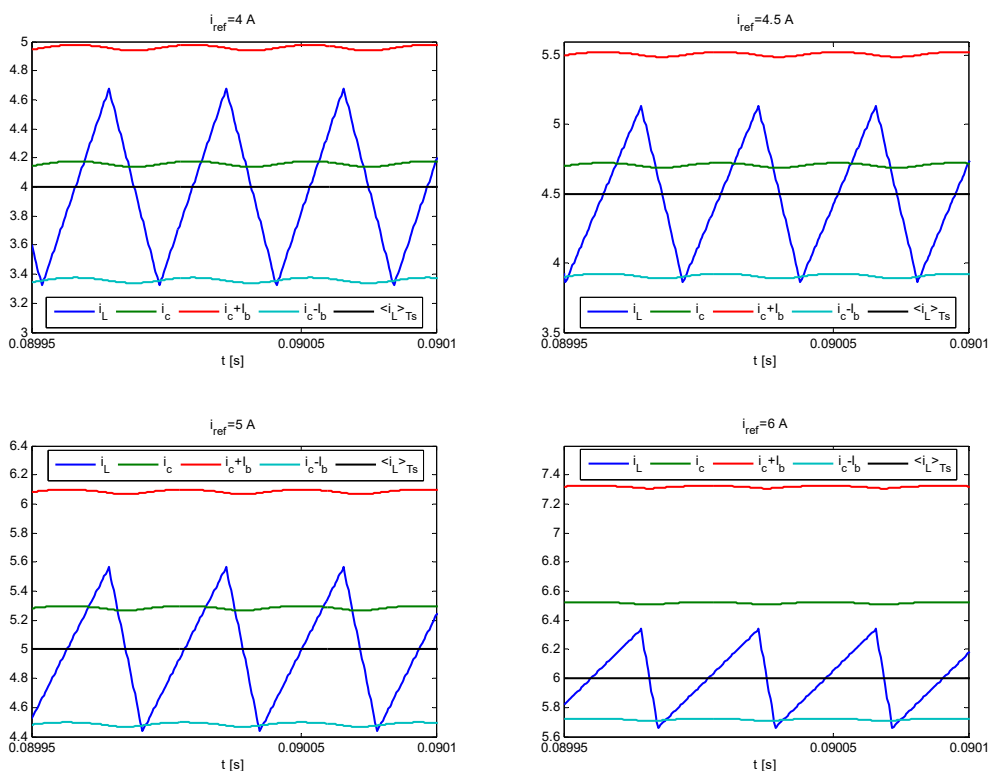
Тестирање рада I^2 ДСМС управљања спуштачем је прво извршено у стационарном стању, за различите вредности фактора испуне. На Слици 3.4 представљени су симулациони таласни облици струје пригушнице спуштача, за вредности референтне струје i_{ref} (вањска напонска петља отворена): 1 А, 1.5 А, 2 А и 2.5 А (фактор испуне D мањи од 0.5). За вредности референтне струје $i_{ref}=4$ А, 4.5 А, 5 А и 6 А (фактор испуне D већи од 0.5), дати су таласни облици на Слици 3.5.

У свим случајевима на Слици 3.4 и Слици 3.5 може се уочити подударње средње струје пригушнице са референтном струјом. Захваљујући додатом струјном компензатору, генерише се одговарајућа вредност управљачког сигнала i_c , која одређује такве границе $i_c \pm I_b$ да се средња и референтна струја изједначе.

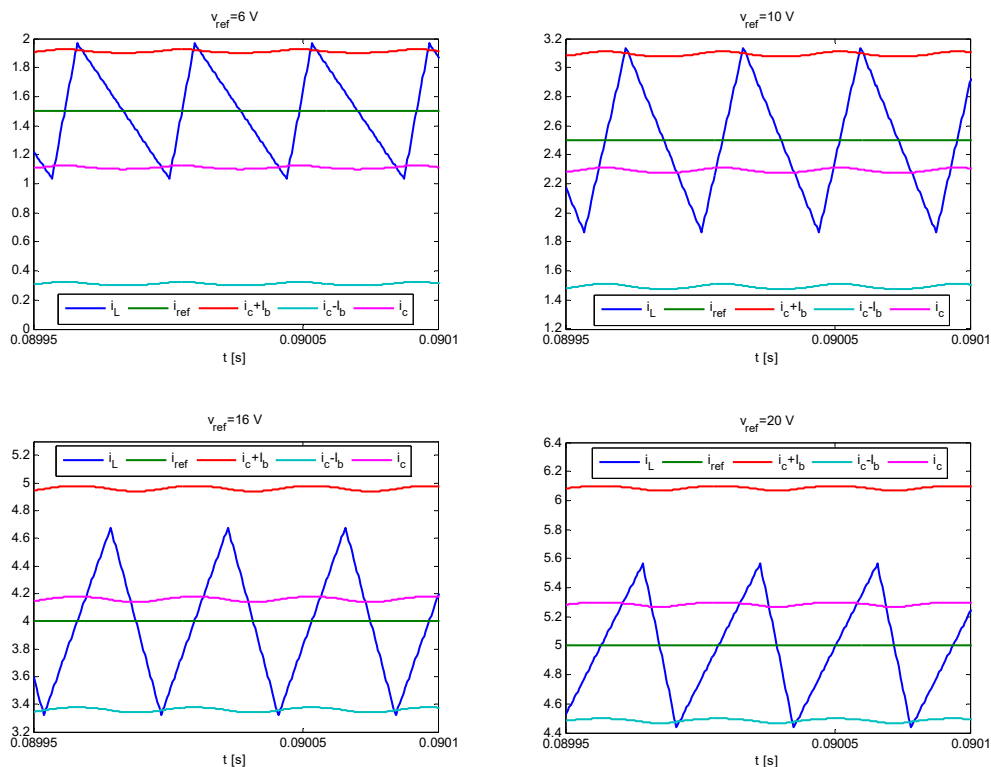
На Слици 3.6 приказани су таласни облици струје пригушнице при затвореној вањској напонској петљи ($\sigma=200$, $k_p=0.15$, $k_i=40$), за следеће вредности референтног напона v_{ref} : 6 V, 10 V, 16 V и 20 V.



Слика 3.4. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



Слика 3.5. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



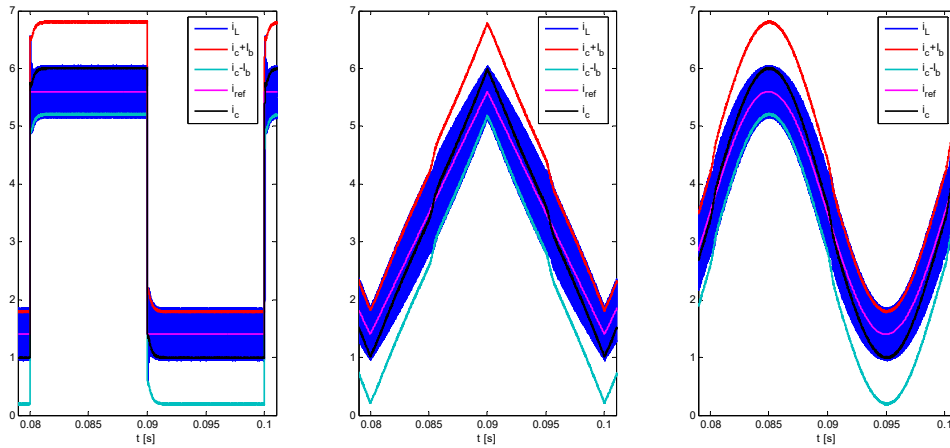
Слика 3.6. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref}=6\text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)

Слични закључци се могу извести као у претходном случају. Референтна струја i_{ref} , коју генерише вањски напонски компензатор, је једнака очекиваним средњим вредностима струје пригушнице: $6/4=1.5\text{ A}$, $10/4=2.5\text{ A}$, $16/4=4\text{ A}$ и $20/4=5\text{ A}$. За разлику од DCMC управљања, где напонски компензатор подешава одговарајућу вредност референтне струје, различиту од средње струје (Слика 2.8 за случај затворене напонске петље), код I^2 DCMC управљања струјни компензатор подешава одговарајућу вредност управљачког сигнала i_c , како би се референтна и средња струја подударале (Слика 3.6).

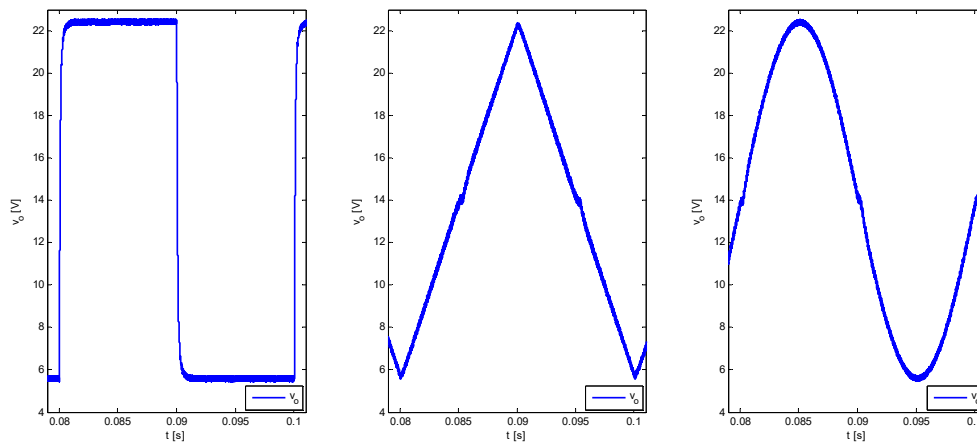
Б. Праћење различитих таласних облика референтне струје

Перформансе I^2 DCMC управљања при праћењу различитих таласних облика референтне струје тестиране су на 2Q синхроним спуштачу (Слика 2.12 б)).

Вањска напонска петља је отворена у првом случају. На Слици 3.7 и Слици 3.8 дати су респективно таласни облици струје пригушнице и излазног напона 2Q спуштача, за правоугаони, троугласти и синусни таласни облик референтне струје (Слика 2.13, $m=0.6$, $T=1/50=20\text{ ms}$). На основу резултата са Слике 3.7 може се закључити да I^2 DCMC управљање обезбеђује брзо и прецизно праћење референтне струје, услед чега и излазни напон има очекиване таласне облике (Слика 3.8).



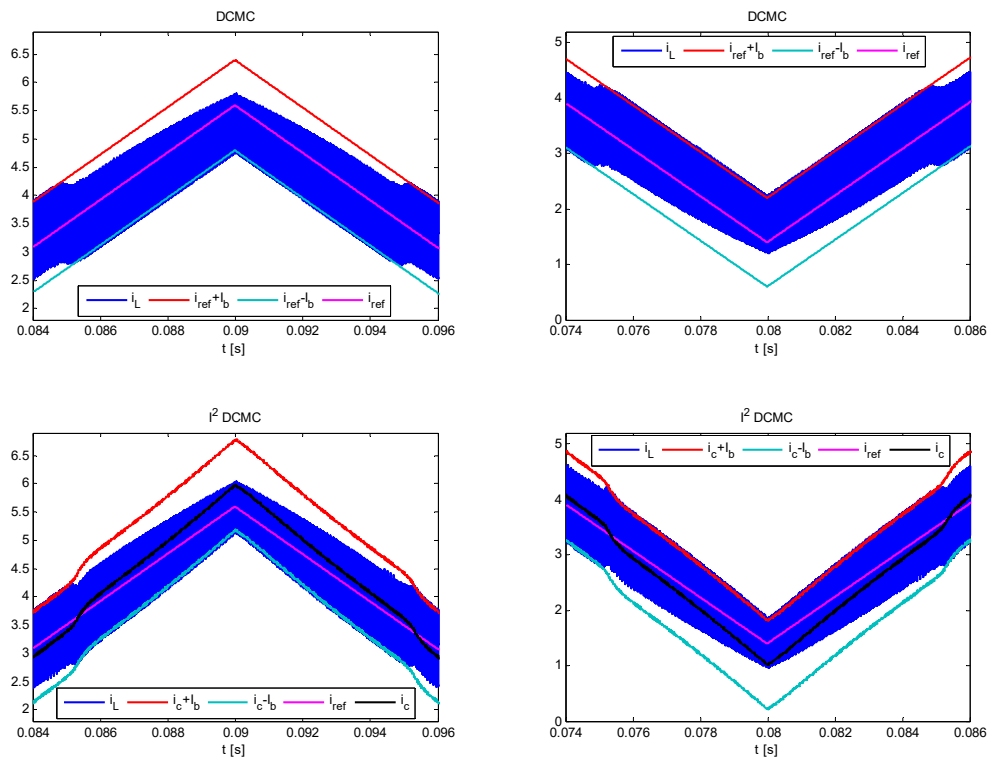
Слика 3.7. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Сликe 2.13



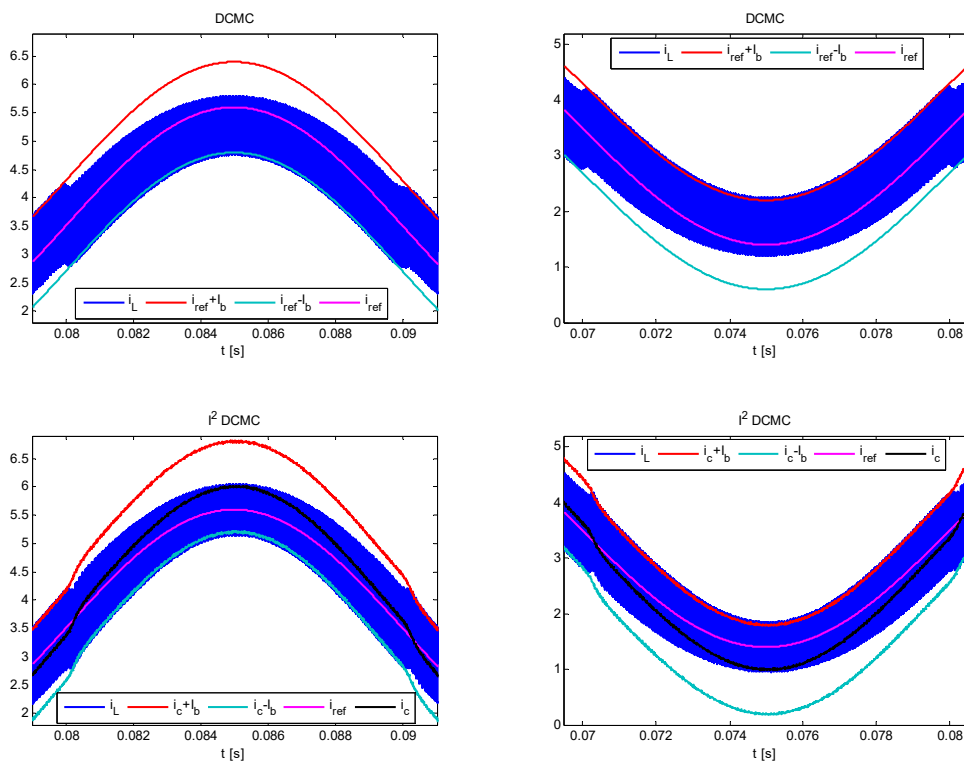
Слика 3.8. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем, за три различита таласна облика референтне струје i_{ref} са Сликe 2.13

У случају троугласте и синусне референтне струје, могу се уочити мала изобличења струје пригушнице и излазног напона у тренуцима када је фактор испуне једнак 0.5, односно када струја пригушнице прелази са горње на доњу границу и обрнуто. Ова мала изобличења су последица константне ширине струјног опсега $2I_b$.

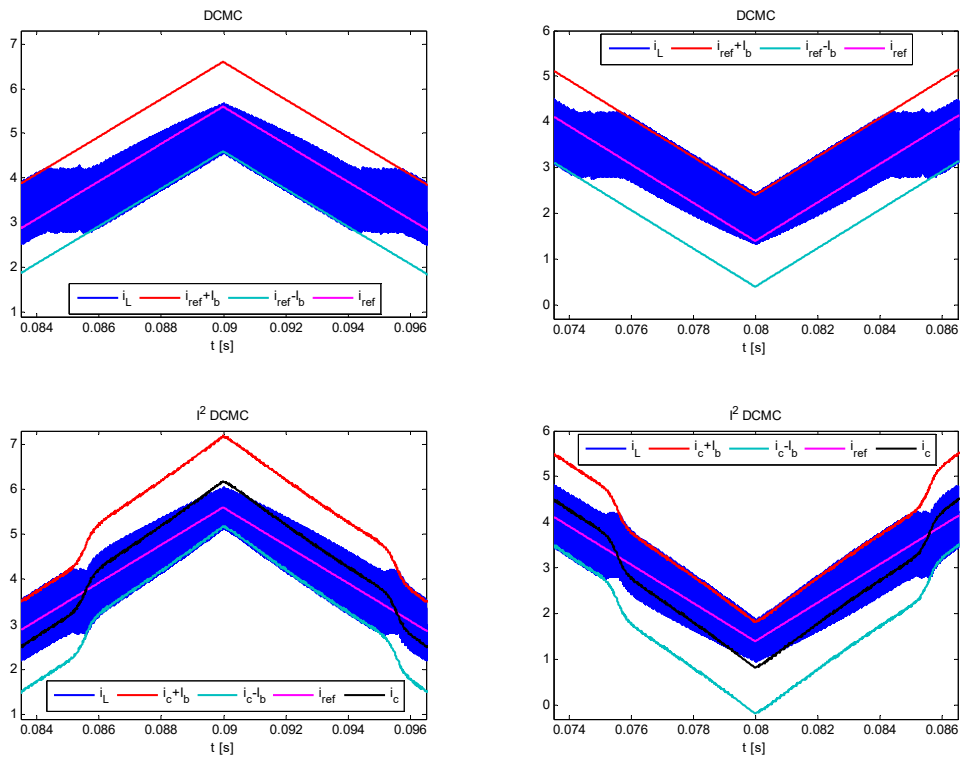
Струје пригушнице 2Q спуштача са DCMC и I^2 DCMC управљањем су упоређене на Слици 3.9, за троугласту референтну струју, и Слици 3.10, за синусну референтну струју. Очигледна је предност I^2 DCMC управљања у погледу тачности праћења референтне струје, што доприноси и мањим изобличењима струје пригушнице у прелазним областима између струјних граница. То је посебно изражено при већим вредностима параметра I_b (Слика 3.11 и Слика 3.12).



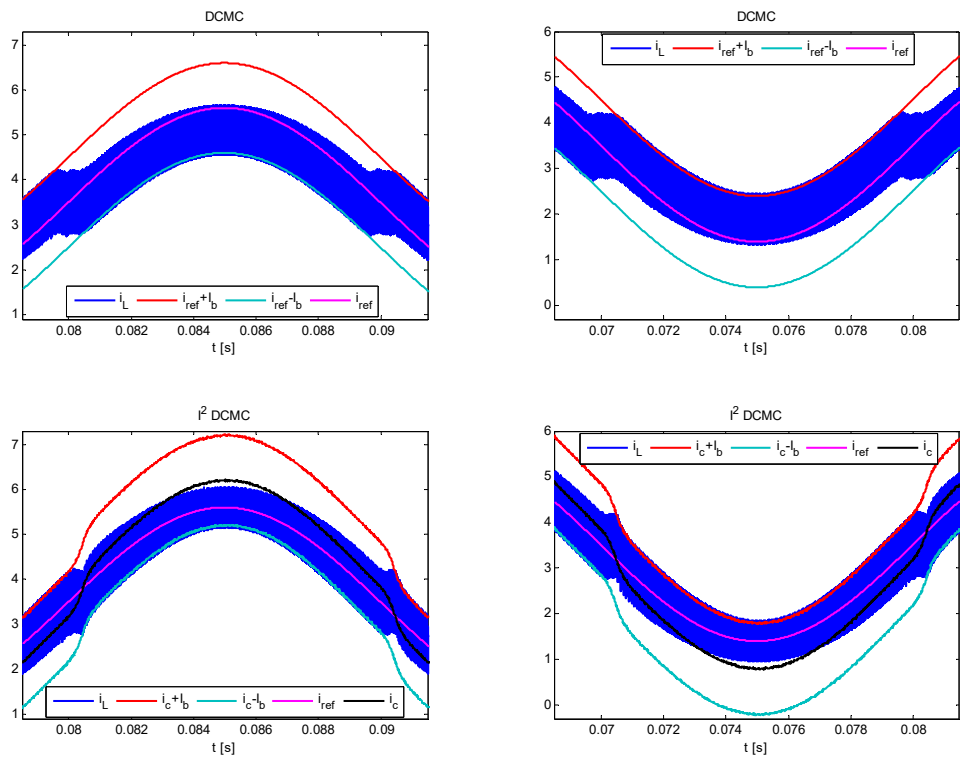
Слика 3.9. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DCMC и I^2 DCMC управљањем, за троугласти таласни облик референтне струје i_{ref}



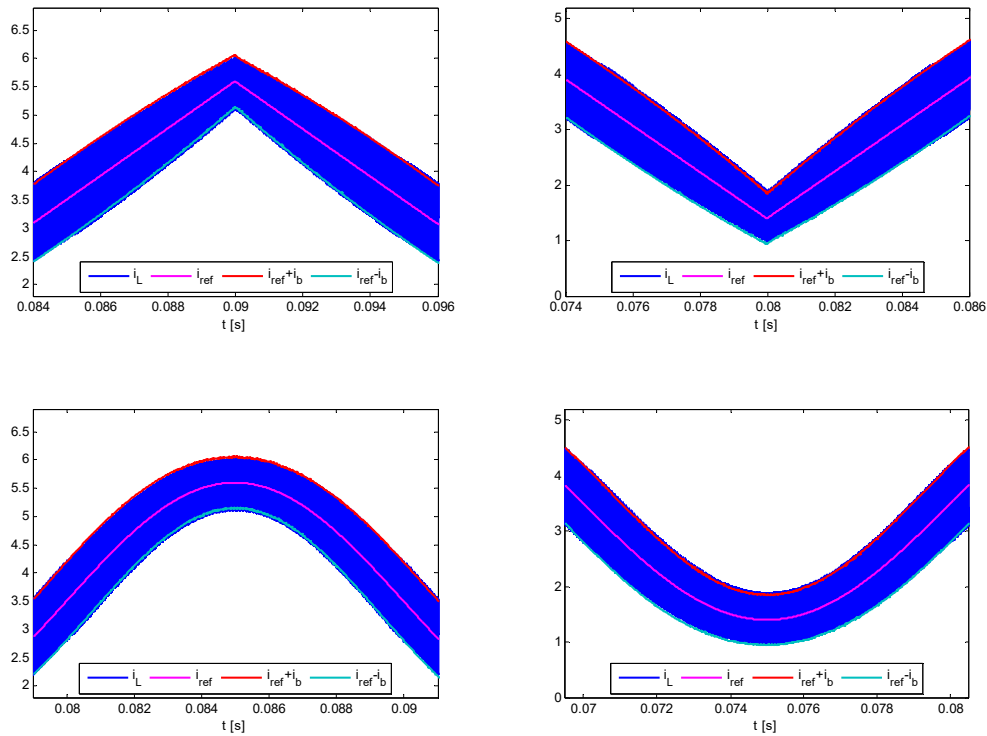
Слика 3.10. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DCMC и I^2 DCMC управљањем, за синусни таласни облик референтне струје i_{ref}



Слика 3.11. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DCMC и I^2 DCMC управљањем ($I_b=1$ A), за троугласти таласни облик референтне струје i_{ref}



Слика 3.12. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са DCMC и I^2 DCMC управљањем ($I_b=1$ A), за синусни таласни облик референтне струје i_{ref}



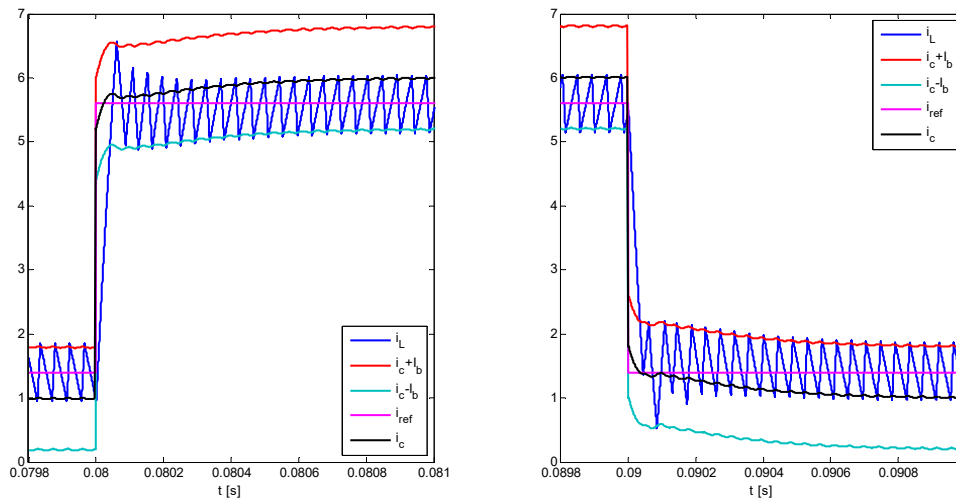
Слика 3.13. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са ADCMC управљањем, за троугласти и синусни таласни облик референтне струје i_{ref}

Ради поређења I^2 DCMC и претходно предложеног ADCMC управљања, на Слици 3.13 дати су симулациони резултати добијени применом ADCMC управљања, за троугласту и синусну референтну струју. Захваљујући адаптивној ширини струјног опсега $2i_b$, ADCMC управљање обезбеђује скоро идеално праћење референтне струје, без икакве деформације таласног облика струје пригушнице у прелазним областима.

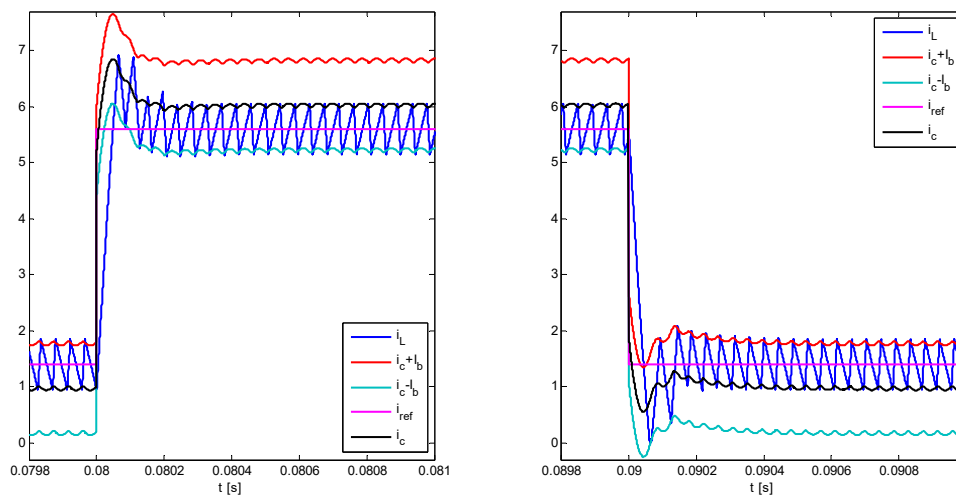
Одзив струјне петље I^2 DCMC управљања на правоугаони таласни облик референтне струје (лева страна Слике 3.7) представља одскачни одзив. На Слици 3.14 детаљније је приказан, у другој временској размери, таласни облик струје пригушнице за растућу и опадајућу ивицу референтне струје. Нова стационарна стања се успостављају веома брзо, што потврђује одличну динамику I^2 DCMC управљања.

Приликом описа процедуре за пројектовање унутрашњег струјног компензатора истакнуто је да се повећавањем жељене пресечне фреквенције ω_{cf} постиже бржи одзив струјне петље. С обзиром да је интегрално појачање K_i струјног компензатора једнако фреквенцији ω_{cf} (релација (3.46)), убрзавање одзива струјне петље је могуће остварити повећавањем појачања K_i . На Слици 3.15 дат је одскачни одзив струјне петље I^2 DCMC управљања, за вредност појачања $K_i=15000$. Евидентно је да прелазни режим струје пригушнице на Слици 3.15 траје краће него у претходном случају са Слике 3.14

($K_i=5000$). Треба једино водити рачуна да је за велика појачања K_i могућа појава краткотрајног прекидног режима струје пригушнице након опадајуће ивице референтне струје. Такође, на Слици 3.15 због већег појачања K_i израженија је таласност у управљачком сигналу i_c и струјним границама $i_{c\pm I_b}$, која потиче од таласности струје пригушнице. Према томе, потребно је наћи компромисну вредност K_i узимајући у обзир брзину прелазног процеса и негативне појаве које узрокује повећање K_i .



Слика 3.14. Одскочни одзив струјне петље I^2 DCMC управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref} ($K_i=5000$)



Слика 3.15. Одскочни одзив струјне петље I^2 DCMC управљања 2Q спуштачем, за растућу (лево) и опадајућу (десно) ивицу референтне струје i_{ref} ($K_i=15000$)

Брзине приказаних одскочних одзива имају очекиване вредности у складу са спроведеном „small-signal“ анализом I^2 DCMC управљања, односно поступком

пројектовања струјног компензатора. На основу Сlike 3.3 може се у s -домену одредити одзив струјне петље за одскачну референтну струју $\hat{i}_{ref}(t) = I_{ref}h(t)$:

$$\hat{i}_L(s) = \hat{i}_{ref}(s) \frac{T_i(s)}{1+T_i(s)} \Big|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{I_{ref}K_i(1+sRC)}{s[s^2RC + s(K + K_iRC) + K_i]}. \quad (3.47)$$

Средња вредност излазног напона 2Q спуштача је једнака половини улазног напона, тј. $V_o = V_g/2 = 14$ V, па је фактор испуне D једнак 0.5, а коефицијент F_v из (3.16) је једнак нули. Коефицијент K , дат у (3.33), у том случају износи 1 ($K = 1 + RF_v = 1 + R \cdot 0 = 1$). Уврштавајући $K=1$ у (3.47) следи:

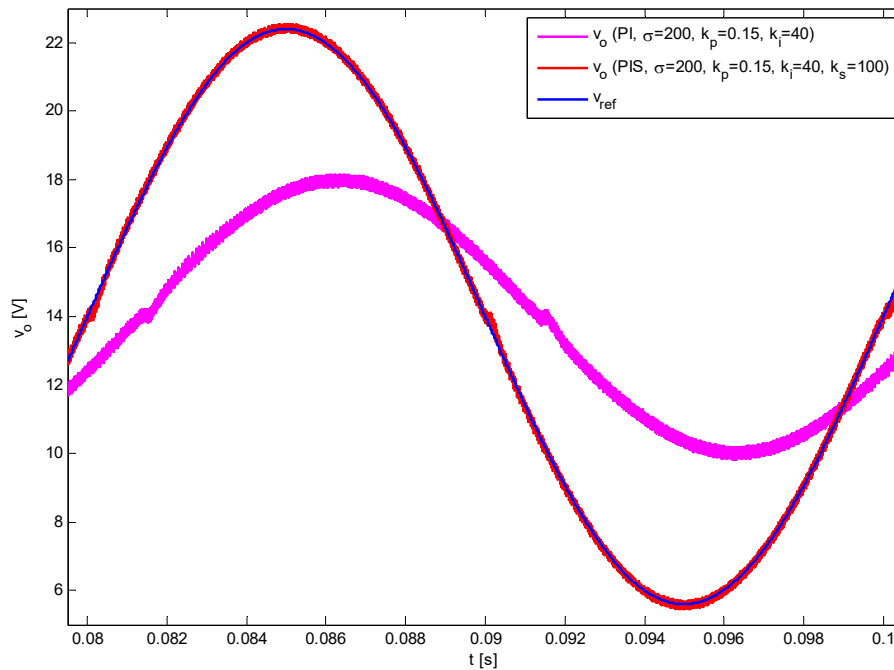
$$\begin{aligned} \hat{i}_L(s) &= \frac{I_{ref}K_i(1+sRC)}{s[s^2RC + s + sK_iRC + K_i]} = \frac{I_{ref}K_i(1+sRC)}{s[sRC(s + K_i) + s + K_i]} = \\ &= \frac{I_{ref}K_i(1+sRC)}{s(s + K_i)(1+sRC)} = \frac{I_{ref}K_i}{s(s + K_i)}. \end{aligned} \quad (3.48)$$

Из (3.48) се може закључити да је пол који одређује динамику одзива $\hat{i}_L(t)$ једнак $s_d = -K_i$, што значи да је трајање прелазног процеса обрнуто пропорционално појачању K_i и износи око $5/K_i$. Према томе, за $K_i = 5000$ трајање прелазног процеса износи око $5/5000 = 1$ ms, а у другом случају за $K_i = 15000$ износи око $5/15000 = 0.33$ ms. Приказани симулациони резултати са Сlike 3.14 и Сlike 3.15 потврђују ове прорачуне.

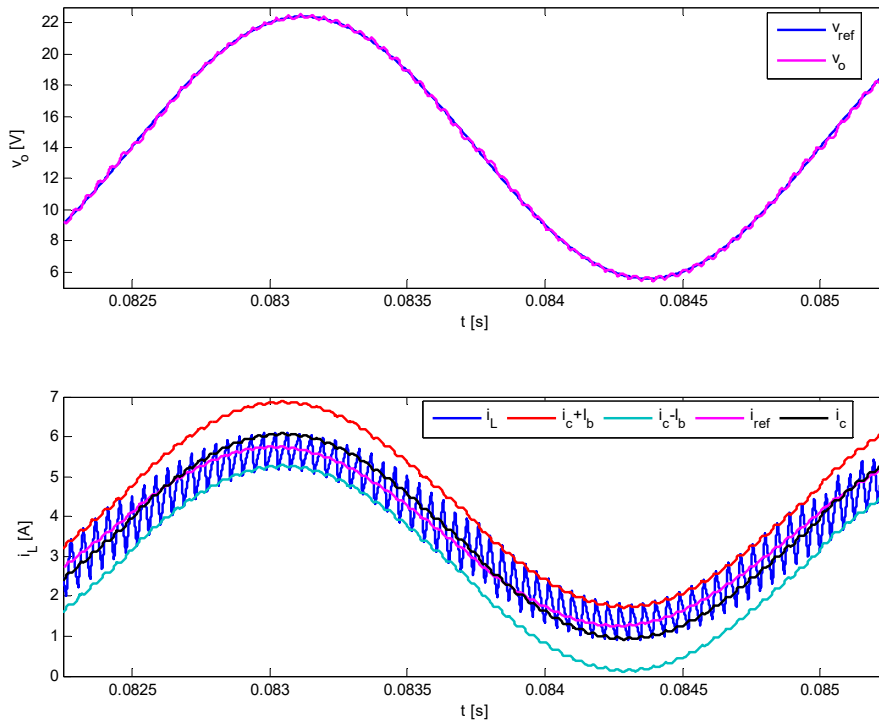
Ако се уместо $V_o = 14$ V уврсти нека друга вредност, нпр. $V_o = 10$ V, тада је $D = 0.36$, $F_v = 0.03$ и $K = 1.11$. Уврштавањем $K = 1.11$, $R = 4$ Ω и $C = 10$ μ F у (3.47), добија се да су доминантни полови $s_d = -4397.41$, за $K_i = 5000$, односно $s_d = -12276.09$, за $K_i = 15000$. Прелазни режим одзива $\hat{i}_L(t)$ траје око $5/4397.41 = 1.14$ ms, односно $5/12276.09 = 0.41$ ms, што се такође приближно слаже са добијеним симулационим резултатима.

На Слици 3.16 приказани су таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача у случају затворене вањске напонске петље (референтни напон v_{ref} дат у (2.81), са фактором модулације $m = 0.6$ и фреквенцијом $\omega = 2\pi 50$ rad/s), са параметрима напонског ПИ компензатора: $(\sigma, k_p, k_i) = (200, 0.15, 40)$. На истој слици дат је и таласни облик излазног напона када се као напонски компензатор примени ПИС компензатор (2.82), параметара $k_p = 0.15$, $k_i = 40$ и $k_s = 100$. Резултати су веома слични као у случају

ADCMC управљања. Очигледно, ПИ компензатор није довољан за праћење синусног референтног напона, већ се уместо њега мора користити ПИС компензатор.



Слика 3.16. Таласни облици синусног излазног напона 2Q спуштача са I^2 DCMS управљањем (затворена вањска напонска петља са ПИ и ПИС компензатором)



Слика 3.17. Таласни облици синусног излазног напона ($\omega=2\pi 400$ rad/s) и струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DCMS управљањем, са ПИС вањским напонским компензатором

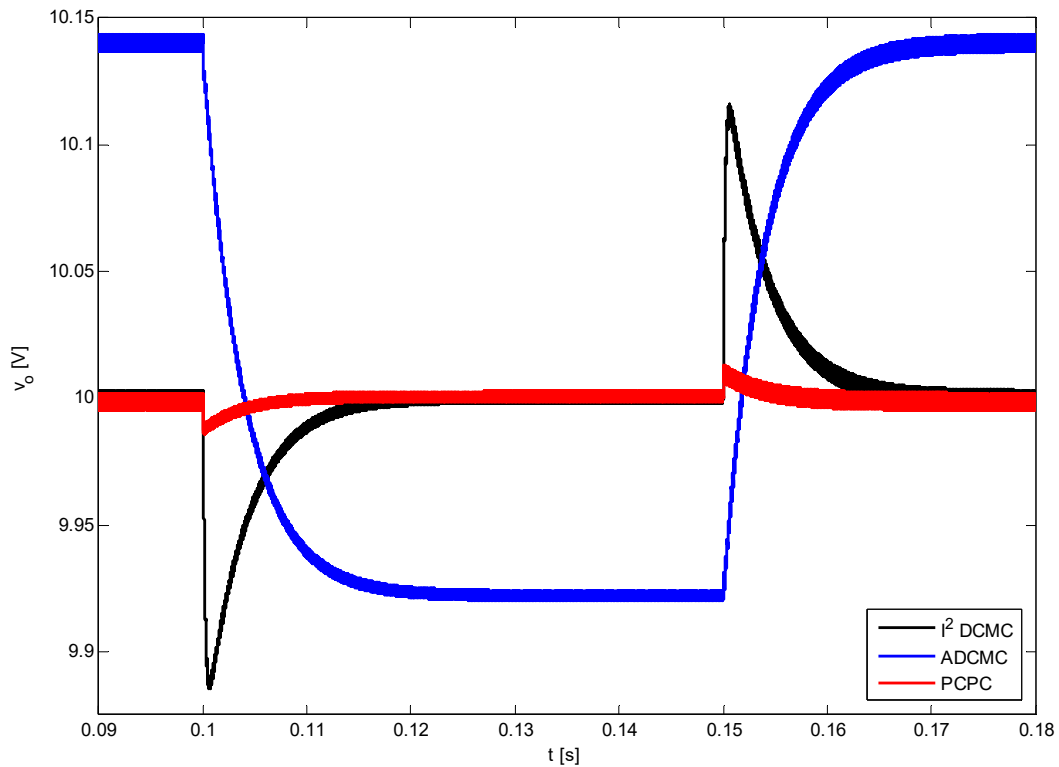
Ако се повећа фреквенција референтног напона на 400 Hz, добијају се резултати са Сlike 3.17. Добијени сигнали потврђују да I^2 DСМС управљање са ПИС напонским компензатором обезбеђује одлично праћење синусног референтног излазног напона и референтне струје пригушнице, и за веће фреквенције, као што је 400 Hz. Једино је приметно фазно кашњење између средње и референтне струје пригушнице, као последица ширине пропусног опсега унутрашње струјне петље, која у складу са (3.46) износи око 800 Hz: $f_{cf} = \omega_{cf} / (2\pi) = K_i / (2\pi) = 5000 / (2\pi) \approx 796$ Hz. Повећањем појачања K_i може се решити овај проблем.

В. Скоковите промене улазног напона

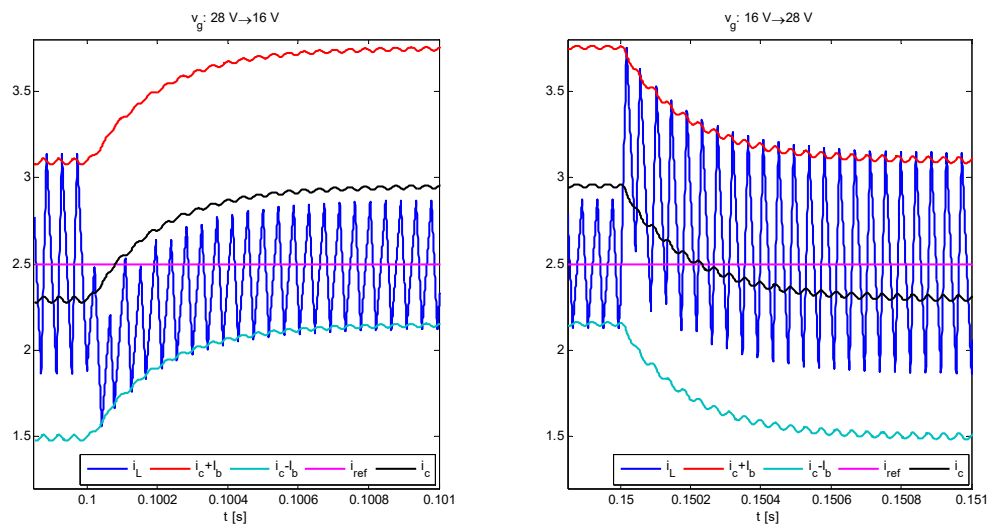
Наредним симулацијама показане су перформансе I^2 DСМС управљања при скоковитим променама улазног напона спуштача са номиналне вредности од 28 V на 16 V и обрнуто. У првом случају напонска петља је отворена. Задата је константна струја $i_{ref} = 2.5$ A, да би се намерно постигли прелазни са фактора испуне $D < 0.5$ на $D > 0.5$, и обрнуто.

На Слици 3.18 приказани су таласни облици излазног напона спуштача услед деловања наведених поремећаја улазног напона. Поређења ради, на истој слици дати су и симулациони резултати добијени за ADCМС и РСРС управљање. Таласни облици струје пригушнице приказани су на Слици 3.19.

Применом I^2 DСМС управљања постиже се једнакост између средње и задате струје пригушнице, без обзира на поремећаје улазног напона (Слика 3.19), што као резултат даје очекивану вредност излазног напона у стационарном стању: $V_o = 4 \cdot 2.5 = 10$ V (Слика 3.18). Слично важи и за РСРС управљање, с тим што РСРС управљање обезбеђује мање пропаде/прескоке излазног напона у прелазним режимима (Слика 3.18). Величина поремећаја излазног напона у току прелазних режима код I^2 DСМС управљања је упоредива са величинама поремећаја у случају ADCМС управљања. Међутим, из раније описаних разлога (прекидачка кашњења због којих струја пригушнице прелази изнад/испод струјних граница) код ADCМС управљања се јавља мала разлика између средње и референтне струје, услед чега вредности излазног напона у стационарним стањима одступају мало од очекиваних 10 V (Слика 3.18). Наведена кашњења, односно померања струје пригушнице изнад/испод струјних граница, се могу приметити и код I^2 DСМС управљања, међутим, захваљујући унутрашњем струјном компензатору њихов утицај је елиминисан.



Слика 3.18. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: I^2 DCMC, ADCMC и PCPC (отворена вањска напонска петља)

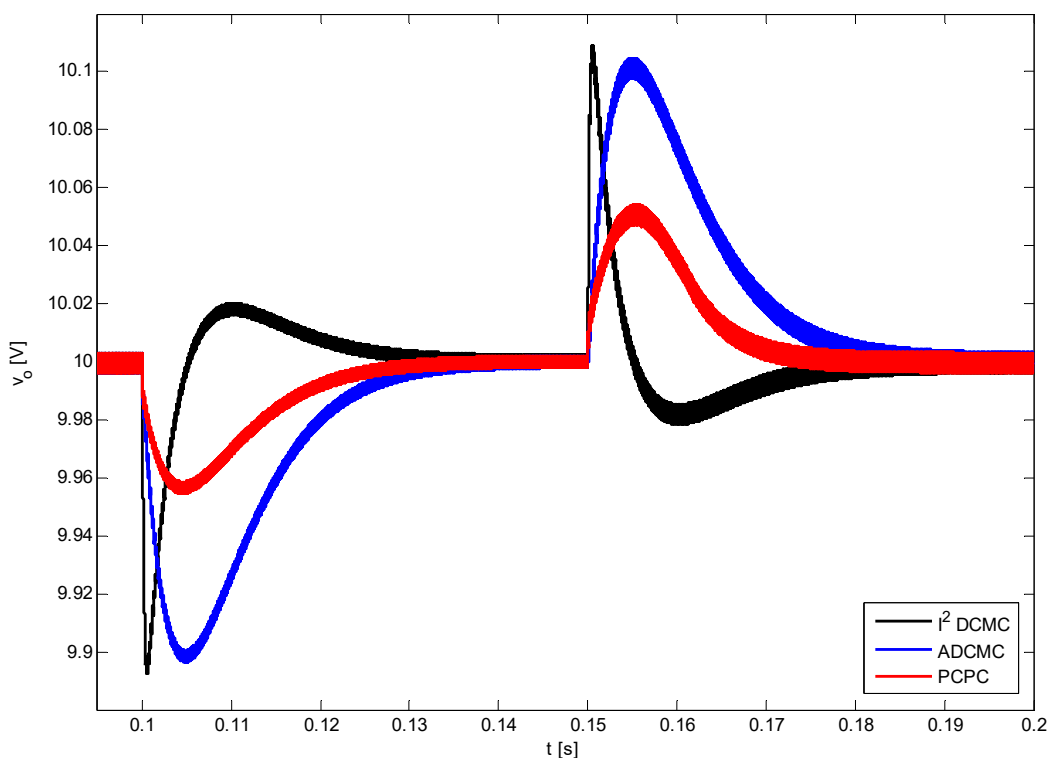


Слика 3.19. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s) (отворена вањска напонска петља)

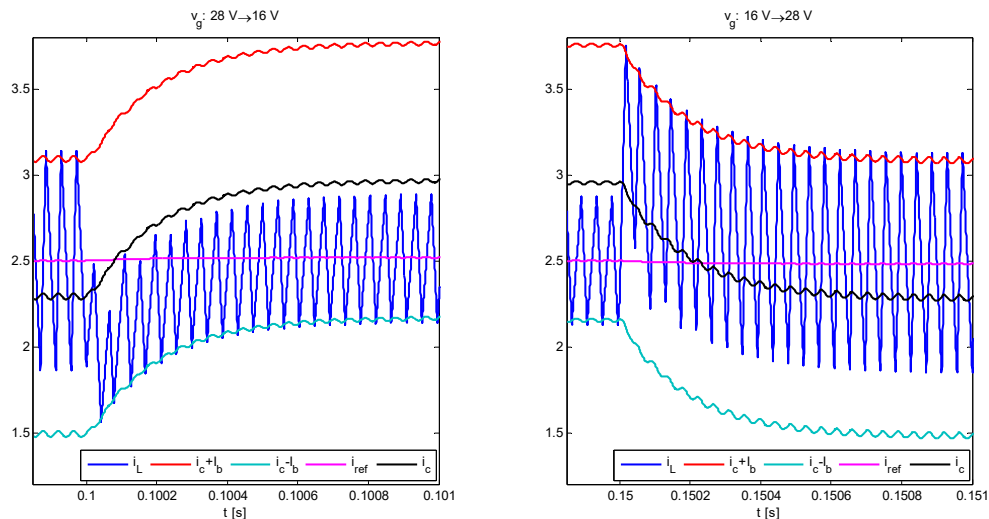
Ако се упореде таласни облици струје пригушнице добијени за I^2 DCMC (Слика 3.19), ADCMC и PCPC (Слика 2.22) управљања, може се закључити да струја пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем мало спорије достиже нова стационарна стања, у складу са динамиком струјног компензатора.

Када је напонска петља затворена ($v_{ref}=10$ V, $k_p=0.15$, $k_i=40$), добијају се таласни облици са Сlike 3.20 и Сlike 3.21. Слични закључци важе као у претходном случају, с тим што сва управљања обезбеђују одржавање задатог излазног напона $v_{ref}=10$ V.

Таласни облици свих сигнала са Сlike 3.21 су готово идентични таласним облицима са Сlike 3.19, зато што у очувању средње вредности струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем сав „терет“ пада на струјни компензатор, док вањски напонски компензатор даје константну референтну струју (са занемарљивом таласношћу) $i_{ref}=10/4=2.5$ A, која се скоро нимало не мења у току прелазних режима.



Слика 3.20. Таласни облици излазног напона спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: I^2 DCMC, ADCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља)



Слика 3.21. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s) (затворена вањска напонска петља)

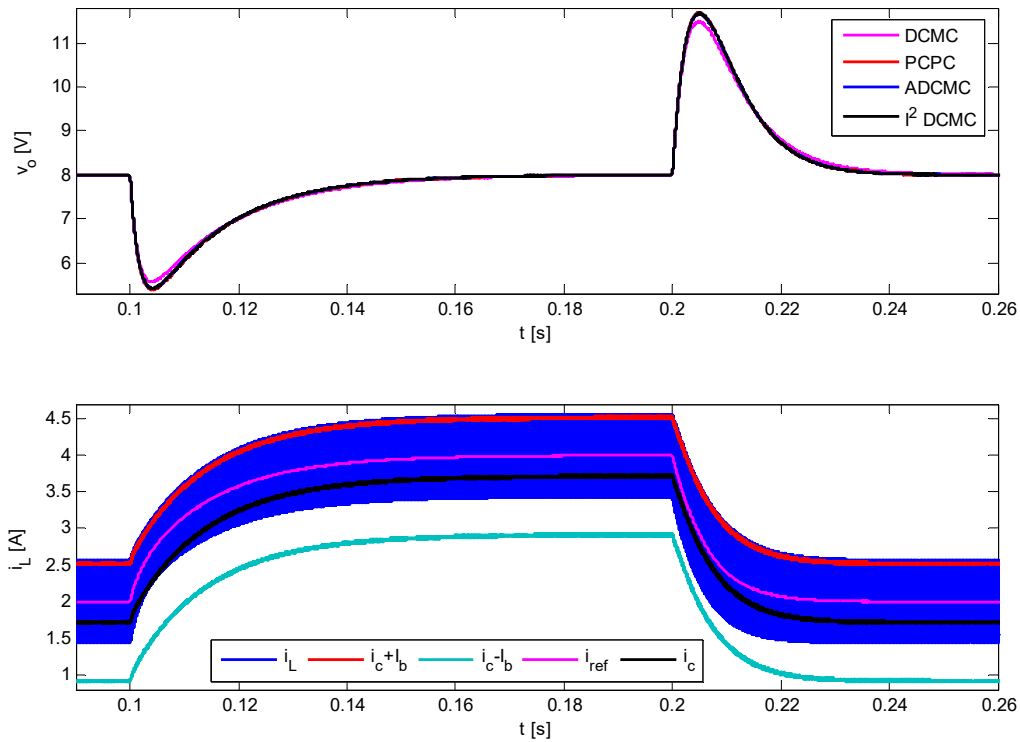
Г. Скоковите промене оптерећења

У наредним симулационим резултатима приказан је утицај скоковитих промена отпорности оптерећења на рад спуштача са I^2 DCMC управљањем. Уведене су промене отпорности са номиналних $R=4 \Omega$ на $R=2 \Omega$, и обрнуто. Излазни напон је постављен на вредност $v_{ref}=8$ V, тако да се струја оптерећења мења са 2 A на 4 A и обрнуто. Појачања ПИ напонског компензатора износе $k_p=0.15$ и $k_i=40$ ($\sigma=200$).

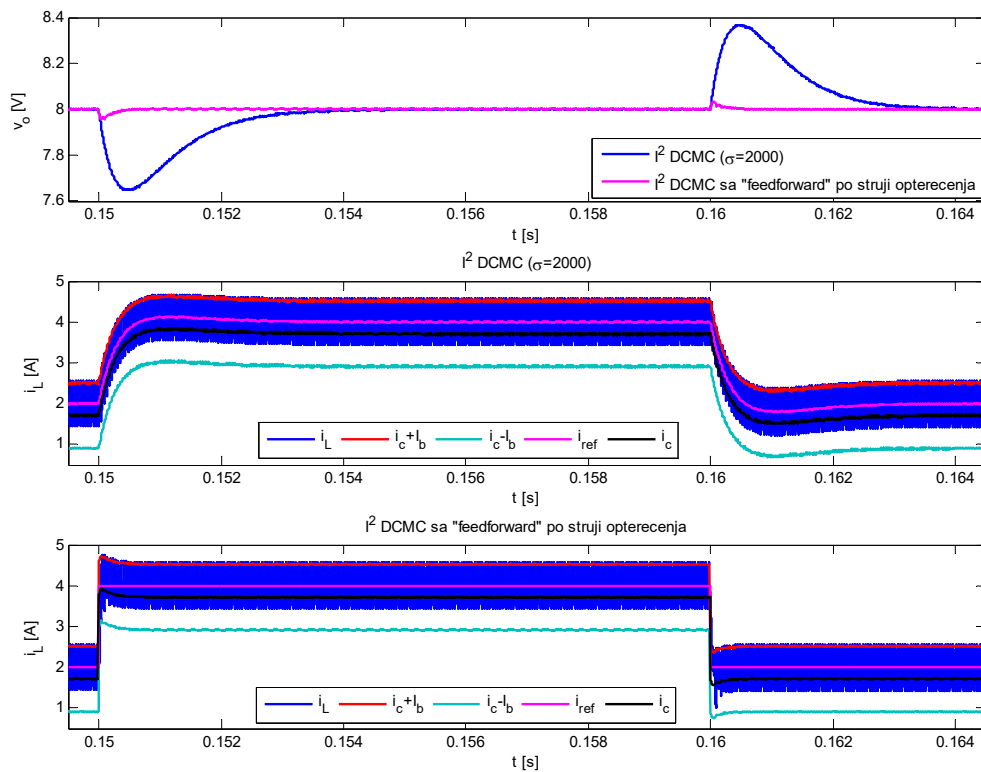
Таласни облици излазног напона и струје пригушнице приказани су на Сlici 3.22. На Сlici 3.22 су такође дати и таласни облици излазног напона у случају примене DCMC, ADCMC и PCPC управљања.

Приказани таласни облици излазног напона су скоро идентични за све разматране управљачке методе. I^2 DCMC, као и остале методе, успешно елиминише поремећаје струје оптерећења. Међутим, пропади/прескоци излазног напона су велики.

С циљем побољшања одзива на поремећаје струје оптерећења, треба или повећати вредност параметра σ , којим је одређена брзина напонског компензатора, или применити „*feedforward*“ спрегу по струји оптерећења (Слика 3.23). Са Сlike 3.23 може се закључити да је за већу вредност параметра $\sigma=2000$ знатно побољшан одзив, са становишта значајног смањења пропада/прескока излазног напона и трајања прелазних процеса. Посебно је изражена предност увођења „*feedforward*“ спреге по струји оптерећења. У оба случаја референтна струја се брзо мења, нарочито са „*feedforward*“ спрегом, што резултује квалитетном одзиву на поремећаје струје оптерећења.



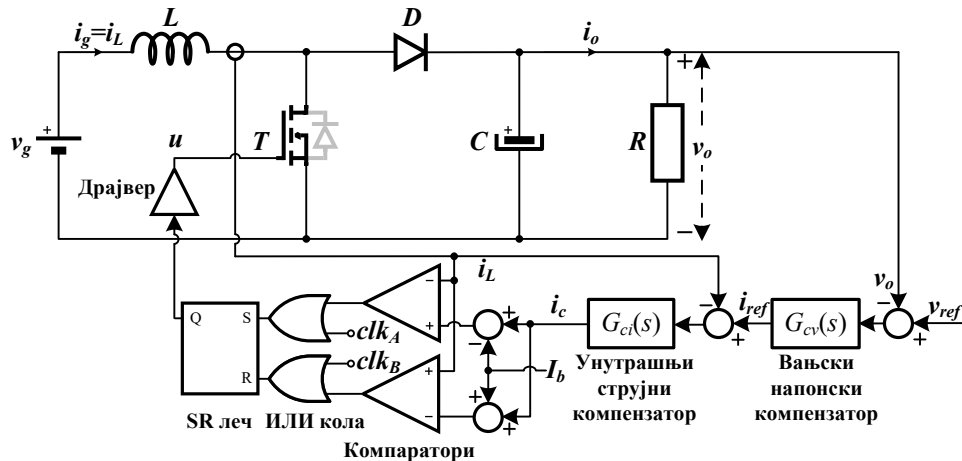
Слика 3.22. Таласни облици излазног напона (за: I^2 DCMC, ADCMC, DCMC и PCPC) и струје пригушнице (за I^2 DCMC) спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s)



Слика 3.23. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC ($\sigma=2000$) и I^2 DCMC са додатом „feedforward“ спрегом ($\sigma=200$), при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω ($t=0.15$ s) и обрнуто ($t=0.16$ s)

3.5.2 Подизач напона

На Слици 3.24 приказана је принципијелна шема подизача напона са предложеним I^2 DCMC управљањем. Одговарајући *Simulink* модел дат је у прилогу.



Слика 3.24. Подизач са I^2 DCMC управљањем

Као струјни компензатор $G_{ci}(s)$ предлаже се такође И компензатор, истог појачања $K_i=5000$ као код спуштача. Једино је потребно прилагодити вредност параметра I_b , која у овом случају износи 1.5 А.

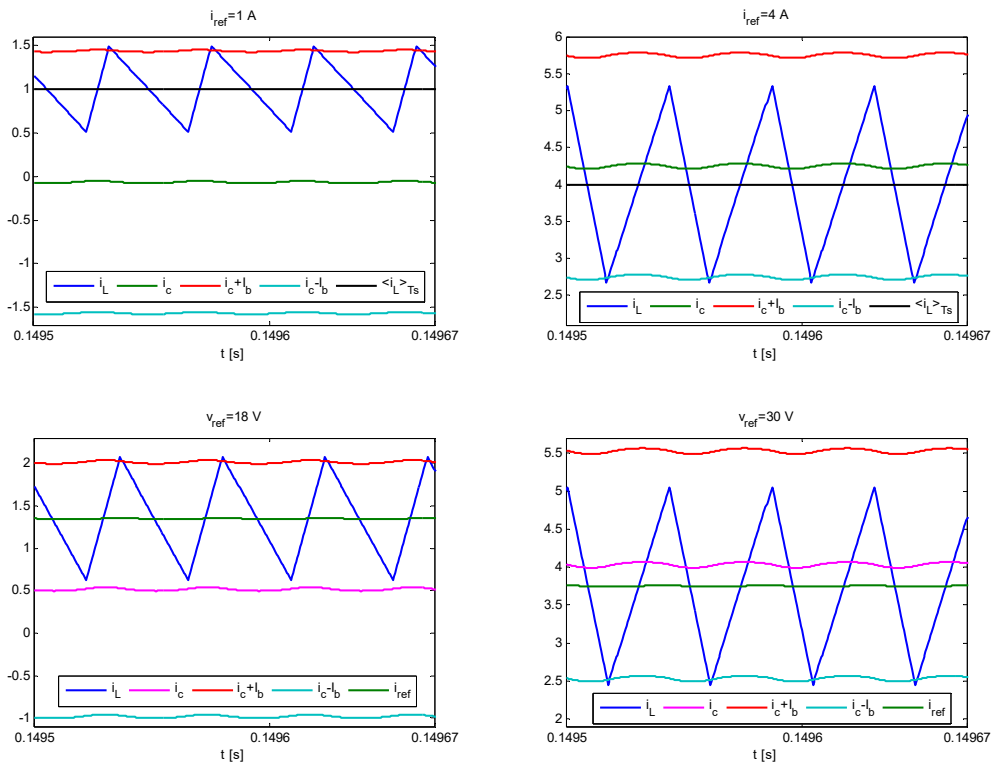
У наставку дисертације представљени су релевантни симулациони резултати примене I^2 DCMC управљања подизачем.

А. Стационарно стање

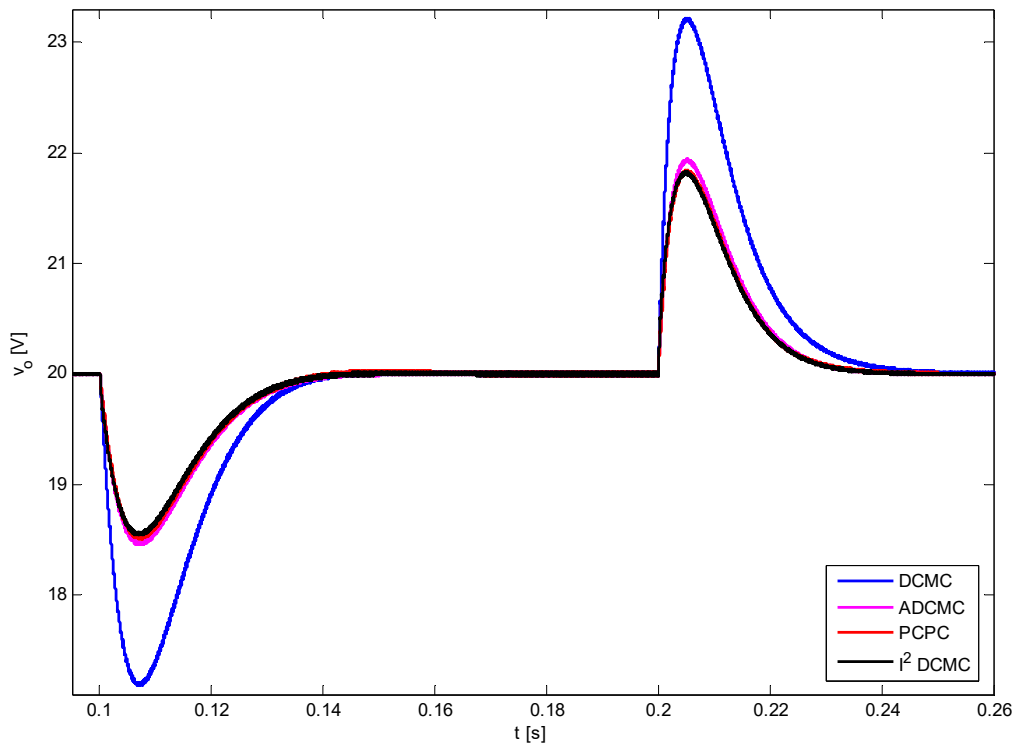
На Слици 3.25 дати су таласни облици струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, при отвореној вањској напонској петљи: $i_{ref}=1$ А и $i_{ref}=4$ А, и затвореној вањској напонској петљи ($\sigma=200$, $k_p=0.49$, $k_i=66.34$): $v_{ref}=18$ V и $v_{ref}=30$ V. Очекивано, референтна и средња струја пригушнице у свим случајевима су једнаке.

Б. Скоковите промене улазног напона

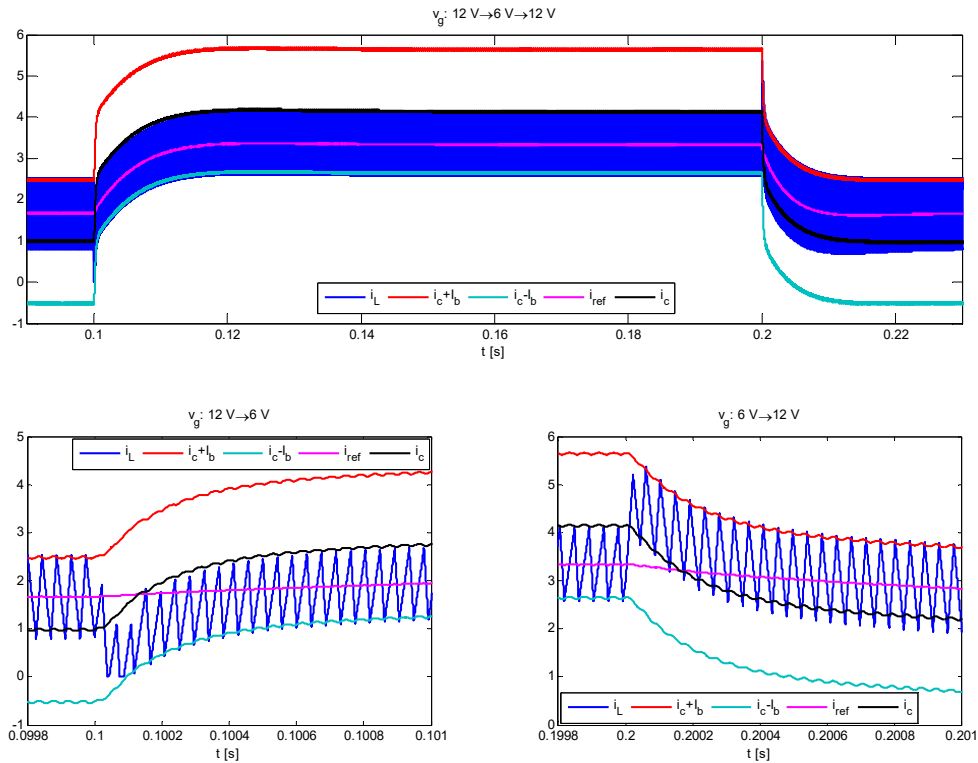
Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама улазног напона са 12 V на 6 V и обрнуто, приказани су на Слици 3.26. Дати су резултати за DCMC, ADCMC, PCPC и I^2 DCMC управљање. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref}=20$ V. Таласни облици струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем дати су на Слици 3.27.



Слика 3.25. Таласни облици струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1$ А, 4 А (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=18$ V, 30 V (затворена вањска напонска петља)



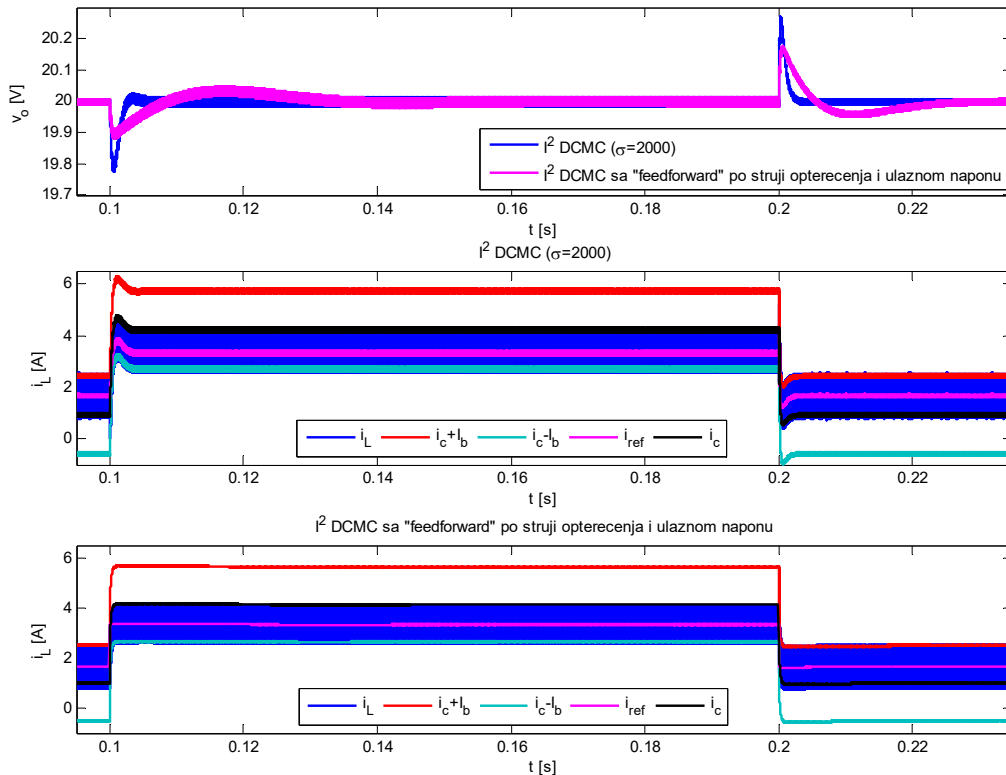
Слика 3.26. Таласни облици излазног напона подизача при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s), за: I^2 DCMC, ADCMC, DCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$)



Слика 3.27. Таласни облици струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s) (затворена вањска напонска петља, $\sigma=200$)

Приказани таласни облици излазног напона добијени за I^2 DCMC управљање су скоро исти као у случају ADCMC и PCPC управљања (Слика 3.26). Међутим, струја пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем (Слика 3.27) веома кратко пролази кроз прекидни режим при промени улазног напона са 12 V на 6 V, што није случај код ADCMC и PCPC управљања (Слика 2.37). Прекидни режим струје пригушнице се такође јавља и када се примени DCMC управљање (Слика 2.37), међутим, траје знатно дуже него у случају I^2 DCMC управљања.

На Слици 3.28 дати су таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем, за већу вредност параметра $\sigma=2000$. Такође, на Слици 3.28 дати су и резултати у случају уведене „*feedforward*“ спреге по струји оптерећења и улазном напону. У оба случаја, нарочито са „*feedforward*“ спрегом, постижу се квалитетнији одзиви захваљујући брзим променама референтне струје.



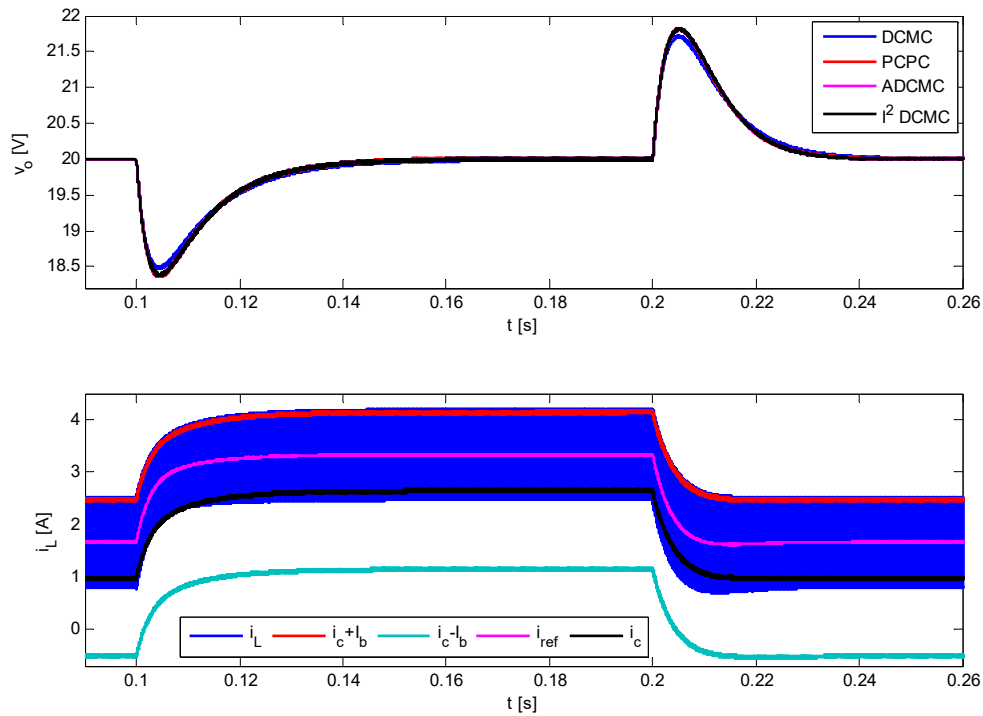
Слика 3.28. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем ($\sigma=2000$) и I^2 DCMC са „*feedforward*“ спрегом ($\sigma=200$), при скоковитим променама улазног напона од 12 V до 6 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s)

V. Скоковите промене оптерећења

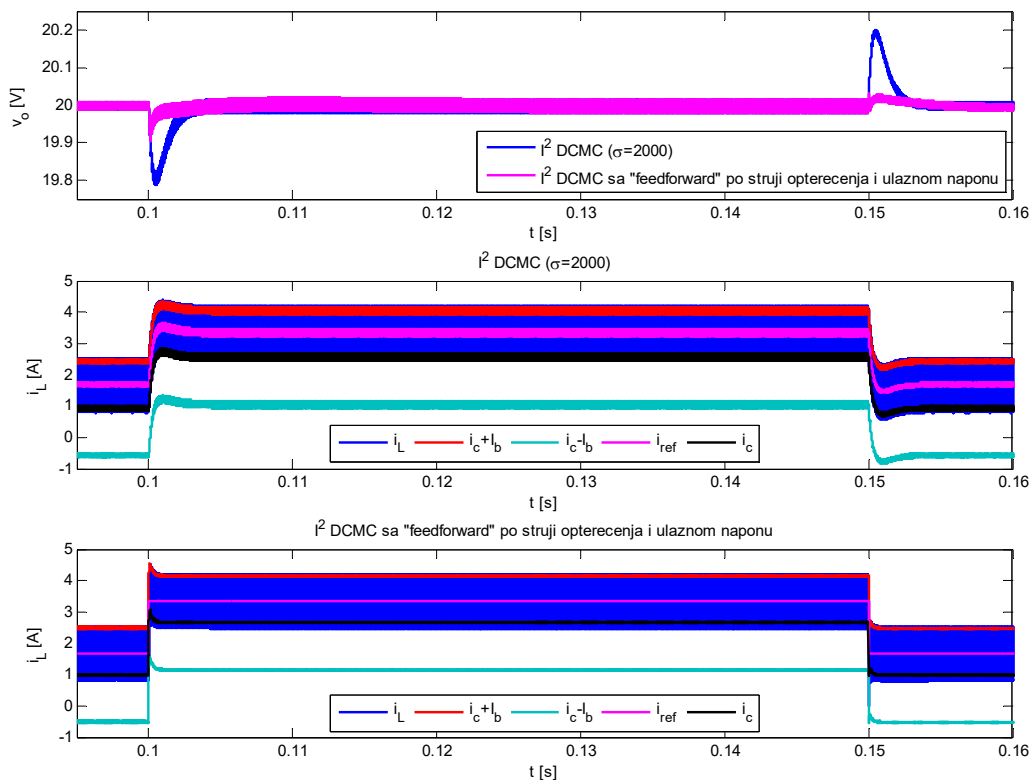
Утицај скоковитих промена струје оптерећења на рад подизача са I^2 DCMC управљањем тестиран је увођењем скоковитих промена отпорности оптерећења са $R=20 \Omega$ на $R=10 \Omega$, и обрнуто. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref}=20$ V. Симулациони таласни облици излазног напона и струје пригушнице приказани су на Слици 3.29. На истој слици дати су и таласни облици излазног напона у случају DCMC, ADCMC и PCPC управљања.

I^2 DCMC обезбеђује елиминисање дејства поремећаја струје оптерећења, слично осталим разматраним управљачким методама, при чему су таласни облици излазног напона скоро подударни за све методе.

На Слици 3.30 приказани су одговарајући резултати за I^2 DCMC управљање, ако је подешена већа вредност параметра $\sigma=2000$ и такође, ако је уведена „*feedforward*“ спрега по струји оптерећења и улазном напону. Очигледна су побољшања у односу на одзиве са Сlike 3.29.



Слика 3.29. Таласни облици излазног напона (за: I^2 DCMC, ADCMC, DCMC и PCPC) и струје пригушнице (за I^2 DCMC) подизача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20Ω на 10Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.2$ s)



Слика 3.30. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице подизача са I^2 DCMC управљањем ($\sigma=2000$) и I^2 DCMC са „feedforward“ спрегом ($\sigma=200$), при скоковитим променама отпорности оптерећења са 20Ω на 10Ω ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s)

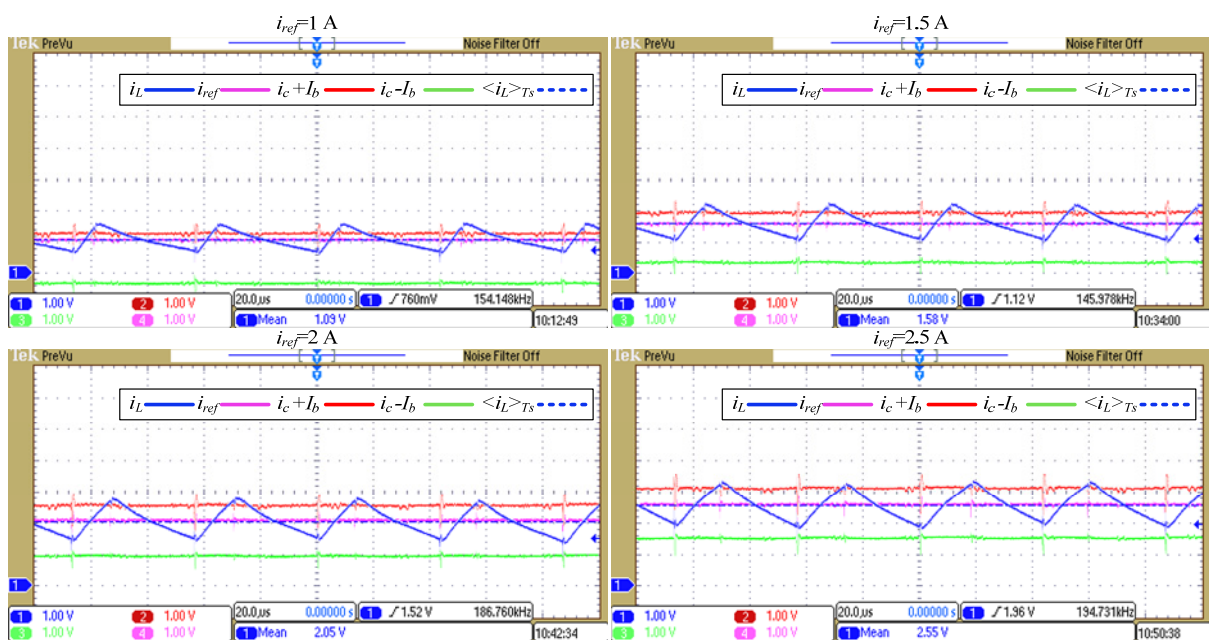
3.6 Експериментални резултати

Експериментална платформа са Сликe 2.52 употребљена је и за тестирање рада I^2 DСМС управљања, уз надоградњу са реализованим струјним компензатором са Сликe 3.2. Сва експериментална тестирања су обављена на спуштачу напона, истих параметара као у симулацијама.

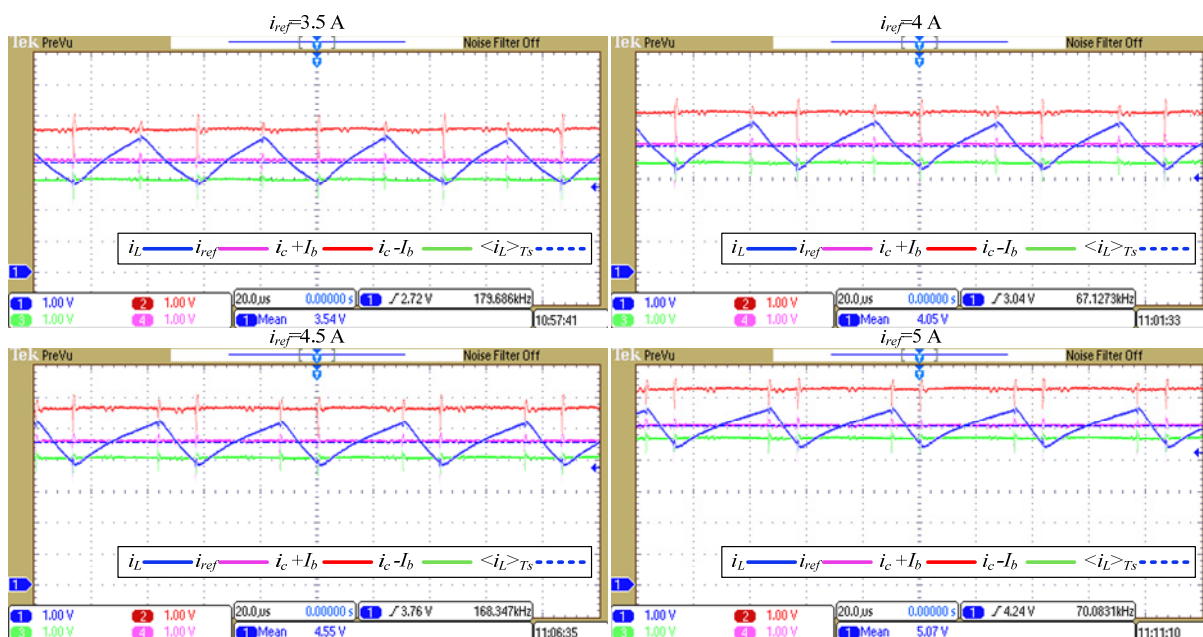
А. Стационарно стање

На Слици 3.31 и Слици 3.32 дати су експериментални таласни облици струје пригушнице спуштача, у случају отворене вањске напонске петље, за $i_{ref}=1\text{ A}$, 1.5 A , 2 A и 2.5 A (фактор испуне мањи од 0.5), и $i_{ref}=3.5\text{ A}$, 4 A , 4.5 A и 5 A (фактор испуне већи од 0.5), респективно. На Слици 3.33 дати су експериментални таласни облици струје пригушнице, када је затворена напонска петља: $v_{ref}=6\text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V .

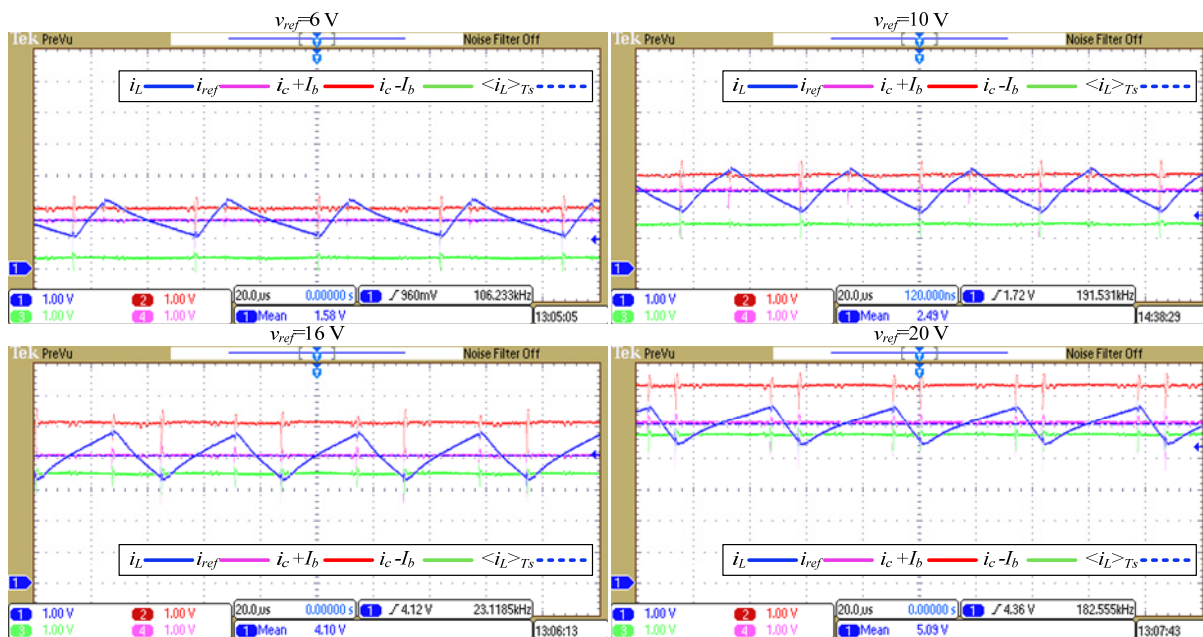
Добијени експериментални резултати су веома слични одговарајућим симулационим резултатима са Сликe 3.4, Сликe 3.5 и Сликe 3.6. У свим приказаним случајевима очигледна је једнакост референтне и средње струје пригушнице.



Слика 3.31. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DСМС управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



Слика 3.32. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



Слика 3.33. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref} = 6 \text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)

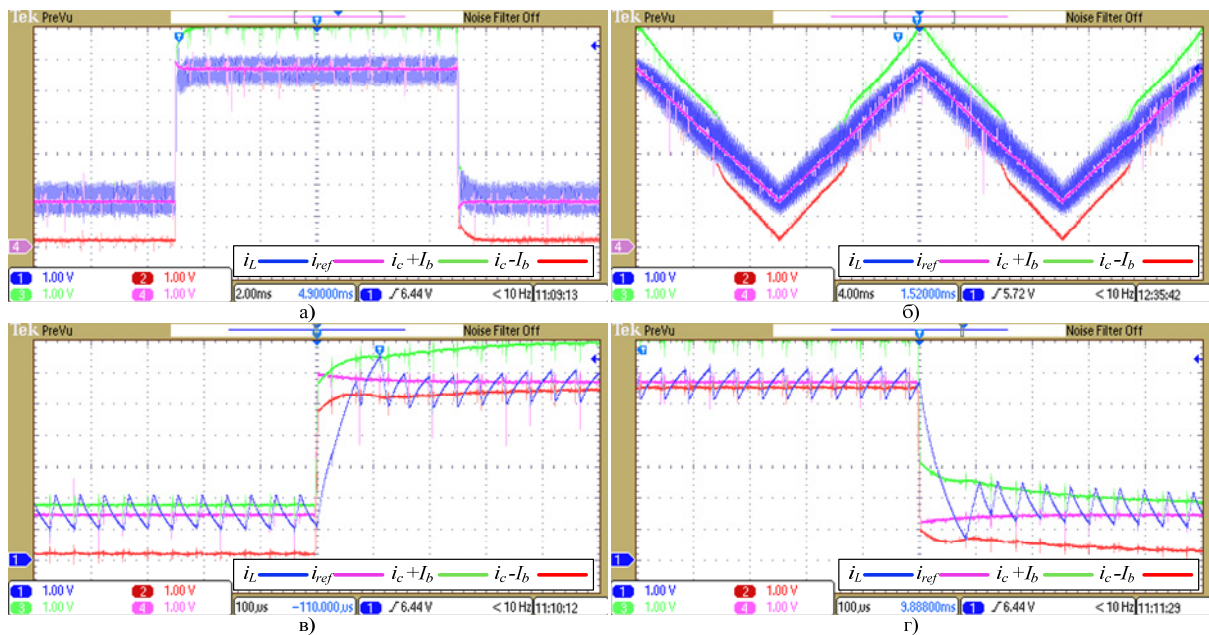
Поређећи експерименталне резултате са Сликe 3.31, Сликe 3.32 и Сликe 3.33 са експерименталним резултатима за ADCMC управљање (Слика 2.55, Слика 2.56 и Слика 2.57), добијеним под истим условима, може се уочити предност I^2 DCMC управљања. Због прекидачких кашњења, чији узроци су раније описани, долази до малог померања струје пригушнице изнад/испод струјних граница, чиме се индукује мала разлика

између средње и референтне струје пригушнице у случају примене ADCMC управљања. Међутим, I^2 DCMC управљање успешно компензује настале поремећаје, захваљујући унутрашњем струјном компензатору. У зависности од тога да ли струја пригушнице прелази изнад (фактор испуне мањи од 0.5) или испод (фактор испуне већи од 0.5) струјне границе, струјни компензатор даје мању или већу вредност управљачког сигнала i_c , респективно, чиме се поништава индукована струјна грешка.

Б. Праћење различитих таласних облика референтне струје

У наредним експерименталним резултатима показане су перформансе I^2 DCMC управљања 2Q синхроним спуштачем, при праћењу различитих таласних облика референтне струје.

На Слици 3.34 дати су експериментални таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача, за правоугаони и троугласти таласни облик референтне струје (Слика 2.13, $m=0.6$, $T=1/50=20$ ms). Вањска напонска петља је отворена. Може се закључити да I^2 DCMC управљање обезбеђује брзо и прецизно праћење референтне струје.

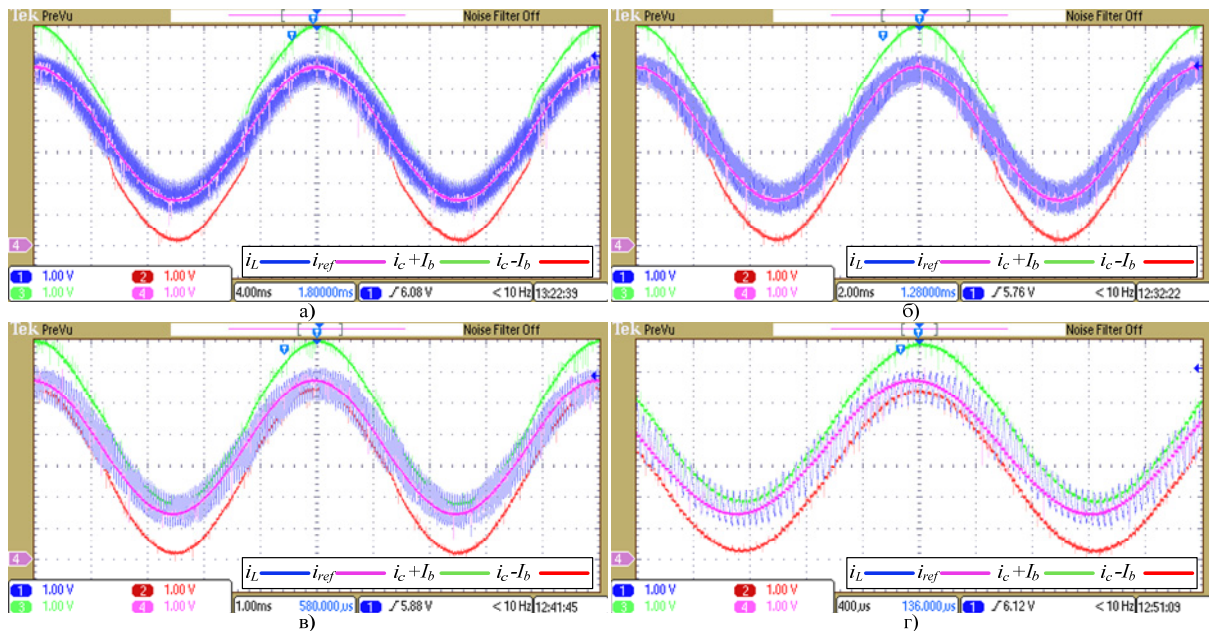


Слика 3.34. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем:

- а) правоугаони таласни облик референтне струје i_{ref} , б) троугласти таласни облик референтне струје i_{ref} , в) увећан приказ од а) при растућој ивици i_{ref} , г) увећан приказ од а) при опадајућој ивици i_{ref}

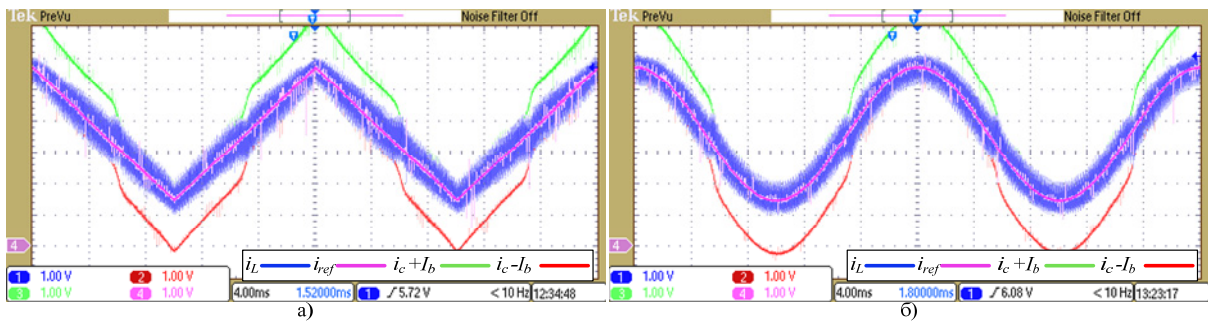
Из увећаног приказа струје пригушнице при растућој (Слика 3.34 в)) и опадајућој (Слика 3.34 г)) ивици правоугаоне референтне струје може се најбоље уочити одлична динамика I^2 DСМС управљања. Ново стационарно стање успоставља се за неколико прекидачких периода.

Таласни облици струје пригушнице за синусну референтну струју дати су на Слици 3.35. Задате су фреквенције: 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz и 400 Hz. Остварено је одлично праћење референтне струје и при неколико пута већим фреквенцијама од фундаменталне фреквенције 50 Hz. Због ограниченог пропусног опсега унутрашњег струјног компензатора, приметно је мало фазно кашњење између средње и референтне струје пригушнице за највећу посматрану фреквенцију 400 Hz (Слика 3.35 г)).



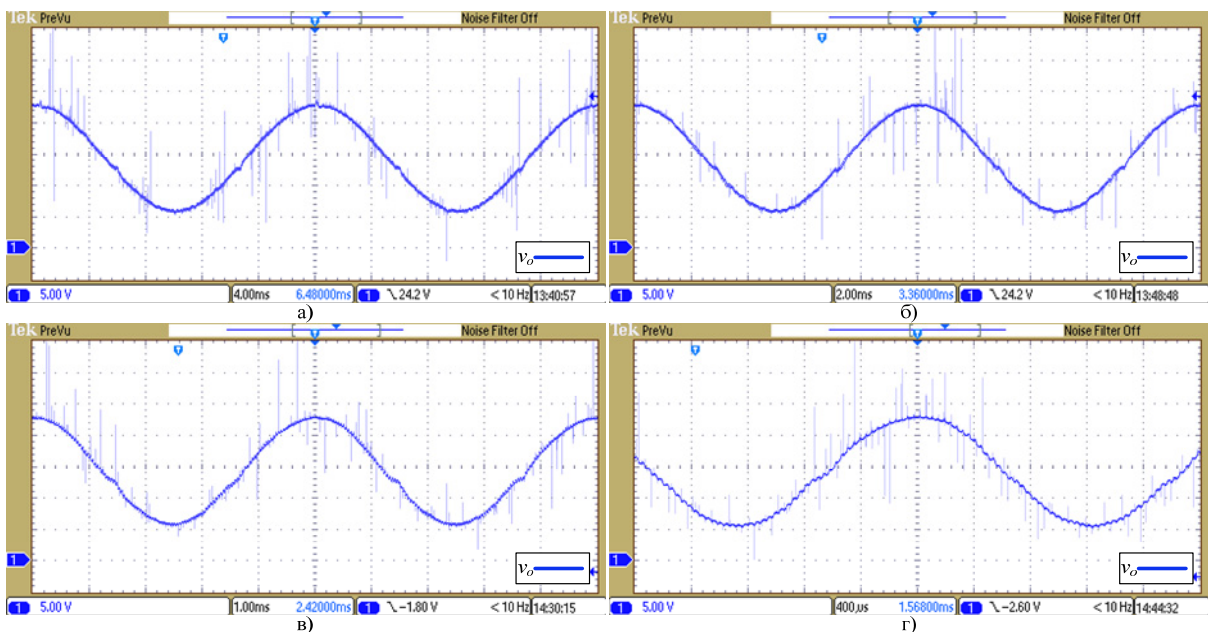
Слика 3.35. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DСМС управљањем, за синусну референтну струју i_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz

На Слици 3.36 приказани су експериментални резултати за случај троугластог и синусног таласног облика референтне струје, ако се изабере већа вредност параметра $I_b=1$. За разлику од DСМС управљања, где се због веће ширине струјног опсега повећава струјна грешка и јављају изобличења струје пригушнице (Слика 2.65 в), г)), I^2 DСМС управљање и у овом случају обезбеђује елиминисање струјне грешке, али и знатно смањење изобличења струје.



Слика 3.36. Таласни облици струје пригушнице 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем ($I_b=1$ A), за: а) троугласту и б) синусну референтну струју i_{ref}

Када се затвори вањска напонска петља, примењујући ПИС компензатор (2.82), I^2 DCMC управљање омогућава и прецизно праћење синусног референтног напона, што потврђују експериментални резултати са Сlike 3.37. Посматране су различите фреквенције референтног напона: 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz и 400 Hz.

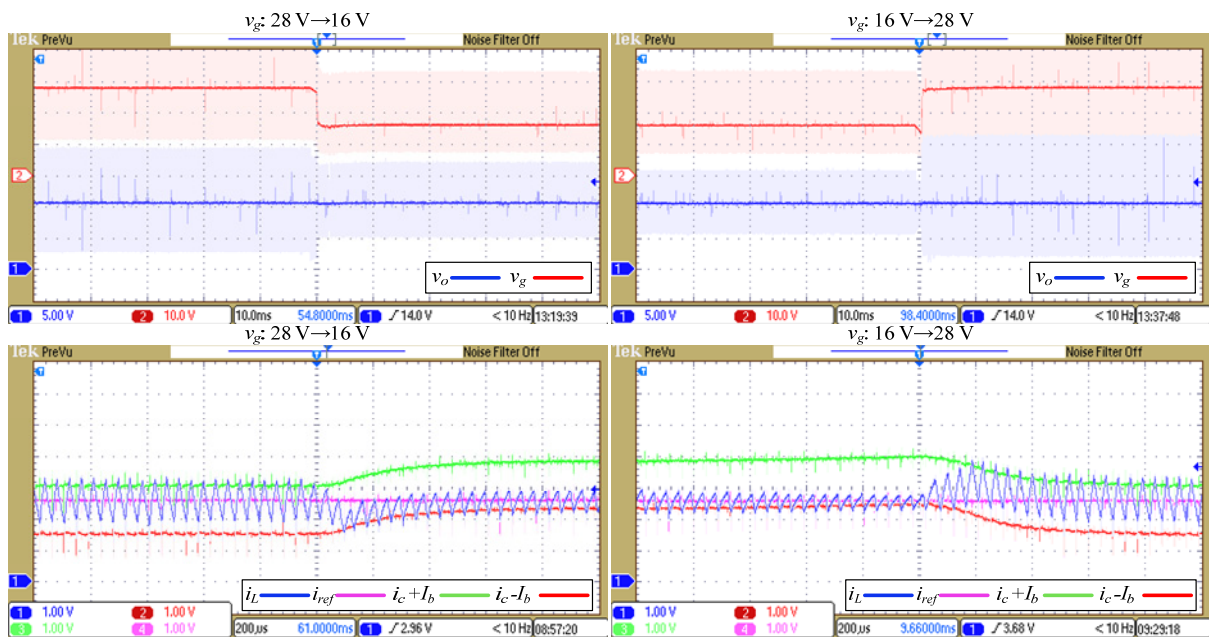


Слика 3.37. Таласни облици излазног напона 2Q спуштача са I^2 DCMC управљањем (са ПИС напонским компензатором), за синусни референтни напон v_{ref} фреквенције: а) 50 Hz, б) 100 Hz, в) 200 Hz, г) 400 Hz

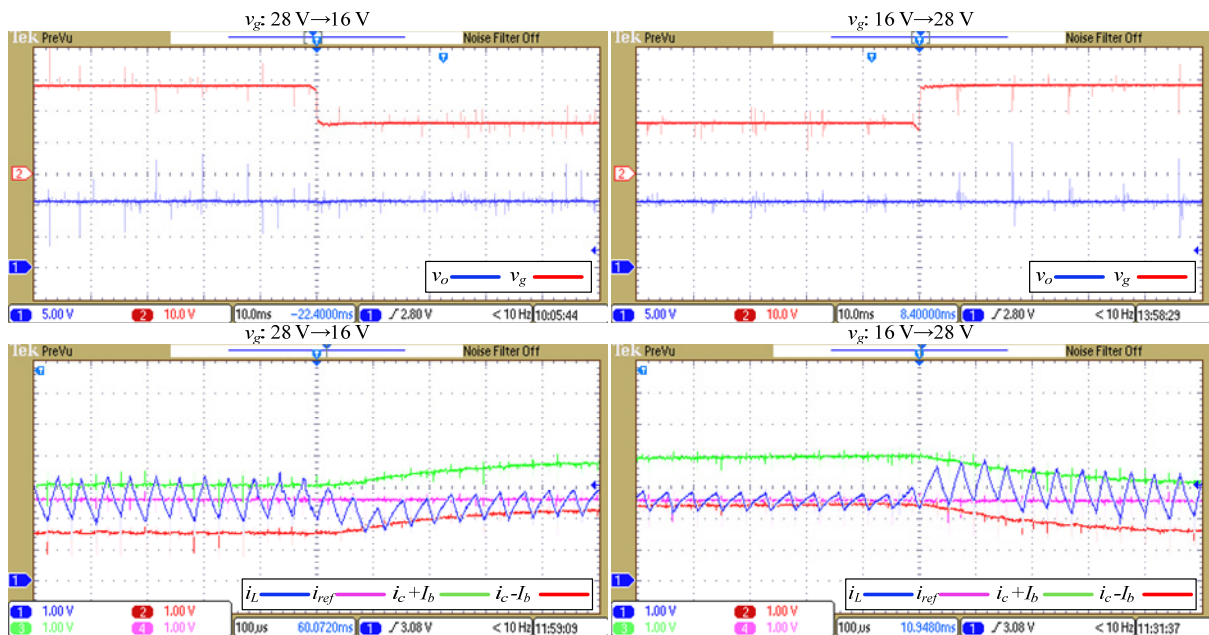
В. Скоковите промене улазног напона

Наредним експерименталним тестовима испитани су одзиви спуштача са I^2 DCMC управљањем на скоковите промене улазног напона. На Сlici 3.38 приказани су таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача услед скоковитих

промена улазног напона са номиналне вредности од 28 V на 16 V и обрнуто. Задата је константна струја $i_{ref}=2.5$ A (вањска напонска петља отворена).



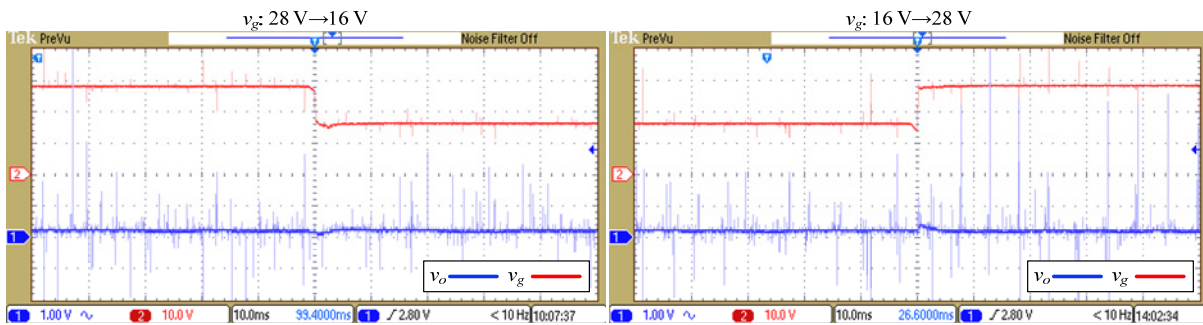
Слика 3.38. Гласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 DCMS управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (отворена вањска напонска петља)



Слика 3.39. Гласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 DCMS управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)

Исти експеримент је поновљен, само са затвореном напонском петљом ($v_{ref}=10$ V). Одговарајући експериментални резултати приказани су на Сlici 3.39.

У оба случаја очигледна је одлична робусност на промене улазног напона, које скоро да и немају никакав утицај на таласни облик излазног напона, што се најбоље види из увећаног приказа наизменичне компоненте излазног напона (Слика 3.40).



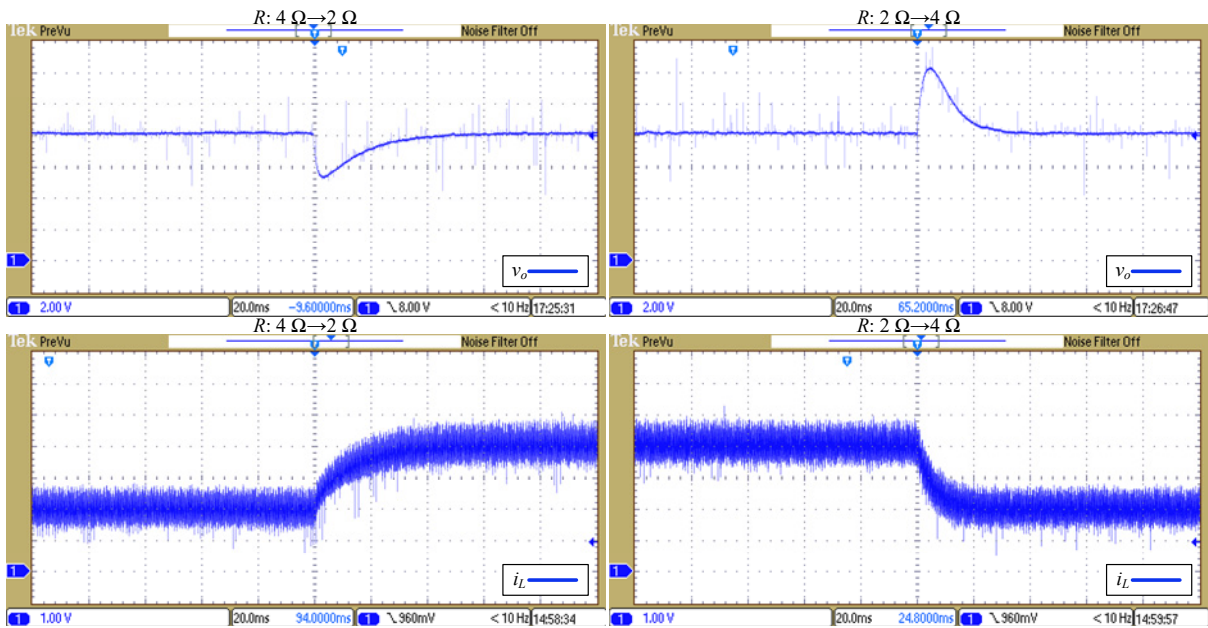
Слика 3.40. Наизменичне компоненте таласних облика излазног напона спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)

Поредећи таласне облике излазног напона у случају примене I^2 DCMC (Слика 3.38, Слика 3.39 и Слика 3.40) и ADCMC (Слика 2.69, Слика 2.72 и Слика 2.73) управљања, може се уочити предност I^2 DCMC управљања, које обезбеђује мање пропаде/прескоке излазног напона у току прелазних режима.

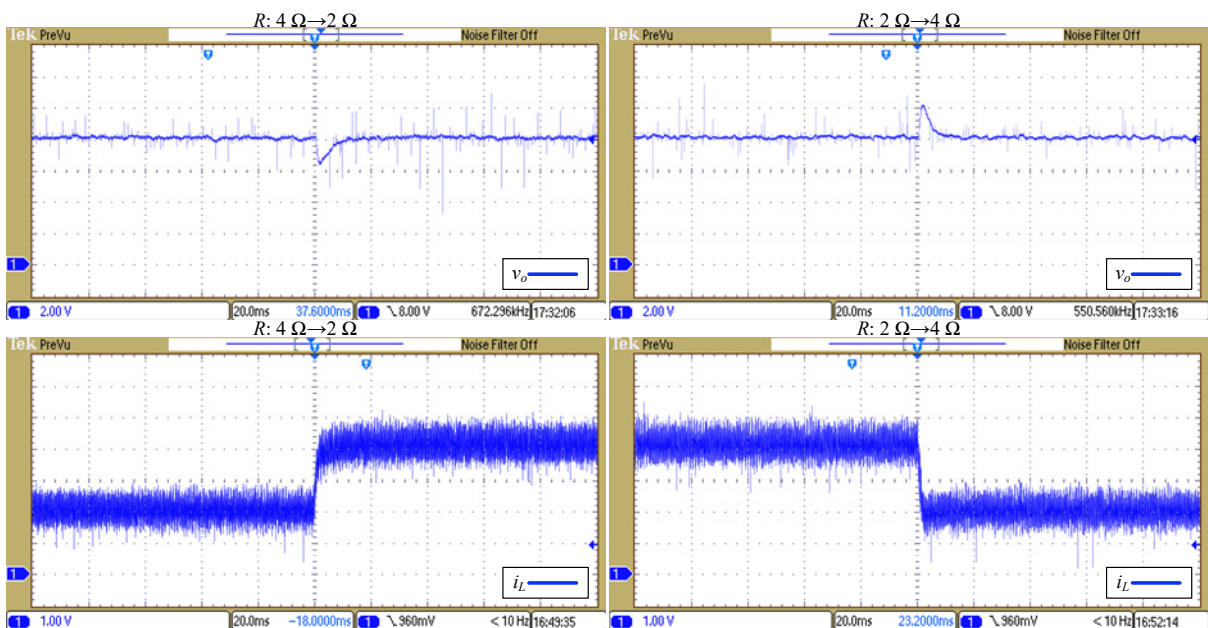
Г. Скоковите промене оптерећења

Експериментални таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 DCMC управљањем, при скоковитим променама отпорности оптерећења са номиналних $R=4 \Omega$ на $R=2 \Omega$, и обрнуто, приказани су на Сlici 3.41. Излазни напон је регулисан на вредност $v_{ref}=8$ V.

I^2 DCMC успешно елиминише поремећаје струје оптерећења. Приказани одзиви, који су добијени за појачања ПИ напонског компензатора: $k_p=0.15$, $k_i=40$ ($\sigma=200$), могу се побољшати повећањем вредности параметра σ , што потврђују резултати са Сликe 3.42 ($\sigma=500$, $k_p=0.75$, $k_i=250$).



Слика 3.41. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω и обрнуто, за I^2 DCMC



Слика 3.42. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама отпорности оптерећења са 4Ω на 2Ω и обрнуто, за I^2 DCMC ($\sigma=500$)

3.7 Закључак

У овом поглављу предложена је нова метода струјног управљања претварачима енергетске електронике – I^2 DCMC управљање. Као и у случају ADCMC управљања,

мотивација за развој I^2 DСМС управљања је елиминисање разлике између референтне и средње струје пригушнице претварача, која представља основни недостатак конвенционалног DСМС управљања, односно реализација унутрашњег управљивог струјног извора са карактеристикама што ближим идеалним. Међутим, код I^2 DСМС управљања елиминисање струјне грешке се обавља на потпуно другачији начин у односу на ADCМС управљање.

Приказани симулациони и експериментални резултати поткрепљују све спроведене теоријске анализе. Развојем новог I^2 DСМС управљања побољшане су и неке друге карактеристике у односу на DСМС управљање, као што је нпр. робусност претварача на брзе промене улазног напона.

На примеру 2Q синхроног спуштача показано је да I^2 DСМС управљање омогућава брзо и прецизно праћење различитих таласних облика референтне струје, што потврђује одлична динамичка својства унутрашње струјне петље.

I^2 DСМС управљање не захтева никакве математичке прорачуне који су директно уграђени у управљачку структуру и који зависе од модела, а самим тим и параметара претварача, у првом реду индуктивности L , што није случај код ADCМС управљања, а и бројних нових напредних метода струјног управљања. То значи да I^2 DСМС управљање генерално није осетљиво на промене параметара претварача.

Веома важна особина I^2 концепта, тј. увођења додатног струјног компензатора, је применљивост на све методе струјног управљања које су наведене у овој дисертацији. Ако се из било којих разлога појави струјна грешка, без обзира на примењену методу струјног управљања, уградњом додатног унутрашњег струјног компензатора ова грешка се може елиминисати, а да се нимало не наруши рад основног алгоритма управљања.

Због свих истакнутих одличних особина I^2 DСМС управљања, а посебно чињенице да обезбеђује стабилан рад претварача за све вредности фактора испуне, може се закључити да је I^2 DСМС управљање применљиво на све типове претварача.

4. ПРИМЕНА I^2 КОНЦЕПТА НА ADCМС УПРАВЉАЊЕ – I^2 ADCМС

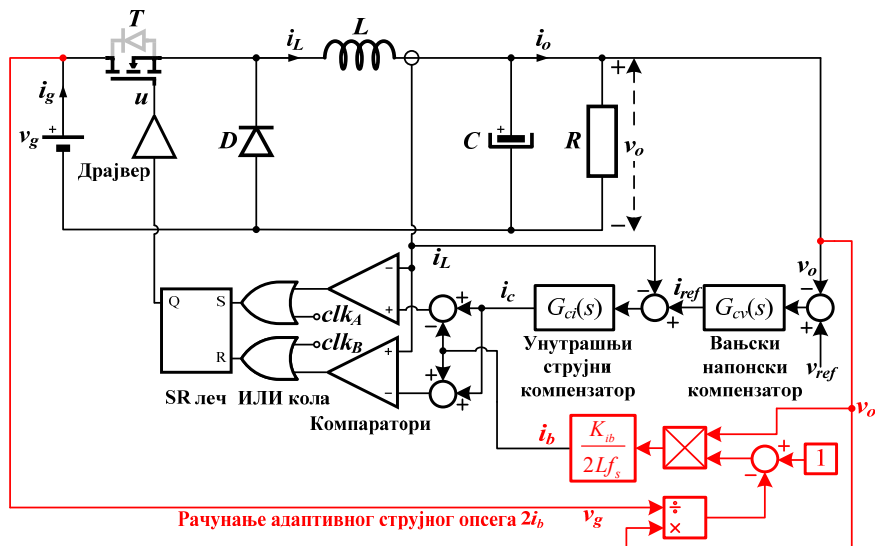
4.1 Увод

У другом поглављу ове докторске дисертације, у којем је предложено и описано ADCМС управљање, показано је да уколико постоје прекидачка кашњења, долази до индуковања мале разлике између средње и референтне струје пригушнице, што је нежељени ефекат. Један од начина за превазилажење ове негативне појаве је хардверска оптимизација, која подразумева употребу бржих компоненти експерименталне платформе, са мањим кашњењем, у првом реду бржих компаратора, драјверских модула и струјног сензора. Други начин, који се предлаже у овом поглављу, је примена I^2 концепта на ADCМС управљање, чиме настаје ново I^2 ADCМС управљање. Као што је наглашено у закључку претходног поглавља, изузетна одлика I^2 концепта је његова универзалност, тј. применљивост на практично све методе струјног управљања, а самим тим и на ново ADCМС управљање.

4.2 Принципи рада I^2 ADCМС управљања

Структурна шема предложеног I^2 ADCМС управљања је скоро иста као код претходно описаног I^2 DCМС управљања. Једина разлика је у томе што се уместо фиксне ширине струјног опсега користи адаптивна ширина $2i_b$ (Слика 4.1).

Ако се код ADCМС управљања због неког разлога индукује мала струјна грешка, деловањем унутрашњег струјног компензатора $G_{ci}(s)$ подешава се вредност управљачког сигнала i_c , односно струјних граница $i_c \pm i_b$, како би се средња и референтна струја изједначиле и додатно побољшао квалитет унутрашњег струјног извора.



Слика 4.1. Спуштач са I^2 ADCMC управљањем

4.3 Симулациони резултати

Наредни симулациони резултати добијени су у *Matlab/Simulink*-у за спуштач са I^2 ADCMC управљањем. Параметри симулација су исти као у претходним случајевима.

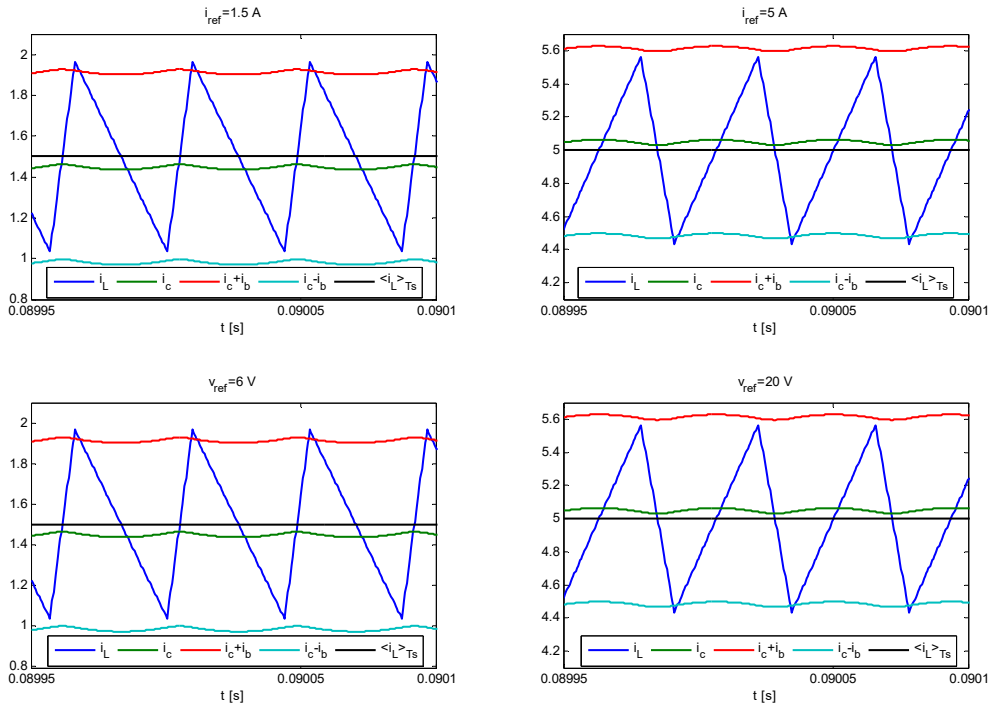
А. Стационарно стање

У раније датим симулационим таласним облицима струје пригушнице спуштача са ADCMC управљањем (Слика 2.4, Слика 2.5, Слика 2.7), у стационарном стању, уочена је веома мала разлика између средње и референтне струје, као последица кашњења при поређењу струје пригушнице и њених граница. Међутим, применом I^2 ADCMC управљања настала грешка се елиминише, као што је приказано на Слици 4.2.

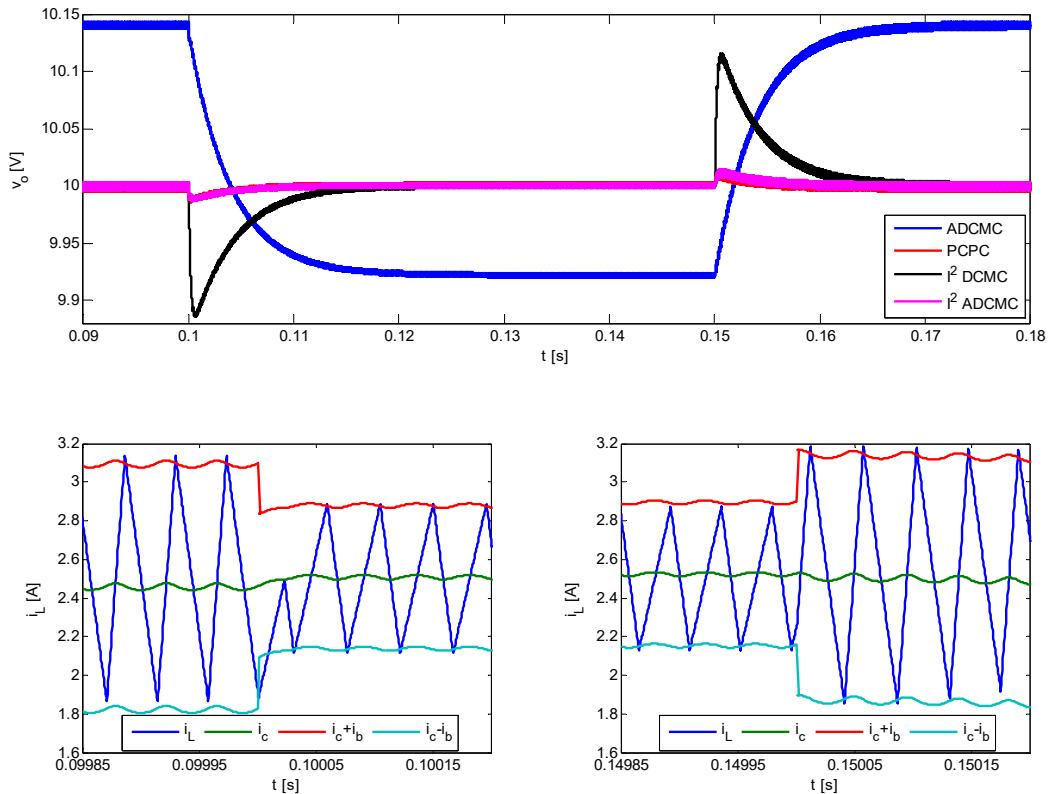
Скоро идентични резултати се добијају у оба случаја: са и без вањске напонске петље (Слика 4.2). С обзиром да је увек остварена једнакост средње и референтне струје, при затвореној напонској петљи референтна струја има очекиване вредности од $6/4=1.5$ А и $20/4=5$ А, тако да се добијају исти таласни облици као у случају отворене напонске петље за $i_{ref}=1.5$ А и $i_{ref}=5$ А.

Б. Скоковите промене улазног напона

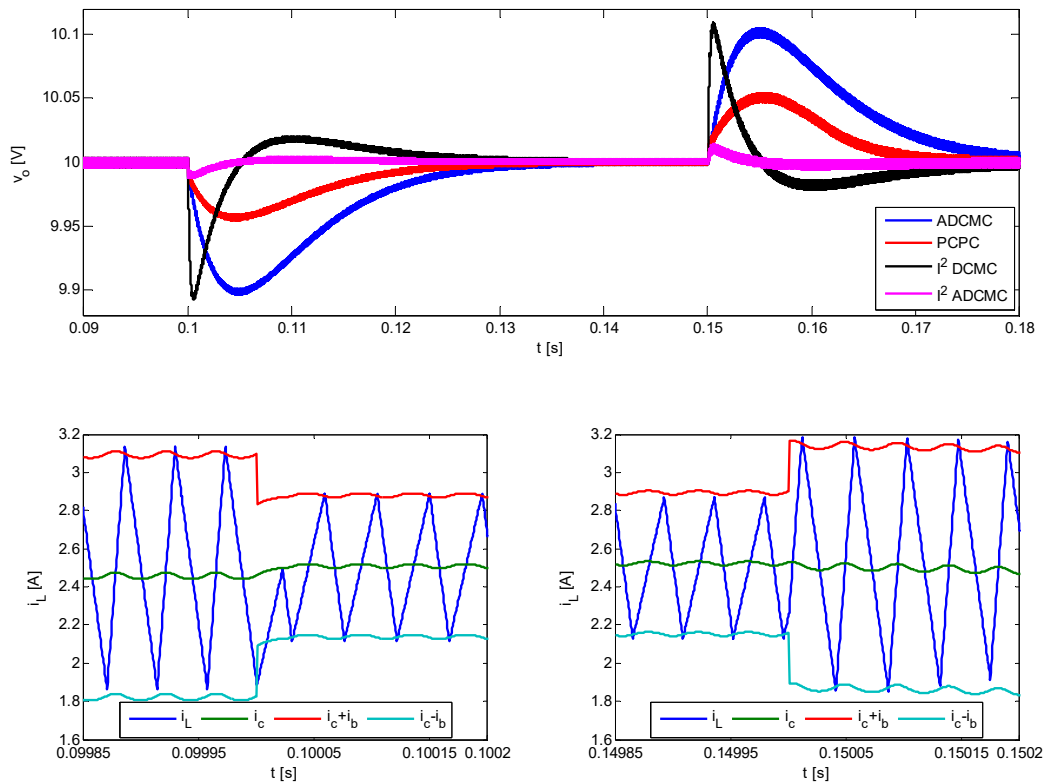
У наредним симулационим резултатима приказани су таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона, у случају отворене (Слика 4.3) и затворене (Слика 4.4) напонске петље. На истим сликама дати су резултати и за PCPC, ADCMC и I^2 DCMC управљања.



Слика 4.2. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за $i_{ref}=1.5$ A, 5 A (отворена вањска напонска петља) и $v_{ref}=6$ V, 20 V (затворена вањска напонска петља)



Слика 4.3. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: I^2 ADCMC, I^2 DCMC, ADCMC и PCPC (отворена вањска напонска петља)



Слика 4.4. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V ($t=0.1$ s) и обрнуто ($t=0.15$ s), за: I^2 ADCMC, I^2 DCMC, ADCMC и PCPC (затворена вањска напонска петља)

Предложено I^2 ADCMC управљање у оба случаја обезбеђује одличне резултате. Захваљујући веома брзом одзиву струјне петље, што се најбоље види из датих таласних облика струје пригушнице, добијају се веома мали пропади/прескоци излазног напона у прелазним режимима.

Поредећи добијене резултате, очигледно је да I^2 ADCMC управљање у односу на ADCMC и I^2 DCMC управљања обезбеђује мање промене излазног напона у току скоковитих промена улазног напона. У односу на PCPC управљање, I^2 ADCMC даје скоро идентичне резултате када је вањска напонска петља отворена (Слика 4.3), а при затвореној напонској петљи чак и боље резултате (Слика 4.4).

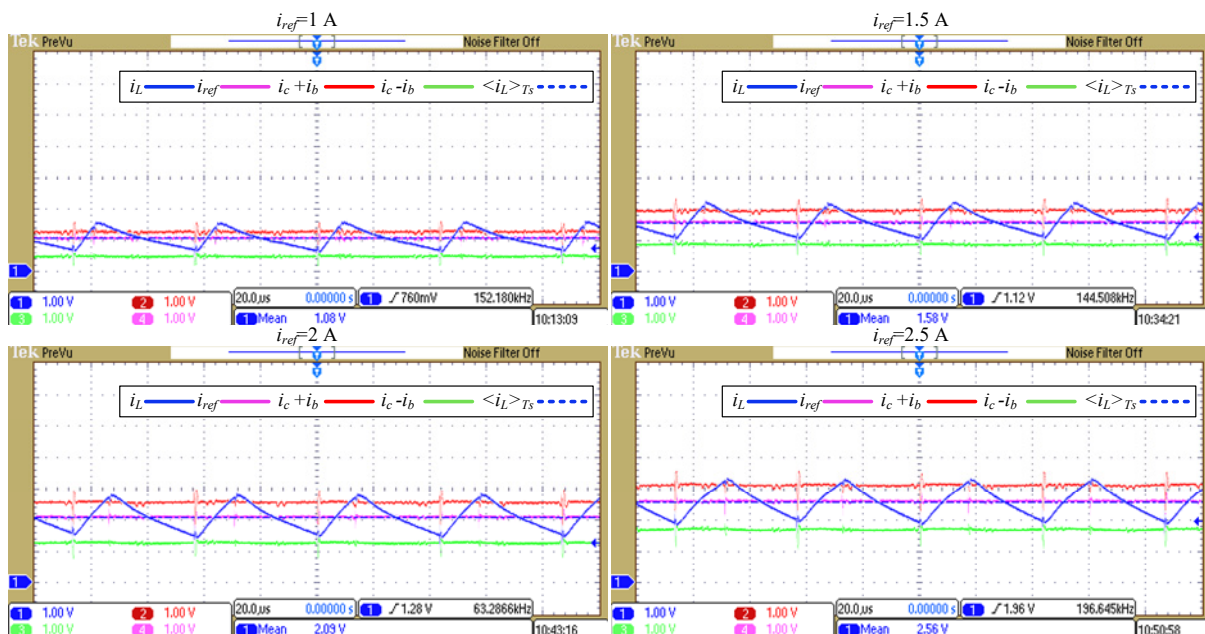
4.4 Експериментални резултати

Сви наредни експериментални резултати добијени су за спуштач напона, истих параметара као у симулацијама.

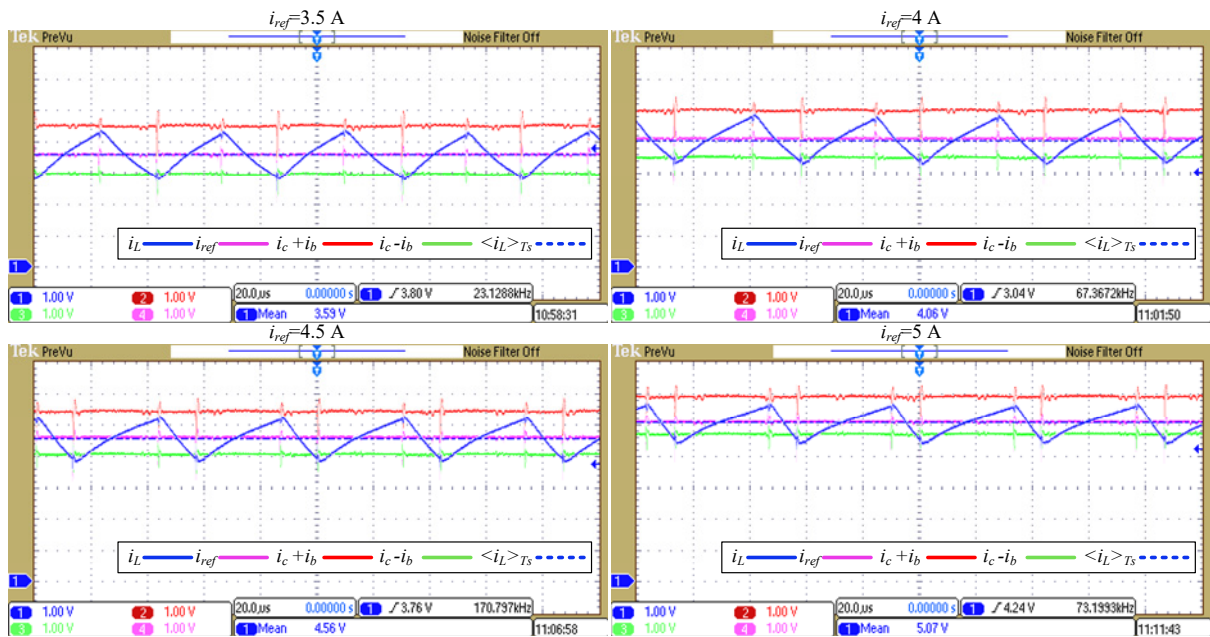
A. Стационарно стање

На Слици 4.5 и Слици 4.6 приказани су експериментални таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем, у стационарном стању, у случају отворене вањске напонске петље. На Слици 4.7 дати су експериментални таласни облици струје пригушнице, када је напонска петља затворена.

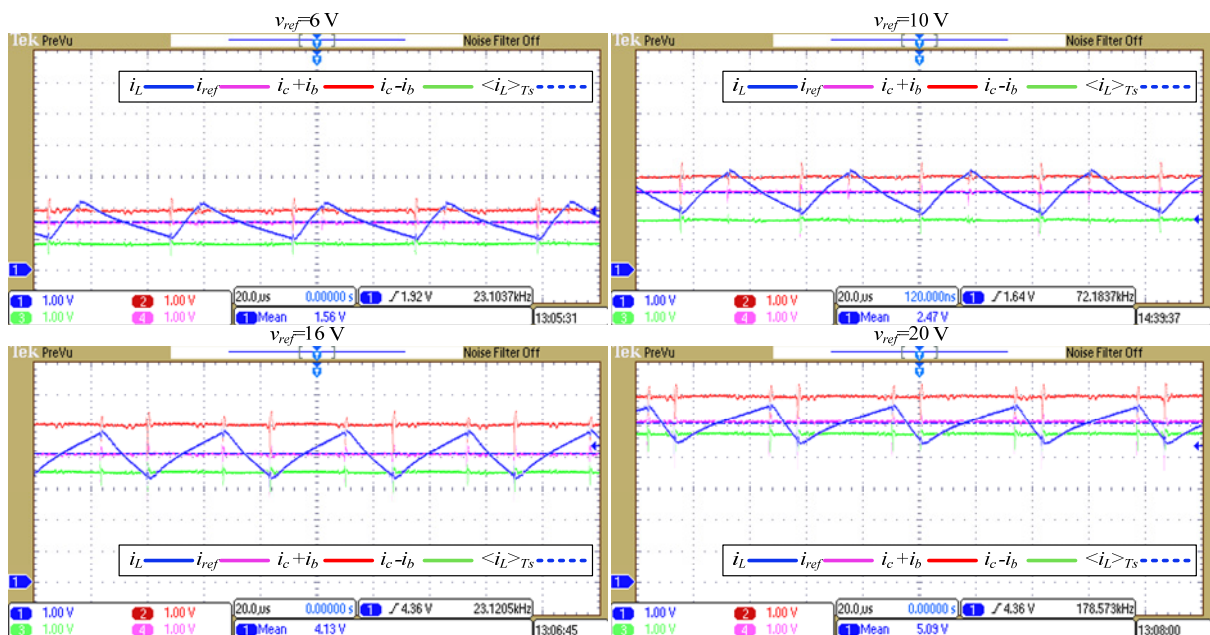
Очекивано, у свим приказаним случајевима остварена је једнакост референтне и средње струје пригушнице. Поредећи резултате са Сликe 4.5, Сликe 4.6 и Сликe 4.7 са експерименталним резултатима за ADCMC управљање (Слика 2.55, Слика 2.56, Слика 2.57), очигледно је да додатни унутрашњи струјни компензатор код I^2 ADCMC управљања успешно поништава негативни утицај прекидачких кашњења. Нпр. ако је референтна струја $i_{ref}=1$ А, на излазу струјног компензатора добија се вредност управљачког сигнала $i_c=0.8$ А (Слика 4.5), која је мања од вредности референтне струје управо за величину померања струје пригушнице преко горње границе. Такође, ако је нпр. референтна струја $i_{ref}=5$ А, управљачки сигнал i_c износи око $i_c=5.3$ А (Слика 4.6), што је веће од вредности референтне струје за величину померања струје пригушнице испод доње границе.



Слика 4.5. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне мање од 0.5 (отворена вањска напонска петља)



Слика 4.6. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за факторе испуне веће од 0.5 (отворена вањска напонска петља)

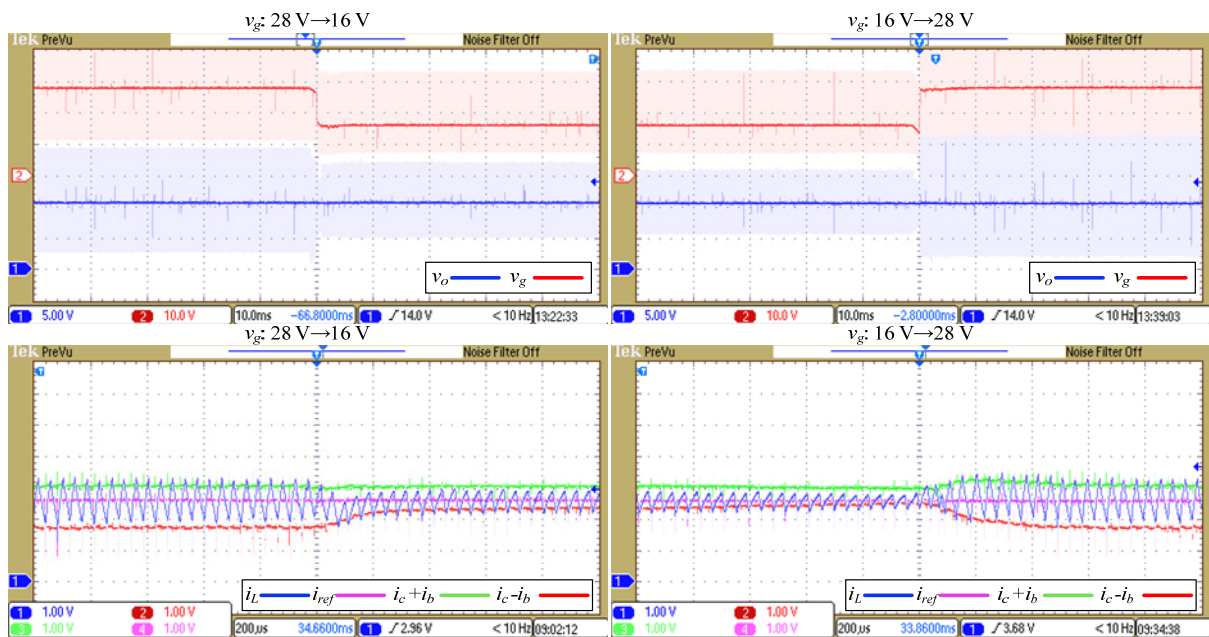


Слика 4.7. Таласни облици струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем у стационарном стању, за $v_{ref} = 6 \text{ V}$, 10 V , 16 V и 20 V (затворена вањска напонска петља)

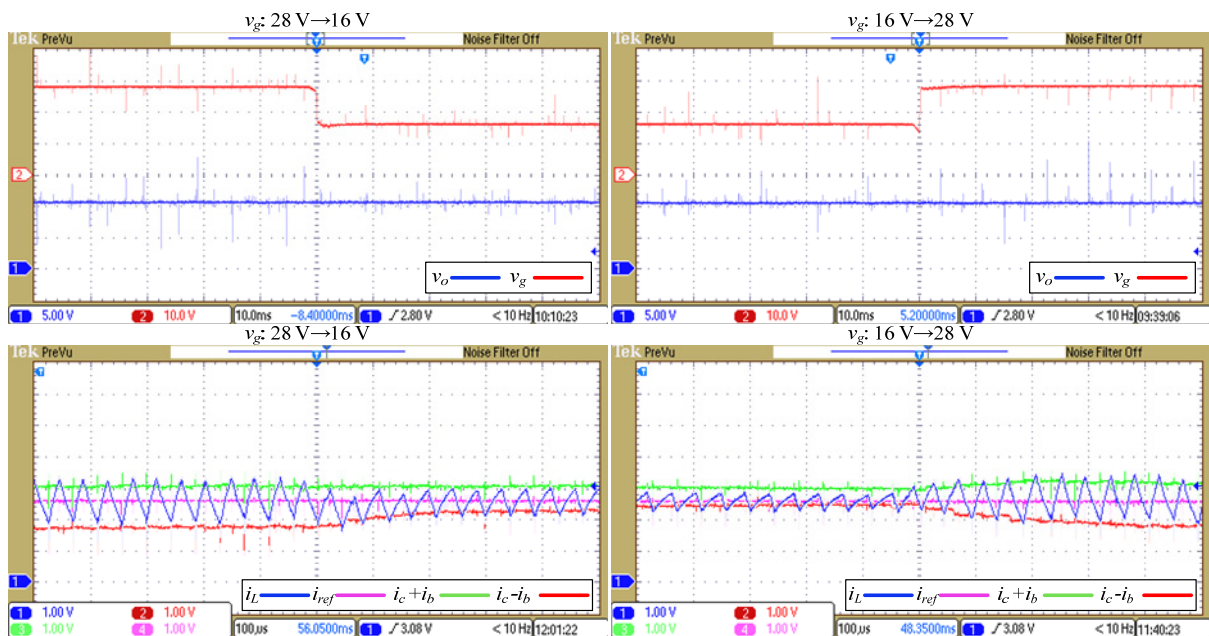
Б. Скоковите промене улазног напона

На Слици 4.8 приказани су експериментални таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача при скоковитим променама улазног напона са 28 V на 16 V и обрнуто. Задата је константна струја $i_{ref} = 2.5 \text{ A}$.

Одговарајући експериментални резултати у случају затворене напонске петље приказани су на Слици 4.9. Задат је излазни напон $v_{ref}=10\text{ V}$.

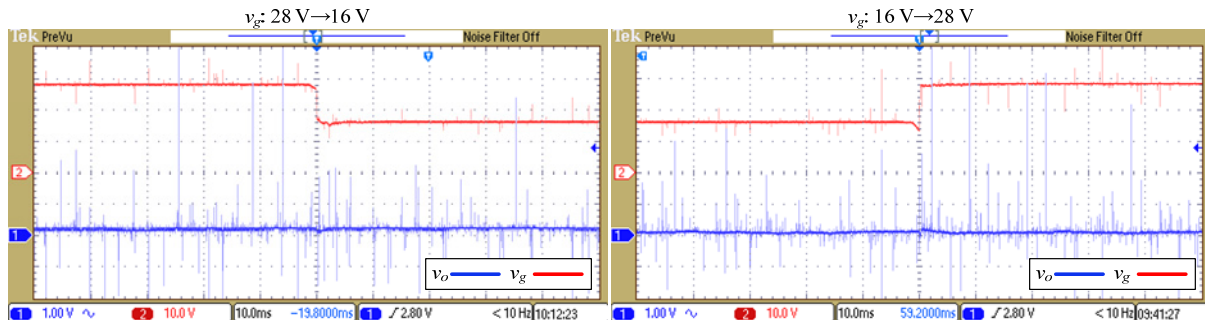


Слика 4.8. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (отворена вањска напонска петља)



Слика 4.9. Таласни облици излазног напона и струје пригушнице спуштача са I^2 ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)

Из датих резултата изражена је одлична робусност на промене улазног напона. Поремећаји у излазном напону скоро да и не постоје. То се најбоље може уочити из увећаног приказа наизменичне компоненте излазног напона са Сlike 4.10.



Слика 4.10. Наизменичне компоненте таласних облика излазног напона спуштача са I^2 ADCMC управљањем, при скоковитим променама улазног напона од 28 V до 16 V и обрнуто (затворена вањска напонска петља)

4.5 Закључак

Комбинацијом два начина за унапређење рада конвенционалне DCMC методе, који су предложени у овој дицертацији, а то су: увођење адаптивне ширине између струјних граница, која је једнака тренутној таласности струје пригушнице, и увођење додатног унутрашњег струјног компензатора (I^2 концепт), настаје потпуно нова метода струјног управљања – I^2 ADCMC управљање. Применом I^2 концепта постиже се имуност ADCMC управљања на било какве сметње које могу довести до појаве разлике између референтне и средње струје пригушнице претварача. Приказани симулациони и експериментални резултати потврђују одличне особине предложеног I^2 ADCMC управљања. Посебно треба истаћи робусност на скоковите и велике промене улазног напона претварача.

5. ЗАКЉУЧАК

У овој докторској дисертацији предложене су нове методе струјног управљања претварачима енергетске електронике, са константном прекидачком фреквенцијом, које представљају проширења и унапређења конвенционалне DСМС методе. Иако DСМС метода обезбеђује стабилан рад претварача у целом опсегу фактора испуне, без употребе било каквих компензационих рампи, што је чини применљивом на све врсте претварача, њен основни недостатак је постојање разлике између средње и референтне струје пригушнице. Струјна грешка се јавља као последица унапред дефинисане константне ширине струјног опсега, која мора бити већа или једнака од максималне таласности струје пригушнице.

У оквиру ове дисертације предложена су два начина за отклањање наведеног недостатка DСМС методе, из којих произилазе две нове методе струјног управљања:

- **ADСМС** метода, која подразумева примену адаптивне ширине струјног опсега једнаке тренутној таласности струје пригушнице. На овај начин струјна грешка се елиминише слично као код HСМС управљања. Међутим, за разлику од HСМС управљања, код предложеног новог ADСМС управљања је увек загарантована константна прекидачка фреквенција.
- **I^2 DСМС** метода, која се заснива на уградњи додатног унутрашњег струјног компензатора у структуру DСМС управљања. Ширина струјног опсега је константна и предефинисана као код DСМС управљања, међутим, захваљујући деловању струјног компензатора подешавају се нивои струјних граница с циљем изједначавања средње и референтне струје.

Такође, на примеру новог **I^2 ADСМС** управљања је показано да је могуће направити комбинацију предложених ADСМС и **I^2 DСМС** метода. **I^2 ADСМС** метода подразумева увођење унутрашњег струјног компензатора у структуру ADСМС управљања. Код ADСМС управљања се може појавити струјна грешка, нпр. као последица прекидачких кашњења која настају због несавршености употребљених компоненти. **I^2 ADСМС**, применом додатног струјног компензатора, ту грешку успешно елиминише.

Детаљним теоријским и експерименталним анализама и верификацијом поређењем са релевантним методама познатим у пракси, доказане су одличне перформансе и употребљивост предложених нових метода струјног управљања.

5.1 Доприноси дисертације

У току израде ове докторске дисертације остварени су сви очекивани резултати, у складу са постављеним циљевима научног истраживања. Главни доприноси ове дисертације су:

- Развој нових метода струјног управљања са константном прекидачком фреквенцијом (ADCMC, I^2 DCMC и I^2 ADCMC);
- Развој и генерализација математичких модела предложених управљачких метода, примењених на различите врсте претварача;
- Израда и генерализација процедуре за пројектовање спољашње напонске петље, тј. избор и прорачун параметара напонског компензатора;
- Израда процедуре за пројектовање унутрашњег струјног компензатора код I^2 DCMC управљања;
- Реализација прототипа вишенаменског претварача способног за обављање различитих претварачких функција, на којем су извршена експериментална тестирања развијених управљања;
- Реализација мерно-аквизиционог електронског модула, намењеног за мерење струје пригушнице, улазног и излазног напона претварача;
- Реализација управљачког електронског модула, на бази предложених управљачких метода;
- Симулациони и експериментални резултати, добијени применом предложених метода струјног управљања различитим типовима претварача, који показују одличне особине предложених метода: стабилност у целом опсегу фактора испуне, једнакост између средње и референтне струје пригушнице, одлична динамика унутрашње струјне петље, из које проистиче одлично праћење различитих таласних облика референтне струје, затим робусност на промене улазног напона и струје оптерећења претварача, итд. Нарочито треба нагласити универзалност предложених метода, тј. њихову применљивост на практично све

типове претварача. Добијени резултати доказују бројне предности предложених метода у односу на конвенционално DСМС управљање. Такође, доказана је упоредивост са резултатима добијеним за актуелно РСРС управљање, које је због својих изузетних карактеристика препознато као једно од најквалитетнијих струјних управљања познатих у литератури;

- Публикација остварених резултата кроз више научних радова: [120]-[126], у релевантним међународним научним часописима и на конференцијама.

5.2 Будући рад

Проведена истраживања су отворила и нова поља за будући рад, са важним изазовима, која обећавају нове добре резултате. То су:

- Реализација директног мерења тренутне таласности струје пригушнице, чиме би се код АДСМС управљања избегла зависност израза адаптивне ширине струјног опсега од модела претварача и што је најважније, елиминисао би се утицај промена параметара претварача, првенствено индуктивности пригушнице. Такво рачунање адаптивног струјног опсега би било универзално и независно од типа претварача;
- Реализација додатне „*feedforward*“ функције по измереној струји оптерећења и улазном напону, са експерименталном верификацијом;
- Имплементација предложених метода струјног управљања на дигиталним платформама, као што су DSP (енгл. *digital signal processor*), FPGA (енгл. *field-programmable gate array*), итд.;
- Реализација бидирекционог безмостног PFC исправљача са предложеним управљањима, који може да обавља функцију PFC исправљача у једном смеру и инвертора спојеног на мрежу у супротном смеру. Ова примена је значајна и актуелна у електричним возилима, управљању електричним моторима, обновљивим изворима енергије, итд.;
- Употреба предложених управљачких метода у актуелним применама претварача, као што су LED драјвери, емулатори фотонапонских модула, емулатори батерија, итд.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] R. W. Erickson, D. Maksimović: „Fundamentals of power electronics“, 2nd ed., Boston, MA: Kluwer, 2001.
- [2] B. Choi: „Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion: circuits, dynamics, and control designs“, 1st ed., Wiley-IEEE Press, 2013.
- [3] S. Maniktala: „Voltage-mode, current-mode (and hysteretic control)“, Technical Note TN-203, Rev. 0.6, новембар 2012, Microsemi, Analog Mixed Signal Group, pp. 1-19. Доступно на: http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/124786-voltage-mode-current-mode-and-hysteretic-control (приступљено 6. априла 2018.).
- [4] Texas Instruments: „Midrange input synchronous buck controller with voltage feed-forward“, TPS40075 datasheet, SLUS676A, 2006-2007, pp. 1-44. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps40075.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [5] K. Billings, T. Morey: „Switchmode power supply handbook“, 3rd ed., McGraw-Hill, 2011.
- [6] J. Tucker, A. Raj: „TPS54620 parallel operation“, Application Report SLVA389, март 2010, Texas Instruments, pp. 1-14. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/an/slva389/slva389.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [7] P. Li, B. Lehman: „A design method for paralleling current mode controlled DC-DC converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, мај 2004, Vol. 19, No. 3, pp. 748-756, doi: 10.1109/TPEL.2004.826497.
- [8] B. H. Cho, H. S. Bae, J. H. Lee: „Review of current mode control schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters“, IEEE Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, P. R. China, мај 2009, pp. 202-210, doi: 10.1109/PEMC.2009.5289339.
- [9] C. W. Deisch: „Simple switching control method changes power converter into a current source“, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Syracuse, New York, USA, јун 1978, pp. 300-306, doi: 10.1109/PESC.1978.7072368.
- [10] S. S. Hsu, A. Brown, L. Rensink, R. D. Middlebrook: „Modeling and analysis of switching dc-to-dc converters in constant-frequency current programmed mode“, IEEE Power Electronics Specialists Conference, San Diego, CA, USA, јун 1979, pp. 284–301, doi: 10.1109/PESC.1979.7081037.
- [11] L. Dixon: „Average current mode control of switching power supplies“, Unitrode Application Note U-140, 1999, Unitrode Corporation, pp. 356–369. Доступно на: http://web.eecs.utk.edu/~dcostine/ECE482/Spring2014/materials/Dixon_1990.pdf (приступљено 6. априла 2018.).
- [12] Texas Instruments: „Average current mode PWM controller IC“, UC3886 datasheet, SLUS231, јун 1998, pp. 1-9. Доступно на: <http://www.mouser.com/ds/2/405/uc3886-274601.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [13] International Rectifier: „Programmable frequency, one cycle control PFC IC“, IR1155S datasheet, 2011, pp. 1-21. Доступно на: <http://www.infineon.com/dgdl/ir1155spbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c431f9164b> (приступљено 6. априла 2018.).
- [14] S. Choudhury: „Average current mode controlled power factor correction converter using TMS320LF2407A“, Application Report SPRA902A, јул 2005, Texas Instruments, pp. 1-15. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/an/spra902a/spra902a.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).

- [15] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, M. Martinez-Cruz: „Average current controlled switching regulators with cascade boost converters“, IET Power Electronics, январь 2011, Vol. 4, No. 1, pp. 1-10, doi: 10.1049/iet-pel.2009.0248.
- [16] J. A. Morales-Saldana, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez, M. G. Ortiz-Lopez: „Average current-mode control scheme for a quadratic buck converter with a single switch“, IEEE Transactions on Power Electronics, январь 2008, Vol. 23, No. 1, pp. 485-490, doi: 10.1109/TPEL.2007.910907.
- [17] Y. Yan, F. C. Lee, P. Mattavelli: „Analysis and design of average current mode control using a describing-function-based equivalent circuit model“, IEEE Transactions on Power Electronics, октябрь 2013, Vol. 28, No. 10, pp. 4732-4741, doi: 10.1109/TPEL.2012.2235085.
- [18] R. Redl: „Small-signal high-frequency analysis of the free-running current-mode-controlled converter“, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cambridge, MA, USA, июнь 1991, pp. 897-906, doi: 10.1109/PESC.1991.162782.
- [19] C. Zhou, R. B. Ridley, F. C. Lee: „Design and analysis of a hysteretic boost power factor correction circuit“, IEEE Power Electronics Specialists Conference, San Antonio, TX, USA, июль 1990, pp. 800-807, doi: 10.1109/PESC.1990.131271.
- [20] Texas Instruments: „LM27213 single phase hysteretic buck controller“, LM27213 datasheet, SNVS377A, 2006-2013, pp. 1-32. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm27213.pdf> (приступлено 6. апреля 2018.).
- [21] S. Gautam, R. Gupta: „Unified time-domain formulation of switching frequency for hysteresis current controlled AC/DC and DC/AC grid connected converters“, IET Power Electronics, апрель 2013, Vol. 6, No. 4, pp. 683-692, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0484.
- [22] A. Kavitha, G. Uma: „Comparative study between peak current mode and hysteretic current mode control of a single-ended primary inductance converter“, IET Power Electronics, август 2012, Vol. 5, No. 7, pp. 1226-1235, doi: 10.1049/iet-pel.2010.0249.
- [23] G. Garcera, M. Pascual, E. Figueres: „Robust average current-mode control of multimodule parallel DC-DC PWM converter systems with improved dynamic response“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, октябрь 2001, Vol. 48, No. 5, pp. 995-1005, doi: 10.1109/41.954564.
- [24] Y. Qiu, H. Liu, X. Chen: „Digital average current-mode control of PWM DC-DC converters without current sensors“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, май 2010, Vol. 57, No. 5, pp. 1670-1677, doi: 10.1109/TIE.2009.2032130.
- [25] Y. Wen, O. Trescases: „Analysis and comparison of frequency stabilization loops in self-oscillating current mode DC-DC converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, октябрь 2013, Vol. 28, No. 10, pp. 4753-4766, doi: 10.1109/TPEL.2012.2232307.
- [26] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, P. Mattavelli: „A dead-beat adaptive hysteresis current control“, IEEE Transactions on Industry Applications, июль/август 2000, Vol. 36, No. 4, pp. 1174-1180, doi: 10.1109/28.855976.
- [27] S. Buso, T. Caldognetto: „A nonlinear wide-bandwidth digital current controller for DC-DC and DC-AC converters“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, декабрь 2015, Vol. 62, No. 12, pp. 7687-7695, doi: 10.1109/TIE.2015.2465351.
- [28] S. C. Huerta, P. Alou, J. A. Oliver, O. Garcia, J. A. Cobos, A. M. Abou-Alfotouh: „Nonlinear control for DC-DC converters based on hysteresis of the C_{OUT} current with a frequency loop to operate at constant frequency“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, март 2011, Vol. 58, No. 3, pp. 1036-1043, doi: 10.1109/TIE.2010.2049707.
- [29] S. Maity, Y. Suraj: „Analysis and modeling of an FFHC-controlled DC-DC buck converter suitable for wide range of operating conditions“, IEEE Transactions on Power Electronics, декабрь 2012, Vol. 27, No. 12, pp. 4914-4924, doi: 10.1109/TPEL.2012.2193620.

- [30] T. V. Papathomas: „On the stability of peak current-controlled converters: analysis, simulation, and experiments“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, мај 1986, Vol. IE-33, No. 2, pp. 176-184, doi: 10.1109/TIE.1986.350214.
- [31] T. Suntio: „Analysis and modeling of peak-current-mode-controlled buck converter in DICM“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, фебруар 2001, Vol. 48, No. 1, pp. 127-135, doi: 10.1109/41.904572.
- [32] R. Sheehan: „Current-mode modeling for peak, valley and emulated control methods“, National Semiconductor reference guide, SNVA542, 2011, pp. 1-94. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/an/snva542/snva542.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [33] M. Hallworth, S. A. Shirsavar: „Microcontroller-based peak current mode control using digital slope compensation“, IEEE Transactions on Power Electronics, јул 2012, Vol. 27, No. 7, pp. 3340-3351, doi: 10.1109/TPEL.2011.2182210.
- [34] J. Leppäaho, T. Suntio: „Characterizing the dynamics of the peak-current-mode-controlled buck-power-stage converter in photovoltaic applications“, IEEE Transactions on Power Electronics, јул 2014, Vol. 29, No. 7, pp. 3840-3847, doi: 10.1109/TPEL.2013.2281078.
- [35] Maxim Integrated: „Peak-current-mode controllers for flyback and boost regulators“, MAX17595/MAX17596/MAX17597 datasheet, 2015, pp. 1-22. Доступно на: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX17595-MAX17597.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [36] Texas Instruments: „UCC180x, UCC280x, UCC380x low-power BiCMOS current-mode PWM controllers“, UCC180x, UCC280x, UCC380x datasheet, 2016, pp. 1-56. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc3800.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [37] ON Semiconductor: „High performance current mode controllers“, UC3842B, UC3843B, UC2842B, UC2843B datasheet, Rev. 17, септембар 2013, pp. 1-22. Доступно на: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/UC3842B-D.PDF (приступљено 6. априла 2018.).
- [38] G. M. L. Chu, D. D. C. Lu, V. G. Agelidis: „Practical application of valley current mode control in a flyback converter with a large duty cycle“, IET Power Electronics, мај 2012, Vol. 5, No. 5, pp. 552-560, doi: 10.1049/iet-pel.2011.0225.
- [39] Y. Wen: „Applications of quasi-fixed-frequency current-mode power converters“, докторска дисертација, новембар 2015, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, pp. 1-18. Доступно на: <https://tspace.library.utoronto.ca/handle/1807/71418> (приступљено 6. априла 2018.).
- [40] F. Tian, S. Kasemsan, I. Batarseh: „An adaptive slope compensation for the single-stage inverter with peak current-mode control“, IEEE Transactions on Power Electronics, октобар 2011, Vol. 26, No. 10, pp. 2857-2862, doi: 10.1109/TPEL.2009.2022297.
- [41] H. S. Youn, J. S. Park, K. B. Park, J. I. Baek, G. W. Moon: „A digital predictive peak current control for power factor correction with low-input current distortion“, IEEE Transactions on Power Electronics, јануар 2016, Vol. 31, No. 1, pp. 900-912, doi: 10.1109/TPEL.2015.2417194.
- [42] K. Wan, M. Ferdowsi: „Projected cross point - a new average current-mode control approach“, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, фебруар 2008, Austin, TX, SAD, pp. 65-70, doi: 10.1109/APEC.2008.4522701A.
- [43] M. Khazraei, M. Ferdowsi: „Modeling and analysis of projected cross point control—a new current-mode-control approach“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, август 2013, Vol. 60, No. 8, pp. 3272-3282, doi: 10.1109/TIE.2012.2201429.
- [44] M. Khazraei: „Stability challenges and solutions in current-mode controlled power electronic converters“, докторска дисертација, 2012, Department of Electrical and Computer Engineering, Missouri University of Science and Technology, pp. 1-116. Доступно на: http://scholarsmine.mst.edu/doctoral_dissertations/2272/ (приступљено 6. априла 2018.).

- [45] K. Wan, M. Ferdowsi: „Self-tuned projected cross point - an improved current-mode control technique“, IEEE Power Electronics Specialists Conference, јун 2008, Rhodes, Greece, pp. 3407-3411, doi: 10.1109/PESC.2008.4592482.
- [46] G. K. Andersen, F. Blaabjerg: „Current programmed control of a single-phase two-switch buck-boost power factor correction circuit“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, фебруар 2006, Vol. 53, No. 1, pp. 263-271, doi: 10.1109/TIE.2005.862252.
- [47] A. Leban, M. Nemec: „Dual mode current programmed PWM“, International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE), јун 2013, Љубљана, Словенија, pp. 188-191, doi: 10.1109/CPE.2013.6601152.
- [48] A. V. Anunciada, M. M. Silva: „A new current mode control process and applications“, IEEE Transactions on Power Electronics, октобар 1991, Vol. 6, No. 4, pp. 601-610, doi: 10.1109/63.97758.
- [49] М. Шоја: „Нови прилози у примјени струјног управљања у DC/DC и DC/AC претварачима“, докторска дисертација, јул 2008, Универзитет у Источном Сарајеву, Електротехнички факултет, pp. 1-158.
- [50] Y. Yan, F. C. Lee, P. Mattavelli, P. H. Liu: „ I^2 average current mode control for switching converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, април 2014, Vol. 29, No. 4, pp. 2027-2036, doi: 10.1109/TPEL.2013.2265381.
- [51] S. He, J. Y. Hung, R. M. Nelms: „Small-signal modeling of I^2 average current mode control“, IEEE Transactions on Power Electronics, мај 2016, Vol. 31, No. 5, pp. 3849-3858, doi: 10.1109/TPEL.2015.2459912.
- [52] R. Li, K. Seto, J. Kiefer, S. Li: „Analysis, simulation and experimental evaluation of constant-frequency trailing-edge-modulated I^2 average current-mode control“, IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), мај 2016, Hefei, P. R. China, pp. 2077-2084, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512617.
- [53] М. Шоја, С. Лубура: „Примјена струјног управљања у DC/DC и DC/AC претварачима“, ЕТРАН, јун 2004, Чачак, Србија, pp. 25-28.
- [54] М. Шоја, С. Лубура: „Sinusoidal voltage-source inverter with dual current mode control“, ELECTRONICS, децембар 2004, Vol. 8, No. 2, pp. 17-20. Доступно на: http://www.electronics.etfbl.net/journal/EI_2004_2_Complete.pdf (приступљено 6. априла 2018.).
- [55] С. Лубура, М. Шоја, Д. Аврам: „Утицај нелинеарног оптерећења на перформансе синусног инвертора“, ЕТРАН, јун 2005, Будва, Црна Гора, pp. 33-36.
- [56] A. Lachichi, S. Pierfederici, J. P. Martin, B. Davat: „Study of a hybrid fixed frequency current controller suitable for DC-DC applications“, IEEE Transactions on Power Electronics, мај 2008, Vol. 23, No. 3, pp. 1437-1448, doi: 10.1109/TPEL.2008.920884.
- [57] F. Luo, D. Ma: „Design of digital tri-mode adaptive-output buck-boost power converter for power-efficient integrated systems“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, јун 2010, Vol. 57, No. 6, pp. 2151-2160, doi: 10.1109/TIE.2009.2034170.
- [58] ON Semiconductor: „Switch-mode power supply“, Reference manual, SMPSRM/D, Rev. 4, април 2014, pp. 1-73. Доступно на: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF (приступљено 6. априла 2018.).
- [59] S. Abdel-Rahman, F. Stückler, K. Siu: „PFC boost converter design guide“, Application Note, Rev. 1.1, фебруар 2016, Infineon Technologies, pp. 1-30. Доступно на: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_PFCCMBoostConverterDesignGuide-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56ced8014a62c75a923b05 (приступљено 6. априла 2018.).
- [60] W. G. Hurley, W. H. Wolfle: „Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications“, 1st ed., John Wiley & Sons, Ltd., 2013, pp. 301-336.
- [61] Coilcraft: „PFC coils for ON Semiconductor NCP1653 power factor controller“, C1062-BL datasheet, Doc. 444, Rev. мај 2012, pp. 1-2. Доступно на: <http://www.coilcraft.com/pdfs/c1061.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).

- [62] Micrometals: „Power conversion & line filter applications“, T225-2B datasheet, фебруар 2007, pp. 1-72. Доступно на: <http://web.mit.edu/6.131/www/document/micrometals.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [63] J. Chen, A. Prodić, R. W. Erickson, D. Maksimović: „Predictive digital current programmed control“, IEEE Transactions on Power Electronics, јануар 2003, Vol. 18, No. 1, pp. 411-419, doi: 10.1109/TPEL.2002.807140.
- [64] S. Kwak, S. E. Kim, J. C. Park: „Predictive current control methods with reduced current errors and ripples for single-phase voltage source inverters“, IEEE Transactions on Industrial Informatics, октобар 2015, Vol. 11, No. 5, pp. 1006-1016, doi: 10.1109/TII.2015.2463757.
- [65] R. D. Middlebrook, S. Ćuk: „A general unified approach to modelling switching-converter power stages“, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, OH, USA, јун 1976, pp. 18-34, doi: 10.1109/PESC.1976.7072895.
- [66] S. Ćuk: „Modelling, analysis, and design of switching converters“, докторска дисертација, 1977, California Institute of Technology, pp. 1-317. Доступно на: <http://thesis.library.caltech.edu/1157/> (приступљено 6. априла 2018.).
- [67] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass, B. L. Lesieutre: „On the use of averaging for the analysis of power electronic systems“, IEEE Transactions on Power Electronics, април 1990, Vol. 5, No. 2, pp. 182-190, doi: 10.1109/63.53155.
- [68] S. R. Sanders, G. C. Verghese: „Synthesis of averaged circuit models for switched power converters“, IEEE Transactions on Circuits and Systems, август 1991, Vol. 38, No. 8, pp. 905-915, doi: 10.1109/31.85632.
- [69] B. Lehman, R. M. Bass: „Switching frequency dependent averaged models for PWM DC-DC converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, јануар 1996, Vol. 11, No. 1, pp. 89-98, doi: 10.1109/63.484421.
- [70] R. D. Middlebrook: „Modeling current-programmed buck and boost regulators“, IEEE Transactions on Power Electronics, јануар 1989, Vol. 4, No. 1, pp. 36-52, doi: 10.1109/63.21871.
- [71] R. B. Ridley: „A new, continuous-time model for current-mode control“, IEEE Transactions on Power Electronics, април 1991, Vol. 6, No. 2, pp. 271-280, doi: 10.1109/63.76813.
- [72] R. Tymerski, D. Li: „State-space models for current programmed pulsewidth-modulated converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, јул 1993, Vol. 8, No. 3, pp. 271-278, doi: 10.1109/63.233283.
- [73] F. D. Tan, R. D. Middlebrook: „A unified model for current-programmed converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, јул 1995, Vol. 10, No. 4, pp. 397-408, doi: 10.1109/63.391937.
- [74] C.-C. Fang: „Sampled-data poles, zeros, and modeling for current-mode control“, International Journal of Circuit Theory and Applications, фебруар 2013, Vol. 41, No. 2, pp. 111–127, 10.1002/cta.790.
- [75] N. Kondrath, M. K. Kazimierzuk: „Unified model to derive control-to-output transfer function of peak current-mode-controlled pulse-width modulated dc-dc converters in continuous conduction mode“, IET Power Electronics, новембар 2012, Vol. 5, No. 9, pp. 1706-1713, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0147.
- [76] Y. Yan: „Equivalent circuit model for current mode controls and its extensions“, докторска дисертација, јануар 2013, Virginia Polytechnic Institute and State University, pp. 1-160. Доступно на: <https://vtechworks.lib.vt.edu/handle/10919/50485?show=full> (приступљено 6. априла 2018.).
- [77] Y. Yan, F. C. Lee, P. Mattavelli: „Comparison of small signal characteristics in current mode control schemes for point-of-load buck converter applications“, IEEE Transactions on Power Electronics, јул 2013, Vol. 28, No. 7, pp. 3405-3414, doi: 10.1109/TPEL.2012.2224673.
- [78] S. C. Smithson, S. S. Williamson: „A unified state-space model of constant-frequency current-mode-controlled power converters in continuous conduction mode“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, јул 2015, Vol. 62, No. 7, pp. 4514-4524, doi: 10.1109/TIE.2015.2412514.
- [79] G. Herbst: „Comment on “A unified state-space model of constant-frequency current-mode controlled power converters in continuous conduction mode”“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, мај 2016, Vol. 63, No. 5, pp. 3198-3200, doi: 10.1109/TIE.2016.2517062.

- [80] S. Amir, R. van der Zee, B. Nauta: „An improved modeling and analysis technique for peak current-mode control-based boost converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, сентембар 2015, Vol. 30, No. 9, pp. 5309-5317, doi: 10.1109/TPEL.2014.2368176.
- [81] S. Xu, F. Li, Y. Yao, S. Lu, W. Sun: „A high-frequency model for a PCM buck converter“, IEEE Transactions on Power Electronics, април 2015, Vol. 30, No. 4, pp. 2304-2312, doi: 10.1109/TPEL.2014.2325412.
- [82] K. Mandal, S. Banerjee, C. Chakraborty: „A new algorithm for small-signal analysis of DC–DC converters“, IEEE Transactions on Industrial Informatics, фебруар 2014, Vol. 10, No. 1, pp. 628-636, doi: 10.1109/TII.2013.2277942.
- [83] P. Siewniak, B. Grzesik: „A generalized geometrical piecewise-affine model of DC-DC power electronic converters“, International Journal of Circuit Theory and Applications, март 2015, Vol. 43, No. 3, pp. 342–373, doi: 10.1002/cta.1945.
- [84] H. Choi: „Practical feedback loop design considerations for switched mode power supplies“, Fairchild Semiconductor Power Seminar 2010-2011, pp. 1-33. Доступно на: <https://www.fairchildsemi.com/technical-articles/Practical-Feedback-Loop-Design-Considerations-for-Switched-Mode-Power-Supplies.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [85] SW Lee: „Practical feedback loop analysis for voltage-mode boost converter“, Application Report SLVA633, јануар 2014, Texas Instruments, pp. 1-14. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/an/slva633/slva633.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [86] SW Lee: „Practical feedback loop analysis for current-mode boost converter“, Application Report SLVA636, март 2014, Texas Instruments, pp. 1-12. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/an/slva636/slva636.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [87] H. J. Zhang: „Modeling and loop compensation design of switching mode power supplies“, Application Note 149, јануар 2015, Linear Technology, pp. 1-22. Доступно на: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an149fa.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [88] K. J. Åström, T. Hägglund: „PID controllers: theory, design, and tuning“, 2nd ed., ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1995.
- [89] A. V. Anunciada, M. M. Silva: „On the stability and subharmonic susceptibility of current-mode controlled converters“, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, јун 1992, pp. 345-353, Vol. 1, doi: 10.1109/PESC.1992.254653.
- [90] Y. Chen, C. K. Tse, S. S. Qiu, L. Lindenmuller, W. Schwarz: „Coexisting fast-scale and slow-scale instability in current-mode controlled DC/DC converters: analysis, simulation and experimental results“, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, новембар 2008, Vol. 55, No. 10, pp. 3335-3348, doi: 10.1109/TCSI.2008.923282.
- [91] C. C. Fang, R. Redl: „Subharmonic instability limits for the peak-current-controlled buck converter with closed voltage feedback loop“, IEEE Transactions on Power Electronics, фебруар 2015, Vol. 30, No. 2, pp. 1085-1092, doi: 10.1109/TPEL.2014.2312354.
- [92] J. D. Morcillo, D. Burbano, F. Angulo: „Adaptive ramp technique for controlling chaos and subharmonic oscillations in DC–DC power converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, јул 2016, Vol. 31, No. 7, pp. 5330-5343, doi: 10.1109/TPEL.2015.2487269.
- [93] S. Fukuda, T. Yoda: „A novel current tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model“, Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129), Rome, Italy, октобар 2000, pp. 2108-2114, Vol. 4, doi: 10.1109/IAS.2000.883117.

- [94] G. L. Basile, S. Buso, S. Fasolo, P. Tenti, P. Tomasin: „A 400 Hz, 100 kVA, digitally controlled UPS for airport installations“, Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129), Rome, Italy, 2000, pp. 2261-2268, Vol. 4, doi: 10.1109/IAS.2000.883140.
- [95] L. Mihalache: „DSP control of 400 Hz inverters for aircraft applications“, Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344), Pittsburgh, PA, USA, 2002, pp. 1564-1571, Vol. 3, doi: 10.1109/IAS.2002.1043743.
- [96] R. Redl, N. O. Sokal: „Near-optimum dynamic regulation of DC-DC converters using feed-forward of output current and input voltage with current-mode control“, IEEE Transactions on Power Electronics, јул 1986, Vol. PE-1, No. 3, pp. 181-192, doi: 10.1109/TPEL.1986.4766303.
- [97] M. del Viejo, P. Alou, J. A. Oliver, O. Garcia, J. A. Cobos: „ V^2I_C control: A novel control technique with very fast response under load and voltage steps“, Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fort Worth, TX, USA, мај 2011, pp. 231-237, doi: 10.1109/APEC.2011.5744602.
- [98] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse: „Sliding mode control of switching power converters: techniques and implementation“, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2012.
- [99] D. Ma, W. H. Ki, C. Y. Tsui: „An integrated one-cycle control buck converter with adaptive output and dual loops for output error correction“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, јануар 2004, Vol. 39, No. 1, pp. 140-149, doi: 10.1109/JSSC.2003.820844.
- [100] D. Ma, P. Vasquez: „Adaptive switching power converter with dual-loop switched-capacitor controller and on-chip output capacitor“, Proceedings of the 32nd European Solid-State Circuits Conference, Montreux, Switzerland, септембар 2006, pp. 524-527, doi: 10.1109/ESSCIR.2006.307505.
- [101] M. A. Khan, A. Ahmed, I. Husain, Y. Sozer, M. Badawy: „Performance analysis of bidirectional DC-DC converters for electric vehicles“, IEEE Transactions on Industry Applications, јул-август 2015, Vol. 51, No. 4, pp. 3442-3452, doi: 10.1109/TIA.2015.2388862.
- [102] I. Aharon, A. Kuperman, D. Shmilovitz: „Analysis of dual-carrier modulator for bidirectional noninverting buck-boost converter“, IEEE Transactions on Power Electronics, фебруар 2015, Vol. 30, No. 2, pp. 840-848, doi: 10.1109/TPEL.2014.2315993.
- [103] L. Linares, R. W. Erickson, S. MacAlpine, M. Brandemuehl: „Improved energy capture in series string photovoltaics via smart distributed power electronics“, Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC, USA, фебруар 2009, pp. 904-910, doi: 10.1109/APEC.2009.4802770.
- [104] T. F. Wu, C. L. Kuo, K. H. Sun, Y. K. Chen, Y. R. Chang, Y. D. Lee: „Integration and operation of a single-phase bidirectional inverter with two buck/boost MPPTs for DC-distribution applications“, IEEE Transactions on Power Electronics, новембар 2013, Vol. 28, No. 11, pp. 5098-5106, doi: 10.1109/TPEL.2013.2245681.
- [105] F. Luo, D. Ma: „Design of digital tri-mode adaptive-output buck-boost power converter for power-efficient integrated systems“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, јун 2010, Vol. 57, No. 6, pp. 2151-2160, doi: 10.1109/TIE.2009.2034170.
- [106] Haifeng Fan: „Design tips for an efficient non-inverting buck-boost converter“, Analog Applications Journal, Texas Instruments, pp. 20-25, 2014. Доступно на: <http://www.ti.com/lit/an/slyt584/slyt584.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [107] C. L. Wei, C. H. Chen, K. C. Wu, I. T. Ko: „Design of an average-current-mode noninverting buck-boost DC-DC converter with reduced switching and conduction losses“, IEEE Transactions on Power Electronics, децембар 2012, Vol. 27, No. 12, pp. 4934-4943, doi: 10.1109/TPEL.2012.2193144.

- [108]G. K. Andersen, F. Blaabjerg: „Current programmed control of a single-phase two-switch buck-boost power factor correction circuit“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, фебруар 2006, Vol. 53, No. 1, pp. 263-271, doi: 10.1109/TIE.2005.862252.
- [109]Linear Technology: „60V 4-switch synchronous buck-boost LED driver controller“, LT3791 datasheet, Rev. B, 2012. Доступно на: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3791fc.pdf?domain=www.linear.com> (приступљено 6. априла 2018.).
- [110]C. H. Tsai, Y. S. Tsai, H. C. Liu: „A stable mode-transition technique for a digitally controlled non-inverting buck-boost DC-DC converter“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, јануар 2015, Vol. 62, No. 1, pp. 475-483, doi: 10.1109/TIE.2014.2327565.
- [111]X. E. Hong, J. F. Wu, C. L. Wei: „98.1%-Efficiency hysteretic-current-mode noninverting buck-boost DC-DC converter with smooth mode transition“, IEEE Transactions on Power Electronics, март 2017, Vol. 32, No. 3, pp. 2008-2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2567484.
- [112]F. H. Khan, L. M. Tolbert, F. Z. Peng: „Deriving new topologies of DC-DC converters featuring basic switching cells“, IEEE Workshops on Computers in Power Electronics, Troy, NY, USA, јул 2006, pp. 328-332, doi: 10.1109/COMPEL.2006.305635.
- [113]F. H. Khan: „Modular DC-DC converters“, докторска дисертација, 2007, University of Tennessee, Knoxville, pp. 1-212. Доступно на: http://trace.tennessee.edu/utk_graddiss/210/ (приступљено 6. априла 2018.).
- [114]B. W. Williams: „Generation and analysis of canonical switching cell DC-to-DC converters“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, јануар 2014, Vol. 61, No. 1, pp. 329-346, doi: 10.1109/TIE.2013.2240633.
- [115]P. J. Grbović: „Multi-Cell & Multi-Level power converters - A way to go beyond the limit of Si“, XI International Symposium on Industrial Electronics – INDEL, Бања Лука, Босна и Херцеговина, новембар 2016. Доступно на: <http://www.indel.etfbl.net/2016/keynote.html#K1> (приступљено 6. априла 2018.).
- [116]LEM: „Current transducer HX 05..15-NP“, HX 10-NP datasheet, pp. 9-11. Доступно на: https://www.lem.com/images/stories/files/Products/P1_5_1_industry/CH21104.pdf (приступљено 6. маја 2018.).
- [117]Vishay Semiconductors: „Linear optocoupler, high gain stability, wide bandwidth“, IL300 datasheet, јун 2014, pp. 1-10. Доступно на: <http://www.vishay.com/docs/83622/il300.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [118]HUMUSOFT: „MF624 Multifunction I/O card“, MF624 user's manual, 2014, pp. 1-32. Доступно на: <http://www2.humusoft.cz/www/datacq/manuals/mf624um.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [119]International Rectifier: „HEXFET® Power MOSFET“, IRF540N datasheet, pp. 1-8. Доступно на: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf540n.pdf> (приступљено 6. априла 2018.).
- [120]S. Lale, M. Šoja, S. Lubura, M. Radmanović: „Modeling and analysis of new adaptive dual current mode control“, X International Symposium on Industrial Electronics INDEL, Бања Лука, Босна и Херцеговина, новембар 2014, Vol. 10, No. T-02, pp. 73-76.
- [121]S. Lale, M. Šoja, S. Lubura: „Performance evaluation of new adaptive dual current mode control of buck converter“, XIV međunarodni naučno-stručni simpozijum Infoteh-Jahorina, Јахорина, Босна и Херцеговина, март 2015, Vol. 14, No. ELS-10, pp. 49-54.
- [122]S. Lale, M. Šoja, S. Lubura, D. Mančić: „Comparative analysis of different current mode control methods applied on the boost converter“, 18th International Symposium on Power Electronics - Ee 2015, Нови Сад, Србија, октобар 2015, No. T4.1-2, pp. 1-5.
- [123]S. Lale, M. Šoja, S. Lubura: „A modified dual current mode control method with an adaptive current bandwidth“, International Journal of Circuit Theory and Applications, 2015, Vol. 44, No. 8, pp. 1494-1513, doi: 10.1002/cta.2174.

- [124]S. Lale, M. Šoja, S. Lubura, D. Mančić, M. Radmanović: „A non-inverting buck-boost converter with an adaptive dual current mode control“, *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, 2017, Vol. 30, No. 1, pp. 67-80, doi: 10.2298/FUEE1701067L.
- [125]S. Lale, M. Šoja, S. Lubura, D. Mančić: „Application of P^2 technique on dual current mode control of power electronics converters“, *Electrical Engineering*, 2017, doi: 10.1007/s00202-017-0653-9.
- [126]S. Lale, M. Šoja, S. Lubura: „Unipolar switched bidirectional bridgeless power factor correction boost rectifier with adaptive dual current mode control“, *19th International Symposium on Power Electronics - Ee 2017, Нови Сад, Србија, октобар 2017*, No. T4.1-5, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEE.2017.8171688.

ПРИЛОГ 1. *MATLAB* ПРОГРАМИ

Matlab програм са симулационим параметрима спуштача

```
Vg=28;
V=10;
R=4;
L=220e-6;
C=1000e-6;
wp=1/(R*C);
fp=wp/(2*pi);
H=1;
Vref=H*V;
D=V/Vg;
Vm=4;
fs=23e3;
ws=2*pi*fs;
Ts=1/fs;
Lmin=R*(1-D)/(2*fs);
Tsim=Ts/100;
delta_iL=Vg*(1-D)*D*Ts/(2*L);
delta_iL_max=Vg*Ts/(8*L);
delta_Vo_rel=5e-3;
Cmin=(1-D)/(8*L*fs*fs*delta_Vo_rel);
KiL=1;
Ib=0.8;
Kib=1;
sigma=200;
kp=2*sigma*C-1/R;
ki=sigma^2*C;
s=tf('s');
Gcv=(kp+ki/s);
Gcv_ws=bode(Gcv,ws);
n=H*Gcv_ws*Ts/(C*KiL);
syms x;
d1=eval(solve(2*n*x^2-(2*n-4)*x+n-2));
d2=eval(solve(2*n*x^2-(2*n+4)*x+2+n));
```

```

for i=1:2
    if d1(i)>0 && d1(i)<1
        disp('Gornja granica faktora ispune za peak-current mode');
        D1=d1(i)
    end
end
for i=1:2
    if d2(i)>0 && d2(i)<1
        disp('Donja granica faktora ispune za valley-current mode');
        D2=d2(i)
    end
end
end

```

Matlab program sa simulacionim parametrima podizaca

```

Vg=12;
Vo=20;
R=20;
L=120e-6;
C=1000e-6;
D=1-Vg/Vo;
KiL=1;
wz=R*(1-D)^2/L;
fz=wz/(2*pi);
wp=2/(R*C);
fp=wp/(2*pi);
Kvc=R*(1-D)/(2*KiL);
Vref=Vo;
fs=23e3;
ws=2*pi*fs;
Ts=1/fs;
Tsim=Ts/100;
sigma=200;
kp=-wz*(wp*wz-2*wz*sigma-sigma^2)/(Kvc*wp*(wz+sigma)^2);
ki=sigma^2*wz*(wp+wz)/(Kvc*wp*(wz+sigma)^2);
Kib=1;
Ib=1.5;
s=tf('s');
Kvg=1/(2*(1-D));
Gvc=Kvc*(1-s/wz)/(1+s/wp);

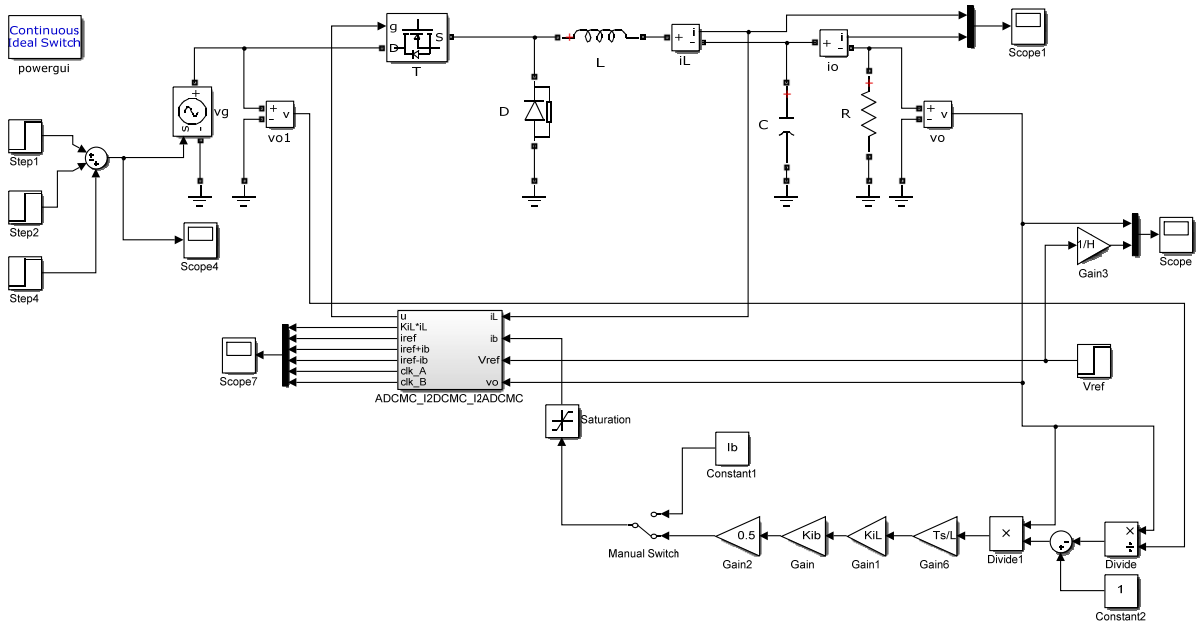
```

```
Gvg=Kvg/(1+s/wp);
Gcv=kp+ki/s;
Wp=Gcv*Gvc;
Au=Gvg/(1+Wp);
```

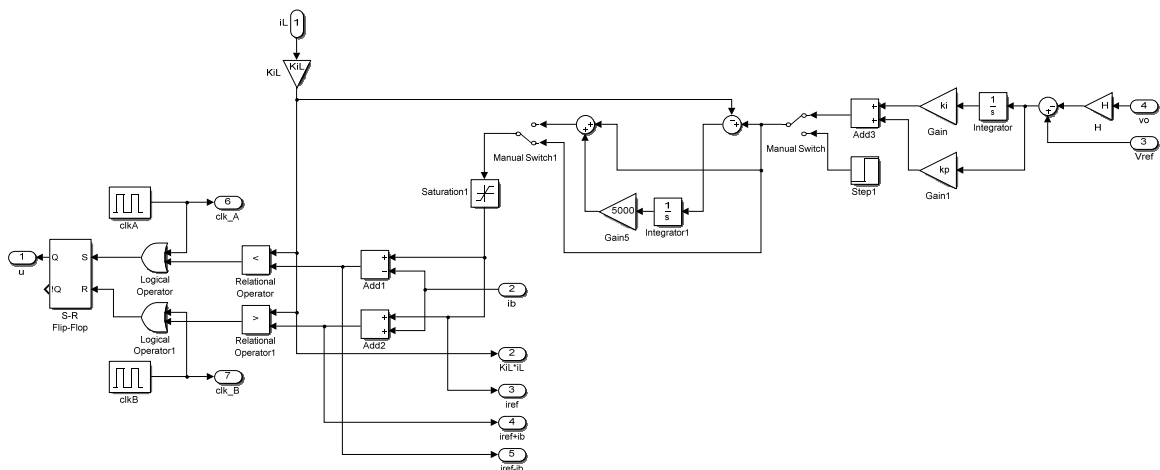
Matlab програм sa simulacionim parametrima neinvertujuћег спуштача-подизача

```
Vg=12;
Vo=20;
R=20;
L=220e-6;
C=1000e-6;
D=Vo/(Vg+Vo);
KiL=1;
wz=R*(1-D)^2/(L*D);
fz=wz/(2*pi);
wp=(1+D)/(R*C);
fp=wp/(2*pi);
Kvc=R*(1-D)/(KiL*(1+D));
Vref=Vo;
fs=23e3;
ws=2*pi*fs;
Ts=1/fs;
Tsim=Ts/100;
sigma=200;
kp=-wz*(wp*wz-2*wz*sigma-sigma^2)/(Kvc*wp*(wz+sigma)^2);
ki=sigma^2*wz*(wp+wz)/(Kvc*wp*(wz+sigma)^2);
Kib=1;
Ib=1;
s=tf('s');
KVg=D^2/(1-D^2);
Gvc=Kvc*(1-s/wz)/(1+s/wp);
Gvg=KVg/(1+s/wp);
Gcv=kp+ki/s;
Wp=Gcv*Gvc;
Au=Gvg/(1+Wp);
```

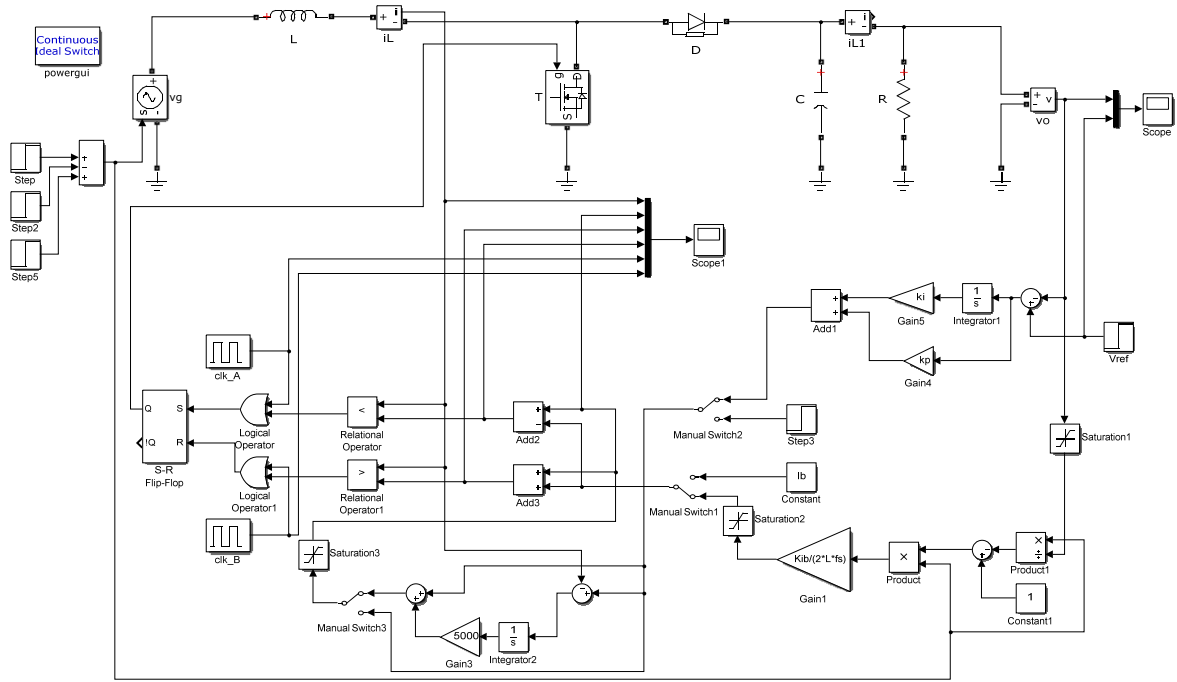
ПРИЛОГ 2. SIMULINK МОДЕЛИ



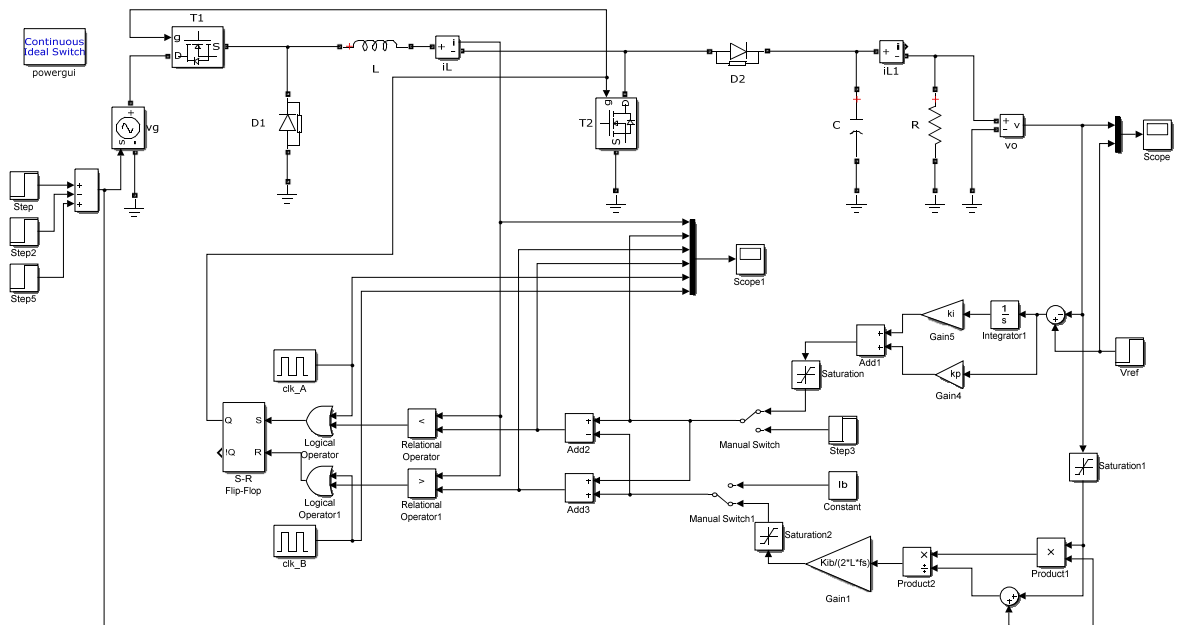
Слика П2.1. *Simulink* шема спуштача, са могућношћу избора управљања (ADCMC, I^2 DCMC и I^2 ADCMC)



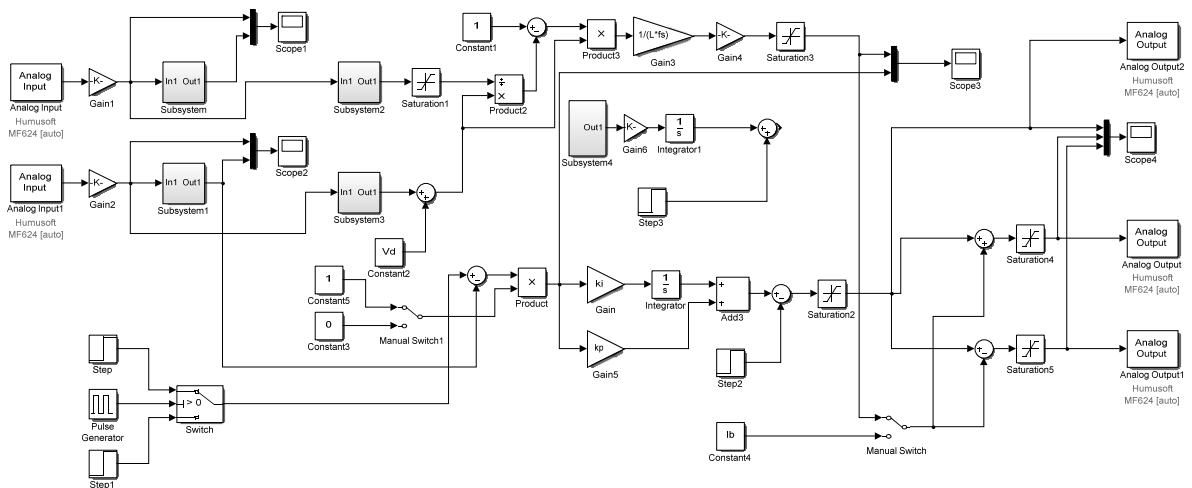
Слика П2.2. *Simulink* шема управљања спуштачем (подсистем „ADCMC_I2DCMC_I2ADCMC“ са претходне Слике П2.1)



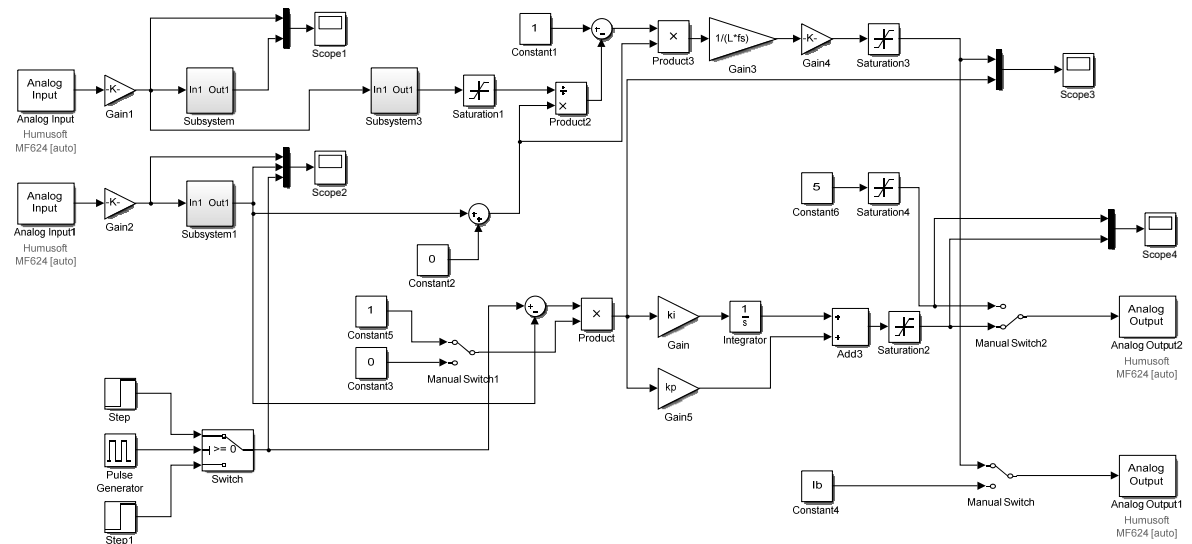
Слика П2.3. *Simulink* шема подизача, са могућношћу избора управљања (ADCMC, I^2 DCMC и I^2 ADCMC)



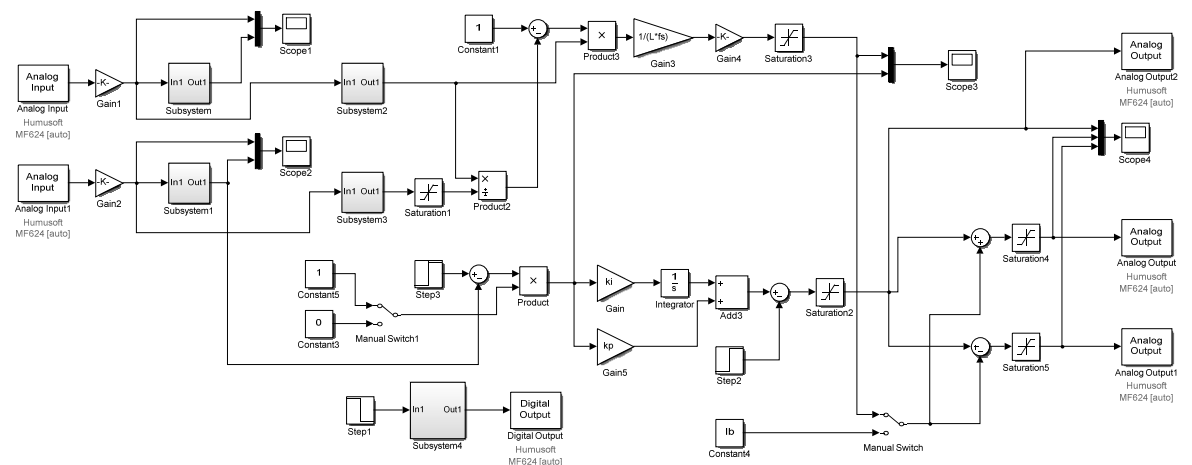
Слика П2.4. *Simulink* шема неинвертујућег спуштача-подизача са ADCMC управљањем



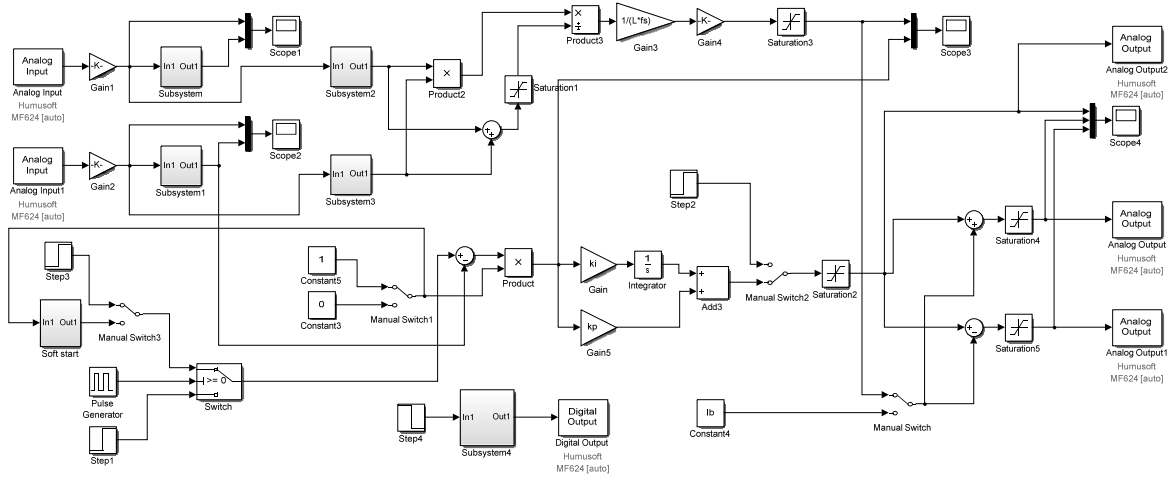
Слика П2.5. *Simulink* шема са ADCMC управљањем спуштачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом)



Слика П2.6. *Simulink* шема са I^2 DCMC и I^2 ADCMC управљањем спуштачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом)

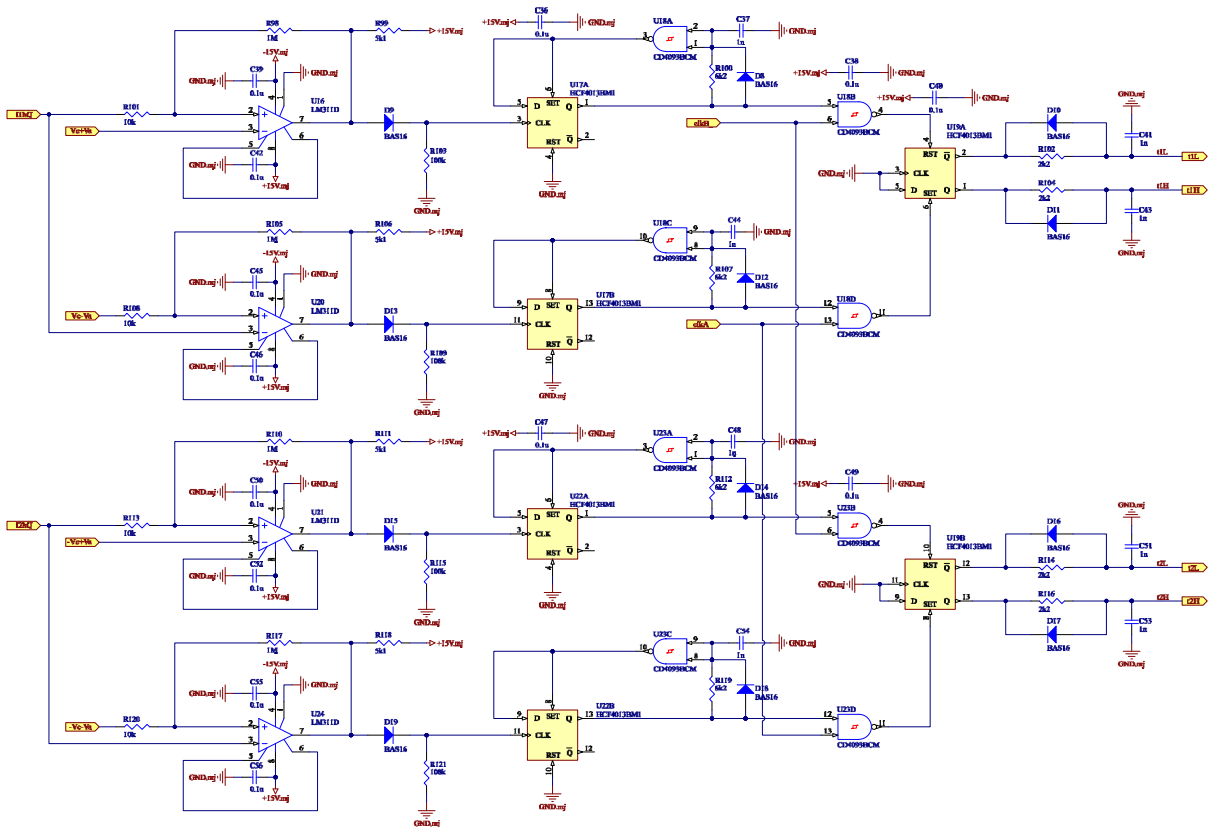


Слика П2.7. *Simulink* шема са ADCMC управљањем подизачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом)

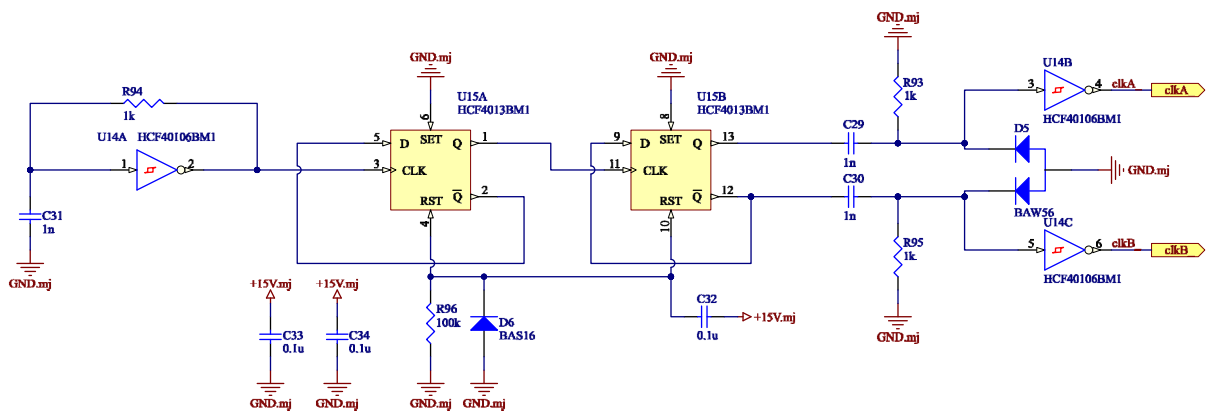


Слика П2.8. *Simulink* шема са ADCМС управљањем неинвертујућим спуштачем-подизачем у реалном времену (за експерименталну верификацију са MF624 аквизиционом картицом)

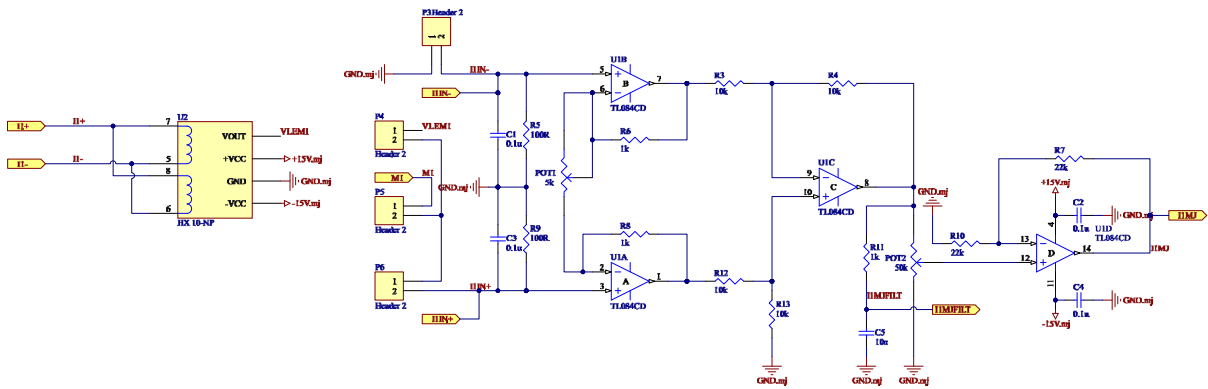
ПРИЛОГ 3. *ALTIUM DESIGNER* ЕЛЕКТРИЧНЕ ШЕМЕ



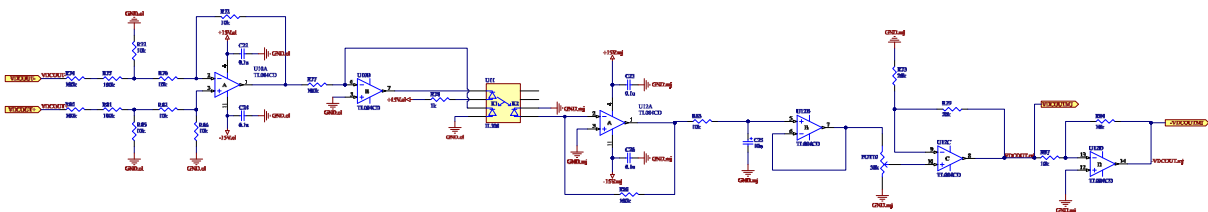
Слика ПЗ.1. Електрична шема струјне петље ADCМС управљања



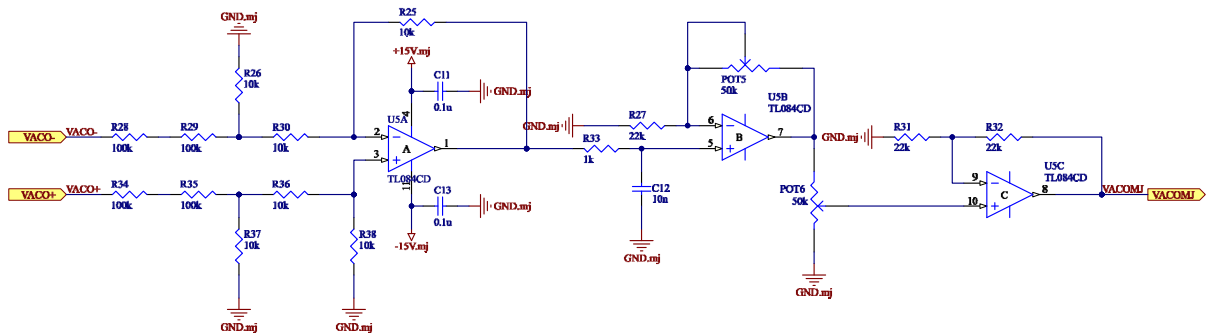
Слика ПЗ.2. Електрична шема генератора тактних сигнала clk_A и clk_B



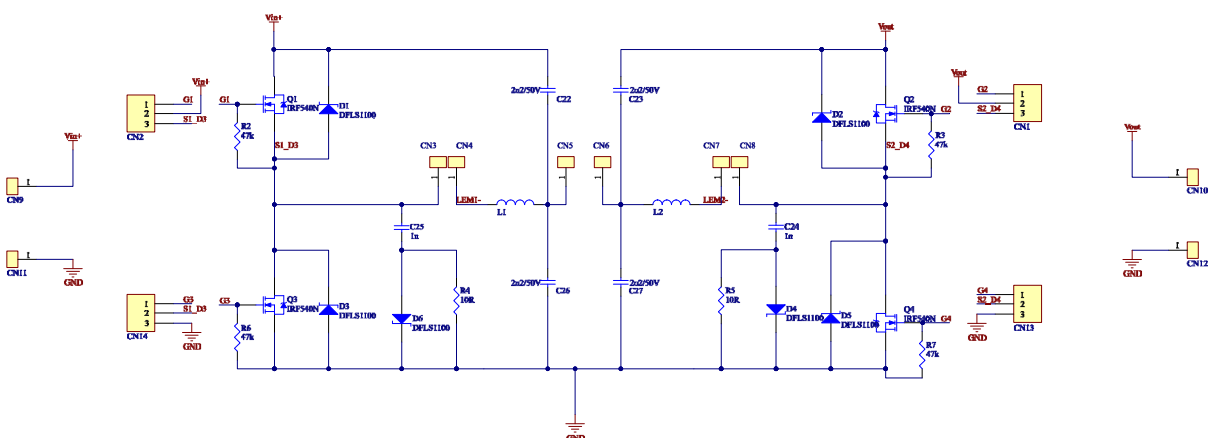
Слика ПЗ.3. Електрична шема кола за мерење струје



Слика ПЗ.4. Електрична шема кола за мерење једносмерног напона



Слика ПЗ.5. Електрична шема кола за мерење наизменичног напона



Слика ПЗ.6. Електрична шема вишенаменског претварача

БИОГРАФИЈА АУТОРА

Срђан С. Лале рођен је 03.02.1987. године у Сарајеву, Босна и Херцеговина. Основну школу „Свети Сава“ завршио је 2002. године у Источном Сарајеву, Босна и Херцеговина. Средњу школу „Гимназија и средња стручна школа Источна Илиџа“ (гимназија, општи смер) завршио је 2006. године у Источном Сарајеву. Дипломирао је на Електротехничком факултету Универзитета у Источном Сарајеву, на студијском програму Аутоматика и електроника, 2010. године са просечном оценом 9.83. Мастер студиј на студијском програму Аутоматика и електроника завршио је 2013. године, са просечном оценом 10.00. 2013. године уписује докторске студије на Електронском факултету Универзитета у Нишу, студијски програм Електротехника и рачунарство, модул Електроника. Тренутно је запослен на Електротехничком факултету у Источном Сарајеву, у звању вишег асистента на ужим научним областима Аутоматика и роботика и Електроника и електронски системи. Објавио је преко тридесет научних радова, у међународним и националним часописима и зборницима међународних и националних конференција. Био је учесник на више научно-истраживачких пројеката. Рецензент је часописа *IEEE Transactions on Power Electronics* и *IET Power Electronics*.

ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ

Изјављујем да је докторска дисертација, под насловом

НОВЕ МЕТОДЕ СТРУЈНОГ УПРАВЉАЊА ПРЕТВАРАЧИМА ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ

која је одбрањена на Електронском факултету Универзитета у Нишу:

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да ову дисертацију, ни у целини, нити у деловима, нисам пријављивао на другим факултетима, нити универзитетима;
- да нисам повредио ауторска права, нити злоупотребио интелектуалну својину других лица.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци, који су у вези са ауторством и добијањем академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада, и то у каталогу Библиотеке, Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Нишу, као и у публикацијама Универзитета у Нишу.

У Нишу, _____

Потпис аутора дисертације:

Срђан С. Лале, мр

**ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ЕЛЕКТРОНСКОГ И ШТАМПАНОГ ОБЛИКА
ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ**

Наслов дисертације:

**НОВЕ МЕТОДЕ СТРУЈНОГ УПРАВЉАЊА ПРЕТВАРАЧИМА ЕНЕРГЕТСКЕ
ЕЛЕКТРОНИКЕ**

Изјављујем да је електронски облик моје докторске дисертације, коју сам предао за уношење у **Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу**, истоветан штампаном облику.

У Нишу, _____

Потпис аутора дисертације:

Срђан С. Лале, мр

ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Никола Тесла“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу унесе моју докторску дисертацију, под насловом:

НОВЕ МЕТОДЕ СТРУЈНОГ УПРАВЉАЊА ПРЕТВАРАЧИМА ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ

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

Моју докторску дисертацију, унету у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу, могу користити 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 прераде (CC BY-NC-ND)

4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)

5. Ауторство – без прераде (CC BY-ND)

6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

У Нишу, _____

Потпис аутора дисертације:

Срђан С. Лале, мр