



Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

МАСТЕР РАД

Робусни дигитални регулатори струје код мрежних инвертора са *LCL* филтром

Кандидат:

Лазар Стојановић 3274/2021

Ментор:

др Слободан Вукосавић, редовни професор

Београд, септембар 2022. године

Садржај

1	Увод	1
2	Општа структура контролне петље	3
2.1	Реализација у синхроноротирајућем dq систему	4
2.2	Реализација у стационарном $\alpha\beta$ систему	4
2.3	Трансформација контролера из dq у $\alpha\beta$	5
3	Моделовање система	6
3.1	Модел у $\alpha\beta$ систему	8
3.2	Модел у dq систему	8
3.3	Функције преноса	9
4	Пројектовање регулатора	10
4.1	Испитивање перформанси регулатора	11
4.1.1	Проширени Никвистов критеријум	11
4.1.2	Векторска маргина	12
4.1.3	Однос векторске маргине и одскочног одзива	12
4.2	Одабир струје за затварање повратне спреге	13
4.2.1	Повратна спрега по инверторској струји	13
4.2.2	Повратна спрега по мрежној струји	14
4.3	Робусност на промену параметара	15
4.3.1	Несавршена инверзија динамике	15
4.3.2	Нестабилност услед промене резонантне учестаности	16
5	Имплементација регулатора на микроконтролеру	17
5.1	Дискретизација контролера	17
5.2	Анализа кашњења	18
5.2.1	Генерисање импулсно ширинске модулације	18
5.2.2	Реализација струјног мерења	18
5.2.3	Распоред прекидних рутина у микроконтролеру	19
6	Одабир параметара филтра	21
6.1	Ограничења параметара LCL филтра	21

6.2	Пример пројектовања филтра	22
6.3	Нормализација	23
6.4	Утицај параметара филтра на перформансе регулатора	23
6.4.1	Утицај резонантне фреквенције	24
6.4.2	Утицај релативног односа индуктивности	25
7	Побољшање карактеристика регулатора	27
7.1	Активна отпорност	27
7.2	Сузбијање мрежних хармоника	29
7.3	Пригушење ефеката резонантне фреквенције	30
7.3.1	Пасивни методи	31
7.3.2	Активно потискивање резонантне фреквенције	33
7.3.3	Повратна спрега по струји кондензатора	33
8	Резултати симулације	36
8.1	Повратна спрега по инверторској струји	36
8.2	Повратна спрега по струји кондензатора и мреже	40
9	Закључак	42

1 Увод

Глобално загревање и исцрпљивање резерви фосилних горива су једни од највећих проблема са којим се човечанство данас сусреће [1]. Алтернатива сагоревању фосилних горива је употреба обновљивих извора енергије који постају све популарнији начин генерисања енергије. Када говоримо о електричној енергији најчешћи начин за повезивање обновљивих извора (ветро турбина, соларних панела, итд.) у постојећи електрореноергетски систем је користећи мрежне инверторе. У зависности од функције коју инвертор обавља на мрежи постоје различити начини за управљање мрежним инверторима [2]. На пример инвертор који је прикључен на енергетску мрежу Србије има задатак да мрежи предаје снагу коју генерише електрана, док инвертор који је прикључен на некој локалној микро-мрежи има задатак да контролише напон и фреквенцију те мреже. Заједничко скоро свим начинима управљања инверторима је постојање унутрашње струјне петље. Од карактеристика струјне петље зависи и функционисање и перформансе спољашње петље. Такође, постојање контролера са великим пропусним опсегом је битно због присуства виших хармоника у мрежи које треба постиснути контролером и тако добити синусну струју.

Инвертори генеришу напон прекидањем транзистора тако да напони могу имати само дискретне вредности. Овакав изглед напона је неприхватљив па узрокује потребом за коришћењем излазног филтра. Најчешће коришћени филтри су L и LCL . LCL филтри омогућавају веће слабљење на прекидачкој учестаности за исте вредности индуктивности калема [3]. Ово постиже смањење цене и величине уређаја, али у исто време компликује пројектовање струјне петље.

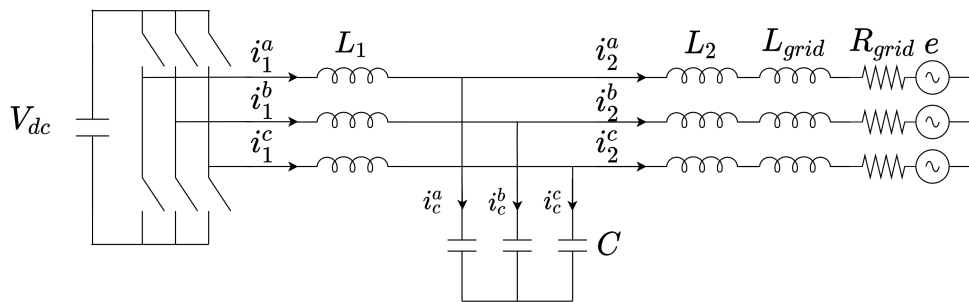
За разлику од L филтра где су инверторска и мрежна струја једнаке код LCL филтра постоји разлика због паралелног кондензатора. Овде је потребно одабрати којом струјом желимо да управљамо. Ми желимо управљати струјом мреже па се управљање том струјом намеће као логичан избор. Ипак, како је већ показано у [4, 5] одабир струје одређује стабилност система. Шта више ове две струје исказују својеврсну дуалност да када је повратна спрега по једној стабилна по другој ће бити нестабилна. Стабилност система зависи од односа резонантне фреквенције филтра и кашњења присутног у систему. Интересантна је чињеница да ће повратна спрега по мрежној струји бити нестабилна у систему без кашњења а да ће се стабилисати са додатним кашњењем. Због тога у реалном систему повратна спрега по мрежној струји тешко може остварити задовољавајуће пропусне опсеге.

Проблем са управљањем инверторске струје је тај што мрежна и инверторска струја нису једнаке па ова разлика квари фактор снаге. Међутим, фактор снаге се може држати у прихватљивим вредностима избором параметра LCL филтра или мењањем референце неком методом компензације. Метода инверторске струје може остварити веће пропусне опсеге са смањеним кашњењем па се због тога могу примењивати алгоритми са смањеним кашњењем [6]. Још један метод који може смањити кашњење присутно у систему је метод Мултисемплинга приказан у [7]. Ипак, овај метод уноси нелинеарности у систем које могу утицати на стабилност система.

За управљање мрежом струјом са задовољавајућим пропусним опсегом развијени су

методи пригушења резонантне фреквенције [8]. Ови методи се могу поделити на пасивне и активне. Пасивни методи додају физичке компоненте у коло и тако пригушују осцилације. У литератури се могу наћи различити начина реализације [9, 10]. Оно што је заједничко за њих је постојање додатних губитака у систему због резистивних компонената [9]. Да би се овај проблем превазишао развијене су технике активног пригушења. Ове технике не користе физичке компоненте већ модификују контролни алгоритам. Развијене су технике са применом филтра непропусника учестаности [11, 12]. Ове методе имају проблем са променљивим параметрима мреже па се углавном ослањају на естимацију параметара мреже. Најчешће коришћене технике активног пригушења су оне које користе додатно мерење и по њему затварају повратну спрегу која је најчешће по струји кондензатора [13, 14] или напону кондензатора [15, 16]. Ове технике имају ману јер захтевају додатна мерења што повећава цену уређаја.

У овом раду објашњење су опште структуре управљања и изведени модели у стационарном и синхронотирајућем систему. Приликом пројектовања контролера посебна пажња придата је ефектима које проузрокује резонантна фреквенција филтра. Размотрен је и оптималан избор параметра филтра са аспекта перформанси регулатора. Анализирани су методи потискивања поремећаја мрежног напона и пригушења резонантне фреквенције филтра. На крају аналитички резултати су потврђени симулацијом.



Слика 1: Шема трофазног мрежног инвертора са LCL филтром

2 Општа структура контролне петље

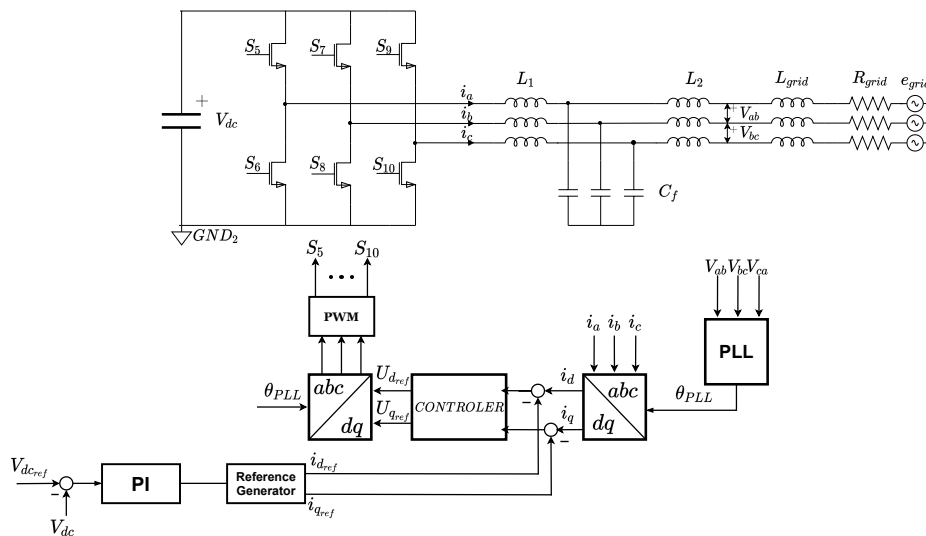
Контролни алгоритам мрежних инвертора се може поделити на два главна дела:

- Синхронизација са мрежом
- Струјна регулација

Циљ синхронизације са мрежом је естимација фреквенције и фазе мрежног напона како би струја која се предаје мрежи била адекватна. Синхронизација са мрежом се најчешће постиже коришћењем фазно спрегнутих петљи (*PLL - Phase Locked Loop*).

При регулацији струје која се предаје мрежи битно нам је да контролишемо амплитуду и фазу струје у односу на напон, односно активну и реактивну снагу. Најлакши начин да се ово постигне је у *dq* синхроноротирајућем систему. Систем у *dq* систему ротира истом брзином као и мрежни напон. Ово ефективно постиже да су фундаментали на мрежној учестаности претворени у једносмерне компоненте. Уколико осу *d* поставимо тако да је напонски вектор увек на њој добићемо да нам *d* струја генерише само активну а *q* струја само реактивну снагу.

Како је показано на слици 2 мерени напони мреже се доводе на алгоритам за процену фазе мреже. Добијени угао мреже се користи како би се величине трансформисале у синхроноротирајући систем. Грешка струје се шаље контролеру који на излазу даје референтни напон. Овај напон се поново трансформише у стационарни систем. Инвертор генерише напоне користећи импулсно ширинску модулацију. На конкретном примеру датом на слици, струјне референце се генеришу тако да контролишу напон једносмерне међувезе V_{dc} .



Слика 2: Шема регулације инвертора

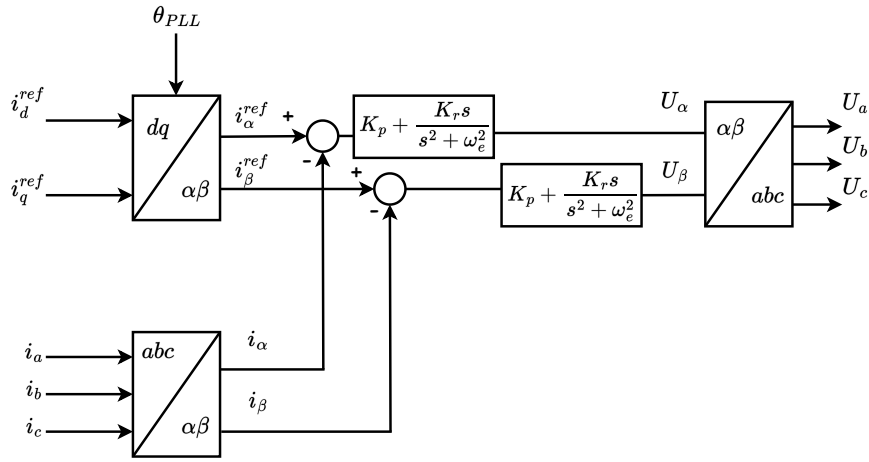
Два начина реализације струјног контролера су у синхроноротирајућем dq систему и стационарном $\alpha\beta$ систему.

2.1 Реализација у синхроноротирајућем dq систему

Реализација у синхроноротирајућем dq систему се намеће као природно решење јер нам је најлакше да задајемо жељене референце. Поред тога, фундаментал се трансформише у једносмерну компоненту што омогућава нулту грешку праћења са ПИ контролером. Међутим, у оваквом систему постоји спрезање између оса па пројектовани контролер мора да распрегне систем односно мора бити мултиваријабилан што отежава пројектовање и анализу. Описани струјни контролер се може видети на слици 2. Јасно је да се струје трансформишу из abc у dq систем и да се грешка шаље контролеру. Контролер потом генерише референтне напоне U_d и U_q који се трансформишу у стационарни систем. Потом, инвертор путем импулсно ширинске модулације генерише напон.

2.2 Реализација у стационарном $\alpha\beta$ систему

Уколико желимо да избегнемо трансформацију из стационарног у синхроноротирајући систем и назад, јер она изискује тригонометријске релације, можемо имплементирати контролер у стационарном $\alpha\beta$ систему. Приметимо да је трансформација из abc у $\alpha\beta$ алгебарска те се брзо извршава у алгоритму. Такође, оваквом имплементацијом смо избегли спрегнутост оса па можемо пројектовати контролере независно што је једноставније. Међутим, стандардни ПИ контролери неће обезбедити нулту грешку праћења због тога што немају бесконачно појачање на фреквенцији фундаментала. Начин да се овај проблем реши је увођење пропорционално-резонантних регулатора који имају бесконачно појачање на фреквенцији фундаментала и обезбеђују нулту грешку праћења. На слици 3 видимо шему имплементације са пропорционално-резонантним регулаторима. Приметимо да се референце задају у dq систему, а угао θ_{PLL} који се користи за трансформацију долази из алгоритма за естимацију фазе мреже.



Слика 3: Шема контролера у $\alpha\beta$ систему

2.3 Трансформација контролера из dq у $\alpha\beta$

Може се показати да се ове две имплементације контролера свODE на исту ствар [17]. Уколико сматрамо да је декуплујући контролер K^{dq} у синхронно ротирајућем систему једнак:

$$K^{dq}(s) = \frac{U^{dq}(s)}{\Delta I^{dq}(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

Из примене дефиниције Лапласове трансформације следи:

$$U^{dq}(s) = \int_{0^-}^{\infty} u^{dq}(t)e^{-st} dt = \int_{0^-}^{\infty} u^{\alpha\beta}(t)e^{-j\omega_e t} e^{-st} dt = U^{\alpha\beta}(s + j\omega_e) \quad (2)$$

Узимајући у обзир и инверзну секвенцу, резултијући контролер је:

$$K^{\alpha\beta}(s) = K^{dq}(s + j\omega_e) + K^{dq}(s - j\omega_e) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (3)$$

Видимо да је ПИ контролер у dq систему заправо пропорционално резонантни контролер у стационарном $\alpha\beta$ систему.

3 Моделовање система

За моделовање система коришћене су Кларкина трансформација која претвара abc у $\alpha\beta$:

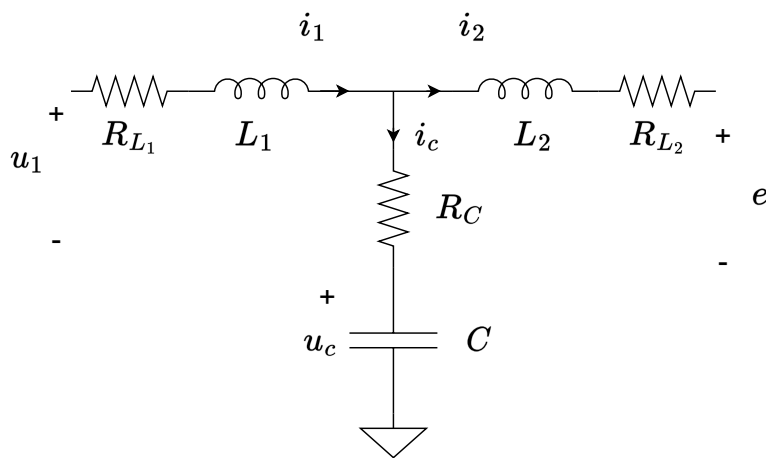
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4)$$

и Паркова која претвара $\alpha\beta$ у dq :

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

Како би моделовали инвертор који је због прекидачких ефеката по природи нелинеаран узмамо следеће апроксимације:

- Управљачка величина је напон инвертора. Права управљачка величина је период укључења транзистора током једне периоде прекидања. Међутим, узимајући у обзир да је напон на уласку у инвертор U_{DC} константан и да је мртво време транзистора мало усвајамо да ова апроксимација важи.
- Валовитост сигнала је мала. Да би избегли проблеме са контролисањем нелинеарне прекидачке природе инвертора занемарујемо прекидачке ефекте. Ово је могуће урадити јер се излазни филтри пројектују тако да валовитост буде мала. Поред тога, фреквенција прекидања се налази далеко изван опсега учестаности од интереса. Мерење сигнала је имплементирано тако да се добија средња вредност на периоди прекидања чиме се отклања њен утицај.



Слика 4: Шема LCL -а за извођење модела

Из Кирхофових закона и диференцијалних једначина које описују везу напона и струје калема и кондензатора добијамо следећу групу једначина:

$$\begin{aligned}
 i_1^{abc} &= i_c^{abc} + i_2^{abc} \\
 \frac{di_1^{abc}}{dt} L_1 + R_{L_1} i_1^{abc} + u_c^{abc} &= u_1^{abc} \\
 u_c^{abc} + R_C i_c^{abc} - e^{abc} &= \frac{di_2^{abc}}{dt} L_2 + R_{L_2} i_2^{abc} \\
 i_c^{abc} &= \frac{du_c^{abc}}{dt} C
 \end{aligned} \tag{6}$$

Трансформацијом из једначине 4 добијамо систем једначина у $\alpha\beta$

$$\begin{aligned}
 i_1^{\alpha\beta} &= i_c^{\alpha\beta} + i_2^{\alpha\beta} \\
 \frac{di_1^{\alpha\beta}}{dt} L_1 + R_{L_1} i_1^{\alpha\beta} + u_c^{\alpha\beta} &= u_1^{\alpha\beta} \\
 u_c^{\alpha\beta} + R_C i_c^{\alpha\beta} - e^{\alpha\beta} &= \frac{di_2^{\alpha\beta}}{dt} L_2 + R_{L_2} i_2^{\alpha\beta} \\
 i_c^{\alpha\beta} &= \frac{du_c^{\alpha\beta}}{dt} C
 \end{aligned} \tag{7}$$

Једначине у синхронотирајућем систему можемо добити из једначина 7 и 5:

$$\begin{aligned}
 i_1^{dq} &= i_c^{dq} + i_2^{dq} \\
 \frac{di_1^{dq}}{dt} L_1 + R_{L_1} i_1^{dq} + u_c^{dq} \mp \omega_e L_1 i_1^{qd} &= u_1^{dq} \\
 u_c^{dq} + R_C i_c^{dq} - e^{dq} &= \frac{di_2^{dq}}{dt} L_2 + R_{L_2} i_2^{dq} \mp \omega_e L_2 i_2^{qd}
 \end{aligned}$$

$$i_c^{dq} = \frac{du_c^{dq}}{dt} C \mp \omega_e C u_c^{dq} \quad (8)$$

Примећујемо да у стационарном систему α величине не зависе од β величина што нам говори са систем није спрегнут. Тиме је омогућено да пројектујемо одвојене контролере. Са друге стране у синхрохоротирајућем систему види се спрега између d и q осе па је систем потребно посматрати као мултиваријабилан.

3.1 Модел у $\alpha\beta$ систему

Стандардни модел у простору стања се добија издвајањем коефицијената у једначинама, пошто су осе распрегнуте а модели исти довољно је пројектовати контролер за једну осу.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (9)$$

Где је

$$x = \begin{bmatrix} i_1^{\alpha\beta} & i_2^{\alpha\beta} & u_c^{\alpha\beta} \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_1^{\alpha\beta} & e^{\alpha\beta} \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_1} + R_c}{L_1} & \frac{R_c}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{R_c}{L_2} & -\frac{R_{L_2} + R_c}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

3.2 Модел у dq систему

Због спрегнутости оса модел је мултиваријабилан и има два улаза и два излаза. Због лакшег означавања у улазе уврштавамо и поремећај напона мреже e , који не представља управљиви улаз али је битан због анализе потискивања напонских поремећаја. Вредности за стандардну форму модела стања дати су испод

$$x = \begin{bmatrix} i_1^d & i_1^q & i_2^d & i_2^q & u_c^d & u_c^q \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_1^d & u_1^q & e^d & e^q \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_C+R_{L1}}{L_1} & \omega_e & \frac{R_C}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R_C+R_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{R_C}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{R_C}{L_2} & 0 & -\frac{R_C+R_{L2}}{L_2} & \omega_e & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{R_C}{L_2} & -\omega_e & -\frac{R_C+R_{L2}}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega_e \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -\omega_e & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

3.3 Функције преноса

Функције преноса од жељеног улаза или поремећаја до излаза се могу добити као

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (18)$$

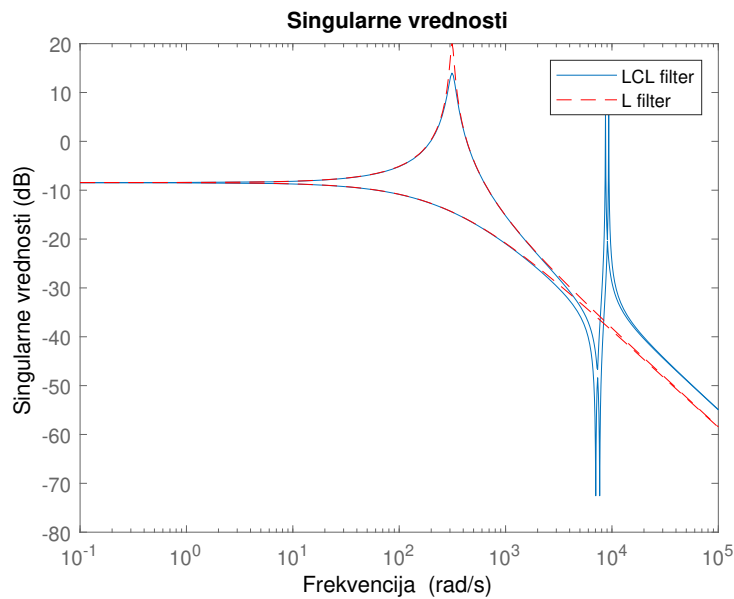
Матрица C зависи од тога којом струјом желимо да управљамо.

4 Пројектовање регулатора

Пошто се у синхронотираћем систему фундаментал понаша као једносмерна компонента пројектоваћемо контролер у овом систему. Како је раније показано овакав контролер се може лако пребацити и у $\alpha\beta$ систем.

Међутим иако у овом систему не морамо пратити синусне референце због мултиваријабилне природе контролера не можемо пројектовати регулацију за сваки канал посебно већ морамо да испројектујемо декуплујући контролер. Најлакши начин за пројектовање оваквог контролера је инверзијом динамике. Међутим, због резонантне учестаности филтра појављују се нуле у десној полуравни што онемогућава директну инверзију динамике. Такође због варијације параметара резонантна учестаност се помера па би њено инвертовање резултовало у неробусни систем.

Решење које се може употребити је да LCL филтар апроксимирамо L филтром. На слици 5 можемо видети приказ сингуларних карактеристика. Примећујемо да су на ниским учестаностима ова два модела идентична а да је разлика само у резонантној учестаности. Смањени ред система нам омогућава да изведемо инверзију динамике без проблема.



Слика 5: Редукција реда сиситема

Регулатор се добија принципом инверзије динамике као:

$$K(s) = \begin{bmatrix} \frac{\omega_0}{s} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_0}{s} \end{bmatrix} G_{approx}^{-1}(s) \quad (19)$$

где је ω_0 жељени пропусни опсег, G_{approx}^{-1} функција преноса редукованог модела па се ре-

гулатор добија као:

$$G_{approx}^{-1}(s) = \begin{bmatrix} R + sL & \omega_e L \\ -\omega_e L & R + sL \end{bmatrix}, G_{approx}^{-1} \implies K(s) = \frac{\omega_0}{s} \begin{bmatrix} R + sL & \omega_e L \\ -\omega_e L & R + sL \end{bmatrix} \quad (20)$$

где су вредности R и L збирне вредности отпорности и индуктивности калемова у филтру.

Добијени контролер се може поделити на оне у директној грани који регулишу величину и на оне у индиректној које врше декуповање система. Примећујемо да су добијени контролери у директној грани стандардни ПИ контролери чији су коефицијенти:

$$K_p = \omega_0 L, \quad K_i = \omega_0 R \quad (21)$$

Треба водити рачуна да због примењене апроксимације ω_0 не мора нужно бити пропусни опсег система. Такође, особине регулатора са инверзијом динамике, стабилност и перформансе, нам нису гарантоване. Због наведеног јавља се потреба за испитивањем стабилности овако пројектованог регулатора.

Као што је претходно показано овај начин пројектовања се може искористити и за добијање параметара пропорционално резонантног регулатора у $\alpha\beta$ стационарном систему. У стационарном систему није потребан декуплујући фактор јер су у овом систему не постоји пренос од u_1^α до i^β и обрнуто.

4.1 Испитивање перформанси регулатора

Да би квантификовали перформансе и резерве стабилности система са пројектованим регулатором најчешће се користе фазна и амплитудска маргина. Међутим оне се тешко дефинишу за мултиваријабилне системе. Такође оне некада знају давати обманујуће резултате када су и једна и друга маргина велике, а здружена мала пертурбација једне и друге изазива нестабилност. Због овога потребно је узети у обзир параметар који описује перформансе система. У овом раду усвојена је векторска маргина као такав параметар. Изабрана је због лаког проширења на мултиваријабилан систем као и могућности да лако узме у обзир транспортно кашњење. Дефинише се као минимално растојање од Никвистове криве до тачке -1.

4.1.1 Проширени Никвистов критеријум

Да би проширили векторску маргину прво морамо дефинисати Никвистов критеријум за мултиваријабилне системе. Проширени Никвистов критеријум говори да је систем са функцијом отвореног преноса $W(s)$ стабилан у затвореној спрези ако и само ако промена аргумента $\det(W(j\omega) + I)$ у односу на координатни почетак је једнака:

$$\Delta \arg(\det(W(j\omega) + I)) = P\pi + P_{imag}\pi/2 \quad (22)$$

када $\omega \in (0, \infty)$, где је P број полова у десној полуравни, а P_{imag} број полова на имагинарној оси [18].

4.1.2 Векторска маргина

Дефинисање векторске маргине се врши као што је показано у [19]. Где је векторска маргина v_M минимално растојање сопствених вредности функција преноса од тачке -1:

$$v_M = \inf_{\omega} \min_i |1 + \lambda_i(W(j\omega))| \quad (23)$$

где су λ_i решења једначине:

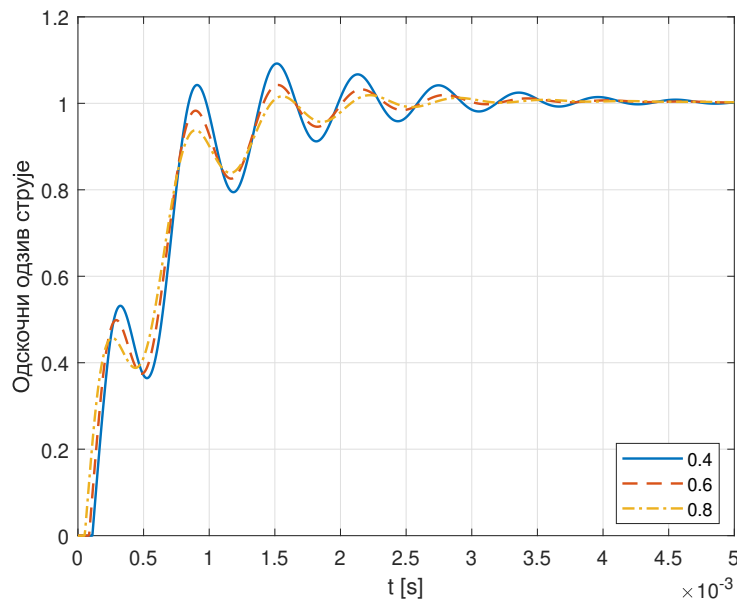
$$\det[\lambda(s)I - W(s)] = 0 \quad (24)$$

у нашем специјалном случају где је $W_{11} = W_{22}$ сопствене вредности су једнаке:

$$\lambda_{1,2}(j\omega) = W_{11}(j\omega) \pm \sqrt{W_{12}(j\omega)W_{21}(j\omega)} \quad (25)$$

4.1.3 Однос векторске маргине и одскочног одзива

Векторска маргина је параметар који нам говори о перформансама и робусности регулатора. На слици 6 нацртани су одскочни одзиви за различите вредности векторске маргине. Са мањим вредностима векторске маргине систем има већи прескок и мање пригушење. Због тога је важно постићи довољно велике вредности маргине.



Слика 6: Однос векторске маргине и одскочног одзива

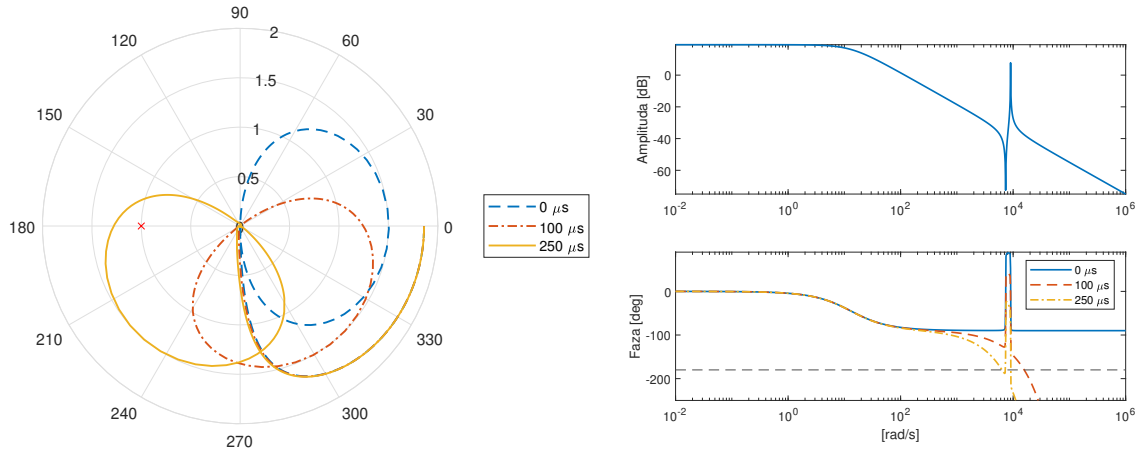
4.2 Одабир струје за затварање повратне спреге

Пошто смо у пројектовању контролера занемарили присуство кондензатора занемарили смо и да постоје две струје којима се може управљати. Прва је струја калема ближег инвертору i_1 , а друга струја калема ближег мрежи i_2 . Пошто желимо управљати струјом мреже логичан избор би био управљати том струјом. Међутим, испоставља се да је одабир струје по којој се затвара повратна спрега критичан за стабилност система. Како се може видети у [4] [5] у зависности од кашњења присутног у систему и позиције резонантног зависи стабилност система.

Ови феномени се могу најбоље видети у $\alpha\beta$ систему. Због приказане еквивалентности исти закључци важе и у синхроноротирајућем dq систему. Да би илустровали овај феномен користимо Бодеове карактеристике и Никвистове дијаграме. Коришћени Никвистов дијаграм је компримован као што је показано у [20]. Овим се постиже боља прегледност криве а задржава се услов за стабилност система, а то је да је у нашем случају систем стабилан ако га Никвистова крива не окружује. Такође овај феномен показујемо на пропорционалном контролеру. Ово становиште је оправдано јер је утицај резонантног дела контролера занемарљив на резонантној учестаности. Ова апроксимација је увек оправдана јер се филтер пројектује да позиција резонантне учестаности филтра буде реда величине већа од фреквенције мреже. За дате примера узета је резонантна фреквенција филтра од $f_{res} = 1.4 \text{ kHz}$.

4.2.1 Повратна спрега по инверторској струји

На слици 7 видимо Никвистове и Бодеове криве за систем са различитим вредностима транспортног кашњења. За систем без кашњења Никвистова крива не окружује тачку -1 па је систем стабилан. Повећање кашњења присутног у систему доводи до тога да се Никвистова крива обавије око тачке -1 , што по услову Никвистовог критеријум значи да је систем нестабилан у затвореној спреси. Исти овај закључак можемо извући и са Бодеовог дијаграма. Пошто у области резонантне фреквенције постоји карактеристичан скок и пад фазе ако се деси да приликом пада фазне карактеристике она пресече границу од -180 степени систем ће бити нестабилан. Ово се дешава јер се на тој учестаности налази резонантни пик па ће ово резултирати негативним претеком фазе и нестабилним системом. Ово се неће догодити ако се пик налази испод 0 dB . Овај услов је тешко гарантовати јер висина пика зависи од паразитних отпорности. Такође то није могуће остварити за жељени пропусни опсег система а притом задржати добре перформансе.



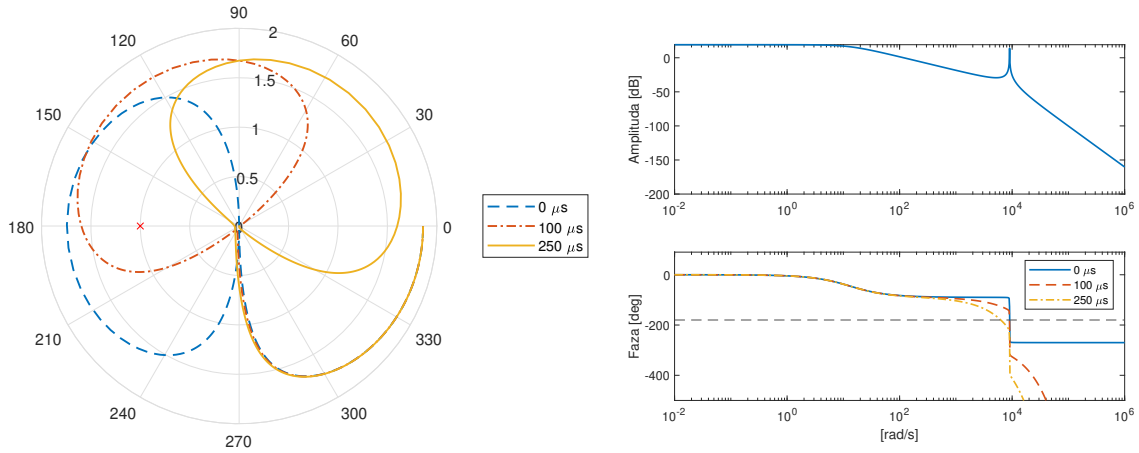
Слика 7: Никвистова крива и Бодев дијаграм за инверторску струју

На основу претходно разматраних чињеница може се аналитички извести вредности кашњења за које је систем стабилан. Пошто је у систему без кашњења вредност фазне карактеристике скаче са 90 степени на -90 степени. Да би се избегло пресецање -180 степени транспортно кашњење e^{-sT_d} на резонантној учестаности се не сме спустити карактеристику више од 90 степени. Одавде добијамо да је граница стабилности:

$$\omega_{res}T_d < \frac{\pi}{2} \implies T_d < \frac{\pi}{2\omega_{res}} \implies T_d < \frac{1}{4f_{res}} \quad (26)$$

4.2.2 Повратна спрега по мрежној струји

На слици 8 видимо Никвистове и Бодеве криве за систем са различитим вредностима транспортног кашњења за повратну спрегу по мрежној струји. За сиситем без транспортног кашњења Никвистова крива окружује тачку -1 што значи да је систем нестабилан. Ово важи по закључку Никвистовог критеријум јер немамо нестабилне половине у отвореној спреси. Овакав феномен је крајње неочекиван јер је у теорији управљања кашњење углавном изазива нестабилност. На овом примеру видимо да систем са довољном количином транспортног кашњења постаје стабилан тј. Никвистова крива не окружује тачку -1. Овај чудни феномен се може видети и на Бодевом дијаграму. Наиме пошто у функцији преноса мрежне струје не постоји комплексни пар нула на имагинарној оси већ само комплексни пар половине. Овај пар изазива скок фазне карактеристике од -90 до -270 степени и тако пресеца -180 степени што дестабилише систем.



Слика 8: Никвистова крива и Бодев дијаграм за мрежну струју

Слично као и код инверторске струје могу се аналитички извести границе стабилности. Да би овакав систем био стабилан фазна карактеристика се мора спустити испод -180 степени пре резонантног пика. Такође превелико кашњење ће дестабилисати систем јер ће пад фазне карактеристике опет пресећи -180 степени када обрне пун круг. Пошто је вредност фазе 90 степени пре пада фазне карактеристике границе стабилности се одређују као:

$$\frac{\pi}{2} < \omega_{res} T_d < \frac{3\pi}{2} \implies \frac{\pi}{2\omega_{res}} < T_d < \frac{3\pi}{2\omega_{res}} \implies \frac{1}{4f_{res}} < T_d < \frac{3}{4f_{res}} \quad (27)$$

4.3 Робусност на промену параметара

Представљена два метода затварања повратне спреге по инверторској и мрежној струју различито реагују на промену параметара у систему. Код мрежних инвертора главна варијација параметара долази од променљиве импедансе мреже. Још једна ствар која узрокује варијацију параметара је промена индуктивности калемова услед улажења у zasiћење. Наиме врло је често да у пракси калемови немају исту вредност индуктивности за нулту и за максималну номиналну струју. Узимајући ово у обзир делимо проблем робусности на проблем не савршене инверзије динамике и проблем дестабилизације због промене резонантне учестаности.

4.3.1 Несавршена инверзија динамике

Да би анализирали несавршену инверзију динамике претпостављамо L филтер за који је систем и пројектован. У случају промашене индуктивности функција отвореног преноса ће бити

$$W(s) = \frac{\omega_0}{s} \frac{sL^* + R}{sL + R} \quad (28)$$

Где је L^* вредност закоју је систем пројектован а L стварна вредност индуктивности. За случај када је $L^* > L$ прво долази нула па пол система. Пошто ће се Бодеова крива прво исправити па опет савити стварни пропусни опсег ће бити већи него пројектован. Овде треба бити пажљив јер ће систем остварити мање вредности векторске маргине него што је пројектовано а у екстремним случајевима ово може дестабилисати систем.

У обрнутом случају када је $L^* < L$ систем ће имати прво пол па нулу што ће ефективно смањити пропусни опсег, али и повећати вредност векторске маргине. Због тога увек више треба пазити на смањивање индуктивности услед сатурације него на повећање на повећање индуктивности узроковано слабом мрежом.

Промена параметара ће утицати и на декупловање система међутим ако се систем пројектује са довољним резервама стабилности ове појаве ће тешко бити разлог нестабилности.

4.3.2 Нестабилност услед промене резонантне учестаности

Услед промене индуктивности мења се и резонантна учестаност филтра. Услови стабилности за мрежну и инверторску струју дати у изразима 26 и 27 нам говоре о стабилности једне и друге методе у зависности од присутног кашњења и позиције резонантне фреквенције.

Повратна спрега по мрежној струји је стабилна за вредности кашњења између $1/4f_{res}$ и $3/4f_{res}$. Узмимо да кашњење присутно у систему задовољава услов. Пошто је кашњење фиксно променом резонантне фреквенције можемо изаћи из овог услова. Пошто порастом индуктивности резонантна фреквенција опада тиме се по услову 27 потребно кашњење за стабилизацију система повећава. Ово врло лако може да дестабилише ову методу када се примењује на slabим мрежама.

Код инверторске струје једини услов да систем остане стабилан за дато кашњење је да резонантна фреквенција не порасте преко критичне фреквенције. То значи да је ова метода много робуснија на slabим мрежама него предходна. Једино на шта треба обратити пажњу је нестабилност узрокована смањењем индуктивности због сатурације калема. Међутим ове вредности се могу предвидети пројектовањем калема тако што ће се обезбедити да систем буде стабилан за минималну индуктивност.

5 Имплементација регулатора на микроконтролеру

Да би се регулатор имплементирао на потребно га је прво дискретизовати. Такође треба обезбедити да важе претпоставке по којима је контролер синтетисан. Мерења морају бити изведена тако да се добија средња вредност мерења на периоди прекидања конвертора. Такође мора се обезбедити да напон који контролер задаје буде дат на излазу инвертора. То се обезбеђује импулсно ширинском модулацијом, а две најчешће коришћене модулације су синусна и спејс вектор модулација.

5.1 Дискретизација контролера

Дискретизацију контролера у синхронотирајућем dq систему вршимо користећи билинеарну апроксимацију. По дефиницији она је дата изразом:

$$G(z) = G(s) \Big|_{s=\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} \quad (29)$$

Како је структура регулатора већ добијена у изразу (20) и она је једнака

$$K(s) = \begin{bmatrix} K_{11}(s) & K_{12}(s) \\ K_{21}(s) & K_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{u_1^{dq}(s)}{i_e^{dq}(s)} \implies u_1^{dq}(s) = K(s) i_e^{dq}(s) \implies \begin{bmatrix} u_1^d(s) \\ u_1^q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11}(s) & K_{12}(s) \\ K_{21}(s) & K_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e^d(s) \\ i_e^q(s) \end{bmatrix} \quad (30)$$

где је $i_e^{dq} = i_{ref}^{dq} - i^{dq}$, а појединачне функције преноса једнаке:

$$K_{11}(s) = K_{22}(s) = K_p + K_i/s, \quad K_{12}(s) = -K_{21}(s) = K_{dq}/s \quad (31)$$

Дискретизацијом израза (30) помоћу (29) можемо доћи до законитости управљања која се може имплементирати на микроконтролеру. Добијамо да је референтни напон који даје инвертор $u_1^d(s)$ једнак:

$$u_1^d(s) = (K_p + \frac{K_i}{s}) i_e^d(s) + \frac{K_{dq}}{s} i_e^q(s) \xrightarrow{z} 2(z-1)u_1^d(z) = 2(z-1)K_p i_e^d(z) + T_s K_i (z+1) i_e^d(z) + T_s K_{dq} (z+1) i_e^q(z) \quad (32)$$

$$u_1^d[n] = u_1^d[n-1] + (K_p + K_i T_s/2) i_e^d[n] + (K_i T_s/2 - K_p) i_e^d[n-1] + K_{dq} T_s/2 (i_e^q[n] + i_e^q[n-1]) \quad (33)$$

Закон за добијање управљања по u_1^q се може извести на идентичан начин.

5.2 Анализа кашњења

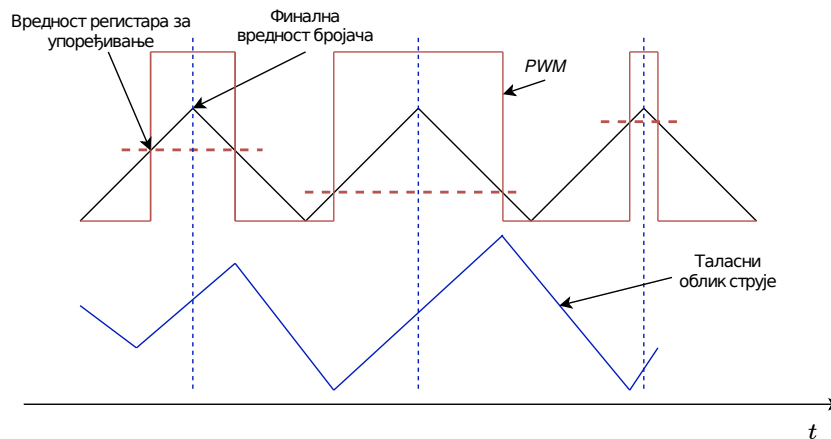
Како је представљено у предходним поглављима кашњење има велики утицај на стабилност система затворене спреге. Због тога је неопходно анализирати кашњење присутно у систему. Данас се регулатори струје углавном имплементирају на микроконтролерима оваква реализација узрокује кашњење због начина на који се сигнали мере и обрађују у прекидним рутинама.

5.2.1 Генерисање импулсно ширинске модулације

Углавном се за генерисање импулсно ширинске модулације (ИШМ) (енг. *Pulse Width Modulation (PWM)*) користе хардверске периферије процесора које се састоје од бројача и регистра за упоређивање. Бројач се инкрементира на сваки такт сата на којем ради периферија. Фреквенцију ИШМ добијамо преко финалне вредности бројача као:

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{2cnt_{val}} \quad (34)$$

где је f_{clk} фреквенција периферије, а cnt_{val} максимална вредност бројача. Трајање импулса се дефинише преко регистра за поређење, слика 9. Услед прекидачке природе система, излазне струје ће имати нежељене компоненте у спектру које ће бити у зависности од учестаности ИШМ. Ова компонента се мора уклонити да би биле испуњене претпоставке за које је регулатор пројектован.



Слика 9: Генерисање ИШМ сигнала

5.2.2 Реализација струјног мерења

Како је већ разматрано, пожељно је уклонити компоненту спектра струје која се налази на фреквенцији прекидања. Решење које укључује филтрирање струјног мерења RC филтерима првог реда би унело превелико кашњење у систем и онемогућило остваривање

жељених пропусних опсега. Због тога се најчешће користе методи синхроног одабирања и метод усредњавања

Синхроно одабирање користи чињеницу да ми знамо када је струјни сигнал на пола од минимума до максимума и одабирањем у тачно том тренутку добијамо средњу вредност. Међутим овај метод није робусан на шум и евентуална кашњења која се јављају на сигналном путу мерења. Свако кашњење би померило тачку у којој струја има средњу вредност и тиме би смо добили лоше мерење.

Метод усредњавања одабира струју више пута током једне периоде да би те вредности усредњили и добили средњу вредност на једној периоди. Овакав филтер има бесконачно слабење на фреквенцији прекидања и њеним умношцима [17]. Проблеми са кашњењем нису присутни код овог метода, а сви евентуални шумови ће бити смањени због усредњавања. Међутим, усредњавање уноси кашњење од пола периоде прекидања [6], што се може показати ако се усредњавање посматра као прозор који се помера у времену:

$$\frac{1}{T_p} \int_{-T_p}^0 i(t) dt = \frac{1}{T_p} \int_{-\infty}^0 i(t) dt - \frac{1}{T_p} i(t - T_p) \xrightarrow{\mathcal{L}} \frac{I(s)}{T_p s} - \frac{I(s)e^{-T_p s}}{T_p s} = \frac{1 - e^{-T_p s}}{T_p s} I(s) \quad (35)$$

где је T_p периода прекидања. Са аспекта кашњења се може апроксимирати као:

$$G_{os} = \frac{1 - e^{-T_p s}}{T_p s} \approx T_p e^{-\frac{s T_p}{2}} \quad (36)$$

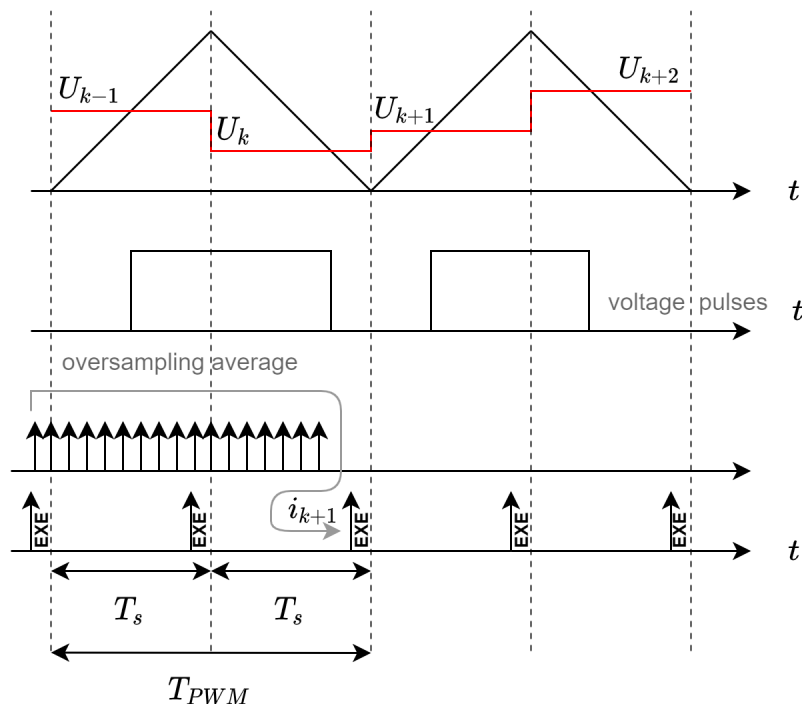
5.2.3 Распоред прекидних рутина у микроконтролеру

Данашњи микроконтролери су опремљени периферијама које независно од главног језгра извршавају мерења и генеисање ИШМ. Ово омогућава много лакшу и бржу имплементацију алгорита управљања. Ако се посматрамо синхроно одабирање ово одабирање нас ограничава да сигнал морамо да меримо у тачно одређеним тренуцима тј. када бројач достиже минимум или максимум, слика 9. Када се изврши дато мерење може израчуната вредност ИШМ се може уписати у регистар. Међутим регистри периферија за ИШМ дозвољавају да се у њих уписује вредност само када је бројач достиже минимум и максимум. Ово је имплементирано да би се избегле евентуална не реаговања периферије на управљачки сигнал када би се вредност уписивала у току бројања бројача. Ово понашање периферије уноси додатно кашњење од једне периоде одабирања. Напоменимо да периода одабирања T_s може бити једнака периоди прекидања T_p или дупло мања од ње због синхроног услова синхроног одабирања.

Сама дискретизација кола уноси кашњење јер се референца држи константном током једне периоде одабирања. У литератури се налази на назив коло задршке нултог реда и његова функција преноса и еквивалентно кашњење су једнаки:

$$G_{zoh}(s) = \frac{1 - e^{-s T_s}}{s} \approx T_s e^{-\frac{s T_s}{2}} \quad (37)$$

Ако би смо хтели са синхронно одабирање заменимо усредњавањем то би резултовало у додатном кашњењу. Користећи чињеницу да усредњавање по периоди не мора да се заврши када и синхронно одабирање, јер оно даје средњу вредност струје без обзира на почетак и крај усредњавачког прозора, можемо смањити кашњење присутно у систему као што је показано у [6]. На модерним микроконтролерима извршавање регулатора траје много краће од вредности периода прекидања. Због тога могуће је усредњавање завршити тик пре достизања максимума и минимума бројача. Овим се скоро потпуно анулира кашњење од једне периоде одабирања. На слици 10 се види приказ описаног алгоритма.



Слика 10: Принцип напредног модела одабирања мерене струје

Из претходног разматрања можемо израчунати кашњење за различите имплементације алгоритма и оне су дате у табели 1.

	Синхронно одабирање	Са усредњавањем	Напредни алгоритам из [6]
Једном по периоди	$1.5 T_p$	$2T_p$	$1.5 T_p + \delta$
2 пута по периоди	$0.75 T_p$	$1.25 T_p$	$0.75 T_p + \delta$

Табела 1: Вредности кашњења за различите имплементације алгоритма

где је δ трајање извршавања регулатора.

6 Одабир параметара филтра

Главна улога филтра је ограничавање валовитости излазне струје. Због свих проблема које уноси LCL филтар можемо покушати да овај проблем решимо применом само L филтра. Као што је показано у [17] за строге услове за мрежне инверторе (валовитост струје мања од 0.3% фундаментала) најчешће захтевана индуктивност је већа од номиналне индуктивности $L_n = \frac{U_n}{\omega_e I_n}$. Ово није прихватљиво па се за мрежне конвертора у овом случају мора користити LCL филтар.

6.1 Ограничења параметара LCL филтра

Да би одредили вредности индуктивности и капацитивности крећемо од одређивања вредности инверторске пригушнице. Из [17] израз за вредност валовитости на првом калему:

$$I_1^{rms} \approx \frac{ET_p}{8L_1\sqrt{3}} \quad (38)$$

где је E напон једносмерне међу тачке.

Превелика валовитост струје инверторског калема оптерећује полупроводничке елементе тако што повећава максималну струју коју они треба да трпе. Препоруке из [17] кажу да средња квадратна вредност валовитости струје треба да буде мања од 17% номиналне струје излаза. Ово наравно зависи од конкретних полупроводника па се ова граница може померати више или ниже по потреби. Одавде добијамо да ако желимо постићи одређену валовитост индуктивност не би требала бити мања од:

$$L_1 > \frac{ET_p}{8\sqrt{3}\alpha_r I_n} \quad (39)$$

где је α_r вредност максималне валовитости.

Такође ако је кондензатор превелик он ће вући превише реактивне снаге са мреже што нарушава фактор снаге. Због тога треба и увести ограничење да је реактивна снага до 10% номиналне снаге.

$$Q_C = C\omega_e U_n^2 < \frac{U_n I_n}{10} \implies C < \frac{I_n}{10\omega_e U_n} \quad (40)$$

Пад напона на калемовима изазива потребу за већим напонам једносмерне међу тачке тако да треба ограничити и тотални пад напона на калему па га ограничавамо на 10% номиналног напона.

$$(L_1 + L_2)\omega_e I_n < \frac{U_n}{10} \implies L_1 + L_2 < \frac{U_n}{10\omega_e I_n} \quad (41)$$

Резонантна фреквенција филтра не би требало да буде близу фреквенције фундамента и фреквенције прекидања како их не би побуђивала.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}, \quad \omega_e \ll \omega_{res} \ll \frac{2\pi}{T_p} \quad (42)$$

На крају треба обезбедити да излазна валовитост струје буде мања од жељене а она је дата изразом:

$$I_2^{rms} = \frac{I_1^{rms}}{1 - L_2 C \omega_p^2}, \quad \omega_p = \frac{2\pi}{T_p} \quad (43)$$

6.2 Пример пројектовања филтра

Од улазних параметара за пројектовање филтра имамо да је напон мреже $U_n = 230 \text{ V}$, напон једносмерне међу тачке $= 600 \text{ V}$, фреквенција прекидања $f_p = 10 \text{ kHz}$, фазна струја $I_n = 14.5 \text{ A}$. Одавде из једначине 39 добијамо да је минимална вредност индуктивности:

$$L_{1min} = \frac{ET_p}{8\sqrt{3}\alpha_r I_n} \approx 1.5 \text{ mH} \quad (44)$$

максимална вредност кондензатора по изразу 40 је:

$$C_{max} = \frac{I_n}{10\omega_e U_n} \approx 20 \mu\text{F} \quad (45)$$

а максимална укупна индуктивност по изразу 41:

$$L_1 + L_2 < \frac{U_n}{10\omega_e I_n} < 5.1 \text{ mH} \quad (46)$$

На основу овога бирамо параметре филтра:

$$L_1 = L_2 = 2.5 \text{ mH}, \quad C = 10 \mu\text{F} \quad (47)$$

Још преостаје проверити позицију резонантне учестаности и валовитост излазне струје. Из израза 42 и 41 добијамо да је резонантна фреквенција на $f_{res} = 1.42 \text{ kHz}$, а валовитост излазне струје $I_2^{rms} = 0.1 \% I_n^{rms}$ што задовољава стандарде.

6.3 Нормализација

Ради лакшег посматрања и уопштавања вредности филтара уводи се нормализација а вредности филтра се посматрају у релативним јединицама. Нормализацију изводимо делећи величине са базним величинама које су једнаке:

$$\omega_{eb} = 100 \text{ Hz}, \quad L_b = \frac{U_n}{\omega_{eb} I_n}, \quad C_b = \frac{I_n}{\omega_{eb} U_n} \quad (48)$$

Релативне вредности параметара претходно пројектованог филтра су једнаке:

$$L_1 = L_2 = 5 \%, \quad C = 5 \% \quad (49)$$

6.4 Утицај параметара филтра на перформансе регулатора

Пројектовањем филтра задовољавамо хардверске перформансе система. Међутим, потребно је да се обезбеди и функционисање регулатора са задовољавајућим пропусним опсегом. Анализом утицаја кашњења и резонантне фреквенције филтра можемо закључити да је за филтар резонантне фреквенције $f_{res} = 1.42 \text{ kHz}$ потребно одредити границе стабилности повратне спреге по мрежној и инверторској струји.

Из израза за област стабилности 26 добијамо да је повратна спрега по инверторској струји стабилна за вредности кашњења:

$$T_d < \frac{1}{4f_{res}} = 175 \mu s \quad (50)$$

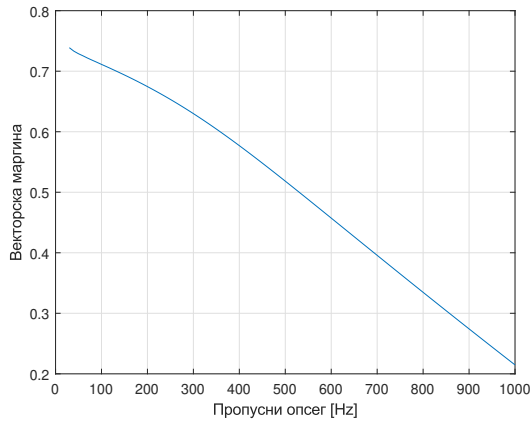
Исто можемо да урадимо и за повратну спрегу по мрежној струји користећи израз 27. Одавде добијамо да је кашњење у зони стабилности једнако:

$$\frac{1}{4f_{res}} < T_d < \frac{3}{4f_{res}} \implies 175 \mu s < T_d < 525 \mu s \quad (51)$$

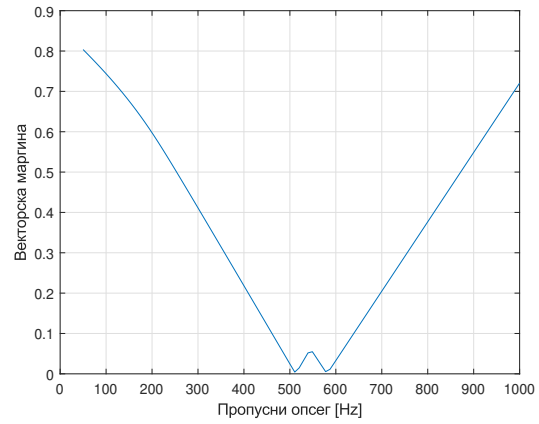
Из претходне анализе кашњења присутног у систему чије вредности видимо у табели 1 добијамо да се кашњење у зависности од алгоритма налази у опсегу $80 \mu s < T_d < 200 \mu s$. Ове вредности су добијене под претпоставком да је периода прекидања $T_p = 100 \mu s$, а време извршавања алгоритма $\delta = 5 \mu s$.

На слици 11 видимо вредности остварене векторске маргине за различите пропусне опсеге система. За повратну спрегу по инверторској струји за кашњење је узета минимална вредност од $80 \mu s$. За мрежну струју је потребно додати још додатног кашњења, те је конкретна маргина цртана за кашњење од $300 \mu s$. Додатно кашњење које је неопходно због стабилизације система онемогућава постизање високих пропусних опсега за задовољава-

јуће вредности векторске маргине. На овом конкретном примеру видимо да инверторска струја омогућава постизање већих пропусних опсега система.



(1) Инверторска струја

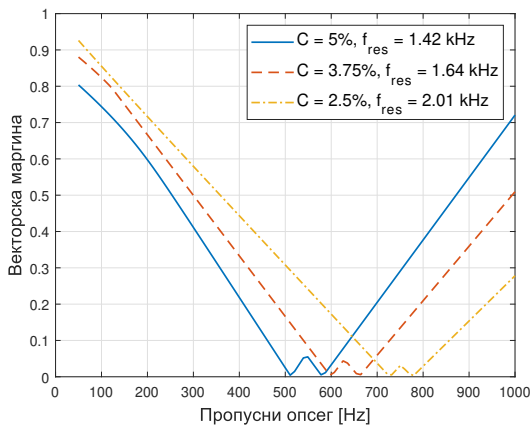


(2) Мрежна струја

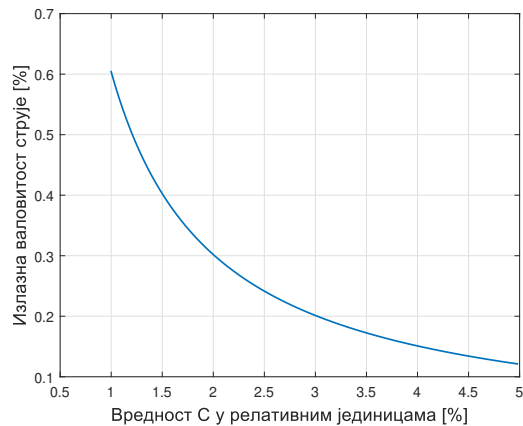
Слика 11: Остварене векторске маргине за различите пропусне опсеге

6.4.1 Утицај резонантне фреквенције

Повратна спрега по мрежној струји може остварити већи пропусни опсег ако би повећали резонантну фреквенцију филтра. На тај начин се смањује потребно кашњење за стабилизацију система. Пошто би смањивање индуктивности довело до повећања вредности максималне струје на инвертору и тиме оптеретило полупроводничке елементе смањујемо вредност кондензатора. На слици 12.1 видимо да са вишим вредностима резонантне фреквенције можемо остварити веће пропусне опсеге. Међутим, повећање резонантне фреквенције повећава излазну валовитост струје како је показано на слици 12.2. Ово значи да се ова метода може користити само када услови за валовитост излазне струје нису стриктни.



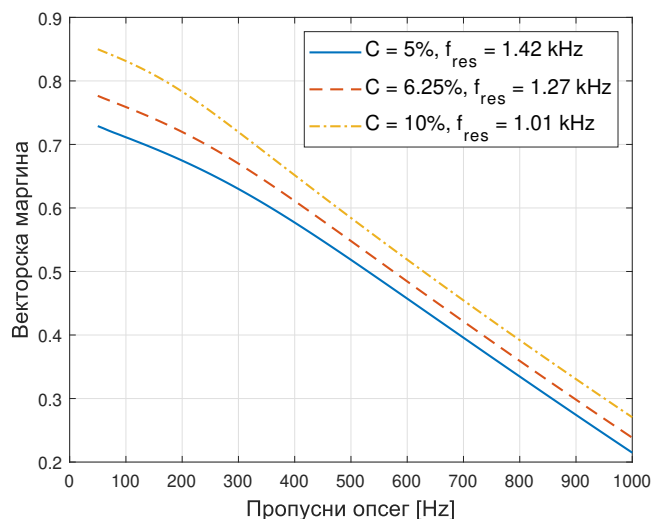
(1) Векторска маргина за различите вредности C



(2) Изразна валовитост струје

Слика 12: Мрежна струја са променом вредности C

Ако желимо постићи веће пропусне опсеге код инверторске повратне спреге можемо спустити резонантну фреквенцију филтра. Ово се може постићи повећањем индуктивности или капацитивности. Повећање индуктивности повећава пад напона на калему што захтева да инвертор даје веће напоне, а повећање капацитивности доводи до веће количине реактивне снаге која се вуче са мреже. На слици 13 видимо да смањење резонантне фреквенције позитивно утиче на векторску маргину. Смањење резонантне фреквенције се постиже повећањем кондензатора. У овом случају излазна валовитост струје ће бити мања.



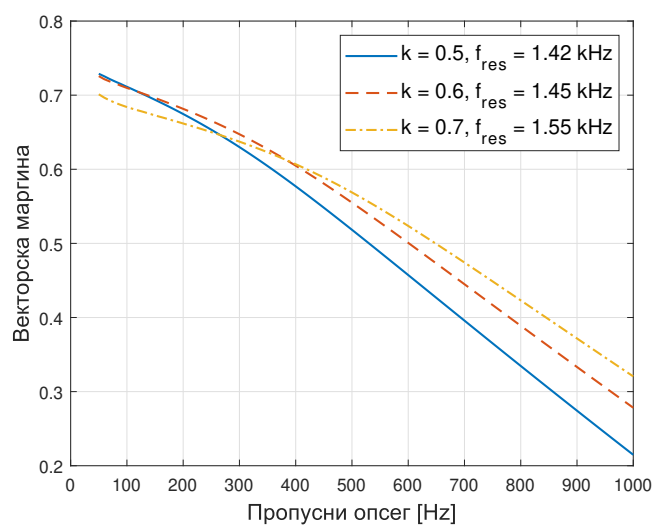
Слика 13: Векторска маргина за различите вредности резонантне фреквенције

6.4.2 Утицај релативног односа индуктивности

Још једна ствар која утиче на векторску маргину инверторске струје је однос индуктивности првог и другог калема. Дефинишемо однос k као:

$$k = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \quad (52)$$

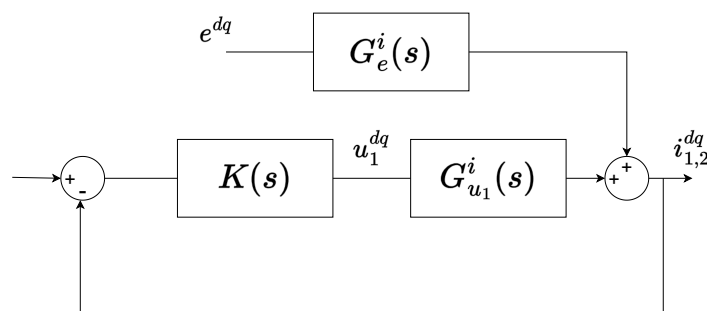
Повећавање параметра k тако да он буде већи од 0.5, смањује максимум струје на првој пригушници и повећава оствариви пропусни опсег. Да би задржали услов да збир индуктивности не би требао да буде већи од 10 % у релативним јединицама држимо $L_1 + L_2 = const$ а мењамо само релативни однос. На слици 14 видимо да са већим вредностима k можемо остварити и већи пропусни опсег. Међутим, не треба претеривати, јер се тако повећава резонантна фреквенција и нарушава стабилност.



Слика 14: Векторска маргина за различите односе индуктивности

7 Побољшање карактеристика регулатора

До сада смо за оцену перформанси регулатора користили векторску маргину која нам говори о карактеристикама одскочног одзива. Ипак, она не даје увид у сузбијање поремећаја који се јављају у систему. Главни поремећај у систему је мрежни напон и његов утицај се мора размотрити. На слици 15 је приказан модел са присутним поремећајем. Функције преноса система и поремећаја су изведене у поглављу моделовање.



Слика 15: Модел система са поремећајем

Ефективност у сузбијању поремећаја се мери адмитансом:

$$Y(j\omega) = \frac{i(j\omega)}{e(j\omega)} \quad (53)$$

За наш мултиваријабилни модел ова адмитанса се добија као горња сингуларна карактеристика преноса од напона мреже до струје:

$$Y^{dq}(j\omega) = \bar{\sigma} \left((I + K(j\omega)G_{u_1}^i(j\omega))^{-1} G_e^i(j\omega) \right) \quad (54)$$

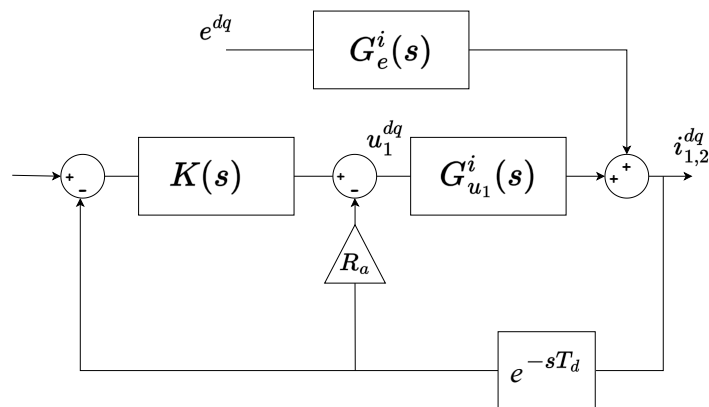
Од интереса је да адмитанса буде што мања на свим учестаностима да би напонски поремећаји мреже што мање преносили на струју. На пример ако је на некој учестаности ω_a . Адмитанса $|Y(j\omega_a)| = 0.1$ то значи да ће се напонски поремећај од 10 V на тој учестаности пренети на струју у износу од 1 A.

7.1 Активна отпорност

Потреба за активном отпорношћу се јавља због високих вредности адмитансе на ниским учестаностима у стационарном систему [17]. На ниским учестаностима калемови се понашају као отворена веза па једина ствар која ограничава адмитансу су паразитне отпорности. Ове отпорности су у пракси јако мале јер су оне узрок губитака. Ово узрокује споро сузбијање напонских поремећаја.

Активна отпорност се труди да емулира стварну отпорност присутну у систему система. Из израза 8 видимо да отпорност калема фигурише у једначини са улазним напонем тако да

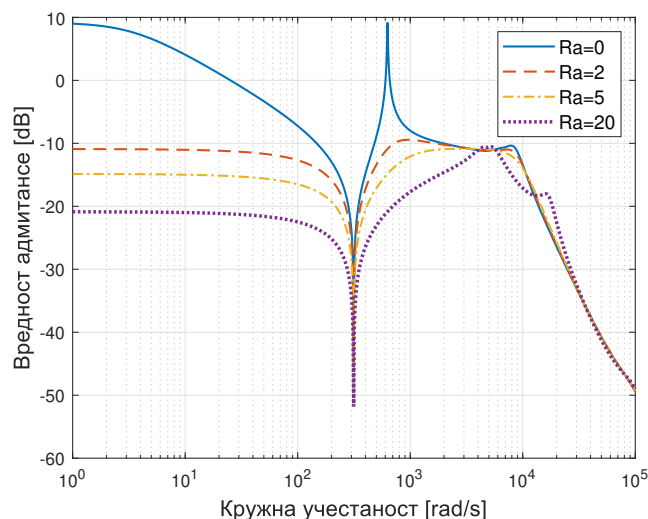
модификацијом напона који контролер даје можемо добити ефекат активне отпорности. Шема активне отпорности је дата на слици 16. Ово се са аспекта контролера види као унутрашња повратна спрега. Због тога контролер треба пројектовати узимајући у обзир емулирану отпорност. Ипак, због присуства кашњења активна отпорност се неће понашати као права отпорност у колу.



Слика 16: Шема контролера са активном отпорношћу

Да би адмитансу добијену у синхронотирајућем систему трансформисали у стационарни $\alpha\beta$ систем користимо чињеницу да dq систем ротира брзином ω_e у односу на стационарни па је $Y^{dq}(s) = Y^{dq}(s - \omega_e)$ [17]. Одавде лако можемо срачунати нумеричке вредности.

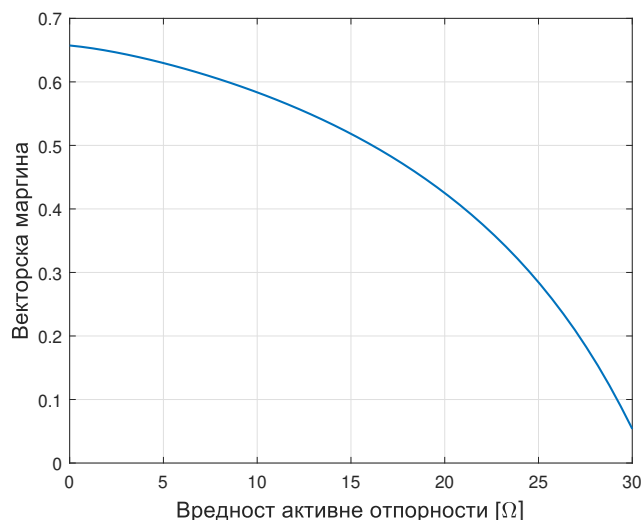
На слици 17 видимо вредности адмитансе за различите вредности R_a . Потискивање поремећаја за ниске учестаности је незадовољавајуће без присуства отпорности, а постаје све боље са порастом активне отпорности.



Слика 17: Вредности адмитансе за различите вредности активне отпорности

Проблем са стављањем велике отпорности је што она због присуства кашњења наруша-

ва стабилност система. Да би испитали ову појаву пратимо промену векторске маргине са порастом активне отпорности. На слици 18 видимо да векторска маргина опада са порастом R_a и да у једном тренутку систем постаје нестабилан. Због тога треба пажљиво изабрати вредност R_a да би се обезбедило довољно потискивање поремећаја, а задржала прихватљива вредност векторске маргине.



Слика 18: Вредности векторске маргине за различите вредности R_a

7.2 Сузбијање мрежних хармоника

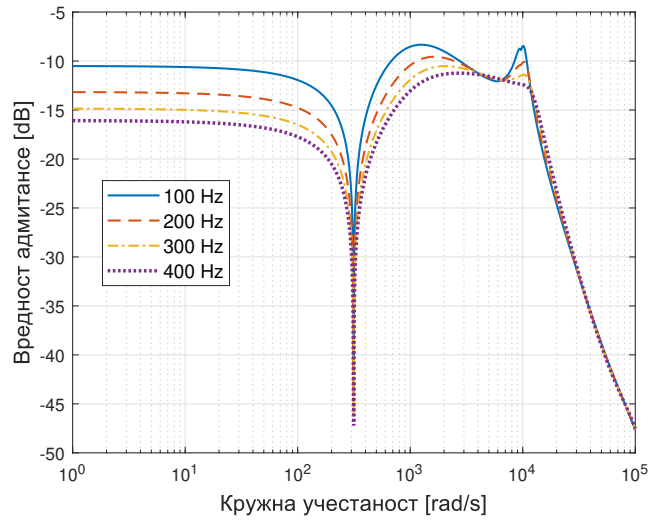
Један од параметара за опис квалитета је укупна дисторзија хармоника (енг. *Total Harmonic Distorsion*). Она се рачуна као:

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \quad (55)$$

где је V_1 вредност фундаментала, а V_n вредност хармоника.

У трофазним системима присутни су само непарни хармоници који нису дељиви бројем 3 нпр. (5., 7., 11., ...). Они су такође присутни у паровима тако да се 5. хармоник врти брзином $-j5\omega_e$, а 7. брзином $j7\omega_e$ [21]. Испоставља се да што је хароник мањег реда то је присутнији у мрежном напону.

Способност да регулатор потискује хармонике се повећава са пропусним опсегом регулатора као што се може видети на слици 19. Међутим, често оствариви пропусни опсези не обезбеђују довољну супресију хармоника.



Слика 19: Вредности адмитансе за различите пропусне опсеге

Решење које се често користи у пракси је употреба компензатора хармоника. Да би компензовали хармоник користимо резонантне регулаторе који имају бесконачно појачање на фреквенцији хармоника. Контролер за супресију хармоника који се ставља паралелно са постојећим контролером у стационарном систему изгледа као:

$$G_{supp} = \frac{K_r s}{s^2 + (n\omega_e)^2} \quad (56)$$

Ако желимо да компензатор имплементирамо у dq систему потребно је да извршимо трансформацију. Испоставља се да због специфичног начина ротирања хармоника пар хармоника у стационарном систему резултује једним хармоником у dq систему. На пример 5. хармоник ротира брзином од $-j5\omega_e$ а у синхроноротирајућем систему $-j5\omega_e - j\omega_e = -j6\omega_e$, док 7. у синхроноротирајућем систему ротира брзином од $j7\omega_e - j5\omega_e = j6\omega_e$. Пошто оба хармоника ротирају истом брзином довољан је један резонантни регулатор у синхроноротирајућем систему како би потиснуо два хармоника [21].

7.3 Пригушење ефеката резонантне фреквенције

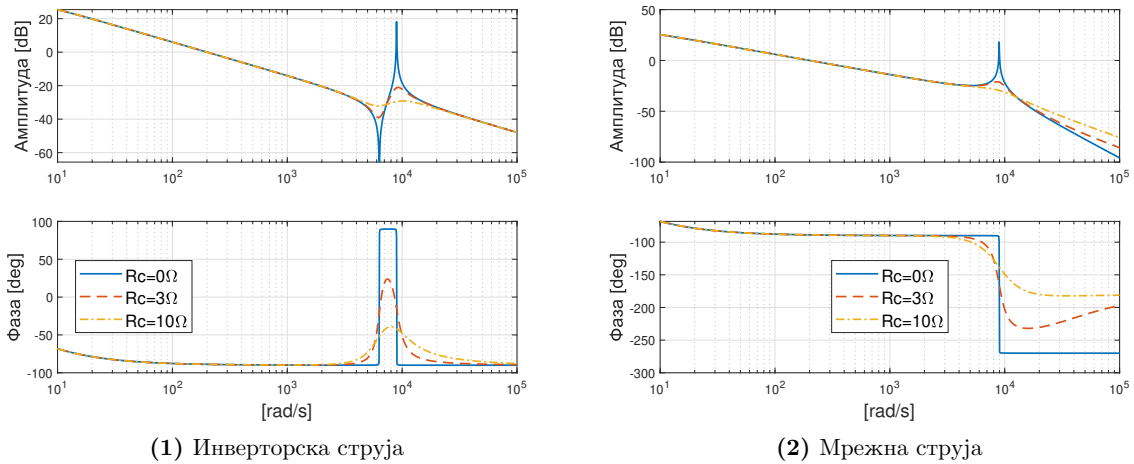
Један од највећих разлога за нестабилност мрежних филтара са LCL филтром је управо присуство резонантне фреквенције. Како је раније показано да би затворили повратну спрегу по мрежној струји углавном је потребно уношење додатног кашњења. Ово кашњење негативно утиче на оствариви пропусни опсег. Мана инверторске струје је та што ми не управљамо струјом коју предајемо мрежи већ струјом инвертора. Фазни померај инверторске у односу на мрежну струју изазива нарушавање фактора снаге. Да би обезбедили могућност управљања са мрежном струјом развијене су методе пригушења резонантне фреквенције филтра.

7.3.1 Пасивни методи

Пасивни методи се ослањају на додавање физичких компонента у коло. Развијене су многе топологије које укључују различите распореде компонента [9]. Међутим, да би задржали једноставност анализе, користићемо само методу која је најједноставнија и најчешће се користи, а то је додавање редног отпорника са кондензатором. Како је представљено у [9], пригушење полова које се добија са отпорником је једнако:

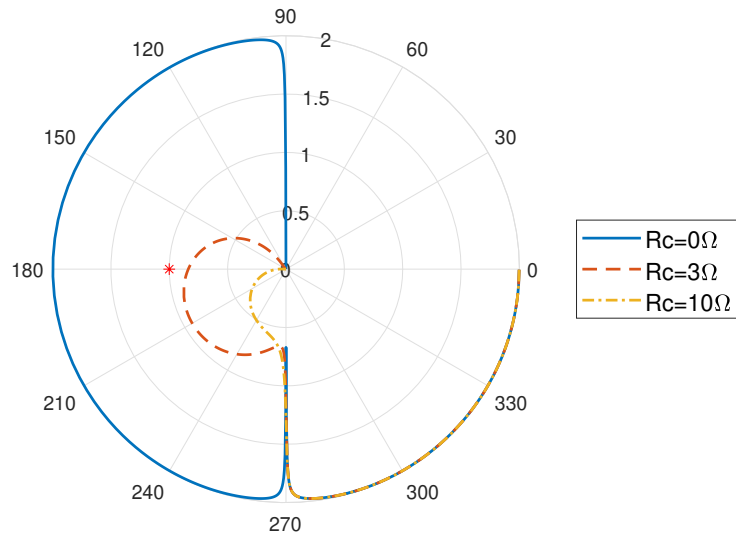
$$\zeta = \frac{C_f \omega_{res}}{2} R_C \quad (57)$$

На слици 20 видимо утицај додавања отпорности кондензатора на Бодеве карактеристике. И код инверторске и код мрежне струје приметно је спуштање резонантних пикова. Овај ефекат може довести до тога да резонантни пик буде испод нивоа од 0 dB. Ако је испуњен овај услов, претек појачања неће бити негативан и систем ће бити стабилан. Ако је систем инхерентно стабилан, по условима већ претходно разматраним, нема потребе за пригушењем резонантне фреквенције.



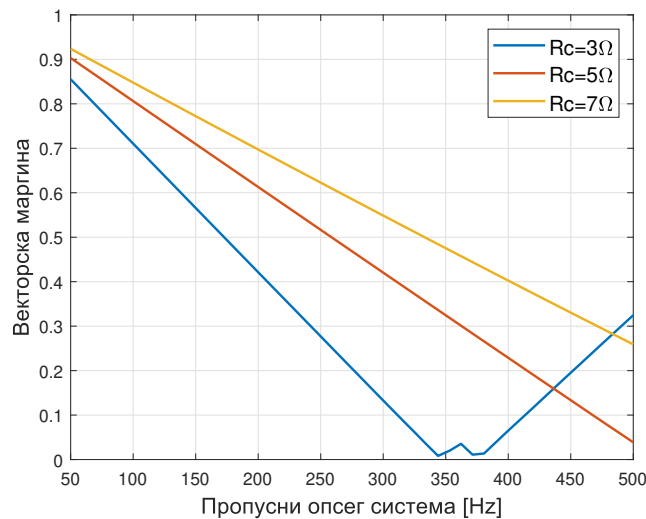
Слика 20: Бодеве карактеристике функција преноса са пасивним пригушењем

Исти резултат можемо показати и на Никвистовој криви, слика 21. Видимо да повећањем отпорности смањујемо вредност резонантног пика, крива престаје да окружује тачку -1 и тиме се систем стабилише.



Слика 21: Никвистове криве за различите вредности отпорности кондензатора

Оваква метода нам омогућава да постигнемо веће пропусне опсеге система користећи метод затварања спреге по мрежној струји. На слици 22 приказане су векторске маргине за систем са мрежном струјом. Напоменимо да је кашњење у систему $80 \mu s$ што значи да би систем без пригушења био нестабилан. Видимо да се са повећањем R_C повећава и оствариви пропусни опсег система.



Слика 22: Оствариви пропусни опсези код мрежне струје

Главни проблеми додавања пасивног пригушења су додатни губици [9]. Такође, разлог због кога не можемо повећавати отпорност у недоглед је чињеница да отпорник на ред са кондензатором ствара нула на $z = -1/R_C C$ [9]. Што се нула налази ближе резонантној фреквенцији филтра, то ће могућности филтрирања прекидачке учестаности бити мање. Пошто је смањивање валовитости струје примаран задатак филтра о овоме се мора водити

рачуна.

7.3.2 Активно потискивање резонантне фреквенције

Мане пасивних начина пригушења се могу превазићи применама техника активног пригушења. До сада су развијене разне технике активног пригушења [8]. Ове технике се могу поделити на оне које користе мерење једне струје или оне које поред мерења једне струје захтевају још неко мерење. Методе које користе мерење једне струје се најчешће базирају на филтерима непропусницима учестаности. Овакви методи имају проблема са променљивим параметрима мреже. У литератури се као решење може наћи самоподесиви филтар непропусник [11]. Међутим мана овог решења је што се ослања на прецизну естимацију параметара мреже. Такође једно од решења је пројектовати филтар тако да се намерно промаши резонантна фреквенција што је показано у [12]. Предност ових метода је што не захтевају додатна мерења, а њихова мана је мала робусност на промену параметара.

Методе које користе додатно мерење затварају повратну спрегу (углавном унутрашњу) по додатном мерењу и тако обликују карактеристике система. Циљ ових метода је да затварањем унутрашње повратне спреге измени карактеристике модела тако да је могуће стабилисати систем струјним регулатором. У [22] је анализирана ефективност различитих метода у зависности коју мерену величину користе. Као најчешће коришћени методи користе се пропорционална повратна спрега по струји кондензатора i_c [13] и диференцијална повратна спрега по напону кондензатора (приметимо да је струја конензатора извод напона). Уместо пропорционалне повратне спреге по струји кондензатора постоји и модификација ове методе која уместо пропорционалне користи филтар пропусник високих учестаности [14]. У [22] се појављује и разматрање о интегралној повратној спрузи по напону мреже.

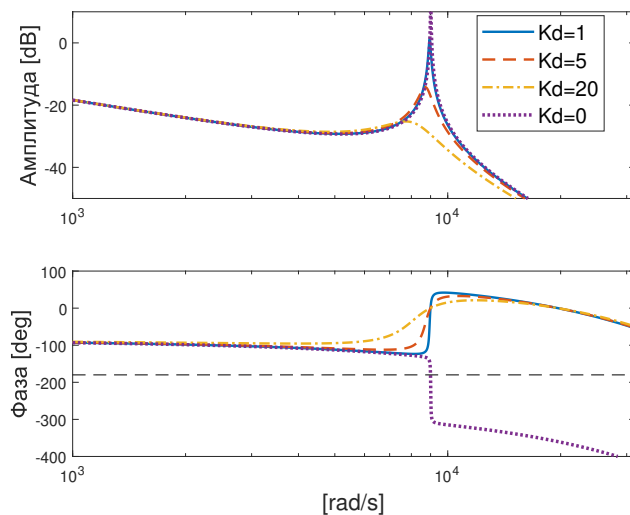
7.3.3 Повратна спрега по струји кондензатора

У овом разматрању узећемо у обзир само пропорционалну повратну спрегу по струји кондензатора јер је најчешће коришћења, а додатно не морамо бринути о импементацији диференцијатора.

Ова повратна спрега је унутрашња повратна спрега по струји кондензатора. Она се реализује тако што се на излаз регулатора u_1 додаје фактор $-K_d i_c$. Ова повратна спрега мења систем у зависности од вредности коефицијента пригушења K_d и присутног кашњења у систему. Тачно понашање система је компликовано и понашање зависи од односа резонантне фреквенције, коефицијента пригушења и кашњења присутног у систему. Разматрање овог феномена могу се видети у [13], а у овом раду ће феномен бити представљен на конкретном примеру са резонантном фреквенцијом од $f_{res} = 1.4 \text{ kHz}$.

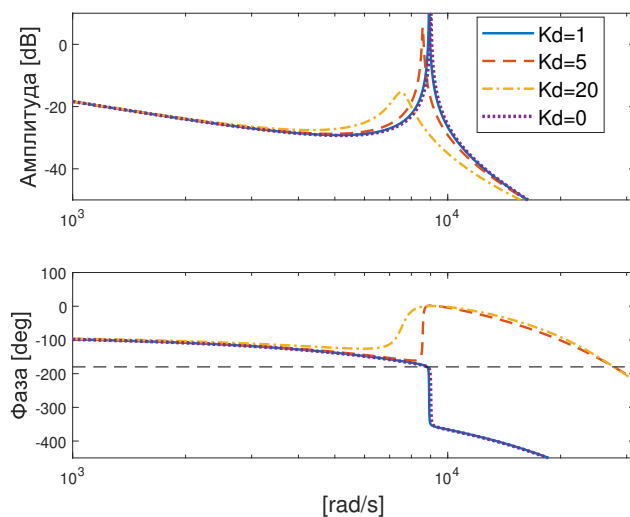
На слици 23 видимо да се утицај активног пригушења огледа у томе да фазна карактеристика уместо пада поседује скок на резонантној учестаности. Ово омогућава да крива

не пресеца -180 степени на рез учестаности што значи да је систем стабилан. Ове криве су цртане за кашњење од $80\mu s$ за које је систем био нестабилан користећи само повратну спре-гу по мрежној струји. Занимљиво је видети и да се резултујуће резонантне фреквенције смањују повећањем параметра Kd .



Слика 23: Бодеове карактеристике са повратном струјом кондензатора за кашњење од $80\mu s$

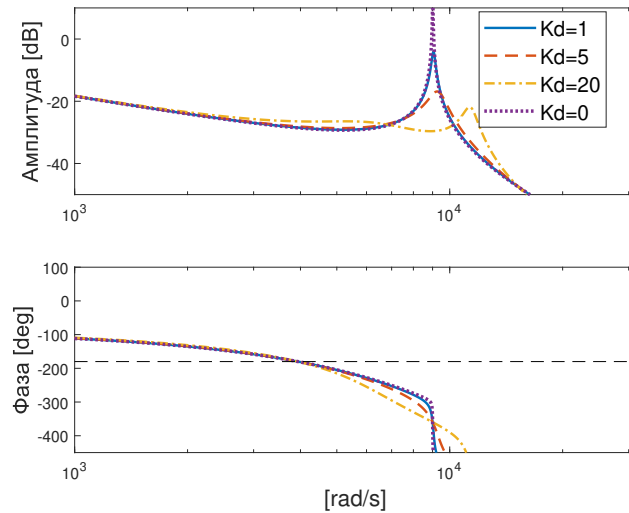
Са порастом кашњења примећујемо да се за мала појачања уместо скока јавља опет карактеристичан пад и да систем опет постаје нестабилан 24. Тако да за разлику од повратне спреге по једној струји, где је кашњење било потребно да би се систем стабилисао овде имамо да кашњење негативно утиче на оствариве перформансе.



Слика 24: Бодеове карактеристике са повратном струјом кондензатора за кашњење од $170\mu s$

Интерестантно је и погледати понашање система са великом количином кашњења 25.

Овде примећујемо да уместо пада имамо пораст еквивалентне резонантне фреквенције. Овај случај није од практичног значаја јер би толика количина кашњења онемогућила високе пропусне опсеге.



Слика 25: Бодеве карактеристике са повратном струјом кондензатора за кашњење од $400 \mu s$

Овај метод може остварити високе пропусне опсеге са имплементацијом алгорита која смањује кашњење у систему. Највећа мана овог метода је потреба за додатним мерењем кондензаторске струје које је некад текпо извести и поскупљује цену уређаја.

8 Резултати симулације

Да би се показали резултати изведени аналитичким путем рађена је симулација у програмском пакету *Simulink*. Симулација је реализована имплементирањем инвертора и филтра помоћу библиотеке *Powerlib*. На овај начин се може испитати утицај претходно занемарених феномена прекидања транзистора и одабирања струје. Контролни алгоритам је имплементиран дискретно и извршава се на $50 \mu s$. Параметри коришћени за симулацију су дати у табели 2.

Параметар	Вредност
Фреквенција одабирања f_s	20 kHz
Фреквенција прекидања f_{PWM}	10 kHz
Индуктивност L_1	2.5 mH = 5% p.j.
Индуктивност L_2	2.5 mH = 5% p.j.
Филтерски кондензатор LCL -а C_f	10.0 μF = 5% p.j.
Резонантна фреквенција LCL -а f_r	1.4 kHz
Напон мреже	220 V
Фреквенција мреже	50 Hz
Улазни напон инвертора	700 V

Табела 2: Параметри коришћени за симулацију

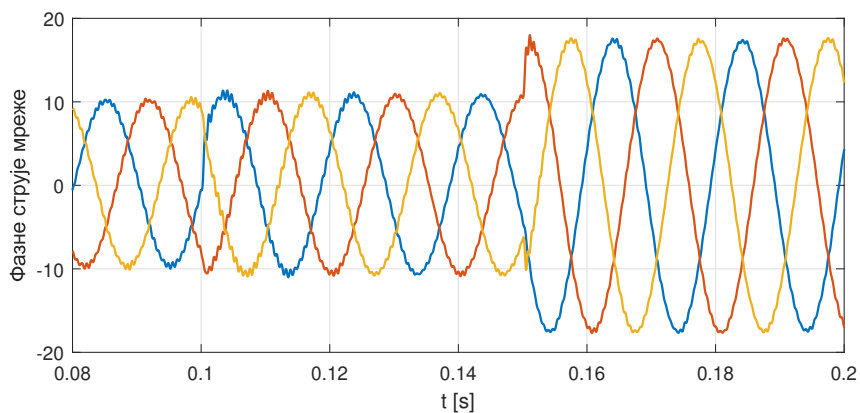
8.1 Повратна спрега по инверторској струји

Како је већ разматрано ова метода је стабилна са остварује веће пропусне опсеге са мање кашњења па је добијени регулатор имплементиран тако да се постиже најмање кашњење $T_d = 80 \mu s$. Пропусни опсег је изабран на 300 Hz да би се обезбедила довољна векторска маргина. На слици 26 видимо понашање регулатора. Видимо да је систем добро декуплован јер промене у d оси не изазивају промену у q оси и обрнуто. Такође прескок у систему је задовољавајући што значи да је векторска маргина довољно велика.

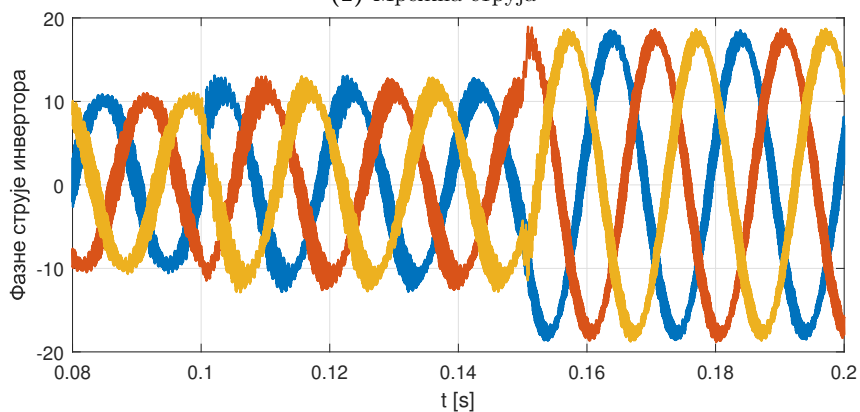
Проблем са овим регулатором је мала паразитна отпорност калемова што узрокује слабо потискивање напонских поремећаја. Да би се ово превазишло користи се активна отпорст R_a онако како је у раду већ описано. На слици 27 видимо понашање система у почетном тренутку. У овом тренутку систем треба да потисне иницијални поремећај који долази од напона мреже. Систем без додатне активне отпорности много спорије потискује напонски поремећај.

Пошто пропусни опсег система није довољно велики он не може да потисне мрежне хармонике. Симулација хармоника је изведена тако што је су мрежном напону додати 4% 5. хармоника и 2% 7. хармоника. Супресија је имплементирана у dq систему сузбијајући 6. хармоник. Резонантно појачање је одабрано као трећина интегралног дејства струјног регулатора. Као што можемо видети на слици 28, без хармониске супресије у dq осама

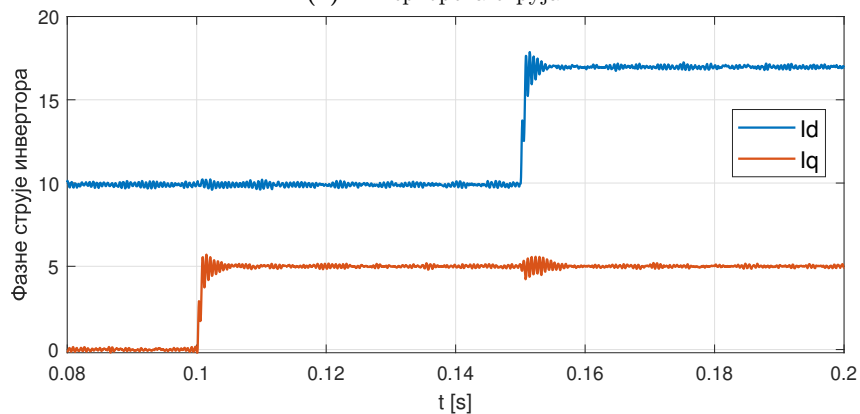
се јавља карактеристични 6. хармоник. Регулатор са хармониском супресијом успешно успева да сузбије хармонике. Током одскочног одзива види се негативни утицај резонантног регулатора, али у овом случају је то прихватљиво.



(1) Мрежна струја

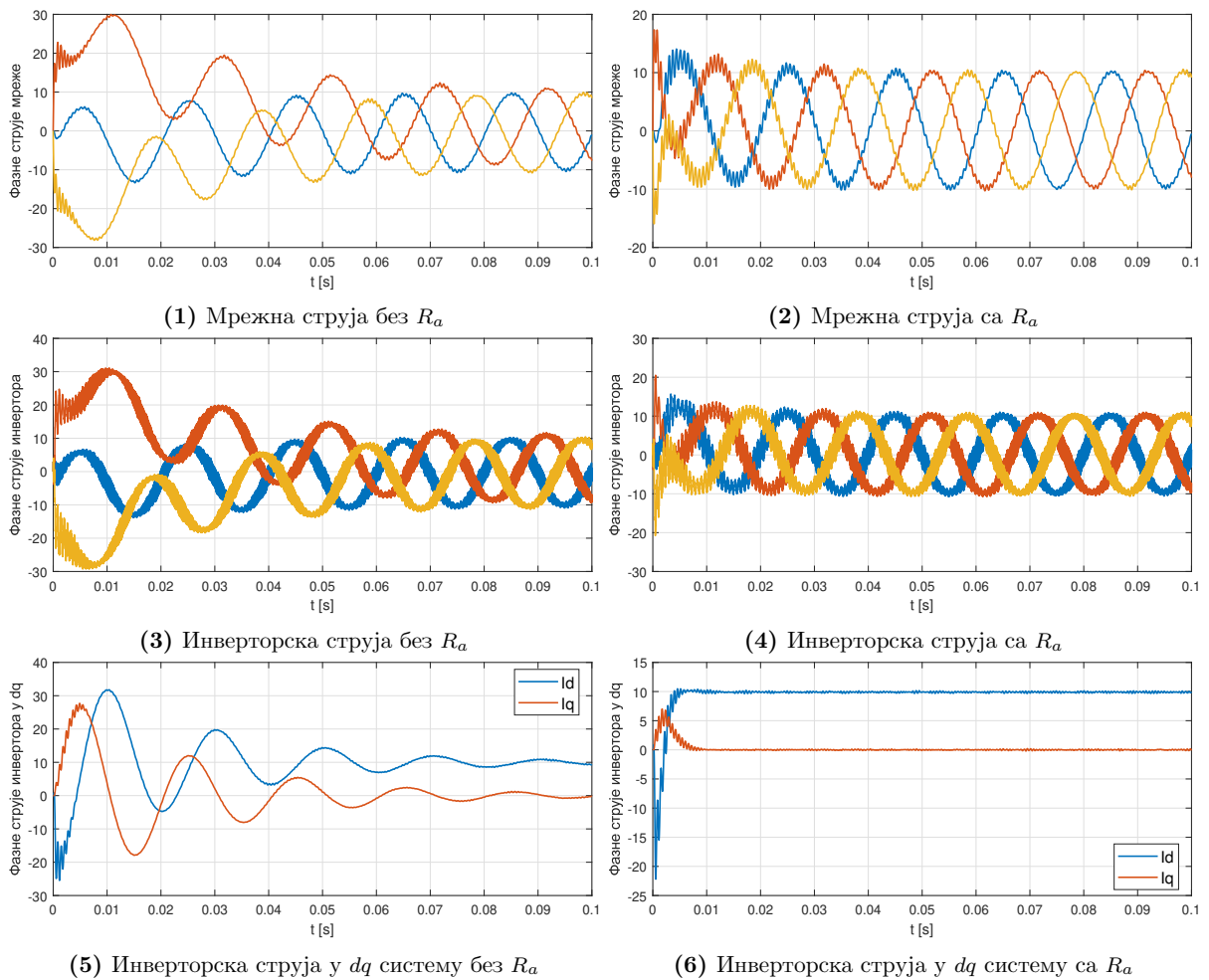


(2) Инверторска струја

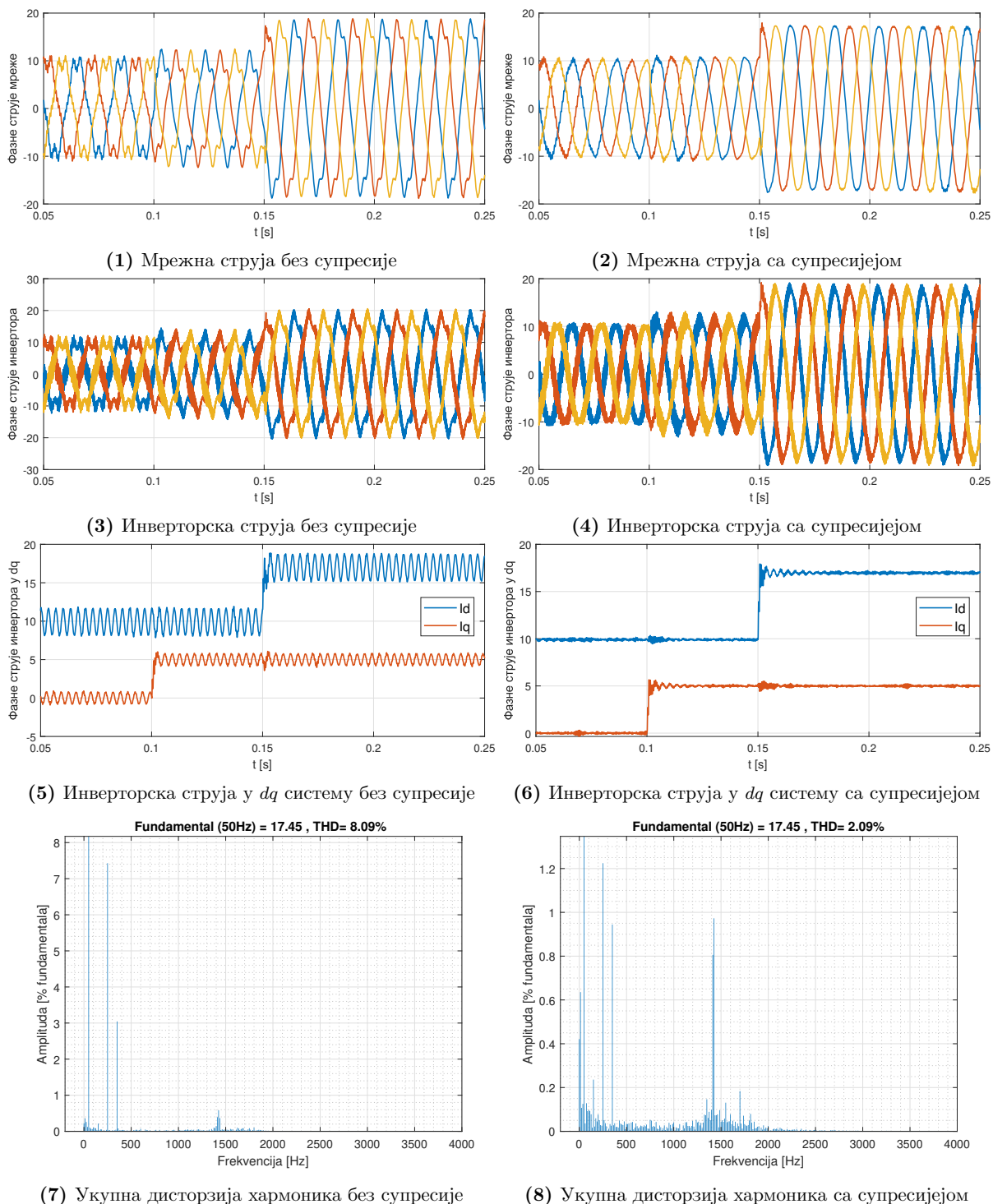


(3) Инверторска струја у dq систему

Слика 26: Симулиране вредности са повратном спрегом по инверторској струји



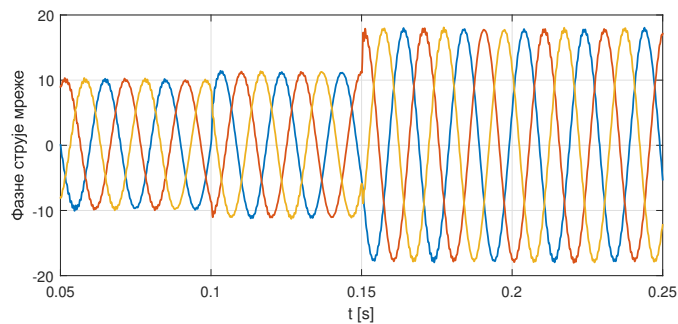
Слика 27: Утицај активне отпорности на потискивање поремећаја



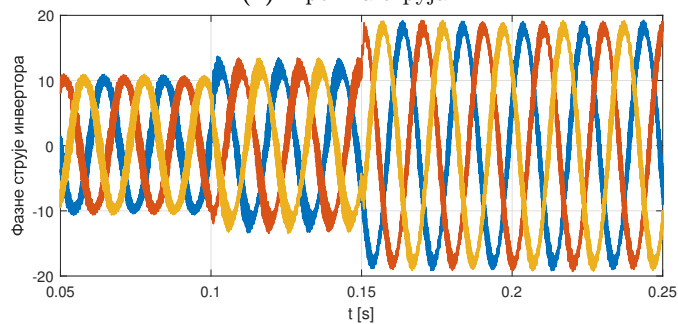
Слика 28: Утицај хармоника и примена метода супресије код инверторске струје

8.2 Повратна спрега по струји кондензатора и мреже

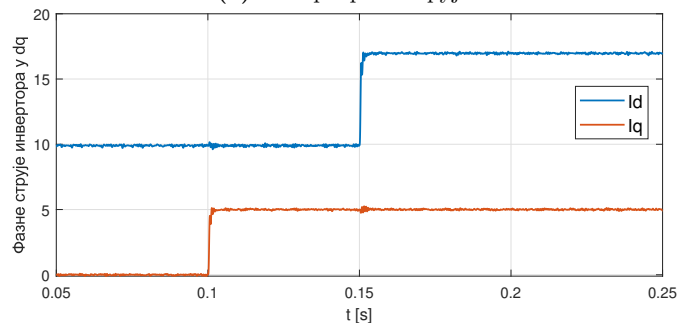
Да би управљали мрежном струјом потребно је или додати кашњење што ограничава пропусни опсег или користити неку од метода пригушења. Пасивна пригушења уносе додатне губитке тако да се ограничавамо на симулацију са додатно спрегом по кондензаторској струји. Кашњење је исто као и у претходном случају. Овом методом смо успели стабилисати мрежну струју са кашњењем са којим није раније била стабилна. Динамичке перформансе система су сличне као и код предходне методе. Једина предност ове методе је боља способност потискивања хармоника јер остварује значајно нижу вредност дисторзије хармоника. Иако ова метода изгледа супериорније у односу на методу повратне спреге по инверторској струји морамо имати на уму да су ово резултати симулације, а да би се у реалном систему мрежна и струја кондензатора теже мериле него инверторска.



(1) Мрежна струја

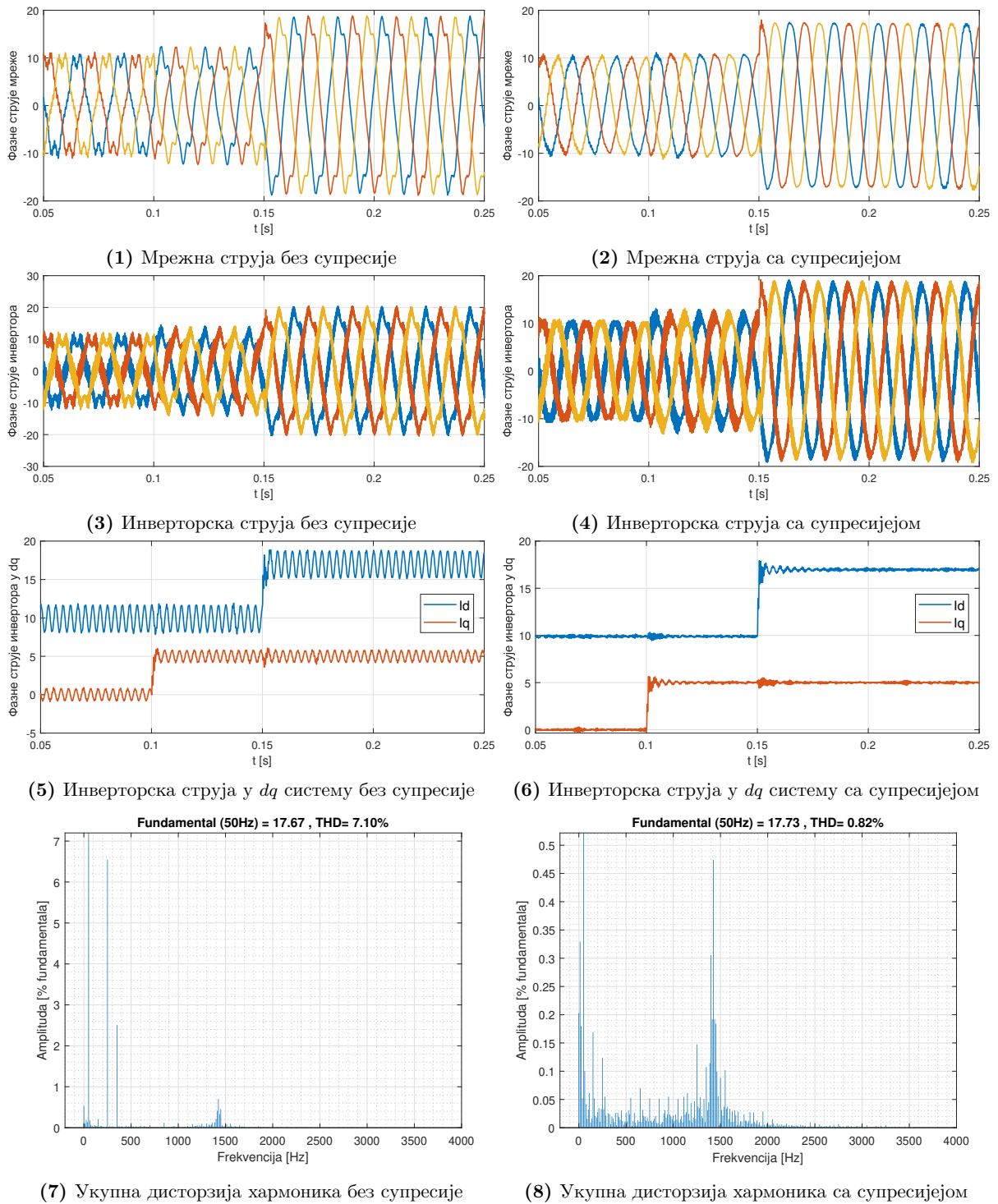


(2) Инверторска струја



(3) Инверторска струја у dq систему

Слика 29: Резултати симулације са повратном спрегом по струји кондензатора и мреже



Слика 30: Симулиране вредности са повратном спрегом по инверторској струји

9 Закључак

У овом раду разматрана је проблематика пројектовања струјне регулације за инверторе са LCL филтром. Струјни контролер је пројектован као мултиваријабилни контролер без занемаривања спрегнутости између оса. Анализом стабилности размотрено је затварање повратне спреге преко инверторске и мрежне струје. Изведене су границе стабилности и испитана робусност на промену параметара. Детаљно је испитано кашњење присутно у систему услед дигиталне имплементације и дискретизације контролера. Да би се добиле границе реалних параметара филтра представљена су хардверска ограничења која се јављају код пројектовања филтра. За усвојене границе параметара испитан је њихов утицај на оствариве перформансе регулатора. Размотрене су методе за побољшање карактеристика регулатора као што су активна отпорност и потискивање хармоника резонантним регулаторима у стационарном и у синхроноротирајућем систему. Такође размотрено је и затварање повратне спреге по инверторској струји методама пригушења резонантне фреквенције. Коначно аналитички резултати су потврђени симулацијом.

Може се закључити да што се тиче повратних спрега по једној струји затварање спреге по инверторској струји остварује боље перформансе и већу робусност. Да би остварили задовољавајући пропусни опсег са мрежном струјом скоро увек је потребно користи пригушење резонантне фреквенције. Ови методи уносе или додатне губитке или захтевају додатна мерења што повећава цену уређаја.

Референце

- [1] B. K. Bose, “Global energy scenario and impact of power electronics in 21st century,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2638–2651, 2013.
- [2] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [3] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [4] Z. Xin, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Grid-current-feedback control for lcl-filtered grid converters with enhanced stability,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 3216–3228, 2017.
- [5] J. Wang, J. D. Yan, L. Jiang, and J. Zou, “Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with lcl filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 743–757, 2016.
- [6] S. N. Vukosavić, L. S. Perić, and E. Levi, “A three-phase digital current controller with improved performance indices,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp. 184–193, 2017.
- [7] I. Petric, P. Mattavelli, and S. Buso, “Multi-sampled grid-connected vsos: A path towards inherent admittance passivity,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2022.
- [8] W. Wu, Y. Liu, Y. He, H. S.-H. Chung, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Damping methods for resonances caused by lcl-filter-based current-controlled grid-tied power inverters: An overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7402–7413, 2017.
- [9] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, “Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2642–2646, 2013.
- [10] T. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, “Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter,” in *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, vol. 2, pp. 779–784 vol.2, 2003.
- [11] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez, and T. Kerekes, “A self-commissioning notch filter for active damping in a three-phase lcl -filter-based grid-tie converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6754–6761, 2014.
- [12] W. Yao, Y. Yang, X. Zhang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, “Design and analysis of robust active damping for lcl filters using digital notch filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2360–2375, 2017.
- [13] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li, and X. Wang, “Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of lcl-type grid-connected inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3414–3427, 2014.
- [14] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, “Virtual rc damping of lcl-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 4726–4737, 2015.
- [15] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, “Systematic design of the lead-lag network method for active damping in lcl-filter based three phase converters,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 1, pp. 43–52, 2014.
- [16] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, and P. B. Thøgersen, “Investigation of active damping approaches for pi-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with lcl filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1509–1517, 2010.

- [17] S. N. Vukosavic, *Grid-Side Converters Control and Design*. Springer International Publishing, 2018.
- [18] J. M. E. Valenca and C. J. Harris, "A nyquist type criterion for the stability of multivariable linear systems," in *1978 IEEE Conference on Decision and Control including the 17th Symposium on Adaptive Processes*, pp. 821–823, 1978.
- [19] A. Emami-Naeini and R. L. Kosut, "The generalized nyquist criterion and robustness margins with applications," in *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pp. 226–231, 2012.
- [20] P. Pejović, "Replotting the nyquist plot - a new visualization proposal," in *2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee)*, pp. 1–6, 2019.
- [21] F. Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and systems volume 2*. Elsevier Science & Technology, 2018.
- [22] H. Xiao, X. Qu, S. Xie, and J. Xu, "Synthesis of active damping for grid-connected inverters with an lcl filter," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 550–556, 2012.

Списак слика

1	Шема трофазног мрежног инвертора са LCL филтром	2
2	Шема регулације инвертора	3
3	Шема контролера у $\alpha\beta$ систему	5
4	Шема LCL -а за извођење модела	6
5	Редукција реда сиситема	10
6	Однос векторске маргине и одскочног одзива	12
7	Никвистова крива и Бодеов дијаграм за инверторску струју	14
8	Никвистова крива и Бодеов дијаграм за мрежну струју	15
9	Генерисање ИМШ сигнала	18
10	Принцип напредног модела одабирања мерене струје	20
11	Остварене векторске маргине за различите пропусне опсеге	24
12	Мрежна струја са променом вредности C	24
13	Векторска маргина за различите вредности резонантне фреквенције	25
14	Векторска маргина за различите односе индуктивности	26
15	Модел система са поремећајем	27
16	Шема контролера са активном отпорношћу	28
17	Вредности адмитансе за различите вредности активне отпорности	28
18	Вредности векторске маргине за различите вредности R_a	29
19	Вредности адмитансе за различите пропусне опсеге	30
20	Бодеове карактеристике функција преноса са пасивним пригушењем	31
21	Никвистове криве за различите вредности отпорности кондензатора	32
22	Оствариви пропусни опсези код мрежне струје	32
23	Бодеове карактеристике са повратном струјом кондензатора за кашњење од $80 \mu s$	34
24	Бодеове карактеристике са повратном струјом кондензатора за кашњење од $170 \mu s$	34
25	Бодеове карактеристике са повратном струјом кондензатора за кашњење од $400 \mu s$	35
26	Симулиране вредности са повратном спрегом по инверторској струји	37
27	Утицај активне отпорности на потискивање поремећаја	38
28	Утицај хармоника и примена метода супресије код инверторске струје	39
29	Резултати симулације са повратном спрегом по струји кондензатора и мреже	40
30	Симулиране вредности са повратном спрегом по инверторској струји	41

Списак табела

1	Вредности кашњења за различите имплементације алгорита	20
2	Параметри коришћени за симулацију	36