

Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

ДИПЛОМСКИ РАД

Пројектовање дигиталног регулатора струје за трофазни мрежни инвертор са *LCL* филтром

Кандидат: Лазар Стојановић 203/2017

Ментор: др Слободан Вукосавић, редовни професор

Београд, септембар 2021. године

Садржај	
---------	--

1	Уво	Д	2
2	Извођење модела система		
	2.1	Трансформације трофазног система у dq систем	3
	2.2	Добијање функције преноса модела	3
3	Ода	бир стурје по којој се затвара повратна спрега	6
4	Про	јектовање дигиталног регулатора струје	9
	4.1	Особине система	9
	4.2	RGA (Relative Gain Analysis) анализа степена спрегнутости	9
	4.3	Редукција димензија модела	10
	4.4	Инверзија динамике	11
5	Исп	итивање стабилности и перформанси регулатора	12
	5.1	Проширени Никвистов критеријум	12
	5.2	Векторска маргина	12
	5.3	Остварене перформансе регулатора	13
		5.3.1 Инверторска струја	13
		5.3.2 Мрежна струја	13
	5.4	Потискивање поремећаја	14
	5.5	Дискретизација и имплементација	16
6	Ана	лиза кашњења	17
	6.1	Генерисање импулсно ширинске модулације	17
	6.2	Одабирање струје	17
	6.3	Хардверска имплементација контролног алгоритма	18
7	Екс	периментални резултати	20
8	Закључак		

1 Увод

Убрзана интеграција обновљивих извора енергије у постојеће електроенергетске системе намеће потребу за развојем нових решења у области мрежних инвертора. Мрежни инвертори налазе примену у претварачким групама које повезују фотонапонске системе са мрежом или у склопу ветроагрегата. За потребе рада на мрежни, инвертор мора пружни могућност поуздане и робусне синхронизације на мрежу, контроле активне и реактивне снаге, контроле напона једносмерног међукола итд. Такође, за ове потребе неопходно је у реалном времену регулисати струју коју инвертор предаје мрежи јер је због захтева електроенергетске мреже потребно обезбедити одређени квалитет таласних облика струја и напона при предавању и преузимању енергије. Код електрана то се остварује контролом активне и реактивне снаге путем фреквенције и аплитуде напона кроз две контролне петље.

Све горе наведедне примене реализују се преко затварања унутрашње струјне петље. Због тога квалитет и брзина одзива струје је кључна за добро функционисање надређених контролних петљи. На пример ако струјна референца контролише напон једносмерног међукола и има пропусни опсег I_{BW} , препоручено је да пропусни опсег напонске петље буде $I_{BW}/10$ да ове две регулације могле да се пројектују независно. Зато је пројектовање робусног и брзог струјног регулатора предуслов за остваривање апликативних захтева мрежних инвертора.

Трендови у енергетској електроници намећу захтеве за развојем уређаја које одликују висока густина снаге. Због тога *LCL* филтри постају све популарнији у односу на *L* филтре [1] из разлога што исто слабљење постиже са физички мањим компонентама. Међутим *LCL* филтер уноси проблеме због своје резонантне појаве и ови феномени се морају узети у обзир приликом пројектовања.

Природе проблема управљања активном и реактивном снагом намеће имплементацију управљања у dq синхроноротирајућем систему. Пројектовање дигиталног регулатора у dq систему се тада своди на пројектовање мултиваријабилне регулације што је уједно и тема анализе овог рада. У циљу постизања стабилне контролне петље на спољашње поремећаје један од предуслова је одабир струје по којој се затвара регулациона петља. Ова струја може бити са стране инвертора или струја која се предаје мрежи. Оба случаја биће анализирана у наредним поглављима. На крају, теоријска и аналитичка разматрања су поткрепљена симулацијама као и експерименталним резултатима у поседњим поглављима рада.



Слика 1: Шема трофазног мрежног инвертора са LCL филтром

2 Извођење модела система

Да би се олакшало сагледавање физичких процеса у систему, као и пројектовање регулатора, пожељно је у првом посматрани објекат управљања моделовати у *dq* координатном систему. Након извођења модела, даље је могуће пројектовати мултиваријабилну регулацију и тестирати пројектован регулатор са аспекта стабилности и перформанси.

2.1 Трансформације трофазног система у dq систем

Пошто су трофазни системи уравнотежени, прелажењем са 3 на 2 променљиве постиже се лакше сагледавање и имплементација контролног алгоритма без губитка општости. Још од 20-тих година прошлог века када су предложене па до данас најчешће се користе Кларкина (из abc у $\alpha\beta$) и Паркова (из $\alpha\beta$ у dq).

Кларкина трансформација пројектује три трофазна вектора померена за 120° на α и β осу померене за 90° . Тада је реални физички систем, који је у општем случају описан низом променљивих и три вектора, упрошћен при чему је и даље задржана суштина.

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

Даље, Паркова трансформација пројектује α и β компоненте на синхроно ротирајући систем који ротира брзином $\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$ који у овом случају ротира на брзинама око 50Hz.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}$$
(2)

2.2 Добијање функције преноса модела

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

$$i_1^{abc} = i_c^{abc} + i_2^{abc}$$

$$\frac{di_1^{abc}}{dt}L_1 + u_c^{abc} = u_1^{abc}$$

$$u_c^{abc} - e^{abc} = \frac{di_2^{abc}}{dt}(L_2 + L_{grid}) + i_2^{abc}R_{grid}$$

$$i_c^{abc} = \frac{du_c^{abc}}{dt}C\tag{3}$$

где су i_1^{abc} , i_2^{abc} , i_c^{abc} , u_c^{abc} , u_1^{abc} , e^{abc} вектори фазних струја и напона (пример дат у једначини 4) са слике 1, што значи да је систем описан са 12 једначина.

$$i_1^{abc} = \begin{bmatrix} i_1^a & i_1^b & i_1^c \end{bmatrix}^T \tag{4}$$

Из раније наведених разлога, наредни корак је моделовање система из реалног трофазног *abc* у синхроноротирајући dq систем. За ове потребе користи је матрица у наставку при чему је усвојена инваријантност по струји и напону, односно Кларкин коефицијент износ 2/3.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$
(5)

Комбинацијом израза 3 и 5 добијамо систем једначина у трансформисаном систему где се број једначина смањио са 12 на 8.

$$i_1^{dq} = i_c^{dq} + i_2^{dq}$$

$$u_c^{dq} - e^{dq} = L_2 \frac{di_2^{dq}}{dt} + R_{grid} i_2^{dq} \mp \omega L_2 i_2^{qd}$$

$$i_c^{dq} = C \frac{du_c^{dq}}{dt} \mp \omega C u_c^{qd}$$

$$u_1^{dq} - u_c^{dq} = L_1 \frac{di_1^{dq}}{dt} \mp \omega L_1 i_1^{qd}$$
(6)

За потребну анализу погодно је систем представити у форми модела стања, а пошто је систем линеаран то се лако може урадити тако што се за променљиве стања узму оне које су под изводом. Одговарајуће матрице, заједно са општом једначином за моделовање стања система дати су у наставку.

$$\dot{X} = AX + Bu \tag{7}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{grid}}{L_2} & \omega & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & -\frac{R_{grid}}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix}$$
$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

 $X = \begin{bmatrix} i_1^d & i_1^q & i_2^d & i_2^q & u_c^d & u_c^q \end{bmatrix}^T$ (8)

На крају, трансфер функција објекта управља се добија као:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B$$
(9)

где матрица C зависи од избора струје по којој се затвара повратна спрега. Матрица C_1 одговара у случају да се користе струје са стране инвертора, док се матрица C_2 користи при пројектовању контролне петље по мрежним струјама. У наредном погављу разматраће се аргументи за одабри жељене струје у циљу даљем пројектовања дигиталног регулатора.

$$C_{i_1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C_{i_2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(10)

3 Одабир стурје по којој се затвара повратна спрега

Ако посматрамо шему LCL филтра приказану на слици 2, одабир струје коју ћемо регулисати делује као једноставан проблем јер ми желимо да управљамо струјом коју испоручујемо мрежи i_2 . Међутим како је показано у [2] и [3] регулација мрежне струје је нестабилна за нулто кашњење. Овај феномен се може уочити ако посматрамо Бодеове карактеристике од улазног напона до једне од две наведене струје.



Слика 2: Једноставна шема LCL-а

Из једначина написаних за једну фазу (3) добијамо преносне функције:

$$G_1(s) = \frac{i_1(s)}{u_1(s)} = \frac{C L_2 s^2 + C R s + 1}{C L_1 L_2 s^3 + C L_1 R s^2 + (L_1 + L_2) s + R}$$
(11)

$$G_2(s) = \frac{i_2(s)}{u_1(s)} = \frac{1}{C L_1 L_2 s^3 + C L_1 R s^2 + (L_1 + L_2) s + R}$$
(12)

Индуктивност мреже заједно са екстерном додатном индуктивношћу пригушнице урачуната је у параметру L_2 , док је отпорност мреже и додатне пригушнице означена са R. Мрежни напон у анализираном систему e се третира као поремећај.

Гледајуђи Бодеове карактеристике, приказане на слици 3, запажамо да се на резонантној фрекфенцији *LCL*а појављују пикови на обе амплитудске карактеристике. У току појаве пика фазна карактеристика опада за 180° . Код инверторске струје пад фазне карактеристике на резонантној појави је компензован растом фазне карактеристике на антирезонантном пику. Код мрежне струје имамо пад од 180° без претходног раста. Пошто у трентку пада фазна карактеристика пресеца -180° , ако је пик изнад вредности 0 dB, претек појачања ће бити негативан и самим тим систем нестабилан.



Слика 3: Бодеове карактеристике

Обарање пика испод 0 dB би стабилисало систем и у литератури се може наћи неколико начина:

- Увођењем филтра непропусника учестаности [4], [5] што претставља проблем јер резонантна фрекфенција није позната и мења се због променљиве индуктивности мреже, па се она мора некако естимирати да би се добили жељени резултати. Увођење филтра непропусника учестаности изобличује фазну карактеристику и тако ограничава остварив пропусни опсег.
- Додавањем отпорника на ред са кондензатором резонанција се пригушује, али то резултује губицима и додатном грејању што свакако није пожељно.
- Мерењем друге струје [3], [6] се може емулирати виртуелна отпорност без додатних губитака, али је потребно имплементирати на штампану плочу више сензора и контролни алгоритам се додатно компликује.

Још једно могуће решење јесте и обарање фазне карактеристике испод нивоа од -180° пре резонантне фреквенције, чиме би се избегло пресецање фазе од -180° . Како имплементација алгортима на дигиталном сигналном процесору уноси транспортно кашњење, овакав систем је могуће стабилисати [3] [2].

Дакле, да би систем са инверторском струјом био стабилан потребно је да фазна карактеристика падне испод -180° пре резонантне фреквнције. Тада ако сматрамо да регулатор има исто нула и полова, динамику, и да му је пропусни опсег испод резонантне фреквенције он неће имати утицај на фазну карактеристику. Из наведеног се може извести услов за стабилан рад система, а то је да аргумент фазног кашњења $e^{-T_d \omega_{res}}$ мањи мора узимати вредности мање од $\pi/2$:

$$\omega_{res}T_d > \frac{\pi}{2} \implies T_d > \frac{1}{4f_{res}} \tag{13}$$

Превелико кашњење ће опет дестабилисати систем ако се спустимо испод -360° што значи да смо обрнули круг и вратили се на нулу, па услов стабилости треба допунити са:

$$\frac{1}{4f_{res}} < T_d < \frac{4}{3f_{res}} \tag{14}$$

Опсег кашњења у којем је систем стабилан зависи од резонантне фрекфенције која није стална њене промене могу дестабилисати систем. Стога, пошто је за очување стабилности потребно оборити фазну карактеристику, постизање пропусних опсега блиским и већим од резонантне појаве је немогуће. Са друге стране, кашњење које би стабилисало систем са мрежном струјом би дестабилисало онај са инверторском. Дуалност ове две петље је описана у [2].



Слика 4: Ефекат додавања транспортног кашњења

Једини недостатак управљања инверторском струјом је што LCL уноси одређени фазни померај, што ремети управљање активном и реактивном снагом. Овај проблем се може решити бољим пројектовањем филтра или компензацијом преко мерења напона кондензатора. Међутим сви закључци су изведени за abc и не морају нужно да важе у dq домену, јер би ово важило у случају независне контроле сваке фазне струје. Из тог разлога је потребно пронаћи метод за анализу ових појава у dq систему.

4 Пројектовање дигиталног регулатора струје

4.1 Особине система

Резултат раније представљене анализе је мултиваријабилни систем 6. реда са 2 улаза и 2 излаза. Наредни корак је пројектовање дигиталног регулатора струје где су могућа два приступа. Први је да занемаримо спрегнутост између канала, и тако пројектујемо 2 независна регулатора за сваки канал посебно. Овај начин је доста једноставнији али ако спрегнутост канала није занемарљива даје лоше резултате. Други начин је узети у обзир спрегнутост канала и пројектовати декуплујући мултиваријабилни регулатор. Ова метода је доста компликованија, али некад неопходна за постизање жељених перформанси.

4.2 RGA (Relative Gain Analysis) анализа степена спрегнутости

Да би квантификовали спрегнутост и анализирали да ли је могуће пројектовати регулацију за независне канале, потребно је спровести анализу *Relative Gain Analysis - RGA*, за чије потребе је неопходно дефинисати матрицу у наставку:

$$RGA(G(s)) = G(s) \times (G^{-1}(s))^T$$
(15)

Где је "×" Шуров производ и представља множење сваког члана са еквивалентним другим чланом матрице или ".*" у *MATLAB*-у. *RGA* број је начин да се квантификује спрегнутоост на различитим фреквенцијама, где је за идеално распрегнуте канале он је једнак 0.

$$RGA_{number}(G(j\omega)) = ||RGA(G(j\omega)) - C||_{sum}$$
(16)

C је матрица упаривања, јединична ако је упаривање дијагонално (d напон управља d струјом) односно има јединице на споредној дијагонали ако је упаривање вандијагонално (d напон управља q струјом).



Слика 5: Вредности RGA броја

Са графика 5 можемо видети да је избор вандијагоналног управљања лошији због тога што вредност RGA

броја не пада на нулу на високим учестаностима. Приметни су пикови на резонантној фреквенцији што је и очекивано. Што се тиче пројектовања децентрализованог управљања оно је могуће за дијагонално упаривање, али ће донети нежељен ефекат на перформансе система. У нашем случају је посебно непожељно да промене у једној струји имају ефекат на другу струју због тога што струје одређују вредност и квалитет ињектиране активне и реактивне снаге.

4.3 Редукција димензија модела

Избор алата за пројектовање мултиваријабилног регулатора су значајно ограничене јер се за мултиваријабилни систем не могу дефинисати Бодеове карактеристике. Уместо амплитудске карактеристике могу се дефинисати сингуларне вредности. Од сингуларних карактеристика значајне су нам доња и горња сингуларна карактеристика. Међутим, због непостојања пандана фазне карактеристике, методе обликовања карактеристика се не могу применити у мултиваријабилном случају, па нам остаје пројектовање на бази инверзије динамике.

Проблем коришћења инверзије динамике у овом случају је тај што је је систем високог реда и поседује нуле у десној полуравни чије би инвертовање резултовало у нестабилан регулатор. Решење овог проблема може бити пројектовање декуплера без потпуне инверзије, али се онда поставља питање тачности модела. Такође, пошто је импеданса мреже променљива поставља се питање да ли желимо да инвертујемо део модела који је склон промени.

Ако погледамо сингуларне карактеристике на слици 6, јасно можемо да уочимо два региона, ниско и високо фреквентни. У ниско фреквентном региону уочавамо да су карактеристике размакнуте, што значи да је систем спрегнут, а у високо фреквентном где се налази резонантни пик уочавамо да су карактеристике спојене. Исти закључак смо добили и из *RGA* анализе. Пошто се резонантна фреквенција мења, а самим тим и позиција пика, свако узимање у обзир приликом пројектовања регулатора овог дела може изазвати проблеме. Тако да модел можемо апроксимирати само ниско фреквентним делом. Пример је дат на слици 6 где је приказан пример редукције дат за случај затварања повратне спреге по инверторској струји.



Слика 6: Подела на високо и ниско фреквентни регион лево, поређење упрошћеног и стварног модела десно

4.4 Инверзија динамике

Добијени редуковани модел је другог реда, не поседује нуле у десној полуравни и као такав је погодан за инверзију динамике. Даље се регулатор може добити као:

$$K(s) = \begin{bmatrix} \frac{\omega_0}{s} & 0\\ 0 & \frac{\omega_0}{s} \end{bmatrix} G_{approx}^{-1}$$
(17)

где је G_{approx}^{-1} функција преноса редукованог система, а ω_0 параметар који одређује пропусни опсег система.

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.

5 Испитивање стабилности и перформанси регулатора

Услед уведених апроксимација и проблема стабилности услед резонантног пика, који су размотрени у претходним поглавњима, потребно је извшити анализу која узима све феномене у обзир. Пошто се ради о мултиваријабилним системима, класично дефинисање стабилности преко амплитудске и фазне карактеристике није могуће јер оне нису дефинисане. За случај да је систем декуплован, проблем стабилности мултиваријабилног система можемо свести на проблем стабилности по појединачном каналу регулације, али у овом случају ми смо занемарили ефекат резонантног пика па ова метода није погодна. Стабилност се може испитати помоћу позиција полова. Међутим, пошто се показало да је вредност кашњења кључна за стабилност, овај начин је такође непрактичан. Као најпогоднији начин изабран је проширени Никвистов критеријум јер узима у обзир кашњење и даје могућност испитивања перформанси система.

5.1 Проширени Никвистов критеријум

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:

$$\Delta \arg(\det(W(j\omega) + I)) = P\pi + P_{imag}\pi/2 \tag{18}$$

када $\omega \in (0, \infty)$, где је *P* број полова у десној полуравни, а P_{imag} број полова на имагинарној оси [7].

5.2 Векторска маргина

Класични начини испитивања преко фазне и амплитудске маргине могу дати лажну слику о перформансама и робусности контролера. Због тога је векторска маргина, која је у неку руку спој ове две маргине, боља опција за дефинисање робусности.

Пошто је наш систем мултиваријабилан, дефинисање векторске маргине није једноставно. Међутим како је показано у [8] она се може дефинисати преко сопствених вредности матрице функције преноса као:

$$\alpha = \inf_{\omega} \min_{i} |1 + \lambda_i(W(j\omega))| \tag{19}$$

где су λ_i решења једначине:

$$\det[\lambda(s)I - W(s)] = 0 \tag{20}$$

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

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

5.3 Остварене перформансе регулатора

Према дефинисаним критеријумима у претходним поглавњима нацртани су графици за затварање спреге преко инверторске односно мрежне струје. За конкретан систем закључујемо да је стабилан ако Никвистова крива не окружује координатни почетак, што се може закључити из једначине 18.

5.3.1 Инверторска струја

На слика 7. и 8. приказане су Никвистове криве система без уважавања кашњења. Са слике 7. можемо да видимо да без кашњења крива не окружује координатни почетак тако да је систем стабилан. Додавање кашњења доводи до тога да крива окружи координани почетак и дестабилише систем, слика 8. Даље се може уочити да додавање кашњења смањује векторску маргину и погоршава перформансе регулатора на слици 9, тако да је кашњење јако непожељно у овој методи и треба га смањити што је више могуће. Приметимо да, за исто кашњење, системи са већим пропусним оспегом имају мању векторску маргину, тако да нам је кашњење ограничавајући фактор за постизање пропусног опсега.

5.3.2 Мрежна струја

Ако се анализира ситуација када је регулациона петља затворена са стране мрежне струје, може се закључити да без кашњења крива окружује координатни почетак па је систем нестабилан, слика 7. Додавањем кашњења можемо учинити да крива окружи координатни почетак и да систем постане стабилан, Међутим, превелико кашњење поново дестабилише систем као што је приказано на слици 8. Границе стабилности зависе од параметра ω_0 , па се са порастом пропусног опсега регулације смањује опсег кашњења за који је систем стабилан, као и максимална остварива векторска маргина (слика 9). Проблем код ове методе је што због ефекта променљиве импедансе мреже не можемо бити сигурни да радимо са кашњењем које обезбеђује максималну маргину, па се мора радити на мањем пропусном опсегу да би обезбедила робусност регулатора.



Слика 7: Никвистова крива за систем без кашњења



Слика 8: Никвистова крива за различика кашњења



Слика 9: Зависност векторске маргине од кашњења

5.4 Потискивање поремећаја

У посматраном систему, као поремећај се посматра мрежни напон. За потребе испитивања робусности регулатора потребно је извести функцију преноса поремећаја до излаза. Ова функција се може извести из једначине 5 као:

$$G_d(s) = C(sI - A)^{-1}B_d$$
(22)

где С и А узимају исте вредности као из 8 и 10, а матрица B_d узима вредност:

$$B_{d} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{2}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{2}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(23)

Коришћењем комбинованог мимо правила добијамо пренос од поремећаја до излаза као:

$$G_{ei}(s) = \frac{i_{1,2}^{dq}}{e^{dq}} = (G_{1,2}(s)K(s) + I)^{-1}G_d(s)$$
(24)



Слика 10: Блок шема система



Слика 11: Функција преноса од поремећаја до излаза

Са аспекта потискивања поремећаја, већи пропусни опсег резултује у боље потискивање поремећаја. Будући да са инверторском струјом можемо постићи веће пропусне опсеге, тај метод је супериорнији са стране потискивања поремећаја, што се може уочити и са слике 11.

5.5 Дискретизација и имплементација

Ради имплементације регулатора на дигиталном сигналном и тестирања алгоритма у реалним условима процесору потребно је извршити дискретизацију. Метода којом је вршена дискретизација је билинеарна метода дефинисана са:

$$G(z) = G(s)\Big|_{s=\frac{2}{T_s}\frac{z-1}{z+1}}$$
(25)

Раније добијени регулатор је дефинисан у матричној форми као функција преноса:

$$K(s) = \begin{bmatrix} K_{11}(s) & K_{12}(s) \\ K_{21}(s) & K_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{u_1^{dq}(s)}{i_e^{dq}(s)} \implies u_1^{dq}(s) = K(s)i_e^{dq}(s) \implies \begin{bmatrix} u_1^d(s) \\ u_1^q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11}(s) & K_{12}(s) \\ K_{21}(s) & K_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e^d(s) \\ i_e^q(s) \end{bmatrix}$$
(26)

где је $i_e^{dq} = i_{ref}^{dq} - i^{dq}$

У нашем случају је $K_{11}(s) = K_{22}$ и $K_{12}(s) = -K_{21}(s)$. Дакле, добијени регулатор има функцију преноса облика:

$$K_{11}(s) = K_p + K_i/s, \quad K_{12} = K_{dq}/s$$
 (27)

На бази датих израза за регулатор и предложену билинеарну трансформацију могу се у наставку дефинисати закони управљанја. Изразом (28) је најпре дефинисан прелазак у z домен, да би се у наредном изразу извршио прелазак у форму која је прихватљива за практичну имплементацију. Закон за добијање управљања по u_1^q се може извести на идентичан начин.

$$u_{1}^{d}(s) = (K_{p} + \frac{K_{i}}{s})i_{e}^{d}(s) + \frac{K_{dq}}{s}i_{e}^{q}(s) \xrightarrow{\mathbb{Z}} 2(z-1)u_{1}^{d}(z) = 2(z-1)K_{p}i_{e}^{d}(z) + T_{s}K_{i}(z+1)i_{e}^{d}(z) + T_{s}K_{dq}(z+1)i_{e}^{q}(z)$$

$$u_{1}^{d}[n] = u_{1}^{d}[n-1] + (K_{p} + K_{i}T_{s}/2)i_{e}^{d}[n] + (K_{i}T_{s}/2 - K_{p})i_{e}^{d}[n-1] + K_{dq}T_{s}/2(i_{e}^{q}[n] + i_{e}^{q}[n-1])$$
(29)

6 Анализа кашњења

Пошто смо закључили да је кашњење кључно за стабилност и перформансе контролера потребно га је испитати. Данас се контролери имплементирају на дигиталним сигналним процесорима, микроконтролерима као и раним процесорским интегрисаним колима, који синхроно одабирају податке са неком фреквенцијом одабирања и самим тим уносе кашњење. У зависности од хардверске реализације процесора (брзине процесорског сата), као и идејног решења за алгоритам и начина имплементације истог, ова кашњења могу бити већа или мања.

6.1 Генерисање импулсно ширинске модулације

Углавном се за генерисање импулсно ширинске модулације (енг. *Pulse Width Modulatiom (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 *PWM*-а добијамо преко финалне вредности бројача као:

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{2cnt_{val}} \tag{30}$$

где је f_{clk} фреквенција периферије, а cnt_{val} максимална вредност бројача. Трајање импулса се дефинише преко регистара за поређење, слика 12. Услед прекидачке природе система, излазне струје ће имати нежељене компоненте у спектру које ће бити у зависности од учестаности *PWM*-а. Ова компонента се мора уклонити због нормалног функционисања регулатора.



Слика 12: Генерисање РШМ сигнала

6.2 Одабирање струје

Да би се избегла валовитост струје на фреквенцији *PWM*-а може се извести такозвано синхроно одабирање. Приметимо да струја увек пролази кроз средњу вредност онда када вредност бројача дође до максимума, слика 12. Тако да, ако би се одабирала струја у том тренутку, добили бисмо средњу вредност. Међутим, овај метод има ману јер је доста осетљив на шум и фазна кашњења која се могу јавити због реализације мерења. Решење овог проблема је усредњавање струје на једној периоди прекидања. Овакав филтер има бесконачно слабљење на фреквенцији прекидања и њеним умношцима [9]. Међутим, усредњавање уноси кашњење од пола периоде прекидања [10], што се може показати ако се усредњавање посматра као прозор који се помера у времену:

$$\frac{1}{T_p} \int_{-T_p}^{0} i(t)dt = \frac{1}{T_p} \int_{-\infty}^{0} i(t)dt - \frac{1}{T_p} i(t - T_p) \xrightarrow{\mathcal{L}} \frac{I(s)}{T_p s} - \frac{I(s)e^{-T_p s}}{T_p s} = \frac{1 - e^{-T_p s}}{T_p s} I(s)$$
(31)

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

$$G_{os} = \frac{1 - e^{-T_p s}}{T_p s} \approx e^{-\frac{sT_p}{2}}$$
(32)

6.3 Хардверска имплементација контролног алгоритма

Да би се задала напонска референца потребно је измерити струју, извршити израчунавања алгоритма и уписати вредност у регистар. Пошто израчунавање алгоритма траје неко време немогуће је уписати вредност у регистар одмах при мерењу струје. Мора се чекати следећа периода да би се вредност уписала у регистар што уноси кашњење од још једне периоде одабирања T_s . Поред тога референца остаје константна једну периоду одабирања па функција задршке 1. реда прави кашњење од:

$$G_{ho}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \approx T_s e^{-\frac{sT_s}{2}}$$
(33)

па је кумулативно кашњење једнако $\frac{T_s}{2} + T_s$ за случај без усредњавања и $\frac{T_s}{2} + T_s + \frac{T_p}{2}$ за одабирање са усредњавањем.

Ако желимо да смањимо кашњење можемо, уместо једном по периоди, одабирати два пута по периоди када бројач постиже минимум и максимум вредности. Тако ефективно постижемо да нам је периода одабирања $T_s = T_p/2$.

Међутим, постоји начин да задржимо предности усредњавања и мањег кашњења ако паметно расподелимо мерења и извршавање алгоритама као што је показано у [10]. Пошто време извршавања алгоритма на новијим дигиталним сигналним процесорима траје много краће него периода прекидања, можемо то искористити тако што ћемо усредњавање завршити мало пре него што бројач, који дефинише периоду комутовања енергетских прекидача, стигне до минималне или максималне вредности. Затим ће се извршити контролни алгоритам и вредност уписати пре него што бројач стигне до максимума или минимума. На овај начин ефективно је избегнуто кашњење од једне периоде одабирања. Описани принцип се може уочити на слици у наставку.



Слика 13: Принцип напредног модела одабирања мерене струје

7 Експериментални резултати

Контролни алгоритам је имплементиран на дигиталном сигналном процесору фирме Тексас инструмент на моделу TMS320F28379D. Физички урећај је симулиран на принципу хардвера у петљи *eng. Hardware In the Loop (HIL)* на уређају фирме Тајфун хил на уређају HIL-402.

Уређај функционише тако што са контролне картице долазе *PWM* сигнали који улазе на дигиталне улазе уређаја. Сигнали побуђују транзисторе који се симулирају на уређају. Извршена симулација шаље мерења преко аналогних излаза где се они одабирају преко аналогно дигиталног конвертора микропроцесора.



Слика 14: Експериментална поставка

Одабрана је вредност за параметар $\omega_0 = 400\pi$ јер се за ту вредност најбоље виде феномени приказани у предходним поглављима. Параметри коришћени за симулацију система су дати у табели 1. Коришћено је напредно распоређивање задатака, описано у предходном поглављу, са размаком за извршавање од 10 μ s. Ово извршавање може бити краће међутим за потребе чувања варијабли које се после извлаче из процесора време је морало бити продужено, што се може променити за финалну апликацију.

Добијени резултати поклапају се са предходно урађеним аналитичким прорачуном. Коришћење напредног распоређивања задатака смањује кашњење као што је и очекивано, и у том случају ако се за струју повратне спреге узме струја мреже систем ће бити нестабилан. Са друге стране, ако се петља затвара по инверторској струји резултат ће бити стабилан систем са добрим перформансама. На сликама у наставку, 15. и 16, приказани су одзиви система без и са додатим кашњењима. Струја по d оси је регулисана на нулту вредност док је струја по q оси прво узимала константну вредност, након чега долази до нагле промене. Може се закључити да без додатног кашњења мрежна струја испада из стабилности, док у случају додавања кашњења у систем инверторска струја постаје нестабилна.

Параметар	Вредност
Фреквенција одабирања f_s	20 kHz
Фреквенција прекидања <i>f</i> _{PWM}	10 kHz
Индуктивност L ₁	3.1 mH
Индуктивност L ₂	1.6 mH
Индуктивност мреже L_{grid}	0.5 mH
Отпорност мреже R_{grid}	0.7 Ω
Филтерски кондензатор <i>LCL</i> -а C_f	10.0 µF
Резонантна фреквенција <i>LCL</i> -а <i>f</i> _r	1.422 kHz
Напон мреже	120 V
Фреквенција мреже	60 Hz
Улазни напон инвертора	400 V

Табела 1: Параметри коришћени за симулацију

Да би стабилисали систем са мрежном струјом, морамо увести додатна кашњење. Оно је уведено тако што се користи мерење струје од пре три периоде одабирања. Као што је и предвиђено, додавање кашњења је стабилисало систем са мрежном а дестабилисало систем са инверторском струјом. Овим је потврђена предходно показана дуалност између ове две методе.



Слика 15: Експериментални резултати без додатог кашњења



Слика 16: Експериментални резултати са 3 Т_в додатог кашњења

8 Закључак

У овом раду извршено је пројектовање струјног регулатора за потребе рада трофазног мрежног инвертора са LCL филтром у dq синхроноротирајућем систему без занемаривања ефеката спрегнутости и феномена услед резонанције LCL-а. Регулатор је имплементиран на дигиталном сигналном процесору, а хардвер је симулиран помоћу *HIL* уређаја. Експериментално добијени резултати одговарају аналитичким закључцима добијеним у првим поглављима рада.

Може се закључити да је затварање повратне спреге по инверторској струји супериорније са аспекта пропусног опсега и потискивања поремећаја за већину практичних апликација. Узимајући у обзир да је метода инверторске струје поузданија и са аспекта променљиве импедансе мреже, може се закључити да је овај метод бољи избор са аспекта практичних примена.

Библиографија

- 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] H. Ge, Y. Zhen, Y. Wang, and D. Wang, "Research on lcl filter active damping strategy in active power filter system," in 2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), pp. 476--481, 2017.
- [5] B.-W. An, H.-W. Kim, K.-Y. Cho, B.-M. Han, and G.-B. Chung, "Active damping of lcl filter without capacitor voltage sensors for three phase pwm inverter," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 7129--7133, 2013.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] S. N. Vukosavic, Grid-Side Converters Control and Design. Springer International Publishing, 2018.
- [10] 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.