

УПРАВЉАЊЕ УСПОСТАВЉАЈУЋИМ ПРЕТВАРАЧИМА ЕНЕРГЕТСКЕ  
ЕЛЕКТРОНИКЕ У МИКРОМРЕЖИ

CONTROL OF GRID-FORMING POWER ELECTRONIC CONVERTERS IN A  
MICROGRID

Дејан Јовић, Марко Векић, Факултет техничких наука, Нови Сад

Област – ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И РАЧУНАРСТВО

**Кратак садржај** – У овом раду је објашњено управљање успостављајућим претварачима у микромрежи помоћу друп (droop) контроле. Извршене су симулације на моделима са једним и два успостављајућа претварача повезаним са различитим потрошачима. На крају рада су дати одзиви који описују понашање успостављајућих претварача приликом друп (droop) управљања.

**Кључне речи:** успостављајући претварач, инвертор, друп (droop) контрола.

**Abstract** – This paper describes the control of grid-forming converters in a microgrid using droop control. Simulations were performed on models with one and two grid-forming converters connected to different loads. At the end of the paper, simulation results were given that describe the behavior of the grid-forming converters during droop control.

**Keywords:** Grid-forming converters, inverter, droop control.

1. УВОД

Све већа употреба дистрибутивних енергетских извора повлачи нове изазове за стабилан рад електроенергетских система. Термин микромрежа описан је као „скуп потрошача и извора који ради као јединствени управљиви систем који снабдева снагу и топлоту у околину“ [1].

У овом раду посматра се само ток снага између генератора и потрошача. У конвенционалним мрежама, управљање успостављајућим инверторима примењује се при различитим временским скалама, као што су примарна, секундарна и терцијарна контрола [5], [6]. Примарна контрола је унутрашња петља сваког генератора, која осигурава стабилност мреже у стационарном стању и у транзијентима. Циљ секундарне контроле јесте да врати фреквенцију у номиналну радну тачку. Терцијарна контрола регулише ток снага унутар различитих међувеза мреже, нпр. две повезане микромреже.

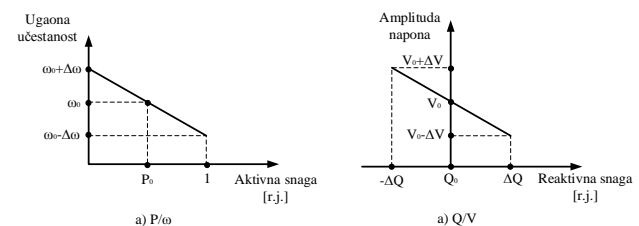
У овом раду, посматра се само примарна и секундарна контрола. Постоје два главна циља управљања инвертора повезаних на мрежу.

НАПОМЕНА:

Овај рад проистекао је из мастер рада чији ментор је био др Марко Векић, ванр. проф.

Први циљ, код снабдевајућих инвертора, јесте да регулише једносмерни напон на улазу. На овај начин, покушава да се пренесе целокупна снага извора до мреже. Други циљ управљања, код успостављајућем режиму, јесте да се управља излазом напона и фреквенције, чиме се остварује аутономна мрежа. Друп (droop) управљање је окосница модерних електроенергетских система и представља средство за остваривање раздјеливања снаге без употребе комуникационих средстава између синхроних генератора.

2. ДРУП (DROOP) КАРАКТЕРИСТИКЕ



Слика 2.1. Друп (droop) карактеристике

Друп (droop) управљање је један од принципа управљања на основу којег се остварује раздјеливање снаге у мрежи. При извођењу друп (droop) управљања показано је да је активна снага спрегнута са углом напона, а реактивна снага са амплитудом напона.

-Параметри друп (droop)-а:

У овом раду усвајамо да је појачање  $k_p$  једнако:

$$k_p = -0,5 \cdot 10^{-4} \frac{Hz}{W} \quad (1)$$

Уважавањем номиналних вредности активне снаге и фреквенције, 10kW и 50Hz редно, и линеарне функције са слике 2.1.а добијамо члан  $n_p$ :

$$n_p = 50 + 0,5 \cdot 10^{-4} \cdot 10 = 50,5Hz \quad (2)$$

На основу горњих параметара добијамо једначину  $P/\omega$  друп (droop) карактеристике:

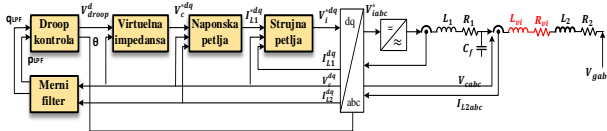
$$f = -0,5 \cdot 10^{-4} \cdot P + 50,5 \quad (3)$$

Аналогно  $P/\omega$  карактеристици, уважавањем појачања  $k_q = 12 \cdot 10^{-3} \frac{V}{VAr}$  и номиналних вредности реактивне

снаге и напона,  $5kVAr$  и  $400V$  редно, добија се једначина Q/V друп (droop) карактеристике:

$$V = -12 \cdot 10^{-3} \cdot Q + 460 \quad (4)$$

### 3. УПРАВЉАЊЕ УСПОСТАВЉАЈУЋИМ СКЛОПОМ



Слика 3.1. Шема управљања успостављајућег инвертора са друп (droop) управљањем, LCL филтром и виртуелном импедансом

Главни елементи контролног дела шеме су друп (droop) управљање, напонска петља и струјна петља. Ту су још и мерни филтар и виртуелна импеданса, као и Паркова трансформација. Будући да без обзира на филтар, ипак постоји валовитост напона и струје услед прекидања PWM-а, потребно је убацити и нископропусни мерни филтар у коло. На овај начин се може успоставити микромрежа састављена од једног успостављајућег претварача и потрошача под условом да постоји сталан доток активне снаге.

#### 3.1. LCL филтар

Прорачун параметара LCL филтра се врши у четири корака [1]:

1. Прорачун потребне индуктивности са инверторске стране на основу унапред дефинисане максималне дозвољене вредности валовитости струје.
2. Индуктивност LCL филтра са мрежне стране бира се много мањом од оне са стране претварача
3. Капацитивност кондензатора изабрана је у зависности од избора резонантне учестаности.
4. Пасивни пригушни отпорници се бирају на основу жељеног фактора пригушења.

#### -Прорачун вредности параметара:

Резонантну фреквенцију бирамо у вредности:

$$10f_g < f_f < \frac{f_s}{10} \quad (5)$$

где је  $f_g$  мрежна (50Hz), а  $f_s$  прекидачка учестаност (10kHz). Вредност  $L_f = L_1 || L_2$  рачунамо на основу једначине за вршну вредност валовитости струе:

$$\Delta I_n = \frac{V_{DC} m_{max}}{8\sqrt{3}f_s L_f} \quad (6)$$

На основу израчунате вредности  $L_f$ , и усвајања да је  $L_2 = 0.25 \cdot L_1$  [5], могу се израчунати вредности индуктивности са инверторске и мрежне стране. Након што је изабрана резонантна учестаност и

израчуната индуктивност  $L_f$ , може се израчунати вредност капацитивности филтра:

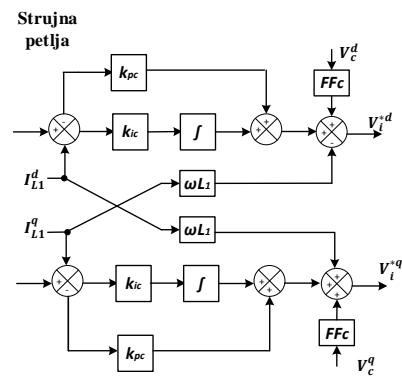
$$C_f = \frac{1}{L_f \omega_f^2} \quad (7)$$

Вредност пригушне отпорности  $R_d$  се израчунава на основу:

$$\zeta_p = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad (8)$$

#### 3.2. Струјна петља

Струјна петља се састоји од ПИ регулатора у обе осе, садржи спрежне чланове по обе осе и прескочну везу кондензаторских напона  $v_c^{dq}$  преко појачања FFc.



Слика 3.2.1. Струјна петља

Два распрегнута линеарна система првог реда су дата:

$$L_1 \frac{di_{L1}^d}{dt} = -R_1 i_{L1}^d + u^d \quad (9)$$

$$L_1 \frac{di_{L1}^q}{dt} = -R_1 i_{L1}^q + u^q \quad (10)$$

Појачање петље у директној грани са ПИ регулатором и пригушницом са инверторске стране износи:

$$l(s) = \left( \frac{k_{p,c}}{Ls} \right) \frac{s + k_{i,c}/k_{p,c}}{s + R_1/L_1} \quad (11)$$

Након поништења пола је  $l(s) = \frac{k_{p,c}}{Ls}$ , а преносна функција затворене петље по d и q осе износи:

$$\frac{i_{L1}^d}{i_{L1}^{*d}} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (12)$$

При чему је:

$$k_{p,c} = \frac{L_1}{\tau_i} \quad (13)$$

$$k_{i,c} = \frac{R_1}{\tau_i} \quad (14)$$

#### 3.3. Виртуелна импеданса

Додатно пригушење у колу се постиже убацивањем виртуелне импедансе у коло. Референтне вредности напона на филтарским кондензаторима у том случају изnose:

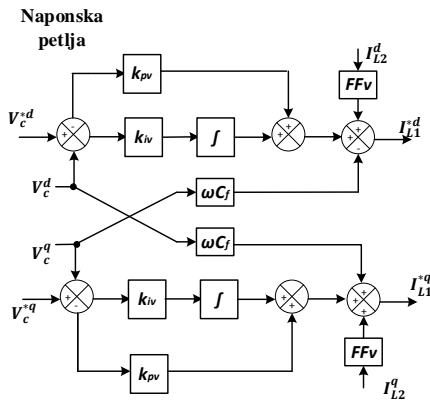
$$v_c^{d*} = v_{droop}^d - r_{vi} i_{L2}^d + \omega l_{vi} i_{L2}^q \quad (15)$$

$$v_c^{q*} = -r_{vi} i_{L2}^q - \omega l_{vi} i_{L2}^d \quad (16)$$

где су  $r_{vi}$  и  $l_{vi}$  отпорни и индуктивни део виртуелне импедансе представљене у релативним јединицама редом.

### 3.4. Напонска петља

Циљ алгоритма управљања успостављајућег инвертора је да регулише амплитуду напона и фреквенцију на излазу и да достави потребну активну и реактивну снагу остатку мреже. Циљ управљања напонске петље је да регулише напон на кондензатору  $C_f$ .



Слика 3.4.1. Напонска петља

Динамика ове петље је приказана у следећим једначинама у dq домену:

$$C_f \frac{dV_c^d}{dt} = C_f \omega V_c^q + i_{L1}^d - i_{L2}^d \quad (17)$$

$$C_f \frac{dV_c^q}{dt} = -C_f \omega V_c^d + i_{L1}^q - i_{L2}^q \quad (18)$$

Преносна функција ПИ регулатора гласи:

$$G_{PIv}(s) = k_{pv} \frac{s+z}{s} \quad (19)$$

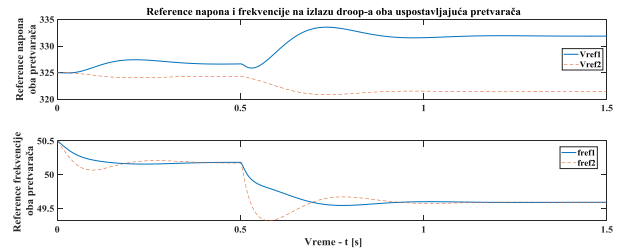
Појачање отворене петље може да се израчуна:

$$l(s) = \frac{k_{pv}}{2T_s C_f} \left( \frac{s+z}{s+T_i^{-1}} \right) \frac{1}{s^2} \quad (20)$$

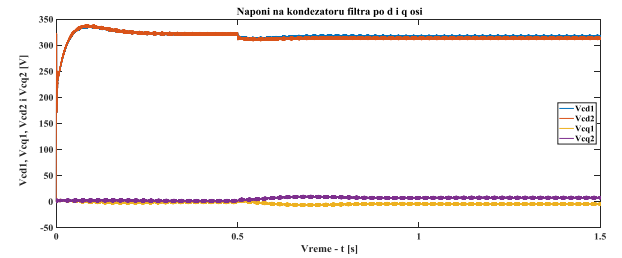
## 4. РЕЗУЛТАТИ СИМУЛАЦИЈА

У овом раду извршене су симулације у програму MATLAB Simulink на моделима са једним и два успостављајућа склопа у микромрежи. У наставку су дати одзиви симулација са два успостављајућа претварача у микромрежи. На слици 4.1. су дати одзиви референтног напона и фреквенције на излазу друп (droop) контроле оба претварача. На сликама 4.2. и 4.3. су приказани одзиви напона на кондензатору и активне и реактивне снаге при моделу са два успостављајућа склопа, редом. Симулације су започете са претварачима повезаним са само једним потрошачем,

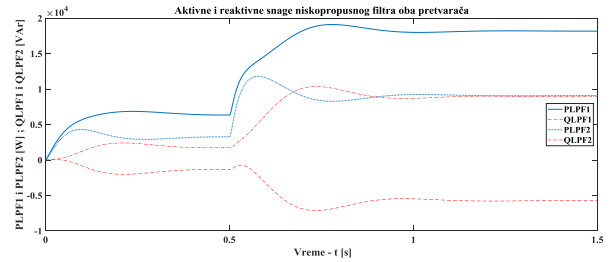
а након неког тренутка је у мрежу убачен и други потрошач.



Слика 4.1. Референце напона и фреквенције на излазу droop-а оба претварача



Слика 4.2. Одзиви напона на кондензаторима филтра два успостављајућа склопа у микромрежи



Слика 4.3. Одзиви активних и реактивних снага два успостављајућа склопа у микромрежи

## 5. ЗАКЉУЧАК

У овом раду изведен је модел управљачке шеме успостављајућих претварача. То извођење укључује извођење параметара друп (droop) контроле, LCL филтра, струјне петље, напонске петље и виртуелне импедансе. Након извођења модела успостављајућег инвертора, тај модел је искоришћен у софтверском окружењу MATLAB/Simulink да би се анализило понашање претварача у микромрежи. Демонстриран је утицај друп (droop) управљања и различитих врста оптерећења на рад једног и два претварача повезана у микромрежи.

## 6. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Modeling Techniques and Control Strategies for Inverter Dominated Microgrids – Aris Gkountaras, Universitätsverlag der TU Berlin
- [2] Small-signal stability modelling, sensitivity analysis and optimization of droop controlled inverters in LV microgrids – Simon Eberlein, Krzysztof Rudion, University of Stuttgart, Pfaffenwaldring 47A, 70569 Stuttgart, Germany

- [3] Modelling and analysis of Shunt-connected Voltage Source Converter for voltage dip mitigation – PAOLO CILONA, Göteborg, Sweden 2010
- [4] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, Grid converters for photovoltaic and wind power systems. Wiley Ltd, 2011
- [5] A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, “Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1205–1217, April 2011
- [6] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, and P. Tomasini, “Ac/dc/ac pwm converter with reduced energy storage in the dc link,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 287–292, Mar 1995.
- [7] M. Winkelnkemper, Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe. PhD thesis, FG Leistungselektronik, Technische Universität Berlin, 2005. (na nemačkom).
- [8] He J, Li YW. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation. *IEEE Trans Ind Appl* 2011;47:2525–38
- [9] Wu X, Shen C, Iravani R. Feasible range and optimal value of the virtual impedance for droop-based control of microgrids. *IEEE Trans Smart Grid* 2017; 8: 1242–51
- [10] Hans F, Schumacher W, Harnefors L. Small-signal modeling of three-phase synchronous reference frame phase-locked loops. *IEEE Trans Power Electron* 2018;33:5556–60.
- [11] Zou Z, Liserre M. Modeling phase-locked loop-based synchronization in grid-interfaced converters. *IEEE Trans Energy Convers* 2019. pp. 1–1.
- [12] Nagliero A, Mastromauro RA, Liserre M, Dell’Aquila A. Synchronization techniques for grid connected wind turbines. In: 2009 35th annual conference of IEEE industrial electronics, Nov. 2009. p. 4606–13.
- [13] Midtsund T, Suul JA, Undeland T. Evaluation of current controller performance and stability for voltage source converters connected to a weak grid. In: The 2nd international symposium on power electronics for distributed generation systems, (Hefei, China), IEEE, June 2010. p. 382–8.
- Chung S. Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems. *IEE Proc-Electric Power Appl* 2000;147:213–9
- [14] Golestan S, Guerrero JM. Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter. *IEEE Trans Industr Electron* 2015;62:1679–82.
- [15] *Power Quality in Modern Power Systems* – edited by P.Sanjeevikumar, C. Sharmeela, Jens Bo Holm-Nielsen, P.Sivaraman
- [16] F. Jenni and D. Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag an der ETH Zürich, 1995. (in German).

#### Кратка биографија:



**Дејан Јовић** рођен је у Новом Саду, 17. октобра 1997. године. Средњу школу је завршио у родном граду 2016. године. Исте године је уписао на Факултету техничких наука у Новом Саду, смер Енергетика електроника и телекомуникације. Основне академске студије завршио је 2021. године. контакт: liv.dejan@gmail.com



**Др Марко Векић** је ванредни професор на Факултету техничких наука у Новом Саду, на Катедри за Енергетску електронику и претвараче. Области интересовања су му енергетска електроника у преносним и дистрибутивним мрежама и квалитет електричне енергије.

контакт: vekmar@uns.ac.rs