

ФАЗНА РЕГУЛАЦИЈА ДРАЈВЕРА ЗА ИНВЕРТОР ЗА БЕЖИЧНИ ПУЊАЧ ЗА ЕЛЕКТРИЧНА ВОЗИЛА

PHASE REGULATION FOR INVERTER DRIVERS FOR WIRELESS CHARGERS FOR ELECTRICAL VEHICLES

Никола Стевановић, Владимир Рајс, Факултет техничких наука, Нови Сад

Област – ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И РАЧУНАРСТВО

Кратак садржај – У овом раду је приказан један могући начин управљања драјверима инвертора. Идеја је да се гломазан и компликован систем сачињен од рачунара, каблова, функцијског генератора и извора електричне енергије замијени микроконтролером са дисплејом осјетљивим на додир и омогући интеракција са крајњим корисником. Пројекат је базиран на развојном систему Микромедиа 7 са микроконтролером STM32F746ZG и IPS 7-инчним дисплеју резолуције 800x480 пиксела осјетљивим на додир.

Кључне ријечи: Микроконтролер, фазно кашњење, PWM сигнал, инвертор.

Abstract – The paper presents one possible way of controlling the inverter drivers. The idea is to replace the bulky and complicated system consisting of a computer, cables, function generator and power source with a single microcontroller with a touch-sensitive display and enable interaction with the end user in order to raise the flexibility of the device to a higher level. The project is based on development system Mikromedia 7 with STM32F746ZG microcontroller and an IPS 7-inch touch-sensitive display with a resolution of 800x480 pixels.

Keywords: Microcontroller, phase delay, PWM signal, inverter.

1. УВОД

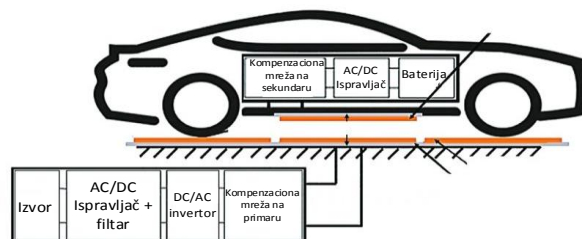
Електрични аутомобили су тренутно предмет истраживања многих водећих компанија у аутомобилској индустрији, стога како напредује развој електричних возила, тако се ради и на развијању пуњача. Бежични пуњачи постају интересантни и у аутомобилској индустрији. Бежични пуњачи не захтијевају каблове, прикључке, механички контакти не постоје, па је једноставност и робусност оваквих уређаја знатно већа.

На слици 1.1 приказани су сви функционални блокови бежичног пуњача: извор електричне енергије из мреже, исправљач, инвертер, компензационо коло на примару и секундару бежичног преноса енергије, исправљач и на крају потрошач, односно батерија која се пуни.

Тема овог рада јесте адекватна контрола DC/AC инвертора у циљу остваривања жељене снаге пуњења.

НАПОМЕНА:

Овај рад проистекао је из мастер рада чији ментор је био др Владимир Рајс, ванр. проф.

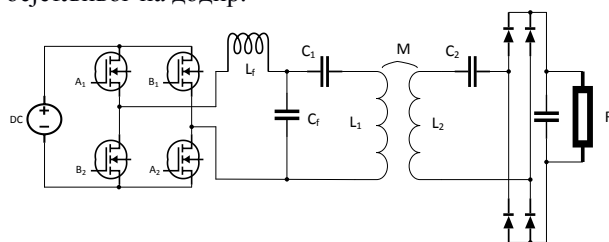


Слика 1.1 Функционални блокови бежичног пуњача. Количина пренесене енергије са примара на секундар директно зависи од контроле инвертора.

2. АНАЛИЗА ПРОБЛЕМА

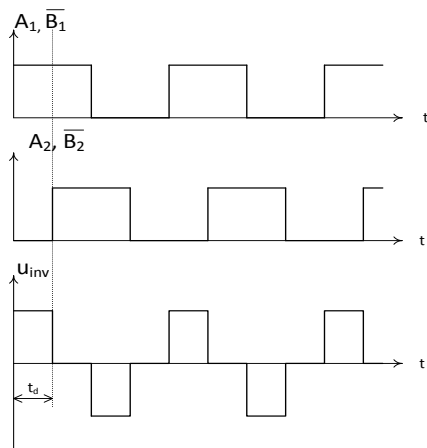
Захтјев пројекта јесте да се омогући пуњење жељеном снагом за дате параметре, као и унос и приказ свих параметара. Контрола снаге пуњења се врши фазним кашњењем између контролних сигнала на инвертору реализованом као потпуни мост (full bridge inverter). Контролни сигнали су импулсно-ширинско модулисани сигнали (PWM) [1]. То значи да је један од захтијева да контролни уређај може генерисати два PWM сигнала на фреквенцијама у опсегу 40kHz-90kHz (највећа ефикасност бежичног преноса је у опсегу 80kHz-90kHz [2], али због испитивања је пожељно да може и ниже од тога).

На слици 2.1 се види електрична шема бежичног пуњача. Четири транзистора, прикључена на једносмјерни напон U_{DC} , чине инвертор којим управљају сигнали A_1, A_2, B_1, B_2 , које је потребно генерисати помоћу контролера. Управљачки сигнали као и жељени излазни сигнал су приказани на слици 2.2. Пошто су сигнали $A_1 = \overline{B_1}$ и $A_2 = \overline{B_2}$, потребно је генерисати само два управљачка сигнала, док ће инвертовање и прилагођење бити реализовано на драјверским плочицама. Радну фреквенцију инвертора подешава корисник уносом жељене вриједности преко екрана осјетљивог на додир.



Слика 2.1 Електрична шема бежичног пуњача. Улазни једносмјерни напон се такође уноси преко екрана и мора се посебно обратити пажња да се

унесени напон који служи за прорачун фазног кашњења у потпуности слаже са стварним напонам на који је инвертор прикључен.

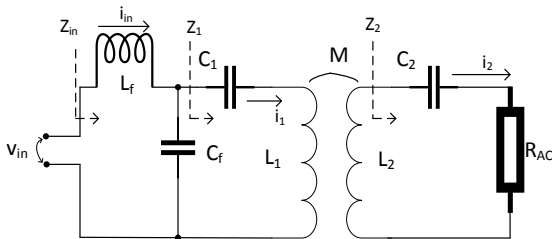


Слика 2.2 Управљачки сигнали које треба генерисати [3]

Калем L_f и кондензатор C_f чине нископропусно филтерско коло другог реда које пропушта само радну фреквенцију инвертора. L_1 , C_1 и L_2 и C_2 чине компензационе мреже на примару и секундару. Енергија на примару се прелива из калема у кондензатор, па се тиме добија велика брзина промјене струје кроз калем (зависно од радне фреквенције), а путем спреге два намотаја се енергија преноси из једног калема у други. M је коефицијент спреге, односно међуиндуктивност између примарног и секундарног намотаја. Колико ће максимално енергије бити пренесено зависи од међуиндуктивности M , као и радне фреквенције инвертора. Оптимална радна фреквенција је око 85kHz [2]. Микроконтролер не може директно управљати снажним мосфетима због недовољних струјних и напонских могућности, па њима управљају драјверска кола која немају улогу на прорачун контролних сигнала, па неће бити узета у разматрање.

2.1. Прорачун фазног помјераја

Једначине којима се долази до фазног кашњења између два контролна сигнала биће представљене у наставку. Електрично коло које треба ријешити је дато на слици 2.2.1.



Слика 2.2.1 Електрична шема кола које треба ријешити

Једначина од које се полази и у којој се крије информација о фазном помјерају дата је у наставку (2.1) [3].

$$v_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{DC} \cos\left(180^\circ - \frac{\alpha}{2}\right) \Rightarrow$$

$$\alpha = 180^\circ - 2 * \arccos\left(\frac{v_{in_{RMS}} * \pi}{2\sqrt{2} U_{DC}}\right) \quad (2.1)$$

Уколико се $v_{in_{RMS}}$ изрази преко познатих параметара, добиће се позната вриједност фазног помјераја.

$$v_{Lmax} = \sqrt{2} \sqrt{P_L R_{AC}} \quad (2.2)$$

Познавајући жељену снагу коју треба остварити и отпорност потрошача (2.2), може се израчунати максималан напон на излазу који је потребан за остваривање задате снаге. Пошто је коефицијент спреге пројектован тако да буде позната међуиндуктивност, може се наћи веза између улазног и излазног напона и улазне и излазне струје. Када се добије та веза, потребно је само уврстити прорачунати улазни напон у једначину 2.1 и добија се жељени резултат.

$$i_2 = \frac{j\omega M i_1}{R_{AC} + jX_2}; i_1 = \frac{v_1}{Z_1}; v_1 = \frac{jX_{C_f} Z_1}{Z_{in}(jX_{C_f} + Z_1)} v_{in} \quad (2.3)$$

Уврштавањем v_1 у израз за i_1 и уврштавањем струје i_1 у израз за струју i_2 , добија се једначина 2.4.

$$i_2 = \frac{j\omega M}{R_{AC} + jX_2} \frac{jX_{C_f} Z_1}{Z_{in}(jX_{C_f} + Z_1) Z_1} v_{in} = \frac{v_L}{R_{AC}} \quad (2.4)$$

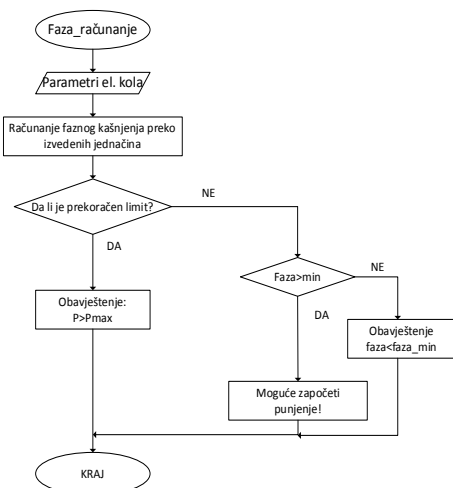
Рјешавањем израза 2.4, добија се једначина којом је могуће израчунати максималан улазни напон на инвертору, што је и потребно за израчунавање фазног кашњења.

$$v_{in_{max}} = \left| -\frac{Z_{in}(jX_{C_f} + Z_1) Z_2}{R_{AC} X_{C_f} \omega M} v_L \right|; v_{in_{RMS}} = \frac{v_{in_{max}}}{\sqrt{2}} \quad (2.5)$$

2.2. Алгоритам за одређивање фазног кашњења

Познавајући једначине потребне за израчунавање фазног кашњења, формиран је алгоритам рада који је дат на слици 2.1.1.

Фазни помјерај може бити нека непозната вриједност, јер функција \arccos може имати за аргумент неку вриједност већу од 1, што није могуће израчунати. Ово се дешава уколико се унесе жељена снага већа од максималне за дату поставку. Проблем може бити и уколико је унесена фаза мања од минималне вриједности. Превише кратак фазни помјерај би нарушио мртво вријеме које уносе драјвери. На овакве случајеве је потребно упозорити корисника и онемогућити почетак пуњења.



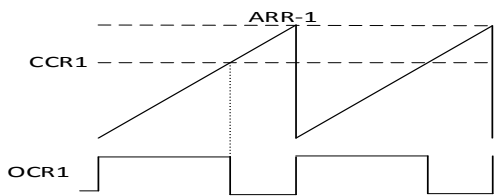
Слика 2.1.1 Алгоритам функције за израчунавање фазе

3. ГЕНЕРИСАЊЕ УПРАВЉАЧКИХ СИГНАЛА ПРЕКО КОМБИНОВАНОГ РЕЖИМА РАДА PWM ГЕНЕРАТОРА

За подешавање и иницијализацију свих периферија и модула одабраног контролера, користи се софтверски

алат STM32CubeMX. То је алат који омогућава да се графички одаберу модули и периферије који се желе користити, па алат сам генерише код који ће иницијализовати одређене регистре. Програмски код је куцан у програмском окружењу STM32CubeIDE компатибилним са конфигурактором кода [4].

Подешавање фреквенције PWM-а и фактора испуне се врши преко ARR и CCR регистара. Принцип генерисања сигнала дат је на слици 3.1 на којој се види да периоду сигнала дефинише ARR регистар, а фактор испуне CCR регистар. Излазни сигнал OCR1 је на високој вриједности све док вриједност бројача не достигне вриједност уписану у CCR регистар, а ниска вриједност траје док се бројач не ресетује, односно док не изброји до вриједности у ARR регистру. У једначинама 3.1 и 3.2 се види како се израчунавају фреквенција и фактор испуне.

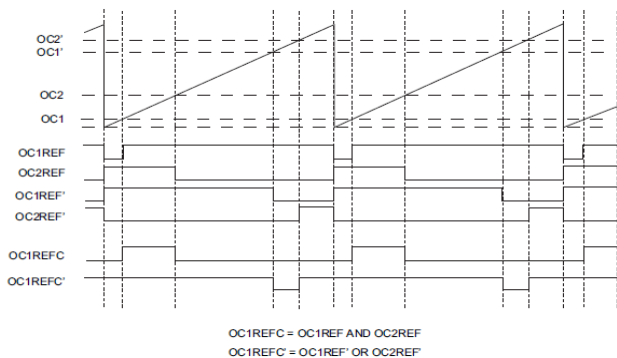


Слика 3.1 Принцип генерисања PWM сигнала

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{(ARR+1) \cdot (Prescaler+1)} \quad (3.1)$$

$$Faktor_ispune[\%] = \frac{CCRx}{ARR+1} \cdot 100\% \quad (3.2)$$

Комбиновани режим рада омогућава потпуну манипулацију над PWM сигнаlima. Помоћу овог режима могуће је подесити два сигнала произвољног фактора испуне са произвољним фазним кашњењем међу њима. Комбиновани режим рада формира излазни сигнал тако што прави логички збир (енг. OR) или логички производ (енг. AND) два PWM-а. Детаљније ће бити објашњено у наставку и на слици 3.2. На слици 3.2 су OC1REF и OC2REF два излаза који формирају коначан OC1REFC излаз. OC1REFC је настао као логичка И функција претходна два.



Слика 3.2 Начин генерисања PWM сигнала у комбинованом режиму [4]

Да ли ће излаз настати као логички збир или производ зависи од конфигурације канала који га формирају. Тајмер 3 има четири канала, канал 1 и канал 2 (CH1 CH2) формирају један комбиновани излаз на било ком од та два канала, а канал 3 и канал 4 формирају други комбиновани излаз на било ком од та два канала. Ако се излаз жели формирати на каналу 3 као логички производ канала 3 и канала 4, онда је потребно канал 3 подесити као комбиновани мод 2, а канал 4 у обичан PWM мод 1. У комбиновани мод се ставља онај канал

на коме је потребно излаз формирати као комбинацију два PWM-а.

3.1. Принцип формирања управљачких сигнала

Улазни параметар је прорачунато фазно кашњење дато као угао (степени). Први корак је скалирање фазног помјераја у број тактова, односно колико пута треба бројач да окине да би се добио жељени фазни помјерај. Сљедећи корак је одлучивање да ли се ради о проблему када закашњели сигнал прелази преко краја периоде високом или ниском вриједности, јер од тога зависи да ли излазни сигнал треба формирати помоћу AND или OR комбинације сигнала. Када се одлучи којом комбинацијом се формира коначан сигнал, онда је потребно још само подесити CCR регистре. Када се регистри подесе, PWM сигнал је спреман за генерисање.

Још једно ограничење јесте подешавање фреквенције. ARR регистар је цјелобројног типа, па и фреквенција може бити тачна једино ако се у ARR регистар уписује цјелобројни податак (ако је такт за тајмер дјелјив производом жељене фреквенције и прескалера). Пошто се фреквенција подешава у опсегу 40kHz-90kHz, а прескалер је подешен на вриједност 1, онда је опсег вриједности за ARR регистар дат једначином 3.3. Пошто је ARR регистар цјелобројне вриједности, онда би вриједност 533.33 била заокружена на 533, па би подешена фреквенција била 90.056kHz, што је грешка од само 56Hz, тако да је ово рјешење сасвим довољно тачно.

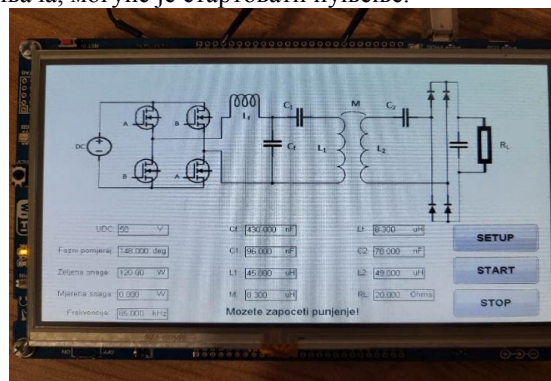
$$ARR = \frac{f_{clk}}{(f_{PWM}) \cdot (Prescaler+1)} = \frac{96MHz}{2 \cdot f_{PWM}} \quad (3.3)$$

$$\frac{96MHz}{2 \cdot 90kHz} = 533.33 < ARR < \frac{96MHz}{2 \cdot 40kHz} = 1200 \quad (3.4)$$

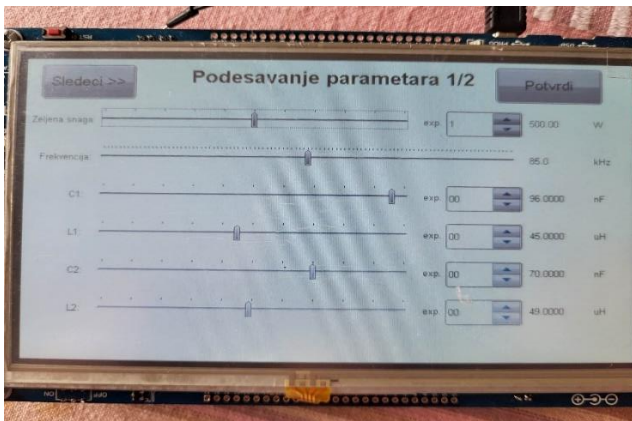
4. ИЗГЛЕД РЕАЛИЗОВАНОГ УРЕЂАЈА И КОНТРОЛНИХ СИГНАЛА

Циљ пројекта јесте да се омогући манипулација снаге пуњења возила преко екрана осјетљивог на додир за различите потребе корисника и различите типове уређаја (различита возила, параметри пуњача...). На сликама 4.1, 4.2 и 4.3 биће приказани редом прозори: почетни екран (испис свих параметара и контролна дугмад), први прозор за подешавање параметара (омогућено подешавање одређеног броја параметара пуњача), други прозор за подешавање параметара (омогућено подешавање остатка параметара).

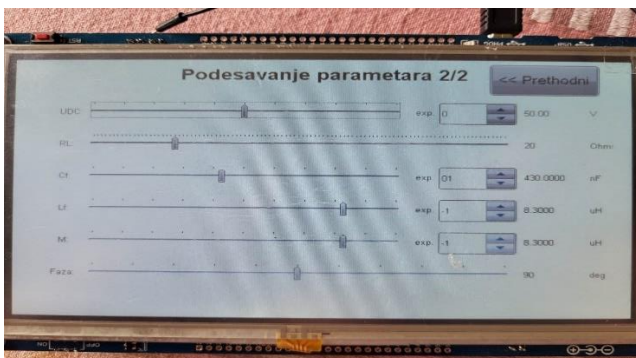
У случају да су унесене добре вриједности свих параметара и могуће је израчунати фазни помјерај и уколико дати фазни помјерај неће пореметити рад пуњача, могуће је стартовати пуњење.



Слика 4.1 Почетни прозор

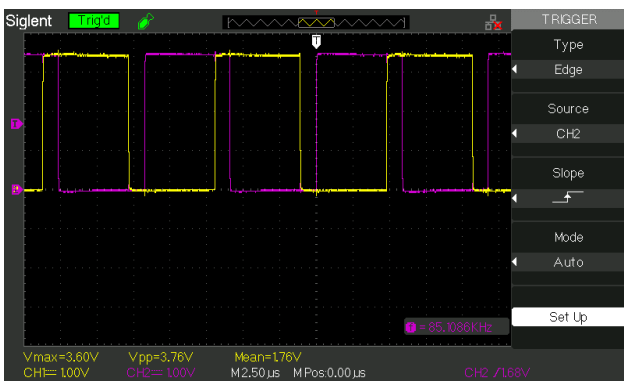


Слика 4.2 Први прозор за подешавање параметара



Слика 4.3 Други прозор за подешавање параметара

За једну такву ситуацију, гдје је прорачунати фазни помјерај 148° , контролни сигнали изгледају као на слици 4.4.



Слика 4.4. Изглед контролних сигнала за вриједност фазног кашњења од 148°

5. МОГУЋА ПРИМЈЕНА УРЕЂАЈА У ИНДУСТРИЈИ

Као што је речено у уводу, све више индустрија тежи ка развоју електричних аутомобила. Различите аутомобилске компаније праве различита рјешења по питању дистрибуције електричне енергије у аутомобилу. Овакав начин реализовања бежичног пуњача омогућава безбиједно пуњење жељеном снагом за различите типове возила, са различитим карактеристикама параметара на пријемној страни, без икакве хардверске промјене. Довољно је унијети другачије параметре путем дисплеја осјетљивог на додир и тиме ће се фазно кашњење прорачунати на одговарајући начин и омогућити адекватно пуњење.

6. ЗАКЉУЧАК

Циљ је био да се пројектује адекватна контрола снаге за бежичне пуњаче за електрична возила, а сами параметри морају имати могућност да се унесу од стране корисника. На одабраном развојном систему је успјешно реализован комплетан пројекат. Комплетан систем је јако флуидан у раду, прије свега због јако моћног контролера, али и јако удобан за рад због великих димензија дисплеја. Математички прорачун се у великој мјери поклапа са практично реализованим производом. Највећа предност оваквог рјешења јесу димензије и једноставност имплементације у комплетан уређај.

Мана оваквог система јесте што се комплетан систем заснива на математичким једначинама, односно не постоји никаква контрола снаге пуњења (повратна спрега). На дисплеју се налази податак „*mjerena snaga*” који је и даље празан, јер то није имплементирано. Највећи напредак би се добио имплементацијом повратне спреге и фином регулацијом фазног помјераја.

7. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Afarulrayi, M. Yarafi, W. M. Utomo and A. Zar. FPGA Implementation of Unipolar SPWM for Single Phase Inverter. ICCAIE. 2010. December 5-7.
- [2] Varikkottil, S.; Daya, F. Estimation of Optimal Operating Frequency for Wireless EV Charging System under Misalignment. Chennai Campus. 2019.
- [3] Guo, Y. Zhang, Y. Li, S. Tao, C. Wang, L. Load Parameter Joint Identification of Wireless Power Transfer System Based on DC Input Current and Phase Shift Angle.
- [4] Stlfe.augmented. RM0385 Reference Manual. STM32F75xxx and STM32F74xxx advanced Arm-based 32-bit MCUs. STMicroelectronics. June 2018
- [5] ElGhanam, E.; Hassan, M.; Osman, A. Design of a High Power, LCC-Compensated, Dynamic, Wireless Electric Vehicle Charging System with Improved Misalignment Tolerance. Energies 2021. 2021.

Кратка биографија:



Никола Стевановић рођен је у Бијељини 1997. године. Дипломирао на Факултету техничких наука из области електротехнике и рачунарства (примјењена електроника) 2020. године. Радио као сарадник у настави двије године.



Владимир Рајс рођен је 1982. године у Апатину. Дипломирао је 2007, а докторирао 2015. године на Факултету техничких наука у Новом Саду. Од 2016. године запослен је као доцент, а од 2020. као ванредни професор на Департману за енергетику, електронику и телекомуникације ФТН-а. Области интересовања су му електроника и примјењена електроника.