

# Digitalni samooscilujući strujni senzor

Slavko Veinović, Saša Milić

Institut Nikola Tesla, Univerzitet u Beogradu  
Srbija, Beograd  
slavko.veinovic@ieent.org

Milan Ponjavić

Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu  
Srbija, Beograd  
milan@el.etf.rs

*Sažetak*—U ovom radu je prikazan jedan način digitalizacije samoosciljućeg strujnog senzora. Ovi strujni pretvarači predstavljaju jednostavnu i jeftinu alternativu fluxgate i Holovim senzorima za merenje DC struja. S obzirom na postojeća rešenja, pretvarač koji je prezentovan prikazuje novu izvedbu ove klase senzora na programabilnom sistemu na čipu (PSoC). Deo analoge elektronike kola senzora smo migrirali na čip čime je omogućeno da se prvobitno analogno procesiranje signala realizuje digitalno. Za rekonstrukciju signala merene struje se iskoristila činjenica da ova klasa senzora predstavlja PWM modulator tako da se merenje struje svodi na merenje vremena i faktora ispunjenosti u jednoj periodi signala. Takođe je moguće rekonstruisati merenje i na standardan način pomoću niskopropusnog filtra i A/D konvertora. Na Cypress PSoC 5 je uspešno realizovan prototip senzora na osnovu detaljno objašnjene predložene šeme. Izlazni stepen pobudnog kola je H most u klasi D tako da je potrebno samo unipolarno napajanje za funkcionisanje celog senzora. Prednosti u odnosu na postojeća rešenja su smanjeni gabariti i cena kao i otvaranje mogućnosti za kompleksnijom obradom signala u cilju proširenja propusnog opsega i tačnosti merenja.

*Ključne riječi*—samoosciljući strujni senzor; digitalni pretvarač; fluxgate; DC transformator

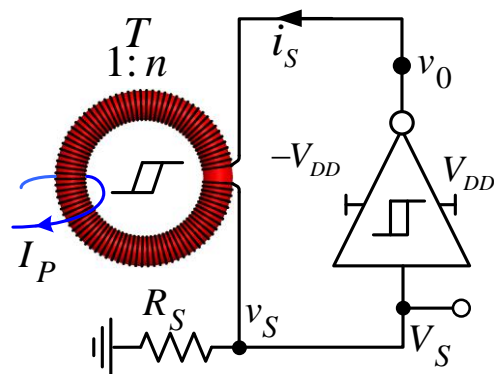
## I. UVOD

Veliki broj uređaja industrijske i energetske elektronike zahtevaju da merenja struja koje se u njima koriste za zaštitu, monitoring ili regulaciju budu galvaniski izolovana [1][2]. Takođe, neophodno je da imaju mogućnost merenja DC veličina. Brzina reagovanja zaštita kao i brzina strujne regulacije u energetskim pretvaračima zavisi od propusnog opsega merene struje. Često se zahteva i velika linearnost i tačnost merenja (ispod 0,5%). U baterijski napajanoj elektronici i efikasnim pretvaračima gde su potrošnja i gabariti uređaja bitni merenje struje mora biti i energetski efikasno. Predhodno nabrojani zahtevi za merenje struje su često suprotstavljani i teško je naći komercijalno dostupni senzor koji će ispuniti sve zahteve pogotovo ako je i cena uređaja bitna. Na primer, ako je potrebno povećati tačnost i linearnost senzora uvodi se povratna sprega ali tada se znatno povećava potrošnja senzora [2][3]. Dalje, neki senzori koji imaju veliki propusni opseg nemaju mogućnost merenja DC struja kao na primer strujni transformatori. Fluxgate senzori imaju superiornu tačnost pri merenju DC i AC struja ali su komplikovani, često gabaritni i skupi [4]. Oni se češće koriste u laboratorijama i

nekomercijanim projektima gde se zahteva velika tačnost merenja.

Da bi se ispunili svi zahtevi koje određene aplikacije zahtevaju od strujnog senzora često se kombinuju tehnike merenja u jednom senzoru [2]. Na primer, često se kombinuju AC senzori kao što su Rogovski zavojnica ili strujni transformator (ST) sa Holovim senzorom [5][6]. U tim slučajevima svaka tehnologija detektuje signal u svom propusnom opsegu a informacija o ukupnoj struji je zbir pojedinačnih signala sa svakog od delova senzora. Ako se uvede i povratna sprega fino podešavanje frekventnih karakteristika nije neophodno [7].

Alternativa Holovom strujnom senzoru koji ima izolovano merenje, mogućnost merenja DC vrednosti i odličnu tačnost je takozvani samoosciljući fluxgate senzor [8][9]. Senzor sa Sl. 1 je poznat i kao DC strujni senzor sa transformatorom. Predstavljena topologija, u principu, predstavlja RL multivibrator sa nelinearnim transformatorom. Detaljno modelovanje nelinearnosti jezgra transformatora i njen uticaj na tačnost merenja prikazan je u [10]. Princip rada senzora i formule koje opisuju rad senzora prikazane su u poglavlju II. Nedostatak ovog senzora u odnosu na Holov je mali propusni opseg. Iako je predloženi senzor namenjen prevashodno za merenje DC vrednosti moguće je lako postići propusni opseg od 1kHz što je dovoljno za neke aplikacije u energetskoj elektronici [9]. Proširenje opsega je moguće izvesti kombinovanjem pretvarača sa strujnim transformatorom [11].



Slika 1. Samoosciljući fluxgate senzor sa nelinearnim magnetnim jezgrom

Termin *fluxgate* nema adekvatni prevod na srpski jezik tako da smo u tekstu zadržali engleski naziv koji opisuje princip fizičke pojave u senzoru. Naime, promena fluksa u jezgru omogućuje da se izmeri DC struja tako da je fluks tj. promena fluksa prolaz (*gate*) za struju. Za razliku od "pravog" fluxgate senzora, samooscilujući koriste isti namotaj za pobudu (*excitation coil*) i za detekciju (*pick-up coil*) struje kroz namotaj. Takođe, za razliku od „pravog“ fluxgate senzora gde se koristan signal nalazi na drugom harmoniku osnovne učestanosti oscilovanja senzora, ovde rekonstrukcija merene struje se dobija propuštanjem signala kroz niskopropusni filter. Sve navedeno rezultuje veoma jednostovanim strujnim pretvaračem ali se pri tome gubi osetljivost koja je veća na drugom harmoniku i tačnost merenja.

Poslednjih godina je prisutan veliki broj digitalnih uređaja koji poseduju mikrokontrolere, *embedded* uređaji, kojima je potrebna digitalna informacija sa senzora. Kako su velika većina senzora struje po prirodi analogna potrebno je digitalizovati analogni signal. Digitalna informacija sa senzora se dalje digitalno obrađuje i pomoću nje se realizuju digitalne zaštite i digitalna regulacija. Takođe, informaciju o struji na ovaj način moguće je poslati pomoću žičane ili bežične komunikacije do udaljenih nadzornih sistemima. Digitalizacijom analognih senzora pomoću niskopropusnog filtra i A/D konvertora i dalje imamo senzor koji potpuno samostalno funkcioniše bez pomoći mikroprocesora tj. digitalne obrade signala [12].

Naš cilj u ovom radu je bio da se konstruiše potpuno digitalni i energetski efikasan senzor sa dobrim metričkim osobinama koji će na najbolji način iskoristiti savremenu digitalnu tehnologiju koja nam je danas dostupna. Samooscilujuća topologija senzora koja je prikazana na Sl. 1. i pravougaoni oblik pobudnog signala dala je mogućnost da se napravi kvazi-digitalan senzor [13]. Naime, pokazaćemo u poglavlju II da je ovaj tip senzora neka vrsta PWM modulatora i da se iz PWM signala (kvazi digitalan signal) merenjem faktora ispunjenosti može izvući informacija o merenoj struji. Naša izvedba senzora je potpuno digitalna, tj. bez pomoći obrade signala i zatvaranja povratne sprege na programabilnom čipu samostalno funkcionisanje senzora nije moguće. Deo senzora je realizovan na takozvanom programabilnom sistemu na čipu (PSoC) firme Cypress. Ovi sistemi se sastoje od mikroprocesora, konfigurabilnih analognih podsistema (komparatori, operacioni pojačavači, A/D konvertori itd.) i digitalnih podsistema (logičkih kola, flip-flova, tajmera itd.) i pogodni su za realizaciju interfejsa za analogne senzore. Kako se deo senzora koji bi se inače realizovao diskretnim komponentama sada nalaze na čipu dimenzije senzora su smanjene. Prepostavljaajući da je merenje struje samo jedan zadatak *embedded* sistema koji poseduje mikrokontroler ili PsoC predložena izvedba smanjuje i cenu celog uređaja. Pošto se na PsoC koriste uobičajene komponente (komparatori, operacioni pojačavač i D/A konvertori) koje se sada mogu naći na skoro svakom boljem mikrokontroleru realizacija senzora predloženog u ovom radu može da bude osnova za realizaciju i na drugim platformama. Osim smanjenja dimenzija i cene ovakvom digitalnom realizacijom na raspolaganju nam je digitalna obrada signala u cilju povećanja propusnog opsega

kao i zatvaranje dodatnih povratnih sprega radi povećanja mernog opsega i linearnosti pretvarača [14].

## II. PRINCIP RADA SAMOOSCILUJUĆEG SENZORA

Ekvivalentna šema senzora je prikazana na Sl. 2a pomoću koje ćemo objasniti princip rada strujnog pretvarača. Magnetizaciona kriva namotaja je modelovana kao na Sl. 2c. Kada se struja magnetizacije  $i_L$  nalazi između  $-I_L$  i  $I_L$  namotaj ima induktivnost  $L_1$  dok kada je izvan te oblasti induktivnost namotaja je  $L_2 \ll L_1$ . Ovi tipovi strujnih pretvarača koriste meka jezgra (*soft cores*) od amorfnih materijala koja imaju izrazito pravougaonu (*square loop*) B-H karakteristiku. Kod velikog broja namotaja sa mekim jezgrom histerezis je mali i nije modelovan. Kada se kroz torusno jezgro provuče provodnik sa strujom  $i_p$  namotaj postaje transformator sa jednim navojkom na primaru sa strujom  $i_p$  i strujom sekundara  $i_s$  sa  $n$  navojaka koja je jednaka:

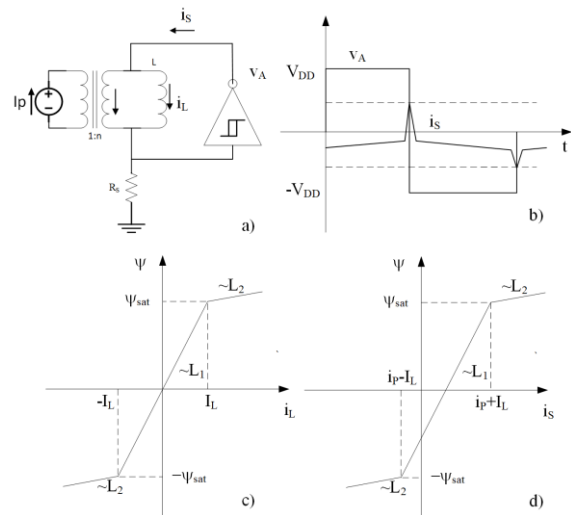
$$i_s = i_p / n + i_L \quad (1)$$

Magnetizaciona kriva transformatora izgleda isto kao i namotaj ali je pomerena za vrednost  $i_p/n$  u desno kao što je prikazano na Sl. 2d. Sada su pragovi struje pri kojima dolazi do saturacije magnetnog jezgra:

$$I_S^+ = i_p / n + I_L \quad (2)$$

$$I_S^- = i_p / n - I_L \quad (3)$$

Kada se opisani transformator nađe u RL multivibratoru kao na slici 2a, kolo osciluje. Izlaz Šmitovog komparatora je napon  $v_A$  koji se menja između vrednosti  $V_A$  i  $-V_A$ . Kada je napon  $v_A = V_A$  struja  $i_s$  kroz namotaj raste po zakonu:



Slika 2. a) ekvivalentna šema senzora; b) pobudni napon  $v_A$  i sekundarna struja  $i_s$  za slučaj merenja negativne struje  $i_p$ ; c) magnetizaciona kriva namotaja; d) magnetizaciona kriva namotaja kada je prisutna pozitivna struja merenja  $i_p$ .

$$\frac{d\psi}{dt} = L_1 \frac{di_S}{dt} = v_A - i_S R_S \quad (4)$$

Kada struja  $i_S$  dostigne vrednost  $I_S^+$  struja naglo raste jer se smanjila induktivnost namotaj zbog zasićenja jezgra i menja se po sledećoj formuli:

$$\frac{d\psi}{dt} = L_2 \frac{di_S}{dt} = v_A - i_S R_S \quad (5)$$

Kada napon  $v_S$  na ulazu Šmitovog komparatora dostigne gornji prag okidanja  $V_{TR}$  dolazi do promene izlaza komparatora i  $v_A = -V_A$ . Struja  $i_S$  počinje da opada po istim zakonima definisanim jednačinama (4) i (5) sve dok napon na ulazu ne dostigne donji prag okidanja  $-V_{TR}$ . Nakon toga, proces se periodično ponavlja. Struja  $i_S$  i napon  $v_A$  u jednoj periodi oscilacija je prikazana na Sl. 2b.

Pretpostavimo da je vreme u jednoj periodi za koje je jezgro zasićeno zanemarljivo malo u odnosu na periodu. Kako struja magnetizacije  $i_L$  približno linearno varira između  $I_L^-$  i  $I_L^+$  jer je vremenska konstanta  $L_1/R_S$  mnogo veća od jedne periode oscilacija možemo zaključiti da je srednja vrednost struje magnetizacije jednaka nuli. Ova pretpostavka je tačna za male vrednosti merene struje. Što smo dalje od nulte struje merenja  $i_P$ , apsolutna srednja vrednost struje magnetizacije  $i_L$  raste zbog nesimetričnosti pikova struje i stoga greška merenja raste, videti Sl. 2b. Takođe smo pretpostavili da je struja  $i_P$  konstantna u tokom jedne periodi i da je jednaka  $\bar{i}_P = I_P$ . Tada za srednju vrednost napona  $v_S$  možemo da pišemo:

$$\bar{v}_S = R_S \bar{i}_S = R_S (\bar{i}_L + \bar{i}_P / n) = R_S I_P / n = R_S I_S \quad (6)$$

Kako je srednja vrednost napona na induktivnosti  $L$  u ustaljenom stanju jednaka nuli možemo da pišemo:

$$\bar{v}_A = \bar{v}_L + \bar{v}_S = \bar{v}_S \quad (7)$$

Imajući u vidu oblik napona  $v_A$  sa Sl. 2b i pretpostavku da je vreme koje jezgro provede u zasićenju mnogo manje od jedne periode napona možemo da pišemo:

$$\bar{v}_A = \frac{T_1 V_A - T_2 V_A}{T_1 + T_2} \quad (8)$$

Sada je očigledno da je napon  $v_A$  PWM signal i da nosi informaciju o merenoj struji  $i_P$ . Merenjem vremena  $T_1$  i  $T_2$  uz pomoć tajmera mikrokontrolera koji radi na dovoljno velikoj učestanosti može se rekonstruisati merena struja [13].

Izrazi za  $T_1$  i  $T_2$  se lako mogu izraziti u zavisnosti od parametara električnog kola i torusnog jezgra ako je srednja

struja  $I_S = \bar{i}_S \gg \bar{i}_L$ . Perioda oscilacija  $T_S$  se onda može izračunati na sledeći način:

$$T_1 = \frac{2L_1 I_L}{V_A - R_S I_S} \quad (9)$$

$$T_2 = \frac{2L_1 I_L}{V_A + R_S I_S} \quad (10)$$

$$T_S = T_1 + T_2 = \frac{4L_1 I_L V_A}{V_A^2 - (R_S I_S)^2} \quad (11)$$

Za vrednosti izlaznog napona pretvarača koji su mnogo manji od napona napajanja komparatora ( $v_S \ll V_A$ ) perioda  $T_S$  je približno konstantna u celom opsegu merenja. Tada se signal  $v_A$  može smatrati pravim PWM signalom čiji se faktor ispunjenosti (*duty cycle*) menja u zavisnosti od merene struje.

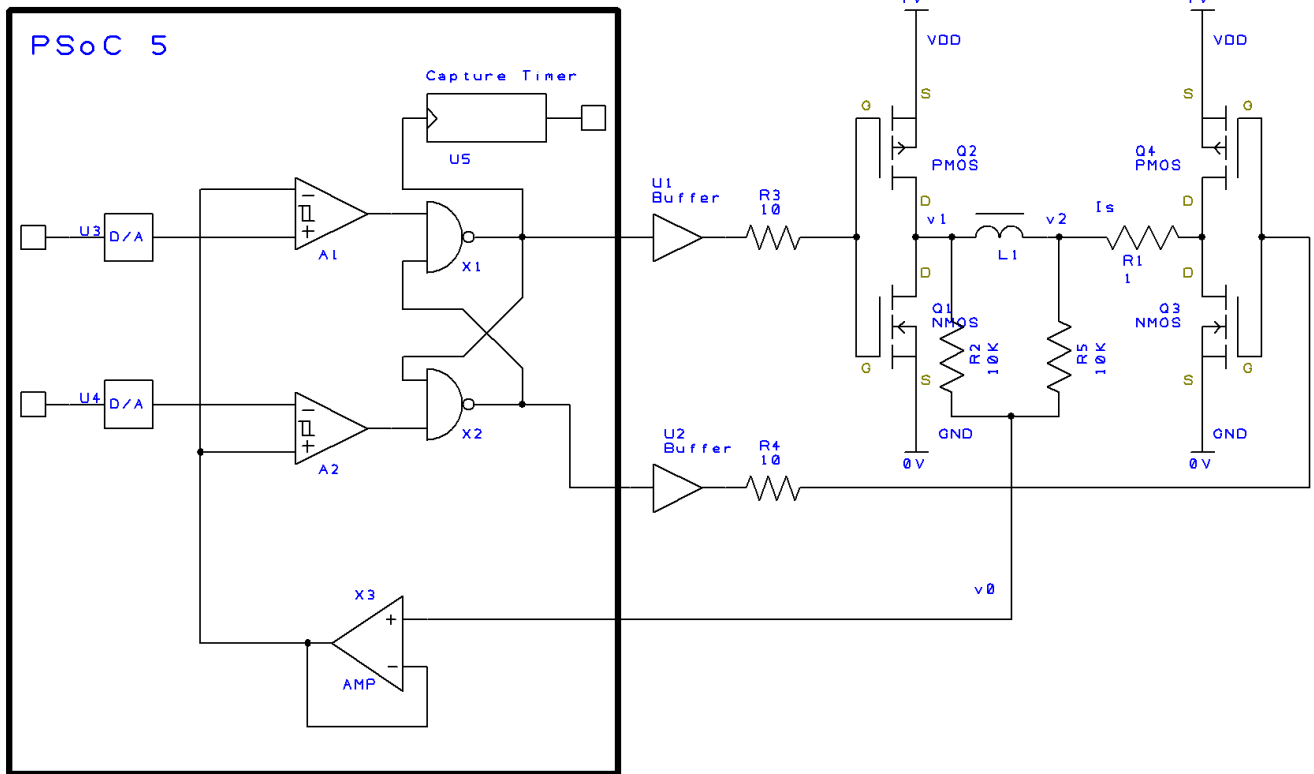
### III. DIGITALIZACIJA STRUJNOG PRETVARAČA

Kada izlazni signal dovedemo na niskopropusni filter propusnog opsega manjeg od učestanosti oscilovanja pretvarača dobijamo željeni signal  $\bar{v}_S$  koji smatramo slikom merene struje  $i_P$ . Ako dalje taj signal odabiramo sa A/D konvertorom dobili smo digitalizovani strujni senzor. To je jedan od generalnih i najčešćih načina digitalizacije analognih senzora.

Drugi način je već spomenut u prethodnom poglavlju i zove se kvazi-digitalni jer informaciju o merenoj struji dobijamo iz kvazi digitalnog PWM signala [13]. Ovaj način demodulacije zahteva dva digitalna ulaza u mikrokontroler za razliku od prvog ali zato filter i A/D konvertor nisu potrebni.

U potpuno digitalnom pretvaraču analogno procesiranje signala se zamenjuje digitalnim u mikrokontroleru ili FPGA čipu [12]. Obrada signala u slučaju našeg senzora je jednostavna i sastoji se od promene polariteta signala povratne sprege i detekcijom korisnog signala merenjem faktora ispunjenosti PWM signala. Ako komparator posmatramo kao jednobitni A/D konvertor a pojačavač u klasi D kao jednobitni D/A konvertor naša realizacija pretvarača sa Sl. 3 se može smatrati potpuno digitalnom [12].

Drajverski stepen je H most u klasi D sa NMOS i PMOS parom tranzistora u istoj grani mosta. Realizacija na ovaj način senzora zahteva unipolarno napajanje i izbegava se potencijalni *bust pumping* efekat koji je detaljno analiziran u [15]. Kako je napajanje unipolarno pragovi komparatora su pozitivni i zadaju se softverski pomoću D/A konvertora. Komparatori, operacioni pojačavač i D/A konvertori se nalaze na PSoC čipu kao što je prikazano na Sl. 3. Promenu polariteta povratne sprege obavlja RS flip-flop koji je realizovan NI kolima.



Slika 3. Detaljna šema realizacije digitalnog samooscilujućeg strujnog sensora. Uokvireni deo je realizovan na PsoC čipu, dok je ostatak kola realizovan diskretnim komponentama.

Signal sa izlaza NI kola X1 se dovodi na 16-bitni tajmer gde se pomoću *capture* registra detektuju uzlazna i silazna ivica tog signala. U *capture* prekidnoj rutini se na osnovu sadržaja registra računaju vremena  $T_1$  i  $T_2$  i u svakoj periodi  $T_S$  se računa srednja vrednost napona  $\bar{v}_S$  prema formulama (7) i (8).

Na taj način smo prema (6) posredno izračunali struju  $\bar{i}_p$ :

$$\bar{i}_p = \bar{v}_S n / R_S \quad (12)$$

Da bi se objasnio rad kola sa Sl. 3 potrebno je izvesti vezu između struje  $i_S$  namotaja L i napona povratne sprege i ujedno analognog izlaza  $v_O$ . Struja kroz otpornike R2 i R5 je ista tako da možemo da pišemo:

$$\frac{v_1 - v_O}{R_2} = \frac{v_O - v_2}{R_5} \quad (13)$$

Kako je  $R_2 = R_5$  važi:

$$v_O = (v_1 + v_2) / 2 \quad (14)$$

U jedno slučaju napon  $v_1$  je  $V_{DD}$  dok je napon  $v_2 = R_S i_S$ . U drugom napon  $v_1$  je nula dok je  $v_2 = V_{DD} + R_S i_S$ . U oba slučaja napon  $v_O$  je:

$$v_O = V_{DD} / 2 + R_S i_S / 2 \quad (15)$$

Kada se napon  $v_O$  nalazi između dva praga izlazi komparatora su logičke jedinice i struja kroz namotaj L raste ili opada u zavisnosti da li provode tranzistori G1 i G4 ili G2 i G3. U slučaju da vode G1 i G4 struja namotaja raste i napon  $v_S$  raste sve dok ne dostigne prag  $V_{TR}^+$ . Tada izlaz komparatora A1 postaje logička nula, stanje RS flip-flopa se menja i tranzistori G2 i G3 počinju da vode dok se G1 i G4 gase. Promena polariteta napona na namotaju menja smer struje i napon  $v_O$  počinje da opada sve dok ne dostigne donji prag  $V_{TR}^-$ . Tada izlaz komparatora A2 postaje logička nula, menja se stanje RS flip-flopa, dolazi do komutacije tranzistora u H mostu nakon čega se proces periodično ponavlja.

#### IV. PRAKTIČNA REALIZACIJA

Da bi praktična realizacija bila moguća upotrebne komponente na PsoC moraju da zadovolje određene parametre. Naime, kako pri ulasku magnetnog jezgra u

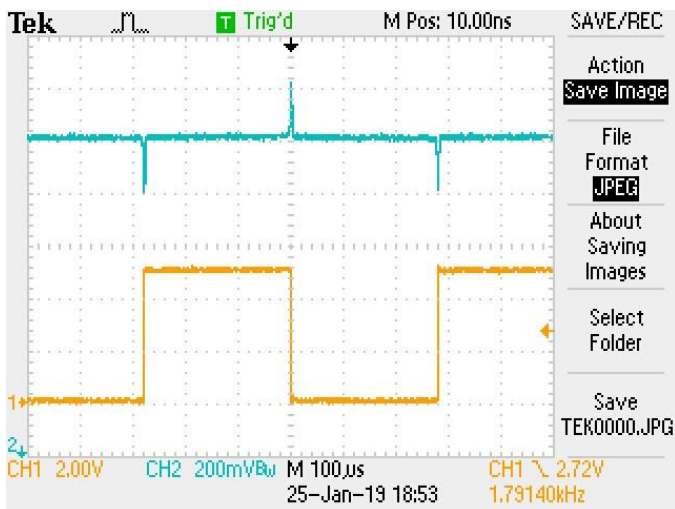
zasićenje impedansa kola naglo pada dolazi do naglog porasta struje kroz namotaj. Komparatori moraju da detektuju ovu struju i da promene polaritet napona na izlazu H mosta. Odavde izvlačimo zaključak da komparatori moraju da budu brzi da bi pikovi struje bili kontrolisani pri izbijanjima koje se vide na Sl 4. Dalje, pri vrednosti struje u piku MOSFET tranzistori moraju da ostanu u zasićenju što znači da otpornost kanala mora biti mala čak i pri niskim naponima na gejtu. Ovo ispunjavaju logic level MOSFETi koji imaju otpornost kanala manju od  $50\text{m}\Omega$  već pri naponu gate-source od  $4,5\text{V}$ . Brzina operacionog pojačavača pri jediničnom pojačanju treba da bude preko  $1\text{MHz}$  kako bi se pikovi struje propustili na ulaze komparatora.

Iz datasheet PsoC čipa CY8C58LP se može videti da je vreme propagacije komparatora  $70\text{ns}$  a da je brzina izlaza (*slew rate*)  $> 1\text{V/us}$ . Takođe propusni opseg operacionog pojačavača je  $3\text{MHz}$ . Upotrebljeni MOSFETi se nalaze u čipu AP4525GEH i imaju otpornost kanala od  $32\text{m}\Omega$  N-kanalni i  $60\text{m}\Omega$  za P-kanalni MOSFET. Za drajvovanje H mosta upotrebljen je čip TC4427 koji ima dva neinvertujuća kanala.

Upotrebljeno meko jezgro je od amorfno materijala tipa VITROVAC 6025Z firme Vacuumschmelze. Ima izrazitu pravougaonu B-H karakteristiku i veliku permeabilnost za male dimenzije jezgra.

Pragovi komparatora su postavljeni softverski pomoću D/A konvertora na  $2,3\text{V}$  i  $2,7\text{V}$ . Ovi pragovi određuju i opseg merenja. Na Sl. 4 se vidi da je zaista napon  $v_O$  u opsegu pragova komparatora. Struja kroz namotaj je tada u opsegu  $[-400\text{mA}, 400\text{mA}]$ . Kako je broj namotaja  $n$  jednak  $100$  opseg primarnih struja  $i_P$  je u opsegu  $[-40\text{A}, 40\text{A}]$ . Najbolja linearnost merenja je oko nule i opada sa porastom vrednosti merene struje. Opseg merenje u kom smo testirali senzor je  $[-20\text{A}, 20\text{A}]$ .

Kolo osciluje na učestanosti od  $f_0 = 1,79\text{kHz}$  kao što se vidi na Sl 4. Teoretski propusni opseg senzora je jednak učestanosti oscilovanja senzora. Primarna struja ne sme da sadrži komponente spektra koje su veće od  $f_0$  jer ne postoji filtracija niskopropusnim filtrom na sekundarnoj strani senzora.



Slika 4. Napon  $v_i$  (dole) i  $v_O$  (gore) za slučaj kada je merena struja  $i_P$  nula. Struja magnetizacije  $i_L$  ima isti oblik kao i napon  $v_O$ .

## V. ZAKLJUČAK

Pretstavili smo digitalnu realizaciju samooscilujućeg fluxgate strujnog senzora na PSoC platformi. Potrebu za digitalnom informacijom o struji imaju veliki broj *embedded* uređaja energetske elektronike i ovakav pristup merenju struje može da bude višestruko koristan. Naime, uređaj koji već ima mikroprocesor može određene resurse da iskoristi za realizaciju senzora kao što je to opisano u ovom radu. Na taj način bi se smanjili gabariti, cena i potrošnja celog uređaja.

Rekonstrukcija merene struje se obavlja uz pomoć *capture* tajmera i procesora jer je ovaj senzor neka vrsta PWM modulatora. Ovak način demodulacije signala je već poznat [13], ali specifičnost naše digitalizacije senzora nudi jednostavnije rešenje i kolo za uobličavanje signala nije potrebno. Takođe upotreba D/A konvertora pruža dodatnu fleksibilnost jer je opseg merenja moguće softverski menjati.

U ovom radu nam je prevashodni cilj bio da pokažemo da je realizacije uređaja moguća sa dostupnim komponentama na čipu i njihovim performansama dok metričke osobine nisu razmatrane i biće tema daljeg istraživanja. Takođe, nastavak istraživanja će biti ispitivanje mogućnosti digitalne obrade signala u cilju povećanja pre svega linearnosti i propusnog opsega senzora u odnosu na njegovu analognu izvedbu.

## ZAHVALNICA

Ovaj rad je deo projekta TR33020 koje finansira Ministarstvo prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije.

## LITERATURA

- [1] B. Mammano, "Current sensing solutions for power supply designers." Nitrode Seminar Notes SEM1200. 1999.
- [2] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. Iu, and L. Borle, "Current sensing techniques: A review." IEEE Sensors Journal 9, no. 4 (2009): 354-376
- [3] M. Ponjavić, S. Veinović, R. Đurić, and S. Milić, "Optimization Possibilities for DC Current Transformer." International Journal of Electrical Engineering and Computing 2, no. 1 (2018): 66-73.
- [4] P. Ripka, "Advances in fluxgate sensors." Sensors and Actuators A: Physical 106, no. 1-3 (2003): 8-14.
- [5] N. Karrer, and P. Hofer-Noser, "A new current measuring principle for power electronic applications." In Power Semiconductor Devices and ICs, 1999. ISPSD'99. Proceedings., The 11th International Symposium on, pp. 279-282. IEEE, 1999.
- [6] L. Dalessandro, N. Karrer, and J. W. Kolar, "High-performance planar isolated current sensor for power electronics applications." IEEE Transactions on Power Electronics 22, no. 5 (2007): 1682-1692.
- [7] L. Schrittwieser, M. Maurer, D. Bortis, G. Ortiz, and J. W. Kolar, "Novel principle for flux sensing in the application of a DC+ AC current sensor." IEEE Transactions on Industry Applications 51, no. 5 (2015): 4100-4110.
- [8] I.M. Filanovsky, and V. A. Piskarev, "Sensing and measurement of dc current using a transformer and RL-multivibrator." IEEE transactions on circuits and systems 38, no. 11 (1991): 1366-1370.
- [9] A. Pross, C. Lewis, and T. Hesketh, "A low cost analogue current transducer." Sensors and Actuators A: Physical 76, no. 1-3 (1999): 72-77.
- [10] M. Ponjavić, and R. Duric, "Nonlinear modeling of the self-oscillating fluxgate current sensor." IEEE sensors Journal 7, no. 11 (2007): 1546-1553.

- [11] N. Wang, Z. Zhang, Z. Li, Q. He, F. Lin, and Y. Lu. "Design and characterization of a low-cost self-oscillating fluxgate transducer for precision measurement of high-current." *IEEE Sensors Journal* 16, no. 9 (2016): 2971-2981.
- [12] A. Cerman, A. Kuna, P. Ripka, and J. Merayo. "Digitalization of highly precise fluxgate magnetometers." *Sensors and Actuators A: Physical* 121, no. 2 (2005): 421-429.
- [13] N. Wang, Z. Zhang, Z. Li, Y. Zhang, Q. He, B. Han, and Y. Lu, "Self-Oscillating Fluxgate-Based Quasi-Digital Sensor for DC High-Current Measurement." *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement* 64, no. 12 (2015): 3555-3563.
- [14] P. Pejovic, "A simple circuit for direct current measurement using a transformer." *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications* 45, no. 8 (1998): 830-837.
- [15] S. Veinovic, M. Ponjavic, S. Milic, and R. Djuric. "Low-power design for DC current transformer using class-D compensating amplifier." *IET Circuits, Devices & Systems* 12, no. 3 (2017): 215-220.

ABSTRACT

In this paper, one way of digitalization of self-oscillating fluxgate current sensor is presented. This sort of current transducer is cheap and simple alternative to 2<sup>nd</sup> harmonic

fluxgate and sensors with Hall probes. Besides of existing solutions, we present novel design of this kind of sensors by means of programmable system on the chip (PSoC), in such way that analog part of transducer is migrated on PsoC. That provides digital signal processing of originally analog part of transducer. Demodulation of measured current is performed by measuring time intervals in a one period of oscillations and by calculating of duty cycle because the sensor is also a PWM modulator. Moreover, if necessary demodulation can be carried out in standard way by filtering and applying A/D conversion. Sensor prototype of sensor is built on PSoC 5 and detailed scheme is outlined. Power stage of excitation circuit is D-class H-bridge which provides that only one power supply voltage is needed. Comparing to existing solutions, advantages are reduced size and cost of the sensor and possibilities for digital signal processing in order to get better linearity and bandwidth of the sensor.

**Digital Self-Oscillating Fluxgate current sensor**

Slavko Veinović, Milan Ponjavić, Saša Milić