

## SAMOOSCILUJUĆI FLUXGATE STRUJNI SENZOR SA IMPULSNO-ŠIRINSKI MODULISANOM POVRATNOM SPREGOM

Radivoje Đurić, Milan Ponjavić, [radivoje@gmail.com](mailto:radivoje@gmail.com), [milan@el.etf.rs](mailto:milan@el.etf.rs)  
Elektrotehnički fakultet u Beogradu

**Sadržaj** – U radu je razmatran samooscilujući fluxgate strujni senzor sa impulsno-širinski modulisanom povratnom spregom. Vraćanje povratne sprege po struji stvara dodatnu disipaciju u kolu, koja se može smanjiti primenom prekidačke modulacije. Impulsno-širinski modulator je zbog jednostavnosti realizovan kao samooscilujuća struktura čija se učestanost podešava pomoću histerezisa regenerativnog komparatora, a vraćanje povratne sprege je izvedeno bez dodatnog namotaja.

*A self-oscillating fluxgate current sensor with pulse width modulated feedback is discussed in the paper. The feedback current creates additional dissipation in the circuit, which can be reduced by using switching modulation. A pulse-width modulator is, for simplicity, designed as self-oscillating structure which frequency is adjusted using comparator with hysteresis, and feedback is derived without additional windings.*

**Ključne reči** – fluxgate, samooscilujući, impulsno-širinska modulacija

**Key words** – fluxgate, self-oscillating, pulse width modulation

### 1. UVOD

Najrasprostranjeniji senzori za galvanski izolovano merenje struje danas su senzori zasnovani na Hallovom elementu. Jeftini Hallovi senzori bez povratne sprege realizovani su na silicijumskoj pločici koja je postavljena u vazdušni procep feritnog jezgra i imaju malu potrošnju i relativno malu tačnost [1]. Hallovi senzori sa povratnom spregom imaju bolje metrološke karakteristike, linearnost, tačnost i širi propusni opseg, ali i znatno veću potrošnju zbog kompenzacije struje kojom se poništava dejstvo merene struje u feritnom jezgru. I jedni i drugi imaju velike vrednosti naponskih offseta i driftova.

Fluxgate strujni senzori su senzori za merenje struje sa najboljim metrološkim karakteristikama i imaju znatno bolju osetljivost od senzora zasnovanih na Hallovom elementu. Standardna realizacija ovih senzora izvedena je pomoću dva namotaja, pobudnog i mernog, koji su namotani na magnetskom jezgru u obliku torusa [2]. Kroz pobudni namotaj protiče promenljiva struja koja periodično odvodi jezgro u zasićenje. Provodnik sa merenom strujom prolazi kroz centar torusa i svojom strujom pravi asimetriju u magnetskom polju jezgra, što prouzrokuje njegovo asimetrično zasićenje, odnosno pojavu parnih harmonika. Najčešće se koriste senzori sa detekcijom drugog harmonika, a visoka linearnost se postiže zatvaranjem povratne sprege po merenoj struji. Kada su realizovani sa jezgrima bez vazdušnog procepa, praktično su neosetljivi na dejstvo spoljašnjih magnetskih polja, za razliku od Hallovih senzora. Komercijalne varijante ovih senzora imaju za red veličine bolje metrološke karakteristike od senzora zasnovanih na Hallovom efektu, ali su znatno skuplji.

Postoji prostor za jednu klasu strujnih senzora koji su imuniji na spoljašnja elektromagnetska polja i promenu karakteristika sa temperaturom od senzora zasnovanih na Hallovom elementu, i koji imaju dobre osobine fluxgate strujnih senzora, ali su znatno jednostavniji za realizaciju, a to su samooscilujući fluxgate strujni senzori.

### 2. SAMOOSCILUJUĆI FLUXGATE STRUJNI SENZOR BEZ POVRATNE SPREGE

Za razliku od klasičnog fluxgate strujnog senzora, samooscilujući senzor, radi na principu autonomnog generisanja pobude za sekundar strujnog transformatora pomoću koje se dobija informacija o struji primara. Pobuda je naponska, a samooscilovanje ograničava struju pobude sekundarnog namotaja.

Na slici 1a je prikazan samooscilujući fluxgate strujni senzor bez povratne sprege. Osnova ovog senzora je jezgro čija je uprošćena nelinearna karakteristika prikazana na slici 1b, gde su:  $L_m$  i  $L_{sat}$ , magnetizaciona induktivnost sekundara kada je jezgro izvan zasićenja i u zasićenju,  $I_{sat}$  i  $\phi_{sat}$  - struja i magnetski fluks pri kojima jezgro odlazi u zasićenje. Pragovi Šmitovog komparatora su simetrični  $V_{TL} = -V_{TH}$ , pa su i ekvivalentni strujni pragovi  $I_{SL} = -I_{SH} = -V_{TH} / R_S$ , takođe simetrični. Na karakteristikama jezgra sa slike 1b upisana su vremena koja odgovaraju putanji radne tačke oscilatora, od  $t_1$  do  $t_7$ , u toku jedne periode u ustaljenom stanju. Budući da je  $L_m \ll L_{sat}$ , vremenski intervali u kojima je jezgro u zasićenju  $t_2 - t_4$  i  $t_5 - t_7$  znatno su kraći od intervala kada je jezgro izvan zasićenja, pa je period samooscilujućeg procesa približno jednak

$$T_S \approx \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad (1)$$

gde su  $\Delta t_1 = t_2 - t_1$  i  $\Delta t_2 = t_5 - t_4$ .

U početnom trenutku posmatranja,  $t = t_1$ , jezgro izlazi iz negativnog zasićenja, pa je

$$i_S(t) = i_S(\infty) + (i_S(t_1^+) - i_S(\infty)) e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}, \quad t_1 \leq t \leq t_2, \quad (2)$$

gde je vremenska konstanta  $\tau = L_m / R_S$ .

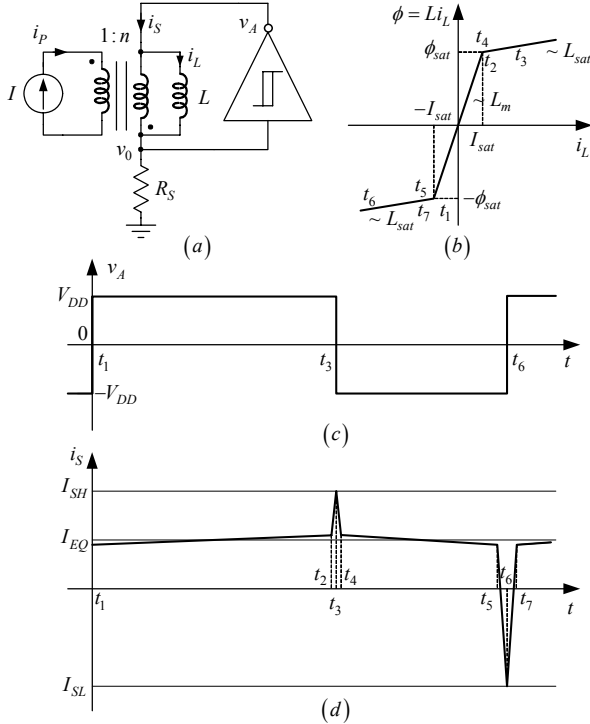
Zbog velike induktivnosti  $L_m$  je  $\tau \gg \Delta t_1, \Delta t_2$ , odnosno  $e^{-t/\tau} \approx 1 - (t/\tau)$ , pa se izraz (2) može uprostiti

$$i_S(t) = i_S(t_1^+) + (i_S(\infty) - i_S(t_1^+)) \frac{t - t_1}{\tau}, \quad t_1 \leq t \leq t_2, \quad (3)$$

$$i_S(t_1^+) = (I/n) - I_{sat} = I_{EQ} - I_{sat} \quad (4)$$

$$i_S(\infty) = V_{DD} / R_S, \quad (5)$$

gde je  $I_{EQ}$  ekvivalentna merena struja na sekundaru.



Slika 1. Karakteristični dijagrami fluxgate strujnog senzora bez povratne sprege.

Na kraju vremenskog intervala  $\Delta t_1$  jezgro se nalazi na granici pozitivnog zasićenja,  $i_L = I_{sat}$ , te je  $i_S(\Delta t_1) = I_{EQ} + I_{sat}$ , odakle se dobija

$$\Delta t_1 = \frac{2L_m I_{sat}}{V_{DD} - R_S I_{EQ} + R_S I_{sat}}. \quad (6)$$

Na sličan način se dobija da je trajanje vremenskog intervala  $\Delta t_2$ ,

$$\Delta t_2 = \frac{2L_m I_{sat}}{V_{DD} + R_S I_{EQ} + R_S I_{sat}} \quad (7)$$

Na osnovu izraza (6) i (7) se dobija približna vrednost periode oscilacija

$$T_S \approx \Delta t_1 + \Delta t_2 \approx \frac{4L_m I_{sat} V_{DD}}{V_{DD}^2 - (R_S I_{EQ})^2}, \quad I_{EQ} \ll I_{sat}. \quad (8)$$

S obzirom da je srednja vrednost napona na kalemu ravna nuli, srednja vrednost izlaznog napona jednaka je

$$\bar{v}_0 \approx V_{DD} \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\Delta t_1 + \Delta t_2} \approx R_S I_{EQ}, \quad V_{DD} \gg R_S I_{sat}. \quad (9)$$

Kada je vremenski interval u kome je jezgro u zasićenju zanemarljivo mali u odnosu na interval kada je jezgro izvan zasićenja, srednja vrednost struje  $i_S$  jednaka je ekvivalentnoj

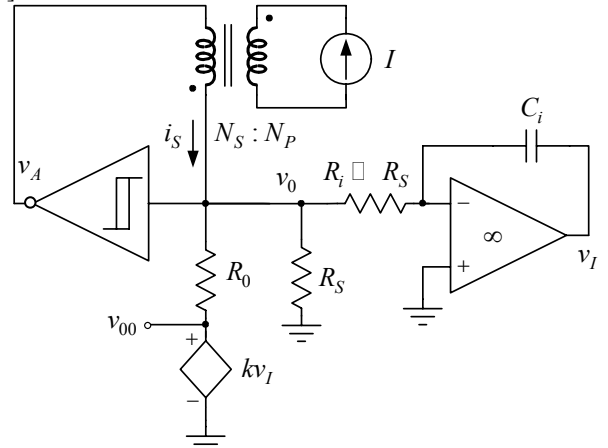
merenoj struji sekundara  $I_{EQ}$ . Tada je nagib linearizovane prenosne karakteristike

$$\bar{i}_0 = \bar{v}_0 / R_0 = f(I_{EQ}) \quad (10)$$

jednak jedan. Trajanje vremenskog intervala kada je jezgro u zasićenju je konačno i menja se u funkciji merene struje, pa je u praksi nagib prenosne karakteristike uvek manji od jedan. Uticaj histerezisnih gubitaka u feritnom jezgru je značajan samo kada je histerezisna petlja sa velikim koercitivnim poljem i magnetskom indukcijom zasićenja  $B_{sat}$ . Kada je varijacija parametara feritnog jezgra i kontrolne elektronike mala, fluxgate strujni senzori bez povratne sprege su adekvatno rešenje u primenama kada se traži jeftin senzor i gde se ne traži tačnost bolja od 0,5% [3].

### 3. ZATVARANJE POVROTNE SPREGJE PO STRUJI

Statičko pojačanje samooscilujućeg strujnog senzora bez povratne sprege i maksimalna greška linearnosti zavise od parametara senzora i uslova sredine, a najosetljiviji su na promenu napona napajanja. Zatvaranje povratne sprege po struji radi se u primenama gde je potrebno precizno merenje struje, širok propusni opseg i mala varijacija statičkog pojačanja i greške linearnosti sa promenom parametara, a može se izvesti prema uprošćenom šemi prikazanoj na slici 2 [4].



Slika 2. Zatvaranje povratne sprege po struji.

Prema slici 2 je

$$V_i(s) = -\frac{1}{sT_i} V_0(s), \quad T_i = \frac{1}{C_i R_i} \quad (11)$$

$$I_s(s) = \frac{V_0(s)}{R_S \parallel R_0} - \frac{V_{00}(s)}{R_0}, \quad V_{00}(s) = kV_i(s), \quad (12)$$

odakle se dobija

$$\frac{V_{00}(s)}{I_s(s)} = -\frac{R_0}{1 + \frac{sT_i}{k} \left(1 + \frac{R_0}{R_S}\right)} \quad (13)$$

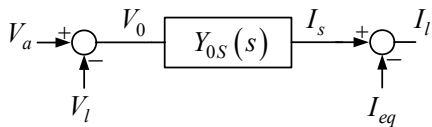
i

$$Y_{0S}(s) = \frac{I_s(s)}{V_0(s)} = \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_0}\right) + \frac{k}{sT_i R_0}. \quad (14)$$

Na osnovu slike 2 i izraza (14) je

$$V_a(s) - V_i(s) = V_0(s) \quad \text{i} \quad I_s(s) = Y_{0S}(s) V_0(s) \quad (15)$$

odakle se dobija blok dijagram koji predstavlja kolo za regulaciju struje  $i_S$ , slika 3.



Slika 3. Blok dijagram kola za regulaciju struje  $i_s$ .

Pošto je funkcija prenosa  $Y_{0S}(s)$  oblika PI regulatora

$$PI(s) = G_1 + \frac{G_2}{s}, \quad G_1 = \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_0}, \quad G_2 = \frac{k}{T_i R_0}, \quad (16)$$

zaključuje se da greška ustaljenog stanja teži nuli, odnosno da je

$$V_0(0) \rightarrow 0, \quad I_l(0) \rightarrow 0, \quad I_s(0) \rightarrow I_{eq}. \quad (17)$$

Preko integratora i kontrolisanog naponskog generatora  $kv_I$ ,  $k > 0$ , se, u idealnom slučaju, obezbeđuje da je srednja vrednost napona  $v_0$  jednaka nuli. To znači da se promenljiva i jednosmerna komponenta struje  $i_s$  zatvaraju kroz otpornike  $R_S$  i  $R_0$ , respektivno, a na izlazu se dobija ekvivalentna vrednost jednosmerne merene struje

$$v_{00} = -R_0 \bar{I}_S = -R_0 I_{EQ} = -R_0 I / n. \quad (18)$$

Uслед jake negativne reakcije, pozitivni i negativni pikovi struje sekundara imaju iste vrednosti po modulu, tako da je statičko pojačanje jednako jedan. S obzirom da se nalaze na red sa sekundarom, rasipne induktivnosti sekundara ne utiču na grešku statičkog pojačanja u ustaljenom stanju.

Kada se zatvara povratna sprega po struji, kroz elemente duž ove konture se uspostavlja struja čija je srednja vrednost  $I_{EQ}$ , a pošto na njima postoje značajni padovi napona, srednja snaga koja se disipira u kolu se povećava. Kada se naponski kontrolisani generator  $kv_I$ , ili izlaz integratora kada je  $k = 1$ , realizuju sa izlaznim stepenima u klasi A, B, ili AB, relativno velika snaga se disipira na njima, što povećava potrošnju, a može dovesti i do driftovanja karakteristika strujnog senzora, statičkog pojačanja i greške linearnosti.

#### 4. KORIŠĆENJE IMPULSNO-ŠIRINSKE MODULACIJE U POVRATNOJ SPREZI

Da bi se smanjila disipacija u kolu reakcije strujnog senzora upotrebljen je impulsno-širinski modulator i pojačavač u klasi D. Izlazni stepen pojačavača u klasi D čine prekidački tranzistori, na kojima je, u idealnom slučaju, što zbog nulte struje kada su isključeni, što zbog nultog napona kada su uključeni, snaga koja se disipira ravna nuli.

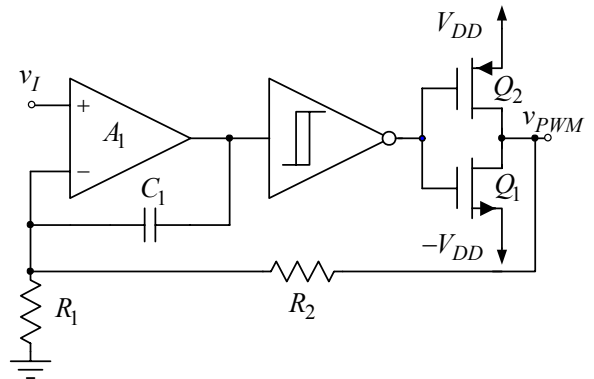
Postoji više tipova impulsno-širinskih modulatora, a svi se mogu podeliti u dve velike grupe. Prvoj grupi pripadaju modulatori koji imaju spoljašnji generator „trougaonog nosioca“, dok su u drugoj grupi modulatori koji sami generišu noseću učestanost, tzv. samooscilujućim impulsno-širinski modulatori [5]. Za realizaciju pojačavača koji obezbeđuje zatvaranje povratne sprege po merenoj struji, zbog jednostavnosti je izabran samooscilujućim impulsno-širinski modulator, a na slici 5 je prikazana njegova uprošćena šema.

U odsustvu pobudnog signala,  $v_i = 0$ , kolo osciluje na učestanosti na kojoj je moduo kružnog pojačanja jednak jedinici a faza ravna nuli. Pošto se povratna sprega sa izlaza vraća na minus ulazni priključak, za samooscilovanje je potrebno obezbediti dodatni fazni stav od  $180^\circ$  na učestanosti nosioca. To je obezbeđeno pomoću integratora, koji unosi fazni stav od  $90^\circ$  i faznog kašnjenja kroz kolo komparatora i

izlaznih prekidačkih tranzistora, koje unosi nedostajućih  $90^\circ$  za samooscilovanje. Komparator može biti sa, ili bez histerezisa, što zavisi od željene učestanosti nosioca. Bez histerezisa je učestanost određena kašnjenjem kroz kolo komparatora, dok se uvođenjem histerezisa učestanost nosioca podešava širinom histerezisne petlje [6]

$$f_{PWM} = \frac{1 - M^2}{4(V_H / V_{DD})T_{iPWM}}, \quad (19)$$

gde su:  $V_H$  - širina histerezisne petlje,  $T_{iPWM}$  - vremenska konstanta integratora i  $M$  - indeks modulacije impulsno-širinskog modulatora.



Slika 5. Samooscilujućim impulsno-širinski modulator.

Na ulaz pojačavača  $v_i$  se dovodi niskofrekventni signal, a pomoću komparatora i povratne sprege se obezbeđuje da je napon na izlazu modulatora impulsno-širinski modulisan i proporcionalan ulaznom naponu. Ovaj napon uključuje prekidače  $Q_1$  i  $Q_2$  i time obezbeđuje malu disipaciju na njima, odnosno efikasno pojačavanje signala.

Modulišuća učestanost je znatno veća od učestanosti pobude, pa je na učestanosti pobude funkcija prenosa modulatora

$$H_{PWM}(s) = \frac{V_{pwm}(s)}{V_i(s)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1 + sC_1(R_1 \parallel R_2)}{1 + sC_1 R_2 / k_{PWM}}, \quad (20)$$

gde je  $k_{PWM}$  pojačanje od izlaza pojačavača  $A_1$  do izlaza  $v_{PWM}$ .

Gubici u kolu impulsno-širinskog modulatora se mogu prikazati u obliku [7]

$$P_{PWM,loss} = P_{sw} + P_{cond} + P_g. \quad (21)$$

U izrazu (21) su:  $P_{sw}$  -prekidački gubici u kolu drejna,

$$P_{sw} = 0,5C_{OSS}V_{DD}^2f_{PWM} + I_{PWM}V_{DD}(t_f + t_r)f_{PWM}, \quad (22)$$

gde su:  $C_{OSS} = C_{ds} + C_{gd}$  izlazne kapacitivnost prekidačkih tranzistora,  $C_{OSS} = C_{OSS1} + C_{OSS2}$ ,  $t_r$  i  $t_f$  vremena uključenja i isključenja tranzistora, respektivno;  $P_{cond}$  -kondukcioni gubici na prekidačkim tranzistorima,

$$P_{cond} = R_{on1,2}I_{PWM,rms}^2, \quad (23)$$

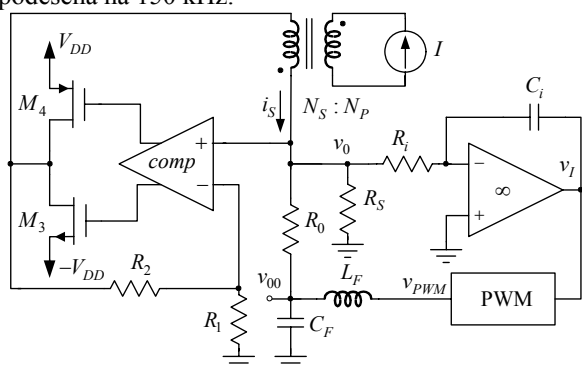
gde su  $R_{on}$  otpornosti prekidača,  $R_{on1,2} = R_{on1} + R_{on2}$  i  $I_{PWM,rms}$  efektivna vrednost struje izlaznog priključka PWM modulatora;  $P_g$  -prekidački gubici u kolu gejta,

$$P_g = Q_{g1,2}V_{DD}f_{PWM}, \quad (24)$$

gde je  $Q_g$  naelektrisanje koje je potrebno dovesti na gejtu da bi se prekidački tranzistor uključio i  $Q_{g1,2} = Q_{g1} + Q_{g2}$ .

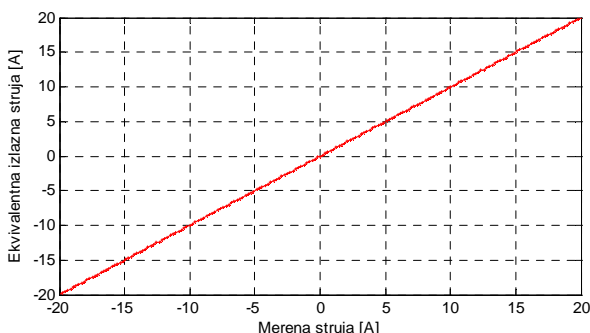
## 5. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Prototip senzora sa slike 2 sa impulsno-širinski modulisanom povratnom spregom prikazan je na slici 6. Otpornim razdelnikom  $R_1/R_2$  i baterijom za napajanje  $V_{DD} = 2,5$  V pagovi komparatora su podešeni na vrednost  $V_{TH} = -V_{TL} = 0,1$  V, dok je  $R_S = R_0 = 1 \Omega$ ,  $C_F = 3,3 \mu F$ ,  $L_F = 47 \mu H$  i  $T_i = 10$  ms. Komparatorско kolo *comp* realizovano je sa standardnim komparatorom LM311 i Šmitovim kolima 74HC14 koja služe za oblikovanje pobudnih impulsa za prekidačke tranzistore ZXM64N02 i ZXM64P02. U prototipu je korišćeno feritno jezgro R12,5 sa standardnim feromagnetskim materijalom N30 i  $N_S = 200$  zavojaka. Prekidačka učestanost impulsno-širinskog modulatora, u kome su korišćeni isti prekidački tranzistori kao i u kolu strujnog senzora bez povratne sprege, je podešena na 150 kHz.



Slika 6. Prototip samooscilujućeg strujnog senzora sa impulsno-širinski modulisanom povratnom spregom.

Pomoću prototipa sa slike 6 snimljena je prenosna karakteristika strujnog senzora  $-\frac{N_S}{N_P} \frac{V_{00}}{R_0} = f(I)$ , za opseg merene struje  $-20 \text{ A} \leq I \leq 20 \text{ A}$ , slika 7.

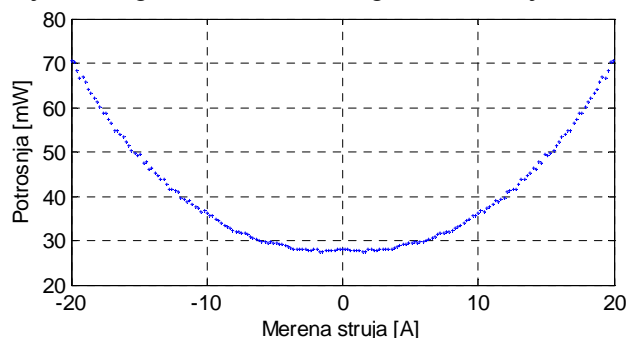


Slika 7. Statička prenosna karakteristika strujnog senzora sa slike 6.

Fitovanjem je dobijeno da je statičko pojačanje strujnog senzora  $k_L = 0,999$ , dok je maksimalna greška linearnosti  $\delta_{L_{max}} = 0,1\%$ .

Istovremeno je snimljena i zavisnost snage koju ulažu baterije za napajanje u funkciji merene struje, slika 8, odakle se zaključuje da je maksimalna potrošnja strujnog senzora

$P_{DD_{max}} \approx 70 \text{ mW}$ . Dominantni gubici u kolu su kondukcioni gubici na otpornostima prekidača, kalema i otporniku  $R_0$  i približno iznose  $P_{cond} \approx 40 \text{ mW}$ . Prekidački gubici u kolu drejna  $P_{sw}$  se mogu zanemariti, dok je  $P_g \approx 5 \text{ mW}$ . Zbog samooscilovanja, u odsustvu merene struje, se u kolu disipira nešto ispod  $30 \text{ mW}$ . Promena prekidačke učestanosti impulsno-širinskog modulatora sa promenom potrošnje je mala. S obzirom da se prekidaju relativno male struje i nivou generisanih elektromagnetskih smetnji su mali.



Slika 8. Zavisnost snage koju ulažu baterije za napajanje u funkciji merene struje.

## 6. ZAKLJUČAK

Na osnovu teorijskih razmatranja realizovan je samooscilujuć fluxgate strujni senzor sa impulsno-širinski modulisanom povratnom spregom. Sa slike 7 se uočava da je ovaj senzor sa praktično idealnom prenosnom karakteristikom, što je posledica jake negativne reakcije, dok slika 8 pokazuje da se radi o strujnom senzoru sa jako malom potrošnjom, maksimalno  $70 \text{ mW}$ . Zbog osobina negativne reakcije, senzor je imun na promenu napona napajanja i varijaciju parametara, a zbog impulsno-širinske modulacije je sa malom potrošnjom, pa se nameće kao jeftino i pouzdano rešenje za galvanski izolovano merenje jednosmerne struje.

- [1] P.Ripka, "Current sensors using magnetic materials," *Journal of optoelectronics and advanced materials*, vol. 6, no. 2, pp. 587-592, June 2004.
- [2] F. Primdahl, "The fluxgate mechanism, Part 1," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 6, pp. 376-383, 1970.
- [3] R. Đurić, M. Ponjavić, N. Smiljanić, "Galvanski izolovani strujni senzor sa digitalnim izlazom," *INFOTEH-Jahorina*, Vol. 8, pp. 379-383, March 2009.
- [4] P. Pejović, "A simple circuit for direct current measurement using a transformer," *IEEE Transactions Circuits and Systems*, vol. 45, no. 8, pp. 830-837, August 1998.
- [5] B. Putzeys, "Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control," *118th AES Convention*, Barcelona, May 2005.
- [6] M. Berkhout, L. Breems, E. Tuijl, "Audio at Low and High Power," *ESSCIRC 2008*, pp. 40-49, September 2008.
- [7] J. Honda, J. Adams, "Class D Audio Amplifier Basics," International Rectifier Application Note AN-1071.

## SELF-OSCILLATING FLUXGATE CURRENT SENSOR WITH PULSE WIDTH MODULATED FEEDBACK

Radivoje Djurić, Milan Ponjavić