

Mogućnosti optimizacije potrošnje kod jednosmernih strujnih transformatora

Milan Ponjavić, Radivoje Đurić
Elektrotehnički fakultet
Univerzitet u Beogradu
Srbija
Milan@el.etf.rs

Slavko Veinović, Saša Milić
Institut Nikola Tesla
Univerzitet u Beogradu
Srbija
s-milic@ieent.org

Sažetak—U radu se analiziraju performanse potrošnje jednosmernih strujnih transformatora baziranih na kompenzacionom pojačavaču u klasi D, koji se koristi za generisanje struje kompenzacije magnetnog fluksa. Težište analize su tehnička ograničenja koja u određenim eksploatacionim uslovima dovode do toga da je rešenje transformatora sa kompenzacionim pojačavačem u klasi D inferiorno po pitanju performansi napajanja u odnosu na klasično rešenje, u kome se koristi kompenzacioni pojačavač u klasi B ili AB.

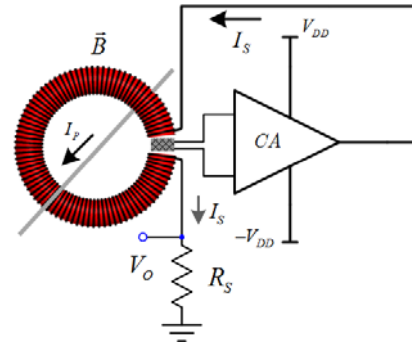
Ključne reči- merenje struje, jednosmerni strujni transformator, strujni senzor, Holov senzor

I. UVOD

Jednosmerni strujni transformatori (DC strujni transformatori, DCT) [1], su strujni senzori koji oponašaju standardne AC strujne transformatore (ACT). Primarni provodnik čija struja I_p se meri, provlači se kroz otvor torusnog, ili nekog sličnog jezgra, Sl. 1, Torusno jezgro služi kao koncentrador fluksa vektora B , generisanog strujom I_p , koji se meri nekom od raspoloživih metoda (fluksgejt, Holov element, itd). Naponski ekvivalent izmerenog vektora B se pojačava kompenzacionim pojačavačem CA, koji kroz sekundarni namotaj generiše struju I_s , i time kompenzuje fluks u jezgri, Sl. 1. Pošto je broj namotaja u sekundaru N_s , sekundarna struja će iznositi $I_s = I_p / N_s$ što je ekvivalentno kao u slučaju ACT. Za razliku od ACT koji je u osnovnoj realizaciji pasivno kolo, i koje meri samo AC komponentu struje I_p , DCT je uvek aktivno kolo i meri DC+AC komponentu struje I_p . CA je pojačavač kome je potrebno napajanje, tipično dvostruko, na primer $\pm V_{DD} = 12V$.

Iako je struja I_s manja N_s puta od struje primara, za nju se nikako ne može upotrebiti pridev "mala", pogotovu kada se govori o senzorima baziranim na savremenoj *low-power* elektronici. Ilustracije radi, ako se meri struja koja može imati maksimalnu vrednost od 100 A i ako je $N_s = 1000$ tada je maksimalna vrednost sekundarne struje 100 mA. Struju sekundara generiše CA, i ako je on linearnog tipa struja I_s se direktno zatvara kroz napajanje, i direktno utiče na snagu disipacije sa doprinosom $V_{DD} \cdot I_s$.

DCT sa linearnim CA je dominantna konfiguracija na tržištu. Alternativna rešenja gde se za CA koristi polumostni pojačavač u klasi D pojavljuju se u tehničkoj literaturi, na



Slika 1. Princip rada DC strujnog transformatora

primer [2]-[4], ali bez detaljnih razmatranja poboljšanja efikasnosti u odnosu na realizaciju sa linearnim CA.

U ovom radu, analizirana su praktična ograničenja upotrebe CA u klasi D, i data je ilustracija negativnih efekata direktne zamene linearnog CA njegovim ekvivalentom u klasi D. U analizi se smatra da su I_p i I_s pozitivne jednosmerne veličine sa referentnim smerovima kao na Sl. 1, tako da se sva razmatranja odnose na DC potrošnju.

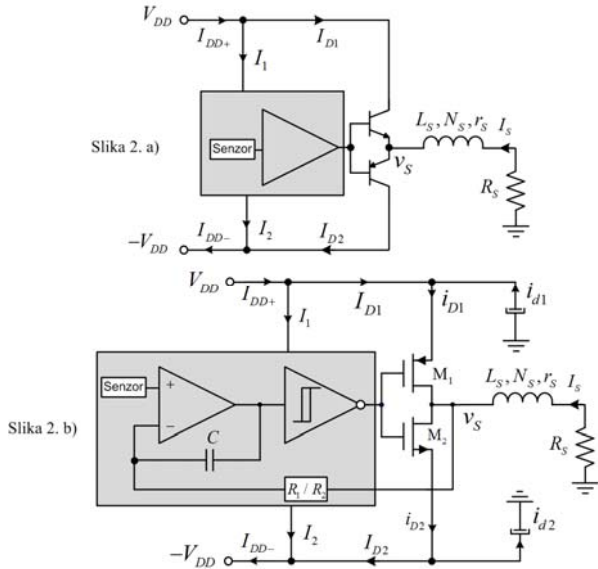
U radu su DC veličine predstavljene sa velikim slovima i u simbolu i u indeksu, na primer V_{OUT} . AC veličine su predstavljene malim slovom i u simbolu i u indeksu, na primer v_{out} . Ukupna vrednost veličine koja sadrži i AC i DC komponentu predstavljena je malim slovom u simbolu i velikim slovom u indeksu, na primer $v_{OUT} = v_{out} + V_{OUT}$.

II. POTROŠNJA U DC STRUJNIM TRANSFORMATORIMA ZADRŽAVANJE INTEGRITETA DOKUMENTA

Principijelna šema svih DCT data je na Sl. 1. Bez obzira na tip detektora fluksa, zajednička komponenta za sve DCT je CA, zajedno sa sekundarnim namotajem N_s i mernim otpornikom R_S .

Razmotrićemo dva DCT koji se razlikuju samo u tipu CA, Sl. 2. Prvi DCT (IT), Sl. 2 a) je baziran na linearnom CA, dok je drugi DCT (SWT), Sl. 2 b) baziran na pojačavaču u klasi D u formi polumosta. Da bi poređenje bilo korektno svi ostali delovi oba DCTa su identični. Podrazumeva se da su interna napajanja elektronike u oba slučaja $\pm V_{DD}$. U slučaju oba DCT induktivnost i otpornost kompenzacionog namotaja su L_S i r_S

Rad je nastao u okviru projekta TR 33024, „Povećanje energetske efikasnosti, pouzdanosti i raspoloživosti elektrana EPS-a utvrđivanjem pogonskih dijagrama generatora i primenom novih metoda ispitivanja i daljinskog nadzora”, koji je finansiralo Ministarstvo prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije



Slika 2. Kompenzacioni pojačavači a) linearni sa izlaznim stepenom u klasi B i prekidački sa polumostnim izlaznim stepenom u klasi D.

respektivno. Dodatno, biće zanemarene otpornosti kanala uključених транзистора \$M_1\$ i \$M_2\$, kao i svi ostali gubici.

Konstantni deo disipacije u oba slučaja predstavlja unutrašnju potrošnju u mirnom stanju, koja uvek postoji i koja se može smatrati nezavisnom od \$I_S\$. Nju opisuju dve struje u mirnom stanju \$I_1\$ i \$I_2\$.

U slučaju IT, ukupna disipacija \$P_D = P_{DL}\$ sastoji se od potrošnje u mirnom stanju

$$P_0 = P_{0L} = V_{DD} (I_1 + I_2), \quad (1)$$

i potrošnje kada se meri struja različita od nule \$P_V = V_{DD} \cdot I_S\$:

$$P_{DL}(I_S) = P_{0L} + I_S \cdot V_{DD}. \quad (2)$$

Ovakva zavisnost se može naći u dokumentaciji IT, na primer LEM IT 600-S [5]. Jednačina (1) se može smatrati ispravnom za ceo dozvoljeni opseg vrednosti za \$R_S\$.

Blok dijagram jednog SWT je prikazan na Sl. 2 b). Na primeru senzora Premo DCT 700A [2] potrošnja se može opisati jednačinom \$I_{CC} = 200 \text{ mA} + f(I_S)\$ [2].

Odgovarajuća potrošnja energije mirnom stanju je

$$P_0 = P_{0S} = V_{DD} (I_1 + I_2). \quad (3)$$

U slučaju IT, struje napajanja u mirnom stanju mogu biti izuzetno male, upotrebom operacionog pojačavača male snage, pojačanog bipolarnim ili MOS izlaznim stepenom u klasi B. Pošto su svi ostali sklopovi u oba DCT-a isti, lako je postići da važi \$P_{0L} \leq P_{0S}\$. Međutim, za početak možemo pretpostaviti da je \$P_{0L} = P_{0S}\$, isto kao i da su struje napajanja u mirnom stanju jednake: \$I_1 = I_2 = I_0\$. Potrošnja SWT se može predstaviti u obliku:

$$P_{DS}(I_S) = P_{0S} + (R_S + r_S) I_S^2 = P_{0S} + I_S \cdot ((R_S + r_S) I_S). \quad (4)$$

Pošto uslov \$|V_S| = |(R_S + r_S) \cdot I_S| < V_{DD}\$, mora da bude uvek zadovoljen za ispravno funkcionisanje oba kola na Sl. 2, i ako je \$P_{0L} = P_{0S}\$, tada se stiče utisak da je \$P_{DL} > P_{DS}\$ ispunjeno za bilo koje radne uslove, a samim tim bezuslovne tvrdnje o superiornosti SWT u odnosu IT deluju ispravno [2].

Sa druge strane, autori takvih tvrdnji za njihovu verifikaciju koriste ograničena poređenja. Na primer u [2] izvršeno je poređenje DCT-700A samo sa jednim IT na tržištu, radi se o LEM IT 600-S, i samo pod jednim setom radnih uslova: paragraf 4, odeljak D u [2]. Pitanje efikasnosti napajanja ostavili su potpuno otvorenim: da li je efikasnost zaista povećana u celom opsegu napajanja 10V-30V, i celom opsegu dozvoljenih vrednosti mernog otpornika \$1\Omega \leq R_S \leq 20\Omega\$.

U cilju boljeg sagledavanja situacije razmotren je ponovo dizajn predložen u [2]-[4].

III. TOK ENERGIJE NAPAJANJA U DC STRUJNIM TRANSFORMATORIMA

Kako je \$L_S\$ dovoljno veliko, može se usvojiti da je kompenzaciona struja \$i_S\$ potpuno jednosmerna, tj. \$i_S = I_S\$. Isto tako struja koja se vraća u povratnu spregu modulatora može uvek da se realizuje da bude zanemarljiva. Tokom prvog dela prekidačke periode \$T\$, tranzistor \$M_1\$ je uključen \$DT\$ sekundi, gde je \$D\$ faktor ispune, \$0 \leq D \leq 1\$. Tokom drugog dela prekidačke periode, tranzistor \$M_2\$ je uključen \$(1-D)T\$ sekundi. U zavisnosti od \$D\$, struja \$I_S\$ je jednaka:

$$I_S = \frac{-V_S}{R_S + r_S} = \frac{1}{R_S + r_S} \left(\frac{(1-D)T \cdot V_{DD} - DT \cdot V_{DD}}{T} \right) = (1-2D) \cdot \frac{V_{DD}}{R_S + r_S} = (1-2D) I_{SM} = \left(\frac{1}{2} - D \right) \cdot 2I_{SM} \quad (5)$$

gde je parametar

$$I_{SM} = V_{DD} / (R_S + r_S) \quad (6)$$

Teoretski maksimalno \$I_S\$ za upotrebljenu vrednost \$R_S\$:

$$I_S = \begin{cases} I_{SM}, & D = 0 \\ -I_{SM}, & D = 1 \end{cases}$$

U tom slučaju povratna sprega podešava \$D\$ na vrednost:

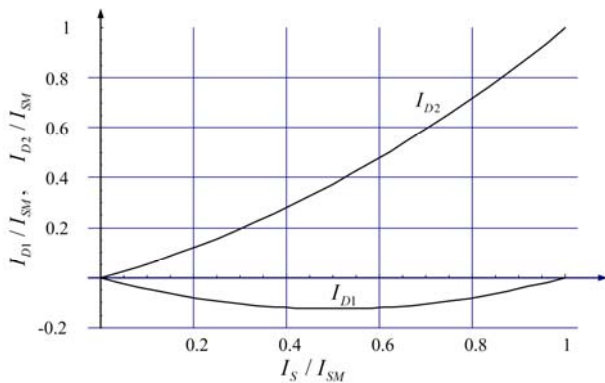
$$D = 0.5 - I_S / (2I_{SM}). \quad (8)$$

Jasno je da je za \$I_S = 0 \Rightarrow D = 0.5\$.

DC komponenta struje \$i_{D1}\$, Sl. 2, je jednaka \$I_{D1} = -DI_S\$, dok je DC komponenta struje \$i_{D2}\$ jednaka \$I_{D2} = (1-D)I_S\$. Prema Sl. 2 i jednačini važi (6):

$$I_{D1} = -DI_S = -(0.5I_S + I_S^2 / (2I_{SM})), \quad I_{D2} = I_S + I_{D1}. \quad (9)$$

Ako se nacrtava normalizovano \$I_{D1}(I_S)\$ i \$I_{D2}(I_S)\$ za \$0 < I_S < I_{SM}\$, Sl. 3, problem se lako da uočiti: \$I_{D1}(I_S)\$ je negativno.



Slika 3. Normalizovano $I_{D1}(I_S)$ i $I_{D2}(I_S)$ za $0 < I_S < I_{SM}$.

Kako su izvori napajanja uglavnom unilateralni ne postoji mogućnost za bidirekcionni tok energije. Stoga struje I_{DD+} i I_{DD-} moraju da budu pozitivne, što dalje znači da sledeće nejednakosti moraju da budu zadovoljene

$$I_{D1} + I_1 \geq 0, I_{D2} + I_2 \geq 0. \quad (10)$$

Ako unutrašnja potrošnja SWT, koja zavisi od I_1 i I_2 , nije dovoljno velika, a linija za napajanje nije u mogućnosti da apsorbuje negativne I_{D1} ili I_{D2} , tada se dešava fenomen "bus pumping" koji je poznat praksi audio pojačavača, koji u ovom slučaju ima sasvim drugu dimenziju. Posledice ovog efekta, ukoliko se ne kompenzuje, mogu da budu različite i sve su negativne. U jednom od mogućih scenarija moguće je prenaponsko oštećenje i SWT ali i drugih komponenti koje se nalaze na istim linijama za napajanje. Suprotno u odnosu na SWT, ovakav efekat ne postoji kod IT.

IV. POTROŠNJA U MIRNOM STANJU I ENERGETSKE PERFORMANSE SWT

Na osnovu prethodne analize, SWT sa potrošnjom u mirnom stanju može imati suštinska ograničenja radnog kapaciteta. Ta ograničenja mogu da budu definisana prema strujama I_1 i I_2 . Za $I_S > 0$ potrebno je da bude zadovoljeno:

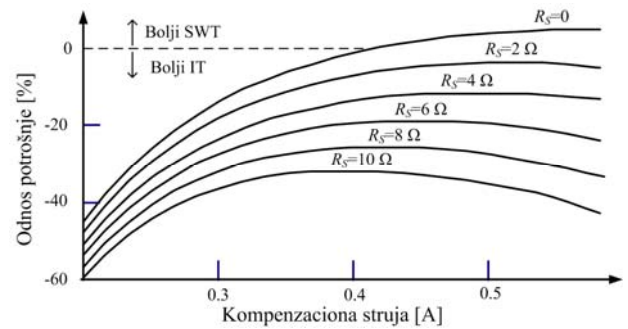
$$I_{D1} + I_1 = -DI_S + I_1 \geq 0 \Rightarrow DI_S \leq I_1. \quad (11)$$

Uzimajući u obzir (9), I_{D1} doseže minimum za $I_S = I_{SM}/2$, što se vidi na Sl. 3. Koristeći jednačine (8) i (11), zamenujući I_S sa $I_{SM}/2$, dobija se nejednakost: $I_{SM}/8 \leq I_1$. Za $I_S < 0$, ista nejednakost se dobija za I_2 : $I_{SM}/8 \leq I_2$.

Ako merni opseg $I_S \in (-I_{S\min}, +I_{S\max})$ sadrži $\pm I_{SM}/2$, tj. $-I_{S\min} < -I_{SM}/2$ i $I_{SM}/2 < I_{S\max}$, i ako usvojimo da je $I_2 = I_1 = I_0$, dobijamo potreban uslov koji omogućuje da SWT apsorbuje negativne I_{D1} ili I_{D2} :

$$I_{SM}/8 \leq I_0 \quad (12)$$

Sada možemo detaljnije da pogledamo primer SWT-a predložen u [2]



Slika 4. Odnos potrošnje upotrebljenih DCT u funkciji primarne struje, za $0 < R_S < 10 \Omega$.

Prema podacima proizvođača komponente DCT-700A [6] za napajanje $V_{CC}=12V$, potrošnja struje je $I_{CC} = 200 \text{ mA} + f(I_S)$. Ako se usvoji da je $I_1 = I_2 = I_0$, interna struja u mirnom stanju se može izračunati

$$P_{0S} = 200 \text{ mA} \cdot 12 \text{ V} = 2I_0 \cdot 12 \text{ V} \Rightarrow I_0 = 100 \text{ mA} \quad (13)$$

Sa druge strane, maksimalna otpornost kompenzacijonog namotaja može da bude $r_s = 10 \Omega$ [6], a senzorski otpornik može da bude $R_S = 1 \Omega$, što daje moguću vrednost za $I_{SM}/8$:

$$I_{SM}/8 = (12 \text{ V} / 11 \Omega) / 8 = 136 \text{ mA} > I_0! \quad (14)$$

Najkritičnija situacija nastaje za $I_S = I_{SM}/2 = 544 \text{ mA}$, što pripada regularnom mernom opsegu.

Sličan zaključak se može izvesti ako se unutrašnja struja u mirnom stanju rekonstruiše iz grafika koji su dati u [6], ili u [2].

V. PRAKTIČNE POSLEDICE

"Low-power" design je razrađena praksa, na primer [8], gde je opisano upravljačko kolo za Vacuumschmelze senzor sa zanemarljivom strujom u mirnom stanju. Kompletna kontrolna elektronika iz [2] može da bude dizajnirana u low-power tehnici, gde se koriste efikasne LED diode sa strujom uključivanja manjom od 1mA, kao i bistabilna relea.

U svrhu ilustracije odabran je ekstreman ali ilustrativan primer, u kome je primenjen koncept iz [2],[3] na dizajn dva prethodno usvojena DC strujana transformatora koji se razlikuju samo u CA. Cilj je realizacija DCTa sa malom potrošnjom i unutrašnjom strujom u mirnom stanju $I_0 = 15 \text{ mA}$. To je mala vrednost ali potpuno realna [8]. Ostale specifikacije su sledeće: $\pm V_{DD} = \pm 12 \text{ V}$, $N_S = 1000$, $r_s = 10 \Omega$, $0 \leq R_S \leq 10 \Omega$, i maksimalna struja primara $I_{P\max} = 700 \text{ A}$.

U slučaju SWT, maksimalno I_{SM} se dobija za $R_S = 0$ i iznosi $V_{DD}/r_s = 1.2 \text{ A}$. Tada je $I_{SM}/2 = 600 \text{ mA}$ što je unutar mernog opsega. Kako jednačina (12) mora da bude zadovoljena, potrebno je veštački povećati I_0 , ili smanjiti I_{SM} serijski dodavajući otpornost na R_S . Sa druge strane dodavanjem serijske otpornosti merni opseg bi se smanjio tako da to nije prihvatljiva mogućnost. Stoga je jedina opcija

veštačko povećanje I_0 na vrednost od $150 \text{ mA} = I_{SM}/8$, i tada je $P_{0S} = 2V_{DD} \cdot 150 \text{ mA} = 3.6 \text{ W}$.

Sa druge strane ako se dizajnira IT prema usvojenim karakteristikama, nema potrebe da se povećava I_0 . Potrošnja u mirnom stanju može da se izračuna upotrebom jednačine (1) kao $P_{0L} = 2V_{DD} \cdot 15 \text{ mA} = 0.36 \text{ W}$.

Da bi se poređenje kvantifikovalo, odnos potrošnje ρ je definisan, određen za $0 \leq R_S \leq 10 \Omega$, i prikazan na Sl. 4.

$$\rho = (P_{DL} - P_{DS}) / P_{DL} = 1 - \frac{P_{0S} + (r_S + R_S) I_S^2}{P_{0L} + V_{DD} \cdot I_S} \quad (15)$$

Vidi se da SWT ima manju potrošnju samo na $R_S = 0$ i $I_S > 0.4 \text{ A}$. Na osnovu toga se može zaključiti da je za set usvojenih karakteristika, i definisano I_0 , transformator IT tipa značajno bolji od SWT.

Bitno je napomenuti, da se mogu usvojiti i sasvim drugačije zahtevane karakteristike gde bi situacija bila potpuno suprotna, ali takva analiza ne bu bila korisna jer ne ukazuje na suštinu problema.

VI. ZAKLJUČAK

Prethodna analiza osvetljava glavne nedostatke koncepta dizajna CA u polumostnoj konfiguraciji. [2]-[4]. Glavna ideja *low-power* dizajna je redukcija potrošnje gde god je to moguće na račun što manjeg gubitka metroloških performansi. Jedna od mogućnosti je svakako redukcija potrošnje P_0 u mirnom stanju, upotrebom odgovarajuće tehnike. Sa druge strane dovoljno velike struje I_1 i I_2 , moraju da postoje da bi apsorbivale negativne struje napajanja, jer izvor za napajanje ne mora da bude sposoban da ih apsorbuje. Postoji donja granica za I_1 i I_2 koja garantuje da će i u najnepovoljnijem slučaju negativne struje napajanja biti apsorbivane. Prema tome projektovanje DCT sa CA u formi polumostnog pojačavača u klasi D inherentno poseduje suprotstavljene zahteve. Posledično, SWT dizajn koncept predložen u [1,2], nije generalno, u svim mogućim situacijama, bolja opcija u odnosu na IT, kada je u pitanju niska potrošnja.

U slučajevima kada je ukupna potrošnja po prirodi problema niska, ne postoji prednost prekidačke CA topologije, dok je linearni CA veoma pouzdan, jednostavan i malošuman [1]. Sa druge strane, ukoliko kompleksnost specifikacija celog sistema u kome se koristi DCT predviđa da potrošnja, interna ili eksterna u mirnom stanju bude dovoljno velika, tako da je kompenzacija negativnih struja za napajanje moguća, prekidački CA je prihvatljiv.

Teoretski, bidirekcionni izvor za napajanje potpuno rešava uočeni problem. Međutim, takvo složeno napajanje je opravdano jedino u slučaju znatno većih potrebnih snaga ukupne potrošnje, ali u tom slučaju je i potrošnja bilo kakvog IT zanemarljiva pa nema potrebe za transformatorom SWT tipa.

Apsorbovanje negativnih struja napajanja je svakako moguće rešiti manje ili više složenom elektronikom [9], ali se u tom slučaju postavlja pitanje šta se dobija a šta se gubi, sto je analiza koja prevazilazi okvire ovog rada.

REFERENCES

- [1] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. Ho-Ching Iu, L. J. Borle, "Current sensing techniques: a review," *IEEE Sensors J*, vol. 9, no. 4, pp. 354-375, Apr. 2009
- [2] G. Velasco-Quesada, M. Román-Lumbreras, A. Conesa-Roca, F. Jeréz, "Design of a low-consumption fluxgate transducer for high-current measurement applications," *IEEE Sensors J*, vol. 11, no. 2, pp. 280-287, Feb. 2011.
- [3] R. Đurić, M. Ponjavić, "Self-oscillating fluxgate current sensor with pulse width modulated feedback", *Electronics*, vol. 14, no. 2, Dec. 2010.
- [4] G. Velasco-Quesada, M. Román-Lumbreras, R. Pérez-Delgado, A. Conesa-Roca, "Class H power amplifier for power saving in fluxgate current transducers", *IEEE Sensors J*, vol. 16, no. 8, pp. 2322-2330, Apr. 2016.
- [5] <http://www.lem.com/docs/products/itm%20600-s%20ultrastab.pdf>
- [6] DCT 700 A Datasheet. [Online] Available:
- [7] <http://www.grupopremo.com/in/product/310/specifications/currentsensin g/flux-gatetransducers/dct700atransducers.html>
- [8] "Sensor signal conditioning IC for closed-loop magnetic current sensor," Texas Instruments Inc, SBVS070B, USA Dallas 2011.
- [9] S. Veinovic, M. Ponjavic, S. Milic, R. Djuric, "Low-power design for DC current transformer using class-D compensating amplifie", *IET Circuits, Devices & Systems*, Available online: 16 November 2017.

ABSTRACT

The paper analyzes the consumption performance of DC power transformers based on compensation amplifier in class D, which is used to generate the current of magnetic flux compensation. The focus of the analysis is the technical limitations that in certain exploitation conditions lead to the fact that the transformer solution with compensating amplifier in class D is inferior to the power supply performance compared to the classical solution in which the compensating amplifier in class B or AB is used.

OPTIMIZATION POSSIBILITIES FOR DC POWER TRANSFORMERS

Milan Ponjavić, Radivoje Djurić, Slavko Veinović, Saša Milić