

Sinhronizacija časovnikov z različno časovno bazo

Mitja Nemec

Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Tržaška 25, 1000 Ljubljana, Slovenija
E-pošta: mitja.nemec@fe.uni-lj.si

Synchronization of peripheral timers with different time base

Abstract. In a resonant converter a slower running timer is used to derive PWM signals for power stage control, while fast running timer is used for sampling of converter current. Ordinary a slower running timer period has to be integer multiple of faster running timer period, which results in lower resolution of switching frequencies. The article presents a solution for synchronization of two timers with different periods where by dithering faster running timer period we avoid this limitation. Thus slower running timer period has much higher resolution

1 Uvod

V zadnjih letih je v močnostnih elektroniki v vedno večjem deležu aplikacij krmiljenje oziroma regulacija izvedena z digitalno elektroniko. Bodisi z namenskimi mikrokrmilniki ali pa s programirljivimi vezji (FPGA).

Pri proženju močnostnih stikal je daleč najbolj razširjen pristop z uporabo pulzni-širinske modulacije (PWM). V digitalni elektroniki se PWM signali generirajo z uporabo časovnikov, ki poleg generiranja nosilnega signala velikokrat skrbijo tudi za proženje AD pretvornika. Tako se zagotovi, da je vzorčenje merjenih veličin (tok, napetost) izvedeno v pravem trenutku znotraj preklopne periode, s čimer je zajeta srednja vrednost merjene veličine. Tako se zelo enostavno izognemo vpliva valovitosti, ki je v merjenih veličinah posledica stikalnega delovanja [1].

Pri pretvornikih večjih moči se pogosto poslužujemo paralelne vezave, pri kateri lahko s faznim premikom PWM signalov dosežemo dodatno zmanjšanje valovitosti vhodnih in/ali izhodnih veličin. Pri tem moramo imeti možnost nastavljanja fazne poravnave posameznih PWM časovnikov, kar današnje izvedbe PWM modulov v mikrokrmilnikih brez težav omogočajo.

Zmogljivosti mikrokrmilnikov, namenjenih za aplikacije pretvorbe moči, danes omogočajo, da en mikrokrmilnik vodi več pretvornikov (PFC vhodna stopnja in DC/DC izhodna stopnja, aktivni trifazni usmernik, za katerim je inverter ...). V vseh teh aplikacijah je preklopna frekvenca posameznega pretvornika tipično konstantna. V primeru večstopenjskega pretvornika se zaradi medsebojnih vplivov sicer stremi k temu, da so preklopne frekvence posameznih stopenj enake. V kolikor se razlikujejo, pa so razmerja med njimi tipično celoštevilska. Vse te aplikacije se danes brez večjih težav realizirajo z

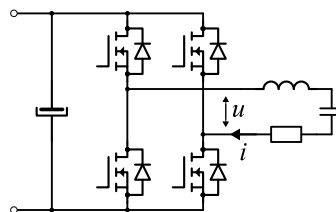
vgrajenimi PWM enotami, le inicializacija je nekoliko bolj kompleksna.

Razmere pa se hitro spremenijo v aplikacijah, kjer želimo spreminjati preklopno frekvenco. Bodisi zaradi spektralne porazdelitve motenj z namenom zmanjšanja motenj, ki jih pretvornik povzroča [2], [3] ali pa imamo opravka z resonančnim pretvornikom [4], [5]. V kolikor vodimo samo en pretvornik in pri tem potrebujemo samo en PWM časovnik, večjih težav ni.

V članku predstavljena rešitev pa pride v poštev, v kolikor vodimo dva pretvornika z različnima preklopnima frekvencama in/ali vodimo en pretvornik s spremenljivo preklopno frekvenco ter pri tem potrebujemo več časovnikov, ki imajo različne periode.

2 Resonančni pretvornik

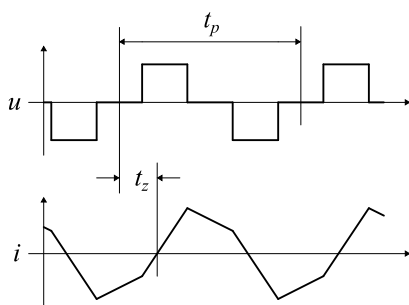
Resonančni pretvornik je pretvornik, pri katerem imamo na izhodu ali v vmesnem tokokrogu izmenične veličine (tok, napetost), pri čemer ima impedanca v tem tokokrogu bodisi serijsko ali paralelno resonanco (slika 1). Pri delovanju pretvornika spreminjamo preklopno frekvenco, tako da je vezje vedno v resonanci. Resonančni pretvorniki imajo pogosto visok izkoristek, saj stikala preklaplajo bodisi ko je tok ali pa napetost čez stikalo nizka (ZCS, ZVS) [6].



Slika 1: Primer resonančnega pretvornika

Pri delovanju resonančnega pretvornika je nastavitve preklopne frekvence ključnega pomena. Tako moramo med obratovanjem spremljati razmere v resonančnem vezju in po potrebi prilagoditi preklopno frekvenco. Tipično se fazni premik med tokom in napetostjo določa na podlagi trenutka prehoda toka čez 0 (slika 2). Ta pristop je enostaven za izvedbo, vendar pa je občutljiv na prisotnost šuma v meritvi toka predvsem pri nizkih amplitudah toka.

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot \frac{t_z}{t_p} \quad (1)$$



Slika 2: Napetost in tok bremena

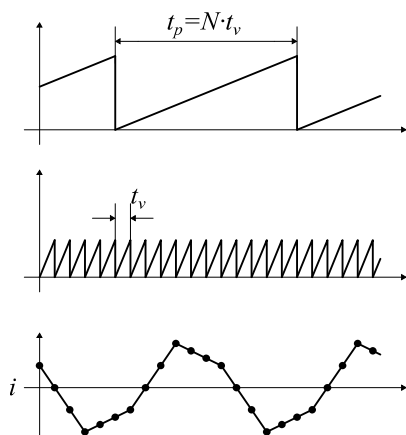
Nekoliko boljša rešitev je, da na podlagi N vzorcev toka znotraj ene ali večih preklopnih period z diskretno Fourierjevo transformacijo (DFT) izračunamo fazni premik toka.

$$A = \sum_{j=1}^N i_j \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{j}{N}\right) \quad (2)$$

$$B = \sum_{j=1}^N i_j \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{j}{N}\right) \quad (3)$$

$$\varphi = \text{atan2}(B, A) \quad (4)$$

Da nam DFT poda pravilen rezultat, potrebujemo več vzorcev (10 ali raje še več) v eni periodi, pri čemer moramo zagotoviti, da je v eni preklopni periodi t_p celo število vzorcev, sicer nam DFT vrne napačne rezultate [7]. Tako mora biti perioda vzorčenja t_v bistveno krajša, kot je preklopna perioda (slika 3), njuno razmerje pa mora biti celoštevilsko.

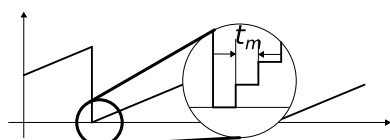


Slika 3: Potek časovnika preklopne in vzorčne frekvence ter vzorčenje bremenskega toka

Omejitev, da je preklopna perioda celoštevilski večkratnik vzorčne periode, nekoliko omeji možno izbiro preklopnih period

$$t_p = N \cdot t_v \quad (5)$$

Razlog za to omejitev se skriva v tem, da imajo PWM časovniki končno ločljivost, saj tečejo z ločljivostjo ure t_m .



Slika 4: Ločljivost časovnika

Pri tej povezavi je lahko ločljivost preklopne periode N -kratnik ločljivosti ure.

$$\Delta t_p = N \cdot t_m \quad (6)$$

V kolikor so preklopne frekvence nizke in so preklopne periode dolge, grob korak nastavljanja periode ne predstavlja težave, saj je frekvenčna ločljivost znosna.

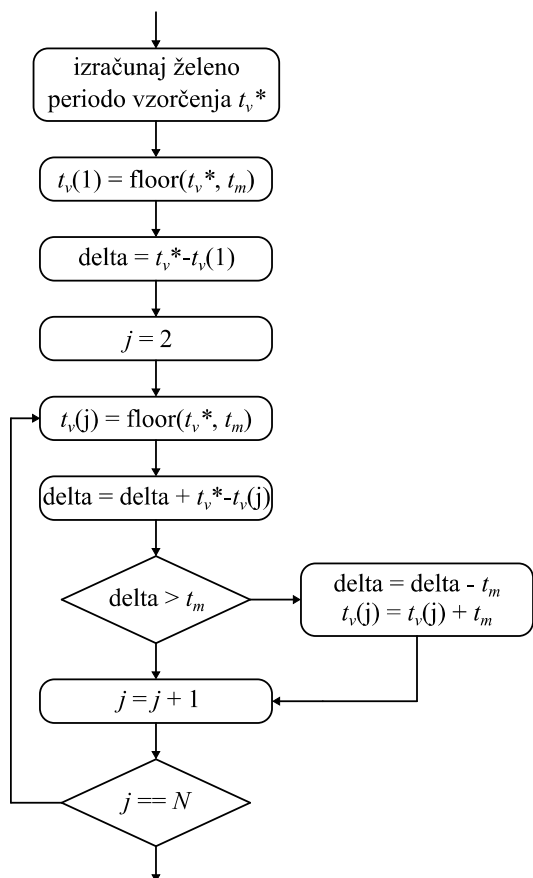
$$f_p = \frac{1}{k \cdot t_m \pm N \cdot t_m} \quad (7)$$

Z napredkom polprevodnikov se višajo preklopne frekvence in v tem primeru pa je frekvenčna ločljivost lahko že prenizka za potrebe delovanja resonančnega pretvornika. Za občutek podajamo primer, ko je preklopna frekvenca 100 kHz, PWM enota teče s 100 MHz in imamo 20 vzorcev v eni preklopni periodi. V tem primeru se mora vzorčenje izvajati s frekvenco 2 MHz. Vzorčno periodo lahko nastavimo s korakom t_m . Posledično lahko preklopno periodo nastavimo s korakom $N \cdot t_m$. V okolici 100 kHz to pomeni ločljivost ± 2 kHz, kar pa je že nekoliko groba ločljivost.

3 Uporaba razprševanja

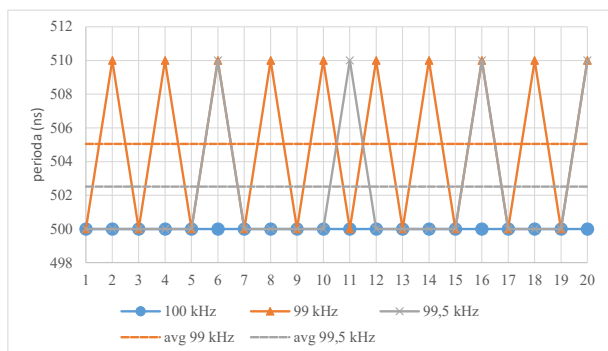
Za rešitev problema ločljivosti preklopne periode se predlagamo uporabo razprševanja (angl. Diethering). V tem primeru preklopno periodo nastavimo na poljubno vrednost z ločljivostjo t_m . Iz preklopne periode izračunamo želeno vzorčno periodo. Le-ta zelo verjetno ni celo večkratnik t_m . V tem primeru pripravimo naslednjih N period, tako da je dolžina posamezne periode sicer celi večkratnik t_m , dolžina posameznih vzorčnih period pa se izmenjuje med dvema vrednostma, tako da je povprečna vzorčna perioda čim bližje zeleni vzorčni periodi. Algoritem, po katerem pripravimo tabelo, predstavljen na sliki 5 je sledeč:

1. Za prvo vzorčno periodo $t_v(1)$ znotraj preklopne periode vzamemo želeno vzorčno periodo navzdol zaokroženo na večkratnik t_m
2. Shranimo razliko med zeleno in tako zaokroženo vzorčno periodo (*delta*)
3. Naslednje vzorčno periodo $t_v(j)$ prav tako nastavimo na želeno vzorčno periodo navzdol zaokroženo na večkratnik t_m
4. Razliko med zeleno in tako zaokroženo vzorčno periodo prištejemo predhodno shranjeni razliki. V kolikor je le ta večja od t_m , jo zmanjšamo za t_m in na zadnje mesto zapisano vzorčno periodo povečamo za t_m
5. Ponavljamo koraka 3 in 4, dokler ne nastavimo N -te vzorčne periode
6. Za odpravo napake, do katere lahko pride zaradi zaokroževanja seštejemo vse predhodno nastavljene vzorčne periode in v kolikor se vsota razlikuje od zelene preklopne periode, za več kot t_m , popravimo N -to vzorčno periodo



Slika 5: Potek izračuna posamezne vzorčne periode

Ko PWM enota teče s 100 Mhz in imamo 20 vzorcev v eni preklonni periodi, je preklonna frekvenca 100 kHz, dolžina vzorčne periode pa znaša 500 ns. Če pri istih razmerah nastavimo preklonno periodo na 99 kHz, je dolžina zelene vzorčne periode 505,05 ns, z razprševanjem določena, povprečna dolžina vzorčne periode pa znaša 505,00 ns. Podobno velja za primer, ko preklonno periodo nastavimo na 99,5 kHz. Zelena vzorčna perioda znaša 502,51256 ns z razprševanjem določena povprečna dolžina vzorčne periode pa znaša 502,50 ns. Vrednosti posameznih vzorčnih period znotraj enega preklonnega intervala so prikazane na sliki 6.



Slika 6: Primer vrednosti period vzorčenja v eni preklonni periodi za tri različne preklonne periode

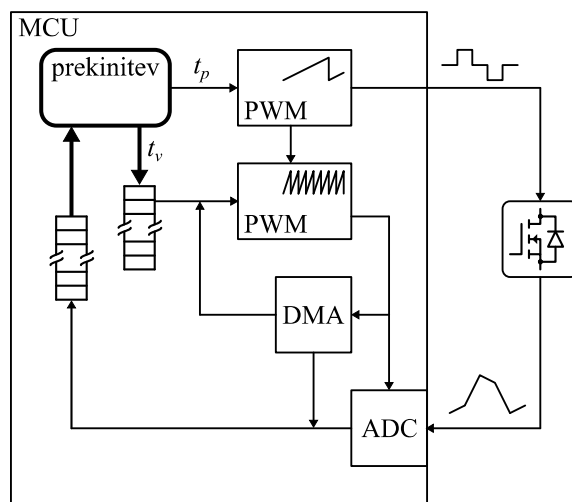
Kot vidimo, lahko z razprševanjem dosežemo bistveno višjo ločljivost preklonne periode. Zaradi odstopanja povprečne dolžine vzorčne periode od zelene

dolžine vzorčne periode pride do faznega odstopanja počasi tekočega časovnika in hitro tekočega časovnika. Tako je treba zagotoviti, da se hitro tekoči časovnik sinhronizira s počasi tekočim časovnikom enkrat na preklonno periodo.

4 Praktična izvedba

V praksi si težko privoščimo prekinitve vsako vzorčno periodo. Tipične rešitve se poslužujejo ene prekinitve vsako preklonno periodo, saj je za delovanje smiselno nastaviti frekvenco in vklopno razmerje samo enkrat na preklonno periodo. V tem primeru vsako preklonno periodo po predhodno predstavljenem algoritmu izračunamo periode za vseh N vzorčnih period in jih zapišemo v tabelo. Nato pa DMA enota, ki je prožena vsako vzorčno periodo, zapiše novo vzorčno periodo v časovnik, ki proži vzorčenje. Prav tako DMA enota ustrezno zapiše vsak posamezen vzorec iz AD pretvornika v tabelo. Nato znotraj prekinitve iz tabele s pomočjo DFT algoritma izračunamo vazni premik med napetostjo in tokom.

Da pa časovnika zaradi numerične napake, do katere pride pri zaokroževanju, ne bi fazno zlezla narazen, morata časovnika biti sinhronizirana. To se najbolj enostavno doseže z vgrajeno funkcionalnostjo, pri kateri se hitro tekoči časovnik enkrat na preklonno periodo sinhronizira s počasi tekočim časovnikom.

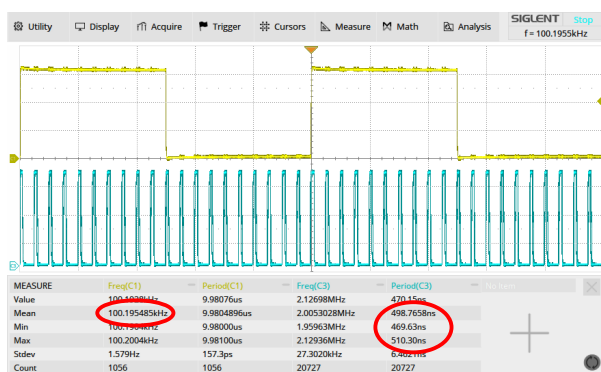


Slika 7: Končna arhitektura izvedbe sinhronizacije

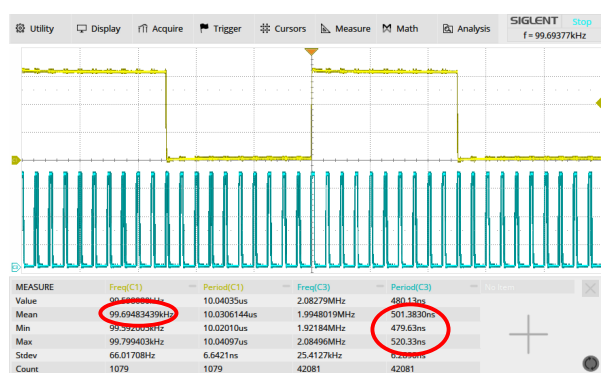
5 Rezultati

Predstavljeni rešitev je bila tudi preizkušena v praksi na mikrokrmilniku TMS320F28379D. Časovna kvantizacija PWM t_m enote je znašala 10 ns.

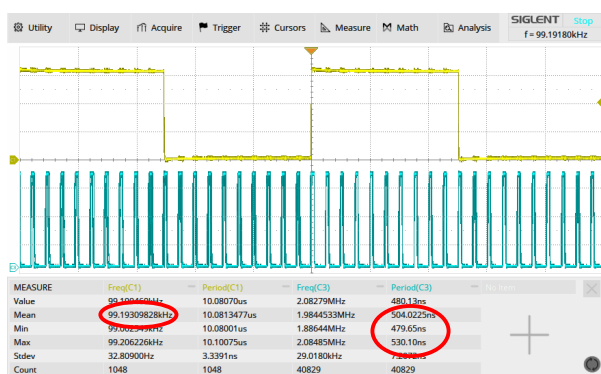
Kot vidimo na slikah 8, 9 in 10, predstavljen način sinhronizacije deluje zadovoljivo pri katerikoli izbrani preklonni frekvenci (100 kHz, 99,5 kHz in 99,0 kHz). Preklonno frekvenco (periodo) lahko ob uporabi razprševanja nastavljamo z bistveno večjo ločljivostjo hkrati pa je tudi vzorčna frekvenca (perioda) precej točna saj je v vseh primerih standardna deviacija vzorčne periode okoli 7 ns kar je sprejemljivo.



Slika 8: Primer hitro in počasi tekočega časovnika pri preklopni frekvenci 100 kHz



Slika 9: Primer hitro in počasi tekočega časovnika pri preklopni frekvenci 99,5 kHz



Slika 10: Primer hitro in počasi tekočega časovnika pri preklopni frekvenci 99 kHz

6 Zaključek

V članku predstavljena rešitev predstavlja učinkovit način, da se zaobide omejitve nizke ločljivosti preklopne periode, ki izhajajo iz neodvisnosti počasi in hitro tekočega časovnika. Rešitev je tudi uporaba pri različnih aplikacijah na področju močnostne elektronike.

Zahvala

Delo je bilo sofinancirano iz programa ARRS »Pretvorniki električne energije in regulirani pogoni« P2-0258 (B).

Literatura

- [1] P. Zajec, "Vzroki napak pri digitalni regulaciji toka več-vejnega DC-DC pretvornika s PWM prepletom," in *Zbornik sedemindvajsete mednarodne Elektrotehniške in računalniške konference ERK 2019*, Portorož, Slovenija, Sep. 2019, p. 4.
- [2] B. Jacob and M. R. Baiju, "Spread spectrum scheme for two-level inverters using Space Vector Sigma-Delta Modulation," in *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, Apr. 2010, pp. 1–6. doi: 10.1049/cp.2010.0199.
- [3] G. Zimmer and K. Scott, "Spread Spectrum Frequency Modulation Reduces EMI," p. 5.
- [4] M. T. Outeiro, G. Buja, and A. Carvalho, "Resonant converters for electric equipment power supply," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct. 2014, pp. 5065–5071. doi: 10.1109/IECON.2014.7049270.
- [5] M. Salem, A. Jusoh, N. R. N. Idris, T. Sutikno, and Y. M. Y. Buswig, "Phase-shifted Series Resonant Converter with Zero Voltage Switching Turn-on and Variable Frequency Control," *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 8, no. 3, Art. no. 3, Sep. 2017, doi: 10.11591/ijpeds.v8.i3.pp1184-1192.
- [6] S. Abdel-Rahman, "Resonant LLC Converter: Operation and Design," p. 19, 2012.
- [7] K. Drobnič, V. Ambrožič, and R. Fišer, "Uporaba diskretne Fourierjeve transformacije pri detekciji zlomljenih rotorskih palic v asinhronskem motorju," *Elektrotehniški Vestn.*, vol. 80, no. 4, pp. 177–183, 2013.