

ZMANJŠANJE PREVODNIH MOTENJ Z NAKLJUČNO PŠM

Franc Mihalič in Miro Milanovič

Univerza v Mariboru, Fakulteta za Elektrotehniko, računalništvo in informatiko

Ključne besede: elektrotehnika, elektronika močnostna, usmerniki, pretvorniki navzgor, PSD gostota spektra moči, RPWM modulacija pulzno širinska naključna, metode ocenjevanja, THD popačenje harmonsko celovito, faktor moči, EMI interferenca elektromagnetna, EMC kompatibilnost elektromagnetna, motnje elektromagnetne, vezja elektronska, HPFCC vezja korekcije faktorja moči velikih

Povzetek: Z uporabo vezij za korekcijo faktorja moči (pretvornik navzgor) lahko v enofaznih usmernikih dosežemo faktor moči blizu 1. Po drugi strani pa zaradi visoke stikalne frekvence pretvornika navzgor nastajajo elektromagnetne motnje (electromagnetic interference - EMI) tudi v radijskem frekvenčnem področju. V tem prispevku je opravljena široko frekvenčna analiza usmernika s korekcijo faktorja moči krmiljenega z običajno (deterministično) in naključno pulzno širinsko modulacijo (PŠM). Meritve v nizkofrekvenčnem področju so pokazale, da je vpeljava naključne PŠM prispevala k povečanju skupnega harmonskega popačenja (total harmonic distortion - THD) vhodnega toka za manj kot 1%, medtem ko se faktor moči usmernika ni bistveno poslabšal (ostal je večji od 0.9981).

Z uporabo teorije o naključnih procesih je bila izvedena estimacija spektra močnostne gostote (power spectral density - PSD) vhodnega toka usmernika, da bi ugotovili vpliv naključne modulacije pri višjih frekvencah. Izveden je bil tudi optimizacijski postopek parametrov v Matlabu za Welch-ovo metodo estimacije (ocenitve) PSD. Verifikacija ocenjenih rezultatov z meritvami je potrdila v začetku postavljeno tezo o izboljšanju elektromagnetne združljivosti usmernika z uporabo naključne PŠM. Končno potrditev teze je prineslo merjenje prevodnih motenj z industrijskim merilnim inštrumentom, ki je potrdil skladnost usmernika s predpisanimi standardi in obenem ovrednotil prednost naključne PŠM pred običajno PŠM.

Conductive Noise Reduction With Randomized PWM

Keywords: electrotechnics, power electronics, rectifiers, boost converters, PSD, Power Spectrum Density, RPWM, Randomized Pulse Width Modulation, estimative methods, THD, Total Harmonic Distortion, power factor, EMI, ElectroMagnetic Interference, EMC, ElectroMagnetic Compatibility, electromagnetic interferences, electronic circuits, HPFCC, High Power Factor Correction Circuits

Abstract: By using the high power factor correction circuit (HPFCC, i.e. boost rectifier) in single-phase bridge rectifier the unity power factor can be reached. On the other hand, high frequency switching of the main switch generates the electromagnetic interference (EMI) in the radio frequency (RF) range. This paper is dealing with the wide-band frequency analysis of the boost rectifier with randomized pulse width modulation (RPWM). In the low frequency range, introduction of the RPWM is reflected in smaller increase of the input current's total harmonic distortion factor (THD) for less than 1 % and consequently in negligible reduction of power factor (which is still >0.9981).

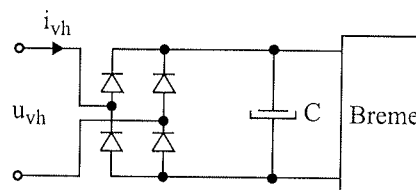
Based on the random process theory, the power spectrum density (PSD) of the input current is estimated and measured for detecting the influence of the randomization in the medium frequency range. In this particular case, the Welch's estimation method has been applied and optimisation method within the Matlab has been done for detecting the crucial parameters of estimations as well. Both, estimations and measurements have confirmed the benefits of the randomization: improvements in the PSD make a good promise for reduced conducted EMI as well. Finally, by measuring the conducted EMI behaviour of the boost rectifier in the high frequency range is evaluated.

1. Uvod

V tem prispevku je potrjena teza, da z uporabo naključne modulacijske tehnike v usmerniku s korekcijo faktorja moči lahko učinkovito zmanjšamo prevodne motnje v omrežju. Predlagana je tudi ustrezna metoda ugotavljanja učinkovitosti preizkušanih algoritmov z minimalno potrebno merilno in računalniško opremo.

Danes, v dobi informacijske tehnologije je množica nelinearnih porabnikov (kot so bela tehnika, zabavna elektronika, osebni računalniki) večinoma napajana preko navadnih diodnih usmernikov (slika 1). Posledica tega je zajetna količina nizkih harmonikov, ki povzročajo popačenje omrežne napetosti /1/. Drugi pereč problem predstavlja stikalni način delovanja modernih naprav, kjer visoke strmine napetosti in tokov povzročajo elektromagnetne motnje (electromagnetic interference - EMI) v prostoru /2/. V nadaljevanju bomo najprej ovrednotili skupno harmonsko popačenje vhodnega toka in faktor moči, kar bo podlaga za oceni-

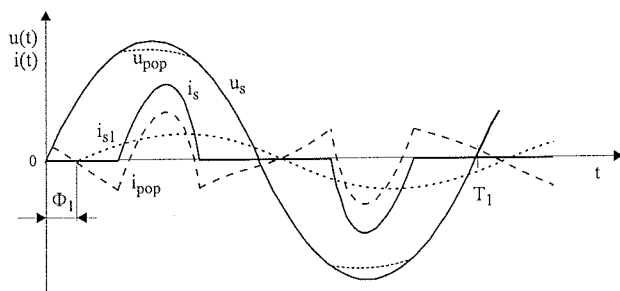
tev vpliva uporabe naključne modulacije na ta dva ključna parametra.



Slika 1: Enofazni diodni usmernik.

2. Skupno harmonsko popačenje

Za ovrednotenje vpliva nelinearnih porabnikov na omrežje si oglejmo harmonsko vsebino vhodnega toka navadnega diodnega usmernika. Oblika toka seveda močno odstopa od sinusne oblike in hkrati povzroča popačenje napajalne napetosti (slika 2).



Slika 2: Napajalna napetost in vhodni tok diodnega usmernika.

Za lažjo analizo predpostavimo, da ima napetost v stacionarnem stanju sinusno obliko in konstantno frekvenco. Tedaj lahko izrazimo vhodni tok kot vsoto vseh harmonskih komponent, kar nam služi za izračun skupnega harmonskega popačenja (total harmonic distortion - THD) vhodnega toka kot

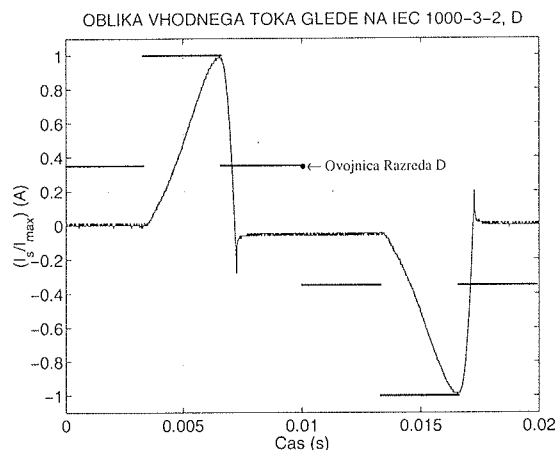
$$THD_i = 100 \cdot \frac{I_{pop}}{I_{s1}} = 100 \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} (\%). \quad (1)$$

Merilo učinkovitosti trošenja delovne moči je faktor moči (power factor - PF), ki ga lahko izrazimo s pomočjo gornje enačbe in faktorja premaknitve (displacement factor - DPF):

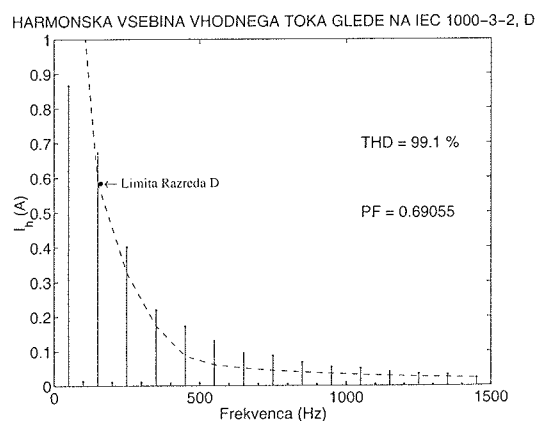
$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \cdot DPF \quad (2)$$

$$DPF = \cos \Phi_1 \quad (3)$$

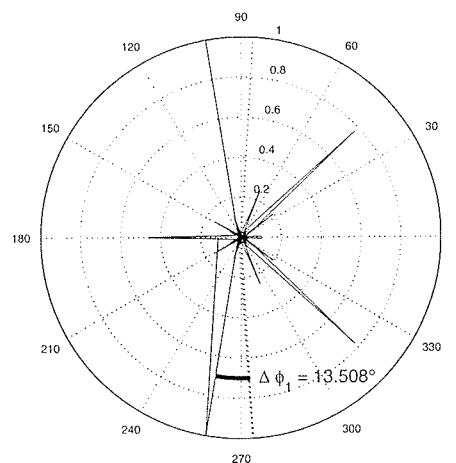
Na sliki 3(a) vidimo, da je časovni potek toka za kratek čas izven predpisane omejitve (kar je po [3] tudi dovoljeno). Ob upoštevanju teh omejitev in opravljeni harmonski analizi (FFT znotraj Matlab) ugotovimo, da amplituda višjih harmonikov omrežne frekvence ves čas presega omejitve (slika 3(b)). Za zagotovitev skladnosti s temi omejitvami bi potrebovali dodatni vhodni filter.



(a)



(b)



(c)

Slika 3: (a) Oblika vhodnega toka in omejitve, (b) Harmonska analiza vhodnega toka, (c) Normiran fazni spekter za napetost (črtkano) in tok (polna črta).

Skupno harmonsko popačenje vhodnega toka navadnega usmernika je glede na sliko 3(b) in (1) zelo visoko in znaša

$$THD_i = 99.1\% \quad (4)$$

Za izračun faktorja moči v (2) moramo upoštevati fazni premik prvega harmonika toka glede na vhodno napetost (3). Zaradi tega moramo poleg amplitudnega harmonskega spektra (slika 3(b)) upoštevati tudi fazni spekter (slika 3(c)), kjer sta izrisana fazna poteka vhodne napetosti (črtkano) in vhodnega toka usmernika (polna črta). Razlika med prvima harmonikoma omrežne frekvence (50 Hz) nam da podatek o faznem premiku prve harmonske komponente toka glede na napetost

$$\Delta \Phi_1 = 13.5^\circ \quad (5)$$

Visoka vrednost skupnega harmonskega popačenja v (4) in fazni premik med napetostjo ter osnovno harmonsko

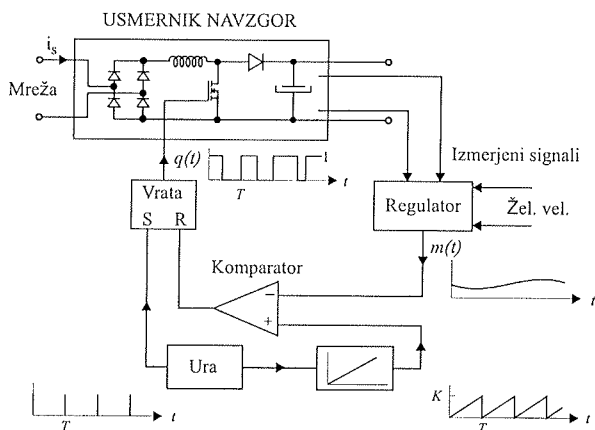
komponento toka $v(5)$ na dajeta relativno nizek faktor moči, katerega lahko ovrednotimo na podlagi (2)

$$PF = 0.6905 \quad (6)$$

Tako nizka vrednost faktorja moči nujno zahteva uporabo vezja za korekcijo faktorja moči, ki bo izboljšalo elektromagnetno združljivost naprave.

3. Usmernik s korekcijo faktorja moči

Kot smo ugotovili že v prejšnjem poglavju, velika množica diodnih usmernikov generira nizko harmonsko popačenje in hkrati ustvarja premik med tokom in napetostjo (slika 2). Najpogostejša (in ne vedno najcenejša) rešitev je uporaba robustnih pasivnih filtrov za zajezitev nastalih motenj. Drugo rešitev ponujajo vezja za korekcijo faktorja moči oz. vgradnja pretvornika navzgor v usmernik, kar omogoča napajanje s sinusnim tokom (slika 4). V tej shemi predstavljajo želene vrednosti na vhodu regulatorja želene stacionarne veličine toka in napetosti. Ustrezni povratni signali skupaj s temi referenčnimi veličinami določajo modulatorski signal $m(t)$, ki po drugi strani določa prevajalno razmerje (duty ratio) $d(t)$. V splošnem delujejo močnostni pretvorniki v periodičnem stacionarnem stanju z izbrano stikalno frekvenco. Zaradi tega lahko ugotavljamo vpliv pulzno širinske modulacije (PŠM) neposredno v izmerjenem signalu (najpogostejše je to vhodni tok).



Slika 4: Usmernik s korekcijo faktorja moči.

Z rešitvijo problema izboljšanja faktorja moči z uporabo hitre tokovne regulacijske zanke nastopi drugi problem: harmonske komponente, ki so mnogokratniki stikalne frekvence, se pojavijo v radijskem frekvenčnem področju. Prav zato je v tem prispevku posvečena posebna pozornost tudi prevodnim elektromagnetnim motnjam (EMI), ki so posledica visokih strmin toka in napetosti zaradi stikalnega načina delovanja.

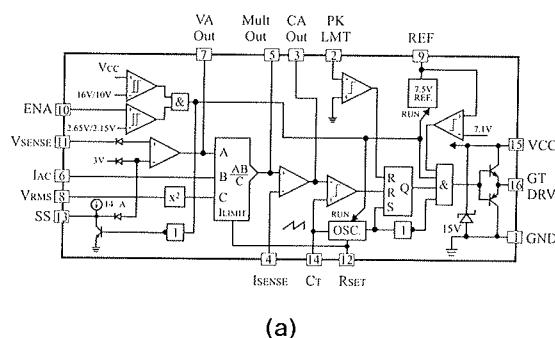
V močnostni elektroniki je bila naključna modulacija uporabljena za različne namene: za izboljšanje harmonske vsebine v enosmernih (DC/DC) pretvornikih /4/ ali za zmanjšanje zvočne glasnosti elektromotornih pogonov /5/. V

pretvornikih z uporabljenjo naključno modulacijo mešamo signal z ustrezno izbranimi statističnimi lastnostmi (beli šum, za katerega velja stacionarnost, ergodičnost) z referenčnimi veličinami ali pa na vhodu v komparator (slika 4). Naključno spreminjanje periode T v generatorju žagaste napetosti vodi do naključnega spreminjanja prevajalnega razmerja $d(t)$ okoli nazivne vrednosti. Na tak način lahko vplivamo na harmonsko vsebino vhodnega toka usmernika s korekcijo faktorja moči brez izdatnega spreminjanja celotnega sistema. Pozneje bomo pokazali, da to pomeni le malo modifikacijo standardnega pulzno širinskega modulatorja. Seveda vpeljava naključne modulacije ni edina pot za zmanjšanje zahtev po vhodnem filtru glede na ceno in volumen. Drugo možnost ponujajo aktivni filtri, ki so posebej primerne za trifazne sisteme visokih moči /6/.

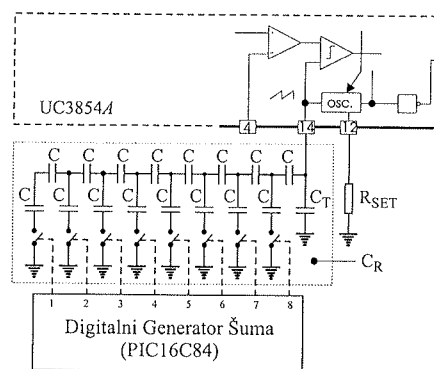
3.1. Krmilna enota

Na tržišču je danes prisotnih veliko standardnih krmilnih vezij primernih za usmernike s korekcijo faktorja moči. Odločili smo se za integrirano vezje Unitrode UC3854A (slika 5(a)), primerno za regulacijo vhodnega toka in izhodne napetosti /7/. Po priporočilih proizvajalca določimo stikalno frekvenco pulzno širinskega modulatorja z ustrezno izbiro elementov C_T in R_{SET}

$$F_s = \frac{1.25}{C_T R_{SET}} \quad (7)$$



(a)



(b)

Slika 5: (a) Krmilna enota usmernika, (b) Princip naključne modulacije: mreža kondenzatorjev in digitalni generator šuma.

Običajno so vrednosti za R_{SET} med 10 k Ω in 15 k Ω , zato želimo stikalno frekvenco zlahka dosežemo s primerno izbiro C_T iz (7). Za zmanjšanje neželene vpliva PŠM modulatorja na harmonsko vsebino smo vpeljali naključno spreminjanje nosilne frekvence. Spremenjena oblika modulatorja je prikazana na sliki 5(b). Spreminjanje kapacitivnosti kondenzatorja C_T dosežemo z naključnim preklapljanjem mreže kondenzatorjev s pomočjo digitalnega generatorja šuma (mikrokrmilnik PIC-16C84) kar pomeni spreminjanje strmine žagaste napetosti. 8 bitni izhod iz mikrokrmilnika preklaplja ustrezeni kondenzator v mreži proti masi. Skupna kapacitivnost mreže se tako naključno spreminja znotraj meja

$$C_T < C_R < 0.618C \quad (8)$$

kar pripelje do naključnega spreminjanja nosilne frekvence PŠM modulatorja

$$\frac{1.25}{C_T R_{SET}} < F_s < \frac{1.25}{(C_T + 0.618C) R_{SET}} \quad (9)$$

Na tak način je izvedena enostavna in majhna modifikacija komercialne krmilne enote: kapacitivno mrežo tvorijo enaki kondenzatorji male kapacitivnosti in v mikrokrmilniku je shranjen kratek program za generiranje belega šuma.

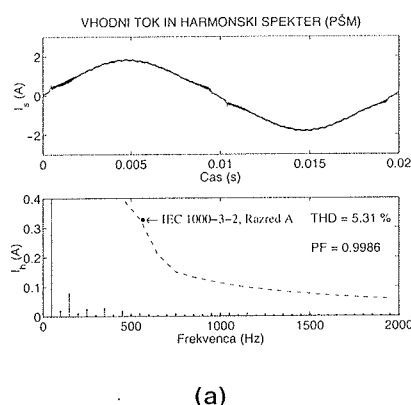
3.2. Skupno harmonsko popačenje usmernika

Navadni diodni usmerniki imajo zelo visoko vrednost skupnega harmonskega popačenja in zato tudi nizek faktor moči. Za izboljšanje teh dveh parametrov uporabimo usmernik s korekcijo faktorja moči. Na tak način dosežemo, da sta vhodni tok v usmernik in napajalna napetost v fazi in zato je

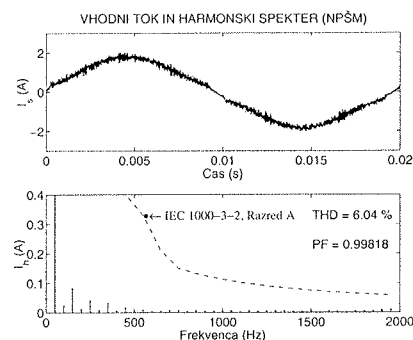
$$DPF = \cos \Phi_1 = \cos 0 = 1 \quad (10)$$

Sedaj lahko ovrednotimo skupno harmonsko popačenje vhodnega toka, ki ga ustvarja PŠM modulator (slika 6(a)). Ker pa je naš končni cilj zmanjšanje prevodnih motenj, ki jih povzroča visoka stikalna frekvenca, smo se odločili za uporabo naključne PŠM (slika 6(b)). Za ugotavljanje skladnosti z /3/ smo izvedli nizkofrekvenčno analizo z uporabo obeh modulacijskih principov. Da bi lahko izločili vpliv vseh ostalih nelinearnih bremen, ki so med eksperimentom prikličena na omrežje, smo v tem poskusu uporabili poseben laboratorijski generator. V tem primeru lažje ocenimo vpliv usmernika na omrežje, saj je bil edini porabnik na generatorju.

Tukaj se je potrdila predpostavka, da vpeljava naključne modulacije res povzroči povečanje THD (z 5.31 % na 6.04 %), obenem se na podlagi (2) zniža faktor moči (z 0.9986

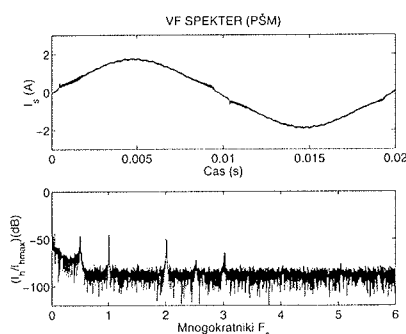


(a)

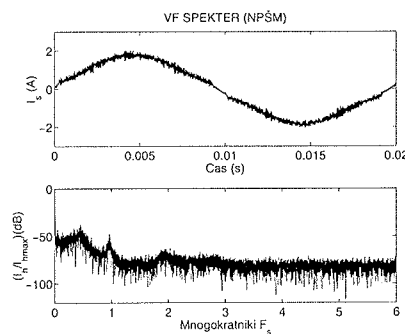


(b)

Slika 6: Nizkofrekvenčna analiza usmernika: (a) PŠM, (b) naključna PŠM.



(a)



(b)

Slika 7: Visokofrekvenčna analiza usmernika: (a) PŠM, (b) naključna PŠM.

na 0.9982). Vendar je povečanje THD-ja za manj kot 1 %, kar pomeni zanemarljivo znižanje faktorja moči. Na koncu nizkofrekvenčne analize lahko zaključimo z oceno, da izbran usmernik navzgor izpolnjuje pogoje omejitev harmonikov omrežne frekvence po standardu /3/ za razred A in, da vpeljava naključne modulacije v omrežju ne prispeva občutnega povečanja THD-ja, obenem pa zaradi tega ne poslabšamo faktorja moči usmernika.

Krmilna enota usmernika deluje z visoko stikalno frekvenco zaradi čim manjše valovitosti vhodnega toka. Po drugi strani se kaže vpliv pulzno širinskega modulatorja v visokofrekvenčnem spektru, kjer lahko zasledimo mnogokratnike stikalne frekvence (izbrana je bila okrog 44 kHz). Tudi sedaj opravimo visokofrekvenčno analizo pri napajanju iz omrežja in z laboratorijskim generatorjem (slika 7). Po pričakovanju je harmonski spekter v primeru naključne PŠM bolj gladek in brez diskretnih komponent stikalne frekvence.

Po teoriji o naključnih procesih je znano, da v primeru naključne modulacije frekvenčni spekter (to je Fourierjev transform signala) ni pravo merilo za ovrednotenje frekvenčne vsebine (saj je zaradi naključne modulacije rezultat vsakič drugačen, diskretne komponente harmonskega spektra pa so razpršene v okolico nosilca stikalne frekvence). Veliko boljše lastnosti ima spekter močnostne gostote, ki je Fourierjev transform avtokorelacijske funkcije.

4. Teorija naključnih procesov

Spektralna analiza je vsaka obdelava signala, ki daje frekvenčno vsebino izmerjenega signala. Fourierjeva transformacija je matematična osnova za povezavo časovnega signala (ali prostorskega signala ali modela signala) z njegovo predstavitvijo v frekvenčnem prostoru. Pomembno vlogo pri spektralni analizi igra statistika, kajti večina signalov vsebuje šum ali ima naključni potek. Če bi seveda bile osnovne statistične lastnosti signala natančno znane ali bi jih lahko določili brez napake na podlagi končnega intervala signala, takrat bi bila spektralna analiza natančna znanost. Žal lahko v praksi naredimo samo *estimacijo* (ocenitev) spektra iz posameznega končnega segmenta signala.

V nadaljevanju bomo podrobneje predstavili matematično teorijo, ki obravnava in opisuje naključne signale v luči harmonske analize. Ko govorimo o naključnem pojavu, tedaj mislimo na pojav, kjer ne moremo točno predvideti obnašanja opazovane veličine v času, ko jo želimo opazovati. Ne poznamo torej matematičnega izraza, ki bi povezoval vzrok z ustreznim izidom. Z namenom, da si ustvarimo preprosto bazično teorijo, ki bo zmožna opisovati naključne fizikalne procese, se bomo izogibali nepotrebnih zapletov. Vpeljali bomo določene pridržke in poenostavitve. Najprej raztegamo naključni proces na vso časovno os. Kot naslednje ugotovimo, da nas ne zanima le posamezna naključna funkcija temveč cela skupina naključnih funkcij, ki jih generirajo slični ali slično pripravljeni viri. Takšna teorija bi imela namreč premajhen praktičen pomen, če bi se nanašala le na eno samo naključno funkcijo. Naši sistemi so običajno

narejeni za operacije na določenem razredu motenj in ne samo za operacijo na enem samem koristnem signalu in šumu.

4.1. Naključni procesi

Zaradi uporabe digitalnih merilnih naprav, ki merilne signale zajemajo (in shranjujejo) diskretno, so izmerjeni rezultati odvisni od tipalne frekvence. Da bi zajeto množico informacij lahko koristno uporabili, jo moramo obdelati z ustreznimi matematičnim orodjem. Seveda so nam pri tem delu v zelo veliko pomoč računalniki in ustrezni namenski programi, ki nam v veliki meri olajšajo raziskovalno delo. Najbolj razširjen in priročen je Matlab /8/, kjer je mogoče najti veliko vgrajenih osnovnih funkcij za statistično obdelavo, kadar pa takšne ni v osnovnem naboru pa jo z malo truda lahko seveda sestavimo uporabniki sami glede na naše potrebe in zahteve. Zato si najprej oglejmo nekaj osnovnih pravil iz teorije verjetnosti, ki veljajo za diskretne pojave.

Diskretni naključni proces lahko imenujemo množico realnih ali kompleksnih diskretnih intervalov časa (ali prostora), vsak izmed njih pa je lahko opazovan v poljubnem trenutku eksperimenta. Množico intervalov bomo označili kot $x[n; i]$, kjer je i i -ta sekvenca iz množice in je n časovni indeks. Za podan i , ki predstavlja opazovan element iz množice, bomo uporabili okrajšavo $x[n]$. Območje vrednosti bo v splošnem kontinuum, čeprav je $x[n; i]$ diskreten v n in i . Verjetnost, da $x[n]$ zavzame vrednost v določenem območju a , je podana z funkcijo porazdelitve verjetnosti

$$F(\alpha; n) = \Pr(x[n] \leq \alpha), \quad (11)$$

kjer je odvisnost od časa opazovanja v zapisu prikazana eksplicitno. Pripadajoča funkcija gostote verjetnosti je podana s parcialnim odvodom funkcije porazdelitve verjetnosti

$$p(\alpha; n) = \frac{\partial F(\alpha; n)}{\partial \alpha} \quad (12)$$

Srednja ali pričakovana vrednost naključnega procesa $x[n]$ pri časovnem indeksu n je definirana kot $\bar{x} = E\{x[n]\}$. Avtokorelacija naključnega procesa v dveh različnih časovnih trenutkih n_1 in n_2 je definirana kot

$$r_{xx}[n_1, n_2] = E\{x[n_1]x^*[n_2]\} \quad (13)$$

gornja enačba je inženirska definicija avtokorelacije po Norbertu Wienerju /9/. Statistiki so rezervirali izraz avtokorelacija za sorodne veličine, ki so normirane in imajo amplitudo med 0 in 1.

Naključni proces je *stacionaren* ali *statistično regularen* /10/ oz. po /11/ stacionaren v širokem smislu (wide-sense stationary - WSS), če ima srednjo vrednost konstantno za vse časovne odtipke (torej je neodvisen od časa), njegova avtokorelacija pa zavisi samo od razlike časovnih odtipkov $m = n_2 - n_1$. Par naključnih procesov imenujemo skupno

stacionaren, če zavisi njuna križna korelacija le od razlike časovnih intervalov. Vsi procesi, ki so skupno stacionarni morajo biti prav tako stacionarni sami zase. Poudarimo še, da velja stacionarnost *samo* za prvi in drugi statistični moment v naključnih procesih in zato momentov višjega reda ne bomo obravnavali. Če na kratko povzamemo - stacionaren diskretni naključni proces $x[n]$ je statistično opisan s konstantno srednjo vrednostjo $\bar{x}[n] = \bar{x}$ in z avtokorelacijsko sekvenco

$$r_{xx}[m] = E\{x[n+m]x^*[n]\} \quad (14)$$

ki je funkcija razlike časovnih odtipkov m . Spekter močnostne gostote (power spectral density - PSD) je definiran kot časovno-diskretna Fourierjeva transformacija avtokorelacijske sekvence v (14) kot

$$P_{xx}(f) = T \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{xx}[m] e^{-j2\pi f m T} \quad (15)$$

Funkcija spektra močnostne gostote opisuje, kako je varianca naključnega procesa porazdeljena po frekvenčni osi. Da bi opravičili izbrano ime, si oglejmo inverzno Fourierjevo transformacijo

$$r_{xx}[m] = \int_{-1/2T}^{1/2T} P_{xx}(f) e^{j2\pi f m T} df \quad (16)$$

ki za $m = 0$ daje

$$r_{xx}[0] = \int_{-1/2T}^{1/2T} P_{xx}(f) df \quad (17)$$

kar pomeni, da avtokorelacija pri premiku nič predstavlja *srednjo moč* naključnega procesa. Površina pod $P_{xx}(f)$ mora torej predstavljati srednjo moč kot nakazuje (17). Zato je $P_{xx}(f)$ funkcija gostote (moč na enoto frekvence), ki predstavlja porazdelitev moči s frekvenco. Fourierjeva para (15) in (16) sta mnogokrat imenovana tudi časovno diskretni Wiener-Khinchine-ov teorem /9/, /10/.

4.2. Estimacija spektra močnostne gostote

V naravi je veliko pojavov, ki jih statistično zajemamo s povprečenjem. Na primer vremenski pojav kot je nihanje temperature zraka ali zračnega pritiska najbolje opišemo kot naključni proces. Termična napetost šuma znotraj elektronskih komponent je dodaten primer fizikalnega signala, ki ga lahko opišemo kot naključni proces. Zaradi naključnih sprememb v takih signalih moramo uporabiti statistični pristop s povprečenjem naključnih signalov kot smo opisali v drugem razdelku tega poglavja. Pravzaprav je avtokorelacijska funkcija naključnega procesa neke vrste statističnega povprečenja, ki ga uporabimo za obdelavo signala v časovnem prostoru in Fourierjeva transformacija avtokorelacijske funkcije, ki daje spekter močnostne gostote (PSD) pomeni preslikavo iz časovnega v frekvenčni prostor. Esti-

macijske metode spektra močnostne gostote imajo dolgo zgodovino, klasična dela na tem področju izmed mnogih predstavljajo /11/, /12/, /13/ in /14/. Estimacije spektra močnostne gostote bomo izvajali na končno dolgem izmerjenem signalu (meritve vhodnega toka dviznega usmernika opravimo z digitalnim osciloskopom). Iskaže se, da je končna dolžina vzorca podatkov glavna omejitev za kvaliteto estimacije. V primeru stacionarnih signalov je estimacija seveda tem boljša, čim daljši je vzorec podatkov. Kadar pa je signal nestacionaren seveda ne moremo posneti dovolj dolg vzorec podatkov za estimacijo spektra. V vsakem primeru je naš cilj posneti *minimalno dolg* vzorec podatkov, ki bo omogočil razklopitev spektralnih lastnosti različnih komponent signala, ki jih ta vzorec vsebuje.

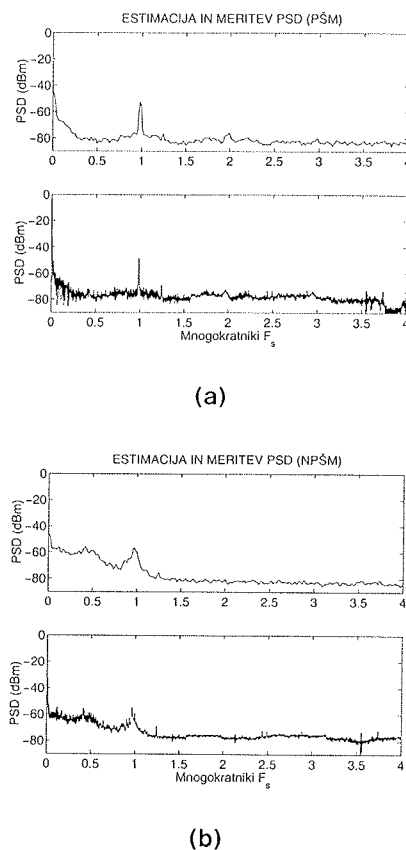
Klasične metode estimacije spektra temeljijo na Fourierjevi transformaciji niza podatkov ali njegovi korelacijski funkciji. V nasprotju z vsem razvojem v novejših (bolj »modernih«) tehnikah prednjačijo klasične metode takrat, kadar je vzorec podatkov dolg in stacionaren. Te metode so v praksi zelo razširjene in neodvisne od izvora podatkov (za katere se zahteva edino to, da so stacionarni) in se imenujejo *neparametrične*. Najbolj znani in razširjeni sta Bartlettova in Welchova metoda (slednjo smo uporabili tudi v našem primeru). Poznamo dve splošni, vendar ekvivalentni definiciji spektra močnostne gostote. *Indirektni* pristop uporablja neskončno dolg vzorec podatkov za izračun avtokorelacijske sekvence, ki potem s pomočjo Fourierjeve transformacije daje PSD. *Direktni* pristop omogoča računanje PSD z jemanjem kvadratov amplitud Fourierjevih transformov neskončnega niza podatkov z ustreznim statističnim povprečenjem. Estimacija PSD na podlagi direktne transformacije podatkov, kateri sledi povprečenje, se na splošno imenuje metoda periodogramov. Estimacije PSD na podlagi formiranja korelacij iz podatkov so poimenovane korelacijske metode estimacije spektra (glej /11/ in /13/). Ker estimacije temeljijo na končnem zapisu podatkov je frekvenčna resolucija teh metod v najboljšem primeru enaka širini pravokotne okenske funkcije dolžine N , kar je približno $1/N$ pri padcu ojačenja za -3 dB. Obe opisani metodi zato z uporabo drugih okenskih funkcij zmanjšujeta frekvenčno resolucijo, po drugi strani pa omogočata zmanjšanje variance estimacij.

Že v prejšnjem podpoglavju smo ugotovili, da v primeru naključne modulacije frekvenčni spekter (to je Fourierjev transform signala) ni pravo merilo za ovrednotenje frekvenčne vsebine (saj je zaradi naključne modulacije rezultat vsakič drugačen, diskretne komponente harmonskega spektra pa so razpršene v okolico nosilca stikalne frekvence). Veliko boljše lastnosti ima spekter močnostne gostote, ki je Fourierjev transform avtokorelacijske funkcije (19). Dobra lastnost te frekvenčne funkcije je ta, da je njen integral v določenem frekvenčnem območju enak moči naključnega signala $x(n)$ v tem območju. Znotraj Matlab-a imamo na voljo funkcijo `psd`, ki uporablja Welch-ovo metodo računanja spektra močnostne gostote /8/ kot:

$$P_{xx} = \text{psd}(x, \text{nfft}, F_s, \text{window}, \text{noverlap}, \text{dflag}) \quad (18)$$

kjer je x naključni vektor (v našem primeru je to vhodni tok usmernika, ki smo ga posneli z digitalnim osciloskopom v 50.000 točkah), $nfft$ je dolžina segmenta periodograma, ta vrednost določa frekvence, katere bo zajel močnostni spekter, F_s je frekvenca vzorčenja, $window$ je dolžina okenske funkcije, ki določa število segmentov na vektorju x , $noverlap$ je število točk prekrivanja med segmenti in $dflag$ je 'detrend' opcija, ki izloči najboljši rezultat iz okenske funkcije (lahko je 'linear', 'mean' ali 'none').

Funkcija psd omogoča estimacijo spektra močnostne gostote v Matlabu, vendar je odvisna od nekaj ključnih parametrov. Ustrezna dolžina okenske funkcije zagotavlja pravilno »obtežitev« spektra močnostne gostote. Seveda lahko segmente med sabo prekrivamo za različne dolžine okna in ugotavljamo učinek. Zaradi precejšnjega števila pomembnih parametrov estimacije smo seveda na začetku izluščili predvsem dva: dolžino okna in dolžino prekrivanja. V prvem primeru smo spreminjali dolžino okna (od 512 do 4.096 točk) in vsakič izračunali estimacijo močnostnega spektra, v drugem pa je bila različna dolžina prekrivanja med sosednjimi segmenti (od 0 do 100 % dolžine okna). V splošnem 50 % dolžine okna prekrivanja prinaša v večini primerov zadovoljive rezultate /13/, ni pa to nujno /15/. Kot smo podrobneje opisali že v prejšnjem razdelku (in je mogoče najti tudi v /16/ in /17/, ponovimo sedaj le na kratko: pomembna je dolžina vzorca, kajti le-ta lahko prinaša zadostno količino informacij o samem spektru.

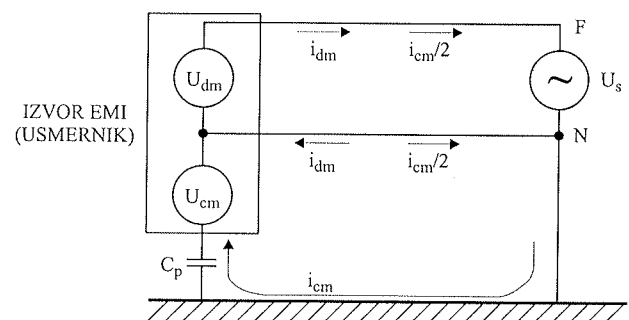


Slika 8: Estimirani (zgoraj) in izmerjeni (spodaj) spekter močnostne gostote: (a) PŠM, (b) naključna PŠM.

Kot vidimo na sliki 8(a), je pri običajni PŠM gostota močnostnega spektra vsa skoncentrirana v prvem in drugem harmoniku stikalne frekvence. Uporaba naključne modulacije pa ta nosilec moči zniža in razprši v njegovo okolico (sliki 8(b)), kar daje pomemben podatek za zmanjšanje prevodnih EMI. Pomembno je poudariti, da je bila meritev močnostnega spektra narejena zaradi tehničnih možnosti pri napajanju z omrežja, kjer je bil dodaten vpliv ostalih nelinearnih bremen med časom meritve. S pomočjo te meritve smo potrdili metodo iskanja pravih parametrov za ostale meritve, ko ni bilo možno močnostnega spektra ponovno izmeriti (meritve so bile opravljene v laboratoriju IPS Ljubljana, uporabljen je bil digitalni osciloskop LeCroy LC334A s pripadajočim paketom WP02 Spectrum Analysis Package). Naj zaključimo z ugotovitvijo, da estimacija močnostnega spektra ponuja učinkovito metodo ugotavljanja prave harmonske vsebine pod bistveno težjimi pogoji kot običajna harmonska analiza (FFT), obenem pa je v primeru naključne modulacije tudi edino ustrezno merilno sredstvo zaradi spremenljivega značaja naključnega procesa.

5. Elektromagnetne interference (EMI)

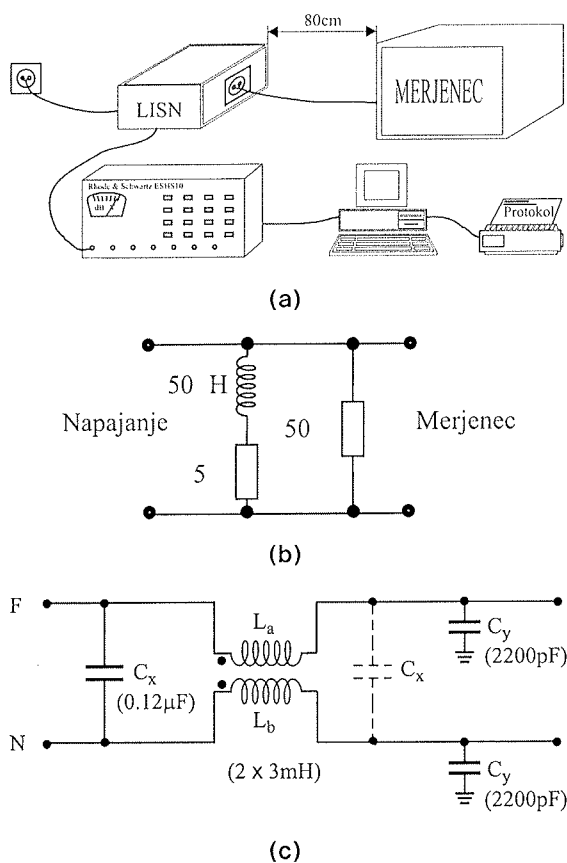
Prevodne motnje so razdeljene na dve komponenti: na *diferenčne* (differential mode noise ali simetrične) in na *skupne* (common mode noise ali asimetrične) /18/. Tok diferenčnih motenj i_{dm} teče po enem vodniku (faza) in se vrača po drugem (ničla). Tok skupnih motenj i_{cm} pa teče po obeh napajalnih vodnikih in se zaključuje skozi ozemljitveni vodnik. Diferenčni tokovi so v splošnem direktna posledica preklapljanja (visoka du/dt in di/dt), medtem ko nastajajo skupni tokovi največkrat preko parazitnih kapacitivnosti C_p proti ozemljitvi. Obe obliki motilnih tokov prikazuje slika 9.



Slika 9: Mehanizem delovanja prevodnih motenj.

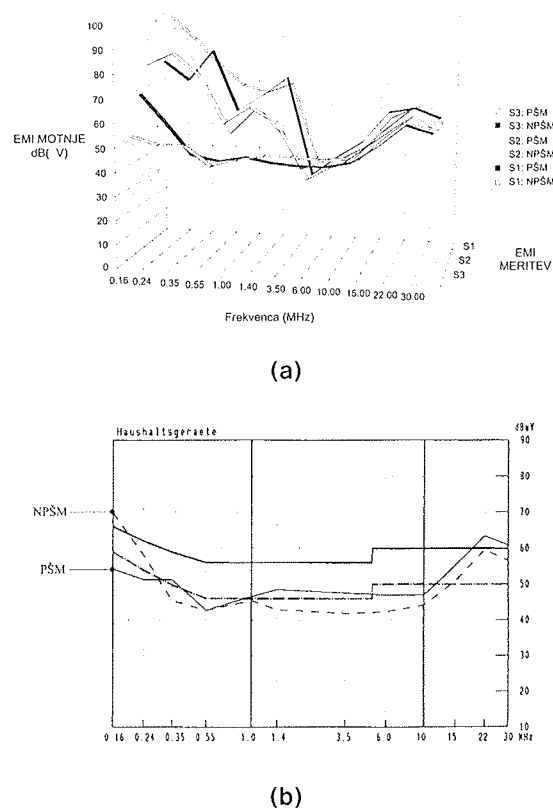
Elektromagnetna združljivost (electromagnetic compatibility - EMC) obsega široko frekvenčno področje. Na začetku tega prispevka smo postavili tezo o izboljšanju EMC usmernika s pomočjo naključne modulacije. Dosedanje meritve in eksperimenti so to v veliki meri že potrdili. Manjka nam še dejanski dokaz, to je meritev prevodnih motenj, ki jih povzroča usmernik v omrežju. Za ugotavljanje teh motenj potrebujemo ustrezno opremljeno merilno mesto (slika 10(a)). Jedro takega merilnega mesta tvori spektralni analizator in standardni merilni člen LISN (Line Impedance

Stabilisation Network). Meritev prevodnih motenj je zelo zahtevna in traja precej časa. Postopek je sledeč: najprej se v frekvenčnem območju od 160 kHz do 30 MHz /19/ izmerijo vse kvazi-temenske vrednosti motenj (quasi-peak detector), ki se pretakajo po faznem vodniku. Potem se celotna meritev v enakem frekvenčnem območju ponovi še za srednje vrednosti motenj (average detector). Nato celoten postopek ponovimo še za ničelni vodnik (zaradi možnih nesimetrij) in iz obeh meritev dobimo največje izmerjene prevodne motnje, ki jih povzroča naprava na omrežju v primerjavi z omejitvami standardov /19/. Zaradi zapletenosti in dolgotrajnosti je postopek v celoti avtomatiziran in računalniško voden, rezultat pa se na koncu shrani v računalniku oz. ga lahko izpišemo na tiskalniku. Pomemben sestavni del merilne opreme je LISN člen. Notranja zgradba tega merilnega člena je prikazana na sliki 10(b) in predstavlja navidezno togo omrežje na vходу. Najprej deluje kot nizkoprepustno sito med merjenim objektom in napajanjem, saj prepušča le osnovno frekvenco 50 Hz in preprečuje vdor zunanjih prevodnih motenj v meritev. Drugič se obnaša kot visokoprepustno sito, ki prepušča nastale visokofrekvenčne motnje v merjenem objektu do spektralnega analizatorja. Seveda je tako opremljeno merilno mesto zelo drago, zato smo opravili te meritve v tovarni BSH Nazarje (Bosch and Siemens Home Appliances Group Company) s pomočjo industrijskega EMI merilnika Rhode & Schwarz ESHS10 in LISN člena (Schwarzbeck NSLK 8127).



Slika 10: (a) Merilno mesto za prevodne motnje, (b) standardni merilni člen LISN in (c) EMI filter.

Takoj na začetku merjenja prevodnih motenj se je iskalo, da le-te močno presegajo omejitve standarda /19/, če izključimo EMI filter na vходу napajanja usmernika. Uporaba serisko izdelanega kombiniranega EMI filtra (Iskra F 14105-A2, slika 10(c)) se je iskalo za neustrezno rešitev: meritev S1 na sliki 11(a). Kot smo poudarili na začetku tega razdelka (glej tudi sliko 9) so stikalni pretvorniki z visokim du/dt in di/dt glavni vir diferenčnih motenj, obenem pa preko parazitnih kapacitivnosti povzročajo motnje na ozemljitvenem vodniku. Zaradi tega smo vgradili kombinirani EMI filter (dodatni kondenzator C_x na izhodu dušilk na sliki 10(c)) in rezultat je bil nekoliko boljši (meritev S2 na sliki 11(a)). Kljub temu, da sta obe meritvi presegali omejitve iz /19/ pa je v obeh primerih vzpodbudno dejstvo, da so prevodne motnje ob uporabi naključne PŠM nižje od tistih, ki jih povzroča običajna PŠM. Po krajšem eksperimentiranju in nekaj modifikacijah EMI filtra smo izmerili prevodne motnje v iznosu pod predpisanimi omejitvami (meritev S3 na sliki 11(a)). Na koncu vsake meritve dobimo izpisan protokol meritve (slika 11(b) prikazuje zadnjo meritev prevodnih motenj), kjer sta vidni tudi obe predpisani zgornji meji: prva (zgornja limita - polna črta) za maksimalne dovoljene temenske vrednosti prevodnih motenj po /19/ in druga (spodnja limita - črta-pika) za maksimalno dovoljeno vrednost srednjih prevodnih motenj v omrežju. Na začetku meritve so prevodne motnje z uporabljenim naključno PŠM nekoliko nad limito, kar se ujema z rezultati visokofrekvenčne analize s pomočjo estimacije gostote močnostnega spektra (slika 8).



Slika 11: Merjenje prevodnih motenj: (a) umerjanje EMI filtra, (b) končna meritev.

Pripomniti moramo, da je bil usmernik navzgor zgrajen brez zaščitnega vezja na glavnem tranzistorju (snubberless) in je torej ostalo še nekaj rezerve za morebitno izboljšanje poteka meritve. Kljub temu je vidna prednost naključne modulacije, saj so bile izmerjene prevodne motnje vedno manjše kot pa v primeru običajne PŠM.

Tako lahko podamo končno oceno učinkovitosti naključne modulacije, ki po eni strani pomeni le majhno spremembo znotraj klasičnega pulzno širinskega modulatorja. Po drugi strani omogoča naključna modulacija zadovoljivo zmanjšanje prevodnih motenj, ki jih povzročajo stikalne naprave kot je obravnavan usmernik navzgor. Vendar je bil tak rezultat tudi pričakovan na podlagi estimacij spektra močnostne gostote v četrtem poglavju.

6. Zaključek

V napravah močnostne elektronike se v zadnjem času pojavljajo različne modulatorske tehnike. Tako je bil obravnavan usmernik s korekcijo faktorja moči (ali usmernik navzgor) z namenom potrditve teze o izboljšanju elektromagnetne združljivosti z uporabo naključne modulacije. V zadnjem času narašča število različnih objav na tem področju. Fourierjeva transformacija naključne stikalne funkcije zaradi narave naključnih procesov ni primerno orodje za frekvenčno analizo. Bolje se obnese spekter močnostne gostote, ki je Fourierjeva transformacija avtokorelacijske funkcije. V ta namen imamo na voljo zelo uporabno in učinkovito orodje kot je Matlab, kjer lahko izvedemo estimacije močnostnega spektra na končno dolgih izmerjenih vzorcih.

Stikalni pretvorniki so večinoma krmiljeni s pomočjo deterministične modulacije (običajna PŠM). Zato so tudi standardi prirejeni glede na omejeno količino višje harmonskih komponent, ki jih smejo naprave oddajati v elektromagnetno okolje. Tako sta posebej obdelana skupno harmonsko popačenje (THD) omrežnega toka in faktor moči, ki sta v obravnavanem primeru usmernika navzgor tudi merodajna kriterija ovrednotenja vpliva naključne modulacije.

Končna izvedba krmilne enote vsebuje digitalno-analogni naključni modulator, kar se je iskazalo za enostavno in učinkovito rešitev med delovanjem usmernika navzgor. Pomembno vlogo imajo tudi EMI filtri, ki omejujejo prevodne motnje, katere prevladujejo med delovanjem naprav močnostne elektronike. Njihovo poznavanje se je iskazalo kot koristno pri meritvah prevodnih motenj, saj brez njihove uporabe ni mogoče zagotoviti zadovoljive elektromagnetne združljivosti usmernika navzgor.

Literatura

- /1./ R. Redl, P. Tenti, and J. D. van Wyk. Power electronics' polluting effects. *IEEE Spectrum*, vol.: 34, no.:5, pp. 32-39, May 1997.
- /2./ J. J. Goedbloed. *Electromagnetic Compatibility*. Prentice Hall, New York, 1992.
- /3./ IEC 1000-3-2 Document. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emission (equipment input current $\leq 16A$ per phase)*. 1995.
- /4./ T. Tanaka, T. Ninomija, and K. Harada. Random-switching control in dc/dc converters. *PESC 1989 Record*, pp. 32-39, Milwaukee, WI, 1989.
- /5./ T. G. Habetler and D. M. Divan. Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.: 6, no.:4, pp. 356-363, 1991.
- /6./ H. Akagi. Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.: 9, no.: 3, pp. 263-268, 1994.
- /7./ Unitrode. *Unitrode Design Notes: UC-3854A - Advanced Power Factor Correction Control IC*, Apr. 1994.
- /8./ *Matlab 5.2: Signal Processing Toolbox User's Guide*, The Math Work Inc., Natick, MA, 1997.
- /9./ N. Wiener. *Nonlinear Problems in Random Theory*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1958.
- /10./ L. Gyergyák. *Signali in statistične metode*. Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1984.
- /11./ S. L. Marple. *Digital Spectral Analysis with Applications*. Prentice Hall, Engelwood Cliffs, New Jersey, 1987.
- /12./ A. Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*. McGraw-Hill, Inc., New York, 1991.
- /13./ J. G. Proakis and D. G. Manolakis. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*. Macmillan Publishing Company, New York, 1992.
- /14./ C. W. Therrien. *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*. Prentice Hall International, Inc., Engelwood Cliffs, New Jersey, 1992.
- /15./ A. M. Stanković, G. C. Verghese and D. J. Perreault. Analysis and synthesis of randomized modulation schemes for power converters. *IEEE Transactions Power Electronics*, vol.: 10, no.: 6, pp. 680-693, 1995.
- /16./ F. Mihalič and M. Milanovič. Power spectrum estimation of the input current in random modulated boost rectifier. *IECON 1998 Proceedings*, vol.: 3, pp. 1382-1387, Aachen, Germany, Aug. 1998.
- /17./ F. Mihalič and M. Milanovič. Wide-band frequency analysis of the randomized boost rectifier. *PESC 2000 Proceedings*, vol.: 2, pp. 946-952, Galway, Ireland, June 2000.
- /18./ T. Guo, D. Y. Chen and F. C. Lee. Separation of the common-mode and the differential-mode conducted EMI noise. *VPEC Seminar Proceedings*, pp. 293-301, Blacksburg, VI 1993.
- /19./ VDE Std 0875/1. *Radio interference suppression of electrical appliances and systems*, 1988.

dr. Franc Mihalič
izr. prof. dr. Miro Milanovič
Univerza v Mariboru
Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko
Smetanova 17, 2000 Maribor
tel.: +386 2 220 7331, fax: +386 2 220 7315
e-mail: fero@uni-mb.si

Prispelo (Arrived): 02.07.2001 Sprejeto (Accepted): 20.08.2001