

## УТИЦАЈ НЕЛИНЕАРНОГ ОПТЕРЕЋЕЊЕ НА ПЕРФОРМАНСЕ СИНУСНИХ ИНВЕРТОРА

Миломир Шоја, Слободан Лубура, Драгана Аврам, ЕТФ Источно Сарајево

### Награђени рад младог истраживача – комисија ЕЛ

**Садржај:** У раду је анализиран утицај виших хармоника струје, који су посљедица нелинеарног оптерећења (исправљачки диодни мост са С филтром), на карактеристике наизмјеничног извора (дистрибутивна мрежа или инвертор). Дати су резултати испитивања синусног инвертора управљаног *dual current mode* модулатором, оптерећеног нелинеарним оптерећењем.

### 1. УВОД

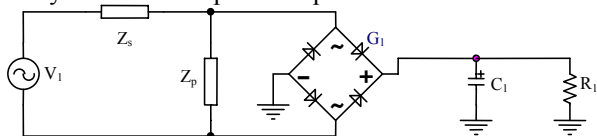
Повећано коришћење уређаја енергетске електронике на свим нивоима потршње, узроковало је дефинисање квалитета електричне енергије до нивоа корисника. Наиме, нискофреквентни поремећаји мрежног напона, као што су: флукуације напона и кратки прекиди, асиметрије трофазног напона, варијације фреквенције и нарочито виши хармоници, у задњих 20-сетак година су се драстично повећавали због великог броја инсталираних електронских потрошача мале снаге. Апарати у домаћинству, уређаји информатичких технологија и сл. изазивају око 80% поремаћаја мрежног напона [Л-2].

Генерисање хармоника везано је за нелинеарну природу ових потрошача (струја потрошача није синусна). Оваква оптерећења не праве проблеме само унутар локације на којој се користе већ и у свом сусједству.

### 2. ОДАКЛЕ ХАРМОНИЦИ ДОЛАЗЕ?

Електрични потрошачи код којих је однос између напона и струје нелинеаран изазивају струје виших хармоника у енергетском систему. Код пасивних електричних потрошача, који се састоје од отпорника, индуктивности и кондензатора, овај однос је линеаран, па нема генерисања виших хармоника.

Уређаји енергетске електронике, због природе свог рада (прекидачки) стварају непожељне струјне хармонике. Најчешће нелинеарно оптерећења су *DC* прекидачке напојне јединице, које су саставни дио *PC* рачунара, многих уређаја у домаћинству и сл., а које на свом улазу, према мрежи, имају диодни исправљач са *C* филтром. Примјер једног таквог оптерећења дат је на слици 1., гдје је на идеални напонски извор  $V_1$  преко серијске импедансе  $Z_s$ , коју чине импедансе проводника, трансформатора и сл., паралелно оптерећењу  $Z_p$  прикључено нелинеарно оптерећење.



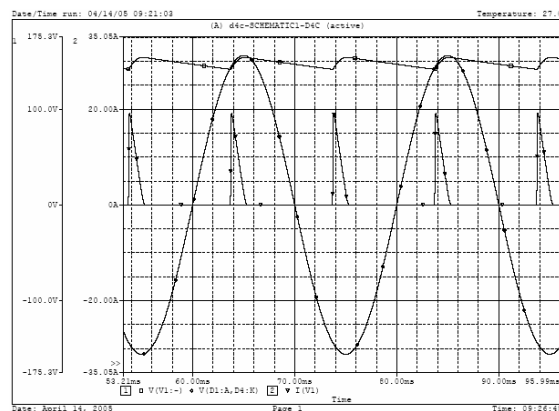
Слика 1. Диодни исправљач са *C* филтром

Диоде у  $G_1$  воде и преко њих се пуни кондензатор  $C_1$  само када је тренутна вриједност напона мреже већа од напона кондензатора. У осталом дијелу периода кондензатор се понаша као извор и његов напон се смањује.

На слици 2. приказани су таласни облик струје и карактеристични напони нелинеарног оптерећења (за  $Z_s = 0$ ), добијени симулацијом.

Струја мреже је прекидна, а њен облик и садржај хармоника зависе од величине оптерећења  $R_1$ , величине кондензатора  $C_1$  и серијске импедансе  $Z_s$ , а један типичан садржај хармоника дат је у табели 1. (мањи  $R_1$ , већи  $C_1$  и мања  $Z_s$  изазивају струје краћег трајања, а веће амплитуде, односно, неповољнијег садржаја хармоника)

Из табеле 1. види се да је садржај хармоника изузетно неповољан, јер су амплитуде првих неколико хармоника упоредиве са амплитудом основног хармоника. Осим тога, максимална вриједност струје много је већа од њене ефективне вриједности, па се као један од показатеља хармонијске дисторзије уводи крест фактор, који се дефинише као однос максималне и ефективне вриједности струје. За струју синусног таласног облика  $KF = \sqrt{2}$ , а сви остали таласни облици, код којих се  $KF$  разликује од  $\sqrt{2}$ , имају хармонијску дисторзију.



Слика 2. Струја и напон нелинеарног оптерећења

h	3	5	7	9	11	13	15	17
$I_h/I_1$ %	94.7	87.7	77.2	68.4	58.9	51.9	36.8	27.4

Табела 1. Типични садржај хармоника струје нелинеарног оптерећења [Л-3]

Више хармонијске компоненте струје много утичу на енергетски систем, како на напон тако и на компоненте система.

### 2.1 УТИЦАЈ ВИШИХ ХАРМОНИКА СТРУЈЕ НА ТАЛАСНИ ОБЛИК НАПОНА ИЗВОРА

Виши хармоници струје, који настају као посљедица нелинеарног оптерећења, на серијској импеданси  $Z_s$  (слика 1.) изазивају пад напона  $I_h \cdot (R_s + j\omega_h L_s)$ . Утицај хармоника на таласни облик напона извора повећава се са њиховим редом, јер индуктивна реактанса расте са фреквенцијом. Напон на оптерећењу је разлика између напона извора и пада напона на серијској импеданси, због чега је напон оптерећења изобличен, поготово ако нелинеарно оптерећење представља значајан дио капацитета система.

У случају диодног исправљача са *C* филтром струја тече само када је тренутна вриједност наизмјеничног напона извора близу максималне вриједности, па је и пад напона на серијској импеданси (изобличење напона оптерећења) тада највећи. На несрећу, многи електронски уређаји осјетљиви су на максимум вриједности наизмјеничног напона, односно могу се искључити или радити некоректно ако је напон значајно изобличен.

Изобличени напон утиче и на нелинеарно оптерећење које га изазива и на друга паралелно везана оптерећења. Веза између оптерећења и енергетског система зове се тачка заједничког прикључка (*point of common coupling - PCC*). Суштински, *PCC* је тачка од које дистрибуција више није одговорна за одржавање уређаја и квалитета електричне енергије. Пошто поједини корисници могу

изазвати проблеме у напајању осталим корисницима уведени су стандарди (IEEE519, IEC61000) који не само да дефинишу ниво тоталне хармонијске дисторзије (*THD*) у *PCC* већ и раздвајају одговорност за квалитет електричне енергије на кориснике и дистрибуцију [Л-2].

## 2.2 УТИЦАЈ ХАРМОНИКА НА КОМПОНЕНТЕ ЕНЕРГЕТСКОГ СИСТЕМА

**Проводници:** Виши хармоници струје изазивају додатно загријавање проводника јер им отпор, због скин ефекта, расте са фреквенцијом. Због вишиг хармоника проводници се могу гријати и при номиналној струји, због чега ефикасност читавог система опада.

**Неутрални водич у трофазном систему:** Струјни хармоници трећег реда представљају проблем за неутрални водич у трофазном систему. Чак и у случају несиметричних линеарног оптерећења струја неутралног водича није већа од највеће фазне струје. Међутим, у случају нелинеарног оптерећења постоје хармонијске компоненте струје у свакој фази. У случају симетричног оптерећења основни и сви не трећи хармоници струје не утичу на струју нултог водича. Ако постоје хармоници трећег реда у фазним струјама, они се додају директно у нулти водич, чија струја може бити већа од фазне струје, а пошто он није заштићен осигурачем, може доћи до његовог прегарања.

**Трансформатори:** Виши хармоници струје изазивају додатно загријавање и у бакру и у жељезу трансформатора, што може изазвати њихово прегријавање или проблеме са изолацијом. Зато се израђују специјално дизајнирани трансформатори, тзв. К-фактор трансформатори који могу да дају излазну струју одређеног хармонијског садржаја (намотаји су им деље, а лимови тањи). К-1 су трансформатори за струју једне фреквенције. На пр., К-4, К-9, К-13 су трансформатори за напајање нелинеарних оптерећења која изазивају 4, 9, 13 пута веће загријавање.

К фактор се може израчунати као [Л-3]:

$$K = \sum h^2 \cdot \left( \frac{I_{h,ef}}{I_{tot,ef}} \right)^2 \quad [1]$$

$h$  - ред хармоника  
 $I_{h,ef}$  - ефективна струја  $h$ -тог хармоника  
 $I_{tot,ef}$  - укупна ефективна струја

## 2.3 УТИЦАЈ ВИШИХ ХАРМОНИКА СТРУЈЕ НА ФАКТОР СНАГЕ СИСТЕМА

За линеарне потрошаче важи:

$$F_p = \frac{P}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \cos \varphi \quad [2]$$

Додатни хармоници струје повећавају укупну ефективну вриједност струје, па тако утичу и на фактор снаге. Карактеристичан примјер утицаја хармоника на фактор снаге је *dimmer* круг за регулацију освјетљења, код кога струја и напон оптерећења (сијалице) имају исти облик и у фази су, па је фактор снаге  $\cos \varphi = 1$ . Због тога што је улазни напон синусан, а струја садржи више хармонијске компоненте, снага се рачуна као сума производа напона и компоненти струје. Први члан суме је облика  $\sin^2 \omega t$ , јер су напон и струја у фази, и то је активна снага. Остале компоненте суме не доприносе активној снази, јер је средња вриједност производа двије синусоиде разних фреквенција једнака нули.

Укупни фактор снаге је [Л-3]:

$$F_{p,tot} = \frac{P}{V_{1,ef} \cdot I_{ef}} = \frac{P}{V_{1,ef} \cdot I_{1,ef}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\%THD}{100} \right)^2}} = F_{p,disp} \cdot F_{p,dist} \quad [3]$$

- $F_{p,tot}$  - укупни фактор снаге
- $F_{p,disp}$  - фактор снаге због фазног помака
- $F_{p,dist}$  - фактор снаге због дисторзије

Ако и напон има хармонијске компоненте онда је и дисторзиони фактор снаге производ два члана.

У датом примјеру се, због виших хармоника струје које изазива уређај енергетске електронике, отпорно оптерећење понаша као индуктивно са фактором снаге који зависи од угла укључења.

## 3. СИНУСНИ ИНВЕРТОР И НЕЛИНЕАРНО ОПТЕРЕЂЕЊЕ

У претходном поглављу показано је да нелинеарно оптерећења негативно утиче на карактеристике система за напајање, чак и када је у питању тако моћан систем као што је дистрибутивна мрежа. У овом поглављу дат је утицај диодног исправљачког моста са С филтром, као типичног оптерећења, на карактеристике синусног инвертора у системима за непрекидно напајање рачунара

Уобичајене техничке карактеристике синусног инвертора, које зависе од врсте оптерећења су: *снага*, *крест фактор* и *THD*. Ове, као и друге карактеристике већина произвођача даје само за линеарна оптерећења, када су оне мање критичне.

### 3.1 НОМИНАЛНА СНАГА ИНВЕРТОРА И КРЕСТ ФАКТОР

Номинална снага синусног инвертора дефинише се за линеарно оптерећење и, уобичајено, за фактор снаге  $\cos \varphi = 0.8_{ind}$ . Чак и при линеарним оптерећењима овако дефинисана снага не даје потпуно тачну слику о оптеретивности инвертора. То је последица чињенице да управљачка електроника ограничава струју извршног органа инвертора, не водећи рачуна о карактеру оптерећења. Због струје филтерског кондензатора, инвертор оптерећен чисто омским оптерећењем може дати 0.8 номиналне снаге, а при капацитивном оптерећењу још мање. У случају нелинеарног оптерећења, облик и максимална вриједност струје извршног органа инвертора, одређени су истосмјерним оптерећењем и вриједношћу филтерског кондензатора. Као мјера одступања струје инвертора од идеалног синусног облика, уводи се тзв. крест фактор који је поменут у предходном поглављу. Појачешћа вриједност крест фактора коју дају произвођачи инвертора је 2.5 до 3 [Л-6]. Ефективна вриједност струјног импулса мања је од ефективне вриједности синусне струје, за исте вриједности амплитуда. То значи да је ефективна струја инвертора, оптерећеног нелинеарним оптерећењем, мања од његове номиналне струје. За дати крест фактор редуција снаге инвертора рачуна се као  $KP = \sqrt{2}/KF$ , а за неке карактеристичне вриједности *KF* дата је у табели 2.

KF	2	2.5	3	3.5	4	5
KP	0.707	0.566	0.471	0.404	0.354	0.283

Табела 2. Редуција снаге инвертора у функцији крест фактора

Облик импулсне струје нелинеарног оптерећења тешко је аналитички одредити, а за тачну оцјену потребно је познавати велики број паразитних елемената круга. Та струја, од случаја до случаја, има разне облике који се крећу између синусног и троугаоног. Редуција снаге инвертора у функцији облика струје и њеног релативног трајања у односу на полупериод дата је у табели 3.

Kt	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3
KP <sub>sin</sub>	0.316	0.387	0.447	0.5	0.548
KP <sub>tr</sub>	0.258	0.316	0.365	0.428	0.447

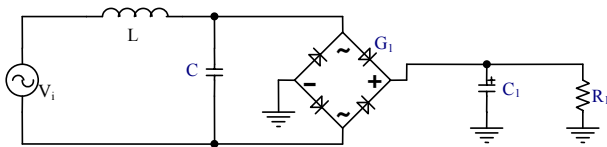
Табела 3. Редуција снаге инвертора у функцији облика струје

Закључак је јасан. За обезбјеђење одређене истосмјерне снаге нелинеарном оптерећењу, потребно је узети инвертор 2 до 3 пута веће номиналне снаге.

### 3.2 THD НАПОНА ИНВЕРТОРА

Као и код извора мрежног напона са серијском импедансом, тако и код инвертора прикљученог на нелинеарно оптерећење долази до изобличења

(дисторзије) излазног напона. Проблем је овдје много сложенији зато што инвертор није извор само основне хармонијске компоненте, већ, зависно од примјењене стратегије управљања и прекидачке фреквенције, у његовом излазном напону, и после филтрирања, постоје више хармонијске компоненте, односно дисторзија, чак и при линеарном оптерећењу. Податак за THD, кога произвођачи дају, односи се на рад са линеарним оптерећењима, а ако је и дат за нелинеарна оптерећења најчешће се не прецизира о каквом оптерећењу се ради (само из податка о крест фактору тешко је извући коректан закључак). Додатни проблем представља постојање LC филтра чија индуктивност  $L$  има улогу серијске импедансе из ранијег примјера.



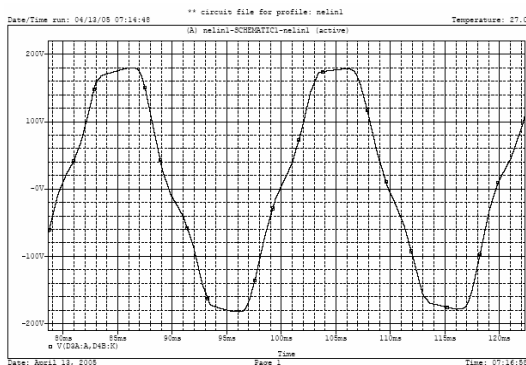
Слика 3. Инвертор прикључен на нелинеарно оптерећење

Ако инвертор (Слика 3.) представимо као извор основног хармоника на који је преко излазног LC филтра везано нелинеарно оптерећење, јасно је да, аналогно анализаном примјеру са мрежом и серијском импедансом, његов излазни напон мора бити изобличен. То изобличење је више ако је већа вриједност филтерског индуктивитета. То је још један додатни услов код прорачуна излазног филтра.

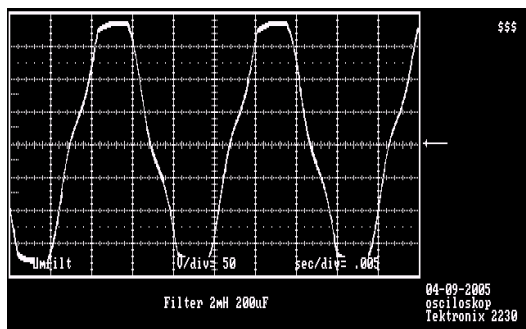
### 3.3 РЕЗУЛТАТИ ИСПИТИВАЊА ИНВЕЕРТОРА

Као примјер, анализиран је инвертор са  $S=1\text{kVA}$ ,  $U=110\text{V}$  ( $I_{\text{max}}=12.86\text{A}$ ), са филтром  $L=2\text{mH}$ ,  $C=200\mu\text{F}$ , оптерећен диодним мостом, кондензатором  $C_1=1000\mu\text{F}$  и  $R_1=100\Omega$ . Ово нелинеарно оптерећење је изабрано због тога јер му максимална струја приближно одговара максималној струји номиналнооптерећеног инвертора.

Слиједи резултати симулације и експеримента. При експериментима као извор напона коришћен је трансформатор  $3.3\text{kVA}$  (више од 15 пута предимензионисано према излазној истосмјерној снази).



Слика 4. Напон инвертора – симулација



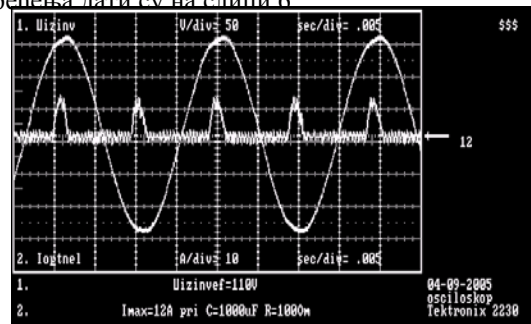
Слика 5. Напон инвертора – експеримент

Са слика се види да је излазни напон нелинеарно оптерећеног инвертора веома изобличен, иако је напон прије филтра идеалног синусног облика из извора више од 15 пута предимензионисаног по снази.

Из овога је лако закључити да, ако се инвертор користи за напајање нелинеарног оптерећења, није га довољно предимензионисати само по снази (струји), већ се мора користити таква регулациона структура која, осим ефективне вриједности излазног напона, регулише и његов облик.

Увођење повратне везе по облику напона у класичне регулационе контуре показује се као недовољно ефикасно. За адекватно рјешење овог проблема потребно је користити регулациону структуру која је у стању да максимално брзо и ефикасно коригује настала изобличења. Такве су разне врсте хистерезног управљања, управљање у клизном режиму и сл. Мана поменутих начина управљања, која, иначе, веома добро рјешавају проблем одржавања облика излазног напона, је то што раде са промјењивом прекидачком фреквенцијом, што изазива проблеме код прорачуна филтра и ЕМС проблеме. Постоје неки, доста успјешни, покушаји да се реализује хистерезно управљање са константном фреквенцијом, који су засновани на веома сложеним и скупим хардверским и софтверским рјешењима.

У [Ј-7] предложена је реализација инвертора са тзв. *dual current mode* модулатором. Ради се о струјном управљању са константном фреквенцијом, заснованом на регулацији струје излазног филтра које има све добре особине струјног управљања (константна прекидачка фреквенција, једноставна имплементација, одличне статичке и динамичке карактеристике уређаја, могућност рада у директном кратком споју итд.), а које је стабилно за све вриједности фактора испуне  $D$  и примјењиво за управљање инвертором. Излазни напон овако управљаног инвертора, оптерећеног истим нелинеарним оптерећењем као у претходном примјеру, и струја оптерећења дати су на слици 6.



Слика 6. Напон инвертора и струја оптерећења

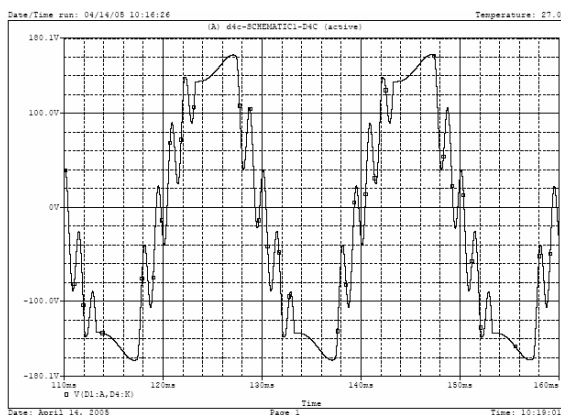
Са слике се види да је напон инвертора, оптерећеног импулсном струјом чији је максимум једнак максимуму номиналне струје, веома мало изобличен, односно да има минималну THD, што је резултат примјене веома ефикасне регулационе контуре.

Ради поређења са резултатима других аутора, инвертор је оптерећен још већим нелинеарним оптерећењем, максималним са којим су употребљени транзистори и филтерске пригушнице могли да раде, (око 2.5 пута веће истосмјерне снаге и око 2 пута веће струје;  $C_1=1000\mu\text{F}$  и  $R_1=30\Omega$ ). Излазни напон инвертора без регулације облика и са њим дати су на сликама које слиједи. Регулациона контура је успјела да поправи облик али не тако добро као у претходном случају (филтерски кондензатор био је  $24\mu\text{F}$ , умјесто  $200\mu\text{F}$  што је додатно негативно утицало на добијене резултате).

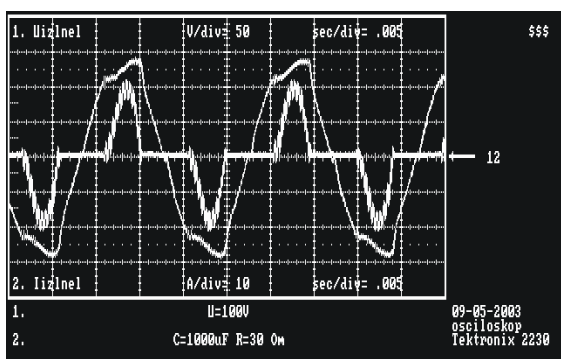
Поређењем излазног напона нашег инвертора (слика 8.) при датом нелинеарном оптерећењу ( $1000\mu\text{F}$ ,  $30\Omega$ ), са излазним напоном (слика 10.) уређаја приближних основних карактеристика ( $S=1\text{kVA}$ ,  $U=115\text{V}$ , са филтром  $L=1.8\text{mH}$ ,  $C=120\mu\text{F}$ ), оптерећеног сличним нелинеарним оптерећењем ( $470\mu\text{F}$ ,  $25\Omega$ ) [Ј-8], можемо закључити да се они веома мало разликују. За напон са слике 10. тврди се да има  $THD=3.8\%$ . Треба напоменути да је управљачка електроника помоћу инвертора из [Ј-8] реализована са



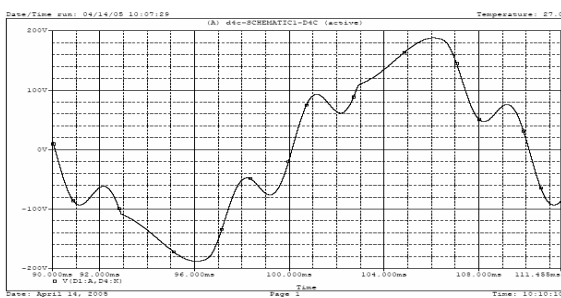
ADCP21062 *floating-point DSP* као главним процесором и ADMC401 *motion control DSP* као интерфејсом са претварачем, док је наша управљачка електроника реализована стандардним *CMOS* колима..



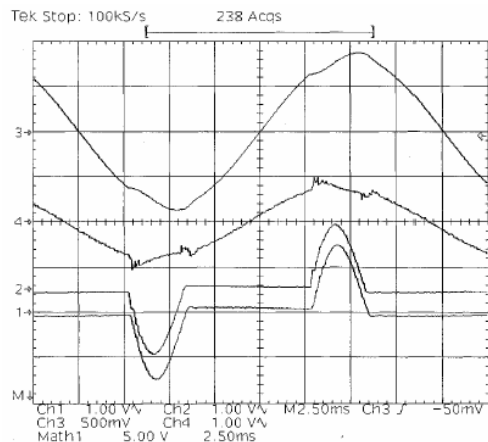
Слика 7. Напон инвертора – симулација



Слика 8. Напон инвертора – експеримент



Слика 9. Напон инвертора [Л-8]- симулација



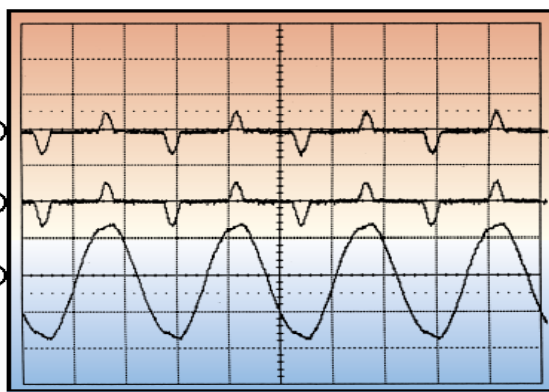
Слика 10. Излазни напон (канал 3, 100V/div)  
Струја оптерећења (канал 2, 10A/div) [Л-8]

Слика 11. показује понашање два паралелно везана инвертора укупне снаге 2kVA, највећег дозвољеног крест фактора 2.5, произвођача *BENNING*, оптерећена нелинеарним оптерећењем од 600VA [Л-6].

Излазни напон је изобличен слично напону на слици 8. Нешто бољи облик напона од нашег последица је чињеница да је номинална снага *BENNING* инвертора два пута већа.

#### 4. ЗАКЉУЧАК

Нелинеарна оптерећења стварају значајне проблеме дистрибутивној мрежи, а поготову инверторима у системима непрекидног напајања. Из претходне анализе и експерименталних резултата јасно је да се код ових примјена инвертор, да би био у стању да одржи задане техничке карактеристике, мора значајно предимензионисати по снази, уз обавезно коришћење регулационе структуре способне да регулише и облик напона. Инвертор управљан помоћу *dual current mode* модулятора показао се као веома погодан за ове примјене, а узимајући у обзир његове одличне статичке и динамичке карактеристике као и могућност рада у директном кратком споју можемо закључити да је увођење тог начина управљања инвертором показало своју пуну оправданост.



Слика 11. Напон и струје инвертора [Л-6]- експеримент

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] N. Mohan, T. Underland, W. Robbins : *Power Electronics: Converters, Applications and design*, John Wiley&Sons, 1995.
- [2] [Tim Williams : *EMC for Product Designers*, Newnes, 2001.
- [3] Timothy L. Skvarenina : *The Power Electronic Handbook*, CRC PRESS, 2002.
- [4] Muhammad H. Rashid : *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Prentice Hall, 2004.
- [5] SGS-THOMPSON : *SMART POWER Application manual*, 1989.
- [6] Benning Tebevert : *Switch-Mode Inverters*, 2002.
- [7] A.Victor Anunciada, Manuel M. Silva : *A New Current Mode Control Process and Applications*, 1991.
- [8] S.Buso, S.Fasolo, L.Malesani, P.Mattavelli : *A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control*, 2000.
- [9] S.Buso, S.Fasolo, P.Mattavelli : *Uninterruptible Power supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current regulators*, 2001.
- [10] M. Šoja, S. Lubura : *Primjena strujnog upravljanja u DC/DC i DC/AC pretvaračima*, ETRAN, 2004.
- [11] M. Šoja, S. Lubura : *Primjena dual current mode моду- латора у управљању синусним инвертором*, ИНДЕЛ, 2004.

**Abstract:** This study presents effects of current harmonics caused by nonlinear load (diode bridge rectifier with C filter) on AC power supply. Finally, experimental results referring to a single-phase sinusoidal voltage-source inverter (1 kVA) with dual current mode control and nonlinear loads has been demonstrated by means of oscillograms.

#### NONLINEAR LOAD AND SINUSOIDAL VOLTAGE-SOURCE INVERTER

Milomir Šoja , Slobodan Lubura, Dragana Avram