

UNIVERZITET U BEOGRADU  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Vukosavić Slobodan

UPOREDNA ANALIZA UPRAVLJACKIH ALGORITAMA INVERTORA SA  
SINUSOIDALNIM IZLAZNIM NAPONOM SLABO ZAVISNIM OD OPTERECENJA

- Magistarski rad -

Beograd, 1987.

## S A D R Z A J

1. UVOD	.... 1-7
2. REGULISANJE TRENUTNE VREDNOSTI NAPONA INVERTORA KONTRLOM STRUJE FILTERSKOG KONDENZATORA	.....8-27
3. NAPONSKI INVERTOR SA POVRATNOM SPREGOM PO STRUJI I NAPONU FILTERSKOG KONDENZATORA	.....28-66
3.1. SINTEZA ALGORITMA UPRAVLJANJA <del>PREKIDACKIM</del> MOSTOM	.....28-40
3.2. ANALIZA PRINUDNIH OSCILACIJA	.....40-50
3.3. DIMENZIONISANJE INVERTORA , MODELOVANJE I EKSPERIMENT	.....51-66
4. PRIMENA MODULACIJE SIRINE IMPULSA KOD INVERTORA SA KONTRLOM TRENUTNE VREDNOSTI IZLAZNOG NAPONA	.....67-98
4.1. OPTIMALNE PWM STRATEGIJE I NEDOSTACI STANDARDNIH RESENJA	.....67-72
4.2. ANALIZA RADA NAPONSKOG INVERTORA SA KONTRLOM TRENUTNE VREDNOSTI IZLAZNOG NAPONA MODULACIJOM SIRINE IMPULSA	.....72-89
4.3. SIMULACIJE I EKSPERIMENT	.....89-98
5. POTISKIVANJE UTICAJA VARIJACIJA JEDNOSMERNOG NAPONA KOD INVERTORA ZA NAPAJSANJE MOTORA NAIZMENICNE STRUJE UVODJENJEM POVRATNE SPREGE PO NAPONU I STRUJI STATORA	....99-113
6. ZAKLJUČAK	...114-118
7. SPISAK REFERENTNE LITERATURE	...119-121
8. PRILOZI	...122-136

## N O M E N K L A T U R A

L	redna induktivnost izlaznog filtra invertora
C	paralelna kapacitivnost izlaznog filtra invertora
E	jednosmerni napon na ulaznim sabirnicama
R <sub>p</sub>	otpornost potrošača
Z	karakteristična impedansa izlaznog filtra
G	pojačanje linearizovanog PWM modulatora
T	perioda uzimanja odbiraka ; takodje maksimalna širina impulsa PWM modulatora
T <sub>d</sub>	kašnjenje signala za upravljanje prekidačima invertora
H	histerezis komparatora
A	amplituda prinudnih oscilacija izlaznog napona invertora
f	učestanost prinudnih oscilacija
m	odnos trenutne vrednosti izlaznog napona i napona na ulaznim sabirnicama ( $m = u(t)/E$ )
f <sub>0</sub>	učestanost prinudnih oscilacija pri $m=0$
s	kompleksna učestanost - operator diferenciranja
z	za periodu odabiranja T , $z=\exp(-sT)$
t	vreme
$\omega$	učestanost
L <sub>s</sub>	rasipna induktivnost statora AM
R <sub>s</sub>	otpornost statorskog namotaja AM
$\Psi_m$	fluks u vazdušnom zazoru AM
$\xi$	faktor prigušenja
u <sub>r</sub>	referentna vrednost za napon
i <sub>r</sub>	referentna vrednost za struju
$\Delta u$	odstupanje napona od referentne vrednosti

- $\Delta i$  odstupanje struje od referentne vrednosti
- $u(t)$  trenutna vrednost izlaznog napona
- $i_p(t)$  trenutna vrednost struje potrošača
- $i_c(t)$  trenutna vrednost struje kondenzatora L-C filtra
- $U(s)$  Laplasova transformacija izlaznog napona
- $U(z)$  z-transformacija izlaznog napona (z-transformacija na osnovu odbiraka inverzne Laplasove transformacije)
- $U_m$  maksimalna trenutna vrednost napona

## 1.UVOD

Invertori, statički "DC/AC" pretvarači, konvertuju energiju izvora jednosmerne struje u energiju sistema naizmeničnih struja i napona. Invertori sadrže sistem prekidača i elemenata za akumulaciju energije koja je neophodna pri konverziji. Podela na naponske i strujne invertore može se izvršiti prema prirodi veličina na ulaznim i izlaznim priključcima pretvarača. Invertori se mogu napajati jednosmernim naponom ili jednosmernom strujom pri čemu se kao izvor najčešće javlja jednosmerni napon baterije ili diodnog ispravljača. Potrošači napajani inverterom obično zahtevaju konstantan naizmenični napon, pa se najčešće primenjuju naponsko-naponski invertori koji vrše konverziju jednosmernog napona u naizmenični. Standardne tehnike modulacije ovih invertora, date u prilogu 1., zahtevaju primenu masivnog L-C filtra što povećava gabarit i cenu uređaja i otežava regulaciju izlaznog napona. Pad napona na rednim elementima filtra prouzrokuje promenu faznog stava izlaznog napona u zavisnosti od opterećenja, što kod nesimetrično opterećenih trofaznih invertora rezultuje pojavom inverzne i nulte komponente napona. Odsustvo kontrole nad faznim stavom kod paralelnog rada grupe invertora otežava regulaciju raspodele snage medju jedinicama. Nesinusoidalne struje opterećenja prouzrokuju izobličenje napona na izlazu iz L-C filtra a skokovite promene struje mogu prouzrokovati oscilacije na rezonantnoj učestanosti filtra. Mana invertora sa masivnim filtrom je i dodatno opterećivanje prekidača reaktivnim strujama elemenata

filtra. PWM tehnike modulacije povećanjem učestanosti komutacija omogućuju manji gabarit i nižu izlaznu impedansu filtra ali ne otklanjaju zavisnost amplitude, faze i harmonijskog sastava izlaznog napona od fluktuacija ulaznog jednosmernog napona i varijacije struje potrošača. Ovaj rad se bavi upravljačkim algoritmima za kontrolu trenutne vrednosti izlaznog napona kako bi se omogućilo održavanje sinusoidalnog talasnog oblika sa amplitudom i fazom koje ne zavise od pulsacija jednosmernog napona i prirode potrošača. Potreba za uredjajima navedenih performansi javlja se, na primer, u sistemima za besprekidno napajanje i pogonima motora naizmjenične struje.

U sistemima za besprekidno napajanje obično se koriste naponsko-naponski invertori koji, osim autonomije koju ostvaruju akumulacijom energije u akumulatorskoj bateriji, treba da obezbede i kvalitetniji napon potiskivanjem smetnji i varijacija napona mreže. Vazdušni vodovi i distributivni kablovi su generatori smetnji koje mogu prouzrokovati neregularan rad ili otkaz osetljivih uredjaja. Sistemi za obradu podataka, uredjaji industrijske elektronike, telekomunikacioni i drugi uredjaji osetljivi na stabilnost i više harmonike mrežnog napona, sve češće se napajaju inverterom koji je sa mrežom spregnut preko jednosmernog medjukola /1/. Zadatak invertora je da naizmjenični napon održi nezavisnim od fluktuacija i tranzijenata koji u medjukolo dolaze iz mreže. U slučaju napajanja grupe potrošača inverter treba da održi konstantan izlazni napon sinusoidalnog oblika nezavisan od talasnog oblika i amplitude izlazne struje, jer nelinearnost jednog potrošača može narušiti kvalitet napona na drugim

potrošačima. Diodni ispravljači u blokovima za napajanje računarskih sistema su primer izrazito nelinearnog potrošača visokog odnosa maksimalne i srednje struje. Izobličenja izlaznog napona invertora prouzrokovana višim harmonicima struje diodnog ispravljača narušavaju kvalitet napona na ostalim potrošačima. Pri napajanju nelinearnih potrošača javlja se potreba za invertorima koji bi putem kontrole trenutne vrednosti izlaznog napona vršili funkciju energetskog aktivnog filtra i potiskivali efekte viših harmonika izlazne struje.

Naponski invertori za napajanje motora naizmenične struje naizmeničnim naponom promenljive učestanosti takodje su jednosmernim medjukolom spregnuti sa mrežom. U slučaju medjukola naponskog tipa, jednosmerni napon ispravljene mreže varira sa naponom mreže i ima naizmeničnu komponentu koja je umnožak mrežne učestanosti. Primenom PWM invertora, fluks motora varira zavisno od napona medjukola a naizmenična komponenta ovog napona prouzrokuje nestabilan rad motora na učestanostima izbijanja. Javlja se potreba za invertorom koji bi ove efekte potisnuo ostvarivanjem povratne sprege po trenutnim vrednostima izlaznih napona.

Da bi se konstruisao naponski inverter brzog odziva, povoljnog spektra i visoke neosetljivosti izlaznog napona na varijacije napajanja i struje potrošača potrebno je raspolagati brzim prekidačkim mostom i adekvatnim algoritmom za upravljanje prekidačima. Razvoj teorije sistema sa promenljivom strukturom /9/ i razvoj brzih poluprovodničkih prekidača za visoke vrednosti struja i napona već su omogućili poboljšanje performansi "DC/DC" konvertora /10/ i razvoj novih algoritama

za upravljanje jednosmernim /7/ i asinhronim motorima /8/. Punu afirmaciju dostigli su bipolarni tranzistori snage koji dozvoljavaju rad na učestanostima do 20 KHz uz granične vrednosti struje i napona od 600 A i 1200 V ("Thompson CBF"). Oblast nižih snaga pokrivaju MOSFET prekidači sa učestanostima rada 100-200 KHz ("Siliconix"), a oblast velikih snaga GTO tiristori koji efikasno rade do 5 KHz ("AEG", "Mitsubishi"). Brzi prekidači snage omogućuju rapidno smanjenje energije koja se pri konverziji akumulira u reaktivnim elementima, što se kod naponskih invertora ogleda u minimizaciji L-C izlaznog filtra. Mogućnost visokih učestanosti komutacija prekidačkog mosta dozvoljava primenu algoritama koji prekidačima upravljaju na osnovu rezultata komparacije izlaznih veličina pretvarača sa referentnim signalom /4/. Naponski invertori ove vrste ispitivani su na Elektrotehničkom Institutu "Nikola Tesla" /2/, /3/, /5/, u okviru istraživanja invertora minimalnog gabarita i težine, čiji produžetak predstavlja ovaj rad.

U drugom poglavlju rada razmatra se naponski inverter sa algoritmom za upravljanje prekidačima baziranim na lokalnoj povratnoj sprezi po struji kondenzatora u L-C izlaznom filtru. U petlji koju čine L-C filter, histerezisni strujni regulator i prekidački most invertora, ostvaruje se režim prinudnih oscilacija kontrolisane struje u uskom pojasu oko referentne vrednosti. Struja filterskog kondenzatora predstavlja izvod izlaznog napona, koji će, uz konačne vrednosti amplitude i strmine struje potrošača i dovoljnu vrednost ulaznog napona, biti potpuno nezavisan od veličine i prirode opterećenja i pulsacija jednosmernog napona. Matematičkim modelovanjem i



merenjem izvršenim na konstruisanom prototipu utvrđeno je da linearno opterećenje ne prouzrokuje nikakvu promenu izlaznog napona u odnosu na prazan hod. Izlazna impedansa na učestanosti relevantnih viših harmonika, merena na prototipu invertora, nikada nije prelazila 0.2% bazne impedanse. Primena invertora sa kontrolom struje filterskog kondenzatora ograničena je na konfiguracije koje ne sadrže izlazni transformator. Kako je upravljanjem definisan samo prvi izvod izlaznog napona, potrebni su posebni zahvati za eliminaciju kumulativnog efekta neželjene jednosmerne komponente kontrolisane struje.

U trećem poglavlju prikazana je kontrola trenutne vrednosti napona invertora uvodjenjem povratne sprege po naponu i struji filterskog kondenzatora. Prekidačima se upravlja na osnovu znaka funkcije sintetisane pomoću Ljapunovljevog drugog metoda. Ova funkcija se formira kao linearna kombinacija signala povratne sprege i referentnog signala. Invertorski filter i opterećenje neizvesne vrednosti predstavljaju sistem drugog reda čije se kretanje u faznoj ravni adekvatnim izborom prekidačke funkcije ograničava na kretanje po pravoj koja će definisati ponašanje u zatvorenoj petlji. Ispitivanjem karakteristika konstruisanog invertora utvrđeno je izvesno pogoršanje u odnosu na rešenje sa kontrolom struje filterskog kondenzatora. Pri linearnom nominalnom opterećenju izmeren je pad efektivne vrednosti napona od 1.1%, dok su se vrednosti izlazne impedanse za više harmonike kretale oko 0.6%. Prednost rešenja sa povratnom spregom po struji i naponu filterskog kondenzatora je mogućnost primene i u konfiguracijama sa

izlaznim transformatorom.

Navedena dva rešenja karakterišu se asinhronim radom prekidača u odnosu na osnovnu učestanost, pa trenutci komutacija nisu stacionarni u okviru njene periode. Posledica asinhronog rada je prisustvo nestacionarnih harmonika i subharmonika u spektru /4/. Dve pojave imaju zanemarljiv uticaj na faktor izobličenja, ali se odražavaju na nivo buke i mogu biti nedostatak u nekim primenama. U četvrtom poglavlju prikazana je modifikacija PWM tehnike uvodjenjem signala struja i napona L-C filtra u proces modulacije širine impulsa. Invertor sa PWM regulatorom trenutne vrednosti napona pri stacionarnom radu ima isti spektar izlaznog napona kao standardni PWM invertor, kod koga su trenutci komutacija stacionarni u okviru osnovne periode. Radi kontrole talasnog oblika izlaznog napona, u diskretnim trenutcima se vrši merenje napona i struje filterskog kondenzatora, rezultati se porede sa referentnim talasnim oblikom a širina impulsa podešava tako da se koriguje odstupanje. Sinhroni rad prekidača kod ovog rešenja plaćen je povećanjem statičkih i dinamičkih odstupanja napona u odnosu na prethodna dva rešenja. Merenjem na konstruisanom prototipu utvrđeno je da se izlazna impedansa na učestanostima relevantnih viših harmonika kreće oko 3.6 %. U istom iznosu pada efektivna vrednost izlaznog napona pri nominalnom linearnom opterećenju, što je još uvek znatno bolje nego kod standardnih rešenja.

Peto poglavlje se bavi potiskivanjem uticaja promena napona jednosmernog medjukola kod invertora za napajanje motora naizmenične struje. Efekat pulsacija jednosmernog napona

otkianja se posmatranjem trenutnih vrednosti napona na motoru. Kako je uobičajen zahtev za konstantnim odnosom  $U/F$ , napon motora se integriše, rezultat poredi sa referentnom vrednošću pa se prekidačkim mostom upravlja u smislu korekcije greške. Učestanost rada prekidača mosta određena je histerezisom komparatora izmerene i referentne vrednosti integrala napona motora. Ukoliko se pored napona posmatraju i trenutne vrednosti struja, može se ostvariti inverter koji pri napajanju motora naizmenične struje fluks u procepu održava nezavisnim od opterećenja i varijacije napona jednosmernog medjukola.

Upravljački algoritmi naponskih invertora analizirani u okviru ovog rada provereni su putem matematičkog modelovanja i merenja karakteristika konstruisanih prototipa. Rad sadrži postupke sinteze prekidačkih algoritama, poredjenje bitnih karakteristika, rezultate modelovanja i osciloskopske snimke talasnih oblika struja i napona na konstruisanim prototipima.

## 2. REGULISANJE TRENUTNE VREDNOSTI NAPONA INVERTORA KONTROLOM STRUJE FILTERSKOG KONDENZATORA

Naponski invertori u najvećem broju slučajeva sadrže filter koji se sastoji od induktivnosti, priključene između potrošača i prekidačkog mosta invertora, i kapaciteta, vezanog paralelno sa potrošačem. Pad napona na rednom elementu filtra prouzrokuje izobličenja izlaznog napona u slučaju nelinearnog tereta i zavisnost efektivne vrednosti napona od struje tereta. Skokovite promene ove struje dovode do oscilacija na rezonantnoj učestanosti filtra. Ove pojave se mogu otkloniti kontrolom trenutne vrednosti izlaznog napona. Jedan od načina da se to ostvari je upravljanje strujom filterskog kondenzatora. Ova struja predstavlja prvi izvod izlaznog napona. Napon zavisi od početnih uslova i talasnog oblika struje kroz kondenzator, pa je njenom kontrolom moguće ostvariti nezavisnost napona potrošača od promena jednosmernog napona na ulazu invertora i izlazne struje. Talasni oblik struje održava strujni regulator, poredjenjem sa referentnom vrednošću struje zadatom tako da se na kondenzatoru ima napon željene amplitude i učestanosti. Signali za upravljanje prekidačima invertora generišu se primenom komparatora sa histerezisom.

Na slici 1 prikazana je uprošćena šema invertora koji primenjuje povratnu spregu po struji kondenzatora i održava napon sinusoidalnim i u slučaju kada opterećenje generiše više harmonike struje. Ukoliko lokalnom povratnom spregom održavamo:

$$i_c(t) = I_{cm} \cdot \cos(\omega \cdot t) \dots \dots \dots (1) ;$$

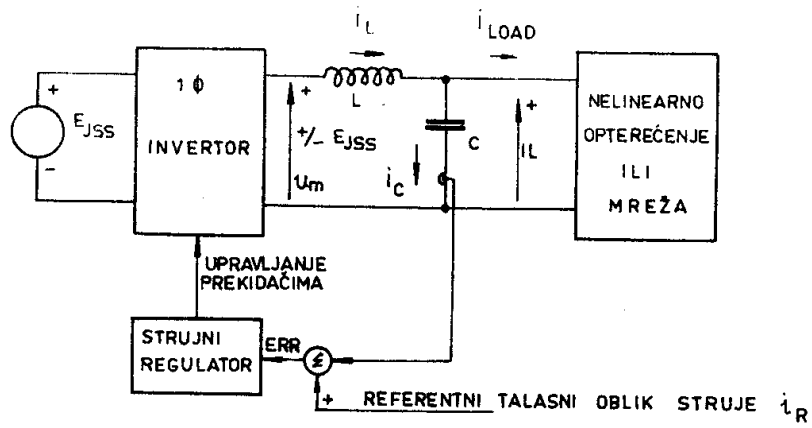
izlazni napon će biti određen jednačinom (2), u kojoj "U<sub>0</sub>" predstavlja početnu vrednost napona kondenzatora a "ω" učestanost izlaznog napona.

$$u(t) = U_0 + 1/C \cdot \int i_c(t) \cdot dt = U_0 + I_{cm} \cdot \sin(\omega \cdot t) / (\omega \cdot C) \dots (2)$$

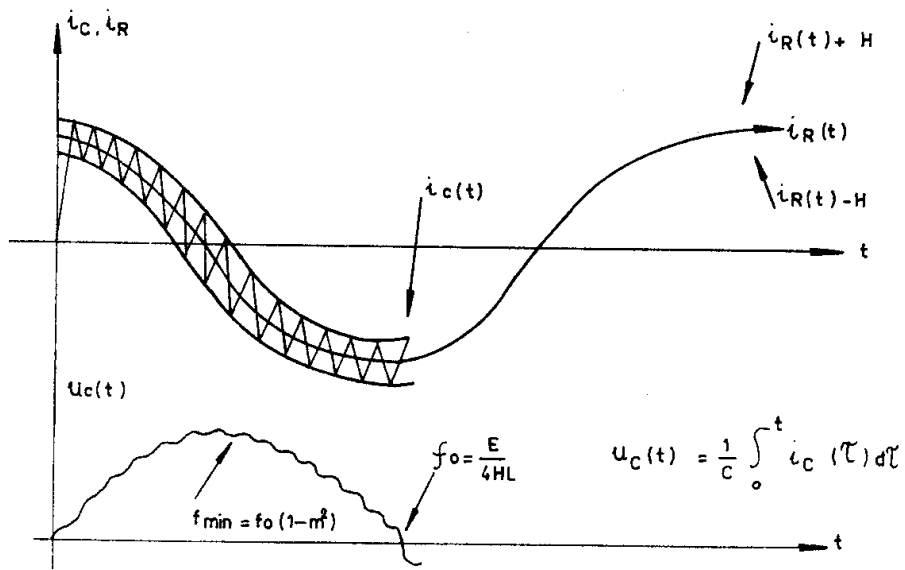
Ukoliko je početna vrednost napona na kondenzatoru jednaka nuli, izlazni napon invertora će biti sinusoidalan i nezavisan od promena jednosmernog napona i struje potrošača. Primenom komparatora sa simetričnim histerezisom u kolu povratne sprege po struji, realizacija postaje krajnje jednostavna. Napon na invertorskom mostu, "u<sub>m</sub>(t)", može imati vrednosti "+E" ili "-E" i određen je rezultatom komparacije izmerene i referentne vrednosti struje kondenzatora. Prenosna funkcija L-C filtra u "s" domenu se za relevantne učestanosti može aproksimirati sa:

$$I_c(s) / U_m(s) = C \cdot s / (1 + L \cdot C \cdot s^2) \approx 1 / (L \cdot s) \dots \dots \dots (3) ;$$

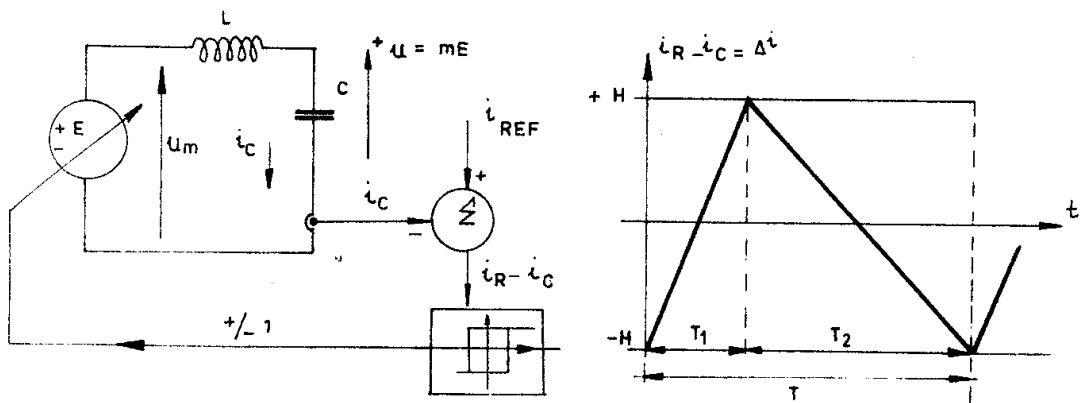
pa se u pogledu upravljanja kondenzatorskom strujom radi o sistemu prvog reda. Rad regulatora struje je ilustrovan slikama 2 i 3. Struja prinudno osciluje oko referentne vrednosti. Amplituda ovih oscilacija određena je veličinom histerezisa komparatora. U trenucima kada strujna greška dostigne iznos određen histerezisom, dolazi do komutacije na invertorskom mostu. Napon mosta menja znak a greška počinje da opada. Učestanost komutacija određena je veličinom histerezisa i strminom struje. Strmina struje zavisi od trenutnih vrednosti napona na mostu, izlaznog napona i vrednosti rednog



SLIKA 1. INVERTOR SA KONTROLOM STRUJE FILTERSKOG C



SLIKA 2.



SLIKA 3.

induktiviteta filtra. Izlazni napon je naizmjenične prirode, pa se može očekivati promena učestanosti komutacija o okviru periode izlaznog napona. Zavisnost učestanosti komutacija od trenutne vrednosti izlaznog napona može se izvesti analitički. Usvojimo oznaku "m" za odnos trenutne vrednosti izlaznog napona i amplitude napona na prekidačkom mostu. Ova veličina predstavlja trenutnu vrednost dubine modulacije. Referentna vrednost struje u sistemu prikazanom na slici 3 je kosinusoide sa učestanošću jednakoj učestanosti izlaznog napona, pa je njena strmina znatno manja od strmine struje prinudnih oscilacija. Opravdana je i pretpostavka da se izlazni napon praktično ne menja u okviru periode prinudnih oscilacija, pa se za promenljive sistema prikazanog na slici 3 mogu napisati sledeće relacije:

$$m(t) = u(t)/E = u(t+T)/E = m(t+T) \dots \dots \dots (4)$$

$$d(i_r)/dt \ll d(i_c)/dt \dots \dots \dots (5)$$

Strmine struje u intervalima "T1" i "T2" su:

$$T1: \quad d(i_c)/dt = E \cdot (1+m)/L$$

$$T2: \quad d(i_c)/dt = E \cdot (-1+m)/L \dots \dots \dots (6)$$

Označimo li sa "H" histerezis komparatora, perioda prinudnih oscilacija pri dubini modulacije "m" biće:

$$T = 2 \cdot H \cdot L \cdot (1/(1+m) + 1/(1-m)) / E = 4 \cdot H \cdot L / E \cdot (1-m^2) \dots \dots (7)$$

Učestanost prinudnih oscilacija će biti uvek manja od "f0", učestanosti pri dubini modulacije jednakoj nuli:

$$f(m) = f(m=0) \cdot (1-m^2) \dots \dots \dots (8)$$

Usled promenljive učestanosti rada prekidača invertorskog mosta komutacije nisu stacionarne u okviru periode izlaznog napona. Pri radu sa nestacionarnim komutacijama mosta, izlazni napon invertora sadrži subharmonike i nestacionarne više harmonike /4/ čija amplituda ne utiče na ukupna izobličenja izlaznog napona ali može predstavljati nedostatak kod specifičnih primena.

Radi proračuna komutacionih gubitaka od interesa je odrediti srednju vrednost učestanosti komutacija pri radu sa sinusoidalnim izlaznim naponom maksimalne vrednosti "U<sub>max</sub>":

$$m_{max} = U_{max} / E ; m(\theta) = m_{max} \cdot \sin(\theta)$$

$$f(sr) = 1/2 \int_0^{2\pi} f(m(\theta)) \cdot d\theta = f_0 \cdot (1 - m_{max}^2 / 2) \dots (9)$$

Jednačine (8) i (9) određuju zavisnost trenutne i srednje učestanosti prinudnih oscilacija od napona jednosmerne baterije, induktiviteta filtra i veličine histerezisa komparatora. Učestanost kvadratno zavisi od dubine modulacije i rapidno opada kada se njena vrednost približava jedinici. Struja prinudnih oscilacija ima amplitudu definisanu histerezisom strujnog regulatora i ne menja se pri padu učestanosti do koga dolazi u okolini maksimuma izlaznog napona. Međutim, preniska učestanost komutacija dovodi do izobličenja izlaznog napona usled povećanja talasnosti na učestanosti rada prekidača. Praktične vrednosti dubine modulacije koja se može primeniti bez degradacije performansi invertora kreće se oko 90% /5/, /20/. Sistem prikazan na slici 3 simuliran je na računaru. Parametri simuliranog modela odgovaraju invertoru



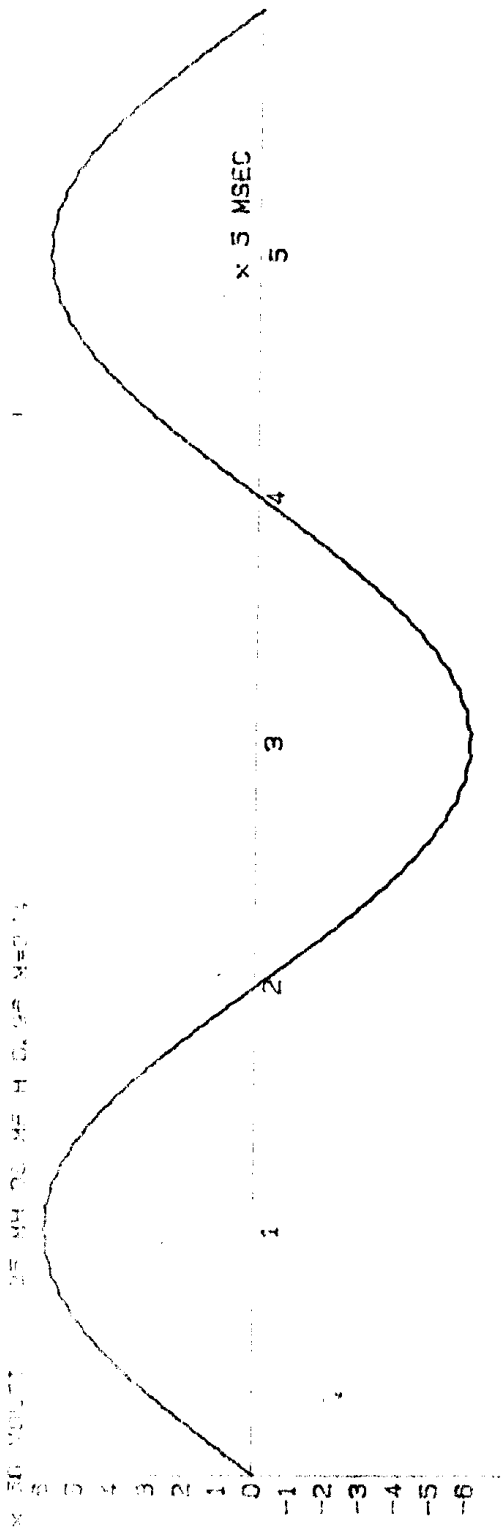
snage 500 VA, ulaznog jednosmernog napona 400 V i izlaznog, naizmeničnog od 220 V efektivne vrednosti i učestanosti 50 Hz:

$$L=25\text{mH} ; C=30 \mu\text{F} ; E=400 \text{ V} ; \text{histerezis } H=0.96 \text{ A}$$

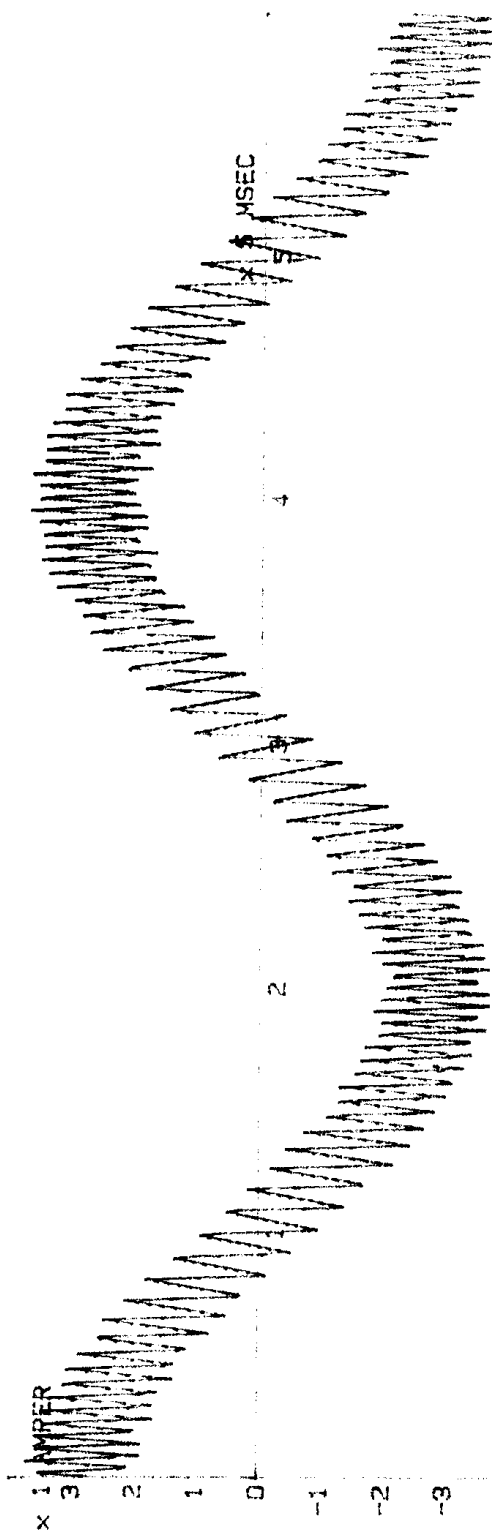
$$\text{referenca za struju } i_r(t)=2.8 \cos(100\sqrt{2}t)$$

Na plotu br. 1 prikazani su izlazni napon i struja prigušnice pri stacionarnom radu neopterećenog invertora. Iz talasnog oblika struje se vidi da perioda prinudnih oscilacija zavisi, saglasno sa jednačinom (8), od trenutne vrednosti izlaznog napona. Može se uočiti povećana talasnost napona u maksimumu, kada je učestanost komutacija najniža. Komutaciona učestanost se menja od 1822 Hz pri maksimumu izlaznog napona do 4166 Hz pri naponu jednakom nuli. Srednja vrednost ove učestanosti je 2994 Hz, što se dobro slaže sa jednačinom (9). Promena učestanosti prinudnih oscilacija u okviru periode izlaznog napona odražava se na spektar izlaznog napona, prikazan na plotu br. 2. Analiza spektra izvršena je primenom "Cooley-Tukey" algoritma brze Furijeove transformacije [6]. Za ulazne podatke uzete su 1024 ekvidistantne vrednosti u toku jedne periode izlaznog napona simuliranog invertora. Spektar je prikazan za diskretne vrednosti učestanosti, ali se na osnovu njegovog oblika može zaključiti da ima kontinualan karakter u oblasti učestanosti prinudnih oscilacija. Ukupna izobličenja izlaznog napona u praznom hodu manja su od 1.2 %.

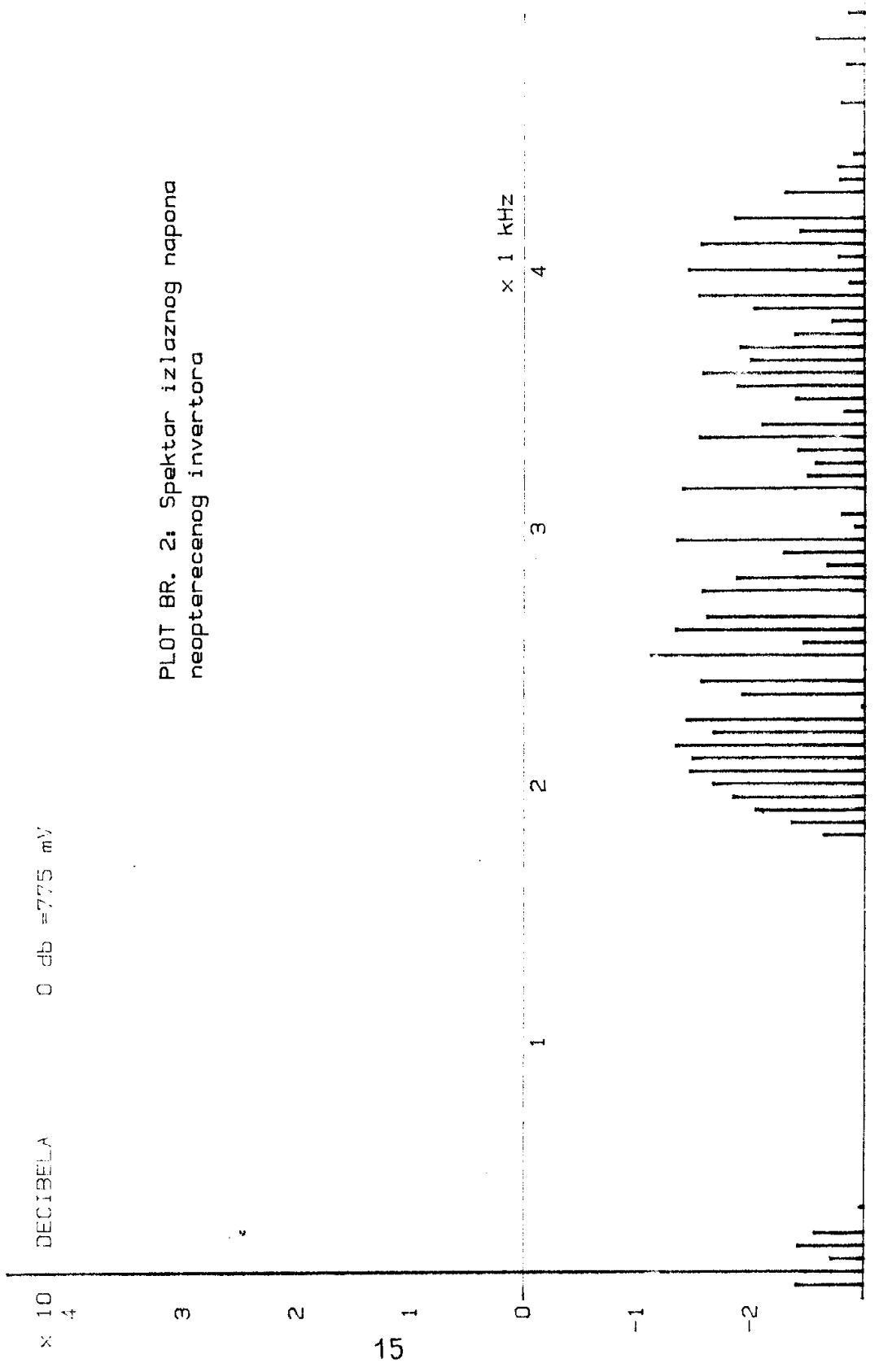
U cilju ispitivanja dinamičkih odstupanja izlaznog napona simulirano je uključenje i isključenje nominalnog opterećenja u maksimumu napona kao najkritičnijem trenutku. Rezultati ovih simulacija prikazani su na plotu br. 3. Radi poredjenja, na plotu br. 4 je prikazana promena napona pri



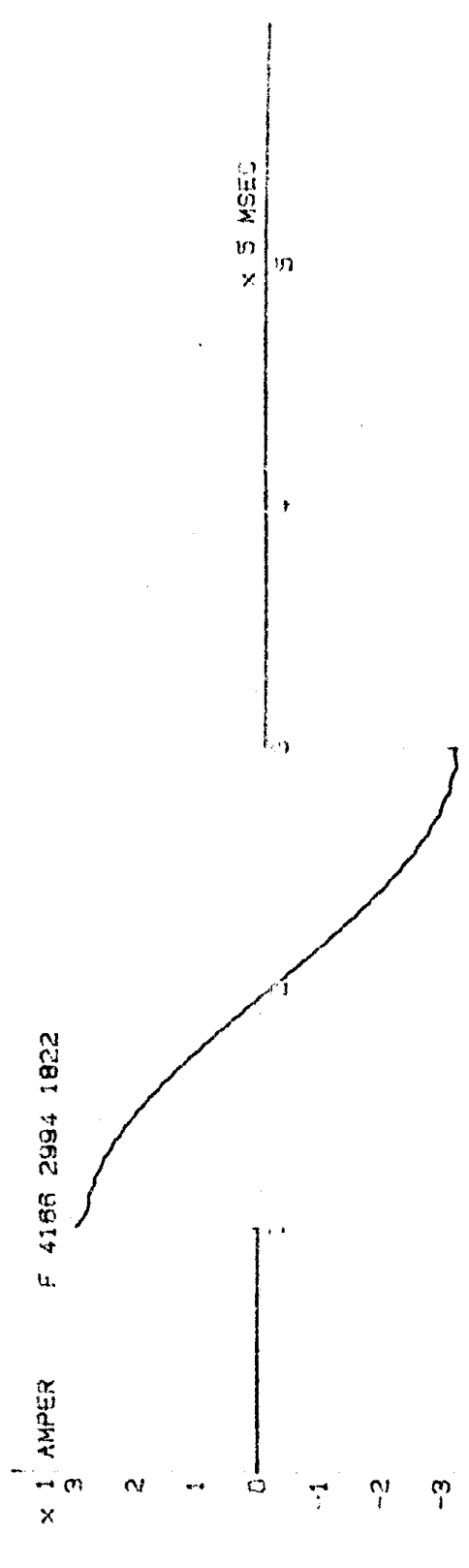
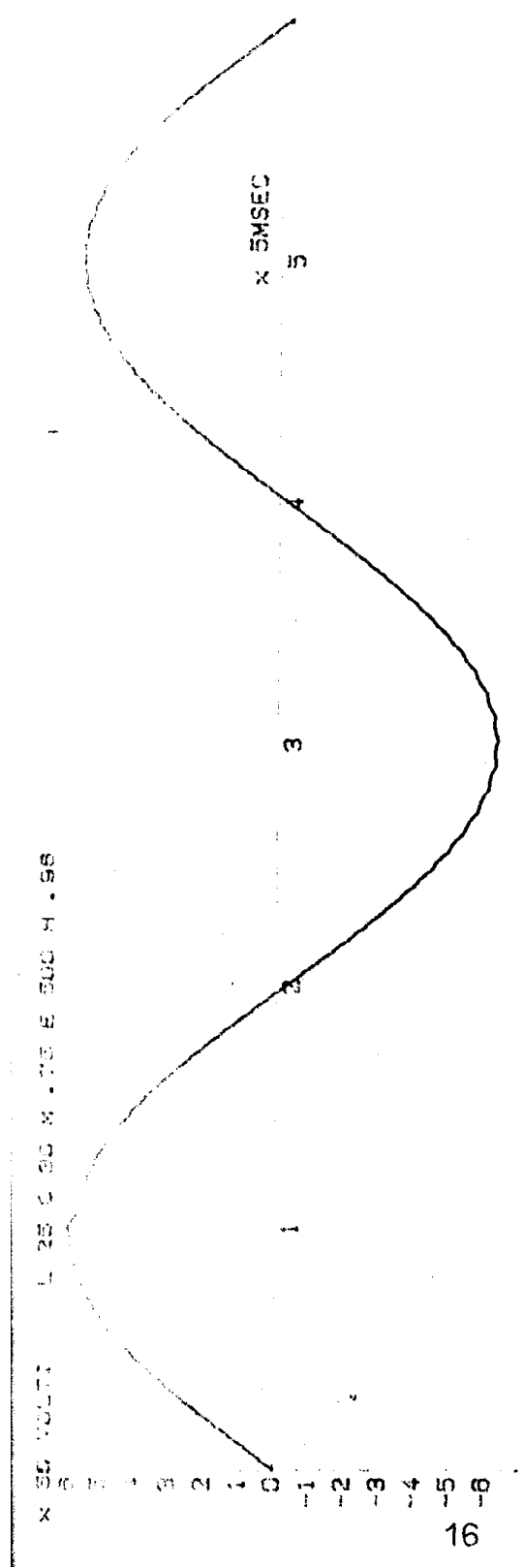
14



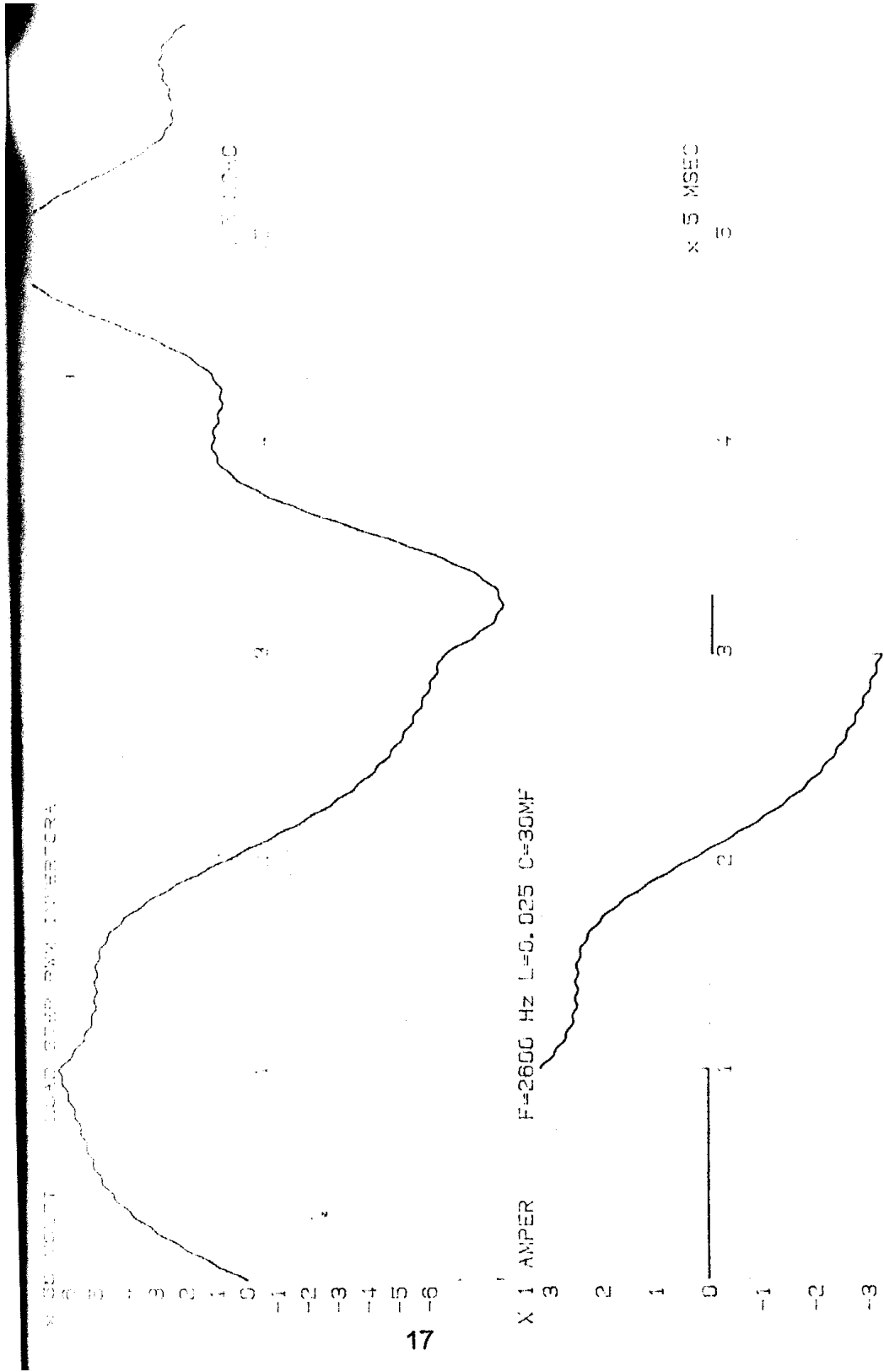
PLOT BR. 1: Invertor sa kontrolom struje filteruskog kondenzatora  
talasni oblici izlaznog napona i struje prigušnice neopterećenog invertora



PLOT BR. 2: Spektor izlaznog napona neopterećenog invertora



PLOT BR. 3: Invertor sa kontrolom struje filterskog kondenzatora :  
simulacija odziva na skokovitu promenu struje opterecanja



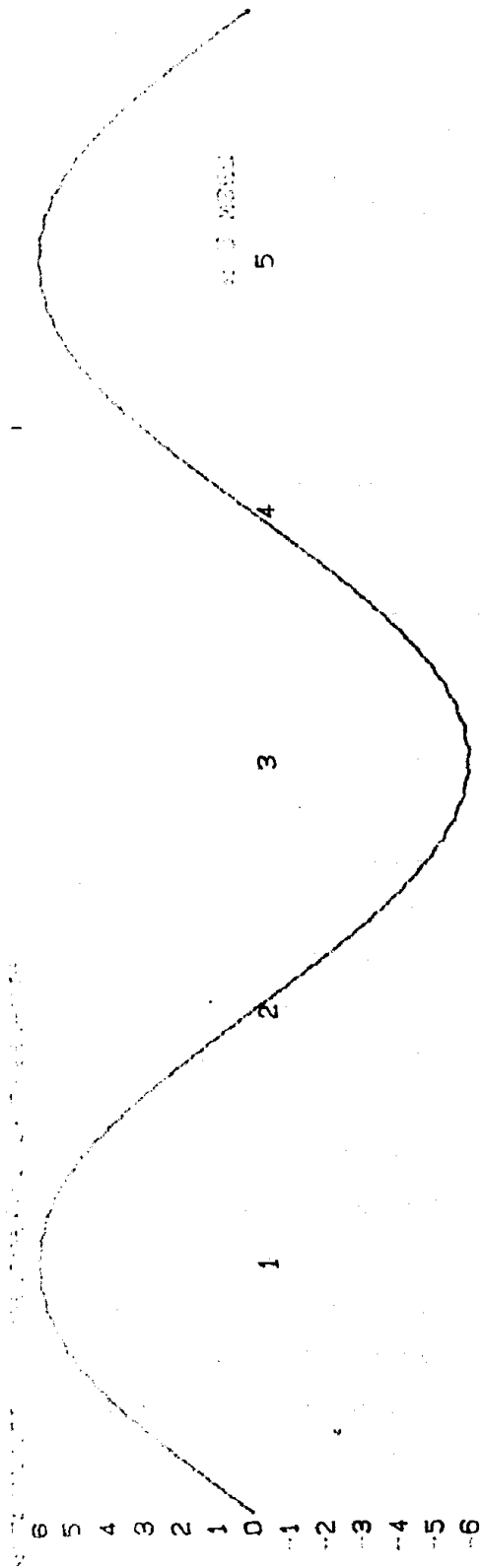
PLOT BR. 4: Odziv standardnog PWM invertora na skokovitu promenu struje opterećenja

skokovitom opterećenju invertora koji radi na principu modulacije širine impulsa i ima parametre identične sa prethodnim. PWM inverter na opterećenje reaguje propadom napona i prigušenim oscilacijama na rezonantnoj učestanosti filtra, dok pri rasterećenju ima neprigušene oscilacije. Kod invertora koji primenjuje povratnu spregu po struji filterskog kondenzatora oscilacije filtra su potpuno eliminisane a propad sveden na minimum.

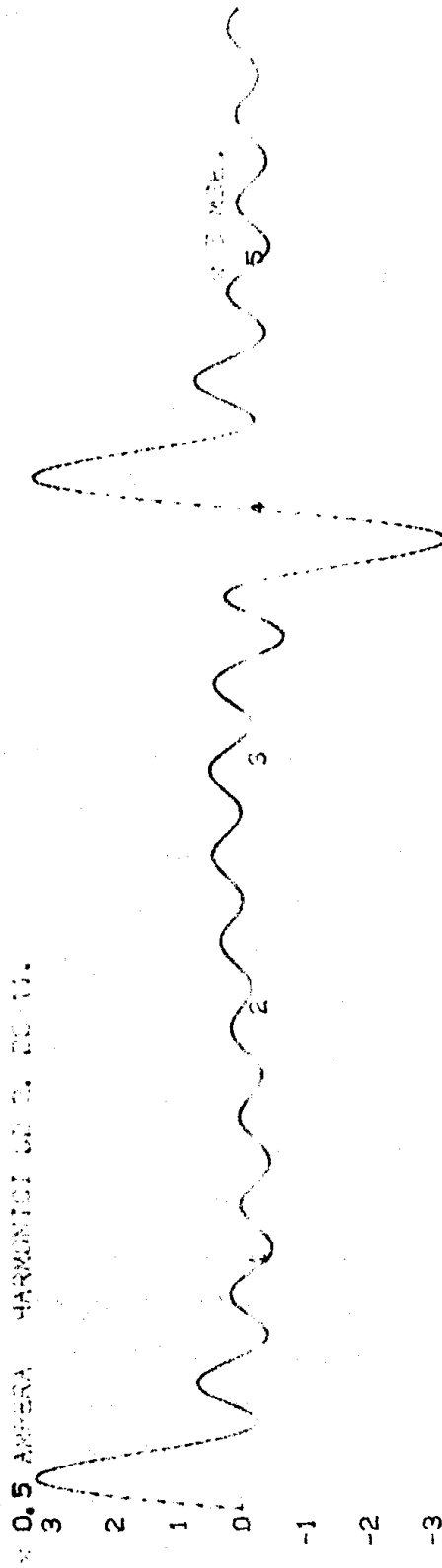
Dalje modelovanje usmereno je ka merenju izlazne impedanse invertora na učestanosti viših harmonika koji se mogu pojaviti pri napajanju nelinearnih potrošača. Pretpostavljeno je da je inverter opterećen strujom koja sadrži parne i neparne harmonike od drugog do jedanaestog:

$$i(t) = I_m \cdot \sum_{k=2}^{11} \sin(100 \cdot k \cdot \pi \cdot t) \dots \dots \dots (10)$$

Amplituda svakog od harmonika je ista i iznosi "I<sub>m</sub>". Izlazna impedansa invertora na učestanosti "k"-tog harmonika će biti jednaka količniku "k"-tog harmonika u spektru izlaznog napona i struje "I<sub>m</sub>" koja ga prouzrokuje. Niže vrednosti izlazne impedanse govore da će se izlazni napon pri nelinearnom opterećenju manje izobličiti. Izlazna struja i napon pri opterećenju definisanom jednačinom (10) prikazani su na plotu br. 5. Viši harmonici izlaznog napona prouzrokovani harmonicima struje opterećenja izračunati su analizom spektra i na osnovu njih su određene izlazne impedanse invertora na učestanostima od 100 Hz do 550 Hz. Vrednosti ovih impedansi normalizovane su na baznu impedansu invertora i date u tabeli 1. U istoj tabeli



19



PLOT BR. 5: Invertor sa kontrolom struje filterskog kondenzatora; simulacija opterećenja hipotetičkim potrošačem koji generise harmonike od drugog do jedanaestog

su radi uporedjenja navedene izlazne impedanse za inverter sa modulacijom širine impulsa.

red harmonika	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Zk (PWM) %	23	72	175	47	29	21	17	14	12.6	11.2
Zk (kontrola ic)%	.45	.10	.11	.09	.14	.11	.18	.05	.06	.013

TABELA 1 : IZLAZNE IMPEDANSE INVERTORA NA UČESTANOSTI VIŠIH HARMONIKA, UPOREDNI PODATCI NORMALIZOVANIH VREDNOSTI ZA PWM INVERTOR I INVERTOR SA KONTROLOM STRUJE FILTERSKOG KONDENZATORA

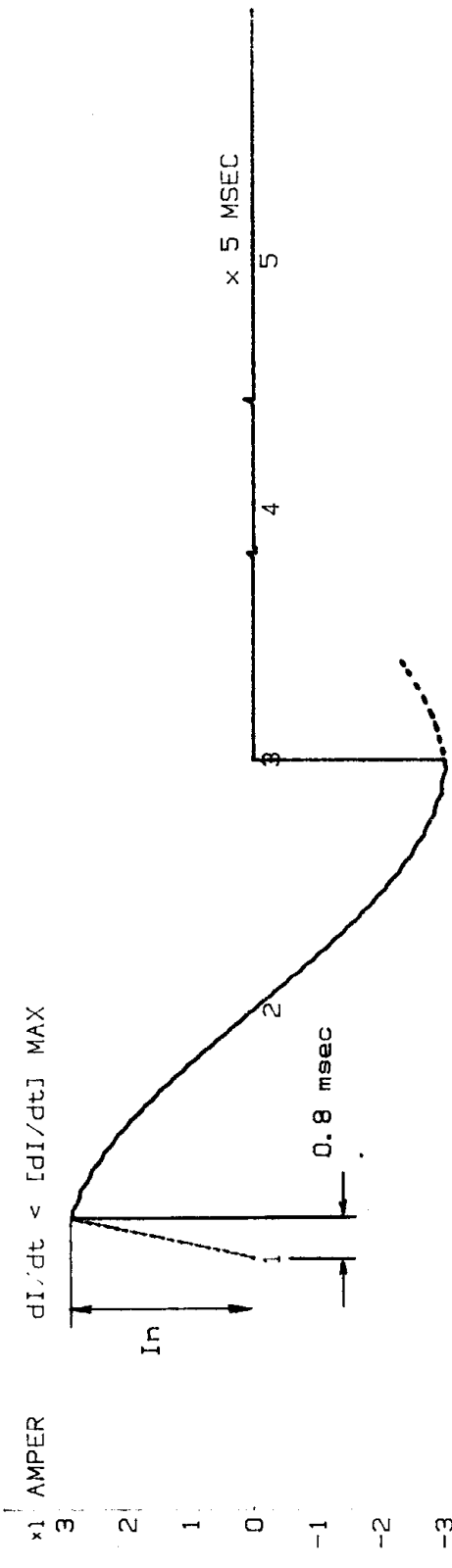
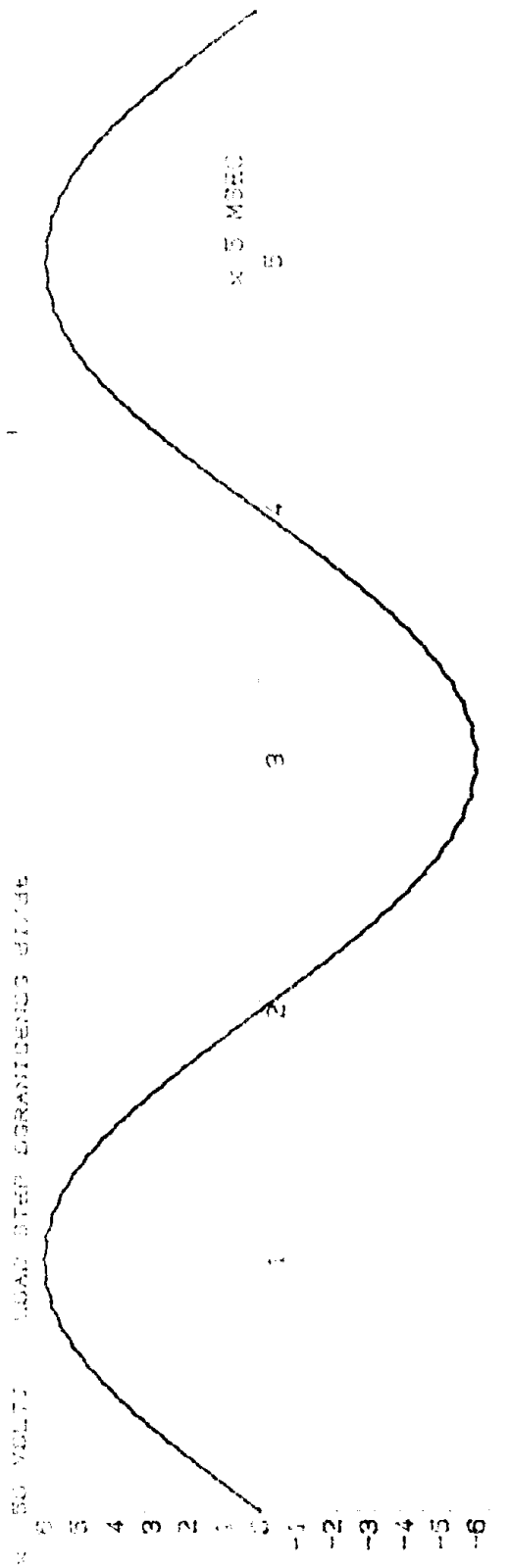
Rezultati pokazuju da se uvođenjem povratne sprege po struji kondenzatora postižu visoke vrednosti potiskivanja viših harmonika pa izlazni napon invertera praktično ne zavisi od harmonijskog sastava struje potrošača. Standardna PWM tehnika, prema rezultatima iz tabele 1, ima znatno lošije performanse. U slučaju hipotetičkog nominalnog opterećenja trećim harmonikom, izlazni napon PWM invertera će sadržati treći harmonik amplitude 72 % nominalnog napona, dok će inverter sa kontrolom struje filterskog kondenzatora u izlaznom naponu imati samo 0.1 % trećeg harmonika. Ovakav inverter možemo koristiti kao energetski aktivni filter koji iz mreže na koju je priključen odstranjuje zagadjenja u obliku viših harmonika.

Nedostatak opisanog rešenja je problem jednosmerne komponente u izlaznom naponu. Rad invertera se zasniva na kontroli prvog izvoda izlaznog napona, pa je potrebno da početna vrednost, u jednačini (2) označena sa "Uo", bude pri startu jednaka nuli. Takođe je potrebno da referentna vrednost struje pri startu krene iz maksimuma, kako bi njen integral bio periodična funkcija bez jednosmerne komponente. Ukoliko su



navedeni uslovi ispunjeni, izlazni napon u idealnom slučaju neće imati jednosmernu komponentu. Offset komparatora u strujnom regulatoru prouzrokuje jednosmernu komponentu kontrolisane struje, koja se može smanjiti primenom kvalitetnijeg kola, ali će uvek imati neku konačnu vrednost. Kako se ova struja integriše na kondenzatoru, jednosmerna komponenta napona prouzrokovana offsetom komparatora će linearno rasti. Osim offseta komparatora, uzrok pojavi jednosmerne komponente može biti i skokovita promena opterećenja. Za ilustraciju ove pojave može poslužiti plot br. 3, na kome je modelovan slučaj trenutnog skoka struje. Kako struja prigušnice ima ograničenu strminu, pri skoku opterećenja javlja se odstupanje struje filterskog kondenzatora od referentne vrednosti, što rezultuje pojavom jednosmerne komponente u izlaznom naponu. Na plotu 3 se može uočiti jednosmerna komponenta napona u iznosu od 9 V nakon skoka struje opterećenja. Do statičke greške izlaznog napona neće doći ukoliko je strmina struje opterećenja manja od maksimalne strmine struje kroz prigušnicu. Na plotu br. 6 modelovan je slučaj opterećenja u vrhu sinusoidne napona strujom konačne strmine. Do pojave jednosmerne komponente nije došlo jer je strujni regulator uspeo da struju kondenzatora održi na referentnoj vrednosti. Ostvarljiva strmina struje prigušnice u najkritičnijem slučaju, pri maksimumu izlaznog napona, data je izrazom (11) i predstavlja najveću strminu struje potrošača koju ovakav inverter može podneti bez pojave jednosmerne komponente napona.

$$|d(i_{opt})/dt|_{max} = E \cdot (1 - m_{max}) / L \dots\dots\dots (11)$$



PLOT BR. 6: Simulacija priključenja potrosaca konacne strmine struje

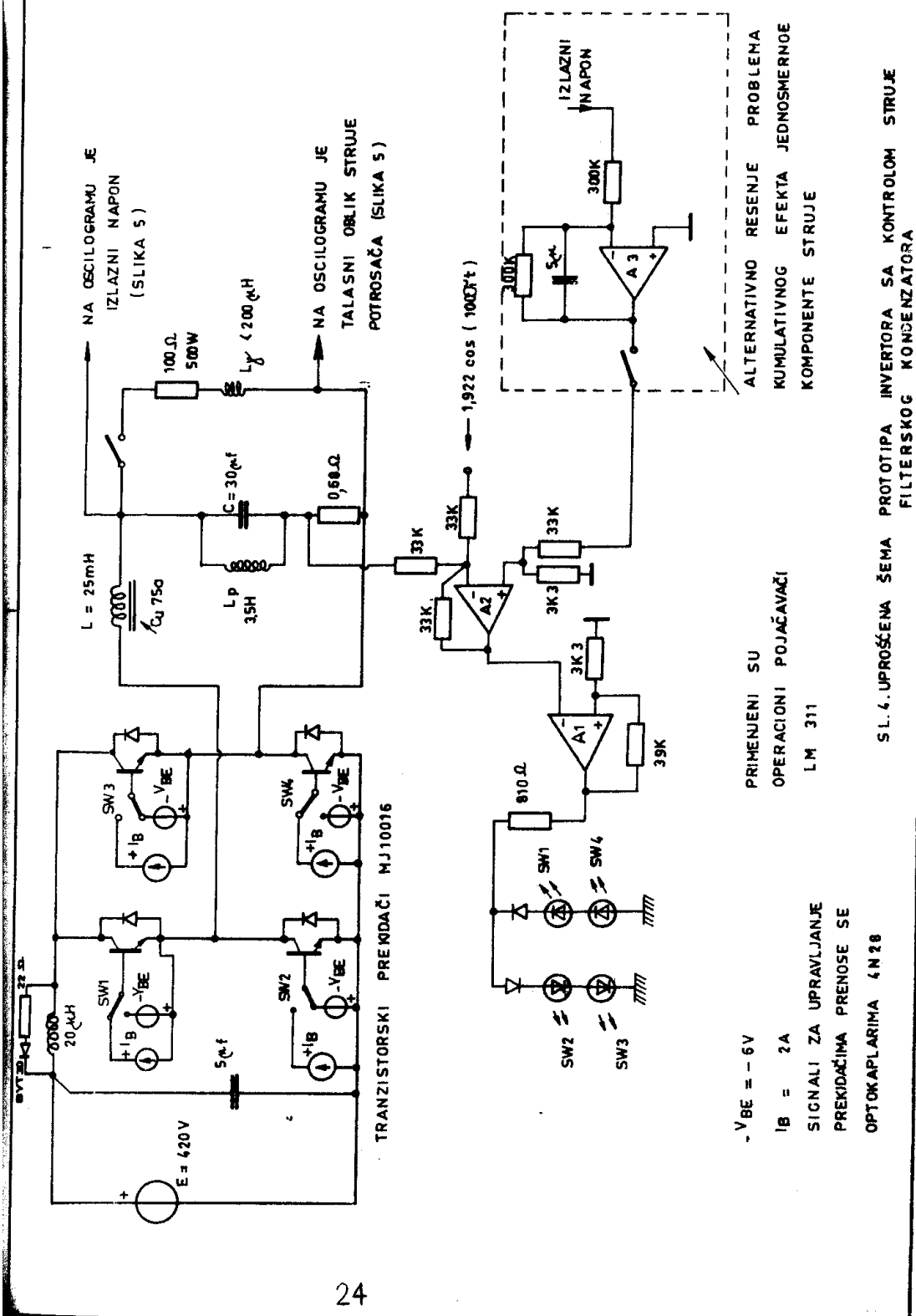
Problem kumulativnog efekta ofseta komparatora i pojave statičke greške pri ekstremnim strminama struje potrošača može se rešiti vezivanjem dodatne prigušnice paralelno filterskom kondenzatoru i zatvaranjem povratne sprege po zbirnoj struji. Na slici 4 paralelna prigušnica ima oznaku "Lp". U prototipu invertora je kao prigušnica "Lp" poslužio primar mrežnog transformatora od 10 VA, induktivnosti 3.5 H. Za ovako modifikovano kolo, veza izlaznog napona i kontrolisane struje u "s" domenu je:

$$U(s) = I(s) \cdot L_p \cdot s / (1 + L_p \cdot C \cdot s^2) \dots\dots\dots (12)$$

Ukoliko se u struji filterskog kondenzatora usled neidealnosti komparatora pojavljuje jednosmerna komponenta "Io", jednosmerna komponenta napona invertora prouzrokovana ovom strujom će biti:

$$U_0 = \lim_{s \rightarrow 0} (s \cdot U(s)) = I_0 \cdot \lim_{s \rightarrow 0} (L_p \cdot s / (1 + L_p \cdot C \cdot s^2)) = 0 \dots\dots (13)$$

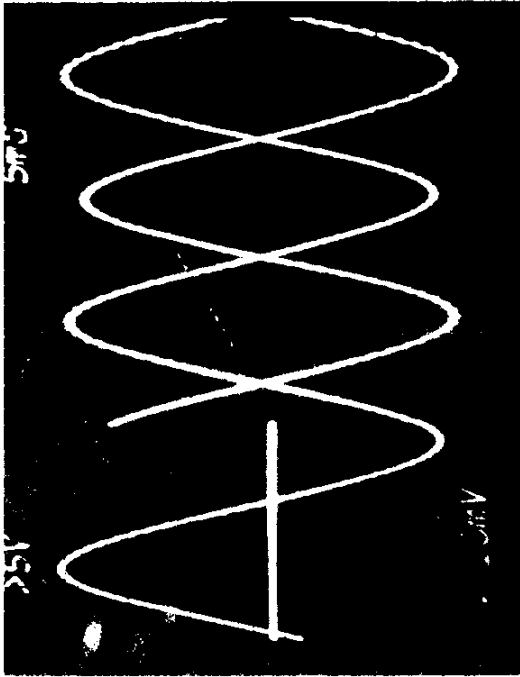
Vidi se da je u idealnom slučaju kumulativni efekat ofseta odstranjen. Međutim, merenjem izvršenim na prototipu utvrđeno je da jednosmerna komponenta napona nije potpuno odstranjena. U praznom hodu invertora realizovanog prema slici 4 izmerena je jednosmerna komponenta napona od 0.2 V, koja potiče od omske otpornosti primenjene prigušnice. Ovaj iznos predstavlja 0.066 % amplitude izlaznog napona invertora pa se sa stanovišta potrošača može zanemariti, ali predstavlja ozbiljan nedostatak kod konfiguracija sa transformatorom između prekidačkog mosta i izlaznog filtra. Ukoliko inverter sa kontrolom struje filterskog kondenzatora sadrži međutransformator, može doći do



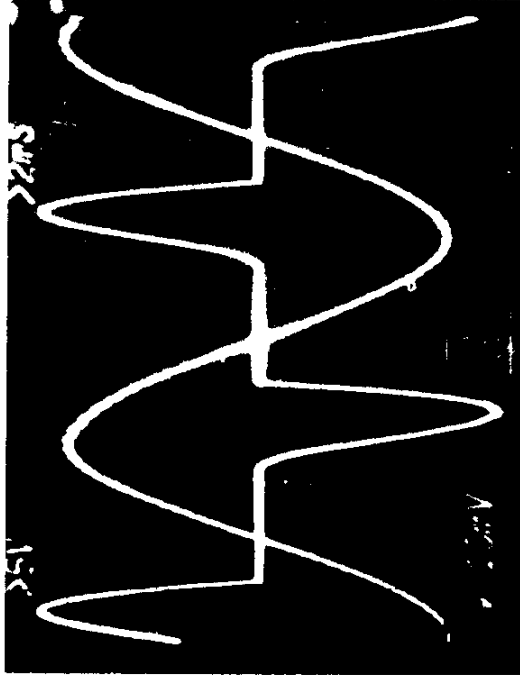
zasićenja magnetnog kola. Pokušaj rada sa transformatorom na prototipu sa slike 4 uspeo je tek pri nepraktično velikom vazdušnom zazoru u magnetnom kolu transformatora. Prigušnica vezana paralelno filterskom kondenzatoru predstavlja dodatni element energetskog kola invertora. Njena upotreba se može izbeći ukoliko problem jednosmerne komponente rešimo korekcijom referentne vrednosti strujnog regulatora. Do podatka o jednosmernoj komponenti napona dolazi se njegovom integracijom, pa se referentna vrednost struje menja u smislu korekcije greške. Alternativno rešenje rezultuje jednosmernom komponentom od 0.6 V i prikazano je na slici 4.

Prototip invertora podvrgnut je ogledu skokovitog i nelinearnog opterećenja. Na slici 5-a prikazan je osciloskopski snimak izlazne struje i napona pri skoku struje sa nule na nominalnu vrednost. Snimljeni talasni oblici su saglasni sa rezultatom simulacije i pokazuju potpuno potiskivanje oscilacija filtra. Slika 5-b prikazuje osciloskopski snimak ogleđa nelinearnog opterećenja. Na izlaz prototipa invertora priključen je diodni ispravljač koji radi u režimu prekidnih struja. Merenjem faktora izobličenja izlaznog napona utvrđeno je da se priključenjem diodnog ispravljača izobličenje povećava sa 1.2 % na 1.45 %.

Upravljački algoritam naponskog invertora prikazan u ovom poglavlju omogućuje vrlo niske vrednosti izlazne impedanse invertora. U frekventnom opsegu od učestanosti izlaznog napona do jedanaestog harmonika izlazna impedansa ne prelazi 0.2 % bazne impedanse invertora. Izlazni napon je praktično nezavisan



5 msec/cm  
100 V/cm  
1 A/cm



SLIKA 5-a : Osciloskopski snimak izlazne struje i napona prototipa invertora pri uključenju nominalnog tereta

SLIKA 5-b: Osciloskopski snimak izlazne struje i napona prototipa invertora opterećenog ispravljačem koji radi u režimu prekidnih struja

ODZIV PROTOTIPA NA SKOKOVITU PROMENU STRUJE POTROŠACA I OGLED NELINEARNOG OPTEREĆENJA

od struje potrošača koji ima konačnu amplitudu i strminu struje. Oscilacije napona na rezonantnoj učestanosti filtra su potpuno eliminisane, a propad napona sveden na minimum. Nedostatak prikazanog rešenja je ograničenost primene na konfiguracije bez transformatora između prekidačkog mosta i izlaznog filtra. Za eliminaciju kumulativnog efekta ofseta komparatora u strujnom regulatoru neophodno je ugraditi dodatnu induktivnost u filter ili modifikovati regulator. Jednosmerne komponente napona se ovim zahvatima može spustiti na 0.066 % amplitude izlaznog napona. U sledećim poglavljima se analiziraju rešenja kod kojih problem jednosmerne komponente nije izražen, dok su vrednosti izlazne impedanse i pada napona pri opterećenju nešto više.

### 3.NAPONSKI INVERTOR SA POVRATNOM SPREGOM PO STRUJI I NAPONU FILTERSKOG KONDENZATORA

#### 3.1.Sinteza algoritma upravljanja prekidačkim mostom

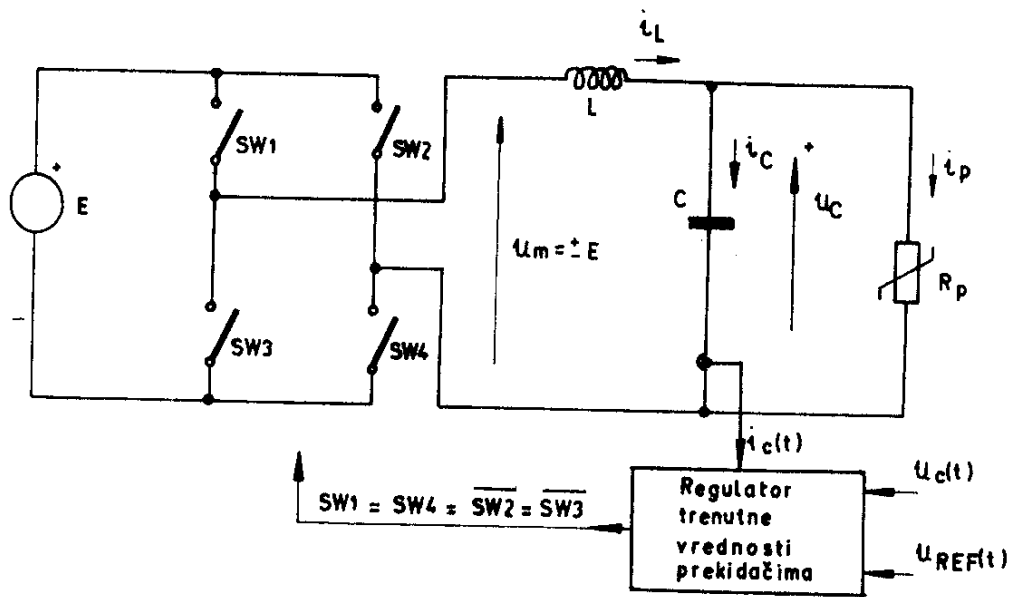
Posmatranjem napona i struje kondenzatora u izlaznom L-C filtru invertora i poredjenjem sa referentnim talasnim oblikom može se, u odredjenim granicama, ostvariti nezavisnost izlaznog napona od prirode i veličine potrošača. Osnovna konfiguracija invertora čiji se napon kontroliše uvodjenjem povratne sprege po struji i naponu filterskog kondenzatora prikazana je na slici 6.

Potrošač može biti nelinearan ali njegova struja mora biti ograničena. Efektivna vrednost impedanse potrošača može imati proizvoljnu promenu, ali uvek mora biti veća od minimalne vrednosti odredjene maksimumom dozvoljene struje kroz prekidače invertorskog mosta. Jedini uslov koji parametar "Rp" mora zadovoljavati je :

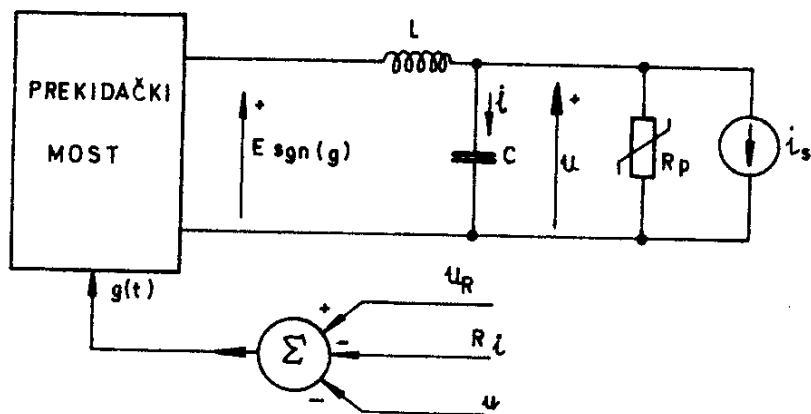
$$+ \infty > R_p > R_{p \text{ min}} \dots\dots\dots (14)$$

Zadatak regulatora je da na osnovu podataka o struji i naponu filterskog kondenzatora generiše signale za upravljanje prekidačima tako da se izlazni napon održava u uzanom pojasu oko referentne vrednosti. Objekat upravljanja je izlazni filter sa nelinearnim opterećenjem za koje se jedino zna da mora zadovoljiti uslov (14). Parametar "Rp" objekta upravljanja menja se, dakle, na proizvoljan način, pri čemu su poznate samo njegove granične vrednosti. Upravljačka promenljiva je izlazni napon





Slika br.6 INVERTOR SA POVRATNOM SPREGOM PO NAPONU I STRUJI KONDENZATORA



Slika br.7. UPRAVLJANJE NA OSNOVU ZNAKA FUNKCIJE

$$g(t) = U_R - R_i(t) - U_C(t)$$

prekidačkog mosta, " $e(t)$ ", i njena vrednost zavisi od stanja prekidača. Upravljanje može uzeti diskretne vrednosti iz skupa  $(+E, 0, -E)$  ili skupa  $(+E, -E)$ . Prvi skup se odnosi na nezavisno upravljanje prekidačima invertorskog mosta, dok se drugi odnosi na slučaj kada prekidače grupišemo u dve dijagonale. Kod invertora sa puš-pul konfiguracijom ili polumostom nije moguće ostvariti napon jednak nuli, pa se u daljem razmatranju usvaja slučaj sa dve moguće vrednosti upravljanja.

Referentni signal " $ur(t)$ " se kontinualno menja u odredjenim granicama pa kontinualnu promenu treba da ima i izlazni napon " $uc(t)$ ". Kako ulazni napon filtra, " $e(t)$ ", zauzima diskretne vrednosti, očigledno je da ne postoji stacionarno stanje osim u slučaju  $ur(t) = \pm E$ . Drugim rečima, rad sistema sa slike 6 odvija se tako što regulator neprekidno generiše signale za komutaciju između dijagonala prekidačkog mosta prouzrokujući prinudne oscilacije izlaznog napona oko referentne vrednosti. Amplituda prinudnih oscilacija predstavlja maksimalnu vrednost odstupanja izlaznog napona od željenog talasnog oblika i biće manja ukoliko je učestanost prinudnih oscilacija viša  $/5/, /20/$ . Jedan od zadataka regulatora je da učestanost i amplitudu prinudnih oscilacija održi stabilnim. Previsoka učestanost prouzrokuje pad stepena korisnog dejstva invertora usled povećanja komutacionih gubitaka  $/13/$ , dok preniska vrednost dovodi do povećanih odstupanja izlaznog napona od referentne vrednosti, što takodje pogoršava performanse uređaja. Kako se povratna sprema uzima po trenutnim vrednostima napona i struja, za analizu stabilnosti prinudnih oscilacija od interesa je proučiti protok signala na

učestanosti rada prekidača. Postoji niz radova koji se bave modelovanjem i analizom prekidačkog stepena sa niskopropusnim izlaznim filtrom putem usrednjavanja signala /11/, /12/, /14/, i oni mogu biti korisni pri posmatranju protoka signala na učestanosti fundamentala (recimo 50 Hz). Medjutim, usrednjavanjem se gubi informacija o trenutnim vrednostima, na osnovu kojih se u ovom slučaju upravlja prekidačima, pa se u analizi prinudnih oscilacija moraju primeniti striktnije metode.

Pored stabilnosti učestanosti prinudnih oscilacija, regulator mora održavati izlazni napon nezavisnim od prirode potrošača i pulsacija jednosmernog napona. Pri sintezi sistema upravljanja sa referentnim modelom u uslovima šuma, smetnji i vremenski promenljivih parametara primenu nalazi drugi metod Ljapunova /15/, /16/, /17/. Ovim metodom se ostvaruje neosetljivost na proizvoljno promenljive ali ograničene smetnje i varijacije parametara. Pri sintezi je potrebno kvalitativno poznavati sistem i utvrditi granice u kojima se parametri mogu menjati. Nedostatak metode je potreba iznalaženja adekvatne funkcije Ljapunova za svaki pojedinačni slučaj, pa ne postoji jedinstveni algoritam sinteze. Tehnike sinteze bazirane na drugom metodu Ljapunova često iziskuju upravljačke signale u vidu funkcije znaka, " $f(x) = \text{sgn}(x)$ ", pri čemu je argument funkcije linearna kombinacija promenljivih stanja /15/, /18/. U slučaju sistema sa slike 6 upravljačka promenljiva je napon na izlazu iz prekidačkog mosta, i on se najjednostavnije opisuje baš "sgn" funkcijom, što pojednostavljuje primenu navedenog metoda.

Problem sinteze algoritma za upravljanje prekidačima se svodi na izbor linearne kombinacije promenljivih stanja kao argumenta "sgn" funkcije. Stabilnost se utvrđuje nakon izbora adekvatne funkcije Ljapunova. Kako se radi o sistemu drugog reda, oba zadatka se jednostavno rešavaju. Postoje dve promenljive stanja, i to mogu biti napon i struja filterskog kondenzatora. Pretpostavljeno je (slika 7) da je inverter opterećen ne samo nestacionarnim potrošačem "Rp" već i strujnim ponorom "is" koji predstavlja proizvoljnu smetnju. Ovo se čini radi utvrđivanja zavisnosti izmedju nivoa smetnji i nivoa ulaznog jednosmernog napona pri kome je rad još uvek stabilan. Model sistema u prostoru stanja dat je jednačinom (15):

$$\vec{dx}/dt = \begin{bmatrix} du/dt \\ di/dt \end{bmatrix} = [A] \cdot \vec{x} + \vec{B} \cdot e + \vec{z} =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & -1/(Rp \cdot C) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \cdot E \cdot \text{sgn}(g) - \begin{bmatrix} 0 \\ di_s/dt \end{bmatrix} \dots (15)$$

Matrica "A" je nestacionarna jer njen element "a22" može menjati svoju vrednost. Upravljanje "e(t)" ima diskontinualan karakter i direktno utiče na drugu koordinatu stanja, struju. Vektor smetnji  $\vec{z}$  sadrži izvod struje smetnji "is(t)". Upravljanje se sintetiše tako što se iz promenljivih stanja i referentnog signala formira linearna kombinacija "g(t)" koja svojim znakom određuje stanje prekidača, uspostavljajući na izlazu iz prekidačkog mosta napone "+E" ili "-E". Ukoliko nadjemo adekvatnu, pozitivno definitnu funkciju "V(u,i,ur)", čiji je prvi izvod po vremenu negativno definitna funkcija, linearnu kombinaciju "g(t)" možemo

odrediti kao /15/:

$$g(t) = k_1 \cdot u + k_2 \cdot i + k_3 \cdot u_r = -(\text{grad}(V(u, i, u_r)))_i \dots\dots (16)$$

Zadatak sistema sa slike 7 je da izlazni napon održava na referentnoj vrednosti "ur(t)". Razlika " u(t)-ur(t) = Δ (t) " predstavlja grešku. Uzimanjem greške za promenljivu stanja, jednačina (15) se transformiše u jednačinu (17):

$$d\vec{e}/dt = [A] \cdot \vec{e} + \vec{B} \cdot (E \cdot \text{sgn}(g) + u_r) + \vec{z} \dots\dots\dots (17) ;$$

gde je :  $\vec{e}(t) = [\Delta(t), i(t)]^T$  ;  $\vec{z}(t) = [-du_r(t)/dt, -di_s(t)/dt]^T$

Nakon izvršene smene promenljivih stanja vektor smetnji " $\vec{z}$ " sadrži izvod referentnog napona i izvod struje smetnji "is(t)". Funkcija Ljapunova "V(Δ, i)=V( $\vec{e}$ )" izračunava se kao:

$$V(\vec{e}) = \vec{e}^T [P] \vec{e} \dots\dots\dots (18)$$

Matrica "P" treba da bude simetrična i pozitivno definitna. Ako uvedemo parametar "R", dimenzije otpornosti, matricu "P" možemo izraziti kao :

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 & R \\ R & R^2 \end{bmatrix} ; \text{ pa je } V(\vec{e}) = (\Delta + R \cdot i)^2 \dots\dots\dots (19)$$

Iz jednačine (19) se vidi da će ovako izabrana funkcija "V" biti pozitivno definitna. Dovoljan uslov asimptotske stabilnosti je negativna definitnost prvog izvoda funkcije "V( $\vec{e}$ )" po vremenu. Funkcija " $\dot{V} = dV/dt$ " mora biti negativno definitna za sve vrednosti parametara i smetnji koje se mogu pojaviti pri radu sistema.

$$\begin{aligned} \dot{V}(\vec{e}) &= d(\Delta + R \cdot i)^2 / dt = 2 \cdot (\Delta + R \cdot i) \cdot (d\Delta / dt + R \cdot (di / dt)) = \\ &= 2 \cdot (u - u_r + R \cdot i) \cdot (i / C - u_r + R \cdot (E \cdot \text{sgn}(g) - u) / L - R \cdot i / (R_p \cdot C) - R \cdot (di_s / dt)) \\ &\dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

Funkcija "g(t)" se određuje prema jednačini (16) :

$$g(t) = -(\text{grad}(V))_i = -R \cdot (\Delta + R \cdot i) = -R \cdot (u - u_r + R \cdot i) \dots (21)$$

Potrebno je dokazati da jednačinom (21) određena linearna kombinacija promenljivih stanja rezultuje stabilnim radom, odnosno pokazati da je " $\dot{V}(\vec{e}) < 0$ " za sve vrednosti promenljivih koje se pri radu mogu dostići. Zamenom jednačine (21) u (20):

$$\begin{aligned} \dot{V}(\vec{e}) &= 2 \cdot (u - u_r + R \cdot i) \cdot \\ &\cdot (i / C - i \cdot R / (R_p \cdot C) - R \cdot (u + E \cdot \text{sgn}(u - u_r + R \cdot i)) / L - du_r / dt - R \cdot (di_s / dt)) \end{aligned} \dots\dots\dots (22)$$

Znak izraza (22) će biti negativan ukoliko dva činioca proizvoda imaju suprotne znake. Ovo će biti slučaj ukoliko je jednosmerni napon "E" dovoljno veliki da funkcija "g(t)" svojim znakom određuje znak zbira u drugoj zagradi izraza (22). Ovaj uslov se može iskazati kao:

$$\begin{aligned} E > |u|_{\max} + L / (R \cdot C) \cdot |(1 - R / R_p) i|_{\max} + L / R \cdot |du_r / dt|_{\max} + \\ + L \cdot |di_s / dt|_{\max} \dots\dots\dots (23) \end{aligned}$$

Dakle, rad invertora koji napaja nelinearno i nestacionarno opterećenje će biti stabilan ukoliko jednosmerni napon na ulazu invertora zadovoljava nejednakost (23). Drugim rečima, izlazni napon će se održavati na referentnoj vrednosti bez obzira na smetnje generisane potrošačem samo ukoliko raspoložemo dovoljno

velikim jednosmernim naponom. Ukoliko je poznata maksimalna vrednost strmine struje potrošača, maksimalna amplituda i maksimalna strmina izlaznog napona koji se želi ostvariti, za stabilan rad dovoljno je da napon na izlazu prekidačkog mosta bude:

$$e(t) = -(|u|_{\max} + L/(R \cdot C) \cdot |(1 - R/R_p) i|_{\max} + L/R |du/dt|_{\max} + L |di/dt|_{\max}) \cdot \text{sgn}(u - u_r + R \cdot i) \dots \dots \dots (24)$$

Opisanim algoritmom se postiže stabilnost za proizvoljan poremećaj, globalna stabilnost, što invertor čini robusnim. U slučaju kratkog spoja na izlazu invertora, uslov (23) je narušen jer će sabirak "L · di/dt" u trenutku kratkog spoja imati veliku vrednost, ograničenu samo induktivnošću petlje kratkog spoja. Posledica ovoga će biti odstupanje izlaznog napona od referentne vrednosti "u<sub>r</sub>(t)". Otklanjanjem kratkog spoja nejednakost (23) će ponovo biti uspostavljena a izlazni napon će, u idealizovanom slučaju, asimptotski težiti referentnoj vrednosti. Uslov (23) se narušava i pri skokovitoj promeni referentnog napona, kada se takodje javlja odstupanje izlaznog napona koji, zbog prirode filtra, ima kontinualnu promenu. Ovo odstupanje će se u toku daljeg rada izgubiti ukoliko je nakon skoka referentnog napona uslov (23) zadovoljen. Referentni napon može, u opštem slučaju, biti proizvoljan. Za dimenzionisanje invertora potrebno je poznavati samo njegov maksimum i najveću strminu, "u<sub>r max</sub>" i "du/dt max". Kako je osnovna primena opisanog prekidačkog algoritma upravljanje invertorima sa sinusoidalnim izlaznim naponom, potrebno je izračunati koliki je napon jednosmerne baterije potreban pri radu invertora koji

generiše naizmenični napon amplitude " $U_m$ " i učestanosti " $\omega$ ". Maksimalna vrednost izvoda referentnog napona sada je " $\omega \cdot U_m$ " a maksimalna vrednost struje filterskog kondenzatora " $i_{max} = C \omega U_m$ ". Minimalna vrednost jednosmernog napona pri kome inverter još uvek održava izlazni napon na referentnoj vrednosti je :

$$E_{min} = U_m \cdot (1 + L(\omega) / R_p \min) + L |di_s(t)/dt|_{max} \dots\dots (25)$$

Uz zanemarenje smetnji i nisku vrednost redne prigušnice, potrebna vrednost jednosmernog napona je bliska maksimumu izlaznog napona, što govori da inverter sa regulacijom trenutne vrednosti napona može dati istu efektivnu vrednost napona kao i PWM inverter sa dubinom modulacije " $m=1$ ". Ukoliko struja potrošača koji opterećuje inverter ima veliku strminu, kao što je slučaj sa ispravljačima bez prigušnice u jednosmernom kolu, izlazni napon se može održati sinusoidalnim samo ukoliko se raspolaže dovoljnim jednosmernim naponom. Ovaj napon, prema jednačini (25), treba da bude veći ukoliko je viši nivo smetnji. U praksi se promena vrednosti jednosmernog napona vrši promenom prenosnog odnosa medjustransformatora.

Pokazano je da se upravljanjem iskazanim jednačinom (24) postiže asimptotska stabilnost. Idealizovani sistem će održavati jednakost izlaznog i referentnog napona pri čemu će učestanost rada prekidača biti neograničena. Za rad invertora kao uređaja za konverziju energije od interesa je da stepen korisnog dejstva bude što viši, pa se učestanost rada prekidača mora ograničiti kako bi komutacioni gubici bili u granicama dozvoljenog. Ograničenje učestanosti rada se može izvršiti



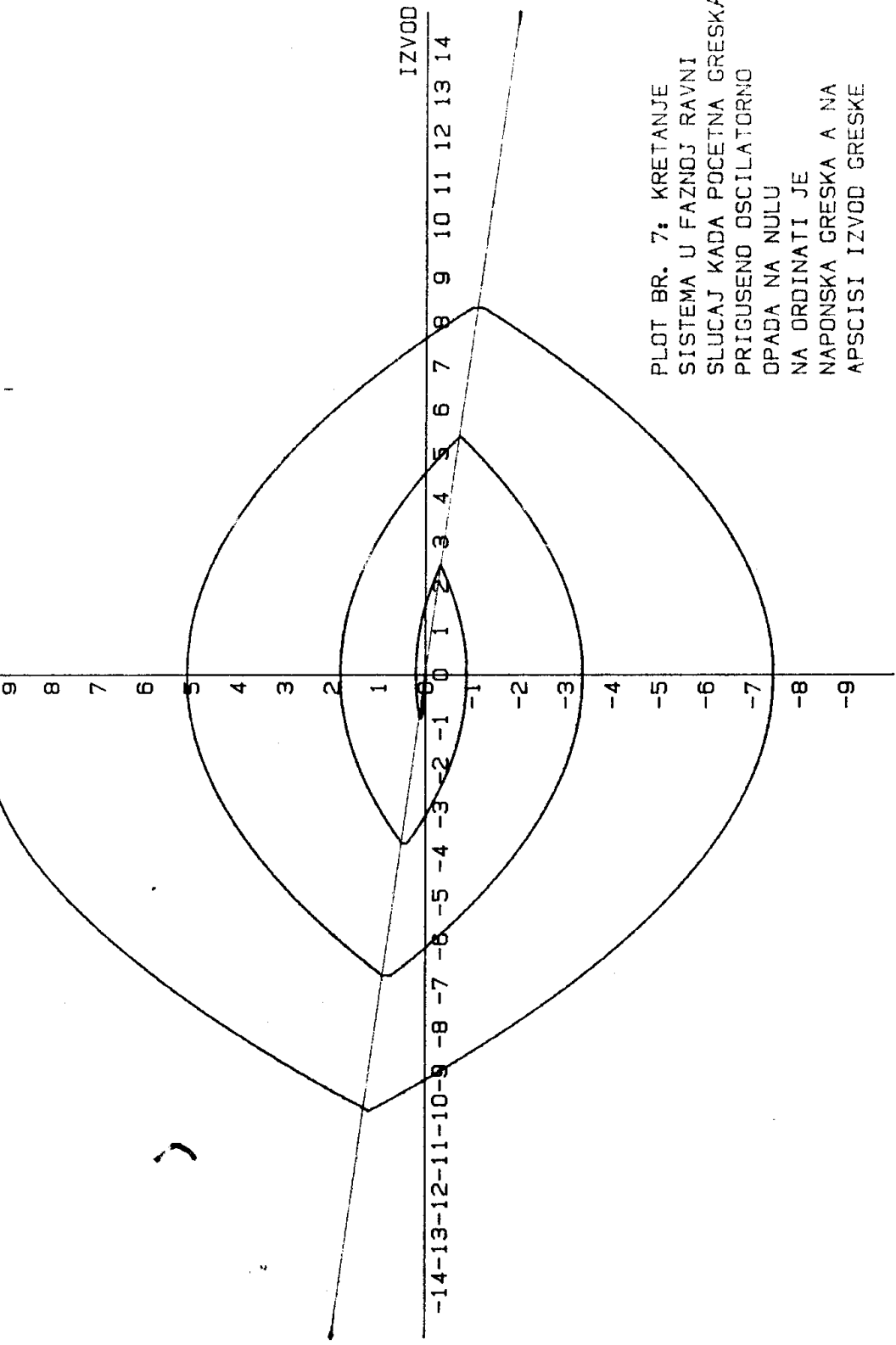
uvodjenjem kašnjenja signala za upravljanje prekidačima, što se detaljnije analizira u delu 3.2. Posledica ograničenja učestanosti prinudnih oscilacija na vrednost "fpr" će biti odstupanje izlaznog napona od referentne vrednosti. Izlazni napon će oscilovati oko referentne vrednosti /20/ u pojasu :

$$u_r - \frac{E}{32 \cdot L \cdot C \cdot f_{pr}^2} < u < u_r + \frac{E}{32 \cdot L \cdot C \cdot f_{pr}^2} \dots \dots \dots (26)$$

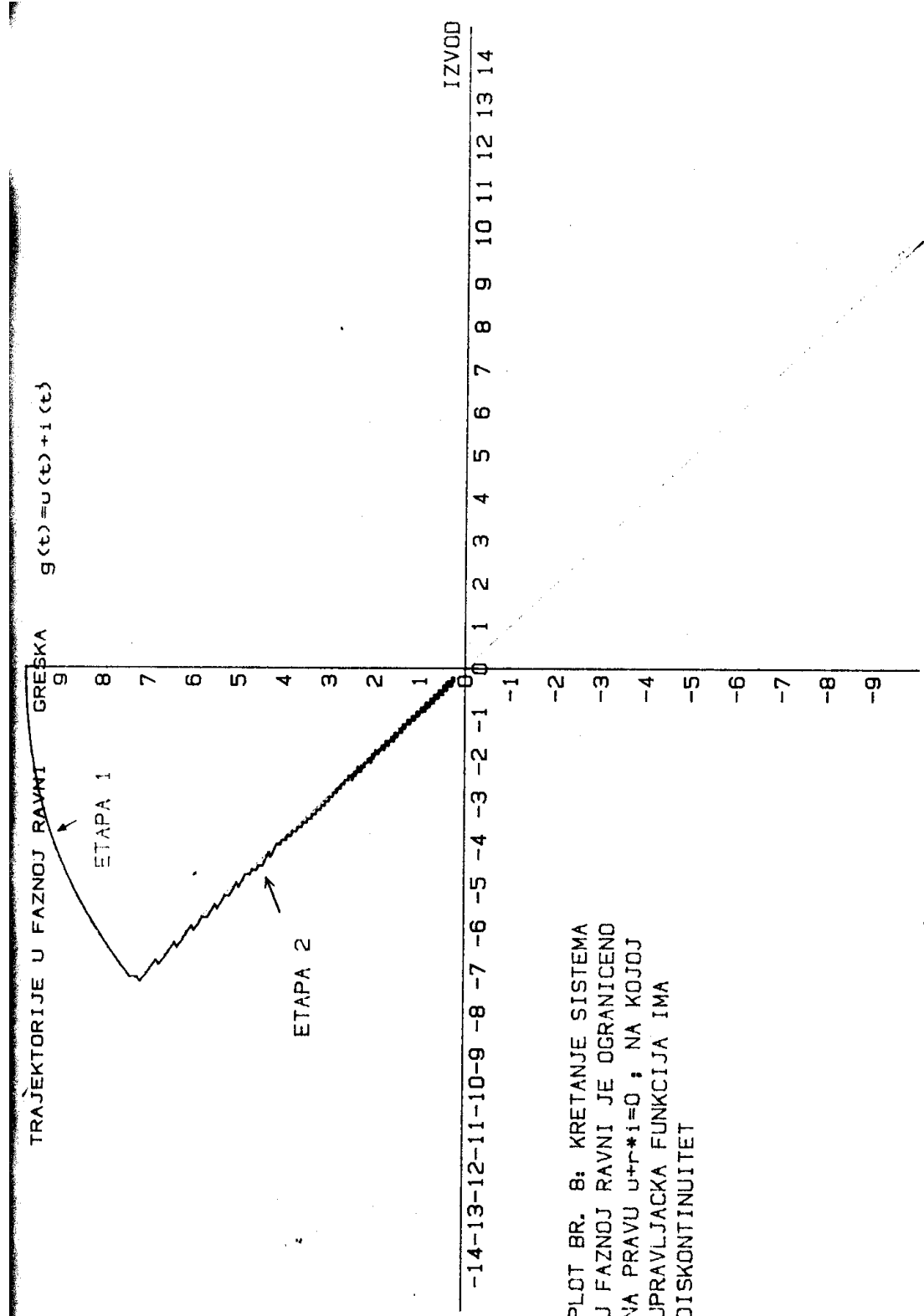
Širina ovog pojasa je obrnuto srazmerna učestanosti rada prekidača. Za ilustraciju se može uzeti inverter izlaznog napona 220 V efektivne vrednosti, L-C filtrom reaktivne snage Ql=25 % i Qc=25 % i učestanosti rada prekidača 5 kHz. Primenom jednačine (26) izračunavamo da se izlazni napon može održavati u pojasu od +/- 1.1 V oko referentne vrednosti. Ovakva odstupanja ne ugrožavaju performanse invertora.

Potreba za uvodjenjem vremenskog kašnjenja u cilju ograničavanja učestanosti rada prekidača vidi se i iz rezultata modelovanja sistema sa slike 7 na računaru. Pri modelovanju je posmatran slučaj autonomnog rada neopterećenog invertora ( $u_r=0$ ,  $R_p=\infty$ ,  $i_s=0$ ). Rezultati modelovanja su prikazani u vidu trajektorija sistema u faznoj ravni. Položaj tačke koja u ravni reprezentuje stanje sistema odredjen je koordinatama stanja, naponskom greškom i izvodom naponske greške. Pretpostavlja se da postoji početna naponska greška i posmatra se na koji način se ona anulira. Modelovanje je vršeno za dve različite vrednosti funkcije "g(u,i)" i prikazano je na plotovima br. 7 i 8. Jednačina "g(u,i)=0" u faznoj ravni predstavlja diskontinuitet upravljačke funkcije, geometrijsko mesto tačaka u kojima se odigravaju

TRAJEKTORIJE U FAZNOJ RAVNI  $g(t) = u + 0.1x1$  GRESKA



PLOT BR. 7: KRETANJE  
 SISTEMA U FAZNOJ RAVNI  
 SLUCAJ KADA POCEJNA GRESKA  
 PRIGUSENO OSCILATORNO  
 OPADA NA NULU  
 NA ORDINATI JE  
 NAPONSKA GRESKA A NA  
 APSCISI IZVOD GRESKE



PLOT BR. 8: KRETANJE SISTEMA  
 U FAZNOJ RAVNI JE OGRANICENO  
 NA PRAVU  $u+r=0$ ; NA KOJOJ  
 UPRAVLJACKA FUNKCIJA IMA  
 DISKONTINUITET

komutacije između dijagonala prekidačkog mosta. Na plotu br. 7 se vidi kako naponska greška prouzrokuje kratkotrajne oscilacije čija amplituda opada a učestanost raste. Trajektorija završava u koordinatnom početku, greška je anulirana jer je sistem asimptotski stabilan. Ovo je u praksi neostvarljivo, jer održavanje sistema u koordinatnom početku faze ravnini zahteva beskonačno veliku učestanost rada prekidača. Na plotu br. 8 je data trajektorija za drugu vrednost funkcije "g(u,i)". Vidi se kako sistem nakon dostizanja prave "g(u,i)=0" ostaje na njoj, krećući se ka koordinatnom početku. Kretanje sistema duž prave "g=0", na kojoj upravljačka funkcija ima diskontinuitet, takodje iziskuje beskonačno visoku učestanost rada. Opisanim upravljačkim algoritmom kretanje sistema u n=2 - dimenzionalnom prostoru se ograničava na kretanje po pravoj "g(u,i)=0". Kretanje u podprostoru "g(u,i)=0" je jednoznačno određeno izborom parametra "R" i opisano je jednačinom :

$$u + R \cdot i = u + R \cdot C \cdot du/dt = 0$$

Ova jednačina se odnosi na idealizovani sistem i pokazuje da će se svako odstupanje napona od referentne vrednosti eksponencijalno izgubiti. Za praktičnu realizaciju invertora potrebno je još analizirati metode za ograničenje i stabilizaciju učestanosti rada prekidača i ispitati uticaj ograničenja učestanosti na promenu performansi u odnosu na idealizovani inverter sa beskonačnom učestanošću komutacija.

### 3.2. Analiza prinudnih oscilacija

U zavisnosti od nominalne snage i napona napajanja, kao prekidači u naponskim invertorima sa povratnom spregom po trenutnim vrednostima napona i struja mogu se primeniti bipolarni ili unipolarni tranzistori. Obe vrste poluprovodničkih prekidača imaju ograničenu gornju učestanost rada. Bipolarni tranzistori pri isključenju zahtevaju evakuaciju manjinskih nosioca sa spoja kolektor-baza, koja za savremene trostruko difundovane "darlington" tranzistore sa "speed-up" diodom traje od 2 do 5 mikrosekundi i u katalogima se navodi kao "storage - time". Komutacioni gubici bipolarnog tranzistora se javljaju u toku uspostavljanja i prekidanja kolektorske struje. U praksi se pokazuje da su gubici pri isključenju dominantni. Ako se za vremena uspostavljanja i prekidanja kolektorske struje uvedu oznake "tr" i "tf", komutacioni gubici bipolarnog tranzistora se, za komutacionu učestanost "f", mogu približno izraziti kao :

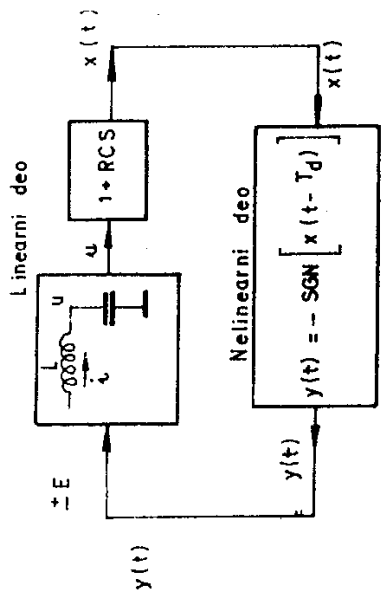
$$P = 1/2 \cdot I_c \cdot U_{ce} \cdot (t_f + t_r) \cdot f \dots \dots \dots (27)$$

Gubici linearno rastu sa učestanošću. Imajući u vidu da se vremena "tr" i "tf" kreću od 0.2 do 1 mikrosekunde, može se zaključiti da održavanje komutacionih gubitaka u oblasti ispod 5 % nominalne snage zahteva ograničenje komutacione učestanosti na, orijentaciono, 16 kHz. Kod "mosfet" tranzistora snage vremena uspostavljanja i prekidanja struje drejna se kreću od 20ns do 100 ns, što ih čini pogodnim za rad van audio opsega, čime se umanjuje subjektivni nivo buke i smanjuje gabarit izlaznog filtra. Gubici kod ovih tranzistora su pretežno

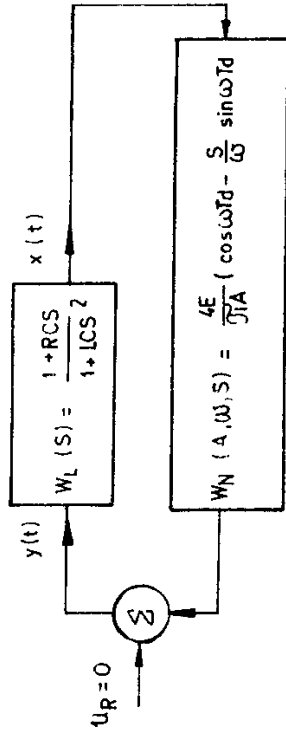
kondukcioni, pa se učestanost rada može podići daleko iznad audio opsega bez značajnijeg pada stepena iskorišćenja. Međutim rad sa "mosfet" tranzistorima na visokim učestanostima iziskuje složena kola za kontrolu napona na gejt-u, upravljačkoj elektrodi tranzistora. Kapacitivnost gejt-supstrat se kreće od 500pF do 5 nF, pa brza promena upravljačkog napona zahteva veće vrednosti struja upravljačkog kola. Zbog navedenih razloga učestanost rada prekidača mora biti ograničena i jednoznačno određena za dati inverter bez obzira na tip poluprovodničkih prekidača koji se primenjuju. Primenom upravljačkog algoritma opisanog u poglavlju 3.1. moguće je kontrolisati trenutnu vrednost izlaznog napona invertora. Napon prinudno osciluje u uzanom pojasu oko referentne vrednosti. Zavisnost širine ovog pojasa od učestanosti prinudnih oscilacija je data izrazom (26). Vidi se da pad komutacione učestanosti povećava odstupanja napona od referentne vrednosti. Imajući u vidu da rast učestanosti, prema izrazu (27), pogoršava stepen iskorišćenja, može se zaključiti da postoji optimalna vrednost na kojoj komutacionu učestanost treba održavati.

Radi analize stabilnosti učestanosti i amplitude prinudnih oscilacija, treba za sistem sa slike 7 proučiti protok signala na ovoj učestanosti. Slučaj autonomnog sistema, za koji je referentni napon " $u_r(t)=0$ ", prikazan je na slici 8.

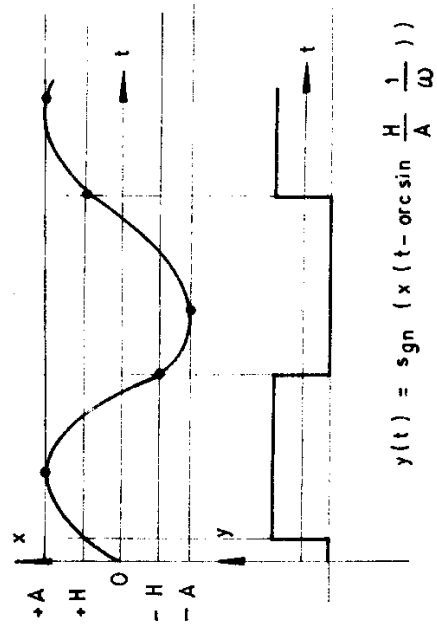
Metoda harmonijske linearizacije /19/ daje mogućnost da se nelinearni element opiše prenosnom funkcijom zavisnom od amplitude i učestanosti oscilacija koje se proučavaju. Polazi se od pretpostavke da linearni deo sistema ima karakteristike niskopropusnog filtra koji potiskuje više harmonike koje



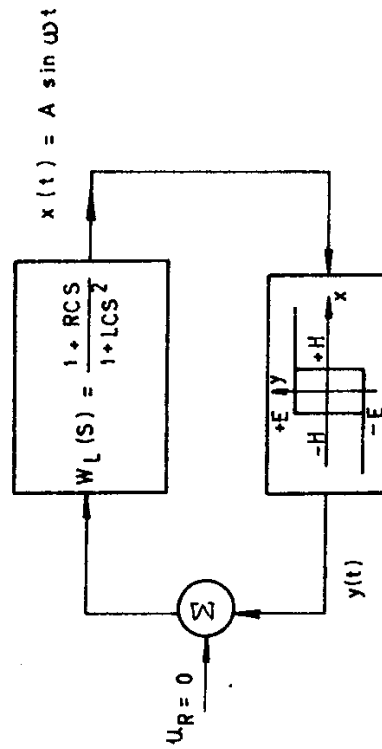
Slika br. 8



Slika br. 9



Slika br. 11



Slika br. 10

generiše nelinearni blok. Tada se ulaz u nelinearni blok sistema sa slike 8 može aproksimirati izrazom:

$$x(t) \approx A \sin(\omega t) \dots \dots \dots (28)$$

Izlaz iz nelinearnog bloka sadrži ,u opštem slučaju, harmonijske komponente učestanosti  $\omega, 2\omega, 3\omega, \dots$  i amplitude  $Y_1, Y_2, Y_3, \dots$ . Signal "y(t)" se dovodi na ulaz linearnog bloka, koji ima niskopropusne karakteristike i potiskuje više harmonike, pa pri daljoj analizi u obzir treba uzimati samo prvi harmonik signala na izlazu nelinearnog bloka. U slučaju autonomnog rada prinudne oscilacije su simetrične, pa se signal "y(t)" može izraziti kao :

$$y(t) = \sum_k (Y_{ks} \cdot \sin(k\omega t) + Y_{kc} \cdot \cos(k\omega t)) \dots \dots \dots (29)$$

Zanemarenjem viših harmonika usled niskopropusnog karaktera linearnog bloka, može se signal "y(t)" aproksimirati izrazom :

$$y(t) \approx Y_{1s} \cdot \sin(\omega t) + Y_{1c} \cdot \cos(\omega t) \dots \dots \dots (30)$$

Sada je potrebno definisati linearizovanu prenosnu karakteristiku nelinearnog bloka. Ona mora biti takva da na pobudu "x(t)", datu izrazom (28), daje odziv "y(t)" koji odgovara izrazu (30). Ulazni i izlazni signal se razlikuju po amplitudi i fazi, što daje mogućnost da se u linearizovanoj prenosnoj karakteristici izračunaju dva nepoznata parametra. Neka su :

- K1 i K2            koeficijenti harmonijske linearizacije ;
- A i  $\omega$             parametri prinudnih oscilacija
- s                   kompleksna učestanost .



Linearizovanu prenosnu funkciju nelinearnog bloka možemo izraziti kao :

$$W_n(s) = Y_{1s}/A + Y_{1c} \cdot s / (A \cdot \omega) = K_1(A, \omega) + K_2(A, \omega) \cdot s / \omega \quad (31)$$

gde je

$$K_1(A, \omega) = Y_{1s}/A = 1/(A \cdot \tilde{\pi}) \cdot \int_0^{2\tilde{\pi}} y(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad \dots (32)$$

$$K_2(A, \omega) = Y_{1c}/A = 1/(A \cdot \tilde{\pi}) \cdot \int_0^{2\tilde{\pi}} y(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

Prenosna funkcija linearnog bloka je data jednačinom:

$$W_1(s) = (1 + R \cdot C \cdot s) / (1 + L \cdot C \cdot s^2) \quad \dots (33)$$

Za egzistenciju prinudnih oscilacija na učestanosti  $\omega$  potrebno je da budu zadovoljeni uslovi harmonijskog balansa:

$$|W_1(j\omega)| \cdot |W_n(j\omega)| = 1 ; \arg(W_1(j\omega) \cdot W_n(j\omega)) = \tilde{\pi} ;$$

što je ekvivalentno uslovu da "s=j $\omega$ " bude nula karakterističnog polinoma "f(s)=1+W<sub>1</sub>(s) · W<sub>n</sub>(s)". Ako funkciju moderatora učestanosti komutacija invertorskog mosta prepustimo vremenskom kašnjenju signala za upravljanje prekidačima, izlaz iz nelinearnog bloka sistema će biti:

$$y(t) = -E \cdot \text{sgn}(x(t - T_d)) \quad \dots (34) ;$$

gde veličina "T<sub>d</sub>", predstavlja kašnjenje. Zamenom (34) u (32) izračunava se linearizovana prenosna karakteristika nelinearnog bloka:

$$W_n(s) = \frac{4 E}{\tilde{\pi} A} \cdot \cos(\omega T_d) - \frac{4 E}{\tilde{\pi} A} \cdot \sin(\omega T_d) \cdot \frac{s}{\omega} \quad (35)$$

$$f(s) = (1 + R \cdot C \cdot s) \cdot 4 \cdot E \cdot (\cos(\omega \cdot T_d) - \sin(\omega \cdot T_d) \cdot s / \omega) / (s^2 A) + 1 + L \cdot C \cdot s^2 \dots \dots \dots (36)$$

Linearizovani sistem je prikazan na slici 9 a njegov karakteristični polinom je dat jednačinom (36). Učestanost i amplituda prinudnih oscilacija se izračunavaju iz jednačina (37) i (38), koje iskazuju uslove harmonijskog balansa :

$$\text{Re}(f(j\omega)) = 1 - L \cdot C \cdot \omega^2 + 4 \cdot E \cdot \cos(\omega T_d) / (\omega^2 A) + 4 \cdot E \cdot \sin(\omega T_d) \cdot R \cdot C \cdot \omega / (\omega^2 A) = 0 \dots \dots \dots (37)$$

$$\text{K Im}(f(j\omega)) = R \cdot C \cdot \omega \cos(\omega T_d) - \sin(\omega T_d) = 0 \dots \dots \dots (38)$$

Jednačina (38) se može izraziti kao:

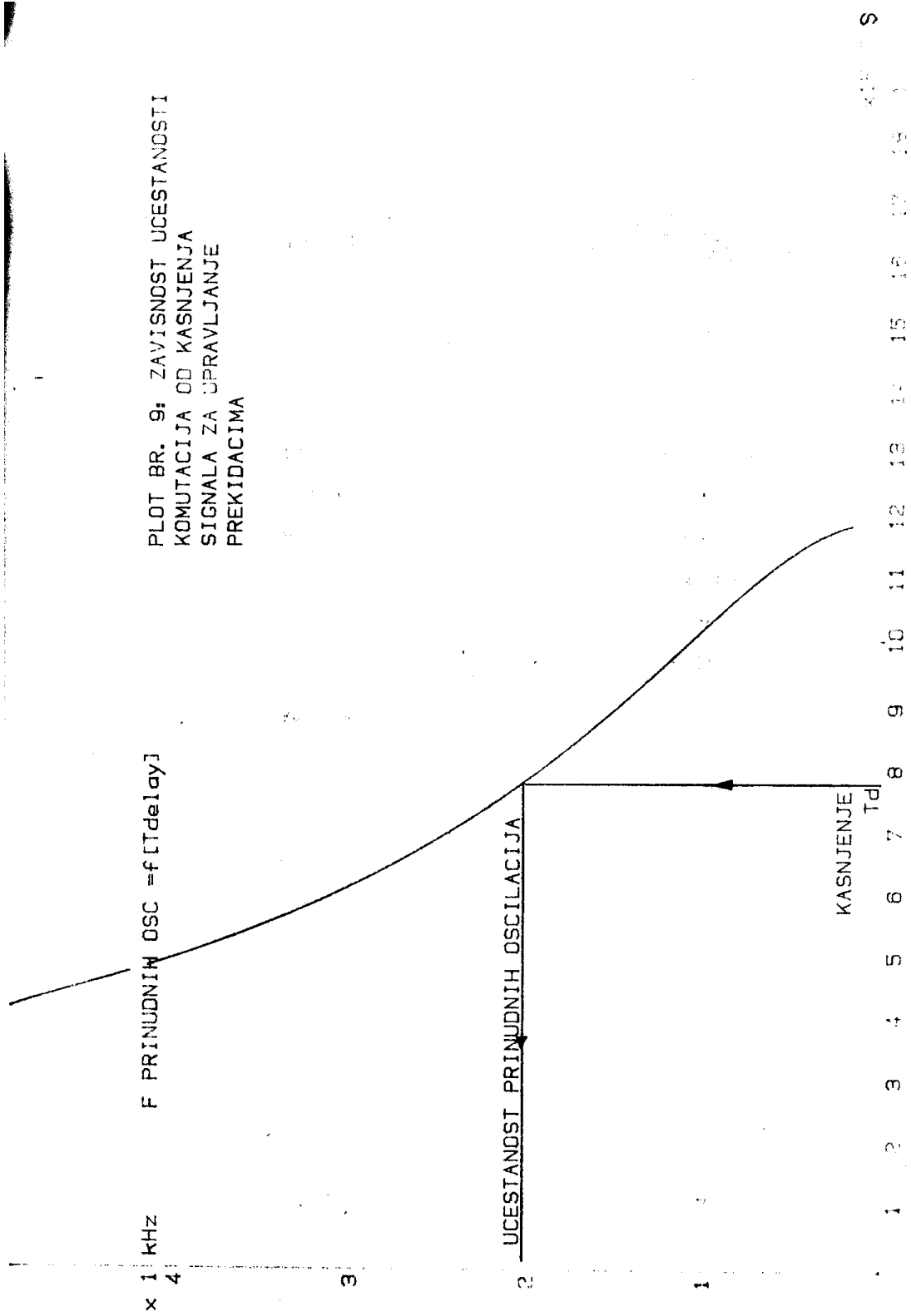
$$R \cdot C \cdot \omega = \text{tg}(\omega T_d) \dots \dots \dots (39)$$

Jednačina (39) je transcendentna pa je zavisnost  $\omega = \omega(T_d)$  data grafički na plotu br. 9. Grafik prikazuje monotono opadajuću funkciju što znači da je izborom kašnjenja "Td" učestanost prinudnih oscilacija jednoznačno određena. S obzirom na to da je analiza izvršena za autonoman sistem ( $u_r(t) = 0$ ), potrebno je naglasiti da inverter pri radu varira učestanost komutacija zavisno od trenutne vrednosti dubine modulacije " $m(t) = u(t)/E$ ". Jednoznačnost pri tome nije narušena jer je zavisnost učestanosti komutacija od trenutne vrednosti dubine modulacije u svakom trenutku određena jednačinom (20):

$$f(m) = f(m=0) \cdot (1 - m^2) \dots \dots \dots (40)$$

Srednja vrednost učestanosti komutacija pri radu sa maksimalnom dubinom modulacije " $m_{\max} = u_{\max}/E$ " data je izrazom :

PLOT BR. 9: ZAVISNOST UCESTANOSTI  
KOMUTACIJA OD KASNJENJA  
SIGNALA ZA UPRAVLJANJE  
PREKIDACIMA



$$f_{sr}(m_{max}) = f_{sr}(m_{max}=0) \cdot (1 - m_{max}^2/2) \dots\dots\dots (41)$$

Kao moderator učestanosti rada prekidača se može primeniti i komparator sa histerezisom. Postupak analize stabilnosti prinudnih oscilacija je isti kao i u slučaju vremenskog kašnjenja signala za upravljanje prekidačkim mostom. Potrebno je najpre odrediti linearizovanu prenosnu karakteristiku histerezisnog komparatora. Autonoman sistem sa neidealnošću tipa histerezis prikazan je na slici 10.

Uz pretpostavku o niskopropusnom karakteru linearnog bloka, njegov izlaz se može aproksimirati prvim harmonikom, "x(t) = A · sin(ω t)". Odziv histerezisnog komparatora na pretpostavljenu pobudu dat je slikom 11 i izrazom (42).

$$y(t) = \text{sgn}(x(t - \arcsin(H/A)/\omega)) \dots\dots\dots (42)$$

Vidi se da je uticaj neidealnosti tipa histerezis moguće ekvivalentirati vremenskim kašnjenjem koje, prema jednačini (42) iznosi "Td = (1/ω) · arcsin(H/A)". Izračunavanjem koeficijenata harmonijske linearizacije prema jednačinama (31) i (32), za prenosnu funkciju nelinearnog bloka se dobija :

$$W_n(s) = 4 \cdot E \cdot \left( \sqrt{1 - (H/A)^2} - (s/\omega) \cdot H/A \right) / (\tilde{\pi} A) \dots\dots\dots (43)$$

Prinudne oscilacije će se javiti na učestanosti "s = j(ω)" za koju se karakteristični polinom linearizovanog sistema izjednačava sa nulom, "f(jω) = 1 + W1(jω) · Wn(jω) = 0". Tada će biti zadovoljeni uslovi harmonijskog balansa, abs(Wn · W1) = 1 i arg(W1 · Wn) = π̃.

$$f(j\omega) = 1 + W_n(j\omega) \cdot W_l(j\omega) = 1 - L \cdot C \cdot \omega^2 + \dots \dots \dots (44)$$

$$+ 4 \cdot E \cdot (1 + j \cdot R \cdot C \omega) \cdot \left( \sqrt{1 - (H/A)^2} - j \cdot H/A \right) / (L \cdot A)$$

U izrazu (44) figurišu kompleksne promenljive i on se može rastaviti na dve jednačine sa realnim argumentima :

$$R \cdot C \cdot \omega \cdot \sqrt{1 - (H/A)^2} = H/A$$

$$1 - L \cdot C \cdot \omega^2 + 4 \cdot E \cdot \sqrt{1 - (H/A)^2} / (L \cdot A) + 4 \cdot E \cdot R \cdot C \cdot \omega \cdot (H/A) / (L \cdot A) = 0$$

Dve jednačine implicitno daju zavisnost amplitude i učestanosti prinudnih oscilacija od histerezisa komparatora. Parametri prinudnih oscilacija se ,uz pretpostavku (45), mogu izračunati iz izraza (46).

$$L \cdot C \cdot \omega^2 \gg 1 \quad E/A \gg 1 \quad \dots \dots \dots (45)$$

$$\omega = \sqrt{4 E / (L \cdot C \cdot A)} \cdot (1 - (H/A)^2)^{-0.25}$$

$$A = H \cdot \sqrt{1 + 1 / (R \cdot C \cdot \omega)^2} \quad \dots \dots \dots (46)$$

Pretpostavka (45) je kod PWM naponskih invertora sa L-C filtrom uvek zadovoljena jer se rezonantna učestanost izlaznog filtra uvek nalazi daleko ispod učestanosti rada prekidača, što znači da su amplituda i učestanost prinudnih oscilacija jednoznačno određene izrazom (46). Prilagodjenje učestanosti poluprovodničkim prekidačima koji se ugradjuju u inverter se može vršiti promenom histerezisa komparatora. Neprecizniji, ali bitno jednostavniji izraz za učestanost se može dobiti ukoliko prenosnu funkciju linearnog bloka aproksimiramo sa :

$$W_l(s) = (1 + R \cdot C \cdot s) / (1 + L \cdot C \cdot s^2) \approx R / (L \cdot s) ;$$

čime se sistem redukuje na slučaj analiziran u poglavlju 2 i

literaturi /4/. Učestanost prinudnih oscilacija je određena parametrima energetskog kola invertora i histerezisom komparatora i za autonoman rad je data jednačinom (47):

$$f(m=0) = R \cdot E / (4 \cdot H \cdot L) \quad \dots \dots \dots (47) :$$

dok je promena učestanosti sa dubinom modulacije data jednačinama (8) i (9). Kod oba prikazana rešenja učestanost rada jednoznačno zavisi od parametara regulatora i može se podesiti na vrednost koja je optimalna po pitanju performansi invertora.

### 3.3 Dimenzionisanje invertora, modelovanje i eksperiment

Regulacioni algoritam opisan u poglavlju 3.1. omogućuje realizaciju invertora sa kontrolom trenutne vrednosti izlaznog napona. U idealnom slučaju, inverter postaje aktivni filter sa beskonačnim slabljenjem na učestanosti viših harmonika struje koje generiše potrošač ili mreža na koju je inverter priključen. S obzirom na ograničenu učestanost rada raspoloživih poluprovodničkih prekidača, algoritam upravljanja invertorskim mostom treba modifikovati tako da se učestanost komutacija održava na vrednosti optimalnoj po kriterijumu komutacionih gubitaka (27) i amplitude prinudnih oscilacija izlaznog napona (26). Dve mogućnosti za realizaciju moderatora učestanosti opisane su u poglavlju 3.2. Zadatak ovog poglavlja je definisanje osnovnih kriterijuma za dimenzionisanje invertora sa kontrolom trenutne vrednosti izlaznog napona primenom povratne sprege po struji i naponu filterskog kondenzatora. Putem modelovanja na računaru i eksperimentalne provere ispituje se uticaj ograničenja učestanosti rada na odstupanje izlaznog napona od referentne vrednosti, pri čemu se upoređuju dve prethodno analizirane varijante moderatora učestanosti.

Izbor redne induktivnosti filtra i napona jednosmerne baterije vrši se tako da je zadovoljen uslov (25):

$$E_{min} = U_{rms} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 + L \omega / (R_p \min))} + L \left| d(i_s(t)) / dt \right|_{max}$$

Potrebno je poznavati maksimalnu admitansu potrošača, maksimalnu vrednost strmine struje za slučaj nelinearnog opterećenja i

maksimalnu vrednost izlaznog napona. Napon jednosmerne baterije je obično unapred zadat, pa se tada izbor parametra "E" svodi na određivanje prenosnog odnosa medjustransformatora. Niske vrednosti induktivnosti "L" su pogodne u pogledu dinamike, a omogućuju i veći izlazni napon za dati jednosmerni napon, pa samim tim i veću izlaznu snagu istog uređaja. Medjutim, mora se obratiti pažnja na struju prinudnih oscilacija, čija je amplituda približno  $I_m = 4 \cdot E / (\omega L)$ , i pri suviše niskim vrednostima redne prigušnice može porasti toliko da prouzrokuje pad stepena korisnog dejstva invertora usled povećanja efektivne vrednosti struje kroz elemente energetskog kola pretvarača. Postupak izbora učestanosti rada prekidača i veličine redne prigušnice filtra optimalnih s obzirom na stepen korisnog dejstva za slučaj invertora sa bipolarnim tranzistorima dat je u literaturi /5/. Praktične vrednosti učestanosti komutacija se za invertor sa bipolarnim tranzistorima kreću od 5kHz do 20 kHz, dok se prigušnica dimenzioniše tako da je pri nominalnom opterećenju invertora reaktivna snaga prigušnice 25% nominalne prividne snage invertora. Za izabranu vrednost prigušnice potrebna vrednost napona jednosmerne baterije se određuje prema jednačini (25). Već je napomenuto da je jednosmerni napon obično unapred zadat, pa se vrednost dobijena jednačinom (25) koristi za određivanje prenosnog odnosa medjustransformatora. Sa plota br. 9 se očitava vremensko kašnjenje signala za upravljanje prekidačima koje učestanost rada ograničava na željenu vrednost. U slučaju moderatora učestanosti sa histerezisom, potrebna vrednost histerezisa se izračunava iz jednačine (47).



Za definisane vrednosti induktivnosti filtra i učestanosti komutacija, amplituda prinudnih oscilacija izlaznog napona oko referentne vrednosti određena je veličinom filterskog kondenzatora. Ako za maksimalno odstupanje trenutne vrednosti izlaznog napona od referentnog usvojimo " $\Delta u$ ", potrebna vrednost kondenzatora se izračunava prema jednačini (26) :

$$C = E / (32 \cdot L \cdot f^2 \Delta u)$$

Dimenzionisanje invertora će biti kompletirano određivanjem parametra "R", koji figuriše u jednačini (24) i određuje algoritam za upravljanje prekidačima. Posmatrajući kretanje sistema u faznoj ravni, na plotu br. 8 vidimo da se svako odstupanje izlaznog napona od referentne vrednosti upravljanjem prema jednačini (24) svodi na nulu. Anuliranje greške se odvija u dve etape. U toku prve etape na plotu br. 8 tačka sa koordinatama  $(u, i)$ , koja reprezentuje stanje sistema, kreće se po odsečku elipse " $C \Delta u^2 + L \cdot i^2 = \text{const}$ ", do dostizanja prave " $\Delta u + R i = 0$ ". Ova prava predstavlja geometrijsko mesto tačaka na kome upravljačka funkcija ima diskontinuitet, pa tačka  $(u, i)$  nakon dostizanja prave nastavlja da se kreće duž prave ka koordinatnom početku, što predstavlja drugu etapu anuliranja greške. Trajanje prve etape je određeno parametrima izlaznog filtra dok druga etapa zavisi od parametra "R". U toku druge etape greška opada po eksponencijalnom zakonu :

$$\Delta u + R \cdot C \cdot d(\Delta u) / dt = 0 ; \Delta u(t) = \Delta u(0) \cdot \exp(-t / (R \cdot C))$$

U slučaju idealnog prekidačkog mosta i beskonačno visoke učestanosti komutacija opredelili bi smo se za što manju

vrednost vremenske konstante "R C", kako bi se svaka greška što brže izgubila. Kako je učestanost rada prekidača ograničena, može se pokazati da postoji donja granica pri izboru parametra "R". Približna procena parametra "R" se može izvršiti analizom uprošćenog sistema sa slike 9. Nelinearni blok se na učestanosti fundamentalna može, na osnovu jednačine (35), aproksimirati blokom konstantnog pojačanja " $G=4 \cdot E / (\sqrt{2} \cdot A)$ ". Karakteristični polinom tada postaje:

$$f(s) = 1 + L \cdot C \cdot s^2 + 4 \cdot E / (\sqrt{2} \cdot A) + R \cdot C \cdot s \cdot 4 \cdot E / (\sqrt{2} \cdot A)$$

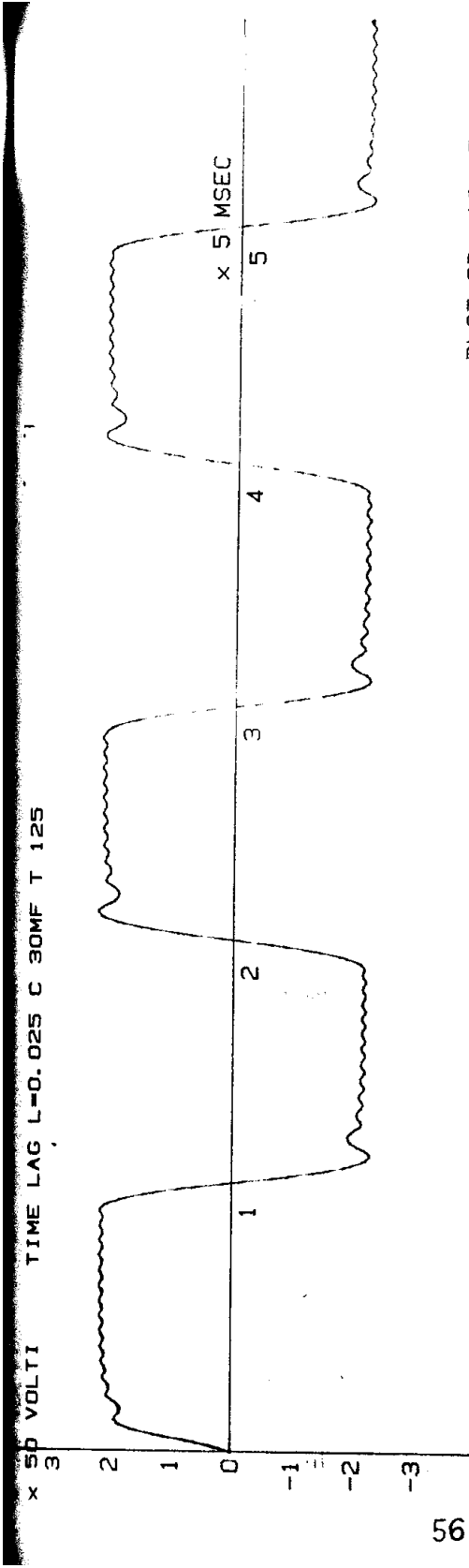
S obzirom na to da se amplituda prinudnih oscilacija "A" mora održavati u oblasti ispod 1% jednosmernog napona, kako bi se postigao što niži faktor izobličenja izlaznog napona, opravdana je pretpostavka " $4 \cdot E / (\sqrt{2} \cdot A) \gg 1$ ". Sada je :

$$\begin{aligned} f(s) &\approx s^2 + 4 \cdot E \cdot R \cdot s / (L \cdot \sqrt{2} \cdot A) + 4 \cdot E / (\sqrt{2} \cdot A \cdot L \cdot C) = \\ &= s^2 + 2 \zeta \omega_n \cdot s + \omega_n^2 \end{aligned}$$

U slučaju realnih korena ovog polinoma odziv invertora će biti aperiodičan, dok će u slučaju kompleksnih korena odziv biti oscilatorno prigušen, pseudoperiodičan. Kod pseudoperiodičnog odziva veličina prebačaja zavisi od faktora prigušenja " $\zeta$ ". Faktor prigušenja je jednak jedinici u slučaju da karakteristični polinom ima dvostruki realan koren. Odziv je tada kritičan, na granici između aperiodičnog i prigušeno periodičnog. Eksperimentalno je utvrđeno da je za performanse invertora parametar "R" najpogodnije odrediti tako da bude nešto veći od vrednosti koja daje kritični odziv :

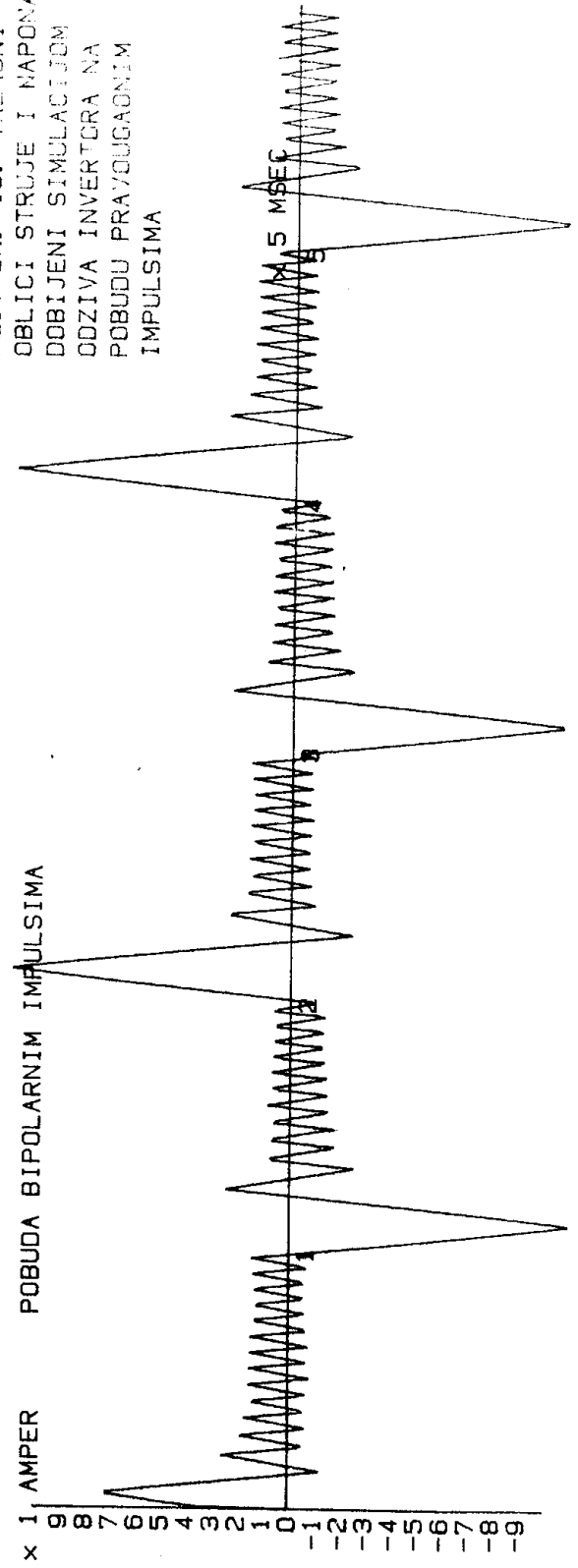
$$1.2 \cdot R_k < R < 2 \cdot R_k ; R_k = \sqrt{\frac{L \cdot A}{E \cdot C}}$$

Sprovedena analiza se zasniva na nizu pretpostavki pa je verifikacijom izbora parametara izvršena modelovanjem (plot 10) odziva invertora na pobudu u vidu niza pravougaonih impulsa. Predmet modelovanja i eksperimenta je prototip invertora izlaznog napona 220 V rms i učestanosti 50 Hz, sa srednjom vrednošću učestanosti komutacija od 2500 Hz. Pri modelovanju je pretpostavljeno da invertor napaja nelinearno opterećenje maksimalne trenutne vrednosti struje od 5 A i maksimalne strmine struje od 10 000 A/sec. Prema ovim podacima je određeno  $E=400$  V ;  $L=25$  mH. Za ograničenje amplitude prinudnih oscilacija na  $\pm 2$  V potreban je, prema jednačini (26), filterski kondenzator od 30 mikrofarada. Za parametar "R" uzeta je vrednost dvostruko veća od vrednosti "Rk", koja daje kritičan odziv. Radi poredjenja histerezisnog moderatora i moderatora sa vremenskim kašnjenjem, na plotu 11 i 12 simuliran je odziv invertora na skokovito opterećivanje i rasterećivanje. Usled velikih strmina struje potrošača u trenucima opterećivanja i rasterećivanja je narušen uslov (23), pa se javlja značajnije odstupanje izlaznog napona od referentne vrednosti. Iz rezultata modelovanja se vidi da histerezisni moderator daje nešto nepovoljniji odziv, pa se dalji eksperimenti i simulacije odnose na moderator sa vremenskim kašnjenjem signala za upravljanje prekidačima. Plot br. 10 predstavlja, kao što je već navedeno, odziv invertora sa vremenskim kašnjenjem signala na pobudu pravougaonim impulsima referentnog napona. Prebačaj je zanemarljiv, što potvrđuje da je parametar "R" pravilno

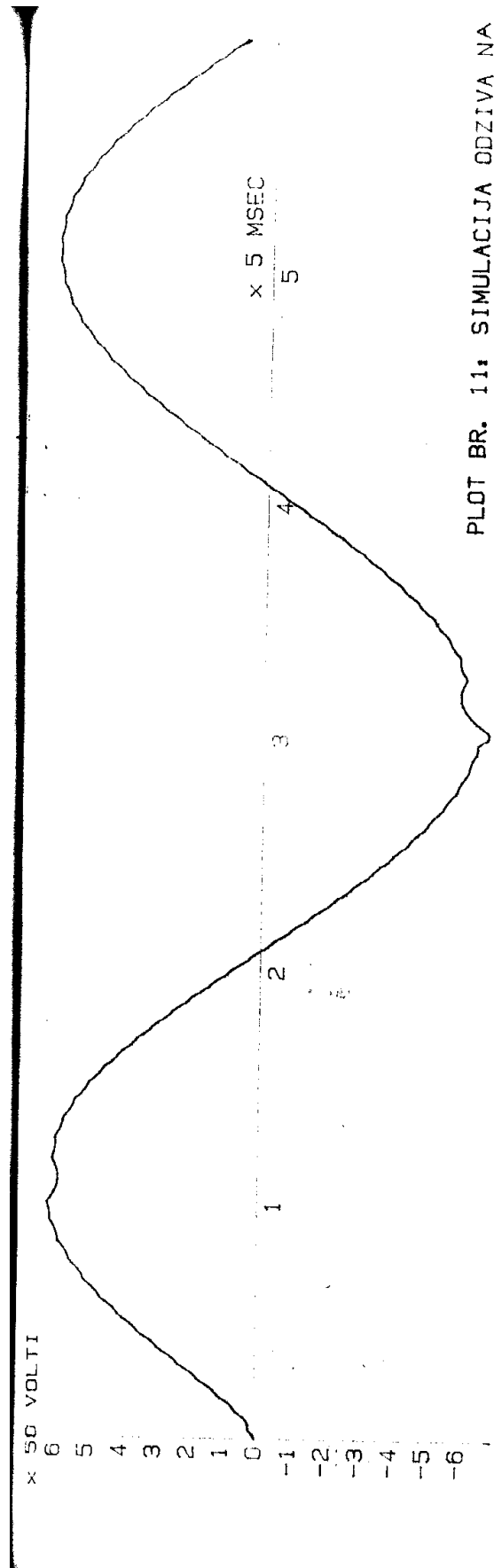


56

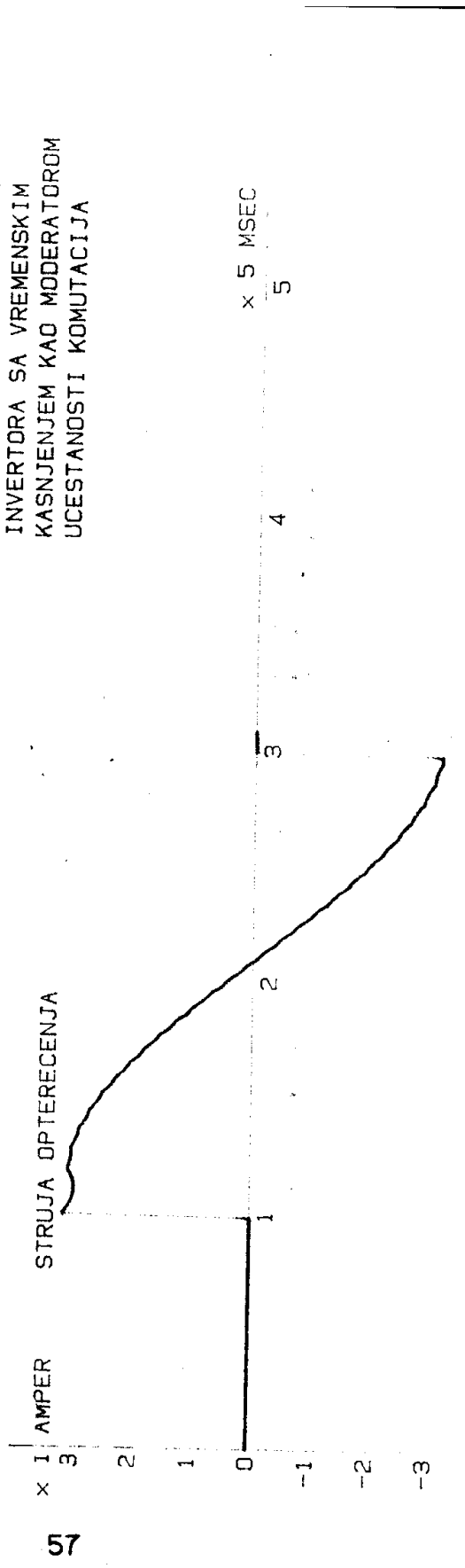
PLOT BR. 10: TALASNI  
 OBLICI STRUJE I NAPONA  
 DOBIJENI SIMULACIJOM  
 ODZIVA INVERTORA NA  
 POBUDU PRAVOUGAONIM  
 IMPULSIMA



POBUDA BIPOLARNIM IMPULSIMA

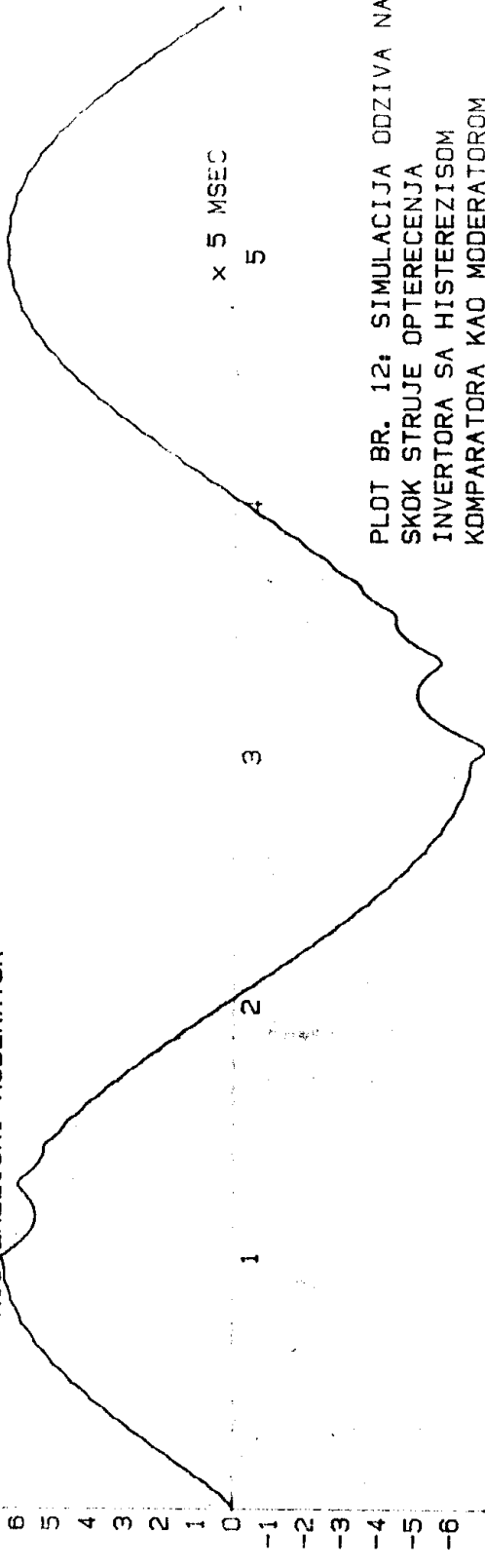


PLOT BR. 11: SIMULACIJA ODZIVA NA  
 SKOK STRUJE OPTEREĆENJA  
 INVERTORA SA VREMENSKIM  
 KASNJENJEM KAO MODERATOROM  
 UČESTANOSTI KOMUTACIJA



HISTEREZISNI MODERATOR

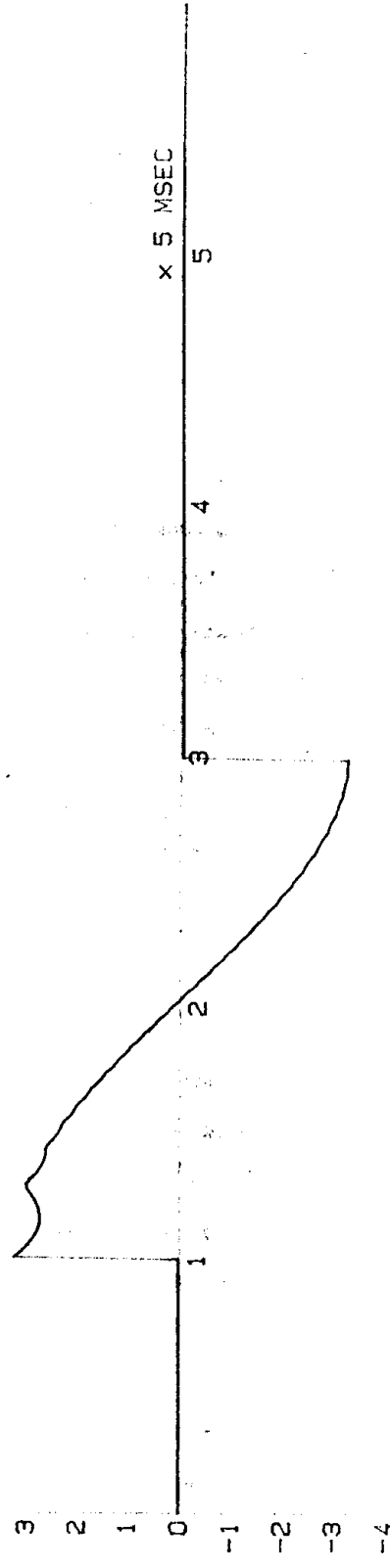
x 50 VOLTI



PLOT BR. 12: SIMULACIJA ODZIVA NA  
SKOK STRUJE OPTERECENJA  
INVERTORA SA HISTEREZISOM  
KOMPARATORA KAO MODERATOROM  
UCESTANOSTI KOMUTACIJA

LOAD STEP RESPONSE

x 4



izabran. Spektar izlaznog napona neopterećenog invertora prikazan je na plotu br.13. U oblasti od drugog do četrdesetog harmonika najistaknutiji je sedmi, pri čemu je i njegova amplituda manja od 100 mV. Faktor izobličenja izlaznog napona je 1.55 %. Spektar je analiziran na osnovu podataka o vrednosti izlaznog napona u 1024 tačke koje pokrivaju jednu periodu fundamentalna, pa se ne dobija podatak o vrednosti subharmonika, koji se pojavljuju usled asinhronog rada prekidača u odnosu na fundamental /4/. U oblasti učestanosti komutacija, spektar je kontinualan, jer se komutaciona učestanost menja u zavisnosti od dubine modulacije. Radi merenja izlazne impedanse invertora na učestanostima do jedanaestog harmonika, simuliran je slučaj nelinearnog opterećenja definisanog izrazom:

$$i(t) = I_m \sum_{n=2}^H \sin(n \cdot \omega \cdot t) ; I_m = 0.2 \text{ A} ; \omega = 314 \text{ rad/sec}$$

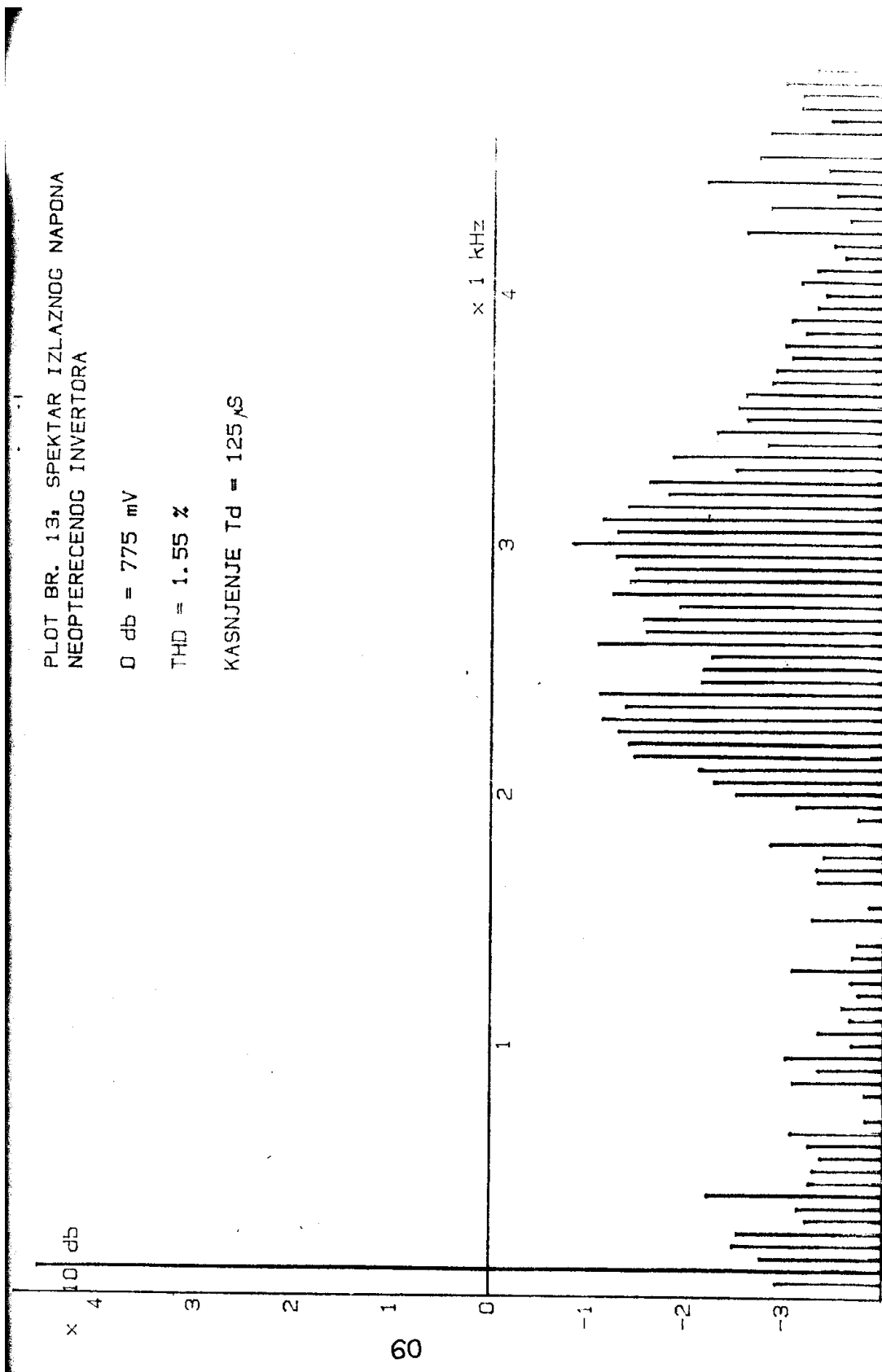
Struja opterećenja sadrži harmonike od drugog do jedanaestog. Svi harmonici imaju istu amplitudu, "I<sub>m</sub>". Izlazna impedansa invertora na učestanosti "k"-tog harmonika, "Z<sub>k</sub>", izračunava se kao količnik "k"-tog harmonika izlaznog napona, "U<sub>k</sub>", i struje "I<sub>m</sub>" koja ga prouzrokuje. Rezultati simulacije prikazani su na plotu br.14. Izvršena je analiza spektra talasnog oblika napona i na osnovu rezultata izračunate su impedanse invertora na relevantnim učestanostima. Vrednosti ovih impedansi date u omima i relativnim jedinicama prikazane su u tabeli 2. Poredjenjem sa rezultatima iz tabele 1 u poglavlju 2, može se zaključiti da primena upravljačkog algoritma prikazanog u ovom poglavlju rezultuje nešto većim vrednostima izlazne impedanse u odnosu na

PLOT BR. 13: SPEKTAR IZLAZNOG NAPONA  
NEOPTERECENOG INVERTORA

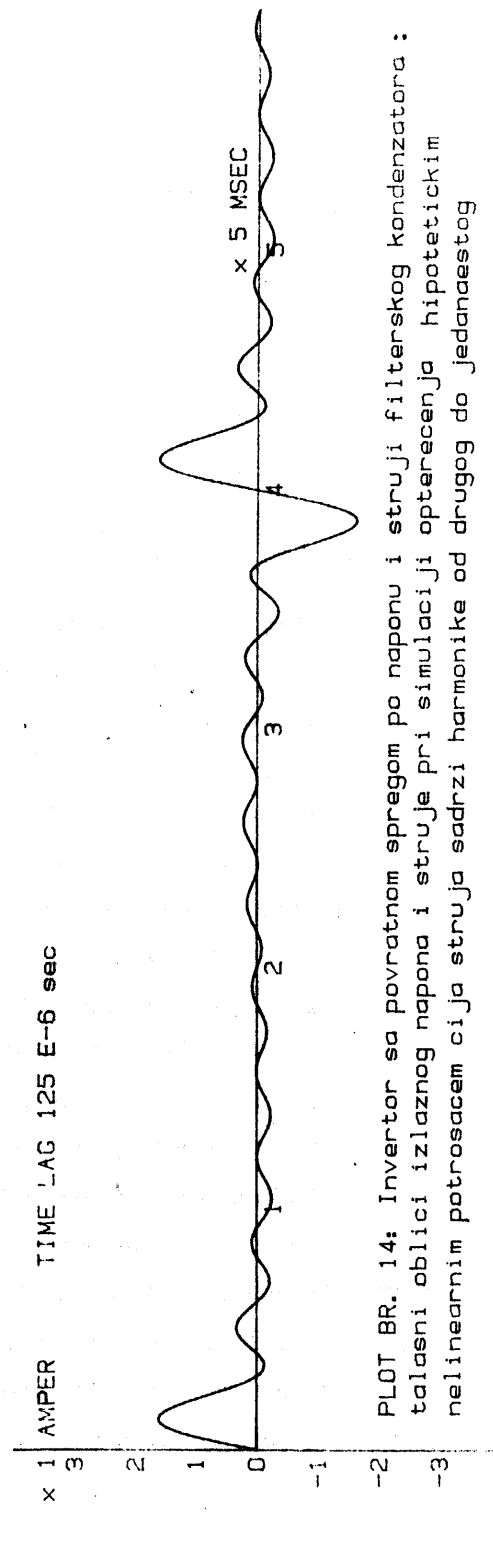
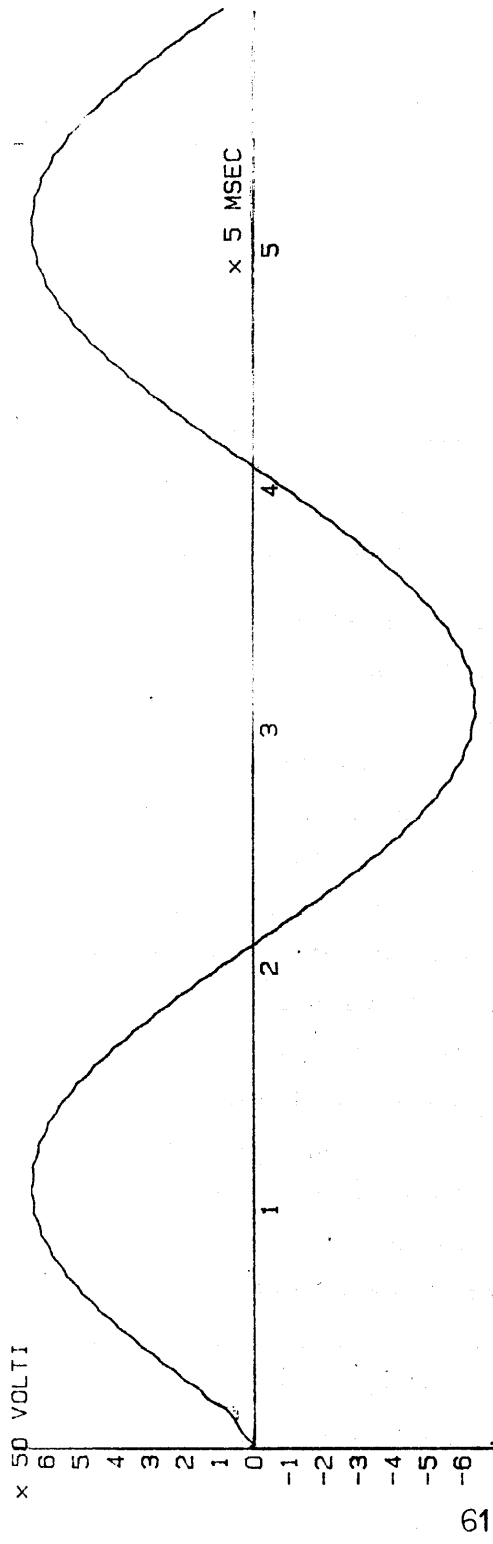
0 db = 775 mV

THD = 1.55 %

KASNJENJE  $T_d = 125 \mu s$







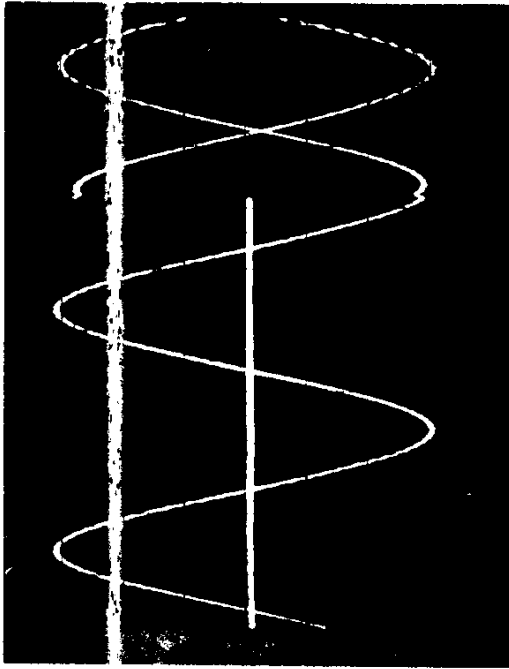
PLOT BR. 14: Invertor sa povratnom spregom po naponu i struji filterskog kondenzatora :  
 talasni oblici izlaznog napona i struje pri simulaciji opterecenja hipoteticnim  
 nelinearnim potrosacem cija struja sadrzi harmonike od drugog do jedanaestog

rešenje iz poglavlja 2, ali su u oba slučaja ove vrednosti zanemarljive u odnosu na izlazne impedanse standardnih "PWM" invertora.

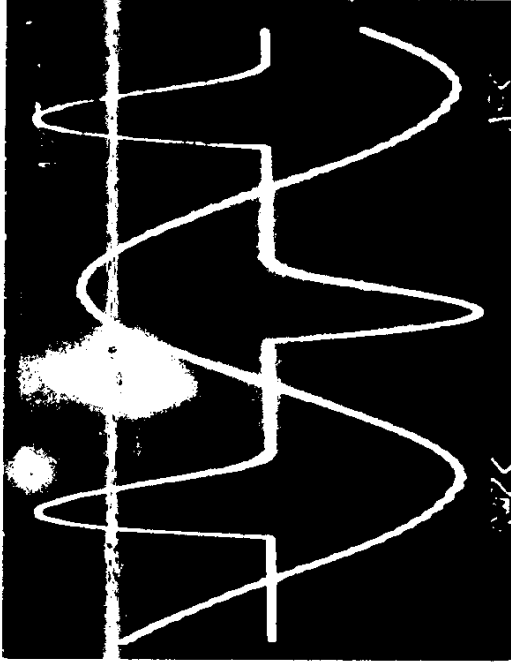
red harmonika	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Zk( oma )	0.29	0.16	0.22	0.43	0.40	0.38	0.53	0.58	0.49	0.58
Zk( % )	0.33	0.17	0.24	0.47	0.44	0.42	0.59	0.64	0.54	0.64

TABELA 2 FREKVENTNA ZAVISNOST IZLAZNE IMPEDANSE INVERTORA SA POVRATNOM SPREGOM PO NAPONU I STRUJI FILTERSKOG KONDENZATORA

Rezultati merenja izlazne impedanse govore u prilog primeni invertora sa kontrolom trenutne vrednosti napona kao aktivnog energetskog filtra. Kao primer, uzmimo da mreža na koju je inverter priključen generiše treći harmonik struje u iznosu od 100 % nominalne struje invertora. Prema rezultatima iz tabele 2, treći harmonik izlaznog napona pod ovim uslovima iznosiće 0.17% nominalne vrednosti izlaznog napona, što govori o visokom stepenu potiskivanja viših harmonika struje opterećenja. Ova osobina omogućava održavanje sinusoidalnog napona i u slučaju kada inverter opteretimo nelinearnim potrošačem čija struja sadrži više harmonike. Prototip invertora, konstruisan prema rezultatima prikazanog proračuna, podvrgnut je ogledu nelinearnog opterećenja i skokovite promene opterećenja. Slika 12 prikazuje osciloskopski snimak napona i struje prototipa pri skoku struje opterećenja sa nule na nominalnu vrednost. Vidi se da su oscilacije na rezonantnoj učestanosti filtra potisnute i da je propad sveden na minimum. Slika 13 predstavlja snimak napona i struje prototipa opterećenog nelinearnim potrošačem u



5 msec  
100 V  
1 A



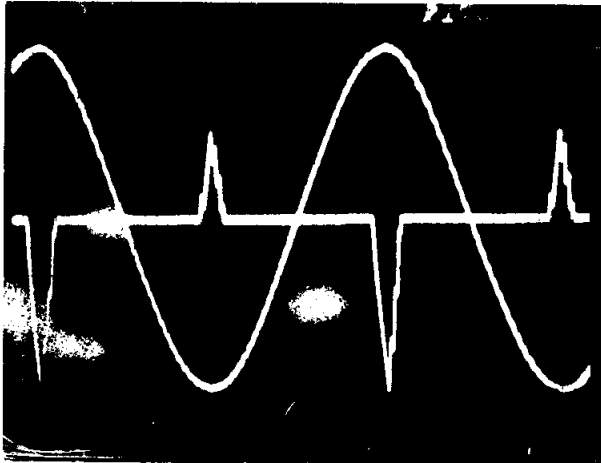
SLIKA 12 : Osciloskopski snimak  
izlazne struje i napona prototipa  
invertora pri uključenju nominalnog  
tereta

SLIKA 13 : Osciloskopski snimak  
izlazne struje i napona prototipa  
invertora opterećenog ispravljačem  
koji radi u režimu prekidnih struja

ODZIV NA SKOKOVITU PROMENU STRUJE POTROŠACA I OGLEDE NELINEARNOG OPTEREĆENJA

vidu ispravljača sa prigušnicom u jednosmernom kolu. Merenjem je utvrđeno da se faktor izobličenja izlaznog napona priključenjem ispravljača povećava sa 1.55 %, koliko iznosi u praznom hodu, na 2.4 %. Slika 14 prikazuje slučaj opterećenja istim ispravljačem, ali bez prigušnice u jednosmernom kolu, pa je strmina struje potrošača mnogo veća. U ovom slučaju, faktor izobličenja izlaznog napona je iznosio 2.6%. Na slici se vidi da su pozitivni i negativni impulsi struje potrošača različiti. Ova nesimetrija je prouzrokovala jednosmernu komponentu struje potrošača. Kako je prototip sadržao međutransformator, jednosmerna komponenta sekundarne struje je prouzrokovala zasićivanje magnetnog kola, pa je prikazani eksperiment mogao biti izvršen tek pri unošenju vazdušnog zazora koji je ublažio problem zasićenja.

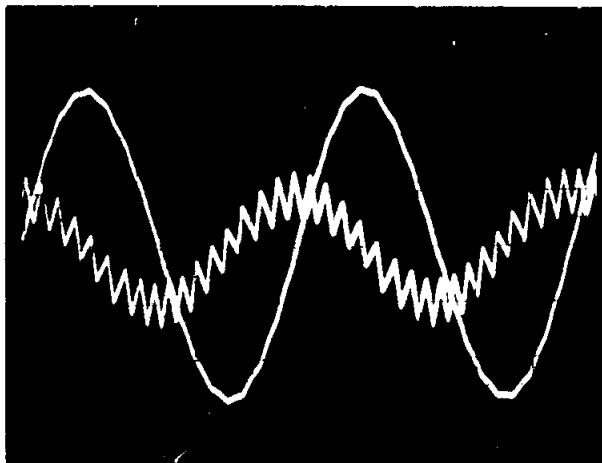
Eksperimenti su vršeni i sa primenom prikazanog upravljačkog algoritma na inverter izlaznog napona efektivne vrednosti 40 V i učestanosti 400 Hz. Prototip je baziran na "mosfet" prekidačima snage. Energetska šema prototipa sadržala je izvor jednosmernog napona  $E=80$  V, prekidački "H" most sa četiri tranzistora "IRF150" i L-C izlazni filter sa induktivnošću  $L=2$  mH i kapacitetom od 3 mikrofarada. Učestanost komutacija je podešena vremenskim kašnjenjem signala za upravljanje prekidačima. Ovaj prototip ilustruje mogućnost kontrole trenutne vrednosti izlaznog napona i pri nižem broju komutacija u periodu fundamentalna. Prototip sa izlaznim naponom učestanosti 50 Hz je imao oko 50 komutacija u periodu, dok se kod prototipa sa izlaznom učestanošću od 400 Hz ovaj broj kreće



SLIKA BR. 14 :  
OPTERECENJE PROTOTIPA  
UCESTANOSTI 50 Hz  
ISPRAVLJACEM BEZ  
PRIGUSNICE U JEDNO-  
SMERNOM KOLU

5 msec/cm  
100 V/cm  
1 A/cm

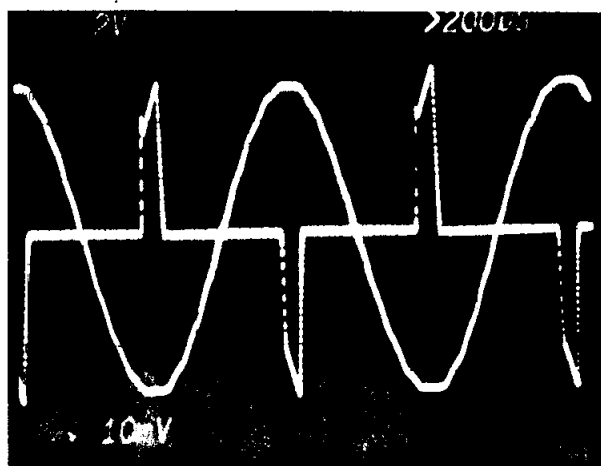
THD = 2.6 %



SLIKA BR. 15 :  
OSCILOSKOPSKI SNIMAK  
NAPONA I STRUJE  
NEOPTERECENOG PROTO-  
TIPA INVERTORA  
UCESTANOSTI 400 Hz

0.5 msec/cm  
20 V/cm  
1 A/cm

THD = 3.2 %



SLIKA BR. 16 :  
OGLED NELINEARNOG  
OPTERECENJA PROTOTIPA  
INVERTORA IZLAZNE  
UCESTANOSTI 400 Hz

0.5 msec/cm  
20 V/cm  
1 A/cm

THD = 4.9 %

oko 17. Na slici 15 prikazan je osciloskopski snimak napona i struje filterskog kondenzatora kada je inverter neopterećen. Izmereno je izobličenje izlaznog napona od 3.2 % . Slučaj nelinearnog opterećenja prikazan je na slici 16. Kao potrošač je poslužio ispravljač bez prigušnice u jednosmernom kolu. Izmereno je izobličenje od 4.9 % i pad efektivne vrednosti napona od 1.1 % .

Upravljački algoritam naponskog invertora baziran na povratnoj sprezi po struji i naponu filterskog kondenzatora daje nešto više vrednosti izlazne impedanse od rešenja sa kontrolom struje filterskog kondenzatora, ali mu je polje primene šire jer nije ograničen na konfiguracije bez medjustransformatora u energetskoj šemi.

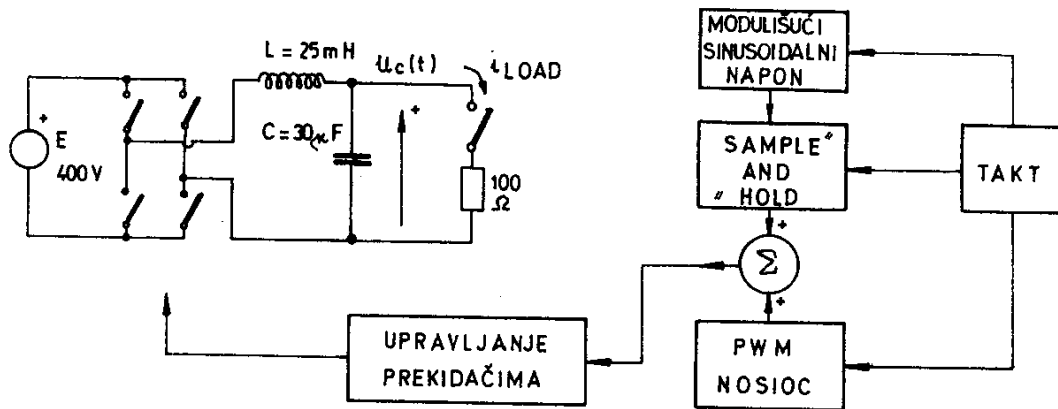
#### 4. PRIMENA MODULACIJE ŠIRINE IMPULSA KOD INVERTORA SA KONTROLOM TRENUTNE VREDNOSTI IZLAZNOG NAPONA

##### 4.1. Optimalne PWM strategije i nedostaci standardnih rešenja

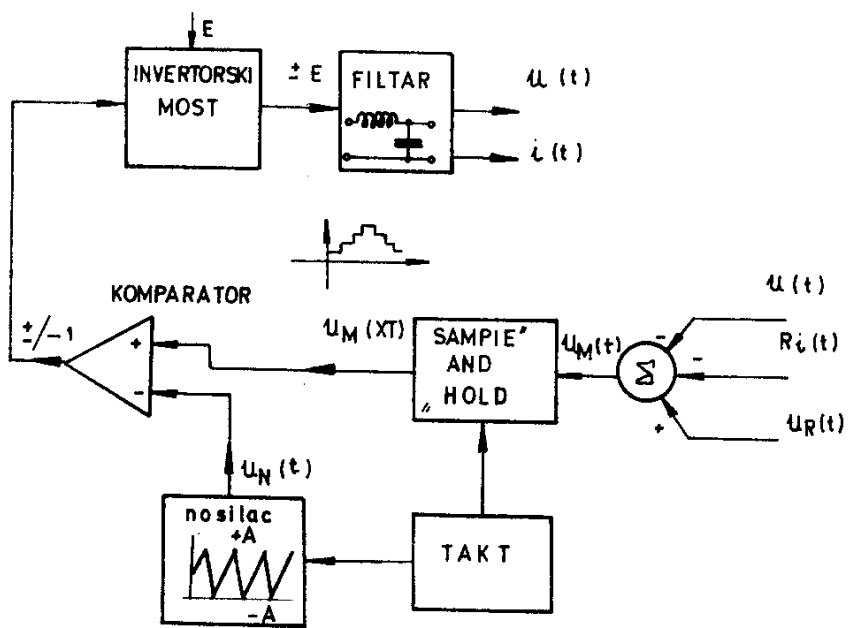
Primena tehnike modulacije širine impulsa kod naponskih invertora omogućuje bitno smanjenje gabarita u odnosu na "square-wave" i "six-step" tehnike. Tabela sa uporednim karakteristikama ovih rešenja data je u prilogu 1. Izlazni filter "PWM" invertora je manji ukoliko je učestanost komutacija viša. Osim smanjenja reaktivne snage elemenata filtra, niže vrednosti induktiviteta i kapaciteta filtra rezultuju višom rezonantnom učestanošću filtra i nižom izlaznom impedansom invertora na učestanostima viših harmonika koji se mogu pojaviti u struji opterećenja. Manji je i pad napona pri opterećenju kao i izobličenje u slučaju nelinearnog potrošača. Povećanje komutacione učestanosti je vezano za primenu sve bržih i skupljih poluprovodničkih prekidača, kao i sve složenijih kola za upravljanje prekidačima, pa se pri izboru učestanosti PWM nosioca mora napraviti kompromis. Niska učestanost rada i masivan L-C filter, kao jedna od krajnosti, prouzrokuju opterećivanje energetskog kola reaktivnim strujama filtra, tranzijente napona pri skokovitoj promeni opterećenja, otežanu regulaciju efektivne vrednosti napona i izobličenje pri nesinusoidalnoj struji potrošača; dok mali filter i visoka učestanost rada, kao druga krajnost, prouzrokuju pad stepena korisnog dejstva usled povećanja komutacionih gubitaka koji rastu proporcionalno sa učestanošću. U praksi se učestanosti PWM nosioca kreću, u zavisnosti od tipa primenjenih

poluprovodničkih prekidača, od  $9 f_0$  do  $33 f_0$  /26/, gde je " $f_0$ " učestanost fundamentalna (modulišućeg signala). Analizom raznih tehnika modulacije zaključuje se /26/ da je neophodno da modulišućí signal (sinusoida na učestanosti fundamentalna) bude sinhrona sa nosiocem, "testerastim" signalom koji određuje učestanost komutacija. Učestanost komutacija mora biti celobrojni umnožak učestanosti fundamentalna. Pod ovim uslovima, izlazni napon ne sadrži subharmonike niti više harmonike do učestanosti PWM nosioca. U slučaju asinhronog rada trenuci u kojima se odigravaju komutacije više nisu stacionarni u okviru periode fundamentalna, pa spektar više nije diskretan i u njemu se javljaju subharmonici /4/. Ova pojava praktično ne utiče na faktor izobličenja ali može biti nedostatak u specifičnim primenama. Tehnike modulacije bazirane na poredjenju izlaznog napona invertora sa referentnim talasnim oblikom /4/, /5/ imaju učestanost rada prekidača kvadratno zavisnu od trenutne vrednosti dubine modulacije, što onemogućava sinhronizaciju komutacija prekidačkog mosta sa učestanošću fundamentalna, jer je komutaciona učestanost promenljiva i zavisna od trenutne vrednosti izlaznog napona. Posledica ovoga je kontinualan spektar i prisustvo subharmonijskih komponenti. Sinhrona PWM tehnika rezultuje diskretnim spektrom koji nema parazitnih komponenti sve do učestanosti nosioca, što je čini superiornom u pogledu spektra izlaznog napona invertora sa zadatim brojem komutacija po periodi fundamentalna. Ova tehnika, međjutim, za manu ima loš odziv na skokovite promene opterećenja. Na slici 17 skicirana je šema naponskog PWM invertora čije je opterećenje i



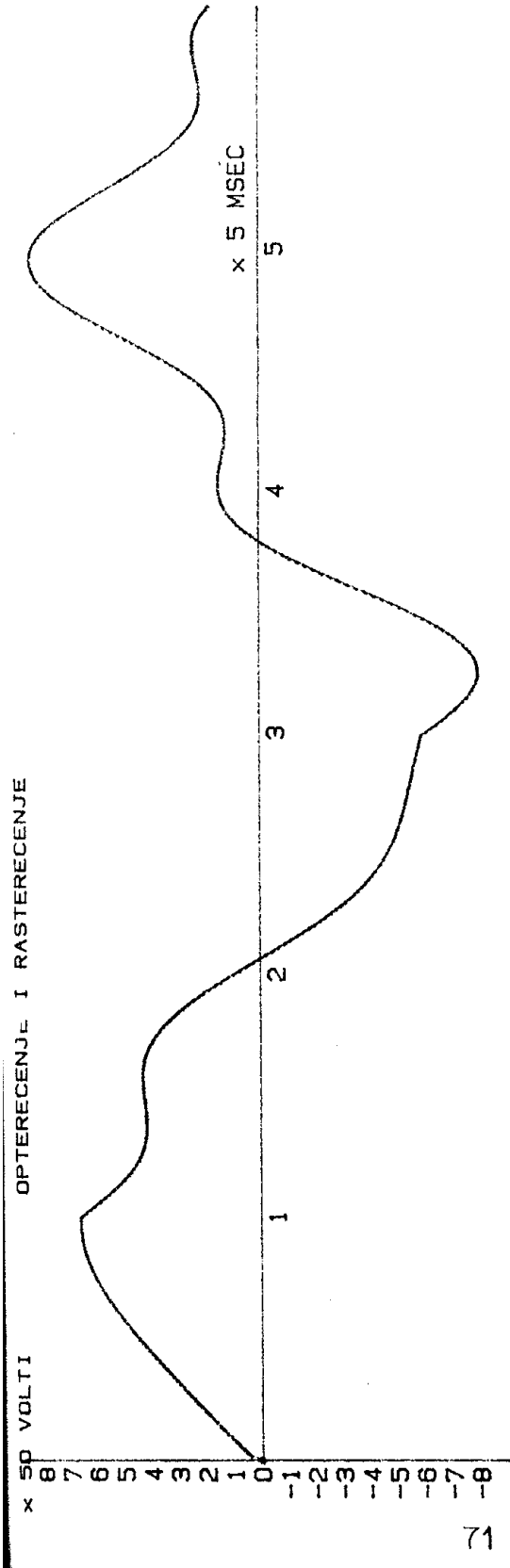


SLIKA 17

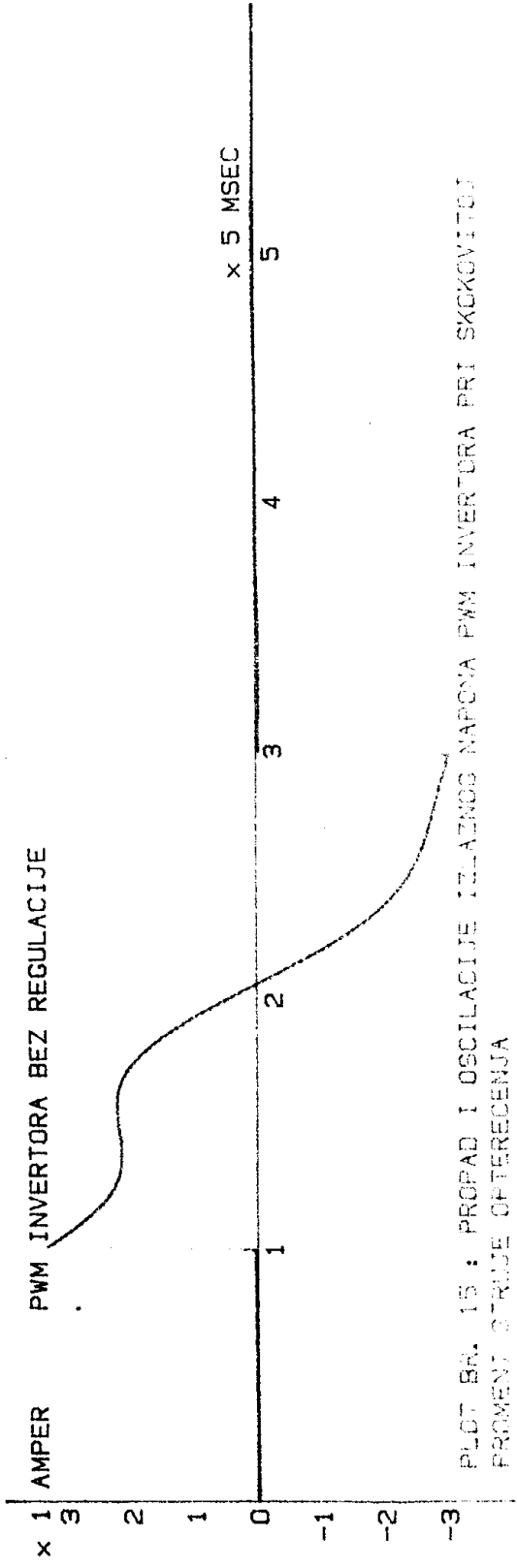


SLIKA 18 PWM REGULATOR TRENUTNE VREDNOSTI NAPONA

rasterećenje simulirano na računaru i prikazano na plotu br.15. U odsustvu povratne sprege po izlaznom naponu pojavljuju se pri promeni opterećenja odstupanja napona od nominalne vrednosti. Ova odstupanja se mogu svrstati u statička (odstupanja efektivne vrednosti) i dinamička (odstupanja trenutne vrednosti napona od sinusoidalnog talasnog oblika). Dok se efektivna vrednost napona može regulisati, naprimer, poluperiodnim integraljenjem /23/ ili promenom amplitude modulišućeg signala; za eliminaciju dinamičkih odstupanja kao što su tranzijenti napona pri skokovitoj promeni struje tereta potrebno je ostvariti kontrolu nad trenutnom vrednošću napona. Na plotu br.15 se uočava da su oscilacije izlaznog filtra pri skoku opterećenja prigušene, dok se pri padu opterećenja na nulu (otvaranje prekidača na slici 17) javljaju neprigušene oscilacije, jer se prigušeno R-L-C kolo tada svodi na L-C kolo čije se oscilacije sporo prigušuju. Odsustvo povratne sprege po trenutnim vrednostima rezultuje i povećanim izobličenjima izlaznog napona u slučaju kada je struja potrošača nesinusoidalna i sadrži više harmonika. Strujama viših harmonika prouzrokovan pad napona na rednoj prigušnici filtra unosi više harmonike u izlazni napon i povećava faktor izobličenja. Primer nelinearnog potrošača koji generiše više harmonike struje su diodni ispravljači sa ili bez prigušnice u jednosmernom kolu, kakvi se često sreću u blokovima za napajanje elektronskih uređaja. Kao mera za osetljivost naponskog invertora na više harmonike struje ovakvih potrošača se može uzeti vrednost izlazne impedanse invertora na učestanostima od interesa. U tabeli 1 (poglavlje 2, strana 20) date su tipične vrednosti



71



PILOT BR. 15 : PROPAD I OSCILACIJE IZLAZNOG NAPONA PWM INVERTORA PRI SKOKOVITOM PROMENI STRUJE OPTERECENJA

izlazne impedanse PWM invertora na relevantnim učestanostima (od drugog do jedanaestog harmonika). Tumačenjem tabele se dolazi do zaključka da će treći harmonik struje u iznosu od 50 % prouzrokovati treći harmonik napona od 36 % vrednosti nominalnog napona i znatno izobličiti izlazni napon. Ovo poglavlje se bavi modifikacijom sinhronne PWM tehnike uvodjenjem trenutnih vrednosti napona i struja filtra u proces modulacije širine impulsa. Na ovaj način se postiže potiskivanje naponskih tranzijenata pri skokovitim promenama struje potrošača kao i značajno smanjenje izlazne impedanse invertora. Manja vrednost izlazne impedanse rezultuje manjim izobličenjima izlaznog napona pri nelinearnom opterećenju. Uvodjenjem povratne sprege u proces modulacije zadržava se kvalitet spektra sinhronne PWM tehnike a ostvaruje se znatno smanjenje statičkih i dinamičkih odstupanja napona u odnosu na ovu tehniku. Smanjenjem pada napona pri opterećenju se otklanja potreba za sekundarnim podešavanjem efektivne vrednosti napona. Poredjenje standardne i modifikovane tehnike modulacije širine impulsa izvršeno je putem simulacija na računaru i merenja na prototipu naponskog invertora.

4.2. Analiza rada naponskog invertora sa kontrolom trenutne vrednosti izlaznog napona modulacijom širine impulsa

Sinhrona modulacija kod naponskih invertora podrazumeva da je količnik periode izlaznog napona i periode PWM nosioca ("testerastog signala") ceo broj. Tada su trenuci komutacija stacionarni u okviru periode izlaznog napona i

spektar ima diskretan karakter. Kod standardnih tehnika modulacije prekidačkim mostom se upravlja na osnovu komparacije modulišućeg signala i nosioca, pri čemu se komparacija može izvesti analognim kolima ili putem proračuna koje obavlja digitalni kontroler. Poredjenjem različitih rešenja /26/ se dolazi do zaključka da se najpovoljniji spektar izlaznog napona invertora postiže kod modulacione tehnike u kojoj se modulišuci signal generiše tako što se uzorci referentne sinusoide "sample-and-hold" kolom uzimaju u svakoj periodi nosioca. Ovo se poglavlje bavi uvodjenjem trenutnih vrednosti napona i struja u proces modulacije širine impulsa sa ciljem da se uz zadržavanje kvaliteta spektra smanje statička i dinamička odstupanja napona, eliminišu oscilacije izlaznog L-C filtra i smanje izobličenja pri nesinusoidalnim strujama opterećenja. Modulišuci signal se formira kao linearna kombinacija referentnog sinusoidalnog napona, trenutne vrednosti izlaznog napona i trenutne vrednosti struje kroz filterski kondenzator. Razlika između referentnog i izmerenog napona predstavlja grešku koju promenom širine impulsa treba korigovati, dok se struja uvodi zbog problema stabilnosti. Na osnovu rezultata analize sprovedene u poglavlju 3, jednačina (21), za modulišuci signal se uzima :

$$U_m(t) = U_{ref}(t) - U_{iz}(t) - R \cdot I_c(t) \dots\dots\dots (48)$$

Širina i polaritet impulsa na izlazu iz prekidačkog mosta u "k"-tom ciklusu PWM nosioca određeni su vrednošću modulišućeg signala na početku ovog ciklusa, " $U_m(k \cdot T)$ ", gde je "T" perioda nosioca. Principijelna šema ovakvog modulatora prikazana je na

slici 18. Prekidački most može generisati napon čija vrednost pripada skupu  $(+E, 0, -E)$ . Količnik amplitude "E" i amplitude testerastog nosioca "A",  $G=E/A$ , predstavlja linearizovano pojačanje PWM regulatora trenutne vrednosti napona i bitno utiče na performanse invertora. Bitan parametar regulatora je i proizvod rezonantne učestanosti filtra sa periodom "T" uzimanja odbiraka,  $\omega \cdot T = T / \sqrt{L \cdot C}$  (rad). Treći parametar kome pri sintezi regulatora treba obratiti pažnju je "R", parametar dimenzije otpornosti, koji određuje iznos signala struje u modulišućem signalu. Potrebno je utvrditi oblast u kojoj se parametri "G",  $\omega \cdot T$  i "R" mogu menjati a da se ne naruše uslovi globalne stabilnosti sistema sa slike 18. Invertor sa regulacijom trenutne vrednosti napona putem modulacije širine impulsa predstavlja vremenski diskretan sistem koji nije linearan. Korak diskretizacije po vremenu određen je periodom "T" uzimanja odbiraka. Na slici 19 sistem je prikazan tako što su izdvojeno prikazani linearni i nelinearni deo, odnosno L-C filter i modulator. Modulator širine impulsa u zatvorenoj petlji predstavlja nelinearni pojačavač čije pojačanje zavisi od koordinata stanja sistema /27/. Analiza stabilnosti se za male poremećaje (mala odstupanja izlaznog napona od referentne vrednosti) može vršiti izračunavanjem prenosne funkcije u "z" domenu i utvrdjivanjem položaja polova u "z" ravni. Analiza stabilnosti sistema sa slike 19 preko "z" transformacije se zasniva na linearizaciji. Pretpostavljamo da se pri malim vrednostima odstupanja  $U_m(t)$  parametri u prenosnoj karakteristici modulatora mogu smatrati konstantnim, pa se

nelinearan vremenski diskretan sistem svodi na linearan. Međutim, rad invertora mora biti stabilan za proizvoljan početni poremećaj, pa se mora utvrditi dozvoljena oblast promene parametara " $\theta, (\omega T, R)$ " u kojoj se održava globalna stabilnost. Ova analiza se može izvršiti primenom druge metode Ljapunova za vremenski diskretne sisteme sa jednom nelinearnošću /28,29,30/. Rezultati analize preko linearizacije i "z" transformacije mogu se koristiti kao smernice za izbor parametara, dok se globalna stabilnost za izabrane parametre mora utvrditi striktno. Prvi korak analize je definisanje zavisnosti polariteta i širine impulsa na izlazu iz modulatora od vrednosti odbirka modulišućeg signala " $U_m(k \cdot T)$ ". Jedna od mogućnosti /27/ je :

$$m(t) = \begin{cases} E \cdot \text{sgn}(U_m(k \cdot T)) & ; 0 < t - k \cdot T < \tau_k \\ 0 & ; \tau_k < t - k \cdot T < T \end{cases} \quad \dots (49)$$

k=0,1,2,.....

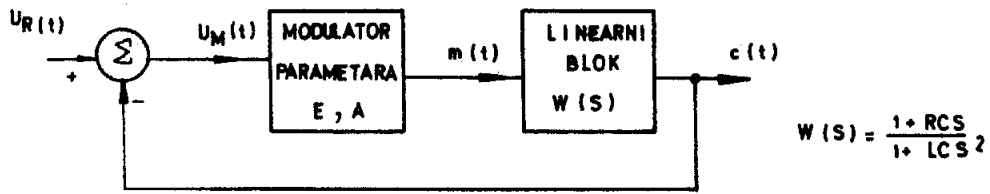
" $\tau_k$ ", širina impulsa na izlazu iz prekidačkog mosta u "k"-tom vremenskom intervalu, zavisna je od odbirka modulišućeg signala " $U_m(k \cdot T)$ " koji se uzima na početku "k"-tog intervala, u trenutku " $t = k \cdot T$ ". Odredjivanje širine impulsa se može vršiti komparacijom modulišućeg signala sa "testerastim" nosiocem amplitude "A". Impuls " $\tau_k$ " mora biti kraći od periode uzimanja odbiraka "T" i može se izraziti kao:

$$\tau_k = T \cdot \text{sat}(|U_m(k \cdot T)| / A) \quad \dots (50)$$

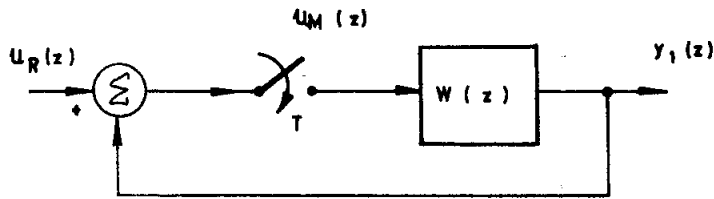
gde je :

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} \text{sgn}(x) & ; |x| > 1 \\ x & ; |x| < 1 \end{cases}$$

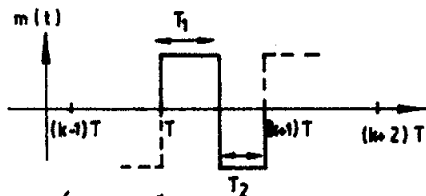
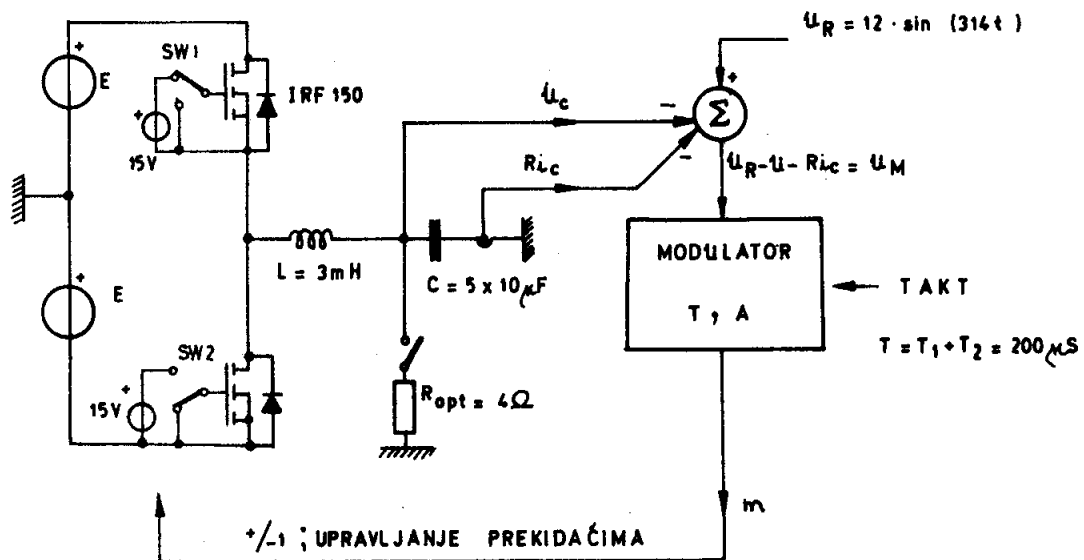
Analizirani sistem je drugog reda i njegove koordinate stanja su napon na filterskom kondenzatoru i struja radne prigušnice,



SLIKA 19.



SLIKA 20.



$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{U_M(KT)}{A}$$

SLIKA 21: UPROŠĆENA ŠEMA PROTOTIPA INVERTORA SA 'PWM' REGULATOROM  
TRENUTNE VREDNOSTI NAPONA



vektor stanja je " $\vec{x} = (x_1, x_2)^T = (u, i)^T$ ". Radi analize stabilnosti potrebno je odrediti jednačine koje definišu prelaz sistema iz trenutka " $t=k \cdot T$ " sa stanjem " $\vec{x}(k \cdot T) = (u(k \cdot T), i(k \cdot T))^T$ " u trenutak " $t=(k+1) \cdot T$ " sa novim stanjem " $\vec{x}((k+1) \cdot T)$ ". Stabilnost se ispituje na osnovu matrice prelaza, kojom se vektor " $\vec{x}(k)$ " preslikava u vektor " $\vec{x}(k+1)$ ". Matrični oblik diferencijalnih jednačina koje opisuju inverter sa PWM regulatorom je :

$$\dot{\vec{x}}(t) = [A] \cdot \vec{x}(t) + \vec{b} \cdot m(t) \quad \dots \dots \dots (51)$$

gde je :

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}, \quad \vec{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix}$$

Regulator širine impulsa na izlazu iz prekidačkog mosta invertora je vremenski diskretan, pa diferencijalnu matričnu jednačinu (51) treba prevesti u diferencni oblik, koji će definisati preslikavanje vektora stanja " $\vec{x}(k)$ " u vektor " $\vec{x}(k+1)$ ". Fundamentalna matrica sistema je :

$$[\phi(t)] = \exp([A] \cdot t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot T) & Z \cdot \sin(\omega \cdot T) \\ -\sin(\omega \cdot T)/Z & \cos(\omega \cdot T) \end{bmatrix} \quad \dots (52)$$

gde je :

$$\omega = 1/\sqrt{L \cdot C} \quad ; \quad Z = \sqrt{L/C}$$

U odsustvu upravljanja " $m(t)$ " prelaz iz tačke " $(k \cdot T)$ " u tačku " $((k+1) \cdot T)$ " bi bio određen sa " $\vec{x}(k+1) = [\phi(t)] \cdot \vec{x}(k)$ ". Kako se upravljanje u intervalu " $k \cdot T \leq t < (k+1) \cdot T$ " sastoji od impulsa amplitude " $E \cdot \text{sgn}(U_m(k \cdot T))$ " i trajanja " $\tau_k$ ", matrica prelaza će biti određena izrazom :

$$\vec{x}(k+1) = [\phi(T)] \cdot \vec{x}(k) + E \cdot \text{sgn}(U_m(k \cdot T)) \cdot [\phi(T)] \int_0^{\tau_k} [\phi(-t)] \cdot \vec{b} \cdot dt \quad \dots \dots \dots (53)a$$

ako je :  $\vec{u}(\tau_k) = [\phi(T)] \int_0^{\tau_k} [\phi(-t)] \cdot \vec{b} \cdot dt$  ; tada je :

$$\vec{x}(k+1) = [\phi(T)] \cdot \vec{x}(k) + \vec{u}(\tau_k) \cdot E \cdot \text{sgn}(U_m(k-T)) \quad \dots \dots (53)b$$

Modulišući signal "Um" svojim vrednostima u trenucima "t=k · T" određuje širinu i polaritet impulsa na izlazu iz prekidačkog mosta invertora ,pa se tako ostvaruje povratna sprega po naponu i struji elemenata izlaznog filtra.Za dalju analizu je potrebno izračunati vektor "  $\vec{u}(\tau_k)$  " :

$$\begin{aligned} \vec{u}(\tau_k) &= [\phi(T)] \int_0^{\tau_k} [\phi(-t)] \cdot \vec{b} \cdot dt = \\ &= \begin{bmatrix} 2 \cdot \sin(\omega \cdot \tau_k / 2) \cdot \sin(\omega \cdot (2 \cdot T - \tau_k) / 2) \\ 2 \cdot \sin(\omega \cdot \tau_k / 2) \cdot \cos(\omega \cdot (2 \cdot T - \tau_k) / 2) / Z \end{bmatrix} \quad \dots \dots (54) \end{aligned}$$

Posmatrajmo sada slučaj autonomnog rada sistema sa slike 19 (ur(t)=0).Povratna sprega se uzima po izlaznom naponu i struji prigušnice pa je modulišući signal "Um(t)=-u(t)-R·i(t)".Zamenom jednačina (52) i (54) u jednačinu (53)b dobija se jednačina prelaza iz stanja "  $\vec{x}(k)$  " u stanje "  $\vec{x}(k+1)$  " za slučaj rada sa referentnim naponom jednakim nuli.

$$\begin{bmatrix} u(k+1) \\ i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot T) & Z \cdot \sin(\omega \cdot T) \\ -\sin(\omega \cdot T) / Z & \cos(\omega \cdot T) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u(k) \\ i(k) \end{bmatrix} - \dots (55)$$

$$-E \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot \sin(\omega \cdot \tau_k / 2) \cdot \sin(\omega \cdot (2 \cdot T - \tau_k) / 2) \\ 2 \cdot \sin(\omega \cdot \tau_k / 2) \cdot \cos(\omega \cdot (2 \cdot T - \tau_k) / 2) / Z \end{bmatrix} \cdot \text{sgn}(u(k)+R \cdot i(k))$$

gde je :  $\omega = 1/\sqrt{L \cdot C}$  ;  $Z = \sqrt{L/C}$  ;  $\tau_k = T \cdot \text{sat}(|u(k)+R \cdot i(k)|/A)$

Polaritet i širina impulsa na izlazu iz prekidačkog mosta invertora zavise od signala "u+R·i" ,pa je pogodno izvršiti

transformaciju promenljivih stanja tako da "u+R·i" bude jedna od koordinata. Na taj način će impulsi koje generiše modulator zavisiti samo od jedne promenljive, što uprošćava analizu. Neka je novi vektor stanja " $\vec{y}$ ". Označimo sa " $[S]$ " matricu koja definiše transformaciju koordinata stanja :

$$\vec{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = [S] \cdot \vec{x} = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} ; u=x_1 ; i=x_2$$

Ovom transformacijom jednačina (55) prelazi u oblik :

$$\vec{y}(k+1) = [S] \cdot [\phi(T)] \cdot [S]^{-1} \cdot \vec{y}(k) - E \cdot [S] \cdot \vec{u}(\tau_k) \cdot \text{sgn}(y_1(k)) ;$$

pri čemu je :  $\tau_k = T \text{ sat}(|y_1(k)| / A)$

Funkcija "sgn" se može predstaviti kao "sgn(y1)=y1/abs(y1)", pa jednačina prelaza stanja " $\vec{y}(k)$ " u stanje " $\vec{y}(k+1)$ " postaje:

$$\vec{y}(k+1) = \begin{bmatrix} \cos(\omega T) - R/Z \sin(\omega T) & Z \sin(\omega T) + R^2/Z \sin(\omega T) \\ -1/Z \sin(\omega T) & \cos(\omega T) + R/Z \sin(\omega T) \end{bmatrix} \cdot \vec{y}(k) - E \cdot \begin{bmatrix} g_1(y_1(k)) \\ g_2(y_1(k)) \end{bmatrix} \cdot y_1(k) \quad \dots \dots \dots (56) ;$$

gde je :

$$g_1(y_1) = 2 \sin(\omega \tau_k / 2) (\sin(\omega (2T - \tau_k) / 2) + R/Z \cdot \cos(\omega (2T - \tau_k) / 2)) / |y_1|$$

$$g_2(y_1) = (2/Z) \cdot \sin(\omega \tau_k / 2) \cos(\omega (2T - \tau_k) / 2) / |y_1|$$

Parametri "g1" i "g2" su promenljivi i zavisi od koordinate stanja "y1", što sistem čini nelinearnim. Uvodjenjem oznaka :

$$[F] = [S] \cdot [\phi(T)] \cdot [S]^{-1} ; \quad [D] = \begin{bmatrix} g_1(y_1) & 0 \\ g_2(y_1) & 0 \end{bmatrix} ;$$

Jednačina (56) može se prikazati kao :

$$\vec{y}(k+1) = [F] \cdot \vec{y}(k) - E \cdot [D] \cdot y(k) \quad \dots\dots\dots (57)$$

Ukoliko se pretpostavi da pri radu sistema koordinata "y1" uzima vrednosti bliske nuli, može se zanemariti promena vrednosti parametara "g1" i "g2" i uzeti da su oni konstantni i jednaki vrednostima "g1(y1=0)" i "g2(y1=0)". Ovim postupkom vrši se linearizacija prenosne karakteristike modulatora širine impulsa u okolini tačke "y1=0". Linearizacijom se dobija :

$$g1(0) = \lim_{y1 \rightarrow 0} (2 \sin(\omega T_k / 2) \cdot (\sin(\omega(2T - T_k) / 2) + R \cos(\omega(2T - T_k) / 2) / Z) / |y1| =$$

$$= (\omega T / A) \cdot (\sin(\omega T) + R / Z \cdot \cos(\omega T))$$

$$g2(0) = \lim_{y1 \rightarrow 0} (2 \sin(\omega T_k / 2) \cdot \cos(\omega(2T - T_k) / 2) / (Z |y1|) =$$

$$= (\omega T / A) \cdot \cos(\omega T) / Z \quad ; \quad T_k = T \cdot \text{sat}(|y1| / A)$$

Zamenom promenljivih parametara "g1" i "g2" njihovim stacionarnim vrednostima jednačina (57) uzima sledeći oblik :

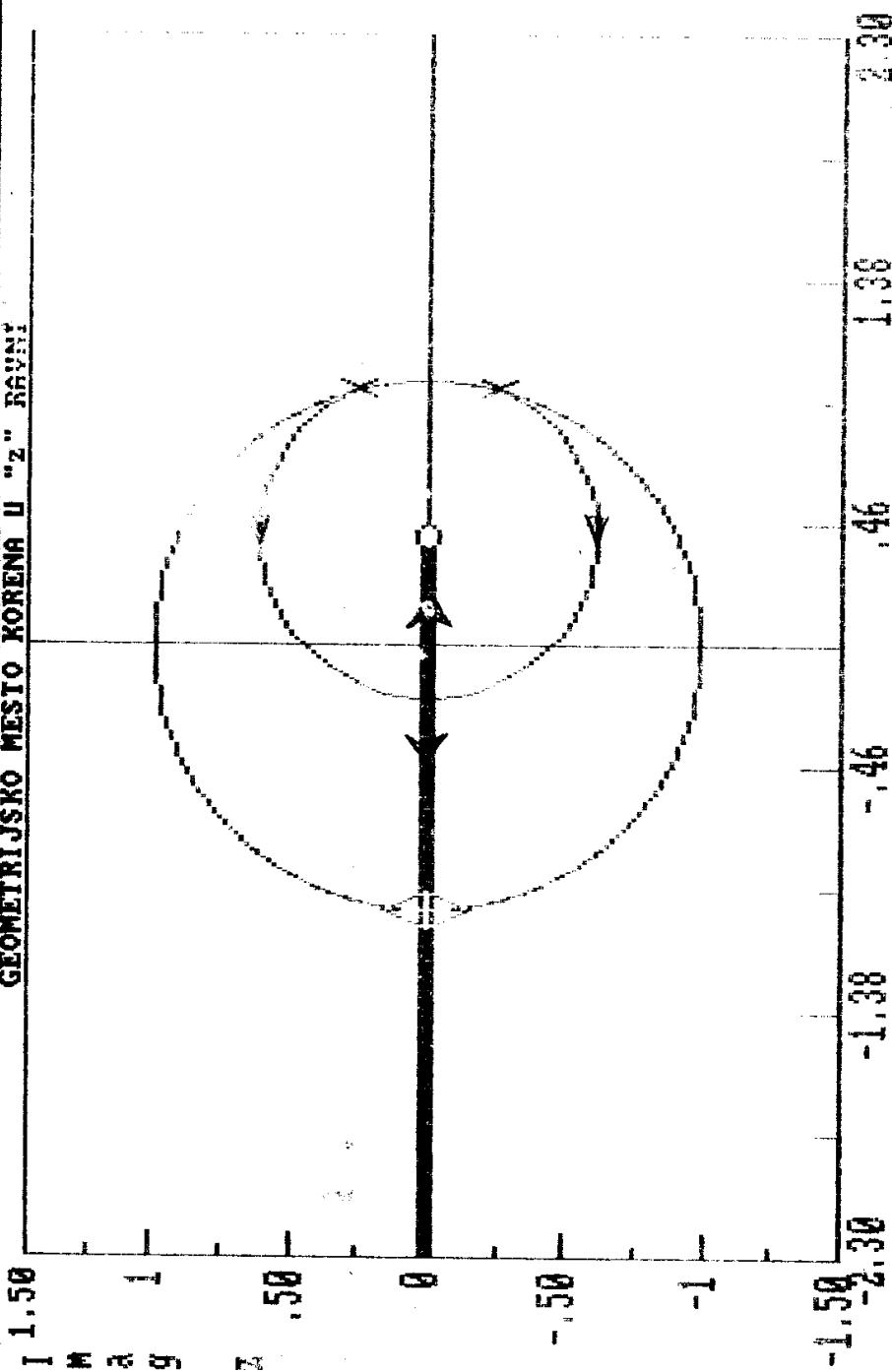
$$\vec{y}(k+1) = [F] \cdot \vec{y}(k) - E/A \cdot (\omega T) \begin{bmatrix} \sin(\omega T) + R \cos(\omega T) / Z & 0 \\ 1/Z \cdot \cos(\omega T) & 0 \end{bmatrix} \cdot \vec{y}(k) \quad (58)$$

Jednačina (58) predstavlja linearan vremenski diskretan sistem koji je skiciran na slici 20. Blok "W(z)" označena je redna veza linearizovanog modulatora i izlaznog filtra invertora. Prenosna funkcija ovog bloka u "z" domenu je:

$$W(z) = \frac{y1(z)}{Um(z)} = E \cdot \omega T / A \cdot \frac{z (\sin(\omega T) + R \cos(\omega T) / Z) - R / Z}{z^2 - 2 \cdot z \cdot \cos(\omega T) + 1} \quad (59)$$

Količnik "E/A" predstavlja pojačanje linearizovanog modulatora

GEOMETRIJSKO MESTO KORENA U "z" RAVNI



$s = -9.967E-01 + j 0.000E+00$       Real z  
 $k = 2.734E+01 + j 0.000E+00$        $k = -1/0(s)$   
 Return=quit      Home (up) End (down)  
 Slow Cursor= ← ↑      Fast Cursor= Ctrl ← → Home (up) End (down)

i označava se sa "G". Argument prenosne funkcije, "z", treba razlikovati od veličine " $Z = \sqrt{L/C}$ " ; njegova veza sa kompleksnom učestanošću "s" u Laplasovoj transformaciji je " $z = \exp(s \cdot T)$ ". Blok "W(z)" radi u petlji jedinične povratne sprege ,pa je prenosna funkcija u odnosu na referentni signal :

$$\frac{y_1(z)}{u_r(z)} = \frac{u(z) + R \cdot i(z)}{u_r(z)} = \frac{W(z)}{1 + W(z)} \quad ;$$

pa se raspored polova u "z" ravni pronalazi rešavanjem jednačine " $1 + W(z) = 0$ " :

$$f(z) = z^2 + z \cdot (G \cdot \omega \cdot T \cdot (\sin(\omega T) + R \cdot \cos(\omega T) / Z) - 2 \cdot \cos(\omega T)) + 1 - G \cdot \omega \cdot T \cdot R / Z$$

Oblast stabilnog rada u "z" ravni je centralni krug jediničnog poluprečnika. Linearizovani sistem je stabilan ukoliko su koreni polinoma f(z) po modulu manji od 1. Slika 20-a predstavlja geometrijsko mesto korena za linearizovani model sistema, pri čemu parametri "G", " $\omega \cdot T$ " i "R" odgovaraju prototipu invertora. Slika 20-a pokazuje da sistem u radu sa otvorenom petljom ima dva konjugovano-kompleksna pola na ivici jediničnog kruga i jednu realnu nulu unutar kruga. Zatvaranjem petlje i rastom pojačanja iz polova polaze dve grane geometrijskog mesta korena krećući se ka centru kruga. Nakon dostizanja realne ose jedna od grana kreće duž ose ka  $-\infty$ , dok druga završava u nuli, ne napuštajući jedinični krug. Varijacijom parametara prenosne funkcije slika ostaje kvalitativno ista, pa se za maksimalno dozvoljeno pojačanje "G" može pri dimenzionisanju invertora približno uzeti vrednost pri kojoj jedna od grana geometrijskog

mesta korena prolazi kroz tačku  $(-1,0)$ . Maksimalno dozvoljeno pojačanje "G", pri kome su koreni sistema još uvek unutar jediničnog kruga, dato je izrazom :

$$G_{\max} = \frac{2 \cdot (1 + \cos(\omega T))}{\omega \cdot T \cdot (R/Z + R/Z \cdot \cos(\omega T) + \sin(\omega T))} \quad \dots (60)$$

Pri dimenzionisanju invertora sa kontrolom trenutne vrednosti napona putem modulacije širine impulsa, jednačina (60) daje maksimalnu vrednost pojačanja "G" pri kome će rad biti stabilan za male poremećaje. Ovo pojačanje zavisi od periode "T" uzimanja odbiraka, parametra "R" i veličine induktivnosti i kapacitivnosti izlaznog filtra invertora. Pojačanje "G=E/A" u suštini određuje minimalnu amplitudu PWM nosioca pri stabilizaciji izlaznog napona invertora PWM regulatorom sa slike 18. Veće vrednosti pojačanja će rezultovati smanjenjem izlazne impedanse i smanjenjem statičkih odstupanja izlaznog napona invertora, pa je potrebno što tačnije odrediti gornju dozvoljenu vrednost pojačanja. Jednačina (60) je izvedena na osnovu linearizacije modulatora i odnosi se na stabilnost pri malim poremećajima. Analiza stabilnosti za proizvoljan poremećaj mora uzeti u obzir nestacionarnost parametara "g1" i "g2", pa se primenjuje drugi metod Ljapunova za vremenski diskretne nelinearne sisteme /28/. Jednačina (57) definiše preslikavanje stanja " $\vec{y}(k)$ " u stanje " $\vec{y}(k+1)$ " za proizvoljnu vrednost pojačanja "G" i proizvoljnu vrednost nestacionarnih parametara. Preslikavanje je definisano fundamentalnom matricom "[F]", koja je stacionarna, i matricom "[D]" čiji koeficijenti zavise od koordinate stanja " $\vec{y}_1$ ". Linearizovana matrica "[D]" ima oblik :

$$[D_0] = \begin{bmatrix} g_1(0) & 0 \\ g_2(0) & 0 \end{bmatrix} = \lim_{y_1 \rightarrow 0} [D]$$

Nestacionarnu matricu možemo razdvojiti na promenljivi i nepromenljivi deo :

$$[D] = [D_0] + [D_1] ; \quad \lim_{y_1 \rightarrow 0} [D_1] = 0$$

Ako se usvoje oznake :

$$[B] = [F] - E \cdot [D_0] ; \quad [E] = E \cdot [D_1] ;$$

Jednačina (57) uzima oblik :

$$\vec{y}(k+1) = [B] \cdot \vec{y}(k) - [E] \cdot \vec{y}(k) \quad \dots\dots\dots (61)$$

Matricom "[E]" se u obzir uzima zavisnost parametara "g1" i "g2" od koordinate stanja "y1=u+R·i". Elementi matrice "[B]" su konstantni, i ova matrica definiše rad sistema u režimu malih poremećaja ,kada se sistem može smatrati linearnim jer su elementi matrice "[E]" bliski nuli. Veza matrice "[B]" i karakterističnog polinoma linearizovanog sistema je :

$$f(z) = 1 + W(z) = \det( [I] \cdot z - [B] ) ;$$

gde je "[I]" jedinična matrica. Za analizu stabilnosti pri velikim odstupanjima nije dovoljno posmatrati korene karakterističnog polinoma, jer oni određuju karakter linearizovanog sistema. Invertor sa PWM regulatorom se pri velikim odstupanjima izlaznog napona od referentne vrednosti ponaša kao nelinearan vremenski diskretan sistem pa je za analizu njegove stabilnosti potrebno naći adekvatnu funkciju



Ljapunova /28/ :

$$V(\vec{y}) = \vec{y}^T \cdot [P] \cdot \vec{y} \quad \dots\dots\dots (62) ;$$

gde je "[P]" simetrična pozitivno definitna matrica .Funkcija " V(  $\vec{y}$  )" mora biti pozitivna za sve vrednosti vektora stanja različite od nule i jednaka nuli samo u slučaju kada su sve koordinate stanja jednake nuli.Matrica "[P]" se može odrediti rešavanjem matrične jednačine /27/ :

$$- [B]^T \cdot [P] \cdot [B] + [P] = [I]$$

Matrična jednačina ovog oblika ima jedinstveno, simetrično i pozitivno definitno rešenje "[P]" pod uslovom da su sopstvene vrednosti matrice "[B]" po modulu manje od jedan /27/.Istim uslovom je određena stabilnost linearizovanog sistema ,pa možemo zaključiti da postupak određivanja parametara regulatora mora obuhvatiti najpre proračun orijentacionih vrednosti na osnovu linearizovanog modela,a zatim proveru globalne stabilnosti za izabrane parametre preko adekvatne funkcije Ljapunova.Dovoljan uslov globalne stabilnosti je negativna vrednost priraštaja funkcije "V", " $\Delta V(k)=V(k+1)-V(k)$ " , za sve vrednosti parametara i promenljivih stanja koje se pri radu mogu dostići.Ako je priraštaj " $\Delta V(k)$ " negativno definitan funkcija "V" će neprekidno opadati ka nuli ,što znači da će se sva odstupanja izlaznog napona od referentne vrednosti svesti na nulu.Priraštaj funkcije "V" se može izraziti kao :

$$\Delta V(k)=V(k+1)-V(k) = \vec{y}(k+1)^T \cdot [P] \cdot \vec{y}(k+1) - \vec{y}(k)^T [P] \vec{y}(k) =$$

$$\begin{aligned}
&= ([B] \cdot \vec{y}(k) - [E] \cdot \vec{y}(k))^T \cdot [P] \cdot ([B] \cdot \vec{y}(k) - [E] \cdot \vec{y}(k)) - \vec{y}(k)^T \cdot [P] \cdot \vec{y}(k) = \\
&= - \vec{y}(k)^T \cdot ([I] + [B]^T \cdot [P] \cdot [E] + [E]^T \cdot [P] \cdot [B] - [E]^T \cdot [P] \cdot [E]) \cdot \vec{y}(k) = \\
&= - \vec{y}(k)^T \cdot [R] \cdot \vec{y}(k) \quad ; \quad \text{pri čemu je :} \\
[R] &= [I] + [B]^T \cdot [P] \cdot [E] + [E]^T \cdot [P] \cdot [B] - [E]^T \cdot [P] \cdot [E] \quad \dots\dots\dots (63)
\end{aligned}$$

Priraštaj funkcije " V " će biti negativan ukoliko je matrica " [R] " pozitivno definitna. Ova matrica je, prema jednačini (63) simetrična matrica drugog reda jer se dobija sabiranjem i množenjem simetričnih matrica. Uslovi njene pozitivne definitnosti su :

$$\det([R]) > 0 \quad ; \quad r_{11} > 0 \quad \dots\dots\dots (64)$$

Rad invertora sa PWM regulatorom trenutne vrednosti izlaznog napona će biti stabilan ukoliko parametre regulatora odaberemo tako da uslov (64) bude zadovoljen pri svim vrednostima nestacionarnih parametara "g1" i "g2" koje se u toku rada mogu dostići. Jednačina (64) predstavlja dovoljan uslov globalne stabilnosti, što praktično znači da će inverter pri proizvoljnom početnom odstupanju uspeti da izlazni napon dovede na referentnu vrednost. Dok jednačina (60) omogućava direktno izračunavanje maksimalnog pojačanja, uslov (64) je moguće testirati tek nakon izračunavanja matrice " [R] " za pretpostavljenu vrednost pojačanja. Radi poredjenja približnog (60) i striktnog (64) kriterijuma za izbor odnosa "G=E/A" , na plotu br.16 je prikazana oblast stabilnog rada pri promeni pojačanja "G" i modulacionog signala "y1". Odnos "y1/A", kojim su određeni parametri "g1" i "g2" , dat je na apscisi, dok je granično pojačanje dato na ordinati. Posmatra se slučaj

POJACANJE OBLAST ASIMPT. STAB. IN LARGE

29  
28  
27  
26  
25  
24  
23  
22  
21  
20  
19  
18  
17  
16  
15  
14  
13  
12  
11  
10  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
0

Gmax

NESTABILNO

STABILNO

KRITICAN ODZIV L=25mH C=30MF R=5

DUBINA MODULACIJE

2

1

PLOT BR. 16 : OBLAST STABILNOG RADA PRI PROMENI POJACANJA 'G' I KOORDINATE 'Y1'

-1  
-2  
-3  
-4

naponskog invertora sa izlaznim filtrom  $L=25$  mH ,  $C=30$  mikrofarada i parametrima  $\omega T=0.25$  i  $R=5$  oma. Prema jednačini (60) izračunato granično pojačanje iznosi " $G_{max} = 27.2$ ", što odgovara geometrijskom mestu korena linearizovanog sistema prikazanom na slici 20-a. Na plotu br.16 ovo pojačanje odgovara tački ( $y_1=0$  ;  $G=G_{max}$ ). Plot pokazuje da se granično pojačanje izračunato prema uslovu (64) menja u zavisnosti od odnosa " $y_1/A$ ". Vidi se da će inverter raditi stabilno pri svim vrednostima modulišućeg signala ukoliko je pojačanje manje od " $G=E/A=21.6$ ". Dakle, da bi PWM regulator bio stabilan i pri velikim poremećajima, potrebno je u odredjivanju pojačanja biti konzervativniji od formule (60). Proverom izraza (60) i (64) za razne vrednosti parametara invertora, dolazi se do zaključka da pri sintezi regulatora za pojačanje treba uzeti 70-80 % vrednosti koju daje jednačina (60). Uslov (64) će tada biti zadovoljen a rad invertora globalno stabilan. Ukoliko se u obzir uzme odstupanje parametara regulatora od podešenih vrednosti usled starenja komponenti i promene temperature, pri odredjivanju pojačanja "G" treba predvideti sigurnosnu marginu. Praktična formula za izračunavanje pojačanja PWM regulatora trenutne vrednosti izlaznog napona invertora može biti :

$$G = \frac{E}{A} = \frac{1 + \cos(\omega T)}{\omega T \cdot (R/Z + R/Z \cdot \cos(\omega T) + \sin(\omega T))} \quad (65)$$

Potrebno je odrediti i parametar "R", dimenzije otpornosti, koji odredjuje iznos povratne sprege po struji prigušnice. Ako se zanemari vremenski diskretan karakter sistema i modulator aproksimira blokom konstantnog pojačanja, može se protok signala

niskih učestanosti analizirati slično kao u poglavlju 3.3. , strana 39. Uz navedene aproksimacije, karakteristični polinom je:

$$f(s) = s^2 + G \cdot R/L \cdot s + (G+1)/(L \cdot C) \quad \dots\dots\dots (66)$$

pa je faktor prigušenja :

$$\xi \approx R/(2 \cdot Z) \sqrt{G}$$

Za faktor prigušenja manji od jedan ,odziv invertora će biti oscilatorno prigušen. Niže vrednosti faktora prigušenja rezultovaće većim prebačajem pri skokovitim promenama tereta. Smatra se zadovoljavajućim /19/ da faktor prigušenja bude iznad 0.5 . Uticaj pojačanja "G" i parametra "R" na performanse naponskog invertora sa PWM regulatorom trenutne vrednosti izlaznog napona analiziran je matematičkim modelovanjem invertora i eksperimentalnom proverom na prototipu.

#### 4.3. Simulacije i eksperiment

Radi analize uticaja parametara PWM regulatora na performanse, simuliran je invertor napajan jednosmernim naponom  $E=400$  V sa izlaznim filtrom parametara  $L=25$ mH,  $C=30$  mikrofarada i izlaznog napona  $U_{rms}=220$  V, 50 Hz. U toku simulacija ispitivana je zavisnost statičkih i dinamičkih odstupanja izlaznog napona od parametara "G" i "R" regulatora napona, kao i uticaj ovih parametara na potiskivanje izobličenja pri nesinusoidalnim strujama potrošača. Sposobnost invertora da napaja nelinearni potrošač ne izobličavajući bitno izlazni napon zavisi od veličine izlazne impedanse invertora na učestanostima viših harmonika struje tereta. U tabelama 3 i 4 prikazan je uticaj

pojačanja "G=E/A" na izlaznu impedansu simuliranog invertora i to za učestanosti trećeg, petog i sedmog harmonika. Vrednosti ovih impedansi su izračunate na osnovu analize spektra izlaznog napona modela pri struji opterećenja koja je određena izrazom:

$$i(t) = I_m \cdot \cos(3\omega t) + I_m \cdot \cos(5\omega t) + I_m \cdot \cos(7\omega t) \quad ;$$

i date su procentualno, svedene na baznu impedansu invertora  $Z_n = U_n / I_n = 96 \text{ oma}$ .

pojačanje	Z3 (%)	Z5 (%)	Z7 (%)
G=0	73.34	48.17	21.81
G=0.4	28.17	40.61	20.04
G=0.8	18.93	21.14	15.73
G=1.6	7.95	14.75	12.92
G=2.4	5.47	9.52	9.60
G=4.0	4.03	5.94	7.73
G=7.2	3.29	4.04	4.78
G=12.8	3.04	3.28	3.53

TABELA 3: UTICAJ POJAČANJA NA IZLAZNU IMPEDANSU INVERTORA SA PWM REGULACIONOM TREKUTNE VREDNOSTI NAPONA I KOMUTACIONOM UČESTANOŠĆU  $f=3200 \text{ Hz}$

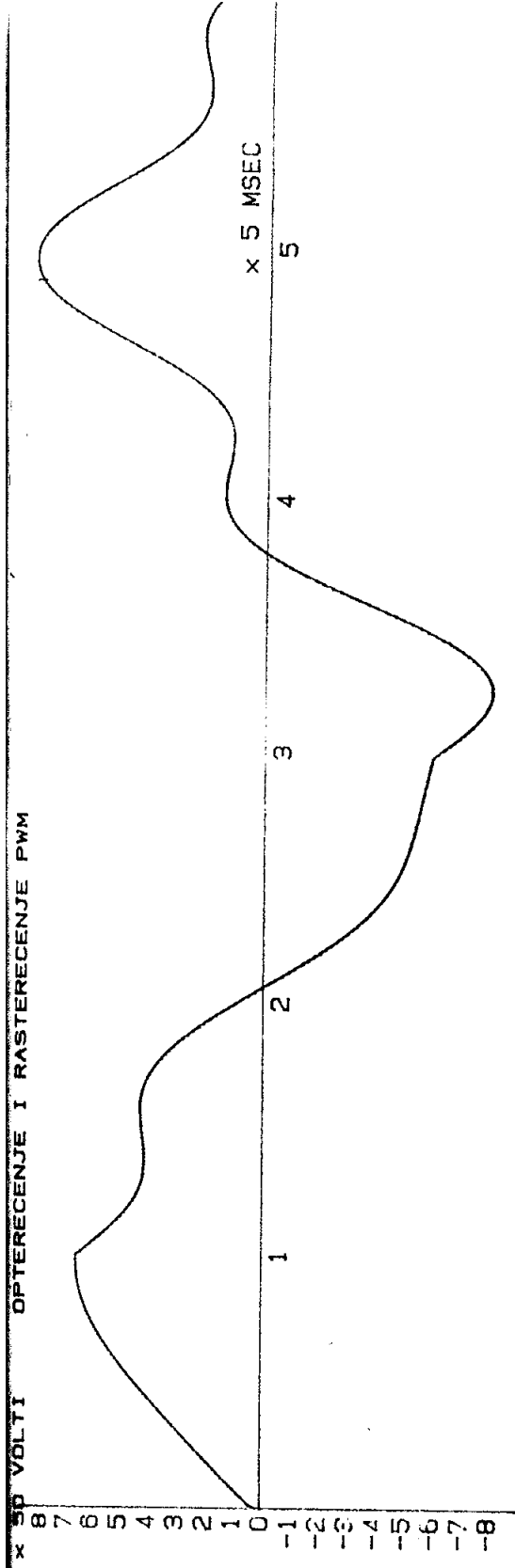
Tabela 3 se odnosi na model invertora sa komutacionom učestanošću  $f=3200 \text{ Hz}$  i maksimalnim pojačanjem  $G_{\max}=12.8$ , dok se tabela 4 odnosi na model sa dvostruko većom učestanošću komutacija koja, prema jednačini (65), omogućava rad sa većim pojačanjima. Iz ove dve tabele se vidi da vrednosti izlaznih impedansi na učestanostima trećeg, petog i sedmog harmonika pri pojačanjima iznad  $G=10$  padaju ispod 5 % bazne

impedanse invertora. Kao primer, uzmimo da je invertor opterećen trećim harmonikom struje u iznosu od 100 % nominalne struje. U slučaju PWM invertora bez povratne sprege ( $G=0$ ) izlazni napon će sadržati treći harmonik u iznosu od 73 % nominalnog napona, dok će kod invertora sa PWM regulatorom pojačanja  $G>10$  iznos trećeg harmonika biti manji od 4 %. Vidi se da primena PWM regulatora trenutne vrednosti napona rezultuje znatno manjim izobličenjima pri napajanju potrošača čija struja sadrži više harmonike.

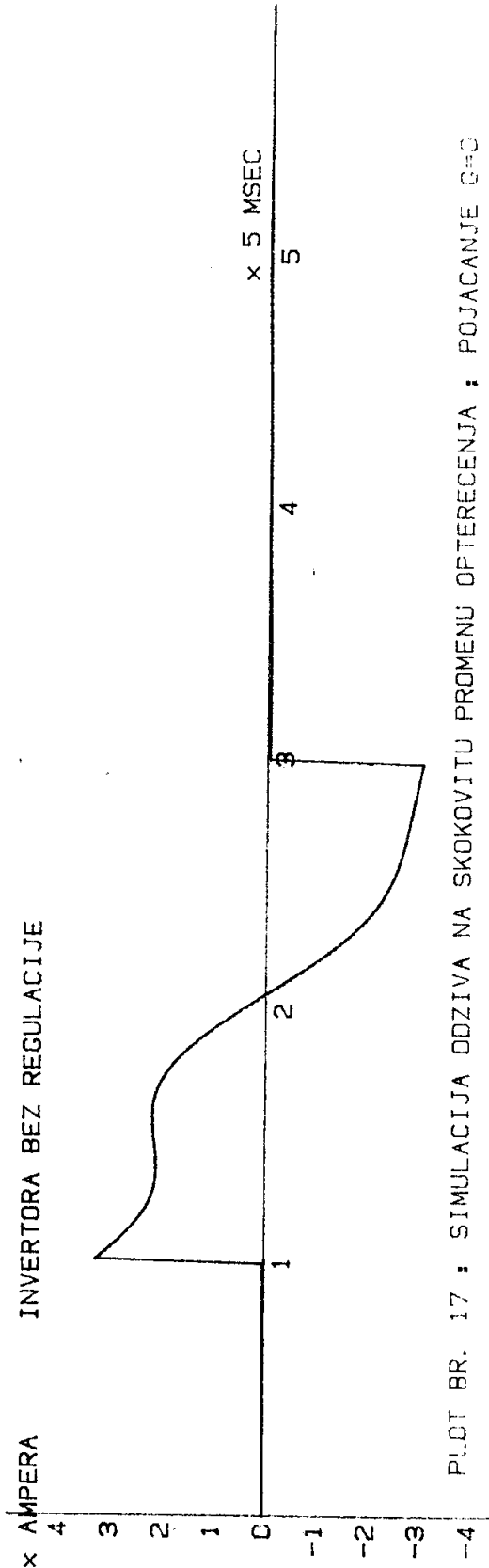
pojačanje	Z3 (%)	Z5 (%)	Z7 (%)
$G=0$	73.34	48.17	21.81
$G=0.8$	19.87	23.78	15.88
$G=1.6$	8.27	10.40	9.45
$G=4.0$	4.11	5.44	5.92
$G=8.0$	3.22	3.81	4.20
$G=12.0$	3.05	3.37	3.61
$G=16.0$	3.00	3.18	3.33
$G=25.6$	2.96	3.02	3.05

TABELA 4: UTICAJ POJACANJA NA IZLAZNU IMPEDANSU INVERTORA SA PWM REGULATOROM TREKUTNE VREDNOSTI NAPONA I KOMUTACIONOM UCESTANOSCU  $F=6400\text{Hz}$

Radi poredjenja dinamičkih osobina regulisanog i neregulisanog PWM invertora, simuliran je odziv na skokovitu promenu opterećenja u najkritičnijem trenutku, maksimumu sinusoide izlaznog napona. Rezultati simulacije su prikazani na plotu 17 i plotu 18. U slučaju PWM invertora bez povratne sprege pojavljuje se propad napona pri skoku opterećenja i oscilacije pri

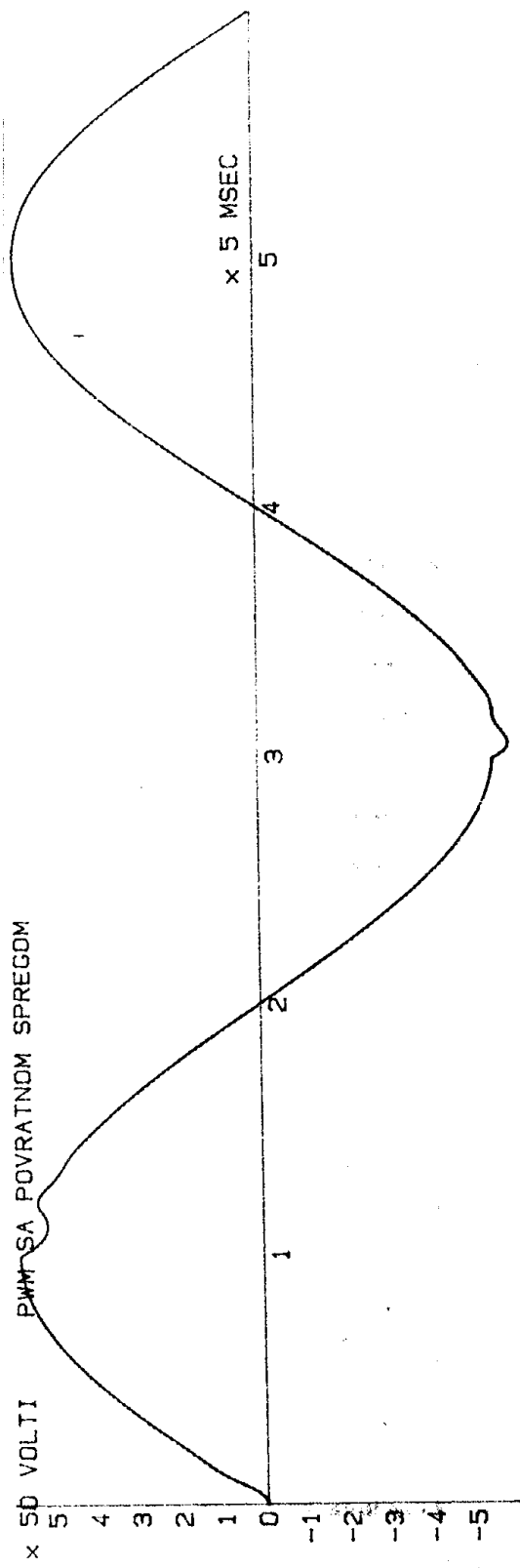


92

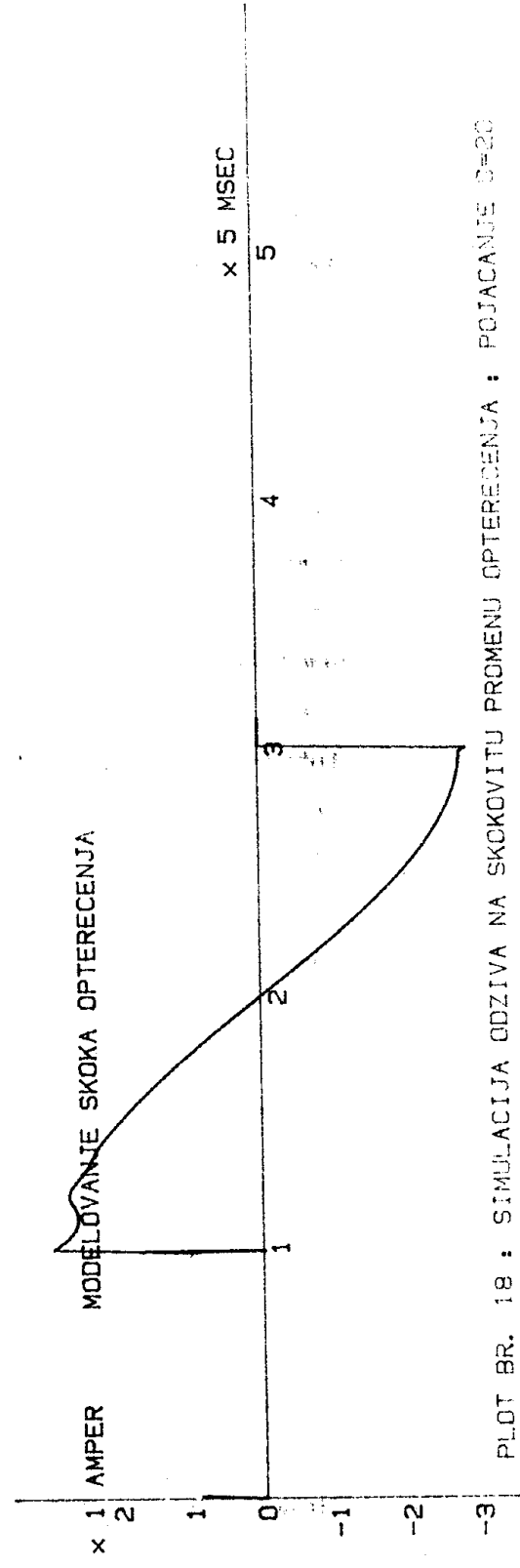


PLDT BR. 17 : SIMULACIJA ODZIVA NA SKOKOVITU PROMENU OPTERECENJA : POJACANJE G=C





93

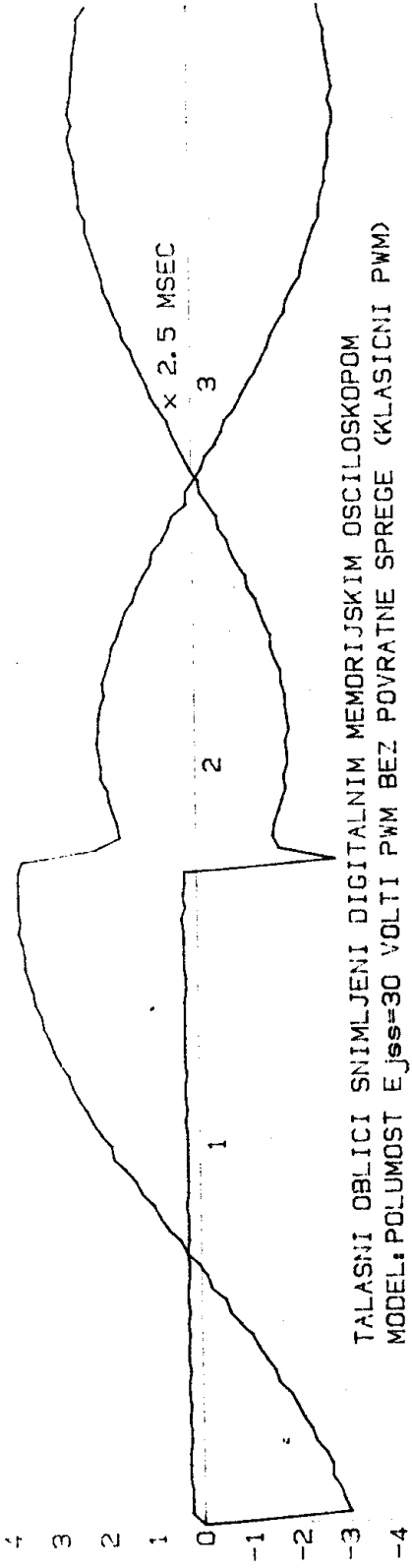


PLOT BR. 18 : SIMULACIJA ODZIVA NA SKOKOVITU PROMENU OPTEREĆENJA : POJACANJE D=20

rasterećenju. U slučaju PWM invertora sa kontrolom trenutne vrednosti oscilacije na rezonantnoj učestanosti filtra su potpuno eliminisane a propad sveden na minimum. Uticaj parametra "R", koji određuje iznos povratne sprege po struji prigušnice i figuriše u izrazu za faktor prigušenja (66), analiziran je putem simulacija prikazanih na plotovima 19-22, u prilogu br. 2. Iz rezultata simulacija se vidi da se prihvatljive vrednosti faktora " $\xi$ " nalaze između 0.38 i 0.8. Veće vrednosti rezultuju aperiodičnim odzivom i sporom korekcijom odstupanja izlaznog napona od referentne vrednosti dok preniske vrednosti faktora " $\xi$ " vode ka većem prebačaju i oscilatornom, slabo prigušenom odzivu. Oscilacije izlaznog napona su vezane za oscilacije struje prigušnice, koje dodatno opterećuju elemente energetskog kola invertora, pa parametar "R" treba odabrati tako da faktor prigušenja, izračunat prema jednačini (66), bude minimalno 0.38.

Radi verifikacije rezultata modelovanja konstruisan je i ispitan prototip naponskog invertora sa kontrolom trenutne vrednosti izlaznog napona putem modulacije širine impulsa. Skica realizovanog prototipa je data na slici 21. Kao prekidači u konfiguraciji polumosta primenjeni su "mosfet" tranzistori snage IRF150. Upravljanje prekidačima je radjeno sa "plivajućim" napajanjem, pri čemu je napon na gejt-u kontrolisan pomoću šest paralelovanih "CMOS" invertora CD4049, kako bi se dovoljno brzo punila i praznila kapacitivnost gejt-sors (preporuka proizvođača - "Siliconix"). Učestanost komutacija je podešena na 6400Hz, što odgovara izvršenim simulacijama. Na prototipu je izvršen ogled skokovite promene opterećenja. Talasni oblici su

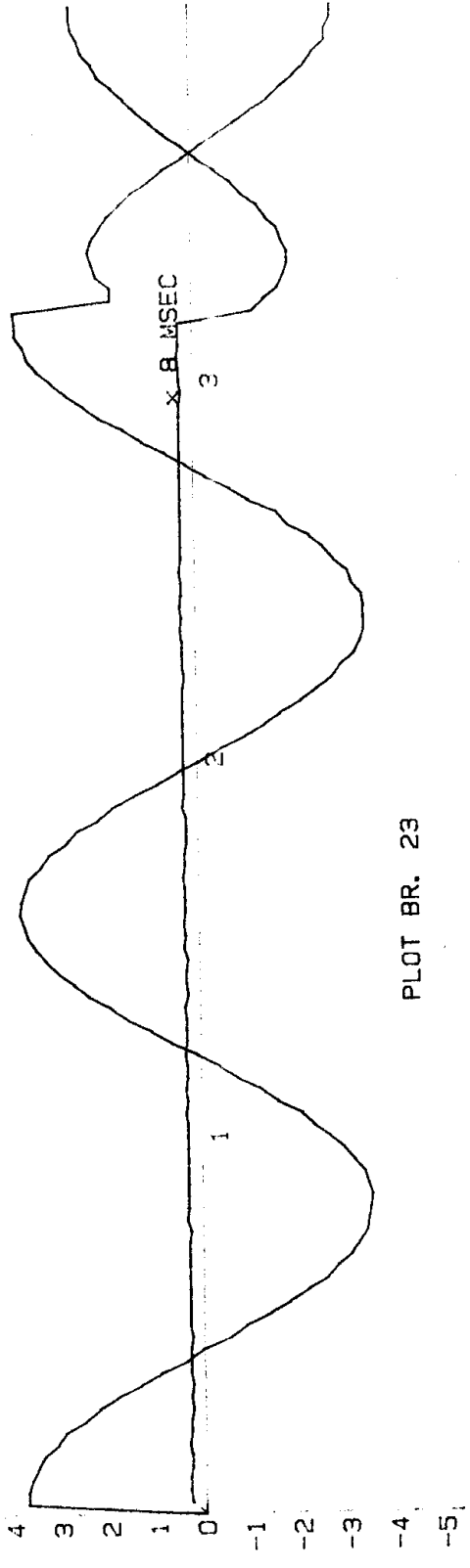
3 VOLTA .5 AMPERA



TALASNI OBLICI SNIMLJENI DIGITALNIM MEMORIJSKIM OSCILOSKOPOM  
MODEL: POLUMOST E<sub>JSS</sub>=30 VOLTI PWM BEZ POVRATNE SPREGE (KLASICNI PWM)

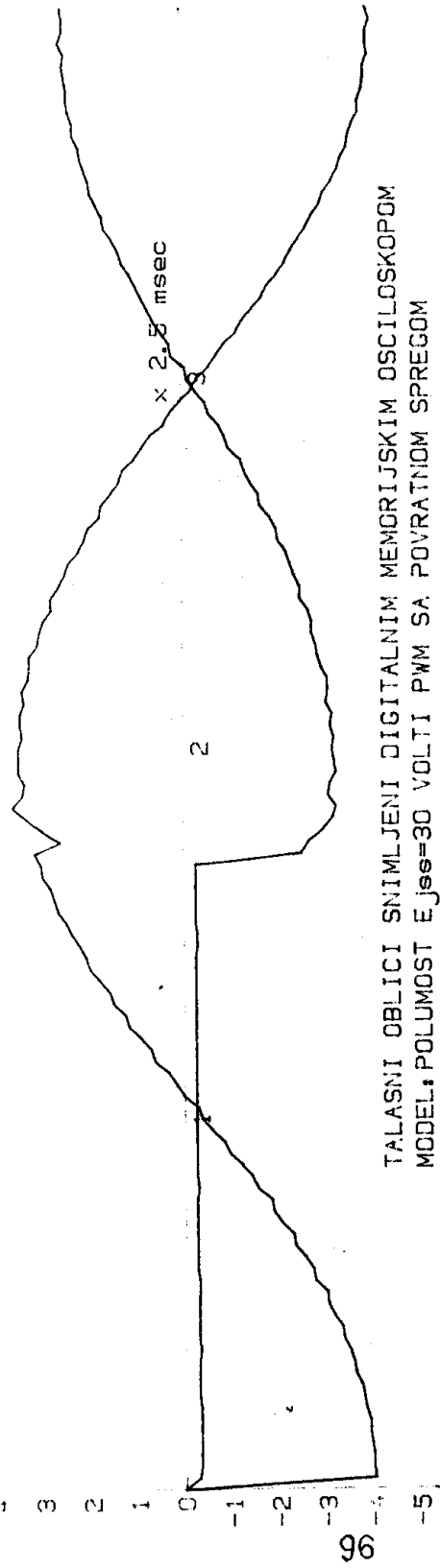
95-51

3 VOLTA .5 AMPERA



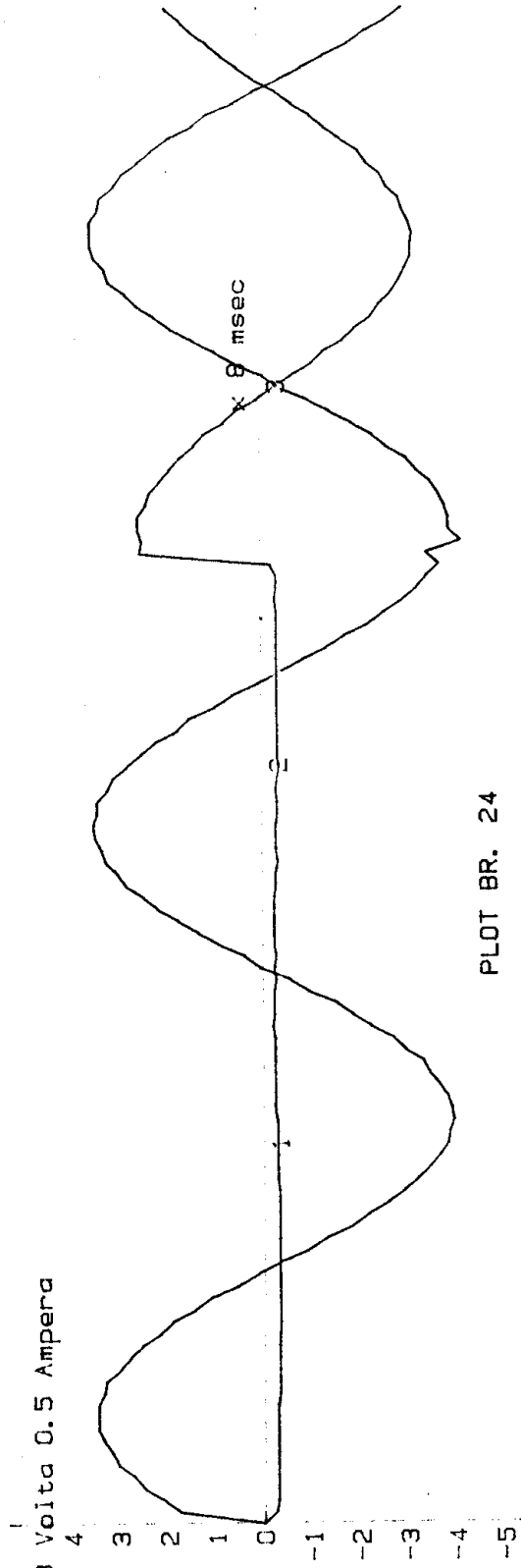
PLOT BR. 23

3 Volta 0.5 Ampere



TALASNI OBLICI SNIMLJENI DIGITALNIM MEMORIJSKIM OSCILOSKOPOM  
MODEL: POLUMOST Ejs=30 VOLTI PWM SA POVRAATNOM SPREGOM

3 Volta 0.5 Ampere



PLOT BR. 24

20\*LOG (U/0.075)

9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
0  
-1  
-2  
-3  
-4  
-5  
-6  
-7  
-8  
-9

PLOT BR. 25 : Spektar izlaza-  
nog napona neopterećenog  
prototipa, analiza izvršena  
na osnovu osciloskopskog  
snimka

U (50Hz) = 14 V

26

'0' = 75 mV

x 1kHz

1

2

3

U (150Hz) = 29 mV

U (250Hz) = 5.9 mV



snimljeni digitalnim memorijskim osciloskopom sa diskretizacijom  $1/256$  po vremenu i amplitudi. Snimljeni rezultati su preneti u računar i prosledjeni na ploter. Plot 23 prikazuje talasne oblike struje i napona kod neregulisanog invertora, kod koga se referentni signal "Ur(t)" uvodi direktno u modulator. Uočava se propad i oscilacije izlaznog napona na rezonantnoj učestanosti filtra. U slučaju kada je uspostavljena povratna sprega po struji prigušnice i naponu kondenzatora, širina impulsa ne zavisi samo od referentnog signala. Talasni oblici struje i napona za ovaj slučaj dati su na plotu 24. Vidi se da je propad znatno manji.

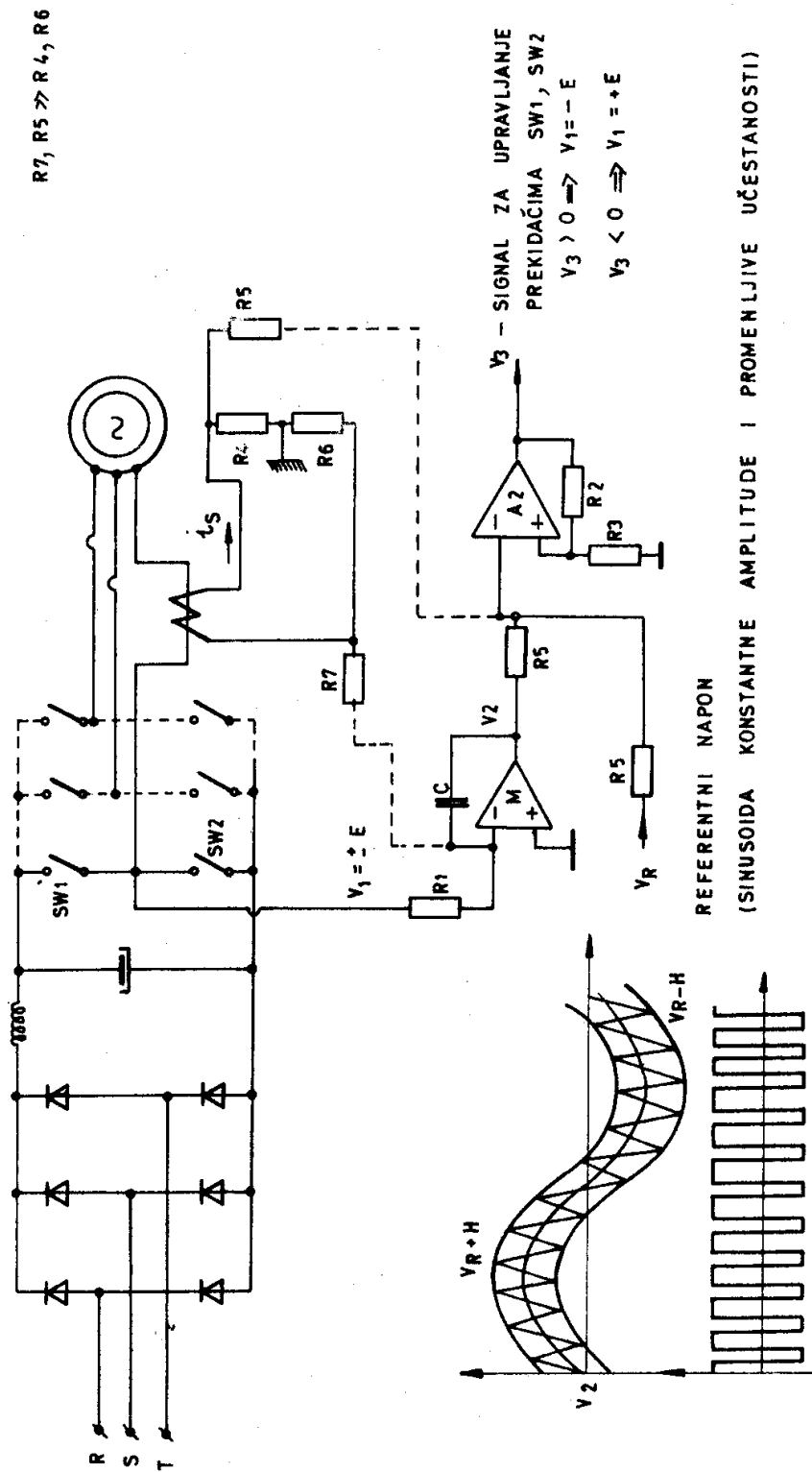
Spektar izlaznog napona neopterećenog invertora izračunat na osnovu 256 digitalnim osciloskopom snimljenih tačaka unutar periode fundamentalna, prikazan je na plotu 25. Apscisa je postavljena na nivou od 75 mV. Amplituda fundamentalna je 14 V a njegova učestanost 50 Hz. Rad prekidača je sinhron sa fundamentalom, pa spektar ima diskretan karakter. Može se izvršiti uporedjenje sa spektrom izlaznog napona invertora iz poglavlja 3 (plot 13), koji ima asinhroni rad prekidača i kontinualan spektar. Prednost sinhronog rada prekidača je odsustvo subharmonika /4/, ali je taj kvalitet kod rešenja sa PWM regulatorom trenutne vrednosti izlaznog napona plaćen povećanom izlaznom impedansom u odnosu na rešenja iz poglavlja 2 i 3.

## 5. POTISKIVANJE UTICAJA VARIJACIJA JEDNOSMERNOG NAPONA KOD INVERTORA ZA NAPAJANJE MOTORA NAIZMENICNE STRUJE UVODJENJEM POVRATNE SPREGE PO NAPONU I STRUJI STATORA

Motori naizmenične struje se u slučaju potrebe za promenljivom brzinom obrtanja mogu napajati iz naponskog invertora sa izlaznim naponom promenljive učestanosti. Amplituda izlaznog napona se obično podešava tako da pri promenama učestanosti amplituda fluksa motora ostane na nominalnoj vrednosti. Sinusoidalne PWM tehnike upravljanja prekidačima invertora /31/ ne uzimaju u obzir uticaj varijacija jednosmernog napona na fluks motora, jer kod njih nema povratne sprege po statorskom naponu. Jednosmerni napon koji se dovodi na prekidački most je najčešće napon ispravljene mreže. On zavisi od amplitude mrežnog napona i sadrži naizmeničnu komponentu na učestanosti koja je celobrojni umnožak mrežne učestanosti. U odsustvu povratne sprege po izlaznom naponu invertora fluks motora ima amplitudu zavisnu od amplitude mrežnog napona i sadrži više harmonike prouzrokovane pulsacijama jednosmernog napona na izlazu iz ispravljača. Ovo može prouzrokovati dodatne gubitke i degradirati performanse pogona. U slučajevima kada ispravljač u cilju smanjivanja talasnosti ispravljenog napona sadrži masivniji L-C filter, kod standardnih tehnika modulacije može doći do oscilacija energije između inercionih masa motora i kondenzatora L-C filtra što rezultuje nestabilnim radom pogona /32/, /33/. Odsustvo povratne sprege po trenutnim vrednostima struje statora dovodi do zavisnosti amplitude fluksa od veličine i prirode opterećenja. Na plotu 36 je pri

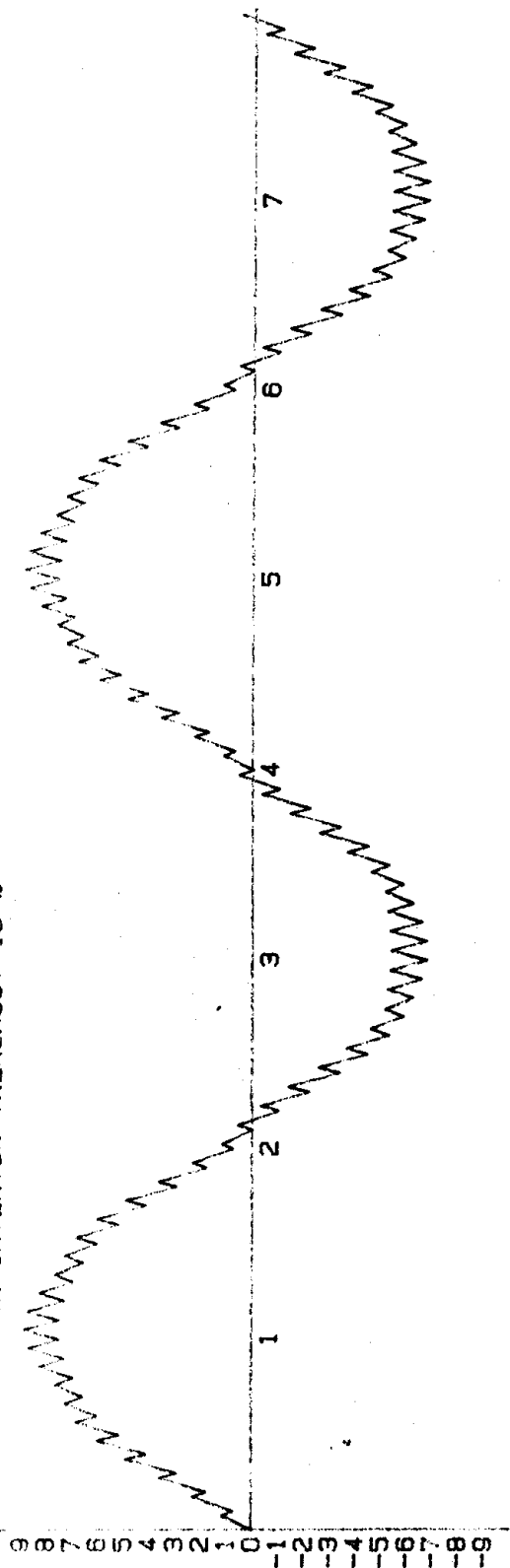
različitim učestanostima napona napajanja i konstantnom odnosu "U/f" prikazana zavisnost momenta asinhronog motora od učestanosti klizanja. Na niskim učestanostima se performanse degradiraju jer usled promene fluksa opada maksimalni moment u motornom režimu, dok u generatorskom režimu dolazi do zasićenja. Ovo poglavlje se bavi upravljačkim algoritmom koji prekidačima naponskog invertora za napajanje motora naizmenične struje upravlja tako da se otklanja uticaj pulsacija jednosmernog napona. Uvodjenjem povratne sprege po trenutnim vrednostima napona i struje statora omogućuje se održavanje fluksa nezavisnim od promena opterećenja i varijacija napona jednosmernog medjukola. Skica sistema za upravljanje prekidačima jedne faze invertora data je na slici 22. Signali napona i struje statora se uvode u proces modulacije širine impulsa prekidačkog mosta invertora i na taj način utiču na izlazni napon i fluks motora. Modulator širine impulsa je urađen po ugledu na "delta" modulaciju, opisanu u literaturi /4/. Signali za upravljanje prekidačima se dobijaju na izlazu iz komparatora sa histerezisom. Osim komparatora "A2" modulator sadrži integrator "A1" čiji se izlazni napon poradi sa referentnom vrednošću "Vr(t)". Napon "V2(t)" na izlazu iz integratora prinudno osciluje oko referentne vrednosti, pri čemu rezultat komparacije "V3(t)=+/- U" predstavlja signal za upravljanje prekidačima u energetskom kolu invertora. Amplituda prinudnih oscilacija je ograničena histerezisom komparatora a njihova učestanost direktno određuje komutacionu učestanost prekidača "SW1" i "SW2", jer se oscilacije javljaju u zatvorenoj petlji koju čine histerezisni komparator, prekidački



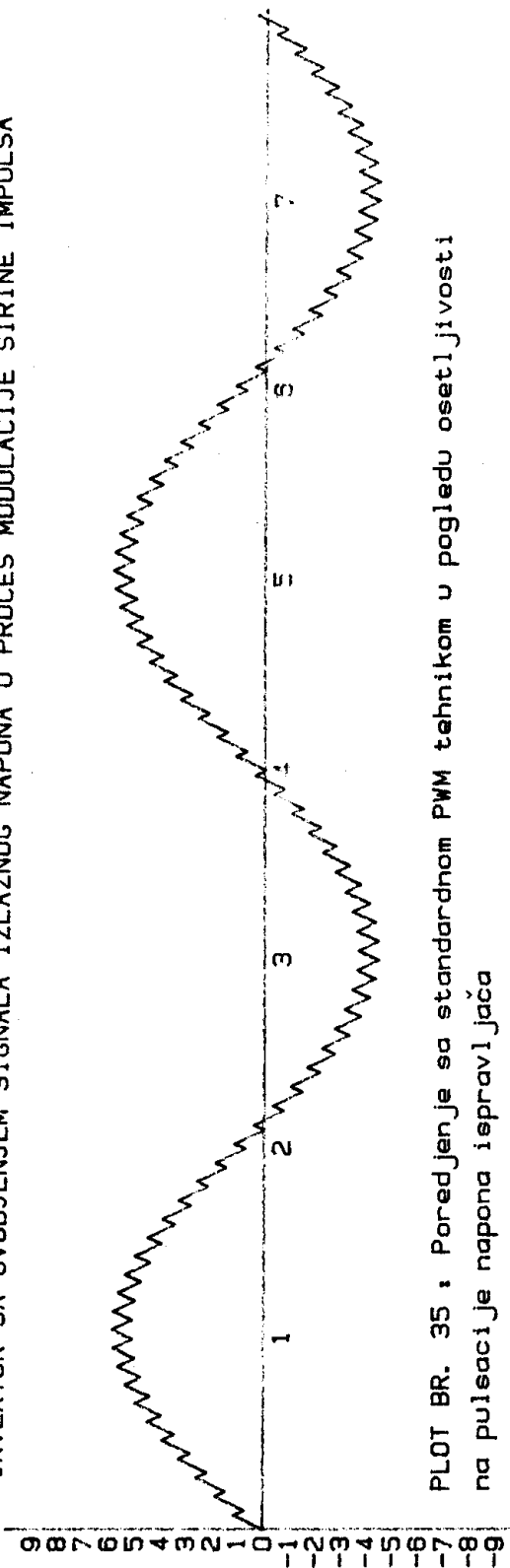


SLIKA BR. 22. INVERTOR ZA POGON MOTORA NAIZMENEČNE STRUJE : POTISKIVANJE PULSACIJA JEDNOSMERNOG NAPONA.

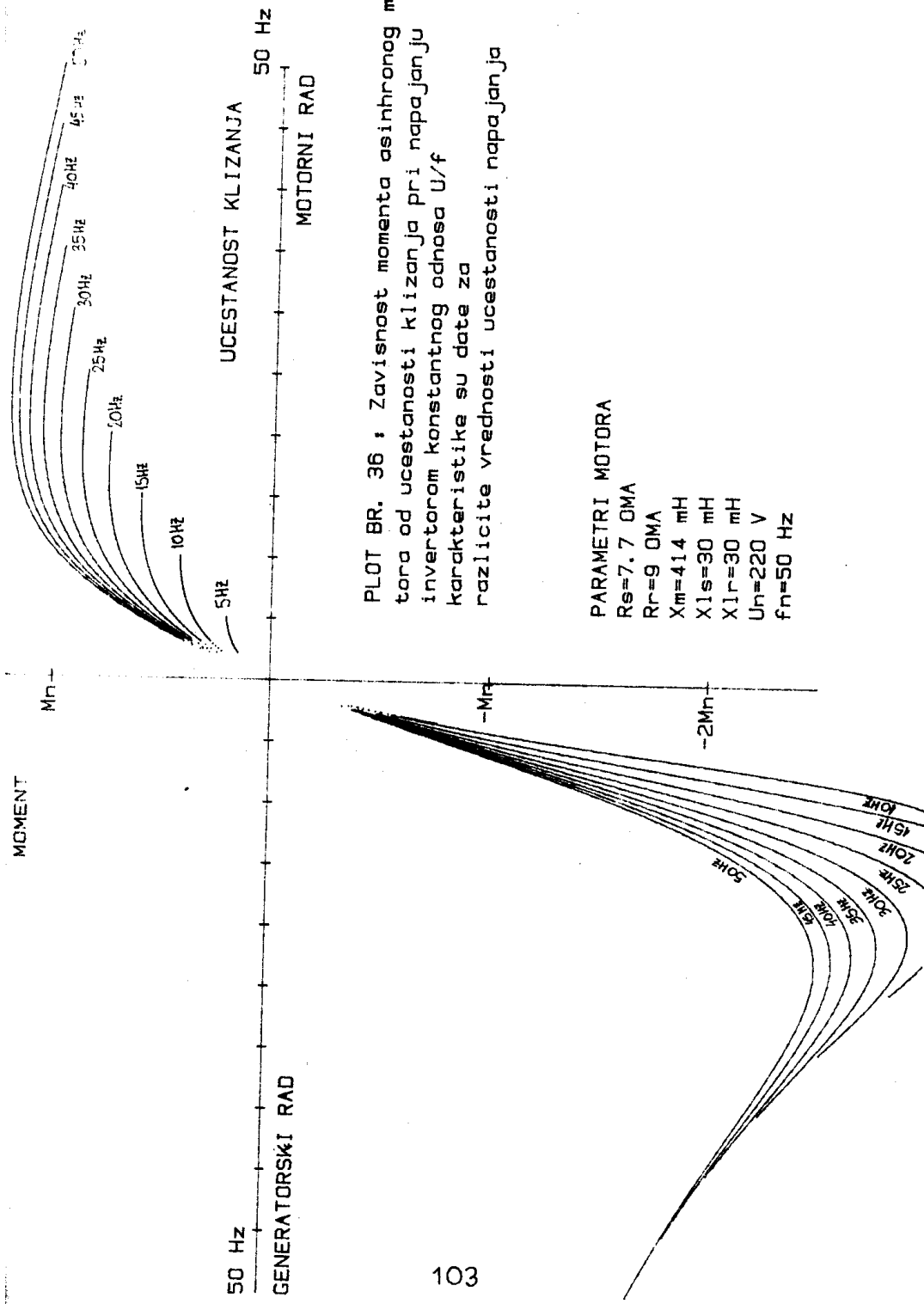
PWM INVERTOR TALASNOST 10 %



INVERTOR SA UVODJENJEM SIGNALA IZLAZNOG NAPONA U PROCES MODULACIJE SIRINE IMPULSA



PLOT BR. 35 : Poredjenje sa standardnom PWM tehnikom u pogledu osetljivosti na pulsacije napona ispravljača



PLOT BR. 36 : Zavisnost momenta asinhronog motora od ucestanosti klizanja pri napajanju invertorom konstantnog odnosa U/f karakteristike su date za razlicite vrednosti ucestanosti napajanja

PARAMETRI MOTORA  
 $R_s = 7.7 \text{ OMA}$   
 $R_r = 9 \text{ OMA}$   
 $X_m = 414 \text{ mH}$   
 $X_{l1} = 30 \text{ mH}$   
 $X_{l2} = 30 \text{ mH}$   
 $U_n = 220 \text{ V}$   
 $f_n = 50 \text{ Hz}$

GENERATORSKI RAD

-MOMENT

Mn

MOTorni RAD

UCESTANDST KLIZANJA

50 Hz

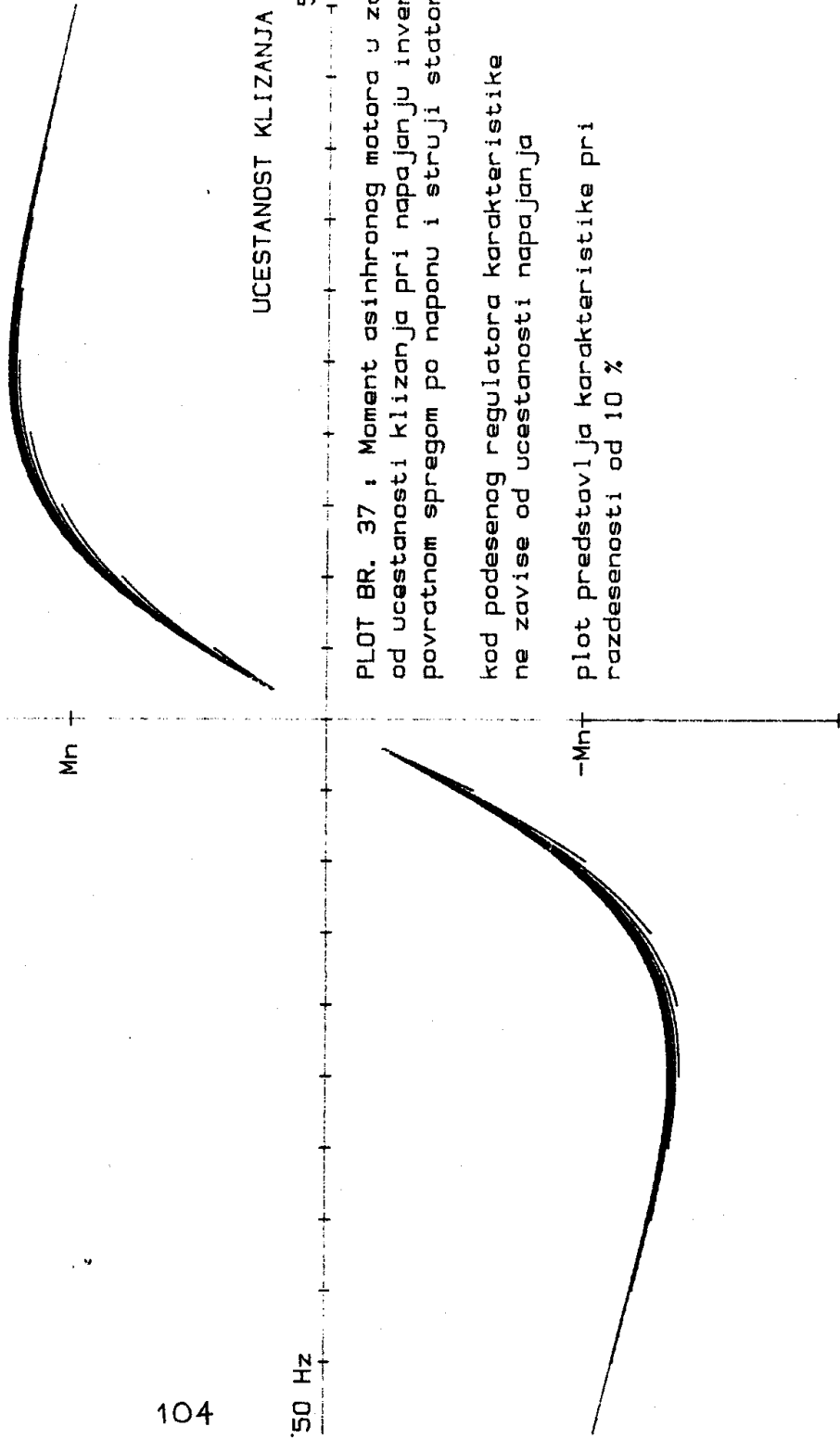
50 Hz

104

PLOT BR. 37 : Moment asinhronog motora u zavisnosti od ucestanosti klizanja pri napajanju inverterom sa povratnom spregom po naponu i struji statora

kod podesenog regulatora karakteristike ne zavise od ucestanosti napajanja

Plot predstavlja karakteristike pri razdesenosti od 10 %



most i integrator. Rad sistema sa slike 22 će najpre biti analiziran za slučaj kada je zatvorena samo povratna sprega po naponu, pa veze naznačene isprekidanim linijama treba za početak smatrati prekinutim. Ako sa "E" obeležimo polovinu vrednosti jednosmernog napona, tada napon jedne faze trofaznog prekidačkog mosta može biti  $V_1(t) = \pm E$ , zavisno od stanja prekidača. Ovaj napon se propušta kroz integrator sa vremenskom konstantom integracije  $R_1 \cdot C$ , pa je strmina izlaznog napona integratora :

$$d(V_2(t))/dt = \pm E / (R_1 \cdot C) \quad \dots\dots\dots (67)$$

Komparator poredi signal "V2" sa referentnom vrednošću "Vr". Otpori "R2" i "R3" u grani pozitivne povratne sprege određuju veličinu histerezisa. Izlazni napon komparatora je obeležen sa "V3(t)" i on može imati vrednost "+U" ili "-U", zavisno od rezultata komparacije. Polaritet ovog napona određuje stanje prekidača u energetskom kolu. Histerezis "H" je određen izrazom :

$$H = U \cdot R_3 / (R_2 + R_3) \quad \dots\dots\dots (68)$$

Kada odstupanje napona "V2(t)" od referentne vrednosti dostigne histerezisom određen iznos, dolazi do promene polariteta napona "V3(t)". Nakon komutacije prekidačkog mosta napon "V1(t)" menja znak, pa se sada napon na izlazu iz integratora kreće u suprotnom smeru nego pre komutacije i greška opada. Sukcesivnim komutacijama prekidačkog mosta napon "V2" prinudno osciluje u histerezisom određenom "prozoru" oko referentne vrednosti,  $V_r(t) - H < V_2(t) < V_r(t) + H$ . Učestanost komutacija je određena vremenom koje je potrebno da se napon "V2(t)" promeni za iznos

histerezisa, i u režimu " $V_r(t)=0$ " je jednaka :

$$F_0 = E/(4 \cdot R_1 \cdot C \cdot H) \dots\dots\dots(69)$$

Ako je učestanost komutacija dovoljno visoka, odnosno histerezis dovoljno mali, može se pri analizi protoka signala na učestanosti fundamentalna napon " $V_2(t)$ " smatrati približno jednakim referentnom naponu. Označimo sa " $\omega_r$ " učestanost a sa " $U_{rm}$ " amplitudu referentnog napona. Tada je :

$$V_2(t) \approx U_{rm} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \dots\dots\dots(70)$$

Veza faznog napona motora " $V_1$ " sa izlaznim naponom integratora " $V_2$ " određena je elementima " $R_1$ " i " $C$ " :

$$V_2(s) = -V_1(s)/(R_1 \cdot C \cdot s) ; V_2(t) = -1/(R_1 \cdot C) \int V_1(t) \cdot dt$$

Uz zanemarenje otpornosti statora, fluks koji obuhvata jedna faza statorskog namotaja motora napajanog invertorom biće :

$$\phi(t) = \int V_1(t) \cdot dt = -R_1 \cdot C \cdot U_{rm} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \dots\dots(71)$$

Ukoliko su ostvareni uslovi potrebni da se napon " $V_2$ " održava bliskim referentnoj vrednosti, statorski fluks postaje zavisao jedino od amplitude referentnog signala " $U_{rm}$ " i vremenske konstante " $R_1 \cdot C$ ". Na ovaj način je potisnut uticaj varijacija napona na jednosmernim sabirnicama. Za rad sa konstantnom amplitudom statorskog fluksa dovoljno je (uz zanemarenje otpornosti namotaja statora) održavati konstantnom amplitudom referentnog signala, jer se odnos " $U/f$ " održava zahvaljujući prirodi modulatora. Ovo je značajna prednost u odnosu na standardne PWM tehnike, koje pri radu sa konstantnim odnosom

"U/f" zahtevaju promenu amplitude referentnog signala sa učestanošću. Prednost opisanog rešenja je i u tome što se prelaz iz režima "U/f=const", pri brzinama manjim od nominalne, u režim "U=const", pri brzinama većim od nominalne vrši uz kontinualnu promenu komutacione učestanosti. Za promenu režima nije potrebno menjati strukturu modulatora niti uticati na amplitudu referentnog signala, jer je inherentna osobina modulatora da pri podizanju učestanosti " $\omega_r$ " iznad nominalne postepeno predje iz sinusoidalne modulacije u "square-wave" mod rada. Ovaj prelaz je ilustrovan simulacijama prikazanim na plotovima 26-33 u prilogu 3. Dati su talasni oblici referentnog napona " $V_r$ ", napona " $V_2$ " na izlazu iz integratora, koji je analogan statorskom fluksu i napona " $V_1$ " jedne faze prekidačkog mosta. Simulacija je vršena za različite vrednosti učestanosti referentnog signala. Kritična učestanost " $\omega_a$ ", iznad koje napon " $V_2$ " više nije u stanju da prati promene referentnog, određuje granicu između dva režima rada. Na ovoj učestanosti se maksimalna strmina referentnog signala izjednačava sa strminom napona " $V_2$ ", datom jednačinom (67). Kritična učestanost je određena izrazom :

$$\omega_a = E / (R_1 \cdot C \cdot U_{rm}) \quad \dots\dots\dots (72)$$

Za učestanosti veće od kritične modulator radi u režimu konstantnog napona, pa ovu učestanost pri dimenzionisanju invertora treba izjednačiti sa nominalnom učestanošću motora. Komutaciona učestanost je za režim " $V_r=0$ " data jednačinom (69). Prema rezultatima analize sprovedene u poglavlju 2 za strujni regulator sa histerezisnim komparatorom, ova učestanost

kvadratno zavisi od trenutne vrednosti dubine modulacije "m(t)" i menja se u toku periode fundamentala. Promena komutacione učestanosti i njena srednja vrednost su određene izrazima :

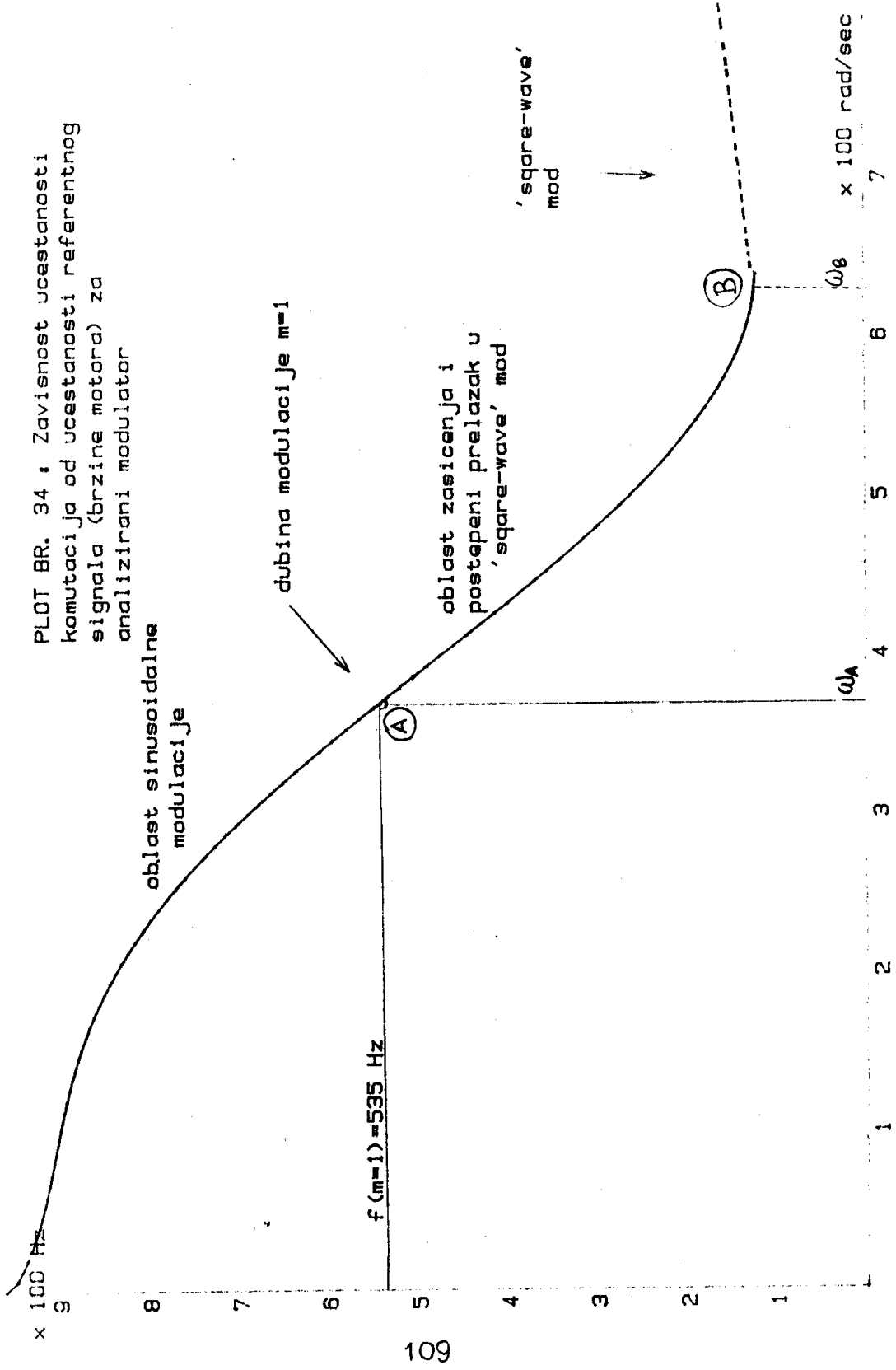
$$m(t) = R_1 \cdot C \cdot \omega_r \cdot U_{rm} / E \cdot \cos(\omega_r \cdot t) ; m_{max} = R_1 \cdot C \cdot \omega_r \cdot U_{rm} / E$$

$$F(m) = F_0 \cdot (1 - m^2) ; F_{sr} = F_0 \cdot (1 - m_{max}^2 / 2) \quad \dots (73)$$

Grafički prikaz zavisnosti srednje komutacione učestanosti od učestanosti " $\omega_r$ " referentnog signala je dat na plotu 34. Do kritične učestanosti, pri kojoj se dubina modulacije izjednačava sa jedan, modulacija je sinusoidalna i komutacionu učestanost određuje jednačina (73). Daljim povećanjem referentne učestanosti prelazi se u oblast rada sa konstantnim naponom i učestanost komutacija opada. U oblasti " $\omega_r > \omega_b$ ", modulacija je potpuno "zasićena" i na motor se dovodi napon pravougaonog oblika. Ovo se dešava pri brzinama znatno većim od nominalne, pri kojima povećanje gubitaka usled nesinusoidalnog napajanja ima sekundarni značaj. Prednost predstavljenog rešenja nad standardnim tehnikama modulacije je mogućnost potiskivanja uticaja promene napona jednosmernog medjukola. Poredjenje sa sinusoidalnom PWM modulacijom u pogledu osetljivosti na promene jednosmernog napona je vršeno putem simulacija čiji su rezultati prikazani na plotu 35. Prikazani su talasni oblici fluksa za slučaj da se inverter napaja jednosmernim naponom talasnosti 10 % i da generiše napon učestanosti 50 Hz. Rezultati pokazuju da se uvođenjem signala statorskog napona u proces modulacije znatno smanjuju odstupanja od sinusoidalnog talasnog oblika. Za oba simulirana slučaja (upravljanje prekidačima kolom sa slike 22 i standardni PWM) izvršena je analiza spektra



PLOT BR. 34 : Zavisnost ucestanosti komutacija od ucestanosti referentnog signala (brzine motora) za analizirani modulator



izlaznog napona invertora. Pri talasnosti od 10 % ,izlazni napon PWM invertora je, pored fundamentala i komponente na komutacionoj učestanosti, sadržao i više harmonike od kojih su najistaknutiji peti (4.8 %) i sedmi (5.1 %). Ovi harmonici su posledica pulsacija jednosmernog napona .Njihova amplituda je u spektru izlaznog napona invertora sa povratnom spregom iznosila ispod 0.8 % (0.44 % za peti i 0.79 % za sedmi harmonik) pa se može zaključiti da primena analiziranog prekidačkog algoritma omogućuje efikasno potiskivanje uticaja varijacija jednosmernog napona.

Uvodjenjem povratne sprege po struji statora može se kolom sa slike 22 izvršiti potpuna kompenzacija pada napona na otpornosti i reaktansi rasipanja statorskog namotaja, i omogućiti kontrola fluksa u vazdušnom zazoru nezavisno od opterećenja. Na ovaj način se može otkloniti pad prevalnog momenta asinhronog motora pri niskim učestanostima napona napajanja. Zavisnost prevalnog momenta od statorske učestanosti se za "U/f=const" može videti na plotu 36. "RI" kompenzacija po efektivnoj vrednosti struje ne daje zadovoljavajuće rezultate jer ne uzima u obzir fazni stav struje, pa u generatorskom režimu dolazi do zasićenja magnetnog kola i velikih struja magnećenja. Analizirano kolo (slika 22) podatak o trenutnoj vrednosti struje u proces modulacije uvodi preko otpora "R5" i "R6". Napon "V2" je sada odredjen izrazom :

$$V_2(t) = -1/C \int (V_1(t)/R_1 - i_s(t) \cdot R_6/R_7) \cdot dt \dots (74)$$

Na invertujućem ulazu komparatora se preko otpornika "R5"

sumiraju referentni napon "Vr", napon integratora "V2" i napon sa šanta "is · R4". Ako je histerezis komparatora dovoljno mali, mogu se zanemariti prinudne oscilacije i pretpostaviti da je zbir navedenih signala u svakom trenutku jednak nuli. Greška koja se na ovaj način pravi ima amplitudu jednaku histerezisu i učestanost jednaku komutacionoj. Sada je :

$$V_r(t) + R_4 \cdot i_s(t) - \frac{1}{C} \int (V_1(t)/R_1 - i_s(t) \cdot R_6/R_7) \cdot dt = 0$$

$$R_1 \cdot C \cdot V_r(t) = \int (V_1(t) - i_s(t) \cdot R_1 \cdot R_6/R_7) \cdot dt - R_1 \cdot R_4 \cdot C \cdot i_s(t) \quad \dots (75)$$

Jednačina (75) važi pri svim učestanostima referentnog signala manjim od kritične, date jednačinom (72), iznad koje strmina referentnog napona premašuje mogućnosti integratora pa suma napona na ulazu u komparator biva veća od histerezisa i ne može se zanemariti. Ako su poznati otpornost "Rs" i induktivnost rasipanja "Ls" statorskog namotaja motora napajanog invertorom, može se u funkciji napona "V1" i struje "is" izraziti fluks u vazdušnom zazoru :

$$\phi(t) = \int (V_1(t) - R_s \cdot i_s(t) - L_s \cdot d(i_s(t))/dt) \cdot dt =$$

$$= \int (V_1(t) - R_s \cdot i_s(t)) \cdot dt - L_s \cdot i_s(t) \quad \dots \dots \dots (76)$$

Upoređivanjem jednačina (75) i (76) se vidi da kolo sa slike 22 adekvatnim izborom parametara postaje regulator fluksa u vazdušnom zazoru invertorom napajanog motora. Kolo generiše signale za upravljanje prekidačima tako da fluks održi na referentnoj vrednosti "R1 · C · Vr(t)". Za kontrolu fluksa je potrebno poznavati tačne vrednosti parametara statorskog namotaja. Elemente regulatora treba odabrati tako da su zadovoljene relacije :

$$R_5 = R_1 \cdot R_6 / R_7 \quad ; \quad R_1 \cdot R_4 \cdot C = L_s \quad \dots\dots\dots (77)$$

Kolo tada radi tako što na osnovu statorskog napona i struje formira podatak o kontrolisanom fluksu, poredi ovaj podatak sa referentnom vrednošću i upravlja prekidačima energetskog kola tako da se koriguje izmereno odstupanje. Fluks se zadaje referentnim sinusoidalnim naponom konstantne amplitude i promenljive učestanosti i održava se u histerezisom definisanoj okolini ovog napona. Ako je zadovoljen uslov (77), fluks je potpuno nezavisan od varijacija jednosmernog napona, brzine i opterećenja motora. Kako parametri motora zavise od radnog režima, regulator nije moguće podešiti tako je uslov (77) uvek zadovoljen. Na plotu br. 37 su date karakteristike asinhronog motora napajanog invertorom sa opisanim upravljačkim kolom. Kao i na plotu br. 36, data je zavisnost momenta od učestanosti klizanja sa statorskom učestanošću kao parametrom. Uočeno je da su pri podešenom regulatoru karakteristike potpuno nezavisne od učestanosti statora. Karakteristike koje su prikazane odnose se na "razdešenost" od 10 %.

Uvodjenje povratne sprege po naponu statora kod invertora za napajanje motora naizmjenične struje omogućuje potiskivanje uticaja varijacija jednosmernog napona. Uz poznavanje parametara motora, moguće je izvršiti potpunu kompenzaciju pada napona na otpornosti i rasipanju statora uvodjenjem signala statorske struje u proces modulacije širine impulsa. Upravljački blok invertora se jednostavno realizuje i sadrži mali broj komponenti. Nedostatak rešenja je potreba za

galvanskom vezom između upravljačkog i energetskog bloka invertora, kao i problem strujnih transformatora koji mere statorske struje i moraju biti dimenzionisani tako da se ne zasićuju pri najnižim predviđenim učestanostima rada.

## 6. ZAKLJUČAK

Upravljački algoritmi naponskih invertora prikazani u ovom radu omogućuju značajno poboljšanje performansi. Zavisnost izlaznog napona invertora od harmonijskog sastava i amplitude struje potrošača svodi se na minimum. Otklanja se uticaj varijacija jednosmernog napona koji se dovodi na prekidački most invertora. Oscilacije napona na rezonantnoj učestanosti izlaznog L-C filtra, koje se pobudjuju skokovitom promenom struje opterećenja, mogu se primenom prikazanih upravljačkih algoritama potpuno eliminisati.

Algoritmi za upravljanje prekidačima se kod svih analiziranih rešenja zasnivaju na uvodjenju povratne sprega po trenutnim vrednostima struja i napona pretvarača. Kod invertora sa izlaznim L-C filtrom povratna sprega se uzima po strujama i naponima elemenata filtra, dok se kod invertora za napajanje motora naizmernične struje posmatraju napon i struja motora. Signali za upravljanje prekidačima generišu se tako da se koriguju odstupanja kontrolisanih veličina od referentnih vrednosti.

Rešenje prikazano u poglavlju 2 regulisanje napona na izlazu L-C filtra vrši kontrolom struje filterskog kondenzatora. Strujni kontroler je krajnje jednostavan i sastoji se od histerezisnog komparatora koji poredi izmerenu i referentnu vrednost struje. Rezultat komparacije određuje stanje prekidača invertorskog mosta. Podešavanje učestanosti prinudnih oscilacija struje oko referentne vrednosti vrši se histerezisom komparatora. Od svih analiziranih metoda kontrole

trenutne vrednosti napona invertora, ovo rešenje ima najpovoljnije dinamičke karakteristike. Linearno opterećenje ne prouzrokuje pad efektivne vrednosti napona. Relativna vrednost izlazne impedanse za učestanosti od interesa je manja od 0.2 % pa se napon pri nelinearnom opterećenju neznatno izobličava. Oscilacije filtra pri skokovitoj promeni opterećenja su potpuno potisnute a propad napona sveden na minimum. Ovi rezultati su provereni modelovanjem i eksperimentom na prototipu. Nedostatak rešenja je ograničenost primene na invertore bez izlaznog transformatora zbog mogućnosti zasićenja magnetnog kola. Jednosmerna komponenta kontrolisane struje, prouzrokovana ofsetom komparatora, integriše se na kondenzatoru prouzrokujući rast jednosmerne komponente napona. Dodatnim zahvatima na prototipu izvršeno je potiskivanje jednosmerne komponente napona na zanemarljivu vrednost, ali ne i potpuna eliminacija, pa je rad sa izlaznim transformatorom bio moguć tek pri nepraktično velikom zazoru za sprečavanje zasićenja magnetnog kola.

U poglavlju 3 analiziran je algoritam koji prekidačima invertorskog mosta upravlja na osnovu napona i struje filterskog kondenzatora. Izlazni filter i opterećenje neizvesne vrednosti predstavljaju nestacionaran sistem drugog reda sa upravljanjem koje uzima vrednosti "+E" ili "-E", u zavisnosti od stanja prekidača invertorskog mosta. Stanje prekidača određuje se znakom upravljačke funkcije, koju čini linearna kombinacija promenljivih stanja i referentnog signala. Kretanje sistema u faznoj ravni je ovakvim upravljanjem ograničeno na pravu koja uslovljava ponašanje u zatvorenoj

petlji. Pravu je moguće odabrati tako da se svako odstupanje izlaznog napona od referentne vrednosti eksponencijalno gubi. Potpuna eliminacija odstupanja izlaznog napona od referentne vrednosti moguća je samo u slučaju beskonačno velike učestanosti rada prekidača, pa u realnom slučaju napon prinudno osciluje oko referentne vrednosti. Analizirana je stabilnost učestanosti ovih oscilacija i razradjene metode za njeno prilagodjenje različitim tipovima poluprovodničkih prekidača koji se pri gradnji invertora mogu primeniti. Eksperimenti izvršeni na prototipu i rezultati matematičkog modelovanja pokazuju visok stepen neosetljivosti izlaznog napona ovako upravljanog invertora na veličinu i prirodu potrošača. Performanse su nešto lošije u odnosu na rešenje u poglavlju 2 (izlazna impedansa od 0.6 %), ali je moguća primena i u konfiguracijama sa izlaznim transformatorom.

Nestacionarnost komutacija u okviru periode izlaznog napona kod oba prikazana rešenja prouzrokuje subharmonike u spektru. Ove pojave imaju zanemarljiv uticaj na faktor izobličenja, ali mogu biti nedostatak u specifičnim primenama. Poglavlje 4 se bavi algoritmom koji izlazni napon invertora reguliše tako da su pri stacionarnom radu i trenuci komutacija stacionarni u okviru periode izlaznog napona. Impulsi prekidačkog mosta se javljaju u ekvidistantnim trenucima čiji je položaj invarijantan u periodi izlaznog napona. U istim trenucima se uzimaju odbirci napona i struja L-C filtra. Na osnovu izmerenih vrednosti regulator podešava širinu i polaritet impulsa tako da se koriguju odstupanja izlaznog napona od referentne vrednosti. Parametri ovakvog



regulatora napona su pojačanje naponske greške ,pojačanje signala struje i perioda u kojoj se uzimaju odbirci.Ovi parametri imaju odlučujući uticaj na karakteristike invertora pa je analizirana oblast stabilnog rada, u okviru koje možemo birati parametre.Stabilnost ovog nelinearnog diskretnog sistema analizirana je najpre posmatranjem linearizovanog sistema, kako bi se dobile smernice za izbor parametara, a zatim i striktno, drugom Ljapunovljevom metodom za vremenski diskretne sisteme.Na osnovu rezultata ove analize i simulacija sistema na računaru,sastavljen je kratak algoritam proračuna invertora sa ovakvim regulatorom napona.U skladu sa proračunom konstruisan je prototip invertora sa izlaznom učestanošću 50 Hz.Modelovanje i eksperimenti izvršeni na prototipu pokazali su da je sinhroni rad prekidača plaćen nešto lošijim karakteristikama u odnosu na prethodna rešenja.Oscilacije filtra su i kod ovog rešenja potpuno potisnute,ali je izlazna impedansa u oblasti od 50 Hz do 550 Hz povećana na 3.6 % .Za sva tri prikazana rešenja se može reći da omogućuju održavanje sinusoidalnog izlaznog napona praktično nezavisnog od opterećenja.

Poglavlje 5 se bavi potiskivanjem smetnji koje kod invertora za napajanje motora naizmenične struje nastaju usled varijacija ulaznog,jednosmernog napona.Razradjen je algoritam koji prekidačkim mostom invertora,upravlja tako da se fluks motora kreće u uskom opsegu oko referentnog,sinusoidalnog talasnog oblika i nezavisan je od pulsacija jednosmernog napona. Napon na statoru se integrali, rezultat poredi sa referentnom vrednošću, a signali za upravljanje prekidačima

generišu tako da se eliminiše greška.

Uvodjenjem povratne sprege po statorskoj struji moguće je izvršiti potpunu kompenzaciju pada napona na omskoj otpornosti i reaktansi rasipanja statora, čime se fluks u vazdušnom zazoru motora može održavati nezavisnim od opterećenja. Podatak o fluksu se dobija na osnovu posmatranja statorskih napona i struja. Poredjenje ove vrednosti sa referentnom vrši se komparatorom sa histerezisom, čiji izlaz predstavlja signal za upravljanje prekidačima invertorskog mosta. Histerezis određuje učestanost rada prekidača i amplitudu oscilacija fluksa oko referentne vrednosti. Simulacijom na računaru utvrđeno je da se primenom opisanog algoritma uticaj pulsacija jednosmernog napona na izlazni napon i fluks motora potpuno eliminiše.

Primenom prikazanih upravljačkih algoritama mogu se graditi invertori sa izlaznim naponom praktično nezavisnim od varijacija jednosmernog napona i struje potrošača. Upravljački blokovi su krajnje jednostavni i sadrže mali broj elemenata. Sva rešenja su proverena matematičkim modelovanjem i eksperimentom na prototipu. Prednosti u odnosu na dosadašnja rešenja se ogledaju u potiskivanju statičkih i dinamičkih odstupanja izlaznog napona invertora, potiskivanju izobličenja pri napajanju nelinearnih potrošača i eliminaciji zavisnosti izlaznog napona od ulaznog. Realizovana rešenja omogućuju gradnju invertora sa izlaznim naponom proizvoljnog talasnog oblika, a uz manje izmene se mogu primeniti i kod "DC/DC" pretvarača.

## SPISAK REFERENTNE LITERATURE

- /1/ROBERT CHAUPRADE:"Inverters for uninterruptible power supplies",IEEE Trans. on Industry Applications,vol.IA-13,No.4,July/August 1977.
- /2/DEJAN SRAJBER,PETAR MILJANIC:"Istraživanje tehničkih rešenja DC/AC pretvarača minimalnih gabarita i težine",publikacija Instituta "Nikola Tesla",1983.,Beograd
- /3/PETAR MILJANIC,DEJAN SRAJBER:"Invertor male težine i gabarita",publikacija Instituta "Nikola Tesla",1984.,Beograd
- /4/PHOIVOS ZIOGAS:"The delta modulation technique in static PWM inverters",IEEE Trans. on Industry Applications,vol IA-17,No.2, March/April 1981.
- /5/S.VUKOSAVIC,PETAR MILJANIC:"Naponski inverter baziran na tehnici praćenja referentnog napona",Savetovanje o energetskej elektronici u Subotici,1986.
- /6/MILIC STOJIC,RADOMIR STANKOVIC,MIOMIR STANKOVIC:"Diskretne transformacije u primeni",Naučna knjiga,Beograd,1985.
- /7/Y.DOTE,M.TAKABE and T.ITO:"Variable structure control with sliding mode for DC drive speed regulation",Conference record of the PESC 1982.,pp 123-127
- /8/A.SABANOVIC,F.BILALOVIC,O.MUSIC,F.MEHMEDOVIC:"Squirrel cage induction motor control system in the sliding mode",8-th IFAC world congres ,vol 17 pp 1-6,1981.
- /9/V.I.UTKIN:"Variable structure systems with sliding modes",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-22,No. 2,April 1977.
- /10/BILALOVIC F.,SABANOVIC A.,MUSIC O.:"Sliding mode control of buck converter",PCI 1983.,Orlando
- /11/R.D.MIDDLEBROOK and S.CUK:"A general unified approach to modelling switching-converter power stages" ,Conference record of the PESC,1977.,pp 36-57
- /12/GERT EGGERS:"Fast switches in linear networks",IEEE Trans. on Power Electronics,vol PE-1,No. 3,July 1986.
- /13/"Power transistors in it's environment",Thompson CSF,1979.
- /14/N.SABANOVIC,I.TALAJIC,A.SABANOVIC:"Primena metode usrednjavanja u prostoru stanja za modelovanje pretvarača u energetskej elektronici",Savetovanje o energetskej elektronici u Subotici ,1986.

- /15/L.P.GRAYSON:"Two theorems on the second method",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-9,October 1964.
- /16/R.V.MONOPOLI:"Synthesis techniques employing the direct method",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-10,July 1965.
- /17/R.V.MONOPOLI:"Discussion on "Two theorems on the second method"",IEEE Trans. on Automatic Control (correspondence),vol AC-11,January 1966.
- /18/Francois M.DEVAUD and JEAN Y. CARON:"Asymptotic stability of model reference systems with Bang-Bang control",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-20,October 1975.
- /19/R.M.STOJIC:"Kontinualni sistemi automatskog upravljanja",Naučna knjiga,Beograd,1984.
- /20/S.VUKOSAVIC,2.JANDA:"Ograničenje dubine modulacije kod trofaznih invertora sa praćenjem referentne sinusoide",Savetovanje o energetskej elektronici u Subotici 1986.
- /21/DRAGOSLAV SILJAK:"Nonlinear systems,the parameter analysis and design",John Wiley and Sons,1969.
- /22/SRDJAN STANKOVIC,RAJKO TOMOVIC:"Nelinearni sistemi automatskog upravljanja",Zavod za izdavanje udžbenika,Beograd 1983.
- /23/P.MILJANIC,V.VUCKOVIC:"Regulacija periodičnih veličina naizmeničnim poluperiodnim integraljenjem",Prvo savetovanje o energetskej elektronici u Beogradu 1973.
- /24/V.VUCKOVIC:"Prelazne pojave u sistemu inverter-filtar,analiza pomoću prostog modela",Prvo savetovanje o energetskej elektronici u Beogradu 1973.
- /25/D.SRAJBER,P.MILJANIC,R.MILIJANDVIC:"Novi pristup regulaciji napona trofaznog nesimetrično opterećenog invertora",Treće savetovanje o energetskej elektronici u Zagrebu 1978.
- /26/S.R.BOWES,A.MIDOUN:"Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives",Proc. IEE,1985., 132(5),pp 133-149
- /27/G.J.MURPHY,S.H.WU:"A stability criterion for PWM feedback control systems",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-9,October 1964.
- /28/T.T.KADOTA,H.C.BOURNE:"Stability conditions of PWM systems through the second method of Lyapunov",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-6,September 1961.

/29/F.R.DELFELD,G.J.MURPHY:"Analysis of PWM control systems",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-6,September 1961.

/30/S.KODAMA:"Stability of a class of discrete control systems containing a nonlinear gain element",IEEE Trans. on Automatic Control,vol AC-7,October 1962.

/31/J.T.BOYS,S.J.WALTON:"A loss minimised sinusoidal PWM inverter",Proc. IEE,1985.,132(5), pp 260-269

/32/LIPO T.A.,KRAUSE P.C.:"Stability analysis of a rectifier - inverter induction motor drive",IEEE Trans.,PAS-88,(1), pp 55-66,1969.

/33/M.M.AHMED ,J.A.TAUFIQ, C.J.GOODMAN ,M.LOCKWOOD: "Electrical instability in a voltage source inverter-fed induction motor drive at constant speed",Proc.IEE,1986.,133(4), pp 299-307

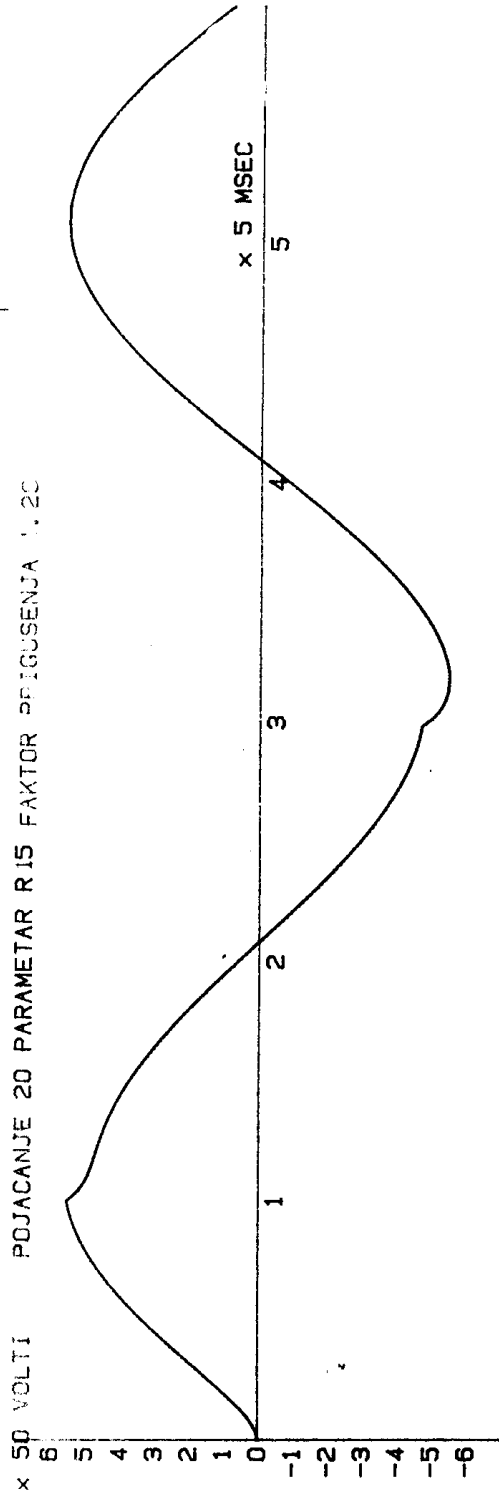
**PRILOG 1: TIPICNE KARAKTERISTIKE STANDARDNIH TEHNIKA MODULACIJE  
KOD NAPONSKIH INVERTORA#**

	"Single-pulse" modulacija	"Six-step" modulacija	PWM modulacija
Amplituda izlaznog napona	1.27 E dc	0.955 E dc	1. E dc
Izobličenje nefiltriranog napona	43.5 %	73.68 %	70.07 %
Najizraženiji viši harmonik / % /	treći 33 %	peti 20 %	učestanost nosioca 60 %
Regulacija izlaznog napona	podešavanjem ulaznog jednosmernog napona ili promenom širine impulsa uz povećanje izobličenja		promenom dubine modulacije
Veličina L-C filtra svedena na nominalnu snagu	150 %	100%	50%
Promena faznog stava napona pri nominalnom opterećenju	30 °	26 °	7 °

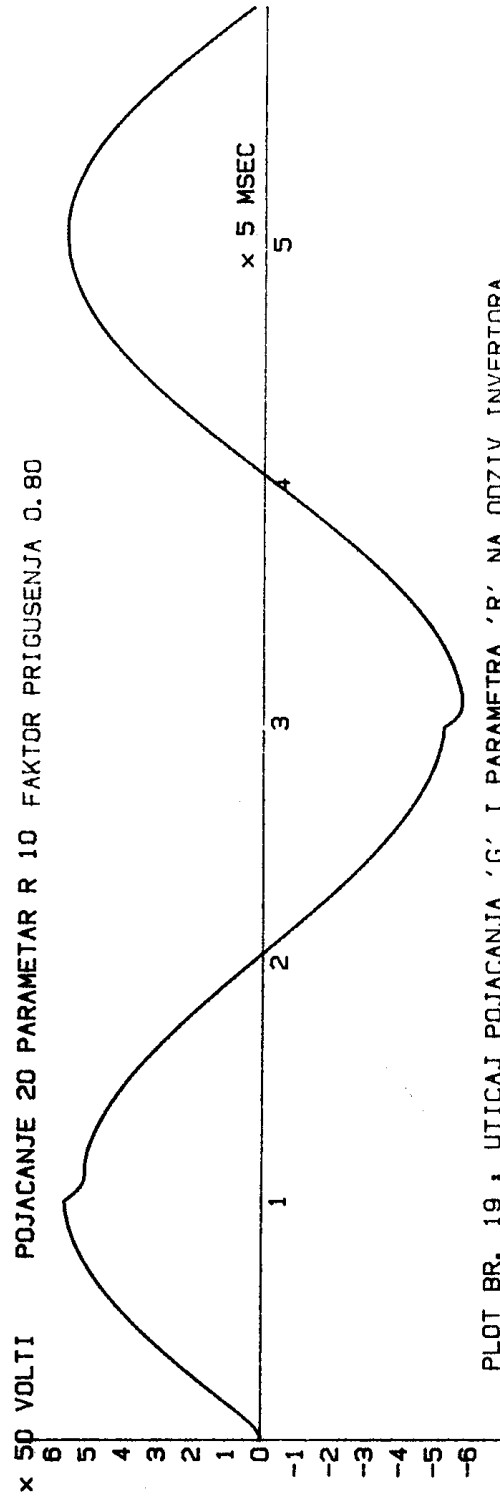
# Literatura /1/

P R I L O G    Br. 2

Rezultati simulacija naponskog invertora sa kontrolom trenutne vrednosti izlaznog napona putem modulacije širine impulsa.  
Analiza uticaja parametra "R" na odziv invertora.

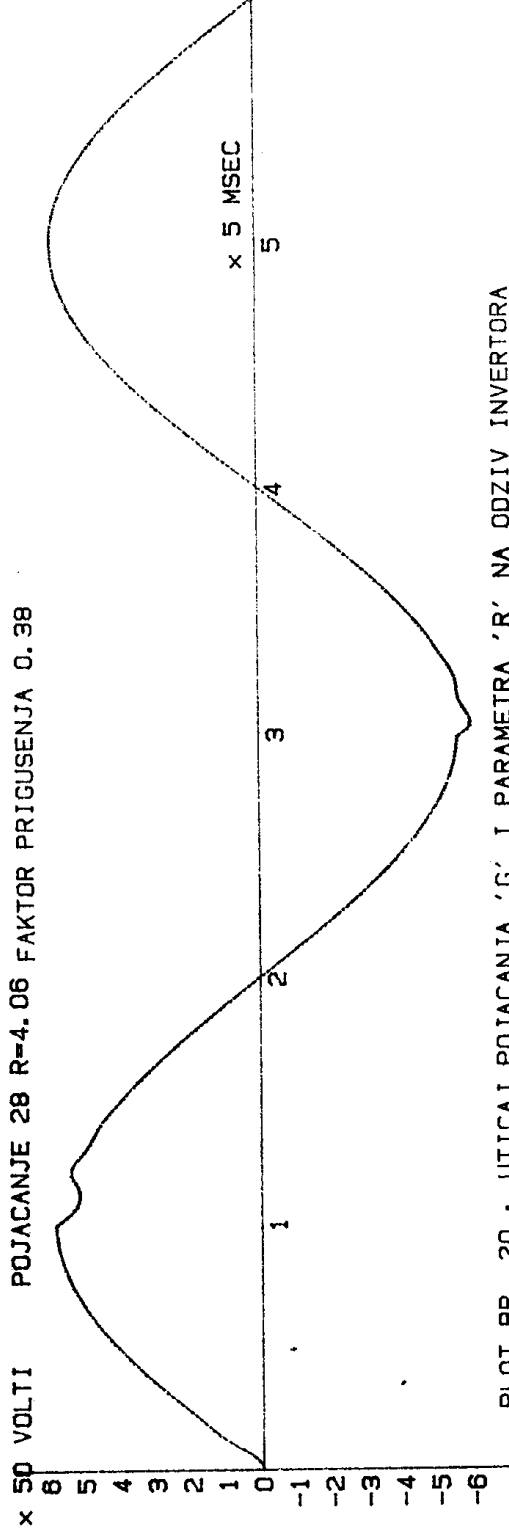
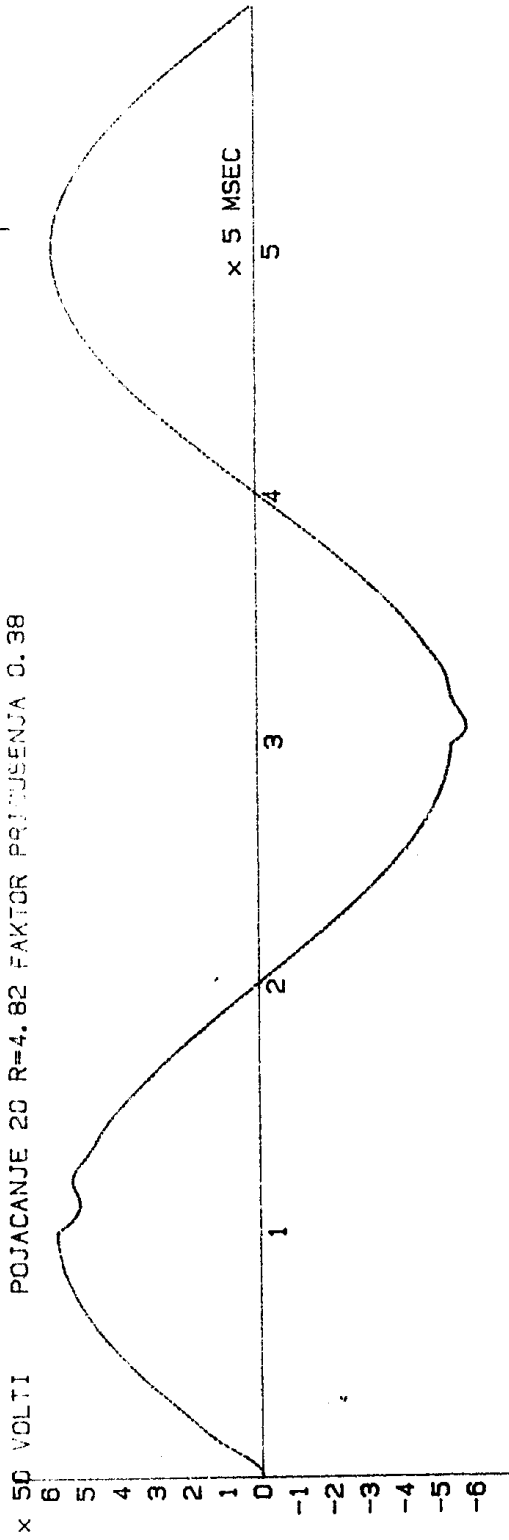


124



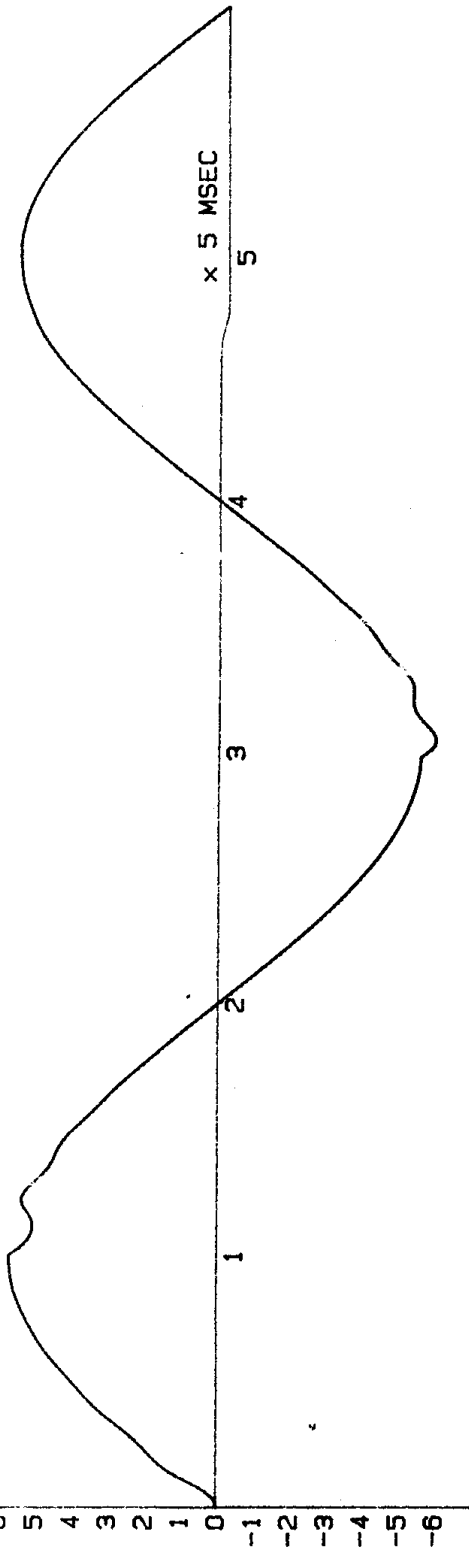
PLOT BR. 19 : UTICAJ POJACANJA 'G' I PARAMETRA 'R' NA ODZIV INVERTORA



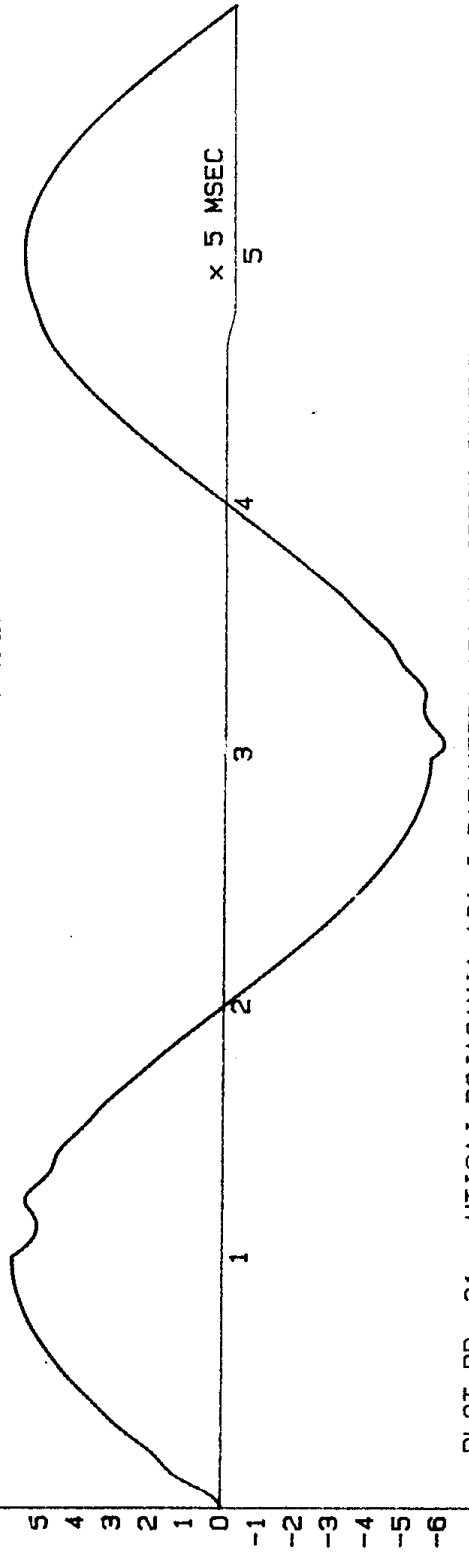


PLOT BR. 20 : UTICAJ POJACANJA 'G' I PARAMETRA 'R' NA ODZIV INVERTORA

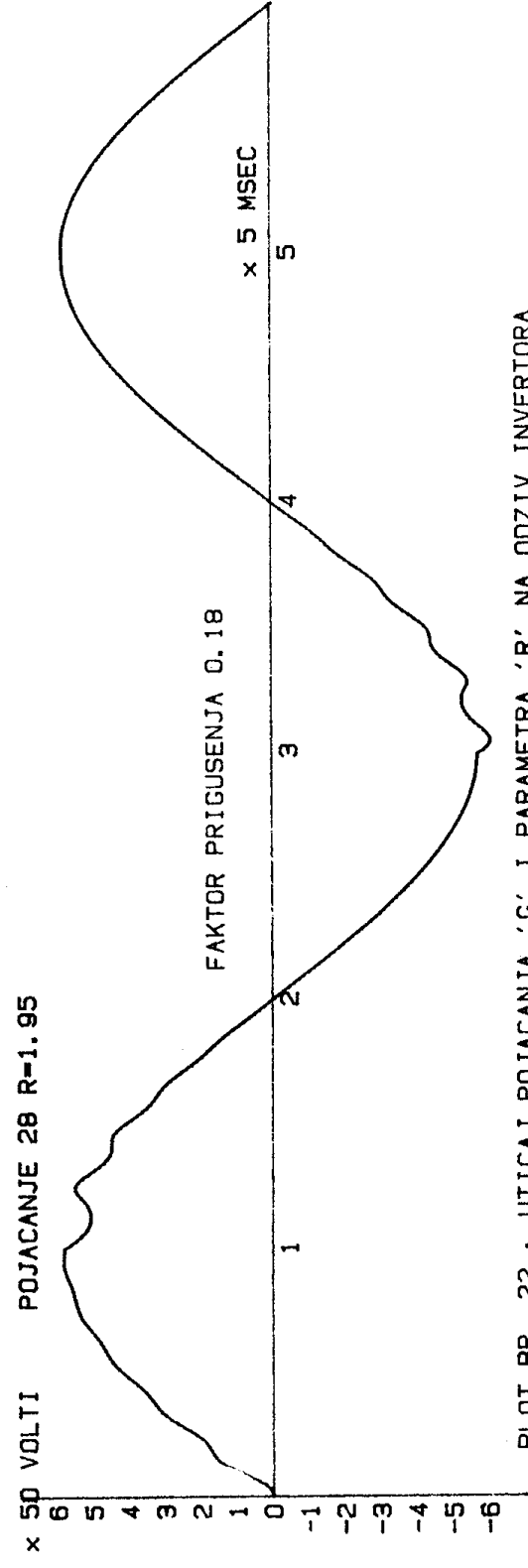
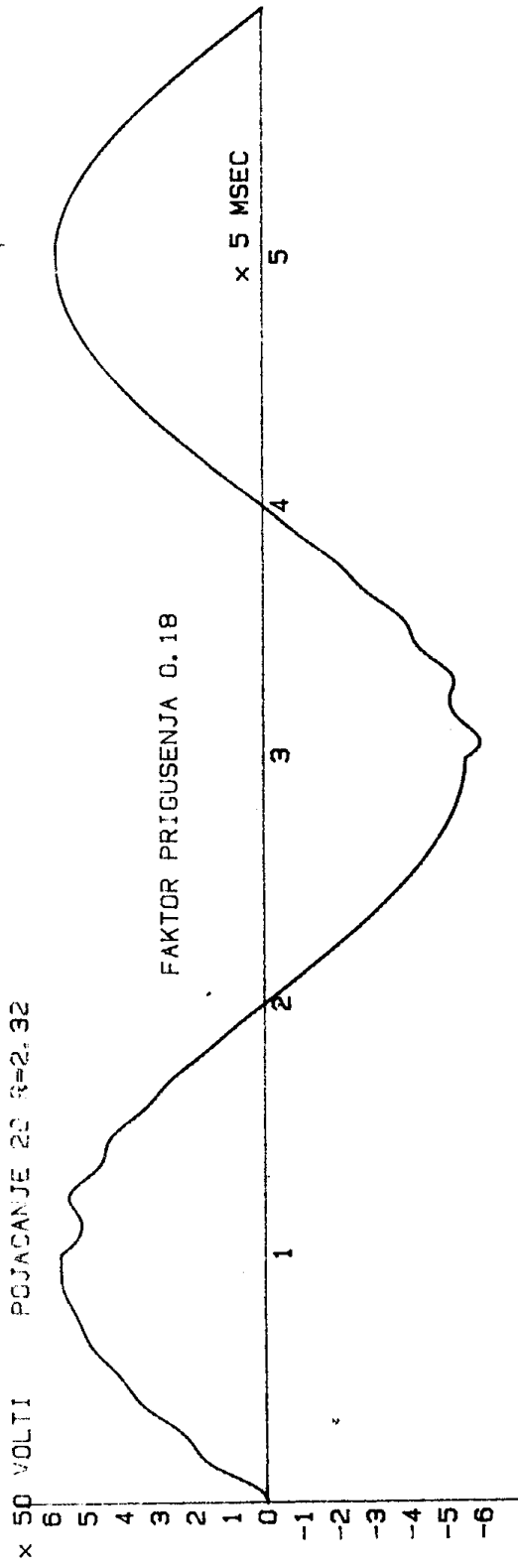
x 50 VOLTI POJACANJE 26 R=3.34 FAKTOR PRIGUSENJA 0.27



x 50 VOLTI POJACANJE 28 R=2.81 FAKTOR PRIGUSENJA 0.27



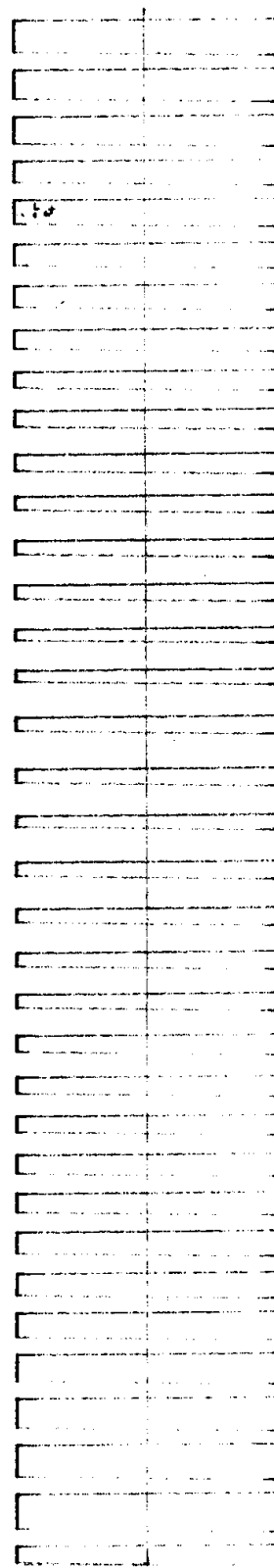
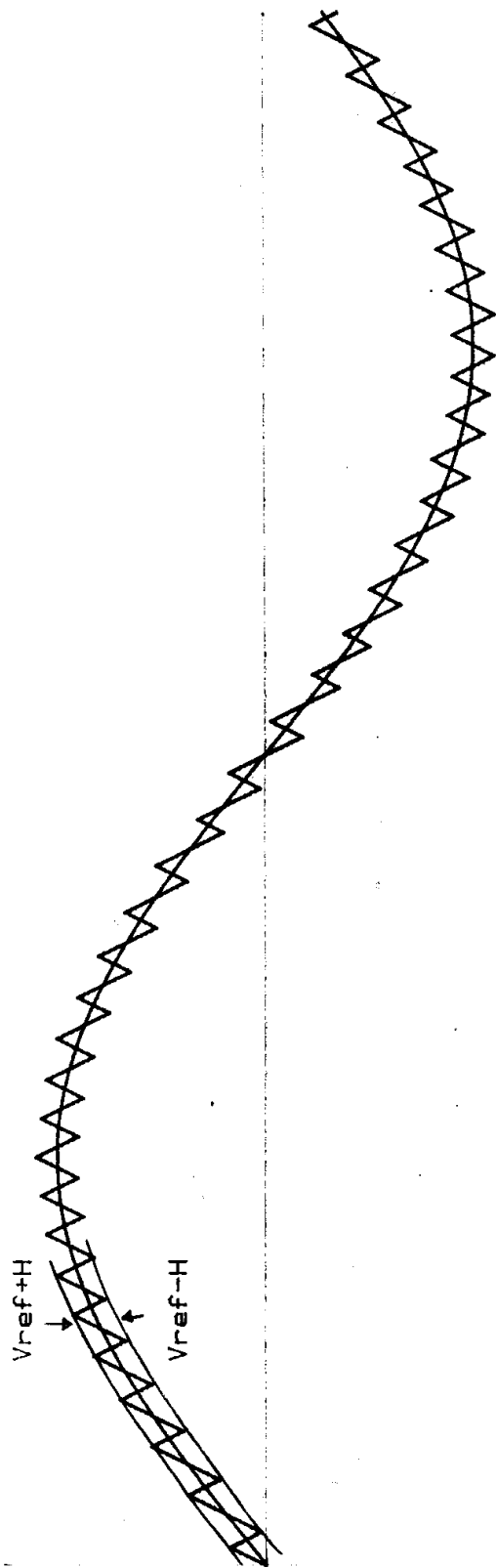
PLOT BR. 21 : UTICAJ POJACANJA 'G' I PARAMETRA 'R' NA ODZIV INVERTORA



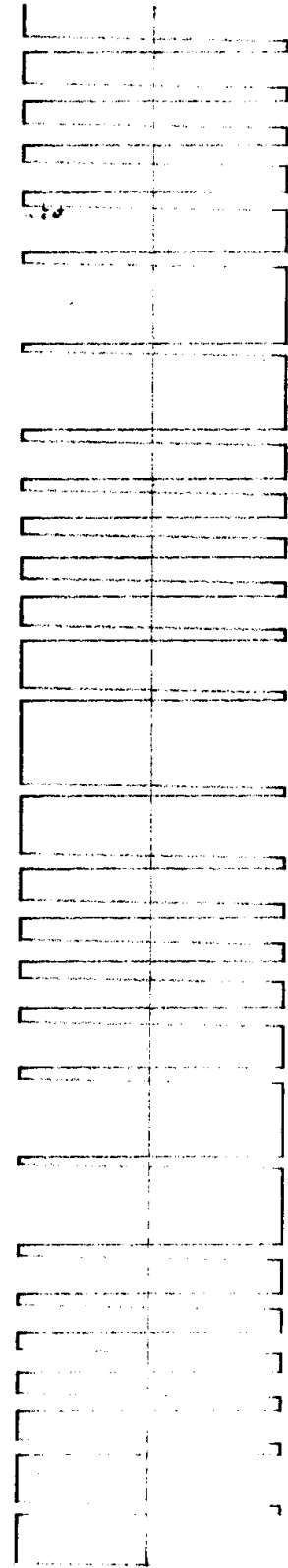
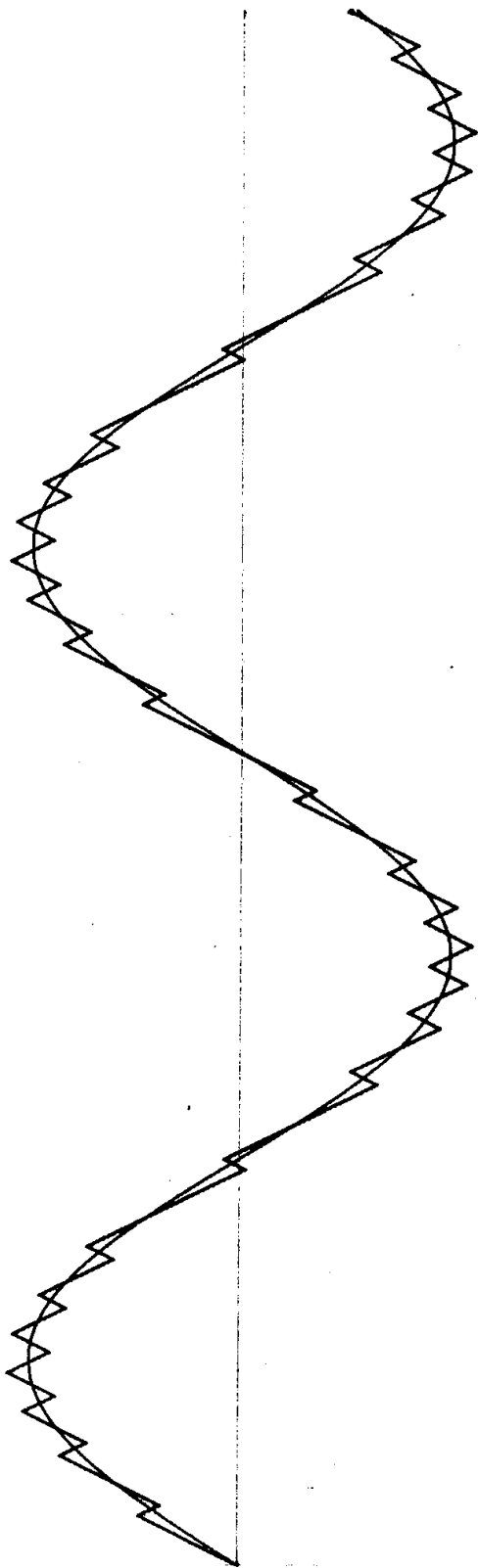
PLOT BR. 22 : UTICAJ POJACANJA 'G' I PARAMETRA 'R' NA ODZIV INVERTORA

P R I L O G    B R. 3

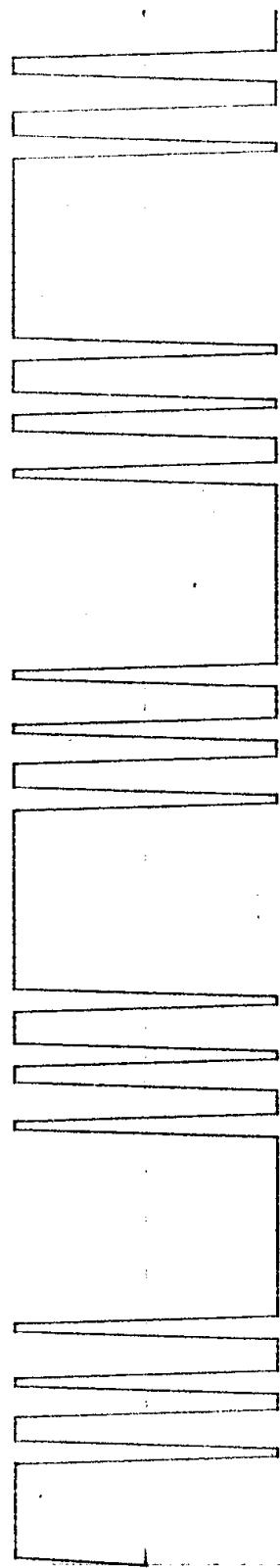
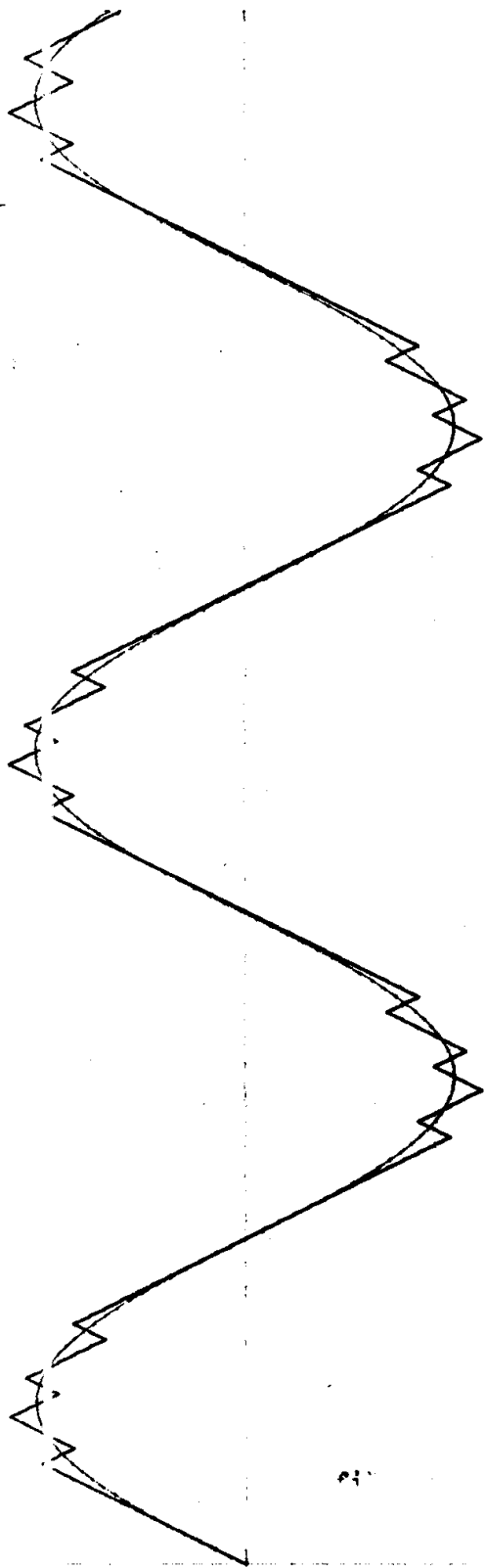
Naponski inverter za napajanje motora naizmenične struje ;  
simulacija rada sa regulatorom fluksa ;  
ilustracija prelaska iz režima sinusoidalne modulacije  
u "square-wave" režim.



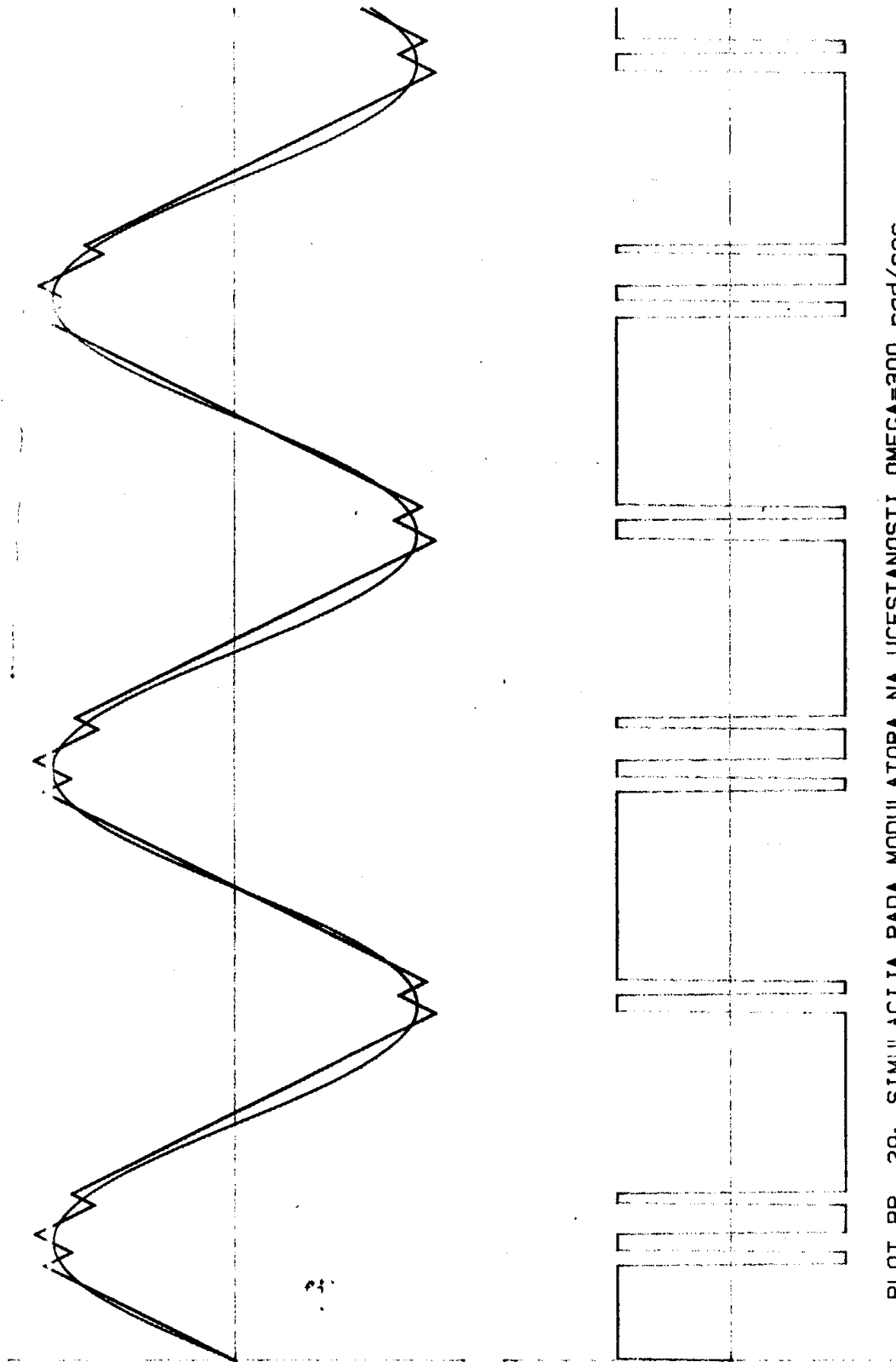
PLOT BR 26: SIMULACIJA RADA MODULATORA NA UČESTANOSTI OMEGA=100 rad/sec



PLOT BR. 17. SIMULACIJA RADA MODULIRANOGA NA IZESTANOSTI  $\Omega_{MCA} = 200$  rad/sec

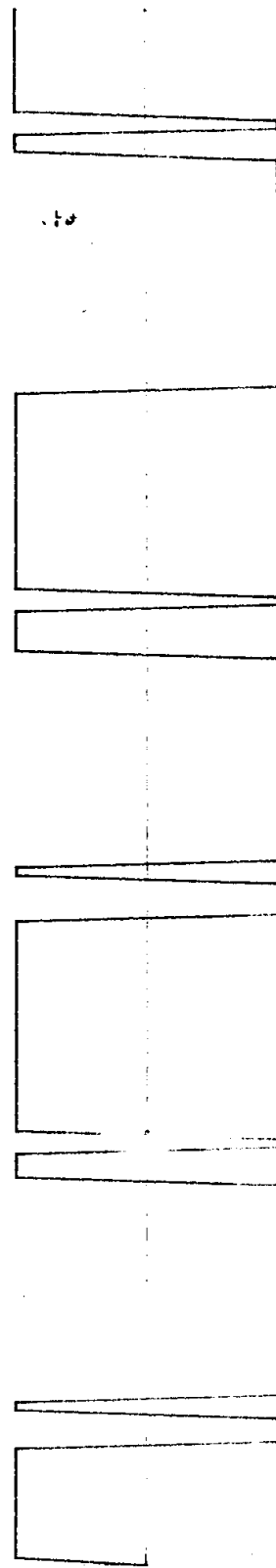
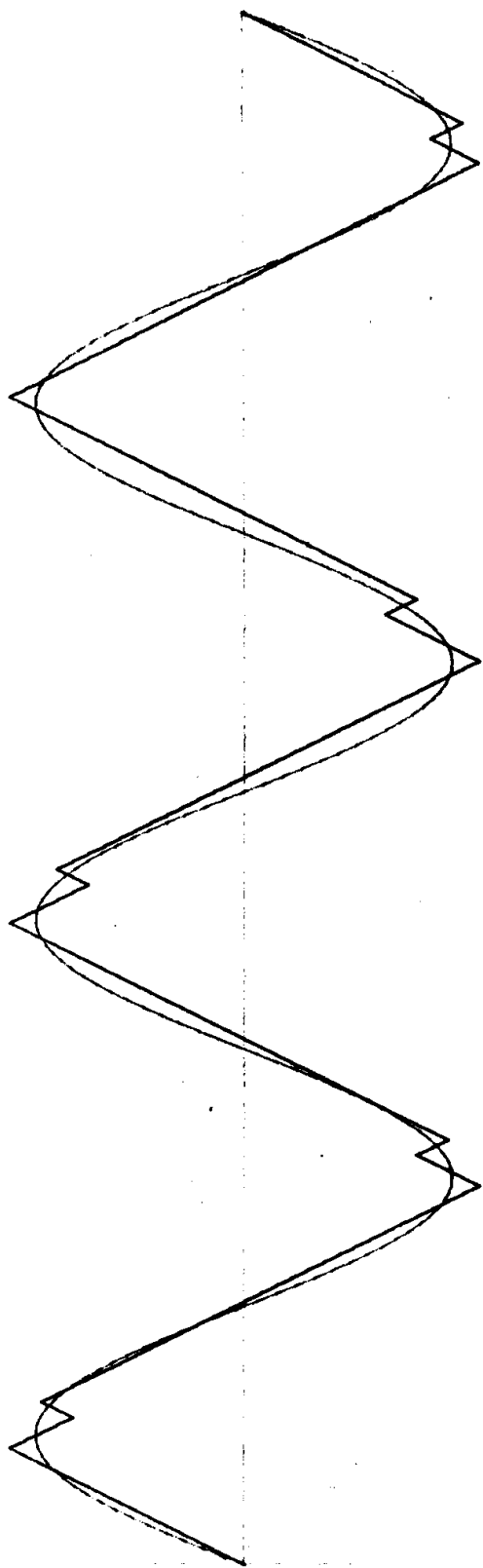


PLOT BR. 28: SIMULACIJA RADA MODULATORA NA UCESTANOSTI  $\Omega = 250$  rad/sec

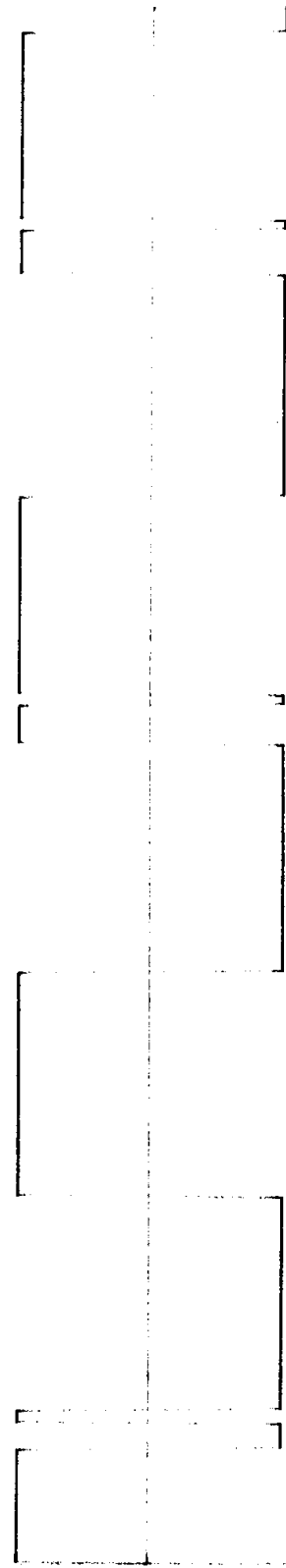
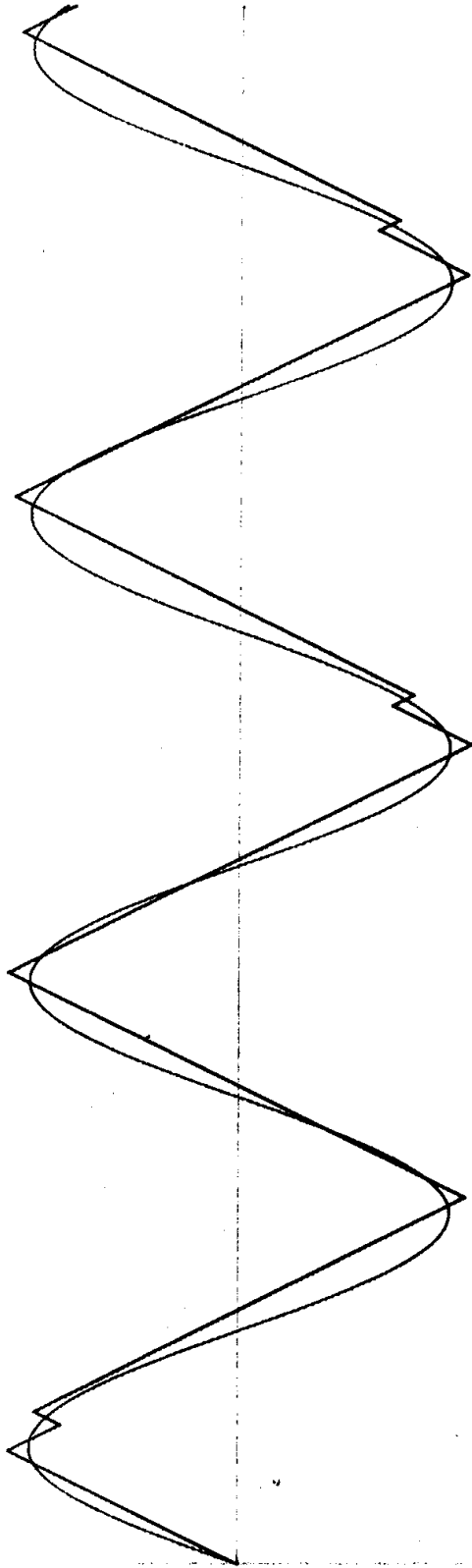


PLOT BR. 29: SIMULACIJA RADA MODULATORA NA UCESTANOSTI OMEGA=300 rad/sec

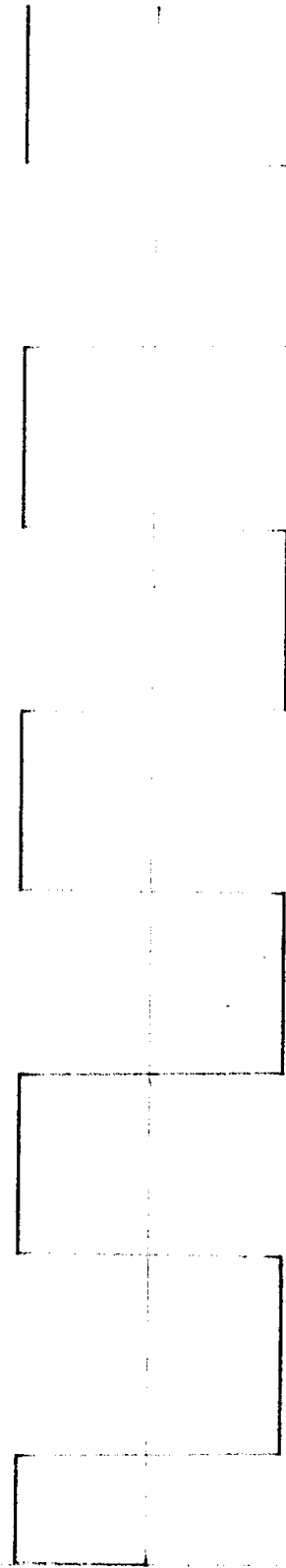
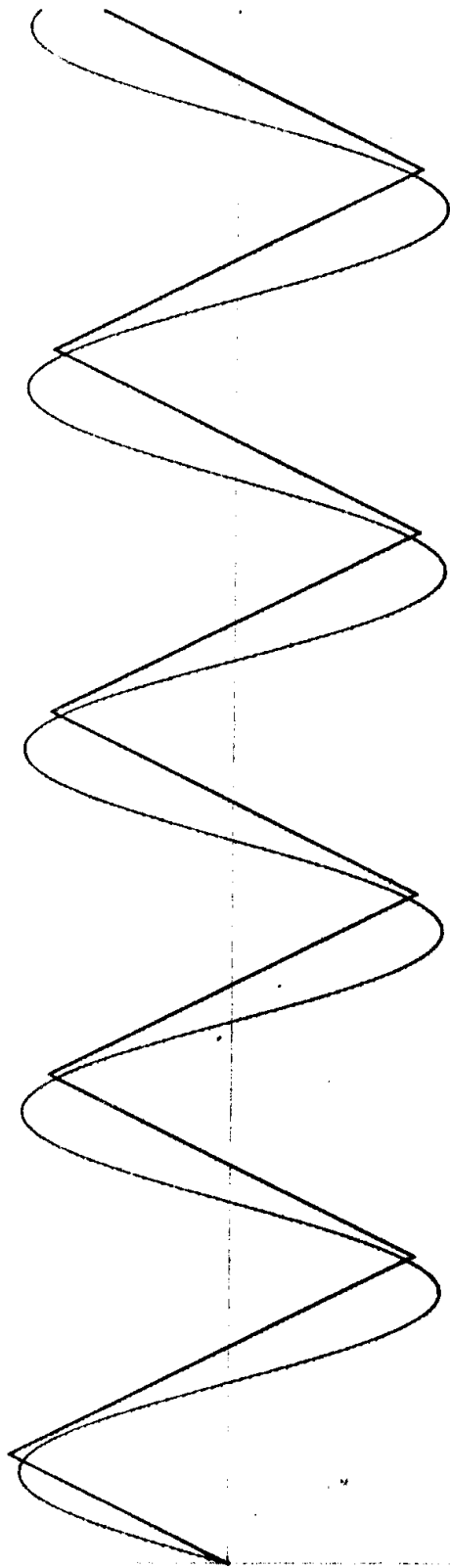




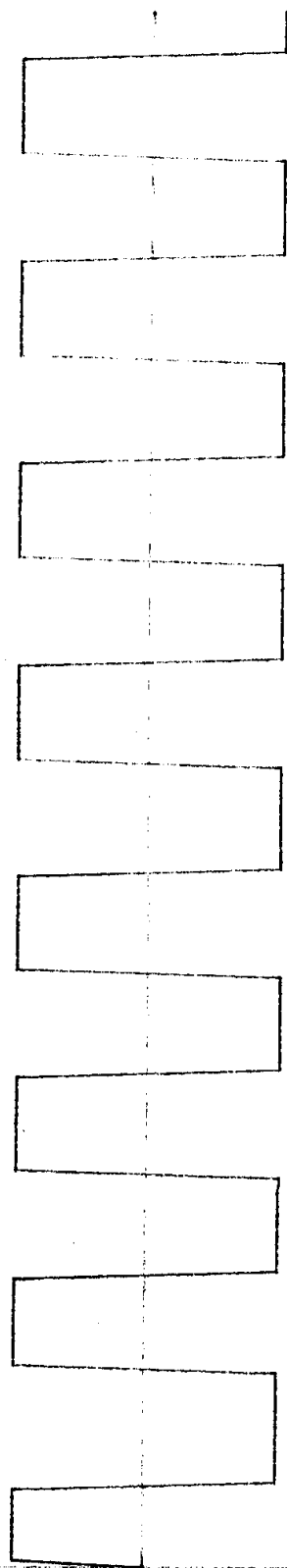
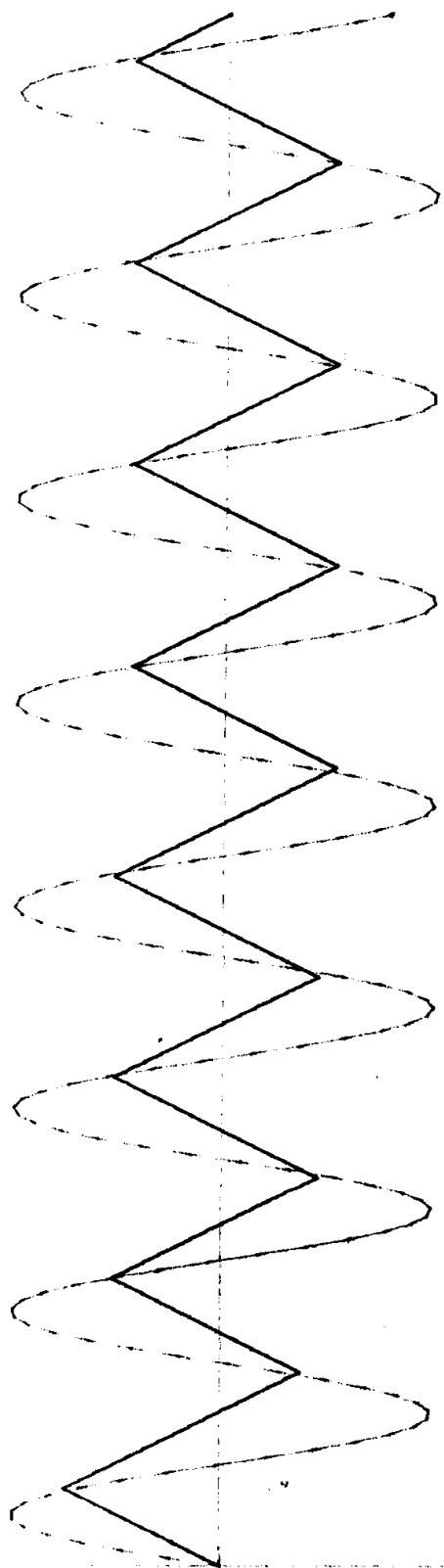
PLOT BR. 30: SIMULACIJA RADA MODULATORA NA UCES  $\Omega = 314$  rad/sec



PLOT BR. 31: SIMULACIJA RADA MODULATORA NA UCESTANDSTI  $\Omega=350$  rad/sec



PLOT BR. 32: SIMULACIJA RADA MODULATORA NA UCESTANOSTI  $\Omega = 450$  rad/sec



PLOT BR. 33: SIMULACIJA RADA MODULATORA NA UCESTANOSTI  $\Omega = 800$  rad/sec