

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Кандидат: ВУКОСАВИЋ СЛОБОДАН

Завод: ЗА ЕНЕРГЕТСКЕ ПРЕТВАРАЧЕ

Бр. рег.: 602/81

Предмет: ЕНЕРГЕТСКИ ПРЕТВАРАЧИ

Пријава бр. 03-7-170 од 4.11.1985

ДИПЛОМСКИ РАД

ПРИНЦИПИ СЛЕЂЕЊА РЕФЕРЕНЦЕ НАПОНСКИМ ИНВЕРТОРОМ

ЗАДАТАК:

АНАЛИЗА И РЕАЛИЗАЦИЈА ИНВЕРТОРА
НА ПРИНЦИПУ СЛЕЂЕЊА РЕФЕРЕНЦЕ

РАД ТРЕБА ДА ОБУХВАТИ:

- АНАЛИЗУ СТАБИЛНОСТИ КОЛА ЗА ПРАЂЕЊЕ
- АНАЛИЗУ ГРЕШКЕ ПРАЂЕЊА
- РЕАЛИЗАЦИЈУ ФИЗИЧКОГ МОДЕЛА МОНОФАЗНОГ 500ВА ИНВЕРТОРА НА ПРИНЦИПУ ПРАЂЕЊА
- МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛ ИНВЕРТОРА
- АНАЛИЗУ ИЗВРШЕНИХ МЕРЕЊА И ПРОРАЧУНА

РОК ЗА ПРЕДАЈУ ДИПЛОМСКОГ РАДА 14. 12. 1985 ГОД.

У БЕОГРАДУ 4. 11. 1985 ГОДИНЕ

Примио задатак
Кандидат

ВУКОСАВИЋ СЛОБОДАН

Вукосавић Слободан

Изао задатак
Предметни наставник

ПРОФ. ДР. ПЕТАР МИЉАНИЋ

SADRŽAJ

	STR.
1. UVOD	1-2
2. PRINCIPI REALIZACIJE KOLA ZA PRAĆENJE REFERENTNOG NAPONA	3-19
2.1. PRAĆENJE REFERENCE PRIMENOM KONTROLISANOG STRUJNOG IZVORA	
2.2. PRAĆENJE REFERENCE KORIŠĆENJEM KONTROLISANOG NAPONSKOG IZVORA	
2.3. POREĐENJE KONCEPCIJE PRAĆENJA REFERENCE SA STANDARDNIM PWM TEHNIKAMA	
3. GREŠKA PRAĆENJA	20-32
3.1. STATIZAM PRINENJENOG REGULATORS	
3.2. KOMPARATOR SA ADAPTIVNIM PRAGOM	
3.3. PROBLEM PADA NAPONA I IZOBILJEŽENJA KOD VEĆIH DUBINA MODULACIJE, UNOŠENJE TREĆEG HARMONIKA U REFERENCU	
4. REALIZACIJA INVERTORA NA PRINCIPU PRAĆENJA	33-67
4.1. TRANZISTORSKI MOST	
4.2. ENERGETSKA ŠEMA UREĐAJA	
4.3. REALIZACIJA RADNE PRIGUŠNICE	
4.4. REALIZACIJA SKLOPOVA PRATEĆE ELEKTRONIKE	
4.5. ELIMINACIJA JEDNOSMERNE KOMPONENTE STRUJE MAGNEĆENJA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA.	
5. EKSPLOATACIONE KARAKTERISTIKE INVERTORA	68-70

5.1 STEPEN ISKORIŠĆENJA

5.2. PAD NAPONA

5.3. FAKTOR IZOBLIČENJA

6. MATEMATIČKI MODEL

7. ZAKLJUČAK

1. UVOD

KONVERZIJA ENERGIJE JEDNOSMERNOG IZVORA U ENERGIJU NAIZMENIČNIH STRUJA ZADATAK JE INVERTORA, DC/AC PRETVARAČA. ŠIROKU PRIMENU INVERTORI NALAZE U NAPAJANJU ASINHRONIH MOTORA NAIZMENIČNIM NAPONOM PROMENLJIVE UČESTANOSTI; U SISTEMIMA BEZPREKIDNOG NAPAJANJA VAŽNIH POTROŠAČA GDE INVERTORI IZ AKUMULATORSKIM BATERIJAMA CRPU ENERGIJU KOJU JE NEPOGUĆE AKUMULISATI U OBLIKU NAIZMENIČNIH STRUJA, KAO I MREŽAMA ZA PRENOS ELEKTRIČNE ENERGIJE, GDE GRUPE ISPRAVLJAČ/INVERTOR OMOGUĆUJU PRENOS JEDNOSMERNIM STRUJAMA.

NAPONSKI INVERTOR NA IZLAZU GENERIŠE NAIZMENIČNI NAPON ŽELJENE AMPLITUDE I FREKVENCIJE, PRI ČEMU IZLAZNA STRUJA ZAVISI OD PRIRODE POTROŠAČA.

STRUJNI INVERTOR KONTROLIŠE IZLAZNU STRUJU, DOK NAPON ZAVISI OD PRIKLJUČENOG POTROŠAČA.

KARAKTERISTIKE UREĐAJA ODREBENE SU DOZVOLJENOM UČESTANOŠĆU KOMUTACIJA PRIMENJENIM PREKIDAČKIM ELEMENATA. PRIMENOM TEHNIKE MODULACIJE ŠIRINE PULSA (PWM) SA „N“ KOMUTACIJA U ČETVRT- PERIODI, MOGUĆE JE ELIMINISATI PRVIH „N“ NEŽELJENIH HARMONIKA U SPEKTRU IZLAZNOG NAPONA, POGODNIM IZBOROM TRENUTAKA KOMUTACIJE. OVO POKAZUJE DA VIŠI ODNOS UČESTANOSTI KOMUTACIJE PREMA UČESTANOSTI ŽELJENOG NAPONA DAJE NIŽU VREDNOST THD- FAKTORA, I SAHIM TIM SHANJUJE POTREBU ZA IZLAZNIM FILTROM U KOME BI SE AKUMULIRALA ENERGIJA.

NAJČEŠĆE UPOTREBLJIVANI PREKIDAČKI ELEMENTI, TI-
RISTORI, ZAHTEVAJU RELATIVNO DUGA VREMENA ODHARANJA
RADI EVAKUACIJE NANJINSKIH NOSIOCA NA "PN" SPOJEVIMA.
TAKOBE, KOLA ZA KOMUTACIJU POVEĆAVAJU GABARIT UREĐAJA I
PROUZROKUJU DODATNE GUBITKE. OVI GUBICI SU ZA RED VELI-
ČINE SHANJENI PRIMENOM ASCR - TIRISTORA (ASYMMETRICALLY
BLOCKING THYRISTOR), A POTPUNO ELIMINISANI KOD GTO - TIRI-
STORA (GATE TURN-OFF), KOJI, MEĐUTIM ZAHTEVAJU KOMPLIKO-
VANA UPRAVLJAČKA KOLA. BRŽE POLUPROVODNIČKE NAPRAVE,
TRANZISTORI, OMOGUĆUJU VEĆE UČESTANOSTI KOMUTACIJA. UNIPO-
LARNI TRANZISTORI, ČIJU STRUJU ČINE VEĆINSKI NOSIOCI, TEORETSKI
MOGU OSTVARTI NAJKRAĆA VREMENA PRELAZA. RAZVOJ POLU-
PROVODNIČKE TEHNOLOGIJE, MEĐUTIM, KAO STANDARDNI ELEMENT ZA
INVERTORE SREDNJIH SNAGA NAMEĆE DARLINGTON-KONFIGURACIJU
BIPOLARNIH TRANZISTORA SA SPEED-UP DIODOM.

U OVOM RADU OPISAN JE TRANZISTORSKI MONOFA-
ZNI INVERTOR KONCIPIRAN NA SAMOOSCILATORNOM, NELINEARNOM
SISTEMU KOJI PRATI ZADATI, REFERENTNI NAPON. UČESTANOST
SOPSTVENIH OSCILACIJA OD 3,5 KHZ ZAHTEVA PRIMENU BR-
ZIH TRANZISTORA SNAGE U DARLINGTON KONFIGURACIJI.

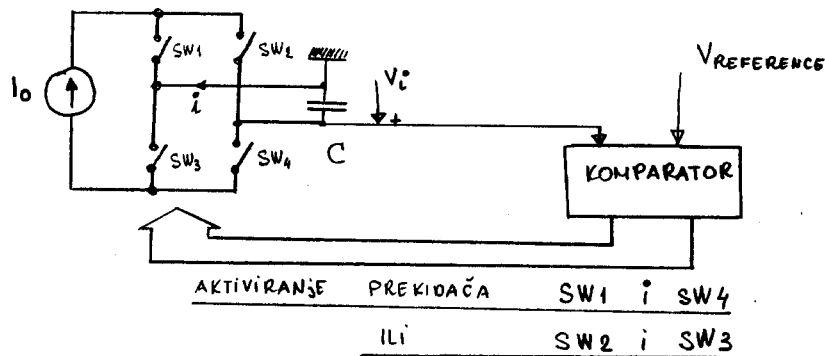
UREĐAJ JE KONSTRUISAN U ELEKTROTEHNIČKOM IN-
STITUTU "NIKOLA TESLA" POD RUKOVODSTVOM I UZ POMOĆ
PROFESORA PETRA MILJANIĆA I INŽENJERA DEJANA ŠRAJ-
BERA.

2. PRINCIPI REALIZACIJE KOLA ZA PRACENJE REFERENTNOG NAPONA

2.1. PRACENJE REFERENCE PRIMENOM KONTROLISANOG STRUJNOG IZVORA

KONTROLISANI STRUJNI IZVOR JE ZAPRAVO STRUJNI INVERTOR, KOJIM OSTVARUJEMO IZLAZNU STRUJU $i(t) = \lambda I_0$, GDE JE I_0 STRUJA JEDNOSMERNOG IZVORA A $\lambda = \pm 1$ KOORDINATA UPRAVLJANJA. ŽELJENI NAPON SE REALIZUJE NA IZLAZNOH KONDENZATORU KOJI SE PUNI I PRAZNI STRUJOM $i(t)$, U ZAVISNOSTI OD ZNAKA GREŠKE KOJI GENERIŠE KOMPparator.

SLIKA 1



KOMPparator JE NESAVRŠENI ELEMENT KOJI POSEDUJE IZVESNO KAŠNJENJE. KAKO SU PRIMENJENI PREKIDAČI $SW_1 \dots SW_4$ POLUPROVODNIČKE NAPRAVE ČIDA JE PROMENA STANJA USLOV- LJENA DOVOĐENJEM ILI ODVOĐENJEM NAELEKTRISANJA NA PN- SPOJEVE, ŠTO SE NE MOŽE OBAVITI TRENUTNO, TO JE JASNO DA IZMEĐU PROMENE ZNAKA GREŠKE $e(t) = V_{REF}(t) - V_C(t)$ I PROMENE KOORDINATE UPRAVLJANJA λ , POSTOJI RELATIVNO KONSTANTAN INTERVAL T_d .

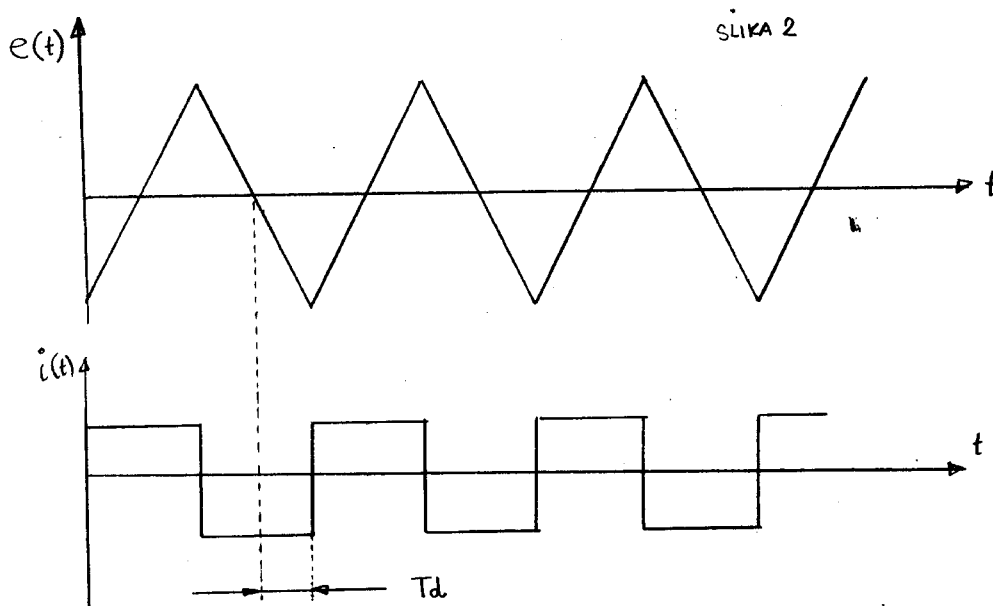
UZ NAVEDENE PRETPOSTAVKE :

$$\lambda(t) = \text{sgn} [V_{REF}(t-T_d) - V_i(t-T_d)] \dots\dots (1)$$

AKO JE IZLAZ NEOPTEREĆEN :

$$V_i(t) = V_i(0) + \frac{1}{C} \int_0^t \lambda(t) I_o dt \dots\dots (2)$$

IZ JEDNAČINA (1) i (2), PRORAČUNAVA SE VREMENSKA PROMENA NAPONSKE GREŠKE NEOPTEREĆENOG INVERTORA



FREKVENCIJA SOPSTVENIH OSCILACIJA I AMPLITUDA OVIH OSCILACIJA NEPOSREDNO JE ODREĐENA KAŠNJEŃEH SISTEMA KOMPparator - PREKIDAČKI MOST

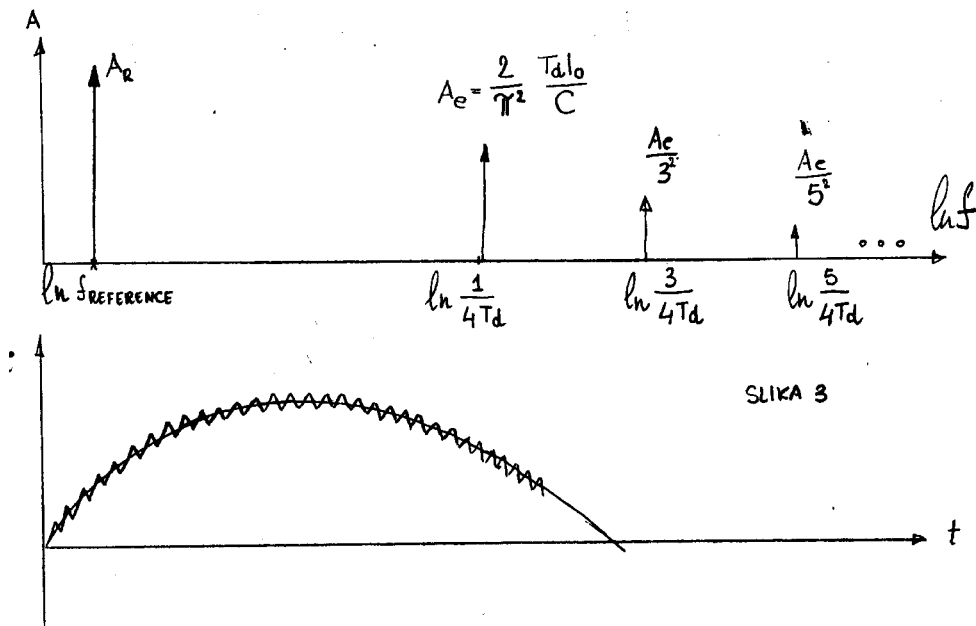
$$f_s = \frac{1}{4 T_d} \dots\dots (3)$$

$$A = \frac{T_d I_o}{4C} \dots\dots (4)$$

IZLAZNI NAPON OVAKVOG SISTEMA JE SUPERPOZICIJA PRACENE
 REFERENCE I TROUGAONIH NAPONSKIH RIPLOVA. PRI OPTEREĆENJU
 INVERTORA, MORA BITI ZADOVOLJEN USLOV $I_o > \sqrt{2} I_{RMS} \sim$
 KAKO BI U VRHOVIMA STRUJE OPTEREĆENJA JOŠ UVEK POSTOJALA
 MOGUĆNOST KOREKCIJE NAPONSKE GREŠKE, JER JE:

$$C \frac{dv_i}{dt} = \lambda I_o - i_{opt}(t) \quad (5)$$

SPEKTAR IZLAZNOG NAPONA JE :



SLIKA 3

KARAKTERISTIKE OVAKVOG INVERTORA ZAVISNE SU OD PRIME-
 NJENOG STRUJNOG IZVORA. GUBICI U PRAZKOM HODU BI SE BITNO
 SHANJILI AKO BI SE I_o REGULISALO U FUNKCIJI OPTEREĆENJA.

2.2. PRAĆENJE REFERENCE KORIŠĆENJEM KONTROLISANOG NAPONSKOG IZVORA

KONTROLISANI NAPONSKI IZVOR SE JEDNOSTAVNIJE OSTVARUJE OD STRUJNOG. DOVOLJNO JE RASPOLAGATI IZVOROM KRUTOG JEDNOSHERNOG NAPONA IZ KOGA SE NAPAJA PREKIDAČKI MOST. NA DIJAGONALI MOSTA A-B OSTVARUJE SE NAPON $u(t) = \lambda E$, GDE JE E NAPON JEDNOSHERNOG IZVORA A λ UPRAVLJAČKA PROMENLJIVA.

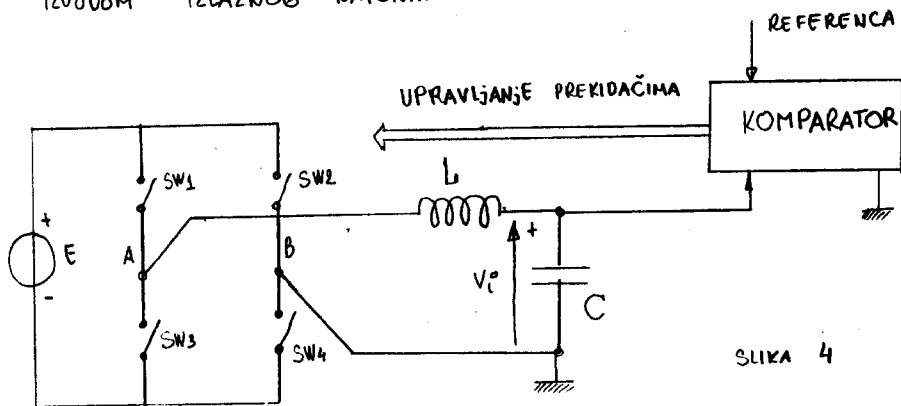
IZLAZNI KONDENZATOR, NA KOME SE OSTVARUJE ŽELJENI NAPON, MORA SE PRIKLJUČITI NA u_{AB} PREKO INDUKTIVITETA (U PROTIVNOM, STRUJA PUNJENJA I PRAŽNJEŃJA KONDENZATORA NE BI BILA OGRANIČENA, DOK BI OGRANIČENJE STRUJE KONDENZATORA PUTEH REDNE OTPORNO- STI DOVELO DO VELIKIH GUBITAKA SNAGE).

SUŠTINSKA RAZLIKA U ODNOSU NA PRAĆENJE REFERENCE KONTROLISANIM STRUJNIM IZVOROM JE ČINJENICA DA SE NE UPRAVLJA PRVIM IZVODOM IZLAZNOG NAPONA, KAO ŠTO JE PRETHODNO BIO SLUČAJ. U PRAZNOH HODU JE :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} i_L(t) \dots (6)$$

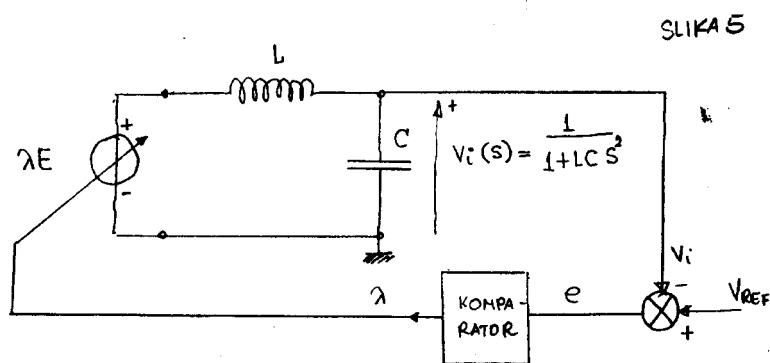
$$\frac{dV_C}{dt} \approx \frac{1}{L} \lambda E \dots (7) ,$$

PA JE OČIGLEDNO DA SE MOŽE UPRAVLJATI TEK DRUGIM IZVODOM IZLAZNOG NAPONA.



KAKO NI IZLAZNA PROMENLJIVA (NAPON) NI NJEN PRVI IZVOD NISU NEPOSREDNO KONTROLABILNI, VEĆ JE TO SAHO DRUGI IZVOD, POJAVLJUJE SE PITANJE STABILNOSTI OVAKVOGA SISTEMA. SISTEM SE MOŽE DEKOMPOZOVATI NA LINEARNI I NELINEARNI DEO. NELINEARNOST U SISTEM UNOSI KOMPARATOR, KOJI RADI KAO DETEKTOR ZNAKA GREŠKE $e(t) = V_{REF}(t) - V_i(t)$, SA FIKSNIM VREMENSKIM KAŠNENJEM T_d . OVDE SE, USLOVNO, U KOMPARATOR UBRADA I PREKIDAČKI MOST KAO IZVRŠNI ORGAN KOMPARATORA.

UPROŠĆENA PREDSTAVA :



$$\lambda = \text{sgn}(e(t - T_d))$$

KAKO JE KOMPARATOR DVOPOLOŽAJNI ELEMENT KOJI GENERIŠE UPRAVLJANJE $+E$ ILI $-E$, TO JE STACIONARNO STANJE U JEDNOM OD OVA DVA POLOŽAJA MOGUĆE SAMO ZA $V_{REF} = \pm E$. TO OVDE NIJE SLUČAJ ($V_{REF} = U_m \sin \omega t$), PA OVAKAV SISTEM NIJE STATIČKI STABILAN. OVO SE MOGLO I OČEKIVATI, JER JE I U ODELJKU 2.1. POKAZANO DA IZLAZNI NAPON OSCILUJE OKO REFERENCE.

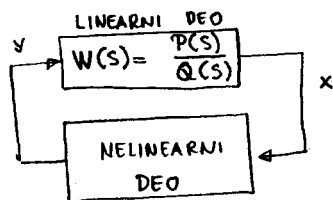
ZA RAD INVERTORA NA PRINCIPU PRACENJA BITNA JE UČESTANOST I AMPLITUDA DOPUSTIVIH OSCILACIJA SISTEMA.

KONSTANTNA AMPLITUDA I UČESTANOST OSCILACIJA SISTEMA POBUĐENOG KONAČNIM POREMEĆAJEM BIĆE OSTVARENI AKO JE SISTEM STABILAN U SMISLU LJAPUNOVA, ODNOSNO, AKO JE MOGUĆE ODABRATI DEFINITNU FUNKCIJU LJAPUNOVA ČIJI IZVOD TREBA DA BUDE SEMIDEFINITNA FUNKCIJA SUPROTNOG ZNAKA, JER SE NE ŽELI ASIMPTOTSKA STABILNOST.

KRATKA ANALIZA STABILNOSTI MOŽE SE OSTVARITI HARMONIJSKOM LINEARIZACIJOM NELINEARNOG ELEMENTA - KOMPARATORA.

KAO DETEKTOR ZNAKA ZA VREMENSKIM KAŠNENJEM, KOMPARATOR NIJE JEDNOZNAČNA NELINEARNOST. POBUĐEN PERIODIČNOM FUNKCIJOM NA ULAZU, ON ĆE GENERISATI PERIODIČAN IZLAZNI SIGNAL KOJI SE MOŽE PREDSTAVITI FURIJEVIM REDOM.

AKO JE REFERENTNI NAPON NA ULAZU $V_R = 0$, TADA SE SISTEM MOŽE PREDSTAVITI KAO :



SLIKA 6

LINEARNI DEO RADI KAO NISKOPROPUSNI FILTAR, PA JE ZA PERIODIČNO y , $x \approx A_x \sin \omega t$ ----- (8)

NELINEARNI ELEMENT GENERIŠE :

$$y = \sum_{k=1}^{+\infty} (A_{y_k} \sin k\omega t + B_{y_k} \cos k\omega t) \dots (9)$$

(SREDNJA VREDNOST $y = \Delta E$ JE NULA)

ZANEHARENJEM VIŠIH HARMONIKA KOJI SE PRIGUŠUJU
 U LINEARNOM DELU, HARMONISKI LINEARIZOVANA FUNKCIJA
 PRENOSA KOMPARATORA JE :

$$W_k = K_1(A, \omega) + K_2(A, \omega) \frac{S}{\omega} \quad \dots (10)$$

GDE SU :

K_1, K_2 - KOLFIKIJENTI HARMONISKE LINEARIZACIJE

A, ω - AMPLITUDA I UČESTANOST OSCILACIJA NA
 IZLAZU IZ LINEARNOG DELA SISTEMA

S - OPERATOR DIFERENCIIRANJA

NEKA JE :

$$e(t) = x(t) = A \sin \omega t$$

$$y(t) = \lambda(t) E = E \cdot \text{sgn}[e(t - T_d)] \quad \dots (11)$$

GDE JE E - NAPON PRIMENSENE JEDNOSMERNE BATERIJE

A T_d - SUMARNO KAŠNENJE KOMPARATOR - MOST.

TADA JE :

$$K_1(A, \omega) = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} E \text{sgn}[A \sin \omega(t - T_d)] \sin \omega t \, d(\omega t) \quad \dots (12)$$

$$K_2(A, \omega) = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} E \text{sgn}[A \sin \omega(t - T_d)] \cos \omega t \, d(\omega t) \quad \dots (13)$$

$K_1(A, \omega) = \frac{4E}{\pi A} \cos \omega T_d$
$K_2(A, \omega) = -\frac{4E}{\pi A} \sin \omega T_d$

BITNO JE UOČITI DA LINEARIZOVANA PRENOSNA FUNKCIJA KOMPARATORA VAŽI SAHO ZA KONKRETAN PAR VREDNOSTI (A, ω) , AMPLITUDE I UČESTANOSTI SOPSTVENIH OSCILACIJA.

KARAKTERISTIČNI POLINOM SISTEMA :

$$f(s) = (1 + LCs^2) + \left(\frac{4E}{\pi A} \cos \omega T_d - \frac{s}{\omega} \frac{4E}{\pi A} \sin \omega T_d \right) \quad \dots (14)$$

$$\frac{f(s)}{LC} = s^2 - \left[\frac{4E}{\pi A LC \omega} \sin \omega T_d \right] s + \left[\frac{4E}{\pi A LC} \cos \omega T_d + \frac{1}{LC} \right]$$

KORENI KARAKTERISTIČNOG POLINOMA SU :

$$s_{1/2} = \frac{2E \sin \omega T_d}{\pi A LC \omega} \pm j \omega_s \quad \dots (15)$$

ZA $T_d > 0$, POLOVI s_1 I s_2 SU U POZITIVNOM DELU KOMPLEKSNE, S' RAUNI, I AMPLITUDA OSCILACIJA EKSPONENCIJALNO RASTE.

ZA $T_d = 0$ POLOVI SU ČISTO IMAGINARNI I AMPLITUDA OSCILACIJA JE KONSTANTNA

ZA $T_d < 0$, ŠTO BI ODGOVARALO KOMPARATORU ZA PREDIKCIJOM, AMPLITUDA OSCILACIJA BI SE EKSPONENCIJALNO SHANJIVALA.

TRAŽENE USLOVE ZADOVOLJAVA JEDINO REŽIM $T_d = 0$, PRI ČEMU JE:

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{4E}{\pi A LC}} \quad \dots (15)$$

ZA SUHARNA KAŠNENJA BLISKA NULI, $T_d \approx 0$,
UZ PRETPOSTAVKU $E \gg A$,

$$\omega_s \approx \sqrt{\frac{4E}{\pi A L C}} \quad A \approx A_0 e^{\delta T_d} \quad \dots (16)$$

GRUPA KOMPparator-MOST NUŽNO POSEDUJE KAŠNENJE
KOJE ĆE EKSPONENCIJALNO UVEĆAVATI AMPLITUDU OSCILACIJA.
ZATO SE MORA KOMPparatorU DODATI PREDIKCIJNO KOLO KOJE ĆE
PRECIZNO KOMPENZOVATI KAŠNENJE NELINEARNOG DELA SISTEMA,
I PREMA FORMULI (16) OBEZBEDITI $A = \text{const}$ IZ ĆEGA
PROIZILAZI $\omega_s = f(A) = \text{const}$.

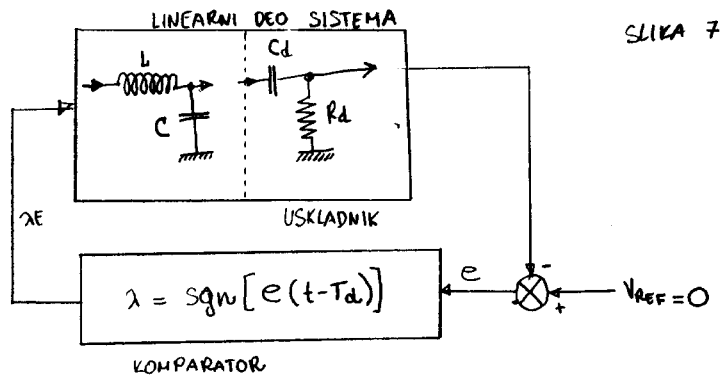
STANDARDNI ALL-PASS FILTER SA FAZONOM KARAKTE-
RISTIKOM $\varphi(\omega) = \omega t_0$ UNEO BI FREKVENTNO NEZAVISNU
PREDIKCIJU $t_0 = \frac{d\varphi}{d\omega}$, ŠTO NE REŠAVA PROBLEM STABILNOSTI
SOPSTVENIH OSCILACIJA, JER BI I NAJMANJA RAZLIKA $(T_d - t_0)$
UČINILA DA AMPLITUDA DIVERGIRA KA $+\infty$ ILI KONVERGI-
RA KA NULI.

U SLUČAJU $(T_d - t_0) > 0$, AMPLITUDA BI EKSPONENCIJALNO
RASLA, A UČESTANOST $\omega_s \sim \frac{1}{\sqrt{A}}$ OPADALA.

U SLUČAJU $(T_d - t_0) < 0$, AMPLITUDA BI OPADALA A UČES-
TANOST RASLA ŠTO BI DOVELO DO PREKORAČENJA MAKSIMALNOG
DOZVOLJENOG BROJA KOMUTACIJA U SEKUNDI ZA POLUPROVODNIČKE
ELEMENTE PREKIDAČKOG MOSTA.

PROBLEM SE REŠAVA PRIMENOM DIFERENCIJALNOG US-
KLADNIKA, ĆIJA JE PREDIKCIJA ZA PROSTOPERIODIČNI
SIGNAL VREHENSKI ZAVISNA.

STABILIZACIJA DIFERENCIJALNIM USKLADNIKOM :



$R_d - C_d$ KOLO IMA OSOBINU DA PROSTOPERIODIČAN SIGNAL NA NJEGOVOJ IZLAZU FAZNO PREDNJAČI ULAZNOJ SIGNALU, PA SE OVAKO OSTVARUJE PREDIKCIJA PROLASKA KROZ NULU, KOJI JE JEDINO BITAN ZA RAD KOMPARATORA. S OBZIROM DA L-C KOLO RADI KAO NISKOPROPUSNI FILTAR, TO SE ULAZ $R_d - C_d$ DIFERENCIJATORA MOŽE APROKSIMIRATI PROSTOPERIODIČNOM FUNKCIJOM, PA JE IZNOS PREDIKCIJE U RADIJANIMA

$$\omega T_p = \arctg \left[\frac{jR_d C_d \omega}{1 + jR_d C_d \omega} \right] = \frac{\pi}{2} - \arctg R_d C_d \omega \dots (17)$$

IZRAČUNAVA SE :

$$T_p = \frac{1}{\omega} \arctg \left[\frac{1}{R_d C_d \omega} \right] \dots (18)$$

UKOLIKO SE ZA OČEKIVANE VREDNOSTI ω OSTVARI

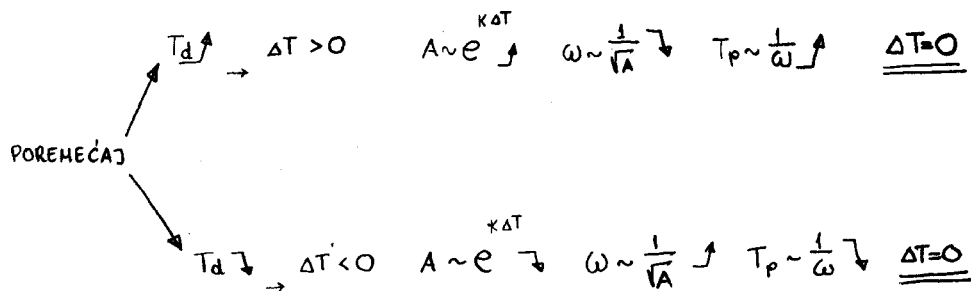
$R_d C_d \omega \ll 1$, TADA SE PREDIKCIJA T_p VRLO Približno MOŽE PREDSTAVITI SA :

$$T_p \approx \frac{\pi}{2\omega} \quad \dots \quad (19)$$

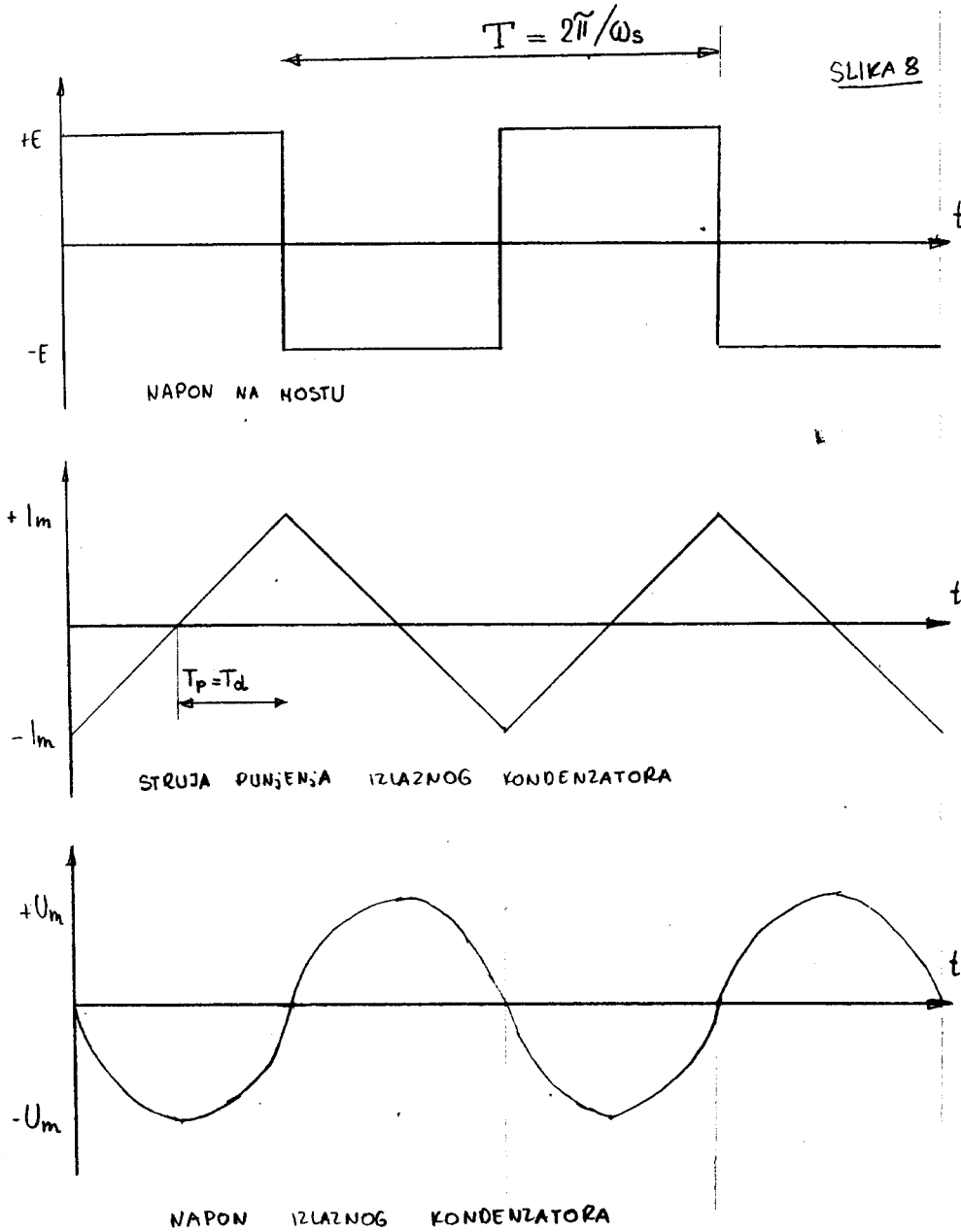
U STACIONARNOM RADU, PRI STABILNIM SOPSTVENIM OSCILACIJAMA SA KONSTANTNOM AMPLITUDOM I UČESTANOŠĆU, MOGA BI TI OSTVAREN USLOV $T_p = \frac{\pi}{2\omega} = T_d$, KAKO BI SE REZULTANTNO KAŠNJENJE ANULIRALO. IZ JEDNAČINE (16) SE VIDI DA ĆE I MAJNJA RAZLIKA $\Delta T = T_d - T_p$ UČINITI AMPLITUDU I UČESTANOST SOPSTVENIH OSCILACIJA NESTABILNIM. FREKVENCA ZAVISNOST PREDIKCIJE $T_p = \frac{\pi}{2\omega}$ REZULTUJE AUTOMATSKOM KOREKCIJOM POREMEĆAJA, NAPRIMER:

UKOLIKO SE, POLAZEĆI IZ USTALJENOG STANJA ($A^k = c e^{k\tau}$, $\omega_s \sim \frac{1}{\sqrt{A}} = c e^{k\tau}$, $\Delta T = T_d - T_p = 0$), POVEĆA KAŠNJENJE T_d AMPLITUDA ĆE, PO JEDNAČINI (16) POČETI EKSPONENCIJALNO DA RASTE. PORAST AMPLITUDE SMANJICE UČESTANOST OSCILACIJA, ŠTO REZULTUJE POVEĆANJEM VREMENA PREDIKCIJE - JEDNAČINA (19). NA OVAJ NAČIN, OMOGUĆENA JE STABILNA AMPLITUDA I FREKVENCIJA OSCILACIJA.

PRIKAZ :



TALASNI OBLICI NAPONA NA MOSTU, STRUJE U INDUKTIVITETU I NAPONA NA IZLAZU, UZ PRETPOSTAVKE $V_{REF} = 0$ I $E \gg A$, PRIKAZANI SU NA SLEDEĆIM DIAGRAMIMA :



NA IZLAZU IZ DIFERENCIJALNOG USKLADNIKA, DOBJA SE IZVOD NAPONA KONDENZATORA ($R_d C_d \omega \ll 1$), ŠTO ZNAČI DA TALASNI OBLIK NAPONA NA ULAZU U KOMPparator IMA ISTI OBLIK KAO I STRUJA INDUKTIVITETA L . SA DIJAGRAMA SE JASNO VIDI DA STRUJA PROLAZI KROZ NULU $T_p = T/4$ RANIJE NEGO NAPON KONDENZATORA, ČIME JE OBEZBEĐENA PREDIKCIJA KOJA KOMPENZUJUĆI KAŠNJEŃJE KOMPparatorA OBEZBEĐUJE KONTAKCIJU NA PREKIDAČKOM MOSTU TAČNO U TRENUTKU PROLASKA NAPONA IZLAZA KROZ NULU.

UČESTANOST OSCILACIJA STROGO JE ODREĐENA KAŠNJEŃJEM T_d , I DATA JE IZRAZOM :

$$\omega_s = \frac{2\tilde{\pi}}{T} = \frac{\tilde{\pi}}{2T_d} \quad \text{-----} \quad (20) ,$$

AMPLITUDA STRUJNIH RIPLOVA JE :

$$I_m = \frac{ET}{4L} = \frac{ET_d}{L} \quad \text{-----} \quad (21) ,$$

AMPLITUDA NAPONSKIH RIPLOVA JE :

$$U_m = \frac{ET^2}{32LC} = \frac{ET_d^2}{2LC} \quad \text{-----} \quad (22)$$

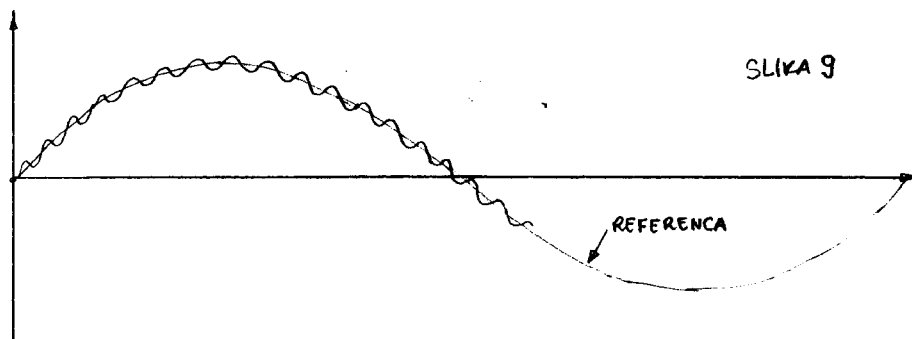
OD INTERESA JE UPREDITI AMPLITUDU IZLAZNOG NAPONA IZRAČUNATI IZ KARAKTERISTIČNOG POLINOMA SISTEMA - JEDNAČINA (15) :

$$\omega = \frac{2\tilde{\pi}}{T} = \frac{\tilde{\pi}}{2T_d} \approx \sqrt{\frac{4E}{\pi ALC}}$$

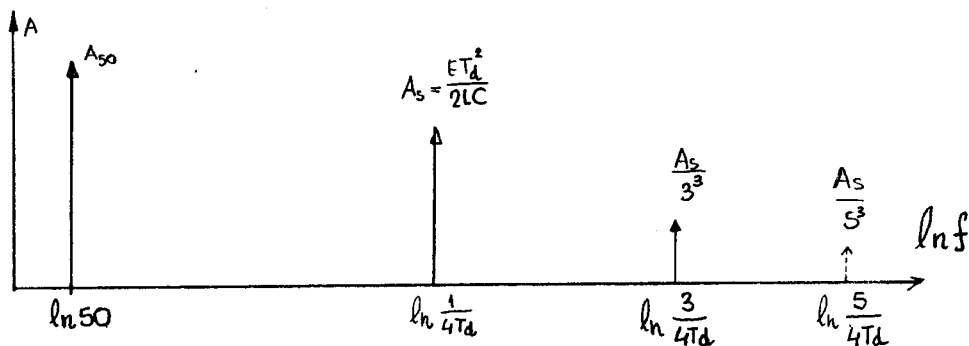
$$A = U_m = \frac{16}{\pi^3} \frac{T_d^2}{LC} , \quad \text{ŠTO U POREĐENJU SA (22)}$$

DAJE GREŠKU OD 3,3% , USLED NAZNAČENIH ZANEMARENJA PRI IZVOĐENJU FORMULE (22)

PRI PRACENJU ZADATE REFERENCE, IZLAZNI NAPON OSCILUJE OKO PRACENOG S AMPLITUDOM DATOM IZRAZOM (22).



SPEKTAR OVOGA NAPONA :



KAO ŠTO SE VIDI, VIŠI HARMONICI SAMOOSCILATORNE KOMPONENTE NAPONA OPADAJU SA TREĆIM STEPENOM REDA, ($1/3^3$, $1/5^3$, $1/7^3$..)

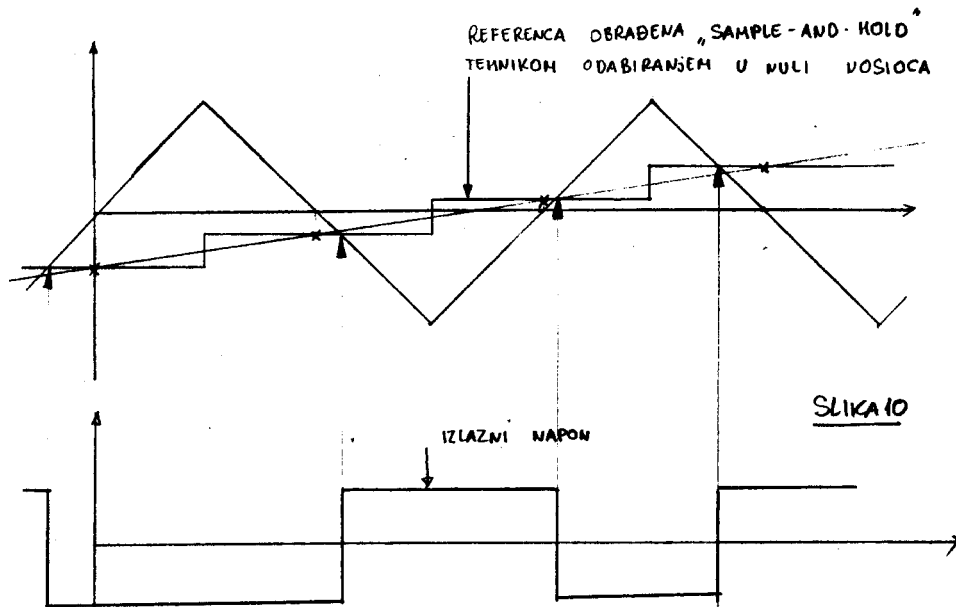
OVAKAV UREĐAJ NE ZAHTEVA NIKAKVO DODATNO FILTRIRANJE IZLAZNOG NAPONA, ČIME SE IZBEGAVA AKUMULIRANJE ENERGIJE U REAKTIVNIM ELEMENTIMA. OPISANI NELINEARNI SISTEM SE U OVOM RADU PRIMENJUJE ZA REALIZOVANJE SINUSOIDALNOG NAPONA, HADA MOŽE PRATITI BILU KAKVU REFERENCU, PA I JEDNOSHERNU, PA SE MOŽE UPOTREBITI KAO IZVOR STABILNOG, JEDNOSHERNOG NAPONA PRI DC/DC KONVERZICIJI.

2.3. POREĐENJE KONCEPCIJE PRACENJA REFERENCJE SA STANDARDNIM PWM - STRATEGIJAMA

OSNOVNE PWM - TEHNIKE MOGU SE PODELITI U DVE GRUPE:

1. - UPRAVLJANJE PREKIDAČKIM ELEMENTIMA NA OSNOVU OPTIMIZIRANE MAPE UGLOVA PALJENJA POHRANJENIH U MEMORIJI PROCESNOG RAČUNARA. OVE MAPE SE, ZA ŽELJENE VREDNOSTI AMPLITUDE I FREKVENCIE IZLAZNOG NAPONA, IZRAČUNAVAJU NA OSNOVU KRITERIJUMA OPTIMIZACIJE (ELIMINISANJE ODREĐENIH HARMONIKA NAPONA, MINIMIZACIJA THD - FAKTORA STRUJE, ILI GUBITAKA USLED VIŠIH HARMONIKA)

2. - MODULACIJA TROUGAONOG NOSIOCA SINUSOIDALNOM REFERENCOM - UGLOVI PALJENJA SU ODREĐENI PRESEČNIM TAČKAMA MODULIŠUĆEG SIGNALA I NOSIOCA. NAJPOVOLJNIJI SPEKTAR IZLAZNOG NAPONA DOBIDA SE PRIMENOM REGULARNE ASIMETRIČNE MODULACIJE:



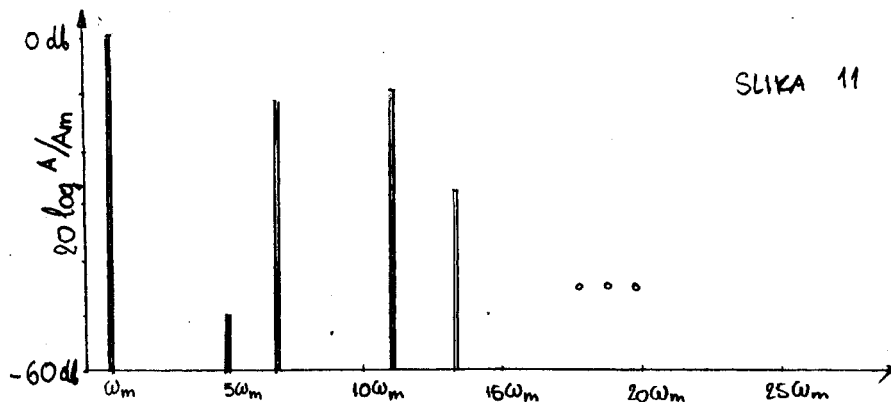
ZA DUBINU MODULACIJE „ m “, IZLAZNI NAPON SE MOŽE ANALITIČKI Približno IZRazITI, ZANEMARENJEH VIŠIH ČLANOVA REDA:

$$\begin{aligned}
 u(t) \approx & \frac{4\omega_0}{\pi\omega_m} \cdot J_1\left(\frac{m\pi\omega_m}{2\omega_0}\right) \sin\omega_m t \pm \frac{4}{\pi(2 \pm \omega_m/\omega_0)} \cdot \\
 & \cdot J_1\left[\frac{\pi m}{2}\left(2 \pm \frac{\omega_m}{\omega_0}\right)\right] \sin[2\omega_0 t \pm \omega_m t] - \frac{4}{1 \pm \frac{2\omega_m}{\omega_0}} \cdot J_2\left[\frac{\pi m}{2}\left(1 \pm \frac{2\omega_m}{\omega_0}\right)\right] \cdot \\
 & \cdot \sin[\omega_0 t \pm 2(\omega_m t)] - \frac{4}{\pi\left(1 \pm \frac{4\omega_m}{\omega_0}\right)} \cdot J_4\left[\frac{\pi m}{2}\left(1 \pm \frac{4\omega_m}{\omega_0}\right)\right] \cdot \\
 & \cdot \sin[\omega_0 t \pm 4\omega_m t] \quad \dots \quad [23]
 \end{aligned}$$

GDE SU ω_0 I ω_m UČESTANOSTI NOSIOCA I MODULIŠUĆEG SIGNALA, A J_n - BESSELOVE FUNKCIJE n -TOG REDA.

U IZRazu [23] UočAVAJU SE INTERMODULACIONI PRODUKTI UČESTANOSTI $q\omega_0 \pm 2\omega_m$, ČIJA AMPLITUDA JAKO ZAVISI OD ODNOSA ω_0/ω_m KAO I DUBINE MODULACIJE m .

ZA DUBINU MODULACIJE $m=1$ I $\omega_0/\omega_m = 9$ (ŠTO ZNAČI DA JE ZA $f_m=50$ HZ, f_m NOSIOCA 450 HZ), SPEKTAR IZLAZNOG NAPONA JE:



VIDI SE DA JE KOD OBA NAVEDENA REŠENJA SNAGA DISTORZIJE LOCIRANA NA VIŠIM FREKVENCIJAMA, TAKO DA SE MINIMIZIRA POTREBA ZA FILTRIRANJEM IZLAZNOG NAPONA. PROBLEMI KOJI SE POJAVLJUJU KOD PRVOG REŠENJA VEZANI SU ZA DISKONTINUALNOST NAPONSKE I FREKVENTNE SKALE, DOK SE KOD DRUGOG REŠENJA JAVLJA PROBLEM REALIZACIJE BRZOG DIGITALNOG MODULATORA.

OBA REŠENJA SU RELATIVNO SLOŽENA, ALI OBEZBEĐUJU DOBRE REZULTATE UZ NIZAK BROJ KOMUTACIJA U SEKUNDI (GUBICI USLED VIŠIH HARMONIKA STRUJE ASINHRONOG MOTORA NAPAJANOG PWM INVERTOROM UZ $m=1$ i $\omega_0/\omega_m=9$ SVODE SE NA 0,9%).

INVERTOR KONCIPIRAN NA SISTEMU OPISANOM U POGLAVLJU 2.2. ZAHTEVA VISOK BROJ KOMUTACIJA U SEKUNDI, ALI NA RAČUN TOGA DAJE PRAKTIČNO SINUSOIDALAN IZLAZNI NAPON STABILNE AMPLITUDE. SPECIFIČNOST UREĐAJA OVE VRSTE JE POTREBA ZA PREKIDAČIMA SA BRZOM IZMENOM STANJA, KAKO BI KOMUTACIONI GUBICI BILI ŠTO MANJI, JER JE USLED VISOKOG BROJA KOMUTACIJA U SEKUNDI FAKTOR KORISNOG DEJSTVA UREĐAJA POGlavITO ZAVISAN OD KOMUTACIONIM GUBITAKA. S DRUGE STRANE, UREĐAJ OMogućUJE KONTINUALNU REGULACIJU FREKVENCIJE I NAPONA U ŠIROKOM OPSEGU.

OVO JE BITNA PREDNOST NAD KONVENCIONALNIM PWM TEHNIKAMA, ZNAJUĆI DA SE PRI PUŠTANJU AM U RAD UZ POMOĆ PWM INVERTORA JAVLJAJU TRZAJI ROTORA. MOGUĆNOST OSTVARENJA PROIZVOLJNO NISKE UČESTANOSTI NA IZLAZU IZ INVERTORA S PRAĆENJEM REFERENCE ELIMINIŠE PULSACIJE MOMENTA PRI PUŠTANJU MOTORA U RAD.

3. GREŠKA PRACENJA

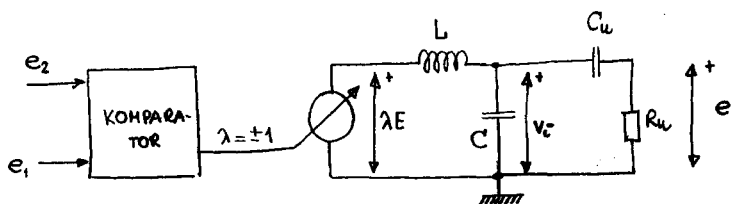
ZADATAK SISTEMA OPISANOG U POGLAVLJU 2.2. JE DA NA IZLAZU DA ŠTO VERNIJU SLIKU NAPONA DOVEDENOG NA REFERENTNI ULAZ. POTREBNO JE DETALJNO PROANALIZIRATI POD KOJIM USLOVIMA I KOLIKO PRECIZNO SE REFERENTNI NAPON MOŽE PRATITI.

3.1. STATIZAM PRIMENJENOG REGULATORA

DA BI SE ANALIZIRAO UTICAJ STATIZMA REGULATORA NA PAD NAPONA NA IZLAZU, POTREBNO JE DEFINISATI SIGNALE U POJEDINIM TAČKAMA SISTEMA ZA PRACENJE.

UPROŠĆENA ŠEMA :

SLIKA 12



e_1 → NAPON NA IZLAZU IZ DIFERENCIJALNOG USKLAĐNIKA

e_2 → REFERENTNI NAPON, NAPON KOJI SE PRATI

λ → IZLAZ KOMPARATORA ; $\lambda(t) = \text{sgn} [e_2(t-T_d) - e_1(t-T_d)]$

T_d → KAŠNENJE KOMPARATORA

L → RADNA INDUKTIVNOST KOJOM SE REGULIŠE AMPLITUDA STRUJNIH RIPLOVA

C → RADNA KAPACITIVNOST KOJOM SE REGULIŠE AMPLITUDA NAPONSKIH RIPLOVA.

SAMOOSCILATORNI REŽIM I USLOVI NJEGOVE STABILNOSTI SU OPISANI U PRETHODNOM POGLAVLJU.

TALASNI OBLICI NAPONA NA MOSTU, STRUJE KROZ INDUKTI-
VITET I IZLAZNOG NAPONA DATI SU NA SLICI 8. ZA DALJA
RAZMATRANJA OD INTERESA JE ODREDITI SIGNAL $e_1(t)$.

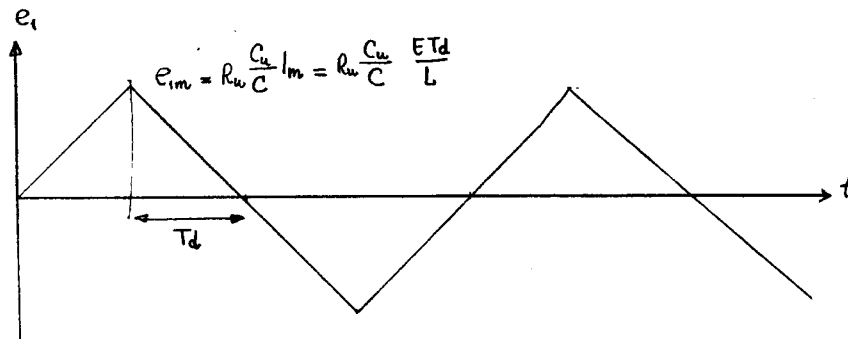
AKO ELEMENTI DIFERENCIJALNOG USKLADNIKA ZADOVOLJAVAJU RELA-
CIJU $R_w C_w \omega_s \ll 1$, GDE JE ω_s UČESTANOST SAMOOSCILOVANJA,

TADA JE :

$$i_{C_w} = C_w \frac{dV_i}{dt}$$

$$e_1 = R_w i_{C_w} = R_w C_w \frac{dV_i}{dt} = R_w \frac{C_w}{C} C \frac{dV_i}{dt} = R_w \frac{C_w}{C} \dot{i}_i(t) \dots (24)$$

SLIKA 13



DAKLE, U SAMOOSCILATORNOM REŽIMU, POD USLOVOM DA JE
NAPON NA REFERENTNOM ULAZU NULA, NAPON NA IZLAZU IZ DIFERE-
NCIJALNOG USKLADNIKA I ULAZU U KOMPARATOR DIREKTNO JE PROPOR-
CIONALAN STRUJI KALEMA. (IZMEĐU OSTALOG, UOČAVA SE DA PROLA-
ZAK NAPONA e_1 KROZ NULU PREDNJAČI ZA T_d PROLASKU $V_i(t)$
KROZ NULU, ČIME SE KOMPENZUJE KAŠNJEŃJE KOMPARATORA)

IZVOĐI SE ZAKLJUČAK, DA U SAMOOSCILATORNOM REŽIMU NA
ULAZU KOMPARATORA IMAMO TESTERAST NAPON, BAŠ KAO ŠTO JE
SLUČAJ KOD SIGNALA-NOSIOCA KOD MODULACIJE ŠIRINE PULSA.

ANALIZIRAMO SADA RAD KOLA NA ČIJI JE REFERENTNI ULAZ DOVEDEN SINUSOIDALAN SIGNAL UČESTANOSTI $\omega_{REF} \ll \omega_s$. NA IZLAZU V_i ŽELIMO DA DOBIJEMO ŠTO VERNIJU SLIKU SIGNALA $e_2(t) = E_{2m} \sin \omega_{REF} t$. RAZMOTRIMO PRENOS SIGNALA UČESTANOSTI ω_{REF} .

TESTERASTI NOSILAC GENERISAN OSCILOVANJEM SISTEMA NA UČESTANOSTI ω_s MODULISAN JE RAZLIKOM :

$$\Delta\omega_{REF} = e_{2\omega_{REF}} - e_{1\omega_{REF}} ; \quad \dots (25)$$

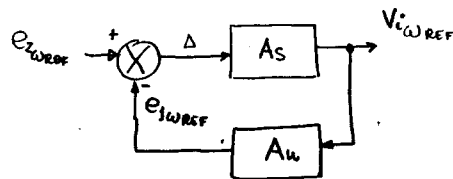
I KAO POSLEDICA OVE MODULACIJE NA IZLAZU SE, PORED RIPLOVA UČESTANOSTI ω_s POJAVLJUJE I KOMPONENTA $V_{i\omega_{REF}} = V_m \sin \omega_{REF} t$ POJAČANJE SISTEMA KOMPARATOR / MOST NA UČESTANOSTI REFERENCE JE

$$A_{S\omega_{REF}} = \frac{V_m}{\Delta\omega_{REF}} = \frac{E}{R_w \frac{C_u}{C} \frac{E T_d}{L}}$$

$$A_{S\omega_{REF}} = \frac{LC}{R_w C_u T_d} \quad \dots (26)$$

NEKA JE POJAČANJE (ZAPRAVO, SLABLJENJE) KOJE PRIME- NJENI USKLADNIK UNOSI PRI PRENOSU SIGNALA NA UČESTANOSTI REFERENCE $A_w = e_1(\omega_{REF}) / V_i(\omega_{REF})$.

SADA JE UPROŠĆENA ŠEMA ZA PRENOS SIGNALA UČESTANOSTI ω_{REF} :



SLIKA 14

SLIKA 14 ZA PRAVO PREDSTAVLJA REGULATOR NAPONA SA STATIZMOM $\gamma = 1/AsA_u$. KAKO JE $A_u \approx R_u C_u \omega_{REF}$,

TO JE :

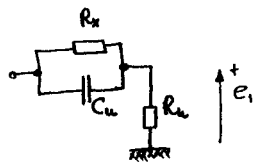
$$\gamma = \frac{R_u C_u T_d}{LC R_u C_u \omega_{REF}} = \frac{T_d}{LC \omega_{REF}} \quad \dots (27)$$

ZA PRIMER $T_d = 72 \mu s$, $L = 0,1 H$, $C = 8 \mu f$, $f_{REF} = 50 Hz$, KOJI JE REALIZOVAN I ISPITIVAN, STATIZAM JE

$$\gamma = 28\% , \text{ ŠTO SE POKLAPA S MERENJEM.}$$

STATIZAM REGULATORS PROUZROKUJE PAD NAPONA PRI OPTEREĆENJU, A U OPISANOM SLUČAJU POSTOJI I FAZNI POMAK IZMEĐU REFERENTNOG I IZLAZNOG NAPONA, USLED SVOJSTVA DIFERENCIJALNOG USKLAĐNIKA DA UNOSI POZITIVNU PROMENU FAZE.

STATIZAM SE MOŽE SHANJITI POVEĆANJEM POJAČANJA DIFERENCIJALNOG USKLAĐNIKA NA UČESTANOSTI ω_{REF} . OVO SE POSTIŽE VEZIVANJEM DODATNOG OTPORNIKA PARALELNO KONDENZATORU C_u .



$$A_u(s) = \frac{R_u (1 + R_x C_u s)}{R_u + R_x + R_u R_x C_u s} \quad \dots (28)$$

ZA PRIMER $R_u = 3,3 k$, $C_u = 8200 pf$, $R_x = 120 k$, MERENJEM JE UTVRĐENO DA SE STATIZAM SHANJIO NA $\gamma \approx 7,5\%$. DALJE SHANJENJE STATIZMA SHANJIVANJEM OTPORNOSTI R_x UGROŽAVA REGULARAN RAD DIFERENCIJATORA NA UČESTANOSTI SAMOOSCILOVANJA, ČIME SE UGROŽAVA STABILNOST. LINEARNOST MODULACIJE JE TAKOĐE NARUŠENA, JER USLED UMETA-NJA OTPORA R_x KOLO VIŠE NIJE ČIST DIFERENCIJATOR, PA I SIGNAL $e_1(t)$ U REŽIMU SAMOOSCILOVANJA NIJE

- VIŠE TESTERAST, PA JE MODULACIJA NELINEARNA.
IZ OVOG SE IZVODI ZAKLJUČAK DA JE POVRATNU SPREGU
NA UČESTANOSTI REFERENCE NEPOVOLJNO IZVODITI PREKO
DIFERENCIJATORA.

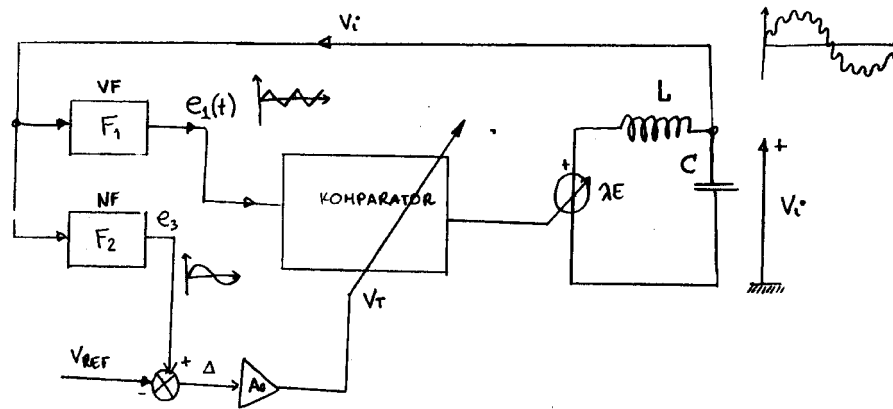
3.2. KOMPparator SA ADAPTIVNIM PRAGOM

AKO SE NA ULAZ DETEKTORA ZNAKA DOVEDE RAZLIKA ULA-
ZNOG SIGNALA $u(t)$ I ZADATOG NAPONA V_T , TADA JE IZLAZ
DETEKTORA ZNAKA $\lambda = +1$ ZA $u(t) > V_T$ ILI $\lambda = -1$
ZA $u(t) < V_T$. AKO SE NAPON V_T MOŽE PODEŠAVATI, TADA
OPISANI SKLOP PREDSTAVLJA KOMPparator SA PODESIVIM PRAGOM.
OVAKAV KOMPparator SE MOŽE PRIMENITI U SISTEMU ZA PRAĆE-
NJE REFERENCE. FILTRIRANJEM IZLAZNOG SIGNALA IZDUVAJAJU
SE NJEGOVE KOMPONENTE: KOMPONENTA UČESTANOSTI REFERENTNOG
SIGNALA I KOMPONENTA UČESTANOSTI SOPSTVENIH OSCILACIJA.

FILTAR F_1 NA SLICI 15, DIFERENCIJATOR, RADI KAO PROPUS-
NIK VIŠIH UČESTANOSTI, TAKO DA PRIGUŠUJE NISKOFREKVENTNU KOMPONENTU IZLAZNOG SIGNALA NA UČESTANOSTI REFERENCE. AKO JE PRAG KOMPACIJE $V_T = 0$, TADA SISTEM RADI KAO ŠTO JE OPISANO U DELU 2.2.

FILTAR F_2 NA SLICI 15, NISKOPROPUŠNI FILTAR, PRIGUŠUJE OSCILATORNU KOMPONENTU IZLAZNOG SIGNALA, I PROPUŠTA SAMO NISKOFREKVENTNU KOMPONENTU UNOSEĆI MINIMALAN FAZNI POKERAJ U NJU. RAZLIKA IZMEĐU IZLAZNOG NAPONA FILTRA F_2 I REFERENTNOG NAPONA SE POJAČAVA I NA TAJ NAČIN SE GENERIŠE PRAG KOMPparatorA. VIDI SE DA SE PRAG KOMPACIJE TESTERASTOG SIGNALA $[e_1(t), \omega_s]$ PODEŠAVA U SMERU SMANJENJA GREŠKE $\Delta \omega_{ref}$.

SLIKA 15



STATIZAM SISTEMA SADA ZAVISI OD POJAČANJA GREŠKE

$$AG = V_r / \Delta \omega_{REF}$$

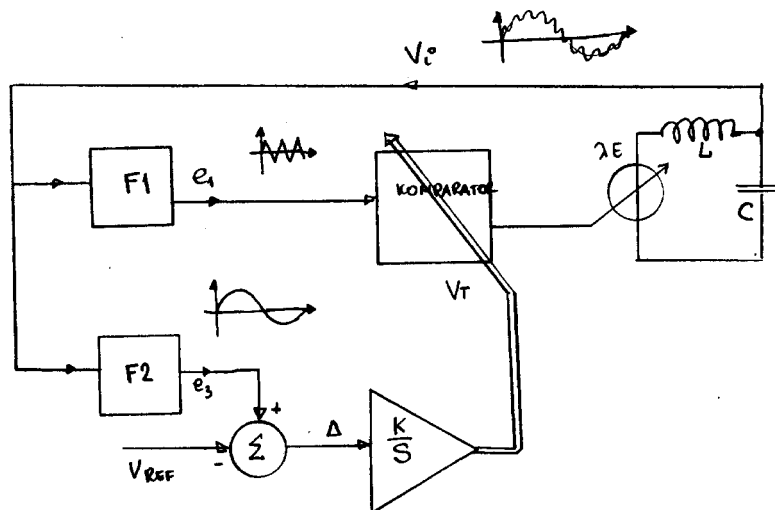
RAD SISTEMA SADA SE ZASNIVA NA MODULACIJI NOSIOCA KOJI JE REZULTAT STABILNIH OSCILACIJA SISTEMA, MODULIŠUĆIM SIGNALOM KOJI PREDSTAVLJA POJAČANU NISKOFREKVENTNU GREŠKU SISTEMA. MERENJA NA MODELU POKAZUJU DA SE NA OVAJ NAČIN STATIZAM MOŽE SPUSTITI DO $\tau = 0,5\%$, ŠTO ZNAČI DA JE PAD NAPONA PRI OPTEREĆENJU $\Delta U \leq 0,5\%$. DALJE SHANJENJE STATIZMA ZAHTEVA VEĆE VREDNOSTI POJAČANJA GREŠKE. KAKO SE OVAJ POJAČAVAČ REALIZUJE PRIHONOM KONVENCIONALNIH OPERACIONIH POJAČAVAČA, KOD VEĆIH POJAČANJA ($A > 200$) POJAVIJUJE SE PROBLEM DRIFTA NAPONSKOG OFFSETA POJAČAVAČA, KOJI PROUZROKUJE NEŽELJENE EKSKURZIJE JEDNOSMERNE KOMPONENTE U IZLAZNOJ NAPONU, KAO I PROBLEM SMETNJI KOJE SE INDUKUJU (ELEKTROMAGNETNE SMETNJE PRI PREKIDANJU STRUJA, KAO I ELEKTROSTATIČKE SMETNJE PRI SKOKOVITOJ PROMENI POTENCIJALA POJEDINIH DELOVA INVERTORA) I POJAČAVAJU U

- POJAČAVAČU GREŠKE ZAJEDNO SA SIGNALOM GREŠKE .

OVIM SE OSTVARUJE MODULACIJA SIGNALA $e_1(t)$ INDUKOVANIM I POJAČANIM SMETNJAMA . ZATO STATIZAM OD $\tau \approx 0,5\%$ PREDSTAVLJA GRANICU NAKON KOJE BI SE MORALE PREDUZIMATI SPECIJALNE MERE (O.P. SA MALIM OFŠETOM, OKLAPANJE ...)

ASTATIČKA REGULACIJA SE POSTIŽE PRIMENOM INTEGRATORA GREŠKE . DAKLE, UMEŠTO DA SE NISKOFREKVENTNA GREŠKA POJAČAVA, ONA SE INTEGRIŠE, A IZLAZ IZ INTEGRATORA PREDSTAVLJA PODESIVI PRAG KOMPARATORA V_T .

SLIKA 16



KRUŽNO POJAČANJE ZA NISKOFREKVENTNI SIGNAL JE :

$$W(s) = \frac{K}{s} \cdot A_{s, VREF} \quad \dots \quad (29)$$

KAKO JE $K_p = \lim_{s \rightarrow 0} W(s) = \infty$, VIDI SE DA SISTEM NEMA STATIČKU GREŠKU. OVAKAV SISTEM, MEĐUTIM, ZAHTEVA DODATNU ANALIZU STABILNOSTI KOJA JE RELATIVNO SLOŽENA.

STABILNOST SE OSTVARUJE MODIFIKACIJOM FILTERA (F1) I (F2)

IZ NAVEDENOG SE ZAKLJUČUJE DA SE PRI MALIM DUBINAMA MODULACIJE IZLAZNI NAPON MOŽE ODRŽAVATI STABILNIM SA GREŠKOM OD $\Delta U = 0,5\%$. KAKO SE RADI O PRACENJU REFERENCE, NAPON NI PRI TRENUTNOJ PROMENI OPTEREĆENJA OD „0“ DO „ P_{max} “ NEĆE ODSTUPITI ZA VIŠE OD $\Delta U = 0,5\%$, ŠTO PREDSTAVLJA VAŽNU PREDNOST NAD REGULATOROM KOJI BI RADIO NA PRINCIPU INTEGRISANJA NAPONSKE GREŠKE I PODIZANJA NIVOA REFERENTNOG SIGNALA PRI PADU NAPONA NA IZLAZU, I KOJI BI TRENUTNI PAD NAPONA KORIGOVAO TEK ZA NEKOLIKO PERIODA.

3.3. PROBLEM PADA NAPONA I IZOBLIČENJA KOD VEĆIM DUBINA MODULACIJE, UVOĐENJE TREĆEG HARMONIKA U REFERENCU

DUBINA MODULACIJE JE ODNOS IZMEBU MAKSIMALNE VREDNOSTI SINUSOIDALNOG NAPONA NA IZLAZU INVERTORA, I RASPOLOŽIVOG NAPONA JEDNOSMERNE BATERIJE, POD PRETPOSTAVKOM DA SE NE PRIMENJUJE TRANSFORMATOR.

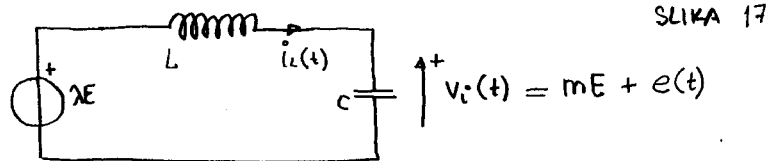
$$m_{max} = \frac{\sqrt{2} U_{RMS\ max}}{E} \dots (30)$$

PRI IZVOĐENJU JEDNAČINA (20) - (22) ZANEMARENA JE PROMENA IZLAZNOG NAPONA, PRETPOSTAVLJENO JE DA JE ONA BITNO MANJA OD RASPOLOŽIVOG NAPONA BATERIJE, I DA SE NA KRAJEVIMA RADNE INDUKTIVNOSTI L JAVLJA NAPON „ $U_L \approx \pm \lambda E$ “, PA JE STRUJA „ i_L “ „TESTERASTA“. AKO BI ZAISTA IZLAZNI NAPON BIL BITNO MANJI OD NAPONA BATERIJE, TO BI VODILO LOŠEM ISKORIŠĆENJU OVAKO KONCIPIRANOG INVERTORA.

m_{max} , MAKSIMALNA DUBINA MODULACIJE, VELIČINA JE KOJA
 MOŽE IMATI VREDNOST MANJU OD 1. OBELEŽIMO SA "m" ODNOS
 IZMEĐU TRENUTNE VREDNOSTI NAPONA NA IZLAZU I NAPONA
 JEDNOSMERNE BATERIJE. "m" JE PROMENLJIVA KOJA SE, KAO
 I REFERENTNI NAPON, MENJA PO SINUSOIDALNOM ZAKONU.

$$m(t) = m_{max} \sin \omega_{REF} t \quad \dots (31)$$

UOČIMO JEDNU PERIODU OSCILOVANJA SISTEMA. KAKO JE
 $f_s/f_m = 3500\text{Hz}/50\text{Hz} = 70$ (KAO PRIMER); TO SE MOŽE
 SMATRATI DA JE U TOKU JEDNE 3,5KHZ PERIODE
 $m \approx \text{const}$. IZLAZNI NAPON JE $V_i = mE$, PA SE
 NA KRAJEVIMA RADNE INDUKTIVNOSTI MOGU JAVITI NAPON-
 NI $(m \pm 1)E$.



TREBA ANALIZIRATI KAKVI SU, POD OVIM USLOVIMA, TALASNI
 OBLICI STRUJE KALEMA I NAPONA KONDENZATORA. U
 POGLAVLJU 2.2. OBJAŠNJENO JE KAKO SE POSTIŽE PROMENA
 PARAMETRA λ BAŠ U TRENUTKU IZJEDNAČAVANJA IZLAZNOG
 NAPONA SA REFERENTNIM. NA OSNOVU TOGA, NE PONAVLJA-
 JUĆI OPET ANALIZU IZ NAVEDENOG POGLAVLJA, SMATRAĆEMO
 DA PARAMETAR λ MENJA VREDNOST SA +1 NA -1 ILI
 OBRNUTO, TAČNO U TRENUTCIMA KAD SIGNAL GREŠKE
 $e(t) = V_{REF}(t) - V_i(t)$ PROLAZI KROZ NULU. PRI OVCNE,
 ZA 3,5KHZ PERIODU VAŽI $V_{REF}(t) \approx mE$

POBIMO OD TRENUTKA KADA JE $i_L(0) = I_{max}$,
 $e(t=0) = 0$, ODNOSNO $v_L(t=0) = mE$. U TOM TRE-
 NUTKU PARAMETAR λ MENJA VREDNOST SA $+1$ NA -1 .
 SADA JE :

$$i(t) = I_{max} - \frac{E(1+m)}{L} t \quad \dots (31)$$

NAPON GREŠKE JE :

$$e(t) = \frac{I_{max} t}{C} - \frac{E(1+m)t^2}{2LC} \quad \dots (32)$$

U TRENUTKU $t_1 = \frac{2LI_{max}}{E(1+m)}$ NAPON GREŠKE OPET
 PRDLAZI KROZ NULU, PARAMETAR λ UZIMA VREDNOST $+1$,
 PRI ČEMU JE $i(t_1) = -I_{max}$. PROGASIMO SADA t_1
 ZA POČETNI TRENUTAK. NADALJE JE :

$$i(t) = -I_{max} + \frac{E(1-m)}{L} t \quad \dots (33)$$

$$e(t) = -\frac{I_{max} t}{C} + \frac{E(1-m)t^2}{2LC} \quad \dots (34)$$

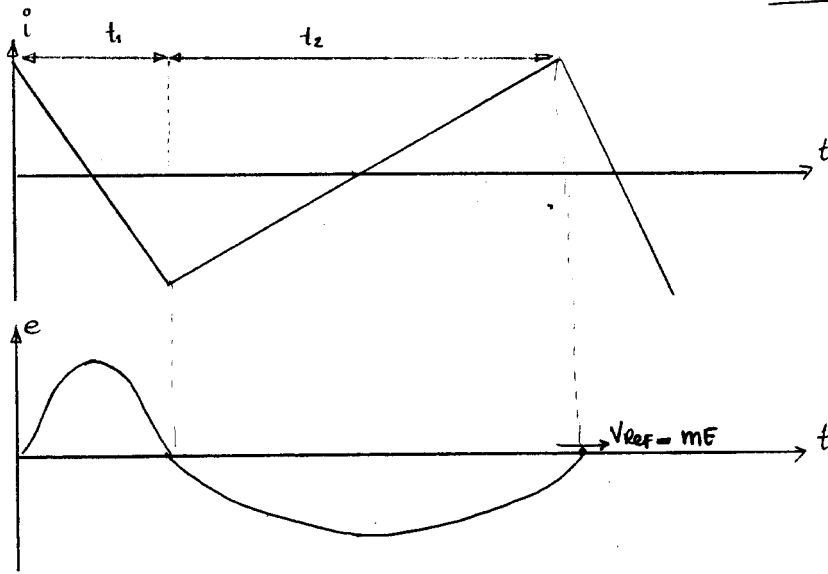
NAKON VREMENA $t_2 = \frac{2LI_{max}}{E(1-m)}$ NAPON GREŠKE OPET
 PADA NA NULU, DOK JE $i = I_{max}$, ČIME SMO SE URA-
 TILI NA POČETAK.

SREDNJA VREDNOST NAPONA NA PREKIDAČKOM MOSTU

$$V_{MOSTA SR} = \frac{t_2 E - t_1 E}{t_2 + t_1} = mE, \quad \text{ŠTO SE MOGLO I}$$

OČEKIVATI, S OBZIROM DA SE PRATI NAPON $V_{REF} = mE$.
 ISPOSTAVLJA SE, MEĐUTIM, DA SREDNJA VREDNOST
 SIGNALA GREŠKE $e(t)$ NIJE NULA U TOKU JEJONE
 PERIODE OSCILOVANJA SISTEMA.

SLIKA 18

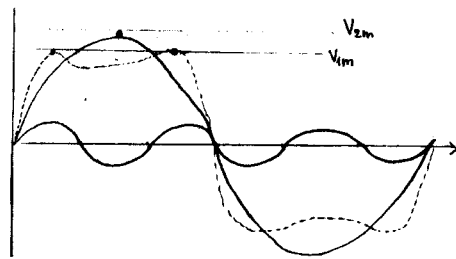


$$e_{sr} = \frac{1}{t_1+t_2} \left[\int_0^{t_1} \left[\frac{m t}{C} - \frac{E(1+m)}{2LC} t^2 \right] dt + \int_0^{t_2} \left[-\frac{m t}{C} + \frac{E(1-m)}{2LC} t^2 \right] dt \right]$$

$$e_{sr} = \frac{1}{t_1+t_2} \cdot \frac{2}{3} \frac{L^2 I_m^3}{CE^2} \left[\frac{1}{1+m^2} - \frac{1}{1-m^2} \right] < 0 ! \dots (35)$$

POVEĆANJE DUBINE MODULACIJE UNOSI PAD NAPONA KOJI NIJE LINEARNO SRAZMERAN DUBINI MODULACIJE, I MOŽE DOVESTI DO DISTORZIJE IZLAZNOG NAPONA. MERENJEM NA MODELU UTVRĐENO JE DA POVEĆANJE DUBINE MODULACIJE SA 0,65 NA 0,75 POVEĆAVA KLIR FAKTOR IZLAZNOG NAPONA SA 3,1 NA 4,05%, PRI REFERENCI KOJA I SAMA UNOSI DISTORZIJU OD 2,2% (SINUSOIDA IZ TON-GENERATORA), PRI ČEMU JE IZLAZNI KON- DENZATOR, OD KOGA, NAPONSKI RIPL I KLIR FAKTOR UG- LAVNOH ZAVISE, DIMENZIONISAN NA 10% NOMINALNE SVAGE INVERTORA.

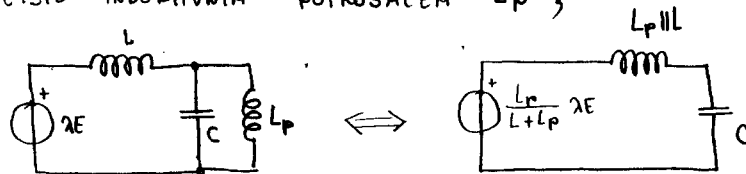
PROBLEM DUBINE MODULACIJE KOD TROFAZNIH INVERTORA NIJE TAKO KRITIČAN KAO KOD MONOFAZNIH. DODAVANJE TREĆEG HARMONIKA U REFERENTNE SIGNALNE NA ULAZU U TROFAZNI INVERTOR KOJI RADI NA PRINCIPU PRAĆENJA NEĆE SE „VIDETI“ U LINIJSKIM NAPONIMA NA IZLAZU. TREĆI HARMONIK, MEĐUTIM, DAJE MOGUĆNOST DA SE SHANJJI DUBINA MODULACIJE PRI ISTOJ VREDNOSTI OSNOVNOG HARMONIKA, ILI DA SE PRI ISTOJ DUBINI MODULACIJE OSTVARI VEĆA VREDNOST OSNOVNOG HARMONIKA:



SLIKA 19

DODAVANJEM TREĆEG HARMONIKA (SLIKA 19) U IZNOSU OD 18% OSNOVNOG HARMONIKA SHANJUJE DUBINU MODULACIJE 13,4%, ODNOSNO, OMOGUĆAVA 15,4% VEĆU AMPLITUU OSNOVNOG HARMONIKA PRI ISTOJ DUBINI MODULACIJE.

DUBINA MODULACIJE SE POKREĆENJEM OPTEREĆENJA EFEKTIVNO POVEĆAVA. S TOG STANOVIŠTA NAJKRITIČNIJE JE INDUKTIVNO OPTEREĆENJE. AKO IZLAZ INVERTORA ZATVORIMO ČISTO INDUKTIVNIM POTROŠAČEM L_p ;



SLIKA 20

VIDI SE DA SE EFEKTIVNI NAPON BATERIJE SHANJUJE,
PA SE DUBINA MODULACIJE POVEĆAVA NA

$$m' = m \left[1 + \frac{L}{L_p} \right] \dots (36)$$

PROBLEM DUBINE MODULACIJE SE KOD STRUJNIH INVERTORA S PRAĆENJEM REFERENCE NE POJAVLJUJE, JER STRUJNI IZVOR RASPOLAŽE U SVAKOM TREMNUTKU MOGUĆNOŠĆU PODIZANJA I OBARANJA IZLAZNOG NAPONA. SUŠTINA PROBLEMA DUBINE MODULACIJE KOD NAPONSKIH INVERTORA JE TO ŠTO MALA RAZLIKA VRHA SINUSOIDE I NAPONA BATERIJE DAJE OGRANIČENU MOGUĆNOST PROMENE STRUJE PUNJENJA IZLAZNOG KONDENZATORA U CILJU KOREKCIJE IZLAZNOG NAPONA.

OVAJ PROBLEM SE REŠAVA, KAO ŠTO JE NAVEDENO, UVODENJEM TREĆEG HARMONIKA U REFERENCU, I EVENTUALNIM POVEĆANJEM VREDNOSTI RADNOG KONDENZATORA.

4. REALIZACIJA INVERTORA NA PRINCIPU PRAĆENJA REFERENCE

NAPONSKI, MONOFAZNI INVERTOR NA PRINCIPU PRAĆENJA REFERENCE REALIZOVAN JE NA TEMELJU ZAKLJUČAKA POGLAVLJA 2.2.

ZAHTEVI SU:

$$\text{ULAZNI NAPON } E = 60\text{V } +10\% / -5\%$$

$$\text{IZLAZNI NAPON } U_{\text{RMS}} = 220\text{V}, 50\text{Hz}$$

$$\text{FAKTOR IZOBILJEŽENJA } \text{THD} < 5\%$$

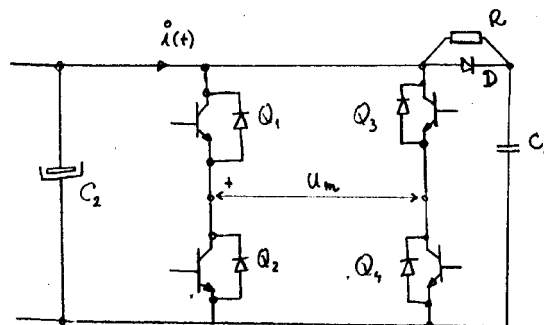
$$\text{MAKSIMALNA PRIVIDNA SNAGA } S_n = 500\text{VA}$$

KAO PREKIDAČKI ELEMENTI KORIŠĆENI SU TRANZISTORI MJ 10015 U DARLINGTON-KONFIGURACIJI SA SPEED-UP DIODOM. UČESTANOST SOPSTVENIH OSCILACIJA KOLA ZA PRAĆENJE JE $f_s = 3500\text{Hz}$.

PRORAČUN I REALIZACIJA ENERGETSKOG KOLA I PRATEĆE ELEKTRONIKE DATI SU U OVOM POGLAVLJU.

4.1. TRANZISTORSKI MOST

NAPON JEDNOSMERNE BATERIJE $E = 60\text{V}$ DOVODI SE NA TRANZISTORSKI MOST, NA ČIJOJ SE DIJAGONALI ODGOVARAJUĆIM PAROVIMA TRANZISTORA GENERIŠE NAPON $U_m(t) = \lambda E$, $\lambda = \pm 1$

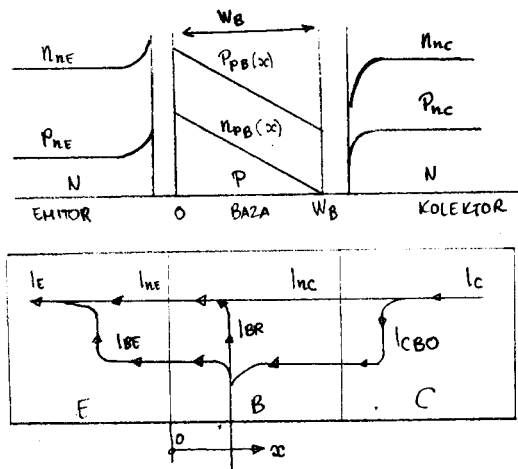


SLIKA 21

PARALELNO TRANZISTORIMA $Q_1 - Q_4$ VEZANE SU DIODE ZA POUČAK REAKTIVNE ENERGIJE.

STRUJA $i(t)$ SKOKOVITO MENJA VREDNOST KOMUTACIJOM IZMEĐU DIJAGONALA (Q_1-Q_4) I (Q_2-Q_3) . INDUKTIVNOST PRO-
VODNIKA IZMEĐU TRANZISTORSKOG MOSTA I ELEKTROLITIČKOG KON-
DENZATORA C_2 , NA KOME JE NAPON RELATIVNO KONSTANTAN, TREBA
DA BUDE ŠTO MANJA, JER SKOKOVITA PROMENA STRUJE $i(t)$ NA
OVIM INDUKTIVNOSTIMA PROUZROKUJE PRENAPONE. PRENAPONI SE
REDUKUJU RCD- PRENAPONSKOM ZAŠTITOM.

TRANZISTOR, KAO ELEKTRONSKI PREKIDAČ, IMA DVA USTALJENA
I DVA PRELAZNA STANJA. STRUJA TRANZISTORA SASTOJI SE OD MANJI-
NSKIH NOSIOCA, ŠTO USLOVLJAVA KARAKTERISTIKE TRANZISTORA KAO PRE-
KIDAČA. MANJINSKI NOSIOCI U BAZI TRANZISTORA, INJEKTOVANI OD
STRANE DIREKTNO POLARISANOG P-N SPOJA EMITOR- BAZA, KREĆU SE
DIFUZIJOM KROZ BAZU, I DOSPEVAJU DO KOLEKTORA. VOĐENJE TRANZI-
STORA JE, DAKLE, USLOVIJENO POSTOJANJEM ELEKTRIČNOG TOVARA
MANJINSKIM NOSILACA U BAZI, A BAZNA STRUJA UGLAVNOM NADOKNA-
ĐUJE MANJINSKE NOSIOCE NESTALE U PROCESU REKOMBINACIJE.



SLIKA 22

KONCENTRACIJA MANJINSKIH NOSILACA U BAZI, $n_{pB}(x)$, LINEARNO
SE MENJA JER JE ŠIRINA BAZE W_B BITNO MANJA OD DIFU-
ZIJONE DULJINE MANJINSKIH NOSILACA.

NA SLICI 22 PRIKAZANE SU RASPODELE VEĆINSKIH I MANJINSKIH NOSILACA, KAO I STRUJE BIPOLARNOG TRANZISTORA U DIREKTNOM AKTIVNOM REŽIMU. „ I_{BE} “ I „ I_{BR} “ SU KOMPONENTE BAZNE STRUJE KOJE SNABDEVAJU REKOMBINACIONI PROCES U BAZI I EMITERU. OZNAKOM I_{CBO} OBELEŽENA JE INVERZNA STRUJA ZASIĆENJA SPOJBA KOLEKTOR - BAZA.

AKO JE $n_{PB}(0)$ KONCENTRACIJA MANJINSKIH NOSILACA U BAZI, NA SPOJU BAZA - EMITOR, „ W_B “ ŠIRINA BAZE, „ D_n “ DIFUZIJA KONSTANTA, „ A “ - EFEKTIVNA POUVRŠINA INJEKCIJE EMITORA, TADA SE (UZ PRETPSTAVKU DA $n_{PB}(x)$ POLAZEĆI OD EMITORA KA KOLEKTORU LINEARNO OPADA KA NULI) MOŽE PISATI :

$$Q_B = e \frac{n_{PB}(0)}{2} W_B A$$

$$I_C \approx e A D_n \cdot \left. \frac{dn_{PB}}{dx} \right|_{x=0} = e A D_n \frac{n_{PB}(0)}{W_B}$$

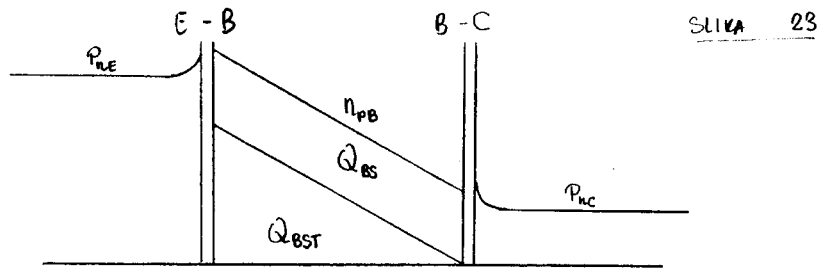
$$I_C = \frac{2 D_n}{W_B^2} Q_B \quad \dots (37)$$

JEDNAČINA (37) POKAZUJE DA JE STRUJA TRANZISTORA FUNKCIJA BAZNOG TOVARA, A KAKO PROMENA BAZNOG TOVARA ZAHTEVA KONČAN VREMENSKI INTERVAL, TO ZNAČI DA JE ZA IZMENU STANJA TRANZISTORSKOG PREKIDAČA POTREBNO VREME OGRANIČENO BRZINOM UNOŠENJA I EVAKUACIJE TOVARA U BAZU.

TRANZISTOR U ZASIĆENJU IMA DIREKTNO POLARISANA OBA P-N SPOJA ČIJE SE UKUPNI BAZNI TOVAR POVEĆAVA. AKO JE „ N_d “ KONCENTRACIJA PRIHESA U KOLEKTORU, $V_T = D/n$ ODNOS DIFUZIJE KONSTANTE I POKRETLJIVOSTI NOSIOCA, n_{B0} KONCENTRACIJA MANJINSKIH NOSILACA BAZE NEPOLARISANOG TRANZISTORA, TADA JE ZAVISNOST $n_{PB}(W_B)$ OD NAPONA KOLEKTOR - BAZA DATA SA :

$$n_{pB}(W_B) = n_{pB0} \exp(-V_{CB}/V_T) \quad \dots (38)$$

PRI INVERZNOJ POLARIZACIJI, ZA $V_{CB} > 0$, KONCENTRACIJA $n_{pB}(W_B)$ JE PRAKTIČNO NULA. U ZASIĆENJU, $V_{CB} < 0$, OVA KONCENTRACIJA RASTE, POVEĆAVAJUĆI BAZNI TOVAR. OVO PRAKAZUJE SLIKA 23:



KONCENTRACIJE MANJINSKIM NOSIOCA PRI ZASIĆENJU

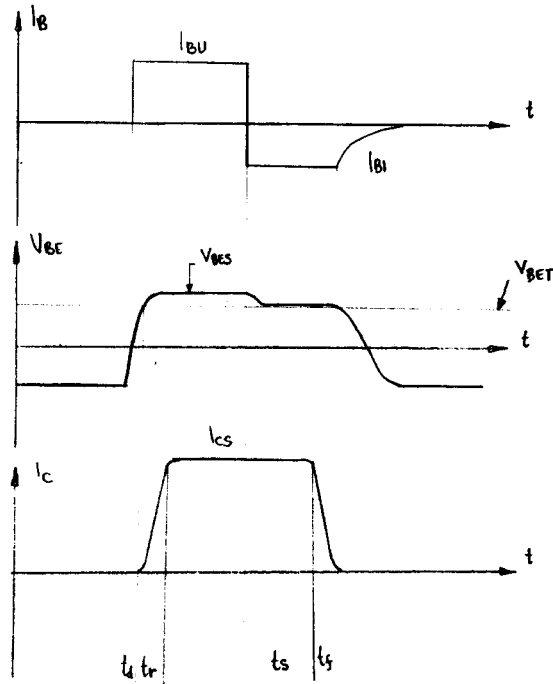
Q_{BST} PREDSTAVLJA BAZNI TOVAR AKTIVNOG REŽIMA, A Q_{BS} JE POVEĆANJE TOVARA USLED DIREKTNE POLARIZACIJE B-C SPOJA PRI ULASKU TRANZISTORA U ZASIĆENJE. KAKO SE U PREKIDAČKOM REŽIMU ŽELE ŠTO MANJI GUBICI U TRANZISTORU, TO JE POŽELJNO ŠTO DUBLJE ZASIĆENJE, JER JE TADA MANJI NAPON NA TRANZISTORU KADA PROVODI. TO ZNAČI DA SE BAZNI TOVAR UGLAVNOM SASTOJI OD Q_{BS} .

BRZINA UKLJUČENJA TRANZISTORA ZAVISI OD BRZINE INJEKCIJE TOVARA Q_{BST} , ČIME SE TRANZISTOR DOVODI NA GRANICU AKTIVNOG REŽIMA, I NAPON V_{CE} PADA NA V_{CES} .

BRZINA ISKLUČENJA TRANZISTORA MANJA JE OD BRZINE UKLJUČENJA, JER JE POTREBNO EVAKUISATI TOVAR Q_{BS} , ČIME SE TRANZISTOR DOVEDEN NA GRANICU ZASIĆENJA, NAKON ČEGA SE EVAKUIŠE TOVAR Q_{BST} , ČIME I_C POČINJE DA OPADA A NAPON V_{CE} POČINJE DA RASTE.

TALASNI OBLICI BAZNE STRUJE, KOLEKTORSKE STRUJE I NAPONA V_{BE} ZA JEDAN CIKLUS TRANZISTORSKOG PREKIDAČA, DATI SU NA SLICI 24

SLIKA 24



I_{BU} - STRUJA UKLJUČENJA
 I_{BI} - STRUJA ISKLJUČENJA
 V_{BET} - PRAG PROVOĐENJA
 t_d - VREME KAŠNIENJA
 t_r - VREME PORASTA I_c
 t_s - „STORAGE TIME“ -
 - VREME EVAKUACIJE
 TOVARA Q_{BS}
 t_f - VREME OPADANJA
 KOLEKTORSKE STRUJE

SA SLIKE 21 VIDI SE DA JE KRITIČAN SLUČAJ KADA SE JEDAN TRANZISTOR PALI DOK SE DRUGI JOŠ NIJE UGASIO, ŠTO DOVODI DO KRATKOG SPOJA JEDNOSMERNOG IZVORA KROZ TRANZISTORE, I SAHIM TIM DO RAZARANJA TRANZISTORA. KAKO SE, USLED VREMENA t_s , TRANZISTOR BRŽE PALI NEGO ŠTO SE GASI, TO SE POSEBNA PAŽNJA MORA OBRATITI SKLOPU ZA PALIENJE, KAKO BI SE IZBEGLI KRATKI SPOJEVI.

ANALIZIRAJMO SADA PROCESE PRI „GAŠENJU“ TRANZISTORA NEGATIVNOM BAZNOM STRUJOM I_{BI} .

KADA JE TRANZISTOR U ZASIĆENJU, BAZNA STRUJA NAODKNABUJE REKOMBINACIJU PROSTORNIH TOVARA Q_{BST} I Q_{BS} , I EVENTUALNO MENJA Q_{BS} , JER JE $Q_{BST} = \text{const}$ DOK JE TRANZISTOR U ZASIĆENJU.

$$i_B(t) = \frac{Q_{BST}}{\tau_B} + \frac{Q_{BS}(t)}{\tau_s} + \frac{dQ_{BS}(t)}{dt} \dots (39) ;$$

, GDE JE $\tau_B = \frac{Q_{BST}}{I_{BST}}$ SREDNJE VREME ŽIVOTA NOSIOCA U TOVARU Q_{BST} , A $\tau_s = Q_{BS}/I_{BS}$ VREMENSKA KONSTANTA ZASIĆENJA. AKO JE PRI ISKLJUČENJU TRANZISTORA $i_B(t) = -I_{B1}$, TADA SE BAZNI TOVAR $Q_{BS}(t)$ MENJA PO ZAKONU:

$$Q_{BS}(t) = -\tau_s \left[\frac{I_{CS}}{h_{FE}} + I_{B1} \right] + \tau_s \left[I_{B0} + I_{B1} \right] e^{-t/\tau_s} \dots (40)$$

NAKON ELIMINACIJE Q_{BS} , TRANZISTOR IZLAZI IZ ZASIĆENJA, I POČINJE EVAKUACIJA TOVARA Q_{BST} . SADA JE

$$i_B(t) = -I_{B1} = \frac{Q_B}{\tau_B} + \frac{dQ_B}{dt} \dots (41)$$

ZAKON PROMENE TOVARA $Q_B(t)$, KOJI JE, PO JEDNAČINI (37) TAKOĐE I ZAKON PROMENE KOLEKTORSKE STRUJE, DAT JE JEDNAČINOM :

$$Q_B(t) = -\tau_B I_{B1} + \tau_B \left[\frac{I_{CS}}{h_{FE}} + I_{B1} \right] e^{-t/\tau_B} \dots (42)$$

IZ JEDNAČINE (40) IZRAČUNAVA SE „STORAGE TIME“ :

$$t_s = \tau_s \ln \frac{I_{B0} + I_{B1}}{I_{CS}/h_{FE} + I_{B1}}$$

VREME OPADANJA KOLEKTORSKE STRUJE, SA 90% NA 10% POČETNE VREDNOSTI, DOBIBA SE IZ JEDNAČINE (42):

$$t_f = \tau_B \ln \left(\frac{I_{B1} + 0,9 I_{CS} / h_{FE}}{I_{B1} + 0,1 I_{CS} / h_{FE}} \right)$$

NA OSNOVU IZVRŠENE ANALIZE IZVODE SE ZAKLJUČCI:

a) - PRI ISKLJUČENJU TRANZISTORA, VREME t_s SE, NA OSNOVU JEDNAČINE (40), SMANJUJE POVEĆANJEM STRUJE ISKLJUČENJA, KAO I SMANJENJEM FAKTORA ZASIĆENJA.

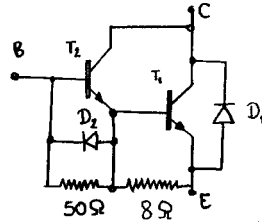
b) - VREME OPADANJA KOLEKTORSKE STRUJE, NA OSNOVU JEDNAČINE (42), TAKOĐE JE MANJE ZA VEĆU PRIMENJENU STRUJU ISKLJUČENJA I MANJI FAKTOR ZASIĆENJA TRANZISTORA.

c) - VREME t_s BITAN JE PARAMETAR KOJI KAZUJE KOLIKO VREMENA MORAJE PROĆI OD POČETKA PROCESA GAŠENJA TRANZISTORA JEDNE DIJAGONALE MOSTA NA SLICI 24, DO TREKUTKA KADA SE SME DOVESTI SIGNAL ZA PALJENJE NA BAZE TRANZISTORA DRUGE DIJAGONALE MOSTA, A DA PRI TOM NE DOBE DO KRATKOG SPOJA JEDNOSMERNOG IZVORA.

d) - VREME t_f NE UTIČE BITNO NA BRZINU IZMENE STANJA TRANZISTORSKOG PREKIDAČA, ALI ZATO ODREĐUJE OUBITKE PRI KOMUTACIJI, S OBZIROM DA SE TOKOM t_f STRUJA SMANJUJE A NAPON RASTE, ČIME SE IZVESNA SNAGA DISIPIRA NA PREKIDAČU.

TRANZISTOR MJ10015 JE ZAPRAVO SLOŽENA STRUKTURA KOJA SE SASTOJI OD TRANZISTORA - „DRAJVERA“, IZLAZNOG TRANZISTORA, DIODE ZA POUČAJ REAKTIVNE ENERGIJE, I „SPEED UP“ DIODE ZA OMOGUĆAVANJE EVAKUACIJE BAZNOG TOVARA IZ BAZE IZLAZNOG TRANZISTORA, ŽTO POKAZUJE SLIKA 25 :

SLIKA 25



VEZIVANJE TRANZISTORA T_1 I T_2 U DARLINGTON KONFIGURACIJU

OMOGUĆUJE VEĆI EKVIVALENTNI KOEFICIJENT STRUJNOG POJAČANJA.

$$h_{fe}^e = h_{fe2} + h_{fe1} (h_{fe2} + 1)$$

DIODA D_1 JE „FREE WHEELING“, DIODA ZA POUČAJ REAKTIVNE ENERGIJE, DOK DIODA D_2 OMOGUĆAVA BRŽU IZMENU STANJA TIME ŠTO OMOGUĆUJE VEĆE STRUJE GAŠENJA TRANZISTORA. NAIME, IZOSTAVLJANJEM DIODE D_2 , NEGATIVAN IMPULS NA BAZI UGASIO BI T_2 , DOK BI ZAOSTALI NOSIOCI U BAZI T_1 SPORO NESTAJALI U PROCESU REKOMBINACIJE (PO JEDNAČINI 40, ZA $I_B = 0$). NEGATIVNA BAZNA STRUJA TRANZISTORA T_1 MOGLA BI SE OSTVARITI SAHO U SLUČAJU PROBOJA B-E SPOJA TRANZISTORA T_2 , ŠTO JE LOŠIJE REŠENJE OD „SPEED-UP“ DIODE.

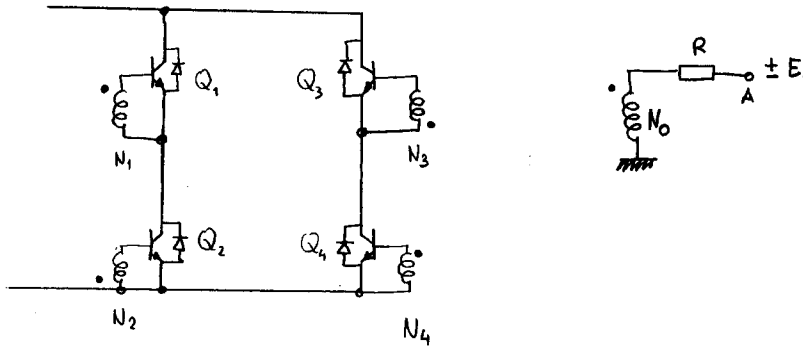
KARAKTERISTIČNI PARAMETRI OVOG TRANZISTORA SU :

V_{CEO} SUSTAINING VOLTAGE	→ 400 V
I_C av.	→ 50 A
I_C peak, 5ms	→ 75 A
h_{fe} ($I_C = 40A$)	→ 10
t_s - STORAGE TIME, ($I_C = 20A, I_B = 1A, V_{BE OFF} = 5V$)	→ 2.5/MS max
t_f - FALL TIME	→ 1/MS max

PAŠENJE TRANZISTORA REŠENO JE TAKO DA SE AUTOMATSKI IZBEGAVA MOGUĆNOST KRATKOG SPOJA.

STRUJU PALJENJA OBEZBEĐUJE TRANSFORMATOR ZA PALJENJE, KOJI POSEDUJE PRIMAR I ČETIRI SEKUNDARA. OVAJ TRANSFORMATOR REŠAVA PROBLEM GALVANSKOG IZOLOVANJA UPRAVLJAČKE ELEKTRONIKE I JEDNOSMERNE BATERIJE. VEZIVANJE SEKUNDARA OVOG TRANSFORMATORA NA BAZE TRANZISTORA MOSTA PRIKAZANO JE NA SLICI :

SLIKA 26



OTPORNIK R JE NEOPHODAN ZBOG TEMPERATURNE STABILNOSTI BAZNE STRUJE. ELIMINACIJA OVOG OTPORNIKA ZNAČILA BI POLARIZACIJU BAZA TRANZISTORA KRUTIM NAPONOM, IZ IZRAZA ZA STRUJU P-N SPOJA, $i_b = I_s [\exp[V_{BE}/V_T] - 1]$, GDE SU TEMPERATURNO ZAVISNI I INVERZNA STRUJA ZASIĆENJA $I_s = f(n_i) = f(\phi)$, KAO I $V_T = D/n = KT[^\circ K]/e$, VIDI SE DA BI ELIMINACIJA OTPORNIKA R DOVELA DO NEIZVESNE, TEMPERATURNE ZAVISNOSTI BAZNE STRUJE. NAPON $\pm E_1$ KOJIM SE UPRAVLJA MOSTOM, MORA OBEZBEDITI DOVOLJNU BAZNU STRUJU TRANZISTORA.

NAHOTAJI (N_1 I N_2) KAO I (N_3 I N_4) MOTAJU SE BIFILARNO, ŠTO U ZAVISNOSTI OD ELEKTROMAGNETNE SPREGE OVIH NAHOTAJA, OBEZBEĐUJE Približno :

$$V_{BE1} \approx V_{EB2} ; V_{BE4} \approx V_{EB3} \dots (43)$$

PRI GAŠENJU, NAPRIMER TRANZISTORA Q_{1-4} KOJI JE BIO U REŽIMU ZASIĆENJA, POTREBNO JE DA NAPON TAČKE „A“ BUDE $U_A = -E$, KAKO BI SE NEGATIVNOM BAZNOM STRUJOM EVAKUISAO Tovar BAZE Q_{1-4} ZA TO VREME,

$$V_{BE\ 2-3} = -V_{BE\ 1-4}$$

KAKO JE BAZNI NAPON TRANZISTORA KOJI SU VODILI, (1 i 4)

$$V_{BE} = \frac{KT}{e} \ln \frac{n_B(0)}{n_{B0}} \quad \dots (44)$$

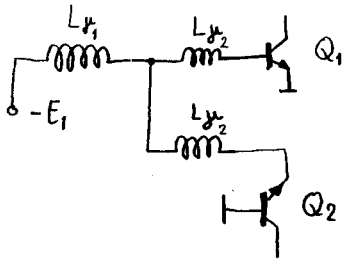
, GDE JE $n_B(0)$ KONCENTRACIJA MANJINSKIH NOSIOCA BAZE UZ EMITORSKI SPOJ, A n_{B0} RAVNOTEŽNA KONCENTRACIJA, TO ZNAČI DA JE NAPON BAZA - EMITOR ZAKOČENIH TRANZISTORA (2 i 3)

$$V_{BE\ 2,3} = - \frac{KT}{e} \ln \frac{n_B(0)}{n_{B0}},$$

, ŠTO ZNAČI DA ĆE $V_{BE\ 2-3}$ POSTATI POZITIVNO TEK KADA SE $n_B(0)$ IZJEDNAČI SA n_{B0} , ODNOSNO, KADA SE BAZNI TOVARI Q_1 I Q_4 POTPUNO ELIMINIŠU, I TRANZISTORI BUDU ZAKOČENI.

OVO JE IDEALIZIRAN SLUČAJ, KOJI ZANEHARUJE OTPORNOST TELA BAZE TRANZISTORA, RASIPANJE BIFILARNO MOTANIH NAMOTAJA, I OTPORNOST ŽICE KOJOM JE MOTAN UPALJAČKI TRANSFORMATOR. ČVRSTU ELEKTROMAGNETNU SPREGU JE TEŠKO OSTVARITI, JER SE BIFILARNO MOTANI NAVOJCI SA SLIKE 26 NALAZE NA RAZLIČITIM POTENCIJALIMA, PA SE MORAJU IZOLOVATI. AKO ZANEHARIMO OTPORNOSTI, S OBZIROM DA SE KOMUTACIJA DOĐADA U PERIODU MANJEM OD 5/MS, TADA JE EKUIVALENTNA ŠEMA PRI GAŠENJU Q_1-Q_4 :

SLIKA 27



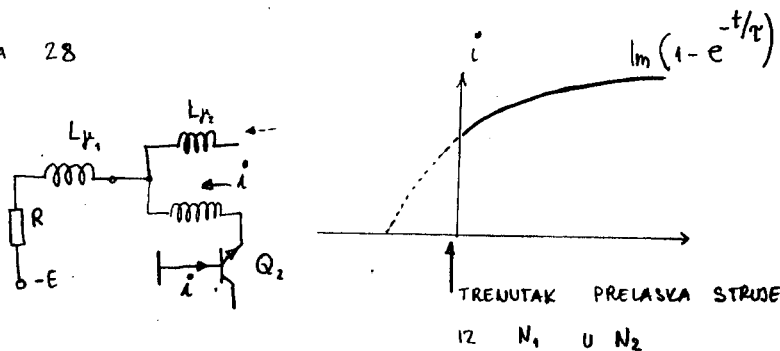
$L_{\mu 1}$ JE RASIPANJE PRIMARA UPALJAČKOG TRANSFORMATORA, A $L_{\mu 2}$ RASIPANJA IZMEĐU BIFILARNO MOTANIH SEKUNDARA. UZ PRETPOSTAVKU

$$-V_{BE1} + E_1 \frac{L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_{\mu 2}} < V_{BE2} \quad \dots (45)$$

NEĆE DOLAZITI DO KRATKIH SPOJEVA. V_{BE2} JE OVDE PRAG PROVOĐENJA TRANZISTORA. VIDI SE DA JE KVALITET OVOG UPALJAČA ODREĐEN KOEFICIJENTOM SPREGE BIFILARNO MOTANIH NAVOJAKA. RELACIJA (45) MOŽE SE ZADOVOLJITI I POVEĆANJEM PRIMARNOG RASIPANJA, ŠTO OGRANIČAVA PRIMENU OVOG UPALJAČA NA NIŽE RADNE UČESTANOSTI.

ZAKOČENJEM Q_1 , STRUJA KOJA JE GASILA OVAJ TRANZISTOR „SELI“ SE IZ NAMOTAJA N_1 U NAMOTAJ N_2 .

SLIKA 28



PREVELIKA VREMENSKA KONSTANTA $\tau \approx \frac{L_{\lambda}}{R}$ DOVODI DO USPORENOG PORASTA BAZNE STRUJE TRANZISTORA KOJI SE PALI, ŠTO DOVODI DO TOGA DA U INTERVALU DOK JE $I_B < I_{cm} / h_{FE}$ TRANZISTOR RADI U AKTIVNOM REŽIMU, PRI ČEMU MU JE $V_{CE} = E_{BATERIJE}$ I $I_C = h_{FE} I_B$, ŠTO REZULTUJE POVEĆANIM GUBICIMA U TRANZISTORU, A MOŽE DOVESTI I DO SEKUNDARNOG PROBOJA.

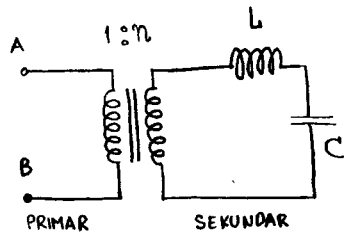
IZ SVEGA NAVEDENOG SE IZVODI ZAKLJUČAK DA OPISANI UPALJAČ MORA PRE SVEGA IMATI MALA RASIPANJA.

U OVOJ DELU OPISAN JE PRINCIP RADA TRANZISTORSKOG MOSTA I UPALJAČKOG TRANSFORMATORA. KVALITATIVNI PRORAČUN BIĆE IZVRŠEN NAKON DEFINISANJA KOMPLETNOG ENERGETSKOG KOLA.

4.2. ENERGETSKA ŠEMA UREĐAJA

RASPOLOŽIVI JEDNOSMERNI NAPON JE $60V \pm 10\% / -5\%$. NA IZLAZU INVERTORA POTREBAN JE NAIZMENIČNI NAPON EFEKTIVNE VREDNOSTI 220V, PA JE POTREBAN ENERGETSKI TRANSFORMATOR. BITNI ELEMENTI ENERGETSKE ŠEME SU I RADNA INDUKTIVNOST I IZLAZNA KAPACITIVNOST. UPROŠĆENA ŠEMA DATA JE NA SLICI 29. TAČKE A i B PRIKLJUČUJU SE NA TRANZISTORSKI MOST KOJI JE UPRAVLJAN ELEKTRONIKOM, I GENERIŠE $U_{AB} = \pm(E - 2V_{CES})$, JER STRUJA PROTIČE KROZ DVA PREKIDAČA NA KOJIMA JE NAPON U PROVODNOM STANJU RAZLIČIT OD NULE. ZA TRANZISTOR MJ10015, PRI STRUJAMA $I_C = 40A$, $I_B = 4A$, $V_{CES} \approx 2V$

SLIKA 29



INDUKTIVNOST L MOŽE BITI VEZANA U PRIMARNOM KOLU, U SEKUNDARNOM KOLU, ILI BITI OSTVARENA PONEĆANIM RASIPANJEM ENERGETSKOG TRANSFORMATORA, ŠTO JE DETALJNIJE OPISANO U DELU 4.3.

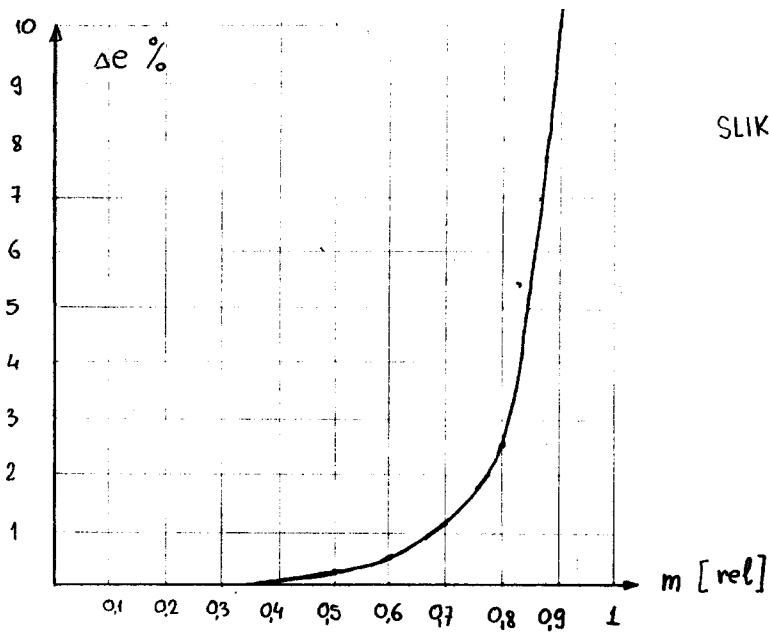
USVAJAJUĆI $3,5 \text{ kHz}$ ZA RADNU UČESTANOST, I OGRANIČAVAJUĆI AMPLITUDU RIZILOVA PRIMARNE STRUJE NA 4 A , PO FORMULI (21) IZ POGLAVLJA 2.2. IZRAČUNAVA SE :

$$L' \geq \frac{ET}{4Im} = \underline{1,1 \text{ mH}}$$

ZA ODREĐIVANJE PRENSNOG ODNOSA TRANSFORMATORA, POTREBNO JE ODREDITI EFEKTIVNU VREDNOST 50 Hz -HARMONIKA NAPONA U_{AB} KOJI SE MOŽE OSTVARITI. ZA PROCENU 50 Hz -HARMONIKA NA PRIMARU, POTREBNO JE ODREDITI DUBINU MODULACIJE, KAKO BI NELINEARNI PAD NAPONA, PO FORMULI (35) BIO U GRANICAMA DOZVOLJENOG. FORMULA (35) SE NA OSNOVU JEDNAČINA (21) I (22) MOŽE NAPISATI U OBLIKU :

$$\Delta e(m) = \frac{U_{m \text{ ripple}}}{3} \left[\frac{1}{(1-m)^2} - \frac{1}{(1+m)^2} \right] \dots (46)$$

ZAVISNOST NELINEARNOG PADA NAPONA OD DUBINE MODULACIJE DATA JE NA SLICI 30, UZINAJUĆI $U_m = 1 \text{ V}$



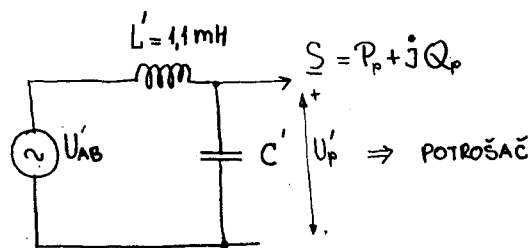
SLIKA 30

IZ DIJAGRAMA NA SLICI 30 VIDI SE DA MODULACIJA I PRI NAJNEPOVOLJNIM USLOVIMA RADA NEBI TREBALA DA PRELAZI VREDNOST $m = 0,8$, NAKON KOJE BI NELINEARNOST $\Delta e(m)$ UGROZILA THD FAKTOR IZLAZNOG NAPONA.

EFEKTIVNA VREDNOST 50 HZ IARHONIKA NAPONA U_{AB} :

$$U_{AB \text{ RMS}} = (E_{\text{min}} - 2V_{\text{CES}}) \cdot m / \sqrt{2} = \underline{28,3V}$$

ZA DALJU ANALIZU, PRESLIKACEMO RELEVANTNE VELICINE NA PRIMAR, NA SLICI 31



SLIKA 31

NAJKRITIČNIJE PO DUBINU MODULACIJE JE INDUKTIVNO OPTEREĆENJE, ŠTO SE VIDI IZ POGLAVLJA 3.3., FORMULA 36. UZ PRETPOSTAVKU DA JE OPTEREĆENJE INVERTORA TAKVO DA JE $\cos \varphi_{\min} = 0,8$, I DA JE RADNI KONDENZATOR DIMENZIONISAN NA 20% NOMINALNE SNAGE INVERTORA, KOMPLEKSNA SNAGA KOJA TEČE KROZ INDUKTIVNOST L' PRAVIČE PAD NAPONA (U 50 KHZ REŽIMU) IZMEĐU NAPONA U_{AB} I PRESLIKANOG NAPONA POTROŠAČA.

$$S_L = (0,8 + j0,6)S_n - j0,2S_n$$

$$S_L = (0,8 + j0,4)S_n = (400 + j200) \text{ VA} = P + jQ$$

ZNAJUĆI S_L , L' , U_{AB} , POTREBNO JE DA IZRAČUNAMO NAPON U'_p KAKO BI DEFINITIVNO ODREDILI ODNOS PREOBRAŽAJA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA.

$$U'_p = \left[\frac{1}{2} \left(U_{AB}^2 - 2XQ + \left((U_{AB}^2 - 2XQ)^2 + 4X^2 S_L^2 \right)^{1/2} \right) \right]^{1/2}$$

$$U'_p = \underline{\underline{24,98 \text{ V}}} \quad (X = L' \cdot 2\pi \cdot 50)$$

ODNOS PREOBRAŽAJA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA JE

$$n = U_{\text{RMS}} / U'_p = 220 / 24,98 = \underline{\underline{8,8}}$$

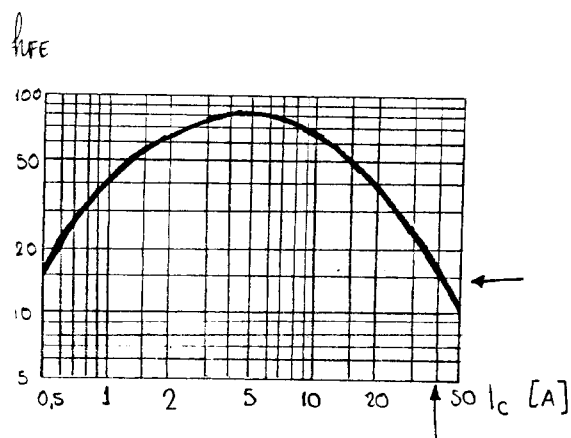
IZ OVOG PODATKA IZRAČUNAVAJU SE RADNE STRUJE TRANZISTORA I PROCENJUJU STRUJE PALJENJA TRANZISTORA.

MAKSIMALNA RADNA STRUJA TRANZISTORA JE

$$I_{\max} = n \frac{S}{U} \sqrt{2} + I_{\text{RIPLA}} \quad \dots (47)$$

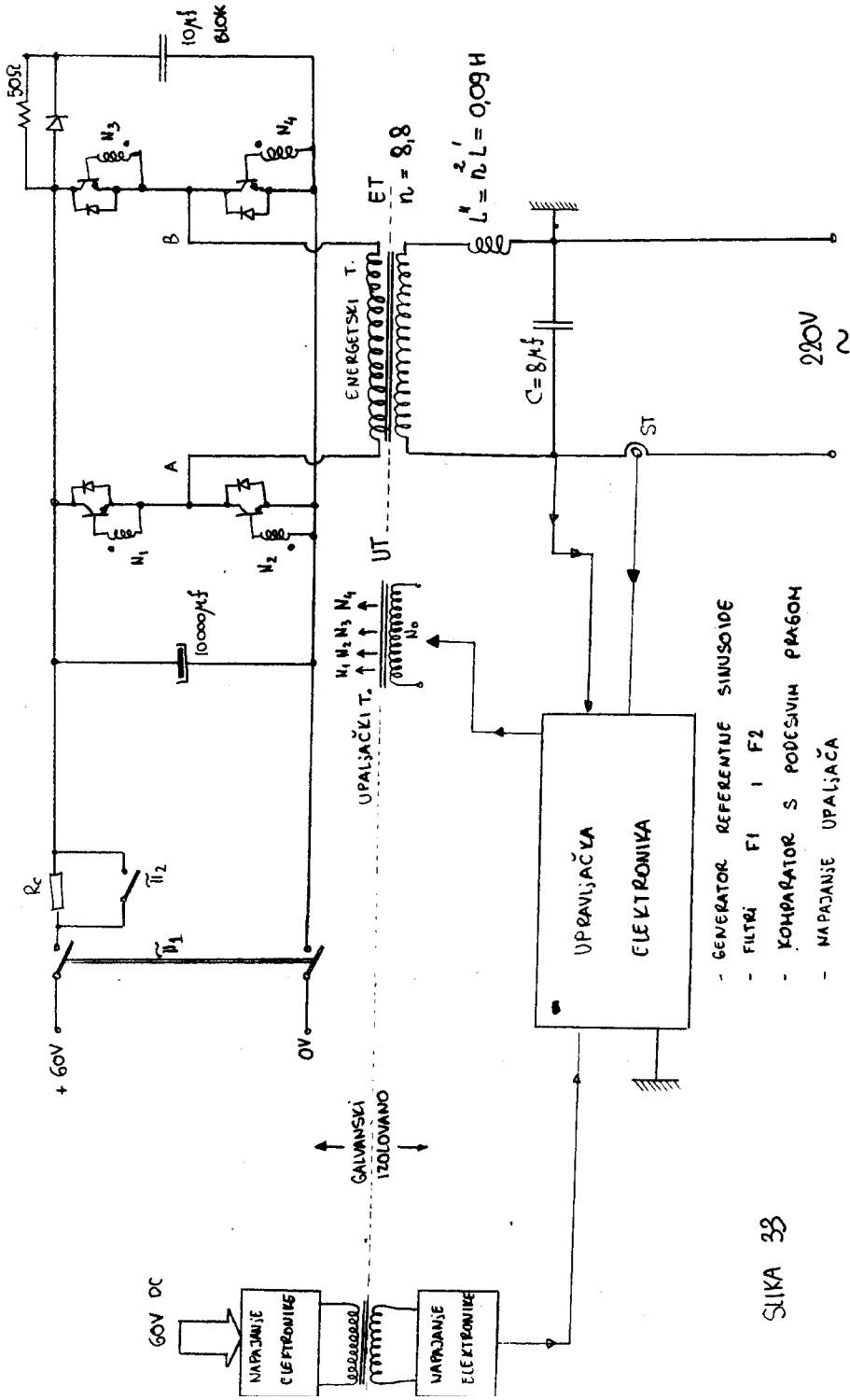
$$I_{\max} = 8,8 \cdot 2,35 \cdot \sqrt{2} + 5 = 35 \sim \underline{\underline{40 \text{ A}}}$$

ZAVISNOST FAKTORA STRUJNOG POJAČANJA TRANZISTORA MJ10015
OD KOLEKTORSKE STRUJE, DATA JE NA SLICI 32



SA DIJAGRAMA 32 VIDI SE DA JE PRI $I_c = 40A$, $h_{FE} = 15$,
PA JE MINIMALNA BAZNA STRUJA $I_B = I_c / h_{FE} = 2,66$. AKO
ZA MINIMALNI FAKTOR ZASIĆENJA TRANZISTORA USVOJIMO $F_S = 1,5$,
TADA JE POTREBNA STRUJA PALIENJA $I_B = 4A$.

NA SLICI 33 PRIKAZANA JE ENERGETSKA ŠEMA UREĐAJA, NAZNAČENI SU OSNOVNI SKLOPOVI UPRAVLJAČKE ELEKTRONIKE, KAO I MEHANI ORGAN PREKOSTRUDNE ZAŠTITE - STRUJNI TRANSFORMATOR. JEDNOSMERNA BATERIJA, TRANZISTORSKI MOST I PRIMAR ENERGETSKOG TRANSFORMATORA GALVANSKI SU IZOLOVANI OD UPRAVLJAČKE ELEKTRONIKE I SEKUNDARA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA. DAKLE, ULAZNI I IZLAZNI PRIKLJUČCI INVERTORA SU GALVANSKI IZOLOVANI. KAKO SE UPRAVLJAČKA ELEKTRONIKA NAPAJA IZ JEDNOSMERNOG IZVORA OD KOGA MORA BITI GALVANSKI IZOLOVANA, TO JE ZA NAPAJANJE ELEKTRONIKE NEODHODNO KONSTRUISATI DC/DC PRETVARAČ MALE SNAGE SA GALVANSKOM IZOLACIJOM ULAZ/IZLAZ.



Slika 38

4.3. REALIZACIJA RADNE PRIGUŠNICE

RADNA PRIGUŠNICA - INDUKTIVITET MOŽE SE REALIZOVATI NEZAVISNO OD ENERGETSKOG TRANSFORMATORA. U TOM SLUČAJU POTREBNO JE NA JEZGRU S VAZDUŠNIM PROCEPOM NAMOTATI ODREĐENI BROJ NAVOJAKA TAKO DA BUDE :

$$L' = \frac{N^2}{R_m} = 1,1 \text{ mH} \quad \text{ZA SLUČAJ KADA JE PRIGUŠNICA}$$

SHEŠTENJA U PRIMARNOM KOLU, ILI

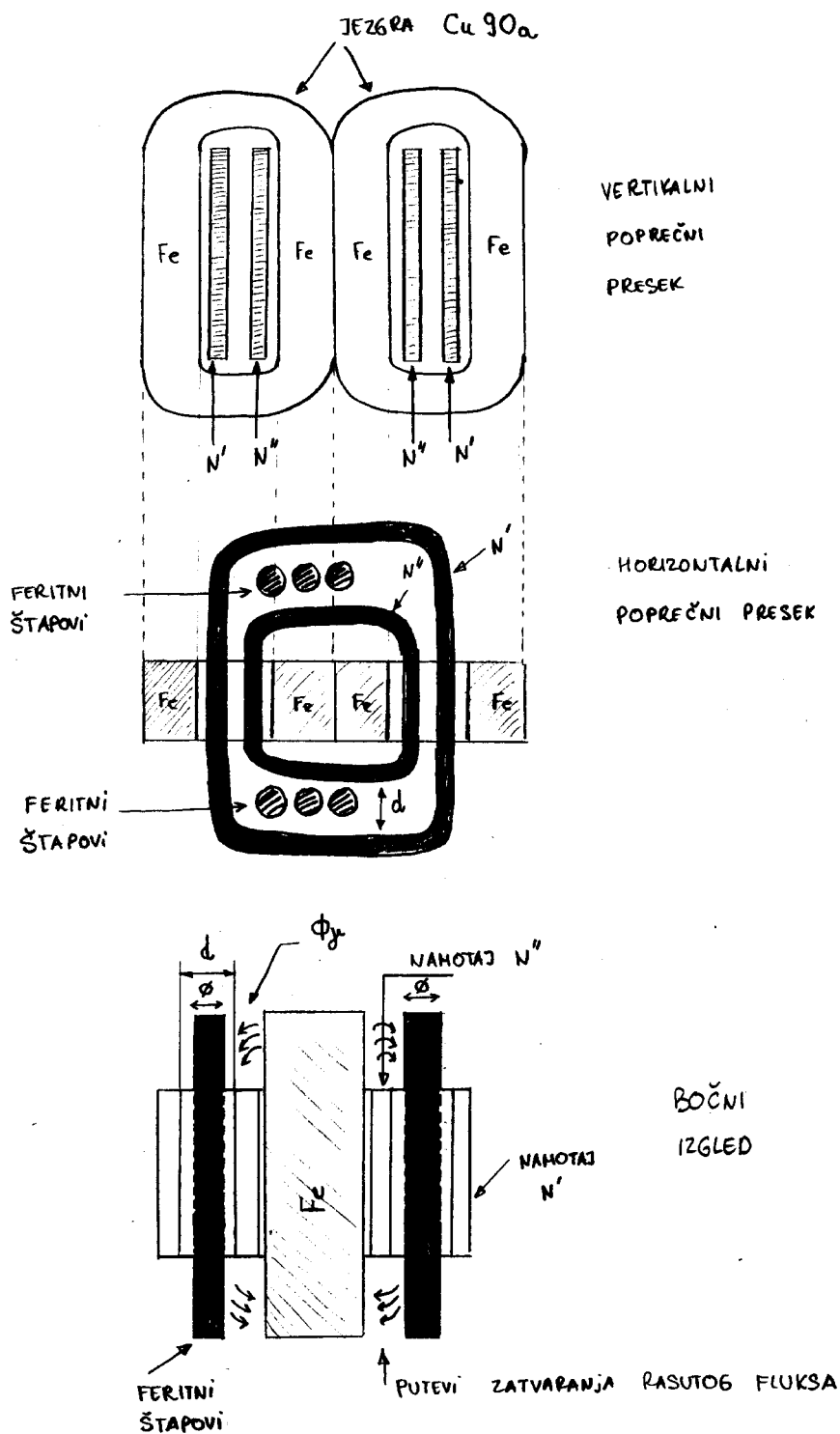
$$L'' = \frac{N^2}{R_m} = 0,09 \text{ H} \quad \text{ZA SLUČAJ KADA JE PRIGUŠNICA}$$

SHEŠTENJA U SEKUNDARNOM KOLU.

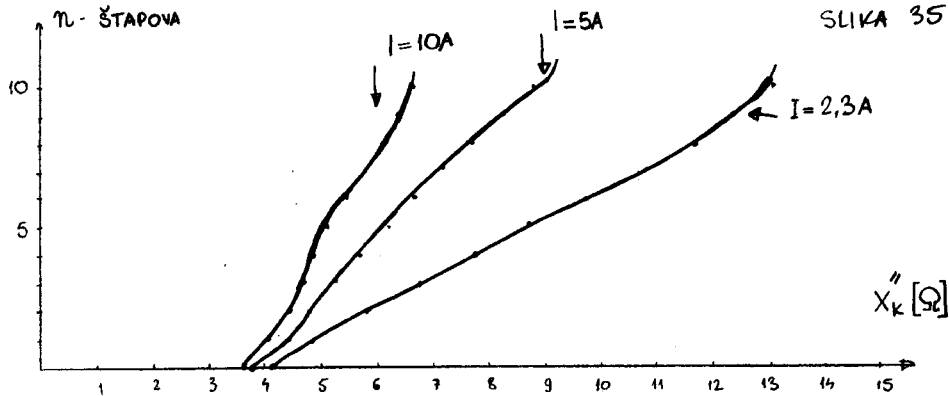
IDEJA PROFESORA P. HILJANIĆA JE DA SE POTREBNA VELIČINA RADNE INDUKTIVNOSTI OSTVARI POVEĆANIM RASIPANJEM ENERGETSKOG TRANSFORMATORA. U TOM CILJU, PRIMAR I SEKUNDAR TRANSFORMATORA MORAJU BITI ODVOJENI VAZDUŠNIM ZAZOROM U KOJI SE UMEĆU FERITNI ŠTAPOVI. OVAJ ZAHVAT UMANJUJE MAGNETNI OTPOR NA PUTU KOJIM SE ZATVARA FLUKS RASIPANJA, ČIJE SE INDUKTIVNOST RASIPANJA POVEĆAVA. OVIH SE IZBEGAVA UPOTREBA DVA ODVOJENA JEZGRA, JEDNO ZA ENERGETSKI TRANSFORMATOR, A DRUGO ZA RADNU PRIGUŠNICU. ELIMINISANJEM POSEBNE PRIGUŠNICE GABARIT UREĐAJA SE SHANJUJE, A UKUPNI GUBICI SU UMANJENI ZA GUBITKE U BAKRU NAMOTAJA PRIGUŠNICE.

SKICA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA SA POVEĆANIM RASIPANJEM PRIVAZANA JE NA SLICI 34. IZNEOU PRIMARA (N') I SEKUNDARA (N'') OSTAVLJEN JE ZAZOR $d = 18 \text{ mm}$, U KOJI SE MOGU UBACITI FERITNI ŠTAPOVI OKRUGLOG PRESEKA $\phi = 10 \text{ mm}$ I DUŽINE 150 mm . JEZGRO TRANSFORMATORA JE $2 \times \text{Cu } 90\alpha$, PROIZVODNJE „ISKRA-KRANJ“.

SLIKA 34



U CILJU ISPITIVANJA LINEARNOSTI REAKTANSE RASIPANJA I NJENE ZAVISNOSTI OD BROJA UBAČENIH FERITNIH ŠTAPOVA, IZVRŠEN JE OGLED KRATKOG SPOJA TRANSFORMATORA PRI STRUJAMA SEKUNDARA OD 2,3A, 5A, 10A, I BROJU ŠTAPOVA OD „0“ DO „10“. REZULTATI OGLEDA PRIKAZANI SU NA SLICI 35 :



STRUJA OD $I = 2,3A$ BLISKA JE NOMINALNOJ IZLAZNOJ STRUJI INVERTORA. PRI DUGOTRAJNOM RADU ($\approx 3h$) SA OVOM STRUJOM FERITNI ŠTAPOVI SE ZAGREVAJU. MERENJEM SNAGE KRATKOG SPOJA TRANSFORMATORA, KOJA JE PRI SEKUNDARNOJ STRUJI $I = 2,3A$ IZNOSILA $P_k = 48,16 W$, UTVRĐENO JE DA SU GUBICI U FERITNIM ŠTAPOVIMA $P_{fer} = P_k - P_{cu} = 48,16 - 23,5 = 24,66 W$. GUBICI U BAZU SU Približno ODREĐENI PROPUSTANJEM JEDNOSMERNE STRUJE $I = 2,3A$ KROZ SEKUNDARNI NAMOTAJ, I UDVOSTRUČAVANJEM OVAKO IZMERENE SNAGE GUBITAKA.

PRIMEĆUJE SE DA JE ZA $I > 2,3A$ REAKTANSA NELINEARNA, ŠTO BI PRI RADU INVERTORA DOVELO DO ZAVISNOSTI RIPLOVA STRUJE OD TREKUTNE VREDNOSTI SINUS-KOMPONENTE STRUJE.

KAKO SU RIPLOVI STRUJE OBRNUTO PROPORCIONALNI VREDNOSTI REAKTANSE RASIPANJA, TO ĆE ONI RASTI POVEĆANJEM TREKUTNE VREDNOSTI 50Hz KOMPONENTE STRUJE, JER REAKTANSA RASIPANJA OPADA PORASTOM OVE STRUJE. OPTEREĆIVANJEM INVERTORA KOJE JE RADNA INDUKTIVNOST OSTVARENA UBACIVANJEM 10 FERITNIH ŠTAPOVA SNAGOM $S = 600 \text{ VA}$, POSMATRANJEM PRIMARNE STRUJE NA OSCILOSKOPU UTVRĐENO JE DA SU RIPLOVI STRUJE Približno DVA PUTA VEĆI PRI VRHU 50Hz SINUSOIDALNE STRUJE $[8,8 \text{ A}]$, NEGO PRI PROLAŠKU OVE STRUJE KROZ NULU $[4,6 \text{ A}]$.

UKOLIKO SU RIPLOVI STRUJE SAMI PO SEBI MALI, ONDA OVO POVEĆANJE NE UTIČE BITNO NA RAD INVERTORA, MEĐUTIM, AKO SU RIPLOVI UPOREDIVI SA AMPLITUĐOM 50Hz KOMPONENTE, TADA JE NJIHOVO UVEĆANJE U TRENUTCIMA MAKSIMUMA STRUJE POTROŠAČA KRITIČNO PO TRANZISTORE KOJI MOGU OTKAZATI.

MERENJE POKAZUJE DA JE UBACIVANJEM 10 FERITNIH ŠTAPOVA U OBA PROCEPA IZMEĐU NAMOTAJA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA (UKUPNO 20 ŠTAPOVA) RIP STRUJE PRAZNOG HODA $I_m = 4,6 \text{ A}$, A RIP U VRHU STRUJE OPTEREĆENJA $S = 500 \text{ VA}$, $I_m' = 8 \text{ A}$. (OVI PODATCI SU Približno UTVRĐENI POSMATRANJEM TALASNIH OBLIKA NA OSCILOSKOPU, I ODOSE SE NA STRUJU TRANZISTORA). MAKSIMALNA STRUJA KROZ TRANZISTORE PRI TOME JE :

$$I_{\max} = \sqrt{2} \frac{S}{U''} n + I_m' = 36,28 \text{ A} ,$$

ŠTO TRANZISTOR M3 10015 MOŽE IZDRŽATI PRI BAZNOJ STRUJI $I_B = 4 \text{ A}$.

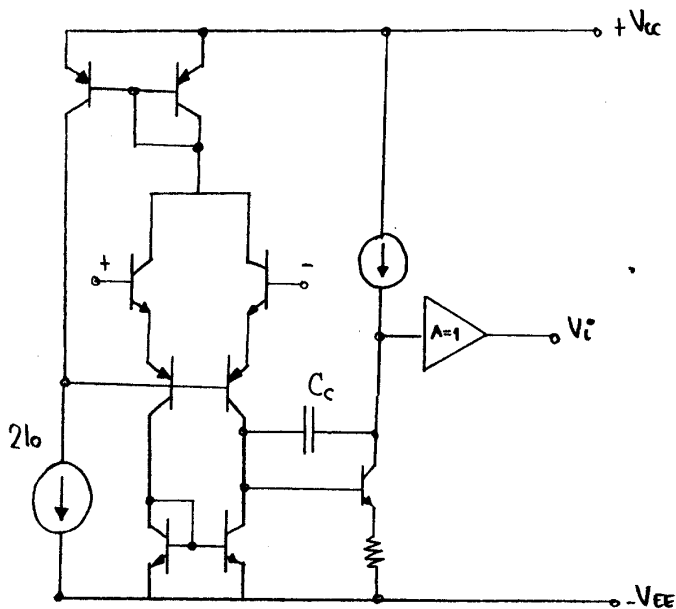
4.4. REALIZACIJA SKLOPOVA PRATEĆE ELEKTRONIKE

4.4.1. KOMPparator S PODESIVIM PRAGON

KOMPparator KOJI RADI NA PRINCIPU OPISANOM U POGLAVLJU 3.2. MORA IMATI KAŠNjENJE, KOJE ĆE SISTEMU IZ POGLAVLJA 2.2. ODRE-
DITI UĀESTANOST SOPSTVENIH OSCILACIJA, KAO $\omega_s = \pi / 2T_d$.
PRIMENA KONVENIONALNIH INTEGRISANIH KOMPparatorA KAO ŠTO JE LM710
DOVELO BI DO VRILO MALIH VREMENA PRELAZA ZAMOG KOMPparatorA,
(ZA LM710, PRI ODSKOĀNOJ PObUDI ULAZA 5mV, VREME PRELAZA JE
50NS). TADA BI UKUPNO VREME KAŠNjENjA KOMPparator - MOST
ZAVISILO SAHO OD VREMENA PRELAZA SISTEMA UPALjAĀ - MOST,
KOJE IZNOSI PROSEĀNO 30μS (MERENO U SAHOOSCILATORNOM RE-
ŽINU PRI $V_{REF} = 0$). OVO VREME NIJE STABILNO, JER ZAVISI
OD FAKTORA ZASIĀENjA TRANZISTORA, KAO I OD TOGA PREUZIMA
LI STRUJU TRANZISTOR ILI REAKTIVNA DIODA. DA BI SE UKU-
PNO KAŠNjENJE UĀINILO MANJE ZAVISNIM OD VREMENA PRELAZA
UPALjAĀ - MOST, KAO KOMPparator JE UPOTREBIJEN OPERACIONI
POjAĀVAĀĀ 741, KOD KOGA JE ISKORIŠĀENA OSOBINA OGRANI-
ĀENE BRZINE PROMENE IZLAZNOG NAPONA (SLEW-RATE).
UNUTRAŠNjI KONDENZATOR ZA KOMPENZACIJU FREKVENTNE KARAKTE-
RISTIKE OPERACIONOG POjAĀVAĀĀ OGRANIĀAVA BRZINU PRO-
MENE IZLAZNOG NAPONA NA:

$$\left. \frac{dV_i}{dt} \right|_{max} = \frac{2I_o}{C_c}$$

GDE JE I_o STRUJA POLARIZACIJE ULAZNOG DIFERENCIJA-
LNOG POjAĀVAĀĀ - SLIKA 36



SLIKA 36

$$\left. \frac{dV_i}{dt} \right|_{\max} = \frac{2I_0}{C_c}$$

$$2I_0 = 19 \mu A$$

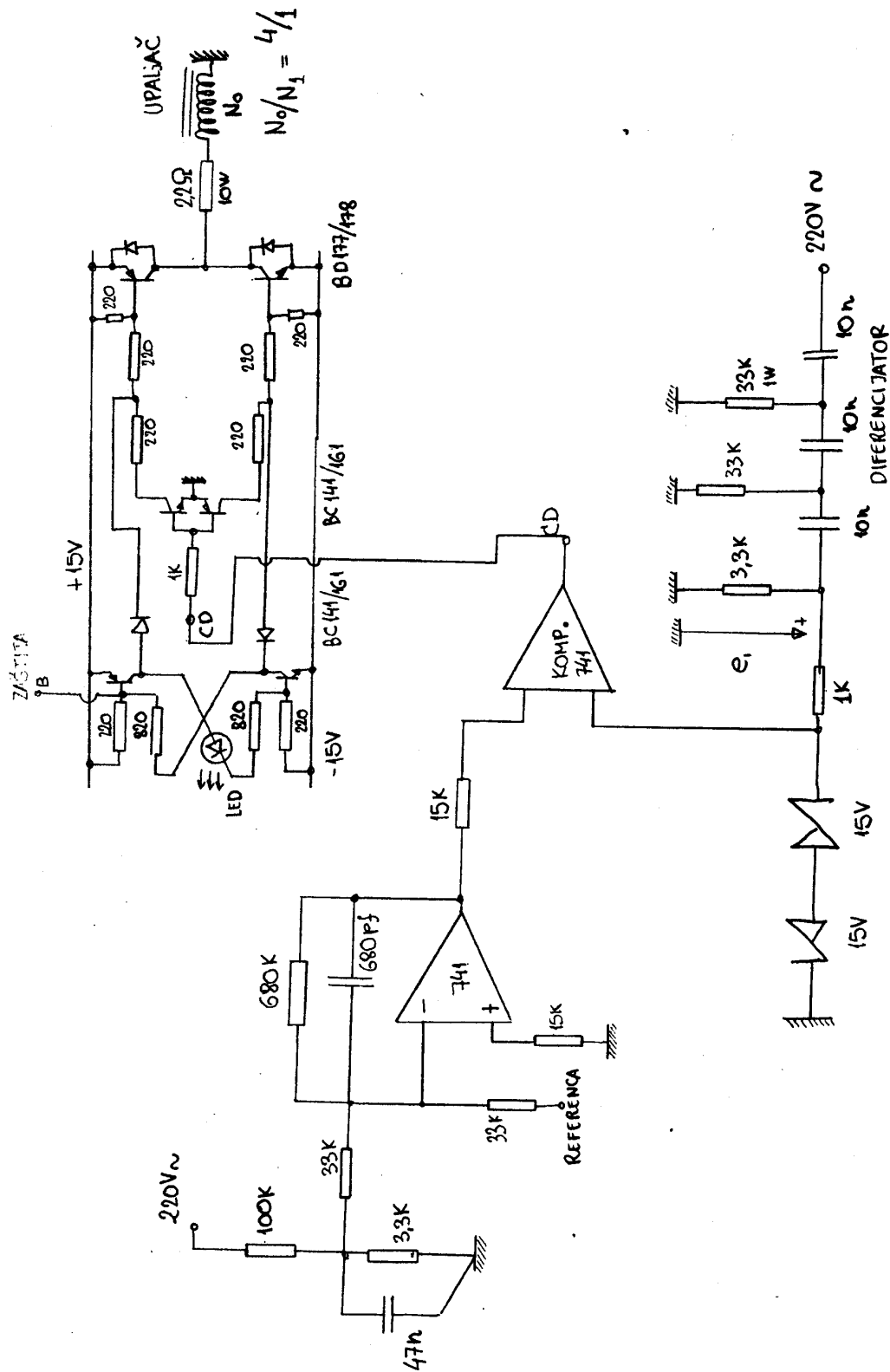
$$C_c = 30 \text{ pF}$$

$$\Delta t_{(+15/-15)} = 47 \mu s$$

IZLAZNI NAPON OPERACIONOG POJAČAVAČA KOJI SE KORISTI
 KAO KOMPARATOR, DOVODI SE U SKLOP ZA UPRAVLJANJE UPALJAČEM.
 OVAJ SKLOP POSEDUJE BISTABILO KOLO KOJE SE AKTIVIRA UKOLI-
 KO DOĐE DO KRATKOG SPOJA ILI KVARA, I ONEMOGUĆAVA NA-
 PAJANJE TRANZISTORA BAZNOM STRUJOM (SLIKA 37). NISKOPROPU-
 SNI FILTAR REALIZOVAN JE S DVOSTRUKIM POLOM, DOK POJAČANJE
 FILTRIRANE 50KHz GREŠKE IZNOSI $A = 20$. DIFERENCIJATOR (SLIKA
 37) REALIZOVAN JE TAKO DA UVOSI ŠTO VEĆE SLABLJENJE U
 SIGNAL OSNOVNOG HARMONIKA. PRI REALIZACIJI ŠEME SA SLIKE
 37 SVI ELEMENTI SMEŠTENI SU NA JEDNU ŠTAMPANU PLOČICU.
 TRANZISTORI BD 177 / BD 178, KOJI UPRAVLJAJU PRIMARNOM STRUJOM
 UPALJAČKOG TRANSFORMATORA, VODE STRUJU $I = 2A$, JER JE PRE-
 NOSNI ODNOS UPALJAČKOG TRANSFORMATORA 4:1, A MOST U SVAKOM
 TRENUTKU ZAHTEVA STRUJU PALJENJA $I_B = 4A$ ZA DVA IZLAZNA
 TRANZISTORA. ZATO SU BD 177 / BD 178 MONTIRANI NA HLADNJAKE.

SLIKA 37 : KOMPparator i UPALJAČKI SKLOP

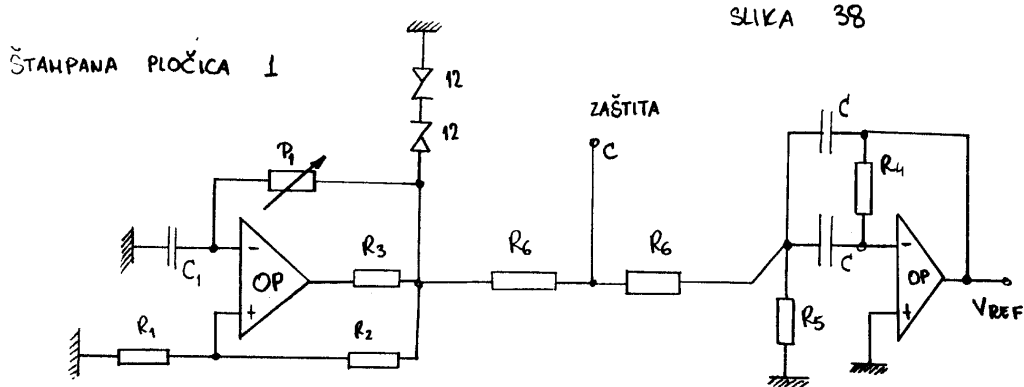
ŠTAMPANA PLOČICA BR. 1



4.4.2. IZVOR REFERENTNE SINUSOIDE

NA IZLAZU IZ INVERTORA ŽELI SE SINUSOIDALAN NAPON KON-
STANTNE AMPLITUDE $220\sqrt{2} \text{ V}$ I FREKVENCIJE $f = 50 \text{ Hz}$.

REFERENTNI NAPON TREBA DA BUDE KONSTANTNE FREKVENCIJE
 $f = 50 \text{ Hz}$ I AMPLITUDE $U_R = 10,27 \text{ V}$. KORIŠĆENJEM INTEGRISA-
NIH OPERACIONIH POJAČAVAČA OSTVAREN JE GENERATOR ČETVRTKI.
STABILNE UČESTANOSTI $f = 50 \text{ Hz}$, KOJE SE ZATIM PROPUŠTAJU
KROZ BIKVADRATNI FILTAR PROPUSNIK OPSEGA UČESTANOSTI. ŠEMA JE
DATA NA SLICI 38



PRENOSNA FUNKCIJA BIKVADRATNOG FILTRA JE :

$$W(s) = \frac{-s/R_5C}{s^2 + \frac{s}{C} \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_5R_4C^2}}$$

REZONANTNA UČESTANOST PODEŠENA JE NA $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_4R_5C^2}} = 314$.

A FAKTOR DOBROTE $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_4}{R_5}}$ PODEŠEN JE NA 20.

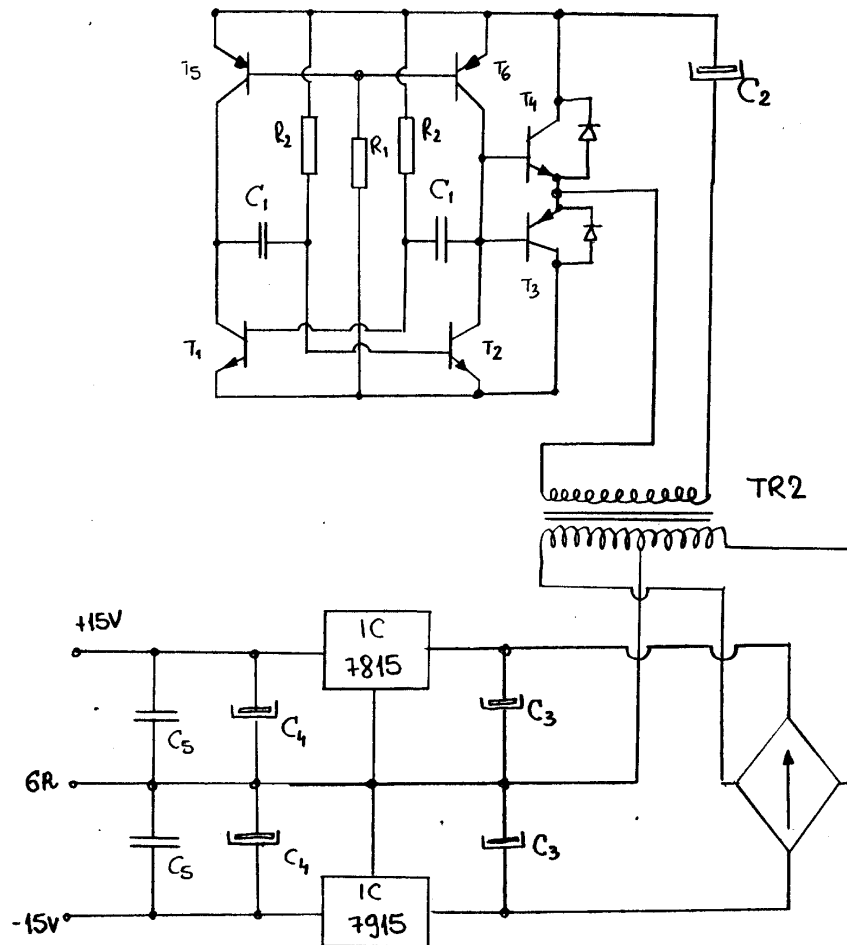
NA IZLAZU IZ OVOG SKLOPA DOBIJA SE SINUSOIDALAN NA-
PON SA 2,2% IZBLIČENJA, KOJI OD TRENUTKA UKLJUČENJA EK-
SPONENCIJALNO POVEĆAVA AMPLITUDU ČIJU MAKSIMALNU VREDNOST
POSTIŽE NAKON ≈ 7 PERIODA, ŠTO JE VRLO POVOLJNO ZA RAD
INVERTORA.

4.4.3. NAPAJANJE ELEKTRONIKE - KARTICA BROJ 2

KLASIČAN MULTIVIBRATOR NA FREKVENCIJI $f = 5 \text{ KHZ}$ UPRAVLJA KOMPLEMENTARNIM PAROM $T_3 - T_4$, KOJI NA PRIMARU TRANSFORMATORA TR2 OSTVARUJU ČETVRTAST NAPON FREKVENCIJE 5 KHZ. TRANSFORMATOR JE MOTAN NA FERITNOM LONČASTOM JEZGRU OD 7000 NH PO ZAVOJKU, I ZADATAK MU JE DA PREDA POTREBNU ENERGIJU KOLU ZA NAPAJANJE ELEKTRONIKE, OD KOGA JEDNOSMERNNA BATERIJA MORA BITI GALVANSKI IZOLOVANA.

ŠTAMPANA PLOČICA BR 2

SLIKA 39

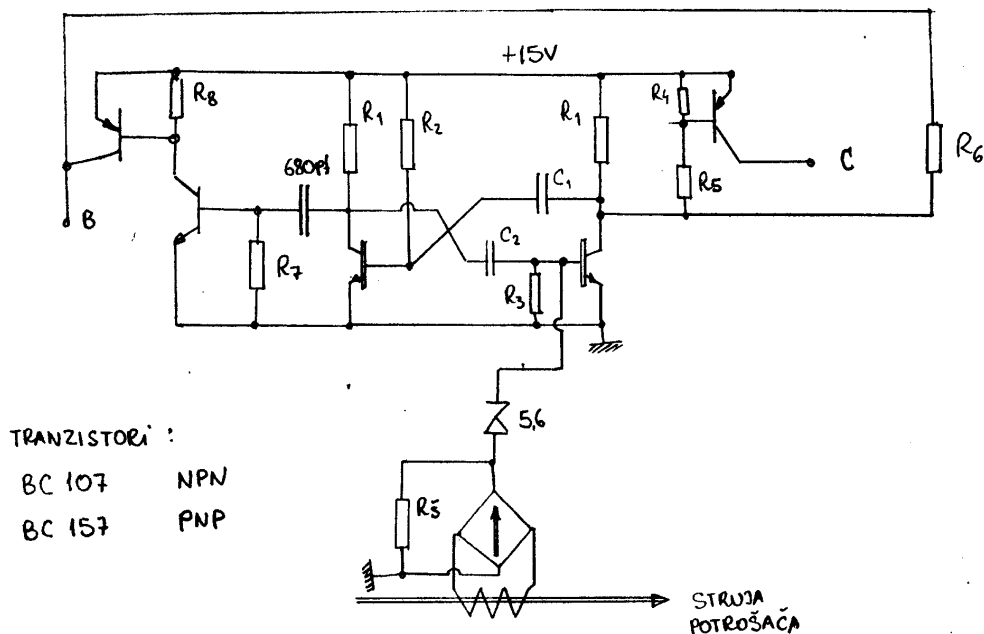


INTEGRISANI STABILIZATORI

4.4.4. ELEKTRONSKA ZAŠTITA

IZLAZNA STRUJA INVERTORA MERI SE STRUJNIM TRANSFORMATOROM (SLIKA 33). UKOLIKO DOBE DO KRATKOG SPOJA NA IZLAZU, ILI PREKOMERNE STRUJE OPTEREĆENJA INVERTORA, SETUJE SE MONOSTABILNI MULTIVIBRATOR S VREHENOM DRŽANJA 0,5 sec. ISTOVREMENO, UKIDA SE PALJENJE TRANZISTORA, DOVOBENJEM TAČKE B NA SLICI 37 NA NIZAK POTENCIJAL. TAČKA C NA SLICI 38 DOVODI SE NA VISOK POTENCIJAL, ČIME JE ONEMOGUĆENO POBUĐIVANJE AKTIVNOG FILTRA, I REFERENCA EKSPONENCIJALNO SMANJUJE SVOJU AMPLITUDU. NAKON ISTEKA 0,5 sec, MONOSTABILNI SE MULTIVIBRATOR VRAĆA U STACIONARNO STANJE, USPOSTAVLJA SE SAHOOSCILATORNI REŽIM SISTEMA JER JE PALJENJE PONOVO USPOSTAVLJENO, A REFERENTNI NAPON RASTE OD NULE DO SVOJE NOMINALNE VREDNOSTI. ŠEMA JE PRIKAZANA NA SLICI 40.

ŠTAMPANA PLOČICA BR. 2 SLIKA 40.



4.5. ELIMINACIJA JEDNOSMERNE KOMPONENTE STRUJE

MAGNEĆENJA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA

ZASIĆENJE JEZGRA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA USLED POJAVE JEDNOSMERNE KOMPONENTE STRUJE MAGNEĆENJA MOŽE PROUZROKOVATI PREKOMERNE STRUJE U IZLAZNIM TRANZISTORIMA ILI NJIHOV SEKUN-DARNI PROBOJ. ZASIĆENJE JEZGRA TAKOBE POVEĆAVA ELEKTROMAGNE-TNE SMETNJE KOJE UTICU NA RAD SMOG INVERTORA, KAO I OTOJNIH UREĐAJA. SA ŠEME NA SLICI 33 VIDI SE DA U SLUČAJU JAKOG ZASIĆENJA JEZGRA, PRI ČEMU SE INDUKTIVNOST MAGNEĆENJA RAPIDNO SHANJUJE, TRANZISTORI KOJI TRENUTNO VODE PREDSTAVLJAJU KRATAK SPOJ JEDNOSMERNE BATERIJE KROZ ZASI-ĆENU REAKTANSU MAGNEĆENJA, ŠTO ZA DESETAK MIKROSEKUNDI DOVODI DO RAZARANJA IZLAZNIH TRANZISTORA. ZATO SE MORA ELIMINISATI MOGUĆNOST ZASIĆENJA TRANSFORMATORA.

NA POJAVU JEDNOSMERNE KOMPONENTE STRUJE MAGNEĆE-NJA IZLAZNOG TRANSFORMATORA KOD INVERTORA SA PWM, UGLAVNOM UTICU NESIMETRIJA U NAPONIMA V_{CES} PREKIDAČKIH TRANZISTORA, I OFSET PRIMENJENIH KOMPARATORA. REGULA-CIJA (ILI ELIMINACIJA) JEDNOSMERNE KOMPONENTE KAO POSLE-DICU IMA SLEDEĆA POBOLJŠANJA :

- STRUJE TRANZISTORA SU MANJE
- SHANJUJU SE GUBICI $V_{CES} \cdot I_C$ TRANZISTORA
- SHANJUJU SE GUBICI U TOKU KOMUTACIJE
- SHANJUJU SE GUBICI U JEZGRU TRANSFORMATORA, I TO PROPORCIONALNO KVADRATU MAKSIMALNE INDUKCIJE
- INDUKTIVNOST RASIPANJA TRANSFORMATORA, ZAVISNA OD MAKSIMALNE INDUKCIJE U JEZGRU, VRAĆA SE NA STACIONARNU VREDNOST

DEBALANS VOLT-SEKUNDI NA PRIMARU POMERA MAGNETNU INDUKCIJU KA JEDNOM KRAJU HISTEREZISNE PETLJE, ŠTO PROUZROKUJE NESIMETRIČNU STRUJU PRIMARA, KOJA SADRŽI JEDNOSMERNU KOMPONENTU.

U IZVESNOJ MERI, DEBALANS VOLT-SEKUNDI SE KOMPENZUJE, I TO :

- SHANJENJEM "STORAGE TIME" VREMENA TRANZISTORA KROZ KOJI JE POTEKLA JEDNOSMERNA KOMPONENTA STRUJE, U ODNOSU NA TRANZISTOR KOJE JEDNOSMERNA KOMPONENTA SHANJUJE UKUPNU STRUJU.

- POVEĆANJEM V_{CES} TRANZISTORA S DIREKTNIM TOKOM JEDNOSHERNE STRUJE

- AKTIVNIM PADOM NAPONA NA OTPORNOSTI PRIMARA.

NAVEDENA TRI EFEKTA U IZVESNOJ MERI MOGU KOMPENZOVATI DEBALANS VOLT-SEKUNDI, ALI U SLUČAJEVIMA KADA JE V_{CES} ZANEMARLJIVO MALO U ODNOSU NA NAPON BATERIJE, "STORAGE TIME" MALO U ODNOSU NA ŠIRINU PULSA, A OTPORNOST PRIMARA ZANEMARLJIVA, MORAJU SE PREDUZETI POSEBNE MERE.

NAPONSKI OFSET OPERACIONOG POJAČAVAČA MC1741 IZNOSI

$U_0 = 2\text{mV}$ U PROSEKU, DOK SE STRUJNI OFSET REDA 40nA MOŽE ZANEMARITI U ODNOSU NA NAPONSKI. ZA DATU TEMPERATURU OKOLINE OFSET SE MOŽE KOMPENZOVATI, ALI ĆE NA NEKOJ DRUGOJ TEMPERATURI POSTOJATI RAZDEŠENOST, JER OFSET IMA TEMPERATURNI DRIFT,

$$\frac{dU_0}{dT} = \frac{U_0}{T} = 6 \frac{\mu\text{V}}{^\circ\text{C}} \quad \text{ZA OP 741.}$$

NAPONSKI OFSET SE NA PRIMAR TRANSFORMATORA PRESU-
KAVA KAO

$$U_0' = \frac{100\text{k}}{3.3\text{k}} \frac{1}{n} U_0 = \underline{\underline{6,88\text{mV}}}$$

OTPORNOST PRIMARNOG NAMOTAJA JE, PREMA MERENJU :

$$R = 0,04 \Omega ,$$

INDUKTIVNOST MAGNEĆENJA, NA OSNOVU IZMERENE STRUJE MAGNEĆENJA OD 176 mA PRI NAPONU $U = 25V$:

$$L = \frac{U}{I_0} \frac{L}{\omega} = 0,45215 \text{ H}$$

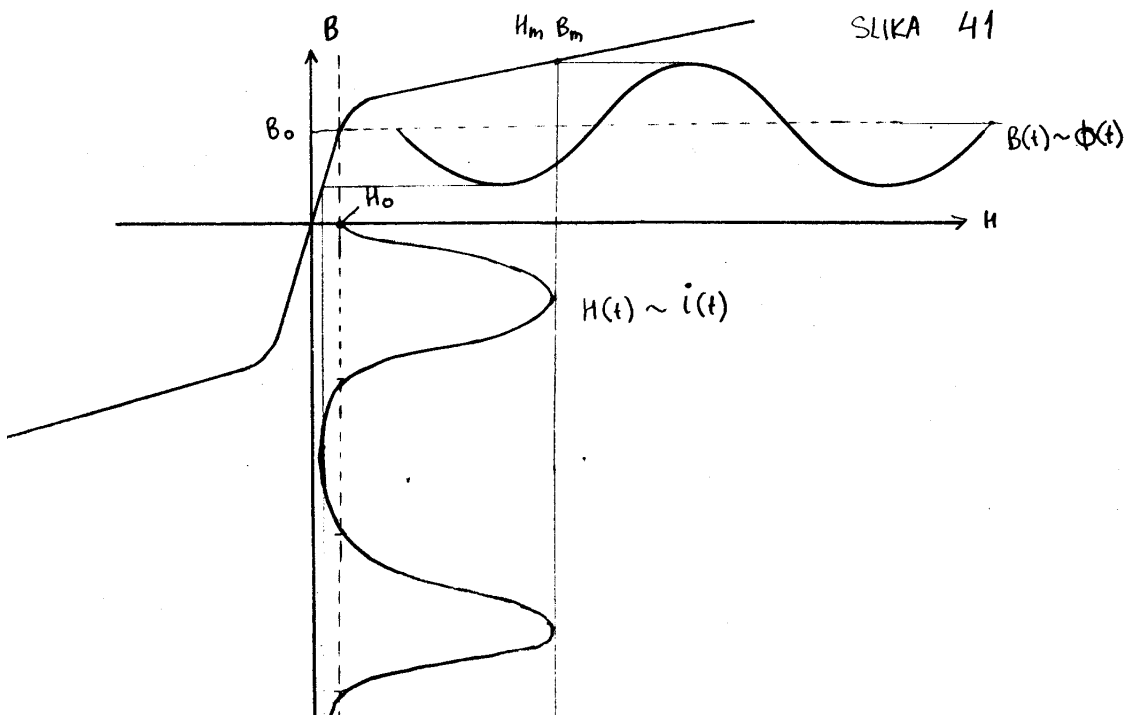
VREMENSKA KONSTANTA S KOJOM SE JEDNOSMERNJA KOMPONENTA MENJA JE $\tau \approx \frac{L}{R} = 11 \text{ sec}$, ŠTO SE RAZLIKUJE OD EKSPERIMENTALNO ODREBENE VREDNOSTI OD $\tau \approx 5 \text{ sec}$ [PŘBLIŽNO ODREBENE POSMATRANJEM NA OSCILOSKOPU PRIMARNE STRUJE PRI SVOKOVITOM POREMEĆAJU]. OVA RAZLIKA POTIČE OD ZANEMARENJA OT-
PORNOSTI TELA KOLEKTORA PŘEKIDAČIHX TRANZISTORA.

USIED PROSEČNOG OFETA, JEDNOSMERNJA KOMPONENTA STRUJE

PRIHARA BIČE :

$$I_{JSS} \approx \frac{U_0'}{R} = 0,172 \text{ A}$$

KAKO JE STRUJA MAGNEĆENJA $I_0 = 0,176 \text{ A}$, TO ČE JEZERO POD DEJSTVOM I_{JSS} UČI U ZASIĆENJE :

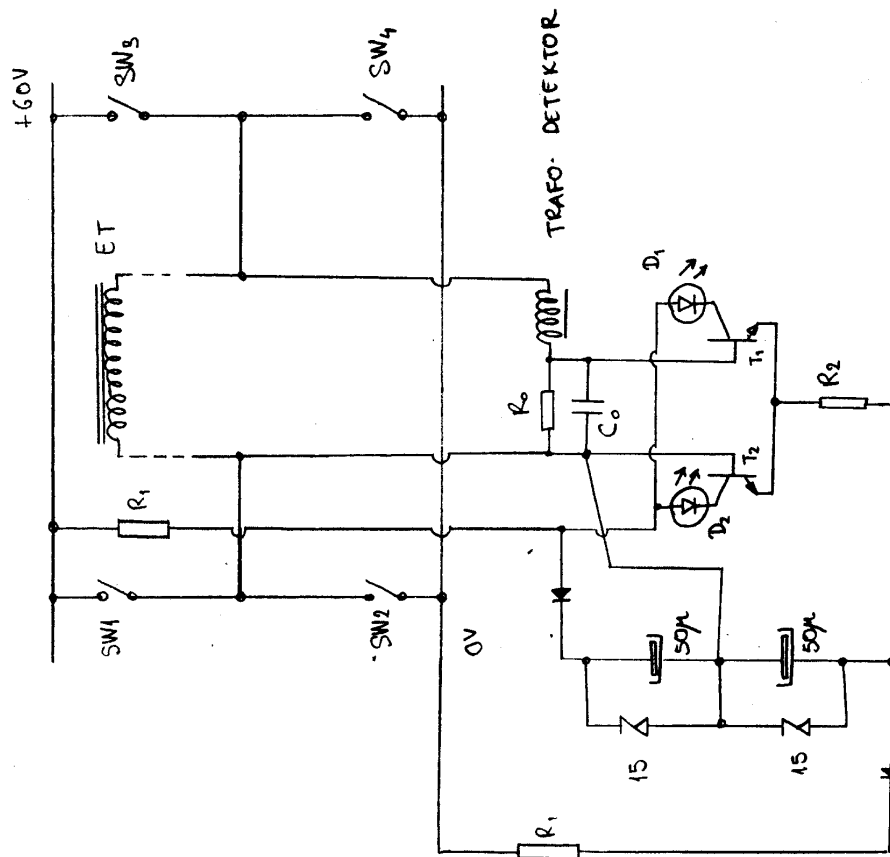
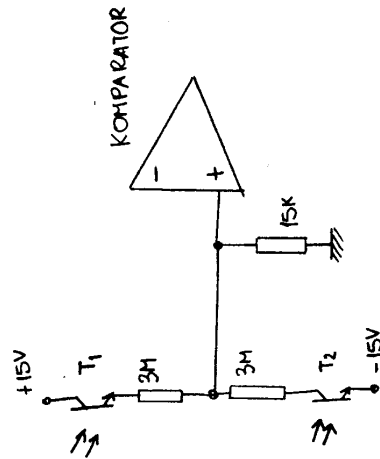


RADI ELIMINACIJE JEDNOSMERNE KOMPONENTE, POTREBNO JE OSTVARITI NEGATIVNU POUVRATNU SPREGU, KOJA ĆE, NA OSNOVU IZMERENE JEDNOSMERNE KOMPONENTE STRUJE UNOSITI U REFERENTNI NAPON KOREKCIONI SIGNAL U CILJU ANULIRANJA JEDNOSMERNE KOMPONENTE PRIMARA. NAJVEĆI PROBLEM PRI OSTVARIVANJU NEGATIVNE POUVRATNE SPREGE PO JEDNOSMERNOJ KOMPONENTI JE NJENA DETEKCIJA. NAPON I STRUJA PRIMARA I MAJU VISOK SADRŽAJ 3,5 KHZ HARMONIKA, I REDA SU VELIČINE 60V I 30A, RESPEKTIVNO, KAKO JE SU RELEVANTNI JEDNOSMERNI NAPON I STRUJA 7mV, ODNOSNO 0,176A, OČIGLEDNO JE DA JE DETEKCIJA OTEŽANA.

JEDNOSTAVAN I BRZ NAČIN DETEKCIJE JEDNOSMERNE KOMPONENTE JE PRIKLJUČIVANJE, PARALELNO PRIMARU, MALOG TRANSFORMATORA KOJI RADI U PRAZNOH HODU, I KOJE VREDNOST MAGNETNE INDUKCIJE U NORMALNOM RADU INVERTORA DOSTIŽE 20-30% VEĆU VREDNOST NEGO INDUKCIJA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA. OVO JE POTREBNO DA BI POJAVE PRIKAZANE SLIKOM 41 NAJPRE DOŠLE DO IZRAŽAJA KOD MALOG TRANSFORMATORA. ZA OVAJ TRANSFORMATOR-DETEKTOR UPOTREBLJEN JE SEKUNDAR MREŽNOG TRANSFORMATORA 220/18/8/8 V $S = 10VA$, I TO SEKUNDAR OD 18V, DOK SU OSTALI NAHOTAJI OSTALI OTVORENI. SA SLIKE 41 OČIGLEDNO JE DA ĆE STRUJA MAGNEĆENJA, KOJA JEDINO I TEČE KROZ OVAJ TRANSFORMATOR (KOJI SE, ZAPRAVO KORISTI KAO ZASITLJIVA PRIGUŠNICA) NAKON INTEGRACIJE S VREMENSKOM KONSTANTOM $\tau_i = 0,1 \text{ sec}$ BITI ODLIČAN POKAZATELJ STANJA JEDNOSMERNIH VELIČINA PRIMARA ENERGETSKOG TRANSFORMATORA.

ZA KOMUNIKACIJU SA GALVANSKI IZOLOVANIM NIVOOM ELEK-
 TRONIKE POSLUŽILA SU DVA PARA OPTO-ELEMENTATA.
 ŠEMA VEZE DATA JE NA SLICI 42

SLIKA 42

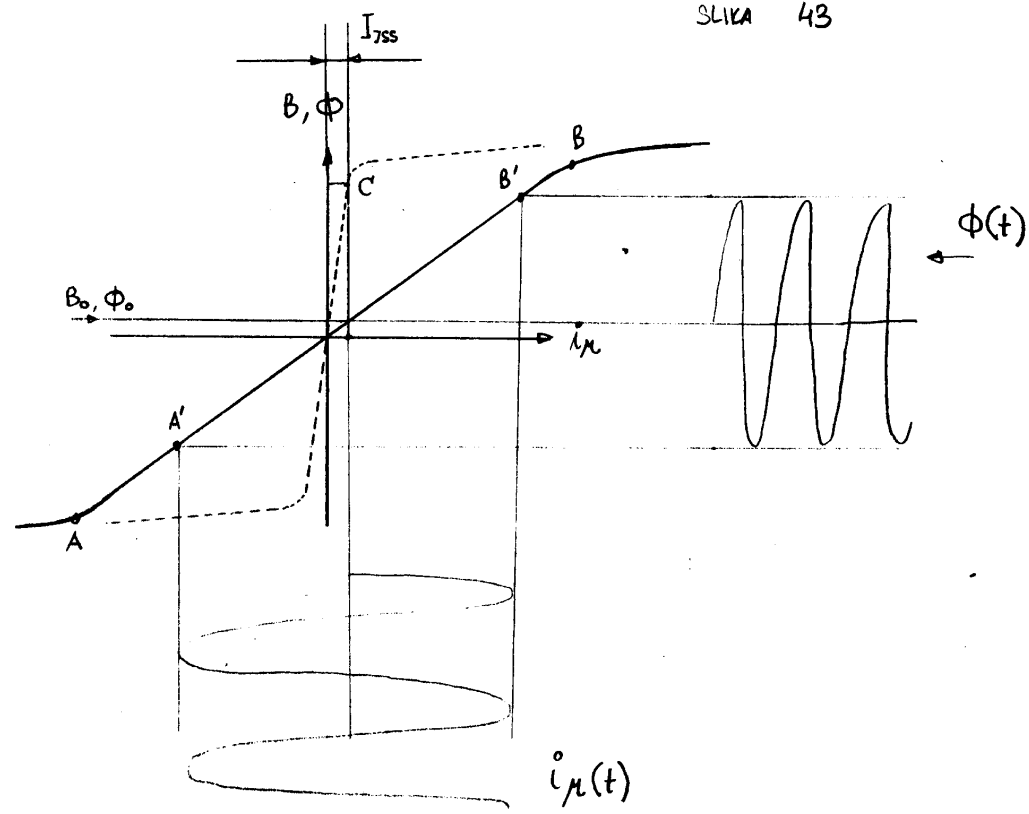


SKLOP SA SLIKE 42 OTKLONIO JE PROBLEME SA STRUJNIM UDARIMA KROZ TRANZISTORE PRILIKOM ZASIĆENJA TRANSFORMATORA. UKOLIKO SE JAVI JEDNOSMERNA KOMPONENTA, TRANSFORMATOR ZA DETEKCIJU SE ZASIĆUJE PRE ENERGETSKOG, I IMA JAKE IMPULSE STRUJE MAGNEĆENJA U SMERU NASTALE JEDNOSMERNE KOMPONENTE STRUJE. POSREDSTVOM OPTOELEKTRONATA, SIGNAL GREŠKE UNOSI KOREKCIJU U REFERENTNI NAPON NA KOMPARATORU. LOŠA OSOBINA OVOG SKLOPA JE TO ŠTO KOREKCIJA NIJE PROPORCIONALNA ODSTUPANJU, VEĆ ZAVISI OD ZNAKA.

JEDNOSTAVAN NAČIN REŠAVANJA PROBLEMA JEDNOSMERNE KOMPONENTE STRUJE MAGNEĆENJA JE UNOŠENJE ZAZORA U MAGNETNO KOLO ENERGETSKOG TRANSFORMATORA. POVEĆANJE MAGNETNOG OTPORA KAO POSLEDICU IMA BITNO UVEĆANU STRUJU MAGNEĆENJA ($I_0 = 1,5A$), ŠTO, MEĐUTIM, U PRAZNOJ HODU IMA POVOLJNU OSOBINU DA SMANJUJE 50HZ KAPACITIVNU STRUJU IZLAZNOG KONDENZATORA, TAKO DA IZLAZNI TRANZISTORI „VIDE“ MANJI FUNDAMENTALNI HARMONIK STRUJE. NA DRUGOJ STRANI, Približno 10x VEĆI MAGNETNI OTPOR (OTPOR MAGNETNOG KOLA, $R_m \approx \frac{\delta}{S} \frac{1}{\mu_0}$) IMA ZA POSLEDICU 10x MANJI JEDNOSMERNI FLUKS PRI NEREGULISANOJ JEDNOSMERNOJ STRUJI PRIMARA.

DAKLE, MIRNO SE S TIM DA ĆE KROZ PRIMAR TEĆI JEDNOSMERNA KOMPONENTA $I_{JSS} \approx 0,17 A$, ALI ONEMOGUĆAVAMO, UNOŠENJEM ZAZORA U MAGNETNO KOLO, DA SE JEDNOSMERNA KOMPONENTA FLUKSA BITNO PROMENI (SLIKA 43). STRUJA MAGNEĆENJA JE ZAZOROM, PODEŠENA NA 1,5A, TAKO DA JEDNOSMERNA KOMPONENTA OD $I_{JSS} = 0,17A$ ČINI SVEGA 12% OD EFEKTIVNE VREDNOSTI STRUJE MAGNEĆENJA, ODNOSNO OKO 8% U ODNOSU NA NJENU MAKSIMALNU VREDNOST.

SLIKA 43



DO ULASKA JEZGRA U ZASIĆENJE (TAČKE A I B NA SLICI 43) EKUIVALENTNI OTPOR MAGNETNOG KOLA PRAKTIČNO JE ODREĐEN ZAZOROM. JEDNOSHERNJA KOMPONENTA, KOJA JE TRANSFORMATOR BEZ ZAZORA DOVODI U ZASIĆENJE (TAČKA C NA ISPREKIDANO UCRTANOJ KARAKTERISTICI, SLIKA 43), SADA IMA VRLO MALI UTICAJ, I UNOSI JEDNOSHERNJU KOMPONENTU FLUKSA Φ_0 . NA SLICI 43 SE VIDI DA Φ_0 U SUPERPOZICIJI SA 50KHZ KOMPONENTOM FLUKSA RADNU TAČKU EKUIVALENTNE KRIVE MAGNEĆENJA POHERA IZMEĐU A' I B', ŠTO NE DOVODI DO ZASIĆENJA JEZGRA.

POVEĆANJE STRUJE MAGNEĆENJA SE NE ODRAŽAVA NEPOVOLJNO NA RAD INVERTORA. UKUPNA STRUJA PRAZNOG HODA JE ZBIR STRUJE MAGNEĆENJA I KAPACITIVNE STRUJE KONDENZATORA, KOJE SU U PROTIVFAZI, PA SE STRUJA PRAZNOG HODA SHANJUJE POVEĆANJEM STRUJE MAGNEĆENJA, SVE DOK JE $|I_C| > |I_M|$.

IMAJUĆI OVO U VIDU, ZA INVERTORE KOJI BI RADILI PRETEŽNO U PRAZNOH MODU (NAPAJANJE PRIMO-PREDAJNIKA) POVOLJNO BI BILO IZJEDNAČITI KAPACITIVNU STRUJU KONDENZATORA I STRUJU MAGNEĆENJA. OSTVARIVANJEM ANTIREZONANCIJE, STRUJA PRAZNOG HODA (SA STANOVISTA TRANZISTORSKOG MOSTA I JEDNOSMERNE BATERIJE) SASTOJALA BI SE SAMO OD SAMOOSCILATORNE KOMPONENTE, RIPOVA UČESTANOSTI 3,5 KHZ.

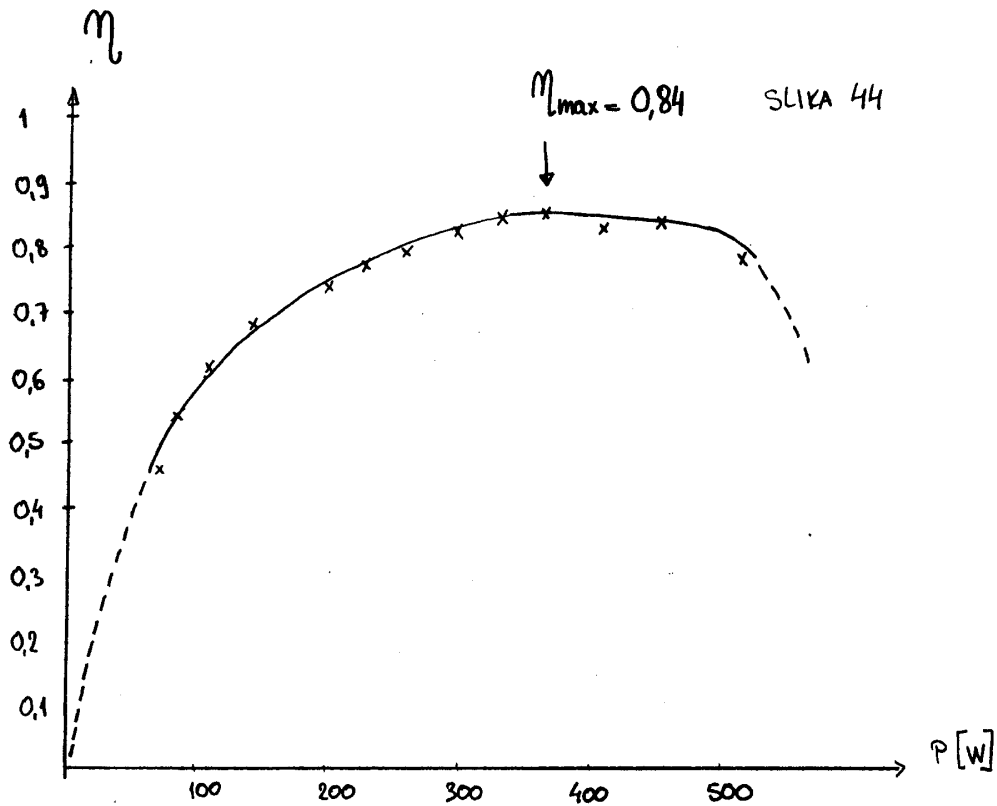
UNOŠENJE ZAZORA KAO POSLEDICU IHA I UVEĆANJE INDUKTIVNOSTI RASIPANJA NAMOTAJA TRANSFORMATORA, ŠTO U KONKRETNOM PRIMERU NE PREDSTAVLJA NEDOSTATAK.

U KONAČNOJ VERZIJU REGULACIONA KONTURA SA SLIKE 42 NIJE PRIMENJENA, VEĆ JE UNOŠENJEM ZAZORA U ENERGETSKI TRANSFORMATOR STRUJA MAGNEĆENJA PRIMARA POVEĆANA NA $I_0 = 1,5A$ EFEKTIVNE VREDNOSTI. PRIMENJENI KOMPATOR JE KOMPENZOVAN NA SOBNOJ TEMPERATURI, IAKO PRIMENJENO REŠENJE POTPUNO ZA DOVOLJAVA I BEZ KOMPENZACIJE.

5. EKSPLOATACIONE KARAKTERISTIKE INVERTORA

5.1. STEPEN KORISNOG DEJSTVA

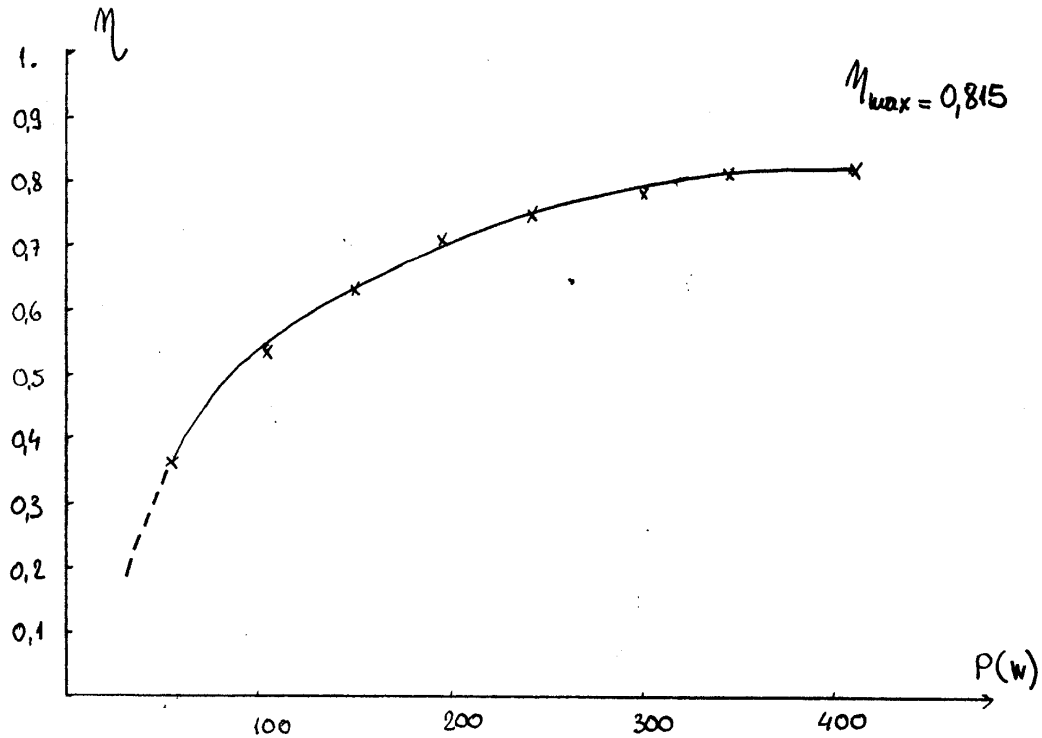
KORIŠĆENJEM DVA ELEKTRODINAMIČKA VATMETRA IZVRŠENO JE MERENJE STEPENA KORISNOG DEJSTVA INVERTORA, I TO PRI ČISTO AKTIVNOM OPTEREĆENJU, KOJE SE KRETALO 0 - 500 W, A ZATIM I PRI STALNOM INDUKTIVNOM OPTEREĆENJU OD 300 VAR I PROMENLJIVOM AKTIVNOM OPTEREĆENJU KOJE SE KRETALO 0 - 400 W. STEPEN KORISNOG DEJSTVA U OBA SLUČAJA PRIKAZAN JE NA SLICI 44 :



$$U = 220V$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$Q = 0$$

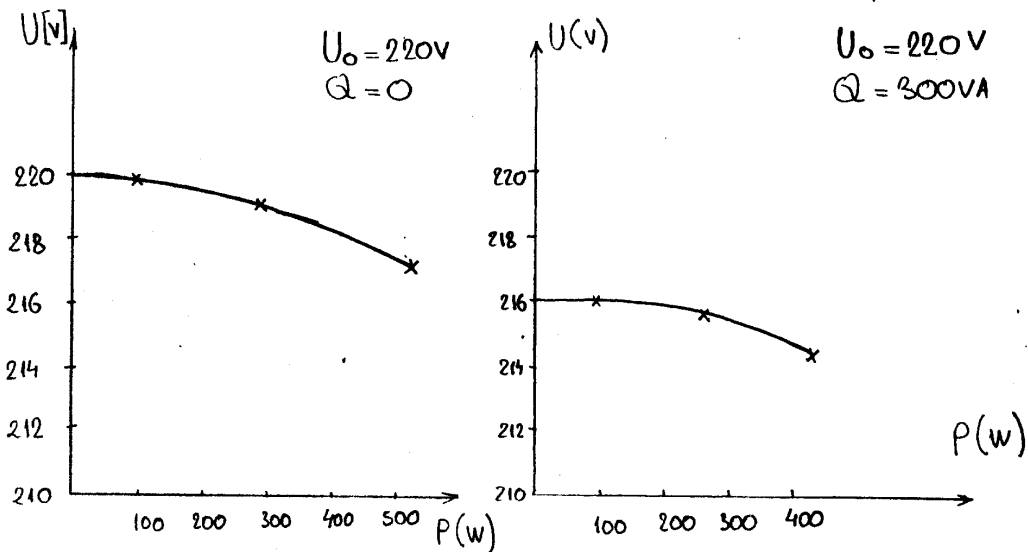


$U = 220V$ $f = 50\text{Hz}$ $Q = 300\text{VAR}$ $\varphi > 0$

5.2. PAD NAPONA

PRI OPISANIM OGLEDIMA NAPON JE MEREN U OBA SLUČAJA,
 I PAD NAPONA U FUNKCiji OPTERECENJA PRIKAZAN NA SLICI 45.

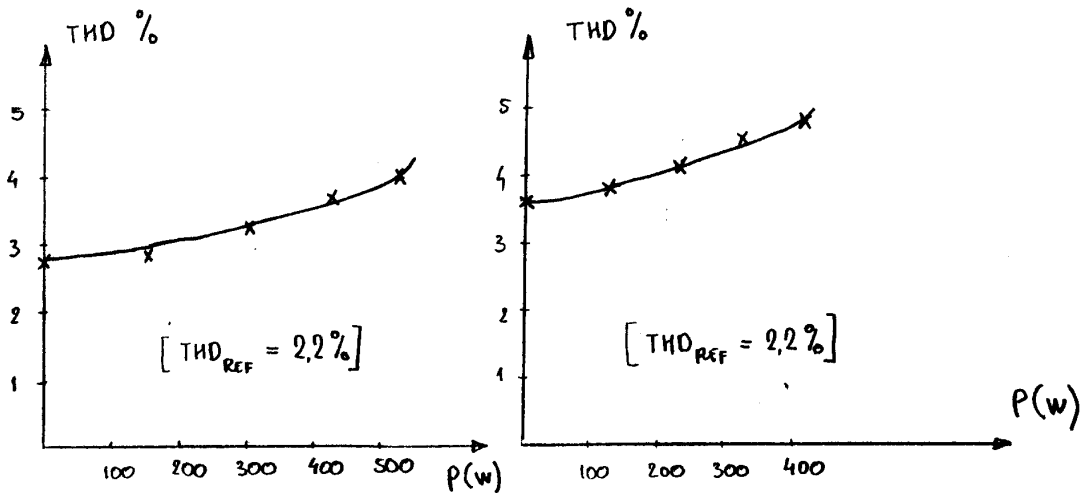
SLIKA 45



5.3. FAKTOR IZOBLIČENJA IZLAZNOG NAPONA

OPTERECIVANJEM INVERTORA AKTIVNOM I REAKTIVNOM SNAGOM, FAKTOR IZOBLIČENJA IZLAZNOG NAPONA SE U IZUESNOJ MERI MENJA. PROMENA FAKTORA IZOBLIČENJA IZLAZNOG NAPONA PRI OGLEDIMA OPISANIM U TAČCI 5.1. PRIKAZANA JE NA SLICI 46 :

SLIKA 46



$$\begin{aligned}U &= 220V \\f &= 50 \text{ Hz} \\Q &= 0\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U &= 220V \\f &= 50 \text{ Hz} \\Q &= 300 \text{ VAR}\end{aligned}$$

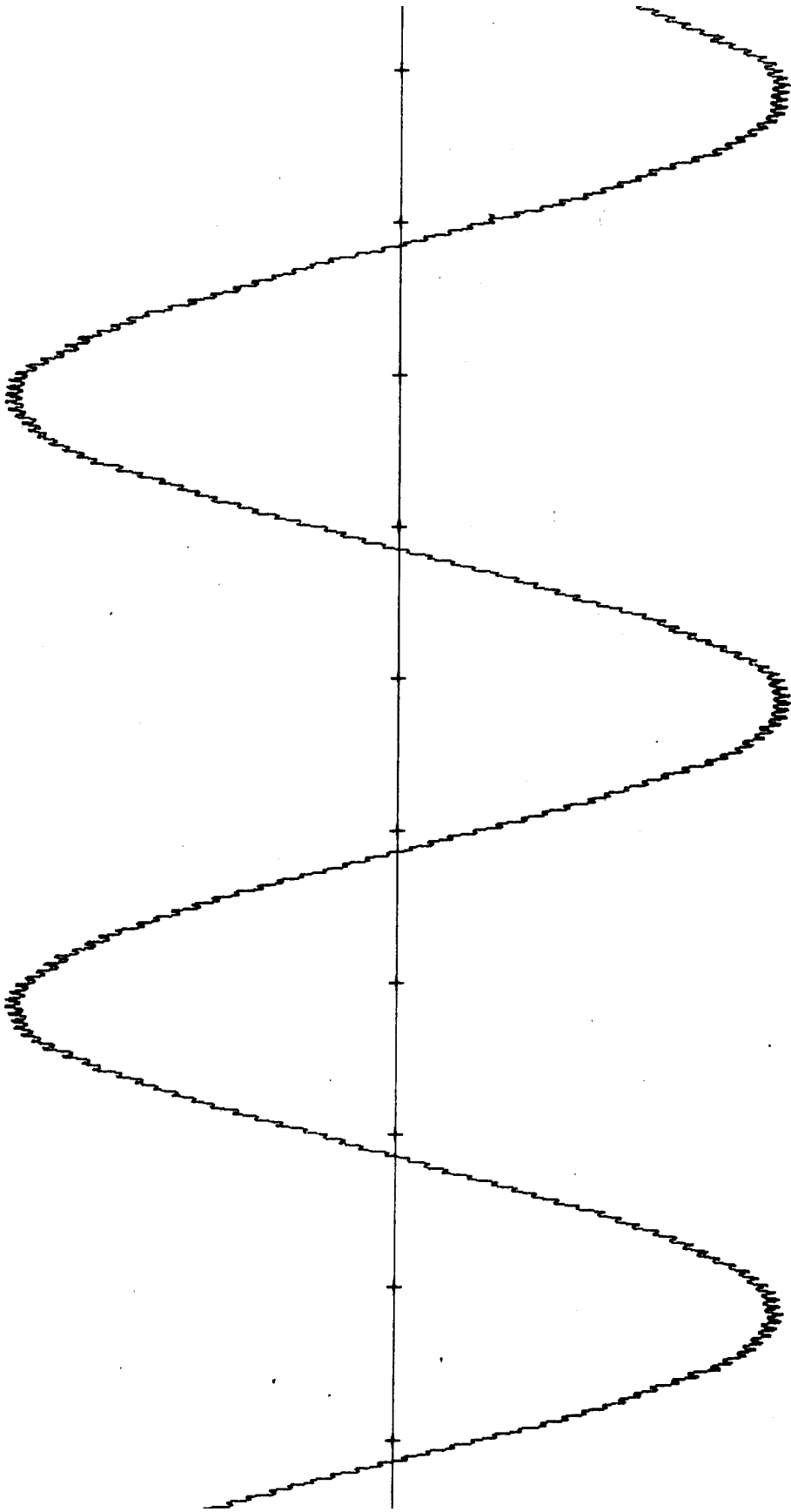
PRI OVOM MERENJU, THD-FAKTOR REFERENTNOG NAPONA NA IZLAZU GENERATORA SINUSOIDE PRIKAZANOG NA SLICI 58, BIO JE, PREMA MERENJU, 2,2% .

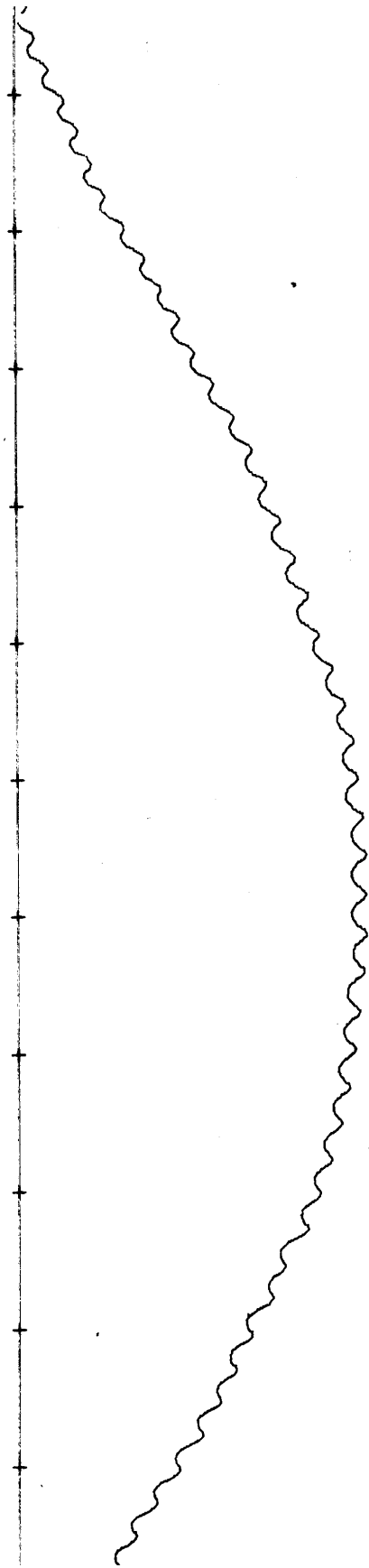
6. MATEMATIČKI MODEL

NA OSNOVU PRINCIPSKJE ŠEME KOLA ZA PRAĆENJE KOJA JE PRIKAZANA NA SLICI 15, OFORMIEN JE MATEMATIČKI MODEL SISTEMA. FILTRI F_1 I F_2 NA SLICI 15 DETALJNO SU, SA SVIM POTREBNIM PODACIMA PRIKAZANI ŠEMOM NA SLICI 37, STR. 56. INVERTOR JE MODELOVAN NA OSNOVU PODATAKA NAVEDENIH U POGLAVIJU 4.

NA OSNOVU RUNGE - KUTA METODE ČETVRTOG REDA, SA KORAKOM $\Delta t = 10\mu s$ EKSTRAKOVANA JE, MATRIČNIM RAČUNOM, MATRICA PRELAZA, PRI ČEMU SU KORIŠĆENI STANDARDNI PROGRAMI ZA OPERACIJE S MATRICAMA IZ BIBLIOTEKE PROGRAMA „SSP“ (SCIENTIFIC SUBROUTINE PACKAGE).

ZA FREKVENCIJU $f = 50\text{Hz}$ I NAPON $U = 220\text{V}$, UZ ČISTO AKTIVNO OPTEREĆENJE OD 220W , NAPON NA IZLAZU INVERTORA PRIKAZAN JE NA SLICI 47. SLIKA 48 PREDSTAVLJA ISTI TALASNI OBLIK SA MANJOM VREMENSKOM PODELOM.





7. ZAKLJUČAK

PRINCIP PRAĆENJA REFERENTNOG NAPONA OMOGUĆUJE REALIZACIJU INVERTORA BEZ VELIKIH POTREBA ZA REAKTIVNIM ELEMENTIMA. PRIMENA KONDENZATORA OD SVEGA 10% NOMINALNE SNAGE INVERTORA OMOGUĆUJE PRI PUNOM OPTEREĆENJU THD < 5%. ZA REALIZACIJU INVERTORA POTREBNI SU BRZI TRANZISTORI SNAGE, I VRLO JEDNOSTAVNA UPRAVLJAČKA ELEKTRONIKA.

KAKO GUBICI U INVERTORU VEĆIM DELOM ZAVISE OD NAPONA NA TRANZISTORIMA DOK PROVODE ($2 \cdot V_{CES} \cdot I_{av} \approx 64 \text{ W}$) A MANJIM DELOM OD GUBITAKA PRI KOMUTACIJI ($2 \cdot \frac{1}{2} t_c E I_{av} f \approx 18 \text{ W}$) TO SLEDI DA UČESTANOST RADA OD 3,5 KHZ NE DOPRINOSI BITNO UKUPNIM GUBICIMA PUTEH FREKVENTNO ZAVISNIH KOMUTACIONIH GUBITAKA.

PROBLEMI KOJI SU SE POJAVLJIVALI PRI RADU KONSTRUISANOG INVERTORA ODNOSILI SU SE NA JEDNOSMERNU KOMPONENTU PRIMARNE STRUJE I POJAVU SEKUNDARNOG PROBOJA. JEDNOSMERNA KOMPONENTA PRIMARNE STRUJE POJAVLJUJE SE USLED UKUPNOG OFSETA KOLA, I NJENE POSLEDICE SU USPEŠNO ELIMINISANE UNOŠENJEM ZAZORA U JEZGRO ENERGETSKOG TRANSFORMATORA. SEKUNDARNI PROBOJ TRANZISTORA POSLEDICA JE UPALJAKOG TRANSFORMATORA SA PREVELIKIM RASIPANJEM, ŠTO DOVODI DO PRESPOKOG PORASTA BAZNE STRUJE PRI UKLJUČENJU, KAO POSLEDICA OVOGA, PALJENI TRANZISTOR JE IZVESNO VREME U AKTIVNOM REŽIMU UZ $V_{CE} = E_{BATERIJE}$. (OVO JE OPISANO NA. STR 44):

MOGUĆNOST KONSTRUKCIJE INVERTORA VEĆIM SNAGA ZAVISI ISKLJUČIVO OD RASPOLOŽIVIH PREKIDAČKIH TRANZISTORA.

LITERATURA

- (1) MILIĆ STOJIC „ KONTINUALNI SISTEMI AUTOMATSKOG UPRAVLJANJA ” Naučna knjiga, Beograd, 1980
- (2) ŠILJAK D.D. „ STABILNOST SISTEMA UPRAVLJANJA ” Proleter, Bečej, 1973
- (3) S. TEŠIĆ „ IMPULSNA ELEKTRONIKA ” Naučna knjiga, Beograd, 1981
- (4) S.R. BOWES, A. MIDOUN, „ SUBOPTIMAL SWITCHING STRATEGIES FOR MICROPROCESSOR - CONTROLLED PWM INVERTER DRIVES ”, Proc. IEE, 1985, 132(3) PP 133-149
- (5) J.T. BOYS, S.J. WALTON, „ A LOSS MINIMISED SINUSOIDAL PWM INVERTER ” Proc. IEE, 1985, 132(5), pp 260-269
- (6) D. ŠRAJBER, P. MILJANIĆ, „ ISTRAŽIVANJE TEHNIČKIH REŠENJA DC/AC PRETVARAČA MINIMALNIH GABARITA I TEŽINE ”, Institut „Nikola Tesla” 1983, Beograd
- (7) P. MILJANIĆ, D. ŠRAJBER „ INVERTOR MALE TEŽINE I GABARITA ” Institut „Nikola Tesla”, 1984, Beograd
- (8) S. TEŠIĆ „ INTEGRISANA DIGITALNA ELEKTRONIKA ”, Naučna knjiga, Beograd, 1984