

DIPLOMSKO DELO

BORUT VRHOVEC

3918/87

5.4.1987

Tovariš
Borut VRHOVEC
LJUBLJANA

Diplomska naloga

NASLOV: MODELIRANJE IN SIMULACIJA REGULACIJE SINHRONSKEGA
MOTORJA S TRAJNIMI MAGNETI

BESEDILLO: Razvijte matematični model sinhronskega trifaznega motorja
s trajnimi magneti in načrtujte ustrezno regulacijo z uporabo
digitalnega simulacijskega jezika SIMCOS.

Diplomsko nalogo izstavil:

Rihard Karba

Doc.dr.Rihard KARBA



Dejan:

Peter Jereb
Prof.dr.Peter JEREB



61001 Ljubljana
Tržaška 25
Telefon (061) 265 161, p. p. 592
Telex 31573 yu elefak

Št.: 3918/87

Datum: 5.4.1987

T o v a r i š

Borut V R H O V E C

L J U B L J A N A

Diplomska naloga

NASLOV: MODELIRANJE IN SIMULACIJA REGULACIJE SINHRONSKEGA
MOTORJA S TRAJNIMI MAGNETI

BESEDILO: Razvijte matematični model sinhronskega trifaznega motorja
s trajnimi magneti in načrtujte ustrezno regulacijo z uporabo
digitalnega simulacijskega jezika SIMCOS.

Diplomsko nalogo izstavil:

Rihard Karba

Doc.dr.Rihard KARBA



D e k a n :

Peter Jereb
Prof.dr.Peter JEREB

ZAHVALA

Zahvaljujem se mentorju doc. dr. Rihardu Karbi za pomoč in koristne nasvete pri izdelavi diplomske naloge.

Zahvaljujem se tov. Miranu Kosmaču, dipl. ing. iz Iskre Avtomatike TOZD Razvojni inštitut za zelo zanimivo temo in vso pomoč, ki mi jo je nudil.

Zahvaljujem se vsem delavcem Laboratorija za analogno in hibridno računanje, ki so me zelo toplo sprejeli in mi vedno z veseljem pomagali.

Zahvaljujem se svoji mami, ki mi je omogočila študij in me vedno vsestransko podpirala.

K A Z A L O

I. POVZETEK	3
II. UVOD	4
1. SPLOŠNO O SINHRONSKEM MOTORJU	6
2. MOČNOSTNI PRETVORNIKI ZA IZMENIČNE MOTORJE	8
3. MATEMATIČNI MODEL SIMETRIČNEGA TRIFAZNEGA IZMENIČNEGA MOTORJA	12
4. TRIFAZNI SINHRONSKI MOTOR S TRAJNIMI MAGNETI	15
5. OSNOVE ZA REGULACIJO SINHRONSKEGA MOTORJA S TRAJNIMI MAGNETI	19
6. SIMULACIJA REGULACIJE SIMHRONSKEGA MOTORJA S TRAJNIMI MAGNETI	23
6.1. Model motorja	23
6.2. Model regulacije hitrosti brez upoštevanja pretvornika	27
6.3. Model regulacije hitrosti z upoštevanjem pretvornika	31
6.4. Model regulacije hitrosti z notranjo tokovno zanko I_{sq} in regulacijo komponente I_{sd}	34
III. ZAKLJUČEK	39
PRILOGA A	I
PRILOGA B	II
LITERATURA	III

I. P O V Z E T E K

Izmenični motorji imajo enostavno mehansko zgradbo, potrebujejo pa zapleteno, nelinearno regulacijo več medsebojno vplivajočih veličin. Dolgo časa ni bilo primernega pristopa za tovrstno regulacijo, zato so v zelo dinamičnih motorskih pogonih prevladovali enosmerni motorji, katerih regulacija je preprostejša. Šele Blasche /1/ je podal osnove t.i. obravnave v koordinatah polja, ki opisuje izmenični motor in njegovo regulacijo v gibajočem se koordinatnem sistemu. Zapletena regulacija izmeničnega motorja se tako prevede na obliko zelo podobno regulaciji enosmernega motorja.

Delo vsebuje osnove obravnave sinhronskega motorja in regulacije v koordinatah polja, prikazuje načrtovanje celotnega regulacijskega sistema (vključno z motorjem in pretvornikom) in podaja rezultate regulacije, dobljene s simulacijo v digitalnem simulacijskem jeziku SIMCOS.

Izkaže se, da obravnava v koordinatah polja da pričakovane rezultate in res poenostavi regulacijo sinhronskega motorja, ter da je digitalni simulacijski jezik SIMCOS zaradi svoje enostavnosti in prilagodljivosti primeren za simulacijo takšnih modelov.

I. U V O D

Energija je osnova tehničnega in industrijskega napredka. Za uporabo je zelo primerna električna energija, ker:

- jo dobimo iz različnih osnovnih energij (kemične, nuklearne, potencialne hidroenergije, geotermalne...),
- jo lahko za majhno ceno in brez velikih izgub prenašamo na velike razdalje,
- jo na mestu uporabe lahko preprosto spremenimo v željeno obliko.

Po nekaterih podatkih se v industrijsko razvitih državah skoraj 60% električne energije pretvori v mehansko. To je razumljivo, saj električni motorji:

- pokrivajo velik razpon moči, navora in hitrosti,
- so uporabni v skoraj vseh obratovalnih pogojih,
- imajo dober izkoristek,
- ne onesnažujejo okolja.

Pomembno vlogo med električnimi motorji imajo zelo dinamični motorji manjših moči. Njihov pomen se vse bolj povečuje, posebej na področju robotizacije industrijske proizvodnje. Do nedavnega so za ta namen uporabljali le enosmerne motorje, predvsem zaradi enostavne regulacije, čeprav imajo zaradi kolektorja in ščetk nekatere slabosti. Zaradi novih pristopov k regulaciji izmeničnih motorjev in vedno bolj zmogljive mikroelektronike pa bodo izmenični motorji v prihodnosti, zaradi svojih odličnih dinamičnih lastnosti in drugih prednosti, zamenjali enosmerne. Zelo primerni za tako uporabo so sinhronski motorji z močnimi trajnimi magneti.

Namen diplomske naloge je preučitev dinamičnih lastnosti sinhroskega motorja s trajnimi magneti reguliranega v koordinatah polja, ocenitev uporabnosti obravnave v poljskih koordinatah in predvsem pridobitev osnovnega znanja za nadaljevanje dela na tem področju.

Prvo poglavje podaja osnovne lastnosti sinhronskih strojev. V drugem poglavju povemo nekaj o močnostnih pretvornikih, ki pretvarjajo omrežni tok in napetost enakomerne frekvence v veličine spremenljive frekvence in amplitude, primerne za napajanje izmeničnih motorjev. Tretje poglavje vsebuje matematični model simetričnega trifaznega izmeničnega motorja. V četrtem poglavju je opisan trifazni sinhronski motor s trajnimi magneti. V petem poglavju z mehanskim modelom ponazorimo razliko med zahtevnostjo regulacije enosmernega in izmeničnega motorja ter opišemo obravnavo izmeničnih motorjev v koordinatah polja. Šesto poglavje vsebuje različne modele regulacije in primerjavo rezultatov, dobljenih s simulacijo. Priloga A vsebuje odzive obravnavanih modelov, priloga B pa simulacijski program zadnjega modela.

1. SPLOŠNO O SINHRONSKEM MOTORJU

Sinhronski stroji so znani predvsem kot generatorji za proizvodnjo električne energije. Sinhronske motorje smo do nedavnega srečevali redkeje, predvsem tam, kjer ni bilo potrebno spreminjanje hitrosti motorja, in v primerih, ko je bila poleg mehanske potrebna tudi jalova energija. Za to je bilo več vzrokov:

- sinhronski motor, priključen na električni izvor konstantne frekvence, lahko začne delati šele po tem, ko ga z nekim drugim motorjem zavrtimo do sinhronskih obratov,
- če ga preobremenimo, lahko pade iz koraka,
- hitrost vrtenja lahko spreminjamo samo s spreminjanjem frekvence napajanja.

Šele z razvojem močnostne elektronike, tiristorjev in transistorjev, ki je omogočila izdelavo pretvornikov spremenljive frekvence, so se odprle nove možnosti uporabe sinhronskih motorjev. Danes jih vse pogosteje srečujemo v zelo dinamičnih servopogonih (obdelovalni stroji, roboti ipd.) in v pogonih velikih moči (mlini, rudniška dvigala ipd.).

Na statorju sinhronskega motorja se ponavadi nahaja trifazno simetrično navitje, ki povzroča vrtilno magnetno polje. Rotor je cilindričen ali z izraženimi poli in nosi enosmerno navitje ali pa trajne magnetne. Cilindrični so rotorji hitrotekočih strojev, ker so mehansko trdnejši in lažje prenašajo velike hitrosti. Počasnejši motorji imajo izražene pole. Sinhronski motorji s trajnimi magneti so se uveljavili z odkritjem novih magnetnih materialov. So zelo primerni za dinamične servopogone in imajo moči nekaj kilovatov.

Če je frekvenca napajanja nespremenljiva, je treba motor najprej zavrteti do sinhronske hitrosti. Med statorskim in rotorskim magnetnim poljem sinhronskega motorja se pojavi sila, ki vleče rotor za statorskim poljem. Rotor sinhrono sledi statorskemu polju, od katerega pa je zamaknjen za nek kot δ , ki je odvisen od mehanske obremenitve. Če je obremenitev prevelika, postane kot med poljema tak, da se sila poruši in motor obstane. Pravimo, da je padel iz koraka. Pri spremenljivi frekvenci napajanja s primerno regulacijo odpade problem zagona in preobremenitve.

Ker si bomo v nadaljevanju ogledali regulacijo trifaznega sinhronskega motorja s trajnimi magneti, ki ga napaja transistorski pretvornik, povejmo najprej nekaj o pretvornikih.

2. MOČNOSTNI PRETVORNIKI ZA IZMENIČNE MOTORJE

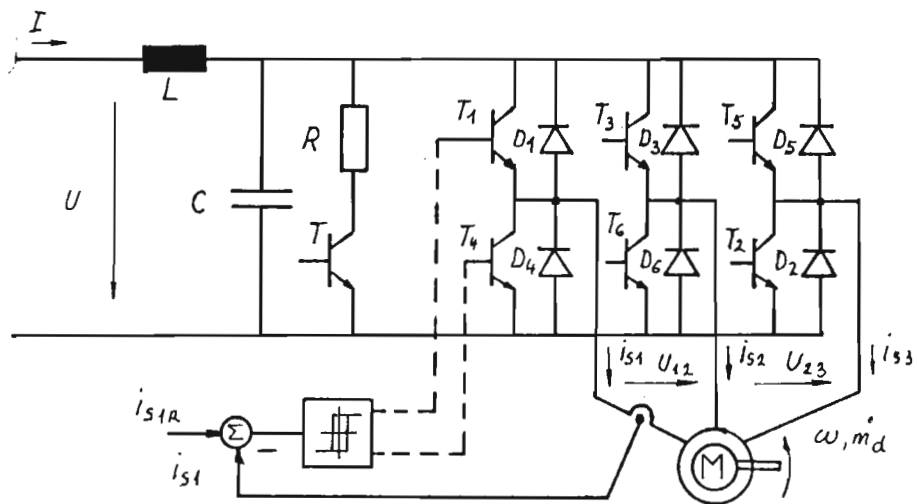
Izmenični servomotorji potrebujejo izmenične napajalne veličine spremenljive amplitude, frekvence in faze. V primerjavi s pretvorniki za enosmerne motorje so pretvorniki za izmenične obsežnejši, bolj zapleteni in zato dražji. Čeprav je izmenični motor zaradi svoje enostavne mehanske zgradbe praviloma cenejši od enosmernega, je cena celotnega izmeničnega motorskega pogona, vključno z regulacijo, še vedno višja od cene enosmernega. Vendar pa imajo izmenični motorski pogoni v primerjavi z enosmernimi mnogo prednosti:

- moč in hitrost izmeničnih motorjev nista omejeni z mehanskim komutatorjem,
- izmenični pogoni so uporabni tudi v eksplozivnem in korozivnem okolju,
- izmenični motorji so krajši, imajo manjši volumen in maso,
- so bolj robustni, zahtevajo manj vzdrževanja in popravil,
- pokrivajo zelo velik razpon moči.

Močnostni pretvorniki so lahko sestavljeni iz tiristorjev ali transistorjev. Oboji imajo svoje dobre in slabe lastnosti. Tiristorski so v primerjavi s transistorскими močnejši, bolj odporni na preobremenitve, vendar pa so, zaradi dolgih preklopnih časov tiristorjev, počasnejši. Zato se uporabljajo v počasnejših pogonih in pogonih velikih moči. Če so tiristorji priklopljeni na enosmerno napetost, potrebujejo za ugašanje dodatno vezje. V novejšem času se uporabljajo GTO (gate-turn-off) tiristorji, ki jih preko krmilne elektrode lahko tudi ugašamo.

Najpomembnejša lastnost močnostnih transistorjev je velika hitrost preklapov, ki je lahko višja od slišnih frekvenc. To omogoča transistorskemu pretvorniku, da daje na svojih izhodih signale, ki zelo dobro sledijo željenim referenčnim vrednostim do razmeroma visokih frekvenc. Poleg tega je, zaradi hitrega preklapljanja, neslišen. Tranzistorski pretvornik lahko pri poenostavljeni obravnavi smatramo za idealni tokovni vir. Najnovejši transistorski pretvorniki vsebujejo močnostne FET (field effect) transistorje, ki so še hitrejši od bipolarnih.

Iz tega sledi, da so prav transistorski pretvorniki najprimernejši za zelo dinamične servopogone manjših moči (do deset kilovatov). Slika 2.1 prikazuje poenostavljeno shemo trifaznega transistorskega pretvornika.

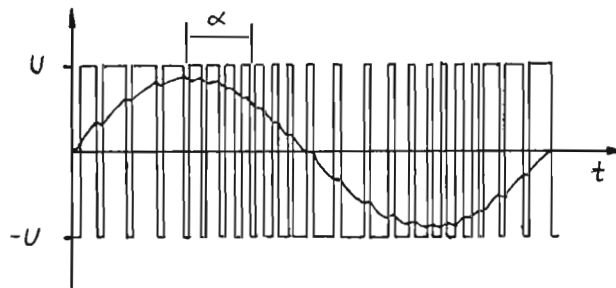


Slika 2.1: Transistorski pretvornik

Potrebno enosmerno napetost in tok lahko dobi pretvornik iz omrežja prek diodnega usmeriškega vezja. Kondenzator in dušilka tvorita gladilni člen. Ker mora motor zelo hitro pospeševati in zavirati v obeh smereh, potrebuje pretvornik, ki je zmožen vsaj začasno sprejemati odvečno energijo. Tokovni sunki, ki nastanejo ob zaviranju, bi lahko poškodovali transistorje.

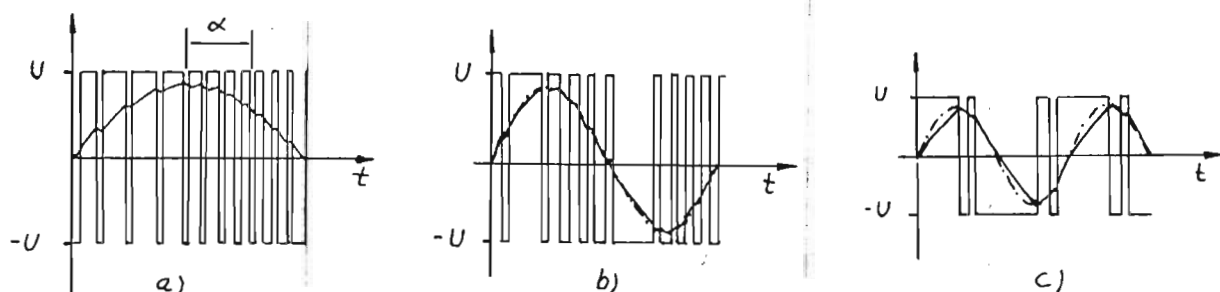
To preprečuje dodatno vezje (na sliki 2.1 je izpuščeno), ki s pravočasnim vklopom transistorja T povzroči, da se odvečna moč porabi na omskem upor R. Prekljapljanje tranzistorjev T_1 do T_6 uravnava preprosti on-off regulatorji, katerih širina histereze določa najmanjši čas med dvema zaporednima preklopoma. Tranzistorja v isti veji ne smeta biti vklopljena hkrati, ker bi kratek stik uničil tranzistorje. Diode D_1 do D_6 omogočajo delovanje transistorjev. Ko se prevodni tranzistor zapre, hoče tok zaradi induktivnega značaja teči še naprej, zato se sklene po eni od bližnjih diod. Če teh diod ne bi bilo, bi transistor prebilo.

Na sliki 2. 2 vidimo potek toka in napetosti ene faze pretvornika.



Slika 2.2: Potek toka ene faze transistorskega pretvornika.

Dolžina vklopa je odvisna od vrednosti razlike med referenco toka in dejansko vrednostjo. Če je razlika pozitivna, prevaja transistor T_1 , če je negativna pa T_4 . Ko je vklopljen T_1 , je na izhodni sponki pretvornika pozitivna usmerjena napetost $+U$, ob vklopljenem T_4 pa negativna usmerjena napetost $-U$. Ker ima breme, statorsko navitje motorja, induktiven značaj, tok narašča in pada eksponencialno ter zaostaja za napetostjo (kot α na sliki 2.2)). Če želimo dobiti iz pretvornika tok prevelike frekvence, postane usmerjena napetost premajhna in izhodni tok ne more več dovolj hitro slediti referenci. To dobro prikazujejo slike 2.3, a, b in c.



Slike 2.3 a,b,c. Potek toka ene faze tr. pretvornika v nasičenju

Na sliki 2.3.a ima referenca toka še dovolj nizko frekvenco. Pri b so preklopi že bolj redki, kar je znak, da je za to frekvenco referenčnega signala napetost pretvornika že premajhna. Na sliki c je to še bolj očitno. Izhodni tok ne more več dobro slediti referenci (črtkano).

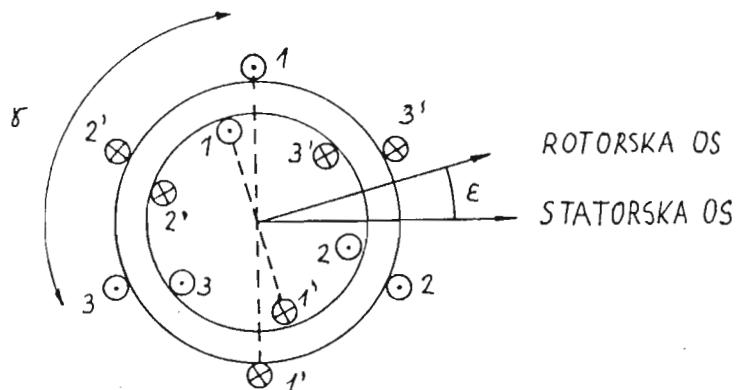
Čeprav sta zaradi izoliranega ničlišča neodvisna le dva statorska toka, so zaradi simetrije regulirani vsi trije. Hitre regulacijske zanke omogočajo, da statorski toki dobro sledijo referenčnim vrednostim. Če je poleg tega enosmerna napetost U dovolj velika, lahko pri bolj splošni obravnavi smatramo transistorni napajalnik za idealni tokovni vir. Če želimo natančnejše rezultate, ga v vsaki tokovni veji ponazorimo s prenosno funkcijo prvega reda.

Pretvorniško vezje s slike 2.1 je znatno poenostavljeno, saj niso upoštevane parazitne induktivnosti in dušilna vezja za zmanjševanje preklopnih izgub transistorjev.

3. MATEMATIČNI MODEL SIMETRIČNEGA TRIFAZNEGA IZMENIČNEGA MOTORJA

Načrtovanje izmeničnega motorskega pogona zahteva primeren matematičen model motorja, ki mora dobro opisovati dinamične in statične lastnosti motorja in ne sme biti preveč kompliciran. Po W. Leonhardu /1/ sem prevzel model, ki ustreza zgornjim zahtevam. Velja za motor z naslednjimi predpostavkami oziroma poenostavitvami :

- stator in rotor sta cilindrična. Na obeh se nahaja trifazno simetrično navitje z izoliranim ničliščem,
- rotorska in statorska navitja imajo enako število ovojev,
- zračna reža je zaradi gladkih površin statorja in rotorja enakomerna,
- porazdelitev magnetnega polja po rotorju in statorju je sinusna,
- permeabilnost rotorja in statorja je neskončna,
- izgube železa in vrtilni tokovi so zanemarljivi,
- ni nasičenja.



Slika 3.1: Shematični prerez simetričnega trifaznega motorja

Na sliki 3.1 vidimo shematični prerez dvopolnega trifaznega simetričnega motorja. Simetrična fazna navitja, ki so medsebojno premaknjena za 120° , smo predstavili samo s srednjim ovojem. Statorsko os predstavlja simetrala skozi prvo statorsko navitje, rotorsko os pa simetrala skozi prvo rotorsko navitje. Rotorska os se giblje s kotno hitrostjo ω , statorska pa miruje, zato se kot med njima (ε) s časom spreminja.

Po nekaj izpeljavah dobimo naslednje matematične relacije:

$$R_s \underline{i}_s + L_s \frac{d}{dt}(\underline{i}_s) + M \frac{d}{dt} \left[\underline{i}_r e^{j\varepsilon} \right] = \underline{u}_s(t) \quad (3.1)$$

$$R_r \underline{i}_r + L_r \frac{d}{dt}(\underline{i}_r) + M \frac{d}{dt} \left[\underline{i}_s e^{-j\varepsilon} \right] = \underline{u}_r(t), \quad (3.2)$$

$$m_d = \frac{2}{3} M \operatorname{Im} \left[\underline{i}_s \left[\underline{i}_r e^{j\varepsilon} \right]^* \right], \quad (3.3.a)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_d(t) - m_b(t), \quad (3.3.b)$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega, \quad (3.4)$$

kjer je:

- \underline{i}_s je vektor trifaznega statorskega, \underline{i}_r pa trifaznega rotorskega toka,
- \underline{u}_s in \underline{u}_r sta vektorja trifazne statorske in rotorske napetosti,
- L_s je statorska, L_r rotorska in M medsebojna induktivnost,
- R_s in R_r sta statorska in rotorska omska upornost,
- m_d je električni navor motorja, m_b pa mehanski bremenski navor,
- J je vstrajnostni moment motorja,
- ω je kotna hitrost motorja.

Enačbe (3.1) do (3.4) predstavljajo matematični model dvopolnega trifaznega simetričnega motorja. Vektorski enačbi (3.1) in (3.2) opisujeta potek statorskih in rotorskih faznih napetosti, kjer velja:

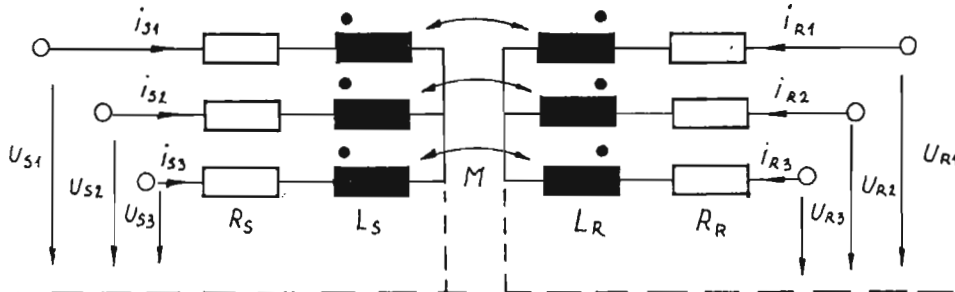
$$\underline{u}_s(t) = u_{s1}(t) + u_{s2}(t) e^{j\gamma} + u_{s3}(t) e^{j2\gamma} \quad (3.5)$$

$$\underline{u}_r(t) = u_{r1}(t) + u_{r2}(t) e^{j\gamma} + u_{r3}(t) e^{j2\gamma} ; \gamma = 120^\circ. \quad (3.6)$$

$$\underline{i}_s(t) = i_{s1}(t) + i_{s2}(t) e^{j\gamma} + i_{s3}(t) e^{j2\gamma} = i_s(t) e^{j\zeta} \quad (3.7)$$

$$\underline{i}_r(t) = i_{r1}(t) + i_{r2}(t) e^{j\gamma} + i_{r3}(t) e^{j2\gamma} ; \gamma = 120^\circ. \quad (3.8)$$

γ je kot prostorske premaknitve trifaznih rotorskih in statorskih navitij. Na osnovi (3.1) in (3.2) lahko narišemo nadomestno statorsko in rotorsko vezje (slika 3.2).



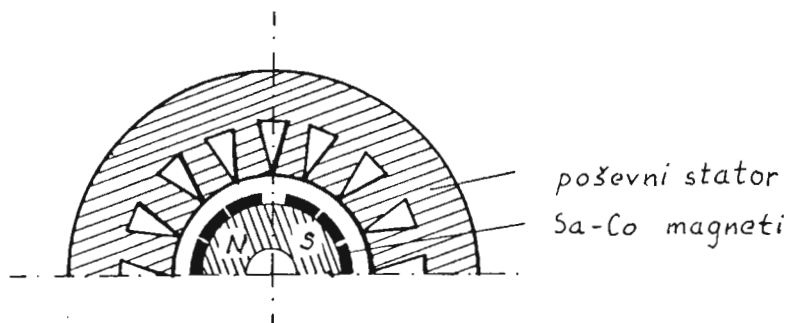
Slika 3.2: Električno nadomestno vezje statorja in rotorja simetričnega izmeničnega motorja

Enačba 3.3.a podaja vrednost navora na obođu rotorja in skupaj s preostalima enačbama 3.3.b in 3.4 opisuje mehansko gibanje motorja.

Naš matematičen model je dinamičen, zato velja za poljubno obliko rotorskih in statorskih tokov, za spremenljiv navor in spremenljivo hitrost. Ta model je uporaben za različne izmenične motorje. Glede na lastnosti določenega motorja se zgornje enačbe in nadomestno vezje rotorja ustrezno spremenijo.

4. TRIFAZNI SINHRONSKI MOTOR S TRAJNIMI MAGNETI

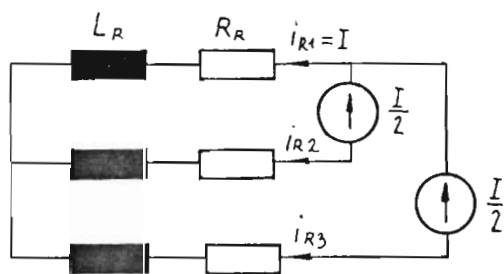
Je zelo primeren za servopogone v kilovatnem področju. Načrtovanje, gradnja in njegove lastnosti so v veliki meri odvisni od uporabljenega magnetnega materiala. Najboljši rezultati se dosežejo z magnetnimi materiali iz elementov redkih zemelj, kot sta naprimer samarij in kobalt. Ti magneti imajo poleg velike remanentne magnetne gostote (do 1 T) tudi zelo veliko koercitivno silo (do 7000 A/cm). Tako dobre magnetne lastnosti omogočajo, da zadostuje že nekaj tankih magnetov, prilepljenih na površino jeklenega rotorja. Dimenzije motorja se zato v primerjavi z uporbo slabših magnetnih materialov (npr. Al-Ni-Co) zelo zmanjšajo, s tem pa se zmanjša tudi njegova vstrajnost, kar se odraža v boljših dinamičnih lastnostih. Poleg tega pri pravilnem načrtovanju ni nevarnosti, da bi se ob morebitnih kratkih stikih magneti razmagnetili. Edina slabost teh magnetov je njihova visoka cena. Najnovejša raziskovanja so dala nov sintetični magnetni material imenovan NEODEON, ki bo zaradi dobrih magnetnih lastnosti in nizke cene verjetno kmalu zamenjal drage Sa-Co magnetne.



Slika 4.1: Prerez štiripolnega sinhronskega motorja s Sa-Co magneti.

Slika 4.1 prikazuje del prereza štiripolnega trifaznega sinhronskega motorja s Sa-Co trajnimi magneti. Na jekleno jedro rotorja so pritrjeni magneti. Špranje med njimi so zapolnjene z lahkimi, nemagnetnimi, neprevodnimi steklenimi vlakni, cel rotor pa je prekrit s plastjo kevlarja, ki tvori gladko, mehansko zelo trdno površino. S primerno geometrijsko porazdelitvijo in z načinom navijanja statorskih navitij lahko dosežemo skoraj sinusno porazdelitev magnetnega fluksa. Izgube vrtilčnih tokov v lameliranem jeklenem rotorju lahko zanemarimo. Tudi stator je lameliran, utori z navitji pa so poševni glede na os motorja, kar preprečuje nastanek ~zaklenitvenega učinka~ (Locking Effect). Sa-Co trajne magnetne lahko pri matematični obravnavi smatramo za del enakomerne zračne reže. Zračna reža je pri sinhronskem motorju lahko dosti širša kot pri asinhronskem, ker rotorsko magnetno polje ni posledica induciranih tokov. Zaradi širše zračne reže, ki je zaželjena tudi iz konstrukcijskih razlogov, je manjša reakcija indukta.

Z namenom, da priredimo matematični model simetričnega trifaznega motorja iz poglavja 3. za sinhronski motor s trajnimi magneti, predpostavimo, da je rotorsko vezje napajano iz dveh tokovnih generatorjev (slika 4.2).



Slika 4.2: Električno nadomestno vezje rotorja sinhronskega motorja s trajnimi magneti.

Iz enačbe (3.8) dobimo vektor rotorskega toka

$$\underline{i}_r(t) = I - \frac{I}{2} e^{j\gamma} - \frac{I}{2} e^{j2\gamma} = \frac{3}{2} I, \quad (4.1)$$

ki povzroča sinusno porazdelitev magnetnega fluksa, gibajočo se z rotorjem. Ker predpostavljamo, da je transistorni pretvornik zaradi vsebovanih hitrih tokovnih regulacijskih zank skoraj idealen tokovni vir, enačba statorske napetosti (3.1), ki zaradi (4.1) preide v

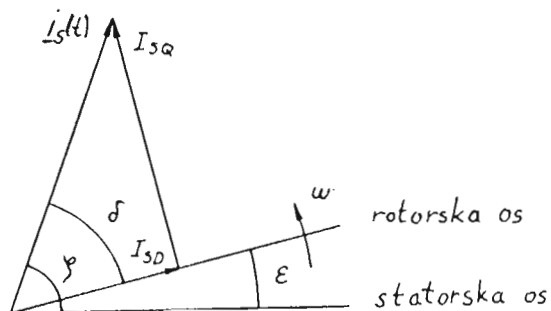
$$R_s \underline{i}_s + L_s \frac{d}{dt}(\underline{i}_s) + j\omega \frac{3}{2} \phi e^{j\epsilon} = \underline{u}_s(t); \quad \phi = M \cdot I, \quad (4.2)$$

nima nobenega vpliva na dinamiko motorja. Važna je le za načrtovanje pretvornika. V enačbi (4.2) predstavlja ϕ magnetni pretok, ki ga ustvarjajo trajni magneti.

Za električni navor dobimo izraz

$$m_d(t) = \phi \operatorname{Im} [\underline{i}_s e^{-j\epsilon}] = \phi I_s \sin(\delta) = \phi I_{sq}, \quad (4.3)$$

kjer je δ bremenski kot. Na sliki 4.3 vidimo, da je δ kot med statorskim in rotorskim magnetnim poljem. Vektor statorskega toka lahko razstavimo na dve medsebojno pravokotni komponenti, I_{sq} in I_{sd} , ki se gibljeta skupaj z rotorjem. To je iz teorije sinhronskih motorjev znana d-q oziroma Park transformacija /2/. Kot bomo videli v nadaljevanju, ta omogoča preprosto regulacijo sinhronskega motorja.



Slika 4.3: Fazni odnosi med veličinami sinhronskega motorja

Enačbo (3.4.b) dopolnimo s členom $-B \omega$, ki predstavlja navor potreben za premagovanje trenja ležajev in narašča s hitrostjo motorja:

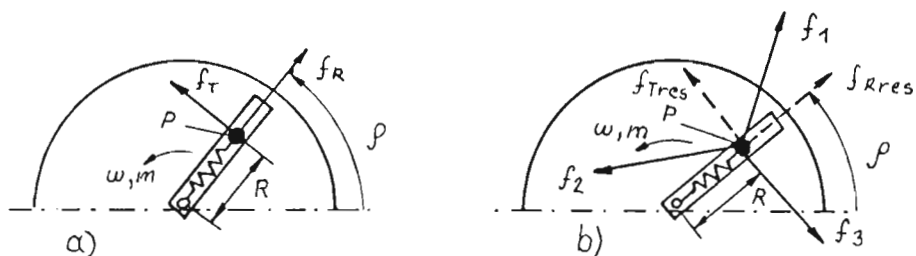
$$J \frac{d\omega}{dt} = m_d - B \omega - m_b = \phi I_{sq} - B \omega - m_b \quad (4.4)$$

5. OSNOVE ZA REGULACIJO SINHRONSKEGA MOTORJA S TRAJNIMI MAGNETI

Zelo važen element visokodinamičnih servopogonov je regulacija, ki omogoči, da dosežemo potrebne dinamične lastnosti. Ker so do nedavnega v servopogonih uporabljali le enosmerne motorje, obstajajo zanje že standardni načini regulacije. Drugače je pri izmeničnih motorjih, ki jih uporabljajo v novejšem času in zanje dolgo ni bilo primerne pristopa. To je razumljivo, saj je regulacija teh motorjev dosti bolj zahtevna od regulacije enosmernih. Šele Blaschke /1/ je leta 1968 predlagal t.i. obravnavo v koordinatah polja (Field Orientation), ki se danes najpogosteje uporablja. Bistvo te obravnave je, da se zapletena regulacija izmeničnega motorja s pomočjo poljske transformacije prevede na obliko povsem podobno regulaciji enosmernega motorja z ločenim vzbujanjem.

Pri enosmernem motorju z ločenim vzbujanjem sta glavno magnetno polje in porazdelitev rotorskega toka v prostoru fiksna in predstavljata dve neodvisni veličini. Rotorski tok (oz. tok armature) je direktno sorazmeren navoru in hitrosti (pod nazivno hitrostjo), slabljenje glavnega polja pa omogoča delovanje nad nazivno hitrostjo.

Pri izmeničnih motorjih je stvar bolj zapletena. Sliki 5.1.a in 5.1.b s pomočjo mehanskega modela nazorno prikazujeta razliko v zahtevnosti regulacije enosmernega in izmeničnega motorja.



Slika 5.1: Mehanski model enosmernega (a) in izmeničnega motorja (b).

Slika 5.1.a ustreza enosmernemu motorju ob upoštevanju naslednjih podobnosti:

$f_t \cong$ rotorski tok

$R f_t \cong$ električni navor

$R \cong$ statorski fluks

$R \omega \cong$ inducirana napetost

$f_r \cong$ statorska napetost

$R \omega f_t \cong$ električna moč

Točka P predstavlja neko majhno telo (npr. disk). Ker imamo dve sili, f_r in f_t , ki ju lahko spreminjamo ločeno, je regulacija navora, hitrosti in pozicije diska dokaj preprosta. Drugače je pri regulaciji gibanja diska na sliki 5.1.b, ki ustreza izmeničnemu motorju. Tam so tri s časom spreminjajoče se sile, medsebojno premaknjene za 120° , ki delujejo na telo P. Da se bo telo gladko gibalo po krožnici obenem pa ostalo na danem radiju R, morajo biti spreminjajoče se sile f_1 , f_2 in f_3 zelo dobro usklajene. V vsakem trenutku morajo tvoriti željeni rezultantni sili $f_{t\text{rez}}$ in $f_{r\text{rez}}$. Z upoštevanjem, da pozicija diska (R, ρ) ustreza osnovnemu magnetnemu pretoku, sile f_1 , f_2 in f_3 pa izmeničnim statorskim tokovom, postane zahtevnost regulacije izmeničnega motorja očitna.

Princip obravnave v koordinatah polja je bil v osnovni obliki namenjen regulaciji asinhronskega motorja. Regulacija tega motorja je težja od regulacije sinhronskega, ker je njegovo vrtenje posledica sile med statorskim vrtilnim magnetnim poljem in induciranim trifaznim rotorskim tokom, ki tudi ustvarja svoje vrtilno magnetno polje. Bistvo orientacije polja pri asinhronskih motorjih je razstavitev vektorja statorskega toka na dve enosmerni veličini, eno vzporedno in drugo pravokotno na vektor magnetilnega toka, ki se gibljeta skupaj z njim. Preko teh dveh komponent toka lahko reguliramo asinhronski motor podobno kot enosmerne. Pri tem pa se pojavi problem natančne določitve trenutne smeri vektorja magnetilnega toka, ki regulacijo dodatno zaplete. To lahko rešimo s t.i. modelom magnetnega pretoka.

Pri sinhronskem motorju se obravnava nekoliko poenostavi, ker lahko za osnovo poljske transformacije vzamemo lego rotorskega polja, ki je pripeto na rotor, lega rotorja pa nam je v vsakem trenutku znana. Tako preide poljska transformacija v Park transformacijo /2/.

Vektor trifaznega statorskega toka (enačba (3.7)) najprej z upoštevanjem izoliranosti ničlišča

$$i_{s1}(t) + i_{s2}(t) + i_{s3}(t) = 0 \quad (5.1)$$

prevedemo na dvofazni sistem

$$\underline{i}_s(t) = i_s(t) e^{j\zeta} = i_{sa} + j i_{sb}, \quad (5.2)$$

kjer je

$$i_{sa} = \frac{3}{2} i_{s1} \quad \text{in} \quad (5.3.a)$$

$$i_{sb} = \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{s2} - i_{s3}). \quad (5.3.b)$$

I_{sa} in I_{sb} sta fazna tokova dobljenega dvofaznega sistema. Na sliki 4.3 se vidi, da je položaj vektorja statorskega toka podan glede na mirujočo statorsko os, t.j. v statorskih koordinatah (kot ζ). Ker želimo statorski tok rastaviti na dve komponenti pripeti na rotor, ga moramo zapisati v rotorskih koordinatah. Položaj rotorja glede na statorsko os podaja kot ε , zato dobimo preko

$$\underline{i}_s(t) e^{-j\varepsilon} = I_{sd} + j I_{sq}$$

izraza:

$$I_{sd} = i_{sa} \cos(\varepsilon) + i_{sb} \sin(\varepsilon) \quad (5.4.a)$$

$$I_{sq} = i_{sb} \cos(\varepsilon) - i_{sa} \sin(\varepsilon). \quad (5.4.b)$$

Enačbi (5.3.a) in (5.3.b) imenujemo redukcija faz, enačbi (5.4.a) in (5.4.b) pa demodulacija (zaradi množenja s členom $e^{-j\varepsilon}$).

Iz enačb (5.1), (5.3) in (5.4) lahko izpeljemo tudi obratno transformacijo:

$$i_{sa} = I_{sd} \cos(\varepsilon) - I_{sq} \sin(\varepsilon) \quad (5.5.a)$$

$$i_{sb} = I_{sq} \cos(\varepsilon) + I_{sd} \sin(\varepsilon) \quad (5.5.b)$$

$$i_{s1} = \frac{2}{3} i_{sa} \quad (5.6.a)$$

$$i_{s2} = -\frac{1}{3} i_{sa} + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} \quad (5.6.b)$$

$$i_{s3} = -\frac{1}{3} i_{sa} - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} \quad (5.6.c)$$

Enačbi (5.5 a in b) imenujemo modulacija, enačbe (5.6 a, b in c) pa razcepitev faz.

Poljska transformacija in obratna poljska transformacija omogočata preprosto regulacijo sinhronskega motorja, saj je navor motorja direktno odvisen od komponente I_{sq} (pod osnovno hitrostjo), komponenta I_{sd} pa lahko služi za slabljenje polja.

6. SIMULACIJA REGULACIJE TRIFAZNEGA SINHRONKEGA MOTORJA S TRAJNIMI MAGNETI

V tem poglavju obravnavamo modele regulacije konkretnega štiripolnega trifaznega sinhronskega motorja s Sa-Co trajnimi magneti. Navedeni so v takem vrstnem redu, kot so nastajali, od najbolj preprostega do bolj kompliciranih. Simulirani smo jih na IBM AT kompatibilnem osebem računalniku s pomočjo digitalnega simulacijskega jezika SIMCOS.

6.1 Model motorja

Iz podanih parametrov štiripolnega trifaznega sinhronskega motorja s Sa-Co trajnimi magneti:

$M_{dn} = 10.4 \text{ Nm}$	držalni nazivni moment,
$n_n = 2000 \text{ obr./min}$	nazivna hitrost,
$J = 0.0053 \text{ kgm}^2$	vstajnostni moment,
$B = 0.02 \text{ Nms/rad}$	koeficient trenja ležajev,
$\eta = 0.87$	izkoristek motorja,
$U_n = 170 \text{ V}$	nazivna medfazna napetost,
$R_s = 0.52 \text{ } \Omega$	upornost stator. navitja,
$L_s = 5.3 \text{ mH}$	induktivnost st. navitja,
smo izračunali:	
$P_{el} = 2500 \text{ W}$	električno moč motorja,
$I_{sfn} = 8.5 \text{ A}$	fazni nazivni tok.

Nazivna medfazna napetost je obenem tudi maksimalna napetost transistorskega napajalnika, največji fazni tok, ki ga daje pretvornik, pa ima petkratno vrednost nazivnega toka:

$$I_{sfmax} = 42.5 \text{ A.}$$

S pomočjo I_{sfmax} , enačb (5.5) in (5.6) ter upoštevanjem s slike 4.3 dobljenega odnosa

$$I_s = \sqrt{I_{sq}^2 + I_{sd}^2}, \quad (6.1.1)$$

smo določili nazivno vrednost trifaznega napajalnega toka

$$I_{sn} = 12.7 \text{ A.}$$

Maksimalna vrednost trifaznega napajalnega toka je

$$I_{smax} = 63.7 \text{ A},$$

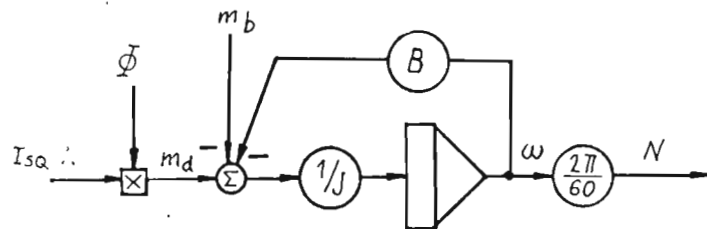
magnetni pretok pa

$$\phi = 0.82 \text{ Vs.}$$

Iz enačbe (4.4) dobimo zapis primeren za simulacijo

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[\phi I_{sq} - B \omega - m_b \right], \quad (6.1.2)$$

in simulacijsko shemo motorja (slika 6.1.1).



slika 6.1.1: Simulacijska shema sinhronskega motorja

Motor moramo regulirati tako, da bomo najbolje izkoristili lastnosti motorja in pretvornika. Najprej priredimo enačbo (4.2) za stacionarno stanje. Ker sta vektor trifaznega statorskega toka in vektor napetosti v stacionarnem stanju enaka:

$$\underline{i}_s(t) = \frac{3\sqrt{2}}{2} \underline{I}_s e^{j\omega t}, \quad \underline{u}_s(t) = \frac{3\sqrt{2}}{2} \underline{U}_s e^{j\omega t}$$

in ker velja

$$\underline{i}_s(t) e^{-j\epsilon} = \frac{3\sqrt{2}}{2} \underline{I}_s = \frac{3\sqrt{2}}{2} I_s e^{j\delta} = \frac{3\sqrt{2}}{2} \left[I_{sd} + j I_{sq} \right],$$

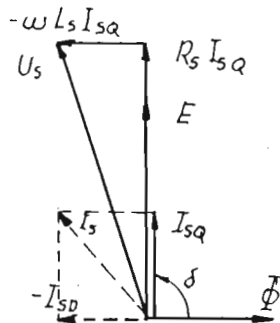
dobimo

$$R_s I_{sd} - \omega L_s I_{sq} + j \left[E + R_s I_{sq} + \omega L_s I_{sd} \right] = \underline{U}_s, \quad (6.1.3)$$

kjer je

$$E = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \phi \quad (6.1.4)$$

efektivna vrednost inducirane napetosti v statorskem navitju, povzročena s trajnimi magneti. Na osnovi enačbe (6.1.3) lahko narišemo fazni diagram (slika 6.1.2), iz katerega izhaja najprimernejši način delovanja motorja.



Slika 6.1.2: Fazni odnosi veličin motorja v stacionarnem stanju

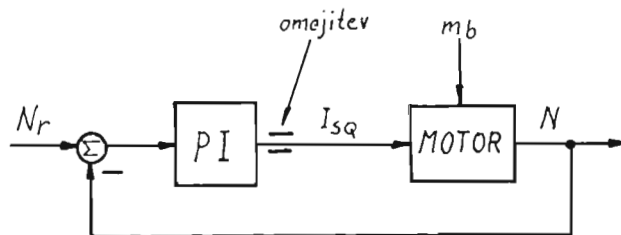
Že iz enačbe (4.3) izhaja, da se največji navor motorja pri danem statorskem toku doseže, ko je $\delta = 90^\circ$. Zato mora biti pri delovanju pod osnovno hitrostjo komponenta $I_{sd} = 0$. Maksimalno napetost pretvornika U_s , ki je obenem enaka nazivni napetosti motorja, dosežemo pri nazivni hitrosti in maksimalni vrednosti komponente I_{sq} . Če želimo, da se motor zavrti nad osnovne obrate, mu moramo dodati negativno komponento I_{sd} ($\delta > 90^\circ$), ki ustvari magnetno polje nasprotno polju trajnih magnetov, kar zmanjša inducirano napetost v statorju. Če polja ne oslabimo, se motor ne more vrteti z večjo hitrostjo od nazivne, ker bi inducirana napetost preveč narasla in pretvornik ne bi več mogel dajati dovolj velike napetosti.

6.2 Model regulacije hitrosti brez upoštevanja pretvornika

Kot smo že omenili, postane regulacija sinhronskega motorja s prevedbo vektorja statorskega toka na dve pravokotni komponenti zelo podobna regulaciji enosmernega motorja. Pri enosmernih motorjih uveljavljen princip kaskadne regulacije, je primeren tudi za regulacijo izmeničnih motorjev. Glavne značilnosti kaskadne regulacije so:

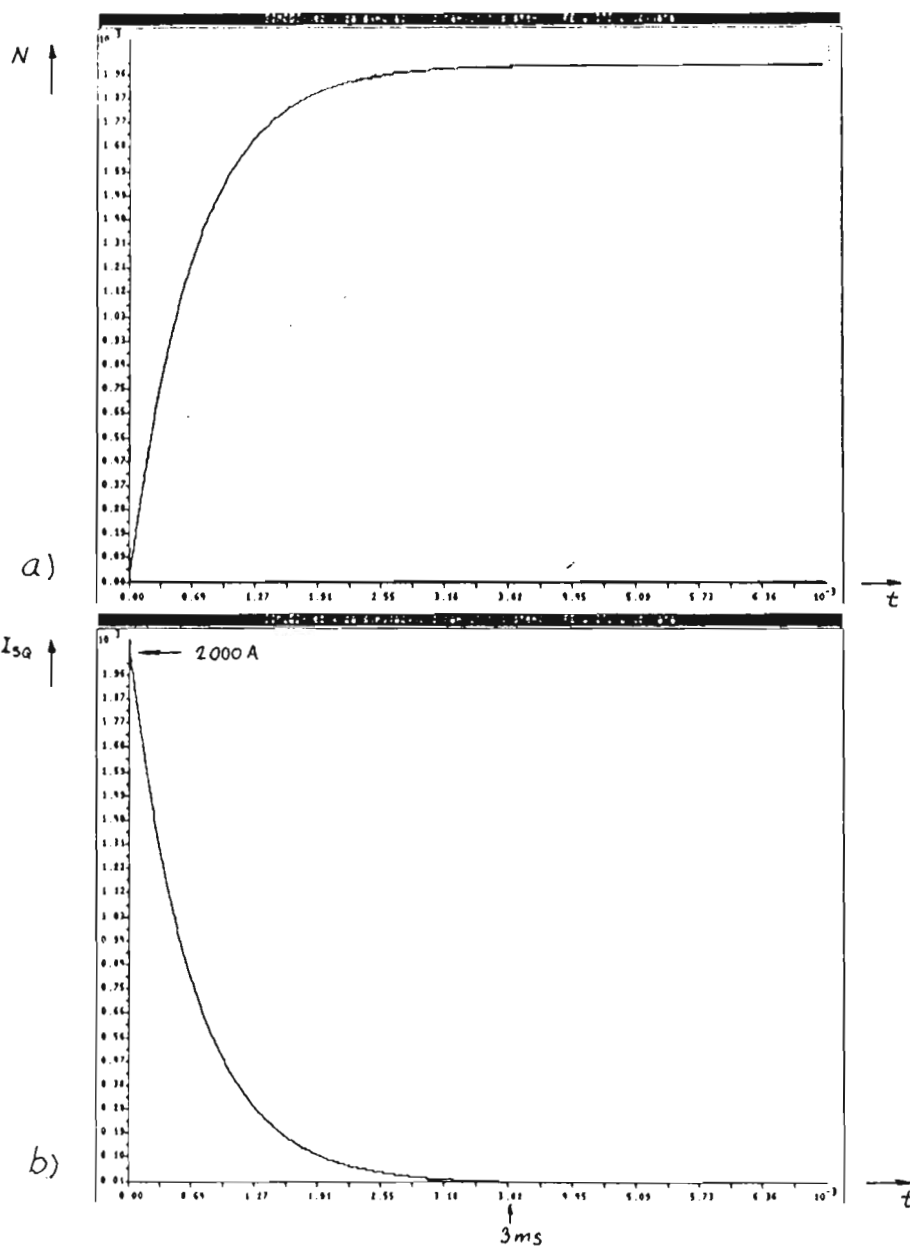
- zunanja zanka daje referenčno vrednost notranji,
- notranja zanka mora biti hitrejša od zunanje,
- v regulacijski sistem lahko na preprost način vpeljemo omejitve in s tem zaščito pred preobremenitvami,
- regulacijski sistem gradimo od notranje zanke navzven.
- sistem lahko preprosto nadgradimo z dodatnimi zunanji zankami.

Tako pri regulaciji enosmernih kot tudi izmeničnih motorjev (v koordinatah polja) je notranja zanka tokovna. Vpeljemo jo zaradi neidealnosti pretvornika. Sledi ji lahko regulacijska zanka pospeška za obvladovanje sprememb bremenskega navora in sprememb vstrajnostnega momenta (npr. pri robotih). Nato dodamo hitrostno zanko in na koncu, če je potrebno, še pozicijsko.



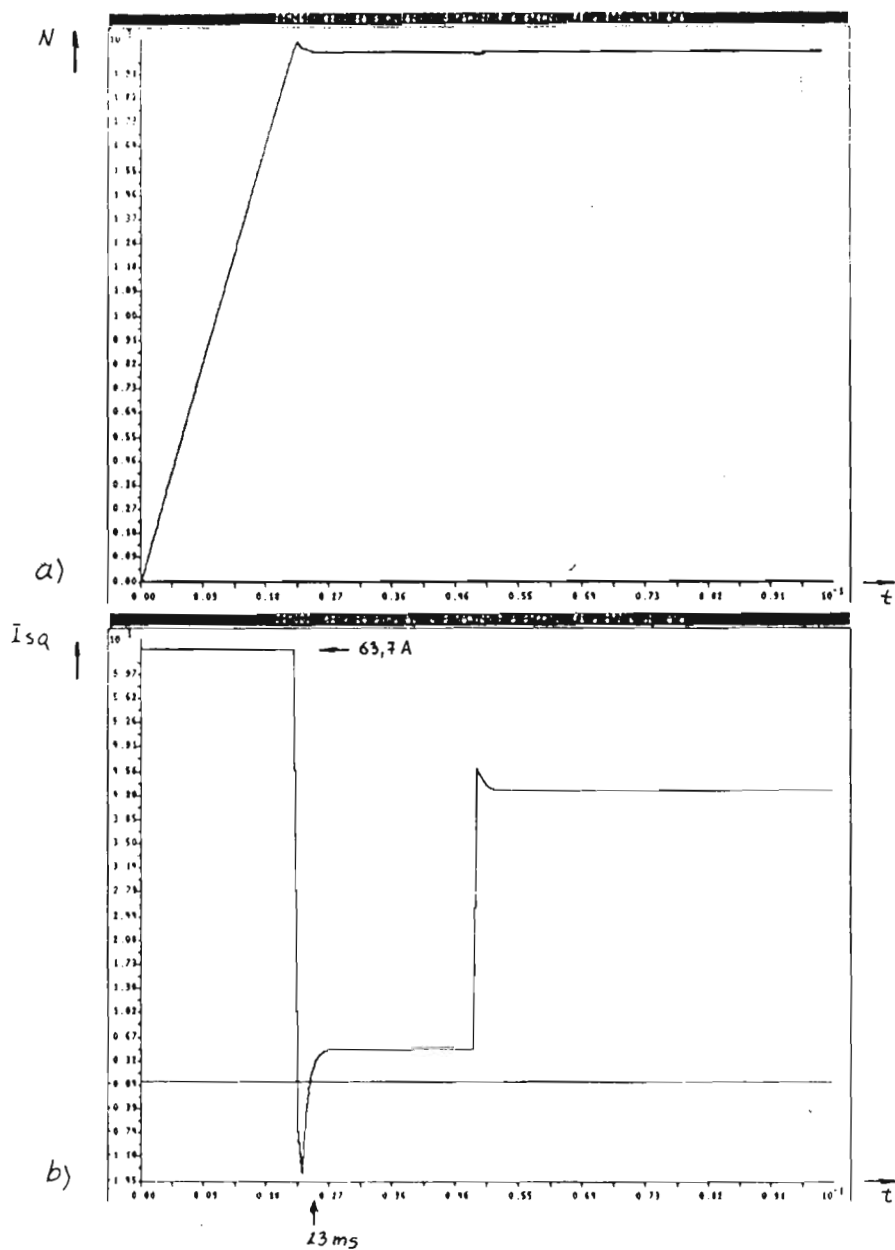
Slika 6.2.1: Model regulacije hitrosti sinhronskega motorja brez upoštevanja pretvornika

Na modelu s slike 6.2.1 smo predpostavili, da je transistorski pretvornik idealen tokovni vir, zato smo ga izpustili. Prav tako smo izpustili tudi poljsko transformacijo in regulator komponente I_{sq} . Ker ta model velja za delovanje do nazivne hitrosti, je komponenta I_{sd} enaka nič in se v shemi ne pojavlja. Regulacija pospeška in lege nas ne zanimata, zato bosta tudi v bodoče izpuščeni.



Slika 6.2.2: Potek odziva hitrosti (a) in toka I_{sq} (b)

Slika 6.2.2.a prikazuje potek hitrosti motorja (regulirana veličina), slika 6.2.2.b pa potek komponente I_{sq} (regulirna veličina), ki ustreza navoru. Ker nismo upoštevali omejitve toka, bi morala največja vrednost komponente I_{sq} že pri vrednosti $KP=10$ zavzeti neverjetnih 2000 amperov. Tudi hitrost odziva je nerealna.



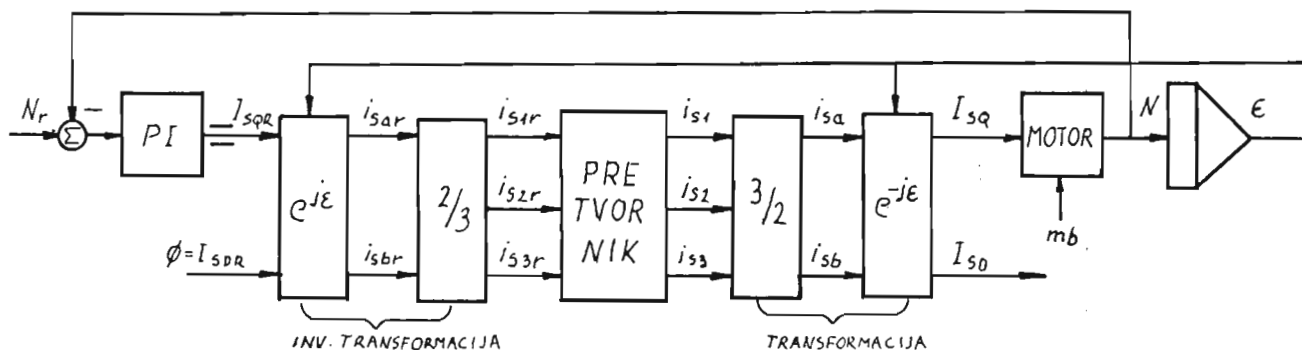
Slika 6.2.3.a,b: Potek hitrosti in toka I_{sq} z upoštevanjem omejitve I_{sq} .

Sliki 6.2.3. a in b prikazujeta odziv istega sistema z upoštevanjem omejitve $I_{sqmax} = I_{smax} = 63.7 \text{ A}$. V poteku hitrosti je dobro viden vpliv nelinearnosti. Ves čas enakomernega naklona krivulje hitrosti ima I_{sq} največjo možno vrednost, s katero je določen tudi čas odziva, ki je zdaj bistveno daljši. Če motor, ki se vrti s konstantno hitrostjo, mehansko obremenimo, mu hitrost najprej pade, potem pa jo regulator spravi spet na željeno vrednost. Da odpravimo stacionarni pogrešek hitrosti potrebujemo dokaj velik I člen, ki pa upočasnjuje odziv, še posebej zaradi omejitve regulirne veličine (I_{sq}). To sem rešil z omejevanjem izhoda integratorja /3/. Ko komponenta I_{sq} doseže omejitveni pogoj, ustavimo integrator in njegov izhod obdržimo konstanten. Tako preprečimo, da bi se dolgo časa integriral velik signal pogreška, kar bi povzročilo, posebej pri stopničastih spremembah reference, počasen prenehaj. Slika 6.2.3.a prikazuje tudi potek hitrosti motorja po vključitvi velikega bremenskega navora ($3m_{dn}$). Hitrost motorja najprej pade, potem pa zelo hitro spet zavzame željeno vrednost. Da lahko motor tudi po mehanski obremenitvi obdrži željeno hitrost, se mora povečati tok I_{sq} (slika 6.2.3.b).

Model s slike 6.2.1 je zelo poenostavljen, saj zaradi zanemaritve napajalnika nimamo dostopa do faznih tokov in napetosti ter na pogled sploh ne kaže, da gre za regulacijo izmeničnega motorja. Shema je povsem enaka shemi regulacije enosmernega motorja z zunanjim vzbujanjem, kjer I_{sq} ustreza rotorskemu toku, ϕ pa statorskemu polju.

6.3 Model regulacije hitrosti z upoštevanjem pretvornika

Višja stopnja obravnave pomeni upoštevanje dinamike pretvornika (slika 6.3.1).

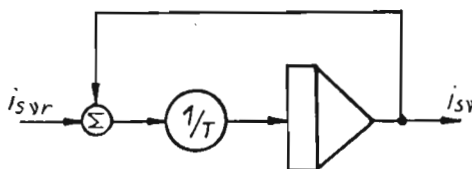


Slika 6.3.1: Model regulacije hitrosti motorja z upoštevanjem pretvornika.

Kot smo že omenili v poglavju 2, lahko pretvornik v regulacijsko shemo uvedemo kot sistem prvega reda v vsaki fazi. V bloku z imenom pretvornik se zato nahajajo trije sistemi prvega reda z enačbo

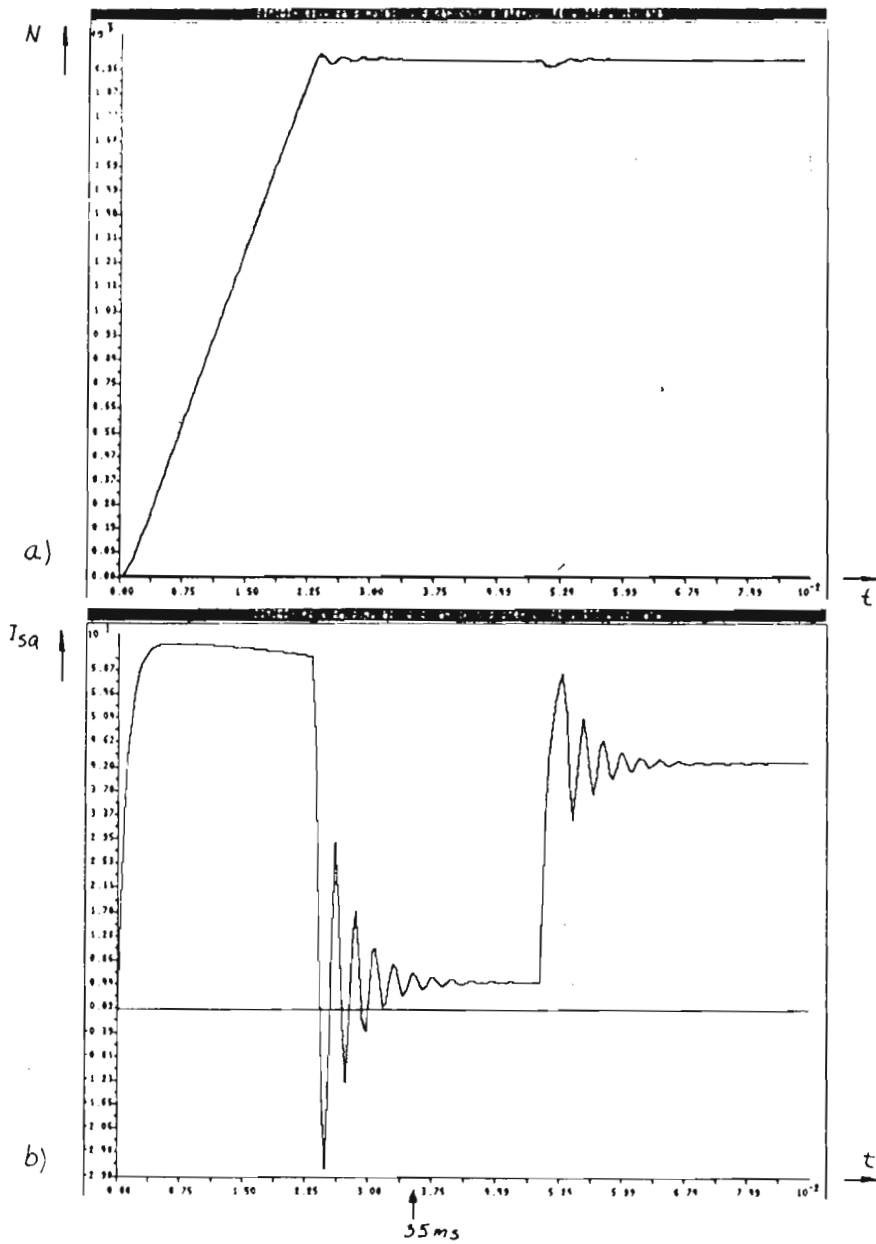
$$T \frac{di_{sv}}{dt} + i_{sv} = i_{svref} ; v = 1, 2, 3$$

in s simulacijsko shemo slika 6.3.2.



Slika 6.3.2: Sistem prvega reda.

Časovna konstanta T ima vrednost okrog 1 ms. Trifazni sistem dobimo s pomočjo inverzne transformacije polja (enačbe (5.5) in (5.6)). Dodatni integrator nam daje po enačbi (3.4) kot ε , ki se s časom spreminja. Potrebujemo ga pri modulaciji in demodulaciji.



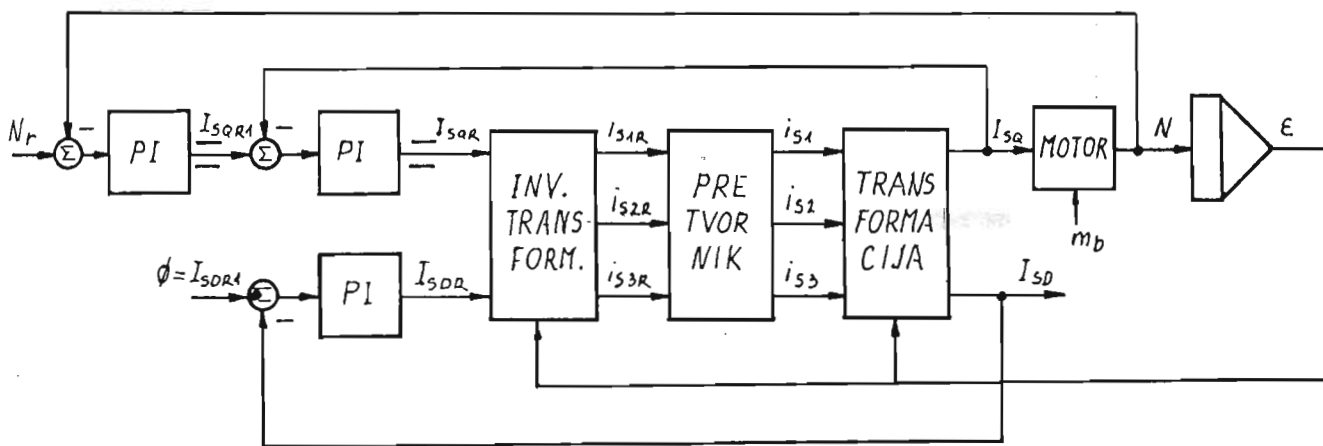
Slika 6.3.3: Potek hitrosti (a) in toka I_{5q} (b) za model z upoštevanjem pretvornika.

Slika 6.3.3.a prikazuje odziv opisanega regulacijskega sistema na enako stopničasto referenco in mehansko obremenitev kot v prejšnjem poglavju. Iz oblike odziva hitrosti vidimo, da se je z upoštevanjem pretvornika red sistema dvignil. Zaradi občutne zakasnitve toka I_{sq} za referenčno vrednostjo (I_{sqref}), je težko doseči potek hitrosti brez prenehavanja. Regulacija je zato počasnejša kot v poglavju 6.2. Komponenta I_{sdref} je nič, ker model velja za delovanje pod osnovno hitrostjo. Izkazalo pa se je, da I_{sd} zavzema celo vrednosti reda velikosti nazivnega toka ($\cong 10$ A). Do te napake pride zaradi neidealnih lastnosti napajalnika. Za točnejše rezultate bi morali dodati regulacijo I_{sd} .

Zgoraj obravnavani model je v primerjavi s prejšnjim (poglavja 6.2) dosti bližje realnosti, ker imamo dostop do "pravih" sponk motorja in s tem do faznih tokov ter medfaznih napetosti. Komponenti toka I_{sq} in I_{sd} sta samo matematična pripomočka. Odzivi ostalih veličin se nahajajo v prilogi A.

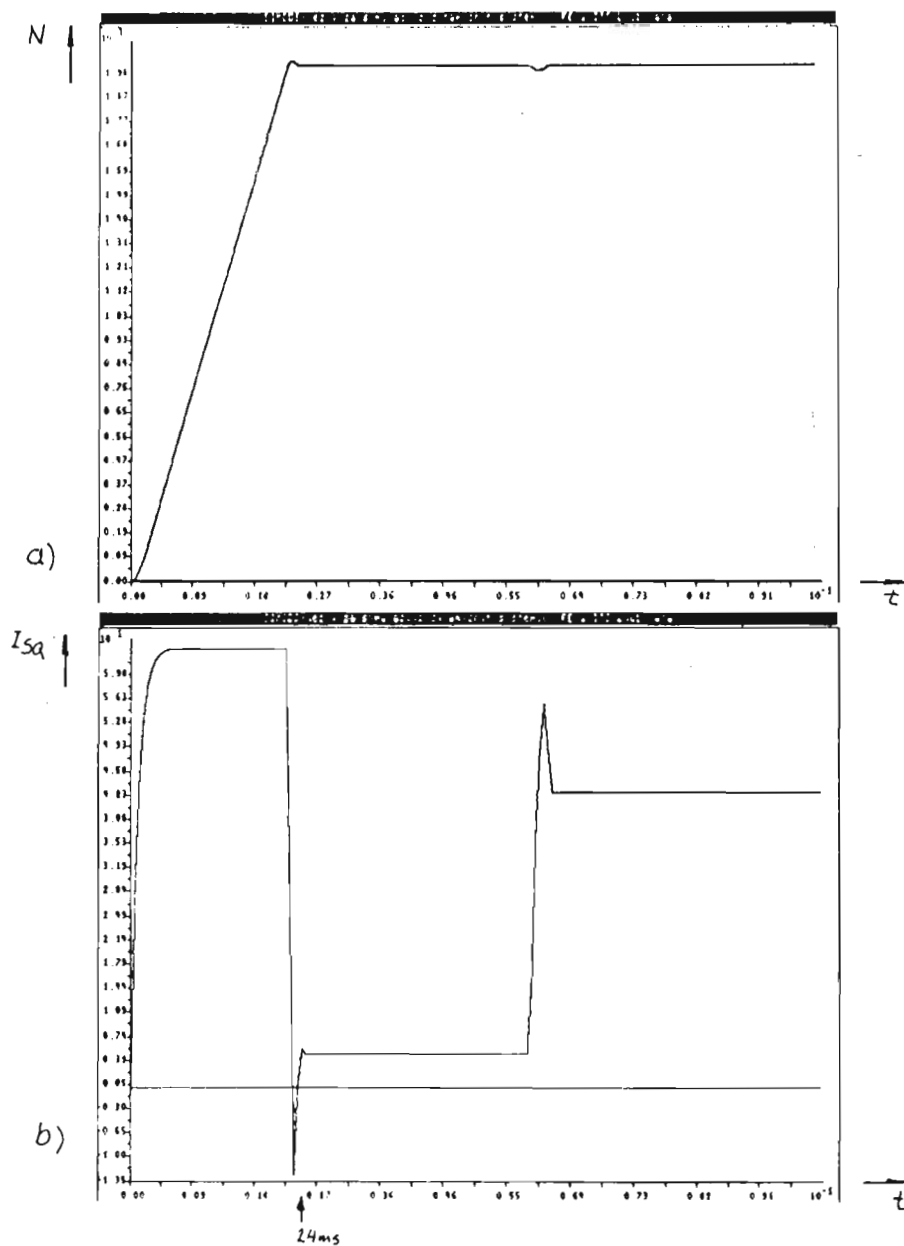
6.4 Model regulacije hitrosti z notranjo tokovno zanko I_{sq} in regulacijo I_{sd}

Za boljše rezultate dodamo modelu iz prejšnjega poglavja še regulacijo komponent I_{sq} in I_{sd} (slika 6.4.1).



Slika 6.4.1: Model regulacije hitrosti z notranjo zanko I_{sq} in regulacijo I_{sd} .

Najprej smo odstranili hitrostno regulacijsko zanko in nastavili parametre tokovnih regulatorjev. Potem smo jo ponovno vključili in nastavili še njene parametre. Potek hitrosti kaže slika 6.4.2.a. V primerjavi z odzivom prejšnjega modela (slika 6.3.3.a) je razlika očitna. Ker komponenti toka zdaj hitreje zavazmeta referenčno vrednost je hitrejša tudi regulacija hitrosti. Vrednost komponente I_{sd} zdaj ne preseže 100 mA.



Slika 6.4.2: Potek hitrosti (a) in komponente I_{sq} (b).

Ker je to najpopolnejši model, ki smo ga uspeli simulirati, bomo tu podali poteke še nekaterih drugih veličin (za ostale modele glej prilogo!). Zanimiva sta tudi poteka faznih tokov in medfaznih napetosti, ki prikazujeta, kaj se dogaja na sponkah reguliranega motorja.

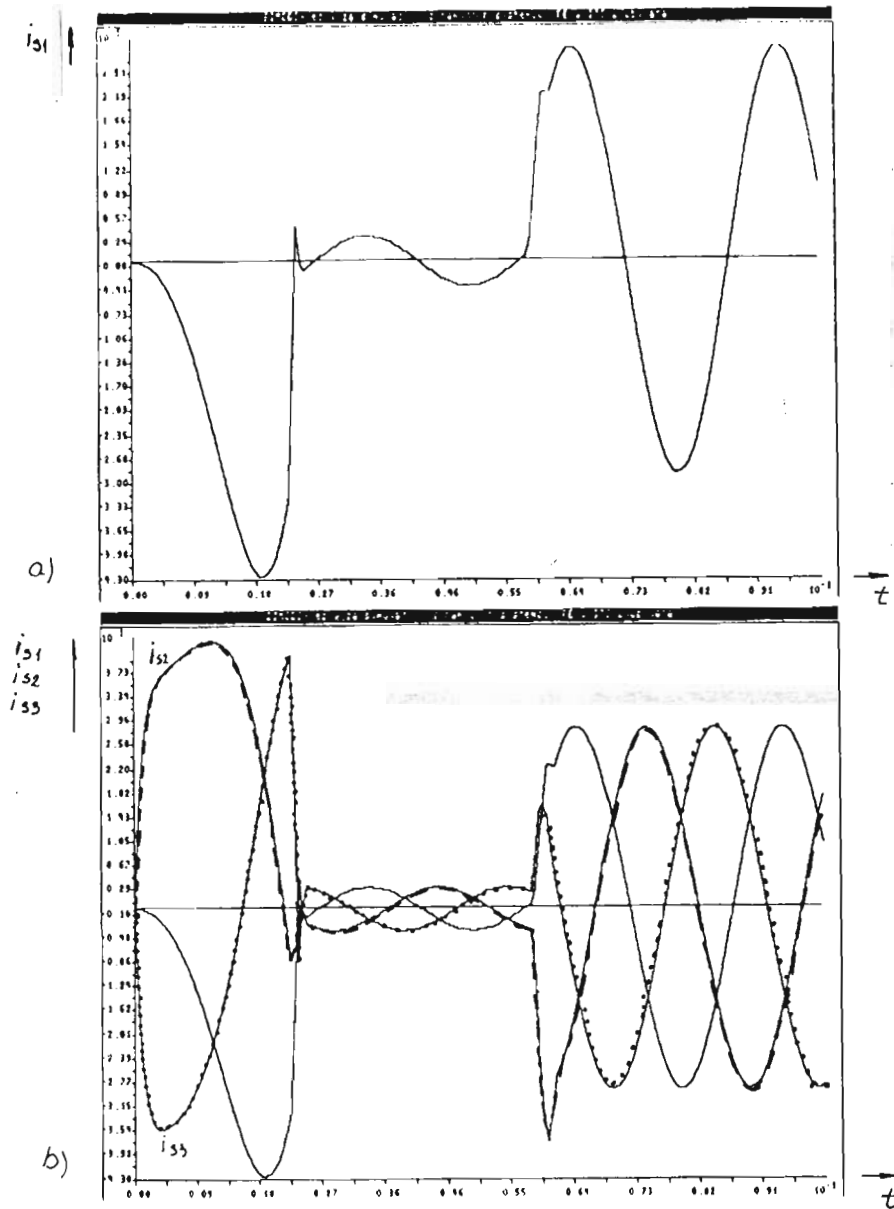
Tokovi so pri simulaciji dostopni direktno na izhodu napajalnika, medfazne napetosti pa moramo izračunati. Iz enačbe (4.2) dobimo najprej fazne napetosti

$$\begin{aligned}u_{s1} &= R_s i_{s1} + L_s \frac{d}{dt}(i_{s1}) - \frac{1}{2} \phi \omega \sin(\varepsilon), \\u_{s2} &= R_s i_{s2} + L_s \frac{d}{dt}(i_{s2}) - \frac{1}{2} \phi \omega \sin(\varepsilon - \gamma), \\u_{s3} &= R_s i_{s3} + L_s \frac{d}{dt}(i_{s3}) - \frac{1}{2} \phi \omega \sin(\varepsilon - 2\gamma),\end{aligned}$$

iz teh pa na preprost način še medfazne:

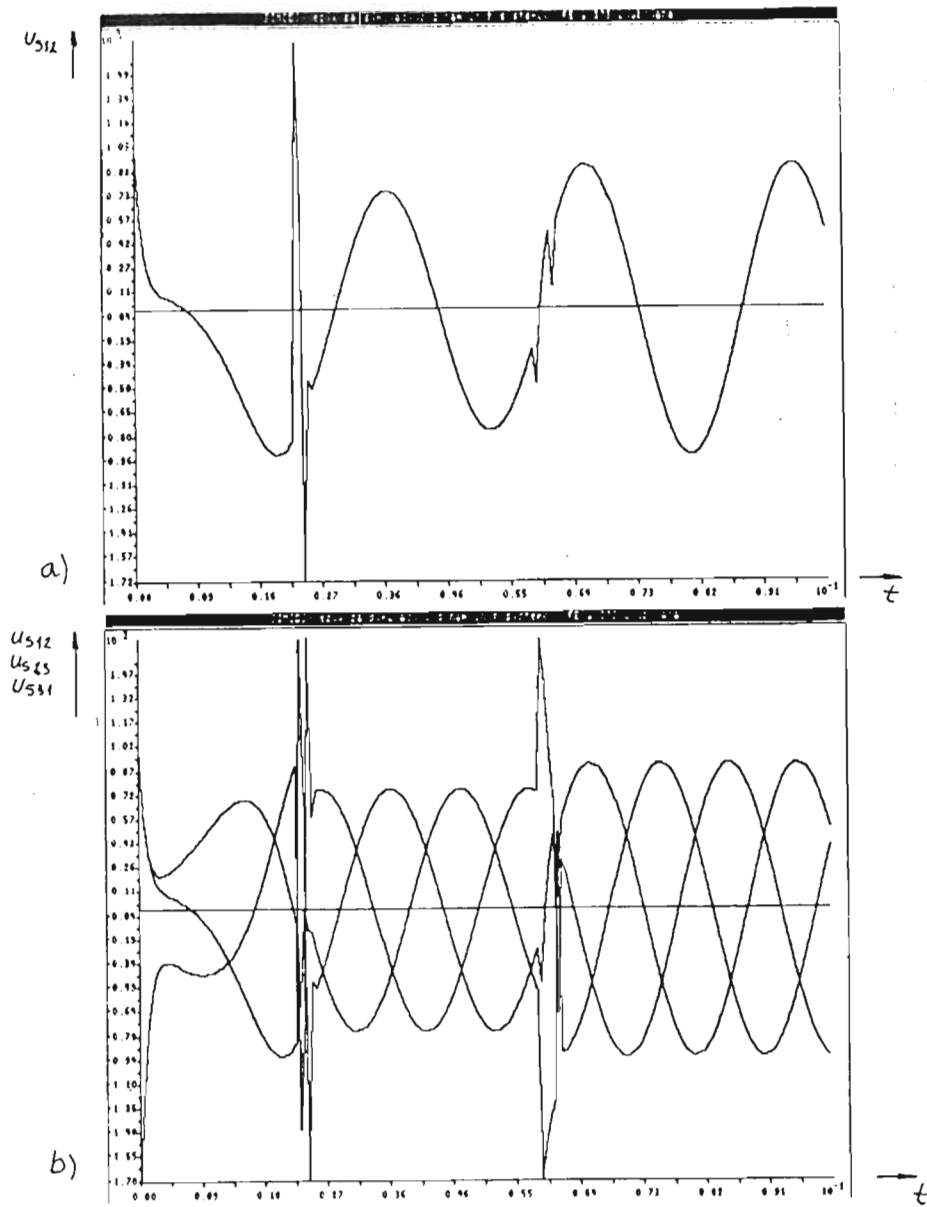
$$\begin{aligned}u_{s12} &= u_{s1} + \frac{1}{2} u_{s2}, \\u_{s23} &= -\frac{1}{2} u_{s2} + \frac{1}{2} u_{s3}, \\u_{s31} &= -\frac{1}{2} u_{s3} - u_{s1}.\end{aligned}$$

Slika 6.4.3.a prikazuje potek faznega toka i_{s1} . V času prvega prehodnega pojavnja (po vklopu stopničaste reference hitrosti) je potek toka popolnoma nesinusen, saj se mu frekvenca in amplituda stalno spreminjata. Vsi trije fazni toki se spreminjajo tako, da tvorijo magnetno polje, ki v prvem trenutku miruje in je za $\delta=90^\circ$ pred rotorskim pojem. Nato se začneta statorsko polje in z njim rotor vrteti, dokler motor ne zavzame željenih obratov. Ob tem ostane kot δ enak 90° , komponenta I_{sq} pa ima največjo vrednost, zato vleče motor ves čas zagona z največjim možnim navorom. Ko motor zavzame referenčno hitrost, se ustalita frekvenca in amplituda tokov, ki postanejo sinusni. Amplituda zavzame vrednost potrebno za premagovanje trenja ležajev. Ko motor mehansko obremenimo, postanejo tokovi zaradi padca hitrosti spet nesinusni, dokler regulacija ne spravi motorja na prvotno hitrost. Amplituda tokov se ustrezno poveča, saj mora motor zdaj premagovati poleg trenja tudi bremenski navor. Slika 6.4.3.b prikazuje potek vseh treh faznih tokov. Vidi se, da ge res za trifazni simetrični motor (stator) z izoliranim ničliščem.



Slika 6.4.3: Potek faznega toka i_{s1} (a) in potek vseh treh faznih tokov (b).

Podobno kot za tokove je tudi za napetosti prehodni pojav nesinusen. V stacionarnem stanju postanejo napetosti sinusne (sliki 6.4.4.a in 6.4.4.b). Vsota napetosti je, kot vsota tokov, v vsakem trenutku enaka nič.



Slika 6.4.4: Potek medfazne napetosti u_{s12} (a) in vseh treh medfaznih napetosti (b).

V prilogi A je podan še odziv na obrat hitrosti.

III. ZAKLJUČEK

Simulacija celotnega regulacijskega sistema, vključno z motorjem in pretvornikom, je dala pričakovane rezultate. Čas in oblike odzivov hitrosti, komponente I_{sq} (navora) in ostalih veličin (faznih tokov in medfaznih napetosti) so realni. Transformacija v koordinate polja dobro služi svojemu namenu in omogoči dokaj preprosto regulacijo sinhronskega motorja. Digitalni simulacijski jezik SIMCOS se je izkazal kot primerno orodje, za simuliranje regulacijskega sistema na tej stopnji obravnave.

Mislím, da je treba pri načrtovanju vsakega zahtevnejšega sistema izhajati iz preprostih poenostavljenih modelov, ki nam daje osnovno sliko dogajanja, nam nakažejo glavne zahteve in probleme s katerimi se bomo srečevali.

Zadnji model (poglavje 6.4) je še vedno zelo poenostavljen. Za bolj točne rezultate bi morali izpopolniti modele motorja, pretvornika in regulacije.

Nadaljevanje tega dela naj bi najprej dalo model za delovanje sinhronskega motorja nad osnovno hitrostjo. Nato sledijo priprave na graditev konkretnega motorskega pogona:

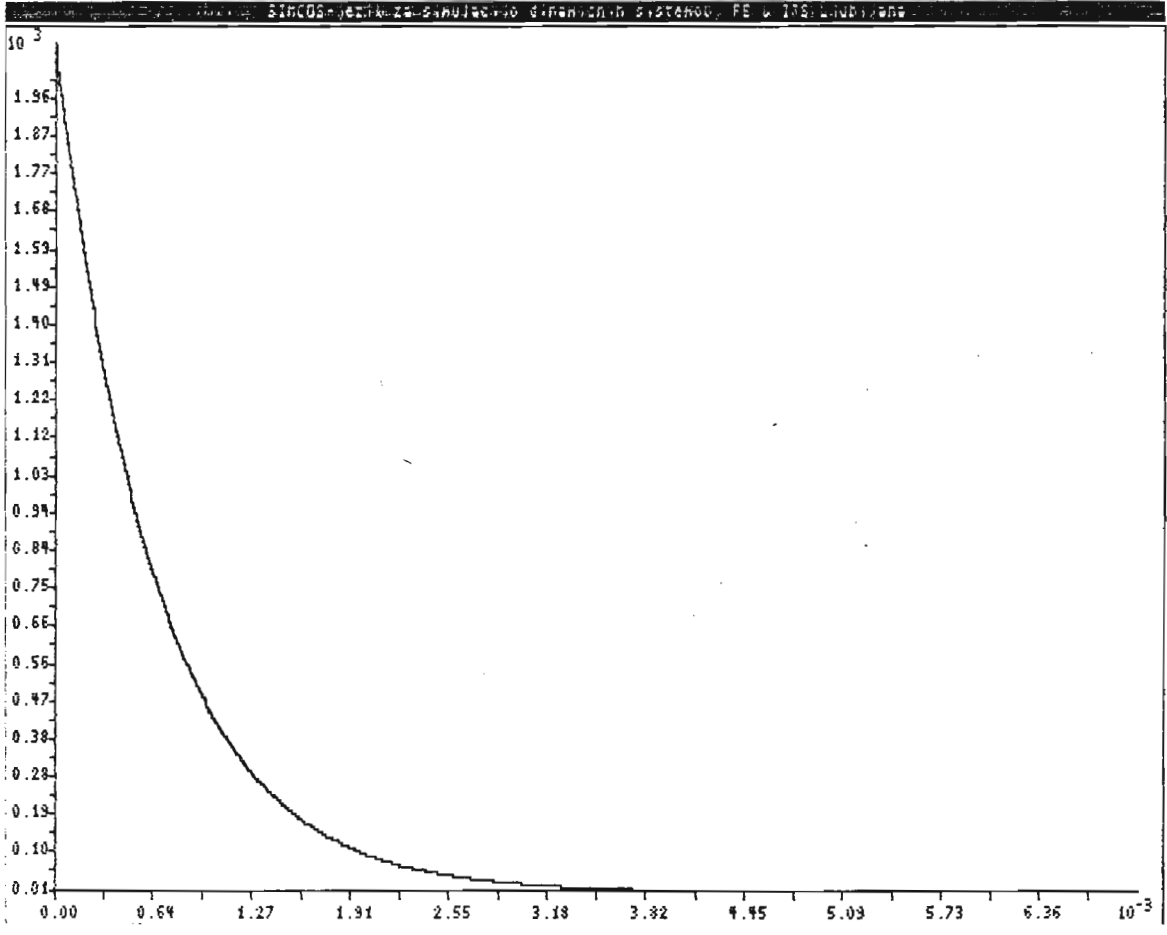
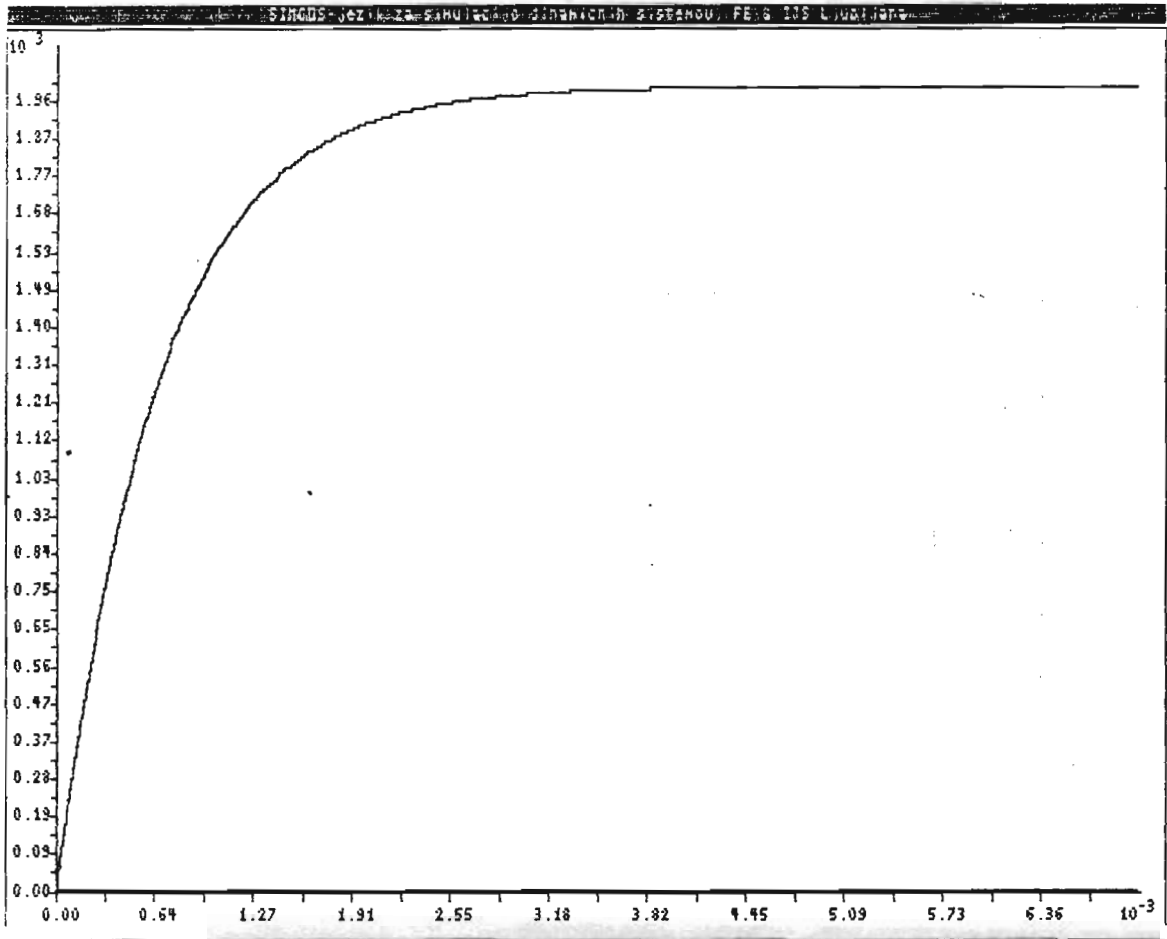
- meritve vseh važnih lastnosti konkretnega motorja,
- načrtovanje in izdelava napajalnika,
- izdelava potrebnega hardvera in softvera za regulacijo,
- nastavitev vseh regulacijskih parametrov in preizkušanje celotnega sistema v delovanju.

Vse zgoraj navedene faze, razen prve, se z upoštevanjem vseh podrobnosti predhodno simulirajo na velikem računalniku, kar je predpogoj za uspešno gradnjo tako zahtevnega projekta.

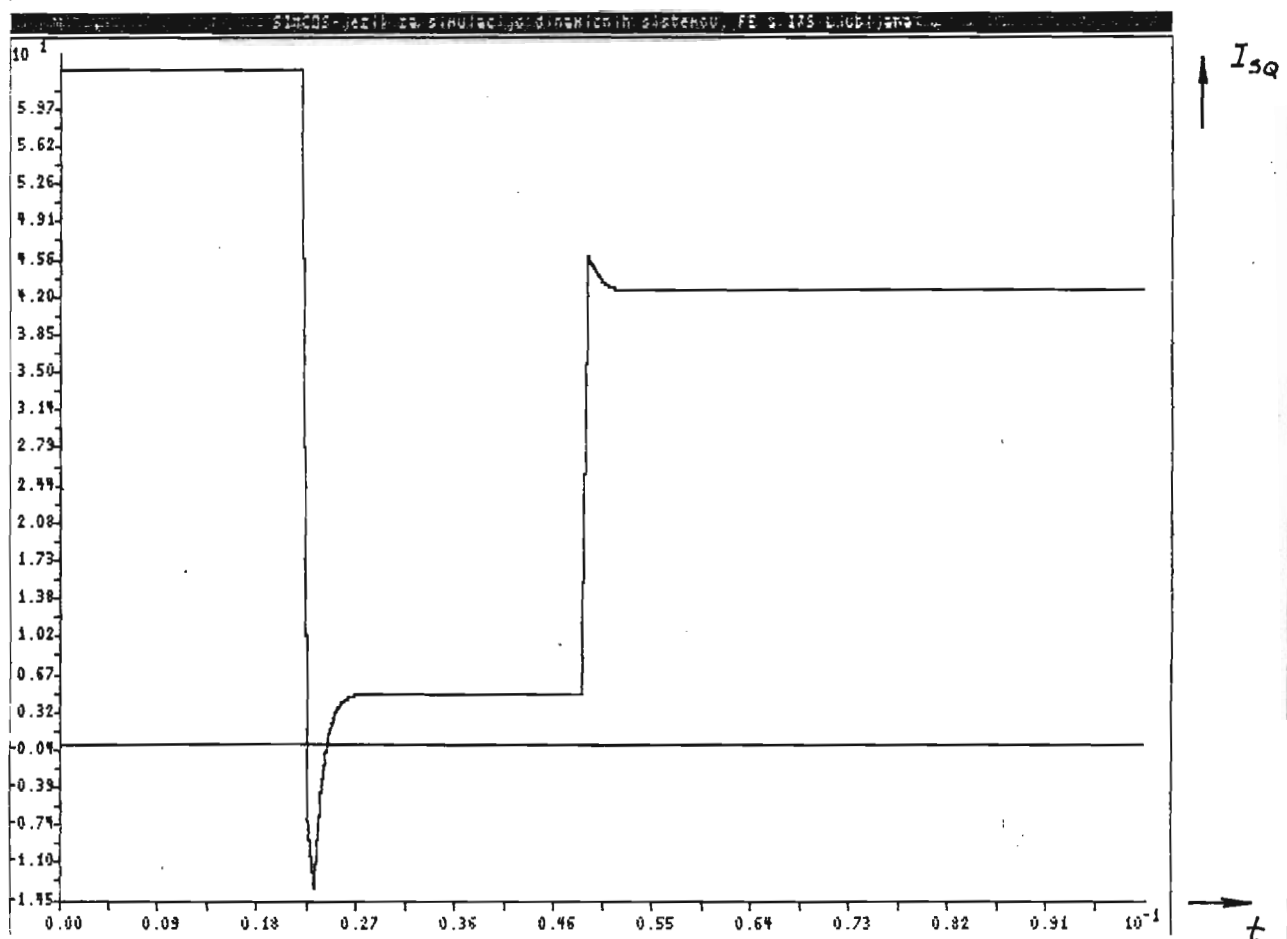
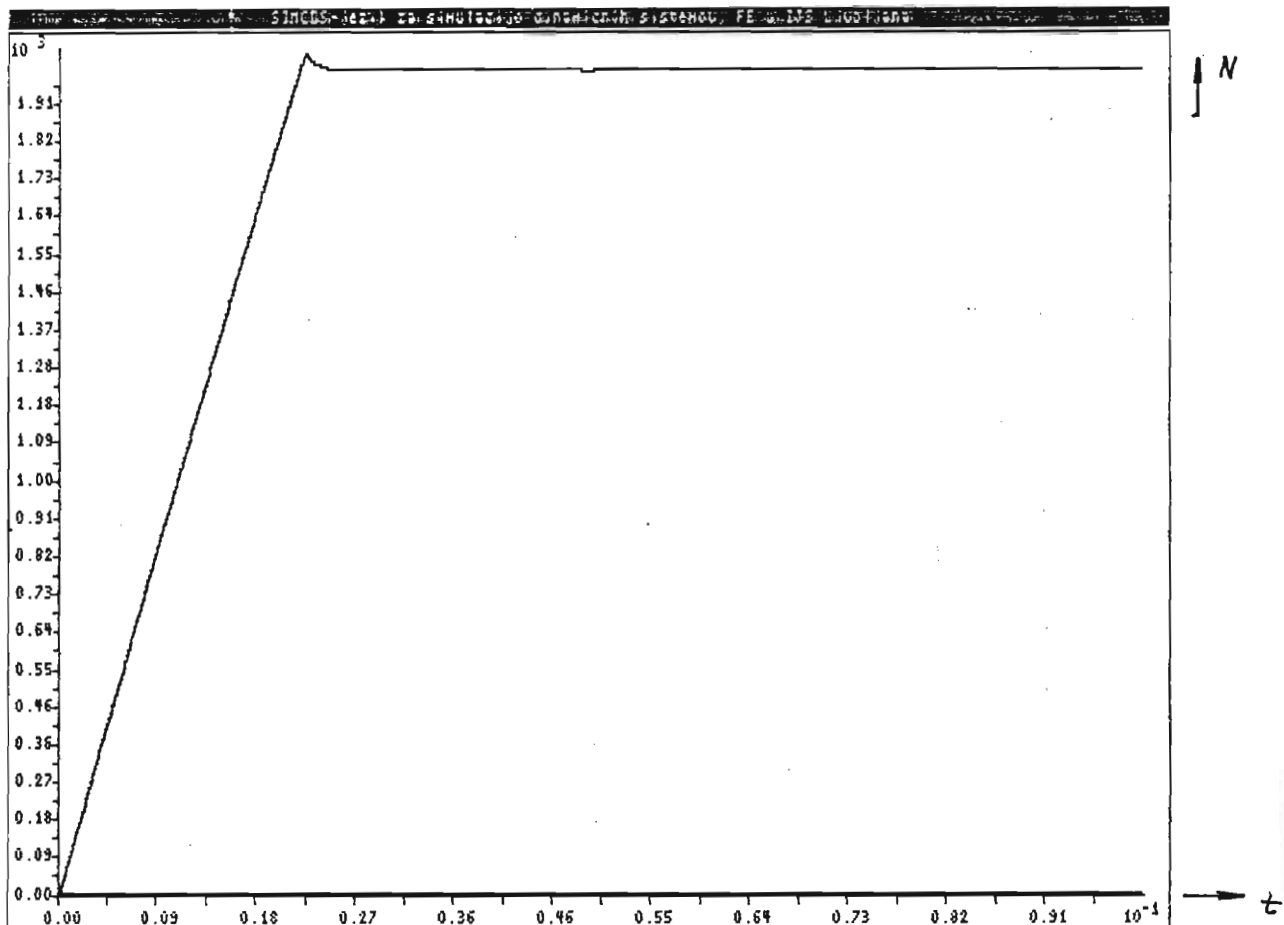
P R I L O G A A

ODZIVI MODELOV PRI RAZLIČNIH NAČINIH DELOVANJA

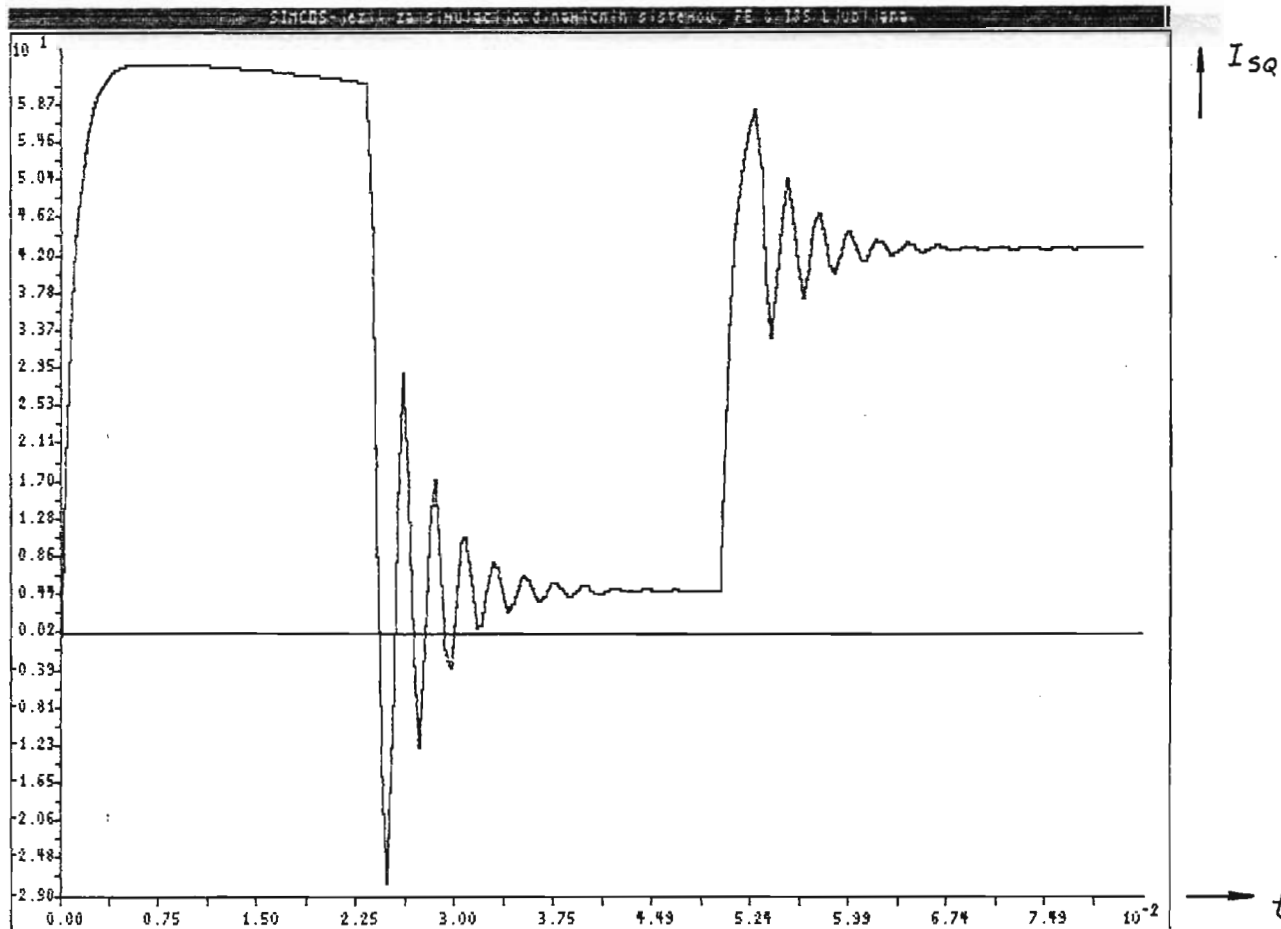
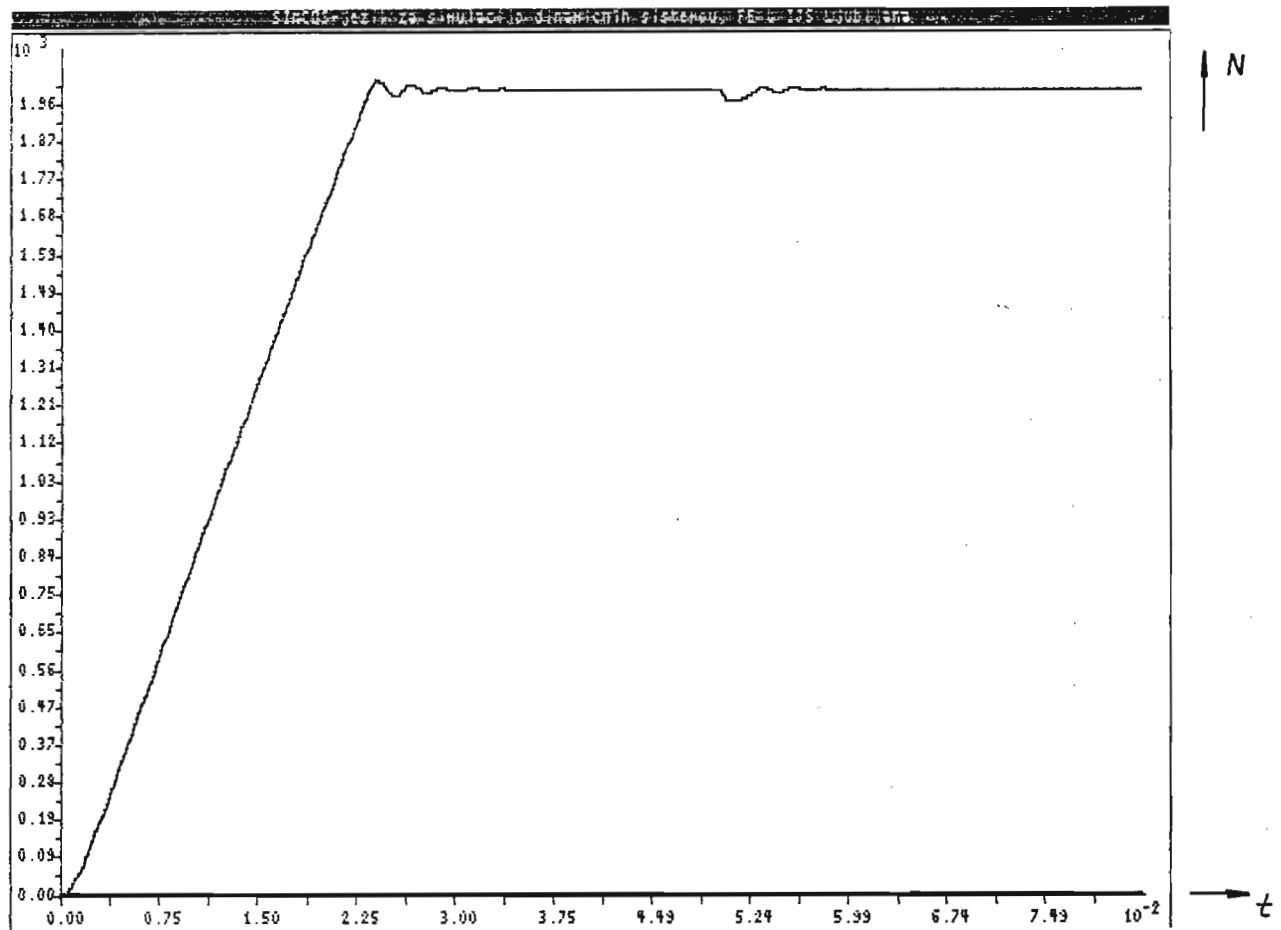
MODEL 6.2 BREZ OMEJITVE TOKA : Potek hitrosti in toka I_{sq}



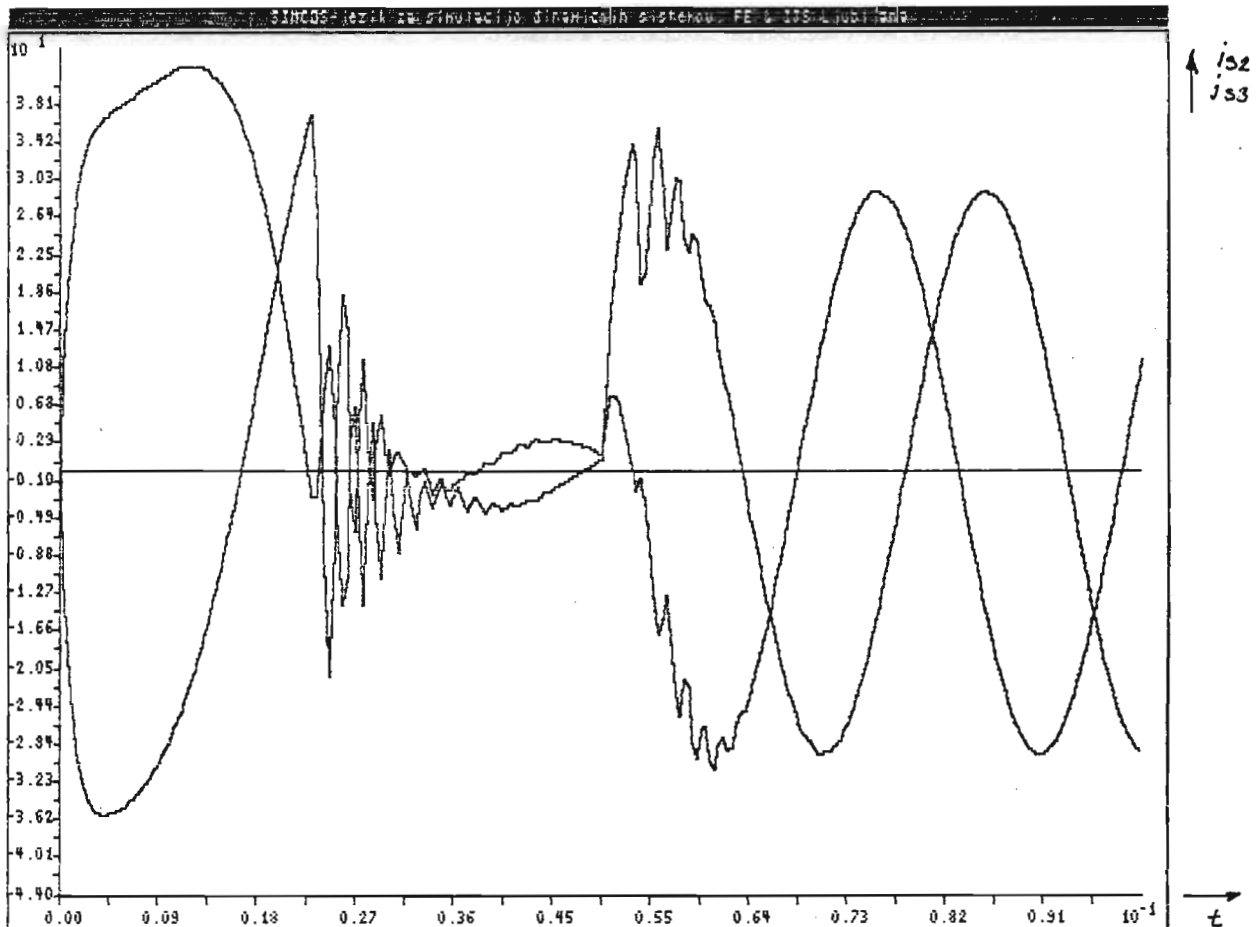
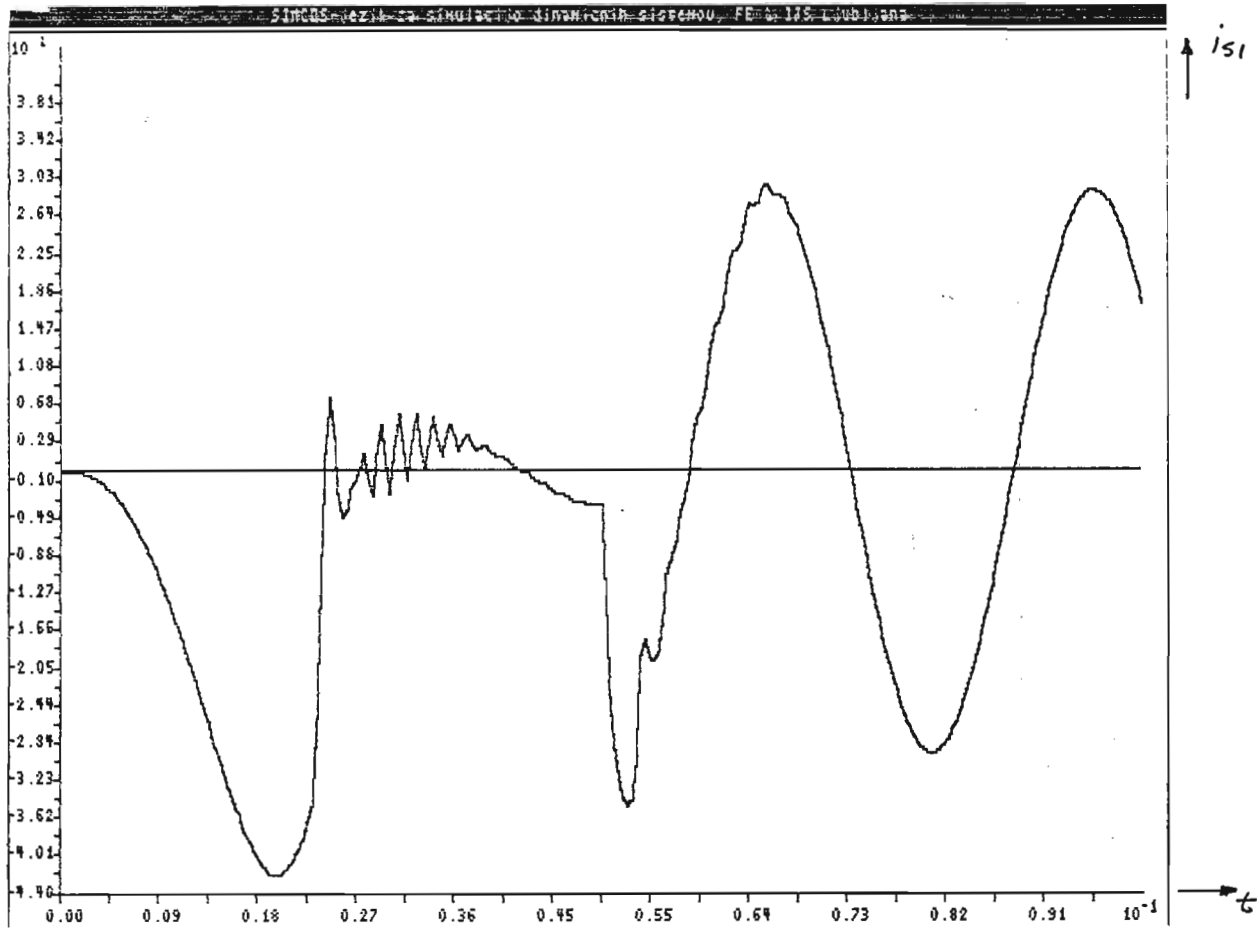
MODEL 6.2 Z OMEJITVIJO TOKA: Potek hitrosti in toka I_{sq} pri mehanski obremenitvi.



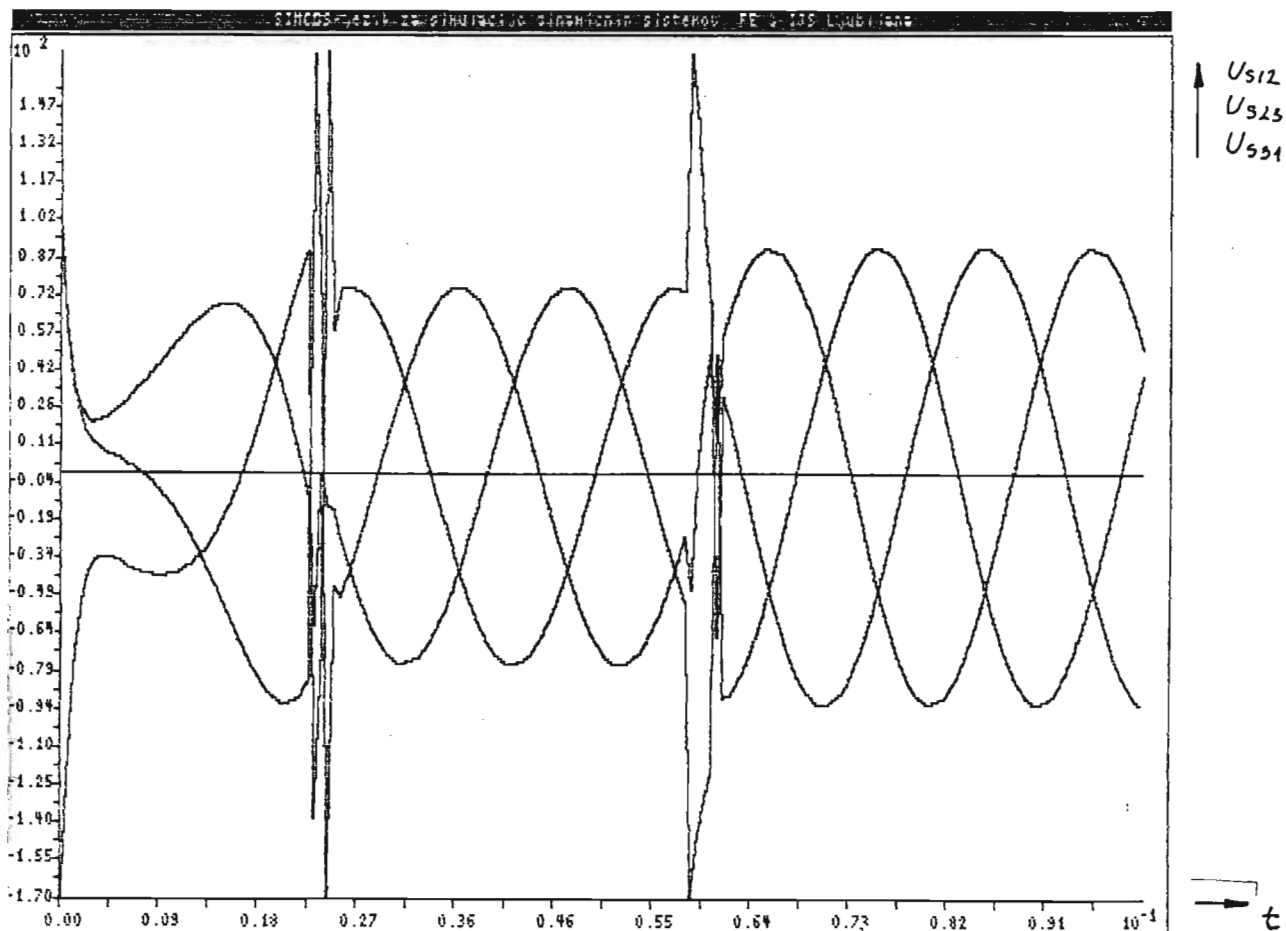
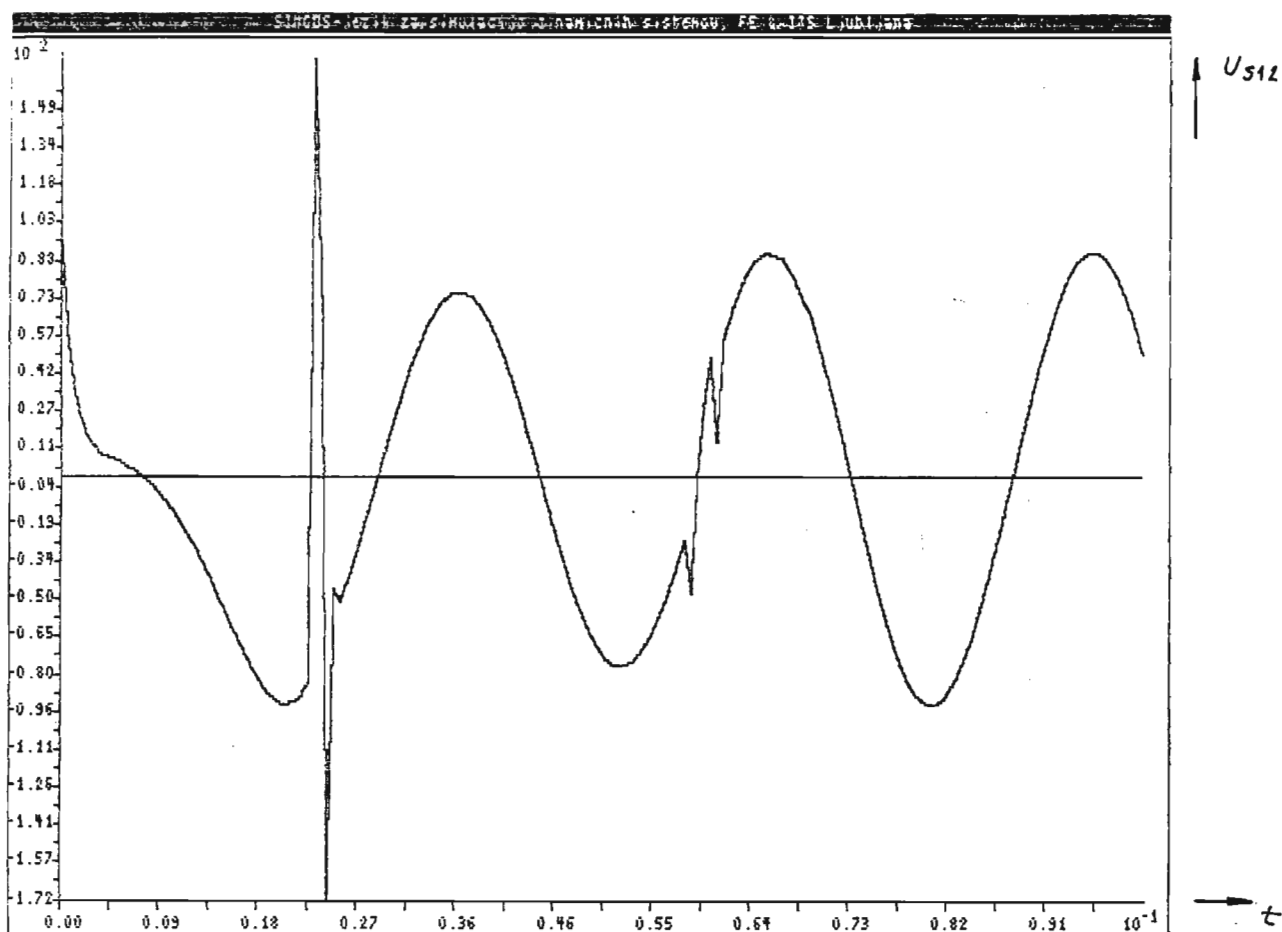
MODEL 6.3 : - Potek hitrosti in toka pri mehanski obremenitvi.



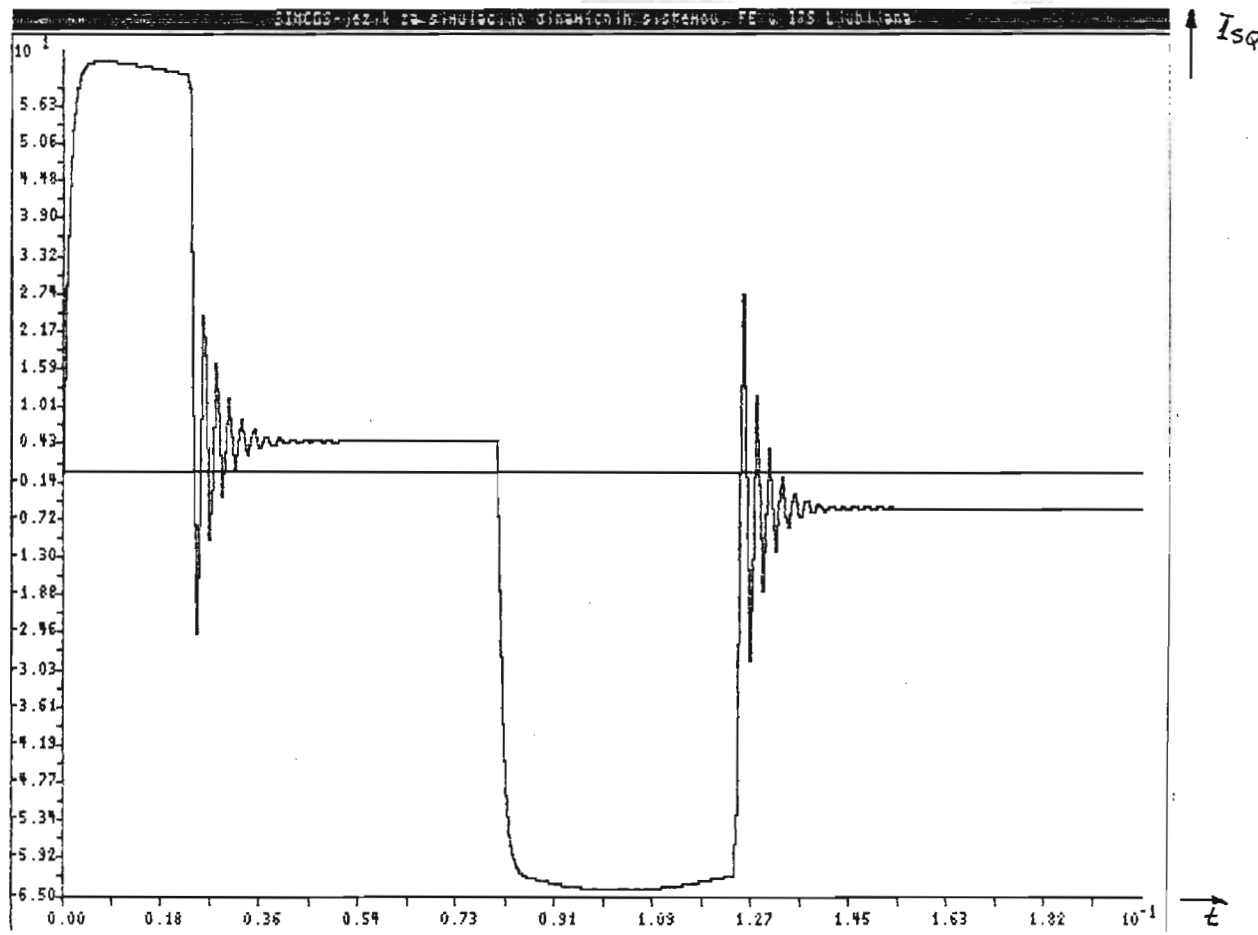
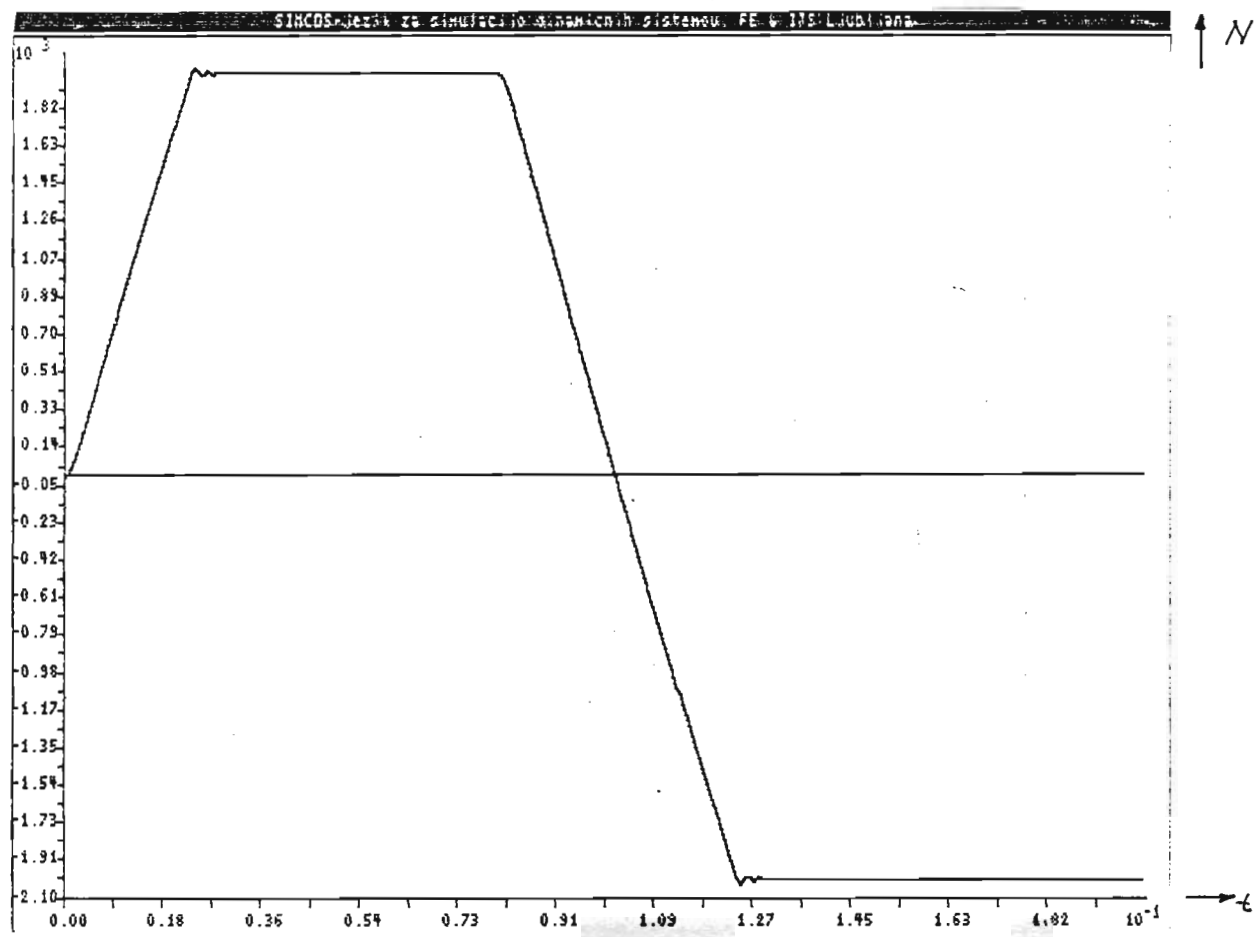
MODEL 6.3 : Potek stat. faz. tokov pri mehanski obremenitvi



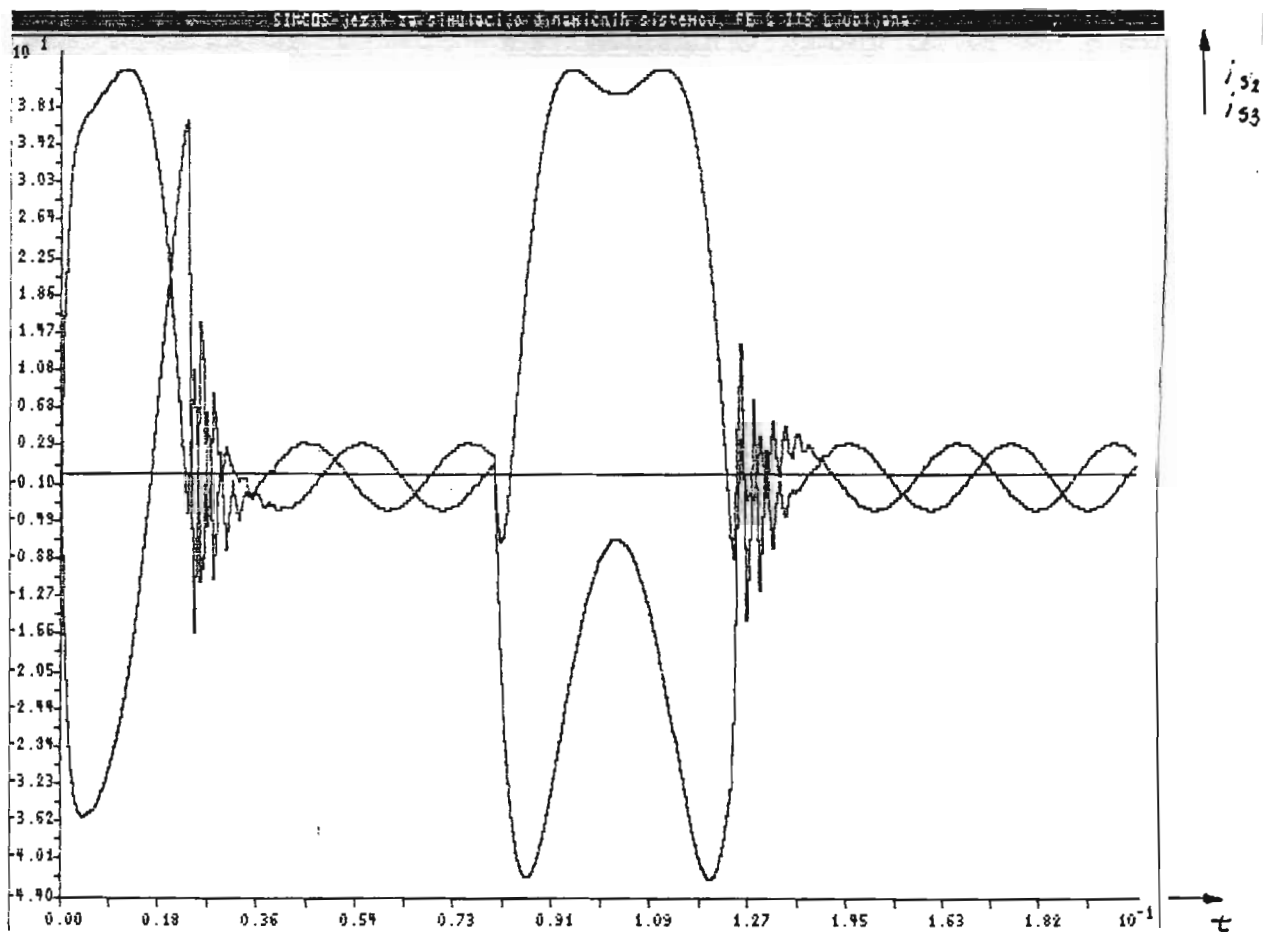
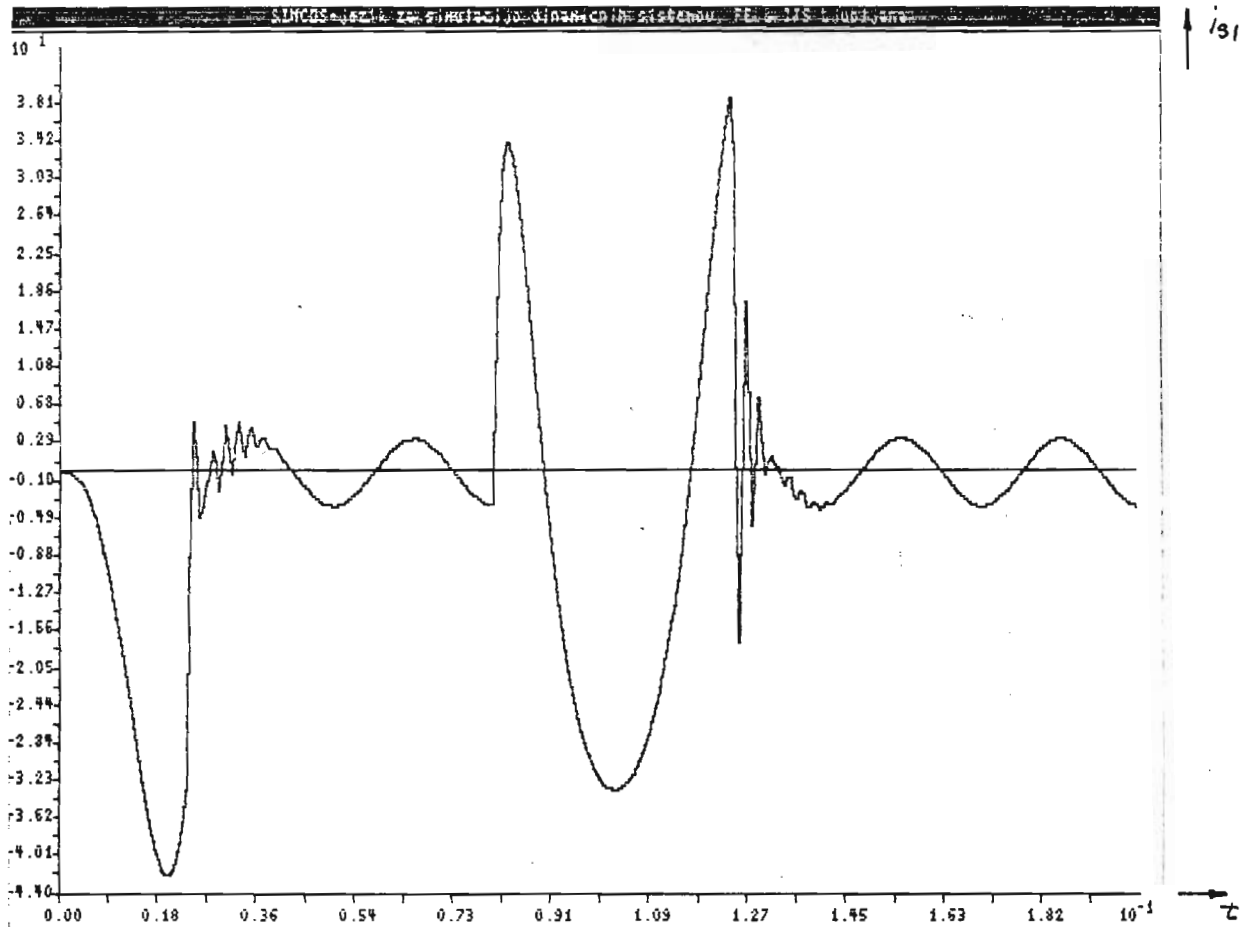
MODEL 6.3 : Poteki medfaznih napetosti pri meh. obre menitvi.



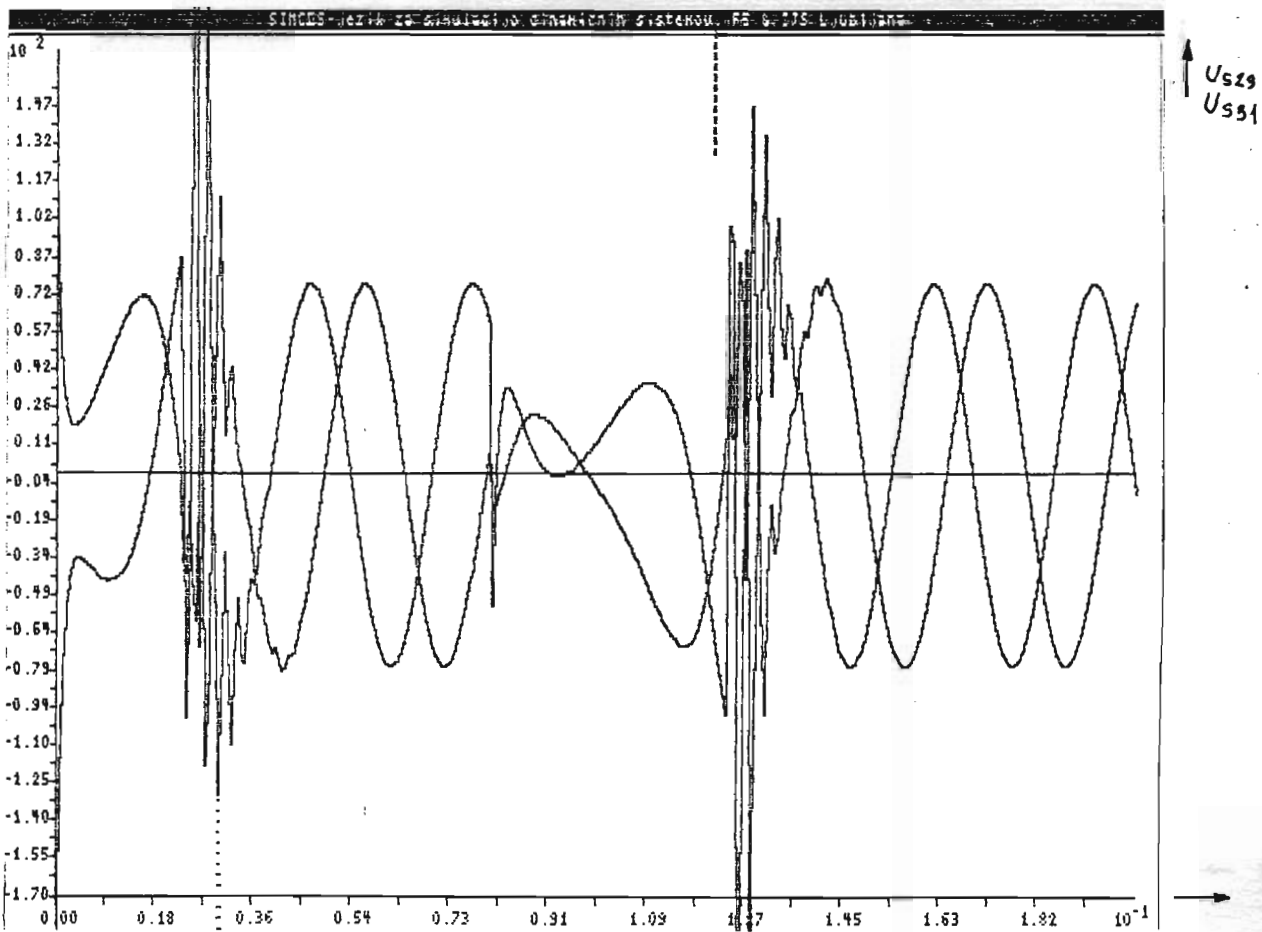
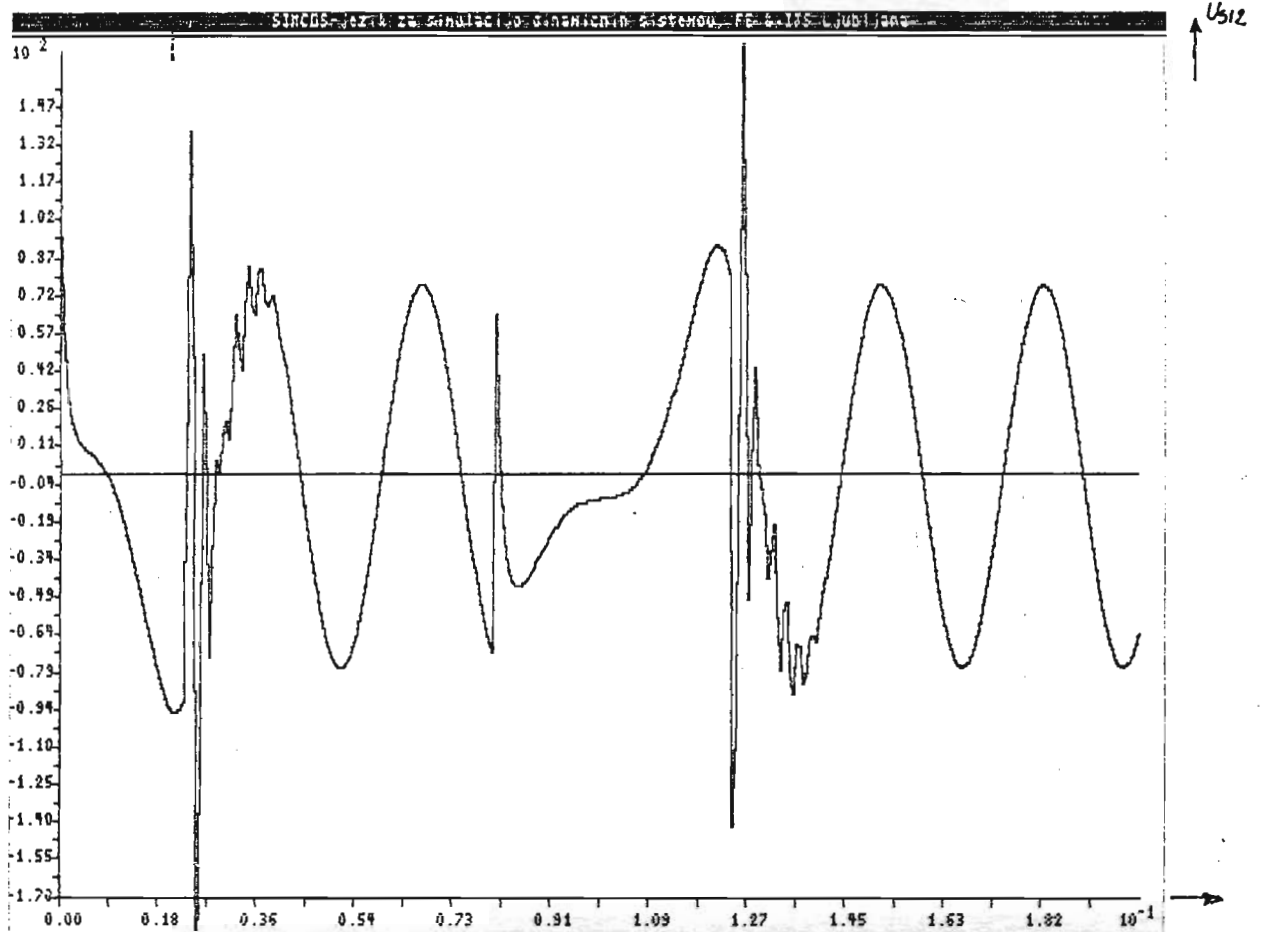
MODEL 6.3 : Potek hitrosti in Isq pri obratu ref. hitrosti.



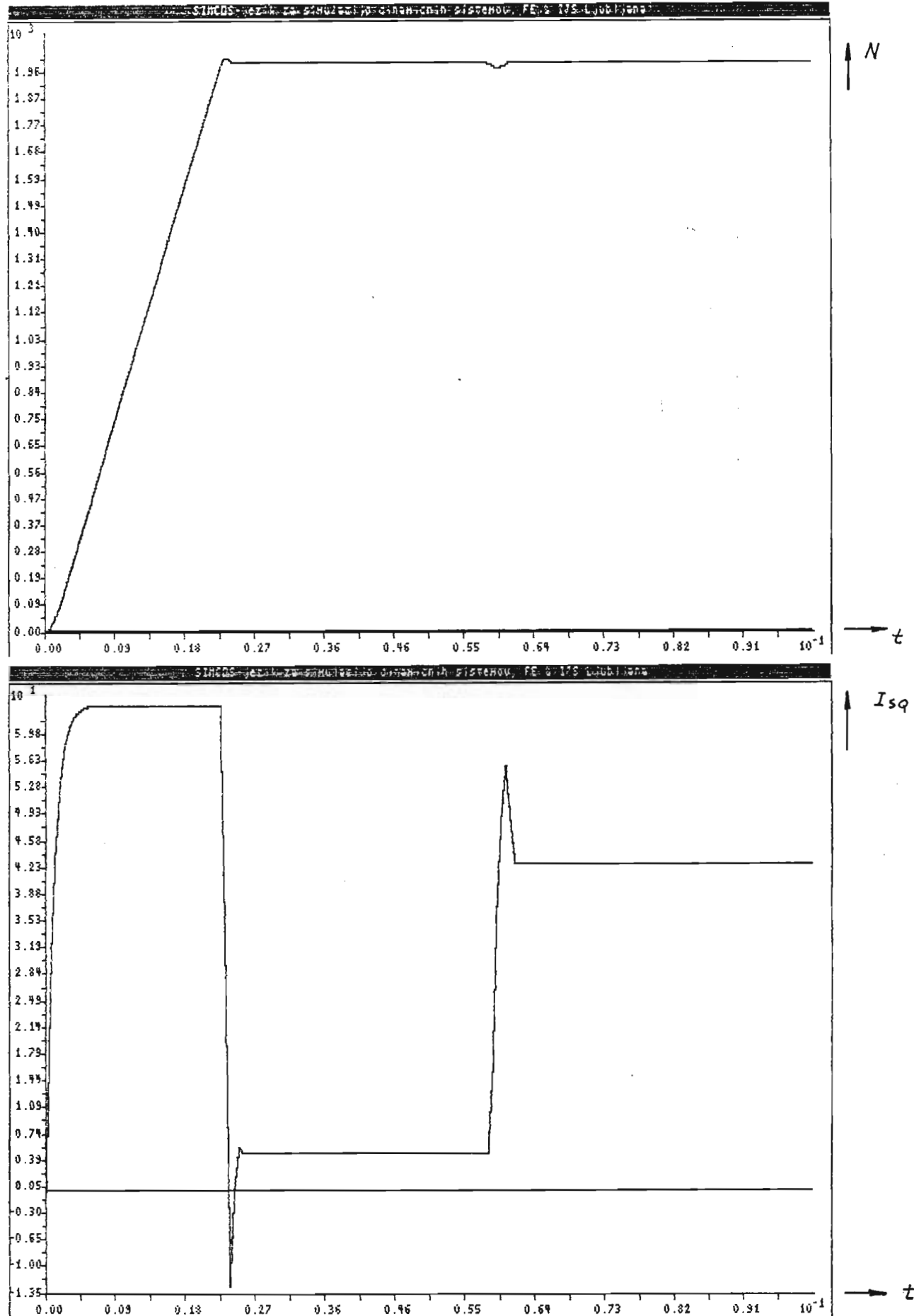
MODEL 6.3 : Poteki stat. faznih tokov pri obratu ref. hitrosti.



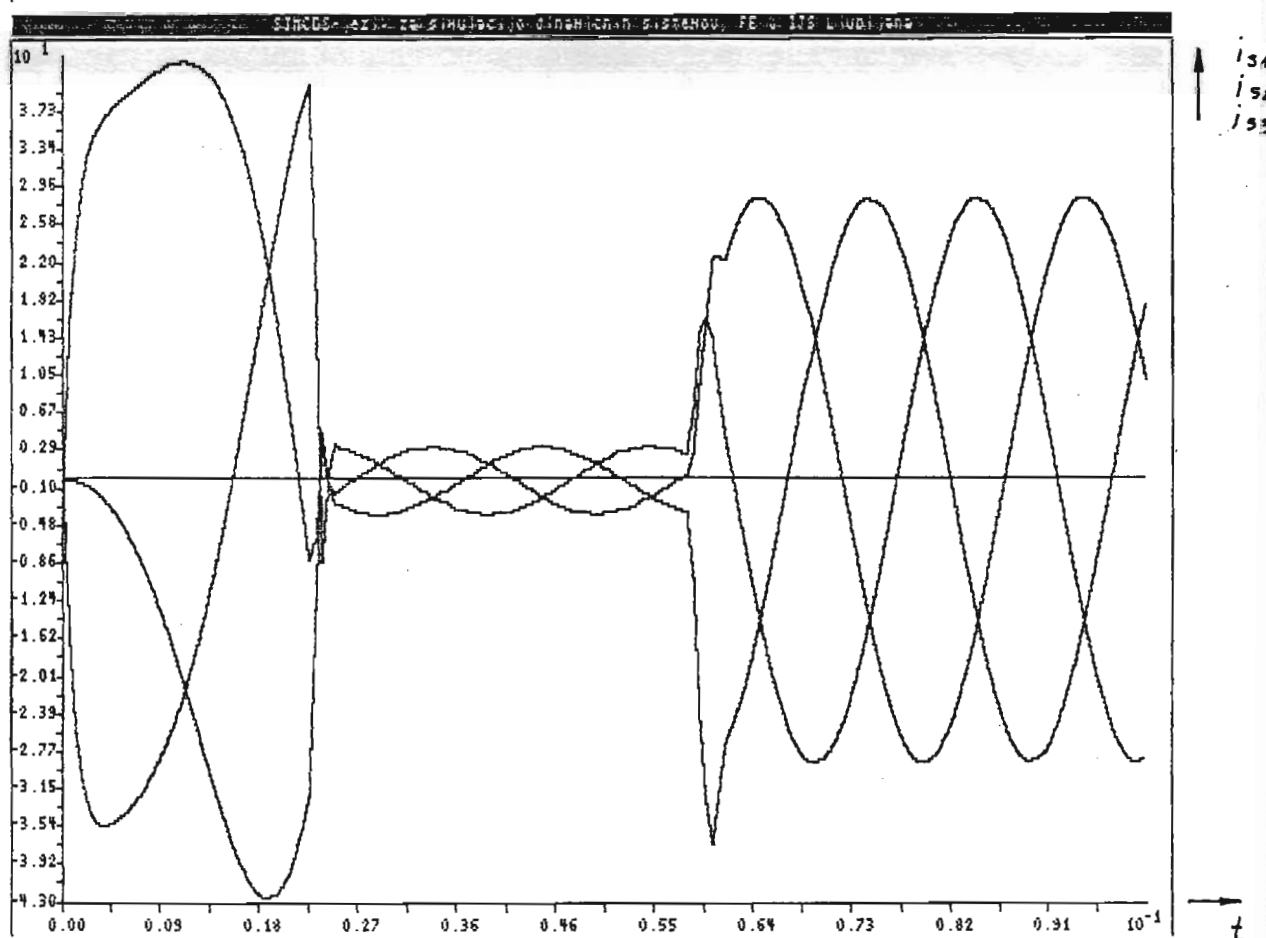
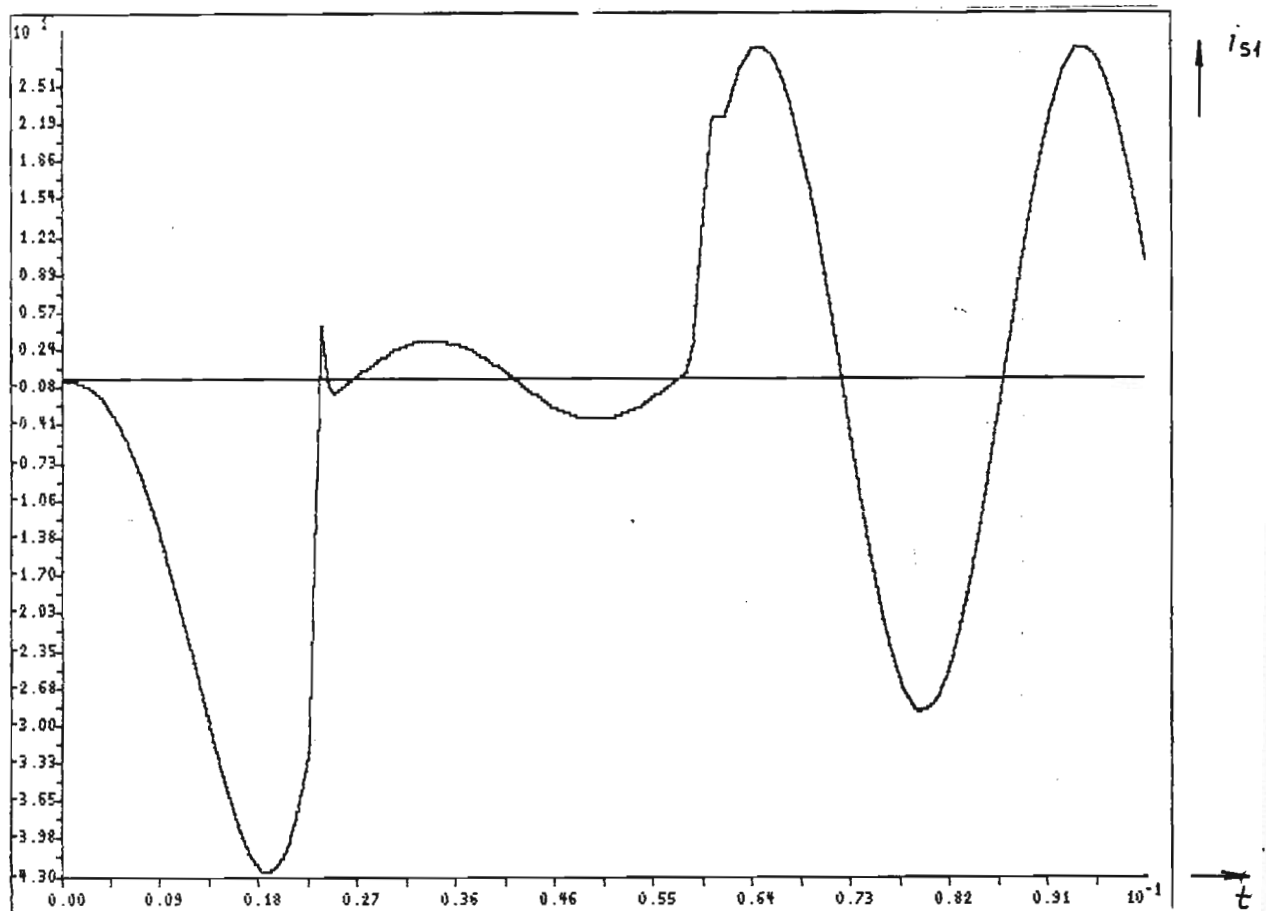
MODEL 6.3 : Poteki medfaznih napetosti pri obratu ref. hitrosti



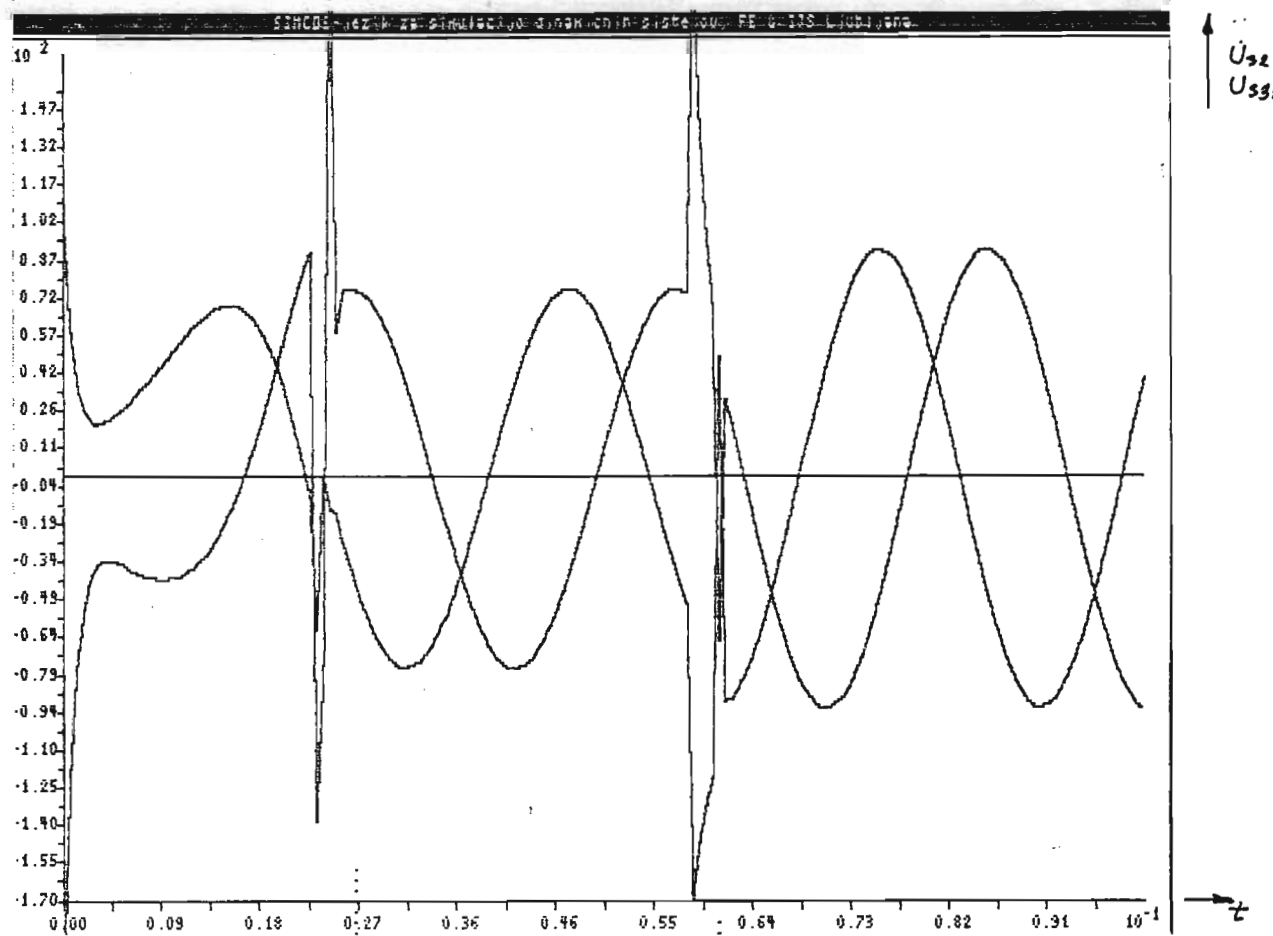
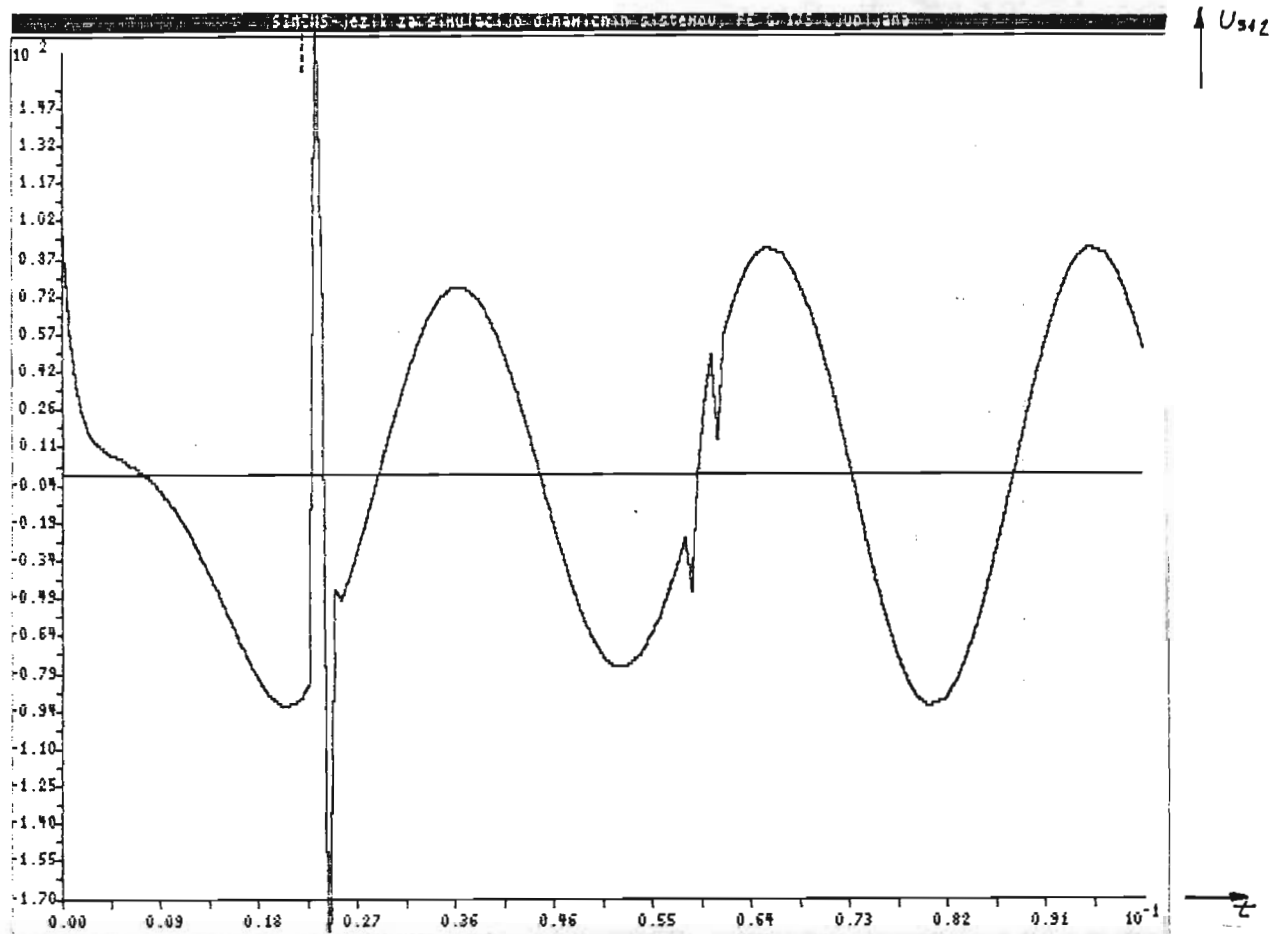
MODEL 6.4 : Potek hitrosti in I_{sq} pri mehanski obremenitvi



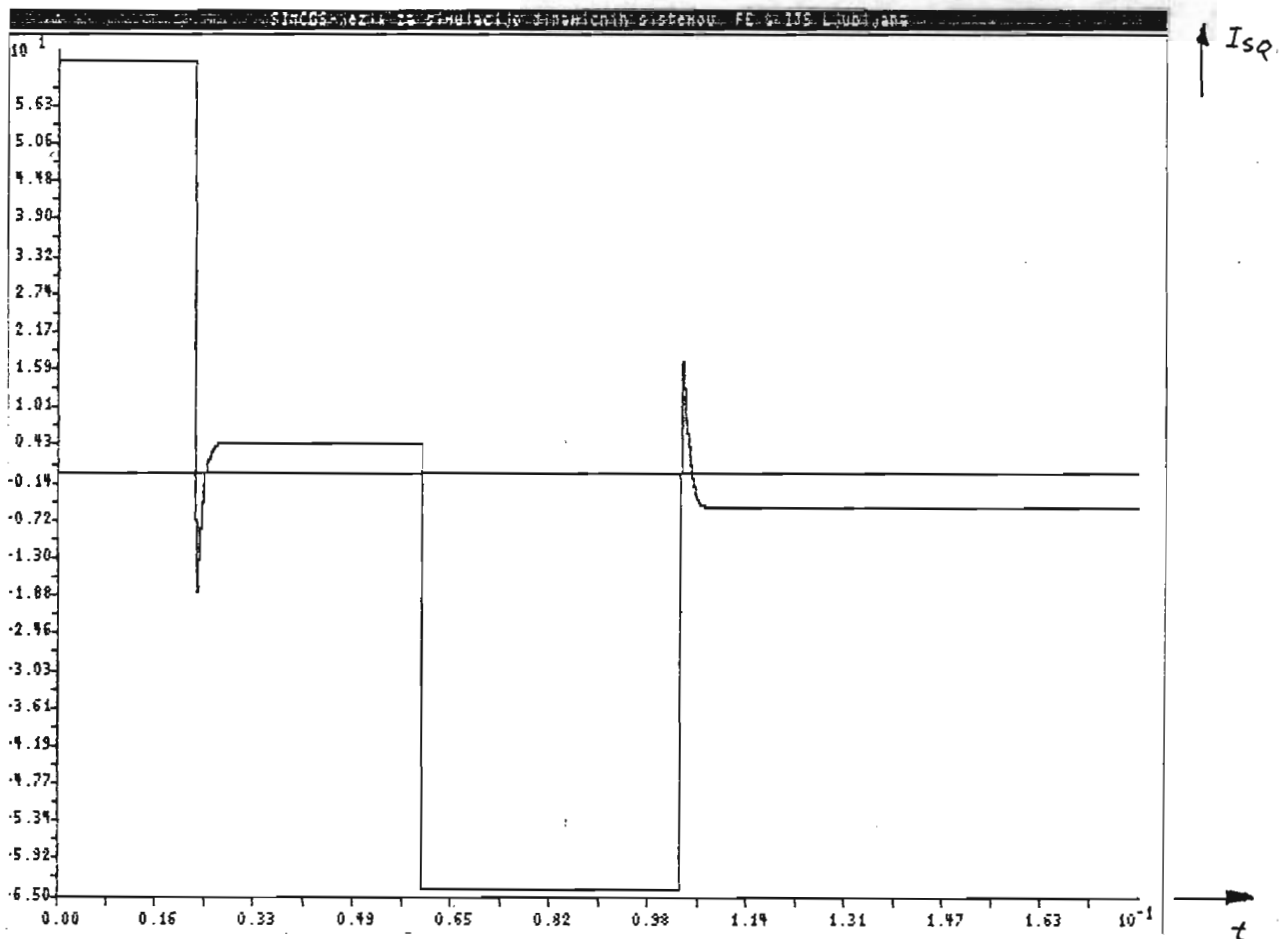
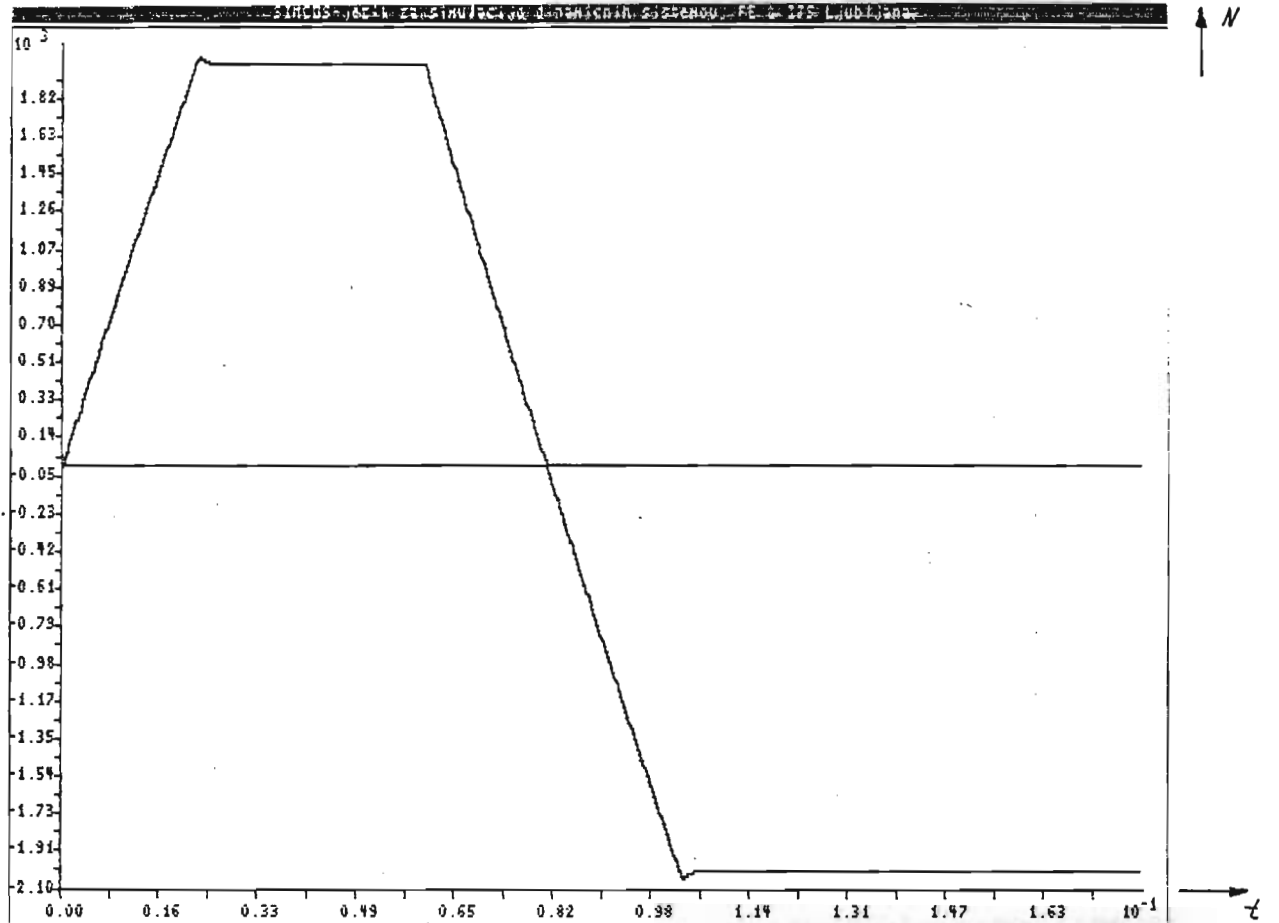
MODEL 6.4 : Potek stat. faznih tokov pri mehanski obremenitvi



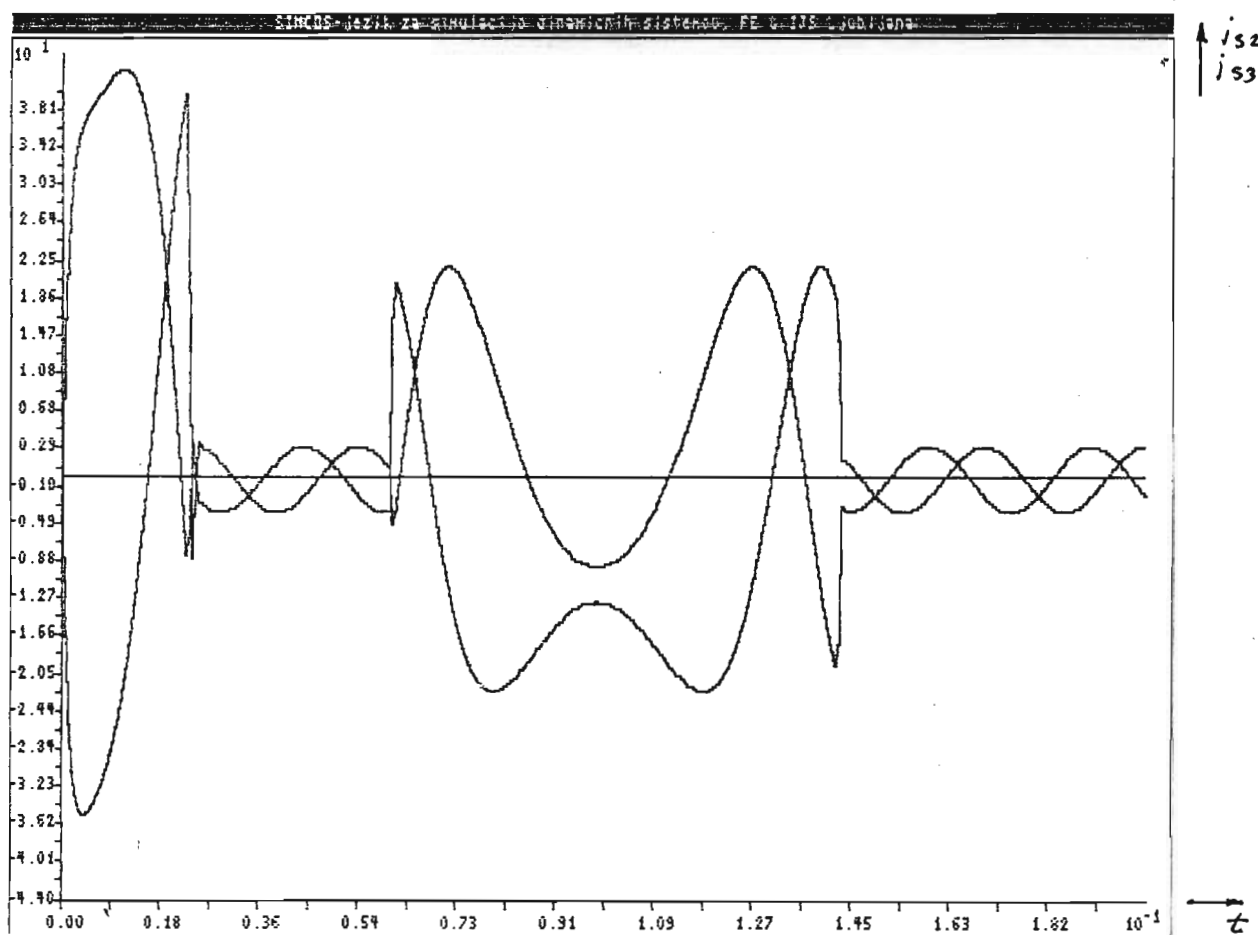
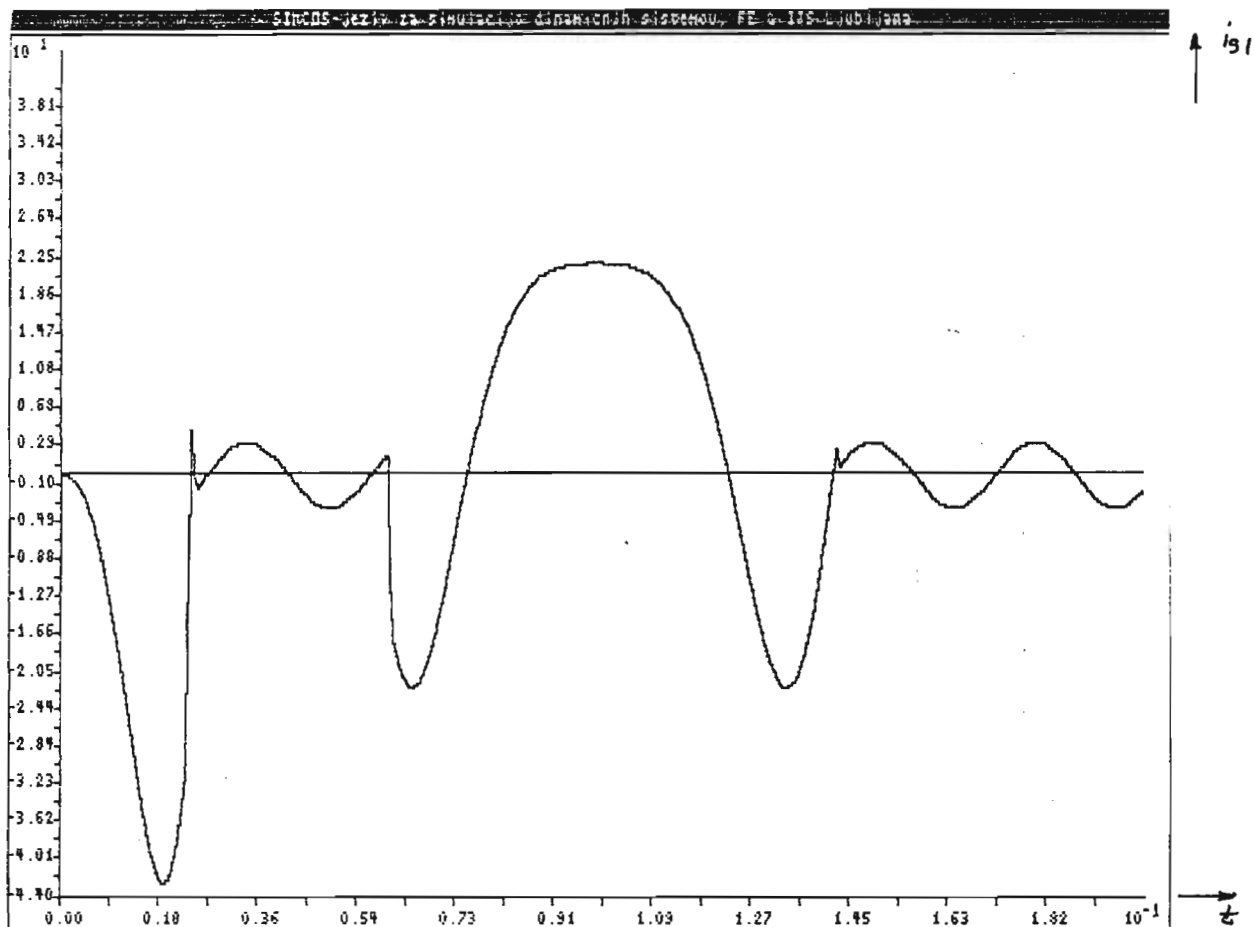
MODEL 6.4 : Potek medfaznih napetosti pri mehanski obremenitvi



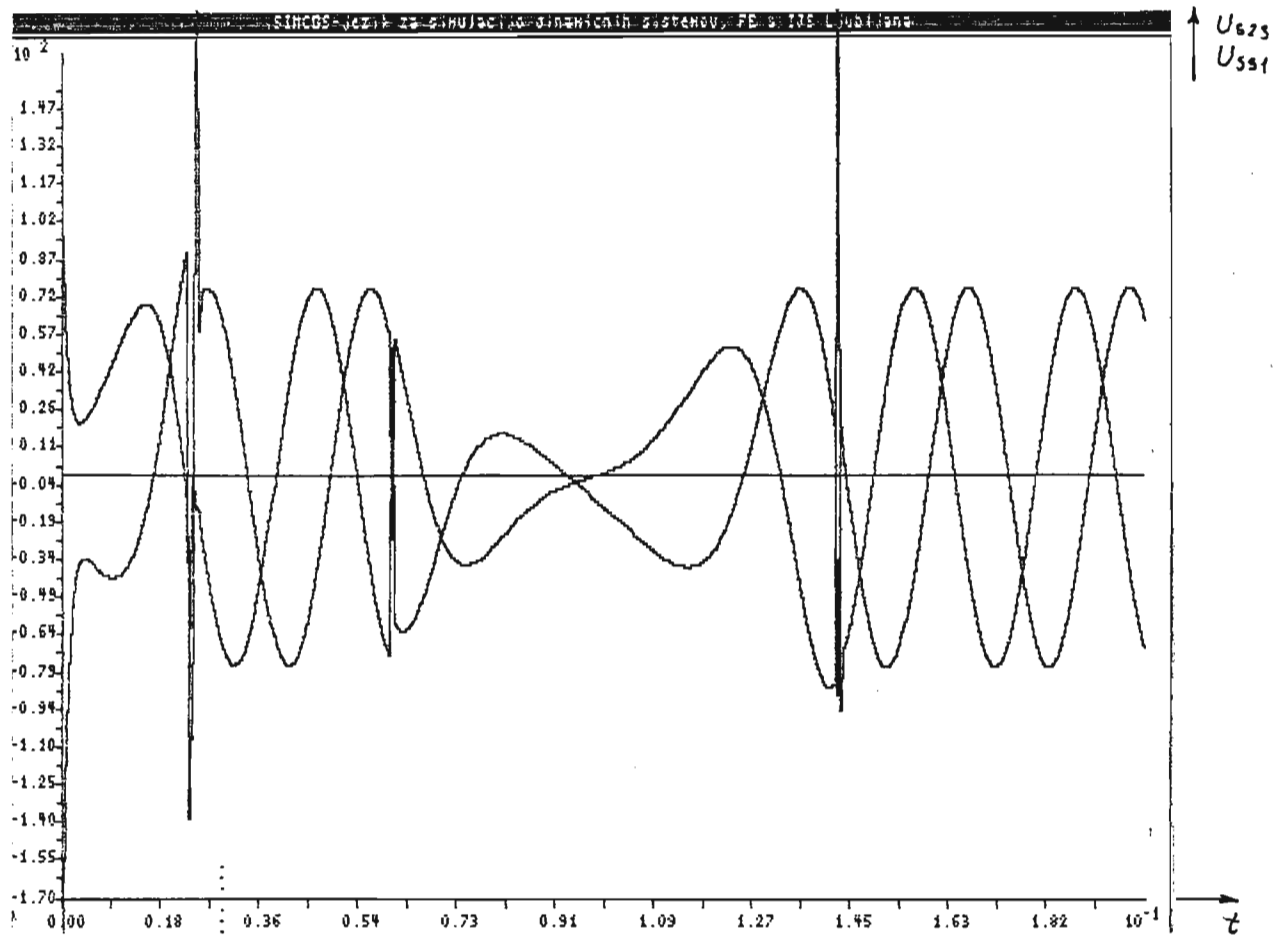
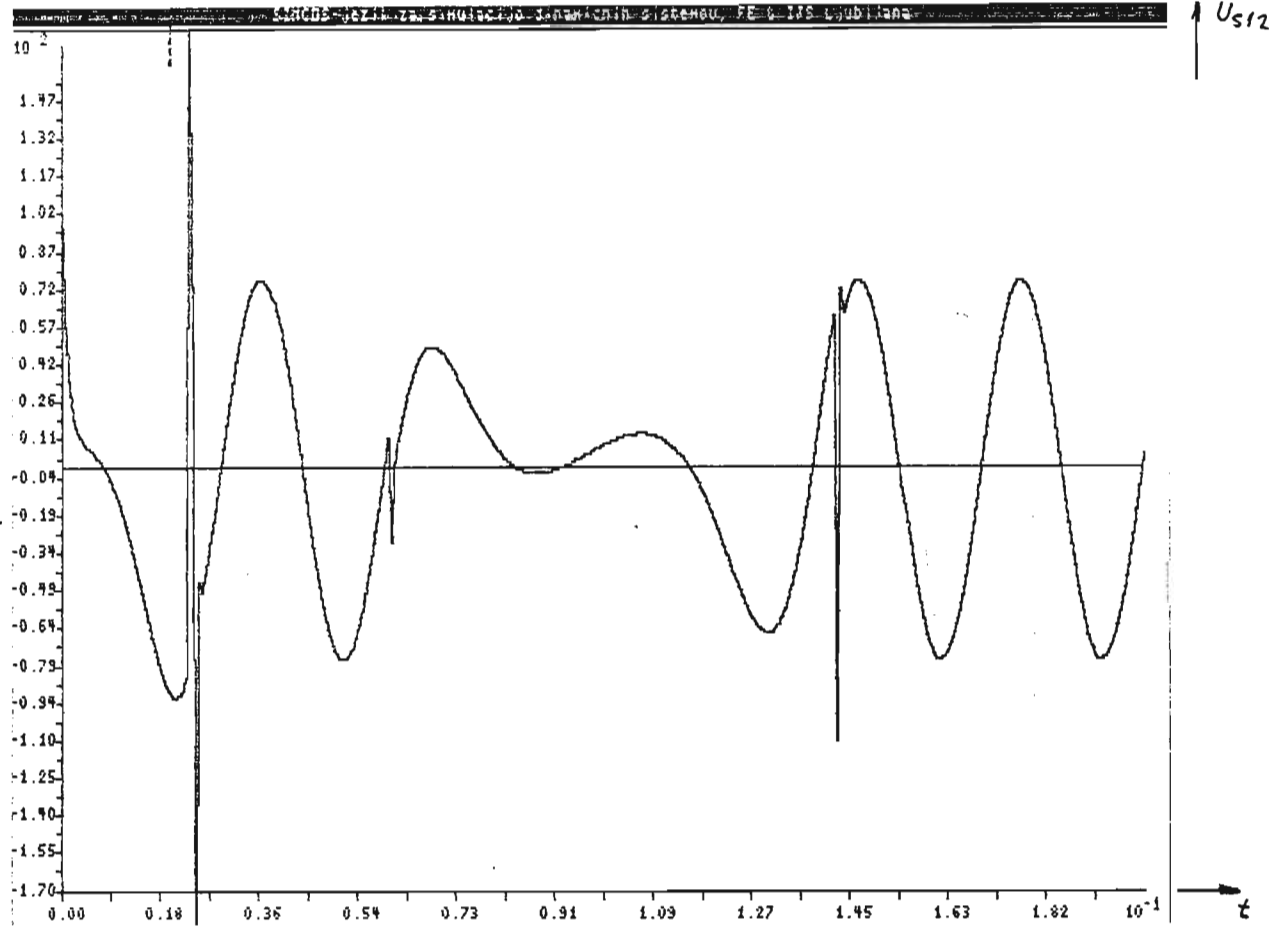
MODEL 6.4 : Potek hitrosti in I_{sq} pri obratu ref. hitrosti



MODEL 6.4 : Potek sta. faznih tokov pri obratu ref. hitrosti



MODEL 6.4 : Potek medfaznih napetosti pri obratu ref. hitrosti



P R I L O G A B

SIMULACIJSKI PROGRAM ZA MODEL IZ POGlavJA 6.4

PROGRAM 5IHHRON

COMMENT *****
 COMMENT * REGULACIJA HITROSTI,KOMPONENTE ISQ IN ISD Z *
 COMMENT * UPOSTEVANJEM PRETVORNIKA *
 COMMENT *****

CONSTANT TFIN=0.2,FI=0.82,Y5MAX=63.7
 CONSTANT J=0.0053,E=0.02,,Y50=12.7,MDO=10.4,USMAX=170.,Y5DR1=0.
 CONSTANT XXNR=2000.,EP50=0.,TZ=0.001
 CONSTANT KPH=50.,KIH=22000.
 CONSTANT KPIQ=50.,KIIQ=1.E+6
 CONSTANT KPID=50.,KIID=1.E+6
 CONSTANT XRS=0.53,XLS=0.0053,PI=3.1415926,XGAMA=2.094395
 CONSTANT TBR=0.06,XB=31.,TREV=10.,XHREV=2000.
 CONSTANT XNMAX=6580.,XNN=2000.

COMMENT ***** OBRAT HITROSTI

PROCEDURAL (XNR1=T)
 IF (T.GT.TREV) GOTO 300
 XNR1=XXNR
 GOTO 400
 300 XNR1=-XHREV
 400 CONTINUE
 END

COMMENT ***** OMEJITEV REF.HITROSTI

PROCEDURAL (XNR=XNR1)
 IF (XNR1.GT.XNMAX) GOTO 11
 IF (XNR1.LT.-XNMAX) GOTO 22
 XNR=XNR1
 GOTO 33
 11 XNR=XNMAX
 GOTO 33
 22 XNR=-XNMAX
 33 CONTINUE
 END

COMMENT ***** REGULATOR HITROSTI

OMR=XNR*2.*PI/60.
 U2=OMR-OM
 U1=U2*KIH*AWU
 U=UNTEG (U1,0.)
 Y5Q1R=U+U2*KPH

COMMENT ***** OMEJITEV TOKA I

PROCEDURAL (Y5Q2R,AWU=Y5Q1R,Y5DR1)

```

A=SQRT(YSMAX**2-YSDR1**2)
IF(YSQ1R.GT.A) GOTO 10
IF(YSQ1R.LT.-A)GOTO 20
YSQ2R=YSQ1R
AWU=1.
GOTO 30
10   YSQ2R=A
    AWU=0.
    GOTO 30
20   YSQ2R=-A
    AWU=0.
30   CONTINUE
END

```

COMMENT ***** REGULACIJA YSQ

```

YA3=YSQ2R-YSQ
YA2=YA3*KI1Q*AWU1
YA1=INTEG(YA2,0.)
YSQRR=YA1+YA3*KP1Q

```

COMMENT ***** OMEJITEV TOKA 2

```

PROCEDURAL (YSQR,AWU1=YSQRR,YSDR1)
A=SQRT (YSMAX**2-YSDR1**2)
IF (YSQRR.GT.A) GOTO 40
IF (YSQRR.LT.-A)GOTO 50
YSQR=YSQRR
AWU1=1.
GOTO 60
40   YSQR=A
    AWU1=0.
    GOTO 60
50   YSQR=-A
    AWU1=0.
60   CONTINUE
END

```

COMMENT ***** REGULACIJA YSD

```

YB3=YSDR1-YSD
YB2=YB3*KI1D*AWU2
YB1=INTEG(YB2,0.)
YSDR2=YB1+YB3*KP1D

```

COMMENT ***** OMEJITEV YSD

```

PROCEDURAL (YSDR,AWU2=YSDR2)
IF (YSDR2.GT.YSMAX) GOTO 404
IF (YSDR2.LT.-YSMAX)GOTO 505
YSDR=YSDR2
AWU2=1.
GOTO 606
404  YSDR=YSMAX
    AWU2=0.

```

```

A=SQRT(YSMAX**2-YSDR1**2)
IF(YSQ1R.GT.A) GOTO 10
IF(YSQ1R.LT.-A)GOTO 20
YSQ2R=YSQ1R
AWU=1.
GOTO 30
10    YSQ2R=A
      AWU=0.
      GOTO 30
20    YSQ2R=-A
      AWU=0.
30    CONTINUE
END

```

COMMENT ***** REGULACIJA YSQ

```

YA3=YSQ2R-YSQ
YA2=YA3*KI IQ*AWU1
YA1=INTEG(YA2,0.)
YSQRR=YA1+YA3*KP IQ

```

COMMENT ***** OMEJITEV TOKA 2

```

PROCEDURAL (YSQR,AWU1=YSQRR,YSDR1)
      A=SQRT(YSMAX**2-YSDR1**2)
      IF(YSQRR.GT.A) GOTO 40
      IF(YSQRR.LT.-A)GOTO 50
      YSQR=YSQRR
      AWU1=1.
      GOTO 60
40    YSQR=A
      AWU1=0.
      GOTO 60
50    YSQR=-A
      AWU1=0.
60    CONTINUE
END

```

COMMENT ***** REGULACIJA YSD

```

YB3=YSDR1-YSD
YB2=YB3*KI ID*AWU2
YB1=INTEG(YB2,0.)
YSDR2=YB1+YB3*KP ID

```

COMMENT ***** OMEJITEV YSD

```

PROCEDURAL (YSDR,AWU2=YSDR2)
      IF(YSDR2.GT.YSMAX) GOTO 404
      IF(YSDR2.LT.-YSMAX)GOTO 505
      YSDR=YSDR2
      AWU2=1.
      GOTO 606
404   YSDR=YSMAX
      AWU2=0.

```

```

GOTO 606
505 YSDR=-Y5MAX
    AWU2=0.
606 CONTINUE
END

```

COMMENT ***** MODULACIJA

```

Y5AR=Y5DR*COS(EP5)-Y5QR*SIN(EP5)
Y5BR=Y5QR*COS(EP5)+Y5DR*SIN(EP5)

```

COMMENT ***** RAZCEPITEV FAZ 2/3

```

Y51R=2./3.*Y5AR
Y52R=-1./3.*Y5AR+1./SQRT(3.)*Y5BR
Y53R=-1./3.*Y5AR-1./SQRT(3.)*Y5BR

```

COMMENT ***** ZAKASHITEV INVERT.

```

Y51P=(Y51R-Y51)/TZ
Y51=INTEG(Y51P,0.)

```

```

Y52P=(Y52R-Y52)/TZ
Y52=INTEG(Y52P,0.)

```

```

Y53P=(Y53R-Y53)/TZ
Y53=INTEG(Y53P,0.)

```

COMMENT ***** REDUKCIJA FAZ 3/2

```

Y5A=3./2.*Y51
Y5B=SQRT(3.)/2.*(Y52-Y53)

```

COMMENT ***** DEMODULACIJA

```

Y5D=Y5A*COS(EP5)+Y5B*SIN(EP5)
Y5Q=Y5B*COS(EP5)-Y5A*SIN(EP5)

```

COMMENT ***** IZRACUN NAPETOSTI

```

US1=XR5*Y51+XL5*Y51P-1./2.*FI*OM*SIN(EP5)
US2=XR5*Y52+XL5*Y52P-1./2.*FI*OM*SIN(EP5-XGAMA)
US3=XR5*Y53+XL5*Y53P-1./2.*FI*OM*SIN(EP5-2*XGAMA)

```

```

US12=US1+0.5*US2
US23=-0.5*US2+0.5*US3
US31=-0.5*US3-US1

```

```

UVSOTA=US12+US23+US31

```

COMMENT ***** MEH. OBREMENITEV

PROCEDURAL (XML=T)

```

        IF (T.GT.TBR)GOTO 100
        XML=0.
        GOTO 200
100     XML=XB
200     CONTINUE
END

```

```

COMMENT ***** MOTOR

```

```

OMP=(Y5Q*FI-B*OM-XML)/J
OM=INTEG(OMP,0.)

```

```

EPS=INTEG(OM,EP50)

```

```

XN=OM/(2.*PI)*60.

```

```

COMMENT ***** SPLO. PODATKI

```

```

HDR     MOTOR Z REGULACIJO HITROSTI IN TOKA

```

```

ERRTAG IERR
PREPAR 2,UVS0TA,U512,U523,U531,Y51,Y52,Y53B,Y5D,Y5QR,Y5Q,XN
OUTPUT 3,UVS0TA,U512,U523,U531,Y51,Y52,Y53,Y5D,Y5QR,Y5Q,XN
TERMT (T.GT.TFIN)
CINTERVAL CINT=0.0003
MINTERVAL HMINT=1.E-10
NSTEPS NST=24
END

```

L I T E R A T U R A

- /1/ Werner Leonhard, CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York-Tokyo, 1985
- /2/ Peter Jereb, OSNOVE ELEKTRIČNIH STROJEV, Fakulteta za elektrotehniko v Ljubljani, 1978
- /3/ G. F. Franklin, J. D. Powell, A. Emami-Naeini, FEEDBACK CONTROL OF DINAMIC SYSTEMS, Adison-Wesley, 1986, str. 100-103
- /4/ W. Leonhard, Microcomputer Control of High Dynamic Performance ac-Drives -A Survey, Automatica Vol. 22, No.1, pp 1-19, 1986.

I Z J A V A

Izjavljam, da sem diplomsko delo samostojno izdelal pod vodstvom mentorja doc. dr. Riharda Karbe. Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Uroš Kovač