

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 463

**Strukture upravljanja sinkronim  
motorom s permanentnim  
magnetima**

Luka Pravica

Zagreb, srpanj 2012.

*Umjesto ove stranice umetnite izvornik Vašeg rada.  
Da bi ste uklonili ovu stranicu obrišite naredbu \izvornik.*

*Ovim se putem zahvaljujem svojem mentoru, prof. dr. sc. Zlatku Maljkoviću te doc. dr. sc. Igoru Ercegu na vođenju tokom studija i stručnoj pomoći pri izradi ovog rada.*

*Također, zahvaljujem se svojim roditeljima, obitelji i najbližnjima na potpori i vjeri u mene.*

# SADRŽAJ

<b>1. Uvod</b>	<b>1</b>
<b>2. Sinkroni motor s permanentnim magnetima (SMPM)</b>	<b>3</b>
2.1. Permanentni magneti . . . . .	4
2.2. Vrste strojeva s permanentnim magnetima . . . . .	6
2.2.1. SMPM s vanjskim permanentnim magnetima . . . . .	6
2.2.2. SMPM s unutarnjim permanentnim magnetima . . . . .	7
<b>3. Matematički model SMPM-a</b>	<b>10</b>
3.1. Vektorski prikaz fizikalnih veličina izmjeničnog stroja . . . . .	11
3.1.1. Clarkeova transformacija . . . . .	13
3.1.2. Parkova transformacija . . . . .	15
3.2. Matematički model prilagođen strukturama upravljanja . . . . .	17
3.3. Proračun momenta SMPM-a . . . . .	20
<b>4. Strukture upravljanja</b>	<b>23</b>
4.1. Princip rada pretvarača napona i frekvencije . . . . .	24
4.2. Vektorsko upravljanje . . . . .	26
4.2.1. Struktura vektorskog upravljanja . . . . .	28
4.3. Izravno upravljanje momentom i tokom . . . . .	29
4.3.1. Struktura izravnog upravljanja momentom i tokom . . . . .	32
<b>5. Usporedba struktura upravljanja</b>	<b>35</b>
5.1. Laboratorijski modeli . . . . .	36
5.2. Eksperimenti struktura upravljanja . . . . .	40
5.2.1. Prikaz eksperimentalnih rezultata vektorskog upravljanja . . . . .	41
5.2.2. Analiza eksperimentalnih rezultata vektorskog upravljanja . . . . .	53
5.2.3. Prikaz eksperimentalnih rezultata izravnog upravljanja momentom i tokom . . . . .	54

5.2.4. Analiza eksperimentalnih rezultata izravnog upravljanja momen- tom i tokom . . . . .	66
5.3. Usporedba eksperimentalnih rezultata . . . . .	67
<b>6. Zaključak</b>	<b>68</b>
<b>Literatura</b>	<b>70</b>

# 1. Uvod

Posljednjih dvadesetak godina naglo se povećava primjena električnih motora s permanentnim magnetima na rotoru. Razlog tome je pronalazak kvalitetnih magnetskih materijala s visokom koncentracijom magnetske energije po jedinici volumena (materijali na bazi rijetkih zemalja) te smanjenjem cijena i razvojem učinkovitih pretvarača sa sklopkama visoke frekvencije sklapanja.

Pojavljivanjem brzih i jeftinijih procesora za obradu signala postalo je moguće i praktično primijeniti napredne upravljačke algoritme na izmjeničnim motorima. Time su postignuta ista upravljačka svojstva izmjeničnih i istosmjernih elektromotornih pogona. Osim toga, jednostavnija je izvedba sustava s naprednim upravljačkim algoritmom kod sinkronih motora s permanentnim magnetima jer je položaj vektora magnetskog toka rotora čvrsto vezan uz jednostavno mjerljiv položaj rotora.

Prednosti sinkronih motora s permanentnim magnetima u kombinaciji s brzo padajućim cijenama permanentnih magneta, dovele su do njihove široke primjene: robotski aktuatori, alatni strojevi, kompjuterski diskovi, kućanski aparati, pogoni s vlastitim napajanjem (elektromobil, invalidska kolica, golf kolica, bicikli), aviosvemirski programi i slično [1].

Kako bi se postigla visoka djelotvornost pogona korištenjem sinkronih motora s permanentnim magnetima, odabire se vrsta upravljanja koja će istaknuti sve prednosti motora. U tom su pogledu vektorsko upravljanje (engl. *Vector Control*, *VC*; *Field-Oriented Control*, *FOC*) te izravno upravljanje momentom i tokom (engl. *Direct Torque Control*, *DTC*; *Direct Self-Control*, *DSC*) najbolja rješenja upravljačkih algoritama.

U ovom je radu dana usporedba dvije strukture upravljanja sinkronog motora s permanentnim magnetima: vektorsko upravljanje i izravno upravljanje momentom i tokom. Strukture upravljanja detaljno su matematički analizirane a uspoređenu su na temelju eksperimenta.

U poglavlju 2 dan je kratki povijesni pregled razvoja motora, njihove glavne prednosti i mane te očekivana svojstva u elektromotornim pogonima. Analizirani su najčešće korišteni feromagnetski materijali u izradi strojeva s permanentnim magnetima. Prikazana je osnovna podjela strojeva s permanentnim magnetima te su detaljno

obrađene sve vrste sinkronih strojeva s permanentnim magnetima.

U poglavlju 3 prikazan je SMPM u trofaznom  $a-b-c$  koordinatnom sustavu. Dana je potrebna matematička podloga na temelju koje je izveden model SMPM-a u rotirajućem  $d-q$  sustavu u kojem su sve fizikalne varijable neovisne o položaju rotora.

U poglavlju 4 dan je kratki povjesni pregled razvoja vektorskog upravljanja i izravnog upravljanja momentom i tokom. Analiziran je princip rada pretvarača napona i frekvencije na temelju kojeg su detaljno izvedene strukture vektorskog upravljanja i izravnog upravljanja momentom i tokom prilagođene sinkronom motoru s permanentnim magnetima.

U poglavlju 5 dane su osnovne prednosti i mane vektorskog upravljanja i izravnog upravljanja momentom i tokom. Prikazani su i opisani laboratorijski modeli elektromotornih pogona korišteni za izradu eksperimenata. Dani su eksperimentalno dobiveni rezultati odziva brzine vrtnje, momenta, struja i napona istosmjernog međukruga pri vektorskom upravljanju izravnom upravljanju momentom i tokom. Eksperimentalni rezultati su analizirani i uspoređeni.

## 2. Sinkroni motor s permanentnim magnetima (SMPM)

Strojevi s permanentnim magnetima prvi se put pojavljuju već u 19. stoljeću. Zbog loših karakteristika materijala za izradu permanentnih magneta (čelik, čelik s wolframom) bivaju istisnuti iz upotrebe na račun strojeva s uzбудom sve do pojave AlNiCo (aluminij-nikal-kobalt) magneta 1932 [2].

Najpopularniji motori u 20-tom stoljeću su asinkroni kavezni motori. Zbog dinamičnog razvoja učinske elektronike i regulacijske tehnike njihova uporaba se značajno povećala. Glavne prednosti asinkronih kaveznih motora su njihova jednostavna konstrukcija, jednostavno održavanje, nema kliznih prstenova, niska cijena i srednja razina pouzdanosti. Nedostaci asinkronih motora su mali zračni raspor, mogućnost pucanja kaveza zbog postojanja toplih točaka prilikom pokretanja ili promjene smjera vrtnje te niža korisnost i faktor snage nego kod sinkronih motora [2].

Pojavom novih materijala za permanentne magnete omogućena je izrada strojeva većih snaga s mnogim prednostima u odnosu na motore s uzбудom. Prednosti SMPM s naspram asinkronog motora su [1]:

- nema gubitaka na rotoru, a gubici u željezu i bakru statora se lako odvede te nema potrebe za prinudnim hlađenjem,
- ima veći faktor snage i manje omske gubitke jer ne uzima iz mreže reaktivnu struju magnetiziranja,
- koeficijent korisnosti je veći, budući da ne postoje rotorski gubici i struja magnetiziranja,
- ima manji moment inercije, a time i bolje dinamičke karakteristike, što omogućava veliku primjenu u servo pogonima (visoki zahtjevi na točnost pozicioniranja dobre dinamičke karakteristike) i
- izvedba sustava vektorskog upravljanja te sustava izravnim upravljanjem momentom i tokom puno je jednostavnija, jer je položaj vektora magnetskog toka čvrsto vezan uz lako mjerljivi položaj rotora.

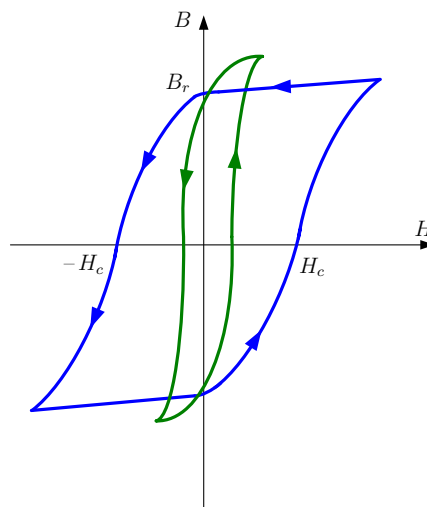


SMPM kao konvencionalni motor mora imati sljedeća svojstva:

- visoku indukciju u zračnom rasporu,
- što veći omjer između snage i mase motora,
- visoki omjer između momenta motora i zamašnih masa radi postizanja velikih ubrzanja,
- što manje pulzacije momenta, posebno kod malih brzina radi postizanja visoke točnosti pozicioniranja,
- mogućnost regulacije momenta uz mirujući rotor,
- veliku maksimalnu dozvoljenu brzinu vrtnje (do 10000  $\text{°/min}$ ),
- velika kratkotrajna strujna opterećenja što omogućava brzi zalet i kočenje,
- visoki stupanj korisnosti  $\eta$  i visoki faktor snage  $\cos \varphi$  te
- kompaktnu izvedbu.

## 2.1. Permanentni magneti

Permanentni magnet može proizvesti magnetsko polje u zračnom rasporu strojeva bez postojanja uzbudnog namota i bez potrošnje električne energije. Vanjska energija se dovodi samo za promjenu energije magnetskog polja, a ne i za njegovo održavanje. Kao i svi drugi feromagnetski materijali permanentni magnet opisuje se petljom histereze. Permanentni magneti zovu se još i tvrdi magnetski materijali, što znači da im je petlja histereze široka. Primjer široke i uske petlje histereze sa označenim koercitivnim poljem  $H_c$  i remanentnom indukcijom  $B_r$  dan je slikom 2.1.

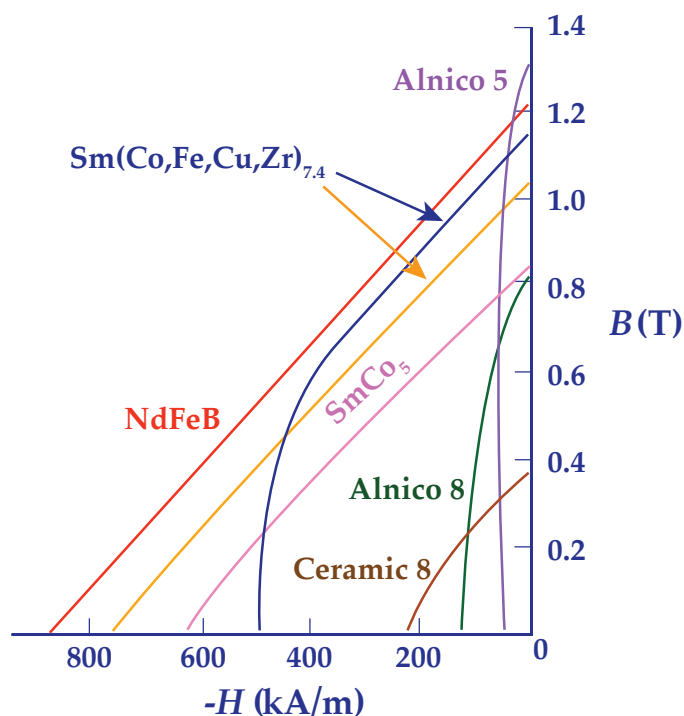


**Slika 2.1:** Primjer uske i široke petlje histereze

Uporaba permanentnih magneta čine osnovne nedostatke SMPM naspram asinkronog motora:

- relativno skupi kvalitetni materijali i složenost njihove ugradnje,
- mogućnost razmagnetiziranja magneta pri visokim strujama te
- jače izražen utjecaj promjene temperature na karakteristike pogona budući da pri povišenim temperaturama opada jakost permanentnih magneta.

Osnova za ocjenu permanentnih magneta je dio petlje histereze u drugom kvadrantu koji se naziva krivulja razmagnetiziranja (sl. 2.2) odnosno njihova su svojstva određena koercitivnim poljem  $H_c$  i remanentnom indukcijom  $B_r$ .



Slika 2.2: Krivulja razmagnetiziranja za neke permanentne magnete [3]

Feriti napravljeni iz smjese nemagnetskih oksida željeza i barija imaju jako nisku remanentnu indukciju (0,3-0,4 T) što je znatno niže od željene indukcije u zračnom rasporu. Magneti su poprečno magnetizirani, a povećanje koncentracije toka u zračnom rasporu i prihvatljive vrijednosti indukcije moguće je postići povećanjem poprečne površine magneta u odnosu na površinu kroz koju magnetski tok izlazi iz rotora u zračni raspor. Osnovna prednost ferita je niska cijena u odnosu na ostale kvalitetnije magnetske materijale, a njihova je radna temperatura do približno 100 °C.

Magnetski materijali iz elemenata rijetkih zemalja imaju visoku remanentnu indukciju i visoko koercitivno polje te je visoku magnetsku indukciju u zračnom rasporu moguće postići s magnetima malih dimenzija. Samarij-kobalt magneti imaju remanentnu indukciju od 0,8-1,1 T te relativno visoko koercitivno polje. Njihova cijena je

visoka radi visoke cijene samarija (element iz skupine rijetkih zemalja) i kobalta koji je metal.

Pojavom magneta napravljenih sintetiziranjem niobija, željeza i bora (NdFeB) 1983. godine naglo se povećala primjena permanentnih magneta u motorima. Pri sobnoj temperaturi remanentna indukcija je između 1,1-1,25 T. Masimalna radna temperatura magneta na bazi niobija je oko 100-140 °C [4].

## 2.2. Vrste strojeva s permanentnim magnetima

Osnovna podjela strojeva s permanentnim magnetima je na one s istosmjernom i one s izmjeničnom strujom koja teče kroz namot armature. Istosmjerni stroj s permanentnim magnetima konstrukcijski je izveden kao i klasični istosmjerni stroj, s armaturnim namotom na rotoru sa četkicama i komutatorom, osim statora gdje je uzbudni namot zamijenjen s permanentnim magnetima.

Izmjenični stroj s permanentnim magnetima konstrukcijski je izveden kao trofazni sinkroni stroj osim što je uzbudni namot na rotoru zajedno sa četkicama i kliznim kolutom zamijenjen s permanentnim magnetima. Pridruži li se izmjeničnom stroju odgovarajući pretvarač napona i frekvencije umjesto mehaničkog komutatora tada se izmjenični stroj može smatrati izvrnutim istosmjernim strojem.

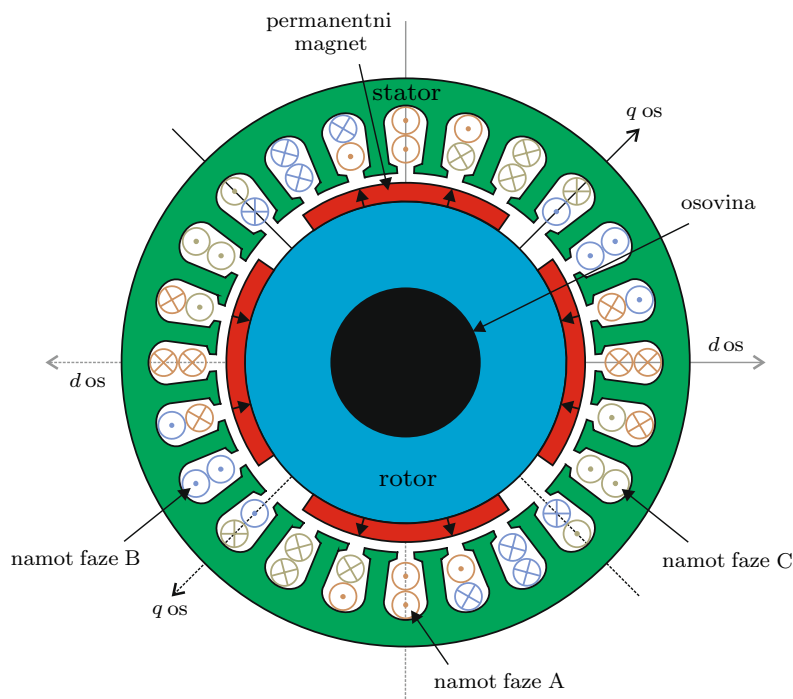
Ovisno o vrsti inducirane protuelektromotorne sile, izmjenični strojevi s permanentnim magnetima dijele se na dva tipa. Jedan tip je s pravokutnim strujama i trapezoidalnom indukcijom u zračnom rasporu koji se naziva i bezkolektorski istosmjerni motor (BIM). Drugi je tip sa sinusnim strujama i sinusnom indukcijom u zračnom rasporu koji se naziva sinkroni stroj s permanentnim magnetima.

Sinkroni strojevi s permanentnim magnetima se, ovisno o smještaju magneta na rotoru, mogu podijeliti u dvije skupine. To su sinkroni strojevi s vanjskim permanentnim magnetima i sinkroni strojevi s unutarnjim permanentnim magnetima (SMPM).

### 2.2.1. SMPM s vanjskim permanentnim magnetima

Kod sinkronih motora s vanjskim permanentnim magnetima, magneti su pričvršćeni na oplošje rotora najčešće pomoću materijala velike adhezivne čvrstoće (sl. 2.3). Električna ili magnetska asimetrija često karakterizira rotor električnih strojeva. Radi se o različitim magnetskim vodljivostima u dva uzajamno električki okomita smjera, odnosno u dvije električki okomite osi. Te osi obično se nazivaju uzdužna (direktna)  $d$ , i poprečna  $q$  os. Os  $d$  uzima se za realnu os, a os  $q$  za imaginarnu os.

Zbog potrebe veće mehaničke izdržljivosti, koja je posebno bitna kod velikih brzina, raspori između magneta su popunjeni nemagnetskim materijalom, a cjelokupni rotor



**Slika 2.3:** Sinkroni motor s vanjskim permanentnim magnetima [5]

može još biti presvučen posebnim materijalom visoke mehaničke čvrstoće. No, nisu pogodni za pogone koji zahtijevaju veliki raspon brzina vrtnje. Ugrađuju se radijalno ili paralelno magnetizirani magneti na bazi rijetkih zemalja visoke remanencije [6].

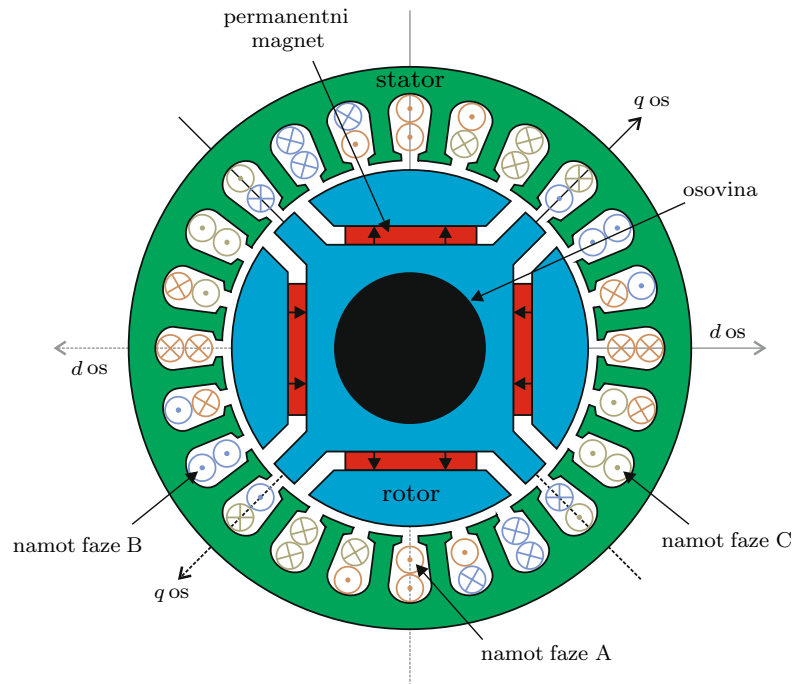
Relativna permeabilnost permanentnih magneta za vanjsko polje iznosi 1,02-1,2 T, pa sinkroni stroj može biti razmatran s konstantnim zračnim rasporem. Nema efekta izraženih polova pa je induktivitet u poprečnoj  $q$  osi jednak induktivitetu u direktnoj  $d$  osi ( $L_d = L_q$ ). Nadalje, zbog relativno velikog zračnog raspora, reakcija armature kod ovakvih motora nije izražena. To je nepovoljno u području upravljanja slabljenjem magnetskog toka. Veliki zračni raspor ima za posljedicu malu vremensku konstantu [7].

### 2.2.2. SMPM s unutarnjim permanentnim magnetima

Ako se paralelno magnetizirani permanentni magneti ulože u unutrašnjost rotora (sl. 2.4) postiže se robusna mehanička konstrukcija.

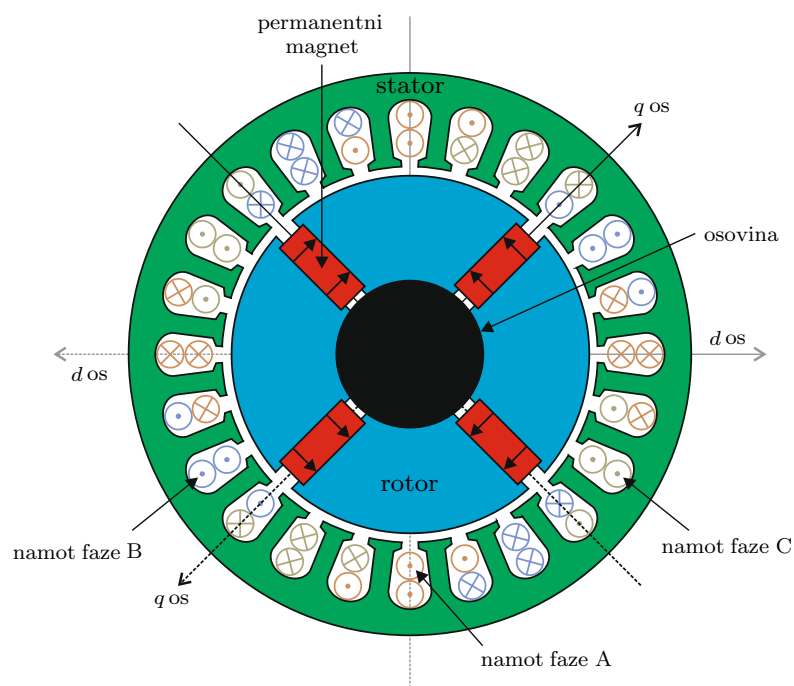
Magnetni su dobro oklopljeni i zaštićeni, što je poželjno kod velikih brzina i stoga su pogodni za pogone koji zahtijevaju veliki raspon brzina vrtnje (npr. električna vuča).

Unutarnji magneti sinkronog motora mogu se i drugačije uložiti (sl. 2.5). Tada se magneti se magnetiziraju poprečno na najdulju stranicu, a koriste se magneti niske remanencije zbog ograničenja napona pri maksimalnoj brzini vrtnje u slučaju prekida napajanja. Kako je magnetska indukcija u zračnom raspору veća nego indukcija u



**Slika 2.4:** Sinkroni motor s unutarnjim paralelno magnetiziranim permanentnim magnetima [5]

magnetima ova se izvedba naziva SMPM sa koncentracijom magnetskog toga. Mogu se koristiti i magneti visoke remanencije uz zaštitu istosmjernog međukruga od prenapona pravovremenim isključivanjem pretvarača [6].



**Slika 2.5:** Sinkroni motor s unutarnjim poprečno magnetiziranim permanentnim magnetima [5]

Sinkroni stroj ne može biti razmatran s konstantnim zračnim rasporedom. Magnetski

otpori u  $d$  osi i  $q$  osi nisu isti, pa se u stroju razvija i tzv. reluktantni moment. Kod SMPM-a s paralelno magnetiziranim magnetima induktivitet  $L_d$  je manji nego induktivitet  $L_q$  dok je kod SMPM-a s poprečno magnetiziranim magnetima obrnuto,  $L_d$  je veći nego  $L_q$ . Strojevi s unutarnjim permanentnim magnetima zbog manjeg zračnog rasporeda imaju izraženiju reakciju armature. Armaturna vremenska konstanta je veća u odnosu na stroj s vanjskim magnetima [7].

U daljnjem tekstu dan je pregled struktura upravljanja SMPM-a s unutarnjim poprečno magnetiziranim permanentnim magnetima.

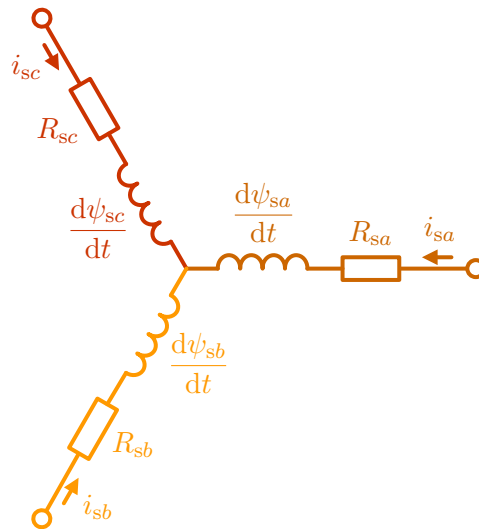
### 3. Matematički model SMPM-a

Temeljni uvjet za razumijevanje i uporabu naprednih algoritama upravljanja brzinom i momentom bilo kojeg stroja jest njegov jasan i detaljan dinamički model. Prema modelu SMPM-a u trofaznom sustavu danim na slici 3.1, naponske jednadžbe statora mogu se izraziti na slijedeći način:

$$u_{sa} = R_{sa}i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt}, \quad (3.1)$$

$$u_{sb} = R_{sb}i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt}, \quad (3.2)$$

$$u_{sc} = R_{sc}i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt}. \quad (3.3)$$



Slika 3.1: Nadomjesna shema SMPM-a u trofaznom sustavu

Kao što je spomenuto u uvodu, za ostvarenje boljih dinamičkih karakteristika koje se traže za zahtjevnije servo-primjene, koriste se napredne metode upravljanja temeljene na analogiji s istosmjernim strojem. Te metode koriste tehniku neovisnog upravljanja tokom i momentom kao što je inherentno kod istosmjernih strojeva s nezavisnom uzbuđom. Magnetski tok i struja armature istosmjernog stroja u prostoru su nepomični i mogu se direktno i neovisno upravljati, za razliku od izmjeničnog stroja gdje te veličine utječu jedna na drugu i ovise o položaju rotora.

Istosmjerni stroj ima stacionarno (prostorno mirujuće) magnetsko polje realizirano permanentnim magnetima ili uzбудnim namotom i rotirajući armaturni namot napajan preko sustava kolektor-četkica. Magnetski tok  $\Phi_u$  proizveden uzbudnom strujom  $i_u$  je okomit na tok  $\Phi_a$  proizveden armaturnom strujom  $i_a$ . Razvijeni elektromagnetski moment se može izraziti kao:

$$m_{em} = k \cdot \Phi_u \cdot i_a \quad (3.4)$$

Budući da su magnetski tokovi stvoreni protjecanjem (strujom) armature i uzbuđe okomiti, oni su raspregnuti. Napredni upravljački algoritmi (vektorsko upravljanje i direktno upravljanje momentom i tokom) rad izmjeničnog stroja promatraju u koordinatnom sustavu koji rotira sinkronom brzinom vrtnje. Promatrane sinusne varijable SMPM-a se u tom rotirajućem koordinatnom sustavu vide kao istosmjerne varijable i na taj se način postiže željena raspregnutost [8].

### 3.1. Vektorski prikaz fizikalnih veličina izmjeničnog stroja

Skupu varijabli trofaznog simetričnog sustava  $f_a$ ,  $f_b$  i  $f_c$ , koje mogu predstavljati trenutne vrijednosti struja  $i$ , napona  $u$  i ulančenih tokova  $\psi$ , može se pridružiti rezultirajući vektor  $\mathbf{f}$ . Jedini uvjet je da projekcija vektora na pojedinu os trofaznog simetričnog  $abc$  sustava daje trenutnu vrijednost fazne veličine u toj osi.

Vektori  $\mathbf{f}_a$ ,  $\mathbf{f}_b$  i  $\mathbf{f}_c$  predstavljaju u prostoru orijentirane fazne veličine koje djeluju u osi pojedine faze, a modul im je jednak trenutnoj vrijednosti promatrane fazne veličine. Rezultirajući vektor  $\mathbf{f}$  definiran je izrazom:

$$\mathbf{f} = \frac{2}{3} (\mathbf{f}_a + \mathbf{f}_b + \mathbf{f}_c). \quad (3.5)$$

Ako se trofaznom  $a$ - $b$ - $c$  sustavu pridruži kompleksna ravnina tako da se njezina realna os poklapa s osi faze  $a$ , tada će biti:

$$\mathbf{f}_a = f_a, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{f}_b = \mathbf{a}f_b, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{f}_c = \mathbf{a}^2 f_c, \quad (3.8)$$

gdje je  $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ , odnosno  $\mathbf{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ . Kompleksni operator  $\mathbf{a}$  označuje zakret za  $120^\circ$  a  $\mathbf{a}^2$  zakret za  $240^\circ$ . Tada se kutu  $0^\circ$  može pridružiti os  $a$ , kutu  $120^\circ$  os  $b$  a kutu  $240^\circ$  os  $c$ . U tom slučaju kompleksni operatori  $\mathbf{a}$  i  $\mathbf{a}^2$  imaju značenje jediničnih vektora u smjeru osi  $b$ , odnosno osi  $c$ .



Rezultirajući vektor kao funkcija trenutačnih vrijednosti faznih veličina tada je jednak:

$$\mathbf{f} = \frac{2}{3} (f_a + \mathbf{a}f_b + \mathbf{a}^2 f_c) \quad (3.9)$$

Trenutne vrijednosti struja u trofaznom sustavu napajanog simetričnim sustavom napona mogu se zapisati kao:

$$i_a(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t), \quad (3.10)$$

$$i_b(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.11)$$

$$i_c(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right). \quad (3.12)$$

Njihov algebarski zbroj u ovakvom slučaju je 0:

$$\sum_{n=1}^3 i_n(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0. \quad (3.13)$$

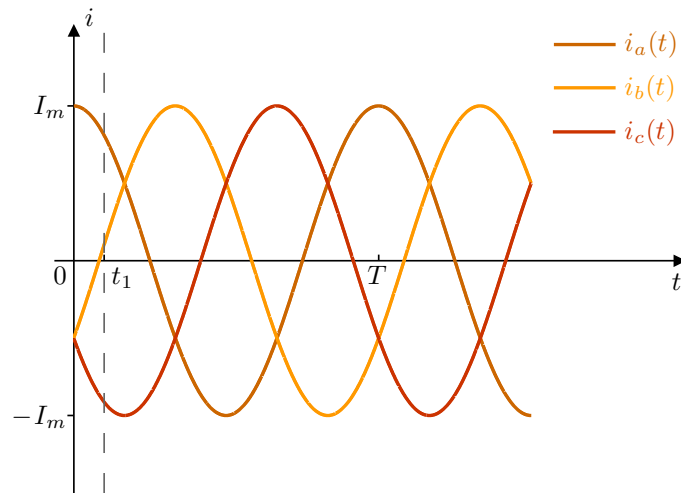
Međutim, ne smije se zaboraviti da su struje međusobno pomaknute u prostoru za kut  $120^\circ$  el., pa je rezultatna struja:

$$\mathbf{i}(t) = i_a(t) + i_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{3}{2} I_m e^{j\omega t}. \quad (3.14)$$

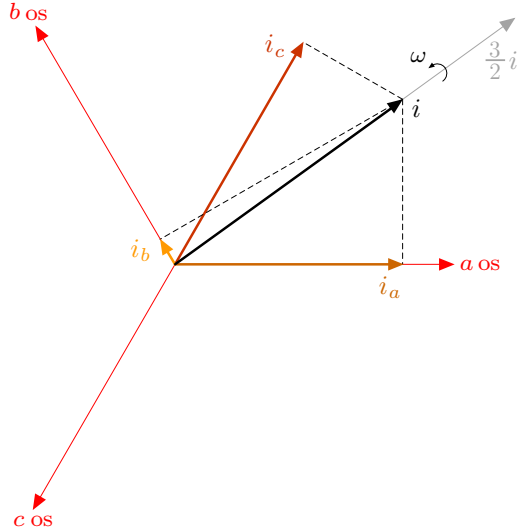
Rezultantni vektor struje tada iznosi:

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{2} I_m e^{j\omega t} = I_m e^{j\omega t}. \quad (3.15)$$

Na slici 3.2 dan je primjer trofaznih simetričnih struja tijekom vremena a na slici 3.3 njihov vektorski prikaz u nekom proizvoljnom trenutku  $t = t_1$ .



**Slika 3.2:** Vremenski prikaz trofaznih struja



**Slika 3.3:** Vektorski prikaz trofaznih struja u nekom trenutku  $t_1$

### 3.1.1. Clarkeova transformacija

Rezultantni vektor  $\mathbf{f}$  definiran je u koordinatnom sustavu s realnom osi  $\alpha$  i imaginarnom osi  $\beta$ , ili jednostavnije  $\alpha$ - $\beta$  sustav. U ovom koordinatnom sustavu rezultantni vektor  $\mathbf{f}$  može se izraziti kao:

$$\mathbf{f} = f_\alpha + jf_\beta. \quad (3.16)$$

Izjednačavanjem izraza (3.9) i (3.16), a zatim izjednačavanjem realnih i imaginarnih dijelova na lijevoj i desnoj strani, slijedi veza između dvofaznih i trofaznih varijabli:

$$f_\alpha + jf_\beta = \frac{2}{3} \left( f_a - \frac{1}{2}f_b + j\frac{\sqrt{3}}{2}f_b - \frac{1}{2}f_c - j\frac{\sqrt{3}}{2}f_c \right), \quad (3.17)$$

$$f_\alpha = \frac{2}{3} \left[ f_a - \frac{1}{2}(f_b + f_c) \right], \quad (3.18)$$

$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c). \quad (3.19)$$

Ukoliko se radi o strujama kao varijablama (isto se može primijeniti na napone i magnetske tokove), matematičko značenje izraza (3.18) i (3.19) jest da okretno magnetsko polje stvara struja  $\mathbf{i}_s$  kao sumu dvaju magnetskih polja. Ta su dva magnetska polja stvorene strujama u dva namota postavljena međusobno okomito u osima  $\alpha$  i  $\beta$ .

Polazeći od činjenice da trofazni izmjenični strojevi nemaju nul-vodiča, odnosno da vrijedi:

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (3.20)$$

na temelju poznatih trenutnih vrijednosti faznih struja izmjeničnog stroja, kompo-

nente vektora struje statora  $\mathbf{i}$  u osima  $\alpha$  i  $\beta$  su:

$$i_\alpha = i_a, \quad (3.21)$$

$$i_\beta = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}}. \quad (3.22)$$

Jednadžbe (3.21) i (3.22) napisane u matricnom obliku glase:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

Matrica  $T$  (označava se i kao  $[3 \rightarrow 2]$ ) ima matematičko značenja transformacije trofaznog sustava u dvofazni sustav.

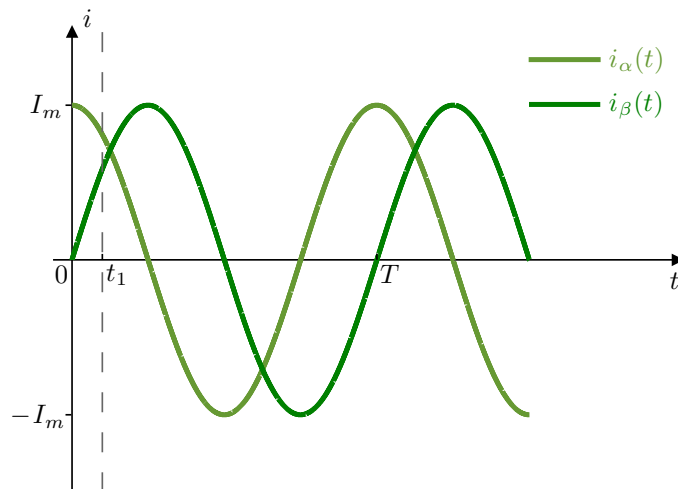
Za slučaj kada su poznate komponente struje statora  $i_\alpha$  i  $i_\beta$ , inverznom transformacijom je moguće odrediti trenutne vrijednosti faznih struja:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

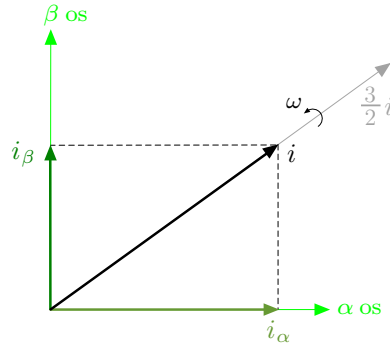
Matrica  $T^{-1}$  (označava se i kao  $[2 \rightarrow 3]$ ) ima matematičko značenja transformacije dvofaznog sustava u trofazni sustav.

Izraz (3.23) naziva se Clarkeovom, a izraz (3.24) inverznom Clarkeovom transformacijom.

Nad prije danim primjerom (sl. 3.2 i sl. 3.3) određena je Clarkeova transformacija. Na slici 3.4 prikazane su dvofazne struje tijekom vremena, a na slici 3.5 njihov vektorski prikaz u nekom proizvoljnom trenutku  $t = t_1$ .



**Slika 3.4:** Vremenski prikaz dvofaznih struja



Slika 3.5: Vektorski prikaz dvofaznih struja u nekom trenutku  $t_1$

### 3.1.2. Parkova transformacija

Kao što je prije navedeno vektore fizikalnih veličina valja transformirati iz  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnog sustava u drugi, rotirajući koordinatni sustav u kojem će se te veličine vidjeti kao istosmjerne. Prikladno je za matematičke opise upotrebljavati rotirajući koordinatni sustav  $d$ - $q$  proizvoljne brzine vrtnje  $\omega$ . Pritom treba sve vektore fizikalnih veličina prikazivati u  $d$ - $q$  sustavu u kojem će biti neovisne o položaju rotora.

Ako se kutem  $\rho$  označi trenutni položaj  $d$ - $q$  sustava u odnosu na  $\alpha$ - $\beta$  sustav (sl. 3.7) tada je brzina vrtnje  $d$ - $q$  sustava:

$$\omega = \frac{d\rho}{dt}. \quad (3.25)$$

Isti vektor struje statora  $\mathbf{i}$  definiran u  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnom sustavu:

$$\mathbf{i} = i_\alpha + j i_\beta \quad (3.26)$$

može se definirati i u  $d$ - $q$  sustavu:

$$\mathbf{i}^r = i_d + j i_q \quad (3.27)$$

te pri tome vrijediti:

$$\mathbf{i}^r = \mathbf{i} e^{-j\rho}. \quad (3.28)$$

Odnosno, uz poznati vektor struje statora u  $d$ - $q$  sustavu, vektor struje statora u  $\alpha$ - $\beta$  izražava se kao:

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}^r e^{j\rho}. \quad (3.29)$$

Prema tome, iz poznatih komponenata vektora struje statora u  $\alpha$ - $\beta$  sustavu dobivaju se komponente struje statora u  $d$ - $q$  sustavu prema sljedećim izrazima:

$$i_d = i_\alpha \cos(\rho) + i_\beta \sin(\rho), \quad (3.30)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin(\rho) + i_\beta \cos(\rho). \quad (3.31)$$

Matematičko značenje izraza (3.30) i (3.31) je da komponente struje  $i_d$  i  $i_q$  teku zamišljenim uzdužnim i poprečnim namotima statora koji se vrte brzinom  $\omega$  i stvaraju isto okretno magnetsko polje kao i struja  $i_s$ . Jednadžbe (3.30) i (3.31) napisane u matričnom obliku glase:

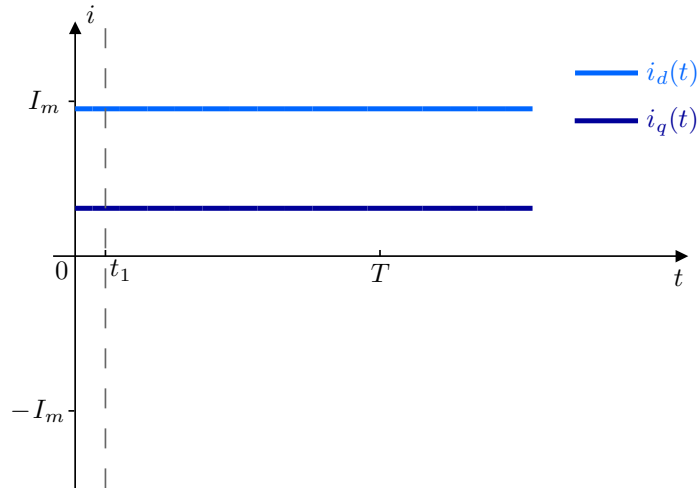
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

Iz izraza (3.32) za struje  $i_d$  i  $i_q$  može se izvesti izraz za struje  $i_\alpha$  i  $i_\beta$  (uz poznate  $i_d$  i  $i_q$ ) te matrično zapisati na sljedeći način:

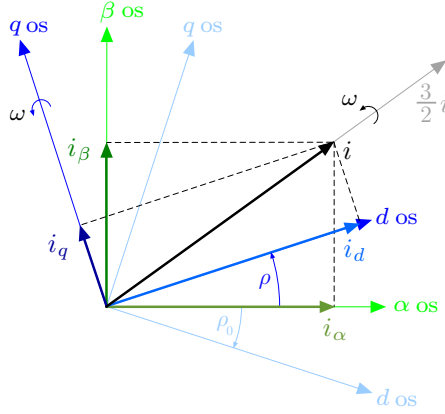
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \cos(\rho) & \sin(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Izraz (3.32) naziva se Parkovom, a izraz (3.33) inverznom Parkovom transformacijom.

Nad prije danim primjerom (sl. 3.2 i sl. 3.3) određena je Clarkeova transformacija te Parkova transformacija. Uz proizvoljno odabrani početni kut  $\rho_0$  te brzinu vrtnje  $d$ - $q$  sustava jednakoj sinkronoj brzini vrtnje okretnog magnetskog polja  $\omega = \omega_s$  na slici 3.6 prikazane su struje neovisne o položaju rotora tijekom vremena, a na slici 3.7 njihov vektorski prikaz u nekom proizvoljnom trenutku  $t = t_1$ .



**Slika 3.6:** Vremenski prikaz struja neovisnih o položaju rotora



Slika 3.7: Vektorski prikaz struja neovisnih o položaju rotora u nekom trenutku  $t_1$

## 3.2. Matematički model prilagođen strukturama upravljanja

Matematički model SMPM-a (izrazi (3.1), (3.2) i (3.3)) dan je u  $a$ - $b$ - $c$  koordinatnom sustavu te ga potrebno transformirati u  $d$ - $q$  sustavu. Često se SMPM smatra simetričnim strojem. U tom se slučaju svi fazni otpori smatraju jednakima. Budući da SMPM s unutaršnjim magnetima ne može biti razmatran s konstantnim zračnim rasporedom, dolazi do efekta izraženih polova ( $L_d > L_q$ ) stoga samoinduktiviteti i međuinduktiviteti ovise o položaju rotora. U tom se slučaju svi samoinduktiviteti, međuinduktiviteti i ulančani tokovi smatraju jednakim funkcijama električnog položaja rotora s pomakom od  $120^\circ$ .

Uz pretpostavku  $R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$  se jednadžbe (3.1), (3.2) i (3.3) mogu napisati kao:

$$u_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt}, \quad (3.34)$$

$$u_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt}, \quad (3.35)$$

$$u_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt}. \quad (3.36)$$

Prema [6] ulančani tokovi su:

$$\psi_{sa} = (L_{sasa} + L_{s\sigma a}) i_{sa} + L_{sasb} i_{sb} + L_{sasc} i_{sc} + \psi_f \cos(\rho), \quad (3.37)$$

$$\psi_{sb} = L_{sbsa} i_{sa} + (L_{sbsb} + L_{s\sigma b}) i_{sb} + L_{sbcs} i_{sc} + \psi_f \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.38)$$

$$\psi_{sc} = L_{scsa} i_{sa} + L_{scsb} i_{sb} + (L_{scsc} + L_{s\sigma c}) i_{sc} + \psi_f \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.39)$$

gdje su:

$$- L_{sasa} = L_{s0} + L_{s2} \cos(2\rho), \text{ samoinduktivitet faze } a,$$

- $L_{sbsb} = L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho + \frac{2\pi}{3}\right)$ , samoinduktivitet faze  $b$ ,
- $L_{scsc} = L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho - \frac{2\pi}{3}\right)$ , samoinduktivitet faze  $c$ ,
- $L_{sasb} = L_{sbsa} = -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho - \frac{2\pi}{3}\right)$ , međuinduktivitet između faza  $a$  i  $b$ ,
- $L_{sasc} = L_{scsa} = -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho + \frac{2\pi}{3}\right)$ , međuinduktivitet između faza  $a$  i  $c$ ,
- $L_{bsbc} = L_{scsb} = -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos(2\rho)$ , međuinduktivitet između faza  $b$  i  $c$ ,
- $L_{s\sigma a} = L_{s\sigma b} = L_{s\sigma c} = L_{s\sigma}$ , rasipni induktiviteti faza  $b$  i  $c$  te
- $\psi_f$ , uzbudni tok permanentnih magneta konstantnog iznosa

Navedeni samoinduktiviteti i međuinduktiviteti ovise o položaju rotora  $\rho$ . Samoinduktiviteti određene faze su maksimalni kada je os  $d$  poravnata s osi te faze, dok su međuinduktiviteti maksimalni kada je os  $d$  između dviju faza. Budući da se geometrija rotora ponavlja sa svakim polom, uz pretpostavku postojanja samo osnovnog harmonika polja u zračnom rasporedu, efekt izraženih polova koji se pojavljuje u samoinduktivitetima i međuinduktivitetima uzet je u obzir s  $2\rho$ .

Jednadžbe ulančenih tokova sada glase:

$$\begin{aligned} \psi_{sa} = & \left[ L_{s0} + L_{s2} \cos(2\rho) + L_{s\sigma} \right] i_{sa} + \left[ -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \right] i_{sb} \\ & + \left[ -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \right] i_{sc} + \psi_f \cos(\rho), \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sb} = & \left[ -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \right] i_{sa} + \left[ L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho + \frac{2\pi}{3}\right) + L_{s\sigma} \right] i_{sb} \\ & + \left[ -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos(2\rho) \right] i_{sc} + \psi_f \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sc} = & \left[ -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \right] i_{sa} + \left[ -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos(2\rho) \right] i_{sb} \\ & + \left[ L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\rho - \frac{2\pi}{3}\right) + L_{s\sigma} \right] i_{sc} + \psi_f \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (3.42)$$

Određivanjem vektora magnetskog toka statora  $\boldsymbol{\psi}$  prema izrazu (3.5), odnosno (3.6), (3.7) i (3.8) slijedi:

$$\boldsymbol{\psi} = \frac{2}{3} (\psi_{sa} + \mathbf{a}\psi_{sb} + \mathbf{a}^2\psi_{sc}) = \left( \frac{3}{2}L_{s0} + L_{s\sigma} \right) \mathbf{i} + \frac{3}{2}L_{s2}\mathbf{i}^* e^{j2\rho} + \psi_f e^{j\rho}. \quad (3.43)$$

Izrazi za induktivitete u  $d$  i  $q$  osi,  $L_d$  i  $L_q$  definiraju se kao:

$$L_d = \frac{3}{2} (L_{s0} + L_{s2}) + L_{s\sigma}, \quad (3.44)$$

$$L_q = \frac{3}{2} (L_{s0} - L_{s2}) + L_{s\sigma}. \quad (3.45)$$

Radi jednostavnijeg zapisa, mogu se definirati još dva izraza:  $L_0$ , kao srednji induktivitet, i  $\Delta L$ , kao amplituda oscilacija induktiviteta:

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} = \frac{3}{2}L_{s0} + L_{s\sigma}, \quad (3.46)$$

$$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} = \frac{3}{2}L_{s2}. \quad (3.47)$$

Uvrštavanjem izraza (3.46) i (3.47) u (3.43), slijedi:

$$\boldsymbol{\psi} = L_0 \mathbf{i} + \Delta L \mathbf{i}^* e^{j2\rho} + \boldsymbol{\psi}_f e^{j\rho}. \quad (3.48)$$

Primijeni li se isti postupak korišten za ulančeni tok statora na naponske jednadžbe statora, dobije se izraz za vektor napona statora:

$$\mathbf{u} = \frac{2}{3} (u_{sa} + \mathbf{a}u_{sb} + \mathbf{a}^2u_{sc}) = R_s \mathbf{i} + \frac{d\boldsymbol{\psi}}{dt}. \quad (3.49)$$

U  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnom sustavu ulančani tokovi tada iznose:

$$\psi_{s\alpha} = [L_0 + \Delta L \cos(2\rho)] i_{s\alpha} + \Delta L \sin(2\rho) i_{s\beta} + \psi_f \cos(\rho), \quad (3.50)$$

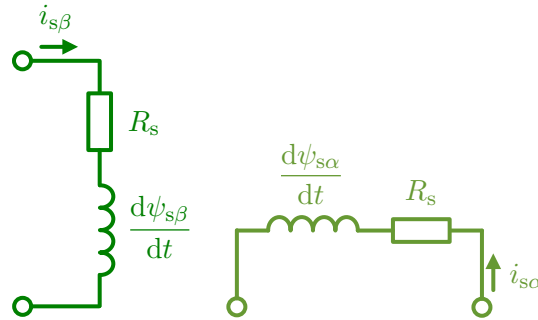
$$\psi_{s\beta} = \Delta L \sin(2\rho) i_{s\alpha} + [L_0 + \Delta L \cos(2\rho)] i_{s\beta} + \psi_f \sin(\rho), \quad (3.51)$$

dok su naponi:

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}, \quad (3.52)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}. \quad (3.53)$$

Fizikalno značenje ove transformacije jest da je početni model SMPM-a u trofaznom  $a$ - $b$ - $c$  sustavu (sl. 3.1) transformiran u model u dvofaznom  $\alpha$ - $\beta$  sustavu i njegova je nadomjesna shema prikazana na slici 3.8.



**Slika 3.8:** Nadomjesna shema SMPM-a u dvofaznom sustavu

Množenjem vektora ulančenog toka statora  $\boldsymbol{\psi}$  s  $e^{-j\rho}$  dobije se:

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \boldsymbol{\psi} e^{-j\rho} = L_0 \mathbf{i}_{dq} + \Delta L \mathbf{i}_{dq}^* + \boldsymbol{\psi}_f = L_d i_{sd} + \boldsymbol{\psi}_f + j L_q i_{sq}, \quad (3.54)$$



i prema tome slijede izrazi za ulančane tokove statora u  $d$  i  $q$  osi:

$$\psi_{sd} = L_d i_{sd} + \psi_f, \quad (3.55)$$

$$\psi_{sq} = L_q i_{sq}. \quad (3.56)$$

Na isti način, množenjem vektora napona  $\mathbf{u}$  s  $e^{-j\rho}$ , za napon statora slijedi:

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{u} e^{-j\rho} = R_s \mathbf{i} e^{j\rho} + e^{-j\rho} \frac{d\psi}{dt} + j\psi e^{-j\rho} \frac{d\rho}{dt} - j\psi e^{-j\rho} \frac{d\rho}{dt}, \quad (3.57)$$

odnosno:

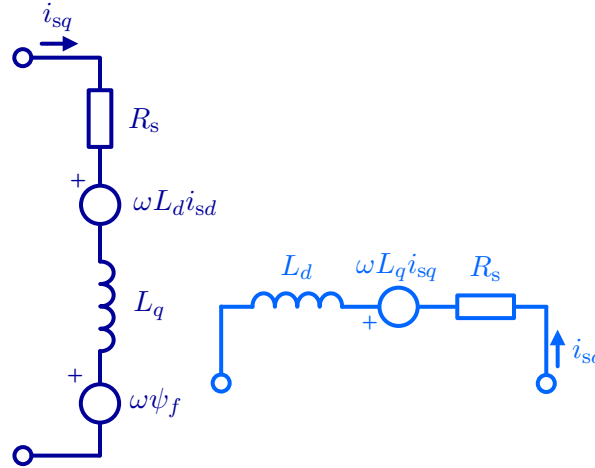
$$\mathbf{u}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + \frac{d\psi_{dq}}{dt} + j\omega\psi_{dq}, \quad (3.58)$$

Nakon raspisivanja jednadžbe (3.58), izjednačavanjem realnih i imaginarnih dijelova te uvrštavanja jednadžbi (3.55) i (3.56) u (3.58) slijede izrazi za napone u  $d$  i  $q$  osi:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega L_q i_{sq} + L_d \frac{di_{sd}}{dt}, \quad (3.59)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega L_d i_{sd} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega\psi_f. \quad (3.60)$$

Fizikalno značenje ove transformacije jest da se model u dvofaznom  $\alpha$ - $\beta$  sustavu (sl. 3.8) transformira u model u  $d$ - $q$  sustavu u kojem su sve fizikalne varijable neovisne o položaju rotora i njegova je nadomjesna shema prikazana na slici 3.9.



Slika 3.9: Nadomjesna shema SMPM-a u  $d$ - $q$  sustavu

### 3.3. Proračun momenta SMPM-a

Trenutna se vrijednost snage može odrediti izrazom:

$$P = u_{sa} i_{sa} + u_{sb} i_{sb} + u_{sc} i_{sc} = \frac{3}{2} \Re \{ \mathbf{u} \mathbf{i}^* \}. \quad (3.61)$$

Izraz za snagu ne ovisi o koordinatnom sustavu i prema tome se može pisati:

$$P = \frac{3}{2} \Re \{ \mathbf{u}_{dq} \mathbf{i}_{dq}^* \} = \frac{3}{2} [u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}]. \quad (3.62)$$

Uvrštavanjem izraza (3.59) i (3.60) u (3.62) te nakon sređivanja slijedi izraz za snagu:

$$P = \frac{3}{2} \left[ R_s i_{sd}^2 + L_d i_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sq}^2 + L_q i_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} \right] + \frac{3}{2} \omega [L_d i_{sd} i_{sq} - L_q i_{sd} i_{sq} + \psi_f i_{sq}]. \quad (3.63)$$

Izraz (3.63) grupiran je u dva dijela i njegov prvi dio predstavlja snagu u statoru a drugi dio predstavlja snagu koja se elektromagnetskim putem prenosi na rotor, odnosno:

$$P_{statora} = \frac{3}{2} \left[ R_s i_{sd}^2 + L_d i_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sq}^2 + L_q i_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} \right], \quad (3.64)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \psi_f i_{sq}]. \quad (3.65)$$

Moment i snaga povezani su izrazom:

$$P = M \omega_m, \quad (3.66)$$

gdje je  $\omega_m$  mehanička brzina. U ovom je slučaju  $\omega_m$  brzina rotora i povezana je sa električnom brzinom izrazom:

$$\omega_m = p \omega, \quad (3.67)$$

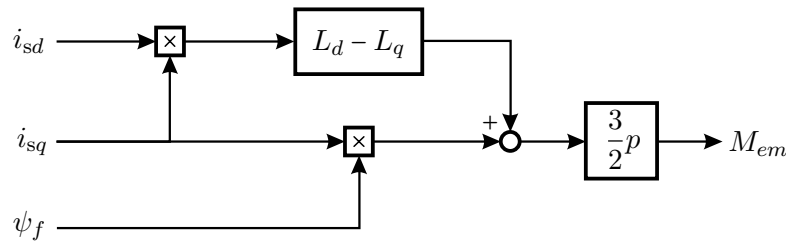
gdje je s  $p$  označen broj pari polova. Dakle, razvijeni je elektromagnetski moment iznosi:

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{3}{2} p [\psi_f i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}]. \quad (3.68)$$

Do izraza (3.68) može se doći koristeći sljedeći izraz:

$$M_{em} = \left| \frac{3}{2} p (\boldsymbol{\psi} \times \mathbf{i}) \right|, \quad (3.69)$$

prema kojem se vidi da moment djeluje u osi okomitoj na kompleksnu  $\alpha$ - $\beta$  ravninu. Blokovska shema za određivanje elektromagnetskog momenta prikazan je slikom 3.10.



**Slika 3.10:** Simbolički model za određivanje elektromagnetskog momenta

Ako se  $i_{sd}$  komponenta struje održava na nuli tada izraz (3.68) prelazi u:

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{3}{2}p\psi_f i_{sq}. \quad (3.70)$$

Na temelju usporedbe izraza za moment SMPM-a (3.70) s izrazom za moment istosmjernog stroja (3.4) može se uočiti da  $i_{sq}$  komponenta statorske struje odgovara armaturnoj struji. U tom se slučaju na račun odricanja reluktantnog momenta postiže jednostavniji algoritam upravljanja. Pri tome valja održavati  $i_{sd}$  komponentu struje na nuli sve do nazivne brzine, odnosno u području konstantnog momenta. Iznad nazivne brzine, odnosno u području konstantne snage, promjenom  $i_{sd}$  komponente statorske struje treba rušiti tok permanentnih magneta.

## 4. Strukture upravljanja

Napredni se upravljački algoritmi baziraju na tehnici sklapanja tranzistorskih sklopki tako da se napon napajanja trofaznog izmjeničnog stroja promatra kao vektor kojem je moguće mijenjati iznos, fazu i frekvenciju. Do sada je predložen veći broj algoritama, no dva su temeljna pristupa koji su ugrađena u većinu današnjih pretvarača napona i frekvencije:

- vektorsko upravljanje (engl. *Vector Control, VC*), odnosno upravljanje orijentacijom toka (engl. *Field-Oriented Control, FOC*) te
- izravno upravljanje momentom i tokom (engl. *Direct Torque Control, DTC*)

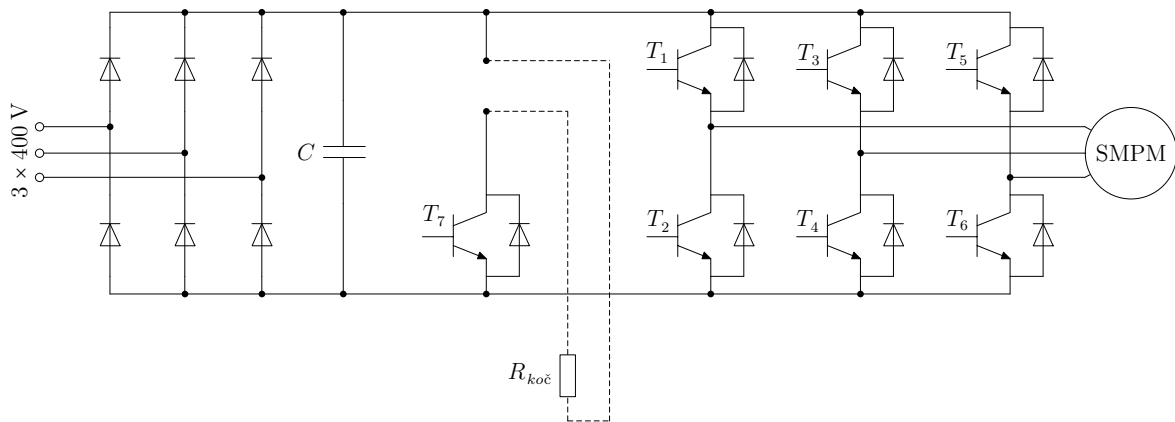
Elektromotorni pogoni u koje su ugrađene navedene strukture upravljanja rade u širokom rasponu brzina vrtnje, mogu razviti najveći dopušteni moment u mirovanju te iznimno brzo postići zahtijevanu brzinu vrtnje što je do sada bila glavna karakteristika istosmjernog stroja.

Vektorsko upravljanje osmisli su, neovisno, K. Hasse 1968. godine i F. Blaschke 1970. godine, Hesse predlažući neizravno vektorsko upravljanje a Blaschke izravno vektorsko upravljanje. Daljnji razvoj vektorskog upravljanja, odnosno upravljanja orijentacijom toka odradio je W. Leonhard što je dalo priliku izmjeničnim strojevima u konkurenciji s istosmjernim strojevima. Ipak, daljnji razvoj došao je tek ranih 1980-ih komercijalizacijom mikroprocesora koji su omogućili primjenu vektorskog upravljanja.

Nedugo nakon toga, 20. listopada 1984. M. Depenbrock patentirao je izravno upravljanje momentom i tokom, a nazvao ga je “Direct Self-Control”. Samo nekoliko mjeseci nakon toga, sličnu su ideju predstavili I. Takahashi i T. Noguchi u jednom Japanskom časopisu, stoga se njih trojica smatraju izumiteljima DTC-a [9]. No, glavni razvoj i primjena zaživjela je tek smanjenjem cijena i razvojem učinkovitih pretvarača sa sklopkama visoke frekvencije sklapanja te pojavljivanjem bržih i jeftinijih procesora za obradu signala.

## 4.1. Princip rada pretvarača napona i frekvencije

Shema pretvarača napona i frekvencije prikazana je slikom 4.1.



**Slika 4.1:** Shema pretvarača napona i frekvencije

Trofazni izmjenični izvora napona  $3 \times U_{AC} = 3 \times 400 \text{ V}$  napaja pretvarač te se putem diodnog mosta ispravlja u istosmjerni napon iznosa:

$$U_{DC} = \frac{3\sqrt{3}U_{AC}}{\pi} = 661,6 \text{ V.} \quad (4.1)$$

U istosmjernom međukrugu postoji kondenzator  $C$  koji služi kao stabilizator napona. Opcionalno, u istosmjerni se međukrug, može spojiti kočni čoper (otpornik)  $R_{koč}$ . Diodni most nema mogućnost vraćanja energije u trofazni izmjenični izvor i stoga će se, u tom slučaju kada je potrebno, uključiti kočni čoper putem tranzistora  $T_7$ .

Trofazni izmjenjivač ima osam mogućih sklopnih stanja: šest aktivnih i dva nulta sklopna stanja. Svako od tih stanja jednoznačno je određeno upravljačkim signalima tranzistora u gornjim granama ( $T_1$ ,  $T_3$  i  $T_5$ ). Pri tome su upravljački signali tranzistora u donjem redu ( $T_2$ ,  $T_4$  i  $T_6$ ) komplementarni gornjima za svako stanje. Iznosi faznih napona  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  i  $u_{sc}$  za šest aktivnih sklopnih stanja tranzistora, uz simetričan teret, dani su u tablici 4.1.

**Tablica 4.1:** Iznos faznih napona u ovisnosti o stanju sklopki

$T_1$	$T_3$	$T_5$	$u_{sa}$	$u_{sb}$	$u_{sc}$
1	0	0	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$
0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$
1	1	0	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$
0	0	1	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$
1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$
0	1	1	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$

Preostala dva, nulta, stanja tvore se uključivanjem svih tiristora iz gornje ili donje grane izmjenjivača. Tada se motor kratko spaja i svi su fazni naponi jednaki nuli. Tako dobiveni fazni naponi na izlazu iz izmjenjivača se, uz pomoć Clarkeove transformacije (3.23), transformiraju iz  $a$ - $b$ - $c$  koordinatnog sustava u  $\alpha$ - $\beta$  koordinatni sustav:

$$u_{s\alpha} = u_{sa}, \quad (4.2)$$

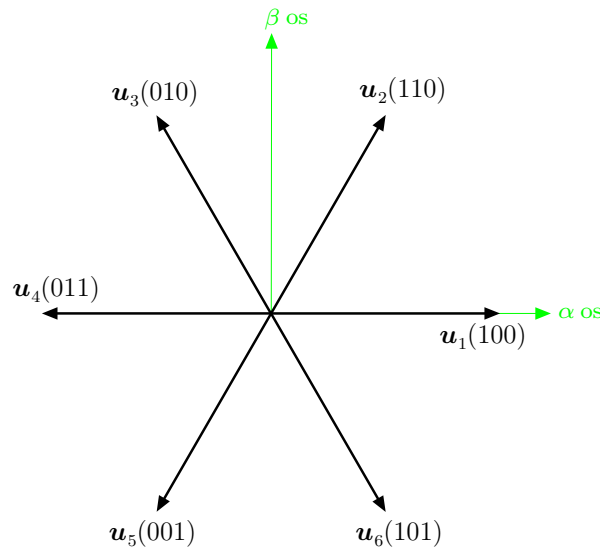
$$u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{sb} - u_{sc}), \quad (4.3)$$

Iznosi napona u  $u_{s\alpha}$  i  $u_{s\beta}$ , kao i oznaka vektora za šest aktivnih stanja tranzistora (redom  $T_1$ ,  $T_3$  i  $T_5$ ) dani su tablicom 4.2. Tokom preostala dva stanja naponi su jednaki nuli, odnosno vektori  $\mathbf{u}_0(000)$  i  $\mathbf{u}_7(111)$  su nul-vektori.

**Tablica 4.2:** Iznos napona  $\alpha$ - $\beta$  sustava u ovisnosti o stanju sklopki

$T_1$	$T_3$	$T_5$	$u_{s\alpha}$	$u_{s\beta}$	vektor
1	0	0	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0	$\mathbf{u}_1(100)$
0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\mathbf{u}_3(010)$
1	1	0	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\mathbf{u}_2(110)$
0	0	1	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\mathbf{u}_5(001)$
1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\mathbf{u}_6(101)$
0	1	1	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	0	$\mathbf{u}_4(011)$

Šest aktivnih vektora napona na izlazu iz izmjenjivača prikazani su slikom 4.2.



**Slika 4.2:** Vektori napona u  $\alpha$ - $\beta$  sustavu u ovisnosti o stanju sklopki

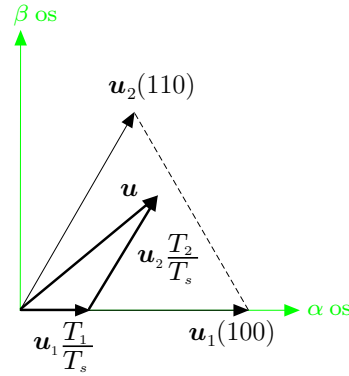
Zadatak svakog algoritma upravljanja je upravljati vektorom referentnog napona:

$$\mathbf{u} = \frac{2}{3} (u_{sa} + \mathbf{a}u_{sb} + \mathbf{a}^2u_{sc}). \quad (4.4)$$

## 4.2. Vektorsko upravljanje

Kod vektorskog se upravljanja željeni vektor referentnog napona računa u svakom koraku na temelju izmjerenih vrijednosti a potom se aproksimira odgovarajućom kombinacijom dva susjedna aktivna vektora i nul-vektora. Ako se vektor referentnog napona promatra kroz neki kratki period vremena  $T_s$  tada se sporo mijenjajući vektor referentnog napona može smatrati konstantnim  $\mathbf{u} = \text{konst.}$

Neka se u nekom proizvoljnom kratkom trenutku  $t = T_s$  vektor  $\mathbf{u}$  nalazi između vektora  $\mathbf{u}_1$  i  $\mathbf{u}_2$  kako je to prikazano slikom 4.3, tada je njegov iznos:



Slika 4.3: Vektor  $\mathbf{u}$  u nekom proizvoljnom trenutku  $T_s$

$$\mathbf{u} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_1} \mathbf{u}_1 dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_1}^{T_1+T_2} \mathbf{u}_2 dt = \mathbf{u}_1 \frac{T_1}{T_s} + \mathbf{u}_2 \frac{T_2}{T_s}, \quad (4.5)$$

gdje  $T_1$  i  $T_2$  predstavljaju vremena trajanja aktivnog vektora  $\mathbf{u}_1$  i  $\mathbf{u}_2$ , pri čemu mora biti zadovoljen sljedeći uvjet:

$$T_1 + T_2 \leq T_s. \quad (4.6)$$

Vektor napona  $\mathbf{u}$  može se napisati koristeći tablicu 4.2 i izraz (4.5) na sljedeći način:

$$u_{s\alpha} + ju_{s\beta} = \left( \frac{2U_{DC}}{3} \right) \frac{T_1}{T_s} + \left( \frac{U_{DC}}{3} + j \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \right) \frac{T_2}{T_s}, \quad (4.7)$$

odnosno:

$$u_{s\alpha} = \frac{2U_{DC}}{3} \frac{T_1}{T_s} + \frac{U_{DC}}{3} \frac{T_2}{T_s}, \quad (4.8)$$

$$u_{s\beta} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \frac{T_2}{T_s}. \quad (4.9)$$

gdje su:

$$T_1 = T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} \left( \sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta} \right), \quad (4.10)$$

$$T_2 = T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{s\beta}. \quad (4.11)$$

Na identičan se način određuju vremena trajanja aktivnih vektora ( $t_1$  i  $t_2$ ) i za ostale položaje vektora referentnog napona  $\mathbf{u}$ . Ostatak je sklopne periode namijenjen nultim vektorima  $\mathbf{u}_0$  i  $\mathbf{u}_7$ . Izrazi za  $T_1$  i  $T_2$  vrijede za sve tipove vektorske modulacije, dok smještaj nultih vektora  $\mathbf{u}_0$  i  $\mathbf{u}_7$  ovisi o tipu vektorske modulacije. Jednadžbe koje definiraju  $T_0$  i  $T_7$  različite su za svaku metodu, ali ukupno vrijeme trajanja nultog vektora mora zadovoljiti uvjet:

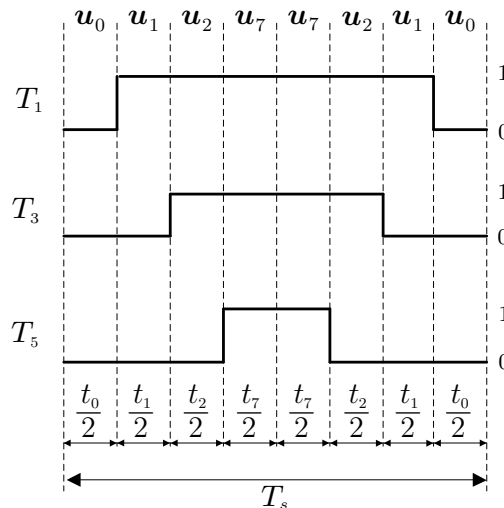
$$t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2. \quad (4.12)$$

Najpopularnija među vektorskim modulacijama širine impulsa je modulacija sa simetričnim smještajem nultih vektora, kod koje nul-vektori  $\mathbf{u}_0$  i  $\mathbf{u}_7$  jednako traju (ostatak vremena dijele “po pola”):

$$t_0 = t_7 = \frac{T_s - t_1 - t_2}{2} \quad (4.13)$$

Maksimalna veličina vektora referentnog napona koju je moguće prikazati odgovarajućim slijedom dva susjedna vektora mijenja se s položajem vektora referentnog napona (iscrtkana linija na slici 4.3). Kada se vektor referentnog napona nalazi točno između dva aktiva vektora njegova maksimalna vrijednost je najmanja i u tom položaju oba aktivna vektora moraju jednako trajati. Prema tome, da bi se vektor referentnog napona mogao prikazati s dva susjedna aktivna vektora u svakom položaju, njegov modul ne smije biti veći od  $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$ .

Trajanje određenog sklopnog stanja  $t_1$  i  $t_2$  raspoređuje na simetričan način kako bi se u vremenu  $T_s$  dobilo vremenski simetrično raspoređeno vođenje tranzistorskih sklopki kao što je to prikazano slikom 4.4.



**Slika 4.4:** Valni oblici upravljačkih signala tranzistora  $T_1$ ,  $T_3$  i  $T_5$  unutar perioda  $T_s$

Vrijeme  $t_1$  predstavlja vrijeme trajanja aktivnog vektora  $\mathbf{u}_1$ ,  $\mathbf{u}_3$  ili  $\mathbf{u}_5$  (vektori koji predstavljaju sklopno stanje kod kojeg je uključen jedan tranzistor), dok vrijeme  $t_2$



predstavlja vrijeme trajanja aktivnog vektora  $\mathbf{u}_2$ ,  $\mathbf{u}_4$  ili  $\mathbf{u}_6$  (vektori koji predstavljaju sklopno stanje kod kojih su uključena dva tranzistora). Tablicom 4.3 dani su iznosi vremena  $t_1$  i  $t_2$  za svaki položaj vektora  $\mathbf{u}$ .

**Tablica 4.3:** Vremena trajanja sklopnih stanja u ovisnosti o položaju  $\mathbf{u}$

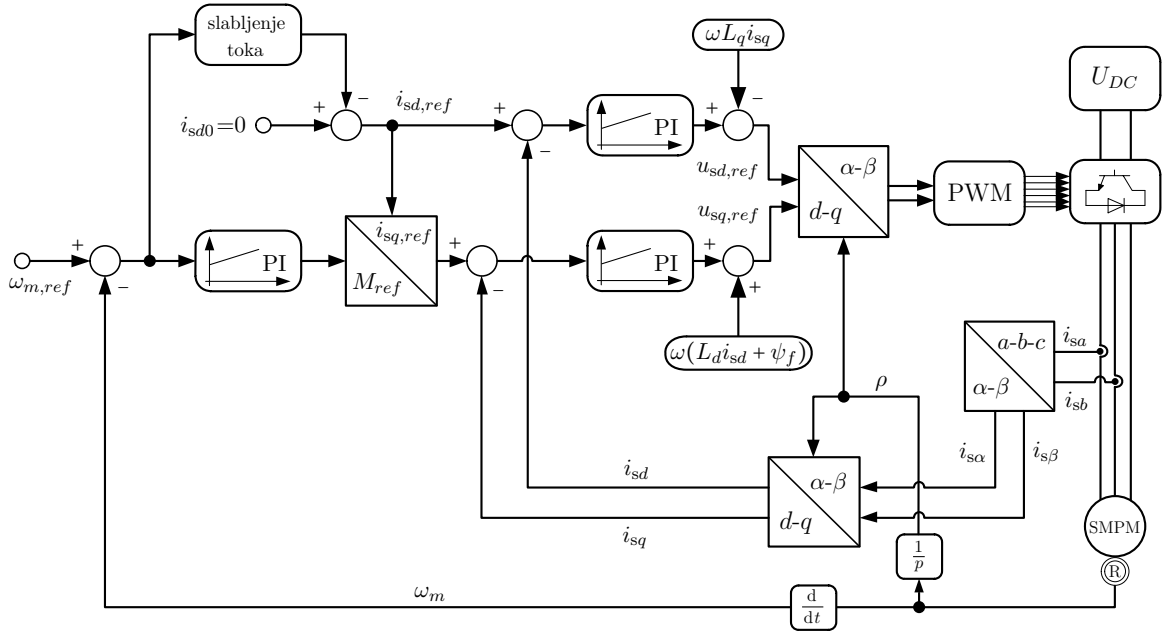
položaj $\mathbf{u}_{ref}$	$t_1$	$t_2$
između $\mathbf{u}_1$ i $\mathbf{u}_2$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{s\beta}$
između $\mathbf{u}_2$ i $\mathbf{u}_3$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$
između $\mathbf{u}_3$ i $\mathbf{u}_4$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{s\beta}$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$
između $\mathbf{u}_4$ i $\mathbf{u}_5$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{s\beta}$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$
između $\mathbf{u}_5$ i $\mathbf{u}_6$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$
između $\mathbf{u}_6$ i $\mathbf{u}_1$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}u_{s\alpha} - u_{s\beta})$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{s\beta}$

#### 4.2.1. Struktura vektorskog upravljanja

Referentni se vektor napona mora znati u svakom trenutku, stoga struktura vektorskog upravljanja nužno mora sadržavati Clarkovu i Parkovu transformaciju. Također, u svrhu tvorbe vektora referentnog napona koristi se modulacija širine impulsa (engl. *Pulse-width modulation, PWM*).

Transformacija modela SMPM-a u  $d$ - $q$  sustav ne linearizira model. Naponske jednadžbe (3.59) i (3.60) spregnute su induciranim elektromotornim silama  $\omega L_q i_{sq}$  odnosno  $\omega(L_d i_{sd} + \psi_f)$ . Prema tome struje  $i_{sd}$  i  $i_{sq}$  nisu nezavisno upravljane. Raspregnutost se postiže ako se taj inducirani napon oduzme, odnosno zbroji na izlasku iz PI regulatora struje. Dakle sustav vektorskog upravljanja nužno mora znati parametre nadomjesne sheme u  $d$ - $q$  sustavu motora s kojim upravlja.

Blokovska shema vektorskog upravljanja SMPM-om prikazana je slikom 4.5.



Slika 4.5: Blokovska shema vektorskog upravljanja SMPM-om

### 4.3. Izravno upravljanje momentom i tokom

Kod izravnog upravljanja momentom i tokom ne vrši se izračun željenog vektor referentnog napona. Upravljačke veličine unutarnjih regulacijskih petlji su moment i tok, za razliku od vektorskog upravljanja gdje su to  $i_{sd}$  i  $i_{sq}$  komponente statorske struje. Iz tog razloga nije potrebno koristiti Parkovu transformaciju niti modulaciju širine impulsa kao što je to slučaj kod vektorskog upravljanja. Magnetski se tok orijentira izravno, odabirom ispravnog vektora napona na izlazu iz izmjenjivača.

Množenjem jednadžbe (3.35) s  $\mathbf{a}$  i jednadžbe (3.36) s  $\mathbf{a}^2$  te zbrajanjem s jednadžbom (3.34) slijedi:

$$\mathbf{u} = R_s \mathbf{i} + \frac{d\psi}{dt}, \quad (4.14)$$

odnosno, nakon rastava na komponente u  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnom sustavu:

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}, \quad (4.15)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (4.16)$$

Ukoliko se mjere dvije struje motora  $i_{sa}$  i  $i_{sb}$  tada prema izrazima (3.20) i (3.23) slijedi:

$$i_{s\alpha} = i_{sa}, \quad (4.17)$$

$$i_{s\beta} = \frac{i_{sa} + 2i_{sb}}{\sqrt{3}}. \quad (4.18)$$

Uz odabir vektora napona statora prema tablici 4.2, koji je definiran u  $\alpha$ - $\beta$  sustavu, komponente toka mogu se izračunati prema sljedećim izrazima:

$$\psi_{s\alpha} = \int u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} dt + \psi_{\alpha 0}, \quad (4.19)$$

$$\psi_{s\beta} = \int u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} dt + \psi_{\beta 0}. \quad (4.20)$$

Iznosi  $\psi_{\alpha 0}$  i  $\psi_{\beta 0}$  predstavljaju početne iznose toka koje je potrebno znati. Uz poznavanje  $\psi_{s\alpha}$  i  $\psi_{s\beta}$ , ukupni iznos toka  $\psi$  može se odrediti sljedećim izrazom:

$$\psi = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}, \quad (4.21)$$

a njegov položaj iznosi:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right). \quad (4.22)$$

Ako se u izrazima (4.15) i (4.16) zanemari mali pad napona u statorskom namotu, uočava se da je promjena magnetskog toka izravno proporcionalna narinutom statorskom naponu.

Nakon izražavanja struja iz jednadžbi (3.55) i (3.56) te njihovo uvrštavanje u izraz za moment (3.68) slijedi izraz za elektromagnetski moment:

$$M_{em} = \frac{3}{2}p \frac{\psi_{sq}}{L_d L_q} [L_q \psi_f + (L_d - L_q) \psi_{sd}] \quad (4.23)$$

Označi li se s  $\gamma$  kut što ga zatvara vektor statorskog toka  $\psi_{dq}$  s  $d$  osi  $d$ - $q$  koordinatnog sustava izrazi za  $\psi_{sd}$  i  $\psi_{sq}$  komponente magnetskog toka mogu se zapisati na sljedeći način:

$$\psi_{sd} = |\psi_{dq}| \cos(\gamma), \quad (4.24)$$

$$\psi_{sq} = |\psi_{dq}| \sin(\gamma). \quad (4.25)$$

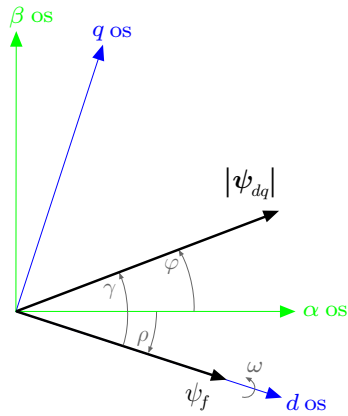
Uvrštavanjem izraza (4.24) i (4.25) u izraz (4.23) dobije se:

$$\begin{aligned} M_{em} &= \frac{3}{2}p \frac{|\psi_{dq}| \sin(\gamma)}{L_d L_q} [L_q \psi_f + (L_d - L_q) |\psi_{dq}| \cos(\gamma)] \\ &= \frac{3}{2}p \frac{|\psi_{dq}| \psi_f}{L_d} \sin(\gamma) + \frac{3}{4}p \left( \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) |\psi_{dq}| \sin(2\gamma), \end{aligned} \quad (4.26)$$

odnosno, dok se  $i_{sd}$  komponenta struje održava na nuli elektromagnetski moment iznosi:

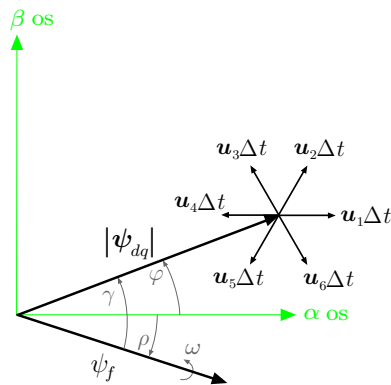
$$M_{em} = \frac{3}{2}p \frac{|\psi_{dq}| \psi_f}{L_d} \sin(\gamma). \quad (4.27)$$

Kako vektor ulančanog toka rotora  $\psi_f$  leži u  $d$  osi  $d$ - $q$  koordinatnog sustava to znači da je kut  $\gamma$  onaj kut što ga međusobno zatvaraju tokovi rotora i statora (sl. 4.6).



**Slika 4.6:** Vektori tokova u nekom proizvoljnom trenutku  $t_1$

Želi li se postići konstantna brzina vrtnje SMPM-a tada vektor ulančanog toka statora mora kružiti u  $\alpha$ - $\beta$  ravnini sinkronom brzinom i pri tome zatvarati uvijek isti kut s vektorom toka rotora. Ako u nekom kratkom vremenu  $\Delta t$  djeluje neki od aktivnih vektora napona statora tada će se vektor statorskog toka zakrenuti u njegovom smjeru kao što je to prikazano slikom 4.7. Ako se djeluje s nekim od nul-vektora tada će vektor statorskog toka mirovati u prostoru, odnosno neznatno će se pomicati zbog pada napona na otporu namota statora.



**Slika 4.7:** Utjecaj vektora napona statora na iznos i orijentaciju statorskog toka u nekom trenutku  $t_1$

Prema slici 4.7 se vidi da vektori tokova rotiraju u smjeru suprotnom smjeru kazaljke na satu te da je položaj vektora statorskog toka između vektora napona  $u_1$  i  $u_2$ . Za povećanje momenta odabrat će se napon  $u_2$  ili  $u_3$ . Ako se pri tome treba povećati i iznos toka statora odabire se vektor  $u_2$ , odnosno ako ga treba smanjiti odabrat će se vektor  $u_3$ . Ukoliko se moment treba smanjiti odabrat će se napon  $u_5$  ili  $u_6$ . Ako se pri tome treba povećati i iznos toka statora odabire se vektor  $u_6$ , odnosno ako ga treba smanjiti odabrat će se vektor  $u_5$ . Ako pak treba zadržati isti iznos momenta odabrat će se neki od nul-vektora u ovisnosti o vektoru napona koji je prije njega bio aktivan. Ako

je bio aktivan vektor napona kod kojega vode dvije sklopke u gornjoj grani, odabire se vektor napona  $\mathbf{u}_7$  (potrebno je promijeniti stanje samo jednog para sklopki), odnosno ako je bio aktivan vektor napona kod kojega vodi samo jedna sklopka u gornjoj grani, odabire se vektor napona  $\mathbf{u}_0$ .

Na temelju ovog razmatranja utjecaja pojedinog vektora napona statora na položaj vektora magnetskog toka, isto se može napraviti i za ostale položaje vektora toka statora te je tablica stanja za smjer vrtnje suprotan kazaljci na satu dana tablicom 4.4, odnosno za smjer vrtnje u smjeru kazaljke na satu tablicom 4.5.

**Tablica 4.4:** Odabir optimalnih vektora napona statora za smjer vrtnje suprotan smjeru kazaljke na satu

		položaj $\psi_{dq}$ između					
$\psi$	$M$	$\mathbf{u}_1$ i $\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_2$ i $\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_3$ i $\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_4$ i $\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_5$ i $\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_6$ i $\mathbf{u}_1$
	$\nearrow$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_1$
$\nearrow$	=	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$
	$\searrow$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_5$
	$\nearrow$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_2$
$\searrow$	=	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$
	$\searrow$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_4$

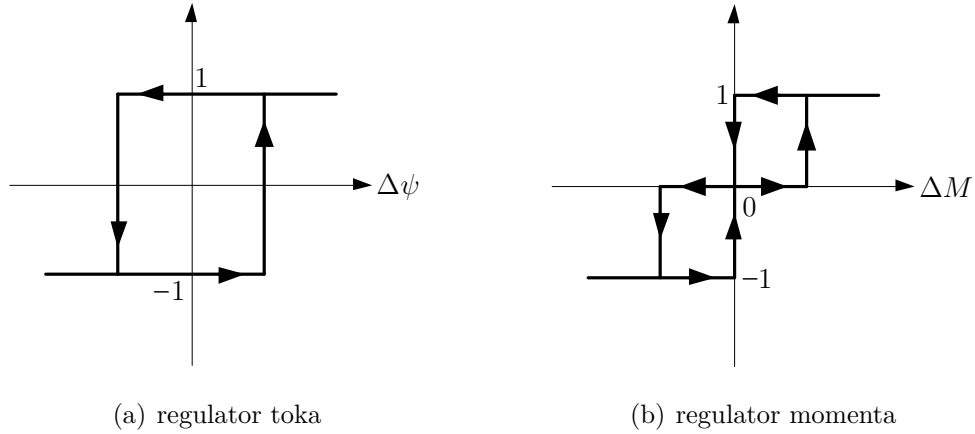
**Tablica 4.5:** Odabir optimalnih vektora napona statora za smjer vrtnje u smjeru kazaljke na satu

		položaj $\psi_{dq}$ između					
$\psi$	$M$	$\mathbf{u}_1$ i $\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_2$ i $\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_3$ i $\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_4$ i $\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_5$ i $\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_6$ i $\mathbf{u}_1$
	$\nearrow$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_1$
$\nearrow$	=	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$
	$\searrow$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_3$
	$\nearrow$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_6$
$\searrow$	=	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$
	$\searrow$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_4$

### 4.3.1. Struktura izravnog upravljanja momentom i tokom

Algoritam izravnog upravljanja momentom i tokom treba znati treba li povećati ili smanjiti moment i tok, odnosno treba li moment ostaviti istim. U tu se svrhu koriste histerezni regulatori, dvorazinski za tok (sl. 4.8(a)) a trirazinski za moment (sl. 4.8(b)). Na ulaze regulatora dovode se regulacijska odstupanja  $\Delta\psi$  odnosno  $\Delta M$ . Izlazi iz

regulatora, zajedno s estimiranim položajem toka, dovode na tablicu stanja za odabir optimalnog vektora napona statora. U tablici stanja zapisane su tablice 4.4 i 4.5 tako da zahtjevno povećanje ( $\nearrow$ ) veličine odgovara izlazu histereznog regulatora iznosa 1, smanjenje ( $\searrow$ ) veličine odgovara izlazu -1 a zadržavanje veličine (=) odgovara izlazu 0.



**Slika 4.8:** Histerezni regulatori

Regulacijska odstupanja kod izravnog upravljanja momentom i tokom dobivaju se iz povratne veze po momentu i toku. Te veličine nisu lako mjerljive stoga se često estimiraju. Izrazi za izračun iznosa i položaja tok dani su u poglavlju 4.3 dok se moment, prema izrazu (3.69), računa:

$$M = \frac{3}{2}p(\psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \psi_{s\beta}i_{s\alpha}). \quad (4.28)$$

Prema [10] prva derivacija kuta magnetskog toka  $\varphi$  jednaka je električkoj brzini rotora:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt}. \quad (4.29)$$

Deriviranjem izraza (4.22) po vremenu i njegovim uvrštavanjem u izraz (4.29) slijedi izraz za električku brzinu rotora:

$$\omega = \frac{\psi_{s\alpha} \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} + \psi_{s\beta} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}, \quad (4.30)$$

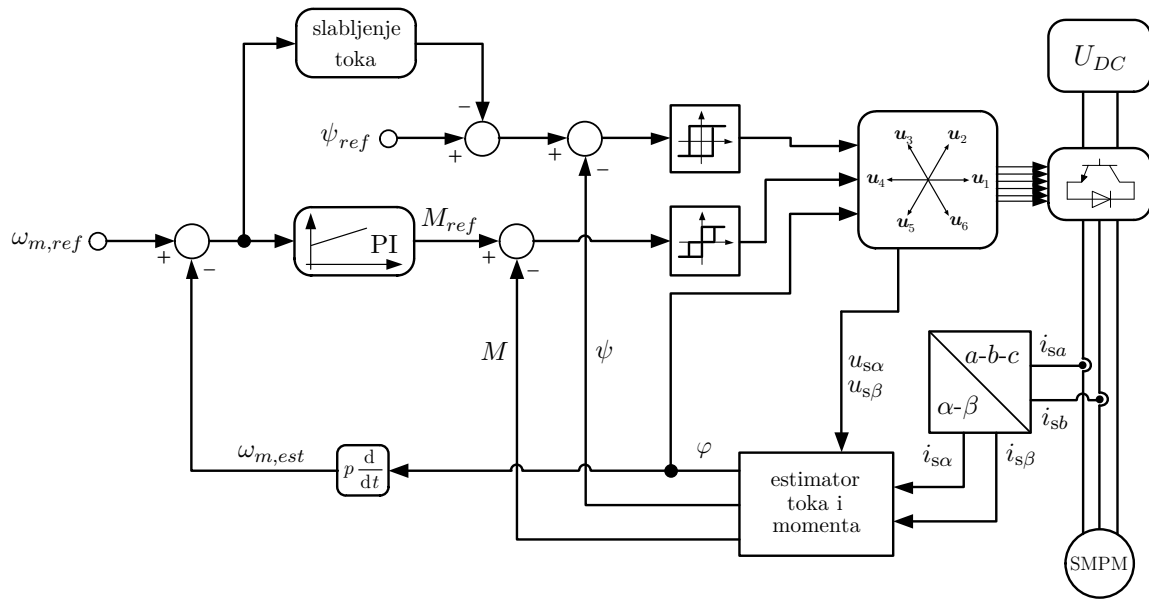
odnosno, nakon uvrštavanja izraza (4.15) i (4.16) slijedi:

$$\omega = \frac{\psi_{s\alpha}(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) - \psi_{s\beta}(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}. \quad (4.31)$$

Estimirana mehanička brzina vrtnje rotora, za regulaciju brzine vrtnje računa se prema izrazu:

$$\omega_{m,est} = p\omega = p \frac{d\varphi}{dt}. \quad (4.32)$$

Blokovska shema izravnog upravljanja momentom i tokom prikazana je slikom 4.9.



Slika 4.9: Blokovska shema izravnog upravljanja momentom i tokom

## 5. Usporedba struktura upravljanja

Cilj usporedbe vektorskog upravljanja i izravnog upravljanja momentom i tokom je prikazati osnovne razlike među njima. Usporedba je napravljena eksperimentalno nad pretvaračem s ugrađenim vektorskim upravljenjem i pretvaračem s ugrađenim izravnim upravljanjem momentom i tokom. Ovisno o literaturi, mogu se pronaći razne prednosti i nedostaci kod obje strukture upravljanja. U nastavku su dane osnovne razlike [11], [12] i [13].

Glavne su prednosti vektorskog upravljanja:

- precizno upravljanje brzinom vrtnje,
- ima dobar odziv momenta i
- nema problema pri malim brzinama.

Glavni su mu nedostatci:

- cijena,
- kompleksniji sustav upravljanja (potrebno je brzo izvoditi složene matematičke proračune),
- osjetljivost na promjenu parametara,
- nužno je mjeriti brzinu vrtnje i
- koristi modulaciju širine impulsa pri upravljanju izmjenjivačem (pojavljivanje sklopnog šuma).

S druge strane, glavne su prednosti izravnog upravljanja momentom i tokom:

- iznimno brza dinamika momenta stroja s minimalnim vremenom odziva,
- upravljanje bez mehaničkog mjernog člana brzine vrtnje stroja,
- nije potrebna transformacija koordinata i
- nije potreban modulator napona kao ni regulatori struja.

Nedostaci izravnog upravljanja momentom i tokom su:

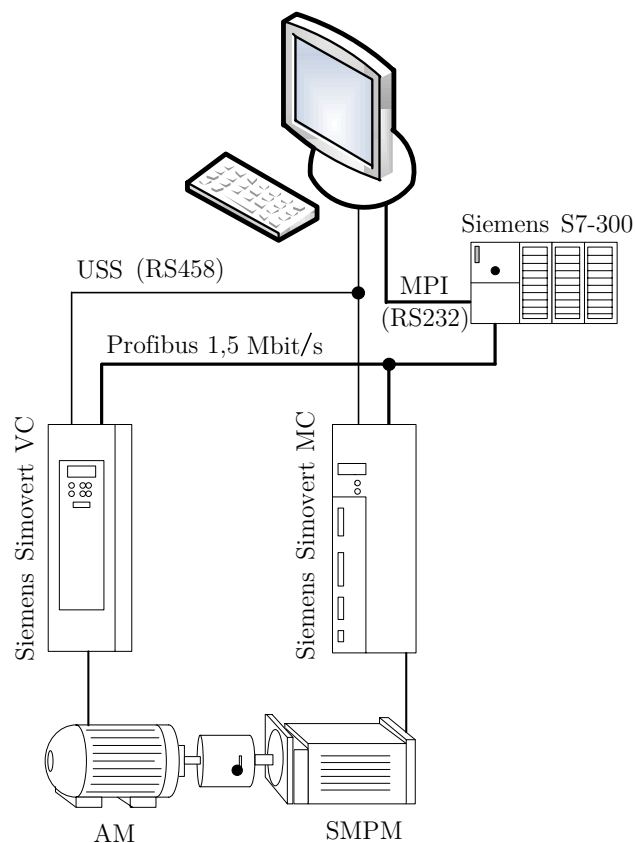
- mogući problemi prilikom pokretanja, pri malim brzinama vrtnje i kod promjena referentne vrijednosti momenta,



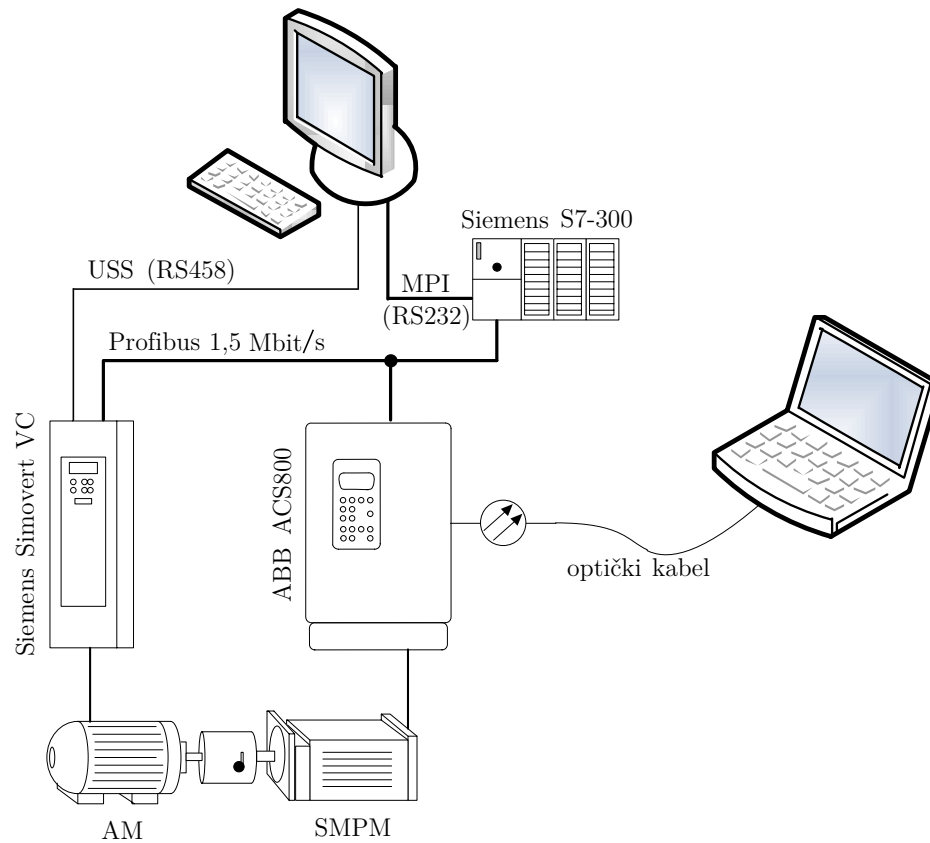
- promjenljiva frekvencija sklapanja kao posljedica histereznih regulatora momenta i toka,
- buka kao rezultat promjenljive frekvencije sklapanja sklopki izmjenjivača (može biti posebno izražena kod malih brzina vrtnje),
- oscilatorni valni oblici toka i momenta,
- propadi u valnim oblicima toka i struje kao rezultat promjene položaja toka i
- veća harmonička distorzija u valnim oblicima statorske struje i napona u usporedbi s vektorskim upravljanjem

## 5.1. Laboratorijski modeli

Izvedbena shema laboratorijskog modela za vektorsko upravljanje SMPM-om prikazana je slikom 5.1, a za izravno upravljanje momentom i tokom SMPM-om prikazana je slikom 5.2.



**Slika 5.1:** Izvedbena shema za vektorsko upravljanje



**Slika 5.2:** Izvedbena shema za izravno upravljanje momentom i tokom

Eksperimenti upravljanja napravljeni su sa sinkronim motorom s permanentnim magnetima nazivnih podataka dani tablicom 5.1 i parametrima nadomjesne sheme za prikaz motora u  $d$ - $q$  sustavu tablicom 5.2.

**Tablica 5.1:** Nazivni podaci sinkronog motora s permanentnim magnetima

Siemens FT 6086-8AC 71-1T60
23 Nm; 2000 rpm; 280 V; $y$ ;
$I_{0\text{eff}} = 10/12,1$ A

**Tablica 5.2:** Parametri nadomjesne sinkronog motora s permanentnim magnetima

parametar	iznos	značenje
$\frac{M}{I}$	2,39 Nm/A	konstanta momenta
$\frac{L_q}{L_d}$	0,88	omjer induktiviteta u $q$ i $d$ osi
$\psi$	8 Wb	glavni magnetski tok
$R_s$	650 m $\Omega$	otpor statorskog namota

Pri tome je opteretni stroj asinkroni motor nazivnih podataka danih tablicom 5.3

**Tablica 5.3:** Nazivni podaci asinkronog motora

Siemens MOT 1LA 7113-6AA 60Z H
2,2 kW; 5,2/3,0 A; 940 rpm; $\cos\varphi=0,78$ ;
400/690 V D/Y; 50 Hz

koji se napaja preko pretvarača Simovert Masterdrives VC (Vector Control) tvrtke Siemens parametara danih tablicom 5.4. U istosmjerni međukrug pretvarača Vector Control (VC) spojen je kočni otpornik otpora  $80 \Omega$  i snage 5 kW. Sklopna frekvencija tranzistora u izmjenjivaču Vector Control (VC) iznosi do 16 kHz, a bila je postavljena na 5 KHz. Pretvarač Vector Control ima programsku podršku verzije 3.4 za parametrisiranje i upravljanje putem osobnog računala dok se za komunikaciju koristi integrirano serijsko sučelje s USS (engl. *Universal Serial Interface*) protokolom. Brzina vrtnje asinkronog motora mjeri se inkrementalnim enkoderom [14].

**Tablica 5.4:** Nazivni podaci Simovert Masterdrives VC

Siemens, Vector Control
Input 3~380-480 V; 6,1 A; 50/60 Hz;
Output 3~380-480 V; 0-600 Hz

Upravljanje elektromotornim pogonom je preko programabilnog logičkog kontrolera (engl. *Programmable Logic Controller, PLC*), koji je s pogonima povezan preko industrijske komunikacijske mreže Profibus-DP direktno. Frekvencijski pretvarač elektromotornog pogona je opremljen s komunikacijskim (Profibus-DP) modulom.

U laboratorijskom modelu korišten je PLC serije S7-300 od tvrtke Siemens. Konfiguracija PLC-u pridijeljena je u programu Siemens Simatic STEP7. Komunikacija s PLC-om ostvarena je integriranim serijskim sučeljem koje koristi RS232 sklopovsko sučelje i USS protokol te dodatna kartica za različita sučelja industrijske komunikacijske.

Vektorsko upravljanje SMPM-a izvršeno je pretvaračem Simovert Masterdrives MC (Motion Control) tvrtke Siemens parametara danih tablicom 5.5. U istosmjerni međukrug pretvarača Motion Control (MC) spojen je kočni otpornik otpora  $80 \Omega$  i snage 5 kW. Sklopna frekvencija tranzistora u izmjenjivaču Motion Control (MC) iznosi do 10 kHz, a bila je postavljena na 5 kHz.

Pretvarač Motion Control ima programsku podršku verzije 1.6 za parametrisiranje i upravljanje putem osobnog računala dok se za komunikaciju koristi integrirano se-

rijsko sučelje s USS protokolom za parametriranje. Brzina vrtnje SMPM-a mjeri se rezolverom.

**Tablica 5.5:** Nazivni podaci pretvarača Simovert Masterdrives MC

Siemens, Motion Control		
Input	3~380-480 V;	12,6 A; 50/60 Hz;
Output	3~380-480 V; 14A (max 42 A do 0,25 s)	

Izravno upravljanje momentom i tokom SMPM-a izvršeno je pretvaračem ACS800 tvrtke ABB s parametarima danim u tablici 5.6. U istosmjerni međukrug pretvarača ACS800 spojen je kočni otpornik otpora  $25 \Omega$  i snage 8 kW.

**Tablica 5.6:** Nazivni podaci pretvarača ACS800

ABB ACS800		
IP21	UL type 1	NEMA 1
	U	3 ~ 380...415 V
Input	I	23 A
	f	48...63 Hz
	U	3 ~ 0... UInput V
Output	I	25 A
	f	0...300 Hz

Za parametriranje i upravljanje ABB-ovim pretvaračem ACS800 koristi se programski paket Drive Window preko osobnog računala pri čemu se osobno računalo i pretvarač povezuju putem optičkog kabela. Brzina vrtnje se estimirana ugrađenim ABB-ovim adaptivnim estimatorom. U tu je svrhu potrebno napraviti identifikaciju motora jer adaptivni estimator vrši korekcije izračunatog toka, momenta i brzine vrtnje [15].

## 5.2. Eksperimenti struktura upravljanja

Za analizu rada SMPM-a pri različitim strukturama upravljanja provedeni su pokusi rada SMPM-a u karakterističnim režimima rada:

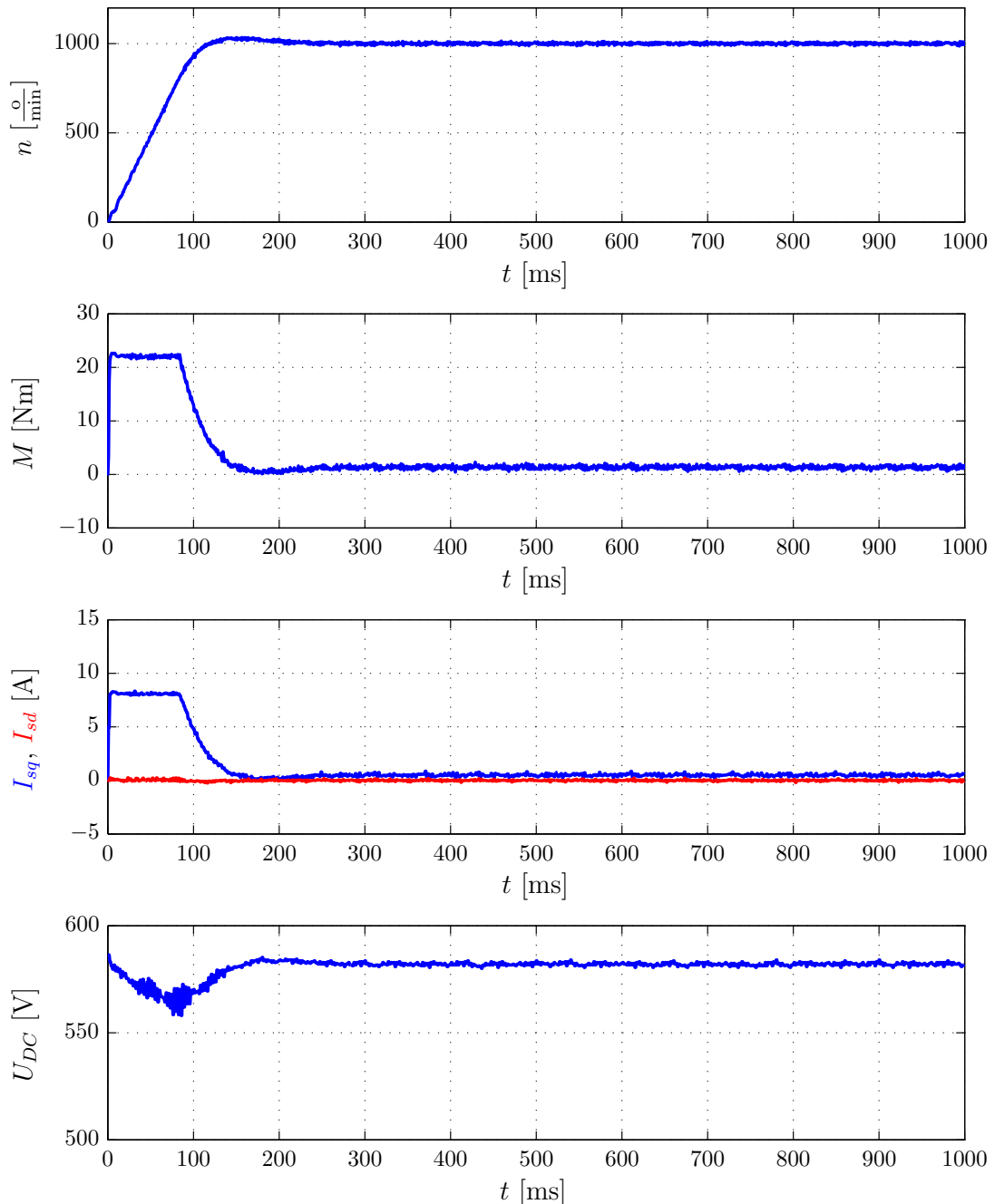
- zalet SMPM-a u praznom hodu,
- kočenje SMPM-a u praznom hodu,
- reverziranje SPMP-a u praznom hodu i
- terećenje SMPM-a.

Eksperimenti zaleta, kočenja i reverziranja SMPM-a napravljeni su s referentnim vrijednostima brzine vrtnje oblika skokovite funkcije (engl. *step*), te s rampama nagiba 0,5 odnosno 1 sekunde do nazivne brzine SMPM-a (2000  $^{\circ}/\text{min}$ ). Zbog nazivne brzine vrtnje asinkronog motora (940  $^{\circ}/\text{min}$ ) konačne referentne vrijednosti brzine vrtnje iznosile su 1000  $^{\circ}/\text{min}$ .

Eksperimenti terećenja SMPM-a pomoću asinkronog motora napravljeni su s 25 %, 50 % i 75 % nazivnog momenta asinkronog motora, odnosno referentne vrijednosti momenta asinkronom motoru iznose redom 5,6 Nm, 11,2 Nm i 16,8 Nm.

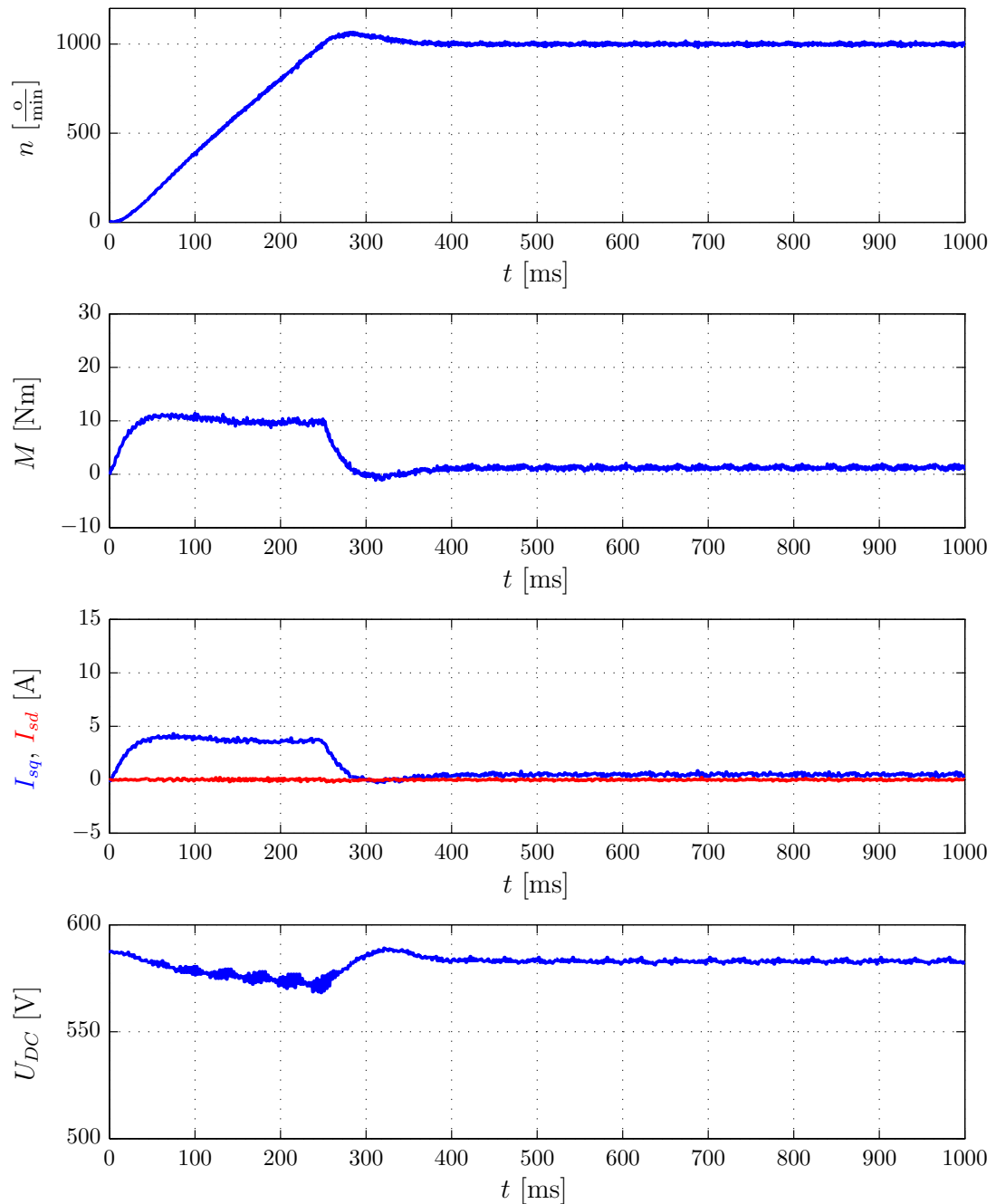
### 5.2.1. Prikaz eksperimentalnih rezultata vektorskog upravljanja

Na slici 5.3 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa zaleta SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika skokovite funkcije od 0 do 1000  $\text{°/min}$ .



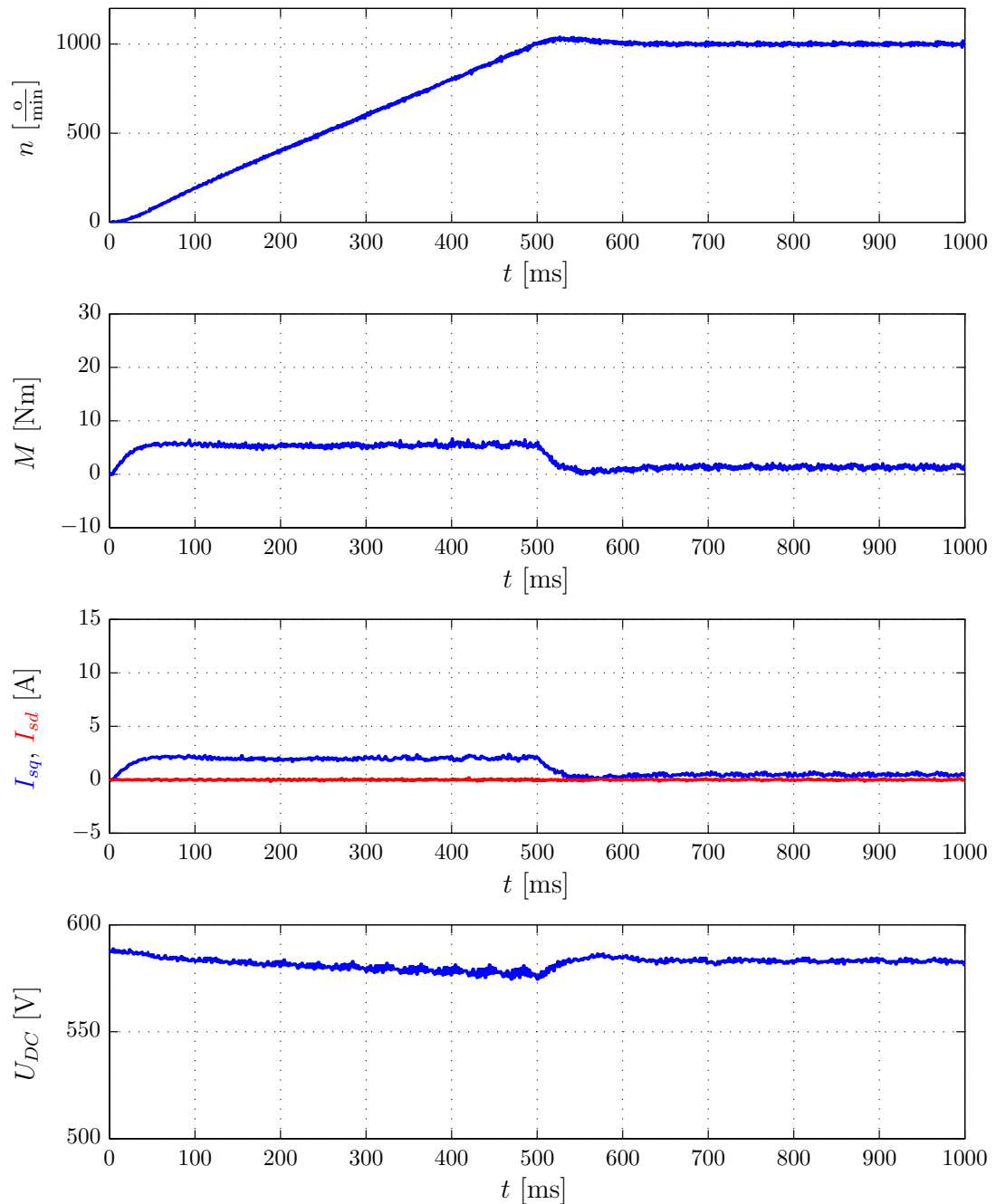
Slika 5.3: Zalet SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu oblika skokovite funkcije

Na slici 5.4 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa zaleta SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 0 do 1000  $\text{°/min}$  nagiba 0.5 sekundi do nazivne brzine.



**Slika 5.4:** Zalet SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu nagiba 0,5 sekundi do nazivne brzine

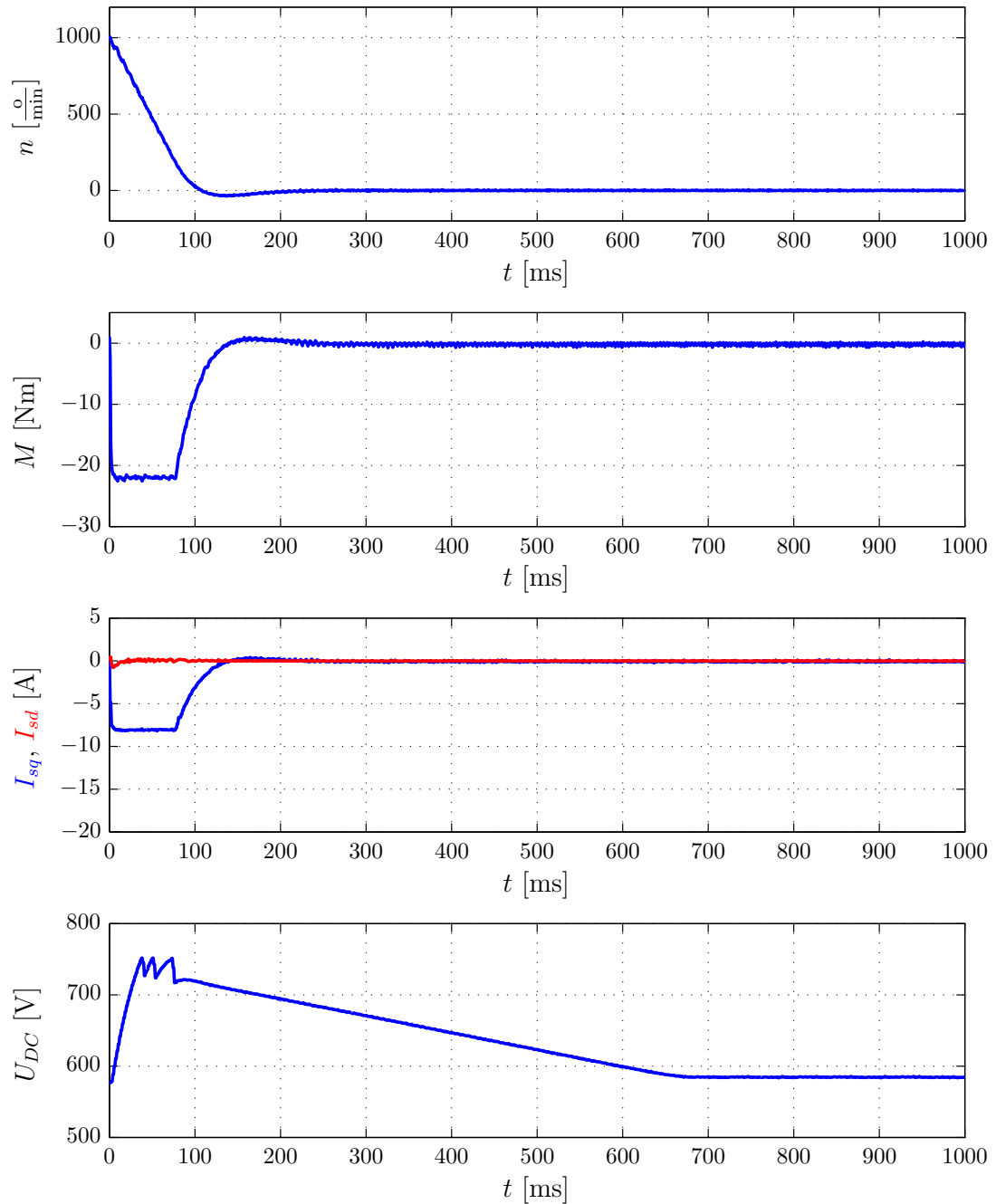
Na slici 5.5 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa zaleta SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 0 do 1000  $\text{°/min}$  nagiba 1 sekunde do nazivne brzine.



**Slika 5.5:** Zalet SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu nagiba 1 sekunde do nazivne brzine

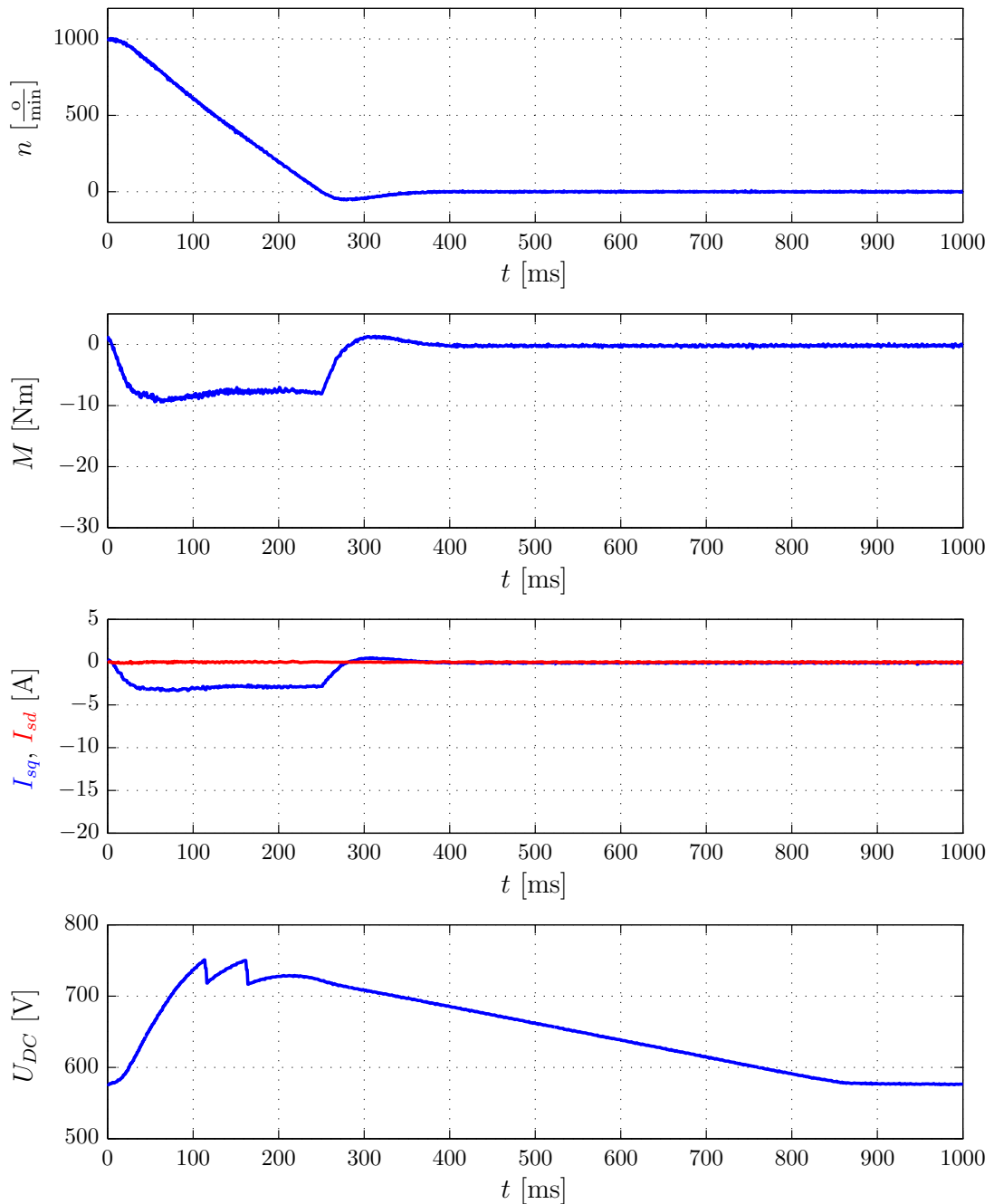


Na slici 5.6 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa kočenja SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika skokovite funkcije od 1000 do 0 °/min.



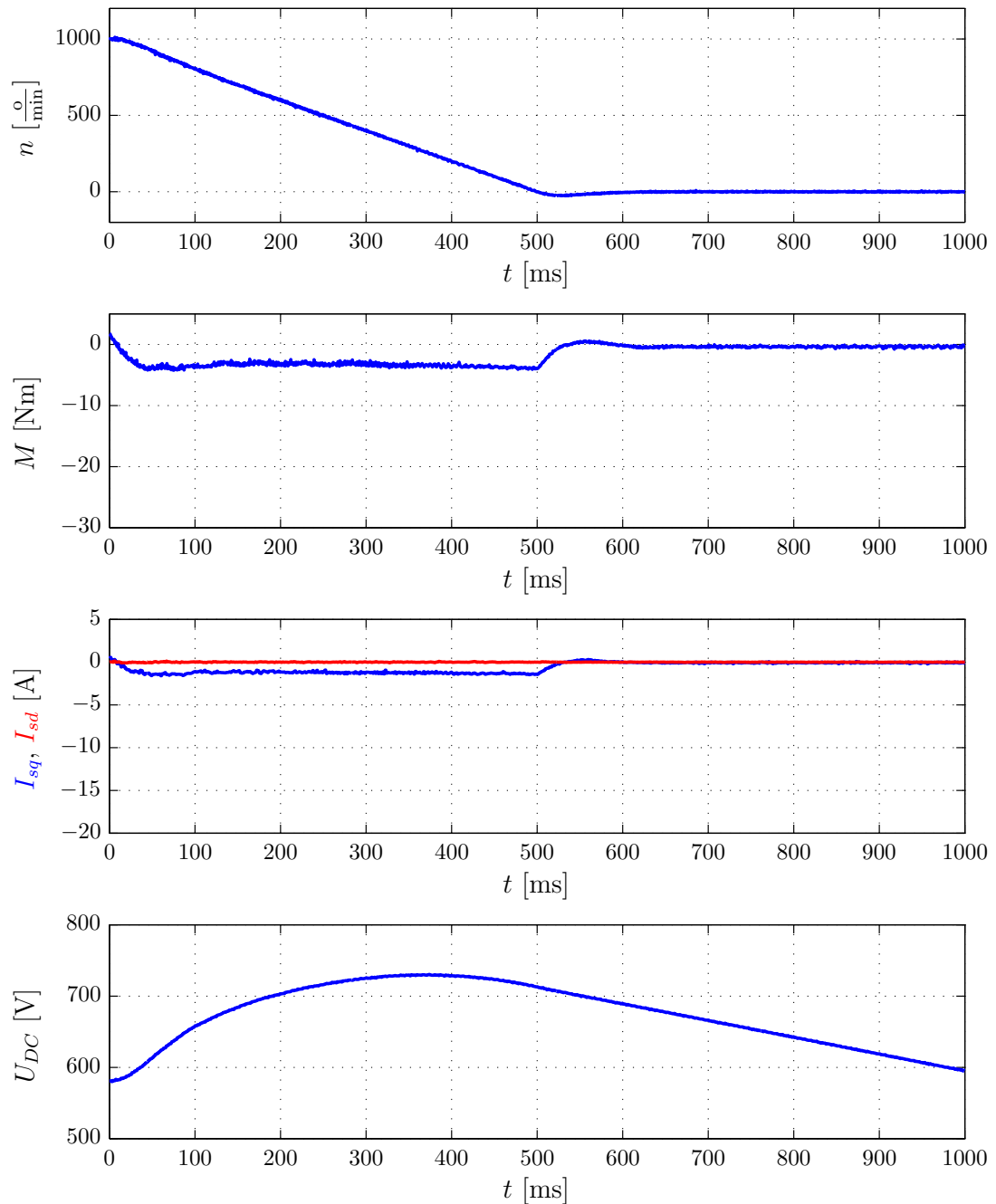
**Slika 5.6:** Kočenje SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu oblika skokovite funkcije

Na slici 5.7 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa kočenja SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do 0  $\%/min$  nagiba 0.5 sekundi do nazivne brzine.



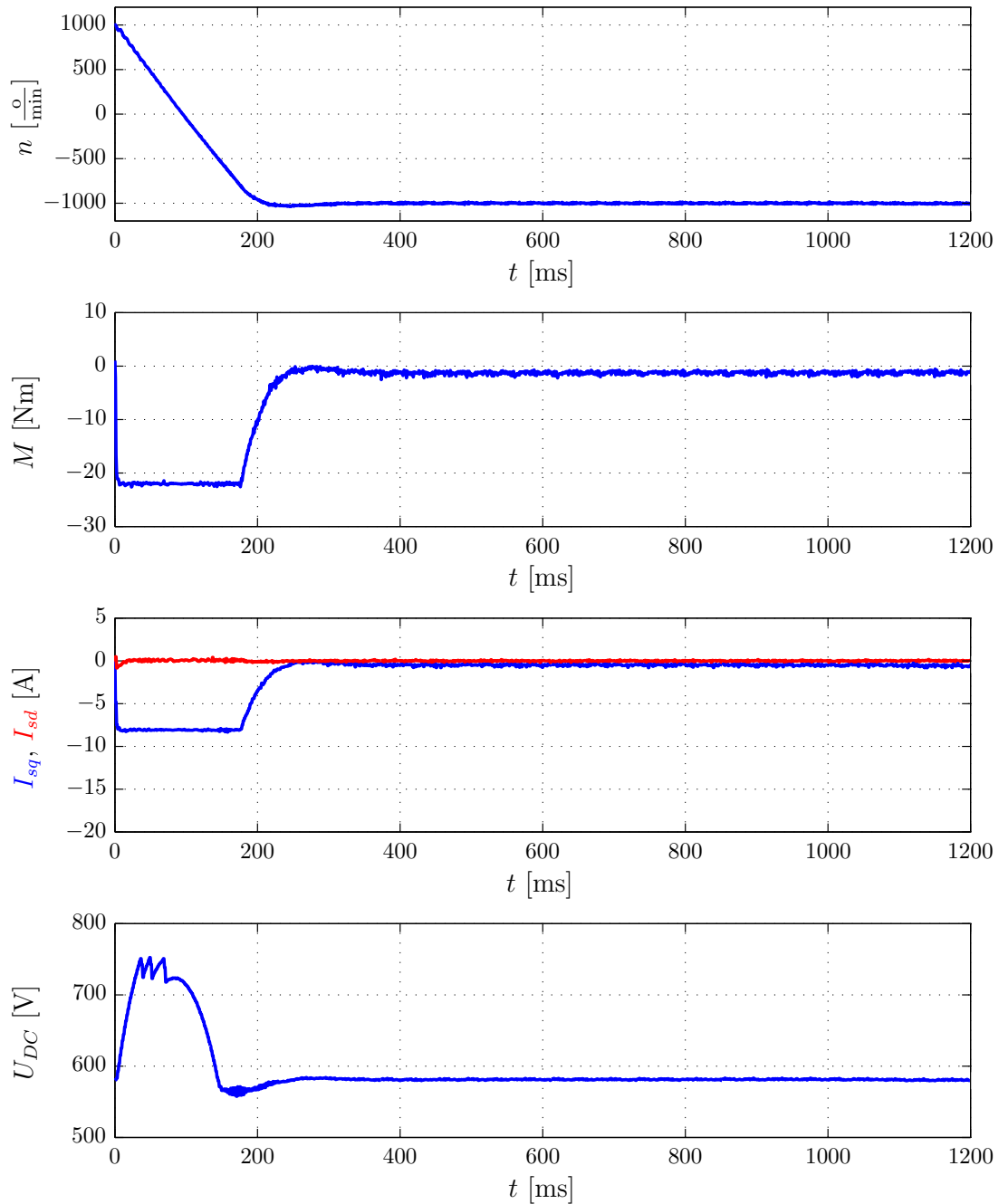
**Slika 5.7:** Kočenje SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu nagiba 0,5 sekundi do nazivne brzine

Na slici 5.8 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa zaleta SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do 0  $\%/min$  nagiba 1 sekunde do nazivne brzine.



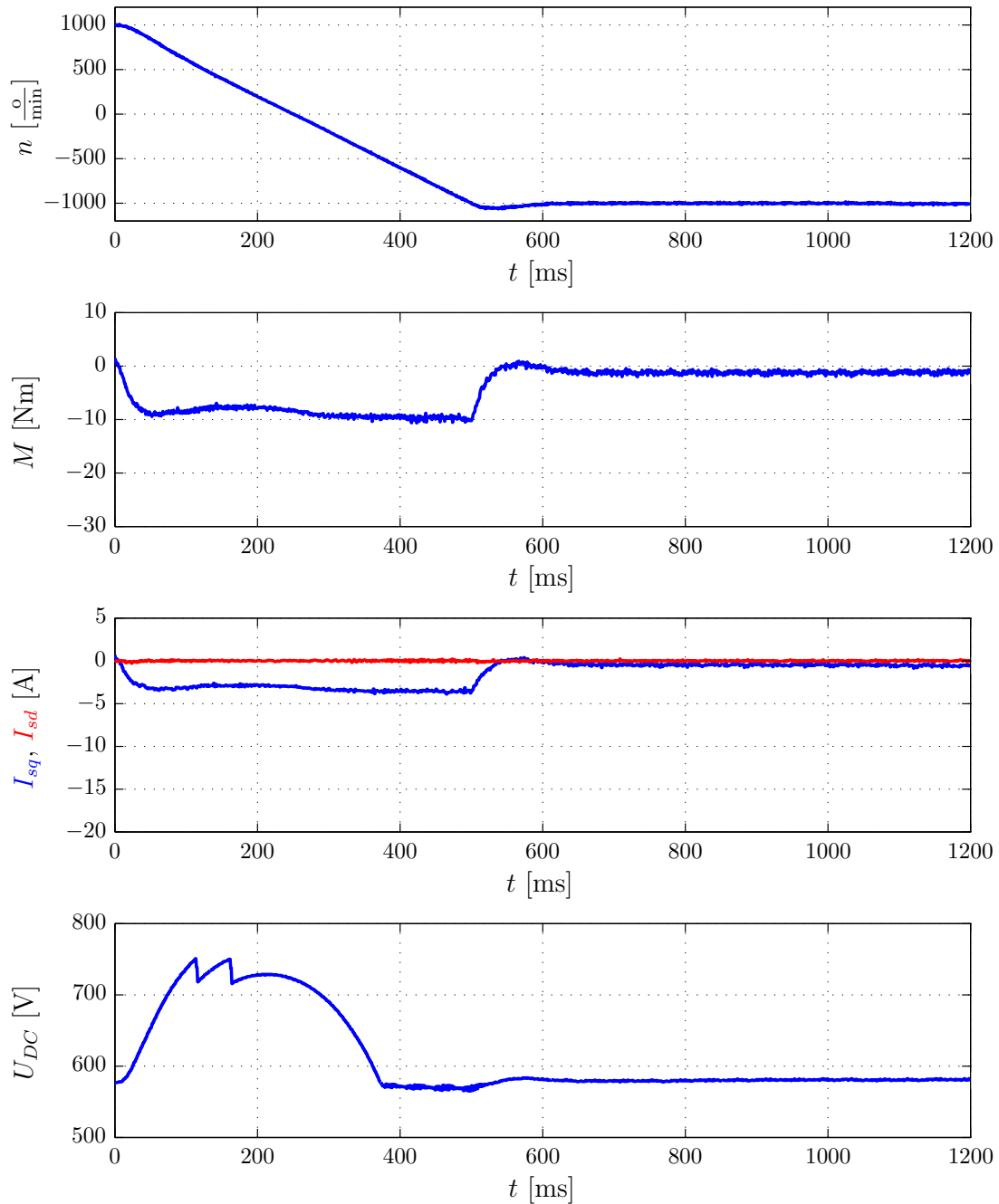
**Slika 5.8:** Kočenje SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu nagiba 1 sekunde do nazivne brzine

Na slici 5.9 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa reverziranja SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika skokovite funkcije od 1000 do  $-1000$   $\text{°/min}$ .



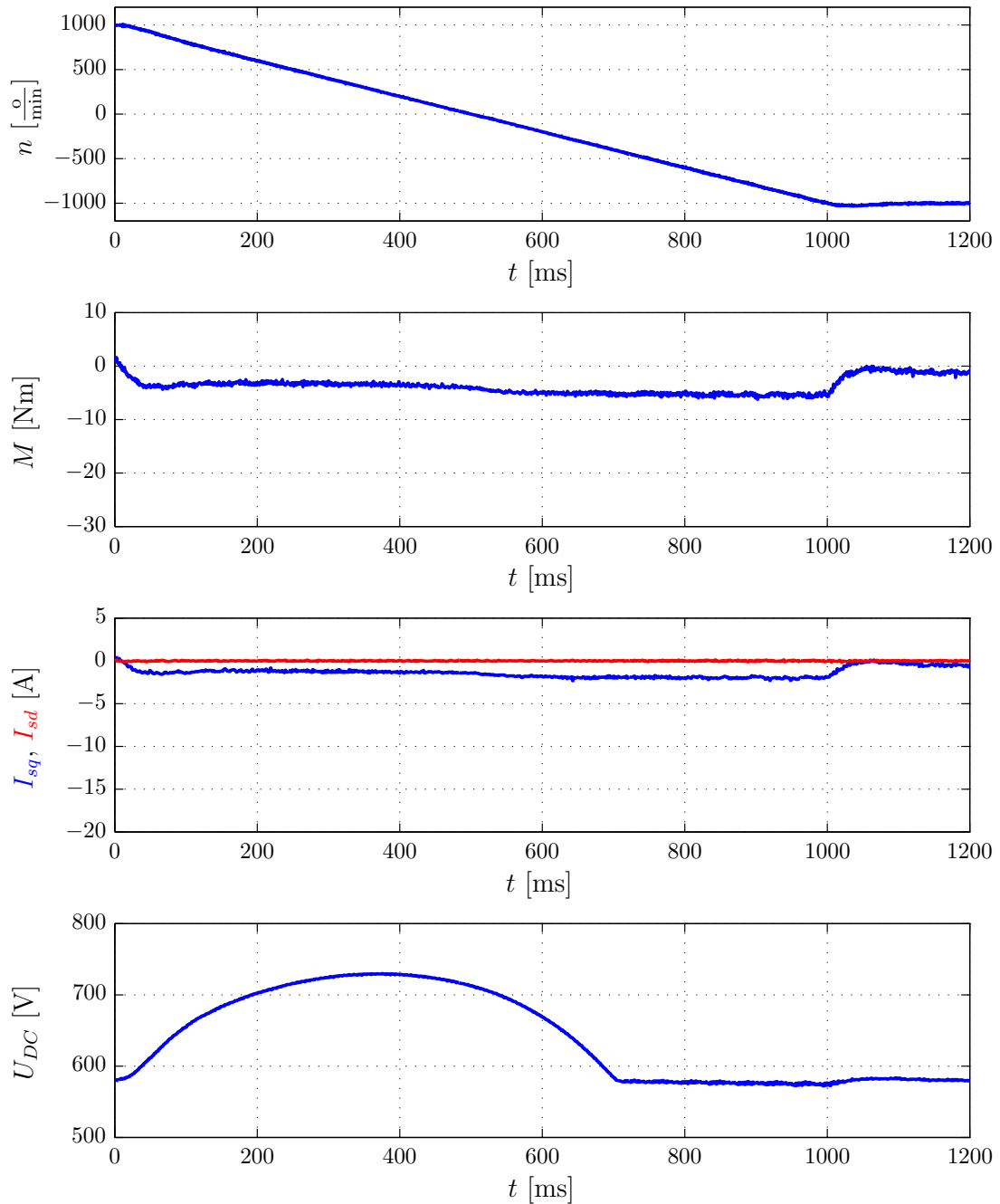
**Slika 5.9:** Reverziranje SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu oblika skokovite funkcije

Na slici 5.10 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa reverziranja SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do  $-1000$   $\text{°/min}$  nagiba 0.5 sekundi do nazivne brzine.



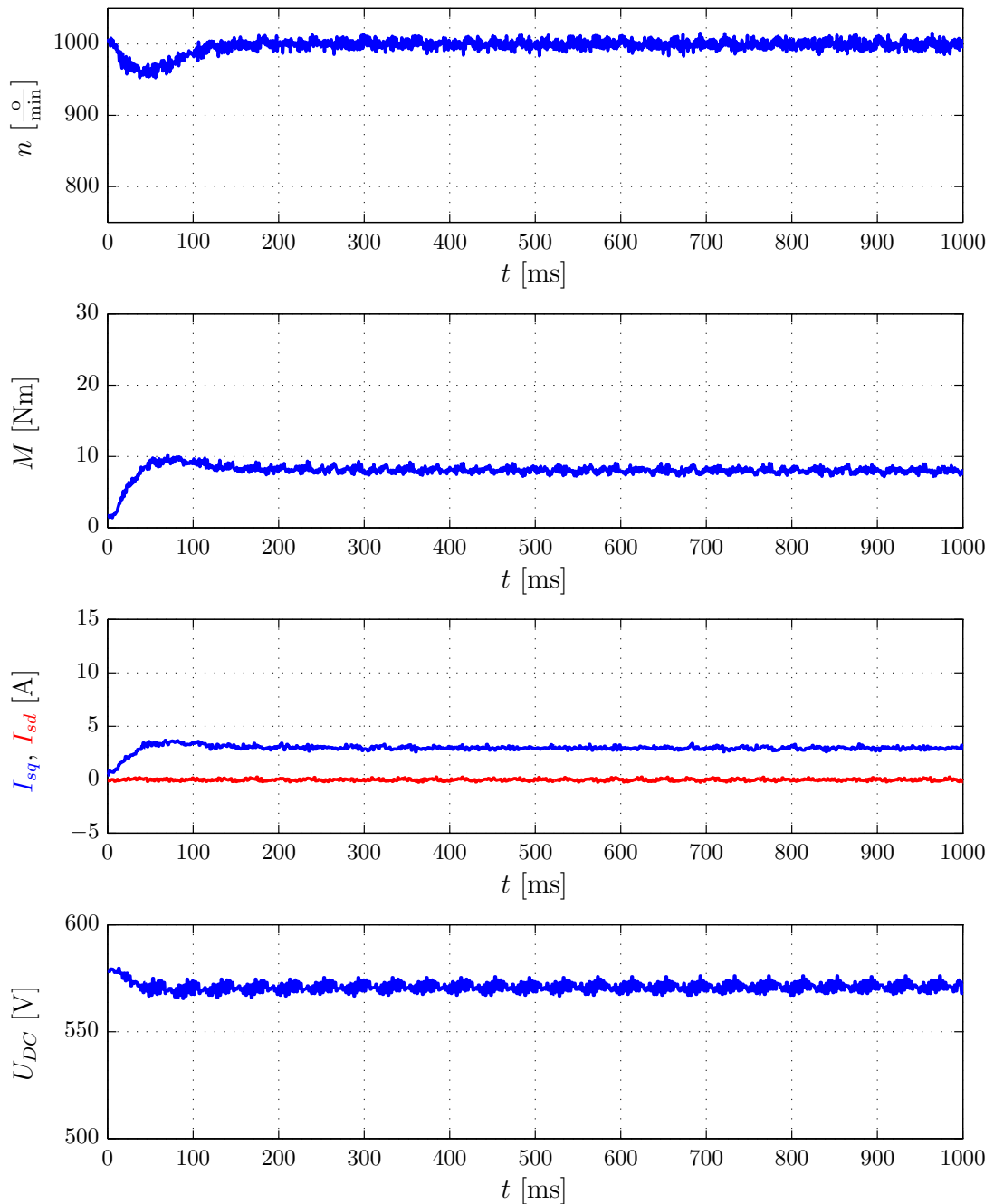
**Slika 5.10:** Reverziranje SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu nagiba 0,5 sekundi do nazivne brzine

Na slici 5.11 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa reverziranja SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do  $-1000$   $\text{°/min}$  nagiba 1 sekunde do nazivne brzine.



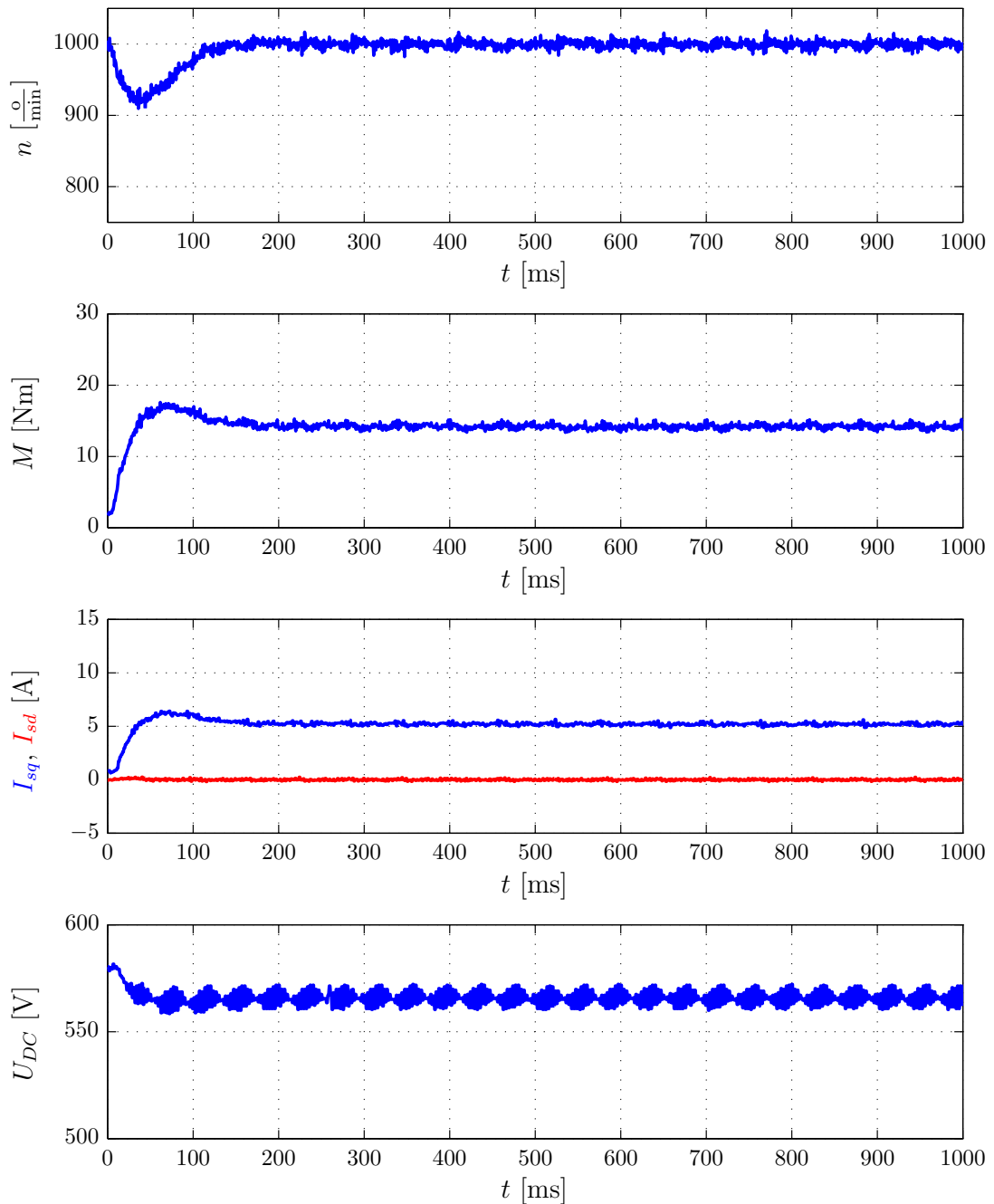
**Slika 5.11:** Reverziranje SMPM-a vektorskim upravljanjem na referencu nagiba 1 sekunde do nazivne brzine

Na slici 5.12 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa terećenja SMPM-a vektorskim upravljanjem. Pri tome referentna vrijednost momenta asinkronog motora iznosi 5,6 Nm.



**Slika 5.12:** Terećenje SMPM-a vektorskim upravljanjem uz 25% momenta AM-a

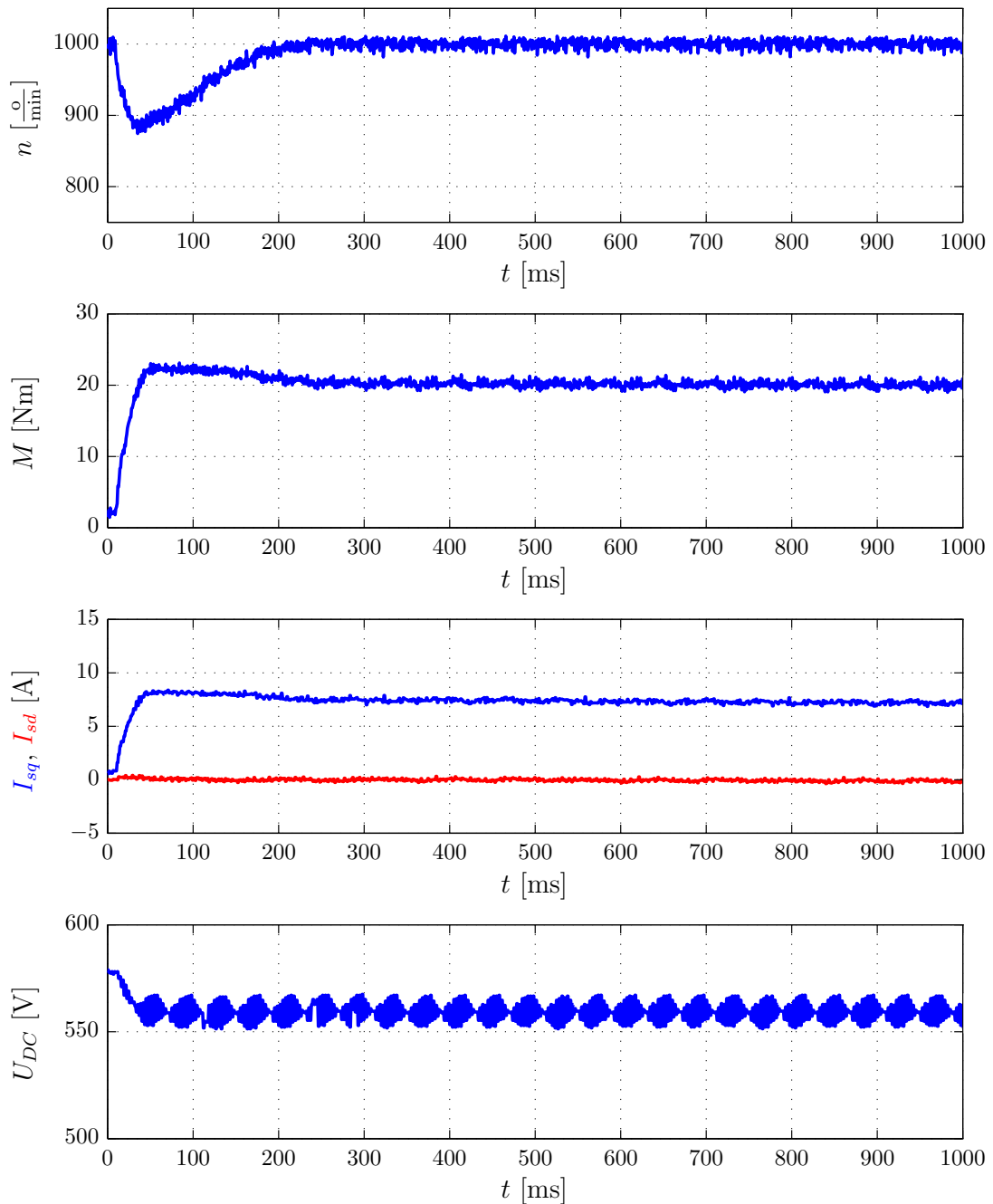
Na slici 5.13 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa terećenja SMPM-a vektorskim upravljanjem. Pri tome referentna vrijednost momenta asinkronog motora iznosi 11,2 Nm.



**Slika 5.13:** Terećenje SMPM-a vektorskim upravljanjem uz 50% momenta AM-a



Na slici 5.14 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struja  $I_{sd}$  i  $I_{sq}$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa terećenja SMPM-a vektorskim upravljanjem. Pri tome referentna vrijednost momenta asinkronog motora iznosi 16,8 Nm.



Slika 5.14: Terećenje SMPM-a vektorskim upravljanjem uz 75% momenta AM-a

### 5.2.2. Analiza eksperimentalnih rezultata vektorskog upravljanja

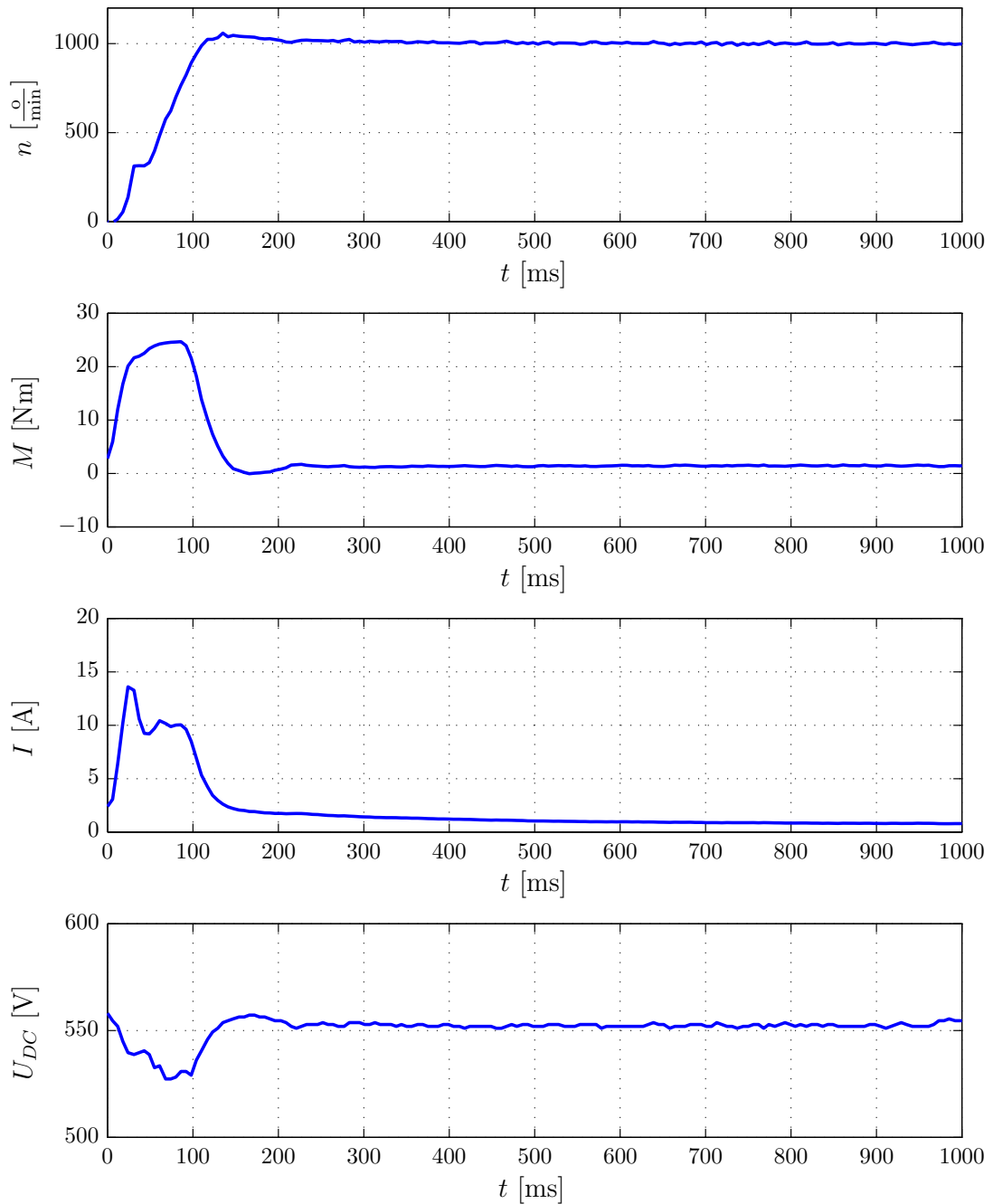
Prema dobivenim eksperimentalnim rezultatima zaključuje se da brzina vrtnje slijedi zadanu referencu. Na slikama od 5.3 do 5.14 može se uočiti da je  $i_{sd}$  komponenta struje jednaka nuli cijelo vrijeme, što znači da je korišten jednostavniji algoritam vektorskog upravljanja u kojem se ne iskorištava reluktantni moment. Sukladno tome,  $i_{sq}$  komponenta struja direktno je proporcionalna razvijenom momentu što odgovara izrazu (3.70).

U odzivima momenta i struja uočava se prisutnost šuma koji je posljedica mjernog šuma i sklopnog šuma. Sklopni šum nastaje zbog učestalog sklapanja tranzistorskih sklopki. No, u odzivima brzine vrtnje u praznom hodu šuma nema. To znači da je mjerni šum zanemarivo mali dok se sklopni šum gotovo u potpunosti prigušuje zbog relativno velike vremenske konstante zamašnog sustava elektromotornog pogona.

Za razliku od toga, izraženi je sklopni šum prisutan prilikom terećenja SMPM-a pomoću AM-a (slike 5.12, 5.13 i 5.14). Razlog tomu je što se i AM upravlja pretvaračem s ugrađenim vektorskim upravljanjem stoga i on, učestalim preklapanjem svojih tranzistorskih sklopki, doprinosi većem sklopnom šumu ukupnog momenta na osovini kojeg nije moguće toliko prigušiti.

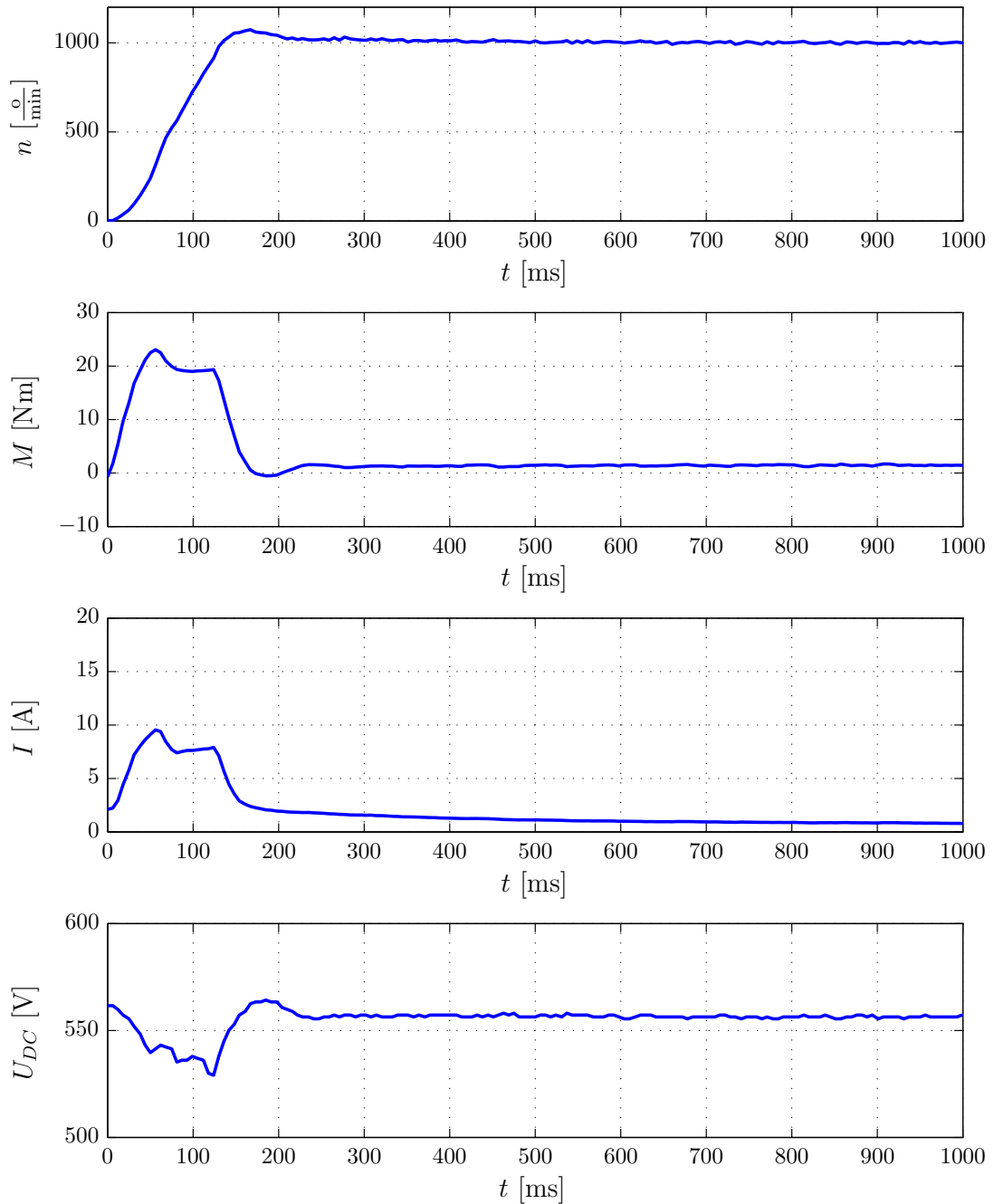
### 5.2.3. Prikaz eksperimentalnih rezultata izravnog upravljanja momentom i tokom

Na slici 5.15 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa zaleta SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika skokovite funkcije od 0 do 1000  $\text{°/min}$ .



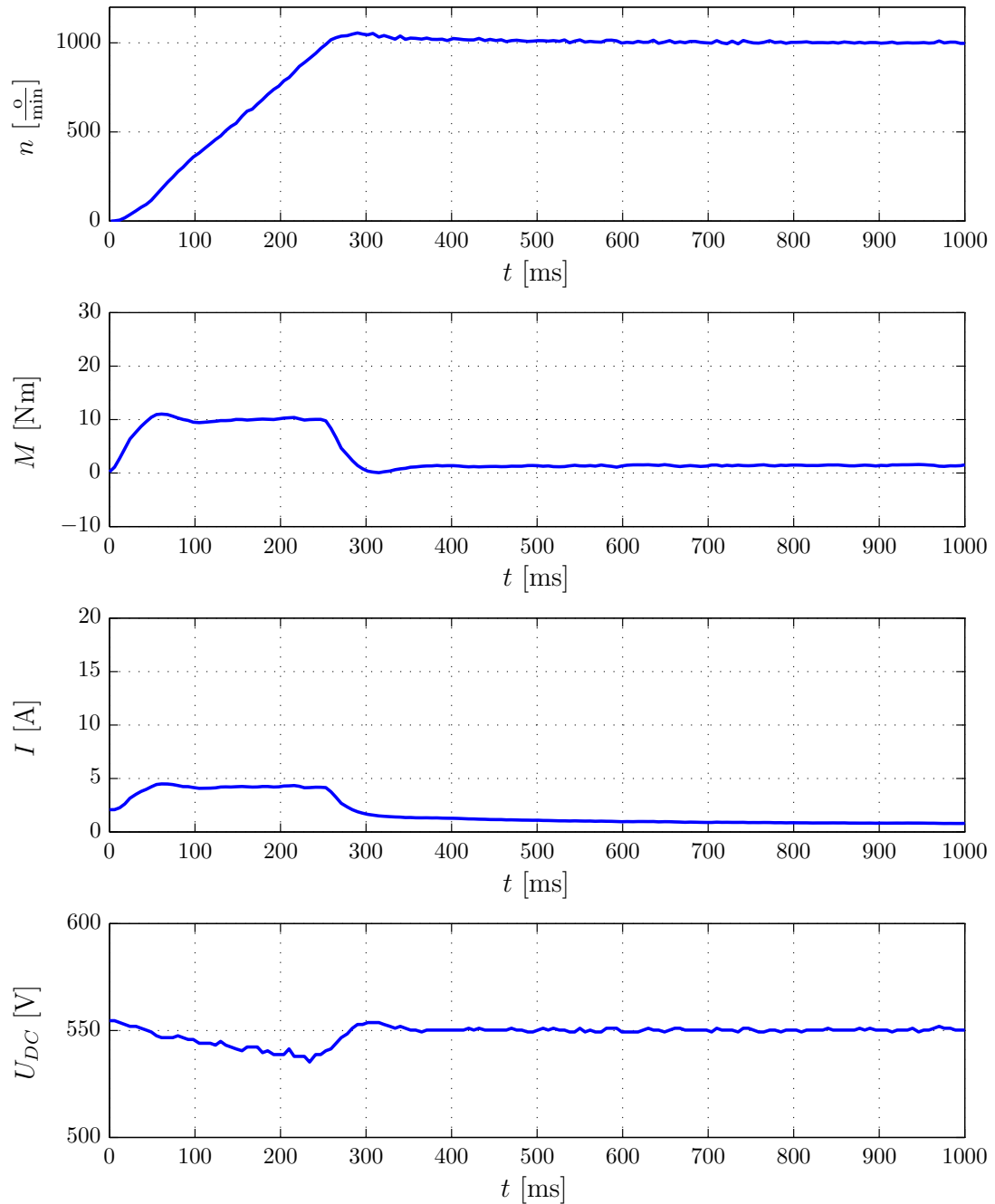
**Slika 5.15:** Zalet SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu oblika skokovite funkcije

Na slici 5.16 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa zaleta SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 0 do 1000  $\text{°/min}$  nagiba 0.5 sekundi do nazivne brzine.



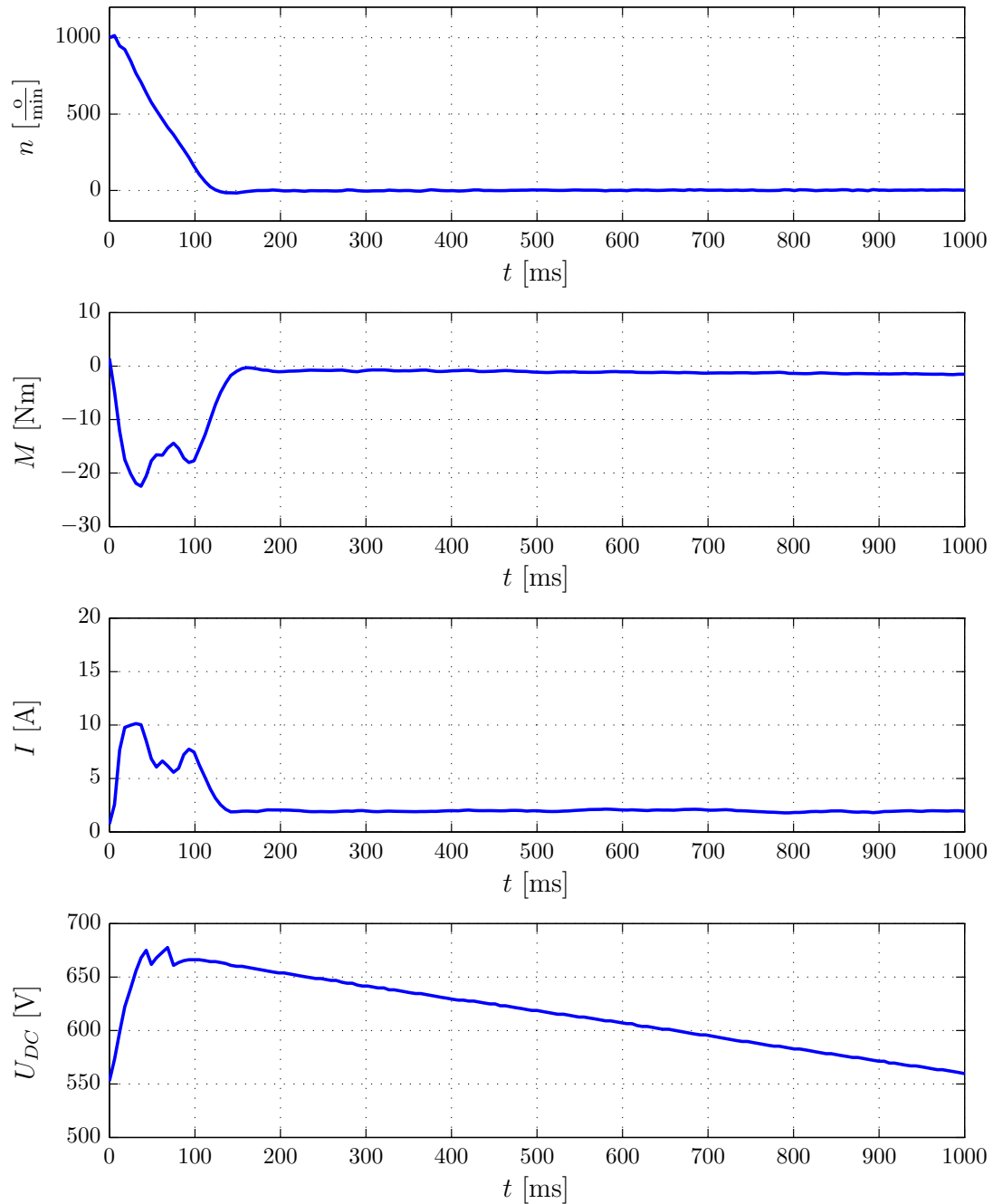
**Slika 5.16:** Zalet SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu nagiba 0,5 sekundi do nazivne brzine

Na slici 5.17 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa zaleta SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 0 do 1000  $\text{°/min}$  nagiba 1 sekunde do nazivne brzine.



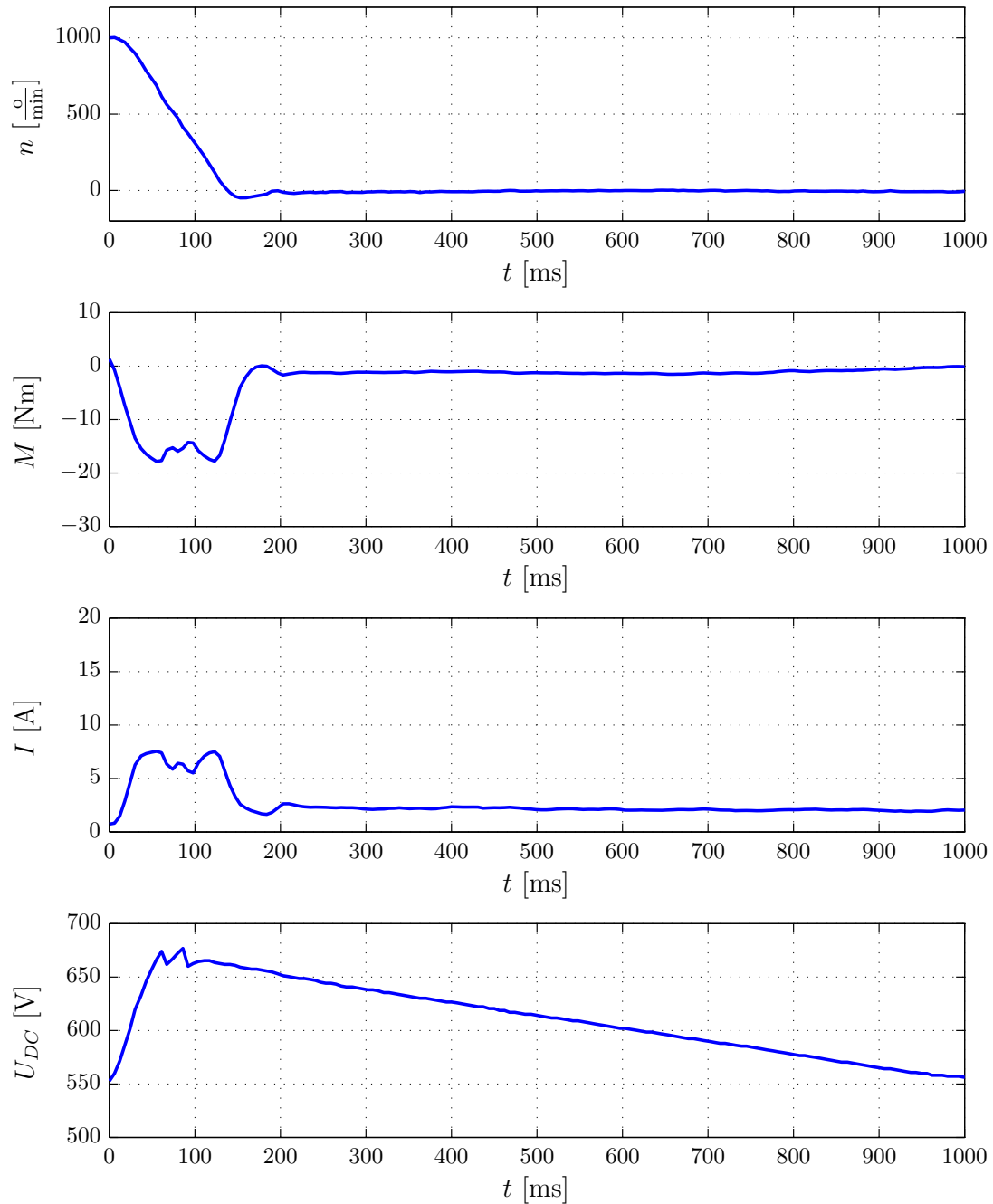
**Slika 5.17:** Zalet SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu nagiba 1 sekunde do nazivne brzine

Na slici 5.18 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa kočenja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika skokovite funkcije od 1000 do 0  $\text{°/min}$ .



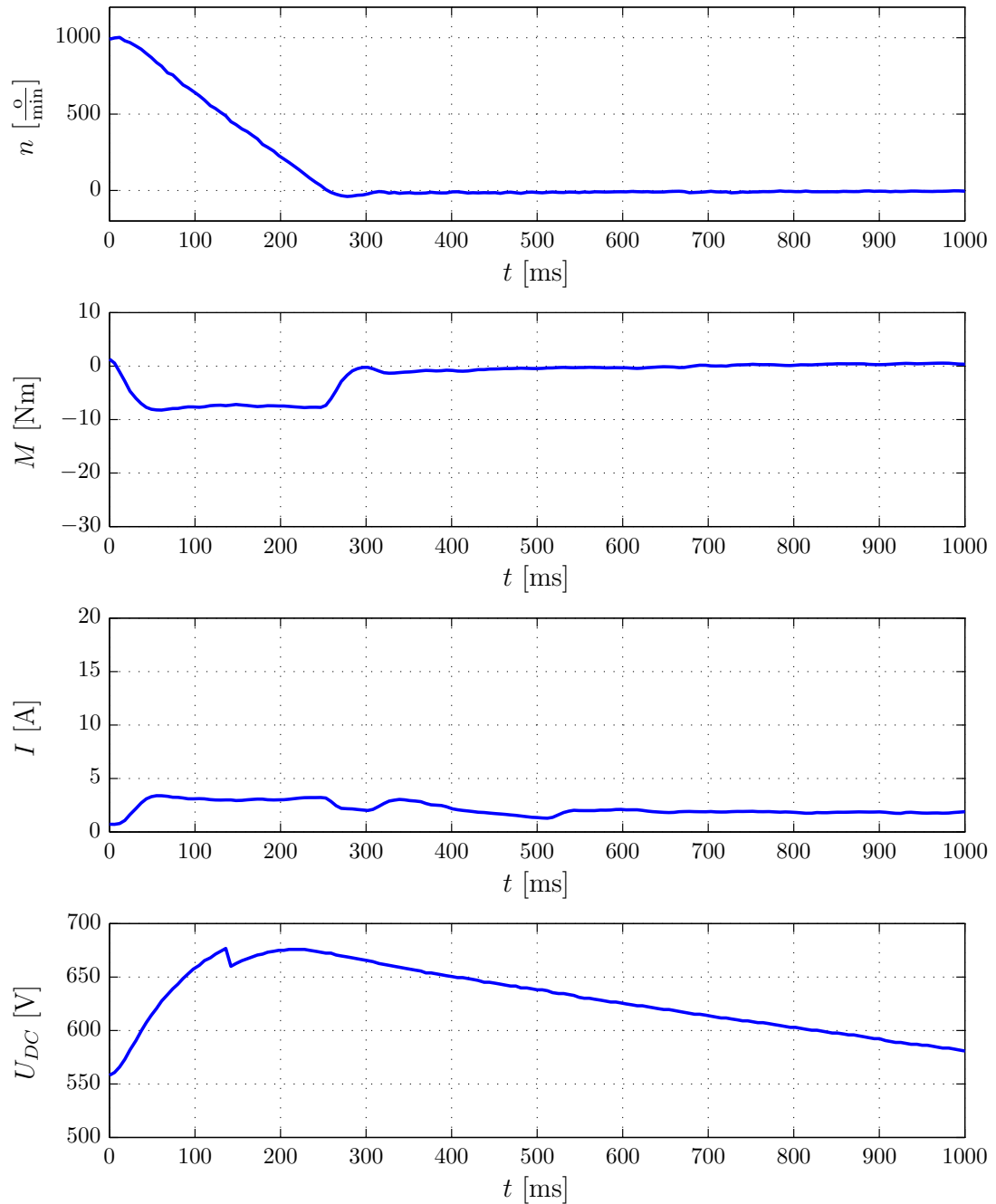
**Slika 5.18:** Kočenje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu oblika skokovite funkcije

Na slici 5.19 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa kočenja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do 0  $\text{°/min}$  nagiba 0.5 sekundi do nazivne brzine.



**Slika 5.19:** Kočenje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu nagiba 0,5 sekundi do nazivne brzine

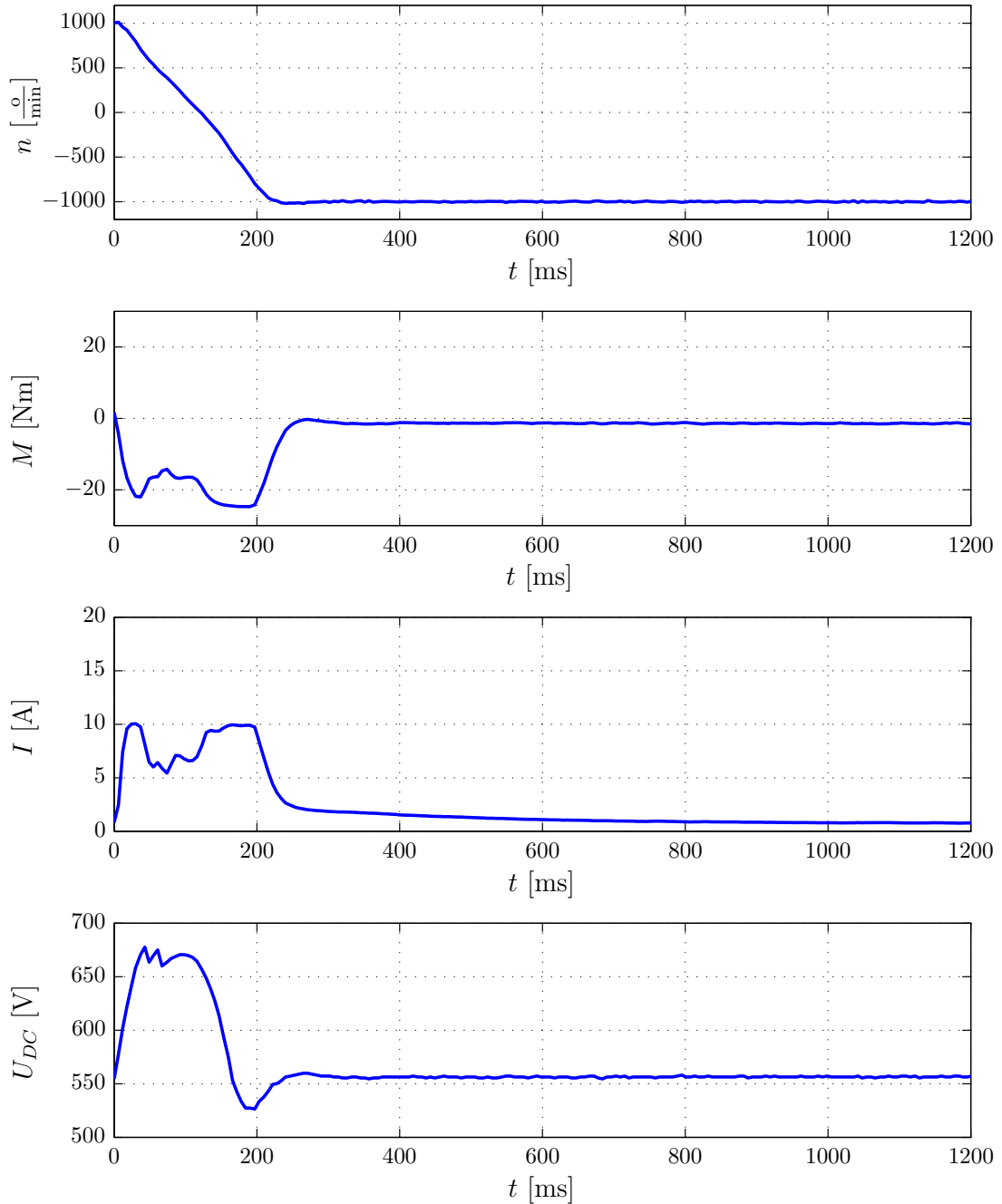
Na slici 5.20 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa kočenja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do 0  $\text{°/min}$  nagiba 1 sekunde do nazivne brzine.



**Slika 5.20:** Kočenje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu nagiba 1 sekunde do nazivne brzine

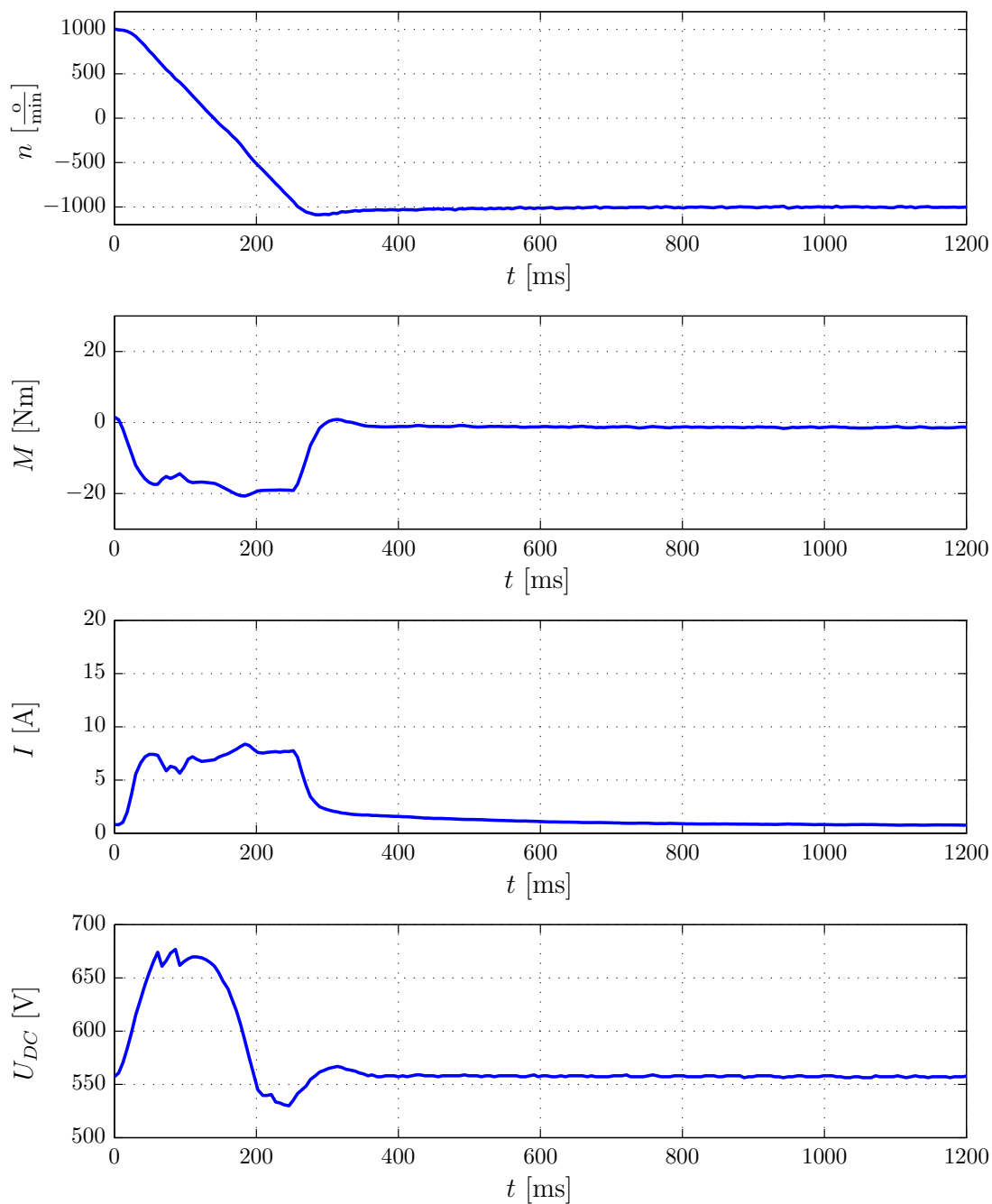


Na slici 5.21 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa reverziranja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika skokovite funkcije od 1000 do  $-1000$   $\text{°/min}$ .



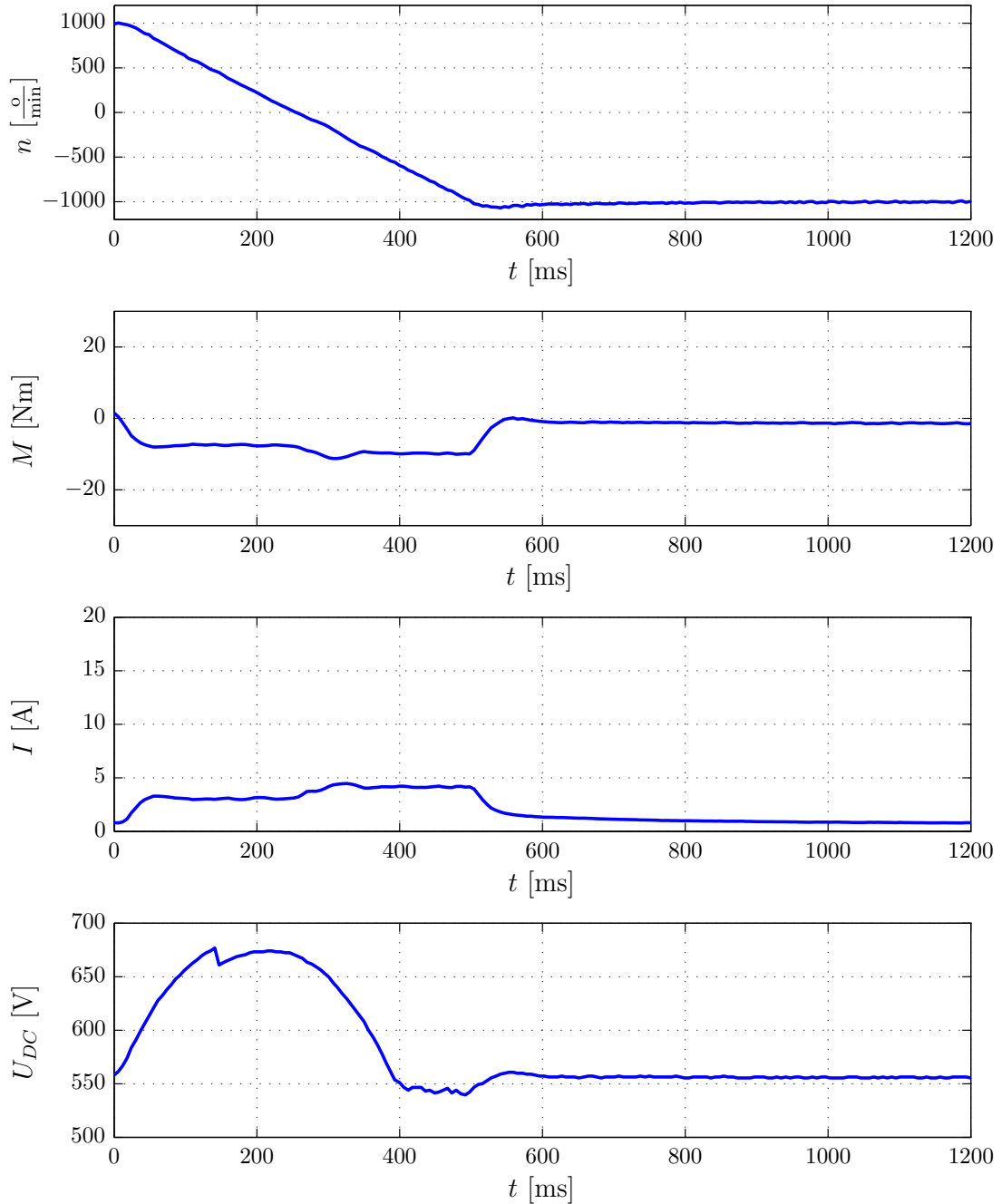
**Slika 5.21:** Reverziranje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu oblika skokovite funkcije

Na slici 5.22 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa reverziranja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do  $-1000$   $\text{rpm}$  nagiba 0.5 sekundi do nazivne brzine.



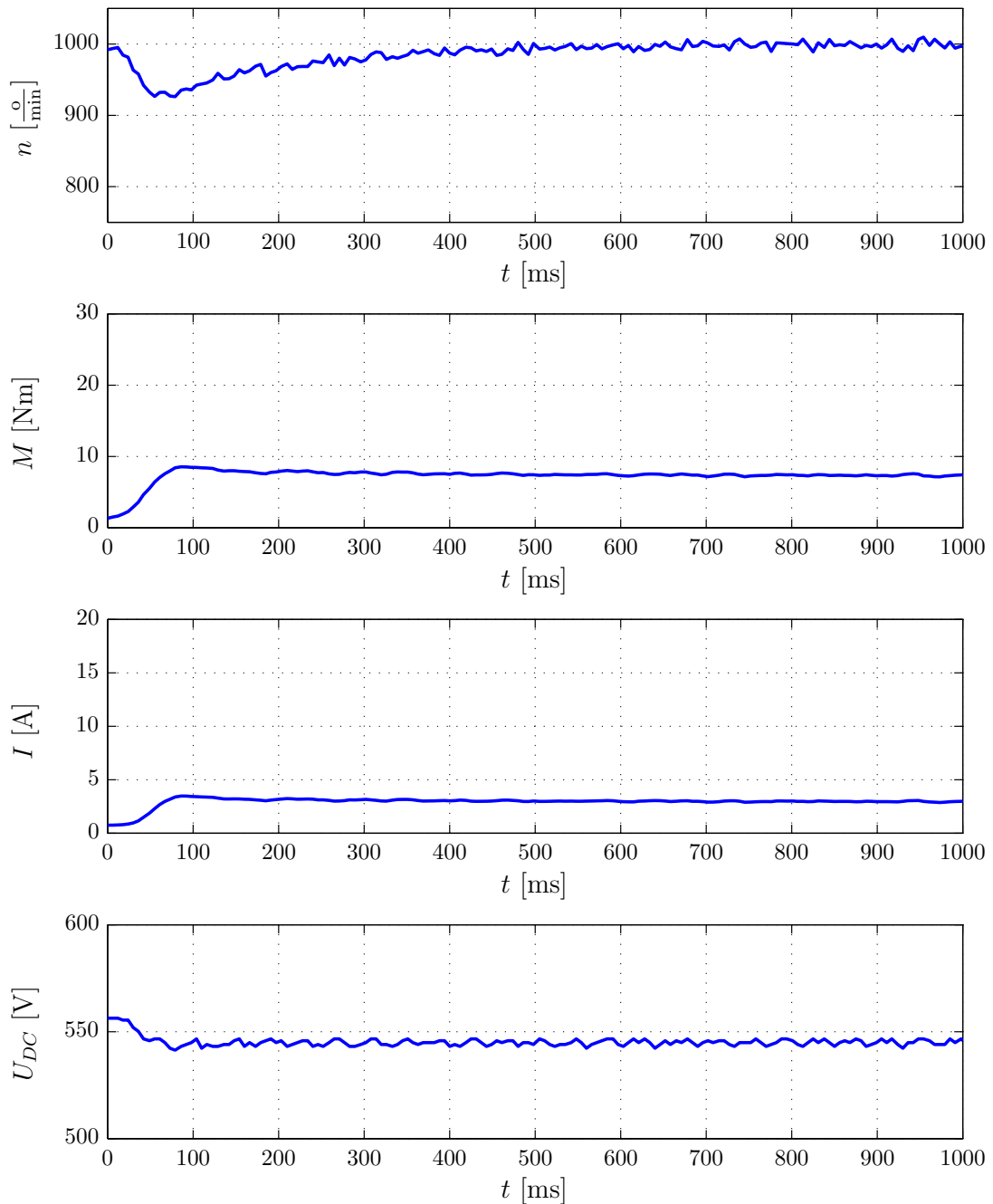
**Slika 5.22:** Reverziranje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu nagiba 0,5 sekundi do nazivne brzine

Na slici 5.23 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa reverziranja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu brzine vrtnje oblika rampe od 1000 do  $-1000$   $\text{rpm}$  nagiba 1 sekunde do nazivne brzine.



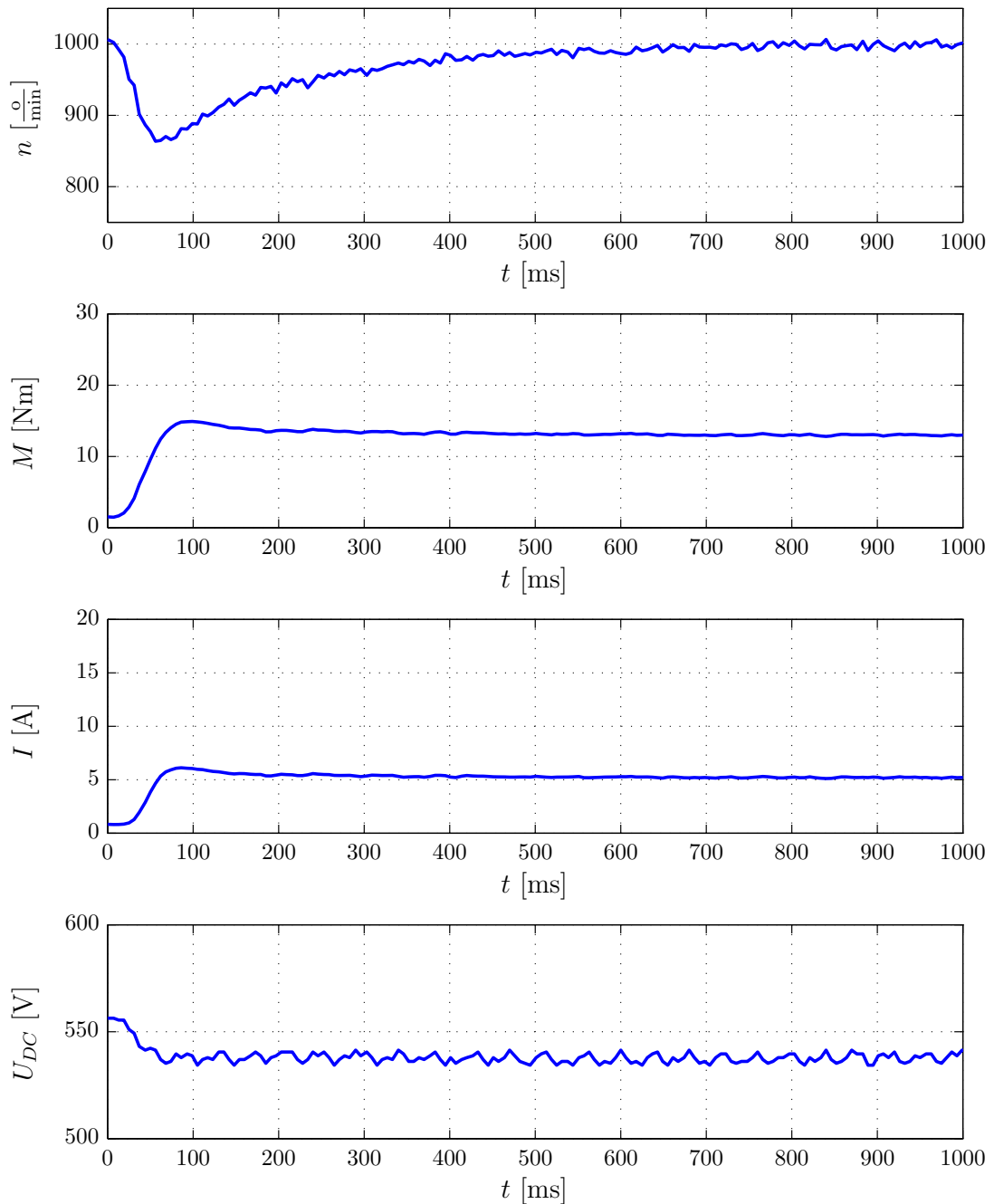
**Slika 5.23:** Reverziranje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom na referencu nagiba 1 sekunde do nazivne brzine

Na slici 5.24 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa terećenja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom. Pri tome referentna vrijednost momenta asinkronog motora iznosi 5,6 Nm.



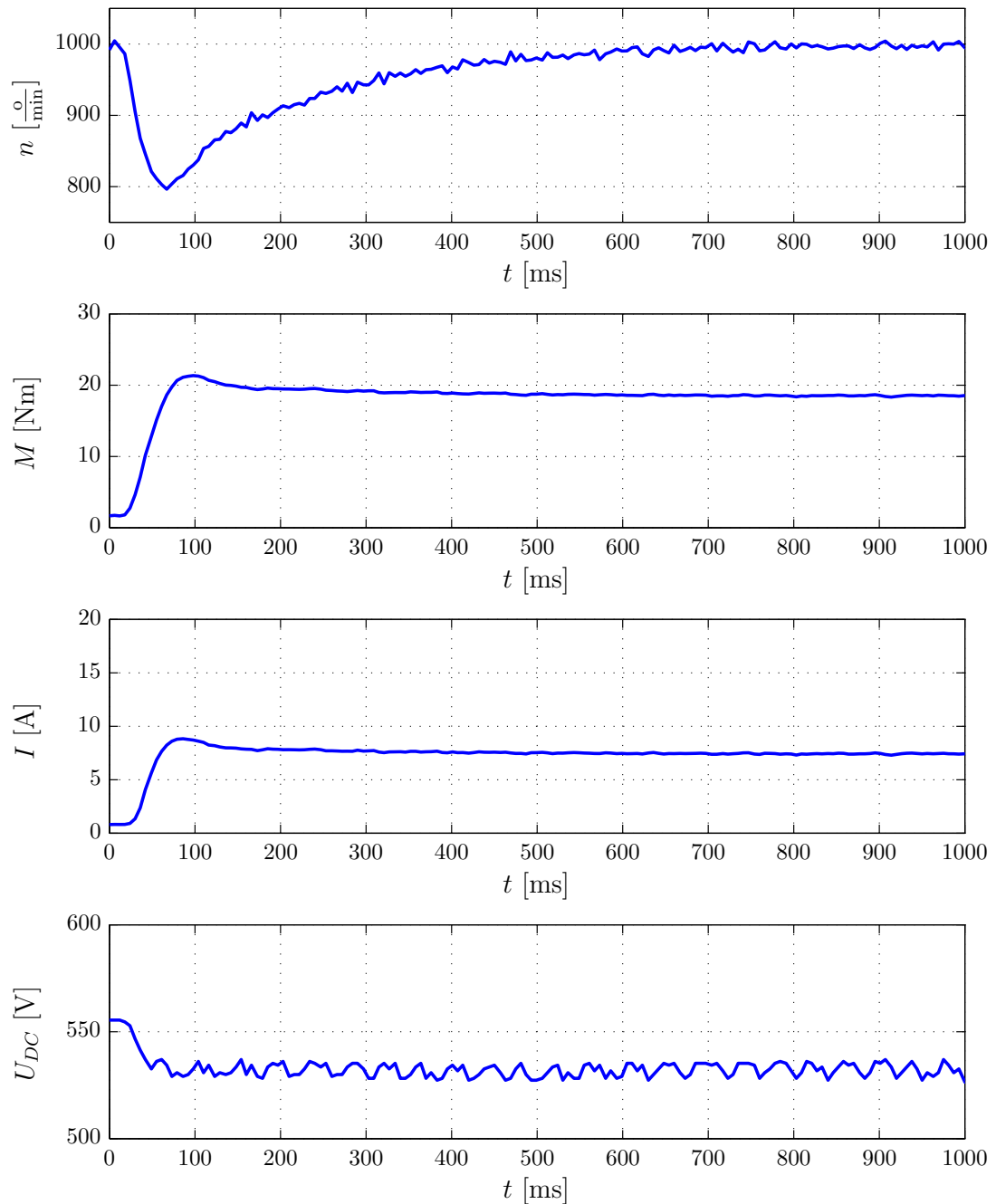
**Slika 5.24:** Terećenje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom uz 25% momenta AM-a

Na slici 5.25 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa terećenja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom. Pri tome referentna vrijednost momenta asinkronog motora iznosi 11,2 Nm.



**Slika 5.25:** Terećenje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom uz 50% momenta AM-a

Na slici 5.26 prikazani su eksperimentalni rezultati brzine vrtnje  $n$ , momenta  $M$ , struje  $I$  te napona istosmjernog međukruga  $U_{DC}$  iz pokusa terećenja SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom. Pri tome referentna vrijednost momenta asinkronog motora iznosi 16,8 Nm.



**Slika 5.26:** Terećenje SMPM-a izravnim upravljanjem momentom i tokom uz 75% momenta AM-a

#### 5.2.4. Analiza eksperimentalnih rezultata izravnog upravljanja momentom i tokom

Prema dobivenim eksperimentalnim rezultatima zaključuje se da brzina vrtnje slijedi zadanu referencu. Uočava se da na danim odzivima (slike od 5.15 do 5.23) nema šuma što je posljedica korištenja histereznih regulatora momenta i toka te filtriranja signala.

U svrhu snimanja signala, ABB-ov pretvarač ACS800 filtrira signal momenta filtrom prvog reda. Tijekom provedbe eksperimenta izravnog upravljanja momentom i tijekom vremenska konstanta filtra postavljena je na najniži mogući iznos od 2 ms. Usporedbom odziva struje, koji je sniman bez filtra, s odzivom momenta može se zaključiti kako je utjecaj filtra zanemariv. Također, može se zaključiti kako je mjerni šum zanemarivo mali.

Međutim, posljedica korištenja histereznih regulatora je valovit odziv brzine vrtnje i momenta u svim režimima rada te propadi u momentu i struji u praznom hodu.

Snimljeni odzivi struje proporcionalani su momentu. Prema tome se može zaključiti da je  $i_{sd}$  komponenta statorske struje jednaka nuli te se ne iskorištava reluktantni moment SMPM-a.

Prilikom terećenja SMPM-a (prema slikama 5.24, 5.25 i 5.26) uočava se prisutnost viših frekvencijskih harmonika u odzivu brzine vrtnje. Kao i kod vektorskog upravljanja, tome je razlog terećenje pomoću AM-a upravljanog pretvaračem s ugrađenim vektorskim upravljanjem. Pretvarač asinkronog motora preklapanjem svojih tranzistorskih sklopi dodaje sklopni šum na ukupni moment na osovini elektromotornog pogona. Taj se šum potom izobličuje zbog korištenja histereznih regulatora pretvarača SMPM-a, koji dodatno doprinose višim harmoničkim članovima.

### 5.3. Usporedba eksperimentalnih rezultata

Prema danim eksperimentalnim rezultatima i njihovim analizama zaključuje se da brzina vrtnje slijedi zadanu referencu kod obje strukture upravljanja. Struktura izravnog upravljanja momentom i tokom pokazala je kako se mogu postići jednako dobra vladanja pogona i bez mehaničkog mjernog člana brzine vrtnje.

U odzivima sustava prilikom vektorskog upravljanja uočava se šum uzrokovan neprekidnom modulacijom statorskog napona dok kod izravnog upravljanja momentom to nije slučaj. Kod njega se javljaju viši harmonički članovi kao posljedica histereznih regulatora ali i propadi momenta prilikom promjene odabranog vektora napona.

Sinkroni motor s permanentnim magnetima proizvod je tvrtke Siemens, kao i pretvarač Simovert Masterdrives MC koji ima ugrađeno vektorsko upravljanje. Motori tvrtke Siemens iz porodice FT 6086 posebno su građeni tako da odgovaraju pretvaračima iz porodice Simovert. Prema tome, algoritam vektorskog upravljanja nije morao raditi identifikaciju stroja kako bi utvrdio nužno mu potrebne parametre nadomjesne sheme u  $d$ - $q$  sustavu. Ti parametri već su tvornički zapisani u njega kao i optimalne vrijednosti PI regulatora brzine vrtnje te  $i_{sd}$  i  $i_{sq}$  komponenta statorske struje koji su odabrani prilikom izrade eksperimenta.

S druge strane, pretvarač ABB ACS800 morao je napraviti identifikaciju motora kako bi odredio parametre nadomjesne sheme zbog adaptivnog esitimatora. Korišteni parametri PI regulatora dobiveni su postupkom samopodešavanja [16]. Upravo je zbog toga, uspoređujući slike od 5.3 do 5.14 s slikama od 5.15 do 5.26, razvijeni elektromagnetski moment prilikom vektorskog upravljanja većeg nagiba (brže se razvija) nego kod izravnog upravljanja momentom i tokom.



## 6. Zaključak

Sinkroni motori s permanentnim magnetima jedni su od najboljih motora zbog svojih malih dimenzija, visoke korisnosti, velikog faktora snage i velike gustoće snage po jedinici volumena. Više je vrsta SMPM-ova koje se koriste dok se odabir između njih vrši na temelju zahtjeva elektromotornog pogona i ekonomskih prilika. Permanentni magneti predstavljaju jedinu manu ovih strojeva zbog velike cijene, mogućnosti razmagnetiziranja te jačeg utjecaja promjene temperature.

Korištenjem napredne matematičke analize u radu strojeva moguće je prikazati model SMPM-a u rotirajućem koordinatnom sustavu u kojem su sve fizikalne varijable neovisne o položaju rotora. Iako transformacija ne linearizira model on je jednostavniji nego model u trofaznom sustavu. Na temelju modela SMPM-a u rotirajućem koordinatnom sustavu moguće je napraviti usporedbu s istosmjernim strojem.

Prema usporedbi s istosmjernim strojem moguće je primijeniti istu analogiju upravljanja na SMPM: vektorsko upravljanje i izravno upravljanje momentom i tokom. Polazeći od činjenice da je magnetski tok rotora čvrsto vezan uz položaj rotora jer je uzrokovan permanentnim magnetima strukture upravljanja jednostavnije su nego kod asinkronog motora gdje to nije slučaj.

Vektorsko upravljanje temelji se na korištenju točnog i potpunog modela SMPM-a u rotirajućem koordinatnom sustavu. U tu je svrhu neophodan procesor za obradu signala pomoću kojeg se neprekidno računaju strujno-naponski odnosi. Na temelju izračunatoga napona modulacijom širine impulsa izmjenjivača tvori se napon na statoru SMPM-a.

Izravno upravljanje momentom i tokom koristi moment i tok motora kao upravljačke varijable. U svrhu estimacije momenta i toka potrebno je poznavati samo otpor statorskog namota i prema tome ova struktura ne zahtijeva detaljni matematički model SMPM-a. Upravljačke varijable kontroliraju se histereznim regulatorima prema kojima se na jednostavan način vrši odabir napona na izlazu iz izmjenjivača.

Eksperimentalni su rezultati ukazali na razlike između struktura upravljanja skladno prikazanoj teoriji. Također, pristup dizajniranju motora tako da odgovara pretvaraču, logičan je postupak budući je vektorsko upravljanje osjetljivo na promjenu

parametara. To znači i na njihovom točnom poznavanju što se postiže ovim pristupom.

Iako su pristupi struktura upravljanja bitno drugačiji može se zaključiti da oba postižu željene rezultate. Stoga odabir između vektorskog upravljanja i izravnog upravljanja momentom i tokom leži isključivo na zahtjevima elektromotornog pogona.

# LITERATURA

- [1] Kolonić, F. i Matuško, J. Bezkolektorski istosmjerni motori (strojevi). Predavanje iz kolegija Elektromehanički sustavi, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zavod za elektrostrojarstvo i automatizaciju, 2010.
- [2] Vidović, H. Projekt sinkronog generatora s permanentnim magnetima. Diplomski rad, Sveučilište u Zagrebu Fakultet elektrotehnike i računarstva, 2012.
- [3] Strnat, K.J. Modern permanent magnets for applications in electro-technology. *Proceedings of the IEEE*, 78(6):923–946, 1990.
- [4] Matika, D. i Grudenić, V. PM motori. Koračni motori. Predavanje iz kolegija Elementi automatizacije postrojenja, Sveučilište u Rijeci, Tehnički fakultet Rijeka, Zavod za automatiku i elektroniku, 2010.
- [5] De Doncker, R., Pulle, D.W.J., i Veltman, A. *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*. Springer Verlag, 2011.
- [6] Žarko, D. Dinamički model sinkronog stroja. Predavanje iz kolegija Teorija električnih strojeva i transformatora, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zavod za elektrostrojarstvo i automatizaciju, 2011.
- [7] Erceg, G. Upravljanje elektromotornim pogonima. Skripta iz kolegija Upravljanje elektromotornim pogonima, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zavod za elektrostrojarstvo i automatizaciju, 2006.
- [8] Kolonić, F. Sustavi vektorskog upravljanja s asinkronim kaveznom strojem. Predavanje iz kolegija Upravljanje elektromotornim pogonima, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zavod za elektrostrojarstvo i automatizaciju, 2011.
- [9] Żelechowski, M. Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive. Doktorski rad, Warsaw University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Institute of Control and Industrial Electronics, 2005.

- [10] Vas, P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
- [11] Čăpitan, C. Torque Control in Field Weakening Mode. Magistarski rad, Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2009.
- [12] Merzoug, M. S. i Naceri, F. Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). *Engineering and Technology*, (45):299–304, 2008.
- [13] Kolonić, F. Izravno upravljanje momentom i tokom (engl. Direct Torque Control). Predavanje iz kolegija Upravljanje elektromotornim pogonima, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zavod za elektrostrojstvo i automatizaciju, 2010.
- [14] Erceg, G. i Erceg, I. Pretvarači frekvencije Simovert Masterdrives VC i MC. Skripta za laboratorijske vježbe iz predmeta Dinamika industrijskih sustava, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zavod za elektrostrojstvo i automatizaciju, 2009.
- [15] Luukko, j. Direct torque control of permanent magnet synchronous machines – analysis and implementation. Magistarski rad, Diss. Lappeenranta Univeristy of Technology, Acta Universitatis Lappeenrantaensis, 2000.
- [16] *Firmware Manual ACS800 Standard Control Program 7.x*. ABB Oy, 2009.

# Strukture upravljanja sinkronim motorom s permanentnim magnetima

## Sažetak

U radu je dan pregled strojeva s permanentnim magnetima s naglaskom na sinkroni motor s permanentnim magnetima (SMPM). Obradena je podloga za matematičko modeliranje strojeva te je pomoću nje modeliran sinkroni stroj s unutarnjim permanentnim magnetima u rotirajućem koordinatnom sustavu. Prikazan je rad pretvarača napona i frekvencije. Detaljno su prikazani principi na kojima se temelje vektorsko upravljanje i izravno upravljanje momentom i tokom (DTC). Izvedene su i detaljno prikazane strukture vektorskog i DTC upravljanja SMPM-om prema kojima se uočava razlika između njih. Na temelju eksperimenata djelovanja struktura upravljanja dana je njihova analiza i usporedba.

**Ključne riječi:** sinkroni motor s permanentnim magnetima (SMPM), vektorsko upravljanje, izravno upravljanje momentom i tokom (DTC), matematički model SMPM, Clarkeova transformacija, Parkova transformacija

## Permanent magnet synchronous machine control structures

### Abstract

The paper gives an overview of machines with permanent magnet with focus on permanent magnet synchronous motor (PMSM). Basis for mathematical modeling of machines is given, and applied on interior permanent magnet synchronous motor in order to determinate model in rotating coordinate system. Description and operation of variable-frequency drive is presented. The principles of vector control and direct torque control (DTC) are described in detail. Based on principles of vector control and DTC, their detailed structures for PMSM are made, and all differences between them are presented. Based on experimental work, analysis and comparison of control methods are given.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor (PMSM), vector control, direct torque control, mathematical model of PMSM, Clarke's transformation, Park's transformation