

**REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE**

DISERTACION

PËR MBROJTEN E GRADËS SHKENCORE

“DOKTOR”

**KONTROLLI PA SENSOR I SHPEJTËSISË SË
MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË**

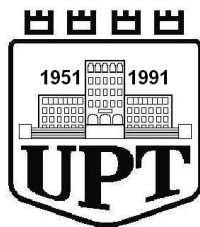
Përgatitur nga

Msc. Ing. Alfred PJETRI

Udhëheqës Shkencor

Prof. Dr. Ymer LUGA

Tiranë 2016



**REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE**

DISERTACION

i

paraqitur nga

Msc. Ing. Alfred PJETRI

për marrjen e gradës shkencore

“DOKTOR”

në Inxhinieri Elektrike – Automatizim Industrie

KONTROLI PA SENSOR I SHPEJTËSISË SË MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË

**Mbrohet me datë 08.04.2016 para Jurisë të miratuar nga Rektori i UPT
me shkresën Nr.266/1 datë 18.02. 2016.**

1. Prof. Asoc. Aida SPAHIU

Kryetar (Oponent)

2. Prof. Dr. Gëzim KARAPICI

Anëtar (Oponent)

3. Prof. Dr. Orion ZAVALANI

Anëtar

4. Prof. Dr. Petrika MARANGO

Anëtar

5. Prof. Dr. Piro CIPO

Anëtar

PËRMBAJTJA

HYRJE	1
1	9
MODELI MATEMATIK I MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË	9
1.1 Ekuacionet e përgjithshme të motorit asinkron trefazor	9
1.2 Kuptimi i vektorit hapsinor	14
1.3 Transformimi i ekuacioneve diferenciale të motorit asinkron	17
2	27
MËNYRAT E MONITORIMIT TË SHPEJTËSISË NË MOTORËT ASINKRONË TREFAZORË	27
2.1 Monitorimi i shpejtësisë me anë të përdorimit të sensorëve mekanikë	27
2.2 Tahogjeneratorët e rrymës së vazhduar	27
2.3 Tahogjeneratorët e rrymës alternative	29
2.4 Resolverat	30
2.5 Enkoderat inkremental	32
2.6 Enkoderat absolut	33
2.7 Monitorimi i shpejtësisë në motorët asinkronë trefazorë pa përdorimin e sensorit mekanik	34
2.8 Vlerësimi i shpejtësisë në motorët asinkronë trefazorë me anë të harmonikave të kanaleve të rotorit	35

PËRMBAJTJA	ii
2.8.1 Forca magnetomotore e motorit asinkron trefazor	36
2.8.2 Përcaktimi i përcjellshmërisë magnetike specifike të hapësirës ajrore të motorit asinkron	38
2.8.3 Induksioni i hapësirës ajrore	40
2.8.4 Tensioni i fazës i pështjellës së statorit	41
2.8.5 Realizimi eksperimental	44
2.9 Metoda e vlerësimit të shpejtësisë duke u bazuar në modelin matematik të motorit	46
2.10 Realizimi i vlerësuesit të shpejtësisë në MATLAB/Simulink	51
2.11 Rezultatet e simulimit të vlerësuesit të shpejtësisë	51
3	60
INVERTERAT E TENSIONIT	60
3.1 Parimi i funksionimit	60
3.2 Inverteri trefazor i tensionit	62
3.3 Rregullimi i tensionit në dalje të inverterit	66
3.4 Modulimi sinusoidal në gjerësi të impulsit	68
3.5 Modulimi sinusoidal në fazë	70
3.6 Përcaktimi i amplitudës së harmonikës së parë në ngarkesë	71
3.7 Modulimi sinusoidal i shfazuar	73
3.8 Modulimi në gjerësi të impulsit nëpërmjet vektorit hapsinor	73
3.9 Modulimi në gjerësi të impulsit me anë të histerezit	80
4	82
KONTROLI SKALAR PA SENSOR I SHPEJTËSISË SË MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË	82
4.1 Skema e zëvendësimit e motorit asinkron	82
4.2 Momenti elektromagnetik	89

PËRMBAJTJA	iii
4.3 Skema e zëvendësimit me dy iduktivitete e motorit asinkron	93
4.4 Sistemi i kontrollit skalar pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron trefazor	99
4.5 Realizimi në ambientin MATLAB/ Simulink i sistemit të kontrollit skalar pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron trefazor	101
4.6 Rezultatet e Simulimit	104
5	118
KONTROLI PA SENSOR I SHPEJTËSISË SË MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË ME ANË TË ORIENTIMIT TË FLUKSIT TË ROTORIT	118
5.1 Kushti optimal i gjenerimit të momentit	118
5.2 Principi i orientimit të fushës	121
5.3 Algoritmi i metodës së orientimit të fluksit të rotorit	125
5.4 Sistemi i kontrollit pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me anë të orientimit të fluksit të rotorit	127
5.5 Realizimi në ambientin MATLAB/Simulink i sistemit të kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron me anë të orientimit të fluksit të rotorit	127
5.6 Rezultatet e simulimit	131
6	145
REALIZIMI EKSPERIMENTAL	145
PËRFUNDIME DHE REKOMANDIME	169
OBJEKTIVAT PËR TË ARDHMEN	174
LITERATURA	175

HYRJE

Motorët asinkronë (MA), në mënyrë te veçantë ato me rotor të lidhur në të shkurtër prej afro një shekulli kanë gjetur një përdorim shumë të gjerë në industri dhe në gjithë sektorët e tjerë të ekonomisë. Në vendet e zhvilluara këta motorë konsumojnë rreth 55-60 % të energjisë elektrike [1]. Përdorimi më i gjerë i tyre në krahasim me llojet e tjerë të motorëve elektrikë (të rrymës së vazhduar dhe sinkronë) është rezultat i faktit se ata kanë kosto të ulët, siguri të lartë në punë dhe mirëmbajtje të lirë.

Megjithatë duhet theksuar se motorët asinkronë deri tre dekada më parë përdoreshin kryesisht në transmissionet që nuk kërkonin rregullim shpejtësie ose me kërkesa të kufizuara për rregullimin e shpejtësisë [2]. Pothuajse në të gjithë transmissionet ku kërkohej rregullim shpejtësie në diapazon të gjerë, të vijueshëm dhe me tregues dinamikë të lartë motorët e rrymës së vazhduar ishin pa konkurrentë. Në dekadat e fundit kostoja e elementëve të elektronikës së fuqisë dhe qarqeve të kontrollit u ul në mënyrë drastike duke ulur kështu koston e shndërruesve të frekuencës. Si rezultat kjo periudhë është karakterizuar nga studime intensive në fushën e sistemeve të kontrollit të shpejtësisë, momentit dhe pozicionit për motorët asinkronë të ushqyer me shndërrues frekuence [3]-[7]. Transmissionet elektrike me motorë të rrymës së vazhduar vazhdojnë të përdoren, edhe në kohët e sotme në aplikime të ndryshme industriale. Nga njëra anë këto transmise janë më pak të besueshëm në punë se ato me motorë të rrymës alternative por nga ana tjetër kanë strukturë dhe algoritmin e sistemit të kontrollit më të thjeshtë.

Transmissionet me motorë të rrymës alternative kanë një strukturë dhe një algoritm të sistemit të kontrollit shumë më të komplikuar por janë shumë të besueshëm në punë. Projektimi i sistemit të kontrollit në transmissionet me motor asinkron realizohet duke zbatuar këto hapa:

1. Në varësi të qëllimit të përdorimit zgjidhet struktura e sistemit të kontrollit (skalare apo vektoriale).
2. Formulohet modeli matematik i motorit në një formë të tillë që të jetë i përshtatshëm për tu përdorur për kontroll.
3. Propozohet algoritmi për strukturën e sistemit të kontrollit të pranuar.
4. Realizohet llogaritja e koeficientëve të rregullatorëve që janë pjesë e sistemit të kontrollit, varësisht nga treguesit e cilësisë.

Sistemet e kontrollit të shpejtësisë në transimisionet elektrike me kontur të mbyllur kërkojnë monitorimin në kohë reale të shpejtësisë së motorit. Dy janë mënyrat e monitorimit të shpejtësisë së motorit:

- Me anë të matjes. Kjo kërkon përdorimin e sensorëve mekanikë që montohen në boshtin e motorit.
- Me anë të vlerësimit indirekt. Për këtë ekzistojnë disa metoda që në shumicën e rasteve bazohen mbi modelin matematik të motorit.

Në varësi të mënyrës se si monitorohet shpejtësia, sistemet e kontrollit të shpejtësisë në transimisionet elektrike me motor asinkron ndahen:

- Sisteme kontrolli me sensor mekanikë për matjen e shpejtësisë.
- Sisteme kontrolli pa sensor mekanikë për matjen e shpejtësisë.

Përdorimi i sensorit mekanik për matjen e shpejtësisë së motorit rrit në mënyrë të ndjeshme koston e transimisionit dhe ajo çka është më e rëndësishmja ul besueshmërinë e funksionit të tij [8]-[10]. Për këto arsye kërkimet e shumë studiuesve sot janë fokusuar në transimisionet pa sensorë shpejtësie, të cilët kanë kosto më të ulët dhe besueshmëri më të lartë.

Dy janë teknikat për kontrollin e shpejtësisë së transimisioneve elektrike me motor asinkron.

- Teknika e kontrollit skalar
- Teknika e kontrollit vektorial

Në fig. H.1 është paraqitur në mënyrë grafike klasifikimi i metodave të kontrollit të shpejtësisë për motorët asinkronë trefazorë.

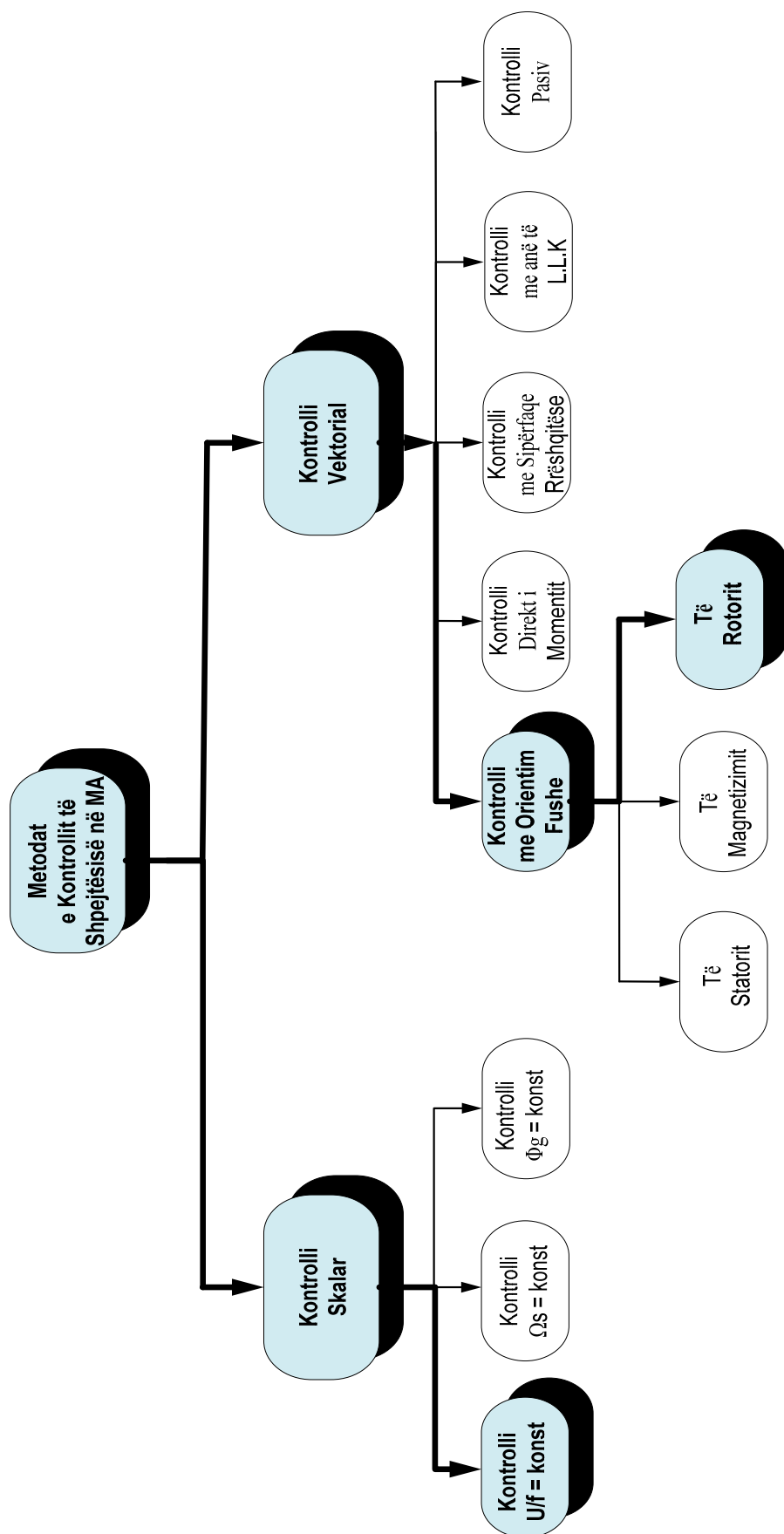


Fig. H.1.1. Klasifikimi i metodave të kontrollit të shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë.

Kontrolli skalar është mënyra më e thjeshtë për kontrollin e shpejtësisë [2], [8], [11]. Kjo teknikë bazohet në kontrollin e madhësisë dhe frekuencës së tensionit ose rrymës të burimit ushqyes të motorit.

Kjo teknikë bazohet në modelin matematik të motorit asinkron në regjim të vendosur (skemën e zëvendësimit).

Në varësi nga ligji i ndryshimit të tensionit me frekuencën dallojmë këto strategji të kontrollit skalar të shpejtësisë [12].

1. **Kontrolli Volt/Herz = konstant (Volt/Herz Control).**
2. Kontrolli me shpejtësi relative (shpejtësia e shkarjes) konstante (Constant Slip Speed Control).
3. Kontrolli me fluks të hapsirës ajrore konstant (Constant Air Gap Flux Control).

Kontrolli Volt/Herz = konstant është strategjia më e përdorur në praktikë. Kjo strategji mund të përdoret si në transmisionet me kontur të hapur dhe në ato me kontur të mbyllur. Përdorimi i kësaj strategjie në transmisionet me kontur të mbyllur përgjithësisht realizohet pa përdorimin e sensorit mekanik për matjen e shpejtësisë për shkak të kostos së lartë të tij [12]. Duhet theksuar fakti që kjo strategji siguron tregues teknik optimal të motorit për rastin kur motori vë në lëvizje mekanizma, momenti i të cilëve nuk varet nga shpejtësia e rrotullimit të motorit [13].

Kontrolli me shpejtësi relative konstante mund të aplikohet vetëm në transmisionet elektrike me kontur të mbyllur, pasi për mbajtjen të pandryshuar të shpejtësisë së shkarjes është e domosdoshme të njihet shpejtësia e motorit. Zakonisht kjo strategji përdor sensorin e shpejtësisë për matjen e shpejtësisë së motorit. Kjo strategji gjendet rrallë e zbatuar në shndërruesit e frekuencës pasi kërkon që si raderizatori dhe inverteri të ndërtohen me elementë të komandueshëm të elektronikës së fuqisë, gjë që rrit koston e shndërruesit.

Kontrolli me mbajtjen konstant të fluksit të hapsirës ajrore, njëlloj si kontrolli me shpejtësi relative konstante përgjithësisht aplikohet në transmisionet me kontur të mbyllur. Mbajtja e pandryshuar e fluksit të hapsirës ajrore pavarësisht shpejtësisë së motorit, realizohet duke mbajtur të pandryshuar rrymën e magnetizimit e cila realizohet duke ndryshuar rrymën e statorit. Për pasojë sistemi i kontrollit duhet të ketë sensor për matjen e rrymës së statorit. Ky sistem kontrolli siguron një dinamikë më të mirë se strategjitë e tjera të kontrollit skalar por nga ana tjetër ka një kosto më të lartë.

Duhet përmendur fakti që përveç strategjive të kontrollit skalar të përmendura më sipër ekzistojnë edhe strategji të tjera të kontrollit skalar të cilat sigurojnë tregues teknik optimal të motorit për rastet kur momenti i mekanizmit që vihet në lëvizje nga motori varet nga shpejtësia e motorit.

Pavarësisht llojit të strategjisë, kontrolli skalar nuk mund të sigurojë që sjellja e motorit asinkron në regjime kalimtare të jetë e njëjtë me atë të motorit të rrymës së vazhduar [2]. Gjithashtu kontrolli i saktë i pozicionit nuk është i mundur pasi kërkohet një kontroll i saktë i vlerës së çastit të momentit elektromagnetik në mënyrë që të realizohet trajektorja e kërkuar e shpejtësisë. Kjo do të kërkonte kontrollin e vlerës së çastit të rrymës së statorit. Për pasojë metoda e kontrollit skalar është e përshtatshme të përdoret në transmisionet elektrike ku nuk ka kërkesa të larta në lidhje me dinamikën e tyre.

Meqënëse teknika e kontrollit skalar nuk ka tregues dinamikë të lartë, kërkesë kjo e transmiseve elektrike të përpikmërisë së lartë siç janë ato të pozicionit, u kalua në të ashtëquajturat metodat e kontrollit vektorial [14].

Strategjitë që ekzistojnë sot për kontrollin vektorial janë:

1. **Kontrolli me orientim fushe (Field Oriented Control).**
2. Kontrolli direkt i momentit (Direct Torque Control).
3. Kontrolli me sipërfaqe rrëshqitëse (Sliding Mode Control).
4. Kontrolli me anë të linearizimit të lidhjes së kundërt (Feedback Linearization Control).
5. Kontrolli pasiv (Passivity Based Control).

Analiza teorike e procesit të shndërrimit elektromekanik të energjisë në makinat elektrike tregon se momenti elektromagnetik që zhvillon makina asinkrone është proporcional me madhësinë e f.m.m të pështjellës së statorit dhe rotorit si dhe me sinusin e këndit ndërmjet aksit të fushës magnetike të krijuar nga pështjella e rotorit dhe aksit të fushës magnetike të pështjellës së statorit [15].

Kur ky kënd është 90^0 momenti ka vlerën maksimale. Në makinat e rrymës së vazhduar fusha magnetike e poleve me fushën magnetike të krijuar nga pështjella e induktit janë pingul me njëra tjetrën , pra kushti i momentit maksimal është i realizuar nga

vetë ndërtimi konstruktiv i motorit.

Teknikat e kontrollit vektorial nuk kontrollojnë vetëm madhësinë dhe frekuencën e tensionit të ushqimit të motorit, si në rastin e kontrollit skalar, por kontrollojnë edhe pozicionin në çdo çast kohe të vektorëve të fluksit, tensionit dhe rrymës. Kjo çon në përmirësimin e ndjeshëm të sjelljes së motorit në regjime dinamike [2].

Në motorët asinkronë, për të realizuar kushtin që motori të zhvillojë moment optimal na duhet një algoritëm i tillë që ta bëjë të ngjashëm sjelljen e motorit asinkron me atë të motorit të rrymës së vazhduar i cili duhet të sigurohet nga një strategji kontrolli e caktuar.

Kontrolli me orientim fushe bazohet në atë që quhet principi i orientimit të fushës. Principi i orientimit të fushës është përmendur për herë të parë nga Haase në vitin 1968 dhe Blaschke në 1970 [16]. Ideja e hedhur në atë kohë prej tyre dukej e pamundur për tu realizuar praktikisht për shkak të mjeteve të pamjaftueshme për ta zbatuar. Gjithsesi, në vitet 80 me përparimin e arritur në teknologjinë e shndërruesve statik të fuqisë dhe mikroprocesorëve u bë e mundur që realizimi i sistemeve të kontrollit me tregues dinamik të lartë për motorët asinkronë të konkuronin me sistemet e kontrollit me motor të rrymës së vazhduar. Që nga ajo kohë deri në momentet e tanishme janë me qindra artikuj të botuar në revistat më prestigjioze të inxhinierisë që merrën me aspekte të ndryshme të kontrollit me orientim fushe. Kjo çoj në zhvillimin e një numri të madh të transmiseve elektrike me motor asinkron të përpikmërisë së lartë në të cilët aplikohet strategjia e kontrollit me orientim të fushe. Në kohët e sotme çdo ditë e më tepër po përforcohet ideja se pothuajse të gjithë transmetimet elektrike me motor të rrymës së vazhduar në të ardhmen do të zëvendësohen nga transmetimet elektrike me motor asinkron në të cilët aplikohet teknika e kontrollit vektorial. Ky ndryshim ka ndodhur tashmë në vendet me industri të zhvilluar. Transmetimet elektrike me motor asinkron në të cilët aplikohet kontrolli vektorial deri më tani kanë provuar se janë më të aftë të japin një performancë gjatë regjimeve kalimtare edhe më të mirë se ato me motor të rrymës së vazhduar [18]-[23]. Kjo vjen nga fakti se konstantja e kohës tek motorët asinkronë është më e vogël se tek ato të rrymës së vazhduar [2]. Gjithashtu është e mundur të sigurohet një shpejtësi e lejuar më e madhe se tek motorët e rrymës së vazhduar për arsye se qëndrueshmëria mekanike e induktit të motorit të rrymës së vazhduar është më e vogël se ajo e motorit asinkron.

Strategjia e kontrollit me orientim fushe mund të zbatohet nëpërmjet orientimit të

fluksit të statorit, nëpërmjet orientimit të fluksit të magnetizimit dhe nëpërmjet orientimit të fluksit të rotorit. Ajo që ka gjetur përdorim më të madh në shndërruesit e frekuencës është metoda e orientimit të fluksit të rotorit pasi ka një algoritëm më të thjeshtë dhe nga ana tjetër siguron një dinamikë më të shpejtë se metodat e tjera të kontrollit me orientim fushe [23].

Duhet theksuar se strategjia e kontrollit me orientim fushe mund të përdoret jo vetëm për kontrollin e motorëve asinkronë por edhe të motorëve sinkronë me magnet permanentë. Megjithatë materiali i përgatitur është fokusuar vetëm tek motorët asinkronë me rotor të lidhur në të shkurtër për shkak të përdorimit më të gjerë të tyre në fusha të ndryshme të industries [23].

Kontrolli direkt i momentit është një ndër strategjitë që përdoret për kontrollin e shpejtësisë në shndërruesit e frekuencës. Kjo strategji për kontrollin e motorëve asinkronë është propozuar në mes të viteve 80-të [23], [24]. Kontrolli direkt i momentit konsiston në vlerësimin e momentit elektromagnetik dhe fluksit të statorit të motorit nëpërmjet matjes së tensionit dhe rrymës së motorit me anë të sensorëve. Fluksi i statorit të motorit gjendet duke integruar f.e.m që induktohet në pësjtjellën e statorit të motorit ose me mjaft afërsi duke integruar tensionin e statorit të motorit (neglizhohet rezistenca aktive e pësjtjellës së statorit). Duke ditur fluksin dhe rrymën e statorit si dhe duke shfrytëzuar modelin matematik të motorit gjendet momenti elektromagnetik i tij. Kjo metodë kontrolli nga njëra anë siguron një dinamikë mjaft të shpejtë të momentit dhe fluksit të statorit dhe një rendiment të lartë të transmisionit por nga ana tjetër rryma e statorit të motorit dhe për rrjedhojë dhe momenti kanë më shumë luhatje krahasuar me kontrollin me orientim fushe dhe ajo çka është më e rëndësishme për shpejtësi të ulët rritet gabimi i vlerësimit të fluksit të statorit [25], [26].

Strategjia e kontrollit direkt të momentit mund të zbatohet nëpërmjet dy mënyrave. Njëra quhet vetëkontrolli direkt i momentit dhe tjetra quhet kontrolli direkt i momentit me anë të modulimit nëpërmjet vektorit hapsinor.

Kontrolli me sipërfaqe rrëshqitëse është një strategji që përdoret për kontrollin e sistemeve jolineare. Siç dihet edhe modeli matematik i motorit asinkron është model jolinear për shkak të ndryshimit të parametrave gjatë punës. Algoritmi i kësaj metode e detyron sistemin e kontrollit që gabimi i variablit që kontrollohet të lëvizë në një sipërfaqe

rrëshqitëse. Përcaktimi i sipërfaqes rrëshqitëse varet nga gabimi i variablit dhe nga madhësia e ndryshimit të variablit. Kjo strategji ka avantazhin që minimizon ndikimin nga ndryshimit të parametrave të motorit në sistemin e kontrollit por nga ana tjetër algoritmi i saj është shumë i komplikuar [28], [29].

Kontrolli me anë të linearizimit të lidhjes së kundërt bazohet në transformimin jolinear të modelit të motorit asinkron të shprehur në formën e variablave të gjendjes. Njëlloj si strategjia e kontrollit me sipërfaqe rrëshqitëse edhe kjo metodë minimizon ndikimin e ndryshimit të parametrave në sistemin e kontrollit por nga ana tjetër algoritmi i saj është gjithashtu shumë i komplikuar [30], [31].

Një metodë që bazohet në teorinë variacionale dhe formën e energjisë ka dalë kohët e fundit për kontrollin e shpejtësisë së motorëve asinkronë. Kjo strategji njihet me emrin kontrolli pasiv dhe bazohet në modelin e motorit asinkron në kordinata të përgjithsuara të shprehur nëpërmjet Euler-Lagranzhit [32].

MODELI MATEMATIK I MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË

1.1 Ekuacionet e përgjithshme të motorit asinkron trefazor

Ekuacionet që përshkruajnë transformimin e energjisë në motorin asinkron trefazor paraqesin në vetvete një sistem ekuacionesh diferenciale, të formuar nga ekuacionet e ekuilibrit elektrik në pështjellat e motorit si dhe ato të ekuilibrit mekanik [33]. Për nxjerrjen e modelit matematik të motorit asinkron do të bëjmë lëshimet e mëposhtme:

- Qarku magnetik pranohet i pangopur ($\mu_r = \text{const}$) dhe humbjet magnetike nuk merren parasysh.
- Hapësira ajrore pranohet uniforme dhe f.m.m e çdo pështjelle, pra edhe fusha magnetike e saj është shpërndarë sipas ligjit sinusoidal, gjatë periferisë së hapësirës ajrore.
- Pështjellat e tri fazave të statorit janë simetrike dhe akset e tyre janë të zhvendosura në këndin $2\pi/3$ radian elektrik. E njëjta gjë pranohet edhe për pështjellat e rotorit.

Në rastet e domosdoshme (kur kërkohet saktësi më e madhe) mund të merren parasysh edhe ngopja e qarkut magnetik, humbjet magnetike, etj, por duhet theksuar se një gjë e tillë e ndërlikon së tepërmi projektimin e sistemit të kontrollit.

Me lëshimet e bëra më sipër induktiviteti reciprok ndërmjet pështjellës së fazës "A" të statorit dhe pështjellës së fazës "a" të rotorit është i barabartë

$$M_{Aa} = M_{sr} \cos \theta_{Aa} \quad (1.1)$$

Me indekset A, B, C janë shënuar fazët e statorit, ndërsa me a, b, c fazët e rotorit, ku:

M_{sr} është vleftha maksimale e induktivitetit reciprok ndërmjet fazës "A" të statorit

dhe fazës "a" të rotorit kur akset e tyre përputhen.

θ_{Aa} është këndi ndërmjet akseve të pështjellave të fazës "A" të statorit dhe aksit të fazës "a" të rotorit në radian elektrik (fig.1.1).

$$\theta_{Aa} = \int_0^t \omega dt + \theta_{Aa0} \quad (1.2)$$

ku:

$\omega = 2\pi pn$ është shpejtësia këndore e rotorit në [rad.el/s]

p është numri i çift-poleve të makinës

n shpejtësia këndore e rrotullimit të rotorit në [rrot/s]

Ekuacionet e ekuilibrit elektrik të pështjellave të shkruajtura me madhësitë fazore përkatëse kanë formën

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R_s i_A + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ u_B &= R_s i_B + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ u_C &= R_s i_C + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{aligned} \right\} \text{ Statori} \quad (1.3)$$

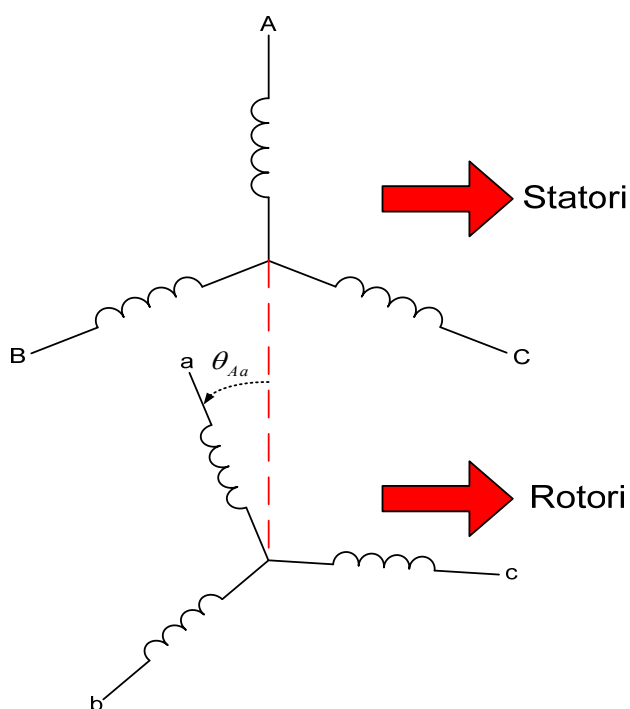


FIG. 1.1. Këndi elektrik ndërmjet fazave të pështjellave.

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_r i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b &= R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c &= R_r i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{aligned} \right\} \text{ Rotori} \quad (1.4)$$

ku:

$u_{A,B,C}$; $u_{a,b,c}$ - vlerat e çastit të tensioneve fazore për statorin dhe rotorin

$i_{A,B,C}$; $i_{a,b,c}$ - vlerat e çastit të rrymave fazore

$\Psi_{A,B,C}$; $\Psi_{a,b,c}$ - vlerat e çastit të flukseve të plota të fazave

Fluksi i plotë i një faze "k" përcaktohet nga induktiviteti vetiak i saj L_k dhe induktivitetet vetiake të saj M_{kr} me gjithë fazat e tjera të motorit.

Duke marrë parasysh shprehjen (1.1) flukset e plota për fazën "A" të statorit dhe fazën "a" të rotorit do të jenë

$$\Psi_A = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + M_{sr} \cos \theta_{Aa} i_a + M_{sr} \cos \theta_{Ab} i_b + M_{sr} \cos \theta_{Ac} i_c \quad (1.5)$$

$$\Psi_a = L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + M_{rs} \cos \theta_{aA} i_A + M_{rs} \cos \theta_{aB} i_B + M_{rs} \cos \theta_{aC} i_C \quad (1.6)$$

Meqënëse pështjellat e motorit janë simetrike kemi:

$L_A = L_B = L_C = L'_s$ - induktiviteti vetiak i pështjellës së statorit i cili përfshin induktivitetin vetiak nga fluksi kryesor i asaj faze dhe induktivitetin nga fluksi i shpërndarjes $L'_s = L_{\sigma s} + L_{fMs}$

$L_a = L_b = L_c = L'_r$ - induktiviteti vetiak i fazës së rotorit $L'_r = L_{\sigma r} + L_{fMr}$

$M_{AB} = M_{AC} = M_{BC} = M_s$ - induktiviteti reciprok ndërmjet çdo dy prej fazave të statorit $M_s = L_{Mss}$

$M_{ab} = M_{ac} = M_{bc} = M_r$ - induktiviteti ndërmjet çdo dy prej fazave të rotorit $M_r = L_{Mrr}$

$M_{sr} = M_{rs} = L_{fsrm}$ - vlera maksimale e induktivitetit reciprok ndërmjet një faze të statorit dhe një faze të rotorit kur akset e tyre përputhen.

$\theta_{Aa} = \theta_{Bb} = \theta_{Cc} = \theta$ - këndi i shfazimit ndërmjet fazave me të njëjtin emër të statorit dhe rotorit në radianë elektrikë.

Në mënyrë të ngjashme shkruhen edhe flukset e plota për fazat e tjera.

Me shënimet e bëra më sipër dhe duke patur parasysh se

$$\begin{aligned}\theta_{Ab} &= \theta + 2\pi/3 \\ \theta_{Ba} &= \theta - 2\pi/3 \\ \theta_{Ca} &= \theta + 2\pi/3 \\ \theta_{Ac} &= \theta - 2\pi/3 \\ \theta_{Bc} &= \theta + 2\pi/3 \\ \theta_{Cb} &= \theta - 2\pi/3\end{aligned}\tag{1.7}$$

shprehjet për flukset e plota të fazave në formë matricore shkruhen si më poshtë:

$$\begin{aligned}[\psi_s] &= [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \\ [\psi_r] &= [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}][i_s]\end{aligned}\tag{1.8}$$

Ekuacionet e ekuilibrit elektrik (1.3) dhe (1.4) në formë matricore shkruhen:

$$[u_s] = R_s [i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt}\tag{1.9}$$

$$[u_r] = R_r [i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt}\tag{1.10}$$

ku:

$$\begin{aligned}[\psi_s] &= \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} & [\psi_r] &= \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \\ [i_s] &= \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} & [i_r] &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ [u_s] &= \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} & [u_r] &= \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[L_{ss}] &= \begin{bmatrix} L'_s & M_s & M_s \\ M_s & L'_s & M_s \\ M_s & M_s & L'_s \end{bmatrix} & [L_{rr}] &= \begin{bmatrix} L'_r & M_r & M_r \\ M_r & L'_r & M_r \\ M_r & M_r & L'_r \end{bmatrix} \\
[L_{sr}] &= M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} & (1.11)
\end{aligned}$$

$$[L_{rs}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Siç shihet nga barazimet (1.11) dhe (1.12):

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T$$

Ekuacioni i ekuilibrit mekanik për agregatin motor-mekanizëm kur momenti i inercisë është madhësi konstante dhe nuk merret parasysh elasticiteti i boshteve siç dihet ka formën:

$$M - M_{st} = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.13)$$

ose

$$M - M_{st} = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (1.14)$$

ku:

ω shpejtësia këndore e rrotullimit të rotorit në radian elektrik për sekondë

p numri i çift poleve të makinës.

Momenti elektromagnetik që zhvillon motori mund të gjendet si derivat i pjesshëm i rezervës së përgjithshme të energjisë së fushës magnetike në lidhje me këndin gjeometrik θ_m :

$$W_{em} = \frac{1}{2} \left\{ [i_s]^T [\psi_s] + [i_r]^T [\psi_r] \right\} \quad (1.15)$$

$$M_{em} = \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} = \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} p \quad (1.16)$$

Duke zëvendësuar në shprehjen (1.16) shprehjet (1.7), (1.8) dhe (1.15) marrim:

$$M_{em} = pM_{sr} \left[(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (1.17)$$

Ekuacionet (1.7), (1.8), (1.9), (1.10), (1.14) dhe (1.17) formojnë sistemin ekuacioneve diferencialë të motorit asinkron tre-fazor. Ndryshe ky njihet si modeli në kordinata fazore. I paraqitur në këtë formë ky model është i papërshtatshëm për realizimin e kontrollit vektorial të motorit asinkron (transmisionet elektrike me përpikmëri të lartë), prandaj është e nevojshme që ky model të transformohet në një model tjetër. Siç do e shikojmë ky model do të quhet modeli në kordinata ortogonale.

1.2 Kuptimi i vektorit hapsinor

Para se të bëjmë transformimin e ekuacioneve diferencialë të motorit asinkron është e domosdoshme që të japim kuptimin e vektorit hapsinor (përfaqësues). Siç dihet në pëstjellat e makinave elektrike të rrymës alternative në regjime normale rrymat, tensionet, flukset etj janë funksione harmonikë të kohës dhe si të tillë mund të paraqiten me anën e vektorëve (fazorët kompleksë) [13]. Kështu, përshembull në një sistem trefazor, rrymat paraqiten:

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin(\omega_1 t + \varphi_i) \\ i_B &= I_m \sin(\omega_1 t + \varphi_i - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C &= I_m \sin(\omega_1 t + \varphi_i - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (1.18)$$

me tre vektorë të barabartë në madhësi dhe të zhvendosur me kënd $2\pi/3$ që rrotullohen në lidhje me një aks të palëvizshëm, që quhet aksi i kohës, me shpejtësi këndore të barabartë me frekuencën këndore të rrymës, fig. 1.2a.

Moduli i vektorëve është i barabartë me amplitudën e rrymës (I_m) ndërsa pozicioni i tyre në lidhje me aksin e kohës përcaktohet nga këndi ndërmjet vektorit përkatës dhe këtij aksi. Këto kënde janë të barabartë me argumentin e funksionit sinusoidal minus $\pi/2$, p.sh, për fazën e këndit ndërmjet vektorit përkatës I_A dhe aksit të kohës ($\omega_1 t + \varphi_i - \pi/2$). Në këtë mënyrë projeksionet e vektorëve në aksin e kohës japin vlerat e çastit të rrymave në të tre fazat. Mirëpo vlerat e çastit të rrymave mund të përcaktohen ndryshe dhe pikërisht me

anën e një vektori të vetëm dhe tre akseve të palëvizshme A, B, C të zhvendosura nga njëri-tjetri me $2\pi/3$, pra tre akseve të fazave. Që projekcioni i këtij vektori në tre akset e fazave A, B, C të na japë vlerat e çastit të rrymës në këto tre faza, duhet që moduli i tij të jetë i barabartë me amplitudën e rrymës së fazës (I_m), këndi ndërmjet tij dhe aksit të fazës "A" të jetë $(\omega_1 t + \varphi_i - \pi/2)$ dhe të rrotullohet me shpejtësi këndore ω_1 të barabartë me frekuencën këndore të rymës.

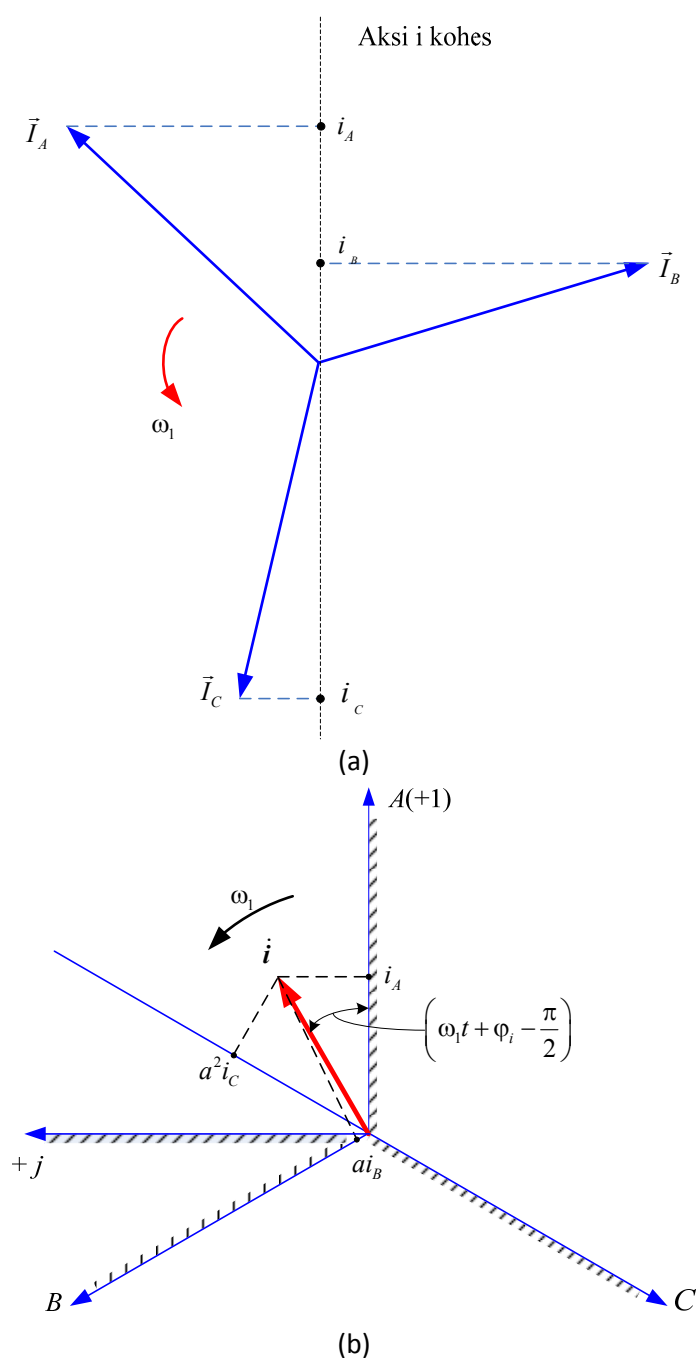


FIG. 1.2 (a) Paraqitja vektoriale e rrymave të fazave, (b) paraqitja e rrymave të fazave nëpërmjet vektorit hapsinor.

Një vektor i tillë quhet vektor hapsinor (mund ta quajmë dhe vektor përfaqësues) dhe shënohet me $\dot{i}$, [2], [13], [34].

Duke vendosur boshtin real (+1) të planit kompleks të puthitur me aksin e fazës "A", fig (1.2-b), vektori hapsinor mund të shkruhet

$$\dot{i} = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2i_C) \quad (1.19)$$

ku i_A, i_B, i_C janë vlerat e çastit të rrymës në fazat A, B, C.

Koeficienti 2/3 në barazimin (1.19) është i nevojshëm pasi shuma ($i_A + ai_B + a^2i_C$) është një vektor me modul të barabartë me $(3/2)I_m$. Projektioni i këtij vektori në boshtin real (aksi i fazës "A") është i barabartë me vlerën e çastit të rrymës në fazën "A". Po ashtu projektioni i këtij vektori në akset "B" dhe "C" jep vlerat e çastit të rrymave në fazat "B" dhe "C". Në rast se në pështjellat e motorit kalojnë rryma të renditjes së drejtë dhe të kundërt, atëherë vektori hapsinor rezultat i rrymës në pështjella gjendet duke mbledhur vektorët hapsinorë të renditje së drejtë dhe të kundërt.

$$\dot{i} = \dot{i}_1 + \dot{i}_2 \quad (1.20)$$

Duhet theksuar se me anën e vektorit hapsinor mund të caktohen vlerat e çastit të rrymave të fazave vetëm n.q.s shuma e tyre në cdo cast kohe është e barabartë me zero $i_A + i_B + i_C = 0$.

Në ato raste që ekziston përbërësja e renditjes zero të rrymës, vlerat e çastit të rrymave të fazave do të jenë $i_A + i_0, i_B + i_0, i_C + i_0$ dhe vektori hapsinor i rrymës jepet nga ekuacioni

$$\dot{i} = \frac{2}{3}[(i_A + i_0) + a(i_B + i_0) + a^2(i_C + i_0)] \quad (1.21)$$

ose

$$\dot{i} = \frac{2}{3}[i_A + ai_B + a^2i_C + i_0(1 + a + a^2)]$$

prej ku

$$\dot{i} = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2i_C) \quad (1.22)$$

Siç shihet vektori hapsinor nuk varet nga përbërësja nuleare i_0 , kështu që nuk mund ta përfaqësojë atë, prandaj përbërësja nuleare duhet marrë parasysh vecmas.

Paraqitja e vlerave të çastit të rrymave fazore me anën e vektorit hapsinor dhe tre

akseve është e drejtë edhe në regjimet kalimtare me ndryshimin e vetëm që moduli dhe shpejtësia e këtij vektori janë funksion i kohës.

1.3 Transformimi i ekuacioneve diferenciale të motorit asinkron

Për të bërë të mundur kontrollin vektorial të motorit asinkron duhet bërë transformimi i ekuacioneve diferenciale të motorit asinkron. Një gjë e tillë mund të arrihet duke shfrytëzuar kuptimin e vektorit hapsinor. Siç e pamë më lart ky vektor i paraqitur në planin kompleks (+1; +j) mund të përfaqësojë një sistem trefazor rrymash, tensionesh, fluksesh etj, në qoftë se ky i fundit nuk përmban përbërëse të renditjes zero. Për madhësitë e statorit aksi real (+1) i planit kompleks puthitet me aksin e fazës "A" të statorit dhe është i palëvizshëm, ndërsa për madhësitë e rotorit aksi real (+1) i planit kompleks puthitet me aksin e fazës "a" të rotorit dhe rrotullohet me shpejtësinë e rotorit ω (fig. 1.3). Duke i shprehur vektorët hapsinorë nëpërmjet përbërësve të tyre në aksin real dhe imagjinar numri i variablave në ekuacionet e makinës zvogëlohet në 2/3 e numrit të tyre në ekuacionet e shkruara në koordinata fazore. Pra zvogëlohet numri i ekuacioneve të ekuilibrit elektrik dhe flukseve. Në rast se sistemi trefazor i madhësive (rrymë tension, etj) përmban përbërëse të renditjes zero, atëherë ajo duhet marrë parasysh veçmas. Në këtë rast numri i variablave mbetet i njëjtë.

Vektorët hapsinorë të madhësive të statorit dhe rotorit mund të shprehen në të njëjtin sistem koordinativ ortogonal që në rastin e përgjithshëm rrotullohet me shpejtësi arbitrare ω_k (fig.1.4). Nga fig. 1.4 shihet se

$$x_s = \omega_k t; \quad x_r = (\omega_k - \omega) t$$

Vektori hapsinor i rrymës së statorit $\dot{i}_s$ formon këndin α_s me aksin real të sistemit koordinativ të fiksuar në stator dhe këndin α_k me aksin real të sistemit koordinativ $(u, v, 0)$ që rrotullohet me shpejtësi arbitrare ω_k .

Në qoftë se shënojmë me $\dot{i}_{sk}$ vektorin përfaqësues të rrymave të statorit në sistemin $(u, v, 0)$ atëherë mund të shkruajmë:

$$\dot{i}_{sk} = |\dot{i}_s| \cdot e^{j\alpha_k} = |\dot{i}_s| \cdot e^{j(\alpha_s - x_s)} = |\dot{i}_s| \cdot e^{j\alpha_s} e^{-jx_s} = \dot{i}_s \cdot e^{-j\omega_k t} \quad (1.23)$$

ose

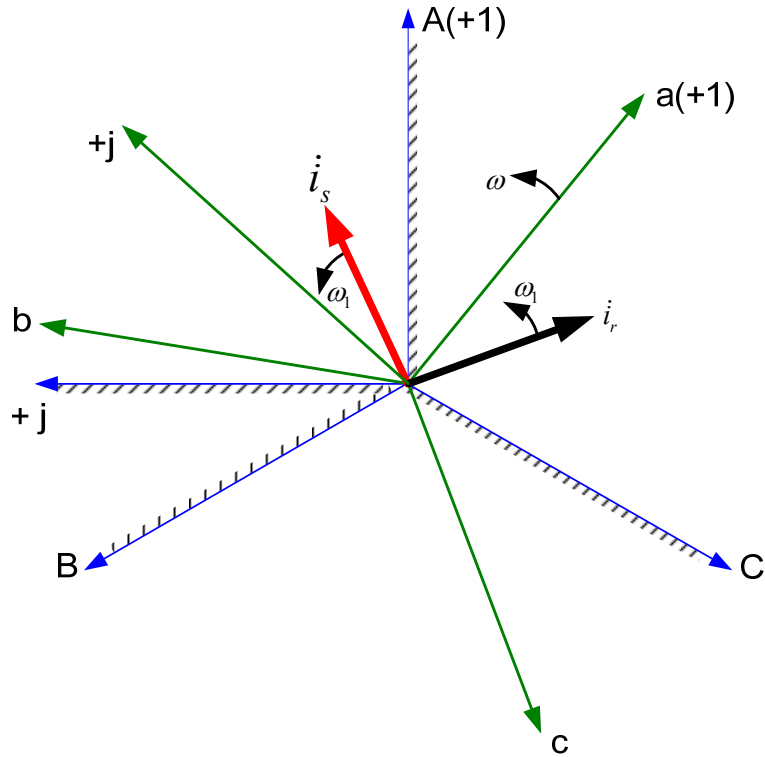
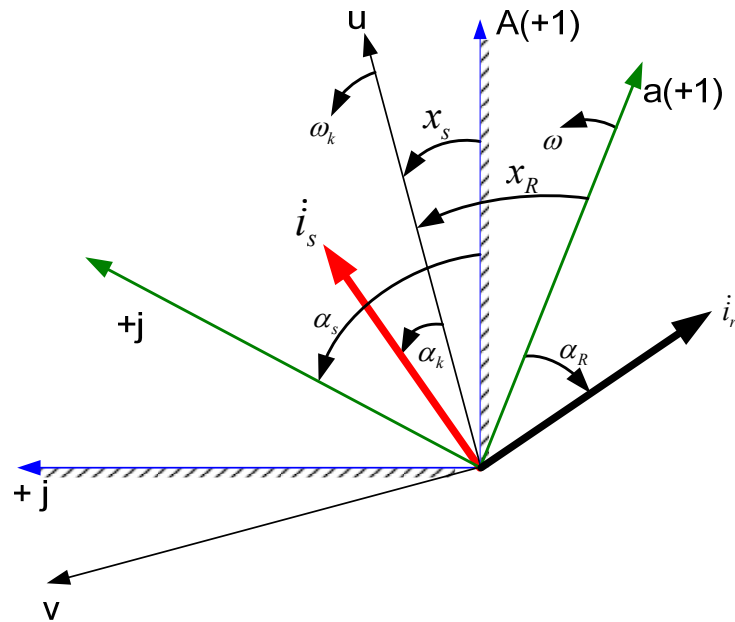


Fig. 1.3. Vektorët hapsinorë të rrymës së statorit dhe rotorit.

Fig. 1.4. Sistemi ortogonal $(u, v, 0)$.

$$\dot{\mathbf{i}}_s = \dot{\mathbf{i}}_{sk} \cdot e^{j\omega_k \cdot t}$$

Në mënyrë krejt të ngjashme në qoftë se shënojmë me $\dot{\mathbf{i}}_r$ vektorin hapsinor të rrymave të rotorit në sistemin e palëvizshëm kundrejt rotorit dhe me $\dot{\mathbf{i}}_{rk}$ vektorin

përfaqësues të po kësaj rryme në sistemin e koordinatave $(u, v, 0)$ që rrotullohet me shpejtësi ω_k , kemi:

$$\dot{\mathbf{i}}_{rk} = \dot{\mathbf{i}}_r e^{-j(\omega_k - \omega)t} \quad (1.24)$$

ose

$$\dot{\mathbf{i}}_r = \dot{\mathbf{i}}_{rk} e^{j(\omega_k - \omega)t}$$

Vektorët hapsinorë mund të shprehen nëpërmjet përbërësve në akset u, v , si psh:

$$\dot{\mathbf{i}}_{sk} = \text{Re} \dot{\mathbf{i}}_{sk} + j \text{Im} \dot{\mathbf{i}}_{sk} = i_{su} + j i_{sv} \quad (1.25)$$

Sistemi koordinativ që rrotullohet me shpejtësi arbitrare ω_k është rasti më i përgjithshëm nga i cili lehtë mund të kalohet në sistemet koordinativ ortogonale.

1. Sistemi koordinativ $(D, Q, 0)$ akset e të cilit janë fiksuar në stator me aksin $D(+1)$ të puthitur me aksin e fazës "A" të pështjellës së statorit. Ky sistem është sistemi $(u, v, 0)$ në qoftë se shpejtësinë arbitrare të rrotullimit ω_k e marrim zero. ($\omega_k = 0$)
2. Sistemi koordinativ $(x, y, 0)$ akset e të cilit janë fiksuar në rotor me aksin $x(+1)$ të puthitur me aksin e fazës "a" të rotorit. Ky sistem është sistemi $(u, v, 0)$ që rrotullohet me shpejtësi arbitrare ω_k të barabartë me shpejtësinë e rrotullimit të rotorit ($\omega_k = \omega$).
3. Sistemi koordinativ $(d, q, 0)$ i cili është sistemi $(u, v, 0)$ që rrotullohet me shpejtësi arbitrare ω_k të barabartë me shpejtësinë e rrotullimit të fushës magnetike të statorit ($\omega_k = \omega_1$)

Lidhja ndërmjet variablave të rinj u, v , dhe variablave fazore mund të nxirret nga barazimi (1.23)

$$\begin{aligned} i_{su} &= \text{Re}(\dot{\mathbf{i}}_{sk}) = \text{Re} \left[\frac{2}{3} (i_A + a i_B + a^2 i_C) e^{-j\omega_k t} \right] \\ i_{sv} &= \text{Im}(\dot{\mathbf{i}}_{sk}) = \text{Im} \left[\frac{2}{3} (i_A + a i_B + a^2 i_C) e^{-j\omega_k t} \right] \end{aligned} \quad (1.26)$$

Duhet theksuar se dy variablat e rinj i_{su} dhe i_{sv} janë të mjaftueshëm për të zëvendësuar tre variablat reale i_A, i_B, i_C vetëm në qoftë se sistemi trefazor i rrymave nuk përmban përbërëse të renditjes zero. Në rast të kundërt duhet futur dhe një variabël i tretë i cili lidhet me variablat realë me barazimin:

$$\dot{\mathbf{i}}_{s0} = \frac{1}{3}(\dot{i}_A + \dot{i}_B + \dot{i}_C) \quad (1.27)$$

Në mënyrë të ngjashme për variablat e rinj të rrymave të rotorit mund të shkruajmë:

$$\begin{aligned} i_{ru} &= \operatorname{Re}(\dot{\mathbf{i}}_{rk}) = \operatorname{Re}\left[\frac{2}{3}(\dot{i}_a + a\dot{i}_b + a^2\dot{i}_c)e^{-j(\omega_k - \omega)t}\right] \\ i_{rv} &= \operatorname{Im}(\dot{\mathbf{i}}_{rk}) = \operatorname{Im}\left[\frac{2}{3}(\dot{i}_a + a\dot{i}_b + a^2\dot{i}_c)e^{-j(\omega_k - \omega)t}\right] \\ \dot{\mathbf{i}}_{r0} &= \frac{1}{3}(\dot{i}_a + \dot{i}_b + \dot{i}_c) \end{aligned} \quad (1.28)$$

Duke bërë veprimet në barazimet (1.12), (1.26) dhe (1.27) kemi:

$$\begin{aligned} [\dot{\mathbf{i}}'_s] &= [T_S] \cdot [\dot{\mathbf{i}}_s] \\ [\dot{\mathbf{i}}'_r] &= [T_R] \cdot [\dot{\mathbf{i}}_r] \end{aligned} \quad (1.30)$$

ku:

$[\dot{\mathbf{i}}'_s]$ dhe $[\dot{\mathbf{i}}'_r]$ janë përkatësisht matrica e rrymave të statorit dhe matrica e rrymave të rotorit në sistemin (u, v, 0).

$[T_S]$ dhe $[T_R]$ -matricat e transformimit të rrymave të statorit dhe rrymave të rotorit

Për rrjedhojë:

$$[\dot{\mathbf{i}}'_s] = \begin{bmatrix} \dot{i}_{s0} \\ \dot{i}_{su} \\ \dot{i}_{sv} \end{bmatrix} \quad \text{dhe} \quad [\dot{\mathbf{i}}'_r] = \begin{bmatrix} \dot{i}_{r0} \\ \dot{i}_{ru} \\ \dot{i}_{rv} \end{bmatrix}$$

dhe

$$[T_S] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ \cos \omega_k t & \cos\left(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \omega_k t & \sin\left(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$[T_R] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ \cos(\omega_k - \omega)t & \cos\left[(\omega_k - \omega)t - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos\left[(\omega_k - \omega)t + \frac{2\pi}{3}\right] \\ \sin(\omega_k - \omega)t & \sin\left[(\omega_k - \omega)t - \frac{2\pi}{3}\right] & \sin\left[(\omega_k - \omega)t + \frac{2\pi}{3}\right] \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Këto matrica janë të vlefshme edhe për transformimin e tensioneve dhe flukseve.

Kalimi nga variablat e rinj ($u, v, 0$) në variablat fazore bëhet me anë të matricave të anasjellta të transformimit $[T_s]^{-1}$ dhe $[T_r]^{-1}$:

$$[i_s] = [T_s]^{-1} \cdot [\dot{i}_s'] \quad (1.33)$$

$$[i_r] = [T_r]^{-1} \cdot [\dot{i}_r'] \quad (1.34)$$

ku matricat e anasjellta të transformimit janë:

$$[T_s]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \omega_k t & \sin \omega_k t \\ 1 & \cos\left(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & \cos\left(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

dhe

$$[T_r]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\omega_k - \omega)t & \sin(\omega_k - \omega)t \\ 1 & \cos\left[(\omega_k - \omega)t - \frac{2\pi}{3}\right] & \sin\left[(\omega_k - \omega)t - \frac{2\pi}{3}\right] \\ 1 & \cos\left[(\omega_k - \omega)t + \frac{2\pi}{3}\right] & \sin\left[(\omega_k - \omega)t + \frac{2\pi}{3}\right] \end{bmatrix}$$

Zëvendësimi i variablave fazorë me variabla të rinj duhet bërë edhe për tensionet dhe flukset.

Duke shumëzuar ekuacionin e parë të sistemit (1.3) me $(2/3)$, të dytën me $(2/3)a$ dhe të tretin me $(2/3)a^2$ si dhe duke mbledhur anë për anë kemi:

$$\frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C) = \frac{2}{3}R_s(i_A + ai_B + a^2i_C) + \frac{2}{3}\frac{d}{dt}(\psi_A + a\psi_B + a^2\psi_C)$$

ose:

$$\dot{u}_s = \dot{i}_s R_s + \frac{d}{dt} \dot{\psi}_s \quad (1.35)$$

Në mënyrë analoge për rotorin kemi:

$$\dot{u}_r = \dot{i}_r R_r + \frac{d}{dt} \dot{\psi}_r \quad (1.36)$$

Duke i shprehur këto ekuacione në lidhje me sistemin e koordinatave që rrotullohet

me shpejtësi arbitrare ω_k dhe duke i kryer veprimet marrim:

$$\dot{\mathbf{u}}_{sk} = \dot{\mathbf{i}}_{sk} R_s + \frac{d}{dt} \dot{\boldsymbol{\psi}}_{sk} + j\omega_k \dot{\boldsymbol{\psi}}_{sk} \quad (1.37)$$

$$\dot{\mathbf{u}}_{rk} = \dot{\mathbf{i}}_{rk} R_r + \frac{d}{dt} \dot{\boldsymbol{\psi}}_{rk} + j(\omega_k - \omega) \dot{\boldsymbol{\psi}}_{rk} \quad (1.38)$$

Në qoftë se ekziston përbërësja e renditjes zero duhen shkruajtur edhe ekuacionet shtesë:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{u}}_{s0} &= \dot{\mathbf{i}}_{s0} R_s + \frac{d\dot{\boldsymbol{\psi}}_{s0}}{dt} \\ \dot{\mathbf{u}}_{r0} &= \dot{\mathbf{i}}_{r0} R_r + \frac{d\dot{\boldsymbol{\psi}}_{r0}}{dt} \end{aligned} \quad (1.39)$$

Duke i ndarë tensionet në përbërëset sipas akseve u , v , marrim ekuacionet e ekuilibrit elektrik në pësthtjellat e makinës së shkruajtur në lidhje me variablat e reja.

$$\begin{aligned} u_{su} &= \frac{d\psi_{su}}{dt} - \omega_k \psi_{sv} + R_s i_{su} \\ u_{sv} &= \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \omega_k \psi_{su} + R_s i_{sv} \end{aligned} \quad (1.40)$$

$$\begin{aligned} u_{s0} &= \frac{d\psi_{s0}}{dt} + R_s i_{s0} \\ u_{ru} &= \frac{d\psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{rv} + R_r i_{ru} \\ u_{rv} &= \frac{d\psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega) \psi_{ru} + R_r i_{rv} \\ u_{r0} &= \frac{d\psi_{r0}}{dt} + R_r i_{r0} \end{aligned} \quad (1.41)$$

Për të gjetur lidhjen që ekziston ndërmjet variablave të rinj të flukseve edhe rrymave vepohet në këtë mënyrë. Flukset e plota të fazave të statorit sipas (1.7) janë:

$$[\boldsymbol{\psi}_s] = [L_{ss}] \cdot [\mathbf{i}_s] + [L_{sr}] \cdot [\mathbf{i}_r]$$

Duke shumëzuar të dyja anët me matricën $[T_s]$ marrim:

$$[\boldsymbol{\psi}_s] \cdot [T_s] = [L_{ss}] \cdot [\mathbf{i}_s] \cdot [T_s] + [L_{sr}] \cdot [\mathbf{i}_r] \cdot [T_s] \quad (1.42)$$

Matrica $[L_{ss}]$ mund të shkruhet në formën:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L'_s & M_s & M_s \\ M_s & L'_s & M_s \\ M_s & M_s & L'_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L'_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L'_s - M_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

atëherë:

$$[L_{ss}] \cdot [i_s] \cdot [T_s] = \begin{bmatrix} (L'_s - M_s) i_{su} \\ (L'_s - M_s) i_{sv} \\ (L'_s + 2M_s) i_{s0} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Duke patur parasysh barazimet trigonometrike:

$$\begin{aligned} \cos \alpha \cdot \cos \beta &= \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \\ \sin \alpha \cdot \cos \beta &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)] \end{aligned}$$

termi i dytë i anës së djathtë të barazimit (1.37) është:

$$[L_{sr}] \cdot [i_r] \cdot [T_s] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \\ i_{s0} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Duke zëvendësuar në (1.42) barazimet (1.44) dhe (1.45) marrim lidhjen që ekziston ndërmjet variablave të rinj të flukseve dhe rrymave.

$$\begin{aligned} \psi_{su} &= L_s i_{su} + L_m i_{ru} \\ \psi_{sv} &= L_s i_{sv} + L_m i_{rv} \\ \psi_{s0} &= L_{s0} i_{s0} \end{aligned} \quad (1.46)$$

ku:

$$L_s = L'_s - M_s = L_{\sigma s} + \frac{3}{2} M_{sr} \quad (1.47)$$

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (1.48)$$

$$L_{s0} = L_{\sigma s} \quad (1.49)$$

Në të njëjtën mënyrë edhe për flukset e rotorit mund të shkruajmë:

$$\begin{aligned} \psi_{ru} &= L_r i_{ru} + L_m i_{su} \\ \psi_{rv} &= L_r i_{rv} + L_m i_{sv} \\ \psi_{r0} &= L_{r0} i_{r0} \end{aligned} \quad (1.50)$$

ku:

$$L_r = L'_r - M_r = L_{\sigma r} + \frac{3}{2} M_{sr} \quad (1.51)$$

$$L_{r0} = L_{\sigma r} \quad (1.52)$$

Së fundi duhet të shprehet në lidhje me variablat e reja edhe momenti elektromagnetik që

zhvillon makina. Për këtë në barazimin (1.15) zëvendësojmë

$$\begin{aligned} [\psi_s] &= [T_s]^{-1} [\dot{\psi}'_s] & [i_s]^T &= \left\{ [T_s]^{-1} \right\}^T [\dot{i}'_s] \\ [\psi_r] &= [T_r]^{-1} [\dot{\psi}'_r] & [i_r]^T &= \left\{ [T_r]^{-1} \right\}^T [\dot{i}'_r] \end{aligned}$$

Duke shfrytëzuar barazimin (1.17) marrim:

$$M = \frac{3}{2} p (\psi_{su} i_{sv} - \psi_{sv} i_{su}) = \frac{3}{2} p (\dot{\psi}_{sk} \times \dot{i}_{sk}) \quad (1.53)$$

Në mënyrë të ngjashme momenti elektromagnetik mund të shprehet nëpërmjet vektorëve përfaqësues të fluksit dhe rrymës së rotorit në sistemin koordinativ që rrotullohet me shpejtësi arbitrare ω_k

$$M = \frac{3}{2} p (\dot{\psi}_{rk} \times \dot{i}_{rk}) = \frac{3}{2} p (\psi_{ru} i_{rv} - \psi_{rv} i_{ru}) \quad (1.54)$$

Dhe duke shfrytëzuar barazimet (1.46) mund të marrim edhe shprehjet e momentit në formën:

$$M = \frac{3}{2} p L_m (i_{sv} i_{ru} - i_{su} i_{rv}) \quad (1.55)$$

ose

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{ru} i_{sv} - \Psi_{rv} i_{su}) \quad (1.56)$$

Sistemi i formuar nga ekuacionet (1.40), (1.41), (1.46), (1.50), (1.53 ose 1-54 ose 1-55) dhe (1.14) formojnë modelin matematik të motorit asinkron trefazor të shkruajtura me variablat e rinj në akset u dhe v . Ky sistem ka të njëjtin numër ekuacionesh (14 ekuacione) si dhe modeli i shkruajtur në koordinata fazore por nuk kemi koeficientë periodikë para variablave. Veç kësaj duhet theksuar se në shumicën e rasteve *përshtjellat e makinës lidhen në yll me neuter të izoluar*, pra përbërësja e renditjes zero mungon si rezultat numri i ekuacioneve zvogëlohet nga 14 në 10.

Kuptimi fizik i këtij transformimi të variablave mund të përmblihet si më poshtë.

Motori real trefazor në përshtjellat e së cilës kalojnë rrymat $[i_s]$ dhe $[i_r]$ është zëvendësuar me një makinë fiktive dyfazore me dy çifte përshtjellash të fiksuara në akset u dhe v . (fig. 2.5). Rrymat që kalojnë në përshtjella krijojnë në hapësirën ajrore një f.m.m të njëjtë me atë

të motorit real. Në këtë motor të ri dyfazorë rotorin dhe statorin janë të palëvizshëm kundrejt njëri-tjetrit dhe rrotullohen në hapësirë me shpejtësinë ω_k .

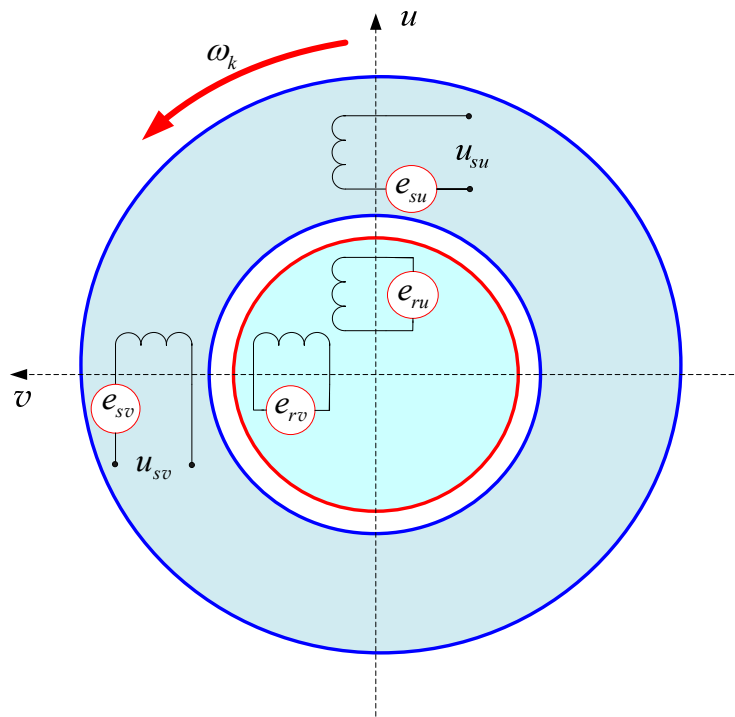


FIG. 1.5. Modeli i motorit fiktiv dyfazor.

Shpejtësia relative e rrotullimit të rotorit kundrejt statorit në makinën reale dhe shpejtësia e rrotullimit ω_k të sistemit të koordinatave $(u, v, 0)$ merret parasysh me f.e.m shtesë e_{su} , e_{sv} , e_{ru} , e_{rv} .

PËRFUNDIMISHT:

- Modeli matematik i motorit asinkron i shkruajtur në koordinata fazore në rastin kur mungon komponentja e renditjes së zeros ka pamjen:

$$\begin{aligned}
 [\psi_s] &= [L_{ss}] [i_s] + [L_{sr}] [i_r] \\
 [\psi_r] &= [L_{rr}] [i_r] + [L_{rs}] [i_s] \\
 [u_s] &= R_s [i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \\
 [u_r] &= R_r [i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \\
 M - M_{st} &= \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2}
 \end{aligned} \tag{1.57}$$

$$M_{em} = pM_{sr} \left[(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

- Modeli matematik i motorit asinkron i shkruajtur pas transformimit në koordinatat $(u, v, 0)$ është [34]:

$$\begin{aligned} u_{su} &= \frac{d\psi_{su}}{dt} - \omega_k \psi_{sv} + R_s i_{su} \\ u_{sv} &= \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \omega_k \psi_{su} + R_s i_{sv} \\ u_{ru} &= \frac{d\psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{rv} + R_r i_{ru} \\ u_{rv} &= \frac{d\psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{ru} + R_r i_{rv} \\ \psi_{su} &= L_s i_{su} + L_m i_{ru} \\ \psi_{sv} &= L_s i_{sv} + L_m i_{rv} \\ \psi_{ru} &= L_r i_{ru} + L_m i_{su} \\ \psi_{rv} &= L_r i_{rv} + L_m i_{sv} \\ M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{ru} i_{sv} - \psi_{rv} i_{su}) \\ M - M_{st} &= \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} \end{aligned} \tag{1.58}$$

MËNYRAT E MONITORIMIT TË SHPEJTËSISË NË MOTORËT ASINKRONË TREFAZORË

2.1 Monitorimi i shpejtësisë me anë të përdorimit të sensorëve mekanikë

Monitorimi i shpejtësisë së motorëve asinkronë në çdo çast kohe është një kërkesë e domosdoshme për funksionimin e transmiseve elektrike me motor asinkron që mundësojnë kontrollin e shpejtësisë.

Shpejtësia e motorëve asinkronë mund të monitorohet duke përdorur sensorë mekanikë që montohen në bosht të motorit. Tahogjeneratorët e rrymës së vazhduar dhe tahogjeneratorët e rrymës alternative bëjnë pjesë në grupin e sensorëve mekanikë tradicionalë që përdoren për monitorimin e shpejtësisë së motorëve asinkronë. Përveç sensorëve tradicionalë ekzistojnë dhe sensorë të tjerë, siç mund të përmendim enkoderat dhe resolverat të cilët përdoren për monitorimin e shpejtësisë [32]. Në paragrafet në vijim do të japim shkurtimisht mënyrat e monitorimit të shpejtësisë me anë të përdorimit të sensorëve mekanikë.

2.2 Tahogjeneratorët e rrymës së vazhduar

Tahogjeneratorët e rrymës së vazhduar përdoren për monitorimin e shpejtësisë së boshteve që rrotullohen dhe për rrjedhojë dhe të motorëve asinkronë. Tahogjeneratorët e rrymës së vazhduar janë gjeneratorë të rrymës së vazhduar në të cilët tensioni i induktit është proporcional me shpejtësinë e rrotullimit të boshtit të tahogjeneratorit [36].

Tahogjeneratorët e rrymës së vazhduar mund të jenë me eksitim të pavarur ose me magnet permanentë. Tahogjeneratorët me magnet permanentë kanë avantazhin që nuk kanë nevojë për burim ushqimi të rrymës së vazhduar.

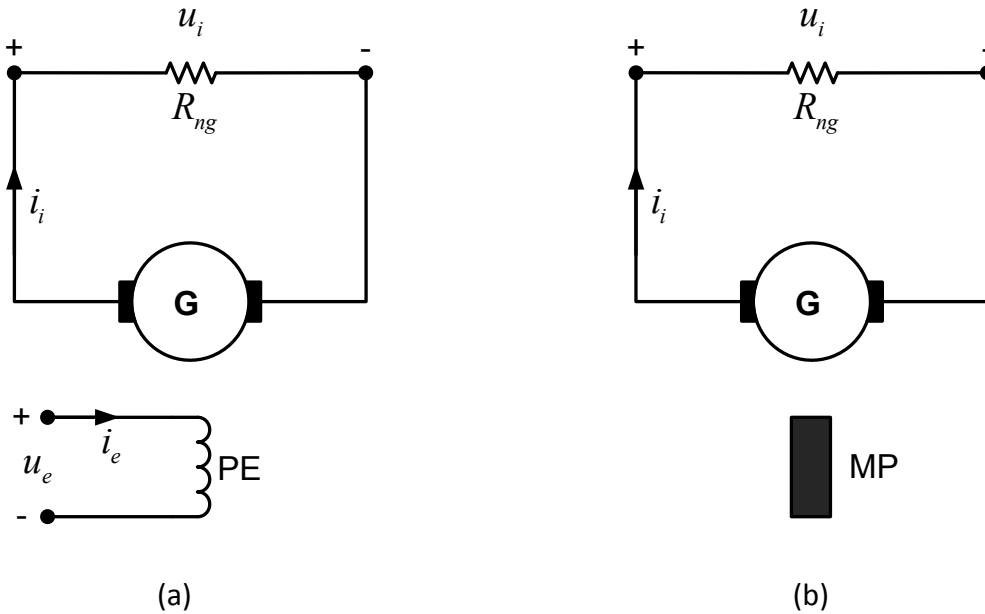


FIG 2.1 Tahogjeneratorët e rrymës së vazhduar: (a) me pështjellë eksitimi, (b) me magnet permanent.

Tensioni i induktit i tahogjeneratorit në çfarëdo lloj regjimi mund të shprehet:

$$u_i = C_m \Phi \Omega + i_i R_i + L_i \frac{di_i}{dt} \quad (2.1)$$

ku C_m , Φ , u_i , i_i , R_i , Ω dhe L_i janë përkatësisht konstantja konstruktive, fluksi, tensioni i induktit, rryma e induktit, rezistenca e induktit, shpejtësia dhe induktiviteti i induktit të tahogjeneratorit. Në qoftë se në bornat e tahogjeneratorit lidhet një ngarkesë rezistive atëherë rryma e induktit do të jetë:

$$\frac{u_i}{R_{ng}} = i_i \quad (2.2)$$

ku R_{ng} është rezistenca e ngarkesës.

Termi i tretë i anës së djathtë i shprehjes (2.1) mund të neglizhohet pasi $L_i \ll R_{ng}$. Në këtë mënyrë tensioni i tahogjeneratorit mund të shprehet:

$$u_i = C_m \Phi \Omega / \left(1 + R_i / R_{ng}\right) \quad (2.3)$$

Nga shprehja (2.3) vëmë re se tensioni i tahogjeneratorit do jetë propocional me shpejtësinë këndore n.q.s fluksi Φ është një madhësi konstante pavarësisht lidhjes së rezistencës së ngarkesës. Zvoglimi i fluksit Φ vjen si rezultat i ndikimit të reaksionit tërthor të induktit. Sa më e madhe të jetë vlera e rezistencës së ngarkesës aq më i vogël është

zvoglimi i fluksit dhe për pasojë tensioni është praktikisht proporcional me shpejtësinë këndore.

2.3 Tahogjeneratorët e rrymës alternative

Tahogjeneratorët e rrymës alternative ose shkurt tahogjeneratorët asinkronë janë krejtësisht të ngjashëm nga ana konstruktive me motorët asinkron njëfazorë në statorin e të cilëve vendosen dy pështjella akset e të cilave janë të shfazuara në hapësirë me 90° elektrike, ndërsa rotorin e tyre mund të jetë me pështjellë të lidhur në të shkurtër ose me sipërfaqe të jashtme të rotorit të realizuar prej një cilindri përcjellës prej alumini [35]. Në fig. 2.2 është treguar skema konvencionale e tahogjeneratorit asinkron.

Në qoftë se pështjella e punës e tahogjeneratorit ushqehet nga një burim njëfazor i rrymës alternative me tension U_p dhe frekuencë f konstante, dhe rotorin do të rrotullohej me shpejtësi këndore Ω , atëherë në pështjellën tjetër e cila quhet pështjella e daljes do të induktohej një forcë elektromotore. Frekuenca e f.e.m është e njëjtë me atë të tensionit të ushqimit (f), ndërsa madhësia e saj varet nga shpejtësia e rrotullimit të rotorit. Për kushte të caktuara madhësia e f.e.m e induktuar në pështjellën e daljes është proporcionale me shpejtësinë Ω . Për kushtet që pështjella e punës është e ushqyer dhe rotorin është i ndalur në pështjellën e daljes nuk do të induktohet f.e.m. [35].

Vërtetohet që fazori kompleks i f.e.m që induktohet në pështjellën e daljes rezulton:

$$\dot{E}_d = a \dot{U}_p \nu / [a + b\nu^2 + j(c - d\nu^2)] \quad (2.4)$$

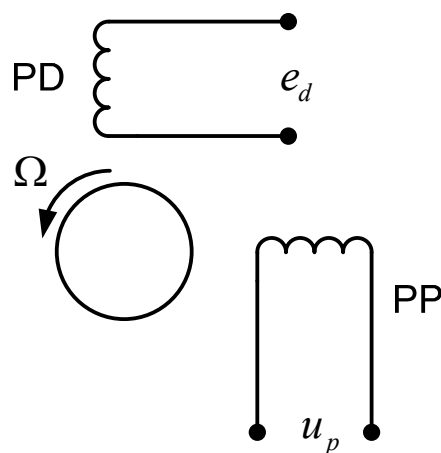


FIG. 2.2. Tahogjenerator i rrymës alternative.

Ku $\dot{E}_d$, $\dot{U}_p$ janë përkatësisht fazori kompleks i f.e.m të pështjellës së daljes dhe fazori kompleks i tensionit të pështjellës së punës. Ndërsa a , b , c , d janë madhësi që varen nga parametrat e tahogjeneratorit dhe $\nu = 1 - s$.

Siç vihet re nga shprehja (2.4) kemi një marrdhënie jolineare ndërmjet $\dot{E}_d$ dhe $\dot{U}_p$ për shkak të prezencës së ν^2 dhe siç mund të kuptohet si madhësia dhe faza e $\dot{E}_d$ varen nga ν . Gjithsesi, për vlera relativisht të vogla të b dhe d dhe akoma më tepër për shpejtësi të vogël deri në $\nu = 0.1$, praktikisht kemi një marrdhënie lineare të f.e.m me tensionin.

Për këtë arsye tahogjeneratorët asinkronë projektohen që b dhe d të kenë vlera sa më të vogla. Kjo realizohet duke e ndërtuar rotorin pa kanale me një cilindër përcjellës prej alumini. Kjo formë e realizimit të rotorit të tahogjeneratorëve bën që rotorin të ketë inerci të vogël dhe për rrjedhojë rritet saktësia e vlerësimit të shpejtësisë në regjimet dinamike ku mund të kemi një ndryshim të shpejtë të shpejtësisë.

2.4 Resolverat

Resolverat janë pajisje elektrike të rrotullueshme që shërbejnë për matjen me saktësi shumë të lartë të pozicionit këndor të boshteve që rrotullohen. Resolverat janë matës absolut të pozicionit këndor. Përdorimi i resolverave elektromagnetik për monitorimin e pozicionit këndor të rotorit të motorëve është gjithmonë e në rritje gjatë viteve të fundit. Kjo për shkak të ndërtimit të thjeshtë dhe mundësisë së funksionimit në temperatura të larta. Nga ana konstruktive resolveri ka statorin dhe rotorin. Në rotorin e resolverave vendoset ajo që quhet pështjella e references, [35].

Nga mënyra e realizimit konstruktiv të statorit dhe rotorit të resolverave dallojmë dy tipe resolverash:

- Resolvera në të cilët pështjella e referencës ushqehet nga sistemi fuqë-unazë.
- Resolvera në të cilët pështjella e referencës “ushqehet” nga pështjella e eksitimit e vendosur në stator dhe për pasojë nuk kemi sistemin fuqë-unazë.

Në statorin e resolverave në të cilët pështjella e referencës ushqehet nga sistemi fuqë-unaza (fig. 2.3, a) vendosen dy pështjella të shfazuara në hapësirë me 90° elektrike. Këto pështjella njihen si pështjella kosinusoidale dhe ajo sinusoidale.

Në ndryshim nga tipi i resolverit të paraqitur në fig. 2.3a, në statorin e resolverave në të cilët pështjella e referencës “ushqehet” nga pështjella e eksitimit, përveç pështjellës kosinusoidale dhe asaj sinusoidale që janë të shfazuara në hapësirë po ashtu me 90° , është e vendsour dhe e ashtëquajtura pështjella e eksitimit. Pështjella e referencës ushqehet nga i ashtëquajturi “transformator rrotullues”, ndërsa pështjella e eksitimit ushqehet nga një burim i rrymës sinusoidale.

Siç mund të vërehet nga fig. 2.3, θ është pozicioni këndor i rotorit. Pavarësisht nga tipi i resolverit, tensioni i ushqimit të pështjellës së referencës është një madhësi sinusoidale.

$$u_r(t) = U_m \sin(\omega_1 t) \quad (2.5)$$

F.e.m që induktohen në pështjellat e statorit për shkak të kalimit të rrymë në pështjellën e referencës do të ishin:

$$\begin{aligned} e_1(t) &= cU_m \cos \theta \sin(\omega_1 t) = E_{1m} \sin(\omega_1 t) \\ e_2(t) &= cU_m \sin \theta \sin(\omega_1 t) = E_{2m} \sin(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Ku c është një konstante që varet nga numri i dredhave të pështjellave të statorit dhe rotorit. Nga shprehja (2.6) vihet re se E_{1m} , E_{2m} varen nga pozicioni këndor i rotorit.

$$\begin{aligned} E_{1m} &= cU_m \cos \theta \\ E_{2m} &= cU_m \sin \theta \end{aligned} \quad (2.7)$$

Nga raporti i f.e.m që induktohen në pështjellat e statorit është e mundur që të përcaktojmë pozicionin këndor të rotorit.

$$\theta = \arctan \frac{e_2(t)}{e_1(t)} = \arctan \frac{\sin \theta}{\cos \theta} \quad (2.8)$$

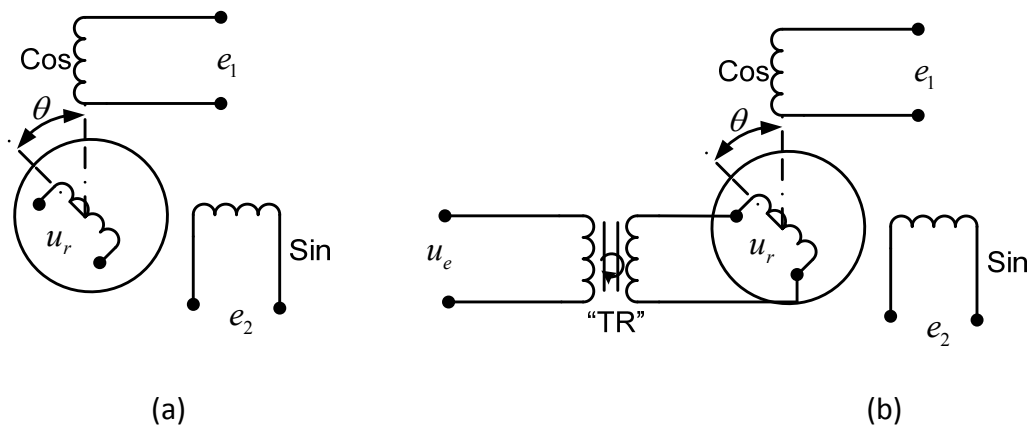


FIG. 2.3. Resolverat elektromagnetik, (a) me furça, (b) pa furça.

Për të përcaktuar këndin θ sipas shprehjes (2.8), sinjalet analoge të f.e.m që induktohen në pështjellat e statorit të resolverit shdërrohen në sinjale dixhitale nëpërmjet kartës A/D me një periodë kampionimi të rendit μ_s . Më pas kryhet kryhet veprimi i shprehjes (2.8). Për të përfutur sinjalin analog të pozicionit këndor të rotorit bëhet shndërrimi nëpërmjet kartës D/A.

2.5 Enkoderat inkremental

Enkoderat inkremental janë paisje elektromekanike të cilat gjenerojnë impulse elektrike për çdo pozicion të boshtit të tyre. Numri i impulseve të gjeneruara është proporcional me shpejtësinë e rrotullimit të boshtit. Enkoderat inkremental të rrotullueshëm janë sot ndër sensorët mekanikë më të përhapur për monitorimin e pozicionit këndor dhe shpejtësisë së boshteve që rrotullohen.

Pjesët kryesore të një enkoderi inkremental janë disku i koduar me inerci të vogël, burimet e dritës dhe fotosensorët siç tregohet në fig. 2.4a. Disku i koduar është i përbërë prej sektorësh transparentë dhe jotransparentë. Gjerësitë e sektorëve transparentë dhe jotransparentë janë të barabarta. Disku i koduar është i fiksuar në bosht dhe për rrjedhojë rrotullohet së bashku me boshtin, [35].

Si burime drite shërbejnë diodat LED ndërsa si fotosensor shërbejnë fototranzistorët. Gjatë rrotullimit të diskut, rrezet e dritës të emetuara nga burimet e dritës të vendosura nga njëra anë e diskut mbi pjesën e palëvizshme të enkoderit (stator), perceptohen nga fotosensorët të cilët ndodhen nga ana tjetër e diskut, përballë me burimet e dritës, të cilët montohen gjithashtu në pjesën e palëvizshme të enkoderit. Secila prej dy daljeve të enkoderit (të shënuara me A dhe B) do të gjenerojnë nga një impuls kur boshti rrotullohet me një kënd të barabartë me hapin këndor të gradimit θ_p , domethënë kemi një zonë transparente dhe jotransparente të njëpasnjëshme. Numri i impulseve(zakonisht i numëruar nga një qark i jashtëm numëruar) është në përpjestim të drejtë me shpejtësinë e boshtit që rrotullohet.

Kështu që për përcaktimin e shpejtësisë apo të pozicionit duhet të numërohen impulset e gjeneruara nga rrotullimi i boshtit të enkoderit .

Për shkak të faktit që rrezet e dritës janë të zhvendosura nga njëra tjetra më një kënd të barabartë me $1/4$ e hapit këndor të gradimit të enkoderit, impulset e dy daljeve do të jenë të zhvendosura në kohë, duke na mundësuar në këtë mënyrë përcaktimin e kahut të rrotullimit.

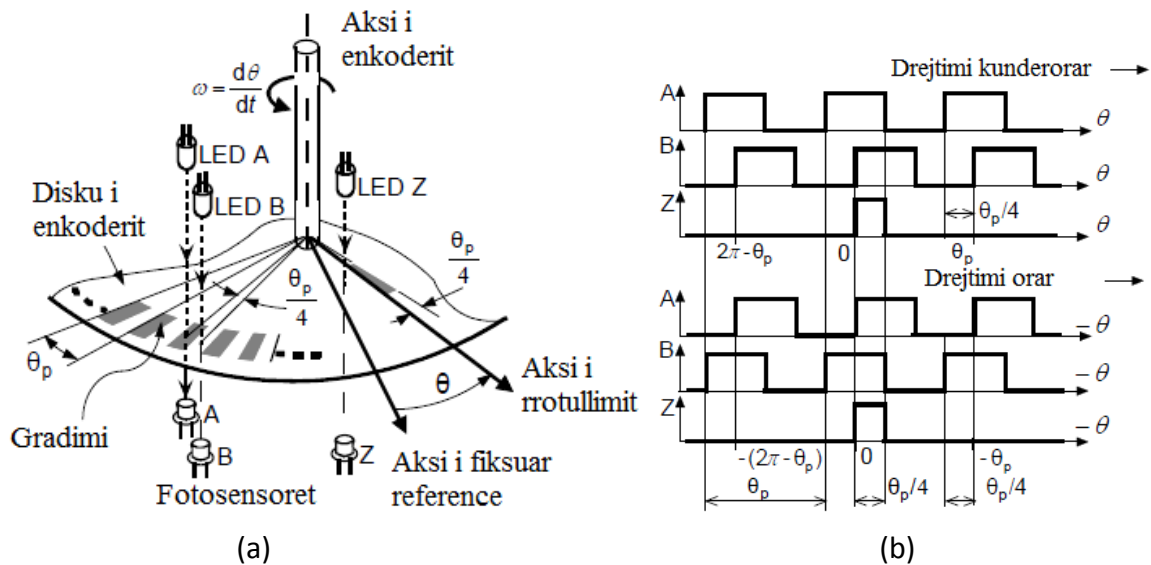


FIG. 2.4. Enkoderi inkremental, (a) ndërtimi konstruktiv i enkoderit inkremental, (b) impulset e daljes së enkoderit inkremental për drejtimin orar dhe kundërorar.

Rrezja e tretë e dritës modullohet nëpërmjet një gjurmë tjetër me një gradim të vetëm. Sinjali i daljes (emërtuar me Z) që varet nga rrezja e tretë e dritës do të japë një impuls për një rrotullim të plotë 360° . Pozicioni i boshtit që korespondon me këtë impuls pranohet si pozicion referencë. Fig. 2.4b tregon impulset e daljes së enkoderit.

Zakonisht sipas drejtimit kundërorar, këndi θ pranohet pozitiv, dhe për drejtimin orar këndi θ pranohet negativ.

2.6 Enkoderat absolut

Enkoderat absolut, njëllor si enkoderat inkremental, janë pajisje elektromekanike të cilat gjenerojnë impulse elektrike për çdo pozicion të boshtit. Enkoderat absolut përdoren për monitorimin e shpejtësisë dhe veçanërisht të pozicionit të boshteve që rrotullohen. Nga këndvështrimi konstruktiv enkoderat absolut janë të ngjashëm me enkoderat inkremental. Në ndryshim nga enkoderi inkremental në diskun e koduar të enkoderit absolut i cili përbëhet nga disa unaza koncentrike të cilat përbëhen nga sektorë transparentë dhe jotransparentë. Sektorët e unazave të ndryshme nuk janë me madhësi të njëjtë, (fig. 2.5).

Gjatë rrotullimit të diskut kemi ndërprerjen e rrezeve të dritës që gjenerohen nga burimi i dritës LED, të cilat perceptohen nga fotodektektorët. Çdo pozicioni të diskut i përgjigjet një kod unik në bazë të të cilit me ndihmën e procesorit përcaktohet pozicioni këndor i boshtit që rrotullohet. Në këtë mënyrë në enkoderat absolut nuk është e

nevojshme që të kemi numeratorë si tek enkoderat inkremental. Në fig. 2.6 është treguar enkoderi absolut.

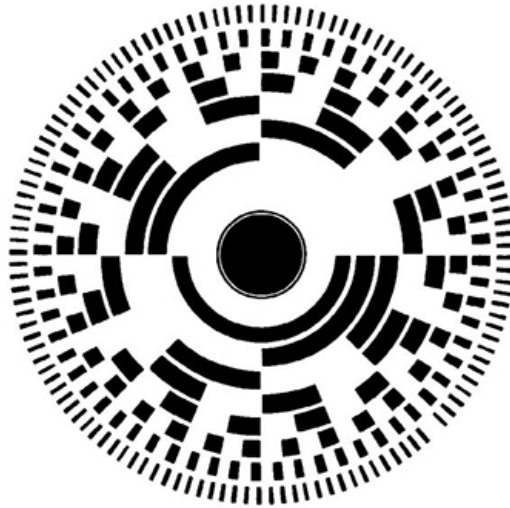


FIG. 2.5. Disku i koduar i enkoderit absolut.

Enkoderat absolut janë më të shtrejtë se enkoderat inkremental por nga ana tjetër kanë avantazhin që në rast ndërprerje të tensionit të ushqimit, pas rikthimit të tij arrijnë të na japin pozicionin e boshtit ku janë vendosur në ndryshim nga enkoderat inkremental.

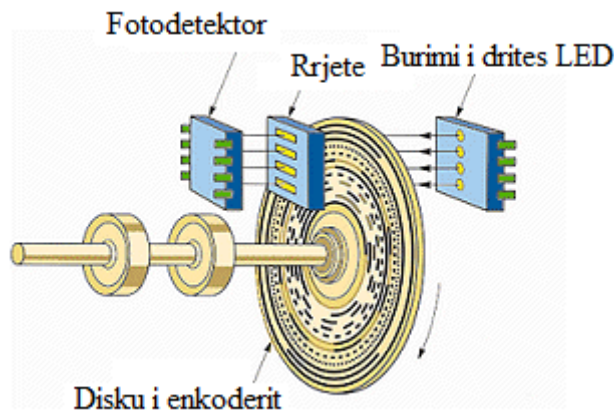


FIG. 2.6. Ndërtimi konstruktiv i enkoderit absolut.

2.7 Monitorimi i shpejtësisë në motorët asinkronë trefazorë pa përdorimin e sensorit mekanik

Njohja e shpejtësisë së motorit në çdo çast kohe është një kërkesë e domosdoshme e sistemeve të kontrollit të shpejtësisë së transmiseve elektrike me kontur të mbyllur. Është e kuptueshme që përdorimi i sensorëve mekanikë të përshkruar në paragrafët e

mësipërm për matjen e shpejtësisë së motorit rrit në mënyrë të ndjeshme koston e transmisionit, kërkon mirëmbajtje të vazhdueshme, jep rezultat të gabuar për shkak të montimit jo korrekt dhe ajo çka është më e rëndësishmja ul besueshmërinë e funksionit të tij, [8]. Për të kapërcyer disavantazhet e mësipërme, kërkimet nga studjues të ndryshëm janë fokusuar në monitorimin pa sensor mekanik të shpejtësisë së motorit, [8]-[10]. Metodat e monitorimit të shpejtësisë pa sensor mekanik njihen ndryshe në literaturë si metoda të vlerësimit ose të identifikimit të shpejtësisë [35].

Janë të shumta metodat që ekzistojnë sot për vlerësimin e shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë, megjithatë ato mund të klasifikohen në dy grupe të mëdha:

- Metoda që bazohen në harmonikat për shkak të kanaleve të rotorit.
- Metoda që bazohen në modelin matematik të motorit.

Të dy metodat e mësipërme do të analizohen me hollësi në paragrafet në vijim.

2.8 Vlerësimi i shpejtësisë në motorët asinkronë trefazorë me anë të harmonikave të kanaleve të rotorit

Në qoftë se një pështjellë trefazore e një motori asinkron do të ushqehet nga një sistem simetrik trefazor tensionesh atëherë fluksi i hapsirës ajrore do të përmbajë përveç harmonikave të kohës dhe ato hapsinore. Disa nga harmonikat hapsinore vijnë për shkak të shpërndarjes hapsinore josinusoidale të pështjellës së statorit si dhe nga kanalet e statorit dhe rotorit. Harmonikat hapsinore për shkak të kanaleve të rotorit mund të përdoren për vlerësimin e shpejtësisë së motorit, [35].

Ndryshimi i rezistencës magnetike të hapsirës ajrore për shkak të kanaleve të hapura në rotor shkakton oshilime të fluksit të hapsirës ajrore. Këto oshilime të fluksit të hapsirës ajrore shfrytëzohen për vlerësimin e shpejtësisë së motorit. Monitorimi i drejtpërdrejtë i këtij fluksi mund të realizohet gjithashtu nëpërmjet përdorimit të ashtëquajturës “bobina e kërimit” [35].

Oshilimi i fluksit të hapsirës ajrore për shkak të kanaleve të rotorit bën që në tensionet dhe rrymat e fazave të statorit të motorit të kemi prezente harmonikat mbi bazën e të cilave mund të vlerësojmë shpejtësinë e motorit. Vlerësimi i shpejtësisë me metodën e harmonikave të kanaleve të rotorit ka avantazhin që nuk varet nga parametrat e motorit,

por nga ana tjetër duhet theksuar se amplitudat e këtyre harmonikave janë relativisht të vogla krahasuar me harmonikën kryesore çka e vështirëson veçimin e tyre [36], [37]. Frekuencat për shkak të kanaleve të rotorit janë të lidhura drepërsëdrejti me numrin e kanaleve në rotor dhe shpejtësinë e rotorit të motorit.

2.8.1 Forca magnetomotore e motorit asinkron trefazor

F.m.m rezultante e hapësirës ajrore krijohet nga rrymat e statorit dhe rotorit. Përshtjellat e statorit dhe rotorit janë të shpërndara përreth hapësirës ajrore, për rrjedhojë, në f.m.m. rezultante, përveç harmonikës bazë, do të ekzistojnë dhe harmonikat hapsinore [35].

Duke marrë në shqyrtim një motor asinkron me p çift pole dhe q bobina për pol dhe fazë, si dhe duke shënuar periferinë ajrore me β (fig .2.7), f.m.m e pështjellës së statorit të motorit asinkron jepet si më poshtë [1]

$$F_s(\beta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \hat{F}_{s,v} \cos(vp\beta - \omega_1 t - \varphi_1) \quad (2.9)$$

ku

$$v = 6k \pm 1, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.10)$$

$\hat{F}_{s,v}$ është amplituda e harmonikës së statorit e rendit v dhe mund të llogaritet si:

$$\hat{F}_{s,v} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{qW}{v} k_{pv} k_{yv} I_1 \quad (2.11)$$

Ku W është numri i dredhave në seri në një bobinë, ω_1 shpejtësia këndore e harmonikës kryesore, φ_1 faza fillestare e rrymës së statorit, I_1 rryma e fazës së statorit, k_{pv} koeficienti i përhapjes së pështjellës për harmonikën e v dhe k_{yv} koeficienti i shkurtimit të hapit për harmonikën v .

Shpejtësia këndore në radian gjeometrik e harmonikës v do të jetë

$$\Omega_v = \frac{\omega_1}{vp} = \frac{\omega_1}{(6k \pm 1)p} \quad (2.12)$$

Harmonikat me shenjë pozitive të shpejtësisë këndore (si p.sh. 7, 13, ...) krijojnë valë që rrotullohen në drejtim të njëjtë me valën e harmonikës kryesore, ndërsa harmonikat me shenjë negative (p.sh. 5, 11, ...) krijojnë valë që rrotullohen në drejtim të kundërt me valën e harmonikës kryesore.

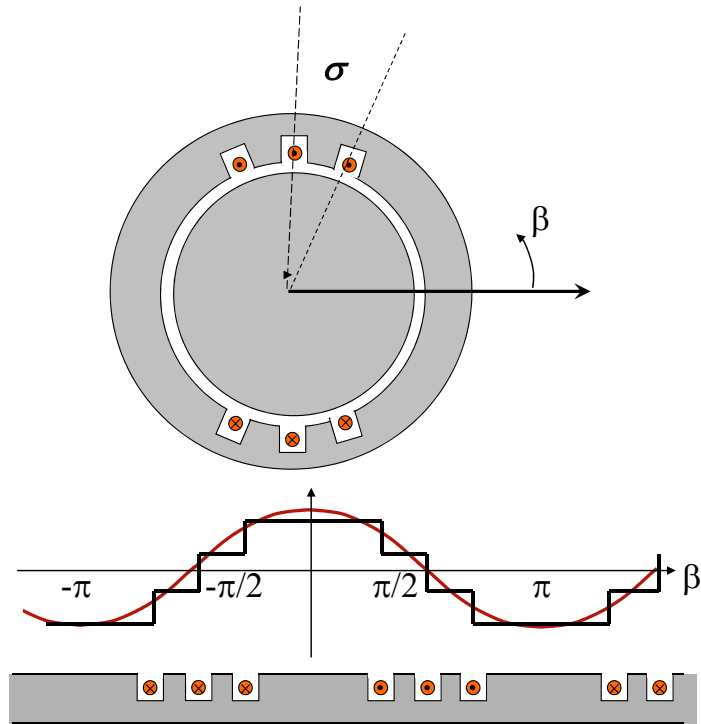


FIG. 2.7. Forca magnetomotore e fazës e motorit asinkron.

Në pështjellën e rotorit për shkak të fushës magnetike të krijuar nga pështjella e statorit, do të kalojë një rrymë e cila përveç harmonikës bazë do të përmbajë dhe harmonika të tjera. Në këtë mënyrë, f.m.m e rotorit përbëhet nga dy komponente.

Komponentja e parë përfaqëson f.m.m e krijuar nga harmonika bazë e rrymës së rotorit e cila ndryshon me frekuencë f_2 e cila llogaritet me shprehjen e mëposhtme [35]

$$F_{r,1}(\beta, t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{F}_{r,1} \cos(\mu_1 p \beta - \omega_{\mu,1} t - \varphi_{\mu}) \quad (2.13)$$

ku

$$\mu_1 = k \frac{Z_r}{p} + 1, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (2.14)$$

$\hat{F}_{r,1}$ është amplituda e harmonikës μ_1

$$\hat{F}_{r,1} = (-1)^{\mu} \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{qW}{\mu} \xi_1 \xi_{\mu} I_1 \cos \varphi_1 \quad (2.15)$$

Z_r numri i kanaleve të rotorit, μ rendi i harmonikës hapsinore të rotorit, φ_{μ} faza fillestare për harmonikat përkatëse, ξ_1 koeficienti i përhapjes së pështjellës së rotorit, ξ_{μ} koeficienti i

shkurtimit të hapit të pështjellës së rotorit. Shpejtësia këndore $\omega_{\mu,1}$ e fushës magnetike në hapësirën ajrore, e krijuar nga f.m.m e rotorit për shkak të harmonikës kryesore të rrymës së rotorit, në sistemin e referimit të fiksuar në stator është:

$$\omega_{\mu,1} = \left(\frac{\omega}{p} + \frac{s\omega_1}{\mu_1 p} \right) \mu_1 p = \omega_1 \left[1 + \frac{kZ_r(1-s)}{p} \right] \quad (2.16)$$

ku s është shkarkja e motorit dhe ω shpejtësia këndore e rotorit.

Komponentja e dytë e f.m.m e rotorit krijohet për shkak të harmonikave të rrymës së rotorit e cila është e barabartë me shprehjen

$$F_{r,2}(\beta, t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{F}_{r,2\mu} \cos(\mu_2 p\beta - \omega_{\mu,2}t - \varphi_{\mu}) \quad (2.17)$$

ku

$$\mu_2 = k \frac{Z_r}{p} + \nu, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.18)$$

$$\hat{F}_{r,2,\mu} = (-1)^{\mu} \sqrt{2} I_{r\nu} \frac{\nu}{\mu} \xi_{\nu} \quad (2.19)$$

$I_{r\nu}$ është amplituda e harmonikës së ν të rrymës së rotorit, ξ_{ν} koeficienti i pështjellës për harmonikën ν .

F.m.m rezultante e hapësirës ajrore të motorit asinkron është e barabartë me shumën e f.m.m që krijohen nga pështjellat e statorit dhe rotorit. Në bazë të shprehjeve (2.9), (2.13), dhe (2.17), f.m.m rezultante e makinës asinkrone rezulton

$$\begin{aligned} F(\beta, t) &= F_s(\beta, t) + F_{r,1}(\beta, t) + F_{r,2}(\beta, t) = \\ &= \hat{F}_1 \cos(p\beta - \omega_1 t - \varphi_1) + \hat{F}_{6k+1} \cos[(6k+1)p\beta - \omega_1 t - \varphi_1] \Big|_{k=1,2,3,\dots} \\ &\quad + \hat{F}_3 \cos[(Z_s - p)\beta - \omega_1 t - \varphi_1] + \hat{F}_4 \cos[(Z_s + p)\beta - \omega_1 t - \varphi_1] \\ &\quad + \hat{F}_5 \cos[(Z_r - p)(\beta - \Omega t) + s\omega_1 t] + \hat{F}_6 \cos[(Z_s + p)(\beta - \Omega t) - s\omega_1 t] \end{aligned} \quad (2.20)$$

Nga shprehja (2.20) shihet që f.m.m rezultante e hapësirës ajrore përmban një sërë harmonikash të cilat janë pasojë si e pështjellave, ashtu dhe kanaleve të statorit dhe të rotorit të motorit asinkron.

2.8.2 Përcaktimi i përcjellshmërisë magnetike specifike të hapësirës ajrore të motorit asinkron

Përcjellshmëria magnetike specifike e motorit asinkron llogaritet duke shqyrtuar

hapësirën ajrore të makinës, e cila për shkak të kanaleve të statorit dhe të rotorit është e ndryshueshme. Në fig. 2.8 është paraqitur një sektor i hapësirës ajrore të motorit asinkron. Për thjeshtësi studimi kanalet e statorit dhe rotorit janë pranuar drejtkëndore. Në këtë rast, për hapësirën ajrore mund të shkruajmë

$$\delta(\beta, t) = \delta_s(\beta) + \delta_r(\beta, t) + \delta_0 \quad (2.21)$$

ku δ_0 përfaqëson hapësirën ajrore konstante dhe është hapësira e motorit ku rotorin dhe statorin janë me sipërfaqe të lëmuar, $\delta_s(\beta)$ varet nga këndi β dhe paraqet thellësinë e kanalit të statorit, $\delta_r(\beta, t)$ varet si nga këndi β ashtu dhe nga koha t dhe paraqet thellësinë e kanalit të rotorit. Hapësira ajrore e dhëmbëve të statorit është funksion periodik me periodë $T_s = 2\pi/Z_s$. Në mënyrë të ngjajshme, edhe hapësira ajrore e dhëmbëve të rotorit është funksion periodik me periodë $T_r = 2\pi/Z_r$. Sistemi koordinativ i palëvizshëm me rotorin, φ , lidhet me sistemin koordinativ të palëvizshëm të statorit, β , me shprehjen $\varphi = \beta - \omega t$, ku $\omega = d\theta/dt$ është shpejtësia këndore e rotorit. Përcjellshmëria magnetike specifike e hapësirës ajrore rezulton

$$\begin{aligned} \lambda(\beta, t) &= \frac{\mu_0}{\delta(\beta, t)} = \frac{\mu_0}{\delta_s(\beta) + \delta_r(\beta, t) + \delta_0} \\ &= \frac{\mu_0}{\delta_0} \frac{1}{k_{c1}k_{c2}} + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{1,k} \cos(kZ_s\beta) + \sum_{m=1}^{\infty} \lambda_{2,m} \cos[mZ_r(\beta - \Omega t)] \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \lambda_{1,2,k\pm m} \cos[(kZ_s - mZ_r)\beta - mZ_r\Omega t] \\ &= \lambda_0 + \lambda_s + \lambda_r + \lambda_{s-r} \end{aligned} \quad (2.22)$$

ku k_{c1} , k_{c2} janë koeficientët e Carter-it [38] të cilët marrin parasysh përmasat gjeometrike të dhëmbëve të statorit dhe rotorit si dhe gjendjen e bërthamës magnetike, kurse Ω është shpejtësia këndore në rad/s ($\Omega = \omega / p = (1-s)\omega_1 / p$).

Siç shikohet nga shprehja (2.22) përcjellshmëria magnetike specifike përbëhet nga katër komponente:

- Komponentja e parë λ_0 është konstante dhe përfaqëson përcjellshmërinë magnetike specifike të makinës asinkrone pa kanale.
- Komponentja e dytë λ_s përfaqëson ndikimin e kanaleve të statorit.

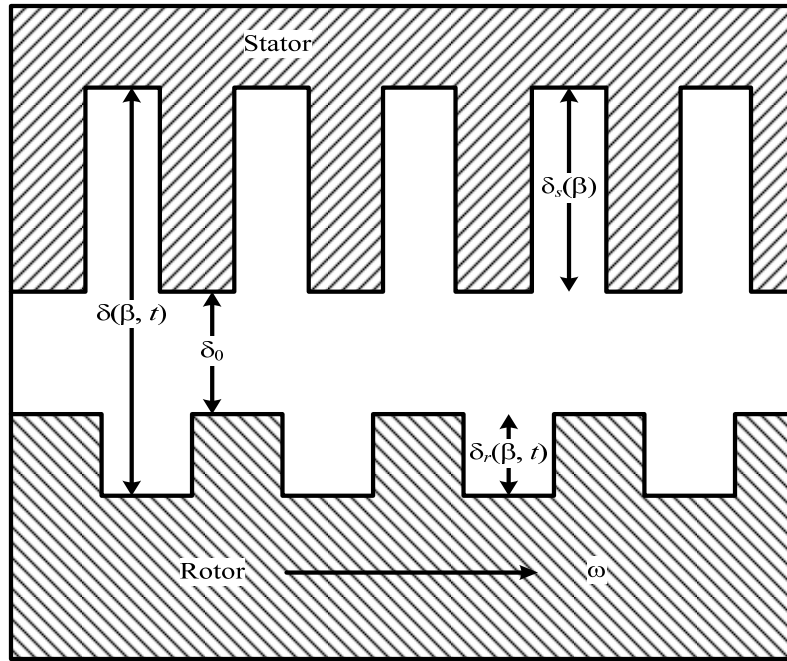


FIG. 2.8. Hapësira ajrore e motorit asinkron.

- Komponentja e tretë λ_r përfaqëson ndikimin e kanaleve të rotorit.
- Komponentja e katërt λ_{r-s} përfaqëson ndikimin e statorit dhe rotorit së bashku.

2.8.3 Induksioni i hapësirës ajrore

Induksioni magnetik i hapësirës ajrore përcaktohet si produkt i përcjellshmërisë magnetike (2.22) dhe f.m.m rezultante (2.20)

$$B(\beta, t) = \lambda(\beta, t) F(\beta, t) = (\lambda_0 + \lambda_s + \lambda_r + \lambda_{r-s}) (F_s + F_{r,1} + F_{r,2}) \quad (2.23)$$

Në qoftë se do të zhvillojmë shprehjen (2.23) dhe do të kufizohemi vetëm në harmonikat e para, atëherë induksioni i hapësirës ajrore do të rezultojë

$$\begin{aligned} B(\beta, t) = & \hat{B}_1 \cos(p\beta - \omega_1 t) + \hat{B}_5 \cos(5p\beta + \omega_1 t) + \\ & + \hat{B}_7 \cos(7p\beta - \omega_1 t) + \hat{B}_{1-s}^{(+)} \cos[(Z_s - p)\beta + \omega_1 t] + \\ & + \hat{B}_{1-s}^{(-)} \cos[(Z_s + p)\beta - \omega_1 t] + \hat{B}_{1-r}^{(+)} \cos[(Z_r - p)(\beta - \Omega t) + s\omega_1 t] \\ & + \hat{B}_{1-r}^{(-)} \cos[(Z_r + p)(\beta - \Omega t) - s\omega_1 t] \end{aligned} \quad (2.24)$$

ku $\hat{B}_1, \hat{B}_5, \hat{B}_7, \hat{B}_{1-s}^{(+)}, \hat{B}_{1-s}^{(-)}, \hat{B}_{1-r}^{(+)}, \hat{B}_{1-r}^{(-)}$ janë amplitudat e harmonikave përkatëse. Duhet shënuar se me indeksat (+) dhe (-) janë treguar valët pozitive dhe negative që krijohen për shkak të kanaleve në stator dhe rotor. Shprehja e fluksit në hapësirën ajrore do të jetë e ngjajshme me atë të induksionit magnetik dhe ka trajtën

$$\begin{aligned}\Phi(\beta, t) = & \hat{\Phi}_1 \cos(p\beta - \omega_1 t) + \hat{\Phi}_5 \cos(5p\beta + \omega_1 t) + \\ & + \hat{\Phi}_7 \cos(7p\beta - \omega_1 t) + \hat{\Phi}_{1,s}^+ \cos[(Z_s - p)\beta + \omega_1 t] + \\ & + \hat{\Phi}_{1,s}^- \cos[(Z_s + p)\beta - \omega_1 t] + \hat{\Phi}_{1,r}^+ \cos[(Z_r - p)(\beta - \Omega t) + s\omega_1 t] \\ & + \hat{\Phi}_{1,r}^- \cos[(Z_r + p)(\beta - \Omega t) - s\omega_1 t]\end{aligned}\quad (2.25)$$

ku $\Phi_v = B_v S_v = B_v S_1 / v$ dhe S_1 përfaqëson sipërfaqen e periferisë që i përket një poli të harmonikës bazë.

2.8.4 Tensioni i fazës i pështjellës së statorit

Nga shprehja (2.25), shihet që fluksi magnetik i hapësirës ajrore përmban disa harmonika. Për shkak të këtyre harmonikave edhe f.e.m dhe tensioni në pështjellën e rotorit dhe të statorit do të përmbajnë harmonika. Për një fazë të pështjellës së statorit tensioni rezulton [35], [38]

$$\begin{aligned}u_A = & \hat{U}_1 \cos(p\beta - \omega_1 t) + \hat{U}_5 \cos(5p\beta + \omega_1 t) + \hat{U}_7 \cos(7p\beta - \omega_1 t) \\ & + \hat{U}_{1,s}^{(+)} \cos[(Z_s - p)\beta + \omega_1 t] + \hat{U}_{1,s}^{(-)} \cos[(Z_s + p)\beta - \omega_1 t] \\ & + \hat{U}_{1,r}^{(+)} \cos[(Z_r - p)(\beta - \Omega t) + s\omega_1 t] + \hat{U}_{1,r}^{(-)} \cos[(Z_r + p)(\beta - \Omega t) - s\omega_1 t]\end{aligned}\quad (2.26)$$

ku $\hat{U}_1$ amplituda e komponentes kryesore e tensionit, $\hat{U}_{1,s}^{(+)}$, $\hat{U}_{1,s}^{(-)}$ dhe $\hat{U}_{1,r}^{(+)}$, $\hat{U}_{1,r}^{(-)}$ janë amplitudat e komponenteve pozitive dhe negative që shkaktohen nga kanalet e statorit dhe rotorit. Siç shihet nga shprehja e mësipërme, komponentja e parë e tensionit është me frekuencën e burimit të ushqimit, kurse komponentja e dytë dhe e tretë janë harmonika e pestë dhe e shtatë që shkaktohen për shkak të pështjellës së shpërndarë të statorit.

Komponentet e tjera janë për shkak të kanaleve në rotor dhe stator. Tensionet e fazave të tjera merren nga shprehja (2.26) duke i shfazuar me 120° dhe 240° (gradë elektrike).

Nga shprehja (2.26) shihet që tensioni i fazës, përveç harmonikës bazë dhe shumëfishe të saj, përmban dhe harmonika për shkak të kanaleve. Nëse bëjmë shumën e tensioneve të fazave të statorit marrim

$$\begin{aligned}u_s = & u_A + u_B + u_C = \\ = & \frac{1}{2} k_{v1} (N_r \omega + \omega_1) \left\{ 1 + 2 \cos \left[2(N_r + 1) \frac{\pi}{3} \right] \right\} \cos[(N_r \omega + \omega_1)t - (N_r + 1)f_{h1}] \\ & + \frac{1}{2} k_{v2} (N_r \omega - \omega_1) \left\{ 1 + 2 \cos \left[2(N_r - 1) \frac{\pi}{3} \right] \right\} \cos[(N_r \omega - \omega_1)t - (N_r - 1)f_{h2}]\end{aligned}\quad (2.27)$$

ku $k_{v1}, k_{v21}, f_{h1}, f_{h2}$ janë koefiçientë që varen nga struktura elektromagnetike dhe ajo mekanike e motorit asinkron [35]. Me N_r është shënuar numri i kanaleve të rotorit që i përket një çifti të poleve të rotorit ($N_r = Z_r/p$), i cili është një numër natyral. Vlera e tensionit shumar u_s rezulton:

$$u_s = \begin{cases} 0 & N_r = 3N + 0, N = 1, 2, \dots \\ \frac{3}{2} k_{v1} (N_r \omega + \omega_1) \cos \{ (N_r \omega + \omega_1) t - (N_r + 1) f_{h1} \} & N_r = 3N - 1, N = 1, 2, \dots \\ \frac{3}{2} k_{v2} (N_r \omega - \omega_1) \cos \{ (N_r \omega - \omega_1) t - (N_r - 1) f_{h2} \} & N_r = 3N + 1, N = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (2.28)$$

Nga shprehja e mësipërme shihet që në qoftë se N_r është një numër natyral por i ndryshëm nga shumëfish i treshit, atëherë tek tensioni u_s do të shfaqet vetëm një harmonikë, ajo e shkaktuar nga kanalet në rotor.

Frekuenca f_s e harmonikës së tensionit u_s lidhet me ω dhe ω_1 me shprehjen [1]

$$f_s = N_r f_r \pm f = \frac{N_r \omega \pm \omega_1}{2\pi} = \frac{[N_r(1-s) \pm 1] \omega_1}{2\pi} = \left[\frac{Z_r(1-s)}{p} \pm 1 \right] f \quad (2.29)$$

Duke pasur parasysh shprehjen e mësipërme, shpejtësia e rrotullimit të rotorit të motorit mund të përcaktohet si:

$$n = \frac{60}{Z_r} (f_s \pm f), \quad [\text{rrot/min}] \quad (2.30)$$

Nga shprehja e mësipërme vihet re se duke njohur frekuencën f të tensionit të ushqimit të motorit, numrin e kanaleve të rotorit Z_r , numrin e çiftpoleve p të motorit si dhe frekuencën f_s të marrë nga analiza spektrale e tensionit u_s jemi në gjendje të vlerësojmë shpejtësinë e rrotullimit të rotorit të motorit.

Ka dy mënyra për të marrë sinjalin u_s që do ti nënshtrohet analizës spektrale për të përcaktuar frekuencën f_s .

- Metoda e tre transformatorëve të tensionit (fig. 2.9).
- Metoda e tre rezistencave aktive (fig. 2.10).

Ndërmjet mënyrës me tre transformatorë tensioni dhe asaj me tre rezistenca më tepër preferohet të përdoret ajo me tre rezistenca (fig. 2.10), pasi ka kosto më të ulët dhe gjithashtu është më e thjeshtë për tu zbatuar.

Frekuenca për shkak të kanaleve të rotorit (f_s) është prezente edhe tek tensioni i fazës së

statorit dhe për rrjedhojë edhe tek rryma e fazës, për pasojë ajo mund të gjendet nga analiza spektrale e sinjalit të tensionit ose të rrymës së fazës.

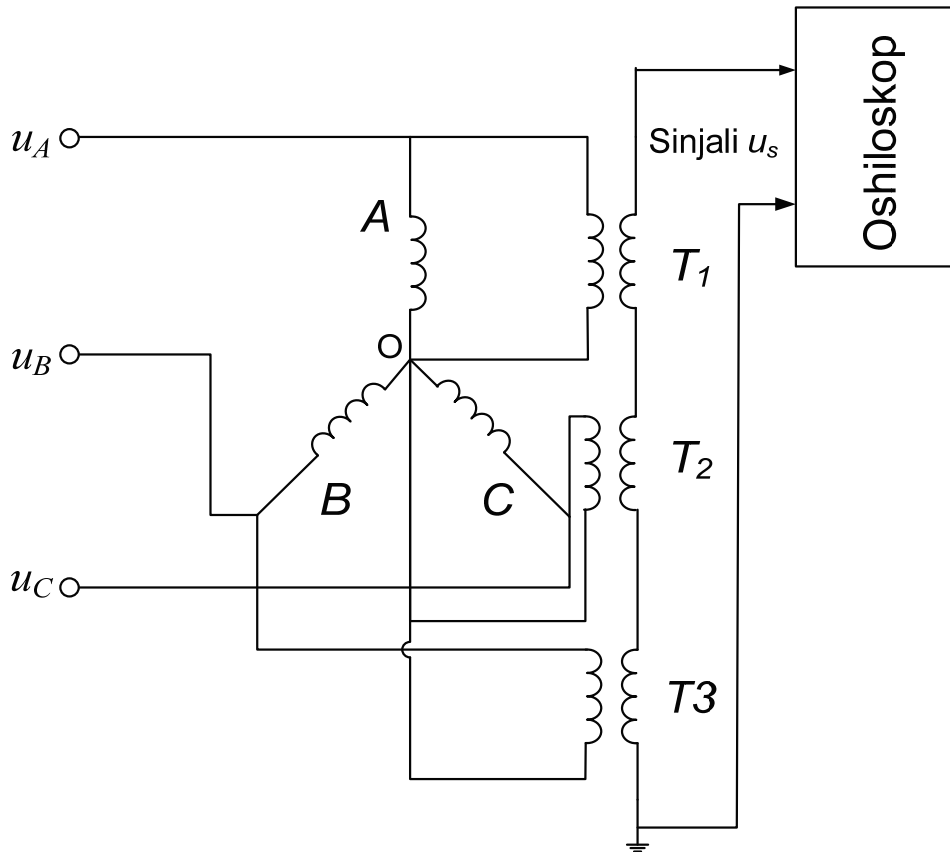


FIG. 2.9. Skema e lidhjes së tre transformatorëve të tensionit për përfitim të sinjalit u_s .

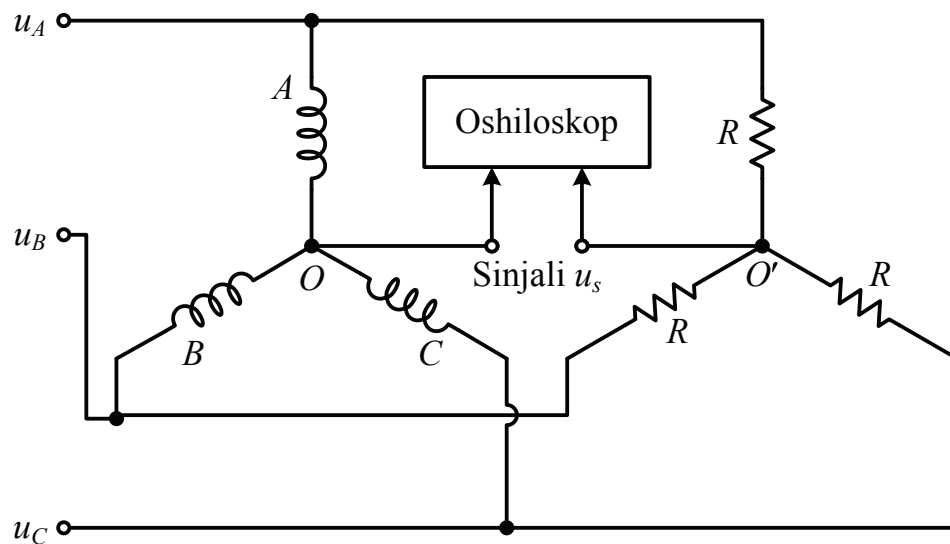


FIG. 2.10. Skema e lidhjes së tre rezistencave aktive për përfitim të sinjalit u_s .

Duhet theksuar që veçimi i saj në këtë rast është më i vështirë për shkak të

ekzistencës së një sërë harmonikash të tjera.

2.8.5 Realizimi eksperimental

Për verifikimin e metodës së mësipërme të vlerësimit të shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër me anë të harmonikave të kanaleve të rotorit, në laboratorin e makinave elektrike u ndërtua stenda siç paraqitet në fig. 2.11. Për realizimin e eksperimentit u përdor metoda e tre rezistencave (fig. 2.10). Të dhënat e motorit që është përdorur në eksperiment janë paraqitur në tabelën 2.1.

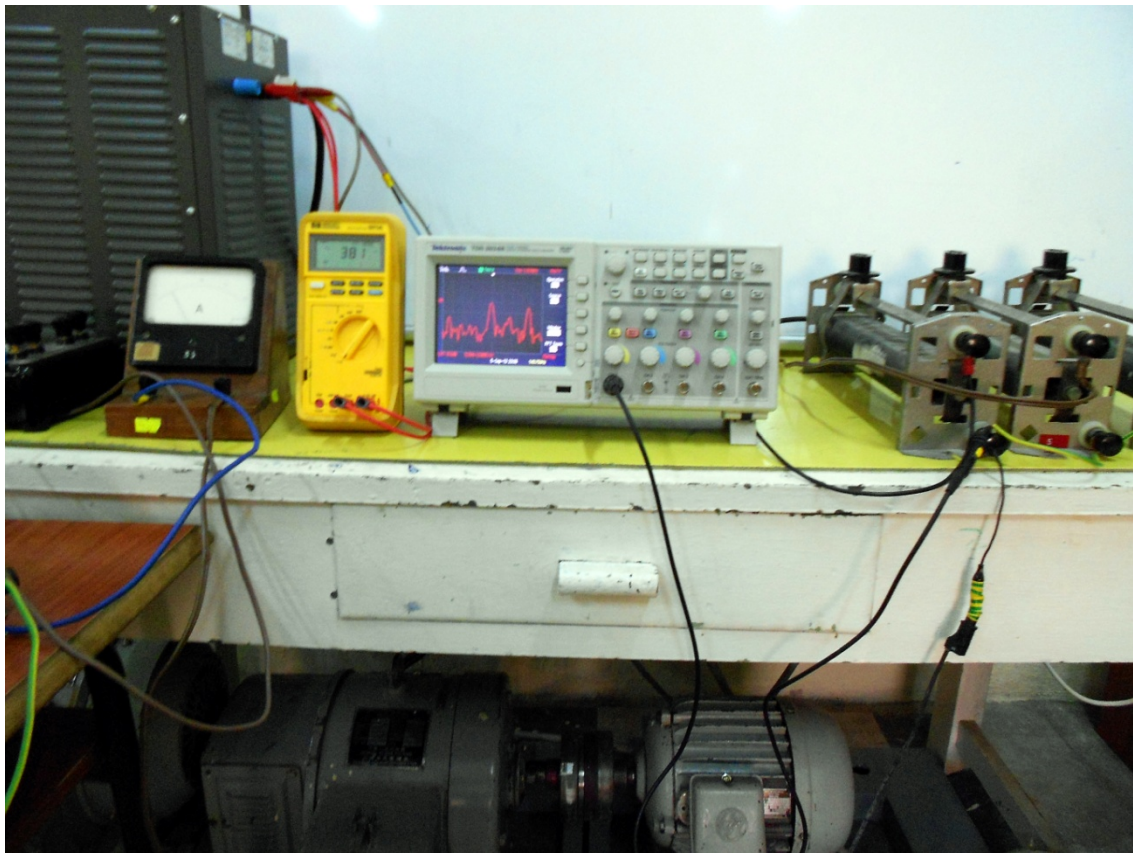


FIG. 2.11. Stenda e kryerjes së eksperimentit.

TABELA 2.1. Të dhënat e motorit asinkron trefazor.

P_n [kW]	n_n [rrot/min]	U_{nl} [V]	I_n [A]	$\cos \phi_n$	f_n [HZ]	Z_R
1.47	1430	380	3.3	0.85	50	26

Motori u ushqye nga rrjeti trefazor sinusoidal me frekuencë $f=50$ Hz dhe me tension sa tensioni nominal i motorit. Pështjella e statorit të motorit ishte e lidhur në yll. Ndryshimi i momentit të ngarkesës të motorit nga $(0-1.2) M_n$ u realizua nëpërmjet një gjeneratori të

rrymës së vazhduar. Analiza spektrale e sinjalit u_s u realizua nëpërmjet oshiloskopit Tetronix TDS 2014B, i cili mundëson transformimin e shpejtë të furiesë FFT .

Në fig. 2.12 janë paraqitur analiza spektrale për dy vlera të shpejtësisë së motorit, përkatësisht 1491 rrot/min (pa ngarkesë), 1430 rrot/min (me ngarkesë nominale). Siç mund të vihet re në tabelën 2.2 janë dhënë vlerat e shpejtësisë së motorit të marra nga matjet me stroboskop dhe ato të marra llogaritjet.

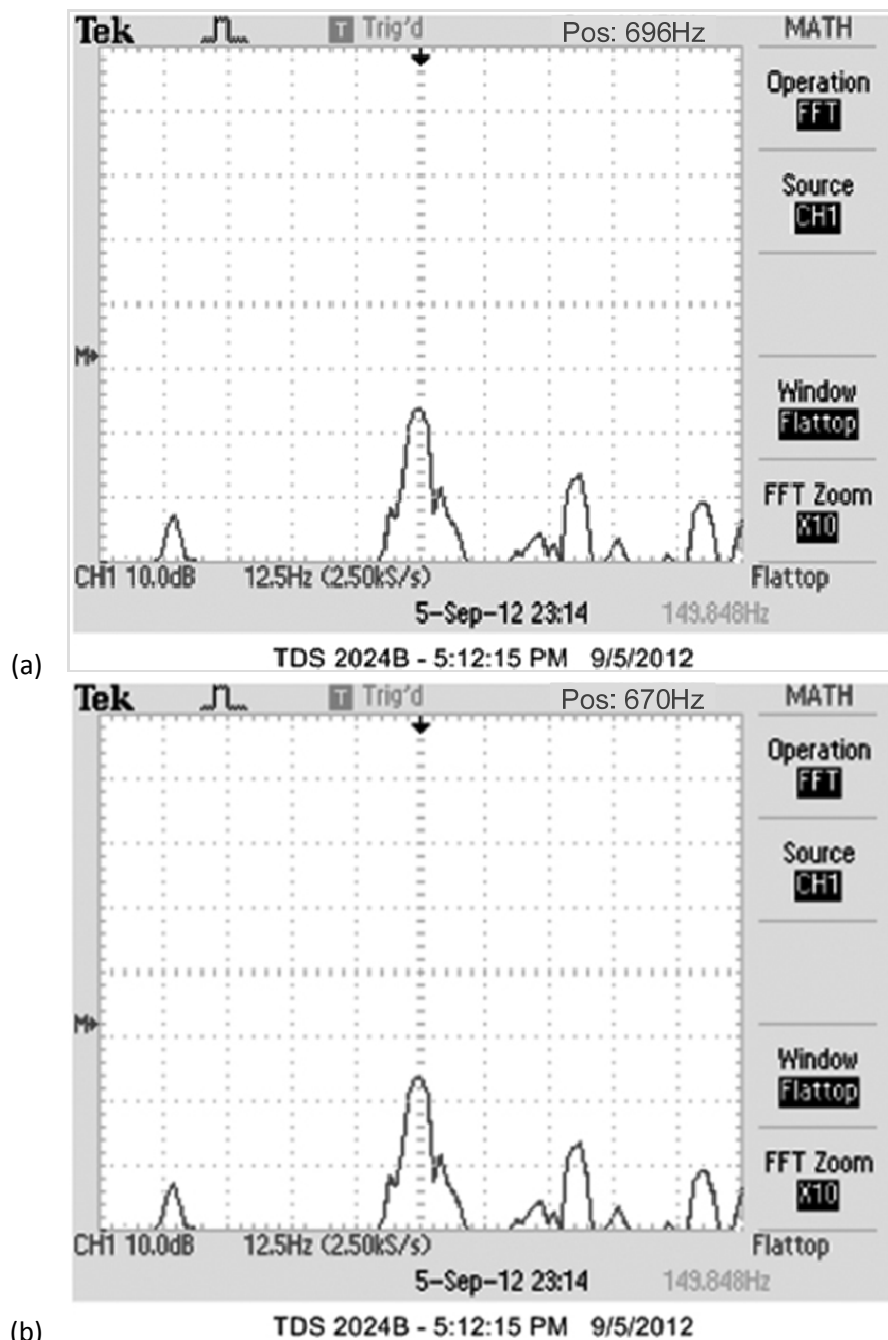


Fig. 2.12. Analiza spektrale e sinjalit u_s për shpejtësi të motorit; (a) 1491 rrot/min, (b) 1430 rrot/min.

TABELA 2.2. Krahasimi i shpejtësisë së matur me atë të vlerësuar.

<i>Nr.</i>	f_s [Hz]	f [Hz]	$n_{vleresuar}$ [rrot/min]	n_{matur} [rrot/min]	<i>Gabimi</i> [%]
1	696	50	1491	1492	0.134
2	691	50	1480	1477	0.203
3	685	50	1466	1469	0.203
4	682	50	1458	1454	0.275
5	678	50	1450	1450	0
6	674	50	1441	1442	0.069
7	670	50	1430	1430	0
8	664	50	1418	1418	0
9	661	50	1410	1408	0.142

Duke parë rezultatet e tabelës 2.2 arrijmë në përfundimin që metoda e përdorur për vlerësimin e shpejtësisë me anë të harmonikave të kanaleve të rotorit siguron një saktësi të admirueshme në një diapazon të madh të ndryshimit të shpejtësisë dhe për më tepër nuk nuk varet nga parametrat e motorit.

Me zvogëlimin e shpejtësisë (zakonisht nën 20 % të shpejtësisë nominale të motorit) dhe për ngarkesa të vogla, amplituda e harmonikës për shkak të kanaleve në rotor zvogëlohet dhe mund të bëhet e rendit të zhurmave [35]. Ky fakt përbën një mangësi të kësaj metode. Gjithashtu një e metë tjetër e kësaj metode është vështërsia e veçimit të frekuencës së harmonikës për shkak të kanaleve të rotorit kur motori ushqehet nga shndërruesi i frekuencës.

2.9 Metoda e vlerësimit të shpejtësisë duke u bazuar në modelin matematik të motorit

Vlerësimi i shpejtësisë duke u bazuar në modelin dinamik të motorit është metoda më e përhapur në sistemet e kontrollit pa sensor të shpejtësisë të motorëve asinkronë trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër. Ekzistojnë disa metoda të vlerësimit të shpejtësisë që bazohen mbi modelin matematik të motorit por në këtë paragraf do të trajtojmë të ashtëquajturin vlerësues në kontur të hapur i cili mund të përdoret në sistemet e kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorëve asinkronë.

Për nxjerrjen e vlerësuesit të shpejtësisë duhet t'i referohemi modelit matematik të

motorit të nxjerrë në kapitullin I, për sistemin kordinativ ortogonal të fiksuar në stator ($D, Q, 0$). Kjo pasi si rrymat dhe tensionet e statorit të motorit maten nëpërmjet sensorëve të hollit në sistemin kordinativ të fiksuar në stator [39].

$$\begin{aligned}
 u_{sD} &= \frac{d\psi_{sD}}{dt} + R_s i_{sD} & 0 &= \frac{d\psi_{rD}}{dt} + \omega \cdot \psi_{rQ} + R_r i_{rD} \\
 u_{sQ} &= \frac{d\psi_{sQ}}{dt} + R_s i_{sQ} & 0 &= \frac{d\psi_{rQ}}{dt} - \omega \cdot \psi_{rD} + R_r i_{rQ} \\
 \psi_{sD} &= L_s i_{sD} + L_m i_{rD} & \psi_{rD} &= L_r i_{rD} + L_m i_{sD} \\
 \psi_{sQ} &= L_s i_{sQ} + L_m i_{rQ} & \psi_{rQ} &= L_r i_{rQ} + L_m i_{sQ}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rD} i_{sQ} - \Psi_{rQ} i_{sD})$$

Meqënëse në modelin e mësipërm kemi prezentë përveç të tjerave dhe rrymat e rotorit të cilat nuk mund të monitorohen për motorët asikronë me rotor të lidhur në të shkurtër atëherë do duhet që ti eliminojmë nga modeli duke kryer shndërrimet që do ti pasqyrojmë më poshtë. Për këtë duhet që fillimisht nga modeli matematik i motorit (2.31) të nxjerrim komponentet ortogonale të fluksit të statorit.

$$\begin{aligned}
 \psi_{sD} &= \frac{1}{s} (u_{sD} - R_s i_{sD}) \\
 \psi_{sQ} &= \frac{1}{s} (u_{sQ} - R_s i_{sQ})
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

Më pas shprehim komponentet ortogonale të rrymave të rotorit në funksion të komponenteve ortogonale të flukseve të statorit, konkretisht:

$$\begin{aligned}
 i_{rD} &= \frac{1}{L_m} (\psi_{sD} - L_s i_{sD}) \\
 i_{rQ} &= \frac{1}{L_m} (\psi_{sQ} - L_s i_{sQ})
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

Në qoftë se zëvendësohen komponentet e fluksit të statorit (2.32) tek komponentet e rrymave të rotorit (2.33) do të kishim:

$$i_{rD} = \frac{1}{L_m} \left[\frac{1}{s} (u_{sD} - R_s i_{sD}) - L_s i_{sD} \right] \tag{2.34}$$

$$i_{rQ} = \frac{1}{L_m} \left[\frac{1}{s} (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) - L_s i_{sQ} \right] \tag{2.34}$$

Zëvendësimi i komponenteve ortogonale të rrymave të rotorit (2.34) tek komponentet

ortogonale të flukseve të rotorit (2.31) do na jepet:

$$\begin{aligned}\Psi_{rD} &= \frac{1}{s} \frac{L_r}{L_m} \left[u_{sD} - (R_s + s \sigma L_s) i_{sD} \right] \\ \Psi_{rQ} &= \frac{1}{s} \frac{L_r}{L_m} \left[u_{sQ} - (R_s + s \sigma L_s) i_{sQ} \right]\end{aligned}\quad (2.35)$$

Ku $\sigma = (1 - (L_m^2 / L_r L_s))$ është koefiçienti i shpërndarjes.

Siç shihet nga (2.35), komponentet ortogonale të flukseve të rotorit mund të vlerësohen në qoftë se masim tensionet dhe rrymat e statorit të motorit.

Në qoftë se njihen parametrat e modelit matematik të motorit si dhe duke matur tensionet dhe rrymat e statorit të motorit atëherë jemi në gjendje që të vlerësojmë shpejtësinë e rrotullimit të rotorit të motorit në çdo çast kohe siç do e shikojmë më poshtë.

Siç dihet, përcaktimi i pozicionit këndor të vektorit të fluksit të rotorit mund të realizohet me anë të shprehjes së mëposhtme:

$$\Theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{rQ}}{\Psi_{rD}} \right) \quad (2.36)$$

Në qoftë se do të derivojmë në lidhje me kohën shprehjen e mësipërme do të kishim:

$$\frac{d\Theta_r}{dt} = s\Theta_r = s \left[\tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{rQ}}{\Psi_{rD}} \right) \right] = \frac{\Psi_{rD}(s\Psi_{rQ}) - \Psi_{rQ}(s\Psi_{rD})}{\Psi_{rD}^2 + \Psi_{rQ}^2} \quad (2.37)$$

Për të nxjerrë shprehjen nga e cila mund të llogaritet shpejtësia e motorit do ti rikthehemi edhe një herë modelit matematik të dhënë në shprehjen (2.31). Nga ky model mund të shprehim derivatet e komponenteve ortogonale të flukseve të rotorit si:

$$\begin{aligned}s\Psi_{rD} &= -\omega \cdot \Psi_{rQ} - R_r i_{rD} \\ s\Psi_{rQ} &= \omega \cdot \Psi_{rD} - R_r i_{rQ}\end{aligned}\quad (2.38)$$

Duke zëvendësuar shprehjen (2.33) tek shprehja e mësipërme do të kishim:

$$s\Psi_{rD} = -\frac{1}{T_r} \Psi_{rD} - \omega \cdot \Psi_{rQ} + \frac{L_m}{T_r} i_{sD} \quad (2.39)$$

$$s\Psi_{rQ} = \omega \cdot \Psi_{rD} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rQ} + \frac{L_m}{T_r} i_{sQ} \quad (2.39)$$

Ku me $T_r = L_r / R_r$ është shënuar konstantja e kohës e rotorit.

Në qoftë se bëjmë zëvendësimin e ekuacioneve të shprehjes së mësipërme tek

shprehja (2.37) do të kishim:

$$\frac{d\Theta_r}{dt} = \omega + \frac{L_m}{T_r} \left(\frac{i_{sQ} \Psi_{rD} - i_{sD} \Psi_{rQ}}{\Psi_{rD}^2 + \Psi_{rQ}^2} \right) \quad (2.40)$$

Në qoftë se zëvendësojmë tek shprehja (2.40) shprehjen (2.37) mund të nxjerrim shprehjen nëpërmjet së cilës mund të vlerësohet në kohë reale shpejtësia e rrotullimit të rotorit të motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër.

$$\omega = \frac{\Psi_{rD}(s\Psi_{rQ}) - \Psi_{rQ}(s\Psi_{rD}) - \frac{L_m}{T_r}(i_{sQ}\Psi_{rD} - i_{sD}\Psi_{rQ})}{\Psi_{rD}^2 + \Psi_{rQ}^2} \quad (2.41)$$

Duhet të theksuar që në qoftë se njihen parametrat e modelit matematik të motorit si dhe duke matur tensionet dhe rrymat e statorit mund të vlerësojmë komponentet ortogonale të fluksit të rotorit (2.35) dhe më pas në bazë të shprehjes (2.41) mund të vlerësohet në kohë reale shpejtësia e motorit.

Në bazë të shprehjeve të paraqitura më sipër mund të ndërtojmë bllokdiagramën e vlerësuesit të shpejtësisë e cila është paraqitur në fig. 2.13.

Në bllokdiagramën e fig. 2.13 kemi si hyrje komponentet ortogonale të tensioneve dhe të rrymave të statorit të motorit dhe si dalje kemi shpejtësinë e rrotullimit të rotorit të motorit. Komponentet ortogonale të tensioneve dhe rrymave të statorit merren duke kryer transformimin nga kordinata fazore (a, b, c) në kordinata ortogonale (D, Q) me anë të matricës transformuese të Klarkut $[T]$.

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Duke qenë se në shumicën e rasteve pësjtjellat e motorëve asikronë lidhen në yll me neutër të izoluar atëherë mungon përbërësja e renditjes nuleare për pasojë në matricën transformuese $[T]$ të Klarkut mungon rrjeshti i fundit, konkretisht:

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

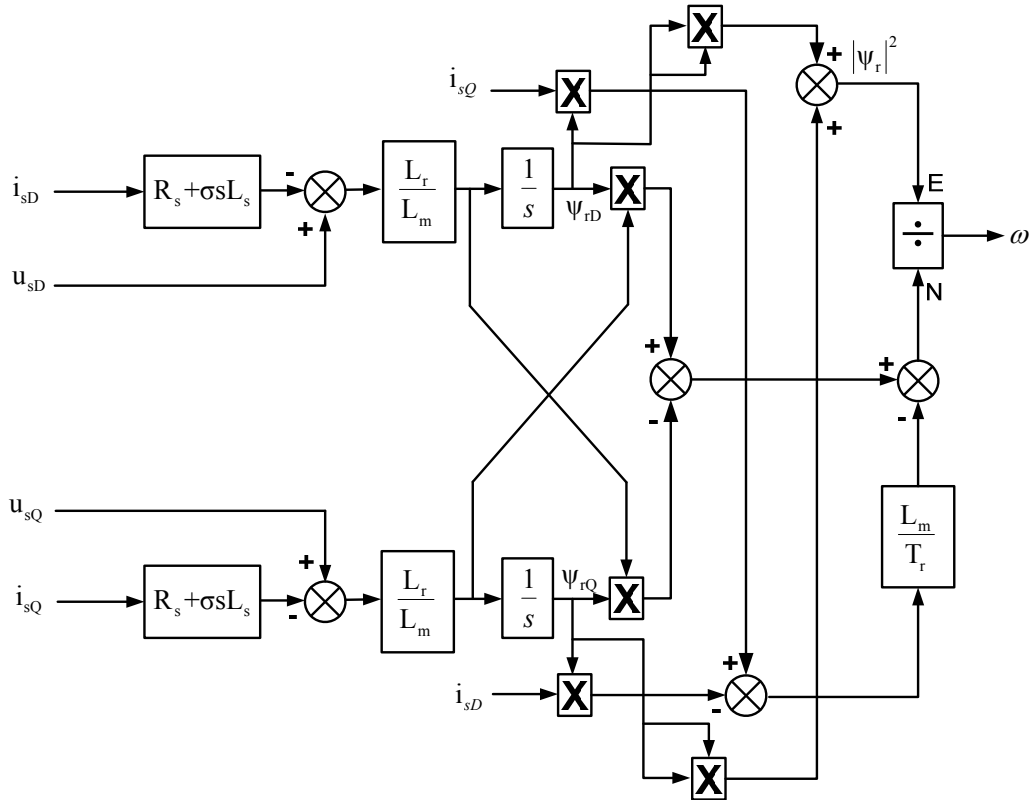


FIG. 2.13. Bllokdiagrama e vlerësuesit të shpejtësisë e motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër.

Duke patur matricën e mësipërme mund të kalohet nga kordinata fazore (a, b, c) në kordinata ortogonale (D, Q) për sistemin koordinativ (D, Q, θ) të fiksuar në stator.

Në këtë mënyrë komponentet ortogonale të tensioneve të statorit do ishin.

$$\begin{bmatrix} u_{sD} \\ u_{sQ} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Në të njëjtën mënyrë nxjerrim dhe komponentet ortogonale të rrymave të statorit.

$$\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Në këtë mënyrë nga shprehjet (2.44), (2.45) vihet re që në qoftë se do të masim me anë të sensorëve, tensionet dhe rrymat e fazave të motorit atëherë në kohë reale mund të llogarisim komponentet ortogonale të tensionit dhe rrymës së statorit dhe më pas sipas bllokdiagramës të paraqitur në fig. 2.13 mund të vlerësojmë shpejtësinë e motorit në çdo çast kohe.

Arsyeja se pse është zgjedhur që vlerësuesi i shpejtësisë (fig. 2.13) që propozohet në këtë punim të bazohet mbi modelin matematik të motorit në sistemin koordinativ orthogonal $(D, Q, 0)$ të fiksuar në stator është pikërisht fakti që koeficientët e matricës $[T]$ janë numra dhe për pasojë ka më pak veprime për tu kryer se në rastin kur këto koeficientë të ishin të ndryshueshëm.

2.10 Realizimi i vlerësuesit të shpejtësisë në MATLAB/Simulink

Duke u nisur nga bllokdiagrama e paraqitur në fig.2.13 mund të realizojmë në ambientin MATLAB/Simulink vlerësuesin e shpejtësisë për motorin asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër siç tregohet në fig. 2.14. Parametrat e modelit matematik të motorit që është përdorur për ti vlerësuar shpejtësinë janë dhënë në tabelën 2.3. Këto parametra janë nxjerrë nga eksperimenti i punimit pa ngarkesë dhe ai i lidhjes së shkurtër për motorin të dhënat nominale të të cilit janë treguar në tabelën 2.1.

TABELA 2.3. Parametrat e modelit matematik të motorit asinkron trefazor

p	R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	L_m [H]	J [kgm ²]
2	4.2	3.9	0.39365	0.39365	0.375	0.009

Në bazë të parametrave të modelit të motorit të dhënë në tabelën 2.3, realizohet në Simulink vlerësuesi i shpejtësisë së motorit (fig. 2.14).

Gjatë punës së motorit kemi ndryshim të parametrave të tij për shkak të kushteve të ndryshme të punës. Kjo është një e metë e madhe e vlerësueve të shpejtësisë që bazohen mbi modelin matematik. Për fluks të motorit të pandryshuar, induktivitetet do ishin madhësi konstante dhe për rrjedhojë do të kishim ndryshimin e rezistencave aktive të statorit dhe rotorit për shkak të ndryshimit të temperaturës së punës së motorit.

2.11 Rezultatet e simulimit të vlerësuesit të shpejtësisë

Fillimisht në ambientin MATLAB/Simulink ndërtohet modeli i motorit asinkron trefazor në kordinata ortogonale në një sistem koordinativ të fiksuar në stator. Nga ky model merren komponentet ortogonale të tensionit dhe rrymës së statorit u_{sD} , u_{sQ} , i_{sD} , i_{sQ} , të cilat shërbejnë si variabla hyrje për vlerësuesin e shpejtësisë së motorit i cili na siguron në dalje shpejtësinë e rrotullimit të motorit. Më pas në editorin e MATLAB-it deklarohen të dhënat e motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër të marrë në shqyrtim.

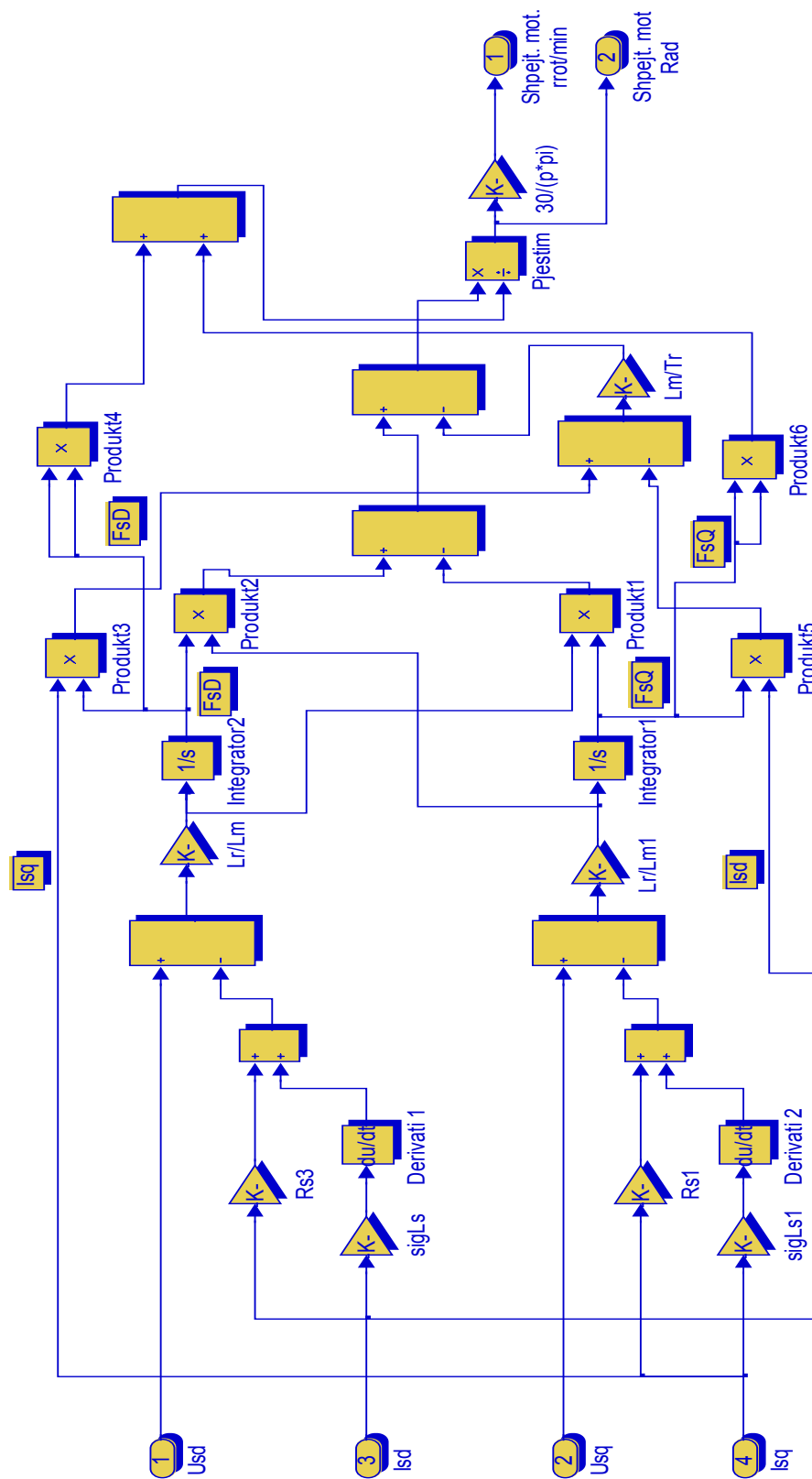


FIG. 2.14. Realizimi në Simulink i vlerësimit të shpejtësisë.

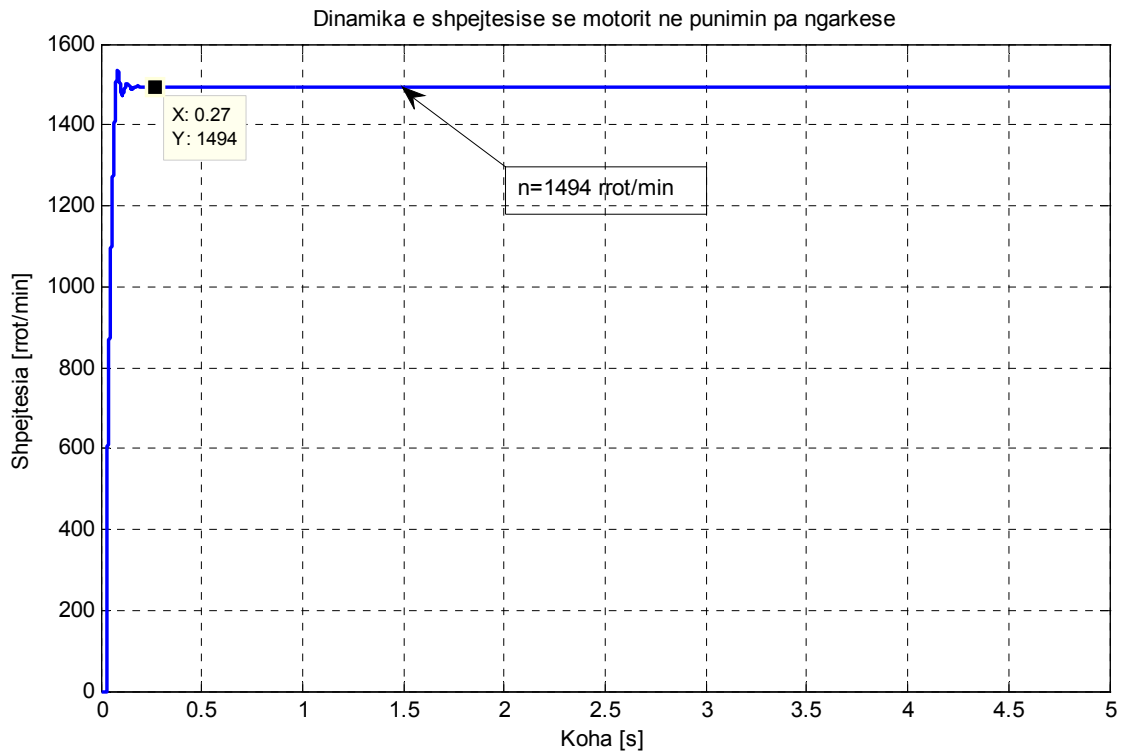
Rezultatet e simulimit do t'i paraqesim për parametra të modelit matematik të motorit të pandryshuara për dy raste; (i) për rezistenca të llogaritura në temperaturën e ambientit, (ii) kur kemi rritje me 15 % të rezistencave aktive të statorit dhe rotorit për shkak të rritjes së temperaturës. Kjo është bërë me qëllim që të shikohet ndikimi i ndryshimit të rezistencave aktive të statorit dhe rotorit në rezultatin vlerësimit të shpejtësisë së motorit.

Për rastin e parë, në fillim është bërë simulimi duke e pasur të ushqyer motorin me tension dhe frekuencë nominale dhe për kushte të ndryshme të momentit të ngarkesës në bosht të motorit. Në fig. 2.15, është paraqitur dinamika e shpejtësisë së motorit; (a) në punimin pa ngarkesë dhe (b) në punimin me ngarkesë nominale. Siç mund të vihet re pas mbarimit të procesit kalimtar shpejtësia e motorit e marrë nga vlerësuesi i shpejtësisë për rastin (a) është 1494 rrot/min dhe për rastin (b) është 1430 rrot/min. Në tabelën 2.4 janë paraqitur shpejtësitë në regjim të vendosur të vlerësuara me metodën e modelit matematik, me metodën e harmonikave të kanaleve të rotorit dhe ato të matura nga stroboskopi për të njëjtat vlera të momentit të ngarkesës në bosht të motorit.

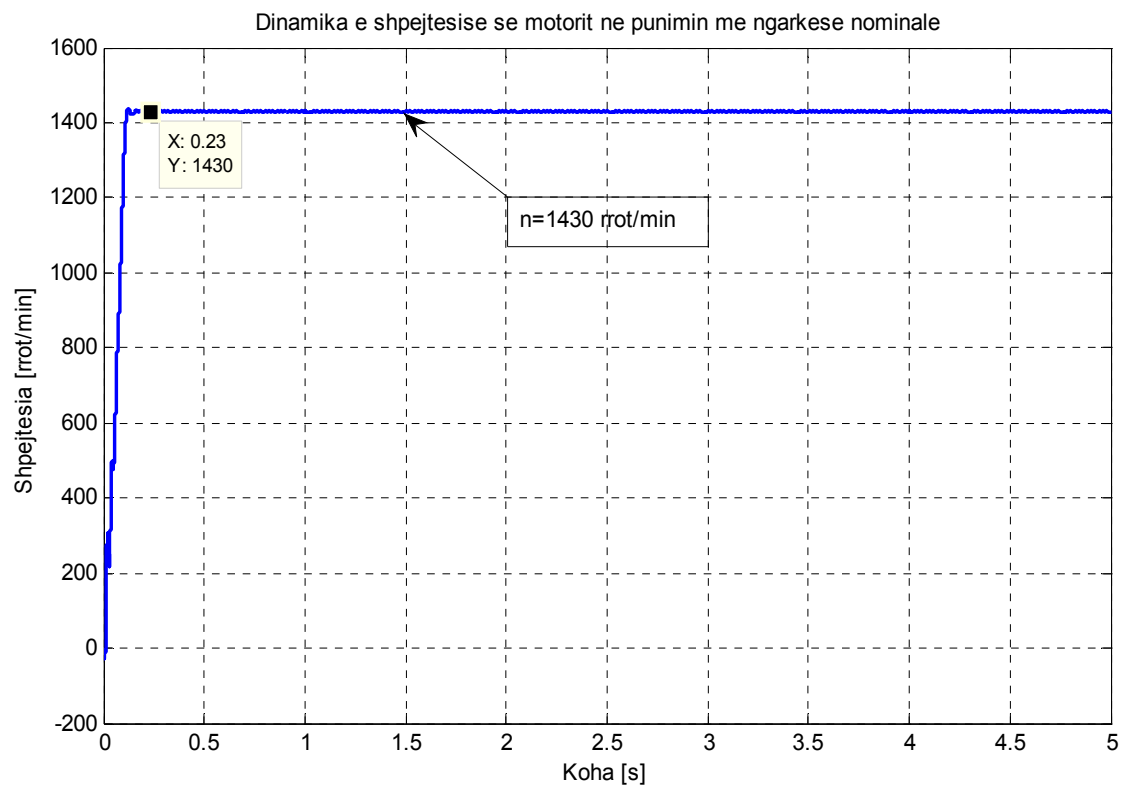
Siç mund të vërehet nga tabela 2.4 dhe nga fig. 2. 15 shpejtësitë e matura me ato të vlerësuara nga modeli matematik, në regjim të vendosur për të njëjtat kushte ngarkese të motorit janë shumë afër njëra tjetrës. Nisur nga kjo arrijmë në përfundimin që metoda e përdorur për vlerësimin e shpejtësisë me anë të modelit matematik siguron një saktësi të lartë.

TABELA 2.4. Krahasimi i shpejtësive të vlerësuara me ato të matura

<i>Nr.</i>	<i>n_{vlerësuarMM}</i> [rrot/min]	<i>n_{vlerësuarHKR}</i> [rrot/min]	<i>n_{matur}</i> [rrot/min]
1	1494	1491	1492
2	1481	1480	1477
3	1468	1466	1469
4	1457	1458	1454
5	1452	1450	1450
6	1443	1441	1442
7	1430	1430	1430
8	1422	1418	1418
9	1406	1410	1408



(a)

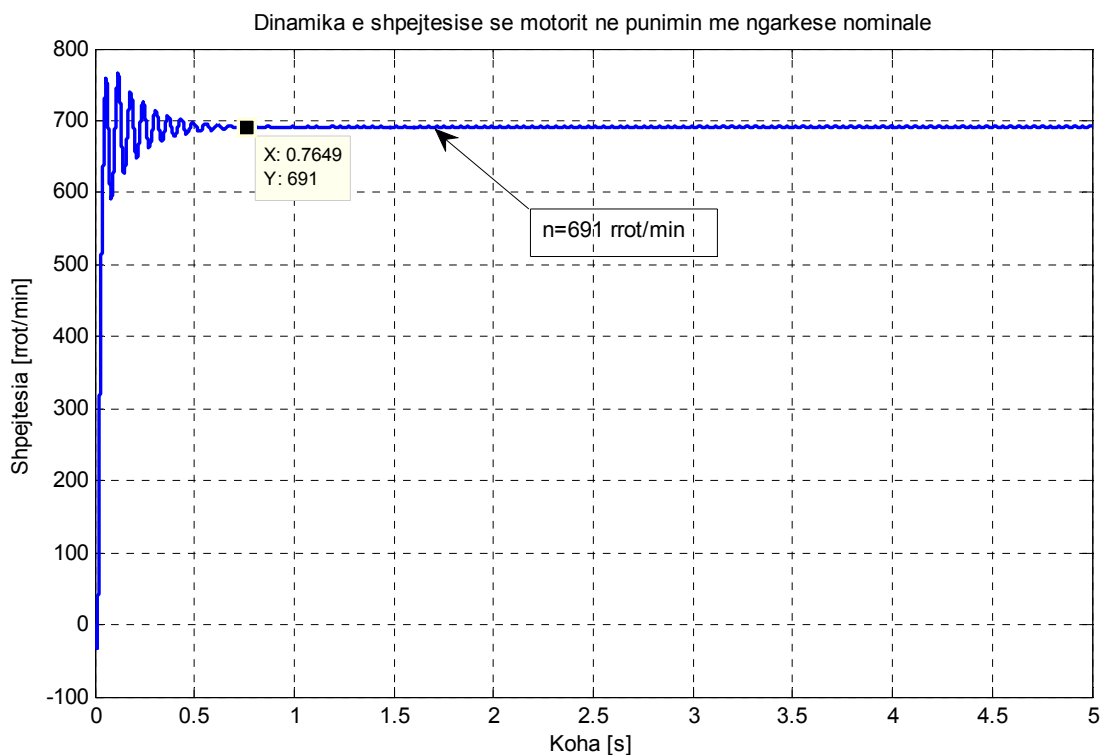


(b)

FIG. 2.15. Dinamika e shpejtësisë së motorit për tension dhe frekuenca nominale; (a) në punimin pa ngarkesë, (b) në punimin me ngarkesë nominale.

Duke qenë përsëri në kushtet e rastit të parë si dhe duke ruajtur fluksin magnetik të pandryshuar dhe në vlerën nominale kemi realizuar simulime të ndryshme mbi vlerësuesin e shpejtësisë për frekuenca poshtë frekuencës nominale, konkretisht për $f=25$ Hz, $f=10$ Hz, dhe $f=2.5$ Hz. Në fig. 2.16a, b, c janë paraqitur rezultatet e përftuara nga simulimi i vlerësuesit të shpejtësisë për frekuencat e mësipërme. Për të gjitha këto frekuenca rezultatet janë marrë për rastin kur motori është i ngarkuar me ngarkesë nominale.

Ashtu sikundër u përmend dhe më lart, në rastin e dytë kemi rritur me 15 % rezistencat aktive të statorit dhe rotorit të motorit. Rritja e rezistencave aktive ndodh për shkak të rritjes së temperaturës së motorit e cila gjithashtu varet nga momenti i ngarkesës së motorit. Kjo është bërë me qëllim që të shikohet ndikimi i ndryshimit të rezistencave aktive të motorit në rezultatin e shpejtësisë që na jep vlerësuesi i paraqitur në bllokskemën 2.13. Nga simulimi janë përftuar rezultatet e dinamikës së shpejtësisë për frekuencat $f=50$ Hz, $f=25$ Hz, $f=10$ Hz, dhe $f=2.5$ Hz. Në fig. 2.17a, b, c, d janë paraqitur rezultatet e përftuara nga simulimi i vlerësuesit të shpejtësisë për frekuencat e mësipërme. Për të gjitha këto frekuenca rezultatet janë marrë për kushtet kur motori është i ngarkuar me ngarkesë nominale dhe fluksi gjithashtu është ruajtur i pandryshuar dhe në vlerën nominale.



(a)

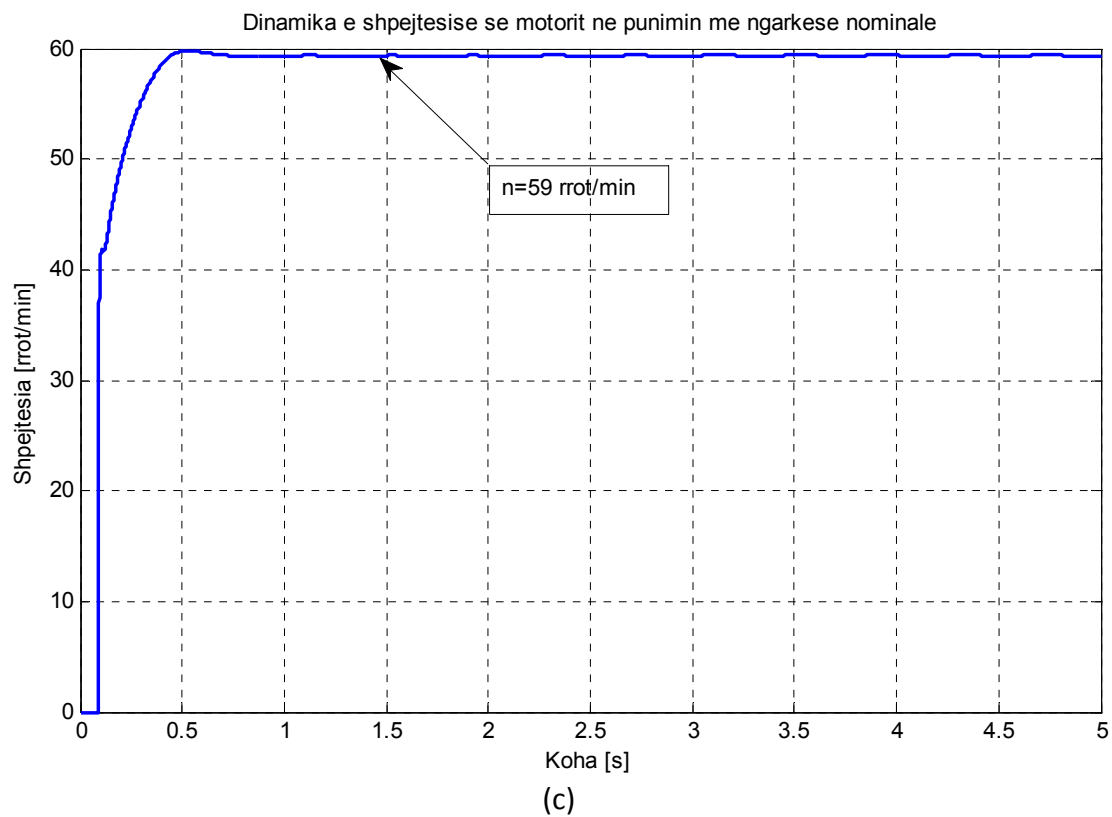
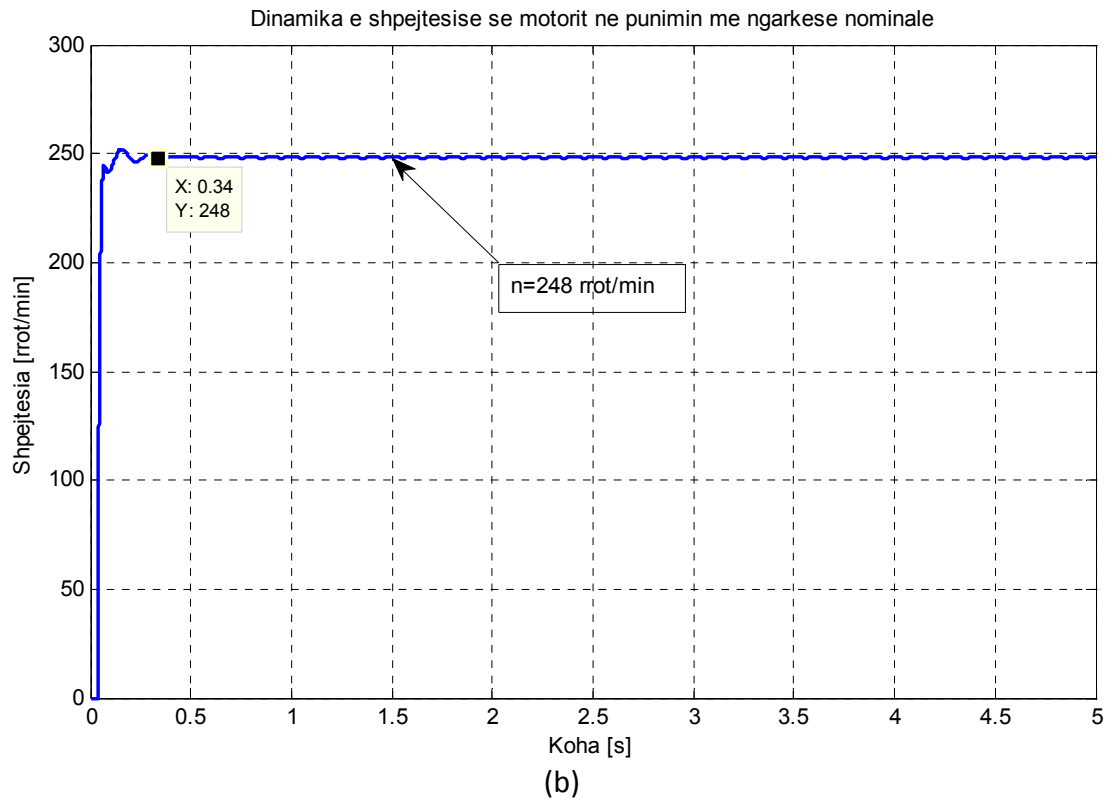


FIG. 2.16. Dinamika e shpejtësisë së motorit kur $R_s = 4.2 \, \Omega$ dhe $R_r = 3.9 \, \Omega$; (a) për $U_{sm}=182$ V dhe $f=25$ Hz, (b) për $U_{sm}=85$ V dhe $f=10$ Hz, (c) për $U_{sm}=44$ V dhe $f=2.5$ Hz.

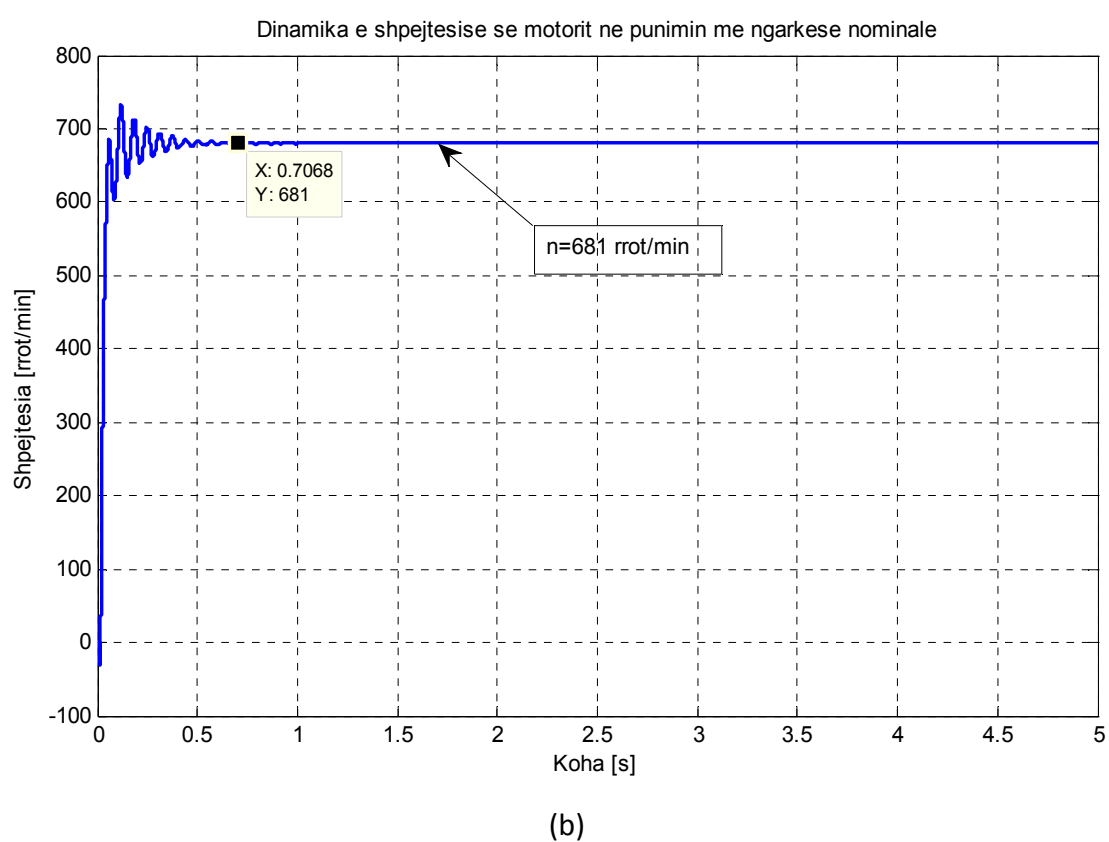
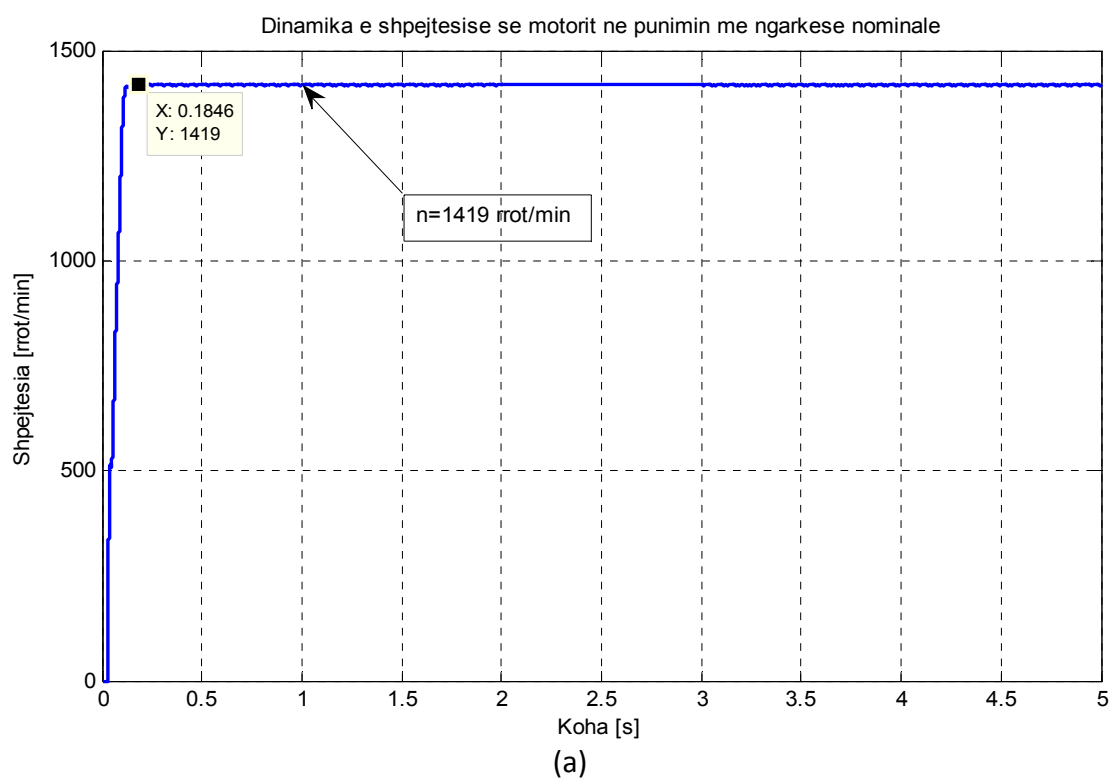


FIG. 2.17. Dinamika e shpejtësisë së motorit kur $R_s = 4.83 \, \Omega$ dhe $R_r = 4.49 \, \Omega$; (a) për $U_{sm}=310 \, \text{V}$ dhe $f=50 \, \text{Hz}$, (b) për $U_{sm}=182 \, \text{V}$ dhe $f=25 \, \text{Hz}$.

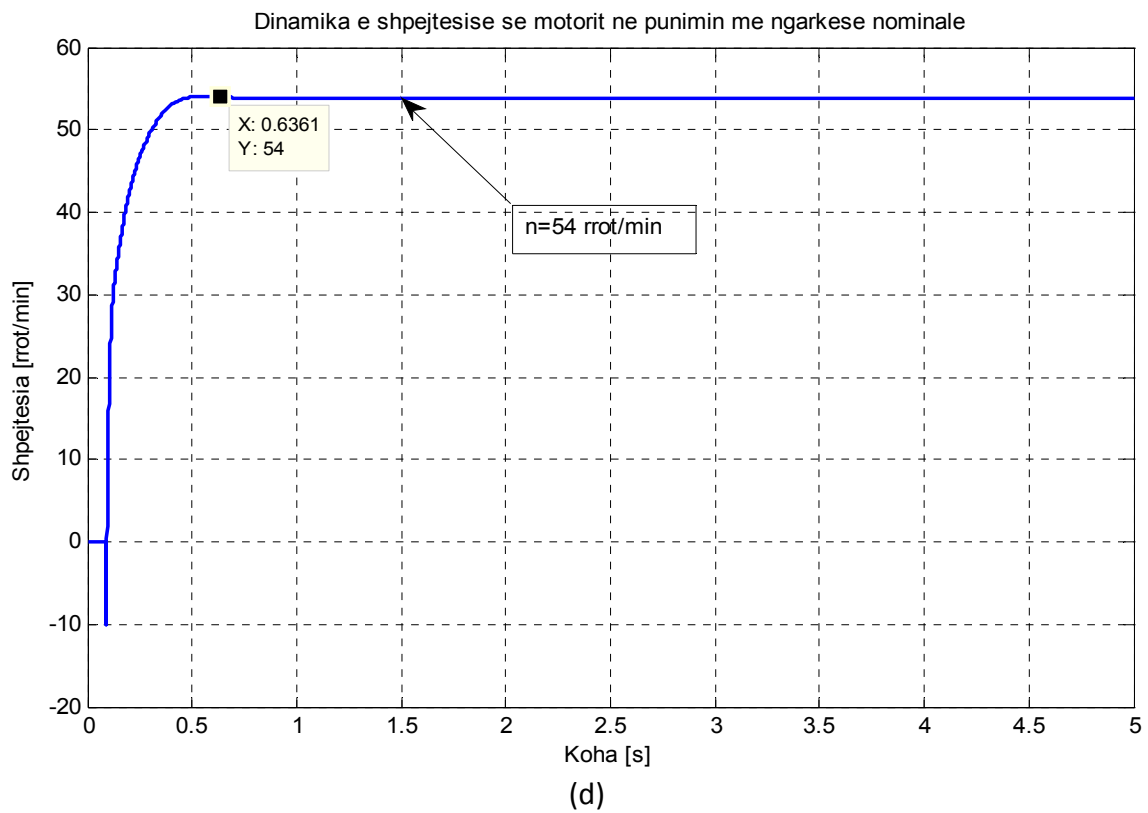
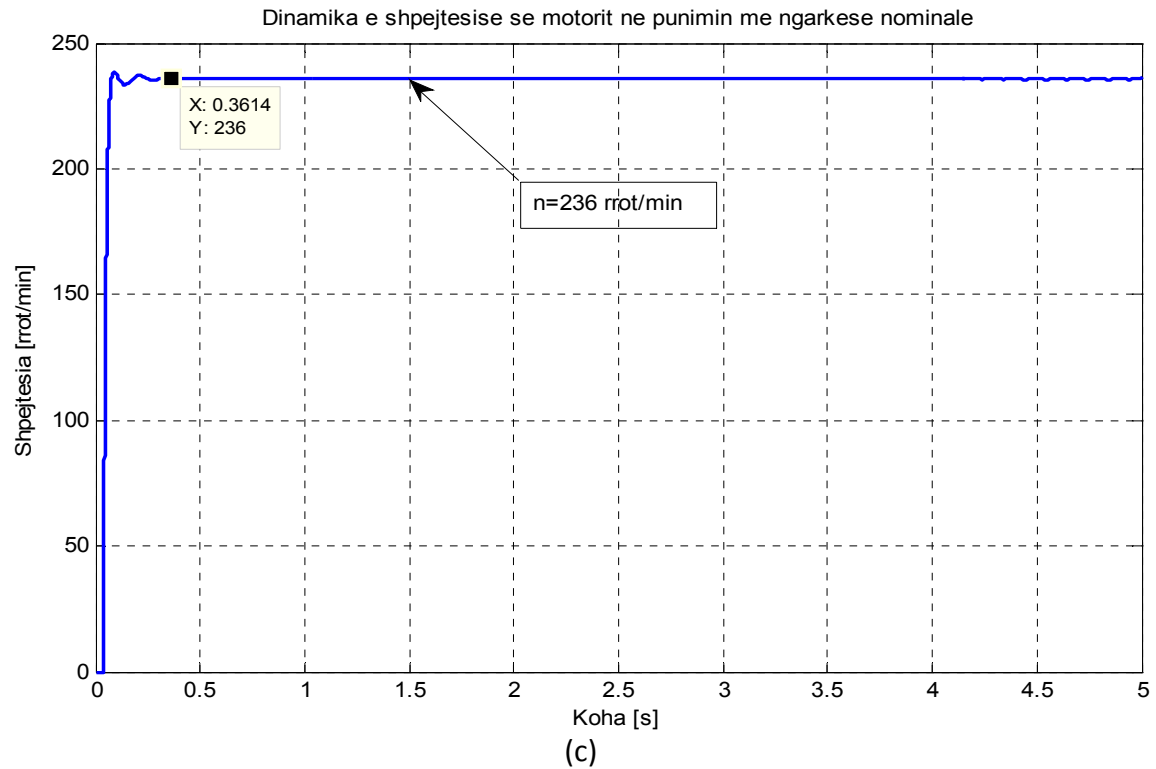


FIG. 2.17. Dinamika e shpejtësisë së motorit kur $R_s = 4.83 \, \Omega$ dhe $R_r = 4.49 \, \Omega$; (c) për $U_{sm}=85 \, \text{V}$ dhe $f=10 \, \text{Hz}$, (d) për $U_{sm}=44 \, \text{V}$ dhe $f=2.5 \, \text{Hz}$.

Duke qenë se vlerësuesi i shpejtësisë i paraqitur në bllokskemën e fig. 2.13 bazohet mbi modelin matematik të motorit është e qartë që ndryshimi i parametrave të modelit do të çonte në ndryshim të rezultatit të shpejtësisë së vlerësuar të motorit asinkron. Kjo konfirmohet nga rezultatet e përfuara nga simulimi. Nga vëzhgimi i rezultateve të marra nga simulimi për të dy rastet e përmendura më sipër, për të njëjtat frekuenca, vihet re që shpejtësia e vlerësuar e motorit në regjim të vendosur nuk është e njëjtë për të dy rastet. Kjo ndodh për shkak të ndryshimit të rezistencave aktive të statorit dhe rotorit të motorit. Në rastin e dytë, për të gjitha frekuencat e marra në shqyrtim kemi një vlerë më të vogël të shpejtësisë së vlerësuar krahasuar me rastin e parë dhe kjo ndodh për shkak të rritjes së rezistencave aktive. Siç mund të vihet re gabimi i vlerësimit të shpejtësisë nga krahasimi i rasteve të marra në shqyrtim varion nga 0.77 % për frekuencë 50 Hz në 8.5 % për frekuencë 2.5 Hz. Nisur nga kjo mund të themi që me zvogëlimin e frekuencës kemi rritje të gabimit të vlerësimit të shpejtësisë nga ndryshimi i parametrave të motorit. Pra për frekuenca të ulta (shpejtësi të vogël) ndikimi i ndryshimit të parametrave të motorit në rezultatin e shpejtësisë është relativisht i madh gjë që e bën të papërdorshëm këtë vlerësues për të tilla frekuenca. Ndryshe qëndron situata për frekuenca të larta (afër frekuencës nominale) ku gabimi është shumë i vogël dhe për pasojë rezultati i vlerësimit të shpejtësisë është shumë i saktë edhe kur kemi ndryshime jo shumë të mëdha të parametrave të motorit.

Duke patur parasysh saktësinë e vlerësimit të shpejtësisë të arritur nga vlerësuesi që jepet në bllokskemën e fig. 2.13 arrijmë në përfundimin që ky vlerësues shpejtësie është i përshtatshëm për tu përdorur në sistemet e kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë me rotor të lidhur në të shkurtër në një diapazon të gjerë të ndryshimit të shpejtësisë duke përjashtuar shpejtësitë e ulëta. Ky vlerësues do të përdoret për vlerësimin e shpejtësisë në sistemin skalar dhe me orientim të fluksit të rotorit të kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorit që do trajtohen në kapitujt IV dhe V.

INVERTERAT E TENSIONIT

3.1 Parimi i punës

Për të shpjeguar parimin e punës të shndërruesit statik vazhduar-alternativ të tensionit të quajtur ndryshe edhe “inverteri i tensionit” do të merret në shqyrtim shndërruesi njëfazor i tipit urë skema e të cilit jepet në fig. 3.1. Për ta bërë më të kuptueshëm funksionimin e inverterit, burimi i tensionit të vazhduar në hyrje është pranuar të jetë me pikë mesi, pra i përbërë nga dy burime të rrymës së vazhduar gjë që në praktikë ndodh tepër rrallë [40].

Duam që tensioni në ngarkesë të ndryshojë nga $-E_H$ në $+E_H$. Kjo mund të bëhet duke kyçur sipas një rradhe të caktuar çelësat që janë paraqitur në skemën e fig. 3.1

Kyçja e ζ_1 bën që :

$$V_A - V_0 = \frac{E_H}{2} \quad (3.1)$$

Kyçja e ζ_4 bën që:

$$V_B - V_0 = -\frac{E_H}{2} \quad (3.2)$$

ndërsa kyçja e ζ_3 bën që:

$$V_B - V_0 = \frac{E_H}{2} \quad (3.3)$$

ndërsa kyçja e ζ_2 çon në

$$V_A - V_0 = -\frac{E_H}{2} \quad (3.4)$$

prej nga tensioni në ngarkesë

$$u_{ng} = V_A - V_B \quad (3.5)$$

do të ndryshojë nga $+E_H$ në $-E_H$ gjë që shikohet nga fig. 3.2.

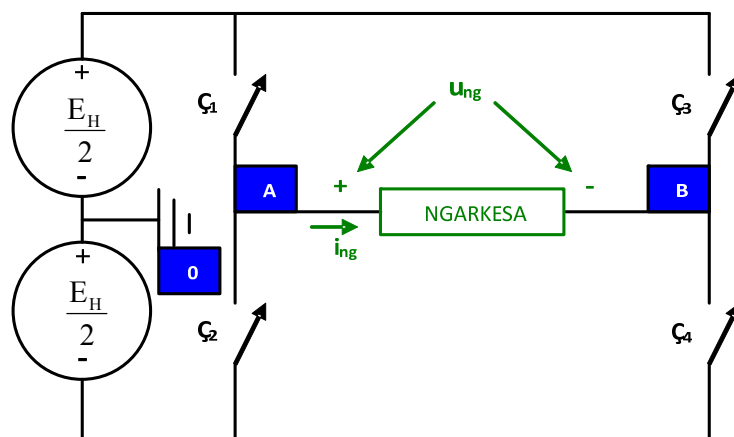


FIG. 3.1. Shndërruesi statik vazhduar-alternativ një fazor i tensionit i tipit urë.

E rëndësishme është të theksohet “plotësueshmëria” vertikale e komandave të çelësave d.m.th. C_1 dhe C_2 nuk mund të përcjellin njëherësh. I njëjtë është arsyetimi edhe për çelësat C_4 dhe C_3 .

Duke u nisur nga sa më sipër edhe invertori trefazor i tensionit mund të studjohet mbi bazën e të njëjtave parime, por në atë rast kuptohet që këndi θ_{sf} është sa $360^\circ/3$.

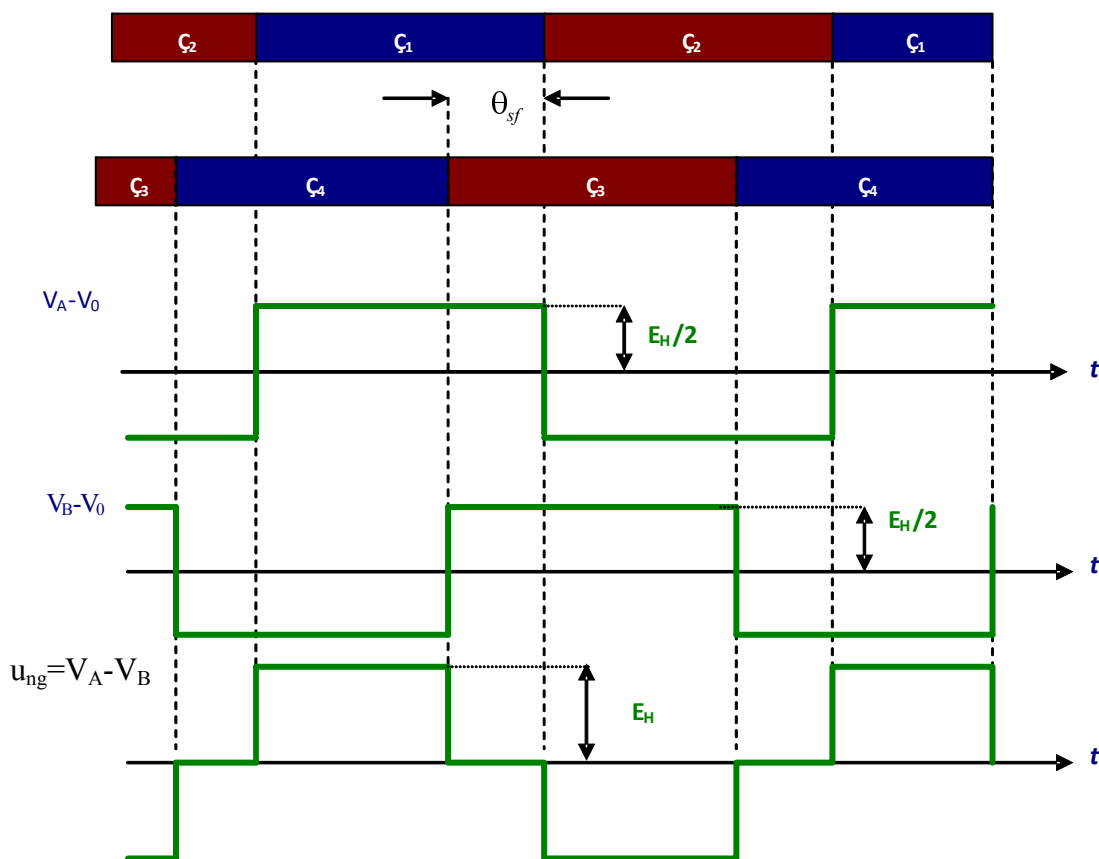


FIG. 3.2. Forma e valëve të tensionit $V_A - V_0$, $V_B - V_0$ dhe $u_{ng} = V_A - V_B$.

3.2 Inverteri trefazor i tensionit

Skema e këtij shndërruesi jepet në fig. 3.3

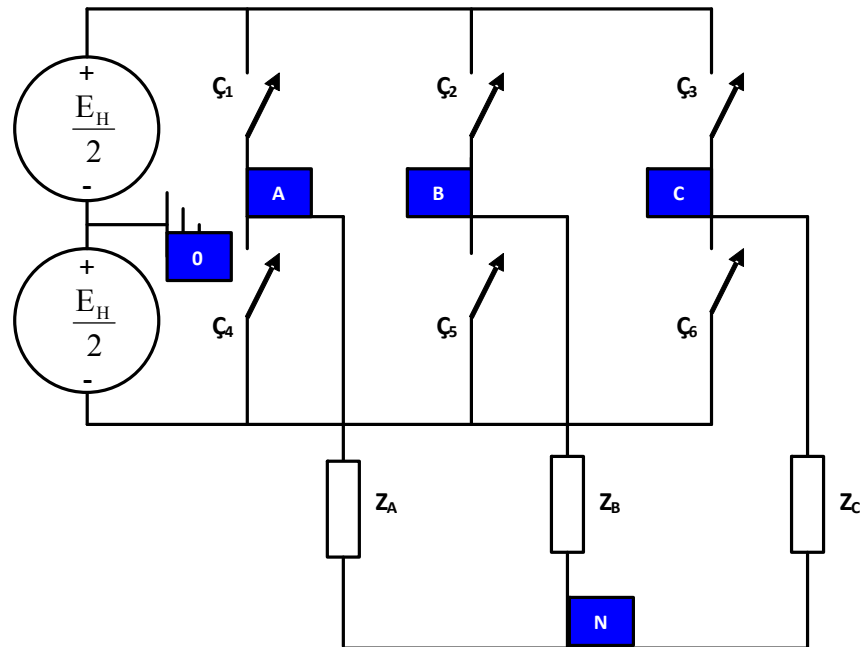


FIG. 3.3. Shndërruesi statik vazhduar-alternativ trefazor i tensionit.

Janë shënuar përkatësisht me $\zeta_1, \zeta_2 \dots \zeta_6$ çelësat e përgjithësuar dhe Z_A, Z_B dhe Z_C rezistencat e plota të ngarkesës.

Në këta lloj shndërruesish statikë realizohen dy lloje komandash :

- të tipit 120° ,
- të tipit 180° .

Pavarësisht nga tipi komandës ato kanë të përbashkët :

- plotësueshmërinë vertikale,
- shfazimin horizontal ($360^\circ/3$),
- çdo çelës qëndron i kyçur përkatësisht 120° dhe 180° .

Pikërisht nga koha e qëndrimit në kyçje të çelësve merr emrin edhe komanda; ajo 120° nënkupton faktin se çelësi i përgjithësuar qëndron i kyçur $120^\circ/360^\circ$, ndërsa kur çelësi i përgjithësuar qëndron i kyçur një gjysëm periode atëherë kemi të bëjmë me komandën e tipit 180° .

Në fig. 3.4 me ngjyrë jeshile paraqiten tensionet për rastin kur ngarkesa në dalje është aktive ($Z_i=R$) dhe me ngjyrë të kaltër janë paraqitur tensionet për rastin kur ngarkesa ka karakter aktivo-induktiv ($Z_i = R + jX$).

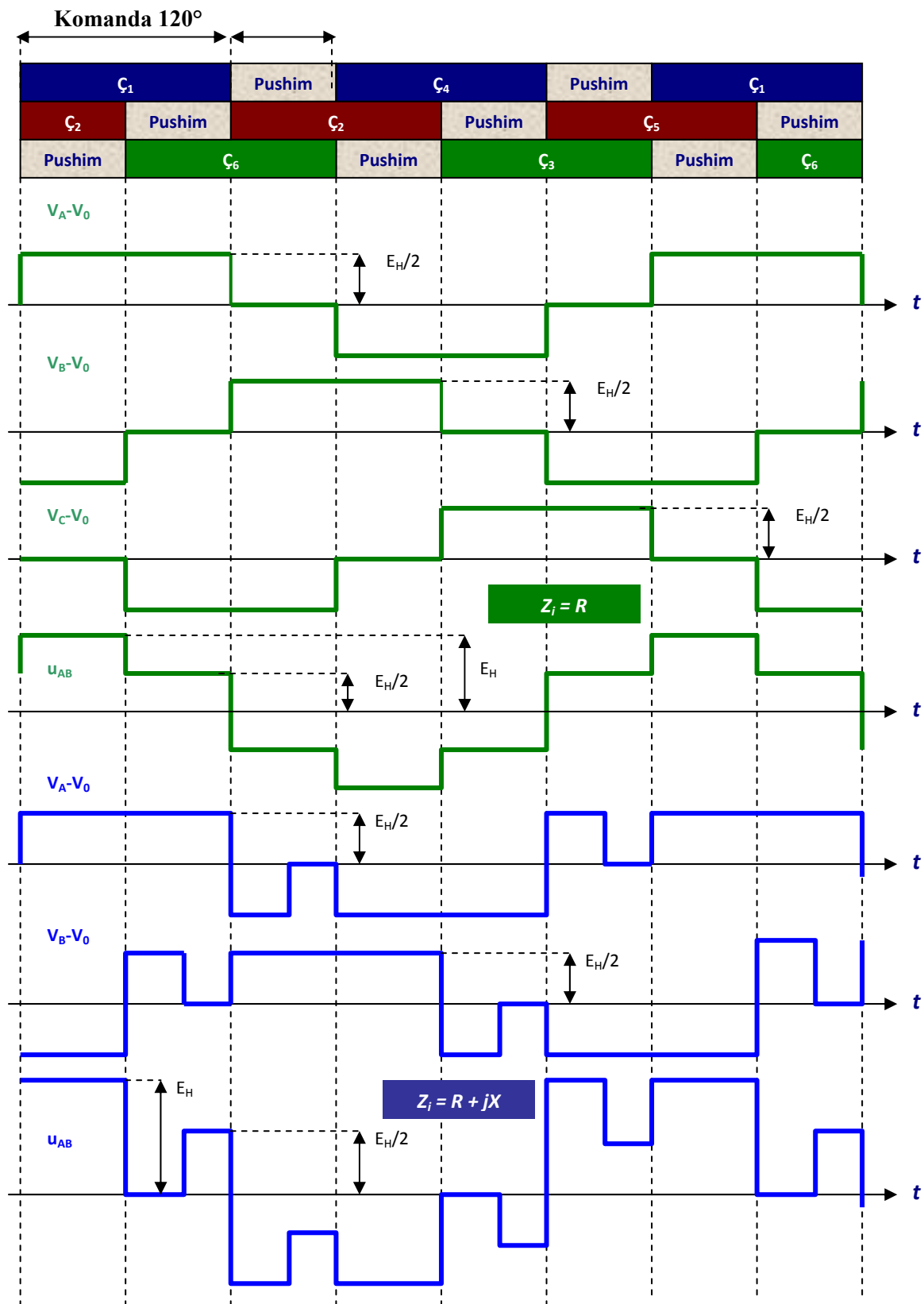


FIG. 3.4. Format e valëve të tensionit të inverterit trefazor.

Shpesh herë kërkohet që valët e tensioneve në dalje të jenë ato të tensioneve fazore. Në rastin kur ngarkesa është simetrike mund të shkruhet:

$$\begin{aligned}u_{A0} &= u_{AN} + u_{N0} \\u_{B0} &= u_{BN} + u_{N0} \\u_{C0} &= u_{CN} + u_{N0}\end{aligned}\tag{3.6}$$

ose

$$\begin{aligned}u_{AN} &= u_{A0} - u_{N0} \\u_{BN} &= u_{B0} - u_{N0} \\u_{CN} &= u_{C0} - u_{N0}\end{aligned}\tag{3.7}$$

Duke mbledhur anë për anë shprehjet (3.6) dhe (3.7) si edhe duke pranuar se:

$$(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}) = 0\tag{3.8}$$

nxirret:

$$u_{N0} = \frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0})\tag{3.9}$$

Në këtë mënyrë duke kombinuar marrëdhëniet (3.9) dhe (3.7) përcaktohen vlerat e tensioneve fazore u_A , u_B , u_C . Në fig. 3.5. tregohen format e valëve të tensionit për rastin kur ngarkesa e inverterit trefazor të tensionit me komandë 120° është e tipit aktiv.

Komanda 180°

Parimet e këtij tipi komande të çelësave të përgjithësuar mund të përmbledhim si vijon:

- plotësueshmëria vertikale,
- shfazimi horizontal me $360^\circ / 3$,
- koeficienti i gjëndjes së kyçur së çelësave 50% (koha gjëndjes “ON” gjatë një periode të secilit çelës të përgjithësuar kundrejt periodës së plotë të funksionimit të shndërruesit).

Do të pranohet se ngarkesa në dalje e shndërruesit është simetrike, d.m.th. $Z_A = Z_B = Z_C = Z$.

Në fig. 3.6 jepen format e valëve të tensionit të inverterit për rastin e ngarkesës aktive $Z=R$ dhe komanda është 180° . Në këtë lloj shndërruesi tensioni në një fazë të ngarkesës nuk është funksion i ngarkesës (natyrës së saj), prandaj këto forma valësh janë të njëjta për çdo lloj ngarkese. Përsa i përket rrymës që kalon në ngarkesë, kjo e fundit vetëkuptohet se varet nga lloji i ngarkesës.

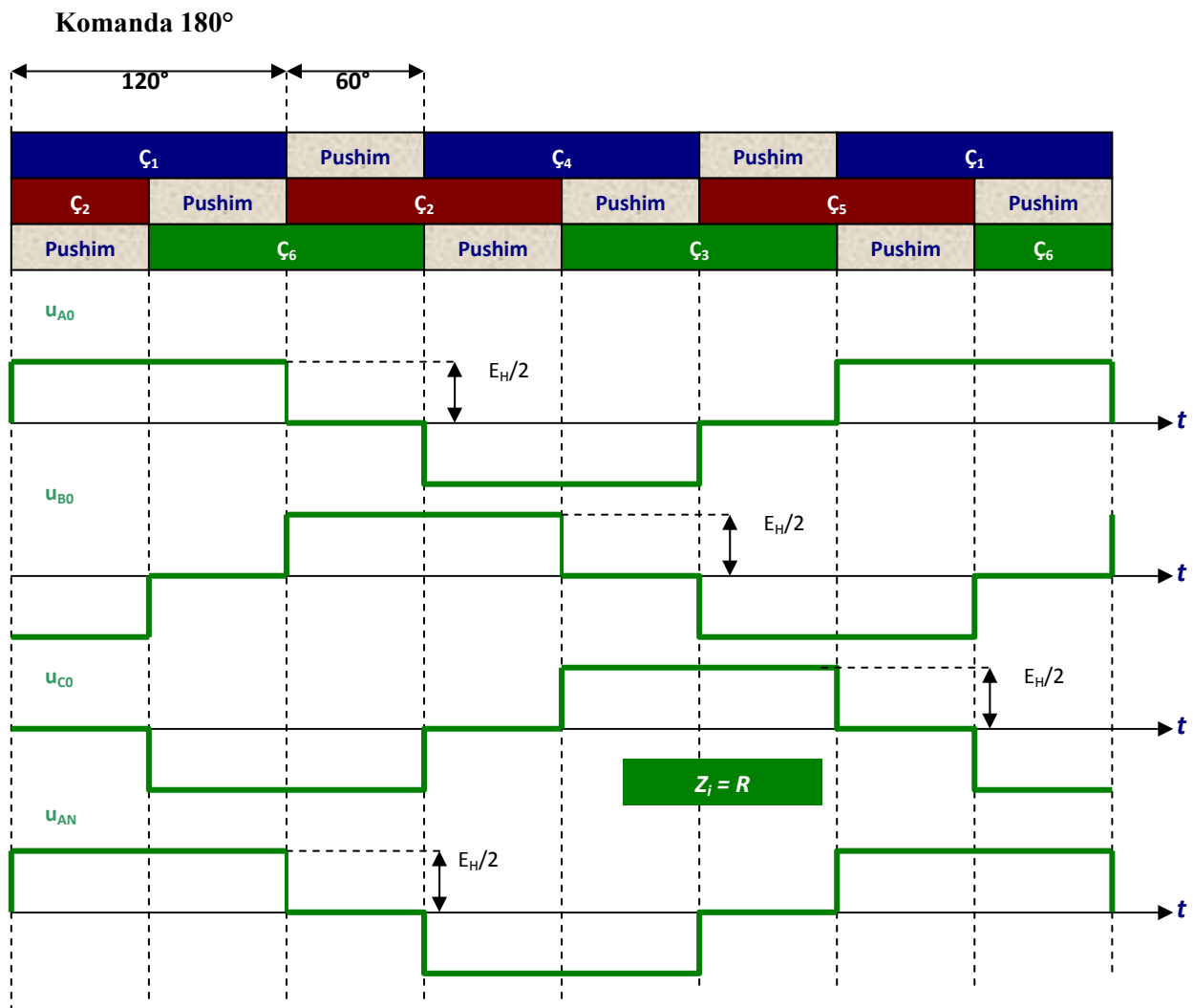


FIG. 3.5. Format e valëve të tensionit të inverterit trefazor për rastin kur ngarkesa është aktive.

Mund të nxjerrim, kështu, përfundimin se në inverterat e tensionit me komandë të tipit 120°, tensioni në ngarkesë (vlera efektive e harmonikës së parë të tij) mund të rregullohet me ndihmën e θ_R ose θ_{SF} . Ky përfundim vlen edhe për rastin e komandës 180°. Funksionimi i shndërruesit me këtë tip komande në frekuenca të larta varet nga ngarkesa (inerencia e saj ndaj rrymës) dhe në mënyrë që të garantohet funksionimi i përshtatshëm i skemës duhet të kryhet rregullimi i tensionit (i harmonikës së parë të tij).

Në inverterat e tensionit me komandë të tipit 180° forma e valës së tensionit në ngarkesë nuk varet nga karakteri i kësaj të fundit, ndonëse për frekuenca të larta faza e “rikuperimit” luan një rol të rëndësishëm në vetë funksionimin e shndërruesit.

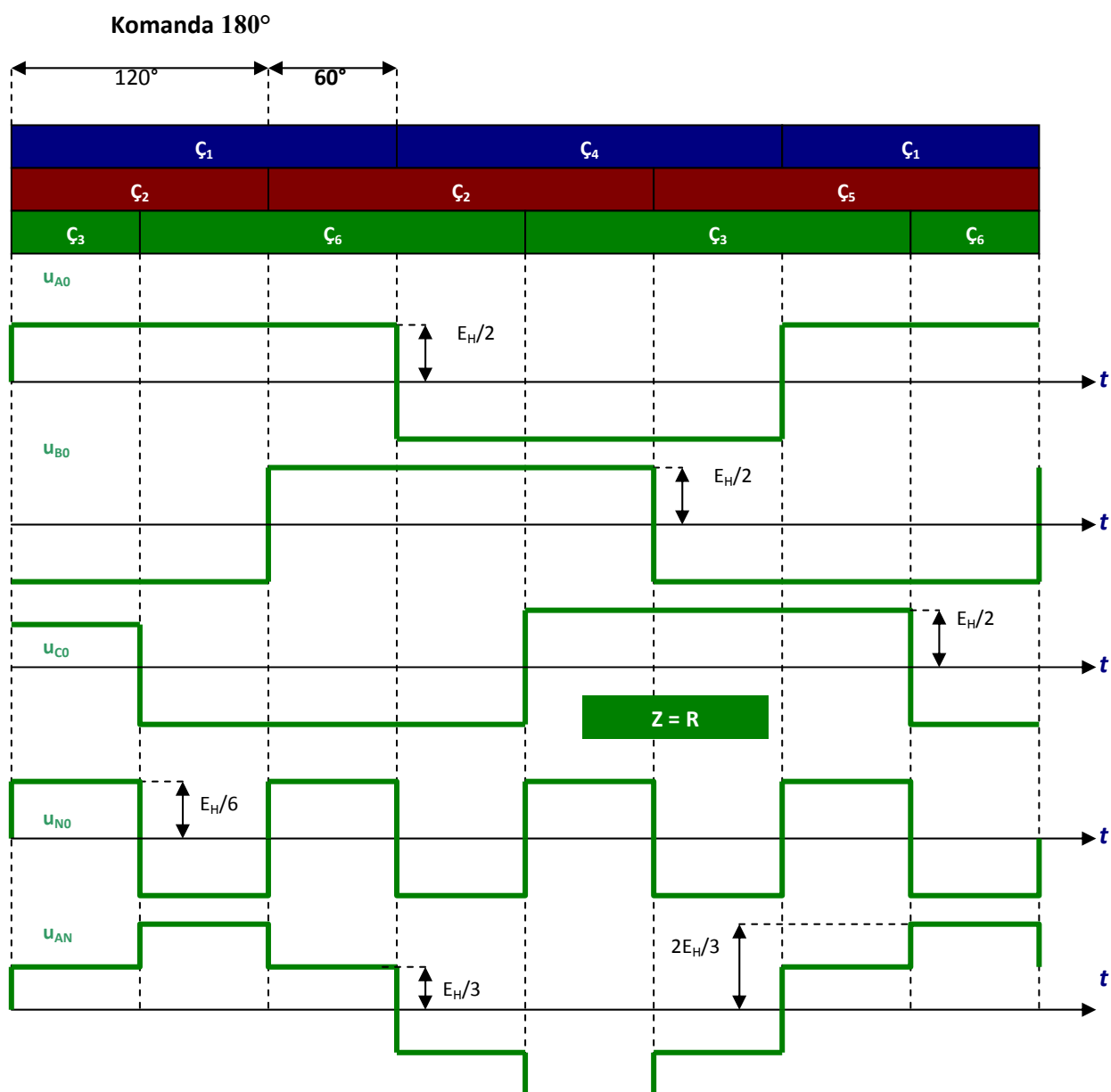


FIG. 3.6. Forma e valëve të tensionit të inverterit për rastin kur komanda është 180°.

3.3 Rregullimi i tensionit në dalje të inverterit

Duke u nisur nga sa është thënë në paragrafet e mësipërm, del e qartë se tensioni në inverterat e tensionit mund të rregullohet duke ndryshuar θ_R (këndin e rrugës së lirë) ose θ_{SF} tek inverterët me komandë të shfazuar horizontalisht. Sidoqoftë, tensioni në dalje ka formën e treguar në fig. 3.7, ku

$$T = \frac{2\pi}{\omega_1}, \quad \frac{\Delta t}{T} = \frac{\theta_R}{2\pi}, \quad \Delta t = \frac{\theta_R \cdot T}{2\pi} = \frac{\theta_R}{\omega_1}$$

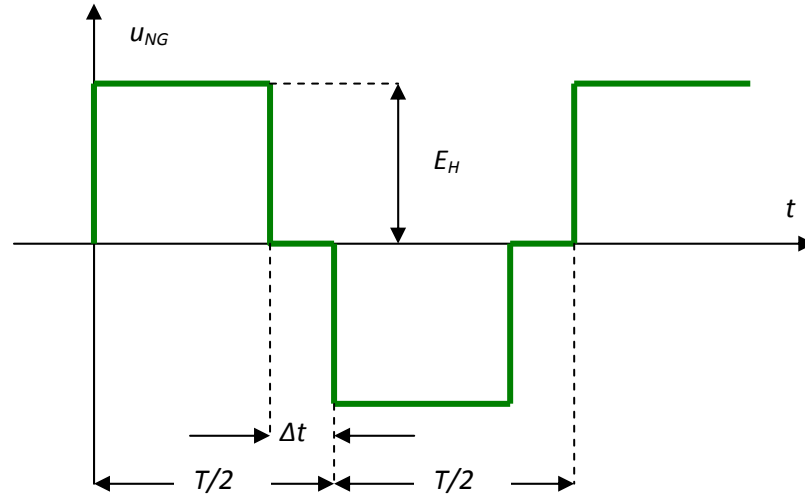


FIG. 3.7. Tensioni në dalje të inverterit.

Duke u nisur nga fig. 3.7 mund të përcaktohet vlera efektive e tensionit në ngarkesë si edhe ajo e harmonikës së parë të tij, të shënuara përkatësisht U dhe U_1 .

$$\begin{aligned}
 U &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{NG}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/2-\Delta t} u_{NG}^2(t) dt + \int_{T/2-\Delta t}^{T/2} 0 \cdot dt + \int_{T/2}^{T-\Delta t} u_{NG}^2(t) dt + \int_{T-\Delta t}^T 0 \cdot dt + \right\}} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot E_H^2 (T - 2 \cdot \Delta t)} = E_H \cdot \sqrt{1 - \frac{\theta_R}{\pi}}
 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Ndërsa për vlerën e plotë efektive të valës së tensionit në ngarkesë mund të shërbente edhe fig 3.7, për llogaritjen e vlerës efektive të harmonikës së parë duhet kryer analiza spektrale e mbështetur në fig. 3.8.

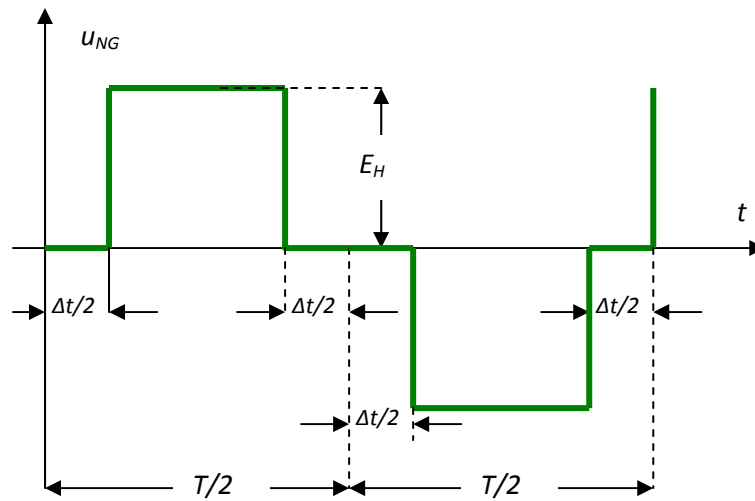


FIG. 3.8. Tensioni në dalje të inverterit.

Dihet se:

$$\begin{cases} u_{NG} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} F_K \cdot e^{jk\omega_1 t} \\ F_K = \frac{2}{T} \int_0^T u_{NG}(t) \cdot e^{jk\omega_1 t} dt \end{cases}$$

Vërtetohet që

$$F_K = \frac{E_H}{\pi \cdot k} \cdot (-j) \cdot \left[e^{jk\pi} \cdot 2 \cdot \cos \frac{\theta_R}{2} - 2 \cdot \cos \frac{\theta_R}{2} \right] \quad (3.11)$$

Nga shprehja (3.11) vërejmë se për k çift, $F_K=0.0$, që do të thotë se në spektrin e tensionit në ngarkesë do të mungojnë harmonikat çiftë.

Për $k=1$ mund të nxirret marrdhënia:

$$U_1 = \frac{4 \cdot E_H}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos \frac{\theta_R}{2} \quad (3.12)$$

Nëqoftëse do të dëshëronim të anullojmë këtë harmonikë, mund t'a realizonim këtë dëshirë tonën vetëm duke fiksuar $\theta_R=180^0$ gjë që është teorikisht dhe praktikisht e pamundur.

Për $k=3$, mund të nxirret:

$$U_3 = \frac{4 \cdot E_H}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos \frac{3 \cdot \theta_R}{2} \quad (3.13)$$

Për anulimin e kësaj harmonike mjafton të fiksohet $\theta_R=60^0$.

Kësisoj, në mënyrë të përgjithëshme mund të thuhet se duke “rregulluar” madhësinë e këndit θ_R ose θ_{SF} mund të anullojmë një harmonikë të “padëshërueshme” por nuk jepet mundësia e përmirësimit në tërësi të spektrit të formës së sinjalit në ngarkesë. Për t’ja arritur këtij qëllimi përdoret një strategji e mirënjohur, tashmë, në elektronikë, për të cilën do të flasim në vazhdim.

3.4 Modulimi sinusoidal në gjerësi të impulsit

Modulimi sinusoidal në gjerësi të impulsit (SPWM) është një ndër teknikat që vazhdon të përdoret edhe sot për kontrollin e madhësisë dhe harmonikave të tensionit në ngarkesë.

Përgjithësisht ekzistojnë dy tipe SPWM si vijon:

1. Modulimi $+E_H$, 0 , $-E_H$, siç tregohet në fig. 3.9.

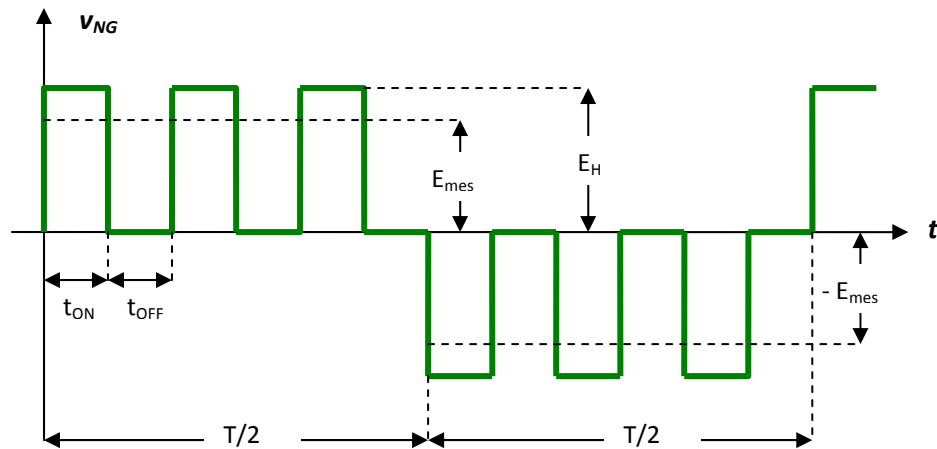


FIG. 3.9. Modulimi $+E_H, 0, -E_H$ i tensionit në ngarkesë.

Për të ndryshuar tensionin në dalje (ngarkesë) mund të mendohet në një kohë të parë të ndryshohet vlera mesatare e gjysmëvalës së tensionit me ndihmën e një shndërruesi statik vazhduar-vazhduar duke e mbajtur të pandryshuar raportin e tij ciklik të funksionimit. Nga vetë përcaktimi i këtij tipi modulimi, në hyrje kërkohet një burim tensioni me pikë mesi.

2. Modulimi $+E_H, -E_H$ tregohet në fig. 3.10 .

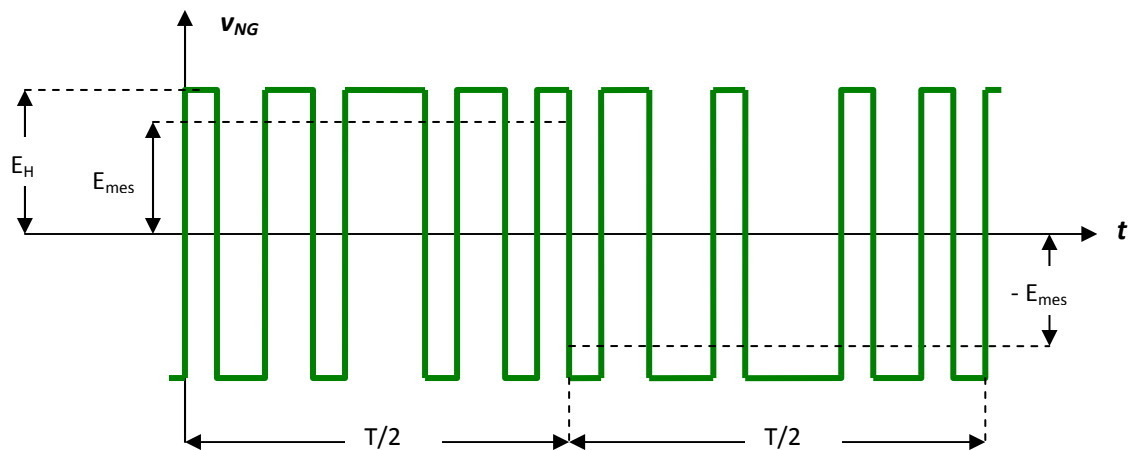


FIG. 3.10. Modulimi $+E_H, -E_H$ i tensionit në ngarkesë.

Siç tregohet në fig. 3.10 për të rregulluar tensionin në ngarkesë mund të veprohet me raportin ciklik, apo e thënë ndryshe mund të “modulojmë” raportin ciklin të shndërruesit statik vazhduar alternativ në mënyrë që vlera mesatare e secilës prej valëve + ose – të sinjalit të arrijë një vlerë të paradëshëruar e quajtur *madhësi referimi*. Kur kjo

madhësi referimi ndjek një ligj të caktuar atëhere edhe vlera “mesatare e çastit” e sinjalit në ngarkesë do të ndjekë po atë ligj. Në këtë mënyrë modullohet dalja për të realizuar me një saktësi të përcaktuar (që përcaktohet nga koeficienti i deformimit të sinjalit) madhësinë e referimit. Kur raporti ciklik mbahet konstant atëhere kemi të bëjmë me modulim linear.

Ndërsa tipi i parë i modulimit në gjerësi të impulsit nga pikëpamja e topologjisë së skemës elektrike realizohet me një krah, tipi i dytë ka nevojë për topologjinë urë.

Rezultati i “copëtimit” të tensionit në dalje janë prania në spektrin e tij e frekuencave të larta, që vijnë si pasojë e formës drejtkëndore të sinjalit. Më qëllim që të filtrohen harmonikat e padëshëruara në ngarkesë përdoret modulimi sinusoidal, që nënkupton një ligj sinusoidal të madhësisë së referimit. Sidoqoftë modulimi $+E_H$, $-E_H$ është ai që përdoret më shumë sot në praktikë.

Modulimi sinusoidal mund të jetë:

- modulim sinusoidal në fazë,
- modulim sinusoidal i sfazuar (përdoret veçanërisht në skemat shumëfazore).

3.5 Modulimi sinusoidal në fazë

Po të merret në konsideratë skema urë (e paraqitur për herë të parë në fig. 3.1) parimet e komandës së elementëve gjysmë përçues mbeten të pandryshuar.

Për të realizuar modulimin në fjalë mbivendoset një sinjal referimi u_R me një sinjal trekëndësh u_T me frekuenca përkatësisht f_R dhe f_T . Zgjidhet $f_T > f_R$.

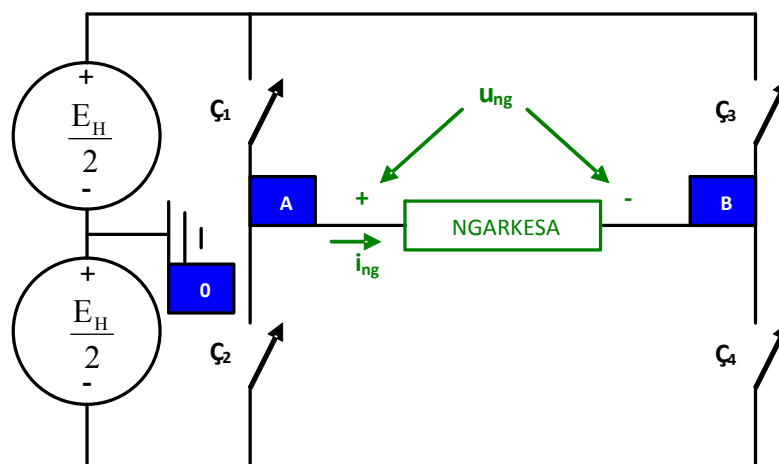


FIG. 3.11. Shndërruesi statik vazhduar-alternativ një fazor i tensionit i tipit urë.

Krahasohen dy sinjalet nga një qark krahasues dhe në dalje të tij përftohen sinjalet e komandës u_K dhe $\overline{u_K}$ si tregohet në fig. 3.12.

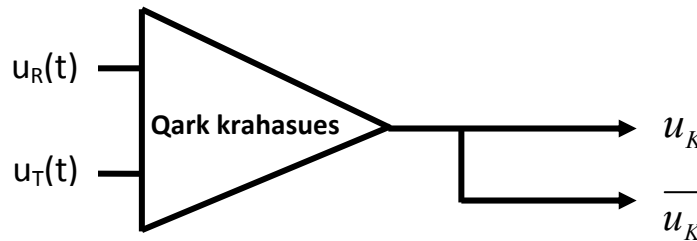


FIG. 3.12. Qarku krahasues.

ku

$$u_K = \begin{cases} 1 \rightarrow u_R > u_T \\ 0 \rightarrow u_R < u_T \end{cases}$$

dhe $\overline{u_K}$ është sinjali komplementar i u_K

Çelësat ζ_1 dhe ζ_4 komandohen nga u_K , ndërsa ata ζ_2 dhe ζ_3 nga sinjali $\overline{u_K}$. Format e valëve në dalje të inverterit tregohen në fig. 3.13. Në këtë tip modulimi harmonika e parë e tensionit në ngarkesë ka frekuencë të njëjtë me sinjalin e referimit.

Në fig. 3.13 janë shënuar përkatësisht me $u_R(t)$ dhe $u_T(t)$ sinjali i referimit [madhësi sinusoidale $u_R(t) = U_{mR} \sin(\omega_1 \cdot t)$] dhe sinjali trekëndorë (modulues me amplitudë U_{mT}).

3.6 Përcaktimi i amplitudës së harmonikës së parë në ngarkesë

Para se të llogarisim amplitudën e harmonikës së parë të tensionit në ngarkesë, le të bëjmë disa përkufizime. Le të shënojmë me m_A raportin e amplitudave të sinjalit të referimit ndaj atij modulues si më poshtë vijon :

$$m_A = \frac{U_{mR}}{U_{mT}} \quad (3.14)$$

Është e kuptueshme se vlera e m_A nuk mund të jetë asnjëherë më e madhe se 1.

Në të njëjtën mënyrë le të përkufizojmë edhe raportin e frekuencës së sinjalit modulues trekëndor ndaj asaj të sinjalit të referimit si vijon :

$$m_f = \frac{f_T}{f_R} \quad (3.15)$$

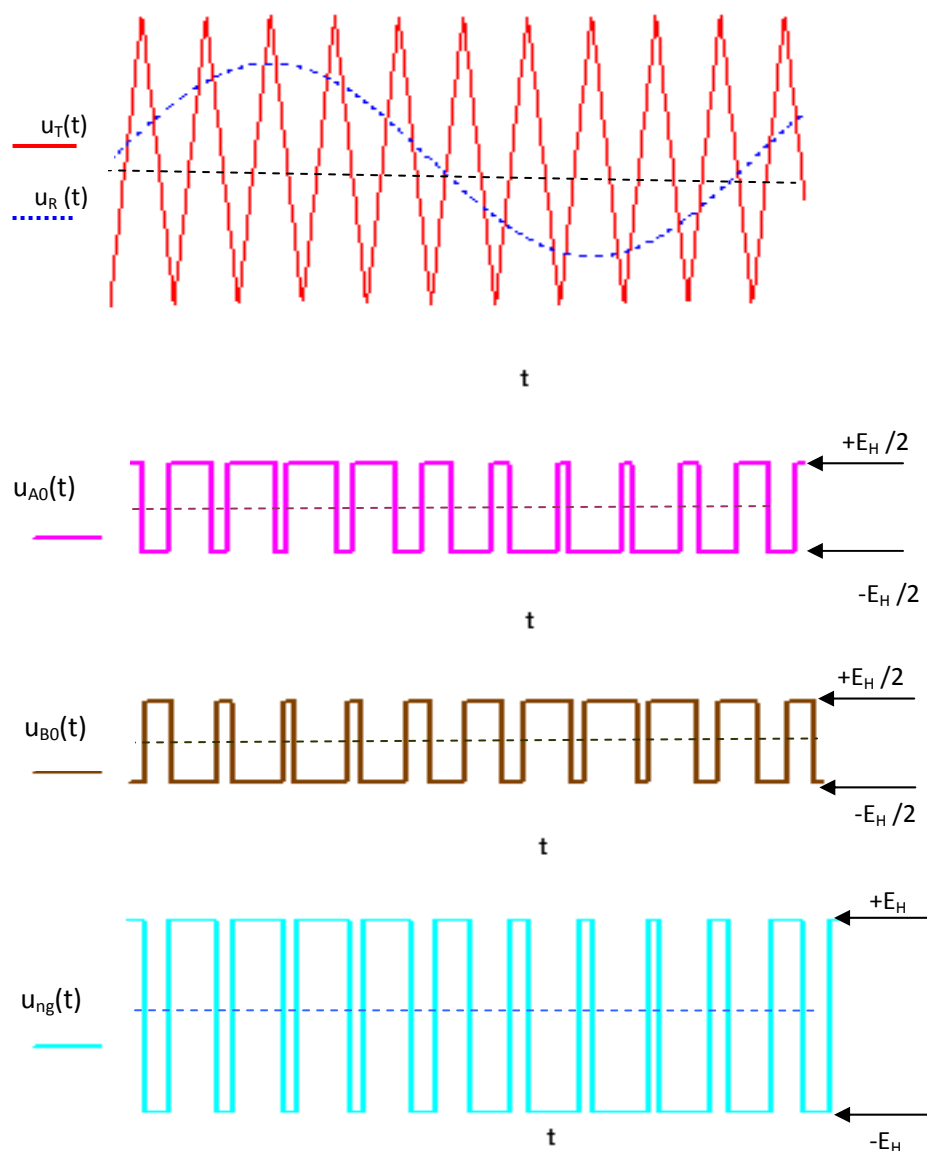


Fig. 3.13. Valët e tensionit të inverterit.

Vërtetohet se kur frekuenca e sinjalit modulues është më e madhe se ajo e sinjalit të referimit është i vlefshëm relacioni:

$$U_{mg}^1 = \frac{U_{mR}}{U_{mT}} \cdot \frac{E_H}{2} \quad (3.16)$$

ku : U_{mg}^1 është vlera maksimale e harmonikës së parë të tensionit në dalje (në ngarkesë).

Është e kuptueshme se kur $m_f \rightarrow \infty$, atëherë në spektrin Fourier të sinjalit në dalje ka vetëm një harmonikë me frekuencë dhe amplitudë të njëjtë me ata të sinjalit të referimit.

3.7 Modulimi sinusoidal i shfazuar

Në këtë lloj modulimi komandat e çelësve diagonale ζ_1 dhe ζ_4 nuk janë sinkrone. Një gjë e tillë është natyrisht e kuptueshme për skemat tre-fazore dhe madje sfazimi i tyre është 120° .

Në këtë tip modulimi duhet shtuar se komanda e çelësve të përgjithësuar është e veçantë për secilin prej tyre, gjë që e komplikon këtë të fundit për rastin e skemave shumë fazore. Shfazimi në skemat tre dhe shumë fazore është i detyruar për vetë funksionimin normal të tyre.

Format e valëve të një skeme trefazore paraqiten në fig. 3.14.

3.8 Modulimi në gjerësi të impulsit nëpërmjet vektorit hapsinor

Pamja reale e inverterit trefazor të tensionit në të cilin komandimi i madhësisë dhe frekuencës së tensionit në dalje të tij realizohet nëpërmjet teknikave me modulim në gjerësi të impulsit tregohet në fig. 3.15.

Çelësat ideal të fuqisë $\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_6$, në praktikë janë tranzistorë fuqie nga të cilët më të përhapurit për aplikimet e inverterave janë ato MOSFET dhe IGBT. Këto çelësa për rastin e modulimit nëpërmjet vektorit hapsinor kontrollohen nga variablat e kontrollit a, a', b, b' dhe c, c' . Kur tranzistori i sipërm i inverterit është i kycur (gjendja 1), d.m.th kur a, b ose c është 1, në të njëjtën kohë tranzistori korespondues (i të njëjtës këmbë) që ndodhet në anën e poshtme të inverterit është i çkyçur (gjendja 0) d.m.th që a', b' , ose c' është 0. Në këtë mënyrë duke përdorur vetëm gjendjet 1 ose 0 të tranzistorëve që ndodhen në anën e sipërme përkatësisht ζ_1, ζ_3 , dhe ζ_5 mund të përcaktojmë tensionin në dalje të inverterit.

Është e qartë që marrëdhëniet ndërmjet variablave të kontrollit (a, b, c) dhe tenseioneve lineare të fig. 3.15 (u_{AB}, u_{BC}, u_{CA}) janë si më poshtë:

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = E_H \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Në të njëjtën mënyrë dhe marrëdhëniet ndërmjet variablave të kontrollit (a, b, c) dhe tenseioneve të fazave të motorit (u_A, u_B, u_C) mund të shprehen si:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \frac{E_H}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

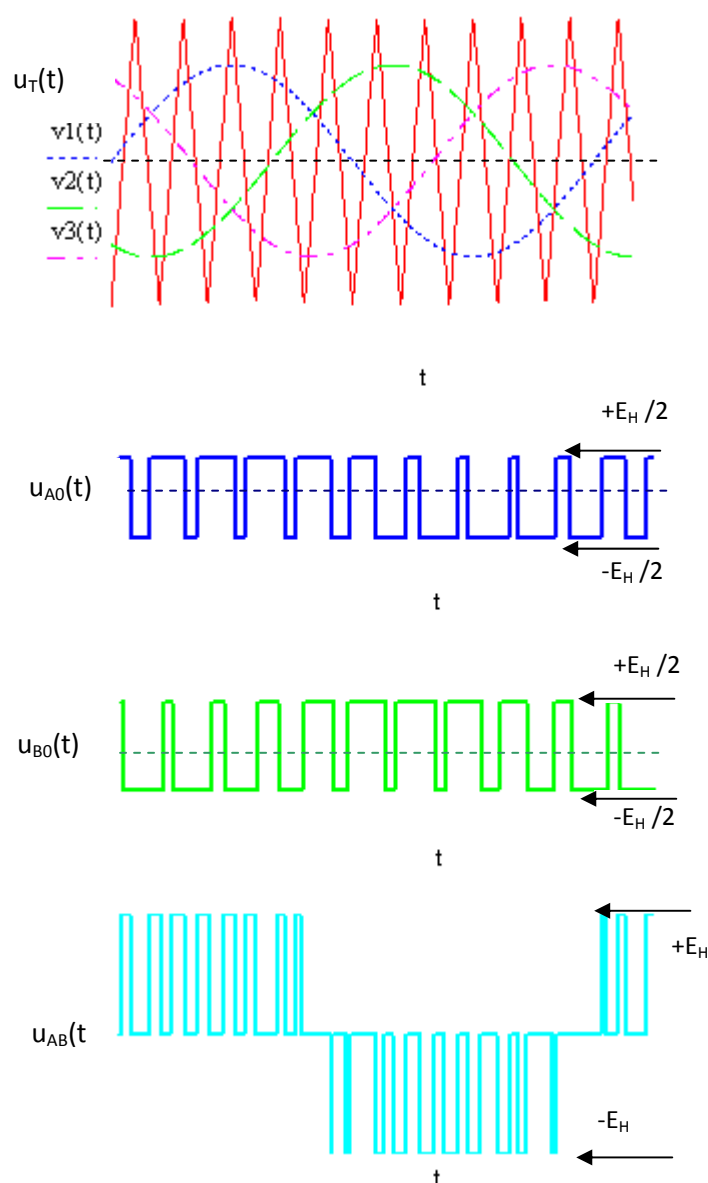


FIG. 3.14.Valët e tensionit të inverterit trefazor të tensionit.

Siç mund të konstatohet nga fig. 3.15, kemi tetë kombinime të mundshme të tre tranzistorëve që ndodhen në anën e sipërme të inverterit. Ashtu sikundër u tha dhe më lart, gjendjet e tranzistorëve të anës së poshtme janë të kundërta me ato të anës së sipërme dhe për rrjedhojë gjenden lehtësisht kur dihen pozicionet e tranzistorëve të anës së sipërme. Çdonjërit prej tetë kombinimeve i vëmë në korespondencë një vektor hapsinor bazë nga $U_0 - U_7$. Duke u nisur nga shprehjet (3.17) dhe (3.18) si dhe duke patur parasysh vektorët hapsinorë bazë $U_0 - U_7$, tensionet e fazës dhe ato të linjës së motorit që varen nga tensioni i vazhduar E_H mund të jepen si në tabelën 3.1. Llogaritja e tensionit të fazës dhe të linjës kryhet duke i shumëzuar vlerat e tensioneve përkatëse të tabelës 3.1 me tensionin e vazhduar E_H . Gjithashtu në fig. 3.16 janë treguar tetë vektorët hapsinorë bazë të tensionit ($U_0 - U_7$).

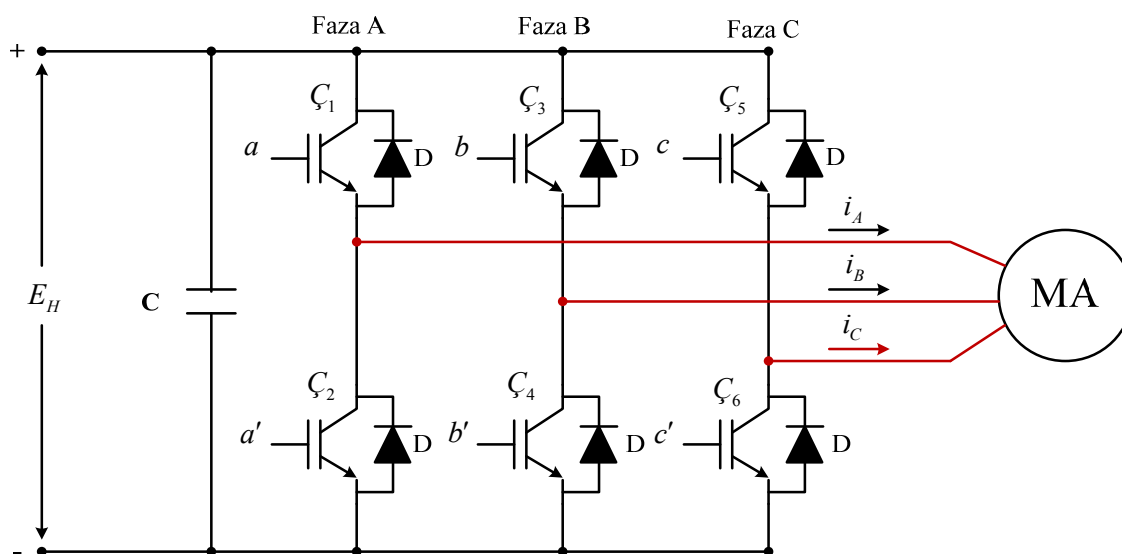


FIG. 3.15. Inverteri trefazor i tensionit.

TABELA 3.1 Tensionet e fazës dhe të linjës në dalje të inverterit

Vektorët e tensionit	Variablat e kontrollit			Tensionet fazore			Tensionet lineare		
	a	b	c	u_A	u_B	u_C	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}
U_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
U_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
U_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
U_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
U_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
U_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
U_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Modulimi në gjerësi të impulsit nëpërmjet vektorit hapsinor (SVPWM) është një teknikë që na siguron më pak harmonika të tensionit në dalje të inverterit dhe për pasojë dhe më pak harmonika të rrymës së motorit se në rastin e modulimit sinusoidal. Gjithashtu kjo teknikë siguron një shfrytëzim më eficient të tensionit të vazhduar se teknika e modulimit sinusoidal [41]-[44].

Me qëllim që të realizojmë teknikën e modulimit në gjerësi të impulsit nëpërmjet vektorit hapsinor do duhet që të kalojmë tensionet fazore të motorit nga kordinata fazore (A, B, C) në një sistem koordinativ ortogonal të fiksuar në stator ($D, Q, 0$). Kjo mund të realizohet nëpërmjet vektorit hapsinor të tensionit $\vec{u}_s$ (kapitulli I). Gjithashtu edhe vektorët

hapsinorë bazë të tensionit të inverterit $U_0 - U_7$ mund ti paraqesim në të njëjtin sistem koordinativ $(D, Q, 0)$ si në fig. 3.17.

Duke patur parasysh përshkrimin e mësipërm, modulimi në gjerësi të impulsit i shprehur nëpërmjet vektorit hapsinor mund të zbatohet duke ndjekur hapat e mëposhtëm:

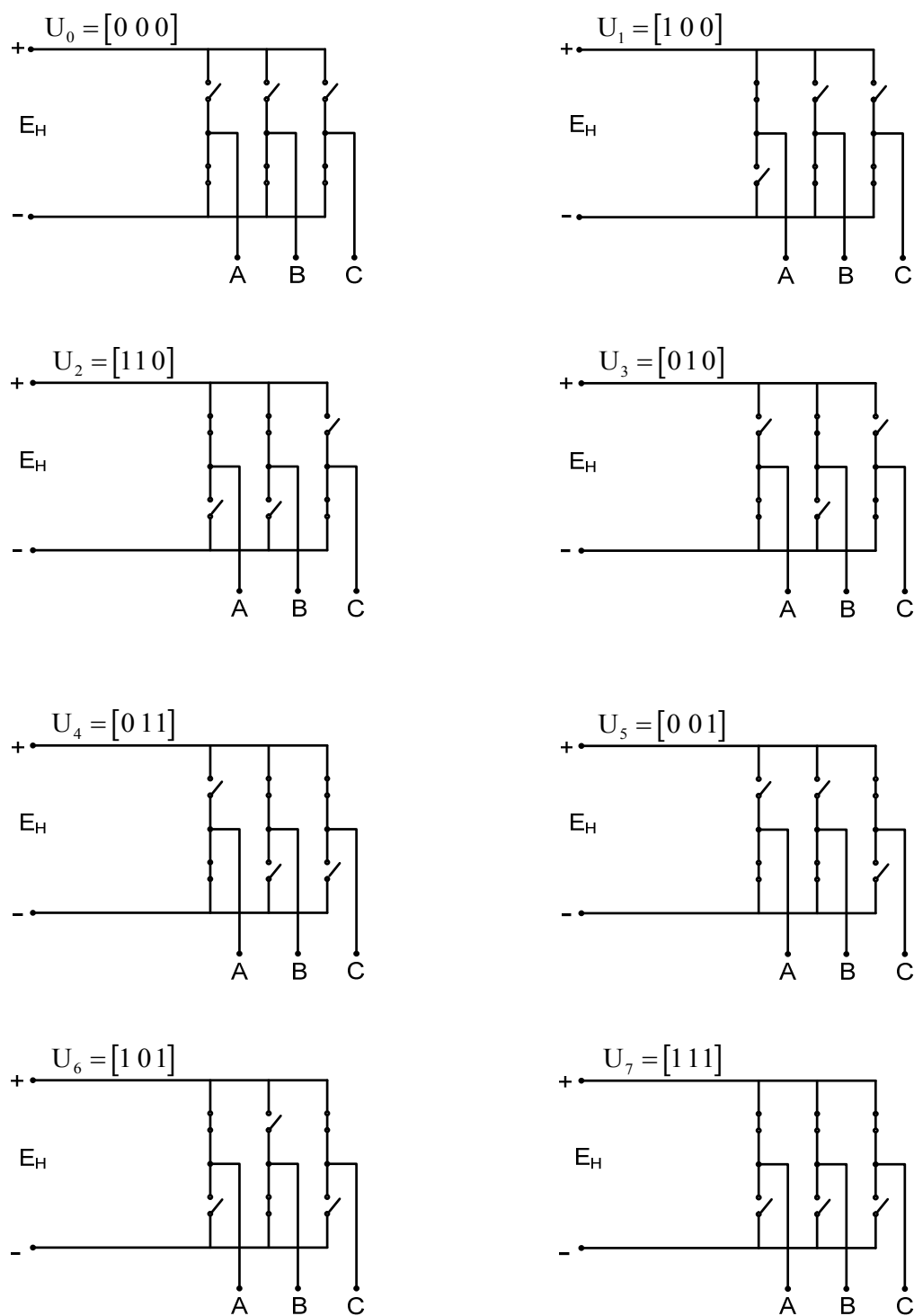


FIG. 3.16. Vektorët hapsinorë bazë të tensionit të inverterit.

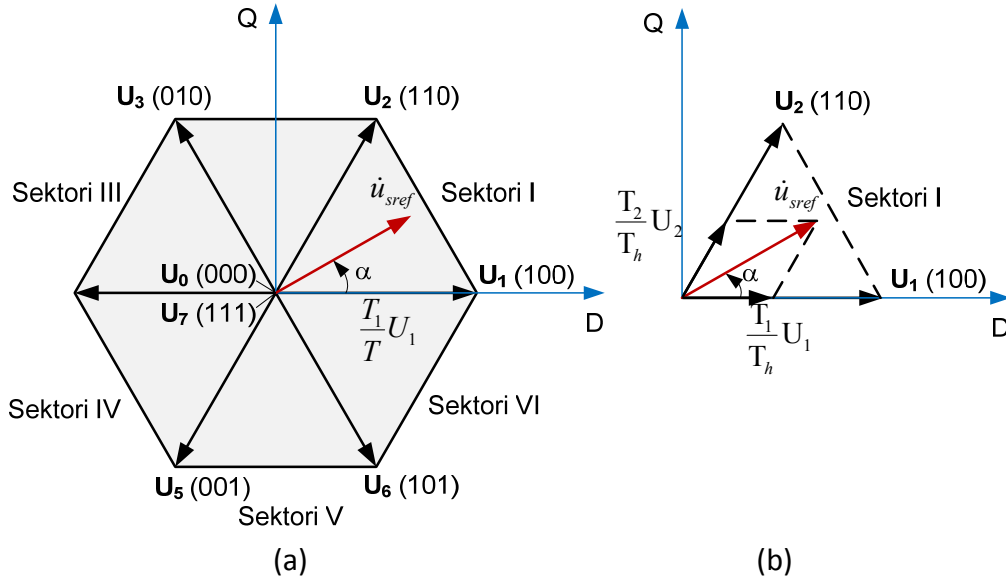


FIG. 3.17. (a) Tensionet e daljes së inverterit të paraqitura nëpërmjet vektorëve hapsinorë bazë. (b) Paraqitja e vektorit hapsinor të tensionit të referencës nëpërmjet dy vektorëve hapsinorë në sektorin I.

- Hapi I. Përcaktojmë u_{sD_ref} , u_{sQ_ref} , u_{s_ref} dhe këndin α .
- Hapi II. Përcaktojmë kohët T_1 , T_2 , T_0 .
- Hapi III. Përcaktojmë kohët e kyçjes së secilit tranzistor ($\zeta_1 - \zeta_6$)

Hapi I

Duke pasur parasysh vlerat e çastit të tensioneve fazore mund të llogarisim komponentet ortogonale të vektorit hapsinor të tensionit të statorit sipas akseve D dhe Q si:

$$\begin{bmatrix} u_{sD_ref} \\ u_{sQ_ref} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} u_{A_ref} \\ u_{B_ref} \\ u_{C_ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{A_ref} \\ u_{B_ref} \\ u_{C_ref} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Duke pasur komponentet ortogonale mund të llogarisim modulin e vektorit hapsinor të tensionit të statorit.

$$|\dot{u}_{s_ref}| = \sqrt{(u_{sD_ref})^2 + (u_{sQ_ref})^2} \quad (3.20)$$

Ndërsa pozicioni i vektorit hapsinor të tensionit të statorit llogaritet si:

$$\alpha = \arctan \frac{u_{sQ_ref}}{u_{sD_ref}} = \omega_1 = 2\pi f \quad (3.21)$$

Ku f është frekuenca e tensioneve të referencës.

Hapi II

Duke u nisur nga fig. 4.3b, mund të llogarisim kohët e komutimit T_1 , T_2 dhe T_0 për çdo sektor.

Për sektorin I.

$$\int_0^{T_h} \dot{\mathbf{u}}_{s_ref} dt = \int_0^{T_1} U_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} U_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_h} U_0 dt \quad (3.22)$$

Ku T_h është koha e kampionimit të vektorit hapsinor të tensionit të referencës $\dot{\mathbf{u}}_{s_ref}$, nëpërmjet së cilës përcaktohet dhe frekuenca e komandimit ($f_k=1/T_h$) të çelësave të fuqisë të inverterit. Kjo kohë është një madhësi konstante.

Nga shprehja (3.22) nxjerrim:

$$T_h \dot{\mathbf{u}}_{s_ref} = (T_1 U_1 + T_2 U_2) = T_h \left| \dot{\mathbf{u}}_{s_ref} \right| \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} E_H \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} E_H \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

ku $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$. Duke pasur parasysh shprehjen e mësipërme mund të gjejmë kohët T_1 , T_2 , dhe T_0 si:

$$\begin{aligned} T_1 &= T_h m \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \\ T_2 &= T_h m \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \\ T_0 &= T_h - (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (3.24)$$

ku me m është shënuar faktori i modulimit i cili përcaktohet si:

$$m = \frac{\left| \dot{\mathbf{u}}_{s_ref} \right|}{\frac{2}{3} E_H} \quad (3.25)$$

Përcaktimi i kohëve për secilin sektor:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_h \cdot \left| \dot{\mathbf{u}}_{s_ref} \right|}{E_H} \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_h \cdot \left| \dot{\mathbf{u}}_{s_ref} \right|}{E_H} \left(\sin \left(\frac{n}{3} \pi - \alpha \right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_h \cdot \left| \dot{\mathbf{u}}_{s_ref} \right|}{E_H} \left(\sin \frac{n}{3} \pi \cos(\alpha) - \cos \frac{n}{3} \pi \sin(\alpha) \right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_h \cdot |\dot{\mathbf{u}}_{s_ref}|}{E_H} \left(\sin \left(\alpha - \frac{n-1}{3} \pi \right) \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_h \cdot |\dot{\mathbf{u}}_{s_ref}|}{E_H} \left(-\cos(\alpha) \sin\left(\frac{n-1}{3} \pi\right) + \sin(\alpha) \cos\left(\frac{n-1}{3} \pi\right) \right)$$

$$T_0 = T_h - T_1 - T_2$$

ku $n = 1, 2, \dots, 6$ dhe $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

Hapi III

Përcaktimi i kohëve të kyçjeve për secilin çelës fuqie të inverterit bëhet sipas tabelës 3.2.

TABELA 3.2 Kohët e kyçjes së çelësave të inverterit për secilin sektor

Sektori	Çelësat e anës së sipërme ($\zeta_1, \zeta_3, \zeta_5$)	Çelësat e anës së poshtme ($\zeta_2, \zeta_4, \zeta_6$)
I	$\zeta_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_3 = T_2 + T_0/2$ $\zeta_5 = T_0/2$	$\zeta_4 = T_0/2$ $\zeta_6 = T_1 + T_0/2$ $\zeta_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
II	$\zeta_1 = T_1 + T_0/2$ $\zeta_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_5 = T_0/2$	$\zeta_4 = T_2 + T_0/2$ $\zeta_6 = T_0/2$ $\zeta_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
III	$\zeta_1 = T_0/2$ $\zeta_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_5 = T_2 + T_0/2$	$\zeta_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_6 = T_0/2$ $\zeta_2 = T_1 + T_0/2$
IV	$\zeta_1 = T_0/2$ $\zeta_3 = T_1 + T_0/2$ $\zeta_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$\zeta_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_6 = T_2 + T_0/2$ $\zeta_2 = T_0/2$
V	$\zeta_1 = T_2 + T_0/2$ $\zeta_3 = T_0/2$ $\zeta_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$\zeta_4 = T_1 + T_0/2$ $\zeta_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_2 = T_0/2$
VI	$\zeta_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_3 = T_0/2$ $\zeta_5 = T_1 + T_0/2$	$\zeta_4 = T_0/2$ $\zeta_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $\zeta_2 = T_2 + T_0/2$

Tre hapat e përshkruar më sipër përbëjnë algoritmin e metodës me modulim në gjerësi të impulsit nëpërmjet vektorit hapsinor. Duke zbatuar këto tre hapa jemi në gjendje që të implementojmë teknikën SVPWM për kontrollin e madhësisë dhe frekuencës së tensionit në dalje të inverterit.

3.9 Modulimi në gjerësi të impulsit me anë të histerezit

Modulimi në gjerësi të impulsit me anë të histerezit (HPWM) është një teknikë që po përdoret gjithmonë e më shumë për kontrollin e madhësisë dhe frekuencës së tensionit në dalje të inverterit. Kjo pasi ka një algoritëm shumë më të thjeshtë dhe gjithashtu një dinamikë më të mirë se sa SVPWM.

Parimi i kësaj metode është dhënë në fig. 3.18. Siç mund shikohet nga fig.3.18 për të bërë të mundur kontrollin e rrymave për secilën fazë në dalje të inverterit përdoren të ashtëquajturit rregullatorë të histerezit [2]. Ky rregullator mundëson krijimin e impulseve të komandimit të portave të tranzistorëve të inverterit duke bërë në këtë mënyrë ndryshimin e tensionit në dalje të inverterit.

Detyra e rregullatorit është gjenerimi i impulseve të komandimit të inverterit në mënyrë të atillë që rrymat në dalje të inverterit i_A, i_B, i_C (rrymat e statorit të motorit) të jenë sa më afër atyre të referencës $i_A^{ref}, i_B^{ref}, i_C^{ref}$ të gjeneruara nga sistemi i kontrollit. Parimi i funksionimit të këtij rregullatori është si vijon. Rrymat e daljes së inverterit i_A, i_B, i_C krahasohen me rrymat e referencës $i_A^{ref}, i_B^{ref}, i_C^{ref}$. Gabimet $\Delta i_A, \Delta i_B, \Delta i_C$ që rezultojnë nga krahasimi i rrymave shërbejnë si hyrje për rregullatorët e histerezit të cilët gjenerojnë në dalje impulset e komandimit të tranzistorëve (fig.3.18).

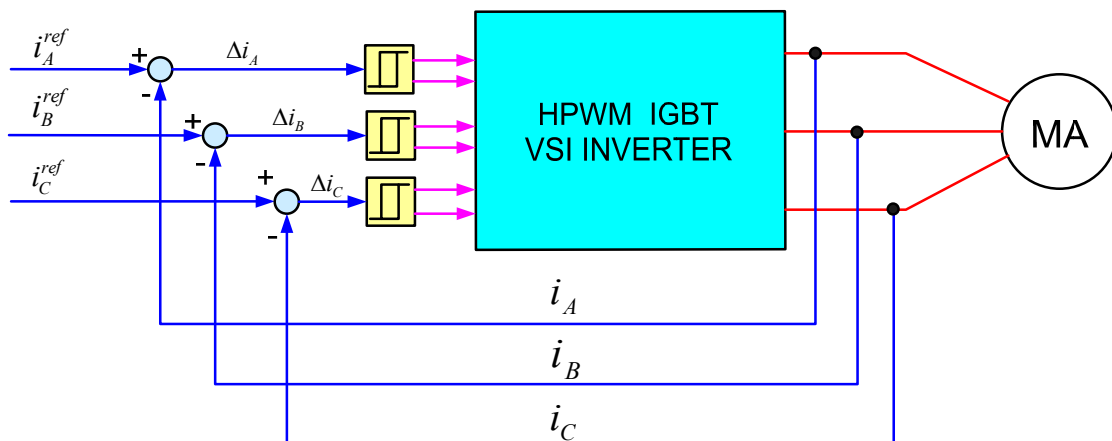


Fig. 3.18. Bllokdiagrama e modulimit në gjerësi të impulsit me anë të histerezit.

Karakteristika hyrje-dalje e rregullatorit të histerezit për fazën A tregohet në fig.3.19. Gjerësia e konturit që është shënuar me h paraqet bandën e rregullatorit të rrymës. Në qoftë se gabimi i rrymës Δi_A është më i madh se $h/2$, që do të thotë që $i_A < i_A^{ref}$ atëherë

rregullatori kalon në pozicionin 1 duke bërë të mundur që tensioni i fazës A të rritet. Në mënyrë të njëjtë një gabim i rrymës Δi_A më i vogël se $-h/2$ bën që rregullatori të kalojë në pozicionin 0 duke bërë në këtë mënyrë zvogëlimin e tensionit të fazës A të motorit. I njëjti arsyetim mund të bëhet për fazat B dhe C .

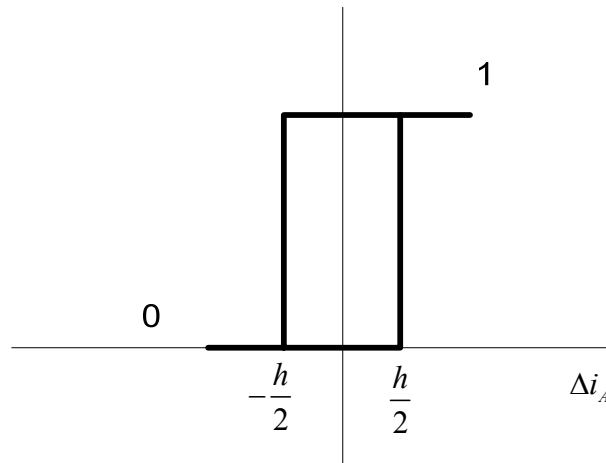


FIG. 3.19. Karakteristika hyrje-dalje e rregullatorit të histerezit për fazën A .

Banda h e rregullatorit të histerezit lidhet drejtpërdrejt me frekuencën e inverterit. Sa më e vogël të jetë banda h aq më e madhe do të jetë frekuenca dhe kjo çon në përmirësimin e cilësisë së rrymës. Në praktikë zgjedhja e bandës së rregullatorit të histerezit duhet të bëhet duke patur parasysh si cilësinë e rrymës ashtu edhe rendimentin e inverterit.

KONTROLI SKALAR PA SENSOR I SHPEJTËSISË SË MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË

4.1 Skema e zëvendësimit e motorit asinkron

Në analizën e proceseve elektromagnetike që zhvillohen në regjimin e vendosur të punimit të motorit asinkron do të kemi parasysh një motor asinkron shumëfazorë simetrik që punon në regjim simetrik dhe se tensionet dhe rrymat në pështjellat e motorit ndryshojnë në lidhje me kohën sipas një ligji sinusoidal. Veç kësaj do të pranojmë që lidhja induktive ndërmjet statorit dhe rotorit kryhet nëpërmjet harmonikës së parë të fushës magnetike të hapsirës ajrore, kurse harmonikat e larta të kësaj fushe do të përfshihen në fushën e shpërndarjes dhe do të merren parasysh nëpërmjet rezistencave induktive të shpërndarjes [13]. Në fig. 4.1 paraqitet një motor asinkron trefazor pështjella e statorit e të cilit është e lidhur në rrjetin me tension U_s dhe frekuencë f kurse në pështjellën e rotorit kemi lidhur një rezistencë ngarkese Z_{ng} .

Forcat magnetomotore dhe flukset. Kur rotorin e motorit nuk rrotullohet ($\Omega = 0$) pështjellat e rotorit dhe statorit janë të palëvizshme kundrejt njëra-tjetrës prandaj motori në këtë rast përbën një transformator me fushë magnetike rrotulluese.

Rrymat që kalojnë në pështjellën e statorit krijojnë një f.m.m harmonika e parë e së cilës e ka amplitudën

$$F_{ms} = \frac{m_s \sqrt{2} W_s k_{ws}}{\pi p} I_s \quad (4.1)$$

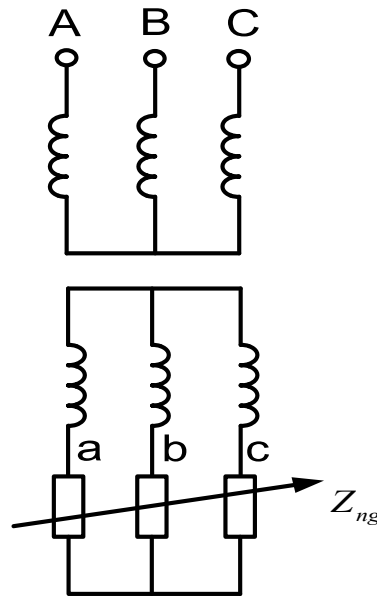


FIG. 4.1. Skema e motorit asinkron trefazor.

Ku m_s është numri i fazave, W_s numri i dredhave të lidhura në seri i një faze të pështjellës së statorit, p numri i çift poleve, k_{ws} koeficienti i pështjellës për harmonikën e parë dhe I_s rryma e fazës së statorit. Kjo f.m.m rrotullohet kundrejt kësaj pështjelle me shpejtësinë $\Omega_1 = (2\pi f) / p$.

Fluksi i induksionit reciprok $\Phi_{\delta s}$ i krijuar nga kjo forcë magnetomotore indukton në pështjellën e rotorit f.e.m e_2 frekuenca e së cilës, meqenëse rotor i është palëvizshëm do të jetë e barabartë me atë të rrjetit $f_r = f$. Renditja e fazave dhe numri i poleve i pështjellës së rotorit përcaktohet nga numri i poleve dhe nga drejtimi i rrotullimit të fushës magnetike të statorit, prandaj do të jenë të njëjta me ato të statorit. Në këtë mënyrë rrymat I_{rr} që kalojnë në pështjellën e rotorit do të krijojnë një f.m.m harmonika e parë e së cilës e ka amplitudën

$$F_{mr} = \frac{m_r \sqrt{2} W_{rr} k_{wrr}}{\pi p} I_{rr} \quad (4.2)$$

dhe rrotullohet kundrejt pështjellës së rotorit me shpejtësinë $\Omega = (2\pi f_r) / p = (2\pi f) / p = \Omega_1$

Siç shihet për rotor të palëvizshëm f.m.m e statorit dhe rotorit dhe flukset përkatëse $\Phi_{\delta s}$ dhe $\Phi_{\delta r}$ duke u rrotulluar me të njëjtën shpejtësi dhe në të njëjtën kahje, janë të palëvizshme kundrejt njëri tjetrit dhe formojnë f.m.m rezultante, pra dhe fluksin resultant

të hapsirës ajrore $\dot{\Phi}_m = \dot{\Phi}_{\delta s} + \dot{\Phi}_{\delta r}$ që është fluksi kryesor i motorit ose siç quhet ndryshe fluksi i magnetizimit. Përveç fluksit kryesor në motor ekzistojnë dhe flukset e shpërndarjes të pështjellës së statorit $\Phi_{\sigma s}$ dhe të pështjellës së rotorit $\Phi_{\sigma r}$ të krijuar përkatësisht nga f.m.m e statorit dhe rotorit. Në regjime normale këto flukse janë shumë më të vogla se fluksi kryesor i motorit, kështu që pothuajse nuk ndikojnë në gjendjen magnetike të motorit.

Shprehja e f.e.m. Fluksi kryesor indukon në pështjellën e statorit dhe rotorit f.e.m përkatëse

$$\begin{aligned} E_s &= 4.44 W_s k_{ws} f \Phi_m \\ E_{rr} &= 4.44 W_{rr} k_{wrr} f \Phi_m \end{aligned} \quad (4.3)$$

Ashtu si tek transformatorët [17] raporti i këtyre f.e.m përcakton koeficientin e transformimit sipas f.e.m

$$k_u = \frac{E_s}{E_{rr}} = \frac{W_s k_{ws}}{W_{rr} k_{wrr}} \quad (4.4)$$

F.e.m të induktuara nga flukset e shpërndarjes ashtu si edhe tek transformatorët, në formë komplekse shkruhen:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\sigma s} &= -j \dot{I}_s X_{\sigma s} \\ \dot{E}_{\sigma r} &= -j \dot{I}_{rr} X_{\sigma r} \end{aligned} \quad (4.5)$$

ku $X_{\sigma s}$ dhe $X_{\sigma r}$ janë rezistencat induktive të shpërndarjes të pështjellës së statorit dhe rotorit për frekuencë f .

Në ngjashmëri me transformatorin ekuacionet e tensionit në pështjellat e motorit do të jenë:

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= -\dot{E}_s + \dot{I}_s (R_s + jX_{\sigma s}) \\ \dot{E}_{rr} + \dot{E}_{\sigma r} &= \dot{I}_{rr} R_{rr} + \dot{I}_{rr} Z_{ng} \end{aligned} \quad (4.6)$$

për $Z_{ng} = 0$ (pështjella e rotorit e lidhur në të shkurtër) do të kemi:

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= -\dot{E}_s + \dot{I}_s (R_s + jX_{\sigma s}) \\ 0 &= \dot{E}_{rr} - \dot{I}_{rr} (R_{rr} + jX_{\sigma r}) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Reduktimi i pështjellës dytësore. Ashtu si për transformatorët edhe për motorët asinkronë bëhet reduktimi i pështjellës së rotorit në atë të statorit, d.m.th. pështjella e

rotorit zëvendësohet me një pështjellë fiktive me numër fazash, numër dredhash dhe koefiçient pështjelle të njëjtë me pështjellën parësore. Parametrat e pështjellës së reduktuar duhet të jenë të tillë që bilanci energjitik dhe raportet kryesore elektromagnetike në motorin e reduktuar të mbeten të njëjta me ato të motorit real. Fusha magnetike rezultante indukon në pështjellën dytësore të palëvizshme f.e.m.

$$E_{rr} = 4.44 f W_{rr} k_{wrr} \Phi_m \quad (4.8)$$

Vlera e reduktuar e f.e.m. dytësore është e barabartë me f.e.m. të induktuar në pështjellën parësore.

$$E_r = 4.44 f W_r k_{wr} \Phi_m = 4.44 f W_s k_{ws} \Phi_m = E_s \quad (4.9)$$

Raporti

$$k_u = \frac{E_r}{E_{rr}} = \frac{E_s}{E_{rr}} = \frac{W_s k_{ws}}{W_{rr} k_{wrr}} \quad (4.10)$$

quhet koefiçienti i reduktimit të f.e.m. dhe është i barabartë me koefiçientin e shndërrimit sipas f.e.m të paraqitur në shprehjen (4.4). Në mënyrë që f.m.m rezultante, pra fluksi resultant i makinës mos ndryshojë, vlera e reduktuar e amplitudes së f.m.m dytësore duhet të jetë e barabartë me amplitudën e f.m.m F_{mr} (4.2).

$$F_{mr} = \frac{m_r \sqrt{2}}{\pi} \frac{W_{rr} k_{wrr}}{p} I_{rr} = \frac{m_s \sqrt{2}}{\pi} \frac{W_s k_{ws}}{p} I_r \quad (4.11)$$

Nga barazimi i shprehjeve (4.2) dhe (4.11) del

$$m_r W_{rr} k_{wrr} I_{rr} = m_s W_s k_{ws} I_r \quad (4.12)$$

nga ku

$$\frac{I_{rr}}{I_r} = \frac{m_s W_s k_{ws}}{m_r W_{rr} k_{wrr}} = k_i \quad (4.13)$$

Koefiçienti k_i (4.13) quhet koefiçient i reduktimit të rrymës. Duke shfrytëzuar koefiçientët e reduktimit të f.e.m. dhe rrymës mund të përcaktohen vlerat e reduktuara të rezistencës aktive R_r dhe induktive $X_{\sigma r}$ për pështjellën e rotorit të reduktuar në stator. Humbjet elektrike në pështjellën e reduktuar duhet të jenë të njëjta me ato në pështjellën reale.

$$m_s I_r^2 R_r = m_r I_{rr}^2 R_{rr} \quad (4.14)$$

prej ku

$$R_r = k_u k_i R_{rr} \quad (4.15)$$

Për reduktimin e rezistencës induktive të shpërndarjes $X_{\sigma rr}$ mund të bazohemi në kushtin që këndi ψ_r ndërmjet f.e.m. dhe rrymës së rotorit duhet të mbetet i njëjtë.

$$\operatorname{tg} \psi_r = \frac{X_{\sigma rr}}{R_{rr}} = \frac{X_{\sigma r}}{R_r}$$

prej ku

$$X_{\sigma r} = \frac{R_r}{R_{rr}} X_{\sigma rr} = k_u k_i X_{\sigma rr} \quad (4.17)$$

Në qoftë se rotor i motorit rrotullohet në të njëjtën kahje me f.m.m F_{ms} por me shpejtësi $\Omega < \Omega_1$ atëherë shpejtësia relative (quhet dhe shpejtësia e shkarjes Ω_s) e rrotullimit të F_{ms} kundrejt rotorit do të jetë

$$\Omega_s = \Omega_1 - \Omega \quad (4.18)$$

kurse frekuenca e f.e.m të induktuar në pështjellën e rotorit është:

$$f_r = \frac{(\Omega_1 - \Omega)}{2\pi} p = \frac{(\Omega_1 - \Omega)}{2\pi \Omega_1} \Omega_1 p = s f$$

Siç shihet, frekuenca e f.e.m në pështjellën e rotorit është në përpjestim të drejtë me shkarjen. Shprehja (4.19) është e vlefshme për çfarëdo vlere të shpejtësisë së rotorit qoftë në kahjen e rrotullimit të f.m.m F_{ms} ashtu edhe në kahjen e kundërt me të.

Rrymat e rotorit. Fluksi kryesor Φ_m indukton në pështjellën e rotorit f.e.m kryesore:

$$E_{rr} = 4.44 f_r W_{rr} k_{wrr} \Phi_m \quad (4.20)$$

ose

$$E'_r = 4.44 f s W_{rr} k_{wrr} \Phi_m = s E_{rr} \quad (4.21)$$

ku $E'_r = 4.44 f s W_{rr} k_{wrr} \Phi_m$ është f.e.m që induktohet në pështjellën e rotorit kur rotor i rrotullohet, ndërsa $E_{rr} = 4.44 f_r W_{rr} k_{wrr} \Phi_m$ është f.e.m që induktohet në pështjellën e rotorit kur rotor është i ndalur ($\Omega = 0, s = 1$).

F.e.m e induktuar nga fluksi i shpërndarjes i pështjellës së rotorit është:

$$\dot{E}'_{\sigma r} = -j \dot{I}_{rr} X'_{\sigma r} \quad (4.22)$$

ku $X'_{\sigma r}$ është rezistenca induktive e shpërndarjes së pështjellës së rotorit kur rotorin rrotullohet.

Madhësia e rezistencës induktive së pështjellës së rotorit është:

$$X'_{\sigma r} = 2\pi f_r L_{\sigma r} = 2\pi f s L_{\sigma r} = s X_{\sigma rr} \quad (4.23)$$

ku $X_{\sigma rr} = 2\pi f L_{\sigma r}$ është rezistenca induktive e shpërndarjes së pështjellës së rotorit kur rotorin është i ndalur.

Shprehja i f.e.m për pështjellën e rotorit kur ajo është e lidhur në të shkurtër do të jetë:

$$\dot{E}'_r + \dot{E}'_{\sigma r} = \dot{I}_{rr} R_{rr} \quad (4.24)$$

ose

$$\dot{E}'_r = \dot{I}_{rr} (R_{rr} + jX'_{\sigma r}) \quad (4.25)$$

Duke zëvendësuar në shprehjen (4.25) shprehjen (4.21) dhe (4.23) kemi:

$$s\dot{E}_{rr} = \dot{I}_{rr} (R_{rr} + jsX_{\sigma rr}) = \dot{I}_{rr} Z'_r \quad (4.26)$$

prej ku:

$$\dot{I}_{rr} = \frac{s\dot{E}_{rr}}{Z'_r} = \frac{s\dot{E}_{rr}}{(R_{rr} + jsX_{\sigma rr})} \quad (4.27)$$

ose

$$\dot{I}_{rr} = \frac{\dot{E}_{rr}}{\left(\frac{R_{rr}}{s} + jX_{\sigma rr}\right)} = \frac{\dot{E}_{rr}}{Z'_{rek}} \quad (4.28)$$

ku Z'_{rek} quhet rezistenca e barazvlefshme e qarkut të rotorit.

Shprehjat (4.28) mund ti jepet një kuptim fizik i cili mund të formulohet në këtë mënyrë: Një motor me rotor të rrotullueshëm në qarkun e rotorit të së cilit induktohet f.e.m $\dot{E}'_r$ me frekuencë f_r dhe që ka rezistencat R_{rr} dhe $X'_{\sigma r}$ mund të zëvendësohet me një motor me rotor të palëvizshëm në të cilin induktohet f.e.m $\dot{E}_{rr}$ me frekuencë f dhe që ka rezistencën induktive $X_{\sigma rr}$ që i përgjigjet rotorit të ndalur, por në vend të rezistencës aktive R_{rr} ka rezistencën aktive R_{rr}/s . Në këtë mënyrë rotorin që rrotullohet zëvendësohet me një rotor të ndalur, rryma në të cilin si madhësi dhe fazë është e njëjtë me atë të rotorit

që rrotullohet por ka frekuencë f të njëjtë me atë të rrymës në pështjellën e statorit.

Meqënëse rryma $\dot{I}_{rr}$ nuk ndryshon as madhësinë dhe as fazën e saj, atëherë edhe f.m.m F_{mr} do të ketë të njëjtën amplitudë dhe fazë me atë të rotorit që rrotullohet, prandaj f.m.m rezultante dhe fluksi kryesor do jenë të njëjtë, pra momenti dhe fuqia elektromagnetike nuk ndryshojnë.

Rezistenca aktive e rotorit të ndaluar, të njëvlefshëm me atë që rrotullohet është:

$$\frac{R_{rr}}{s} = R_{rr} + R_{rr} \frac{1-s}{s} \quad (4.29)$$

Nga shprehja e mësipërme shihet që në rotorin e ndaluar është rritur rezistenca aktive në madhësinë $R_{rr}(1-s)/s$. Humbjet e fuqisë në këtë rezistencë shtesë ekuivalentojnë fuqinë mekanike që zhvillon rotorin që rrotullohet. Në bazë të shprehjes (4.28) shprehja e f.e.m për qarkun dytësor shkruhet:

$$\dot{E}_{rr} = \dot{I}_{rr} \left(\frac{R_{rr}}{s} + jX_{\sigma rr} \right) = \dot{I}_{rr} Z'_{rek} \quad (4.30)$$

ose për pështjellën e rotorit të reduktuar në atë të statorit

$$\dot{E}_r = \dot{I}_r \left(\frac{R_r}{s} + jX_{\sigma r} \right) = \dot{I}_r Z_{rek} \quad (4.31)$$

Në këtë mënyrë ekuacionet e f.e.m dhe f.m.m për motorin asinkron do të jenë:

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= -\dot{E}_s + \dot{I}_s (R_s + jX_{\sigma s}) \\ 0 &= \dot{E}_r - \dot{I}_r \left(\frac{R_r}{s} + jX_{\sigma r} \right) \\ \dot{I}_m &= \dot{I}_s + \dot{I}_r \end{aligned} \quad (4.32)$$

Ekuacionet e f.e.m dhe shprehja e f.m.m (4.32) për motorin asinkron janë të ngjashme me ekuacionet përkatëse të transformatorit, kështu skema e zëvendësimit në formë T -je për një fazë e motorit asinkron (fig. 4.2) është e ngjashme me atë të transformatorit. Për të marrë parasysh humbjet magnetike në bërthamën e statorit dhe rotorit në skemën e zëvendësimit lidhet një rezistencë shtesë në paralel me rezistencën induktive të degës së magnetizimit.

Humbjet magnetike kanë një ndikim të vogël në sjelljen e motorit gjatë regjimeve kalimtare. Përfundim nga pohimi i mësipërm kemi atëherë kur frekuenca e burimit ushqyes është shumë e madhe.

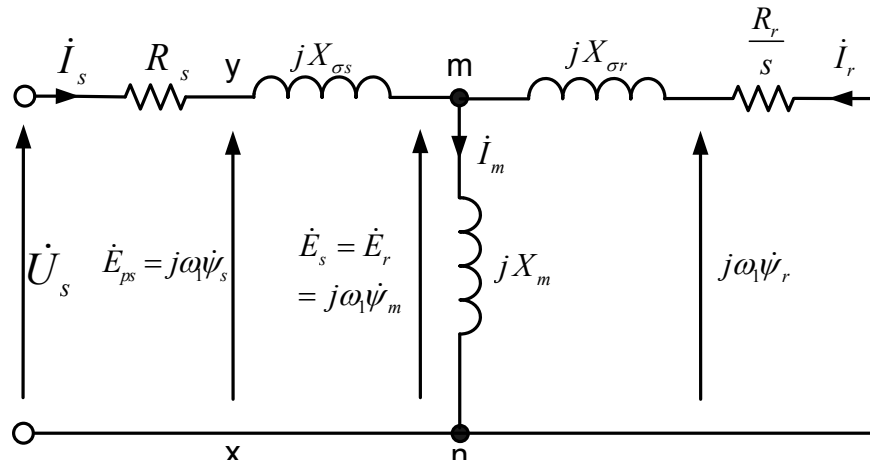


Fig. 4.2. Skema e zëvendësimit në formë T-je e një faze e motorit asinkron trefazor kur madhësitë e rotorit janë të reduktuara në stator.

Madhësitë e skemës së zëvendësimit të paraqitur në fig. 4.2 mund të përcaktohen në mënyrë eksperimentale nga eksperimenti i punimit pa ngarkesë dhe ai i lidhjes së shkurtër.

4.2 Momenti elektromagnetik

Skema e zëvendësimit e një faze e motorit asinkron e paraqitur në fig. 4.2 na jep mundësinë e llogaritjes të rrymës së statorit dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori në rastin e regjimit të vendosur. Siç e kemi theksuar dhe më lart, tensionet dhe rrymat në fazat e motorit janë simetrike, kështu që fuqia e skemës së zëvendësimit është sa 1/3 e fuqisë së motorit. Momenti elektromagnetik që zhvillon motori mund të shprehet si raport i fuqisë mekanike me shpejtësinë e rrotullimit të rotorit

$$M = \frac{P_{mek}}{\Omega} \quad (4.33)$$

ku P_{mek} është fuqia mekanike që zhvillon motori e cila është e barabartë me diferencën e fuqisë aktive që merr motori nga burimi i ushqimit P_1 me humbjet Δp (elektrike, magnetike të statorit dhe humbjet elektrike të rotorit). Në mënyrë më të përshtatshme fuqia mekanike mund të përcaktohet nga skema e zëvendësimit duke përdorur kuptimin e rezistencës së ngarkesës R_{ng} . Meqënëse humbjet elektrike të fuqisë në qarkun e rotorit ndodhin në rezistencën R_r , atëherë lind nevoja që kjo të paraqitet në vehte në skemën e zëvendësimit si në fig. 4.3. Në këtë mënyrë ajo që ne quajmë rezistenca e ngarkesës do të ketë vlerën e mëposhtme:

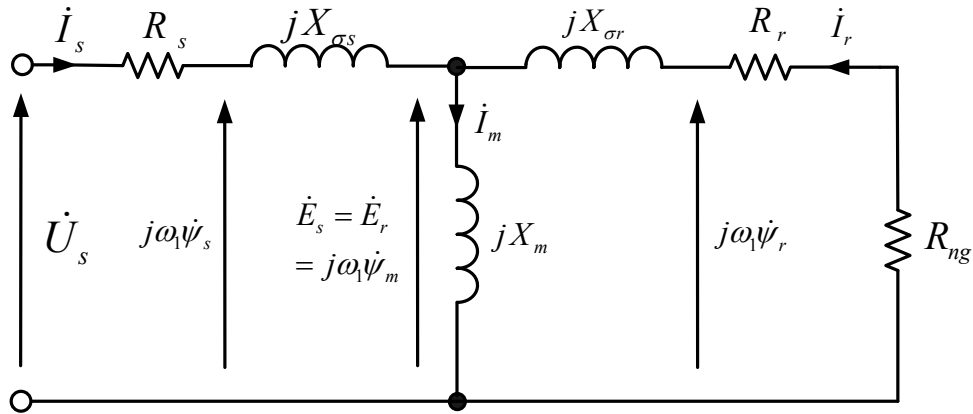


Fig. 4.3. Skema e zëvendësimit e një faze e motorit asinkron me rezistencë ngarkesë.

$$R_{ng} = \left(\frac{R_r}{s} - R_r \right) = \left(\frac{1}{s} - 1 \right) R_r \quad (4.34)$$

Është e qartë që fuqia që zhvillohet në rezistencën e ngarkesës përfaqëson fuqinë mekanike e cila shkon për mbulimin e humbjeve mekanike të rotorit dhe fuqinë e dobishme që i jepet ngarkesës të lidhur në bosht të motorit. Pra kemi:

$$P_{mek} = 3I_r^2 R_{ng} \quad (4.35)$$

Dhe momenti

$$M = \frac{3I_r^2 R_{ng}}{\Omega} \quad (4.36)$$

Rrymat respektive të statorit dhe rotorit, kjo e fundit na duhet për të nxjerrë shprehjen e momentit të dobishëm (4.36) mund të përcaktohen nga shprehja matricore

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + jX_s & jX_m \\ jX_m & \frac{R_r}{s} + jX_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{I}_r \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

e cila përshkruan skemën e zëvendësimit të fig. 4.2. Rezistencat induktive X_s , X_r që shfaqen në shprehjen (4.37) quhen rezistenca induktive e statorit dhe rotorit dhe përcaktohen si:

$$X_s = X_{\sigma s} + X_m \quad (4.38)$$

$$X_r = X_{\sigma r} + X_m \quad (4.39)$$

Një shprehje e përafërt e momentit elektromagnetik mund të merret nga skema e zëvendësimit e fig. 4.3 me ndryshimin e vetëm që dega e magnetizimit të nxirret në hyrje të skemës së zëvendësimit [2], [15]. Është i njohur fakti që rezistenca induktive e magnetizimit është shumë më e madhe se rezistenca e statorit R_s dhe rezistenca induktive e

shpërndarjes $X_{\sigma s}$. Në këtë mënyrë nxjerrja e rezistencës induktive të magnetizimit në hyrje të skemës së zëvendësimit praktikisht nuk do të ndryshonte shpërndarjen e rrymave në të. Vlera efektive e rrymës së rotorit mund të llogaritet si më poshtë:

$$I_r = \frac{U_s}{\sqrt{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + (X_{\sigma})^2}} \quad (4.40)$$

ku

$$X_{\sigma} = X_{\sigma s} + X_{\sigma r} \quad (4.41)$$

është rezistenca induktive shumë e shpërndarjes. Duke zëvendësuar shprehjen (4.40) në shprehjen (4.36) si dhe duke ditur që shkarja është $s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$ atëherë momenti elektromagnetik do të ishte.

$$M = \frac{1.5}{\pi} \frac{p}{f} \frac{U_s^2 R_r / s}{\left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + X_{\sigma}^2 \right]} \quad (4.42)$$

Siç shikohet, momenti elektromagnetik është propocional me katrorin e tensionit dhe kjo është një e metë e madhe e motorëve asinkronë, pasi ulja e tij mund të shkaktojë ndalimin e motorit (kjo varet nga ngarkesa që ka në bosht motori). Varësia ndërmjet momentit elektromagnetik dhe shkarjes quhet karakteristikë mekanike. Kjo karakteristikë ka pamjen si në fig. 4.4.

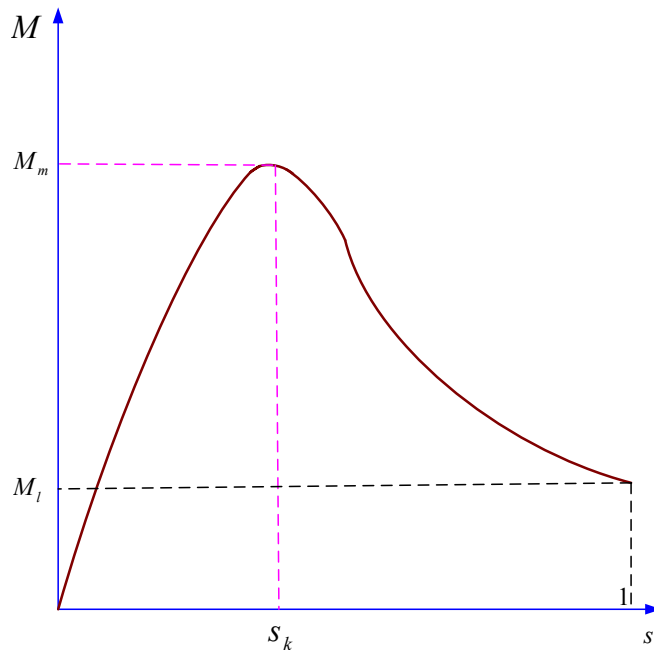


FIG. 4.4. Karakteristika mekanike e motorit asinkron $M = f(s)$.

Një formë tjetër e paraqitjes së karakteristikës mekanike të motorit asinkron është varësia e $\Omega = f(M)$

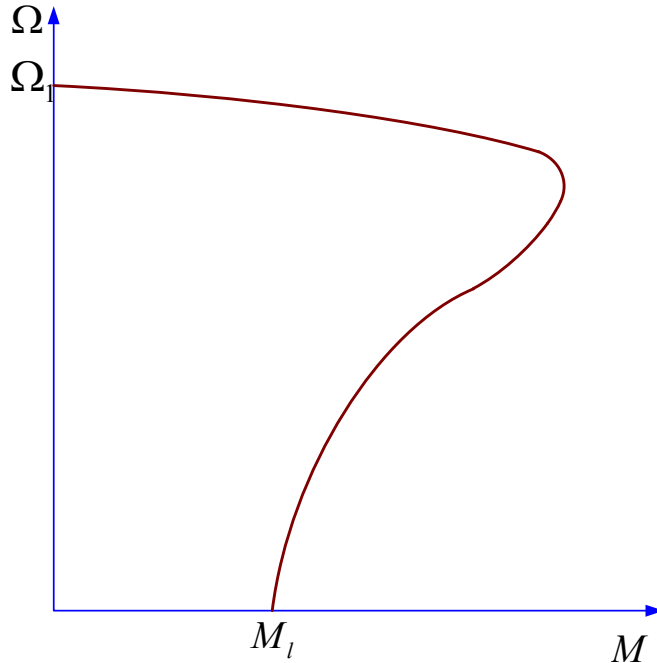


FIG. 4.5. Karakteristika mekanike e motorit asinkron $\Omega = f(M)$.

Momenti maksimal që mund të zhvillojë motori M_m i korespondon shkarjes kritike s_{kr} e cila merret duke bërë derivatin e momentit të shprehjes (4.42) në lidhje me shkarjen s dhe më pas duke e barazuar këtë derivat me zero (studimi i shenjës së funksionit). Kjo na jep:

$$s_k = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + X_\sigma^2}} \quad (4.43)$$

Duke zëvendësuar shprehjen e mësipërm tek shprehja (4.42) përftojmë vlerën e momentit maksimal si:

$$M_m = \frac{0.75}{\pi} \frac{p}{f} \frac{U_s^2}{\left[R_s + \sqrt{R_s^2 + X_\sigma^2} \right]} \quad (4.44)$$

Zëvendësimi në shprehjen (4.42) i $s = 1$ (lëshim) na jep momentin që zhvillon motori në çastin e nisjes (lëshimit). Ky moment është:

$$M_l = \frac{1.5}{\pi} \frac{p}{f} \frac{U_s^2 R_r}{[(R_s + R_r)^2 + X_\sigma^2]} \quad (4.45)$$

4.3 Skema e zëvendësimit me dy induktivitete e motorit asinkron

Për realizimin e sistemit të kontrollit skalar që propozohet në këtë punim është e nevojshme që skema e zëvendësimit e një faze e motorit asinkron të transformohet në një skemë zëvendësimi me dy induktivitete. Kjo skemë zëvendësimi është e ndryshme nga ajo me tre induktivitete e nxjerrë në paragrafin 4.1 (fig. 4.2) e cila njihet edhe ka marrë emrin si skema e zëvendësimit në formë T-je për shkak të pozicionit të induktiviteteve në qark. Për nxjerrjen e skemës së zëvendësimit me dy induktivitete ose siç quhet ndryshe skema e zëvendësimit në formë Γ do t'i referohemi fig. 4.2, [15]. Në këtë figurë $\dot{E}_{ps}$ përfaqëson f.e.m të fazës së statorit për shkak të fluksit të plotë $\dot{\Psi}_s$ që përshkon pëstjellën e fazës.

Është plotësisht e mundur që të zëvendësojmë atë pjesë të skemës së zëvendësimit që ndodhet në anën e djathtë të pikave x, y të fig. 4.2 me një pjesë tjetër që konsiston në dy krahë të lidhur në paralel. Kjo pjesë e skemës së zëvendësimit tregohet në fig. 4.6a. Në qoftë se $\dot{E}_{ps}$ konsiderohet si burim që ushqen qarkun e fig. 4.6a atëherë në bazë të teoremës së Teveninit për pikat m, n ky qark mund të transformohet si në fig. 4.6b në të cilin kemi:

$$\dot{E}_T = \frac{X_m}{X_m + X_{\sigma s}} \dot{E}_{ps} = \frac{1}{\gamma} \dot{E}_{ps} \quad (4.46)$$

dhe

$$X_T = \frac{X_m X_{\sigma s}}{X_m + X_{\sigma s}} = \frac{X_{\sigma s}}{\gamma} \quad (4.47)$$

ku

$$\gamma = \frac{X_m + X_{\sigma s}}{X_m} = \frac{X_s}{X_m}$$

Rezistenca e plotë e rotorit e treguar në fig. 4.6b, mund të zëvendësohet nga një burim rryme $\dot{I}_r$ siç tregohet në fig. 4.6c. Në këtë figurë rryma e statorit $\dot{I}_s$ mund të shprehet si shumë e dy komponenteve, një për shkak të f.e.m $\dot{E}_{ps}$ dhe tjetra për shkak të $\dot{I}_r$. Kur rryma e burimit të rrymës është zero (qark i hapur), komponentja e parë e rrymës së statorit do të ishte:

$$\dot{I}_s' = \frac{\dot{E}_{ps}}{j(X_{\sigma s} + X_m)} = \frac{1}{\gamma} \frac{\dot{E}_{ps}}{jX_m} \quad (4.48)$$

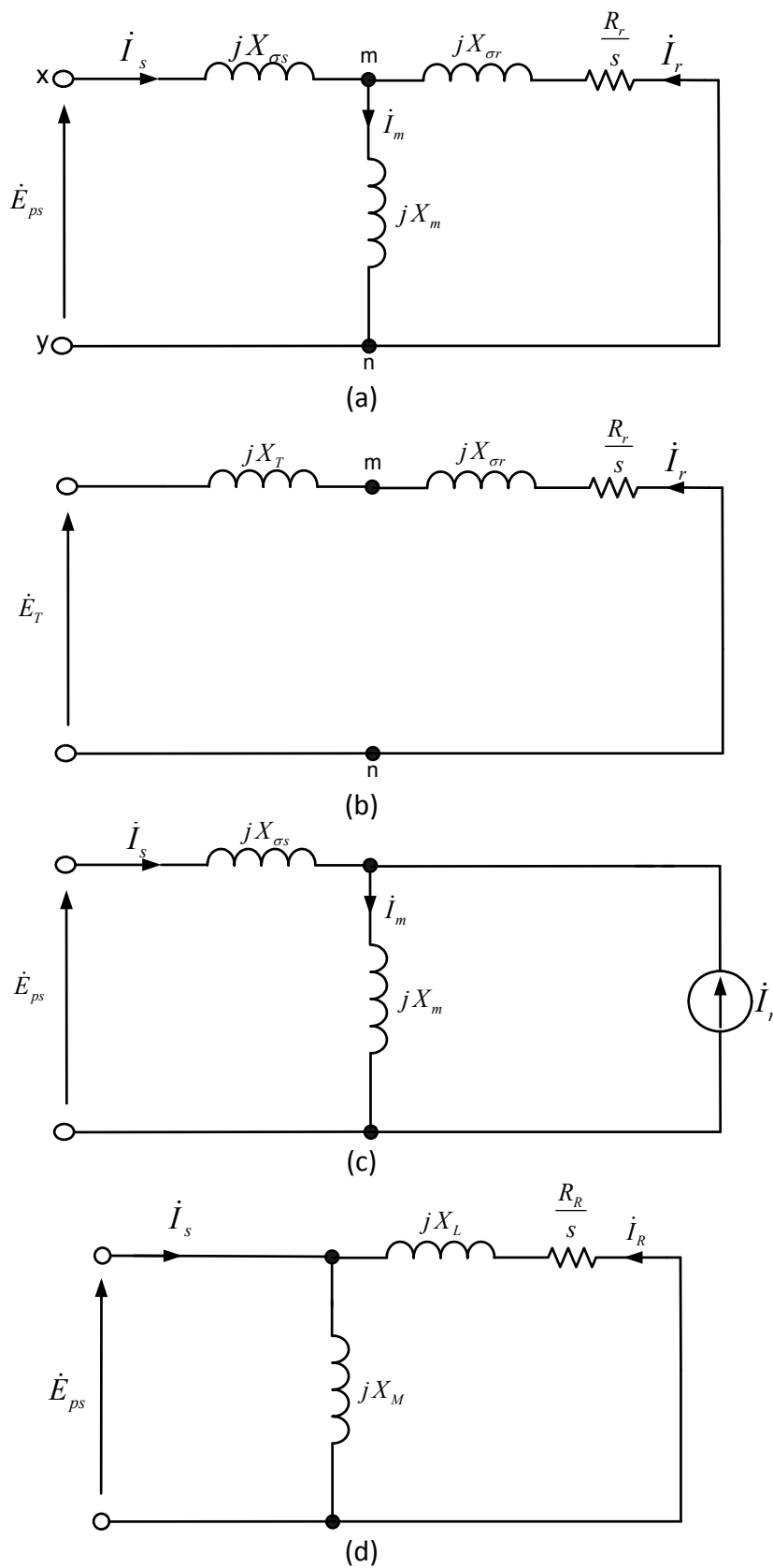


FIG. 4.6. Transformimi i skemës së zëvendësimit.

Kur f.e.m bëhet e barabartë me zero (qark i shkurtër), komponentja e dytë e rrymës së statorit do të ishte:

$$\dot{I}_s'' = \frac{X_m}{X_m + X_{\sigma s}} \dot{I}_r = \frac{1}{\gamma} \dot{I}_r \quad (4.49)$$

Në bazë të superpozimit do të kishim:

$$\dot{I}_s = \dot{I}_s' - \dot{I}_s'' = \frac{1}{\gamma} \frac{\dot{E}_{ps}}{jX_m} - \frac{1}{\gamma} \dot{I}_r \quad (4.50)$$

Duke bërë zëvendësimet e nevojshme do të kishim:

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{E}_{ps}}{\gamma jX_m} + \frac{\dot{E}_{ps}}{\gamma^2 \frac{R_r}{s} + j(\gamma X_{\sigma s} + \gamma^2 X_{\sigma r})} = \frac{\dot{E}_{ps}}{jX_M} + \frac{\dot{E}_{ps}}{\frac{R_R}{s} + jX_L} \quad (4.51)$$

Përfundimisht komponentët e skemës së zëvendësimit në formë Γ -me atë në formë T-je lidhen si më poshtë:

- Rezistenca e rotorit (e reduktuar në stator)

$$R_R = \gamma^2 R_r \quad (4.52)$$

- Rezistenca induktive e magnetizimit

$$X_M = \gamma X_m = X_s \quad (4.53)$$

- Rezistenca totale induktive e shpërndarjes

$$X_L = \gamma X_{\sigma s} + \gamma^2 X_{\sigma r} \quad (4.54)$$

- Rryma e rotorit (e reduktuar në stator)

$$I_R = \frac{I_r}{\gamma} \quad (4.55)$$

- Fluksi i rotorit

$$\Psi_R = \gamma \Psi_r \quad (4.56)$$

Shprehja (4.51) paraqet rrymën që rezulton për shkak të burimit të f.e.m $\dot{E}_{ps}$ të qarkut të paraqitur në fig. 4.6d.

Në qoftë se qarku i fig. 4.6d do të vendoset në pikat x, y të fig. 4.2 do të përftonim skemën e zëvendësimit në formë Γ e cila paraqitet në fig. 4.7.

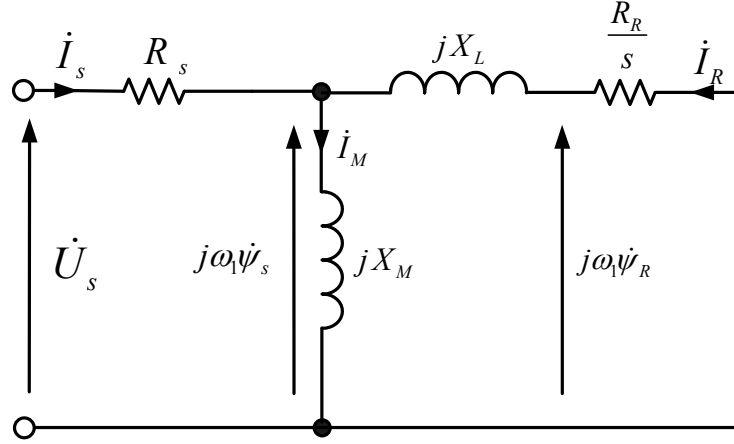


Fig. 4.7. Skema e zëvendësimit në formë Γ e motorit asinkron.

Frekuenca këndore e rrymës në rotor përcaktohet nga shprehja e mëposhtme:

$$\omega_r = s\omega_1 \quad (4.57)$$

ku ω_1 është frekuenca këndore e rrymës së statorit.

Frekuenca këndore ω_r është në përpjestim të drejtë me shpejtësinë e shkarjes Ω_s .

$$\omega_r = p\Omega_s \quad (4.58)$$

Ku p është numri i çift poleve të motorit.

Duke pasur parasysh që $R_R / s = R_R \omega_1 / \omega_r$, rryma I_R në skemën e zëvendësimit në formë Γ (fig. 4.7) mund të shprehet si

$$I_R = |I_R| = \frac{\psi_s}{R_R} \frac{\omega_r}{\sqrt{(\tau_\Gamma \omega_r)^2 + 1}} \quad (4.59)$$

ku $\tau_\Gamma = L_L / R_R$ dhe L_L është induktiviteti total i shpërndarjes ($L_L = X_L / \omega_1$).

Fuqia elektromagnetike që zhvillon motori do të jetë:

$$P_{em} = 3I_R^2 \frac{R_R}{s} = 3I_R^2 \frac{\omega_1}{\omega_r} R_R \quad (4.60)$$

Ndërsa fuqia mekanike që zhvillon motori përftohet nga P_{em} duke i zbritur kësaj të fundit humbjet elektrike të fuqisë në qarkun e rotorit $3I_R^2 R_R$. Në këtë mënyrë momenti elektromagnetik mund të shprehet si raport i fuqisë mekanike me shpejtësinë e rrotullimit të rotorit Ω (në radian gjeometrik) e cila mund të llogaritet si më poshtë:

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (4.61)$$

Momenti elektromagnetik që zhvillon motori pas kryerjes së veprimeve do të rezultojë:

$$M = 3p \frac{\Psi_s^2}{R_R} \frac{\omega_r}{[(\tau_r \omega_r)^2 + 1]}$$

Analiza e shprehjes së mësipërme na çon në këto përfundime:

- Për $\omega_r = 1 / \tau_r$ momenti që zhvillon motori është maksimal. Ky moment përcaktohet si:

$$M_m = 1.5p \frac{\Psi_s^2}{L_L} \quad (4.63)$$

dhe shkarja kritike

$$s_{kr} = \frac{1}{\tau_r \omega_1} \quad (4.64)$$

- Duke qenë se motori asinkron punon me shkarje më të vogla se shkarja kritike atëherë $\omega_r \ll 1 / \tau_r$, kështu që $(\tau_r \omega_r)^2 + 1 \approx 1$ dhe në këtë mënyrë momenti elektromagnetik që zhvillon motori praktikisht është proporcional me ω_r [2].

Duke pranuar që rënia e tensionit në rezistencën e statorit është e vogël në krahasim me tensionin e statorit, atëherë fluksi i statorit mund të shprehet si:

$$\Psi_s \approx \frac{U_s}{\omega_1} = \frac{1}{2\pi f} \frac{U_s}{f} \quad (4.65)$$

Siç shikohet nga shprehja e mësipërme, për të mbajtur fluksin konstant, zakonisht në vlerën nominale, tensioni i statorit duhet të ndryshohet në mënyrë propocionale me frekuencën. Mbajta e fluksit konstant lejon që motori të mund të ngarkohet me moment nominal dhe për rrjedhojë rryma e motorit nuk e kalon rrymën nominale. Kjo zbatohet në kontrollin e shpejtësisë së motorit asinkron, i cili njihet ndryshe me emrin kontrolli skalar *Volt / Herz* = konst. Kjo strategji e kontrollit të shpejtësisë përdoret për mekanizma me moment statik konstant pasi siguron tregues teknik optimal. Kur fluksi i statorit mbahet konstant, siç shikohet nga shprehja (4.63) momenti maksimal mbetet praktikisht i pandryshuar.

Për shpejtësi të vogël, rëniet e tensionit në rezistencën e statorit duhet të merren

parasysh me qëllim që fluksi të mbahet konstant, që do të thotë duhet të kompensojmë rëniet e tensionit në rezistencën aktive të statorit. Për shpejtësi më të madhe se ajo që i korrespondon frekuencës nominale është e qartë që mbajtja e fluksit në vlerën nominale është e pamundur pasi tensioni nuk mund të rritet mbi vlerën nominale.

Përfundimisht, tensioni i statorit në lidhje me frekuencën duhet të rregullohet sipas kësaj ligjësie:

$$U_s = \begin{cases} (U_{sn} - U_{s0}) \frac{f}{f_n} + U_{s0} & \text{për } f < f_n \\ U_{sn} & \text{për } f \geq f_n \end{cases} \quad (4.66)$$

ku U_{s0} është vlera efektive e rënieve të tensionit në rezistencën e statorit për frekuencë zero. Në mënyrë grafike kjo ligjësi është paraqitur në fig. 4.8.

Karakteristikat mekanike për vlera të ndryshme të frekuencës janë paraqitur në fig. 4.9.

Për frekuenca mbi frekuencën nominale momenti kritik zvogëlohet, pasi tensioni nuk mund të rritet mbi vlerën nominale dhe për rrjedhojë fluksi do të zvogëlohet. Kjo do të thotë që me rritjen e frekuencës mbi frekuencën nominale momenti me të cilin duhet të ngarkohet motori duhet të zvogëlohet nën vlerën nominale në mënyrë që rryma e motorit mos të kalojë rrymën nominale.

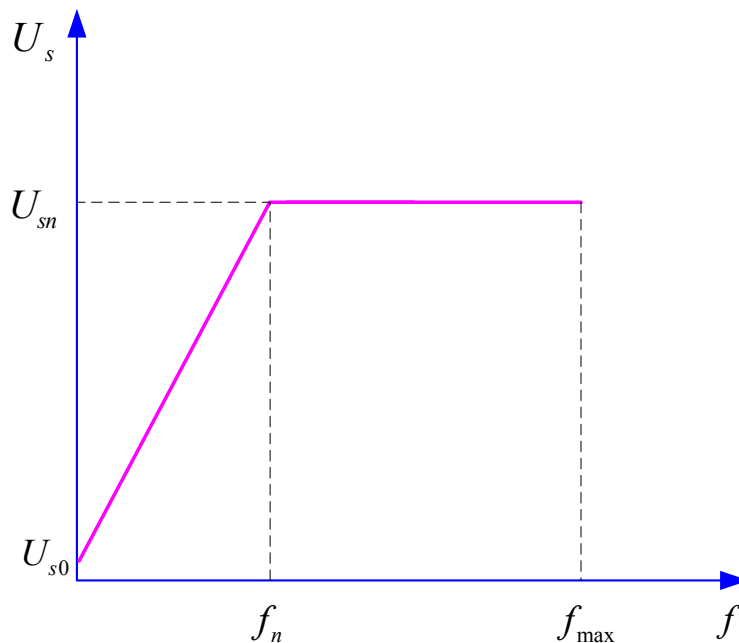


FIG. 4.8. Tensioni në funksion të frekuencës.

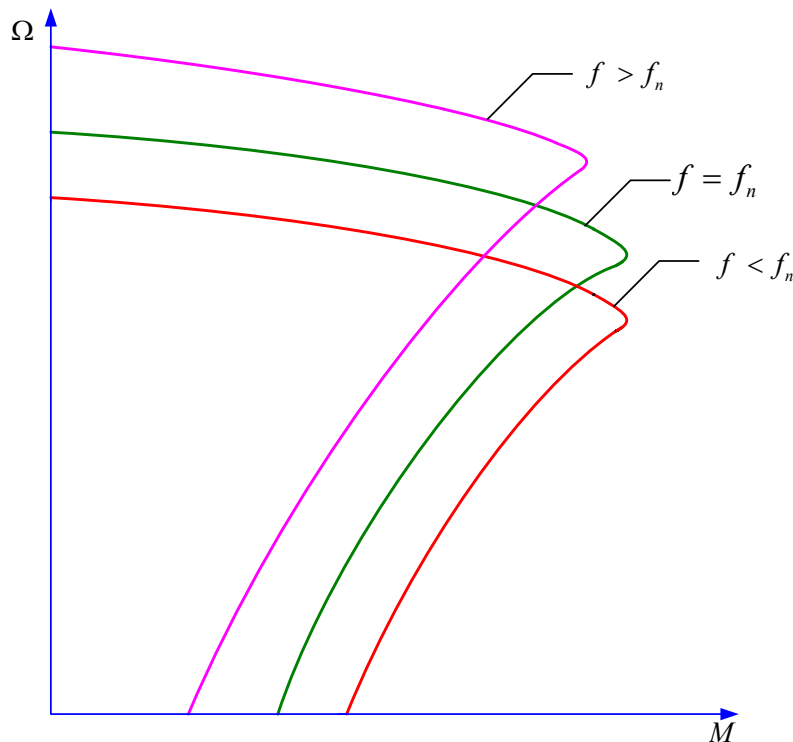


FIG. 4.9. Karakteristikat mekanike për vlera të ndryshme të frekuencës.

4.4 Sistemi i kontrollit skalar pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron trefazor

Një pjesë jo e vogël e transmisioneve elektrike të kontrollit të shpejtësisë me motor asinkron që ndodhen aktualisht në përdorim nuk kanë kërkesa të larta për sistemin e kontrollit të shpejtësisë [2]-[5]. Madhësitë që kontrollohen nga sistemi i kontrollit në këto transmise janë amplituda dhe frekuenca e tensionit ose rrymës me të cilën ushqehet motori nëpërmjet shndërruesit të frekuencës. Kjo lejon kontrollin e shpejtësisë së motorit në regjim të vendosur, ndërsa fusha magnetike në motor mbahet konstante dhe në vlerën e dëshiruar (paragrafi 4.3). Thelbi i kësaj metode konsiston në kontrollin e shpejtësisë të fushës magnetike rrotulluese duke ndryshuar frekuencën e tensionit ushqyes ($\omega_1 = 2\pi f$). Sistemi i kontrollit skalar pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron trefazor tregohet në fig. 4.10.

Siç shikohet nga fig 4.10 motori ushqehet nga një inverter, i cili përfaqëson një burim tensioni alternativ trefazor me amplitudë dhe frekuencë të rregullueshme. Për kontrollin e madhësisë dhe frekuencës së tensionit në dalje të inverterit është përdorur strategjia e modulimit në gjerësi të impulsit nëpërmjet vektorit hapsinor (SVPWM) e cila

është paraqitur në kapitullin III. Sic mund të vihet re sistemi i kontrollit kërkon vlerësimin e shpejtësisë së motorit ω . Për këtë është përdorur vlerësuesi i shpejtësisë i nxjerrë në kapitullin I. Më poshtë po rendisim karakteristikat e secilit element të përdorur në skemën e kontrollit të paraqitur në fig. 4.10.

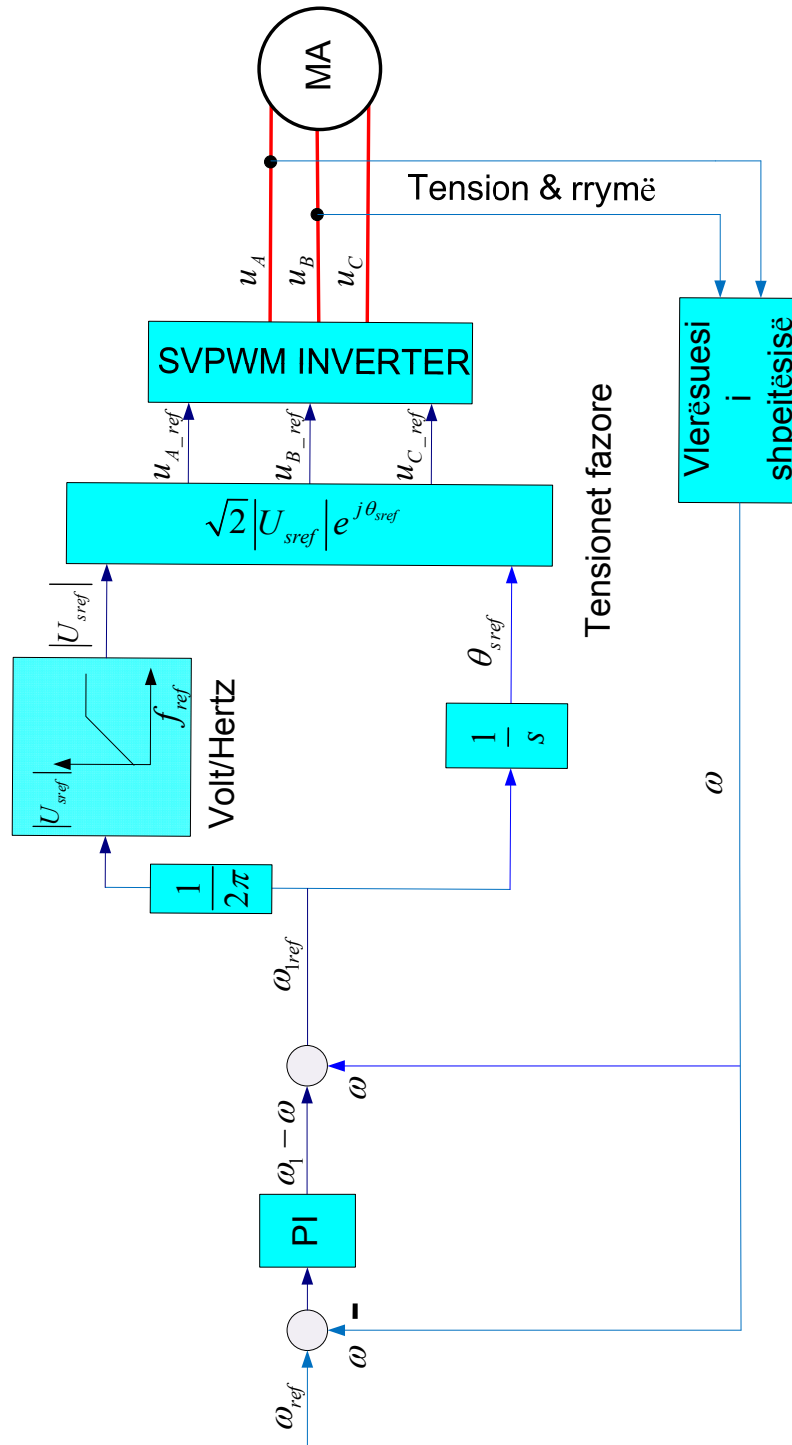


FIG. 4.10. Kontrolli skalar pa sensor i shpejtësisë i motorit asinkron trefazor.

- Tensionet fazore. Me anë të këtij blloku ndërtohen tensionet e referencës për inverterin

$$\begin{aligned} u_{A_ref}(t) &= U_m \sin[\theta_s(t)] = K_t U_{sref} \sin[\theta_s(t)] \\ u_{B_ref}(t) &= U_m \sin[\theta_s(t) + \frac{4\pi}{3}] = K_t U_{sref} \sin[\theta_s(t) + \frac{4\pi}{3}] \\ u_{C_ref}(t) &= U_m \sin[\theta_s(t) + \frac{2\pi}{3}] = K_t U_{sref} \sin[\theta_s(t) + \frac{2\pi}{3}] \end{aligned} \quad (4.67)$$

Ku $K_t = \sqrt{2}$, ndërsa U_{sref} është vlera efektive e tensionit të referencës.

- Pjerrësia Volt-Hertz është (U_n/f_n) .
- SVPWM- Inverter- Inverter trefazor tensioni me tranzistor bipolarë me portë të izoluar (IGBT).
- Motori- Motor asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër me pështjellë të statorit të lidhur në yll. Të dhënat e motorit janë dhënë në kapitullin II.

4.5 Realizimi në ambientin MATLAB/ Simulink i sistemit të kontrollit skalar pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron trefazor

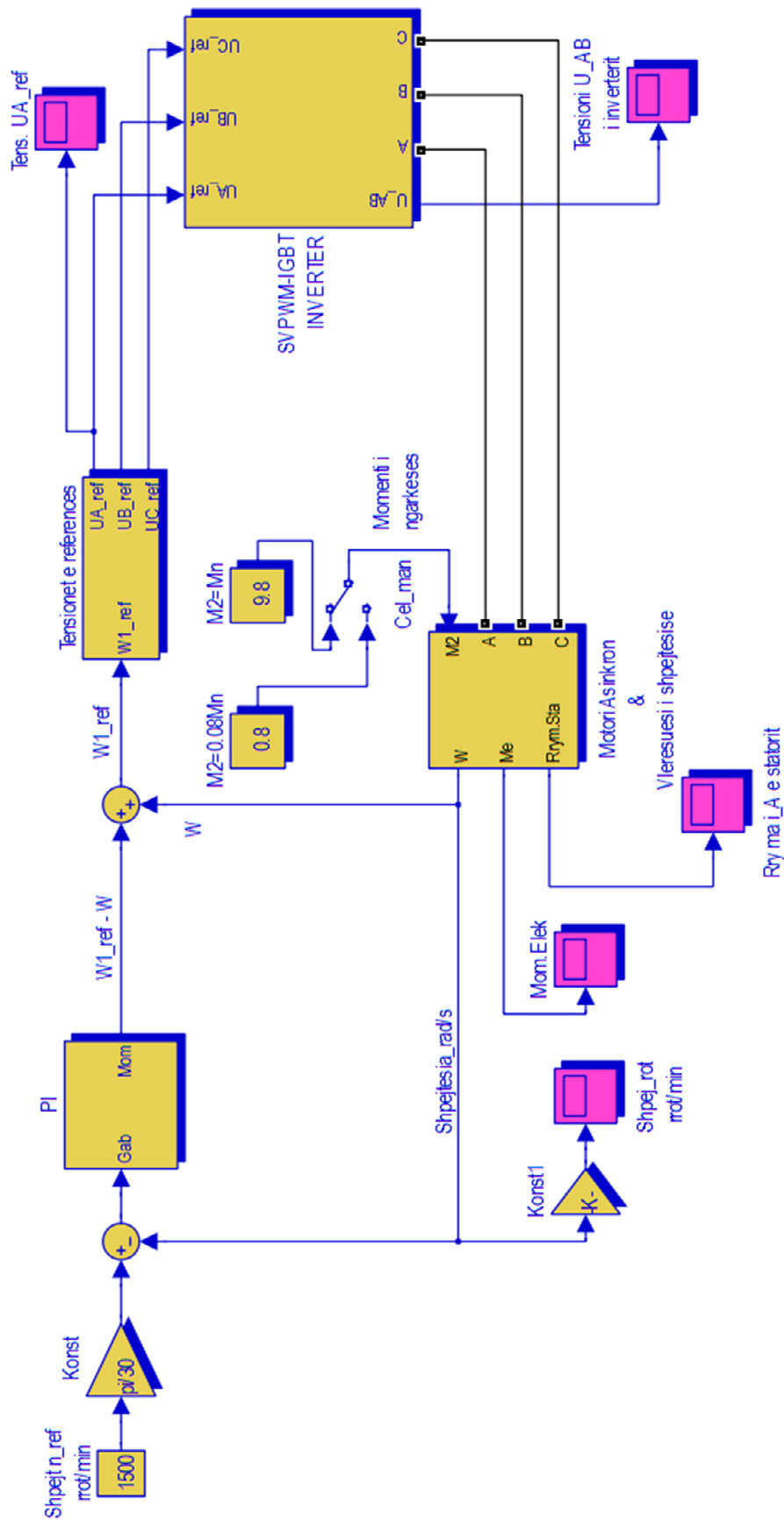
Implementimi i sistemit të kontrollit skalar pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron trefazor në ambientin MATLAB/Simulink është realizuar sipas bllokskemës të paraqitur në fig. 4.11. Kjo bllokskemë është ndërtuar duke patur parasysh fig. 4.10.

Gjithashtu në fig. 4.12 dhe fig. 4.13 janë dhënë bllokskemat e realizuara në Simulink të përfutimit të tensioneve të referencës për të treja fazat e motorit dhe inverterit trefazor të tensionit në të cilin frekuenca e gjenerimit të impluseve të siguruar me teknikën SVPWM është zgjedhur për rastin e parë 5 kHz dhe për rastin e dytë 15 kHz.

Madhësia e tensionit të vazhduar të inverterit nga llogaritjet rezulton $E_H=540$ V, (Kapitulli III).

Koeficientët e rregullatorit PI të përdorur në sistemin e kontrollit, nga llogaritjet rezultojnë $K_p=30$ dhe $K_i=3.25$, [46].

Parametrat e motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër të përdorur për realizimin e simulimit janë ato të paraqitura në kapitullin II.



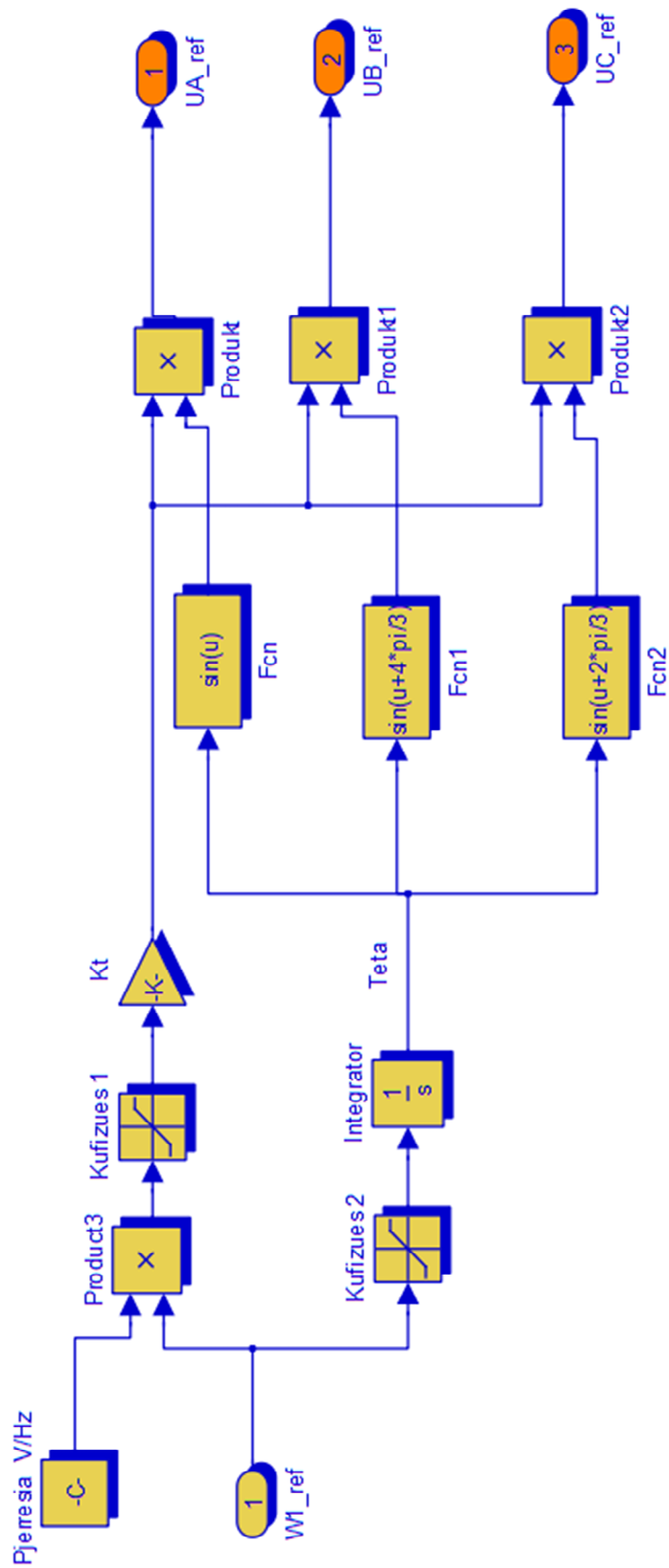
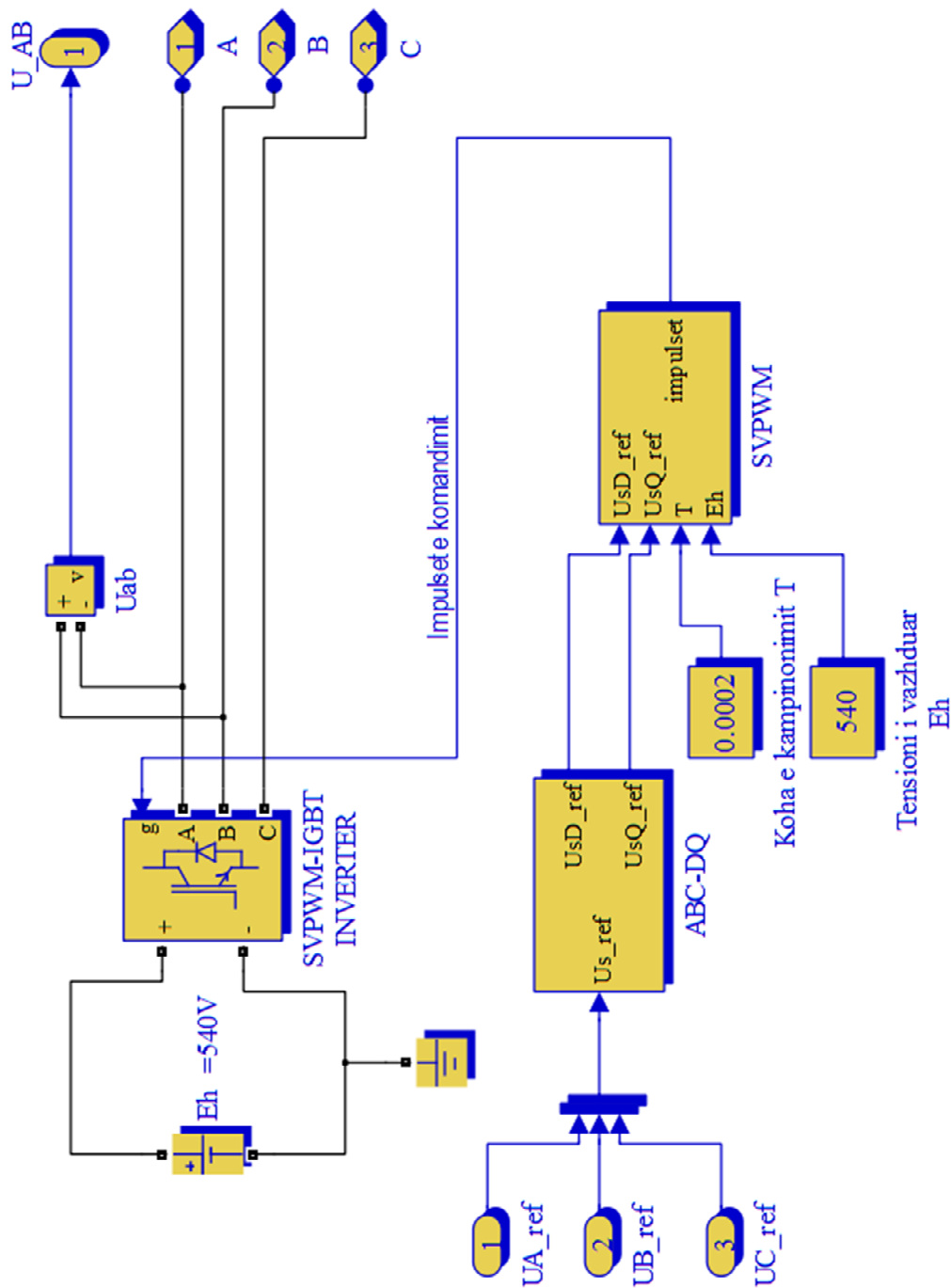


FIG. 4.12. Modeli në Simulink i përfutimit të tensioneve të referencës.



4.6 Rezultatet e Simulimit

Rezultatet e simulimit janë marrë për tre vlera të ndryshme të shpejtësisë së referencës për kushtet kur është bërë ndryshimi i menjëhershëm (në formë shkalle) i momentit me të cilin ngarkohet motori.

Në rastin e parë është zgjedhur që shpejtësia e referencës të jetë $n=1500$ rrot/min . Për këtë rast, janë regjistruar nga simulimi kurbat e dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori për frekuenca komandimi të inverterit 5 kHz dhe 15 kHz. Kjo është bërë me qëllim të analizimit të ndikimit të frekuencës së komandimit të inverterit në cilësinë e kurbës së momentit elektromagnetik dhe për pasojë dhe në atë të shpejtësisë së motorit.

Regjistrimi i kurbave të dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik është bërë për një kohë $t=3s$.

Fillimisht është bërë lëshimi i transmisionit duke e patur të ngarkuar motorin me moment nominal, përkatësisht $M_2=9.8$ Nm . Me qëllim të vlerësimit të cilësisë së kontrollit që na siguron sistemi i kontrollit skalar i shpejtësisë që propozohet në këtë kapitull, është zgjedhur si ngacmim i jashtëm ndryshimi i momentit të ngarkesës të motorit, konkretisht, në çastin e kohës $t_1 = 1s$ është bërë ulja e menjëhershme e momentit të ngarkesës së motorit në $M_2=0.8$ Nm dhe në çastin e kohës $t_2 = 2s$ është bërë rritja e menjëhershme e momentit të ngarkesës në vlerën nominale të tij.

Dinamikat e shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik të motorit për frekuencë komandimi të inverterit 5 kHz janë treguar në fig. 4. 14 dhe fig. 4.15.

Gjithashtu në fig. 4.14b është risjellë edhe një herë dinamika e shpejtësisë së motorit në diapazonin e shpejtësisë ± 100 rrot/min rreth vlerës së referencës me qëllim të rritjes së saktësisë së leximit të gjithë pikave të kurbës së shpejtësisë për ta pasur më të lehtë gjykimin mbi cilësinë që siguron sistemi i kontrollit. Ndërkohë për të njëjtën arsye si për dinamikën e shpejtësisë në fig. 4.15a, b është risjellë dinamika e momentit elektromagnetik që zhvillon motori. Në fig. 4.15c është paraqitur gjithashtu dhe një herë dinamika e momentit elektromagnetik për intervalin e kohës $t=[0\div1]s$.

Në të njëjtën mënyrë dhe për të njëjtat kushte janë marrë nga simulimi dinamika e shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori për frekuencë komandimi të inverterit 15 kHz. Rezultatet e marra nga simulimi për dinamikën e shpejtësisë dhe momentit janë treguar në fig. 4.16 dhe fig. 4.17 .

Në fig. 4.18a, b janë paraqitur kurbat e rrymës për fazën "a" të motorit për kohët $t=3s$ dhe $t=1s$ dhe frekuencë komandimi të inverterit 5 kHz.

Gjithashtu në fig. 4. 19a, b është treguar forma e tensionit të linjës në dalje të inverterit për kohët $t = 3\text{s}$ dhe $t = 1\text{s}$ dhe për frekuencë komandimi të inverterit 5 kHz.

Njëlloj siç vepruam në rastin e parë kemi vepruar dhe për rastin e dytë dhe të tretë ku janë zgjedhur shpejtësitë e referencës $n=1000\text{ rrot/min}$ dhe $n=500\text{ rrot/min}$. Për këto raste frekuenca e komandimit të inverterit është marrë 5 kHz.

Në fig. 4.20 dhe fig. 4.21 janë paraqitur kurbat e dinamikës së shpejtësisë dhe dinamikës së momentit elektromagnetik për shpejtësi reference $n=1000\text{ rrot/min}$. Gjithashtu në fig. 4.22 dhe fig. 4.23 janë paraqitur kurbat e dinamikës së shpejtësisë, dinamikës së momentit elektromagnetik për shpejtësi reference $n=500\text{ rrot/min}$.

Kurba e rrymës së fazës "a" të motorit dhe tensioni i linjës në dalje të inverterit për rastin e dytë dhe të tretë nuk janë paraqitur pasi pamja e tyre është e njëjtë me atë të rastit parë (fig. 4.18 dhe fig. 4.19). I vetmi ndryshim do të ishte tek frekuenca e harmonikës së parë të tensionit në dalje të inverterit dhe për rrjedhojë dhe tek frekuenca e rrymës së fazës e cila do të ishte më e vogël se në rastin e parë. Kjo pasi vlera e referencës së shpejtësisë për rastin e dytë dhe të tretë është më e vogël se ajo e rastit të parë.

Nga vëzhgimi i kurbave të dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik për të tre rastet e marra në shqyrtim janë nxjerrë treguesit e cilësisë, vlerat e të cilëve janë paraqitur në tabelën 4.1.

TABELA 4.1 Treguesit e cilësisë

<i>Shpejt.ref.</i> [rrot/min]	m_r [%]	m_{r1} [%]	m_{r2} [%]	t_1 [s]	ε [%]	ε_0 [%]	ΔM [Nm]	ΔM_0 [Nm]	Δn [rrot/min]	Δn_0 [rrot/min]
1500/5 kHz	0	4	-6.7	0.15	2.9	0.4	$8.7 \div 10.8$	$-0.5 \div 2$	3	2
1500/15 kHz	0	4	-6.7	0.15	2.9	0.4	$9.3 \div 10.3$	$0.3 \div 1.3$	1.5	1
1000	1.8	5.2	-5.4	0.09	0.5	0.5	$8.9 \div 10.6$	$-0.5 \div 2$	2.5	1.8
500	3.4	10	-9	0.05	1	0.4	$8.7 \div 10.8$	$-0.5 \div 2$	2.8	2

Ku:

m_r, m_{r1}, m_{r2} janë mbirregullimi i shpejtësisë gjatë lëshimit të transmisionit, mbirregullimi i shpejtësisë për ulje në çast të momentit të ngarkesës së motorit nga

moment nominal në punim pa ngarkesë dhe mbirregullimi i shpejtësisë (mund të quhet dhe nënrrregullim) për rritje në çast të momentit të ngarkesës së motorit nga punim pa ngarkesë në moment nominal.

t_l është koha e lëshimit të transmisionit.

$\varepsilon, \varepsilon_0$ janë gabimi i shpejtësisë në regjim të vendosur për ngarkesë nonimale dhe në punimin pa ngarkesë.

$\Delta M, \Delta M_0$ janë kufijtë e ndryshimit të momentit elektromagnetik që zhvillon motori në regjim të vendosur në punimin me ngarkesë nominale dhe në punimin pa ngarkesë.

$\Delta n, \Delta n_0$ janë ndryshimet e shpejtësisë së motorit rreth vlerës së vendosur në punimin me ngarkesë nominale dhe në punimin pa ngarkesë.

Nga analiza e rezultateve të treguesve të cilësisë (tabela 4.1) që shoqërojnë sistemin e kontrollit skalar të shpejtësisë të propozuar në këtë kapitull mund të arrijmë në përfundimet e mëposhtme:

Gjatë regjimeve dinamike, si gjatë lëshimit të transmisionit dhe kur kemi ndryshim të momentit me të cilin ngarkohet motori kemi luhatje të konsiderueshme të momentit elektromagnetik që zhvillon motori. Ky pohim është lehtësisht i verifikueshëm po ti referohemi fig. 4.15, fig. 4.17, etj. Këto luhatje bëjnë që shpejtësia e motorit gjatë regjimeve dinamike të ketë luhatje gjithashtu (fig. 4.14, fig.4.16, etj). Shkalla e luhatjeve të shpejtësisë është më e vogël se ajo e momentit elektromagnetik pasi inercia mekanike është shumë herë më e madhe se ajo elektromagnetike.

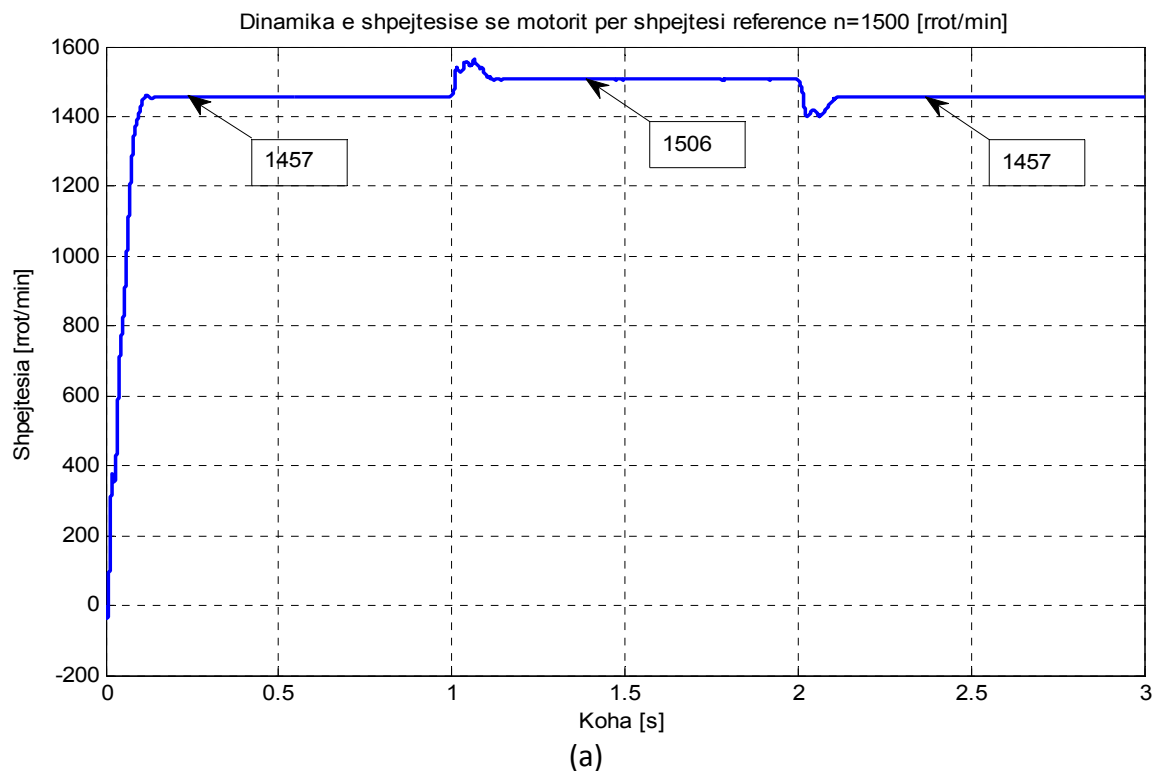
Frekuenca e komandimit të inverterit ndikon drejtpërsëdrejti në cilësinë e momentit elektromagnetik që zhvillon motori dhe për rrjedhojë dhe në atë të shpejtësisë. Për këtë bindemi po ti referohemi tabelës 4.1. Për frekuencë komandimi të inverterit 5 kHz, kufijtë e ndryshimit të momentit elektromagnetik në punimin me ngarkesë nominale dhe në punim pa ngarkesë të motorit, për shpejtësi reference $n = 1500$ rrot/min rezultojnë, $\Delta M = (8.7 \div 10.8)$ Nm dhe $\Delta M_0 = (-0.5 \div 2.5)$ Nm, ndërsa ndryshimet e shpejtësisë janë $\Delta n = 3$ rrot/min dhe $\Delta n_0 = 2$ rrot/min. Ndërkohë për frekuencë komandimi të inverterit 15 kHz kufijtë e ndryshimit të momentit elektromagnetik janë $\Delta M = (9.3 \div 10.3)$ Nm dhe $\Delta M_0 = (0.3 \div 1.3)$ Nm, ndërsa ato të shpejtësisë rezultojnë $\Delta n = 1.5$ rrot/min dhe $\Delta n_0 = 1$ rrot/min. Zvogëlimi i ndryshimit të momentit elektromagnetik dhe i shpejtësisë, me rritjen e

frekuencës së komandimit të inverterit ndodh pasi kemi përmirësimin e kurbës së vlerës së çastit të rrymës së motorit dhe për rrjedhojë dhe vlerës së çastit të fluksit magnetik të motorit.

Nga fig. 4.15c vihet re që brenda kufijve të ndryshimit të momentit elektromagnetik në regjim të vendosur kemi gjithashtu modulimin e tij. Ky modulim i momentit shkaktohet për shkak se kontrolli skalar nuk mundëson kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit elektromagnetik të motorit. Është e kuptueshme që modulimi i momentit elektromagnetik shkakton gjithashtu luhajtje shtesë të shpejtësisë së motorit.

Për arsyet që u përmendën më sipër sistemi i kontrollit skalar i shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë rezulton i përshtatshëm për tu përdorur në mekanizmat që nuk kanë kërkesa të larta si në regjimin dinamik dhe në atë të vendosur. Është e kuptueshme që ky sistem nuk mund të përdoret në mekanizmat që kërkojnë kontrollin e pozicionit.

- **Rasti I - a.** Shpejtësia e referencës $n = 1500$ rrot/min dhe frekuenca e komandimit të inverterit 5 kHz.



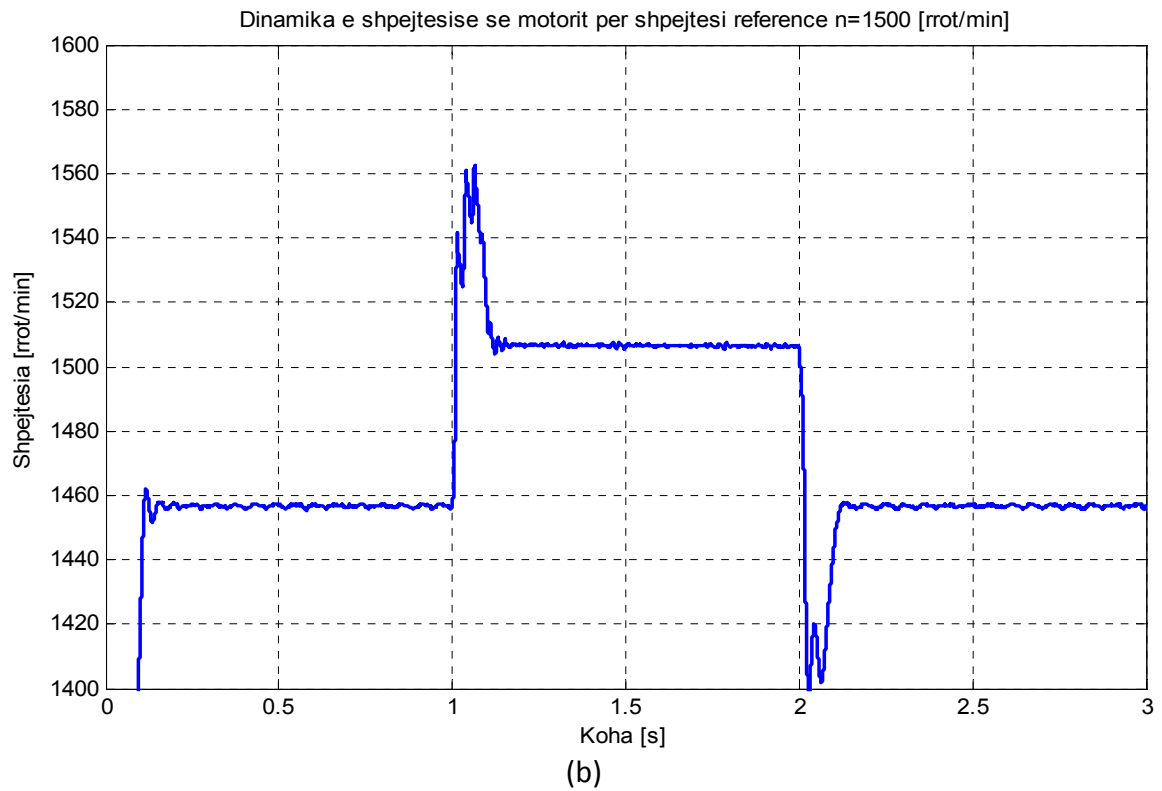
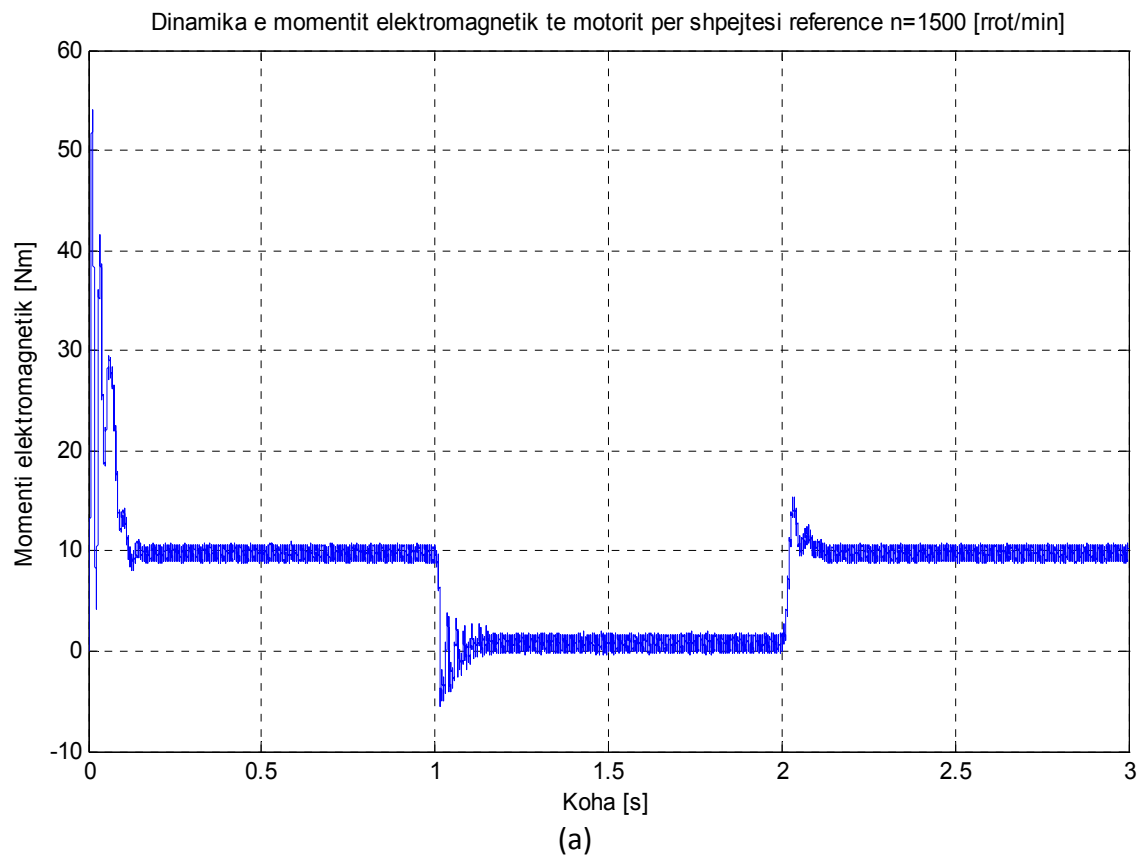


FIG. 4.14. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 1500 rrot/min dhe frekuencë komandimi të inverterit 5 kHz.



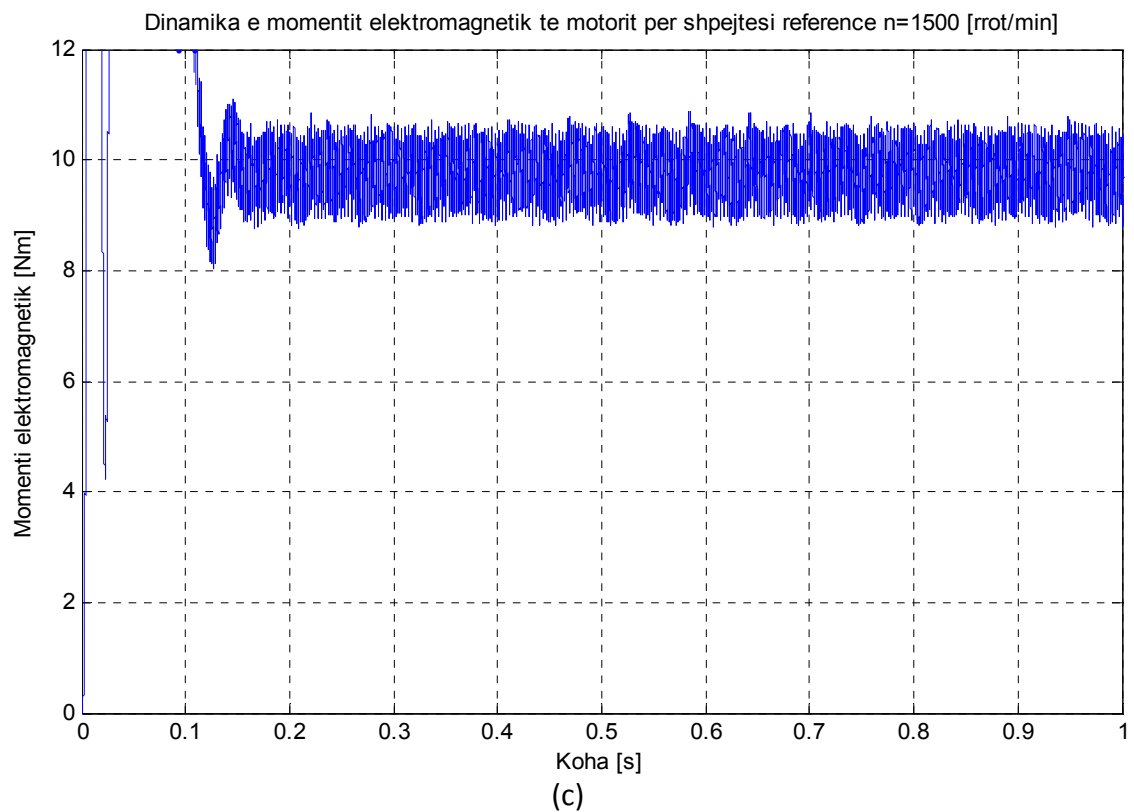
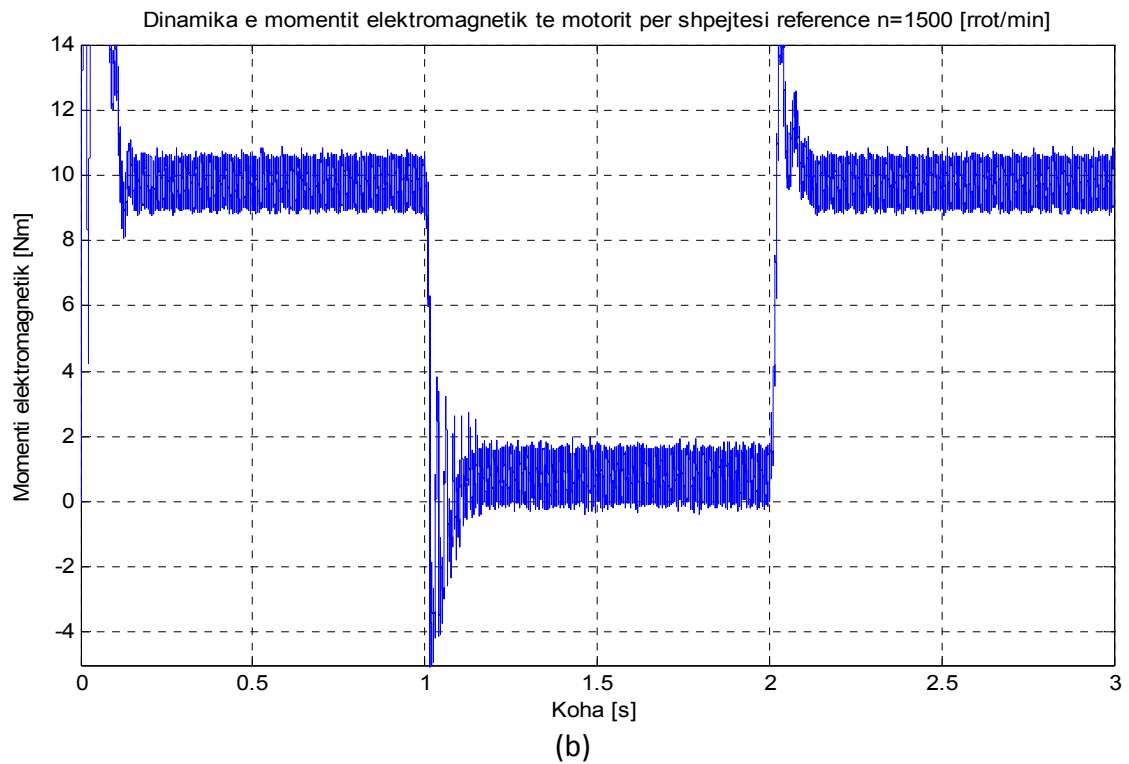


FIG. 4.15. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit për frekuencë komandimi të inverterit 5 kHz.

- **Rasti I - b.** Shpejtësia e referencës $n = 1500$ rrot/min dhe frekuenca e komandimit të inverterit 15 kHz.

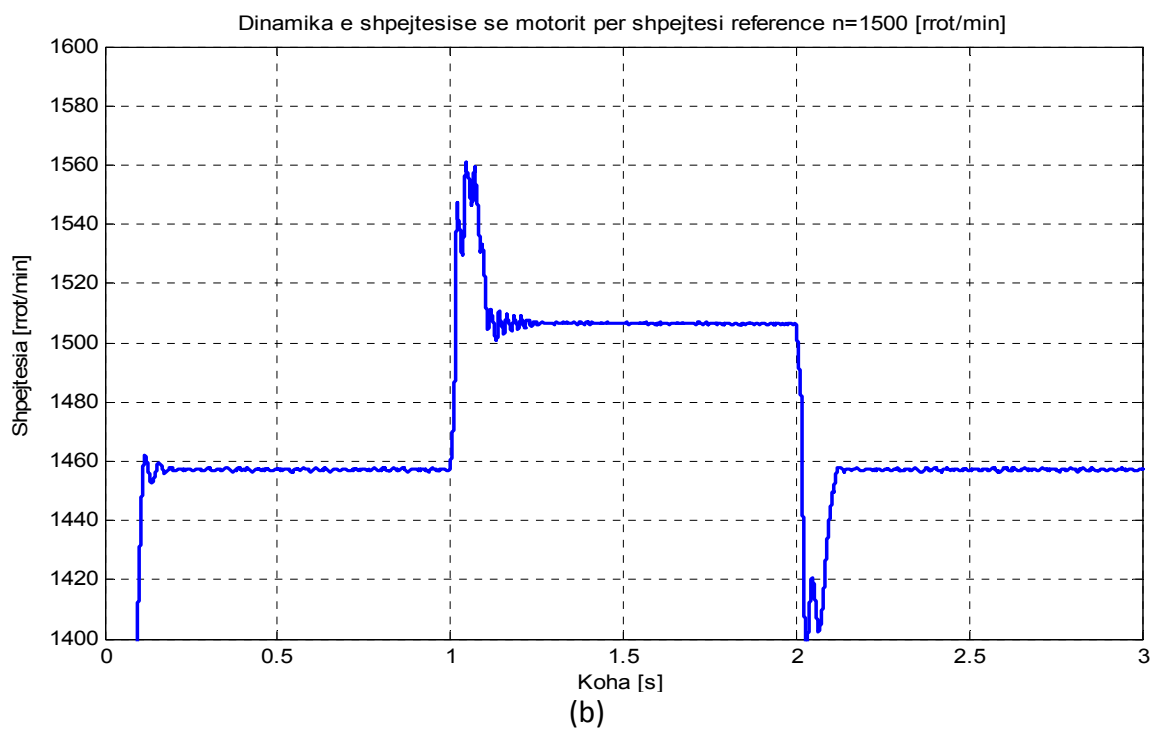
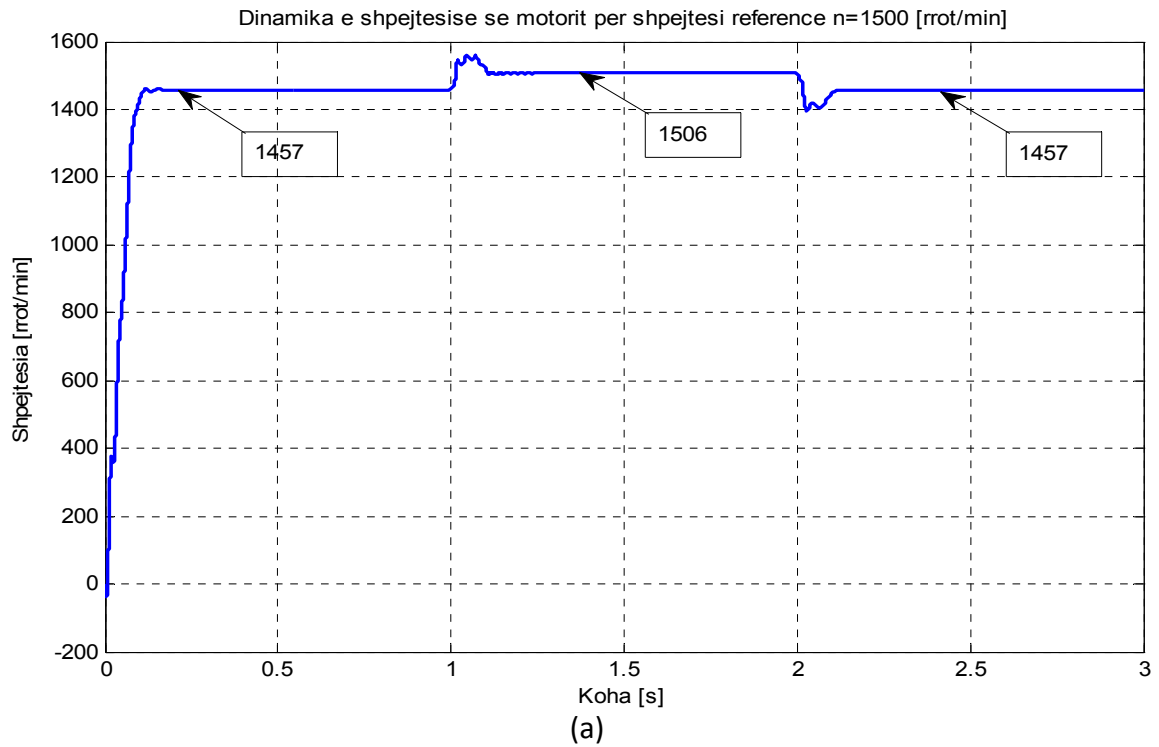


Fig. 4.16. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 1500 rrot/min dhe frekuencë komandimi të inverterit 15 kHz.

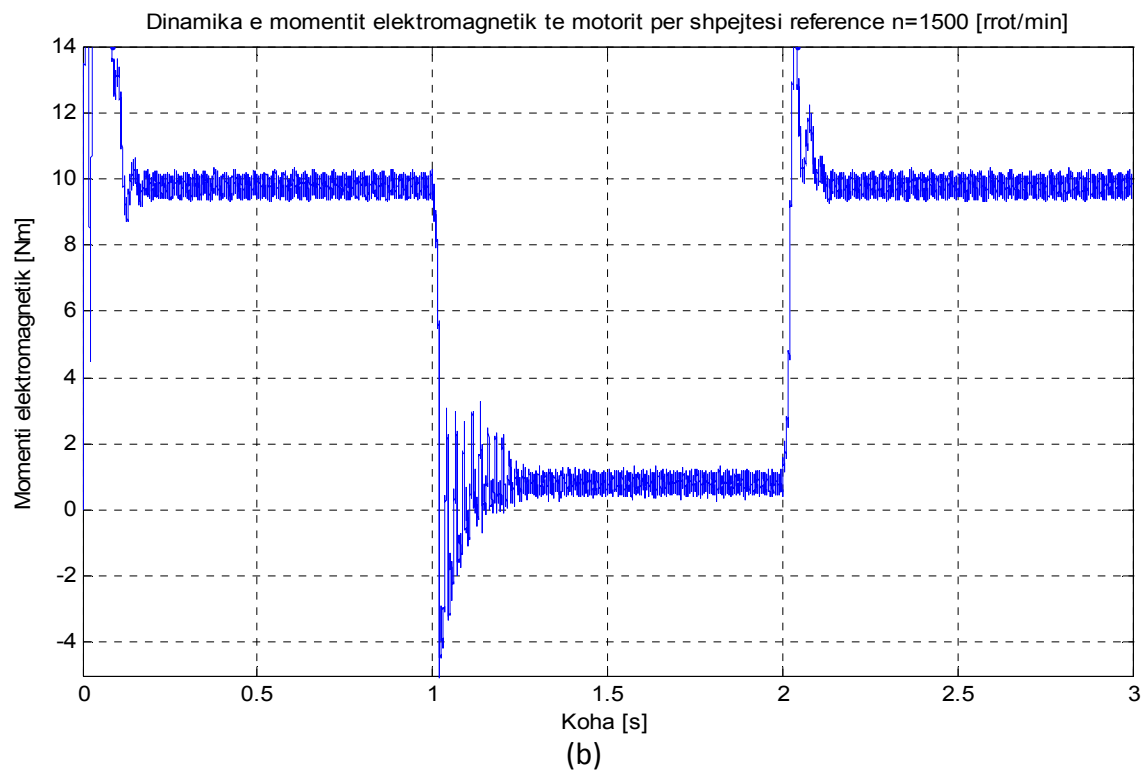
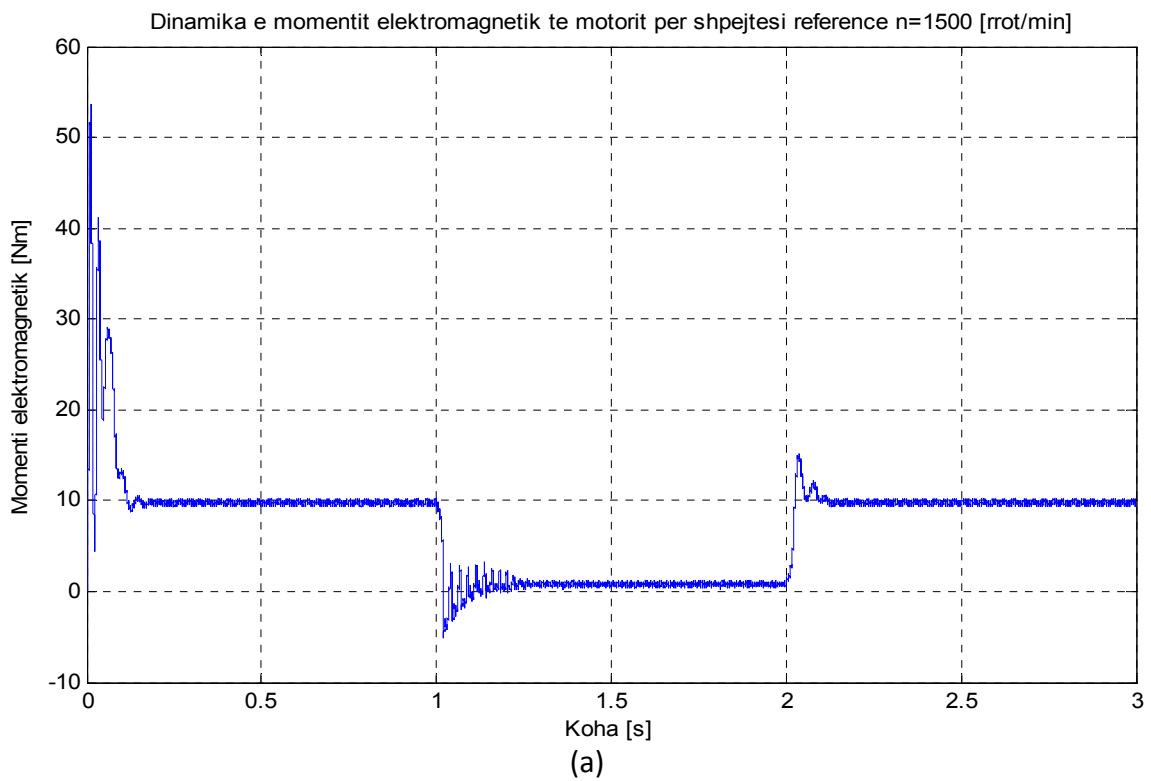


FIG. 4.17. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit për frekuencë komandimi të inverterit 15 kHz.

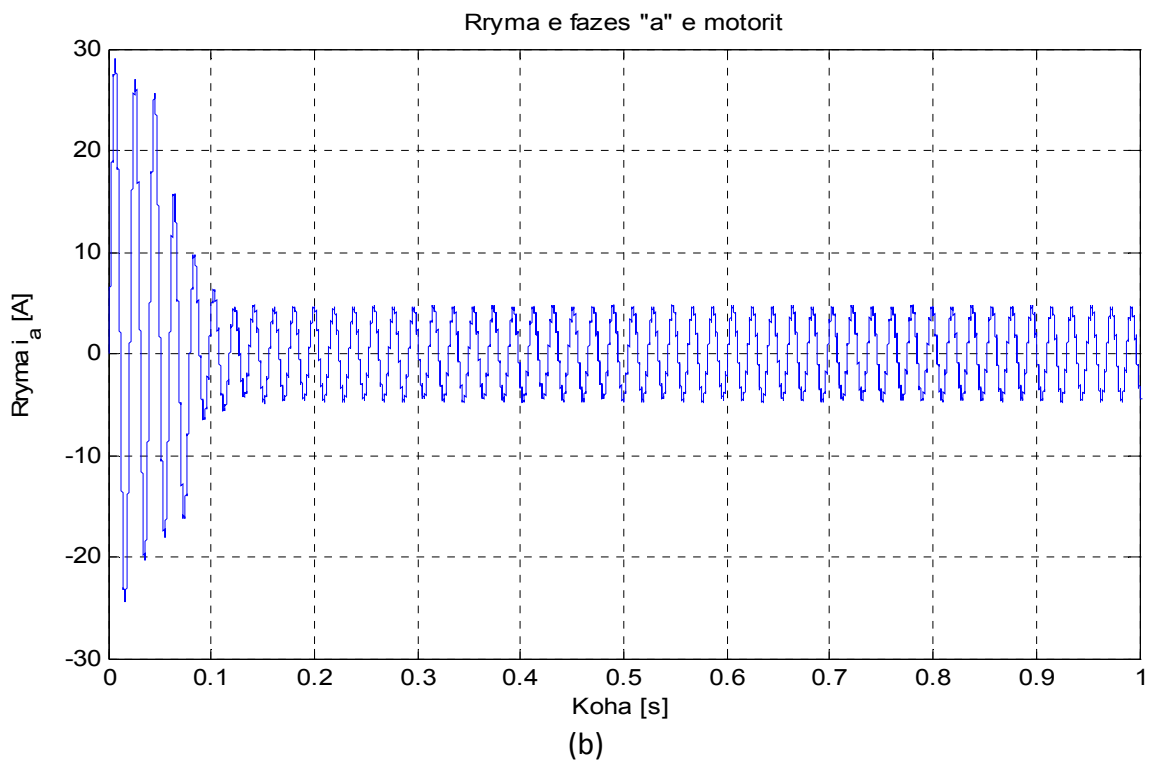
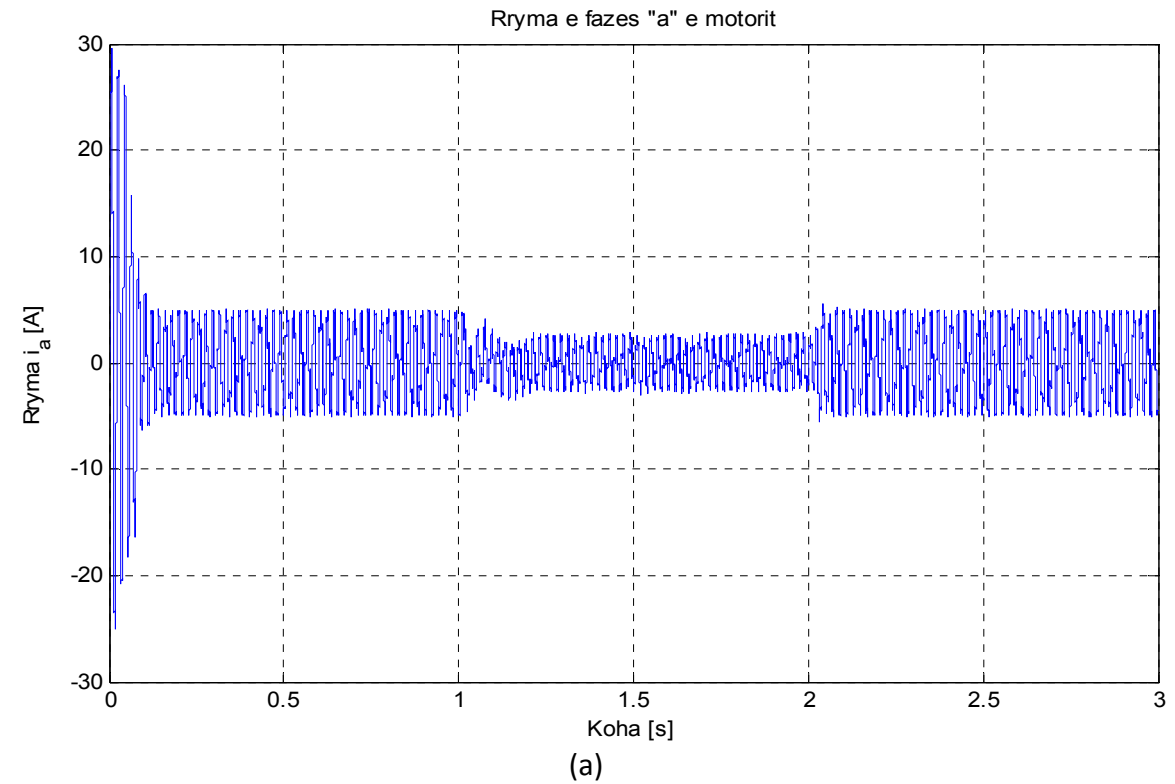
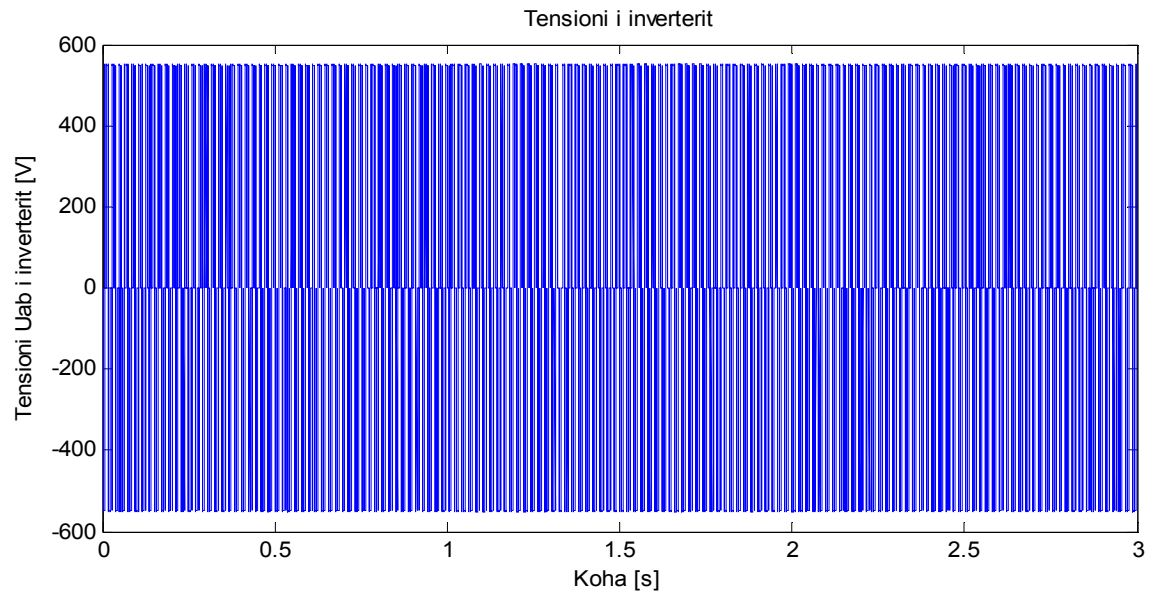
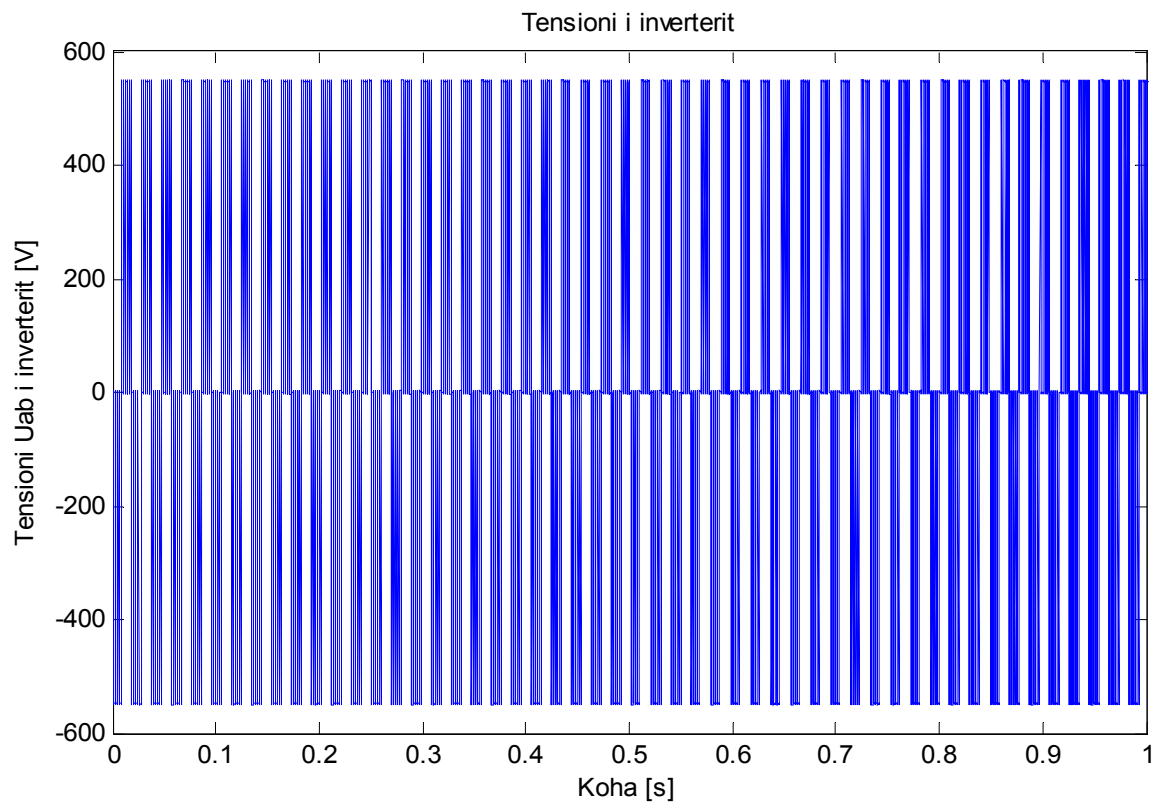


FIG. 4.18. Rryma e fazës "a" e motorit.



(a)



(b)

FIG. 4.19. Tensioni në dalje të inverterit.

- **Rasti II.** Shpejtësia e referencës $n = 1000$ rrot/min.

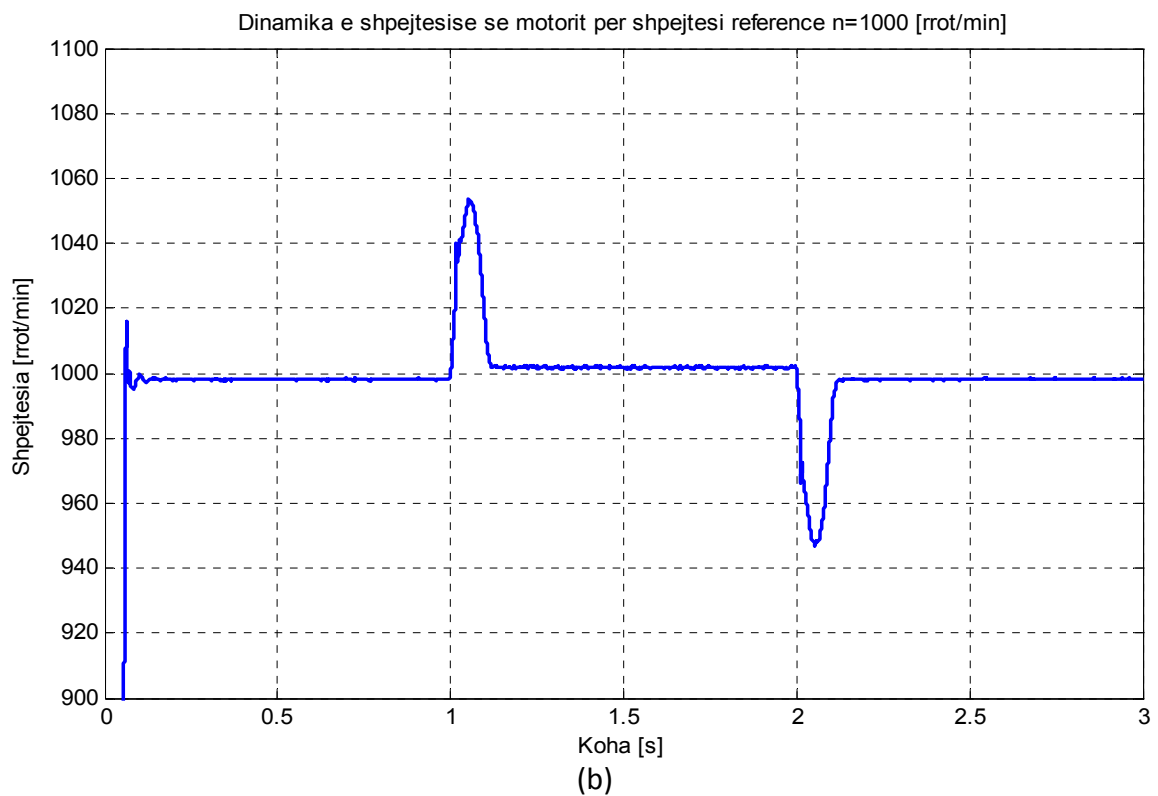
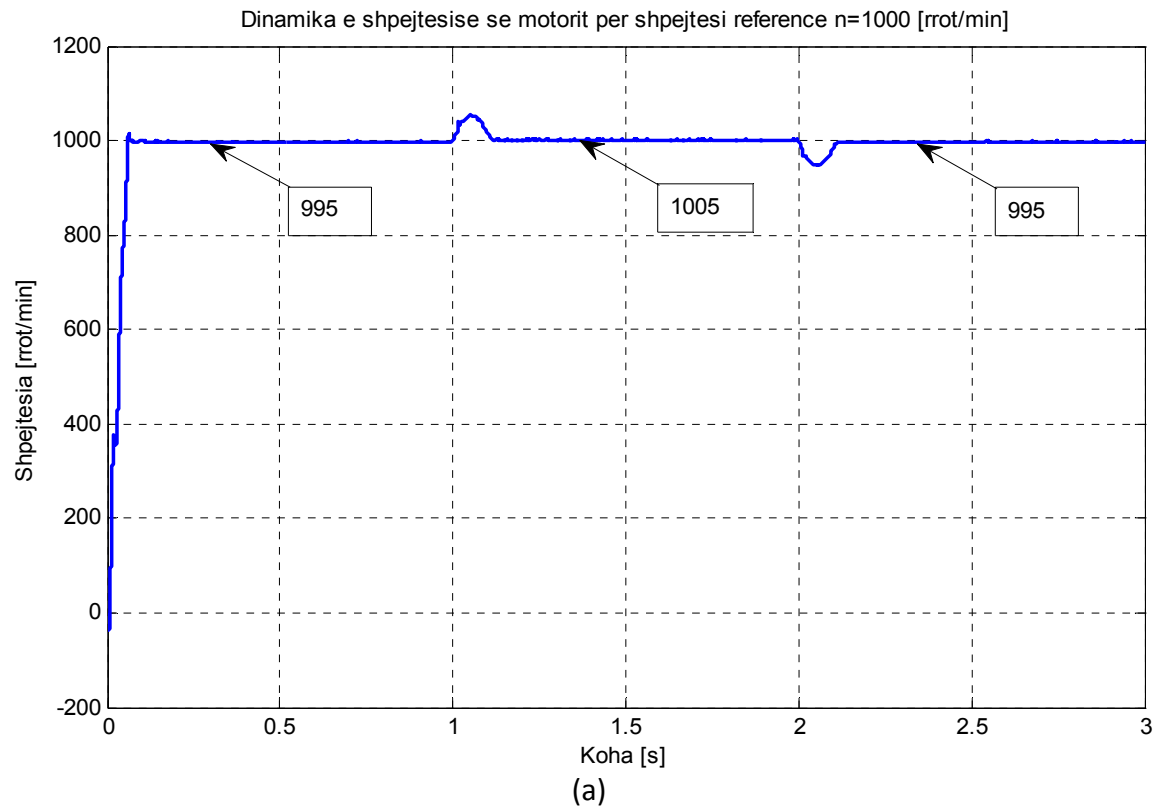


FIG. 4.20. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi referencë 1000 rrot/min.

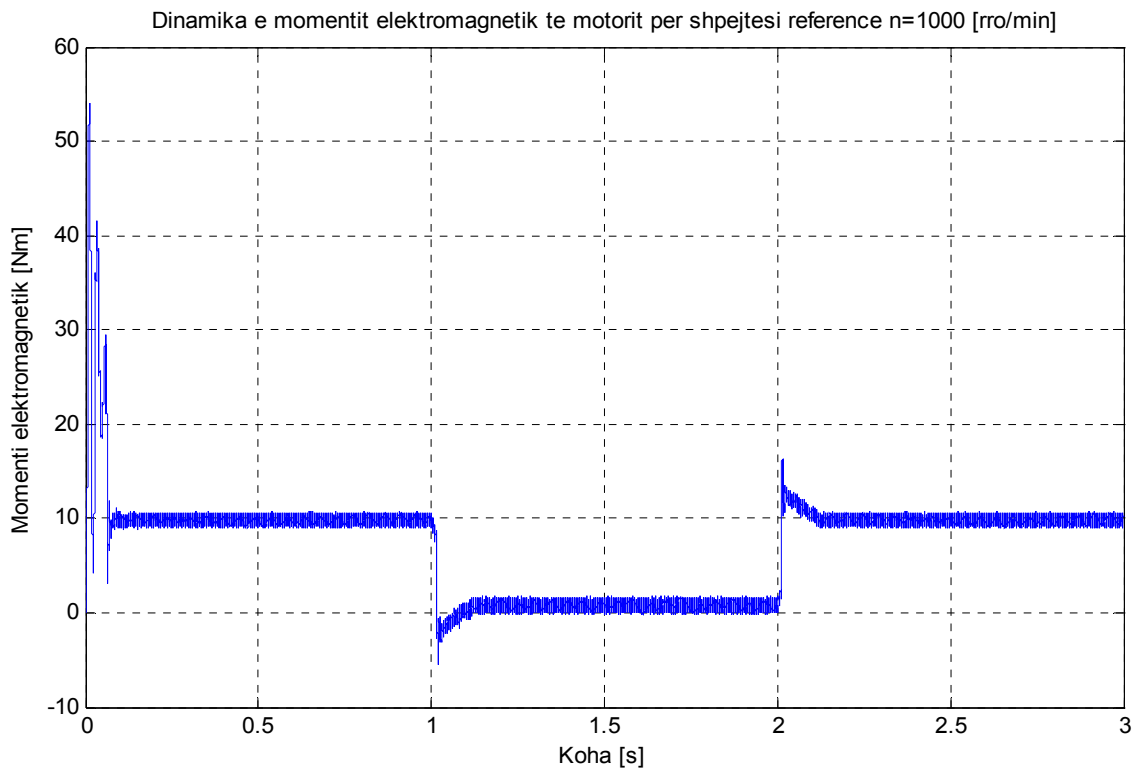
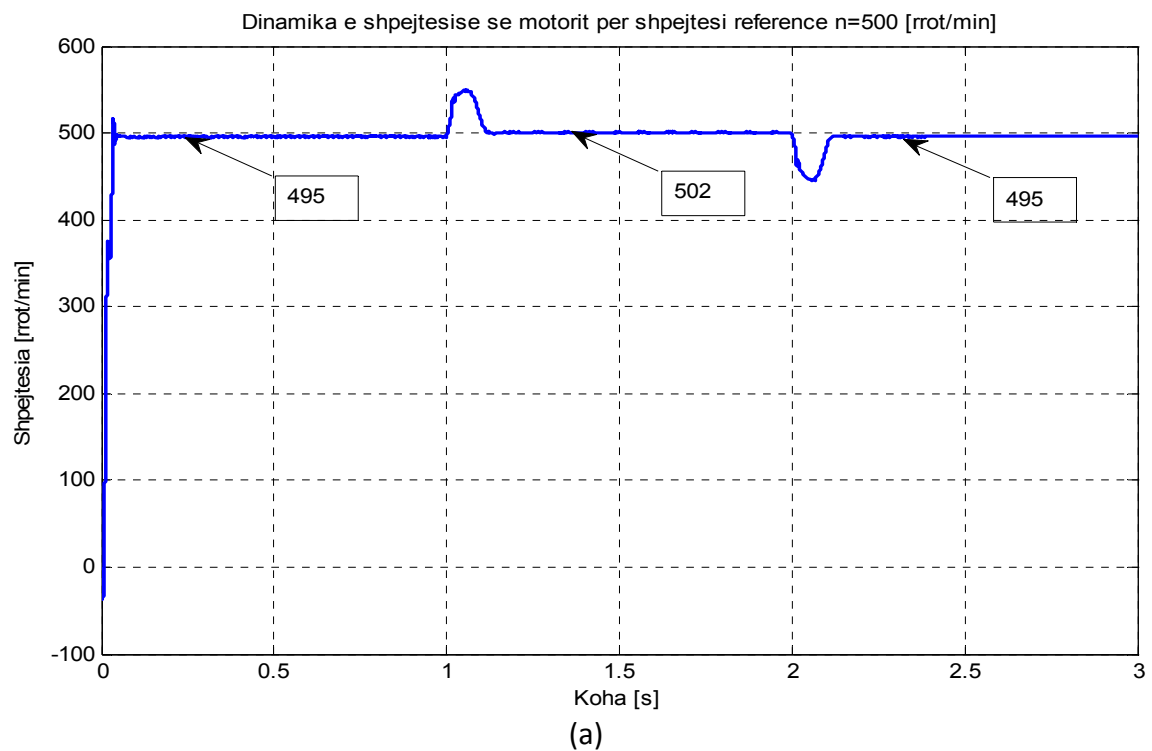


FIG. 4.21. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit.

- **Rasti III.** Shpejtësia e referencës $n = 500$ rrot/min.



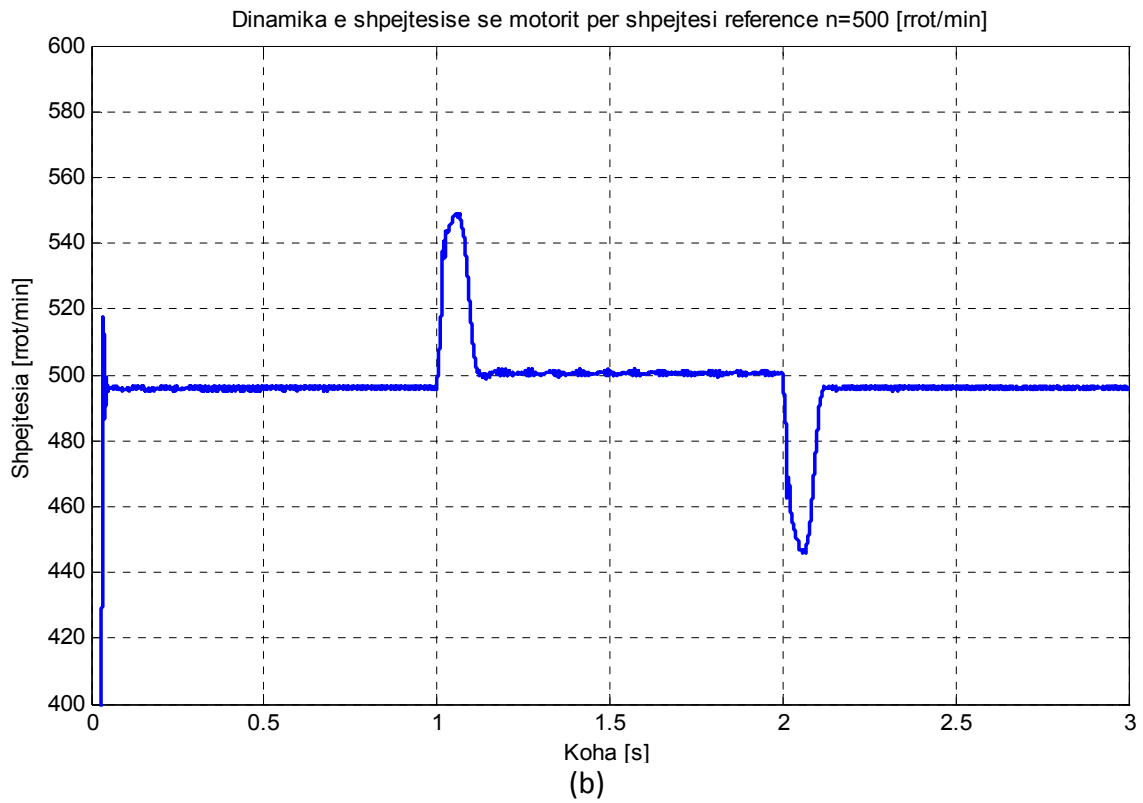


FIG. 4.22. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 500 rrot/min.

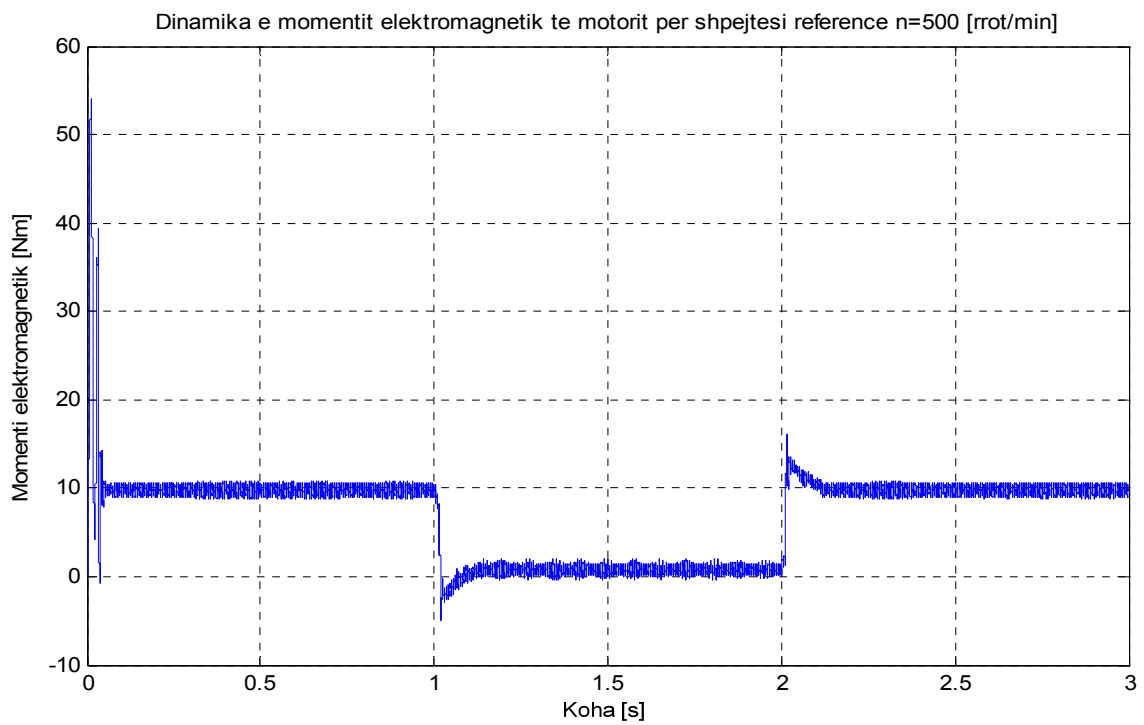


FIG. 4.23. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit.

KONTROLI PA SENSOR I SHPEJTËSISË SË MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË ME ANË TË ORIENTIMIT TË FLUKSIT TË ROTORIT

5.1 Kushti optimal i gjenerimit të momentit

Në përgjithësi motori elektrik mund të mendohet si një burim i kontrolluar momenti. Kontrolli i saktë i vlerës së çastit të momentit të motorit është kërkesë e transmiseve elektrike me përpikmëri të lartë, sidomos në ato që përdoren për kontrollin e pozicionit [1]-[8], [10].

Siç dihet, momenti elektromagnetik që zhvillon motori i rrymës së vazhduar është rezultat i bashkëveprimit ndërmjet rrymës që kalon në pështjellën e induktit dhe fushës magnetike të krijuar nga polet kryesore [36]. Në mënyrë që momenti elektromagnetik që zhvillon motori të ketë vlerë maksimale për një vlerë të caktuar të rrymës së induktit do duhet që fluksi magnetik i poleve kryesore të mbahet në vlerën nominale. Për fushë magnetike të pandryshueshme momenti është proporcional me rrymën e induktit [36]. Kontrolli i pavarur i fluksit të fushës magnetike dhe rrymës së induktit është i mundshëm në MRVEP-av ku rryma në pështjellën e eksitimit përcakton fushën magnetike kryesore të motorit, ndërsa rryma në pështjellën e induktit mund të përdoret si komponente e kontrollit të momentit elektromagnetik që zhvillon motori. Pozicioni fizik i furçave në MRV garanton kushtet për zhvillimin e momentit optimal nga motori. Edhe në ditët e sotme një pjesë e transmiseve elektrike me përpikmëri të lartë bazohen akoma tek MRV-të. Në të

njëjtën mënyrë si tek MRV-të dhe në MA-në pështjella e induktit është gjithmonë e vendosur në rotor, ndërsa fusha magnetike krijohet nga kalimi i rrymës në pështjellën e statorit. Megjithatë në motorët asinkronë rryma e rotorit nuk përftohet direkt nga një burim i jashtëm ashtu siç ndodh tek motorët e rrymës së vazhduar por gjenerohet nga f.e.m e induktuar në pështjellën e rotorit si rezultat i zhvendosjes relative të përcjellësve të rotorit kundrejt fushës së statorit. Me fjalë të tjera rryma e statorit është burimi si i fushës magnetike, ashtu dhe i rrymës së rotorit. Në motorët asinkronë me rotor te lidhur në të shkurtër vetëm rryma e statorit mund të monitorohet drejtpërdrejt ndërsa rryma e rotorit nuk mund të monitorohet drejtpërdrejt për shkak se pështjella e rotorit është e lidhur në të shkurtër. Kushtet për moment optimal në motorët asinkronë nuk janë të arritshme përderisa mungon zhvendosja fizike fikse midis fushës së statorit dhe rotorit [1], [2]. Faktikisht kontrolli i pavarur dhe eficient i fushës magnetike dhe momentit nuk është aq i thjeshtë dhe i drejtpërdrejtë si tek MRV-të. Koncepti i kontrollit të momentit në një MA në regjim të vendosur zgjerohet më tej në regjimet kalimtare, kusht ky i transmiseve elektrike me përpikmëri të lartë. Kjo gjë mund të realizohet duke shfytëzuar principin e orientimit të fushës POF [2], [20] – [22]. POF përcakton kushtet për ndarjen e kontrollit të fushës magnetike nga kontrolli i momentit.

Një MA me fushë të orientuar mund të krahasohet me një MRVEP-av në dy aspekte:

- Fluksi i fushës magnetike dhe momenti elektromagnetik i motorit mund të kontrollohen në mënyrë të pavarur nga njëri tjetri.
- Garanton kushtet për gjenerimin e momentit optimal nga ana e motorit.

Kushtet optimale për gjenerimin e momentit elektromagnetik në një bobinë në të cilën kalon rrymë i e cila është e vendosur në një fushë magnetike të jashtme arrihen atëherë kur plani i bobinës është paralel me vijat e fushës d.m.th. kur vektori i fluksit të bobinës Ψ_i është pingul me vektorin Ψ të fushës magnetike të jashtme. Kushti optimal dhe jo optimal i prodhimit të momentit janë ilustruar në fig. 5.1. Siç shikohet nga fig.5.1 ortogonaliteti ndërmjet vektorëve Ψ_i dhe Ψ krijon kushtet për të marrë moment elektromagnetik optimal. Siç u tregua më lart, kushtet optimale të gjenerimit të momentit janë të arritshme në motorët e rrymës së vazhduar për shkak të ndërtimit konstruktiv të tyre, pasi arrihet ortogonaliteti ndërmjet vektorëve të fushës magnetike të induktit dhe asaj të eksitimit. Kjo gjë është ilustruar në fig.5.2 në të cilën paraqitet një motor i rrymës së

vazhduar. Furçat nëpërmjet të cilave kalon rryma i_i në pështjellën e induktit me anë të kolektorit, janë vendosur në mënyrë të tillë që vektori i fluksit të induktit Ψ_i të jetë gjithmonë pingul me vektorin e fluksit të fushës Ψ_f të krijuar nga polet e vendosura në stator. Në fakt momenti elektromagnetik ashtu sikundër është thënë në lëndën e makinave elektrike [36] është proporcional me rrymën e induktit dhe fluksin e fushës dmth:

$$M = C_m \Psi_f i_i \quad (5.1)$$

Ku C_m është konstantja konstruktive që varet nga parametrat konstruktivë të motorit.

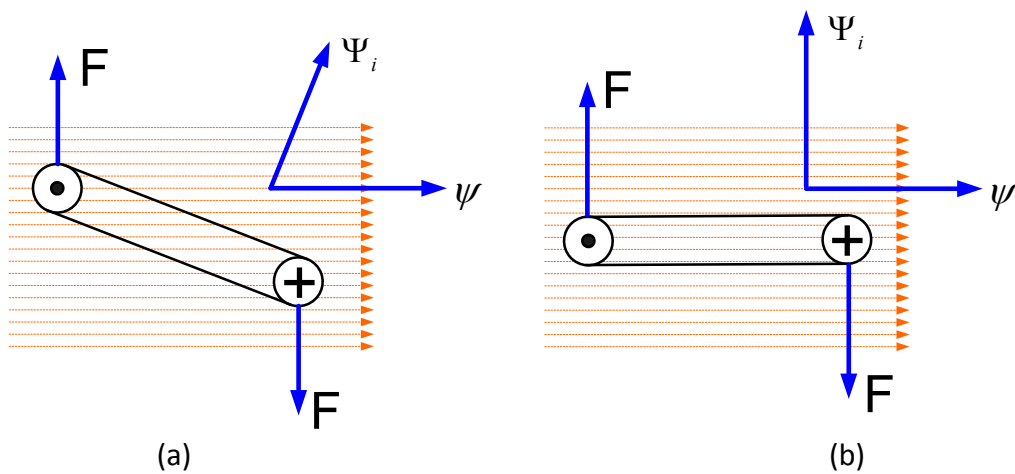


FIG. 5.1. Kushti jooptimal dhe optimal i gjenerimit të momentit, respektivisht (a) dhe (b).

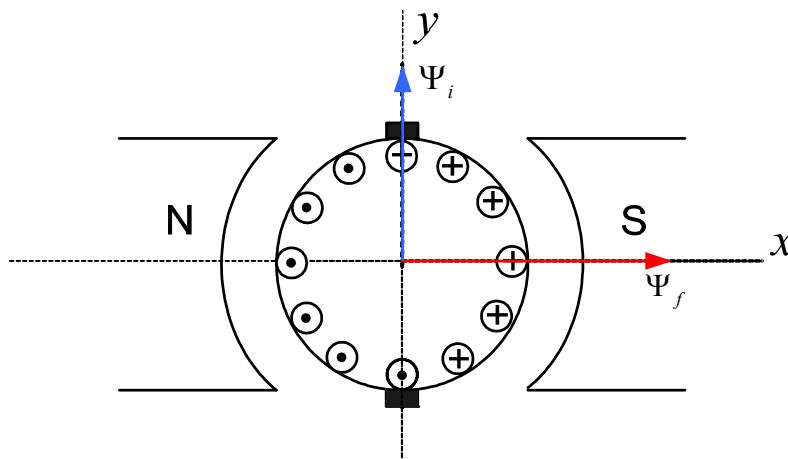


FIG. 5.2. Krijimi i momentit në MRVEP.

Meqënëse në MRVEP rryma e induktit i_i dhe fluksi i fushës Ψ_f , mund të kontrollohen në mënyrë të pavarur nga njëri tjetri atëhere sipas shprehjes (5.1) motori mund të mendohet si një shndërrues linear i rrymës në moment me koeficient të rregullueshëm $C_m \Psi_f$. Paraqitja

e bllokdiagramës e një motori të tillë tregohet në fig. 5.3.

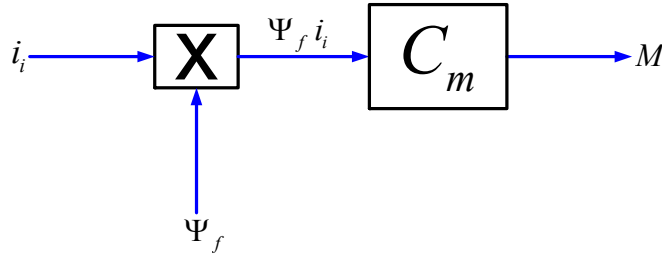


FIG. 5.3. Bllokdiagrama e përfitimit të momentit në MRVEP.

5.2 Principi i orientimit të fushës

Në kapitullin I kemi nxjerrë shprehjet e momentit elektromagnetik në sistemin koordinativ $(u, v, 0)$ që lëviz me shpejtësi arbitrare ω_k [shprehjet (1.53) – (1.56)]. Për rastin kur sistemi koordinativ është i palëvizshëm (i fiksuar në stator) shprehjet e momentit do të kishin pamjen e mëposhtme:

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{sD} i_{sQ} - \Psi_{sQ} i_{sD}) \quad (5.2)$$

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{rD} i_{rQ} - \Psi_{rQ} i_{rD}) \quad (5.3)$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rD} i_{sQ} - \Psi_{rQ} i_{sD}) \quad (5.4)$$

Siç shihet, të tri shprehjet e mësipërme kanë në përbërjen e tyre diferencën e produkteve të fluksit me rrymën. Në qoftë se në shprehjen (5.4) Ψ_{rQ} do të ishte zero atëherë shprehja e momentit do të ishte e ngjashme me atë të shprehjes (5.1) që i përket motorit të rrymës së vazhduar. Mirëpo kjo është e pamundur pasi Ψ_{rQ} përfaqëson projeksionin e vektorit të fluksit $\dot{\Psi}_r$ mbi aksin Q të sistemit koordinativ $(D, Q, 0)$. Në këtë mënyrë $\Psi_{rQ} = 0$ do ishte e mundur vetëm atëherë kur $\dot{\Psi}_r = 0$ gjë që është një absurditet. Gjithsesi n.q.s i referohemi shprehjes së momentit elektromagnetik që zhvillon motori në sistemin koordinativ $(d, q, 0)$ i cili rrotullohet me shpejtësi sinkrone ω_1 (5.5) do të ishte plotësisht e mundur që $\Psi_{rQ} = 0$.

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd}) \quad (5.5)$$

Kushti që $\Psi_{rq} = 0$ plotësohet duke marrë aksin d të sistemit koordinativ që lëviz me shpejtësi sinkrone të puthitur me vektorin e fluksit të rotorit $\dot{\Psi}_r$, siç tregohet në fig.5.4. Meqënëse u

zgjodh vektori i fluksit të rotorit i puthitur me aksin d të sistemit koordinativ atëherë kjo metodë quhet me orientim të fluksit të rotorit. Në këtë mënyrë momenti elektromagnetik që zhvillon motori do të shprehej:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} = C_m \Psi_{rd} i_{sq} \quad (5.6)$$

ku

$$C_m = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \quad (5.8)$$

Dhe siç shikohet, kjo formë e paraqitjes së momentit elektromagnetik është e ngjashme me atë të motorit të rrymës së vazhduar.

I njëjti përfundim do arrihej në qoftë aksin d do ta puthitnim me një tjetër vektor fluksi që mund të ishte ai i statorit ose i magnetizimit. Megjithatë materiali i përgatitur në këtë kapitull do të fokusohet vetëm në metodën me orientim të fluksit të rotorit pasi kjo metodë është gjerësisht e përhapur në transmisionet elektrike me motor asinkron që ushqehen nga shndërruesit e frekuencës [21], [22], [25].

Parimet e orientimit të fushës nëpërmjet orientimit të fluksit të rotorit mund t'i përmbledhim si më poshtë:

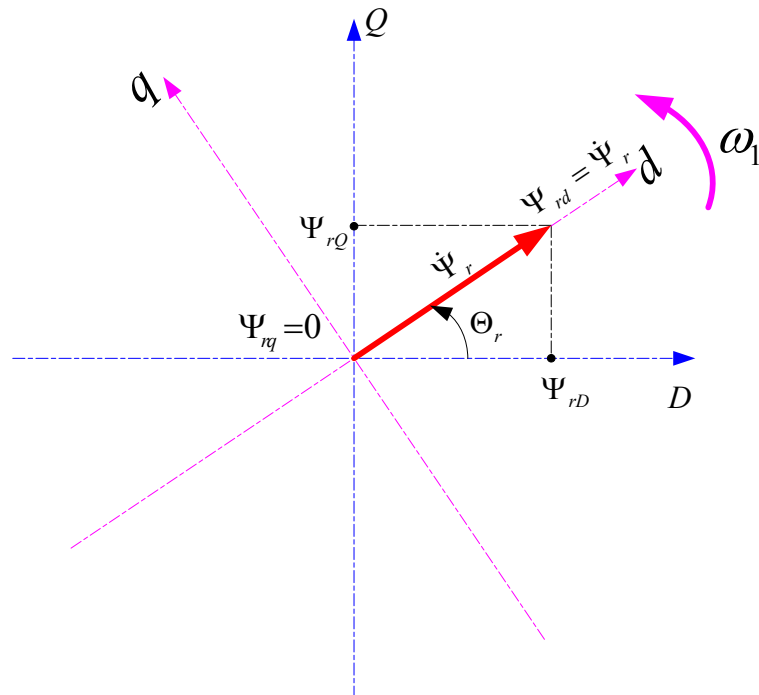


FIG. 5.4. Puthitja e vektorit të fluksit të rotorit me aksin d të sistemit koordinativ që rrotullohet me shpejtësi sinkrone.

- Për vlera të dhëna të momentit elektromagnetik të referencës M_{ref} dhe fluksit të rotorit Ψ_r^{ref} mund të gjejmë komponentet koresponduese të referencës i_{sd}^{ref} dhe i_{sq}^{ref} të vektorit të rrymave të statorit në sistemin koordinativ që lëviz me shpejtësi sinkrone ω_1 .
- Përcaktimi i pozicionit këndor Θ_r të fluksit të rotorit me qëllim që të bëjmë transformimin $dq \rightarrow DQ$ të komponenteve të vektorit të rrymave të statorit nga $i_{sd}^{ref} \rightarrow i_{sD}^{ref}$ dhe nga $i_{sq}^{ref} = i_{sQ}^{ref}$.
- Për vlera të dhëna të referencës së vektorit të rrymave të statorit i_{sD}^{ref} dhe i_{sQ}^{ref} bëjmë transformimin $DQ \rightarrow ABC$ me qëllim që të marrim vlerat e referencës së rrymave të statorit $i_A^{ref}; i_B^{ref}; i_C^{ref}$ që më pas do të përdoren në sistemin e kontrollit nëpërmjet teknikës HPWM për të gjeneruar impulset e komandimit të portave të elementëve të elektronikës së fuqisë së me të cilët është ndërtuar inverteri trefazor i tensionit.

Bazuar në modelin matematik të motorit asinkron në kordinata ortogonale të nxjerrë në kapitullin I (1.58) si dhe duke pranuar që sistemi koordinativ arbitrar $(u, v, 0)$ rrotullohet me shpejtësi sinkrone $(d, q, 0)$ atëherë modeli i motorit asinkron trefazor me rotor në formë kafazi do të kishte pamjen e mëposhtme:

$$\begin{aligned}
 u_{sd} &= \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_1 \psi_{sq} + R_s i_{sd} \\
 u_{sq} &= \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_1 \psi_{sd} + R_s i_{sq} \\
 u_{rd} &= 0 = \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_1 - \omega) \cdot \psi_{rq} + R_r i_{rd} \\
 u_{rv} &= 0 = \frac{d\psi_{rv}}{dt} + (\omega_1 - \omega) \cdot \psi_{rd} + R_r i_{rq} \\
 \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\
 \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\
 \psi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\
 \psi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \\
 M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd}) \\
 M - M_{st} &= \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Në fig.5.5 është paraqitur bllokdiagrama e motorit me fushë të orientuar në sistemin koordinativ që rrotullohet me shpejtësi sinkrone me vektorin e fluksit të rotorit të puthitur me aksin d të sistemit koordinativ $(d, q, 0)$. Sipas teorisë së sistemeve dinamike lineare konturi i bllokut të integritorit me lidhje të kundërt mund të zëvendësohet me një bllok të rendit të parë siç tregohet në fig.5.5. Vërejmë që përgjigjja e momentit në modelin me fushë të orientuar me ndryshimin e komponentes i_{sq} të rrymës së statorit është e menjëhershme (në çast), ndërsa përgjigjja e fluksit të rotorit nga ndryshimi i rrymës i_{sd} ka një inerci me konstante kohe τ_r .

Komponentja e vektorit të rrymës së rotorit i_{rd} nga shprehja (5.9) mund të shprehet si:

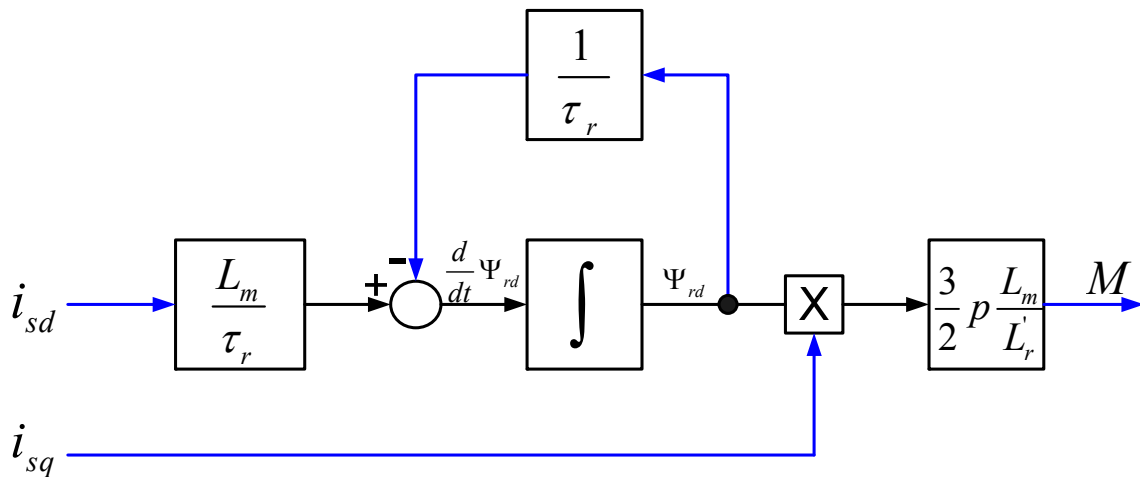


FIG. 5.5. Bllokdiagrama e motorit asinkron trefazor me fushë të rotorit të orientuar.

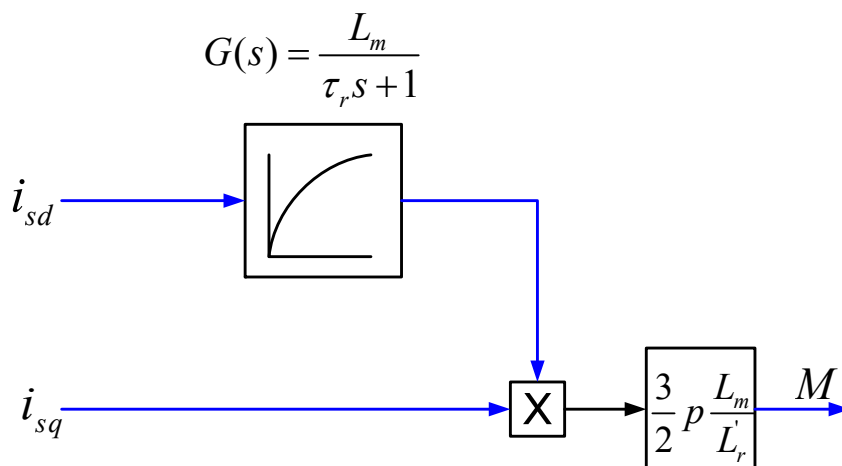


FIG. 5.6. Bllokdiagrama e thjeshtuar e motorit me fushë të rotorit të orientuar kur vektori i fluksit të rotorit është puthitur me aksin d të sistemit koordinativ $(d, q, 0)$, $\tau_r = L_r/R_r$ është konstantja e kohës së rotorit.

$$i_{rd} = \frac{1}{R_r} \left[(\omega_1 - \omega) \cdot \Psi_{rq} - \frac{d\Psi_{rd}}{dt} \right] \quad (5.10)$$

Në kushtet e orientimit të fushës $\Psi_{rq} = 0$ dhe në qoftë se $\Psi_{rd} = \text{konst}$ atëherë $d\Psi_{rd}/dt = 0$. Në këtë mënyrë nga shprehja e mësipërme $i_{rd} = 0$ dhe $i_{rq} = i_r$, kjo na çon në përfundimin se vektori i rrymës dhe fluksit të rotorit $\dot{i}_r = i_{rq}$, $\dot{\Psi}_r = \Psi_{rd}$ janë ortogonalë, (fig.5.7). Ky është kushti i gjenerimit të momentit optimal i cili është i ngjashëm me atë të motorëve të rrymës së vazhduar të treguar në fig.5.1.

Siç u demonstrua dhe me lart POF (Principi i Orientimit të Fushës) përcakton kushtet për gjenerimin e momentit optimal dhe mundëson ndarjen e kontrollit të momentit nga kontrolli i fushës magnetike për motorët asinkronë trefazorë.

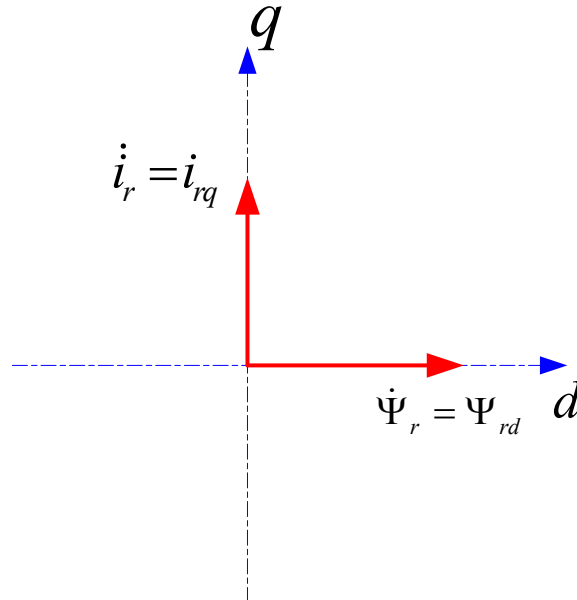


FIG. 5.7. Vektorët e rrymës dhe fluksit të rotorit në motorin asinkron me fushë të rotorit të orientuar.

5.3 Algoritmi i metodës së orientimit të fluksit të rotorit

Njohja në çdo çast kohe e pozicionit (këndit) të vektorit të fluksit është kërkesë e domosdoshme për të bërë të mundur kontrollin me anë të orientimit të fushës [2], [39]. Saktësia e njohjes së këndit të fluksit është vendimtare në kontroll pasi llogaritja e rrymave i_{sd}, i_{sq} varet drejtpërsëdrejti nga ky kënd. Përcaktimi i madhësisë dhe pozicionit të vektorit të fluksit të motorit mund të bëhet me anë të matjeve të drejtpërdrejta (direkte) ose duke e llogaritur atë nëpërmjet matjes së tensionit dhe rrymës së statorit [45]. Kjo quhet metoda

direkte e orientimit të fushës.

Matja e madhësisë dhe e pozicionit të fluksit mund të bëhet edhe duke vendosur në hapësirën ajrore të motorit të ashtëquajturit sensorët e Hollit [2]. Vendosija e sensorëve të hollit në hapësirën ajrore të motorit është e papërshtatshme për shkak të dëmtimeve që mund të pësojnë ato gjë që çon në uljen e sigurisë në punë të motorit asinkron. Një mënyrë tjetër e përcaktimit të pozicionit dhe madhësisë të vektorit të fluksit është metoda indirekte [20] - [22]. Si vektor fluksi për të bërë orientimin e fushës do të merret vektori i fluksit të rotorit pasi siguron një dinamikë të shpejtë dhe algoritëm të thjeshtë [25].

Përcakimi i pozicionit këndor Θ_r të vektorit të fluksit të rotorit mund të bëhet duke u bazuar mbi shpejtësië e shkarjes $\omega_s = \omega_1 - \omega$, e cila kërkohet për të korrigjuar orientimin e fushës. Në qoftë se shpejtësia sinkrone e domosdoshme për të ruajtur ortogonalitetin ndërmjet vektorëve të fluksit dhe rrymës së rotorit $\dot{\Psi}_r$ dhe $\dot{i}_r$ për kushte të dhëna pune të motorit do shënohet me ω_1^* atëherë këndi Θ_r i pozicionit të fluksit të rotorit mund të përcaktohet si:

$$\Theta_r = \int_0^t \omega_1^* dt = \int_0^t \omega_s dt + \int_0^t \omega dt = \int_0^t \omega_s dt + \theta \quad (5.11)$$

Ku θ është zhvendosja këndore e rotorit të motorit.

Vlera e kërkuar e shpejtësisë së shkarjes ω_s mund të llogaritet nga shprehja (5.9) në kushtet e orientimit të fushës ($\Psi_{rq} = 0$).

$$\omega_s = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \Psi_{rd}} \quad (5.12)$$

Dhe fluksi i rotorit përcaktohet si:

$$\Psi_{rd} = \frac{L_m i_{sd}}{1 + \tau_r s} \quad (5.13)$$

ku $s = d/dt$.

Vlera e referencës i_{sd_ref} që i korespondon një fluksi të dhënë Ψ_{rd_ref} mund të llogaritet nga shprehja (5.13) si:

$$i_{sd_ref} = \frac{(1 + \tau_r s)}{L_m} \Psi_{rd_ref} \quad (5.14)$$

ndërsa vlera e referencës i_{sq_ref} që i korespondon një momenti të dhënë M_{ref} mund të merret nga shprehja e momentit (5.9) për fushë të orientuar.

$$i_{sq_ref} = \frac{M_{ref}}{C_m \Psi_{rd}} \quad (5.15)$$

Ku konstantja e momentit C_m është dhënë në shprehjen (5.8).

5.4 Sistemi i kontrollit pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me anë të orientimit të fluksit të rotorit

Duke pasur parasysh ato që kemi thënë deri më tani për orientimin e vektorit të fluksit të rotorit, në fig.5.8 është ndërtuar sistemi i kontrollit pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron me rotor të lidhur në të shkurtër me anë të orientimit të fluksit të rotorit [25], [39], [42] etj. Në këtë sistem kontrolli, fluksi i rotorit është pranuar konstant dhe sa vlera nominale ($\Psi_r=0.8867$ Wb). Momenti elektromagnetik i referencës sigurohet nga rregullatori *PI* i shpejtësisë i cili bën përpunimin matematik të shmangjes së shpejtësisë nga vlera e dëshiruar. Siç edhe shikohet nga shprehja (5.12) konstantja e kohës së rotorit τ_r luan një rol vendimtar në orientimin e vektorit të fluksit të rotorit. Fatkeqësisht kjo konstante kohe ndryshon në mënyrë të ndjeshme gjatë punimit të motorit, kryesisht për shkak të ndryshimit të rezistencës së rotorit R_r nga temperatura por edhe si rezultat i ngopjes së qarkut gjë që influencon në induktivitetin e rotorit L_r . Impulset e komandimit të inverterit të tensionit (PWM) gjenerohen nga rregullatorët e histerezit [2].

5.5 Realizimi në ambientin MATLAB/Simulink i sistemit të kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron me anë të orientimit të fluksit të rotorit

Implementimi i sistemit të kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me anë të orientimit të fluksit të rotorit në ambientin MATLAB/Simulink është realizuar sipas bllokskemës të paraqitur në fig. 5.9. Është e qartë që kjo bllokskemë është ndërtuar duke patur parasysh fig. 5.8. Ndërkohë në fig. 5.10 dhe fig. 5.11 janë treguar bllokskemat e realizimit të sistemit të kontrollit me orientim fushe dhe inverterit të tensionit impulset e komandimit të të cilit merren nga rregullatorët e histerezit. Është përdorur i njëjti motor si në rastin e kontrollit skalar.

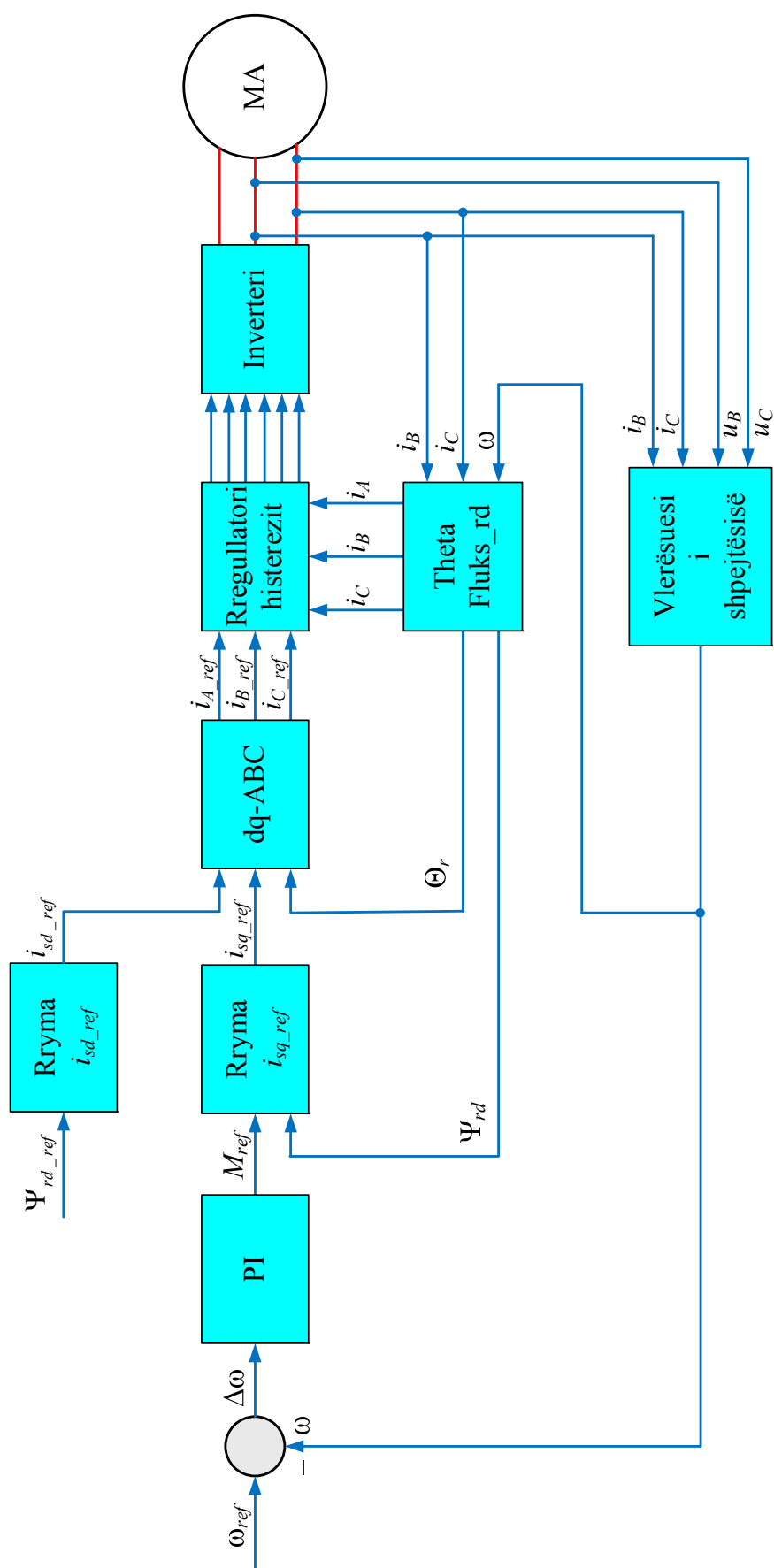


FIG. 5.8. Sistemi i kontrollit pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me anë të orientimit të fluksit të rotorit.

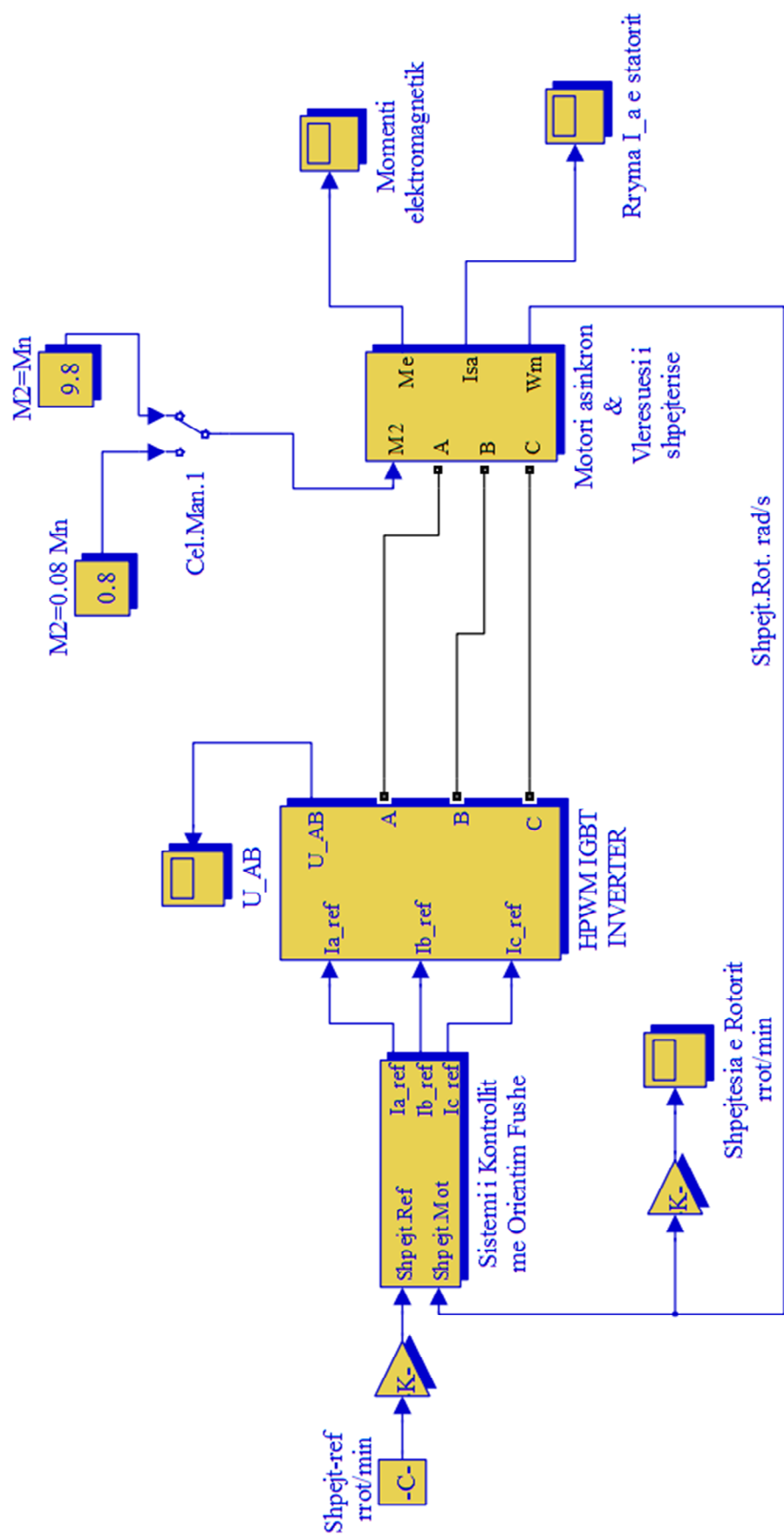


FIG. 5.9. Modeli në Simulink i sistemit të kontrollit pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron me anë të orientimit të fluksit të rotorit.

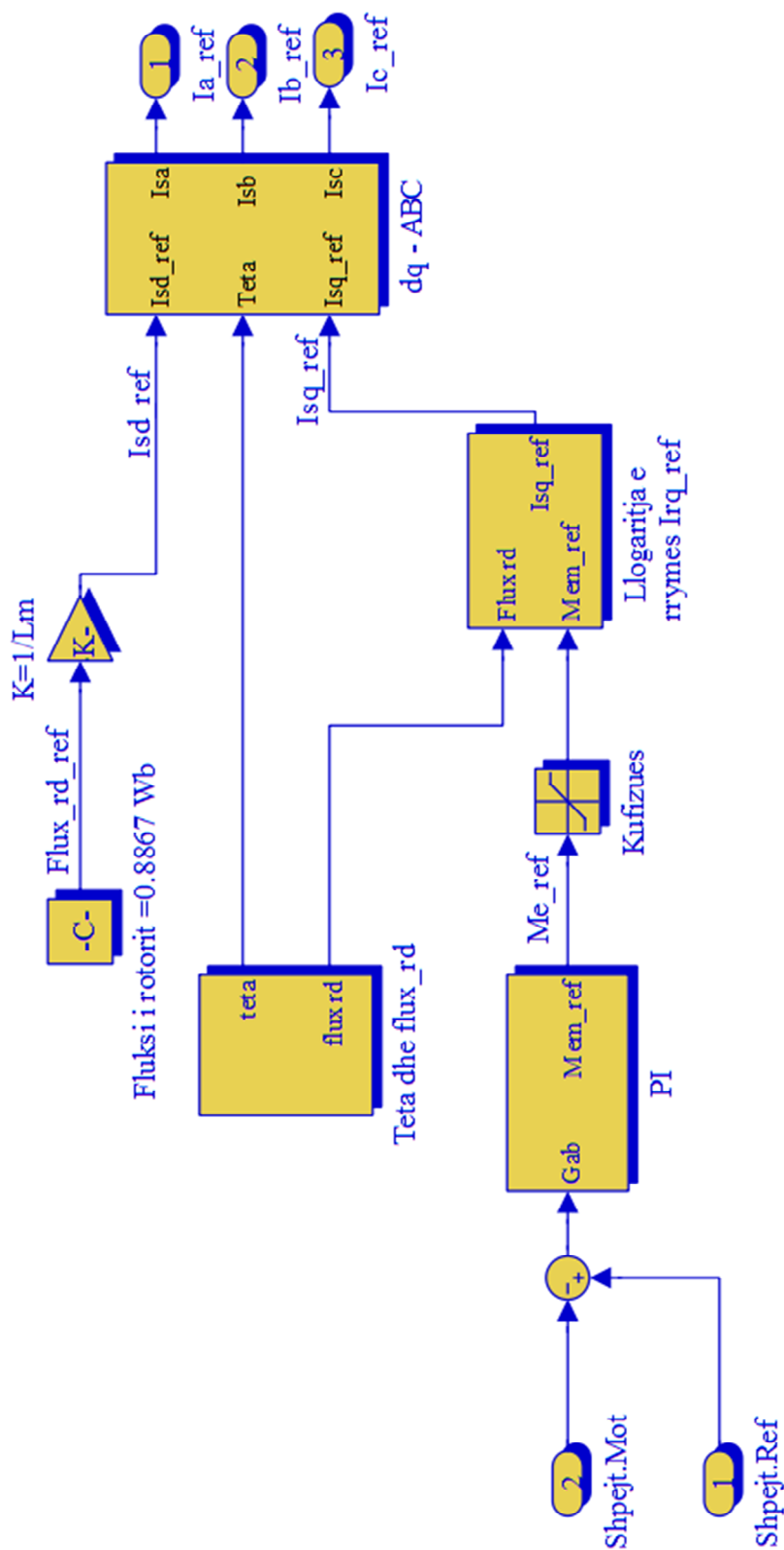


FIG 5.10. Modeli në Simulink i sistemit të kontrollit me orientim të fluksit të rotorit.

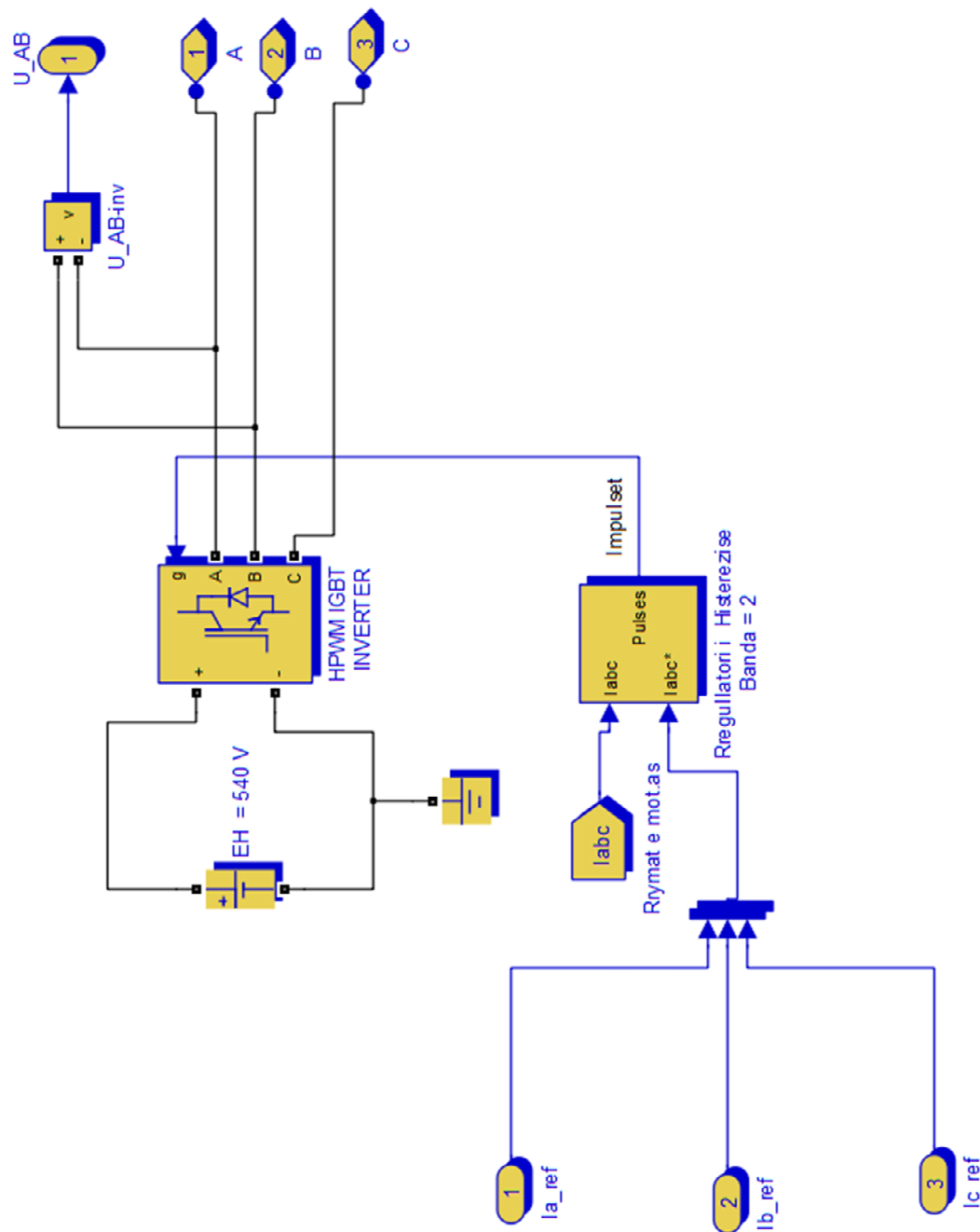


FIG. 5.11. Modeli në Simulink i inverterit trefazor të tensionit.

Parametrat e rregulatorit linear PI janë përcaktuar duke shfrytëzuar literaturën, [47]-[51]. Koeficientët e rregulatorit PI rezultojnë $K_p = 10$ dhe $K_i = 0.5$. Ndërsa banda e rregullatorëve të histerezit është marrë 0.5 dhe 2, [2].

5.6 Rezultatet e simulimit

Rezultatet e simulimit janë marrë për të njëjat kushte si në rastin e kontrollit skalar dhe gjithashtu për tre vlera të ndryshme të shpejtësisë së referencës.

Njëlloj si për kontrollin skalar, edhe këtu, për rastin e parë është zgjedhur që shpejtësia e referencës të jetë $n=1500$ rrot/min. Për këtë rast, janë regjistruar nga simulimi kurbat e dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori për bandë të rregullatorëve të histerezit $h = 2$ dhe $h = 0.5$. Kjo është bërë me qëllim të analizimit të ndikimit të bandës së rregullatorëve të histerezit (frekuencës së komandimit të inverterit) në cilësinë e kurbës së momentit elektromagnetik dhe për pasojë dhe në atë të shpejtësisë së motorit.

Regjistrimi i kurbave të dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik është bërë për një kohë $t = 3$ s.

Në të njëjtën mënyrë si për kontrollin skalar është bërë lëshimi i transmisionit duke e patur të ngarkuar motorin me moment nominal, përkatësisht $M_2 = 9.8$ Nm. Në çastin e kohës $t_1 = 1$ s është bërë ulja e menjëhershme e momentit të ngarkesës së motorit në $M_2 = 0.8$ Nm dhe në çastin e kohës $t_2 = 2$ s është bërë rritja e menjëhershme e momentit të ngarkesës në vlerën nominale të tij.

Dinamikat e shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik të motorit për bandë histerezi $h=2$ janë paraqitur në fig. 5.12 dhe fig. 5.13.

Gjithashtu në fig. 5.12b është risjellë edhe një herë dinamika e shpejtësisë së motorit në diapazonin e shpejtësisë ± 100 rrot/min rreth vlerës së referencës me qëllim të rritjes së saktësisë së leximit të gjithë pikave të kurbës së shpejtësisë për ta pasur më të lehtë gjykimin mbi cilësinë që siguron sistemi i kontrollit. Ndërkohë për të njëjtën arsye si për dinamikën e shpejtësisë në fig. 5.13a, b është risjellë dinamika e momentit elektromagnetik që zhvillon motori. Në fig. 5.13c është paraqitur gjithashtu dhe një herë dinamika e momentit elektromagnetik për intervalin e kohës $t=[0 \div 1]$ s.

Në të njëjtën mënyrë dhe për të njëjtat kushte janë marrë nga simulimi dinamika e shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori për bandë histerezi $h = 0.5$. Rezultatet e marra nga simulimi për dinamikën e shpejtësisë dhe momentit janë treguar në fig. 5.14 dhe fig. 5.15.

Në fig. 5.16a, b janë paraqitur kurbat e rrymës për fazën "a" të motorit për kohët $t=3$ s dhe $t=1$ s dhe bandë histerezi $h=2$.

Gjithashtu në fig. 5.17a, b është treguar forma e tensionit të linjës në dalje të

inverterit për kohët $t = 3\text{s}$ dhe $t = 1\text{s}$ dhe bandë histerezi $h = 2$.

Njëlloj siç vepruam në rastin e parë kemi vepruar dhe për rastin e dytë dhe të tretë ku janë zgjedhur shpejtësitë e referencës $n=1000\text{ rrot/min}$ dhe $n=500\text{ rrot/min}$. Për këto raste banda e histerezit është marrë $h = 2$.

Në fig. 5.18 dhe fig. 5.19 janë paraqitur kurbat e dinamikës së shpejtësisë dhe dinamikës së momentit elektromagnetik për shpejtësi reference $n=1000\text{ rrot/min}$. Gjithashtu në fig. 5.20 dhe fig. 5.21 janë paraqitur kurbat e dinamikës së shpejtësisë, dinamikës së momentit elektromagnetik për shpejtësi reference $n=500\text{ rrot/min}$.

Kurba e rrymës së fazës "a" të motorit dhe tensioni i linjës në dalje të inverterit për rastin e dytë dhe të tretë nuk janë paraqitur pasi pamja e tyre është e njëjtë me atë të rastit parë (fig. 5.16 dhe fig. 5.17). Ndryshimi i vetëm ka të bëjë me frekuencën e harmonikës së parë të tenzonit në dalje të inverterit dhe për rrjedhojë dhe frekuenca e rrymës së fazës së motorit e cila do të ishte më e vogël se në rastin e parë. Kjo pasi vlera e referencës së shpejtësisë për rastin e dytë dhe të tretë është më e vogël se ajo e rastit të parë.

Nga vëzhgimi i kurbave të dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik për të tre rastet e marra në shqyrtim janë nxjerrë treguesit e cilësisë, vlerat e të cilëve janë paraqitur në tabelën 5.1.

TABELA 5.1 Treguesit e cilësisë

<i>Shpejt.ref.</i> [rrot/min]	m_r [%]	m_{r1} [%]	m_{r2} [%]	t_l [s]	ε [%]	ε_0 [%]	ΔM [Nm]	ΔM_0 [Nm]	Δn [rrot/min]	Δn_0 [rrot/min]
1500/h=2	0	2.7	-2.7	0.09	0.07	0	8 ÷ 11.5	-1 ÷ 2.5	0.8	1.2
1500/h=0.5	0	2.7	-2.7	0.09	0.07	0	9.3 ÷ 10.3	0.3 ÷ 1.2	0.06	0.05
1000	0.3	4	-4.1	0.06	0.1	0	8.3 ÷ 11.4	-0.7 ÷ 2.4	0.5	0.4
500	1.4	8	-8.2	0.04	0.2	0	8.2 ÷ 11.3	-0.9 ÷ 2.5	0.4	0.5

Nga analiza e rezultateve të treguesve të cilësisë (tabela 5.1) që shoqërojnë sistemin e kontrollit të shpejtësisë me anë të orientimit të fluksit të rotorit të paraqitur në këtë kapitull arrijmë në përfundimet e mëposhtme:

Gjatë regjimeve dinamike, si gjatë lëshimit të transmisionit dhe kur kemi ndryshim të momentit me të cilin ngarkohet motori, luhatjet e momentit elektromagnetik që zhvillon motori janë shumë më të vogla krahasuar me rastin e kontrollit skalar (fig. 5.13, fig. 5.15, etj). Kjo bën që shpejtësia gjatë regjimeve dinamike praktikisht të mos ketë luhatje, kjo pasi inercia mekanike e agregatit është shumë herë më e madhe se ajo elektromagnetike. Mosluhajtja e shpejtësisë gjatë regjimeve dinamike është shumë e dëshirueshme për mekanizmat që vihen në lëvizje nga motorët asinkronë.

Banda e rregullatorëve të histerezit ndikon drejtpërsëdrejti në cilësinë e momentit elektromagnetik që zhvillon motori dhe për pasojë dhe në atë të shpejtësisë. Për këtë bindemi po ti referohemi tabelës 5.1. Për bandë histerezi $h = 2$, kufijtë e ndryshimit të momentit elektromagnetik në punimin me ngarkesë nominale dhe në punim pa ngarkesë të motorit, për shpejtësi reference $n = 1500$ rrot/min rezultojnë, $\Delta M = (8 \div 11.5)$ Nm dhe $\Delta M_0 = (-1 \div 2.5)$ Nm, ndërsa ndryshimet e shpejtësisë janë $\Delta n = 0.8$ rrot/min dhe $\Delta n_0 = 1.2$ rrot/min. Ndërkohë për bandë histerezi $h = 0.5$ kufijtë e ndryshimit të momentit elektromagnetik janë $\Delta M = (9.3 \div 10.3)$ Nm dhe $\Delta M_0 = (0.3 \div 1.2)$ Nm, ndërsa ato të shpejtësisë rezultojnë $\Delta n = 0.06$ rrot/min dhe $\Delta n_0 = 0.05$ rrot/min. Zvogëlimi i ndryshimit të momentit elektromagnetik dhe për rrjedhojë dhe i shpejtësisë me zvogëlimin e bandës së histerezit ndodh pasi kemi përmirësimin e kurbës së vlerës së çastit të rrymës së motorit dhe për rrjedhojë dhe vlerës së çastit të fluksit magnetik të motorit.

Nga fig. 5.13c vihet re që praktikisht nuk kemi modulim të momentit elektromagnetik si në rastin e kontrollit skalar. Kjo nuk ndodh për shkak se kontrolli me orientim fushe mundëson kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori.

Duke bërë krahasimin e të gjithë treguesve të cilësisë të tabelës 5.1 me ato të kontrollit skalar të paraqitura në tabelën 4.1, vihet re që kemi një përmirësim të ndjeshëm të gjithë këtyre treguesve. Konkretisht, sistemi i kontrollit i shpejtësisë me anë të orientimit të fluksit të rotorit siguron mbirregullim, gabim të shpejtësisë në regjim të vendosur, luhatje të shpejtësisë në regjim të vendosur dhe kohë lëshimi të transmisionit më të vogël se në rastin e kontrollit skalar për çdo vlerë të shpejtësisë së referencës dhe për çdo ngarkesë në bosht të motorit. Ky përmirësim i treguesve të cilësisë ndodh pasi sistemi i kontrollit me orientim fushe mundëson kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit në ndryshim nga kontrolli skalar.

Duke patur parasysh të gjitha ato që u përmendën më sipër, sistemi i kontrollit i shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë me orientim të fluksit të rotorit rezulton shumë i përshtatshëm për tu përdorur në mekanizma ku kërkohen tregues cilësie optimal. Të tillë mekanizma janë ato të pozicionit.

Rasti I - a. Shpejtësia e referencës $n = 1500$ rrot/min dhe banda e histerezit $h = 2$.

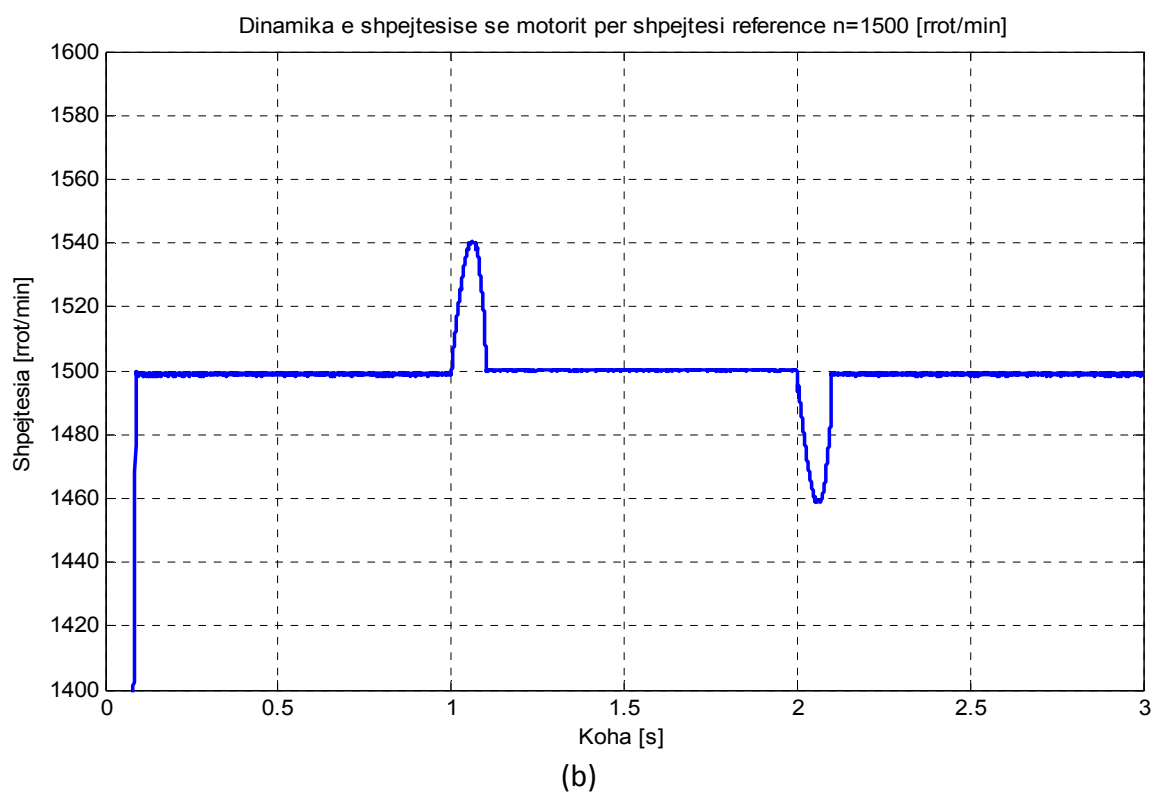
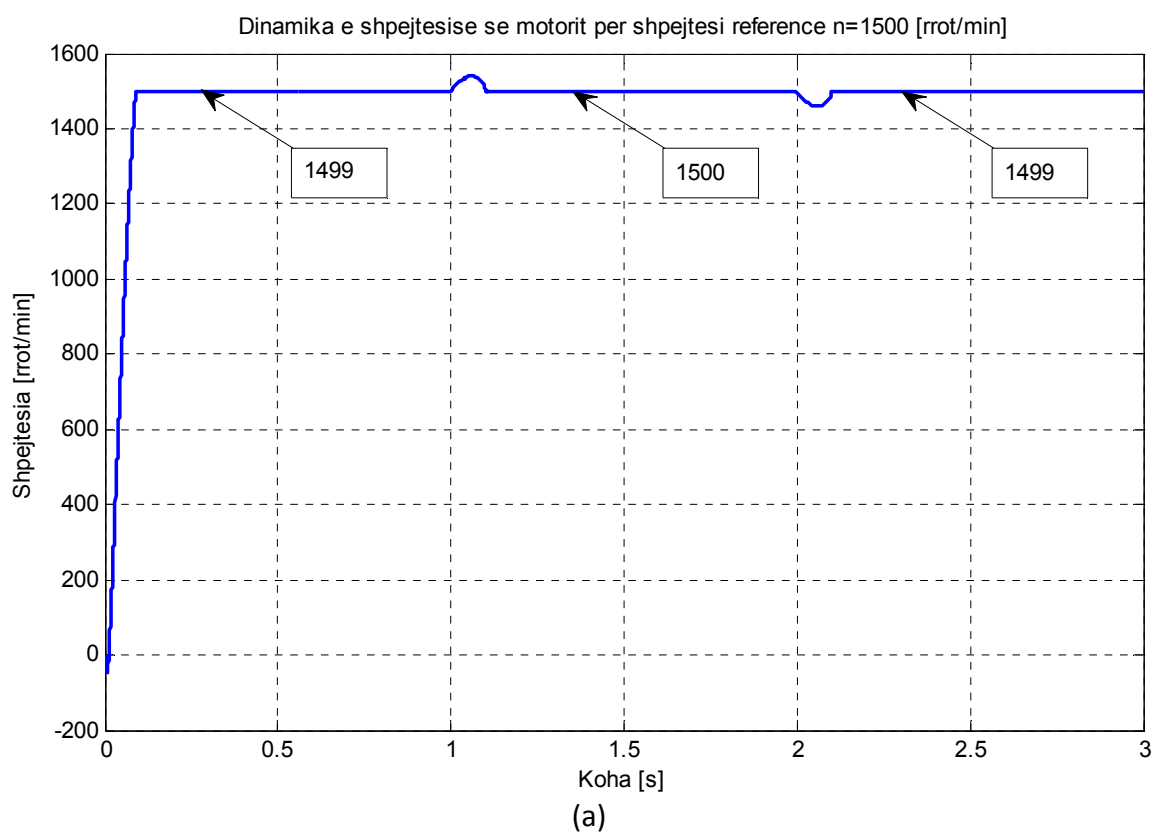
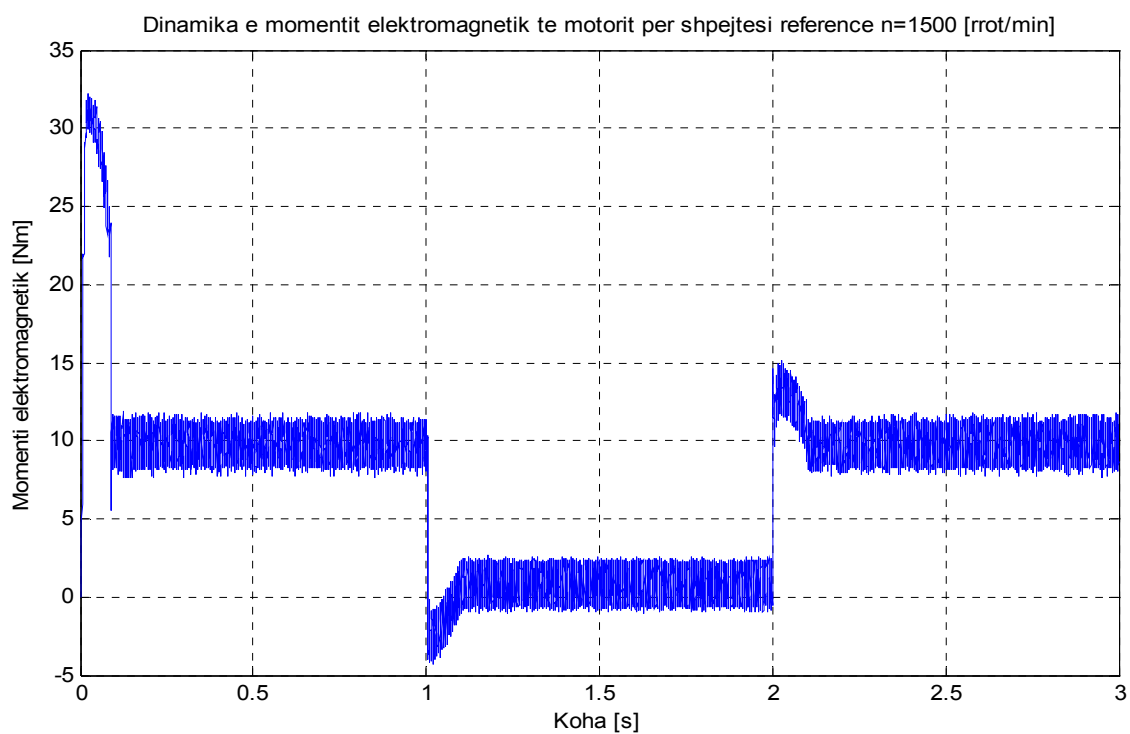
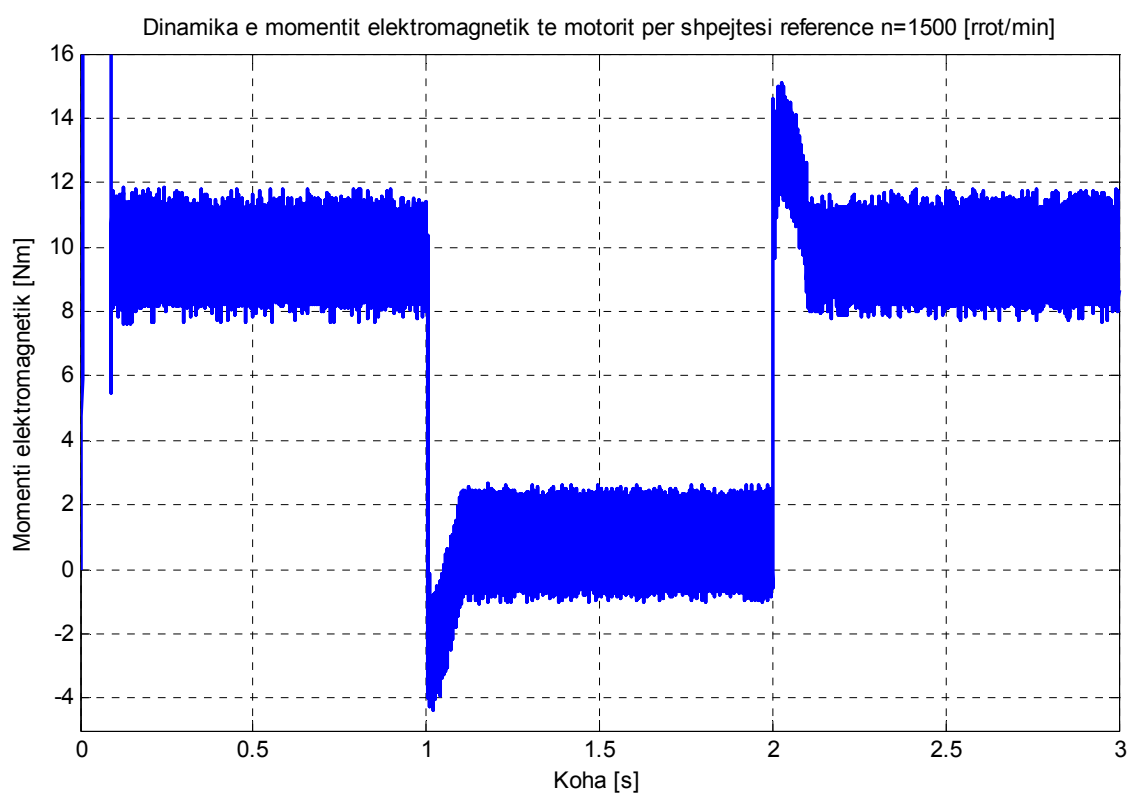


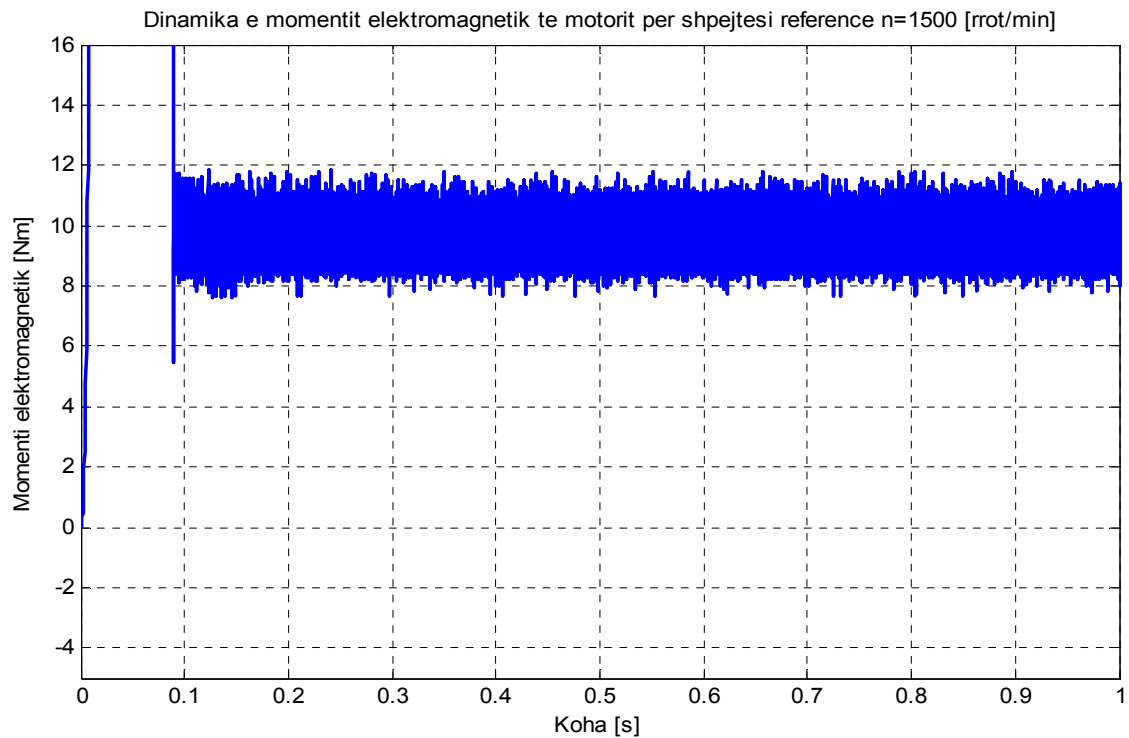
FIG. 5.12. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi referencë 1500 rrot/min dhe bandë histerezi $h = 2$.



(a)



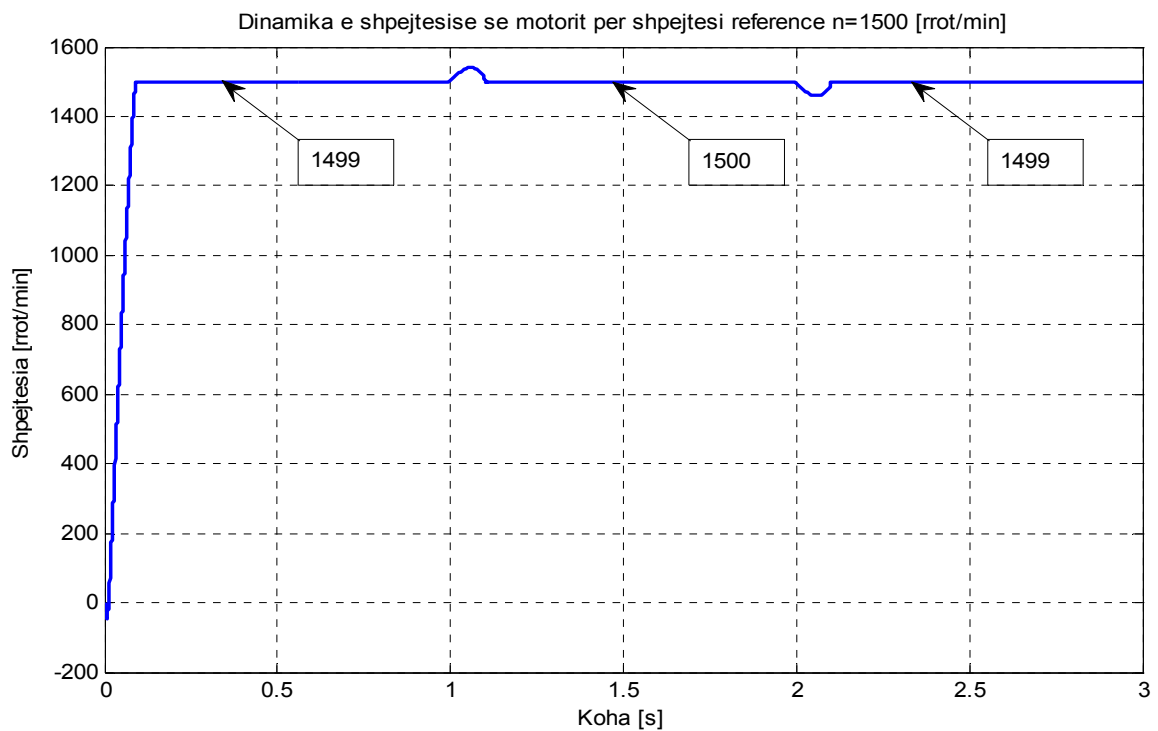
(b)



(c)

FIG. 5.13. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit për bandë histerezi $h=2$.

- **Rasti I - b.** Shpejtësia e referencës $n = 1500$ rrot/min dhe banda histerezit $h = 0.5$.



(a)

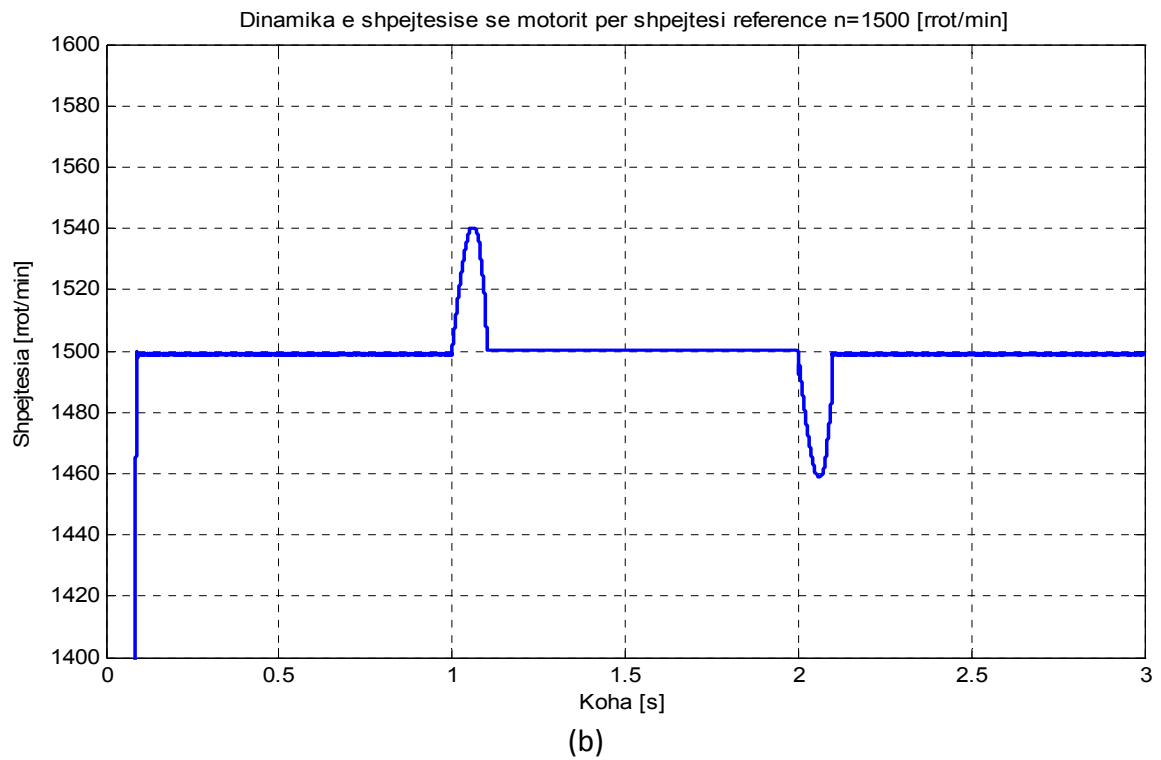
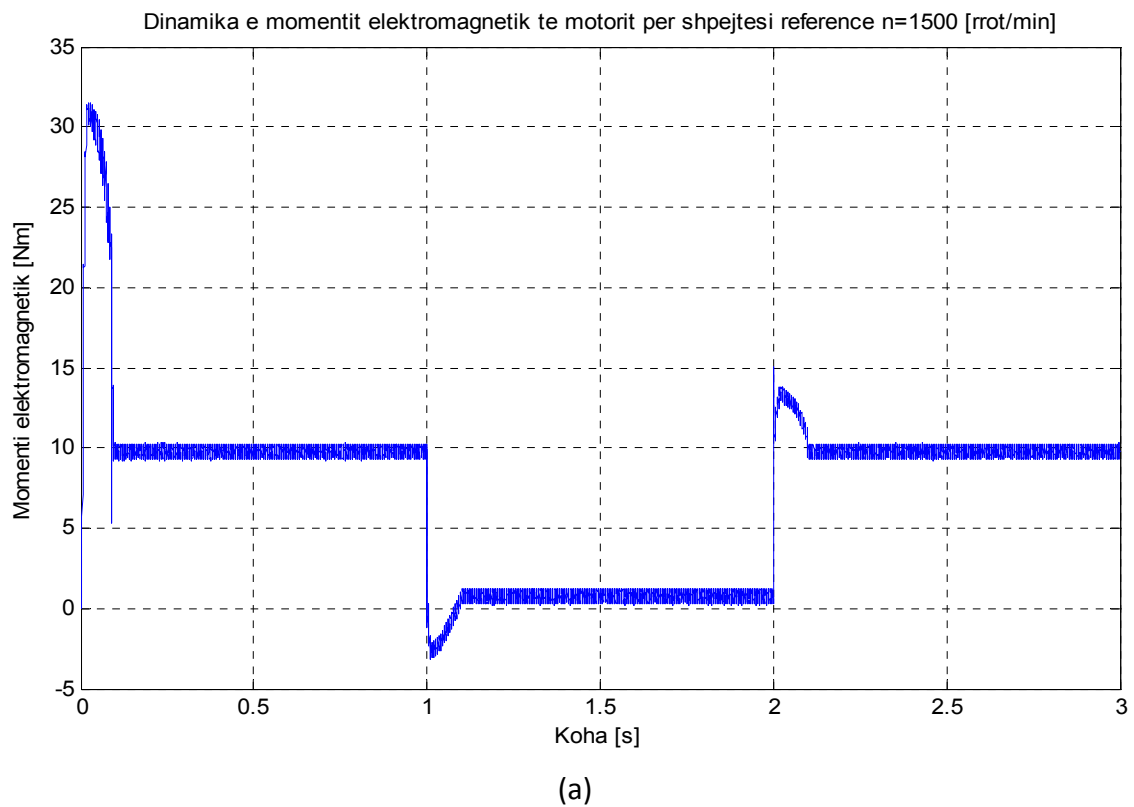


FIG. 5.14. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 1500 rrot/min dhe bandë histerezi $h = 0.5$.



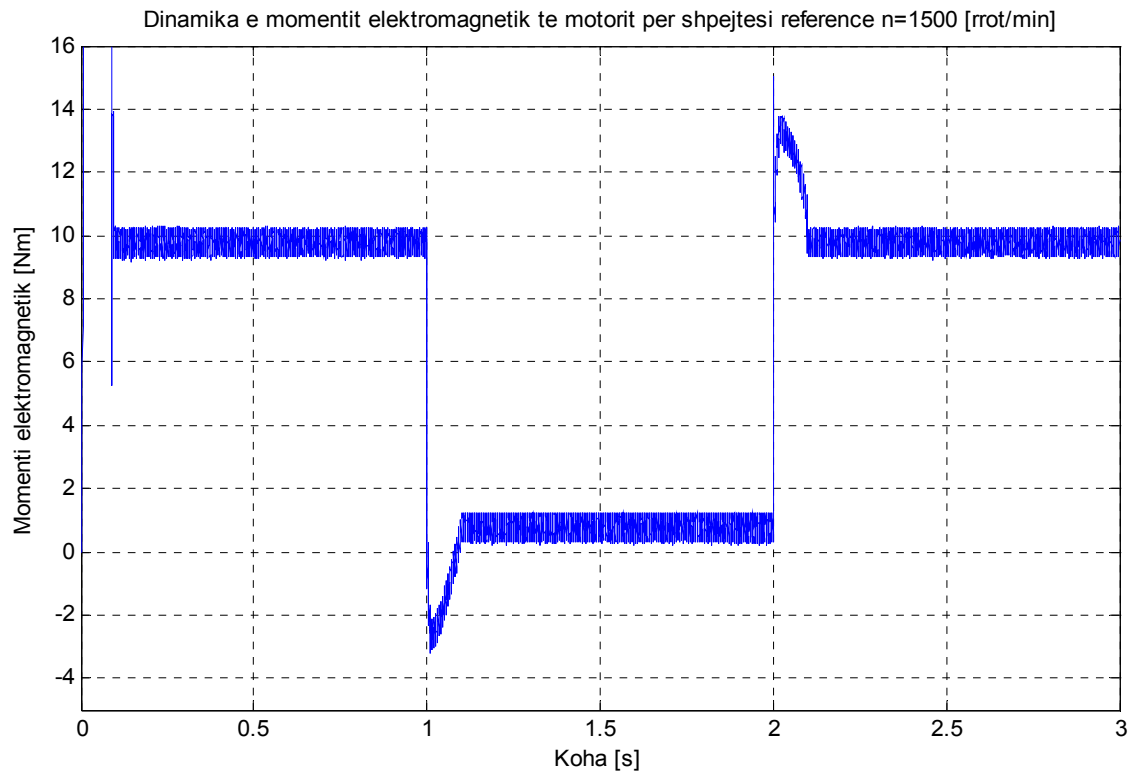
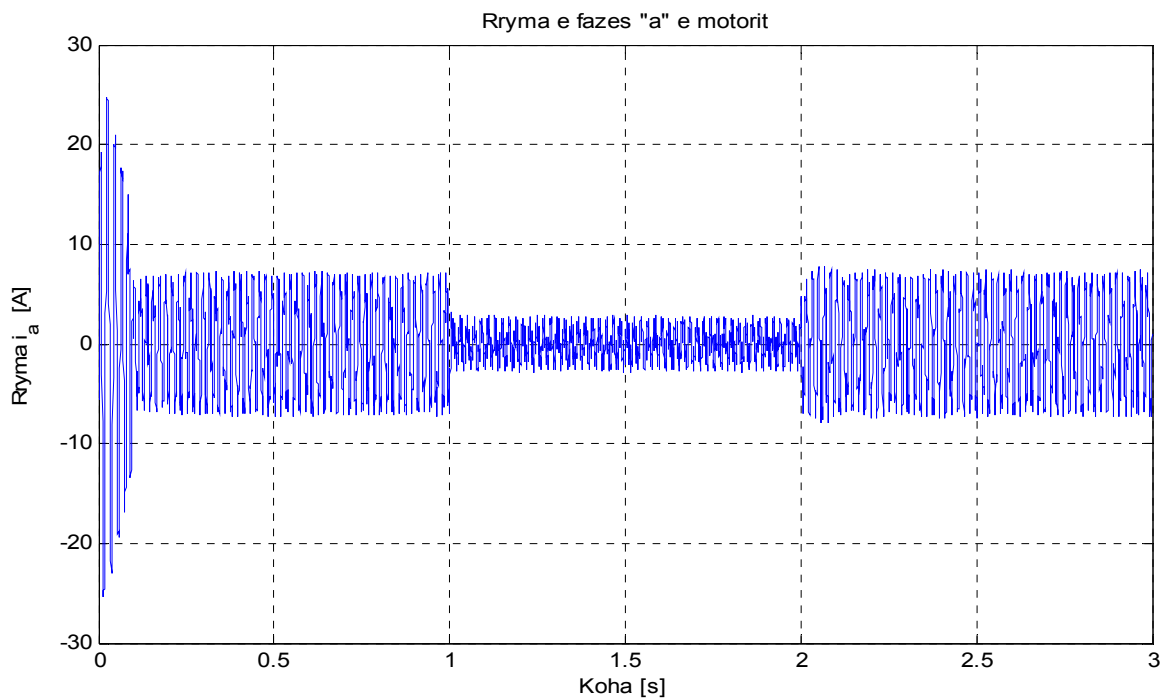
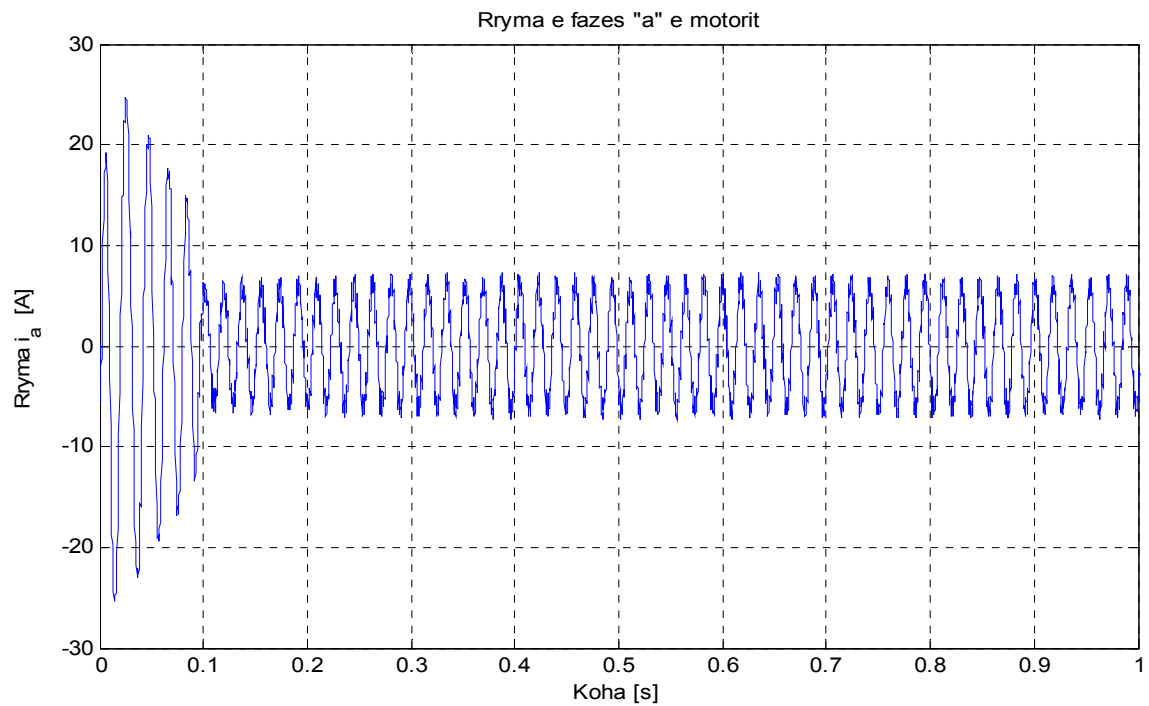


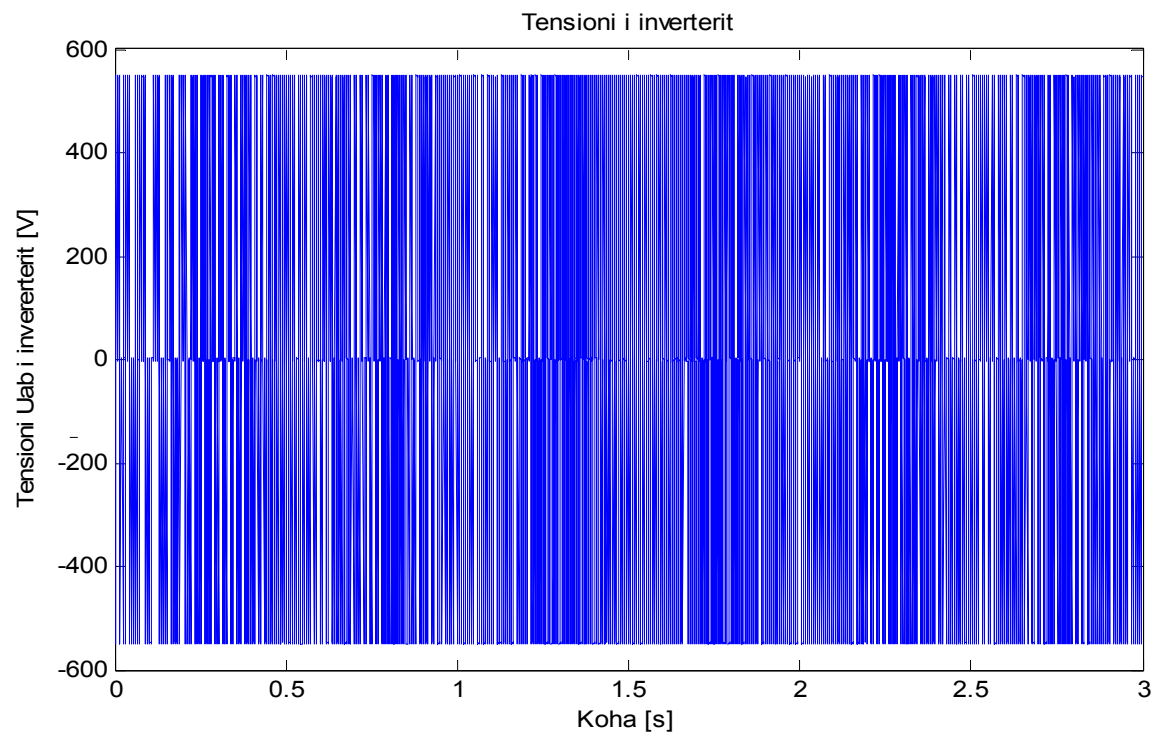
FIG. 5.15. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit për bandë histerezi $h = 0.5$.



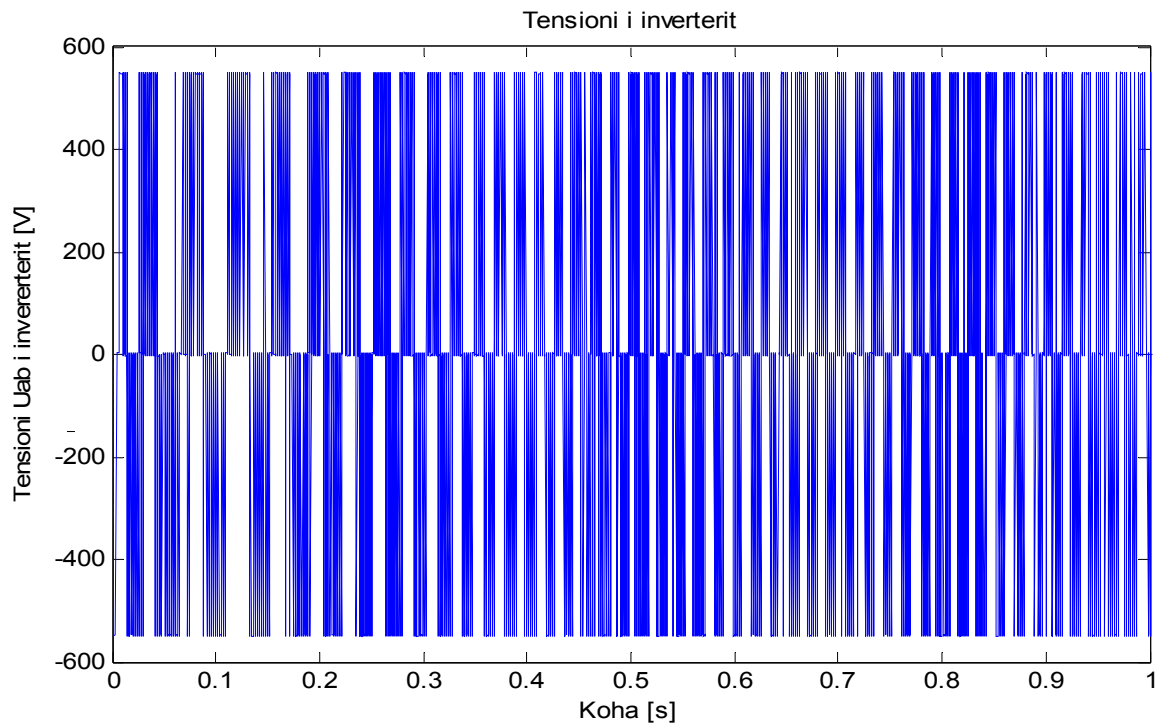


(b)

Fig. 5.16. Rryma e fazës "a" e motorit.



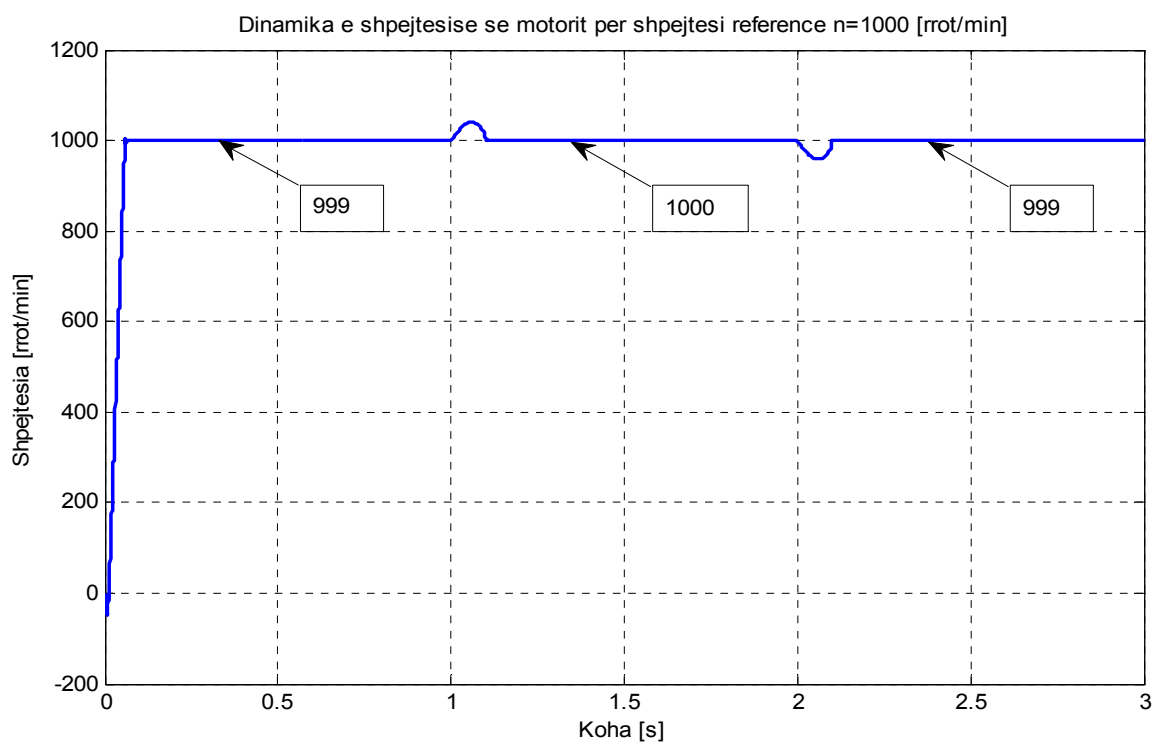
(a)



(b)

FIG. 5.17. Tensioni në dalje të inverterit.

- **Rasti II.** Shpejtësia e referencës $n = 1000$ rrot/min.



(a)

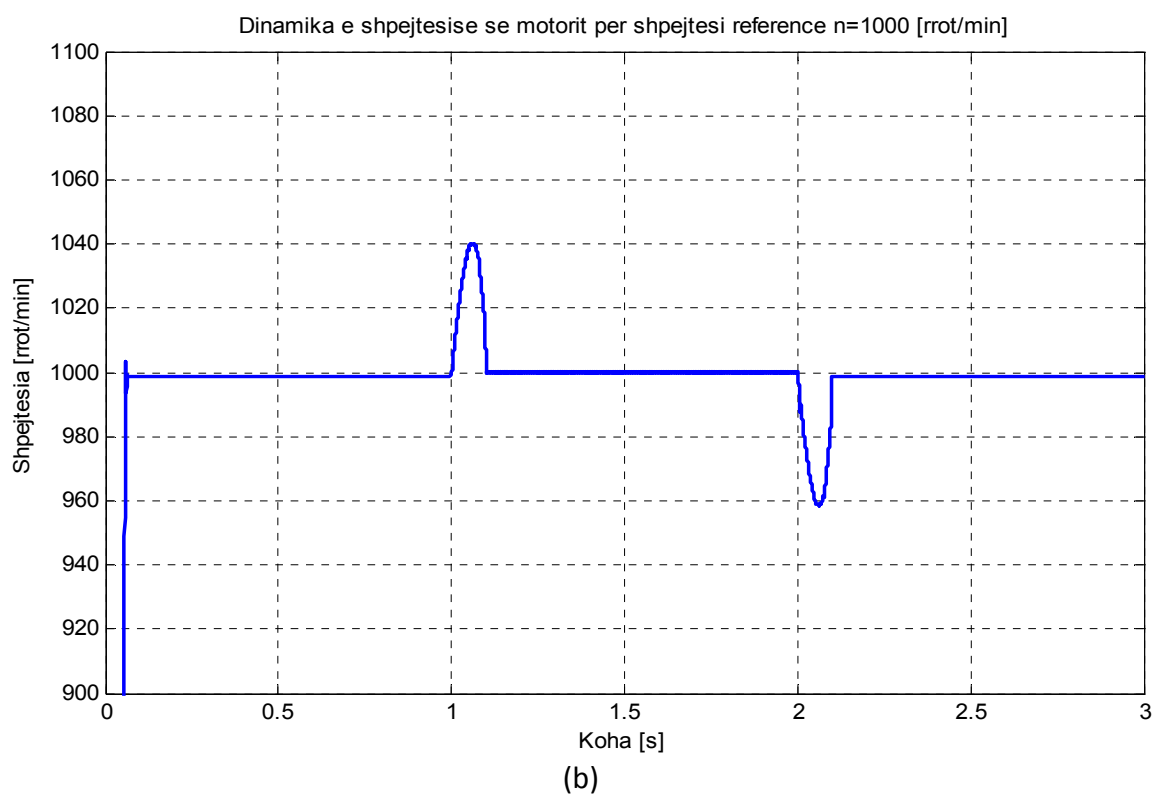


FIG. 5.18. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 1000 rrot/min.

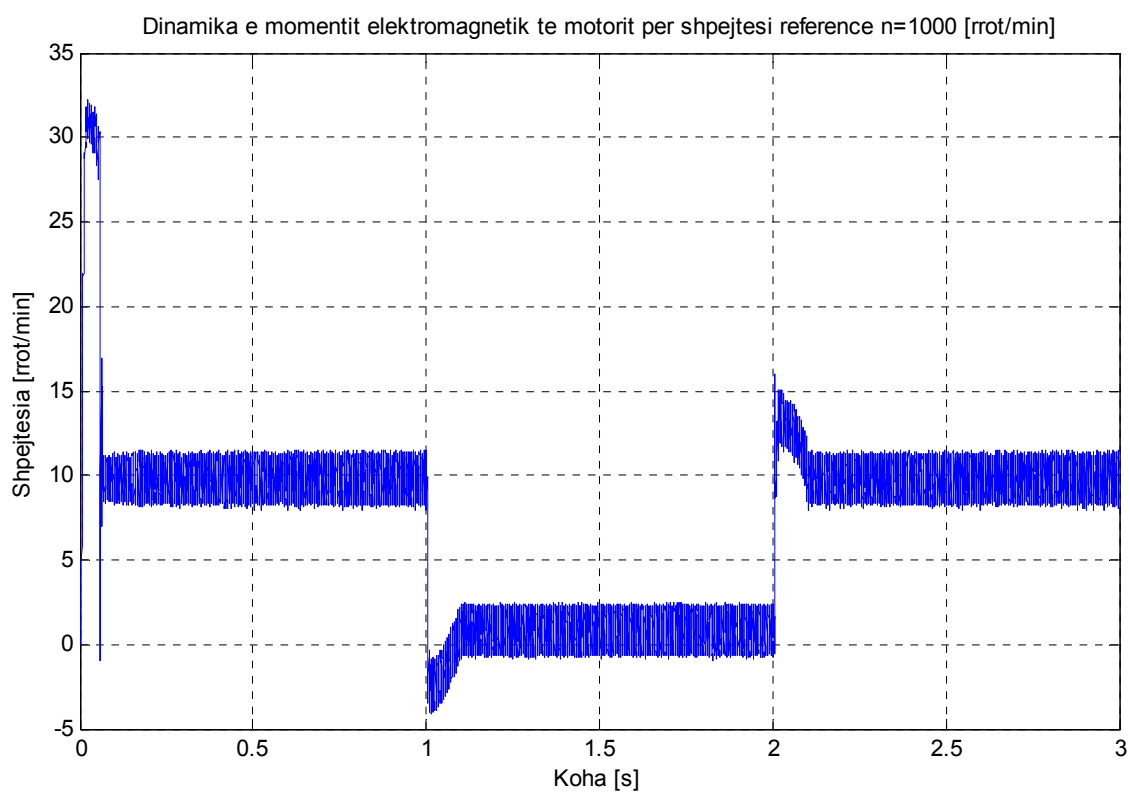


FIG. 5.19. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit.

- **Rasti III.** Shpejtësia e referencës 500 rrot/min.

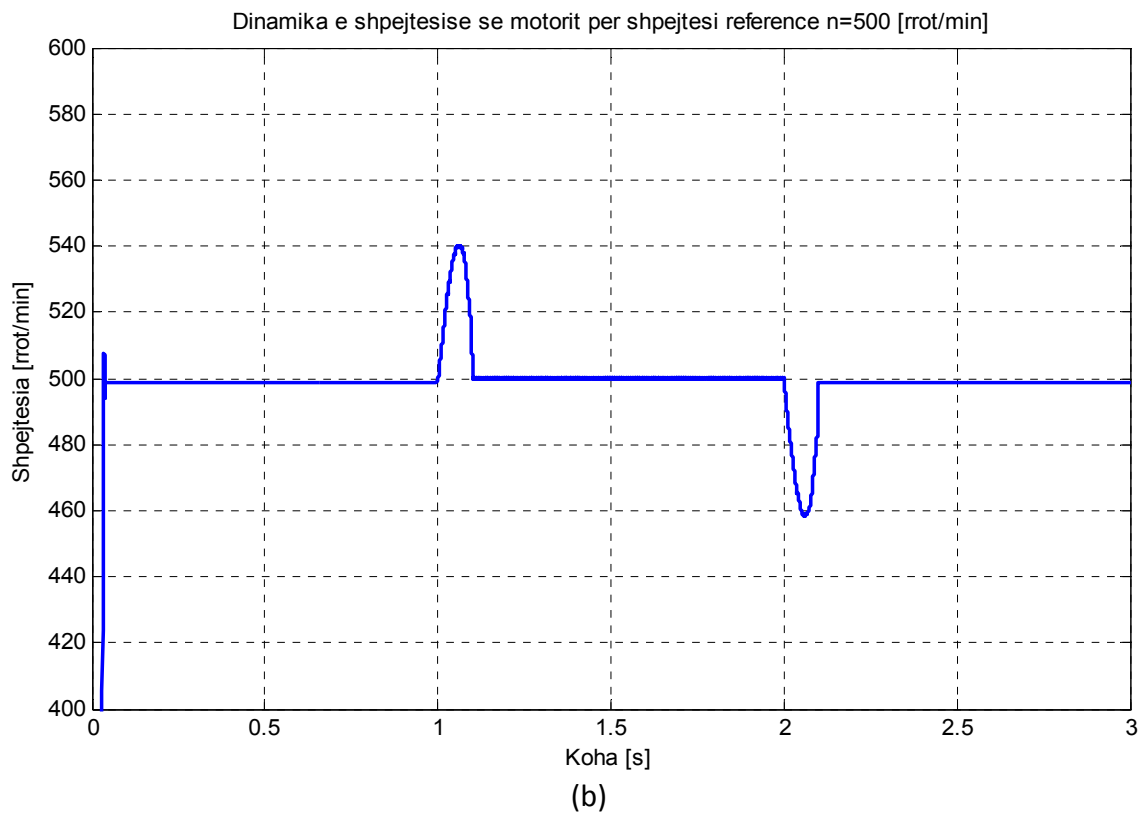
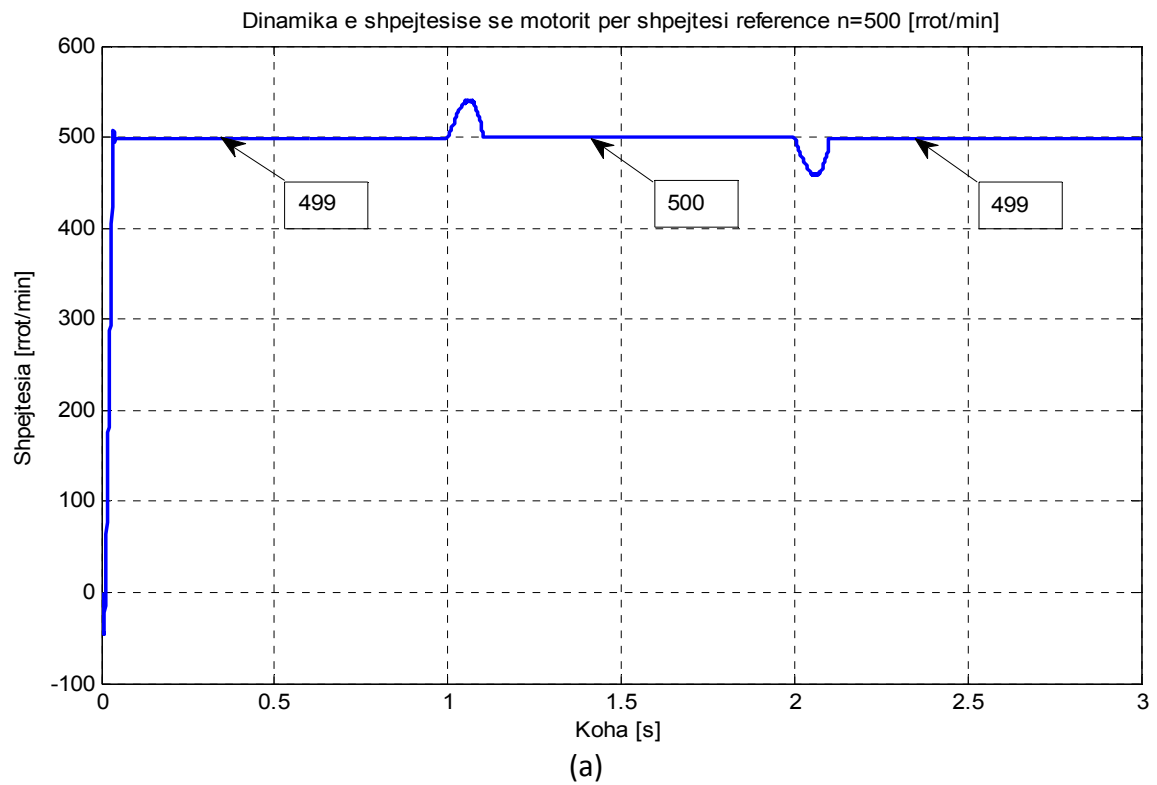


FIG. 5.20. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi referencë 1000 rrot/min

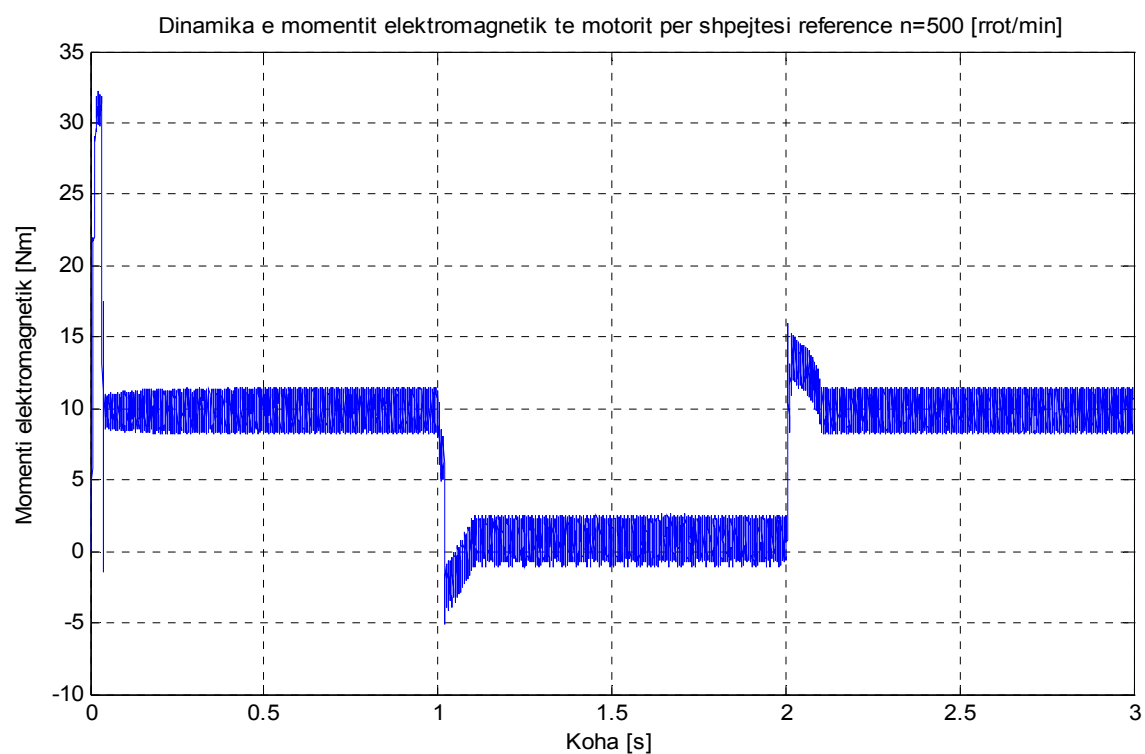


FIG. 5.21. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit.

REALIZIMI EKSPERIMENTAL

Mënyra e realizimit eksperimental të sistemit të kontrollit të shpejtësisë pa sensor të motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër me anë të orientimit të fluksit të rotorit do të tregohet më poshtë. Për realizimin eksperimental u shfrytëzua skema elektrike që është paraqitur në fig. 6.1. Në anën e majtë të fig. 6.1, me shkronja të mëdha *A*, *B*, *C* është treguar rrjeti trefazor i rrymës alternative sinusoidale me tension dhe frekuencë konstante. Gjithashtu vërehet që në skemë kemi vendosur dy filtra trefazorë, filtrin induktiv dhe atë pajtueshmërisë elektromagnetike (*EMC*). Vendosja e filtrit induktiv me bërthamë prej çeliku elektroteknik (fig.6.2) është bërë me qëllim që të pakësojë harmonikat e rrymës dhe për pasojë të zvogëlojë dhe vlerën efektive të rrymës që kalon në rrjetin trefazor. Me fjalë të tjera, vendosja e filtrit induktiv përmirëson “cilësinë” e rrymës që do kalojë në rrjetin trefazor, pasi forma e saj do ti afrohet akoma më shumë sinusoidës.

Vendosja e filtrit të pajtueshmërisë elektromagnetike *EMC* (fig.6.3) ka pasur si synim zvogëlimin e zhurmave elektromagnetike që hyjnë në rrjetin trefazor për shkak të komutimit me frekuencë disa mijëra hertz të elementëve të elektronikës së fuqisë nga të cilët është i ndërtuar shndërruesi frekuencës.

Për shkak të kostos relativisht të lartë, dy filtrat e përmendur më sipër deri më tani gjenden rrallë në transmisionet me motor asinkron që ushqehen nga shndërruesit e frekuencës. Këto filtra bëhen të detyrueshëm për tu përdorur në ato raste kur ka kërkesa të larta si për cilësinë e rrymës dhe për nivelin e zhurmave elektromagnetike që futen në rrjet.

Për ushqimin e motorit asikron trefazor të paraqitur në fig. 6.1 është përdorur shndërruesi trefazor i frekuencës, pamja e të cilit është treguar në fig. 6.4. Shndërruesi është tip *ACSM* i firmës *ABB* e cila është një ndër firmat kryesore në botë për prodhimin e shndërruesve trefazorë dhe jo vetëm.

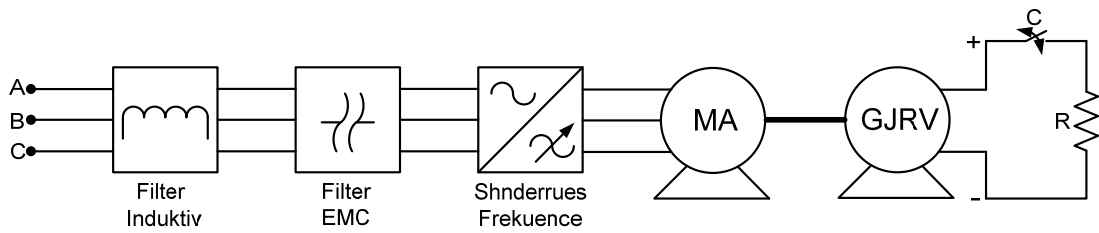


FIG. 6.1. Skema elektrike e realizimit të kontrollit të shpejtësisë me shdërrues frekuence.



FIG. 6.2. Pamje e filtrit induktiv trefazor me bërthamë prej çeliku elektroteknik.

Nëpërmjet softit DriveStudio që është projektuar po nga *ABB* ne jemi në gjendje që ta konfigurojmë shdërruesin e frekuencës. Konfigurimi i shdërruesit të frekuencës është bërë me të njëjtat parametra të modelit që kemi përdorur për realizimin e sistemit të kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron me anë të orientimit të fluksit të rotorit të realizuar në ambientin MATLAB/Simulink të paraqitur në kapitullin V



FIG. 6.3. Pamje e filtrit trefazor të pajtueshmërisë elektromagnetike EMC.



FIG. 6.4. Pamje e shndërruesit trefazor të frekuencës ACSM.

Kjo është bërë me qëllim që të ballafaqojmë kurbat e rezultateve të marra nga simulimi me ato të përfituara në mënyrë eksperimentale për të njëjtat kushte të ndryshimit të momentit të ngarkesës në bosht të motorit.

Gjithashtu softi DriveStudio na mundëson dhe monitorimin e sinjaleve të ndryshme siç janë shpejtësia e motorit, momenti elektromagnetik etj.

Në rolin e mekanizmit për ngarkimin e motorit është përdorur një gjenerator i rrymës së vazhduar me eksitim të pavarur. Hapja dhe mbyllja e çelësit C të paraqitur në fig. 6.1 bën të mundur ndryshimin e menjëhershëm të momentit të ngarkesës me të cilin ngarkohet motori. Stenda e realizimit të eksperimentit është treguar në fig. 6.5.

Për përftimin e rezultateve të marra në rrugë eksperimentale, pasi kemi bërë konfigurimin e shndërruesit të frekuencës me të njëjtat parametra të modelit që kemi përdorur për realizimin e sistemit të kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron me anë të orientimit të fluksit të rotorit të realizuar në ambientin MATLAB/ Simulink e kemi eksperimentuar sistemin e kontrollit për tre shpejtësi reference. Shpejtësitë e referencës janë zgjedhur njëloj si për rastin e realizimit të sistemit të kontrollit në MATLAB/Simulink, konkretisht $n = 1500$ rrot/min (për bandë histerezi $h = 2$ dhe $h = 0.5$), $n = 1000$ rrot/min, $n = 500$ rrot/min. Më pas, për të tre rastet e shpejtësive së referencës janë regjistruar kurbat e dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik të motorit për të njëjtat kushte të ndryshimit të momentit me të cilin ngarkohet motori si në rastin e simulimit.



Fig. 6.5. Stenda e realizimit të eksperimentit.

Në të tre rastet është bërë lëshimi i transmisionit duke e pasur motorit të ngarkuar me nominal në bosht, pastaj është bërë ulja e menjëhershme e momentit të ngarkesës së motorit në afërsisht zero (momenti i dobishëm i motorit nuk mund të jetë zero për shkak të humbjeve të gjeneratorit të rrymës së vazhduar) dhe më pas është bërë rritja e menjëhershme e momentit të ngarkesës siç mund të shikohet nga regjistrimi i kurbave të momentit elektromagnetik të motorit. Për të marrë kurbat e shpejtësisë dhe momentit me anë të softit DriveStudio fillimisht është dhënë komanda e fillimit të regjistrimit pastaj është dhënë komanda për lëshimin e transmisionit në një shpejtësi reference të dhënë.

Kjo është arsyeja që tek grafikët e dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik në fillim të regjistrimit vlerat e shpejtësisë dhe momentit janë zero pasi transmissioni nuk ka qenë në punë. Për të trija rastet e shpejtësisë së referencës kurbat e dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori janë treguar në figurat [6.6, 6.8, 6.10, 6.12] dhe figurat [6.7, 6.9, 6.11, 6.13].

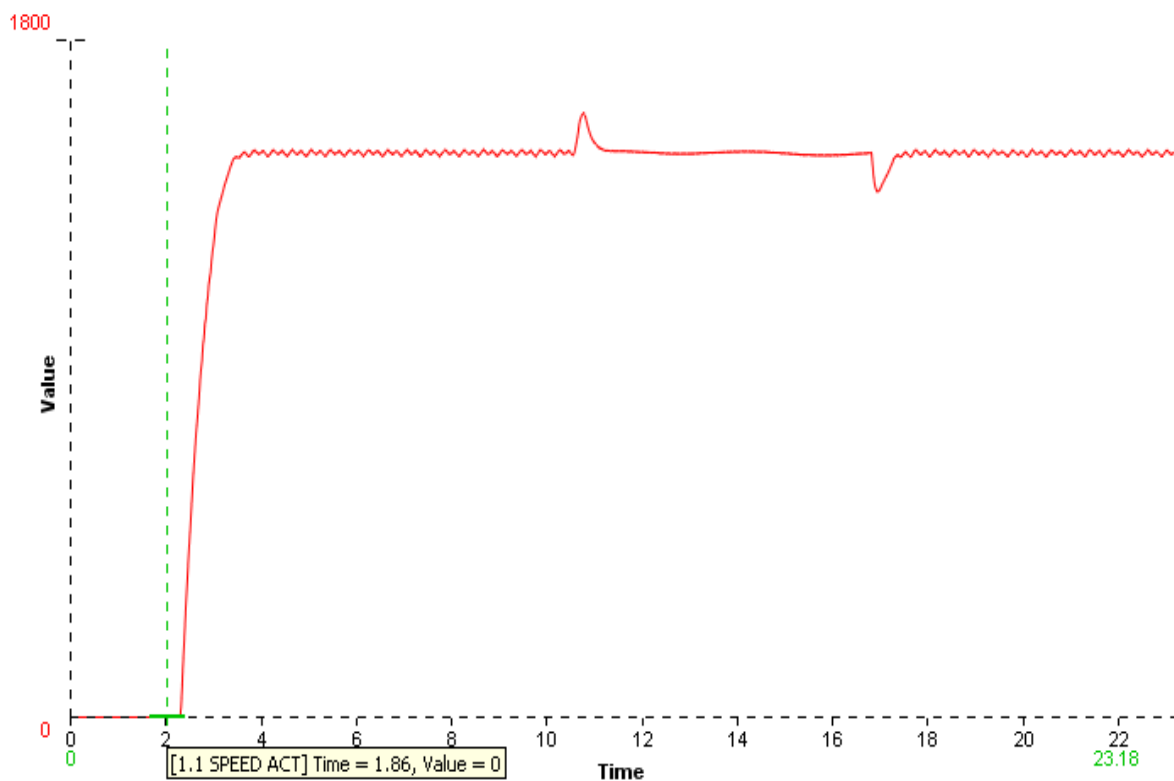
Me synimin e leximit sa më të saktë të vlerave të shpejtësisë së motorit në pikat që paraqesim më tepër interes nga pikpamja e saktësisë që na ofron sistemi i kontrollit, në kurbën e dinamikës së shpejtësisë, në figurat [6.6, 6.8, 6.10, 6.12]a, b, c,d,e është vendosur

shenjuesi që ofrohet nga softi DriveStudio, ku lehtësisht mund të lexohet shpejtësia e motorit dhe koha në pikën e kurbës ku është vendosur shenjuesi. E njëjta gjë është bërë edhe për kurbën e dinamikës së momentit elektromagnetik që është paraqitur në figurat [6.7, 6.9, 6.11, 6.13] a, b, c, d, e. Kurbat e momentit elektromagnetik janë të paraqitura në përqindje të momentit nominal të motorit.

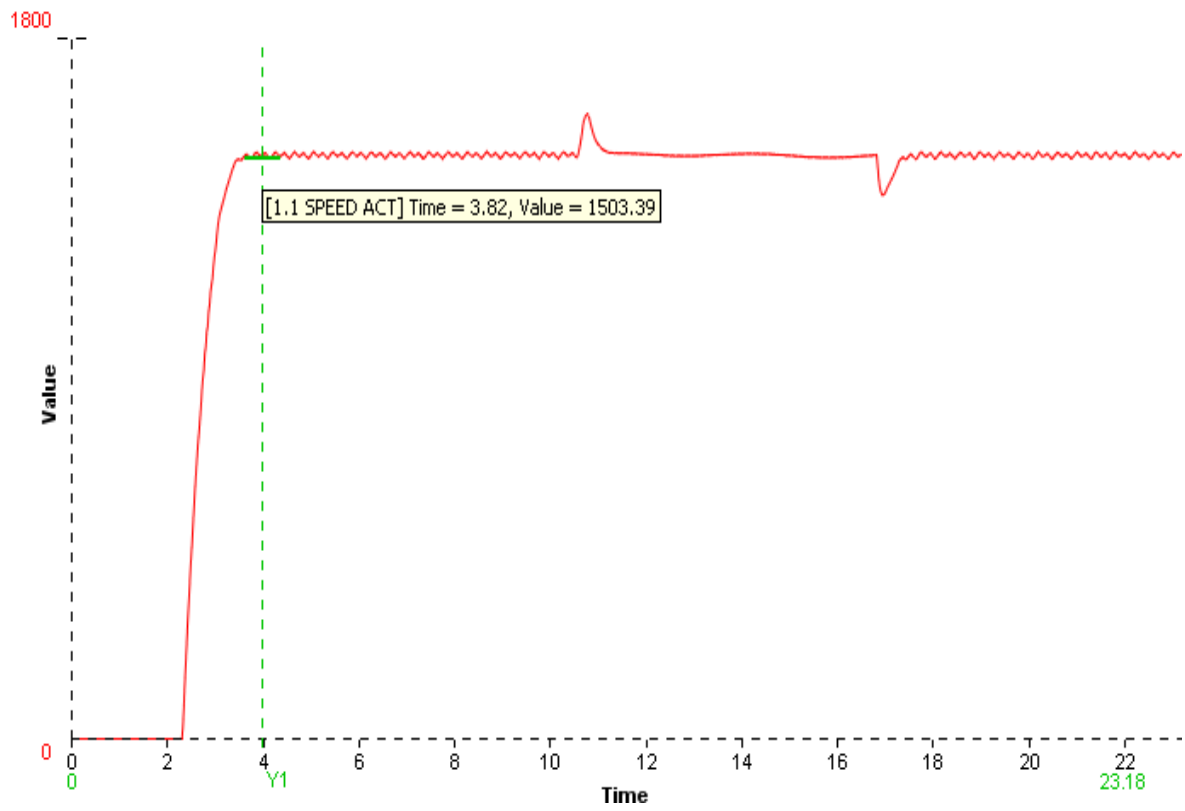
Nga krahasimi i kurbave të dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik të motorit të regjistruara nga eksperimenti me ato të marra nga simulimi vihet re që kemi një përputhje të mirë ndërmjet tyre. Edhe eksperimentalisht u provua që rritja e frekuencës së komandimit të inverterit çon në përmirësim të kurbës së dinamikës së momentit elektromagnetik dhe për rrjedhojë dhe të shpejtësisë, (fig. 6.8 dhe fig. 6.9).

Gjatë lëshimit të transmisionit, për shpejtësi zero deri në shpejtësinë e referencës, momenti elektromagnetik që zhvillon motori është $M = (130\%) M_n$. Zvillimi i një momenti elektromagnetik më të madh se $M = (130\%) M_n$ kufizohet në këtë rast nga shndërruesi i frekuencës. Ndërsa momenti elektromagnetik që zhvillon motori për shpejtësi zero deri në shpejtësinë e referencës në rastet e simulimit është $M = 35 \text{ Nm}$ ($M = 355\%$) M_n . Kjo është arsyeja që koha e lëshimit t_l në rastet e simulimit është më e vogël se ajo që rezulton nga eksperimenti.

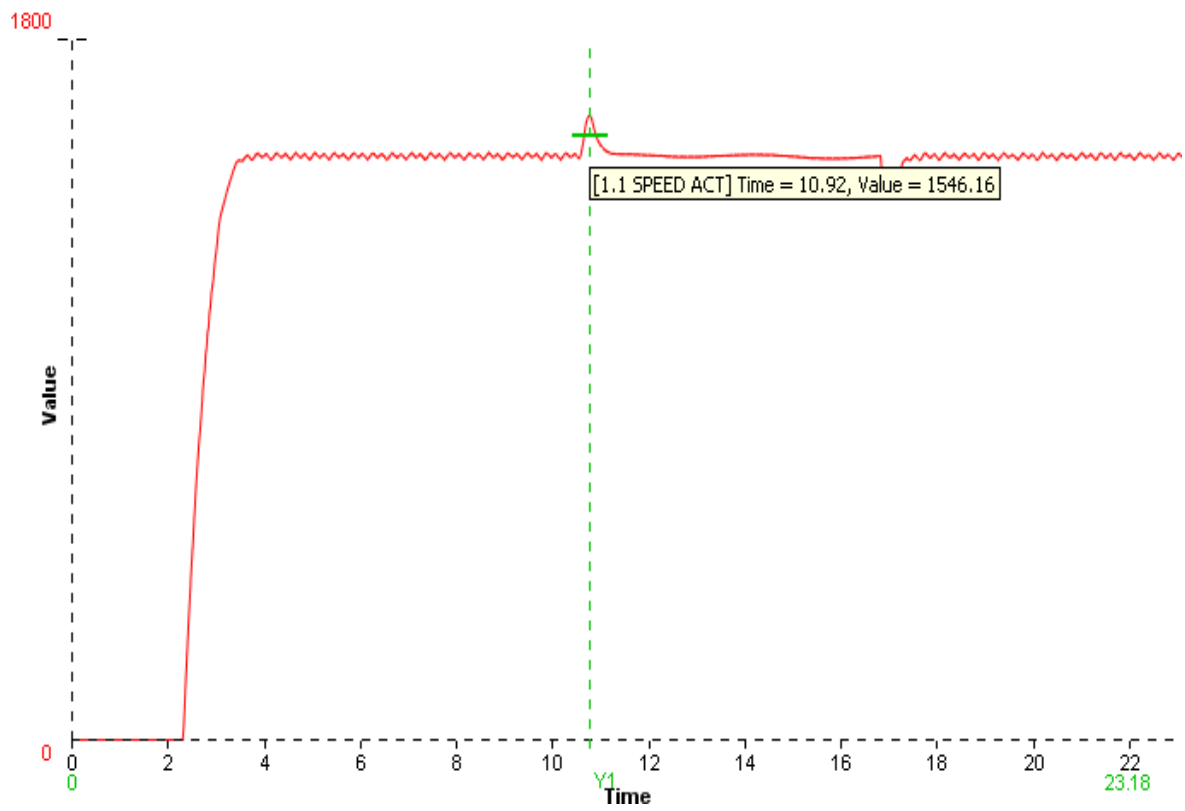
- **Rasti I-a.** Shpejtësia e referencës $n = 1500$ rrot/min



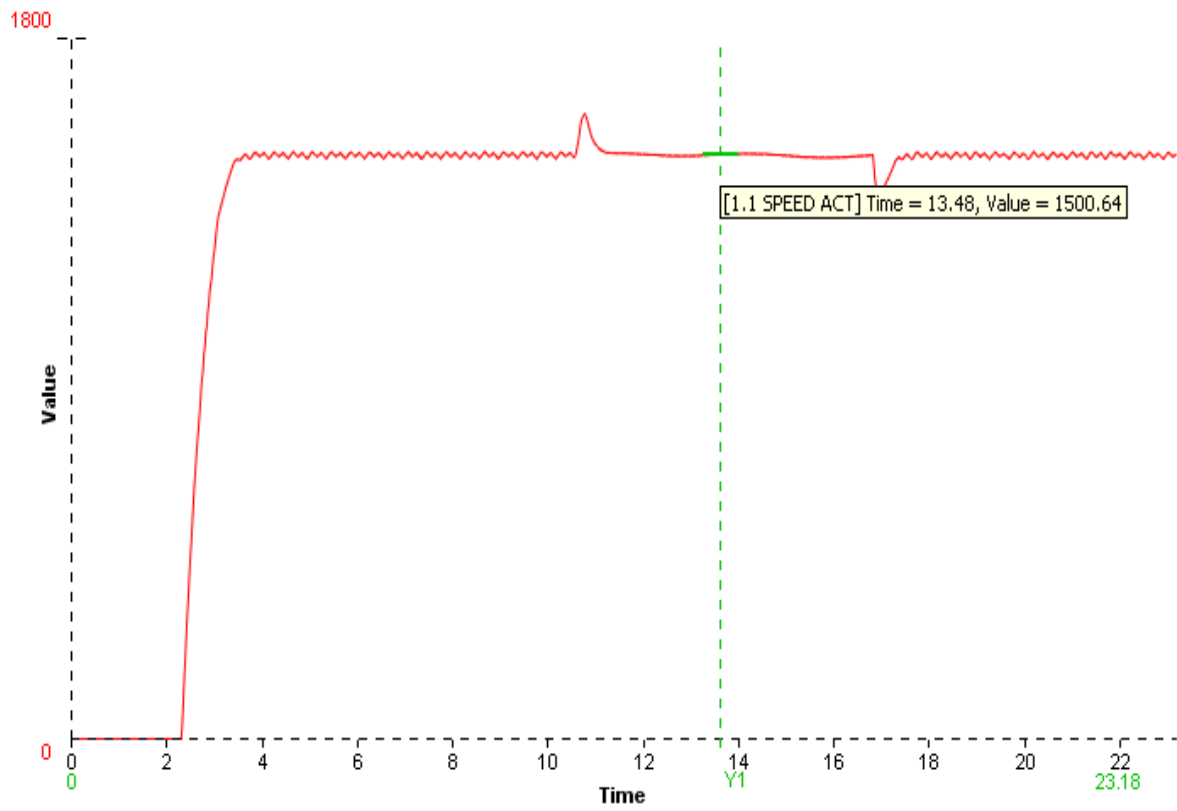
(a)



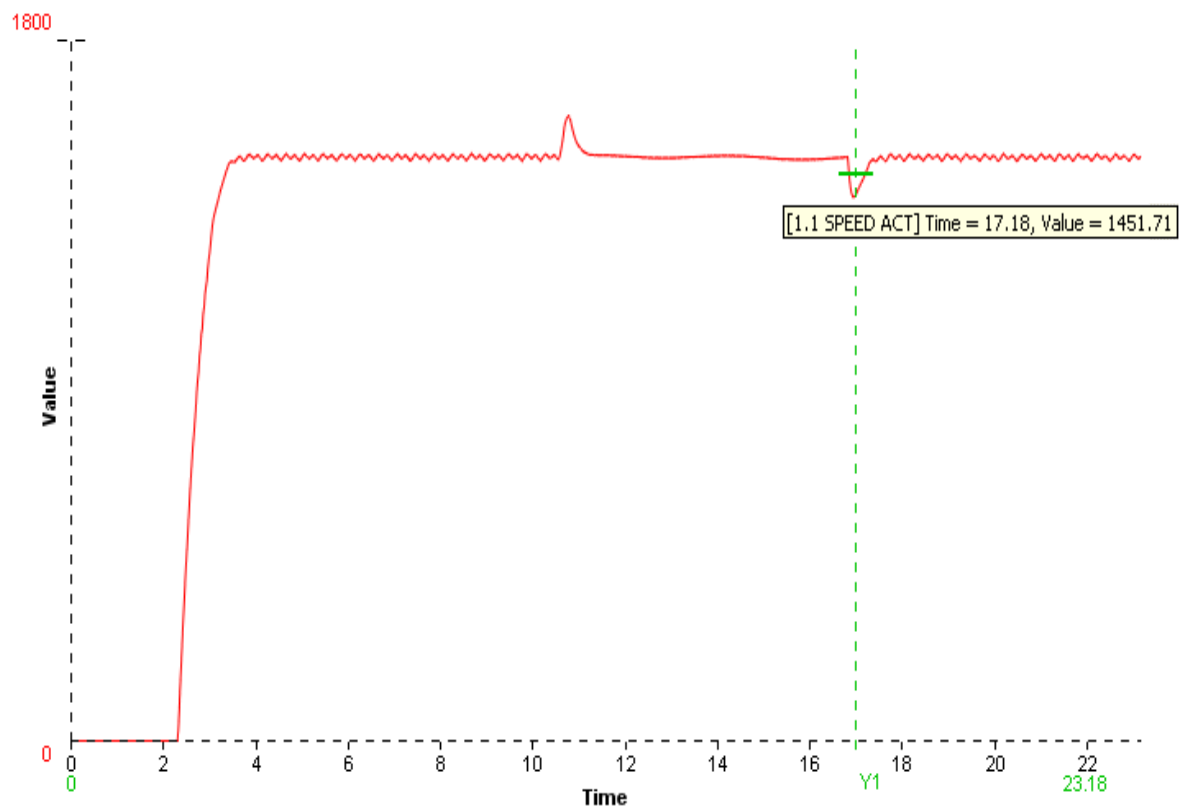
(b)



(c)



(d)



(e)

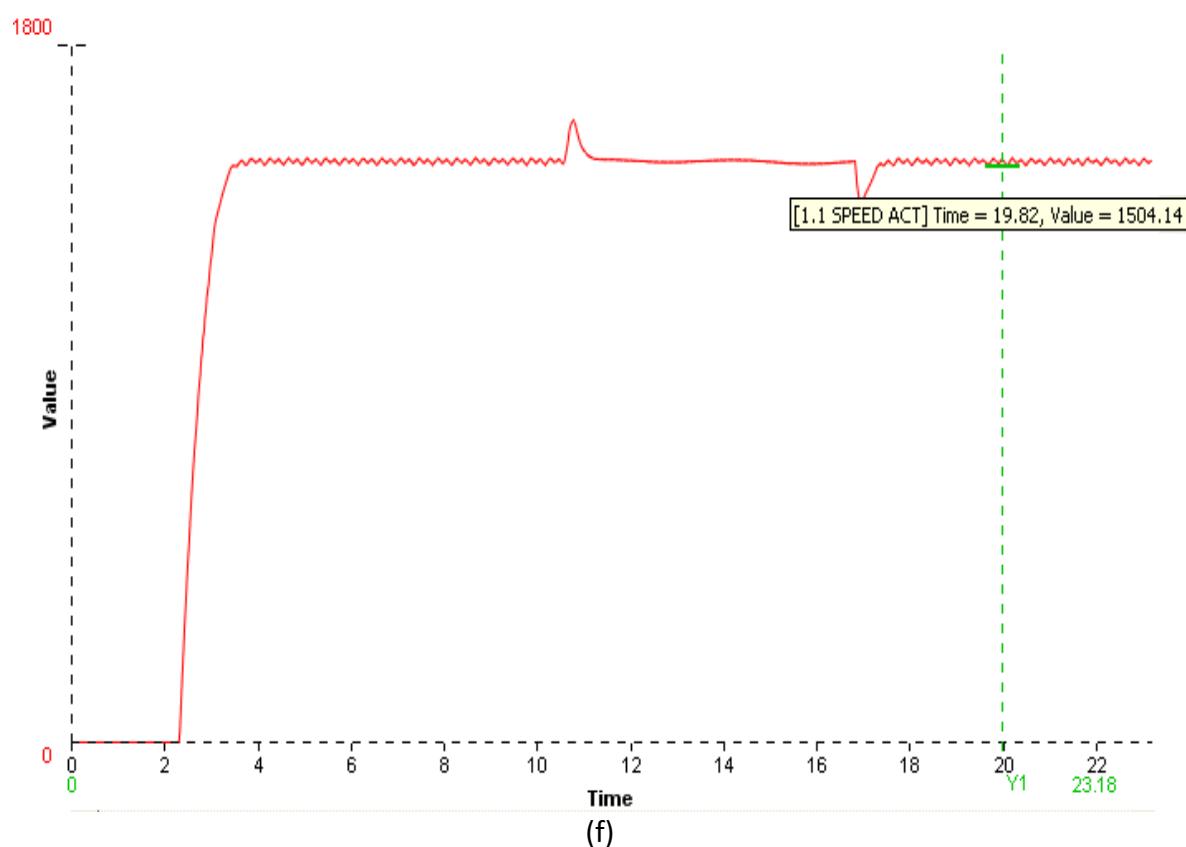
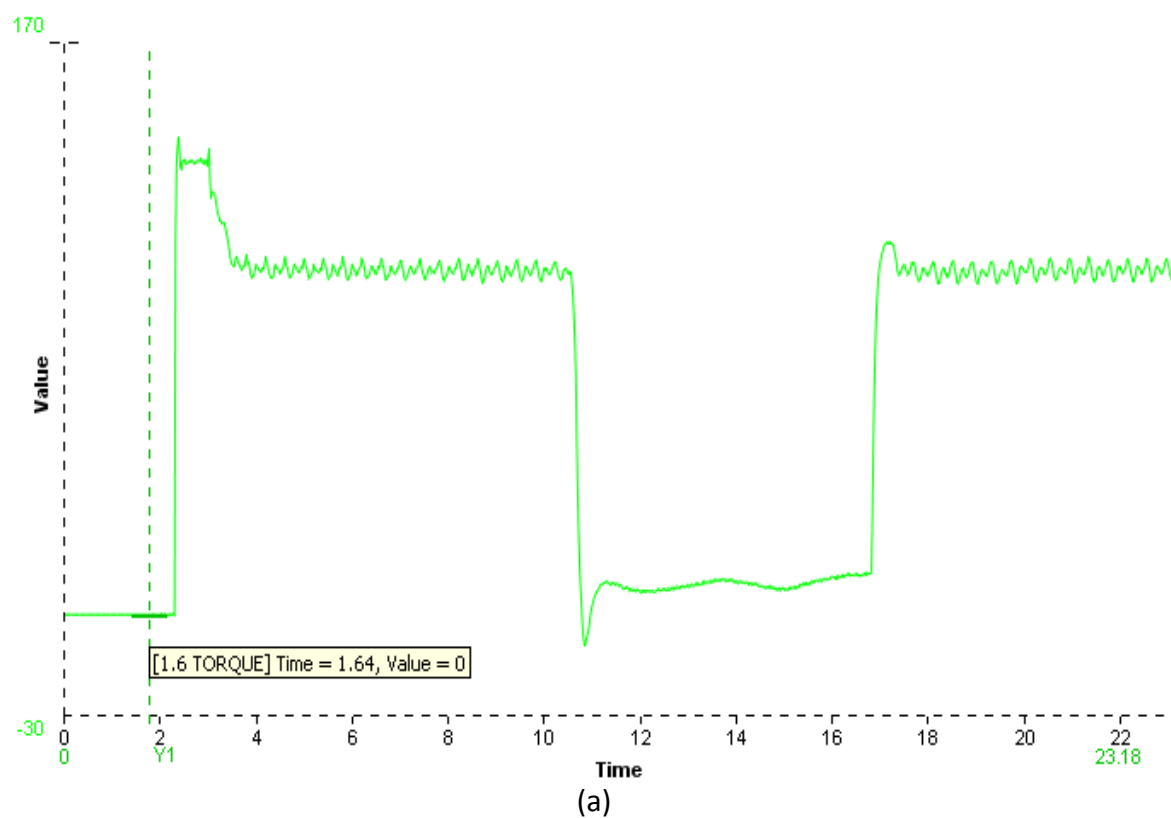
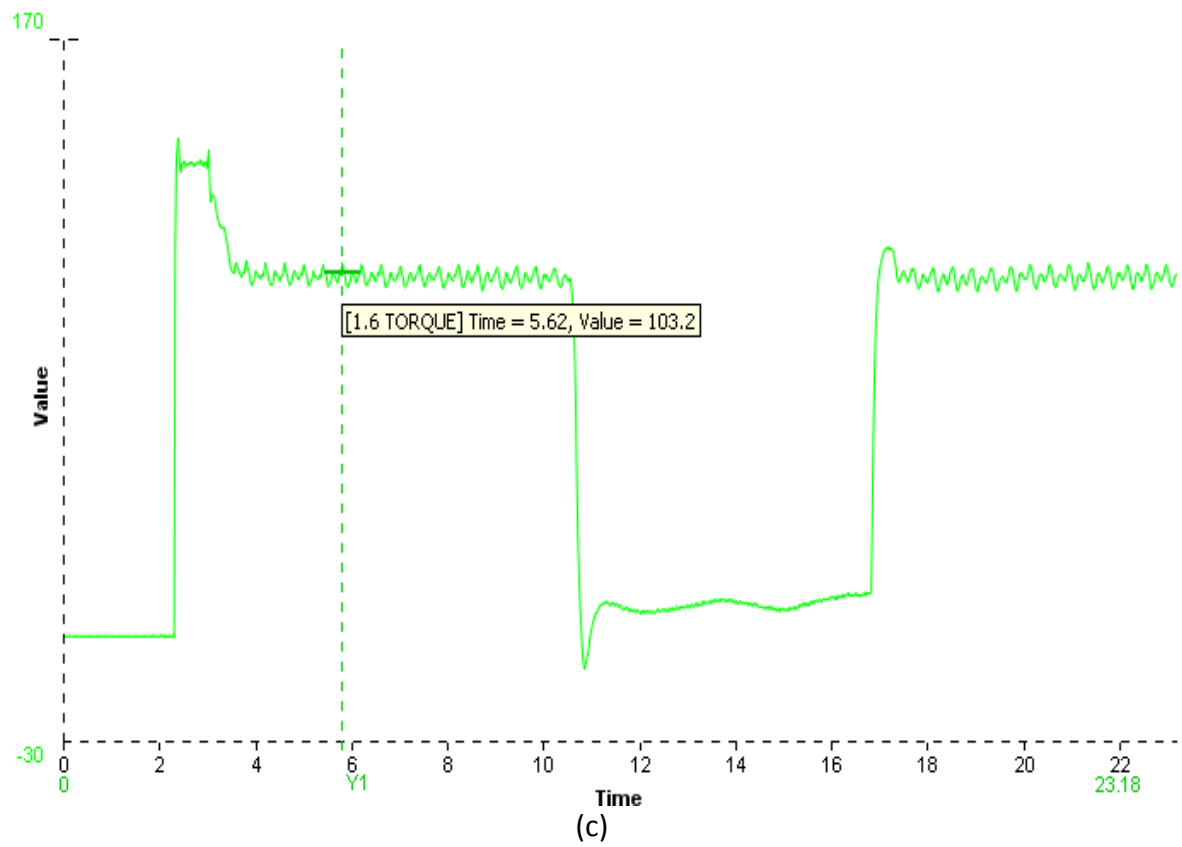
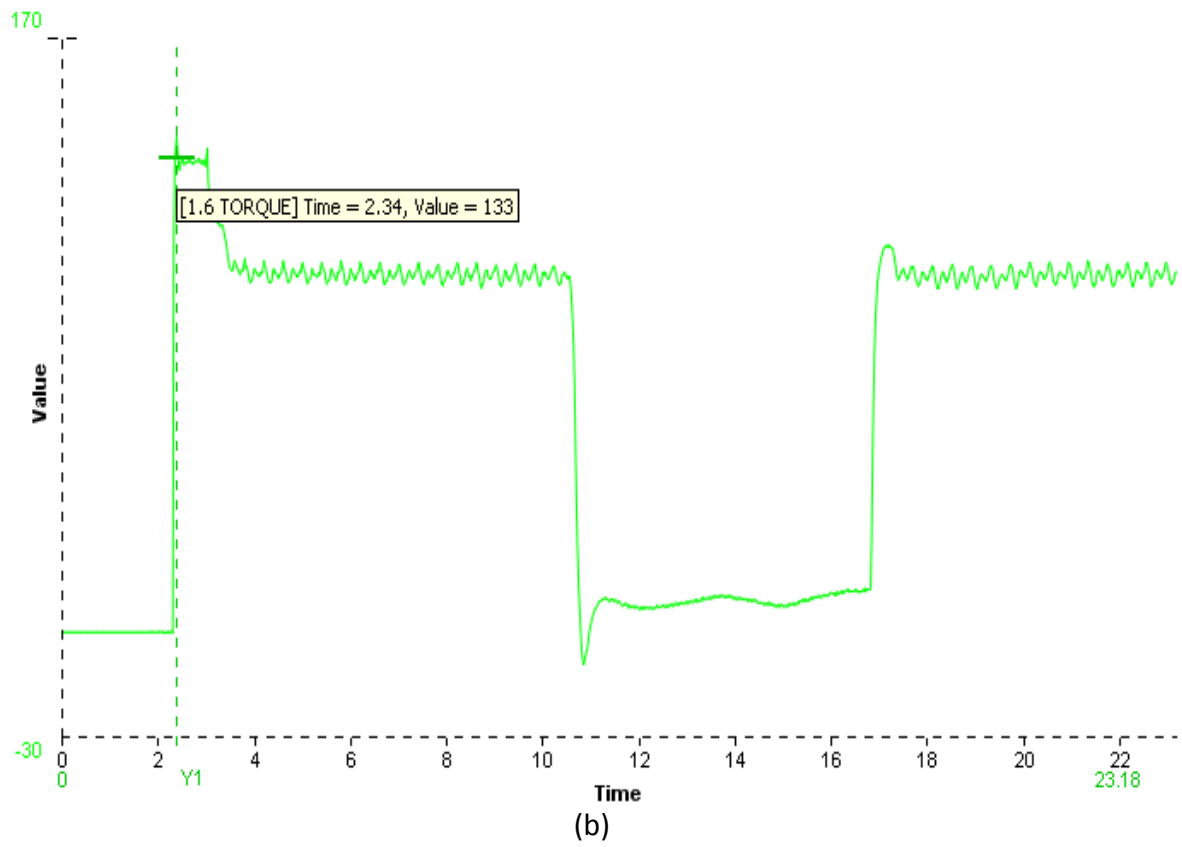


FIG. 6.6. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 1500 rrot/min dhe bandë histerezi $h = 2$.





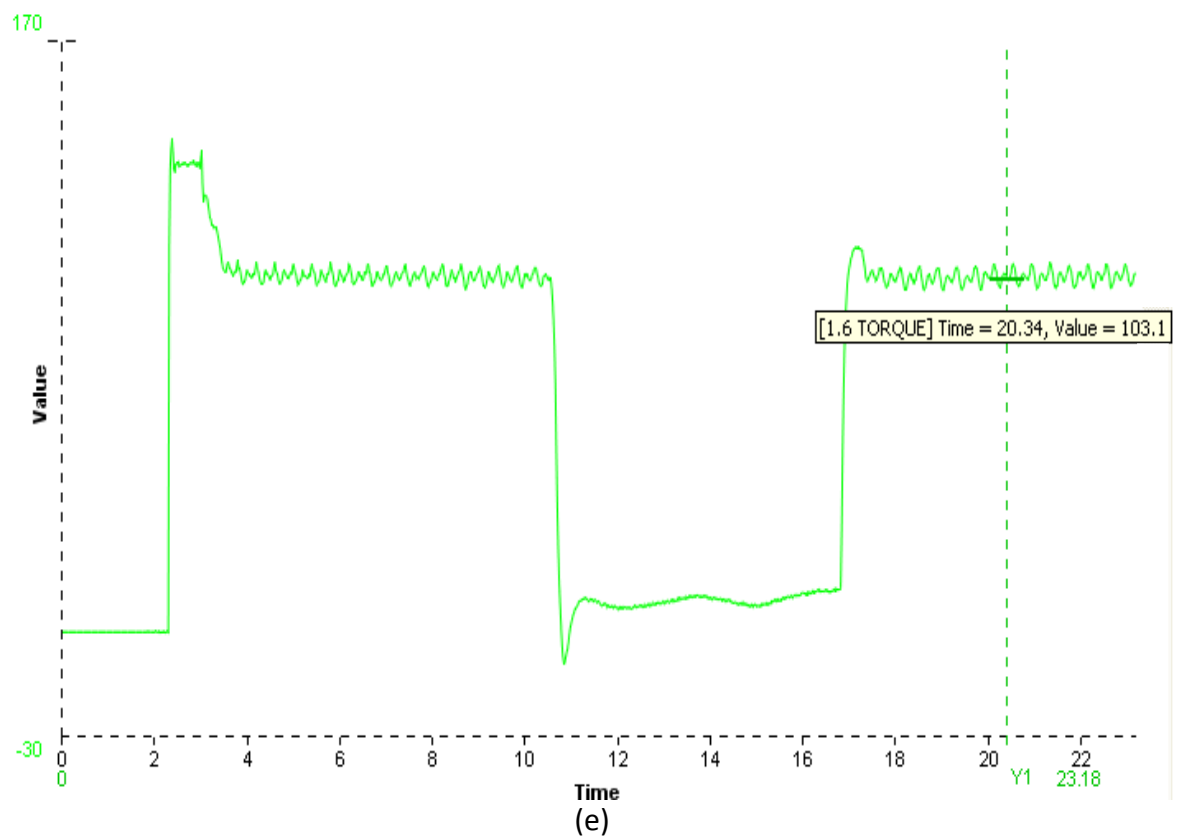
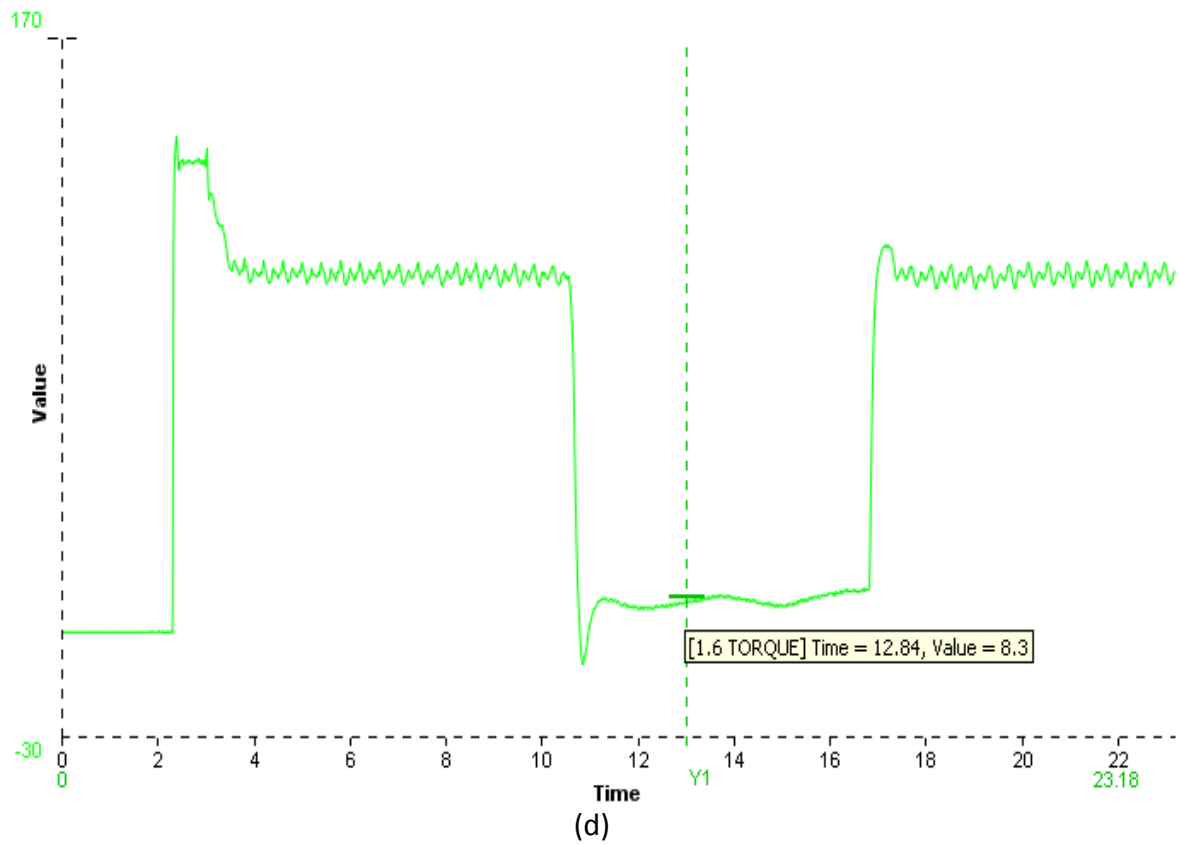
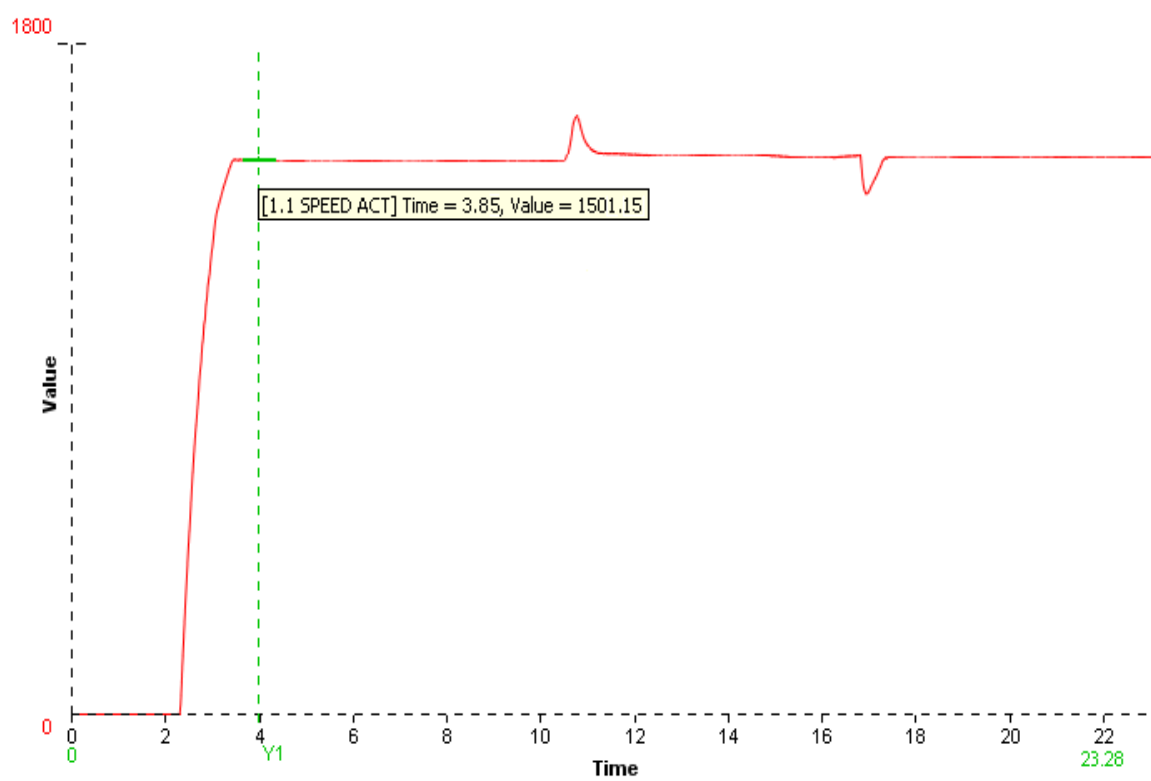
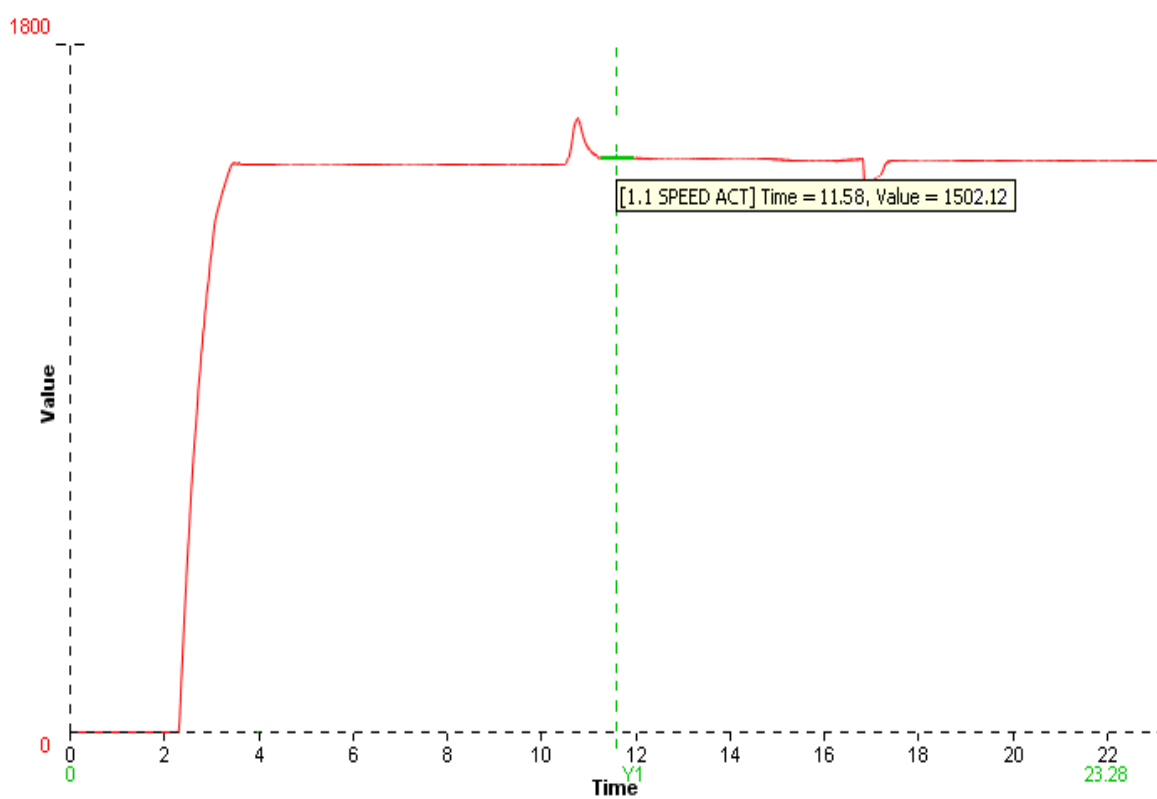


FIG. 6.7. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit për bandë histerezi $h = 2$.

- Rasti I-b. Shpejtësia e referencës $n = 1500$ rrot/min



(a)



(b)

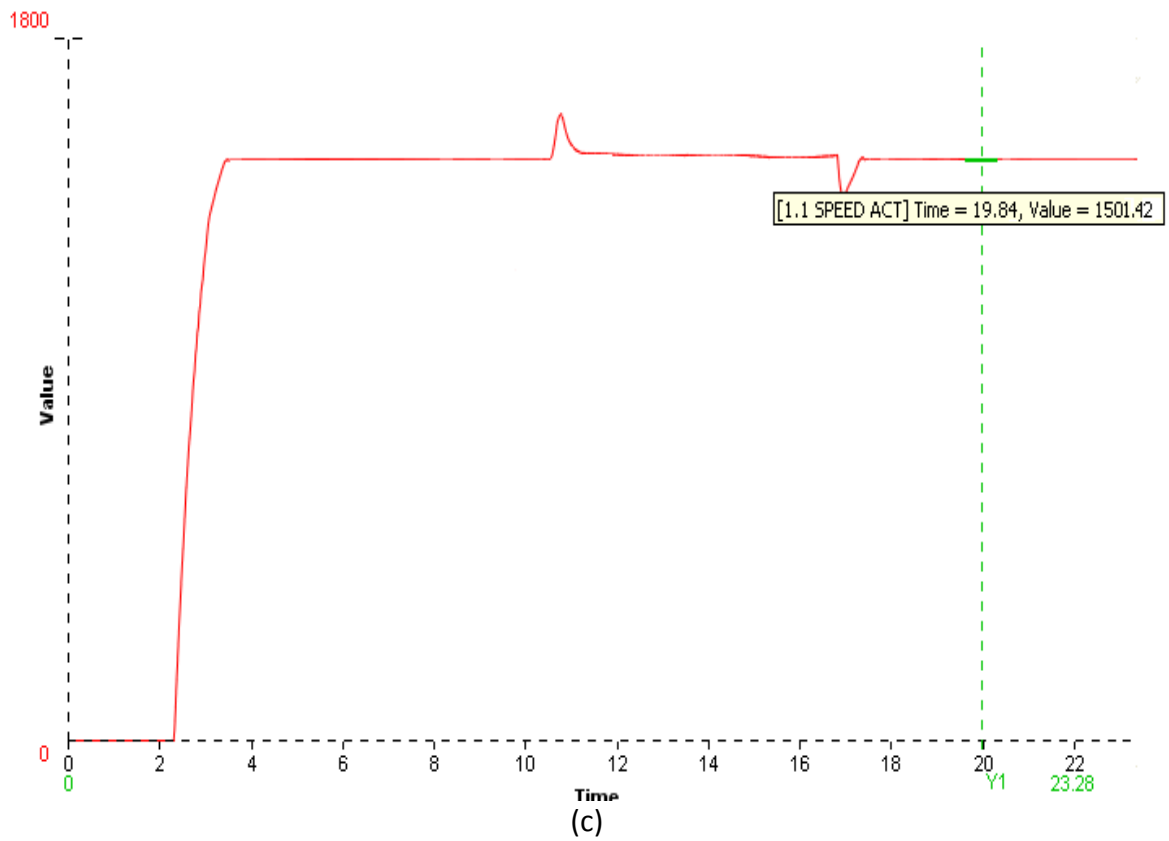
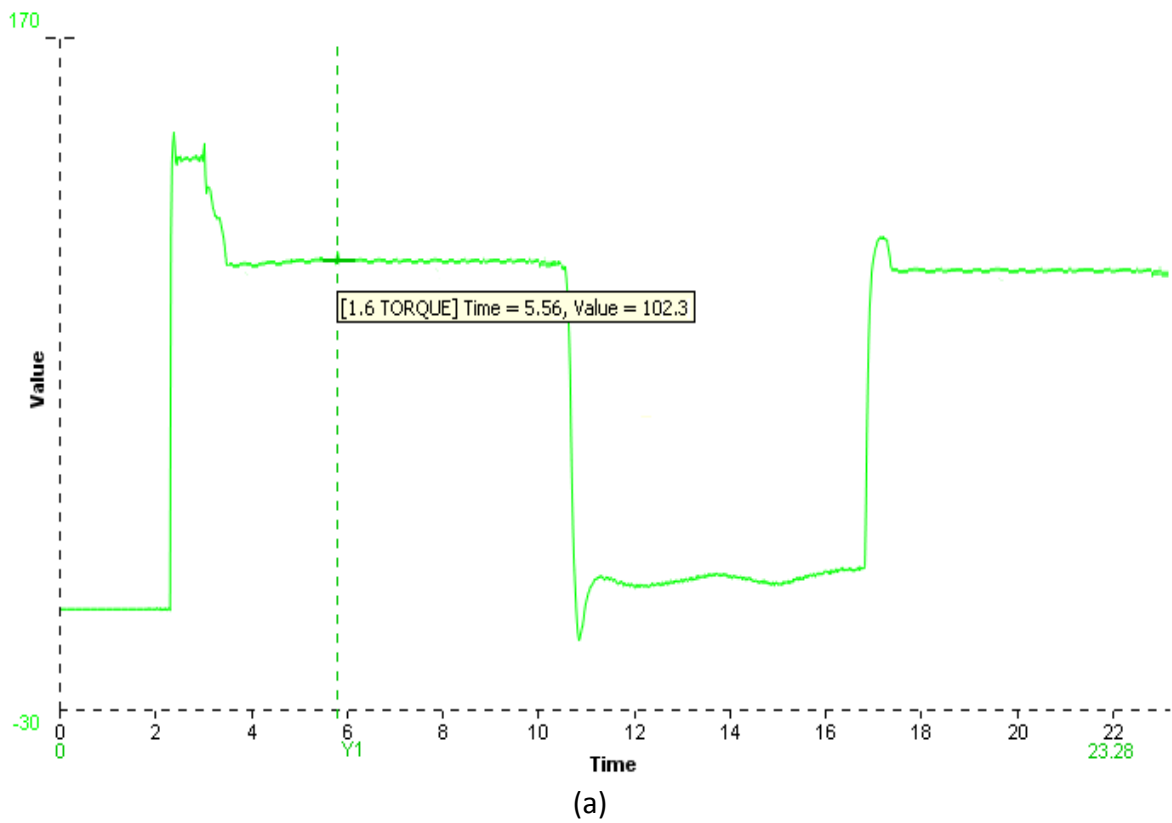
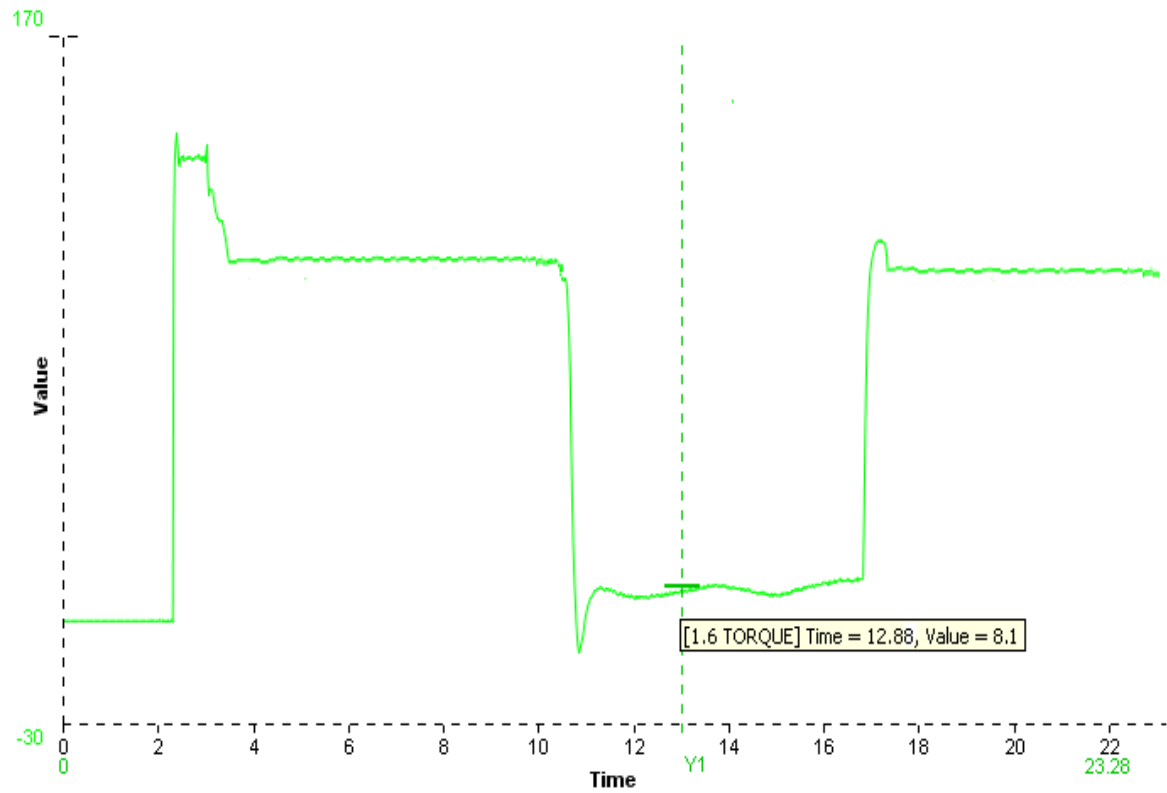
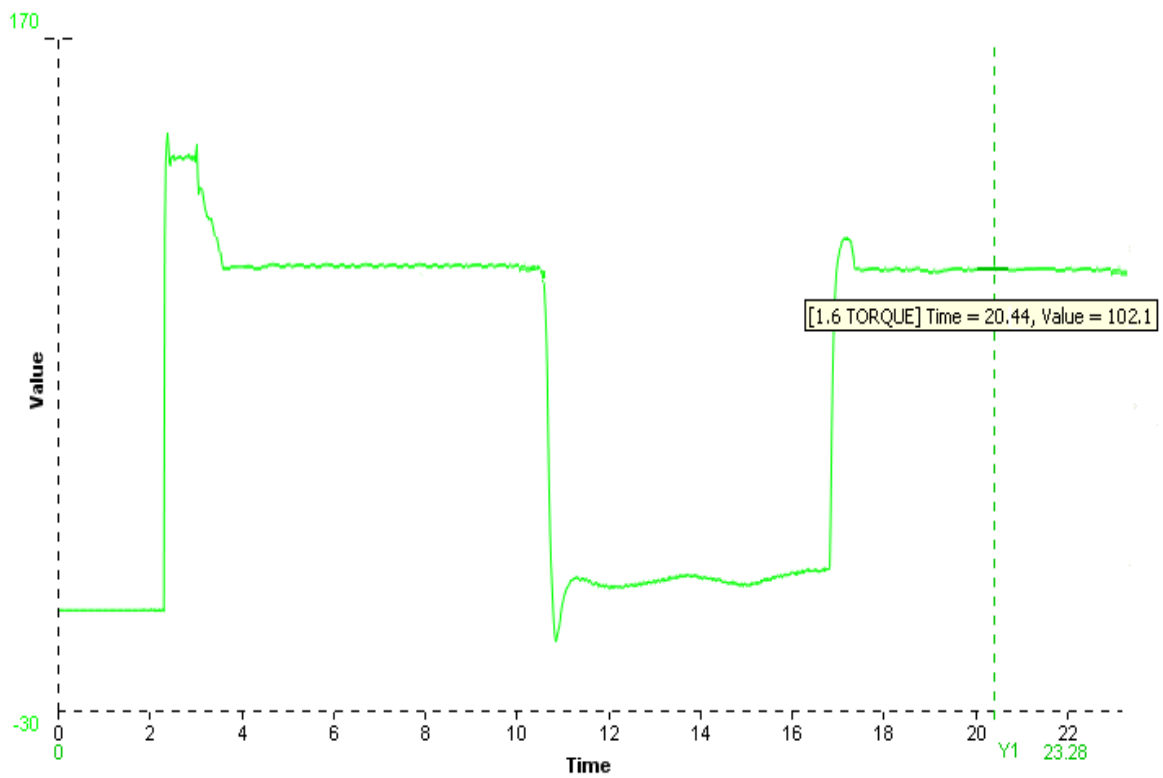


FIG. 6.8. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 1500 rrot/min dhe bandë histerezi $h = 0.5$.





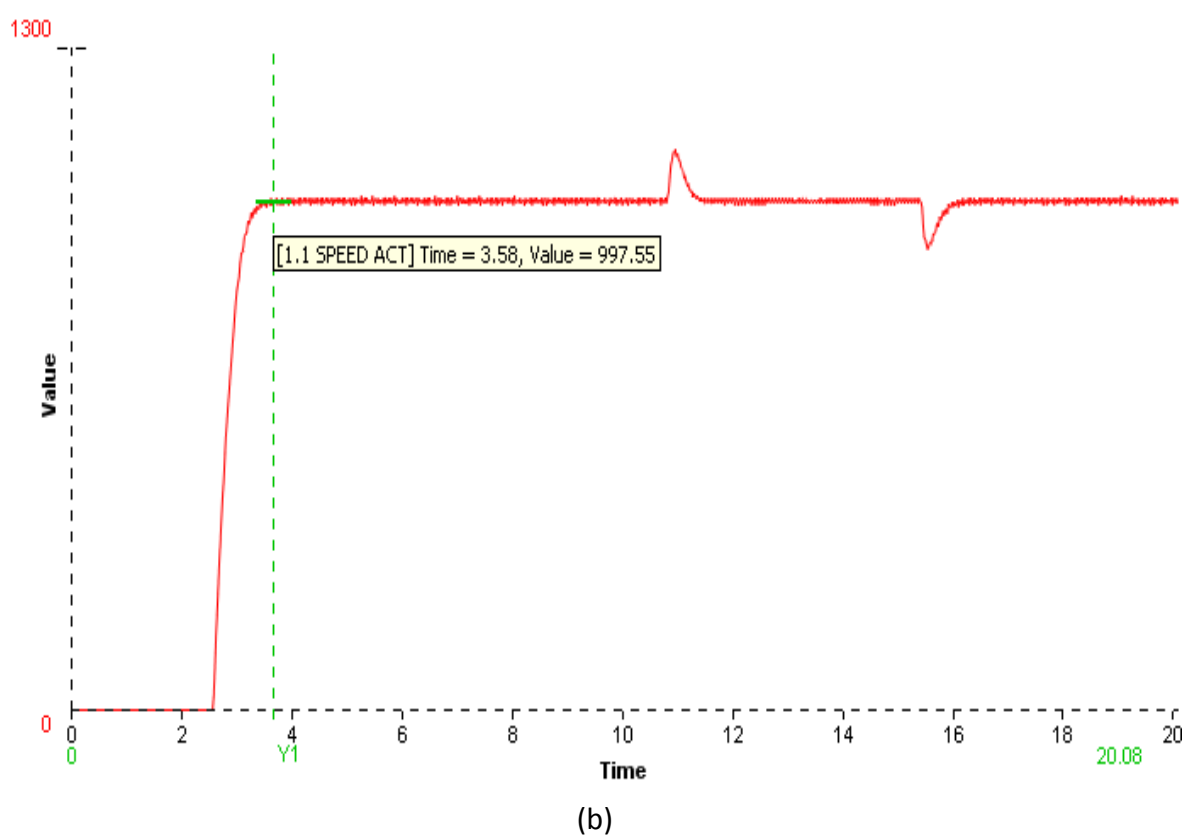
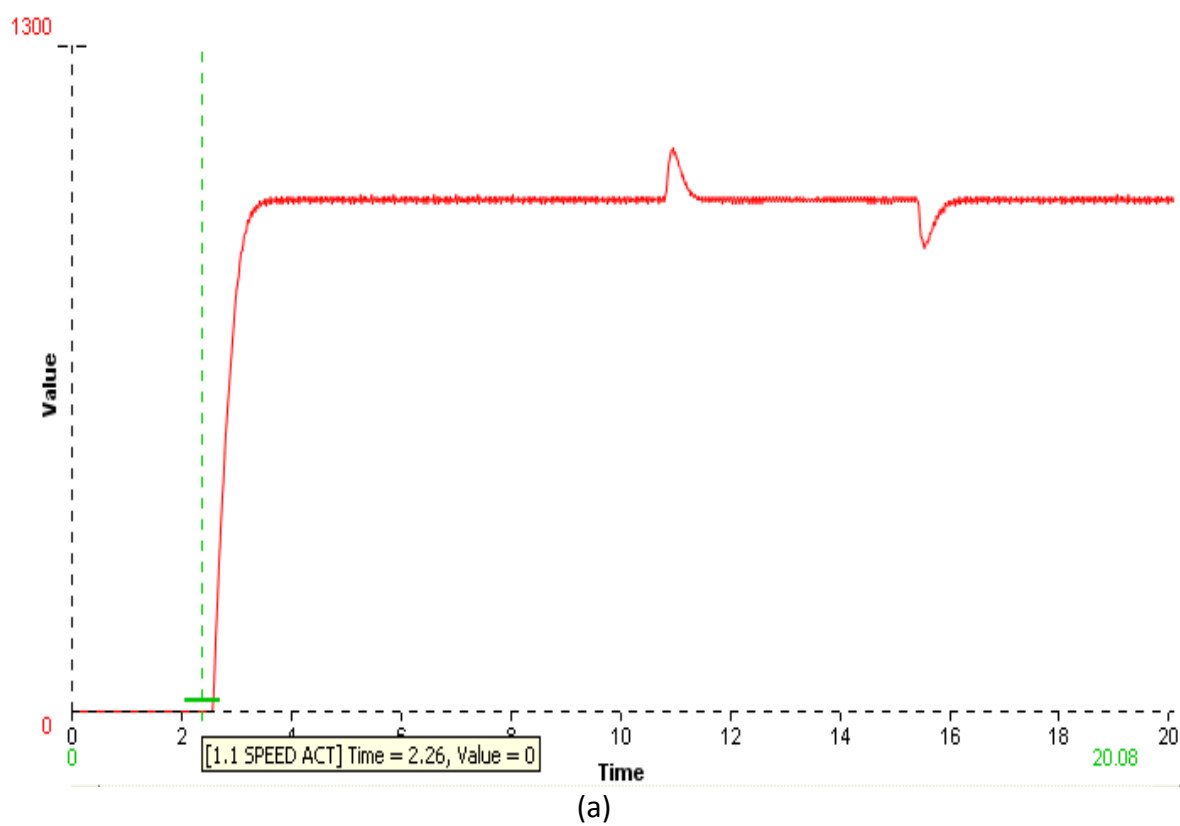
(b)

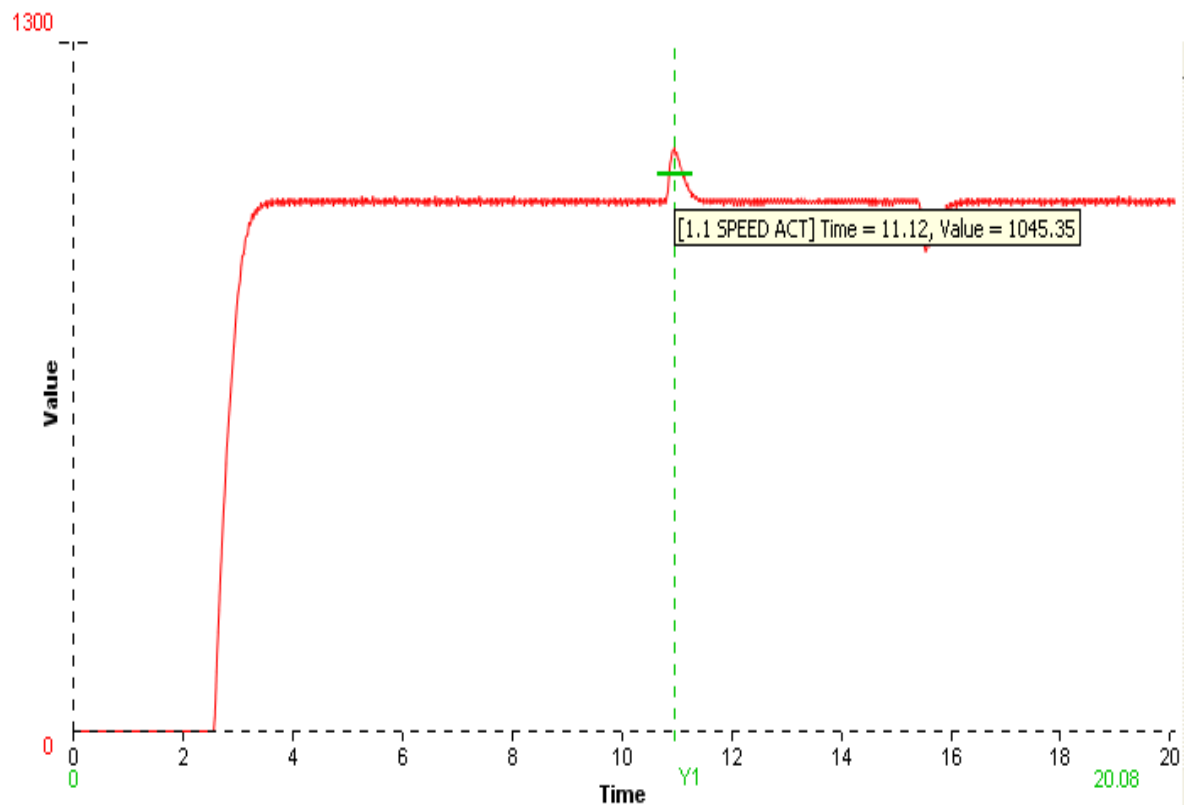


(c)

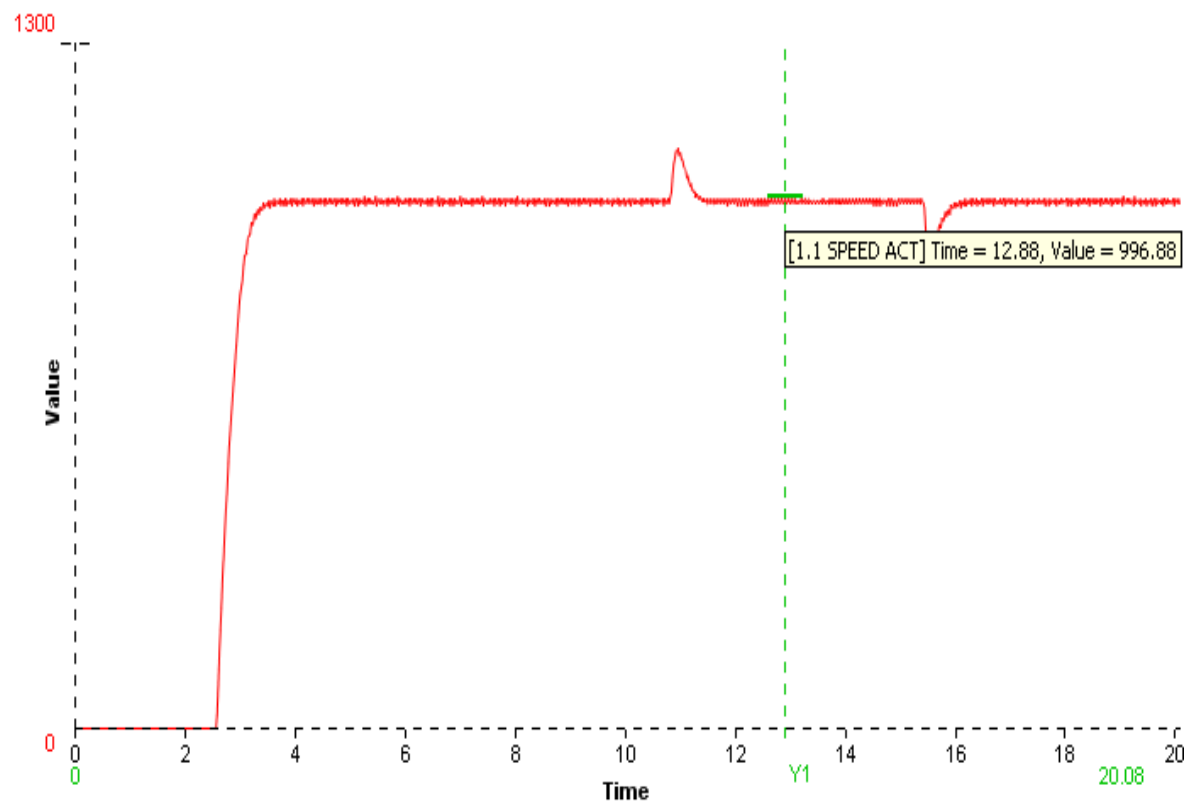
FIG. 6.9. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit për bandë histerezi $h = 0.5$.

- Rasti II. Shpejtësia e referencës $n = 1000$ rrot/min

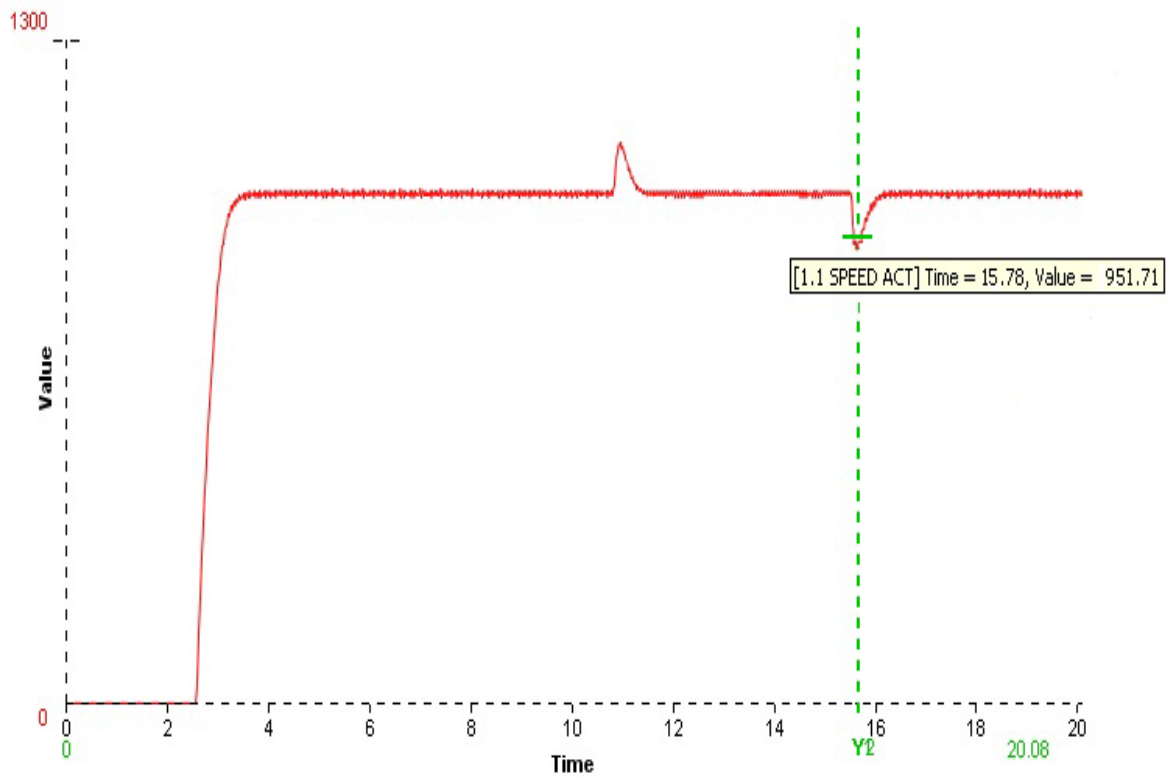




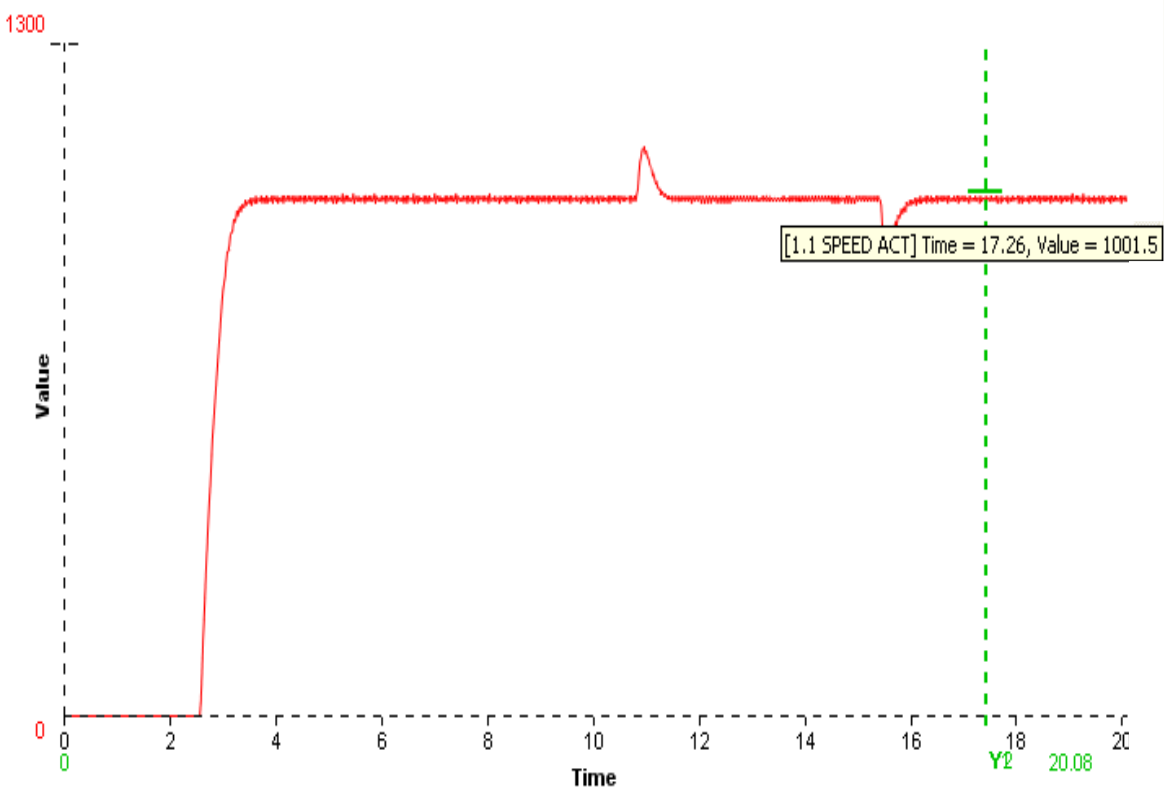
(c)



(d)

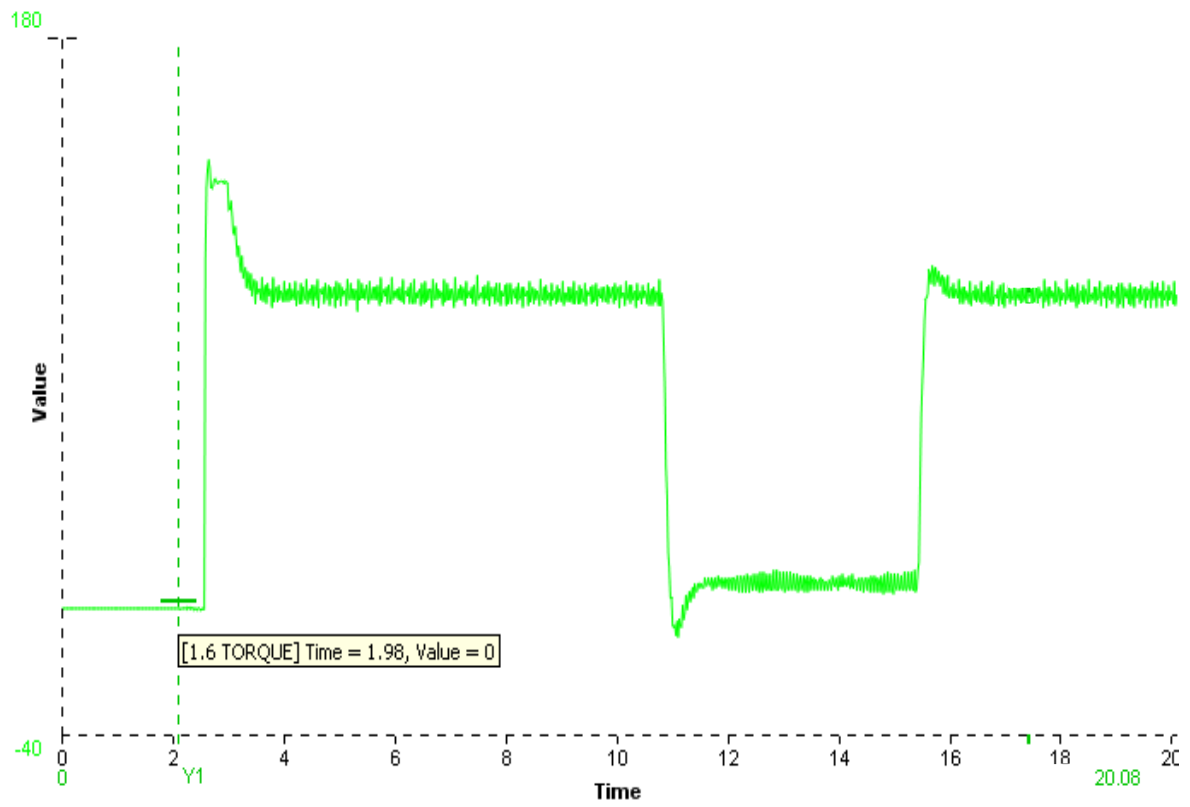


(e)

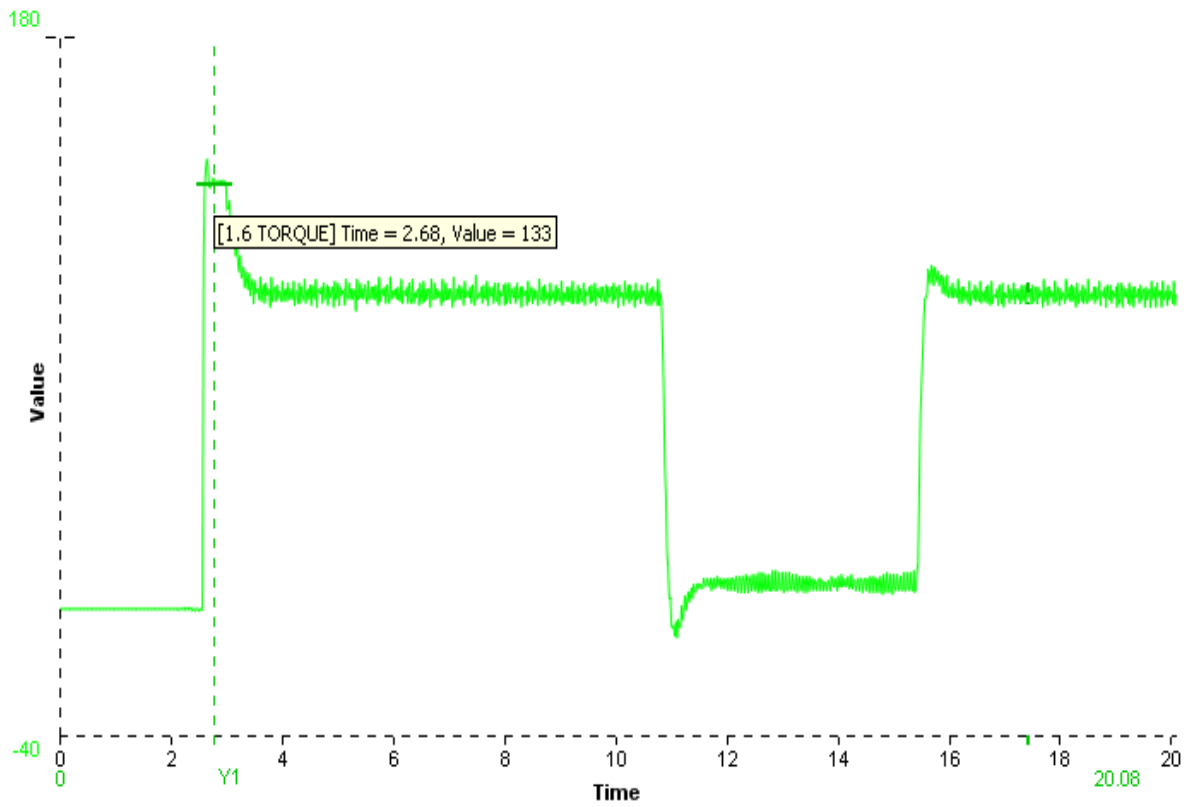


(f)

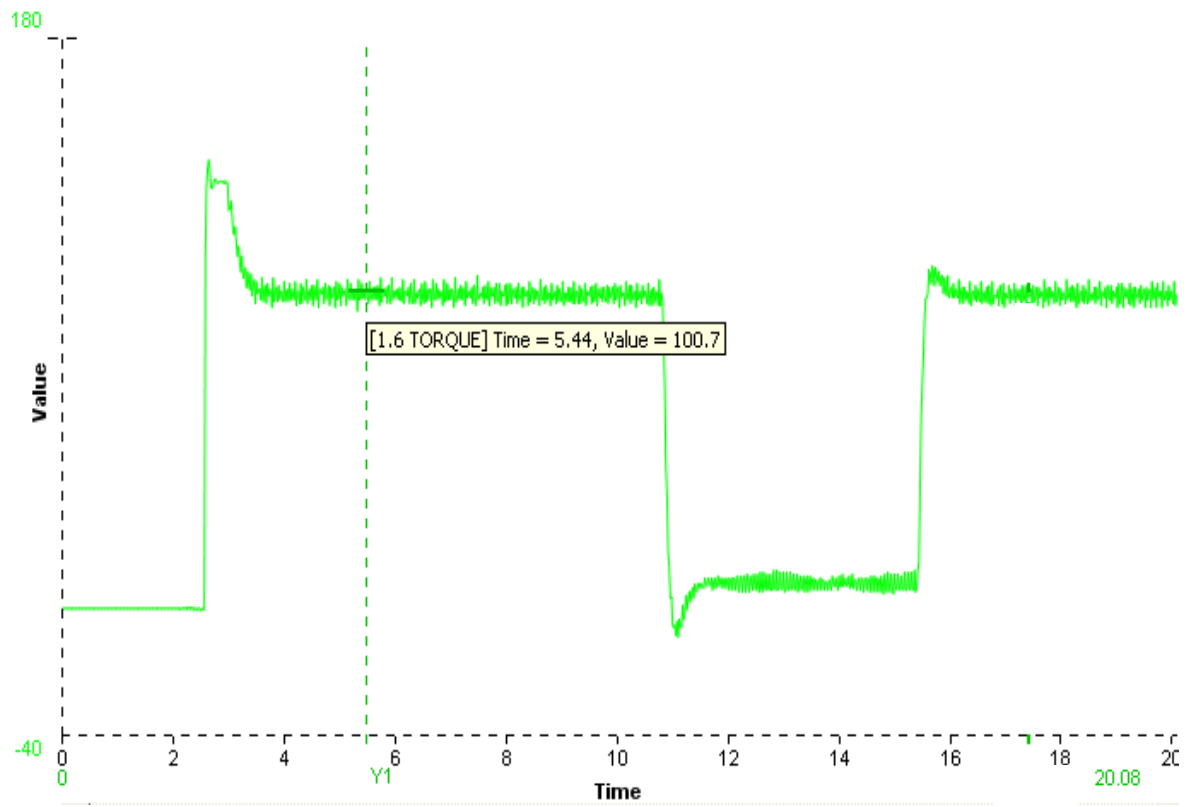
FIG. 6.10. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 1000 rrot/min.



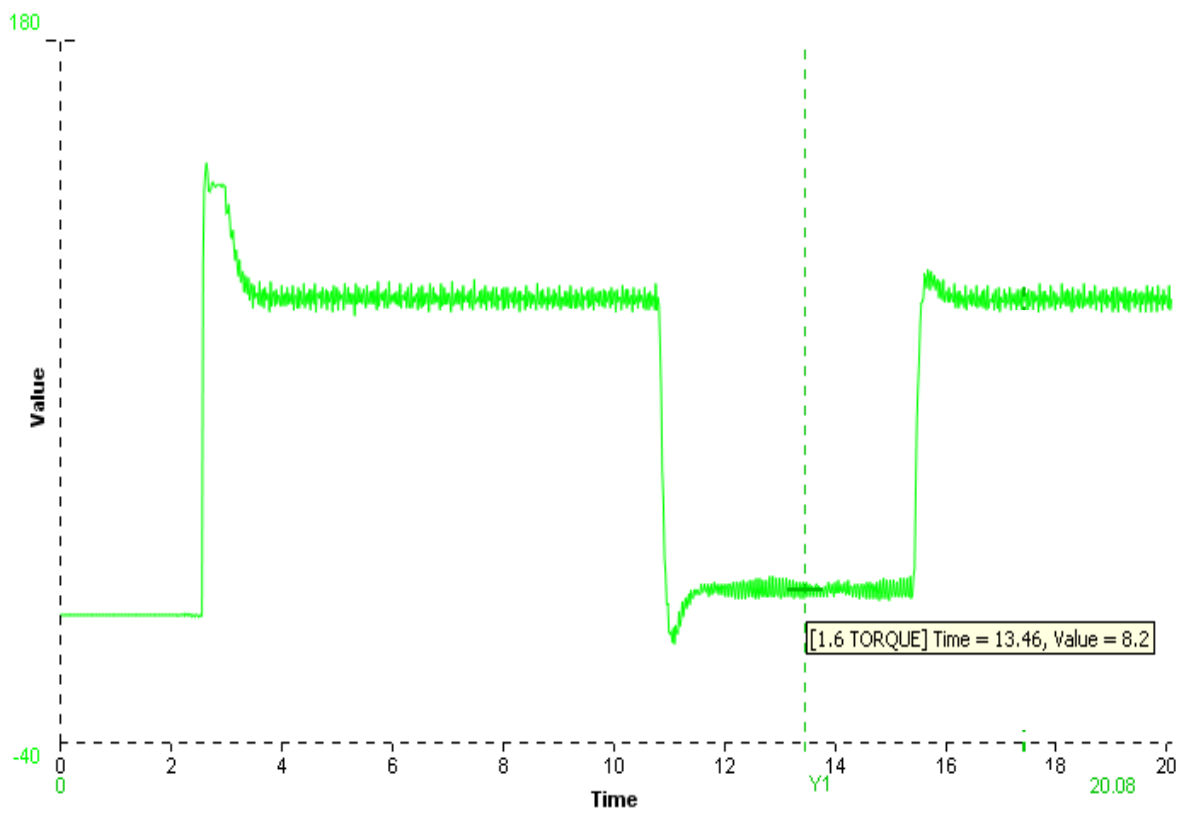
(a)



(b)



(c)



(d)

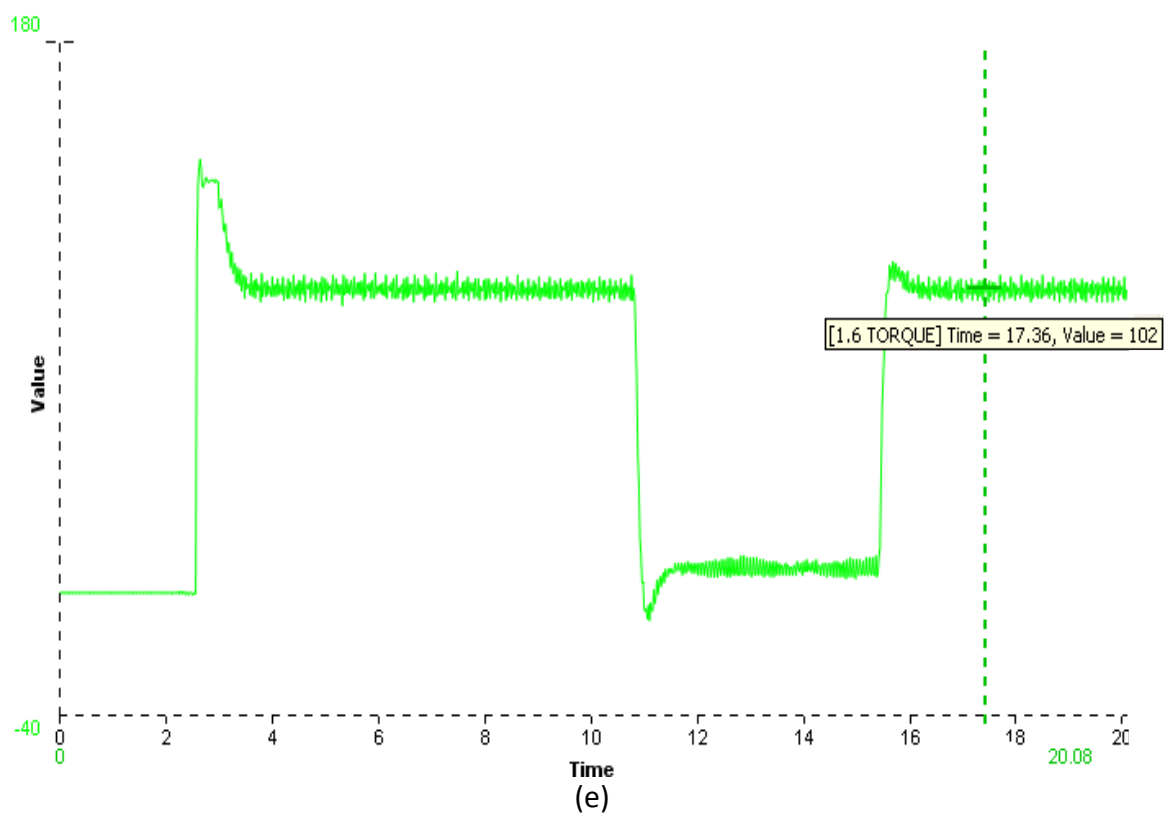
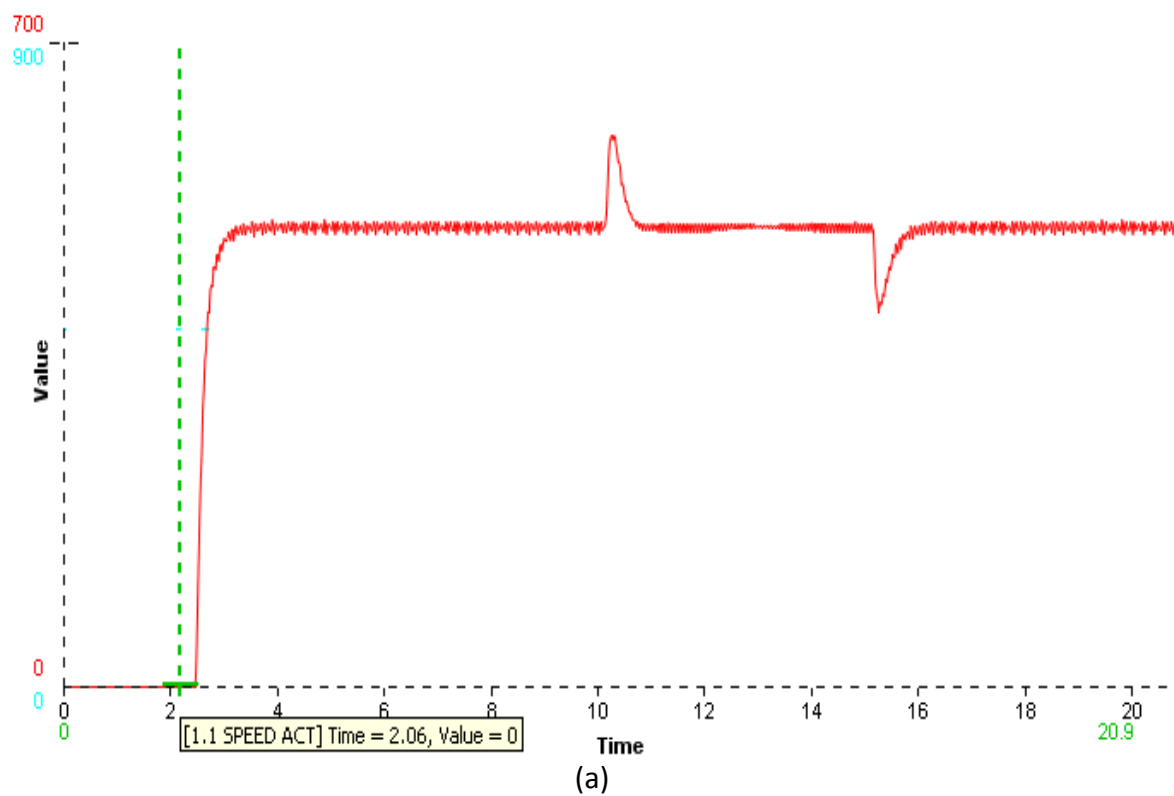
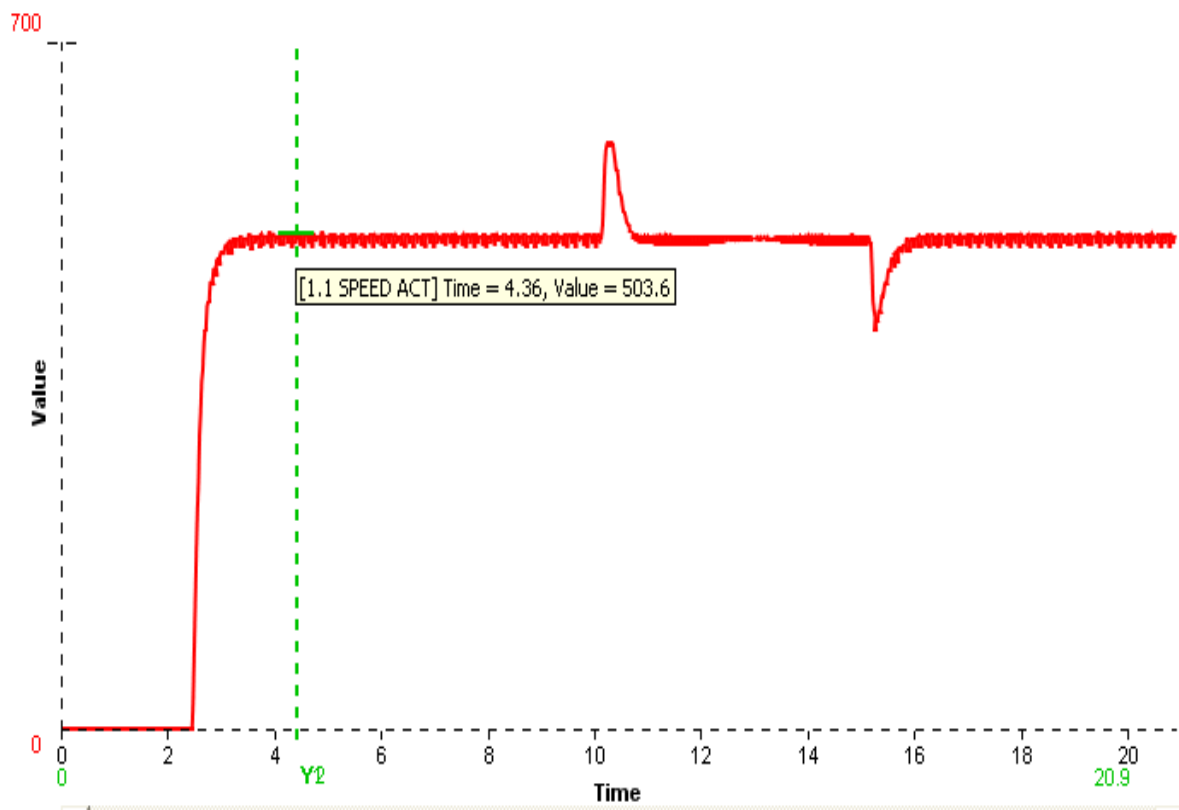


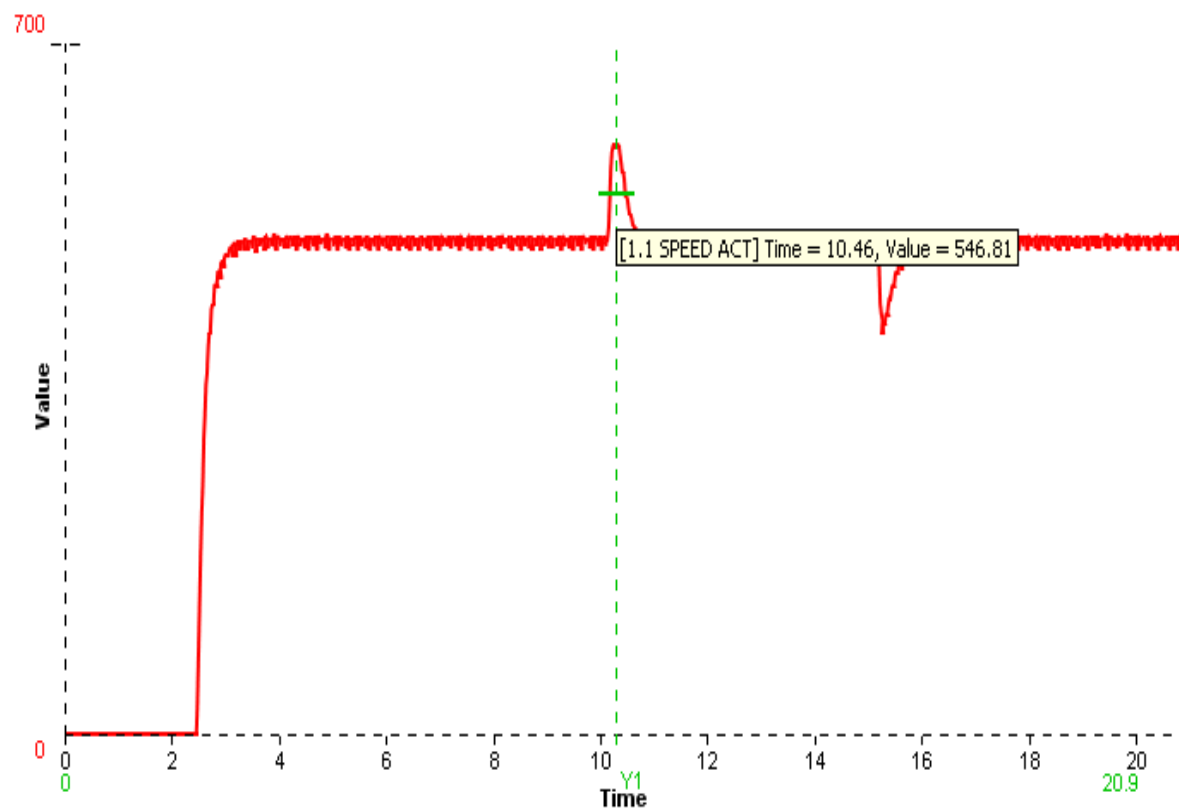
FIG. 6.11. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit.

- **Rasti III.** Shpejtësia e referencës $n = 500$ rrot/min

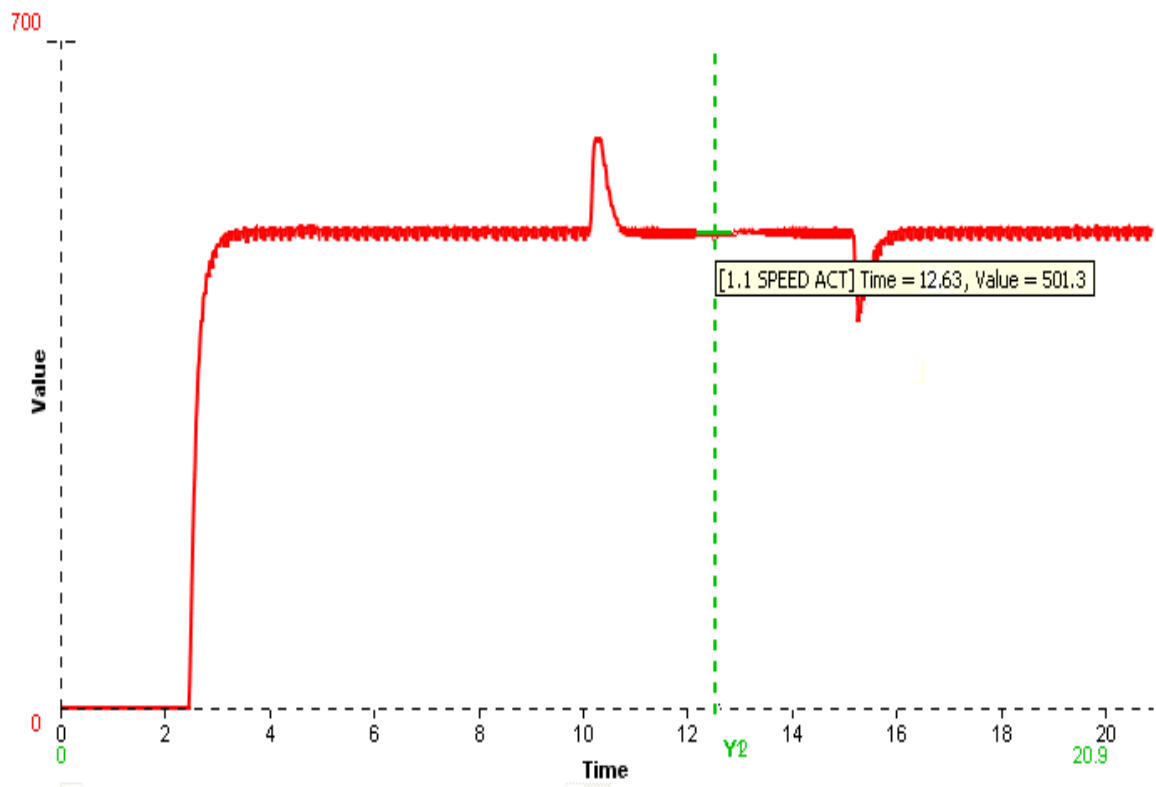




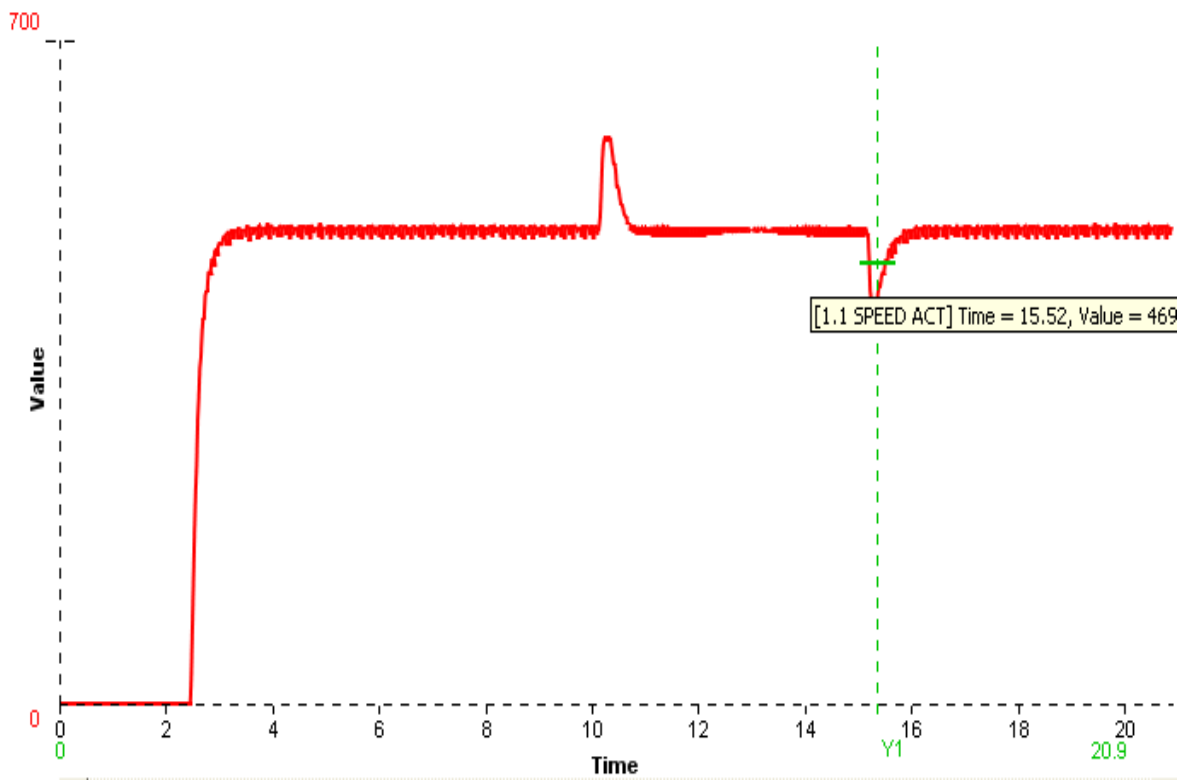
(b)



(c)



(d)



(e)

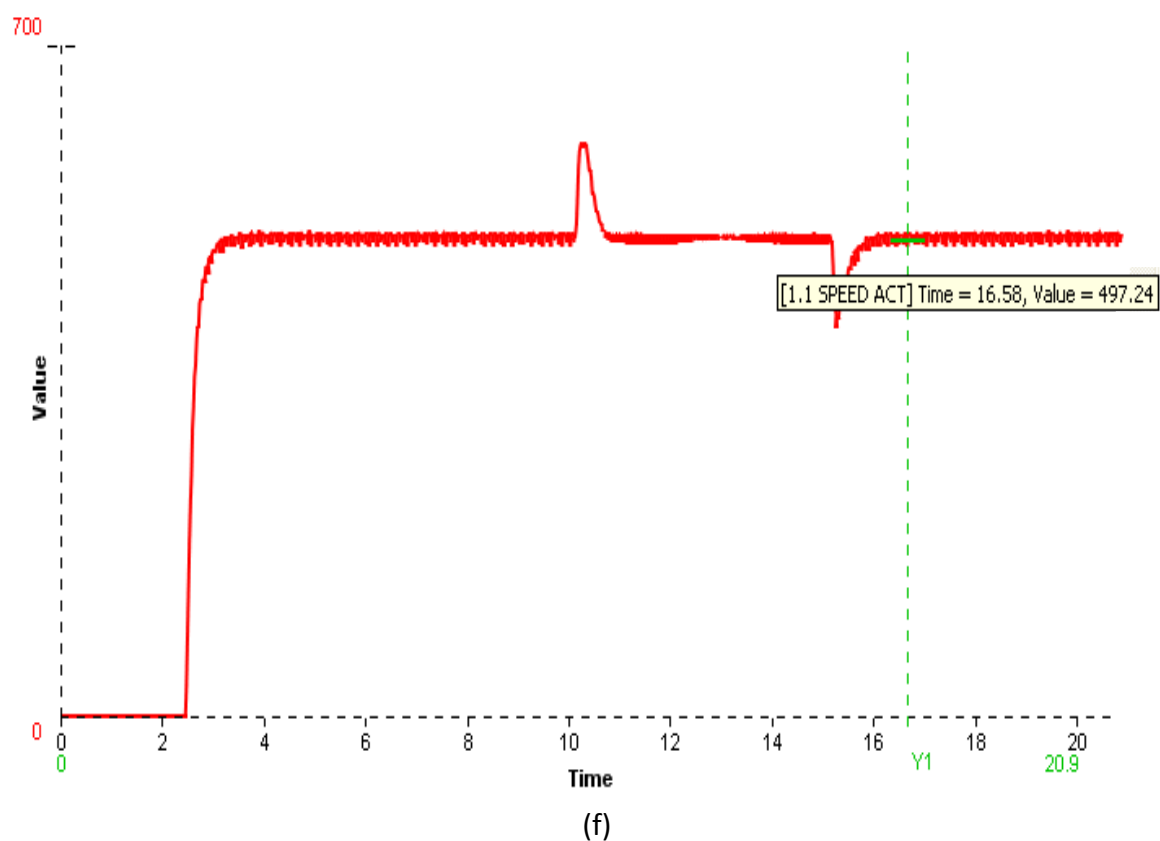
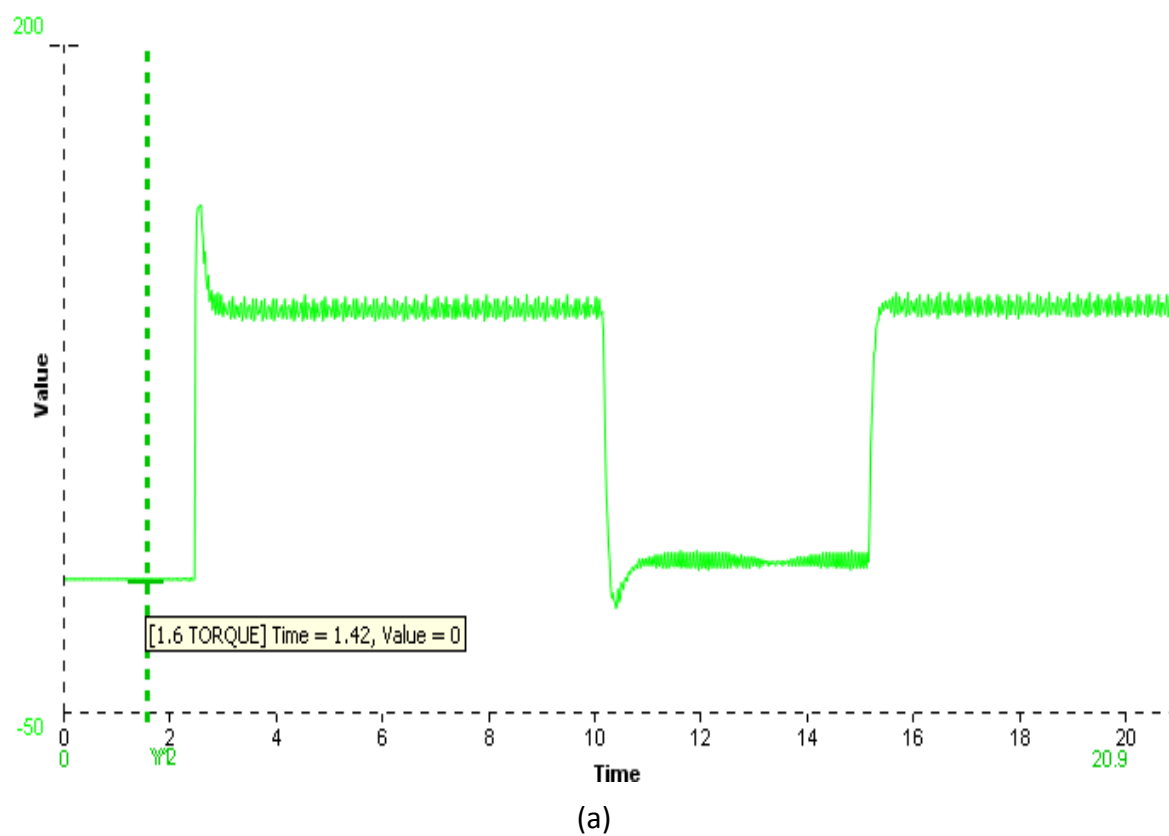
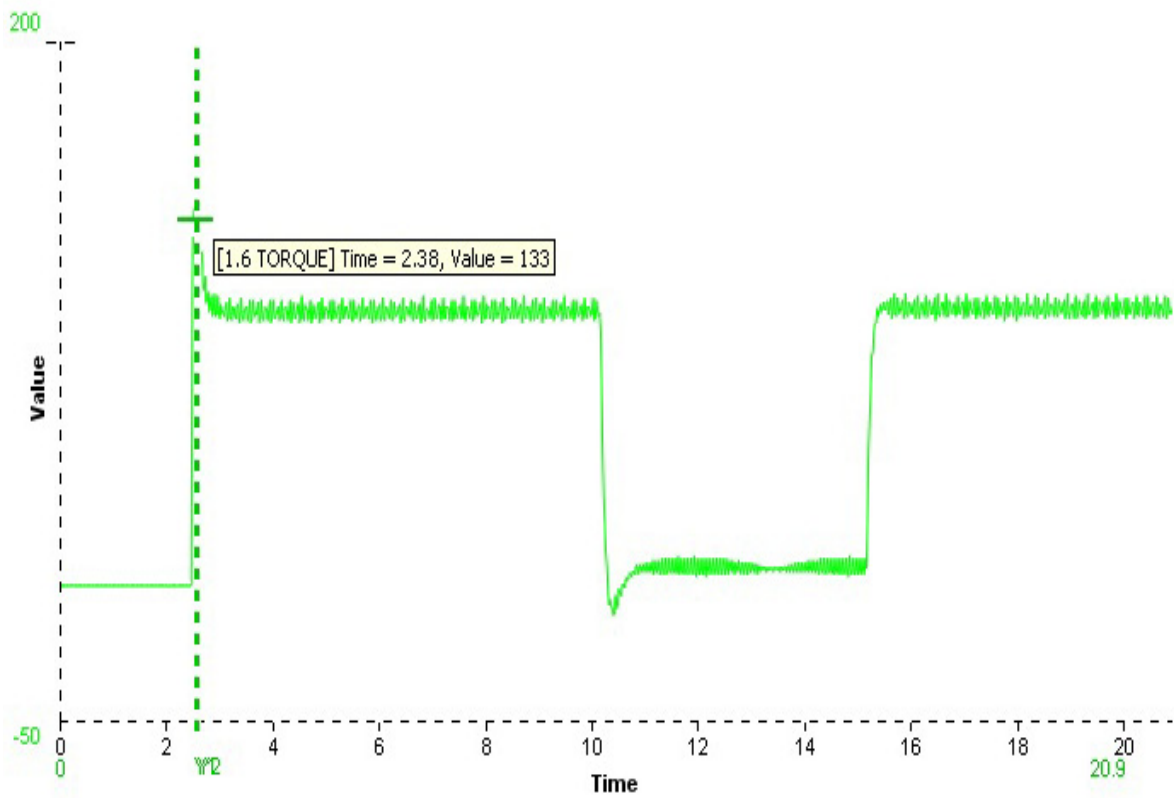
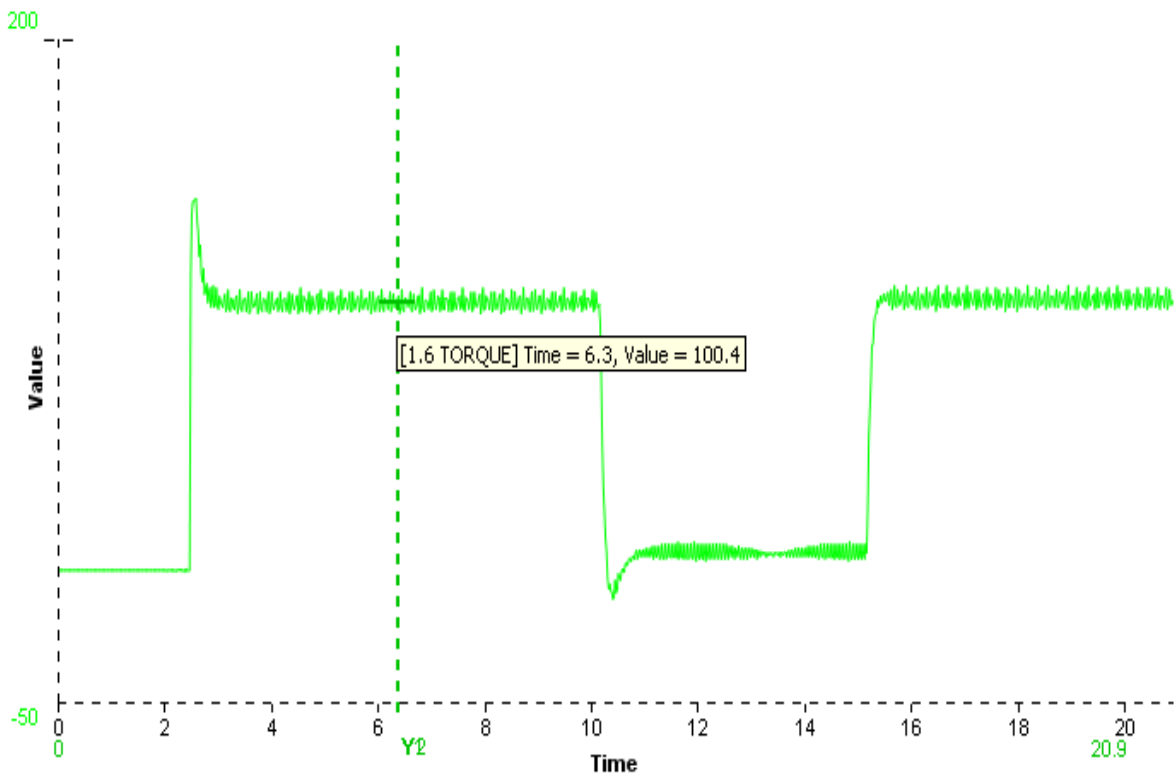


FIG. 6.12. Dinamika e shpejtësisë së motorit për shpejtësi reference 500 rrot/min.

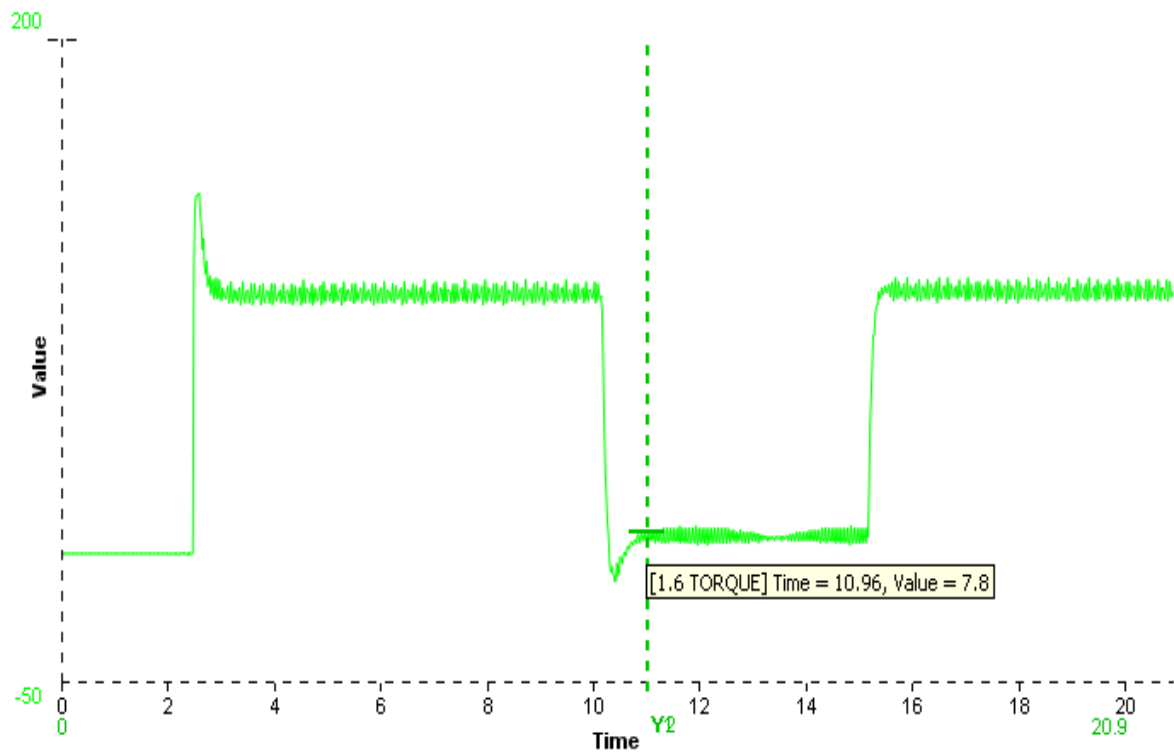




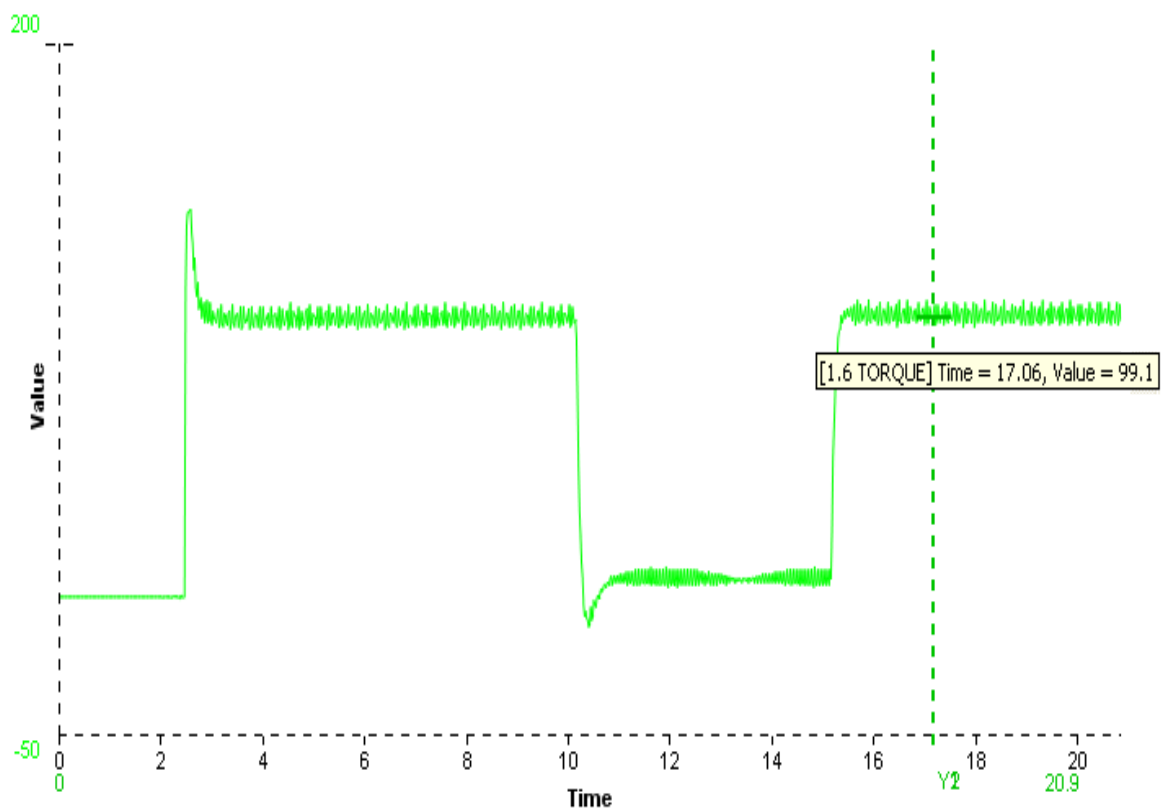
(b)



(c)



(d)



(e)

FIG. 6.13. Dinamika e momentit elektromagnetik të motorit.

PËRFUNDIME DHE REKOMANDIME

Në këtë punim u prezantua modeli, analiza, projektimi dhe realizimi i sistemeve të kontrollit pa sensor, skalar dhe me orientim të fluksit të rotorit, të shpejtësisë për transmissionet me motor asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër.

Nga studimi i literaturës dhe nga rezultatet e arritura arrijmë në përfundimet e mëposhtme:

- Monitorimi i shpejtësisë në çdo çast kohe i motorëve asinkronë është një kërkesë e domosdoshme për funksionimin e transmiseve elektrike me motor asinkron që mundësojnë kontrollin e shpejtësisë. Përdorimi i sensorëve mekanikë që montohen në bosht të motorit për monitorimin e shpejtësisë ka disa të meta nga ku më kryesoret janë rritja e konsiderueshme e kostos së transimit dhe ulja e besueshmërinë së funksionimit të tij. Për shkak të këtyre të metave, për monitorimin e shpejtësisë në sistemet e kontrollit të shpejtësisë të propozuara në këtë punim, nuk është përdorur sensor mekanik.
- Një metodë e monitorimit të shpejtësisë në motorët asinkronë trefazorë pa pasur nevojën e përdorimit të sensorit mekanik është ajo e harmonikave të kanaleve të rotorit. Në bazë të analizës teorike, frekuenca e sinjalit u_s për shkak të harmonikave të kanaleve të rotorit rezulton $f_s = [Z_r(1 - s)/p \pm f]$ dhe shpejtësia e rrotullimit të rotorit $n = 60/Z_r(f_s \pm f)$. Nga eksperimentet e zhvilluara ka rezultuar që kjo metodë e vlerësimit të shpejtësisë siguron saktësi të lartë. Një përparësi e madhe e kësaj metode është se vlerësimi i shpejtësisë me anë të harmonikave të kanaleve të rotorit nuk varet nga parametrat e modelit matematik të motorit. Një e mëtejshme e kësaj metode është se me zvogëlimin e shpejtësisë dhe për ngarkesa të vogla, amplituda e

harmonikës për shkak të kanaleve të rotorit zvogëlohet dhe i afrohet asaj të zhurmave. Gjithashtu një e metë tjetër e kësaj metode është vështirësia e veçimit të frekuencës së harmonikës për shkak të kanaleve të rotorit kur motori ushqehet nga shndërruesi i frekuencës.

- Vlerësimi i shpejtësisë duke u bazuar në modelin matematik të motorit është metoda më e përhapur në sistemet e kontrollit pa sensor të shpejtësisë të motorëve asinkronë trefazorë me rotor të lidhur në të shkurtër pasi është mjaft e thjeshtë për tu zbatuar dhe gjithashtu siguron një saktësi të lartë në një diapazon të gjerë të ndryshimit të shpejtësisë.

Është e kuptueshme që përderisa kjo metodë bazohet në modelin matematik të motorit atëherë çdo ndryshim i parametrave të motorit do të reflektohej në rezultatin e vlerësimit të shpejtësisë. Nga krahasimi i rezultateve të vlerësimit të shpejtësisë të marra nga vlerësuesi që bazohet në modelin matematik të motorit në të cilin parametrat e motorit merren të pandryshuara, njëri rast me rezistenca të llogaritura në temperaturën e mjedisit dhe tjetri kur kemi rritje prej 15% të rezistencave aktive të statorit dhe rotorit, arritëm në përfundimin që për shpejtësi shumë të vogla (frekuencë $f = 2.5$ Hz) gabimi i vlerësimit të shpejtësisë është relativisht i madh (8.5%). Rritja e saktësisë së vlerësimit të shpejtësisë për shpejtësi të vogla mund të bëhet duke vlerësuar parametrat e motorit në kohë reale.

- Për kontrollin e madhësisë dhe frekuencës së harmonikës kryesore të tensionit me të cilin ushqehet motori është përdorur inverteri trefazor i tensionit. Teknikat bazë të kontrollit të tensionit në dalje të inverterit janë tri: (1) teknika e modulimit sinusoidal në gjerësi të impulsit, (2) teknika e modulimit në gjerësi të impulsit nëpërmjet vektorit hapsinor dhe (3) teknika e modulimit në gjerësi të impulsit me anë të histerezit.

Pavarësisht se teknika e modulimit sinusoidal në gjerësi të implusit është një metodë mjaft e thjeshtë, nuk është përdorur për kontrollin e tensionit në dalje të inverterit pasi tensioni në dalje të inverterit ka më shumë harmonika se në rastin e përdorimit të dy teknikave të tjera. Ndryshe qëndron problemi i përdorimit të teknikës së modulimit në gjerësi të impulsit sipas vektorit hapsinor (SVPWM). Nga studimi i literaturës rezulton që teknika SVPWM siguron më pak harmonika në tensionin e

daljes së inverterit sesa modulimi sinusoidal dhe kjo ka qenë arsyeja e përdorimit të saj për kontrollin e tensionit në dalje të inverterit trefazor që është përdorur për realizimin e modelit në MATLAB/Simulink të sistemit të kontrollit skalar.

Ndërkohë teknika e modulimit në gjerësi të impulsit me anë të histerezit është përdorur për kontrollin e tensionit në dalje të inverterit për sistemin e kontrollit me orientim të fluksit të rotorit pasi ka një dinamikë më të shpejtë dhe një algoritëm më të thjeshtë se teknika e modulimit në gjerësi të impulsit sipas vektorit hapsinor.

- Kontrolli skalar i analizuar në kapitullin IV është mënyra më e thjeshtë për kontrollin e shpejtësisë në transmisionet me motor asinkron trefazor. Kjo teknikë bazohet në kontrollin e njëkohshëm të madhësisë dhe frekuencës së tensionit me të cilin ushqehet motori.

(i) Përparësi e madhe e kontrollit skalar është algoritmi i thjeshtë, gjë që krijon lehtësi në zbatimin e tij dhe për rrjedhojë çon në një kosto më të ulët të shndërruesit të frekuencës që përdor këtë teknikë.

(ii) Ndërmjet strategjive të kontrollit skalar, nga analiza teorike rezulton se strategjia skalare Volt/Herz = konstant të jetë më efiçasja në sistemet e kontrollit të shpejtësisë pa sensor të transmiseve me motor asinkron trefazor që nuk kanë kërkesa të larta sa i përket treguesve të cilësisë. Gjithashtu strategjia Volt/Herz = konstant siguron tregues teknik optimal të motorit për rastin kur mekanizimi që vihet në lëvizje nga motori ka një moment statik që nuk varet nga shpejtësia e motorit. Për pasojë strategjia e kontrollit skalar Volt/Herz = konstant është zgjedhur për realizimin në MATLAB/Simulink të sistemit të kontrollit skalar të shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër.

(iii) Nga analiza e rezultateve të përfuara nga simulimi u vu re që gjatë regjimeve dinamike kishim luhatje të konsiderueshme të momentit elektromagnetik që zhvillon motori. Këto luhatje të momentit bëjnë që shpejtësia e motorit gjatë regjimeve dinamike të ketë luhatje gjithashtu. Shkalla e luhatjeve të shpejtësisë është më e vogël se ajo e momentit elektromagnetik pasi inercia mekanike është shumë herë më e madhe se ajo elektromagnetike.

(iv) Frekuenca e komandimit të inverterit ndikon drejtpërsëdrejti në cilësinë e

momentit elektromagnetik që zhvillon motori dhe për rrjedhojë dhe në atë të shpejtësisë. Nga rezultatet u vu re që rritja e saj çon në zvogëlimin e ndryshimit të momentit elektromagnetik dhe për pasojë dhe të shpejtësisë. Kjo pasi me rritjen e frekuencës së komandimit të inverterit kemi përmirësimin e kurbës së vlerës së çastit të rrymës së motorit dhe për rrjedhojë dhe vlerës së çastit të fluksit magnetik të motorit.

(v) Brenda kufijve të ndryshimit të momentit elektromagnetik në regjim të vendosur u vu re gjithashtu modulimi i tij. Ky modulim i momentit shkaktohet për shkak se kontrolli skalar nuk mundëson kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit elektromagnetik të motorit. Ky modulim i momentit elektromagnetik shkakton gjithashtu luhajtje shtesë të shpejtësisë së motorit.

Nisur nga përfundimet e mësipërme, rekomandojmë që teknika e kontrollit skalar të përdoret në ato transmise që nuk kanë kërkesa të larta sa i përket treguesve të cilësisë.

- Nga analiza e bërë, na ka rezultuar që orientimi i fluksit të rotorit krahasuar me strategjitë e tjera të kontrollit me orientim fushe siç është orientimi i fluksit të statorit dhe fluksit të magnetizimit ka disa përparësi nga ku mund të veçojmë algoritmin e thjeshtë dhe dinamikën e shpejtë. Pas analizës teorike, është realizuar në MATLAB/Simulink sistemi i kontrollit pa sensor i shpejtësisë së motorit asinkron.

(i) Nga analiza e rezultateve të marra nga simulimi u pa që gjatë regjimeve dinamike, luhajtjet e momentit elektromagnetik që zhvillon motori janë shumë më të vogla krahasuar me rastin e kontrollit skalar. Kjo bën që shpejtësia gjatë regjimeve dinamike praktikisht të mos ketë luhajtje. Mosluhajtja e shpejtësisë gjatë regjimeve dinamike është shumë e dëshirueshme për mekanizmat që vihen në lëvizje nga motorët asinkronë.

(ii) Banda e rregullatorëve të histerezit ndikon drejtpërsëdrejti në cilësinë e momentit elektromagnetik që zhvillon motori dhe për pasojë dhe në atë të shpejtësisë. Nga rezultatet u pa që zvogëlimi i bandës së rregullatorëve të histerezit (rritja e frekuencës së komandimit të inverterit), njëlloj si për rastin e kontrollit skalar çon në zvogëlimin e ndryshimit të momentit elektromagnetik dhe për pasojë dhe të shpejtësisë.

(iii) Në dallim nga kontrolli skalar në kontrollin vektorial nuk kemi modulim të momentit elektromagnetik. Kjo për shkak se kontrolli me orientim fushe mundëson kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit elektromagnetik që zhvillon motori.

(iv) Sistemi i kontrollit i shpejtësisë me anë të orientimit të fluksit të rotorit siguron mbirregullim, gabim të shpejtësisë në regjim të vendosur, luhatje të shpejtësisë në regjim të vendosur dhe kohë lëshimi të transmisionit më të vogël sesa në rastin e kontrollit skalar për çdo vlerë të shpejtësisë së referencës dhe për çdo ngarkesë në bosht të motorit. Ky përmirësim i treguesve të cilësisë ndodh pasi sistemi i kontrollit me orientim fushe mundëson kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit në ndryshim nga kontrolli skalar.

(v) Kurbat e dinamikës së shpejtësisë dhe momentit elektromagnetik të motorit të marra nga simulimi dhe eksperimenti janë shumë afër njëra tjetrës gjë që dëshmon funksionimin më së miri të sistemit të kontrollit të shpejtësisë me orientim të fluksit të rotorit të propozuar në këtë punim.

Nga përfundimet e mësipërme, rekomandojmë strategjinë e kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me orientim të fluksit të rotorit si të përshtatshme për t'u përdorur në transmisionet elektrike të përpikmërisë së lartë siç janë ato të pozicionit.

Si kontribute modeste të këtij punimi mund të përmend:

- Analizën dhe projektimin e vlerësuesit të shpejtësisë së motorit bazuar mbi modelin matematik të tij dhe përdorimin me sukses në sistemet e kontrollit pa sensor të shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë.
- Studimin e ndikimit të ndryshimit të rezistencave aktive të statorit dhe rotorit në rezultatin e vlerësimit të shpejtësisë së motorit.
- Studimin e ndikimit të frekuencës së komandimit të inverterit në luhatjet e shpejtësisë së motorit.
- Realizimin e sistemeve të kontrollit skalar dhe me orientim të fluksit të rotorit pa sensor të shpejtësisë për motorët asinkronë trefazorë.

OBJEKTIVAT PËR TË ARDHMEN

Bazuar në njohuritë e fituara dhe rezultatet e arritura në këtë punim, mendoj që si objektiva plotësisht të mundur për tu realizuar në të ardhmen do jenë:

- Rrija e saktësisë së vlerësimit të shpejtësisë së motorit për zonën e shpejtësive të vogla duke bërë vlerësimin në kohë reale të parametrave të modelit matematik të motorit.
- Analiza dhe realizimi i vlerësuesve të tjerë të shpejtësisë së motorit asinkron siç janë vlerësuesi adaptiv me model reference dhe vlerësuesi bazuar mbi filtrin e Kalmanit.
- Analiza dhe realizimi i sistemeve të kontrollit të shpejtësisë pa sensor për motorët asinkronë trefazorë duke zbatuar strategjinë e kontrollit direkt të momentit.

LITERATURA

- [1] A.E. Fitzgerald, J. C. Kingsleys, S.D. Umans “*Electric Machinery*” Seventh Edition, Mc Graw Hill, 2013.
- [2] A.M. Trzynadlowski, “*The field orientation principle in control of induction motors*”, Kluwer Academic Publisher, 2000.
- [3] T. H. Barton, “Variable frequency variable speed AC drives”, *Electric Machines and Power Systems*, Vol.12, 2007, fq.143-163.
- [4] B.K. Bose: “Adjustable-speed AC drives”, *Proceedings IEEE*, 70, 1982, fq. 116-135.
- [5] D.P. Connors; D.A.Jarc: “Application considerations for AC drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19, 3, 1983, fq. 455-460.
- [6] R. Belmans, W.Geysen, F.Busschots, “Application of field oriented control in crane drives”, *Conf. Rec. IEEE-IAS*, 1991, fq. 347-353.
- [7] I. Boldea, S.A. Nasar: “Vector Control of Ac Drives”, CRC Press, 1992.
- [8] A. Pjetri, Y. Luga, A. Bardhi, “Kontrolli skalar i shpejtësisë së motorëve asinkronë pa sensor”, Konferenca Kombëtare “*Teknologjitë të Avancuara - Rruga Jonë e Zhvillimit*”, Universiteti Politeknik Tiranë, Tetor 2011.
- [9] C. Shauder, “Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, Nr. 5, October 1992, fq. 1054-1061.
- [10] J. Holtz, “Sensorless control of induction machines - with or without signal injection”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, Nr. 1, 2006, fq. 7-30.
- [11] M. Tsuji, Sh. Chen, Sh. Zhao, E. Yamada, “A Novel V/f Control of Induction Motors for Wide and Precise Speed Operation”, *SPEEDAM 2008, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2008, fq. 1130-1135.

-
- [12] R. Krishnan, "*Electric Motor Drives, Modeling, Analysis and Control*", Prentice Hall Inc, New Yersey, 2001.
 - [13] N. Xhoxhi, Y. Luga, E. Toska, "*Makinat Elektrike 2 (makinat asinkrone)*", SHBLU, 1989.
 - [14] M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, "*Control in Power Electronics Selected Problems*", Academic Press, 2002.
 - [15] G.R. Slemon; A.Straughen, "*Electric Machines*", Addison-Wesley Publishing Company, 1980.
 - [16] F.Blaschke: "The principle of Field Orientation Applied to the new Transvector Closed Loop Control System for Rotating Field machines", *Siemens Reveue*, Vol.39, 1972, fq.217-220.
 - [17] S.R.Bowes: "Steady state performance of PWM inverter drives ", *Proceedings IEEE*, B, 130, 1984, fq. 229-244.
 - [18] D. Finney: "*Variable-Frequency Ac Motor Drive Systems*", Peter Peregrinus, 1988.
 - [19] W.Leonhard, "*Control of Electric Drives*", Springer-Verlag 1985.
 - [20] B.K. Bose, "*Modern Power Electronics and AC Drives*", Prentice Hall, 2001.
 - [21] D. W. Novotny; T. A. Lipo, "*Vector Control and Dynamics of AC Drives*", Oxford Science Publications, 1996.
 - [22] P. Vas, "*Vector Control of AC Machines*", Oxford University Press, 1990.
 - [23] M. Depenbrock, "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, October 1992, fq. 420-429.
 - [24] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 5, September/October 1986, fq. 820-827.
 - [25] P. Vas, "*Sensorless Vector and Direct Torque Control of AC Machines*", Oxford University Press, 2003.
 - [26] Y.-S. Lai, W.-K. Wang, Y.-C. Chen, "Novel Switching Techniques for Reducing the Speed Ripple of AC Drives With Direct Torque Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, Issue: 4, Aug. 2004, fq.768-775.
 - [27] R. Marino, P. Valigi, "Nonlinear control of induction motors: A simulation study", in *European Control Conference*, Grenoble, France, 1991, fq. 1057-1062.

-
- [28] M. Dal, "Sensorless direct vector control of induction motor with a unified sliding mode observer", *Mechatronics, ICM '04. Proceedings of the IEEE International Conference*, 2004, fq. 117-122.
- [29] I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1993, vol. 40, fq. 23-36,
- [30] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 38, Issue: 2, Feb. 1993, fq. 208-221.
- [31] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, "Adaptive partial feedback linearization of induction motors", in *Proc. of the 29th Conference on Decision and Control*, Honolulu, Hawaii, Dec. 1990, fq.3313-3318.
- [32] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, H. Sira-Ramirez, "*Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*", Springer Verlag, London, 1998.
- [33] Y. Luga, "Modelimi matematik i makinave të rrymes alternative", leksione të shkruara, 1983.
- [34] P. Vas, "*Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approach*", OUP Oxford, 1998.
- [35] P. Vas, "*Parameter estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines*", Oxford University Press, New York, 1993.
- [36] Y. Luga, "Makinat e rrymës së vazhduar", SHBLU, 2003.
- [37] A. Pjetri, Y. Luga, M. Braneshi, A. Bardhi, "Speed Estimation of Induction Motors With Rotor Slot Harmonics", 11-12 October 2012, Athens , Greece, *5th International Scientific Conference on "Energy and Climate Change"*.
- [38] I. Boldea, A.S. Nasar, "*The Induction Machine Handbook*". Crc Press, 2002.
- [39] A. Pjetri, Y. Luga, A. Bardhi, "Sensorless speed rotor flux oriented control of three phase induction motor", *European Scientific Journal*, November 2015, edition vol.11, Nr.33, fq. 133- 142.
- [40] A. Xhuvani: "*Elektronika e fuqisë*", SHBLU, 2004.
- [41] V. Blasko, "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, Issue: 3, May-June 1997, fq.756-764.
- [42] B. K. Bose, "*Modern Power Electronics and AC drives*", Prentice-Hall, 2002.
- [43] D. Casadei, G. Serra, K. Tani, "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, Issue: 4, July 2000, fq.769-777.

-
- [44] T. Chen, Y. Lai, C. Liu, "A new space vector modulation technique for inverter control" *Power Electronics Specialists Conference*, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE, Vol. 2, 27 June-1 July 1999, fq.777-782.
- [45] B.Wu, "High-Power Converters and Ac Drives", *The Institute of Electrical and Electronics Engineers IEEE*, Inc, 2006.
- [46] J.G. Ziegler; N.B. Nichols, "Closed Loop Tuning", *IEEE*, 1942.
- [47] A. Pjetri, Y. Luga, A. Bardhi, "Kontrolli i shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë me anë të orientimit të fluksit të rotorit", *BSHT*, Vëllimi 1, 2015, Tiranë.
- [48] D. C. Lee, S. K. Sul, M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 30, no. 5, 1994, fq. 1247-1257.
- [49] G. C. Raj, D. P. Renuga, M. A. Prasana, "Improved Indirect Rotor Flux Oriented Control of PWM Inverter fed Induction Motor Drives" *ACEEE Int. J. on Electrical and Power Engineering*, Dec 2010, Vol. 01, No. 03.
- [50] G. E. Perez, "On field-oriented control of induction motors: tuning of the PI gains for performance enhancement". *IEEE Trans. on Industry Application* 1998, vol.1, fq.971-976.
- [51] A. S. Bazanella, R. Reginatto, "Brief Robust tuning of the speed loop in indirect field oriented control of induction motors" *IFAC*, 2001, vol. 37, fq. 1811-1818.