

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BLOCK-PULSE FONKSİYONLARI KULLANILARAK
ENDÜKSİYON MOTORLARIN DURUM
DEĞİŞKENLERİN KESTİRİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Müh. Adem EGE

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK
Tez Danışmanı : Doç. Dr. Saadettin AKSOY

Şubat 2009

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BLOCK-PULSE FONKSİYONLARI KULLANILARAK
ENDÜKSİYON MOTORLARIN DURUM
DEĞİŞKENLERİNİN KESTİRİMİ**

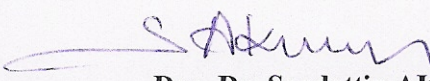
YÜKSEK LİSANS TEZİ

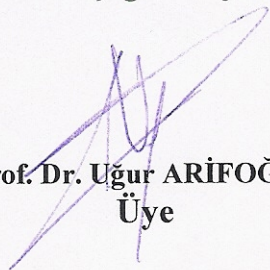
Elektronik ve Haberleşme Müh. Adem EGE

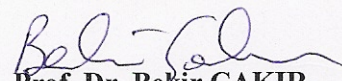
Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Bu tez 26 / 01 / 2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.


Doç. Dr. Saadettin AKSOY
Jüri Başkanı


Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU
Üye


Prof. Dr. Bekir ÇAKIR
Üye

TEŞEKKÜR

BaŐta, bu tez çalıŐmam sũresince bana her tũrlũ desteği veren ve gerekli yũnlendirmeleri yapan, bilgi ve deneyimi ile bana her zaman yol gũsteren ve tezime son Őekliini vermemde yardımcı olan değerli hocam Doç. Dr. Saadettin AKSOY'a çok teŐekkũr ederim. Tez alıŐmamım içeriğinin zenginleŐtirilmesinde yũksek lisans eğitimim sũresince bana emeği geçen diğer tũm Sakarya Őniversitesi Elektronik Bũlũmũ oğretim Őyelerine de teŐekkũrũ bir borç bilirim. Eęitimim konusunda her tũrlũ Őzveriyi gũsteren ve her zaman destek veren aileme ve sevgili eŐime...

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	vi
ÖZET.....	viii
SUMMARY.....	ix
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2.	
ÜÇ FAZLI BİR ASEKRON MOTORUN D-Q EKSEN SİSTEMİNDE MATEMATİKSEL MODELLENMESİ.....	2
2.1. Giriş.....	2
2.2. Üç Fazlı Bir Asekron Motorun D-Q Eksen Sisteminde Matematiksel Modeli.....	2
BÖLÜM 3.	
BLOCK-PULSE FONKSİYONLARI.....	7
3.1. Giriş.....	7
3.2. Block-Pulse Fonksiyonları.....	7
3.3. Doğrusal Bir Sistemin Durum Denklemlerinin BPF ile Çözümü.....	13
BÖLÜM 4.	
KESTİRİM ALGORİTMASI.....	17

4.1. Giriş.....	17
4.2. Kestirim Algoritması.....	17
BÖLÜM 5.	
PROGRAMLAMA.....	24
5.1. Giriş.....	24
5.2. Program Akış Diyagramı.....	25
5.3. Program Kodları.....	26
BÖLÜM 6.	
UYGULAMALAR.....	31
6.1. Giriş.....	31
6.2. Uygulama 1.....	33
6.3. Uygulama 2.....	39
6.4. Uygulama 3.....	45
BÖLÜM 7.	
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	51
KAYNAKLAR.....	52
ÖZGEÇMİŞ.....	53

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

BPF	: Block-Pulse Fonksiyonu
A	: Sistem durum matrisi
B	: Sistemin giriş matrisi
C	: Sistemin çıkış matrisi
G	: Geri beleme matrisi
$\hat{x}(t)$: Kestirim vektörü
$\hat{e}(t)$: Kestirim yanılğı vektörü
m	: Adım sayısı
T	: Periyot
J	: Özdeğerler
In	: Birim matris
Vqs ,Vds	: D-Q eksen sisteminde stator gerilim bileşenleri
Iqs , Ids	: D-Q eksen sisteminde stator akım bileşenleri
Iqr , Idr	: D-Q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akım bileşenleri
Rs , Rr	: Stator ve indirgenmiş rotor sargı dirençleri
Ls , Lr	: Stator ve indirgenmiş rotor sargı endüktansları
fqr ,fdr	: d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akı bileşenleri
M	: Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans
wr	: Rotor açısal hızı
p=d/dt	: Türev operatörü
BPF	: Block-Pulse Fonksiyonu
A	: Sistem durum matrisi
B	: Sistemin giriş matrisi

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1.a	Block-pulse fonksiyonları.....	8
Şekil 3.1.b	BPF'nın entegralleri.....	8
Şekil 3.2.c	BPF'nın geriye dönük entegralleri.....	8
Şekil 4.1.	Kestirim algoritmasına ilişkin blok gösterimi.....	17
Şekil 4.2.	Kestirim algoritması için benzetim diyagramı.....	19
Şekil 6.1.a	Sinüzoidal besleme için V_{qs} ve V_{ds} geriliminin zamana göre değişimi.....	33
Şekil 6.1.b	Sinüzoidal gerilimde ω_r açısal hızın örnek sayısına göre değişimi.....	33
Şekil 6.2.	Sinüzoidal besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$).....	34
Şekil 6.3.	Sinüzoidal besleme için Rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$).....	35
Şekil 6.4.	Sinüzoidal besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$).....	36
Şekil 6.5.	Sinüzoidal besleme için Rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$).....	37
Şekil 6.6.	150 ve 250 katlı kutupları için stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatası eğrileri (Sinüzoidal besleme)	38
Şekil 6.7.a	6 adım besleme için V_{qs} ve V_{ds} geriliminin zamana göre değişimi.....	39
Şekil 6.7.b	6 adım besleme için rotor açısal hızın zamana göre değişimi	39
Şekil 6.8.	6 adım besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$).....	40
Şekil 6.9.	6 adım besleme için Rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$).....	41

Şekil 6.10.	6 adım besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$).....	42
Şekil 6.11.	6 adım besleme için rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$).....	43
Şekil 6.12.	150 ve 250 katlı kutupları için stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatası eğrileri (6 adım besleme).....	44
Şekil 6.13.a	PWM besleme için V_{qs} ve V_{ds} geriliminin zamana göre değişimi.....	45
Şekil 6.13.b	PWM besleme için rotor açısal hızın zamana göre değişimi.....	45
Şekil 6.14.	PWM besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$).....	46
Şekil 6.15.	PWM besleme için Rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$).....	47
Şekil 6.16.	PWM besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$).....	48
Şekil 6.17.	PWM besleme için rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$).....	49
Şekil 6.18.	150 ve 250 katlı kutupları için stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatası eğrileri (PWM besleme).....	50

ÖZET

Anahtar kelimeler: Asenkron motor, Durum uzayında modelleme, DQ dönüşümü, Gözlemleyiciler, Block-Pulse fonksiyonları.

Bu çalışmada üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun durum değişkenlerinin kestirimi için yalnızca stator gerilimi ve rotor açısal hızı ölçümlerini kullanan yinelemeli bir kestirim algoritması önerilmiştir. Motorun stator akım ve rotor akı bileşenlerinin durum vektörünü oluşturduğu dördüncü mertebeden durum modelini esas alan algoritma, block-pulse fonksiyonlarını kullanır. T örnekleme aralığı olmak üzere, $nT \leq t \leq (n+1)T$ entegrasyon adım aralığı için söz konusu modeli doğrusal olarak kabul edebilmek için söz konusu aralıkta rotor açısal hızının değişmediği varsayılmıştır. Önerilen algoritmada kullanılan G geri besleme kazanç matrisinin belirlenebilmesi için gerekli olan gözlemleyici kutupları (öz değerler) keyfi olarak seçilmiştir. Gözlemleyici dinamiğini belirleyen söz konusu kutupların sol yarı s düzleminde yeteri kadar büyük seçilmesi, kestirim sonuçlarının gerçek çözüme daha kısa bir sürede yakınsadığını göstermiştir.

Önerilen kestiricinin performansını gözleyebilmek için, sincap kafesli bir asenkron motor değişik çalışma koşullarında sinüzoidal, 6 adım ve PWM gerilim kaynakları ile beslenmiştir. Elde edilen kestirim sonuçları, PPF için örnek sayısı yeterince büyük seçildiğinde durum değişkenlerine ilişkin simülasyon ve kestirim sonuçlarının oldukça uyumlu olduklarını göstermiştir.

ESTIMATION OF STATE VARIABLES OF INDUCTION MOTORS BY USING BLOCK-PULSE FUNCTIONS

SUMMARY

Key Words: Induction Motor, State Space Modelling, DQ Transform, Observers, Block-Pulse Functions (BPF).

In this study, an estimation algorithm is proposed to estimate the state variables of a squirrel-cage three phase induction motor using only stator voltage and rotor angular speed measurements. The proposed recursive algorithm, which is based on 4th degree state model that composes stator current and rotor flux components uses block-pulse functions. In order to accept mentioned model linear in interval $nT \leq t \leq (n+1)T$ integration step as T is sampling interval, it is assumed that rotor angular speed is constant for this interval. In order to specify the feedback gain matrix G used in proposed algorithm, observer poles was chosen arbitrary. As poles of the observer that determines observer error dynamic move to the left in the left half s -plane, the estimation curves are illustrated converge to the true solution in a shorter time.

A squirrel-cage induction motor is fed from sinusoidal, six-steps and, PWM sources at different times in order to observe the performance of the proposed estimator for different operation conditions. When the number of samples for BPF is sufficiently large, the estimation results illustrate the fact that simulation and estimation values of the state variables are in good agreement.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Vektör denetimli endüksiyon motorların analizi, benzetimi ve denetimi uygulamalarında motorun yalnızca uç büyüklüklerini (stator gerilimi, akımı ve rotor açısız hızı) kullanarak rotor akı bileşenlerinin kestirimi oldukça önemlidir. Bununla birlikte değişik çalışma koşullarında motor parametreleri de değişebilmektedir[1]. Özellikle doğrudan vektör denetiminde akı ölçümlerinin güvenilirliği ve ekonomik olmayışı önemli bir sorundur. Bu nedenle literatürde akı ve parametre kestirimini hedefleyen birçok çalışma yapılmaktadır[2,3].

Bu çalışmada yalnızca stator gerilimi ve rotor açısız hızını kullanarak rotor akı bileşenlerinin kestirimini amaçlayan bir kestirim algoritması önerilmektedir. Motorun stator akımı ve rotor akı bileşenlerinin durum vektörünü oluşturduğu dördüncü mertebeden durum modelini esas alan algoritma, block-pulse fonksiyonları yaklaşıklığını kullanmaktadır. T örnekleme aralığı olmak üzere, $nT \leq t \leq (n+1)T$ entegrasyon adım aralığı için söz konusu modeli doğrusal olarak kabul edebilmek için bu aralıkta rotor açısız hızının değişmediği varsayılmaktadır. Pratikte stator akım bileşenlerinin hesabına gereksinim duyulmamasına karşın, algoritmanın bütünlüğü ve kestirim algoritmasının performansının incelenebilmesi amacıyla rotor akı bileşenlerine ek olarak kestirilmektedir.

Önerilen algoritma için MATLAB programlama dili ve giriş verileri olarak sincap kafesli asenkron motorun değişik çalışma koşullarına ilişkin benzetim verileri kullanılmıştır. Önerilen algoritma PWM, altı adım ve doğrudan beslemeli sincap kafesli bir asenkron motora değişik çalışma koşullarında uygulanmıştır. Elde edilen kestirim sonuçlarının benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumlu olduğu gözlenmiştir.

BÖLÜM 2. ÜÇ FAZLI BİR ASEKRON MOTORUN D-Q EKSEN SİSTEMİNDE MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

2.1. Giriş

Bu bölümde üç fazlı asekron motorun d-q eksen sisteminde matematiksel modeli hakkında bilgi verilecektir

2.2. Üç Fazlı Bir Asekron Motorun D-Q Eksen Sisteminde Matematiksel Modeli

Üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun d-q eksen sisteminde, keyfi w açısal hızında dönmekte olan referans eksen takımına göre gerilim denklemleri:

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + p\lambda_{qs} + w\lambda_{ds} \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + p\lambda_{ds} + w\lambda_{qs} \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= R_r I_{qr} + (w - w_r)\lambda_{dr} + p\lambda_{qr} \\ 0 &= R_r I_{dr} + (w - w_r)\lambda_{qr} + p\lambda_{dr} \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

Akı denklemleri:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \lambda_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \lambda_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

bağıntıları ile verilebilir.

(2.3) bağıntıları ile verilen akı eşitlikleri (2.1) de yerleştirilirse,

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + p(L_s I_{qs} + M I_{qr}) + w(L_s I_{qs} + M I_{qr}) \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + p(L_s I_{ds} + M I_{dr}) - w(L_s I_{ds} + M I_{dr}) \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

elde edilir. (2.2) den ise aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$\left. \begin{aligned} p\lambda_{qr} &= -(w - w_r)\lambda_{dr} - R_r I_{qr} \\ p\lambda_{dr} &= (w - w_r)\lambda_{qr} - R_r I_{dr} \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

(2.2) den I_{qr} ve I_{dr} çekilip (2.5) ve (2.6) da yerlerine yerleştirilirse

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + pL_s I_{qs} + wL_s I_{qs} + p\frac{M}{L_r}\lambda_{qr} - p\frac{M^2}{L_r}I_{qs} + w\frac{M}{L_r}\lambda_{dr} - w\frac{M^2}{L_r}I_{ds} \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + pL_s I_{ds} - wL_s I_{ds} + w\frac{M}{L_r}\lambda_{qr} + w\frac{M^2}{L_r}I_{qs} + p\frac{M}{L_r}\lambda_{dr} - p\frac{M^2}{L_r}I_{ds} \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

$$\left. \begin{aligned} p\lambda_{qr} &= -(w - w_r)\lambda_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\lambda_{qr} + \frac{R_r M}{L_r}I_{qs} \\ p\lambda_{dr} &= (w - w_r)\lambda_{qr} - \frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr} + \frac{R_r M}{L_r}I_{ds} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

eşitlikleri elde edilir. (2.7) ve (2.8) eşitlikleri için gerekli düzenlemeler yapılırsa:

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) p I_{qs} + w(L_s - \frac{M^2}{L_r}) I_{ds} + \frac{M}{L_r} p \lambda_{qr} + w \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) p I_{ds} - w(L_s - \frac{M^2}{L_r}) I_{qs} + \frac{M}{L_r} p \lambda_{dr} - w \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

$$\left. \begin{aligned} p \lambda_{qr} &= -(w - w_r) \lambda_{dr} - \frac{1}{\tau} \lambda_{qr} + \frac{M}{\tau} I_{qs} \\ p \lambda_{dr} &= (w - w_r) \lambda_{qr} - \frac{1}{\tau} \lambda_{dr} + \frac{M}{\tau} I_{ds} \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

eşitlikleri elde edilir. (2.10) eşitliklerini (2.9) da yerleştirirsek

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) p I_{qs} + w(L_s - \frac{M^2}{L_r}) I_{ds} - \frac{M}{L_r} (w - w_r) \lambda_{dr} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{qr} + \frac{M^2}{L_r \tau} I_{qs} + w \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) p I_{ds} - w(L_s - \frac{M^2}{L_r}) I_{qs} + \frac{M}{L_r} (w - w_r) \lambda_{qr} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{dr} + \frac{M^2}{L_r \tau} I_{ds} - w \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

eşitlikleri elde edilir. (2.10) eşitliğinin her iki yanını (τ) ile çarpıp düzenlersek

$$\left. \begin{aligned} M I_{qs} - (1 + p \tau) \lambda_{qr} - (w - w_r) \tau \lambda_{dr} &= 0 \\ M I_{ds} - (1 + p \tau) \lambda_{dr} + (w - w_r) \tau \lambda_{qr} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

eşitlikleri elde edilir. (2.11) eşitliklerini tekrar düzenlersek:

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= [R_s + \frac{M^2}{L_r \tau} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) p] I_{qs} + w(L_s - \frac{M^2}{L_r}) I_{ds} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{qr} + w_r \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} \\ V_{ds} &= [R_s + \frac{M^2}{L_r \tau} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) p] I_{ds} - w(L_s - \frac{M^2}{L_r}) I_{qs} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{dr} - w_r \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

eşitlikleri elde edilir.

(2.12) eşitliklerinin her iki yanını $(\frac{M}{L_r})$ ile çarparsak.

$$\left. \begin{aligned} \frac{M^2}{L_r} I_{qs} - (1 - p\tau) \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} - (w - w_r) \frac{M}{L_r} \tau \lambda_{dr} &= 0 \\ \frac{M^2}{L_r} I_{ds} - (1 + p\tau) \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} + (w - w_r) \frac{M}{L_r} \tau \lambda_{qr} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

Eşitlikleri elde edilir. Sonuç olarak (2.13) ve 2.14) eşitliklerini birleştirerek asenkron motorun d-q eksen sistemi matematiksel modeline ilişkin aşağıdaki durum uzayı matematiksel eşitliklerini yazabiliriz.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + \frac{L_0}{\tau}) + (L_s - L_0)p & w(L_s - L_0) & -\frac{1}{\tau} & w_r \\ -w(L_s - L_0) & (R_s + \frac{L_0}{\tau}) + (L_s - L_0)p & -w_r & -\frac{1}{\tau} \\ \frac{M^2}{L_r} & 0 & -(1 + p\tau) & -\tau(w - w_r) \\ 0 & \frac{M^2}{L_r} & \tau(w - w_r) & -(1 + p\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Son bağıntı ile verilen matematiksel eşitlikte;

$$\left. \begin{aligned} \tau &= L_r / R_r \\ L_0 &= M^2 / L_r \\ a &= (R_s + L_0 / \tau) \\ b &= (L_s - L_0) \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

$$[\phi_{qr} \quad \phi_{dr}]^t = (M / L_r) [\lambda_{qr} \quad \lambda_{dr}]^t$$

dönüşümlerini göz önüne alırsa

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a + bp & 0 & -1/\tau & w_r \\ 0 & a + bp & -w_r & -1/\tau \\ L_0 & 0 & -(1 + p\tau) & \tau w_r \\ 0 & L_0 & -\tau w_r & -(1 + p\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

eşitliği elde edilir.

Burada;

V_{qs}, V_{ds} : d-q eksen sisteminde stator gerilim bileşenleri

I_{qs}, I_{ds} : d-q eksen sisteminde stator akım bileşenleri

I_{qr}, I_{dr} : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akım bileşenleri

R_s, R_r : stator ve indirgenmiş rotor sargı dirençleri

L_s, L_r : stator ve indirgenmiş rotor sargı endüktansları

ϕ_{qr}, ϕ_{dr} : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akı bileşenleri

M : Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans

ω_r : rotor açısal hızı

$p=d/dt$: türev operatörü

Kestirim algoritması için , (2.17) eşitliği

$$\dot{\underline{x}}(t) = A\underline{x}(t) + B\underline{v}(t) \quad (2.18)$$

formunda yazılabilir.

Burada,

$$\begin{aligned} \underline{x} &= [I_{qs} \quad I_{ds} \quad \phi_{qr} \quad \phi_{dr}]^T \\ \underline{v} &= [V_{qs} \quad V_{ds}]^T \\ A &= \begin{bmatrix} -a/b & 0 & 1/b\tau & -w_r/b \\ 0 & -a/b & w_r/b & 1/b\tau \\ L_0/\tau & 0 & -1/\tau & w_r \\ 0 & L_0/\tau & -w_r & -1/\tau \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 1/b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/b & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.19)$$

BÖLÜM 3. BLOCK-PULSE FONKSİYONLARI

3.1. Giriş

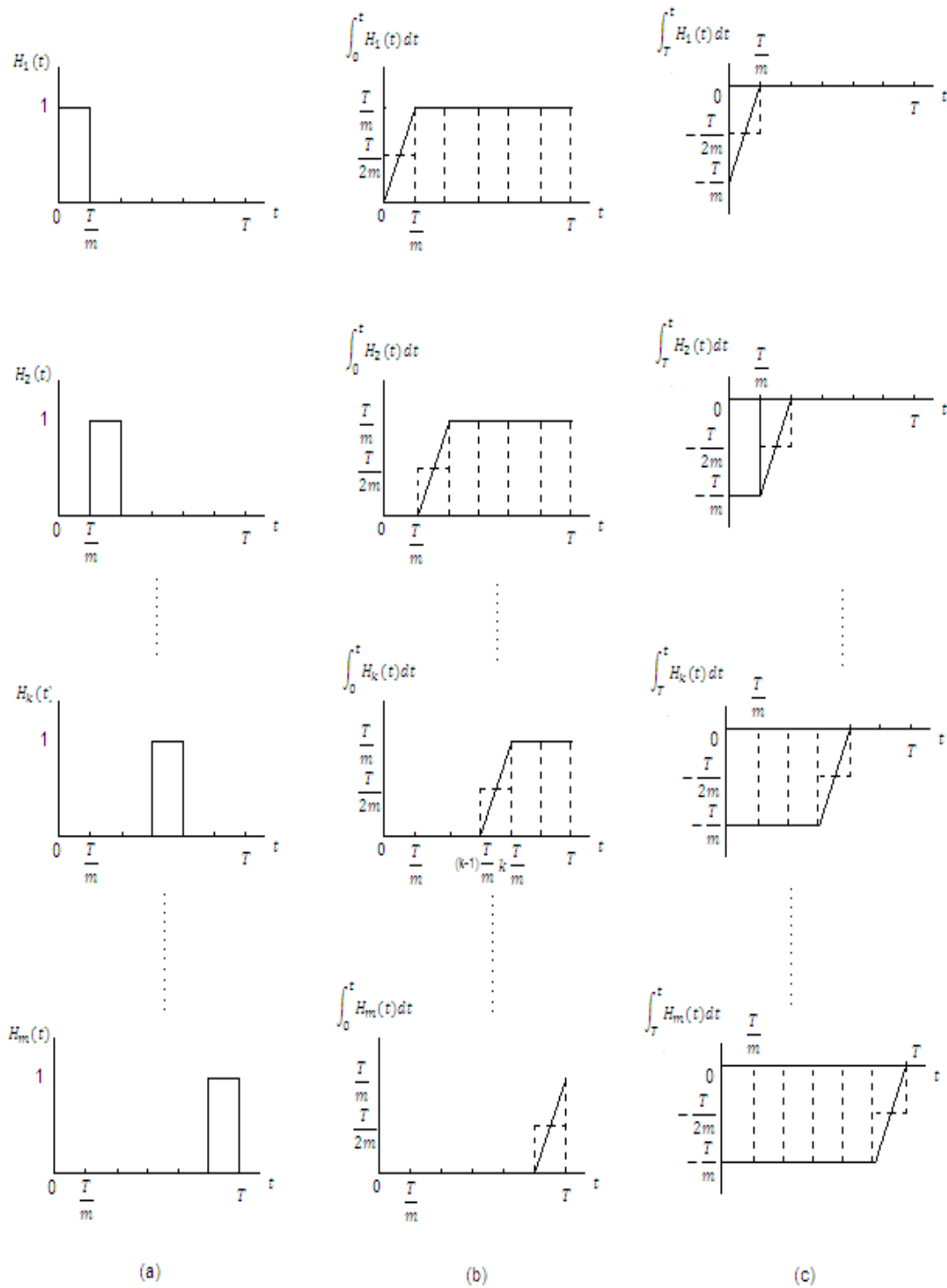
Bu bölümde doğrusal zamanla değişmeyen durum denklemlerinin çözümünde kullanılan block-pulse fonksiyonlarının matematiksel açıklaması yapılacaktır.

3.2. Block-Pulse Fonksiyonları

T örnekleme aralığı olmak üzere, $t \in [0, T]$ zaman aralığında birim basamak işlevi olan H_k , $k = 1, 2, 3, \dots, m$ block-pulse fonksiyonları (BPF)

$$H_k(t) = \begin{cases} 1 & (k-1)T/m \leq t < kT/m \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.1)$$

matematiksel ifadesiyle tanımlanabilir. Burada T örnekleme periyodu, m ise örnek sayısıdır. Aşağıdaki Şekil 3.1. de BPF'nun grafiksel gösterimi verilmiştir.



Şekil 3.1. Block-pulse fonksiyonları(a), BPF'nin entegralleri(b), BPF'nin geriye dönük entegralleri(c)

BPF'larının ortogonallik özelliklerine ilişkin aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$H_k(t)H_l(t) = \begin{cases} H_k(t) & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\int_0^T H_k(t).H_l(t)dt = \begin{cases} T/m & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \quad (3.3)$$

(3.3) ifadesi ile verilen ortogonallik özelliğinin grafiksel gösterimi ise Şekil 3.1.b de verilmiştir.

[0,T] zaman aralığında entegral alınabilen herhangi bir $c(t)$ fonksiyonuna ilişkin BPF yaklaşıklık ifadesi, söz konusu ortogonallik özelliği göz önüne alınırsa,

$$c(t) \cong \sum_{k=1}^m c_k H_k(t) \quad (3.4)$$

olarak yazılabilir. Bu formülde c_k ; k . $H_k(t)$ BPF nu katsayısıdır. Eğer $c(t)$ analitik olarak ifade edilebilirse c_k ; $c(t)$ nin k . zaman aralığında ortalama değeri olarak tanımlanabilir. Söz konusu bu tanımlama aşağıdaki bağıntılar ile verilebilir.

$$c_k = \frac{m}{T} \int_0^t c(t).H_k(t)dt$$

$$c_k = \frac{m}{T} \int_{(k-1)T/m}^{kT/m} c(t)dt$$

$$c_k \cong \frac{1}{2} \{c(kT/m) + c[(k-1)T/m]\} \quad (k=1,2,\dots,m) \quad (3.5)$$

Buradaki m değeri ne kadar büyük olursa $c(kT/m)$ ile $c((k-1)T/m)$ arasındaki değer farkı o kadar az olacaktır. Bu da $c(t)$ fonksiyonu oluşturan c_k değerlerinin minimum hata ile $c(t)$ fonksiyonunu oluşturmasını sağlayacaktır. m sayısının fazla büyük seçilmesi örnek sayısını arttıracığından sisteme fazla yük getirecektir. Bu sebepten dolayı seçilen m sayısı $c(t)$ özelliğini kaybetmeyecek kadar büyüklükte seçilmesi yeterli olacaktır.

(3.4) de tanımlanan $c(t) = 1$, $(0 \leq t < 1)$ olması durumunda $c(t)$ aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$c(t) = 1 = H_1(t) + H_2(t) + \dots + H_m(t) = \sum_{k=1}^m H_k(t) \quad (3.6)$$

olarak hesaplanabilir.

Şekil 3.1b de gösterilen BPF entegrali yaklaşık olarak aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$\int_0^t H_k(t) dt \cong \frac{T}{2m} H_k(t) + \frac{T}{m} \sum_{l=k+1}^m H_l(t) \quad (3.7)$$

Aynı şekilde BPF geriye doğru entegrali için ise

$$\int_T^t H_k(t) dt \quad (k=1,2,3,\dots,m)$$

bağıntısı yazılabilir.

Şekil (3.1.c) de gösterilen entegral yaklaşık olarak hesaplanırsa

$$\int_T^t H_k(t) dt \cong -\frac{T}{m} \sum_{k=1}^{k-1} H_l(t) - \frac{T}{2m} H_k(t) \quad (3.8)$$

olarak hesaplanır.

Şekil 3.1.b ve Şekil 3.1.c deki denklemleri karşılaştırırsak

$$\int_T^t H_k(t)dt = \int_0^t H_k(t)dt - \frac{T}{m} \quad (3.9)$$

sonucunu elde ederiz.

$[0, T]$ aralığında entegral alınabilen bir $d(t)$ fonksiyon için BPF yaklaşımı uygulanırsa

$$d(t) \cong \sum_{k=1}^m d_k H_k(t) \quad (3.10)$$

eşitliği yazılabilir. Buradaki, d_k ; $(k-1)T/m$ ile kT/m aralığında $d(t)$ nin ortalama değeridir.

$c(t)$ ve $d(t)$ fonksiyonlarının çarpımı ve bölümü için BPF yaklaşımları kullanılarak aşağıdaki bağıntılar yazılabilir.

$$c(t).d(t) \cong \left[\sum_{k=1}^m c_k H_k(t) \right] \left[\sum_{l=1}^m d_l H_l(t) \right] \cong \sum_{k=1}^m c_k d_k H_k(t) \quad (3.11)$$

$$c(t)/d(t) \cong \left[\sum_{k=1}^m c_k H_k(t) \right] / \left[\sum_{l=1}^m d_l H_l(t) \right] \cong \sum_{k=1}^m (c_k / d_k) H_k(t) \quad (3.12)$$

$C(t) = [c_{ij}(t)]_{n \times m}$ ve $D(t) = [d_{ij}(t)]_{p \times r}$ matrislerinin bütün elemanları $(0, T)$ aralığında entegral alınabilir olduğu varsayımı ile aşağıdaki BPF yaklaşımları yazılabilir.

$$c_{ij}(t) \cong \sum_{k=1}^m c_{ijk} H_k(t) \quad (3.13)$$

$$d_{ij}(t) \cong \sum_{k=1}^m d_{ijk} H_k(t) \quad (3.14)$$

eşitlikleri elde edilir. Burada c_{ijk} ve d_{ijk} katsayıları $c_{ij}(t)$ ve $d_{ij}(t)$ nin $[(k-1)T/m, kT/m]$ aralığında k . ortalama değerleridir. Söz konusu bu zamanla değişen $C(t)$ ve $D(t)$ matrislerinin BPF yaklaşıklıkları için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$C(t) = \begin{bmatrix} c_{11}(t) & c_{12}(t) & \dots\dots c_{1p}(t) \\ c_{21}(t) & c_{22}(t) & \dots\dots c_{2p}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{n1}(t) & c_{n2}(t) & \dots\dots c_{np}(t) \end{bmatrix}$$

$$C(t) = [c_{ij}(t)]_{n \times p} = \sum_{k=1}^m C_k H_k(t) \quad (3.15)$$

ve

$$D(t) = \begin{bmatrix} d_{11}(t) & d_{12}(t) & \dots\dots d_{1r}(t) \\ d_{21}(t) & d_{22}(t) & \dots\dots d_{2r}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ d_{p1}(t) & d_{p2}(t) & \dots\dots d_{pr}(t) \end{bmatrix}$$

$$D(t) = [d_{ij}(t)]_{p \times r} = \sum_{k=1}^m D_k H_k(t) \quad (3.16)$$

$$C_k = \begin{bmatrix} c_{11k} & c_{12k} & \dots\dots c_{1pk} \\ c_{21k} & c_{22k} & \dots\dots c_{2pk} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{n1k} & c_{n2k} & \dots\dots c_{npk} \end{bmatrix} = [c_{ijk}]_{n \times p} \quad (k = 1, 2, \dots, m) \quad (3.17)$$

$$D_k = \begin{bmatrix} d_{11k} & d_{12k} & \dots\dots d_{1rk} \\ d_{21k} & d_{22k} & \dots\dots d_{2rk} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ d_{p1k} & d_{p2k} & \dots\dots d_{prk} \end{bmatrix} = [d_{ijk}]_{p \times r} \quad (k = 1, 2, \dots, m) \quad (3.18)$$

C_k ve D_k katsayı matrisleri; $C(t)$ ve $D(t)$ nin k . aralıktaki $[(k-1)T/m, kT/m]$ aralığındaki ortalama değerler matrisleridir.

$C^t(t)$, $C(t).D(t)$ ve $C^{-1}(t)$ işlevlerine ilişkin BPF yaklaşık bağıntıları :

$$C^t(t) \cong \left[\sum_{k=1}^m C_k H_k(t) \right]^t = \sum_{k=1}^m C_k^t H_k(t) \quad (3.19)$$

$$C(t)D(t) \cong \left[\sum_{k=1}^m C_k H_k(t) \right] \left[\sum_{l=1}^m D_l H_l(t) \right] = \left[\sum_{k=1}^m C_k D_k H_k(t) \right] \quad (3.20)$$

$$C^{-1}(t) \cong \left[\sum_{k=1}^m C_k H_k(t) \right]^{-1} = \sum_{k=1}^m C_k^{-1} H_k(t) \quad (3.21)$$

Sonuçları elde edilir.

3.3. Doğrusal Bir Sistemin Durum Denklemlerinin BPF ile Çözümü.

Doğrusal bir sisteme ilişkin durum denklemi aşağıdaki eşitlik ile verilebilir.

$$\dot{\underline{x}}(t) = A(t).\underline{x}(t) + B(t).\underline{u}(t) \quad \underline{x}(0) = \underline{x}_0 \quad (3.22)$$

Burada;

$$\begin{aligned} \underline{x}(t) &= [x_i(t)]_{nx1} && \text{durum vektörü} \\ \underline{u}(t) &= [u_i(t)]_{nx1} && \text{giriş vektörü} \\ A(t) &= [a_{ij}(t)]_{n \times n} && \text{durum matrisi} \\ B(t) &= [b_{ij}(t)]_{n \times r} && \text{giriş matrisi} \\ \underline{x}_0 &= [x_{10}, x_{20}, \dots, \dots, x_{n0}]^t && \text{başlangıç vektörü} \end{aligned} \quad (3.23)$$

$x(t)$ ve $u(t)$ vektörlerinin ve $A(t)$ ve $B(t)$ matrislerinin bütün elemanları $[0, T]$ aralığında entegral alınabilir olduğu varsayımı ile PBF yaklaşıklıkları aşağıdaki eşitlikler ile verilebilir.

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^m x_{ik} H_k(t) \quad i=1,2,\dots,n \quad (3.24)$$

$$x(t) = [x_i(t)]_{n \times 1} = \sum_{k=1}^m x_k H_k(t) \quad (3.25)$$

$$x_k = [x_{1k}, x_{2k}, \dots, x_{nk}]^T \quad k=1,2,\dots,m \quad (3.26)$$

$$u_i(t) = \sum_{k=1}^m u_{ik} H_k(t) \quad i=1,2,\dots,r \quad (3.27)$$

$$u(t) = [u_i(t)]_{r \times 1} = \sum_{k=1}^m u_k H_k(t) \quad (3.28)$$

$$u_k = [u_{1k}, u_{2k}, \dots, u_{nk}]^T \quad k=1,2,\dots,m \quad (3.29)$$

$$a_{ij}(t) = \sum_{k=1}^m a_{ijk} H_k(t) \quad i,j=1,2,\dots,n \quad (3.30)$$

$$A(t) = [a_{ij}(t)]_{n \times n} = \sum_{k=1}^m A_k H_k(t) \quad (3.31)$$

$$A_k = \begin{bmatrix} a_{11k} & a_{12k} & \dots & a_{1nk} \\ a_{21k} & a_{22k} & \dots & a_{2nk} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{n1k} & a_{n2k} & \dots & a_{nnk} \end{bmatrix} = [a_{ijk}]_{n \times n} \quad k=1,2,\dots,m \quad (3.32)$$

ve

$$b_{ij}(t) = \sum_{k=1}^m b_{ijk} H_k(t) \quad i=1,2,\dots,n \quad j=1,2,\dots,r \quad (3.33)$$

$$B(t) = [b_{ij}(t)]_{n \times r} = \sum_{k=1}^m B_k H_k(t) \quad (3.34)$$

$$B_k = \begin{bmatrix} b_{11k} & b_{12k} & \dots & b_{1rk} \\ b_{21k} & b_{22k} & \dots & b_{2rk} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ b_{n1k} & b_{n2k} & \dots & b_{nrk} \end{bmatrix} = [b_{ijk}]_{n \times r} \quad k=1,2,\dots,m \quad (3.35)$$

Şimdi (3.22) durum denkleminin her iki yanı $[0, t]$ aralığı için entegral alınırsa

$$x(t) - x_0 = \int_0^t A(\tau)x(\tau)d\tau + \int_0^t B(\tau)u(\tau)d\tau \quad (3.36)$$

elde edilir. (3.25), (3.28), (3.31) ve (3.34) eşitlikleri ile verilen BPF yaklaşıklıkları (3.36) denkleminde yerleştirilirse

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^m x_k H_k(t) - \sum_{k=1}^m x_0 H_k(t) &= \int_0^t \left[\sum_{k=1}^m A_k H_k(\tau) \right] \left[\sum_{l=1}^m x_l H_l(\tau) \right] d\tau \\ &+ \int_0^t \left[\sum_{k=1}^m B_k H_k(\tau) \right] \left[\sum_{l=1}^m u_l H_l(\tau) \right] d\tau \\ &= \int_0^t \sum_{k=1}^m A_k x_k H_k(\tau) d\tau + \int_0^t \sum_{k=1}^m B_k u_k H_k(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (3.37)$$

elde edilir. (3.7) entegral işlevi (3.37) denkleminde yerine yazılırsa

$$\sum_{k=1}^m (x_k - x_0) H_k(t) = \frac{T}{m} \sum_{k=1}^m (A_k x_k + B_k u_k) \left[\frac{1}{2} H_k(t) + \sum_{l=k+1}^m H_k(t) \right] \quad (3.38)$$

elde edilir. (3.38) eşitliğinin her iki yanı için $H_k(t)$ 'nin katsayıları eşit olacağından

$$x_1 - x_0 = \frac{T}{2m} (A_1 x_1 + B_1 u_1) \quad (3.39)$$

$$x_k - x_0 = \frac{T}{2m} (A_k x_k + B_k u_k) + \frac{T}{m} \sum_{l=1}^{k-1} (A_l x_l + B_l u_l) \quad (3.40)$$

eşitlikleri yazılabilir.

Sonuç olarak x_k , $k=1,2,\dots, m$ çözümüne ilişkin aşağıdaki yinelemeli eşitlik yazılabilir.

$$x_1 = \left[I_n - \frac{T}{2m} A_1 \right]^{-1} \left[x_0 + \frac{T}{2m} B_1 U_1 \right] \quad (3.41)$$

$$x_{k+1} = \left[I_n - \frac{T}{2m} A_{k+1} \right]^{-1} \left[\left(I_n + \frac{T}{2m} A_k \right) x_k + \frac{T}{2m} (B_k U_k + B_{k+1} U_{k+1}) \right], k=1,2,\dots, \quad (3.42)$$

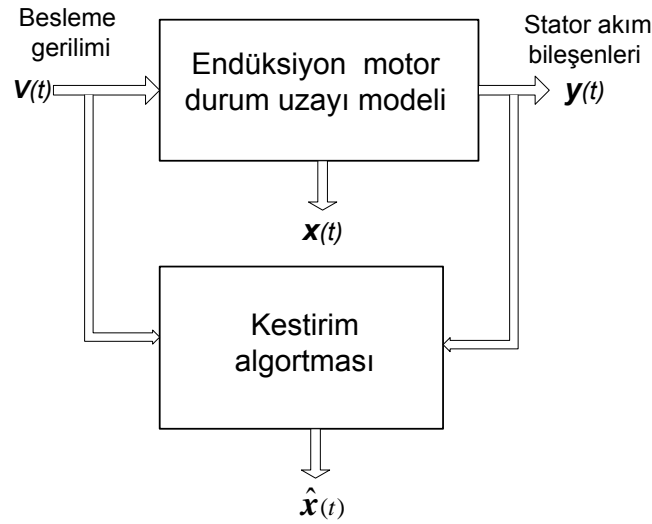
BÖLÜM 4. KESTİRİM ALGORİTMASI

4.1. Giriş

Bu bölümde kestirim algoritmasının yapısını ve block-pulse fonksiyonları kullanılarak çözülen algoritmanın matematiksel çözümleri verilmiştir.

4.2. Kestirim Algoritması

Amaçlanan kestirim algoritması bir tür durum gözlemleyici olup Şekil 4.1 de blok gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.1. Kestirim algoritmasına ilişkin blok gösterimi

Endüksiyon motorun d-q eksen sistemindeki durum denklemi 2.bölüm deki (2.18) eşitliğinden

$$\dot{\underline{x}}(t) = A(t)\underline{x}(t) + B\underline{u}(t) \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} \underline{x} &= [I_{qs} \quad I_{ds} \quad \phi_{qr} \quad \phi_{dr}]^T \\ \underline{u} &= [V_{qs} \quad V_{ds}]^T \\ A &= \begin{bmatrix} -a/b & 0 & 1/b\tau & -w_r/b \\ 0 & -a/b & w_r/b & 1/b\tau \\ L_0/\tau & 0 & -1/\tau & w_r \\ 0 & L_0/\tau & -w_r & -1/\tau \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 1/b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/b & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4.2)$$

bağıntıları ile elde edilmişti. (4.2) eşitliklerindeki $\tau, a, b, L_0, \phi_{qr}, \phi_{dr}$ parametreleri aşağıdaki dönüşümler ile verilmiştir.

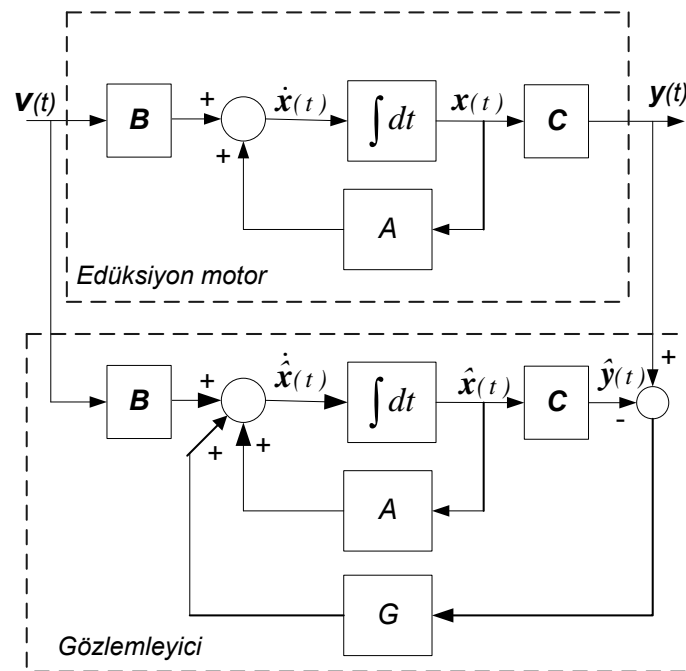
- R_s, R_r : stator ve indirgenmiş rotor sargı dirençleri
- L_s, L_r : stator ve indirgenmiş rotor sargı endüktansları
- ϕ_{qr}, ϕ_{dr} : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akı bileşenleri
- M : Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans
- w_r : Rotor açısal hızı

$$\begin{aligned} \tau &= L_r/R_r \\ L_0 &= M^2/L_r \\ a &= (R_s + L_0/\tau) \\ b &= (L_s - L_0) \\ [\phi_{qr} \quad \phi_{dr}]^t &= (M/L_r)[\lambda_{qr} \quad \lambda_{dr}]^t \end{aligned} \quad (4.3)$$

Endüksiyon motorun sadece stator akımlarının ölçüldüğü varsayıldığından, endüksiyon motorun çıkış denklemi

$$\underline{y}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{x}(t) = \underline{C} \underline{x}(t) \quad (4.4)$$

olarak yazılabilir. Nitekim (4.1) ve (4.4) durum ve çıkış denklemleri kullanılarak amaçlanan kestirim algoritmasına ilişkin benzetim diyagramı şekil 4.2 de verilmiştir.



Şekil 4.2 Kestirim algoritması için benzetim diyagramı

Şekil 4.2'deki benzetim diyagramından A, B ve C sırasıyla endüksiyon motorun $n \times n$ boyutlu durum, $n \times m$ boyutlu giriş ve $p \times n$ boyutlu çıkış matrisleri olmak üzere; kestirici (gözlemleyici) için durum ve hata denklemleri aşağıdaki eşitlikler ile verilebilir.

$$\dot{\hat{\underline{x}}}(t) = A(t)\hat{\underline{x}}(t) + B\underline{u}(t) + G(t)C\underline{e}(t) \quad (4.1)$$

$$\dot{\underline{e}}(t) = (A(t) - G(t)C)\underline{e}(t) \quad \underline{e}(0) = \underline{x}(0) - \hat{\underline{x}}(0) \quad (4.2)$$

Burada G geri besleme matrisi olup yalnızca $x(0) \neq \hat{x}(0)$ için etkindir ve kestirim hatasını kısa sürede sifira götürecektir biçimde seçilmelidir. (4.1) durum eşitliğinde bilinmeyen $\hat{x}(t)$ kestirim vektörünün yanı sıra $e(t)$ hata vektörünün de bilinmesi gerekir. Bu nedenle öncelikle (4.1) ile verilen hata dinamik eşitliği çözümü gereklidir. Söz konusu çözüm için (4.2) eşitliğinde $(A(t)-G(t)C)=M(t)$ dönüşümünü yerleştirirsek

$\dot{e}(t) = (A(t) - G(t)C)e(t)$ (0,t) aralığında her iki tarafın entegrali alınırsa

$$e(t) - e_0 = \int_0^t M(\tau).e(\tau)d\tau \quad , \quad e(0) = e(0) - \hat{x}(0) \quad (4.3)$$

elde edilir. Tüm fonksiyonlar için 3.bölümdeki (3.4) BPF yaklaşımı uygulanırsa

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^m e_k H_k(t) - \sum_{k=1}^m e_0 H_k(t) &= \int_0^t \left[\sum_{k=1}^m M_k H_k(\tau) \right] \left[\sum_{l=1}^m x_l H_l(\tau) \right] d\tau \\ &= \int_0^t \sum_{k=1}^m M_k x_k H_k(\tau) d\tau \end{aligned}$$

$$\sum_{k=1}^m (e_k - e_0) H_k(t) = \frac{T}{m} \sum_{k=1}^m (M_k e_k) \left[\frac{1}{2} H_k(t) + \sum_{l=k+1}^m H_l(t) \right] \quad (4.4)$$

(4.4) eşitliğinin her iki yanı için $H_k(t)$ ' nin katsayılarının eşitliğinden aşağıdaki bağıntıları elde ederiz.

$$e_1 - e_0 = \frac{T}{2m} (M_1 e_1) \quad (4.5)$$

$$e_k - e_0 = \frac{T}{2m} (M_k e_k) + \frac{T}{m} \sum_{l=1}^{k-1} (M_l e_l) \quad (4.6)$$

(4.5) ve (4.6) denklemleri düzenlenirse

$$e_1 - e_0 = \frac{T}{2m} (M_1 e_1)$$

$$e_1 = \frac{T}{2m} (M_1 e_1) + e_0 \quad (4.7)$$

$$e_1 + \frac{T}{2m} (M_1 e_1) = e_0$$

$$(I_n + \frac{T}{2m} M_1) e_1 = e_0 \quad e_1 \text{ yalnız bırakırsak}$$

$$e_1 = \left[I_n - \frac{T}{2m} M_1 \right]^{-1} e_0 \quad I_n : \text{Birim matris} \quad (4.8)$$

$$e_k - e_0 = \frac{T}{2m} (M_k e_k) + \frac{T}{m} \sum_{i=1}^{k-1} (M_i e_1) \quad \text{denklemini } k = 2 \text{ için çözersek}$$

$$e_2 - e_0 = \frac{T}{2m} (M_2 e_2) + \frac{T}{m} \sum_{i=1}^1 (M_i e_1) \quad \text{denklem düzenlenirse}$$

$$e_2 - e_0 = \frac{T}{2m} (M_2 e_2) + \frac{T}{m} M_1 e_1$$

e_2 yi denklemde bir tarafa toplayıp denklemi aşağıdaki şekilde yazarsak

$$e_2 \left(I_n - \frac{T}{2m} M_2 \right) = \frac{T}{2m} M_1 e_1 + \frac{T}{2m} M_1 e_1 + e_0$$

e_1 denklemde yerine yazılsa

$$e_2 \left(I_n - \frac{T}{2m} M_2 \right) = \frac{T}{2m} M_1 e_1 + e_1 \quad \text{denklem } e_1 \text{ parantezine alınıp düzenlenirse}$$

$$e_2 = \left[I_n - \frac{T}{2m} M_2 \right]^{-1} \left[I_n + \frac{T}{2m} M_1 \right] e_1 \quad (4.9)$$

Bu çözüm k 'nın diğer değerleri içinde çözülmeye devam edilirse e_k nın çözümüne ilişkin aşağıdaki yinelemeli bağıntılar elde edilir.

$$e_{k+1} = \left[I_n - \frac{T}{2m} M_{k+1} \right]^{-1} \left[I_n + \frac{T}{2m} M_k \right] e_k \quad (4.10)$$

Son bağıntılardan $e(t)$ hata vektörünün yaklaşık çözümü elde edildiğinden, çözümünü amaçladığımız (4.1) gözlemleyici durum denkleminde sadece $\hat{x}(t)$ kestirim vektörü bilinmeyendir. İşlem kolaylığı açısından $(G(t)C) = L(t)$ dönüşümü göz önüne alarak (4.1) eşitliğinin her iki yanın ayrı ayrı entegralleri alınırsa

$$\hat{x}(t) - \hat{x}_0 = \int_0^t A(\tau) \hat{x}(\tau) d\tau + \int_0^t B(\tau) u(\tau) d\tau + \int_0^t L(\tau) e(\tau) d\tau \quad (4.11)$$

elde edilir. (4.11) denkleminde BPF yaklaşıklığı uygulanırsa

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^m \hat{x}_k H_k(t) - \sum_{k=1}^m \hat{x}_0 H_k(t) &= \int_0^t \left[\sum_{k=1}^m A_k H_k(\tau) \right] \left[\sum_{l=1}^m \hat{x}_l H_l(\tau) \right] d\tau \\ &+ \int_0^t \left[\sum_{k=1}^m B H_k(\tau) \right] \left[\sum_{l=1}^m e_l H_l(\tau) \right] d\tau \\ &+ \int_0^t \left[\sum_{k=1}^m L_k H_k(\tau) \right] \left[\sum_{l=1}^m e_l H_l(\tau) \right] d\tau \\ &= \int_0^t \sum_{k=1}^m A_k \hat{x}_k H_k(\tau) d\tau + \int_0^t \sum_{k=1}^m B u_k H_k(\tau) d\tau + \int_0^t \sum_{k=1}^m L_k e_k H_k(\tau) d\tau \quad (4.12) \end{aligned}$$

Gerekli düzenlemeler sonucu

$$\sum_{k=1}^m (\hat{x}_k - \hat{x}_0) H_k(t) = \frac{T}{m} \sum_{k=1}^m (A_k \hat{x}_k + Bu_k + L_k e_k) \left[\frac{1}{2} H_k(t) + \sum_{l=k+1}^m H_l(t) \right] \quad (4.13)$$

elde edilir.

(4.13) eşitliğinin her iki yanı için $H_k(t)$ 'nin katsayılarının eşitliğinden aşağıdaki bağıntıları elde ederiz.

$$\hat{x}_1 - \hat{x}_0 = \frac{T}{2m} (A_1 \hat{x}_1 + Bu_1 + L_1 e_1) \quad (4.14)$$

$$\hat{x}_k - \hat{x}_0 = \frac{T}{2m} (A_k \hat{x}_k + Bu_k + L_k e_k) + \frac{T}{m} \sum_{l=1}^{k-1} (A_l \hat{x}_l + Bu_l + L_l e_l) \quad (4.14)$$

(4.14) ve (4.15) denklemleri (4.5) ve (4.6) denklemlerinde olduğu gibi düzenlenirse $\hat{x}(t)$ nin yaklaşık çözümüne ilişkin aşağıdaki yinelemeli bağıntılar elde edilir.

$$x_1 = \left[I_n - \frac{T}{2m} A_1 \right]^{-1} \left[x_0 + \frac{T}{2m} Bu_1 + \frac{T}{2m} L_1 e_1 \right] \quad (4.14)$$

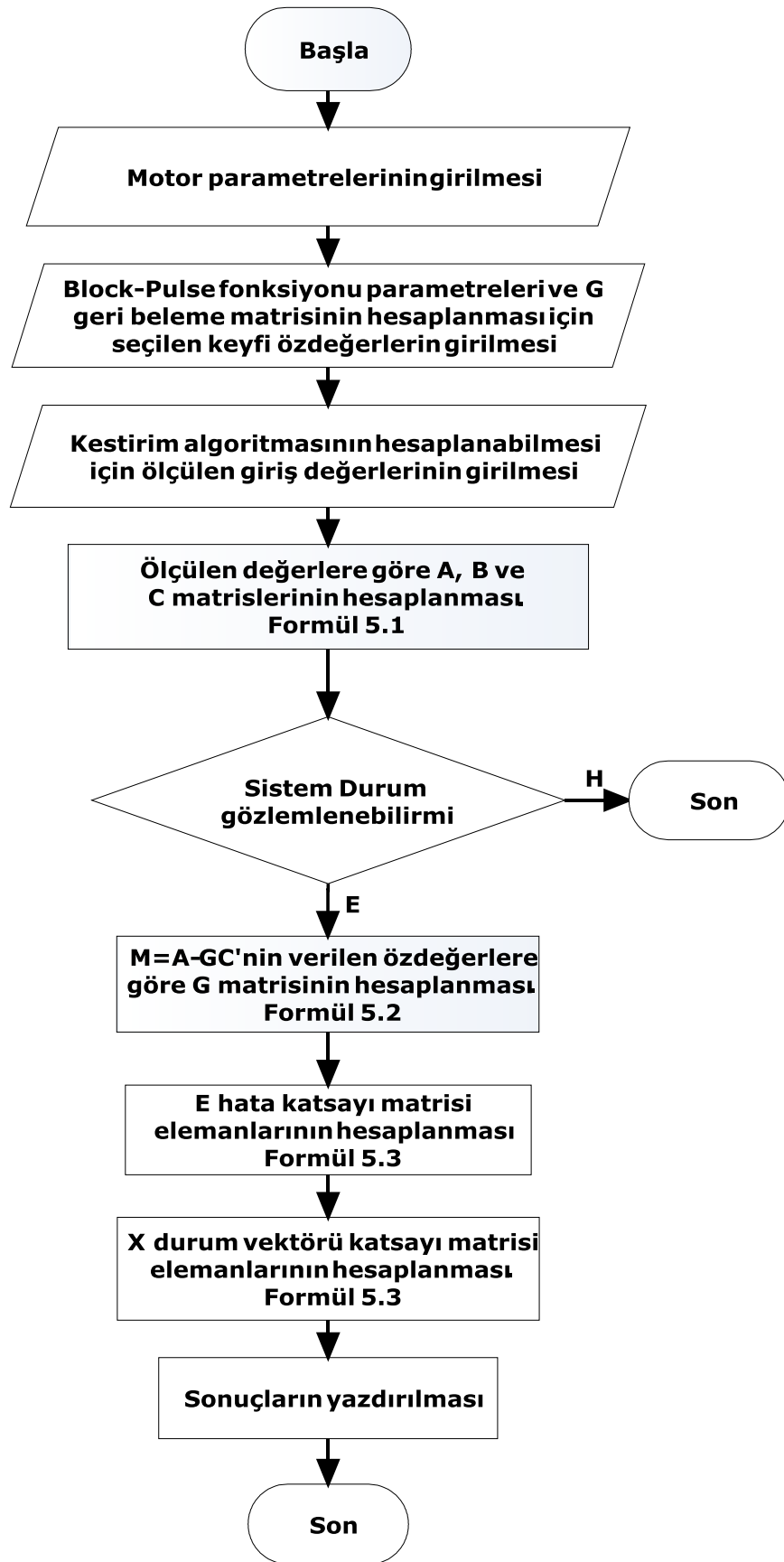
$$x_{k+1} = \left[I_n - \frac{T}{2m} A_{k+1} \right]^{-1} \left[\left(I_n + \frac{T}{2m} A_k \right) x_k + \frac{T}{2m} (Bu_k + Bu_{k+1} + L_k e_k + L_{k+1} e_{k+1}) \right] \quad (4.15)$$

BOLÜM 5. PROGRAMLAMA

5.1. Giriş

Bu tez çalışmasında, endüksiyon motorun stator akım ve rotor akı bileşenlerinden oluşan durum değişkenlerinin kestirimine ilişkin $e(t)$ hata vektörü ve $\hat{x}(t)$ kestirim vektörünün yaklaşık analitik çözümleri için block-pulse fonksiyonlarına dayalı bir algoritma önerilmiştir. Önerilen algoritmaya ilişkin yinelemeli formdaki matematiksel eşitlikleri bölüm 4 de verilmiştir. Bu bölümde söz konusu kestirim algoritmasına ilişkin program akış diyagramı ve MATLAB programlama dilindeki kodları verilmiştir..

5.2. Program Akış Diyagramı



5.3. Program Kodları

```

% *****
% Block-Pulse Fonksiyonları kullanılarak x durum değişkenlerinin hesaplanması
% *****

clear;

%Harfli ifade kullanılması için yapılan tanımlamalar
syms a b c d e f

%Motor parametrelerinin girilmesi. Bu parametreler motordan motora değişiklik
%gösterdiği için her farklı motor için değiştirilmesi gerekmektedir.
Lr = 0.26;           % İndirgenmiş rotor sargı endüktansı
Ls = 0.26;           % Stator sargı endüktansı
M = 0.24;           % Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans
Rr = 4.3;           % İndirgenmiş rotor sargı direnci
Rs = 6.37;          % Stator sargı direnci

% Aşağıda tanımlamaları yapıp programda çalıştırılan değerler bir asekron motora
% ait ölçülen örnekleme değerleri olup program derlenmeden önce workspace de
% tanımlı olmaları gerekmektedir. Program bu değerleri derleme esnasında
% workspace den okumaktadır.
%  $V_{qs}, V_{ds}$  : d-q eksen sisteminde stator gerilim bileşenleri
%  $w_r$  : Rotorun açısal hızı

%Özdeğerler
J = -150;           %J1=J2=J3=J4

% Block Pulse fonksiyonunun parametreleri
m = 5000;          % Toplam adım sayısı
T = 1;             % Periyot süresi (sn)

```

%Hesaplama kolaylığı için oluşturulan ara değer

$$k1 = (T/(2*m));$$

% Durum değişkenlerinin başlangıç koşulların girilmesi

$$X0 = [1;1;1;1];$$

%Durum değişkeninin başlangıç değeri

$$Xk0 = [0;0;0;0];$$

% Kestirilen durum değişkeninin başlangıç değeri

%Formül 5.1 A,B,C matrislerinin hesaplanması

%A durum matrisi ve B giriş matrisin hesaplanmalarında kullanılan ara değerler

$$to = Lr/Rr$$

$$L0 = (M*M)/Lr;$$

$$aa = (Rs + L0/to);$$

$$bb = Ls - L0;$$

% Giriş matrisinin hesaplanması. Bu matris iki girişli bir sistemin giriş durum matrisi

% olup zamanla değişmemektedir.

$$B = [1/bb, 0;$$

$$0, 1/bb;$$

$$0, 0;$$

$$0, 0];$$

% Çıkış matrisinin hesaplanması. Bu matris iki çıkışlı bir sistemin çıkış durum

% matrisi olup zamanla değişmemektedir.

$$C = [1,0,0,0; 0,1,0,0];$$

% A durum matrisi oluşturan zamanla değişmeyen elemanların hesaplanması

$$a = -aa/bb;$$

$$b = 1/(bb*to);$$

$$d = L0/to;$$

$$e = -1/to;$$

% Toplam adım sayısı olan m'e kadar matris değerlerinin hesaplanması
for(i = 1 : 1 : m)

%Giriş voltaj değerlerinin örneklenmesi

U(1,i) = Vqs(i); % Giriş değerleri değişken olup workspace de tanımlanışlardır.

U(2,i) = Vds(i); % Giriş değerleri değişken olup workspace de tanımlanışlardır.

% A durum matrisi oluşturan zamanla değişen elemanların hesaplanması

c = -wr(i)/bb ; % wr rotorun açısal hızı olup örneklenen değerler workspace de

f = wr(i); % tanımlanmıştır. Program bu değerleri workspace'den okumaktadır.

% A durum matrisinin wr ye göre hesaplanması

A(:, :, i) = [a, 0, b, c;

0, a, -c, b;

d, 0, e, f;

0, d, -f, e];

%Formül 5.2 $MM=A-GC$ 'nin verilen öz değerlere göre hesaplanması

%G matrisin hesaplanması için kullanılan hesaplama yöntemi. Bu yöntem;

% $\det(SI-A+GC) = (S-J1)(S-J2)(S-J3)(S-J4)$ denkleminin çözülerek aynı dereceli

%terimlerin katsayılarının birbirine eşitlenmesiyle elde edilecek olan $Ax.G11 = Yx$

%denklemden G11 hesaplanmasıyla oluşturulmaktadır.

$K1 = 1-2*e-2*a;$

$K2 = -2*e-a+b-c+e^2+f^2+a^2+4*a*e-2*d*b;$

$K3 = 2*a*e-d*b-d*c-c*f-a*b+e^2+f^2+a*c-2*a^2*e-$

$2*a*f^2+2*d*c*f+2*d*b*e+2*a*d*b+c*e-b*f-b*e-2*a*e^2;$

$K4 = -d*b*f+d^2*b^2+d^2*c^2+a^2*e^2+a^2*f^2+d*b*e+d*c*e+a*c*f-a*e^2-a*f^2-d*c^2-a*c*e+a*b*f+d*c*f+a*b*e-d*b^2-2*a*d*c*f-2*a*d*b*e;$

```

Ax =[1,0,0,0;
     -2*e+1-a, -1, b, c;
     (+e^2+f^2-2*e-c+b+2*a*e-d*b),(+2*e-b+d*c-c),(+c-b*e-c*f+b-a*b),(-c*e+b*f-
a*c+c-b);
     (+e^2+f^2-a*e^2-a*f^2+c*e-b*f-b*e-c*f+d*c*f+d*b*e),(-d*c*e+d*b*f-b*f-e^2-
f^2+c*f+b*e+c*e),(+b^2+c^2+a*b*e+a*c*f-c*e+b*f-b*e-d*b^2-d*c^2-c*f),(-b^2-
c^2+a*c*e-a*b*f+c*f+b*e-c*e+b*f)];

```

```

Yx = [-4*J-K1;
       6*J*J-K2;
       -4*J*J*J-K3;
       J*J*J*J-K4];

```

%G matrisinin hesaplanan değerlerle oluşturulması

```

G11 = inv(Ax)*Yx;
G12=[1;1;1;1];
G(:,:,i)=[G11 G12];

```

%Hesap kolaylığı için oluşturulan ara matrisler ve değerler

```

MM(:,:,i) = A(:,:,i)-G(:,:,i)*C;
L(:,:,i) = G(:,:,i)*C;
end

```

%Block pulse fonksiyonları olan hata ve durum değişkeni değerinin

%birinci elemanların hesaplanması

```

e0 = X0 - Xk0;
ek(:,1) = (inv(eye(4) - k1*MM(:,:,1)))*e0;
xk(:,1) = (inv(eye(4) - k1*A(:, :, 1)))*(Xk0+k1*(B*U(:,1)) + k1*(L(:,:,1)*e(:,1)));

```

%Formül 5.3 e hata katsayısı ve x durum vektörü katsayısının hesaplanması

%Block pulse fonksiyonları değerlerinin hesaplanması

for (i = 1 : 1 : m-1)

ek(:,i+1) = (inv(eye(4)-k1*MM(:, :, i+1)))*((eye(4)+k1*MM(:, :, i))*ek(:,i));

xk(:,i+1)=(inv(eye(4)-k1*A(:, :, i+1)))*((eye(4)+

k1*A(:, :, i))*xk(:,i)+k1*(B*U(:,i)+B*U(:,i+1)+L(:, :, i)*ek(:,i) + L(:, :, i+1)*ek(:,i+1)));

end

%Hesaplanan durum değişkenlerinin grafik olarak çizdirilmesi

x=1:1:m-1;

plot(x,xk(1,x),x,Iqs(x)) %Iqs akımının kestirim ve simülasyon eğrisinin çizdirilmesi

%plot(x,xk(2,x),x,Ids(x))%Ids akımının kestirim ve simülasyon eğrisinin çizdirilmesi

% plot(x,xk(3,x),x,Phiqr(x)) %Phiqr akısının kestirim ve simülasyon eğrisinin
%çizdirilmesi

% plot(x,xk(4,x),x,Phidr(x)) %Phidr akısının kestirim ve simülasyon eğrisinin
%çizdirilmesi

% Hesaplanan durum değişkenlerinin hata eğrisinin çizdirilmesi

x=1:1:m-1;

%plot(x,ek(1,x)) % Iqs akım hata eğrisinin çizdirilmesi

%plot(x,ek(2,x)) % Ids akım hata eğrisinin çizdirilmesi

%plot(x,ek(3,x)) % Phiqr akı hata eğrisinin çizdirilmesi

%plot(x,ek(4,x)) % Phidr akı hata eğrisinin çizdirilmesi

BÖLÜM 6. UYGULAMALAR

6.1. Giriş

Bu bölümde tezde BPF için geliştirilen algoritmanın, 5. bölümde verilen Matlab yazılımı kullanılarak gerçekleştirilen uygulamalar verilmiştir. Uygulamalarda aynı motor için sinüzoidal, 6 adım ve PWM olmak üzere üç farklı besleme gerilimi ve iki farklı gözlemleyici hata dinamiği özdeğeri (kutbu) kullanılmıştır. Elde edilen kestirim algoritması için ve kestirim sonuçlarını karşılaştırabilmek için seçilen endüksiyon motorun sürekli zaman durum uzayı modeli kullanılmıştır. Simülasyon ve kestirim algoritması için örnek alma periyodu $200\mu\text{s}$ olarak seçilmiştir. Aşağıda bir örnek uygulanan asekron motora ait durum, giriş, çıkış matrisleri ve motor parametreleri verilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} -a/b & 0 & 1/b\tau & -w_r/b \\ 0 & -a/b & w_r/b & 1/b\tau \\ L_0/\tau & 0 & -1/\tau & w_r \\ 0 & L_0/\tau & -w_r & -1/\tau \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/b & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tau = L_r/R_r$$

$$L_0 = M^2/L_r$$

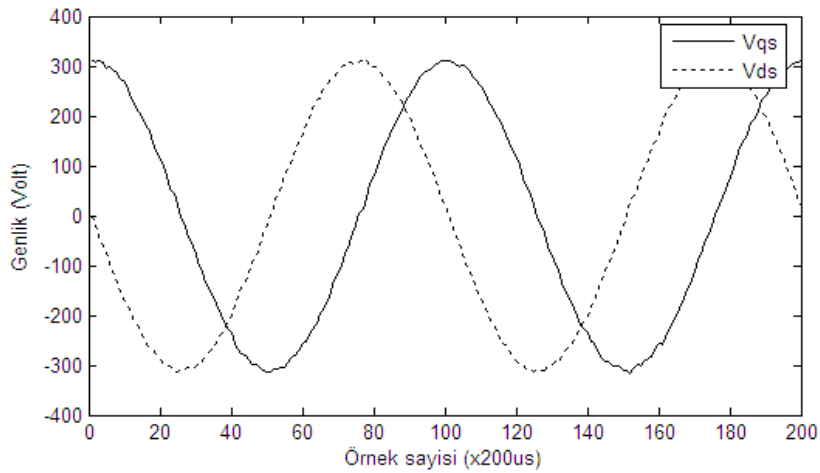
$$a = (R_s + L_0/\tau)$$

$$b = (L_s - L_0)$$

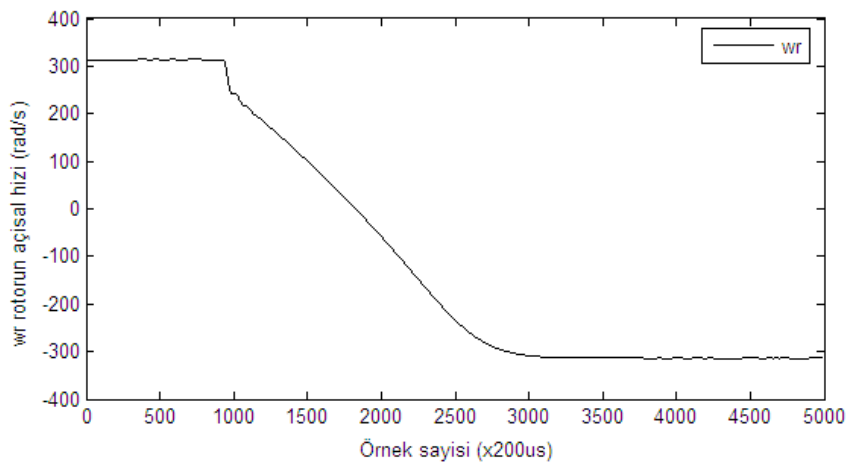
- $L_r = 0.26;$: İndirgenmiş rotor sargı endüktansı
 $L_s = 0.26;$: Stator sargı endüktansı
 $M = 0.24;$: Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans
 $R_r = 4.3;$: İndirgenmiş rotor sargı direnci
 $R_s = 6.37;$: Stator sargı direnci

6.2. Uygulama 1

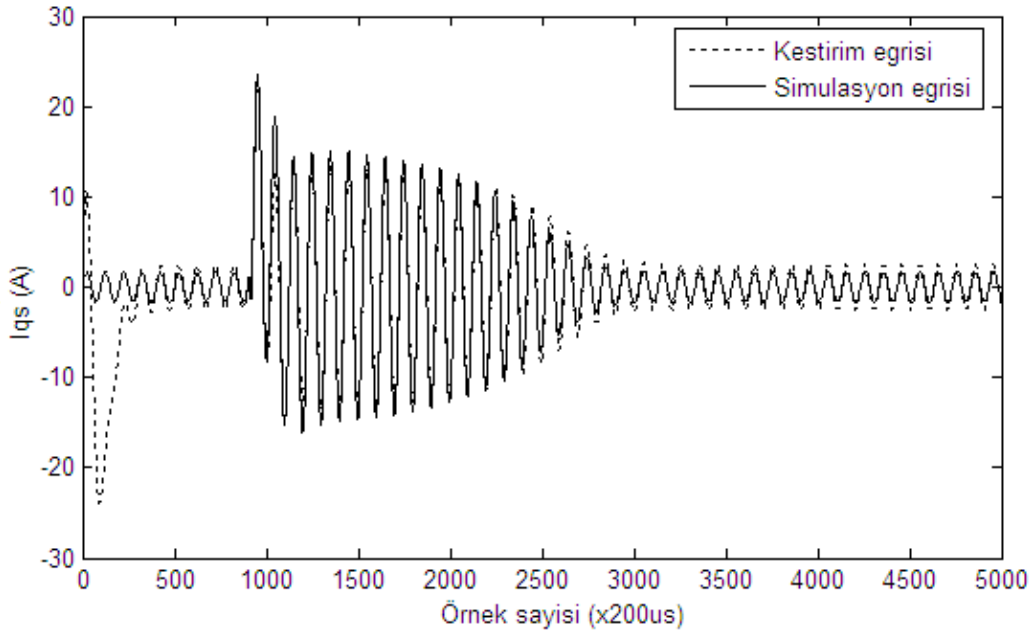
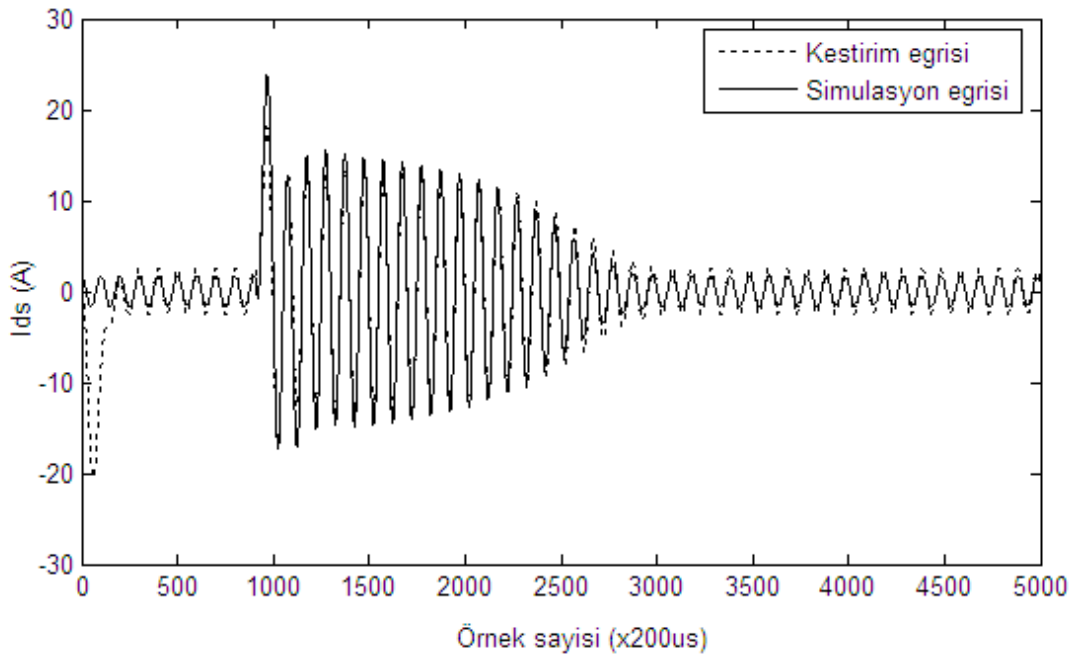
Şekil 6.1a da ki gibi sinüzoidal besleme için w_r açısal hızının Şekil 6.1b de ki gibi değiştirilmesi durumunda elde edilen benzetim ve kestirim sonuçları aşağıdaki şekiller (Şekil 6.2-6.6) ile verilmiştir. Şekil 6.6.(a) daki kestirim hatası eğrilerinden, I_{qs} stator akım bileşeninin $j=150$ katlı kutuplar için yaklaşık 80 ms' de, $J=250$ katlı kutuplar için ise yaklaşık 30 ms'de kestirildiği görülmektedir. Şekil 6.6.(b) deki kestirim hatası eğrilerinden ise Φ_{qr} rotor akı bileşeninin $j=150$ katlı kutuplar için yaklaşık 80 ms' de, $J=250$ katlı kutupları için ise yaklaşık 20 ms'de kestirildiği görülmektedir.



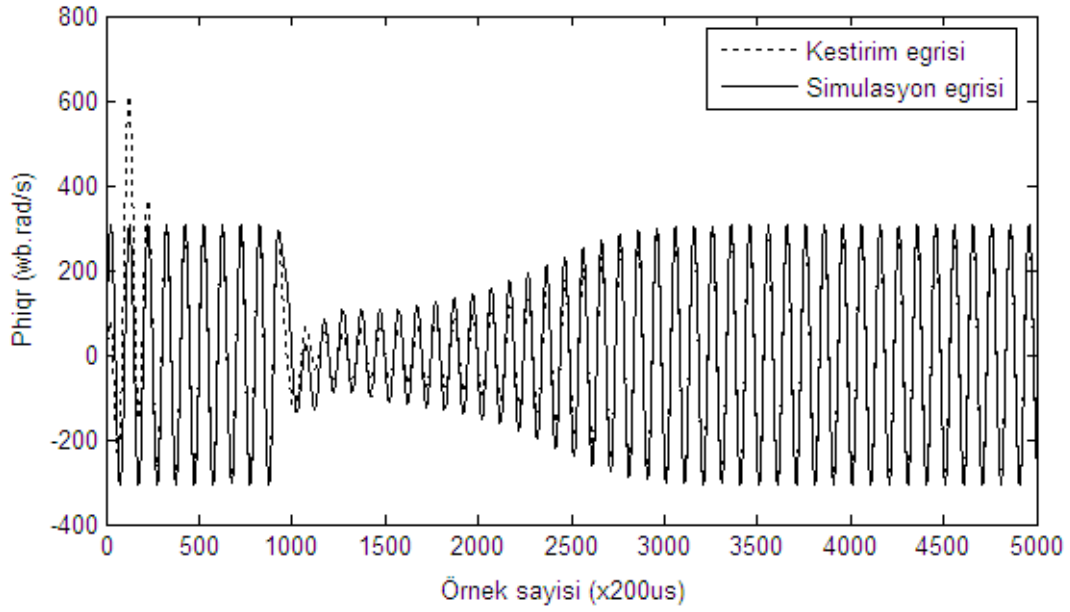
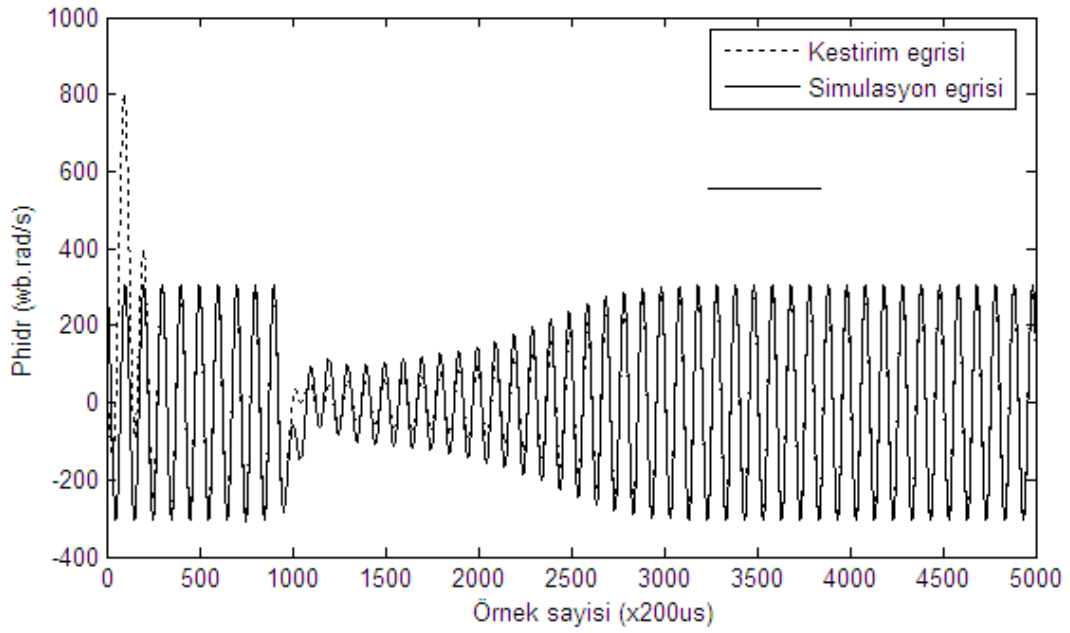
Şekil 6.1a Sinüzoidal besleme için V_{qs} ve V_{ds} geriliminin zamana göre değişimi



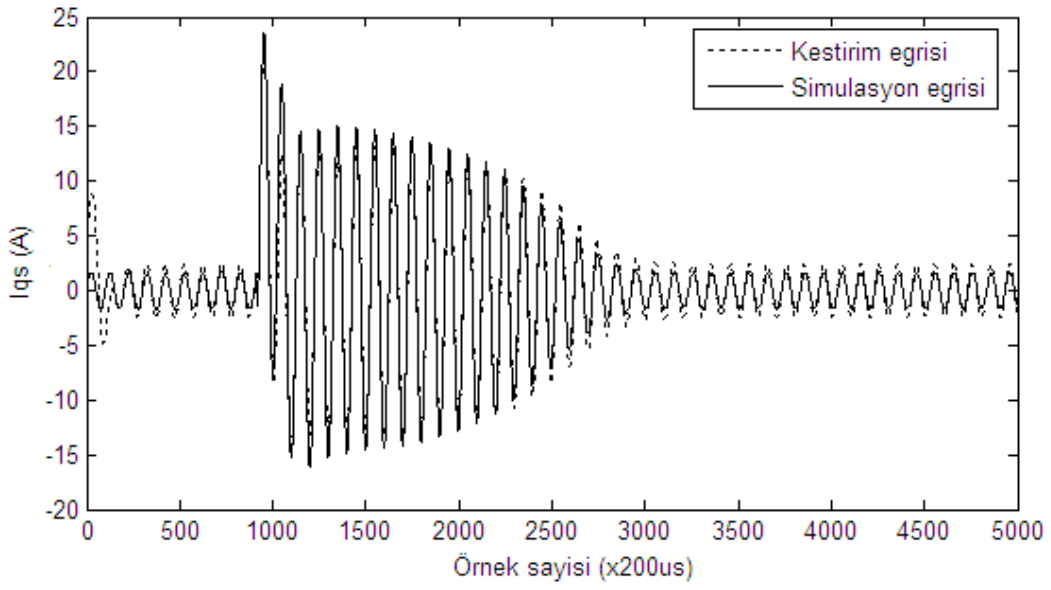
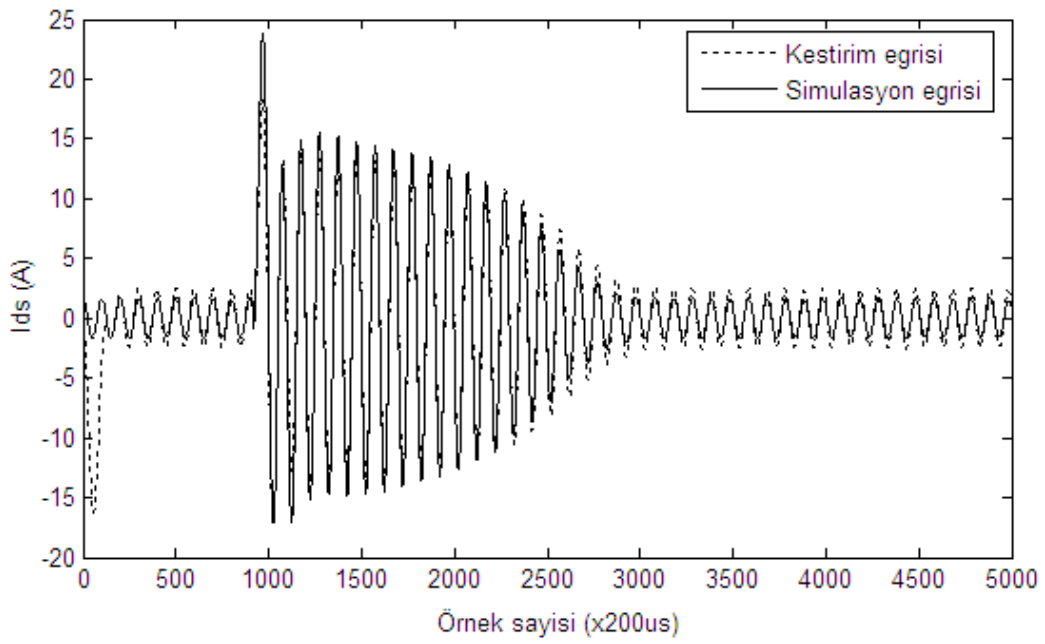
Şekil 6.1b Sinüzoidal besleme için rotor açısal hızının zamana göre değişimi

(a) I_{qs} akım bileşeni için(b) I_{ds} akım bileşeni için

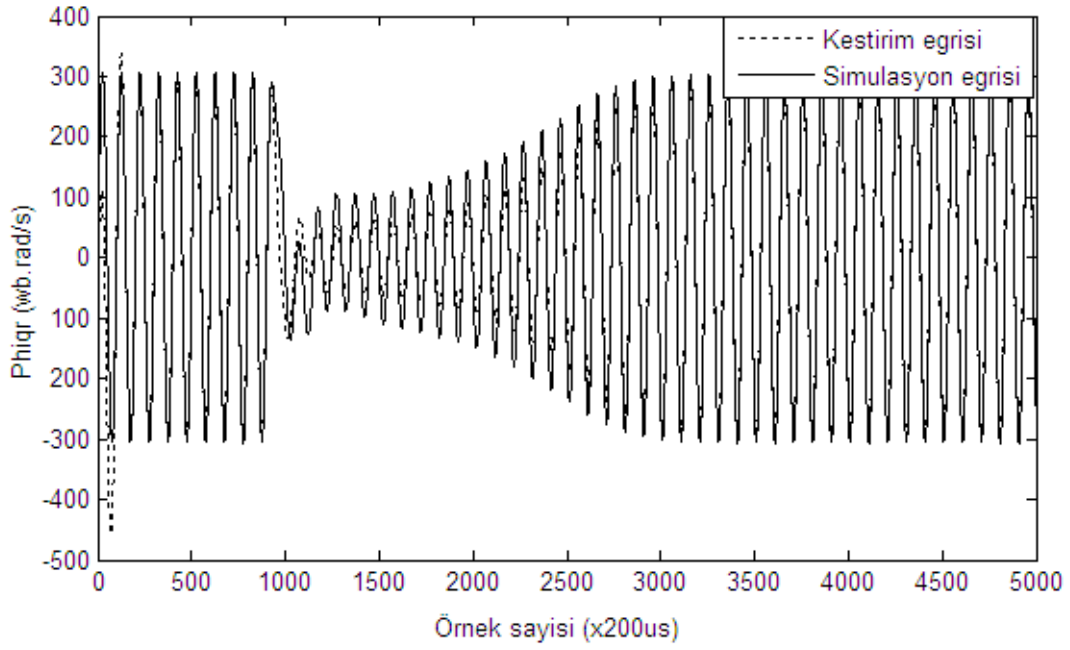
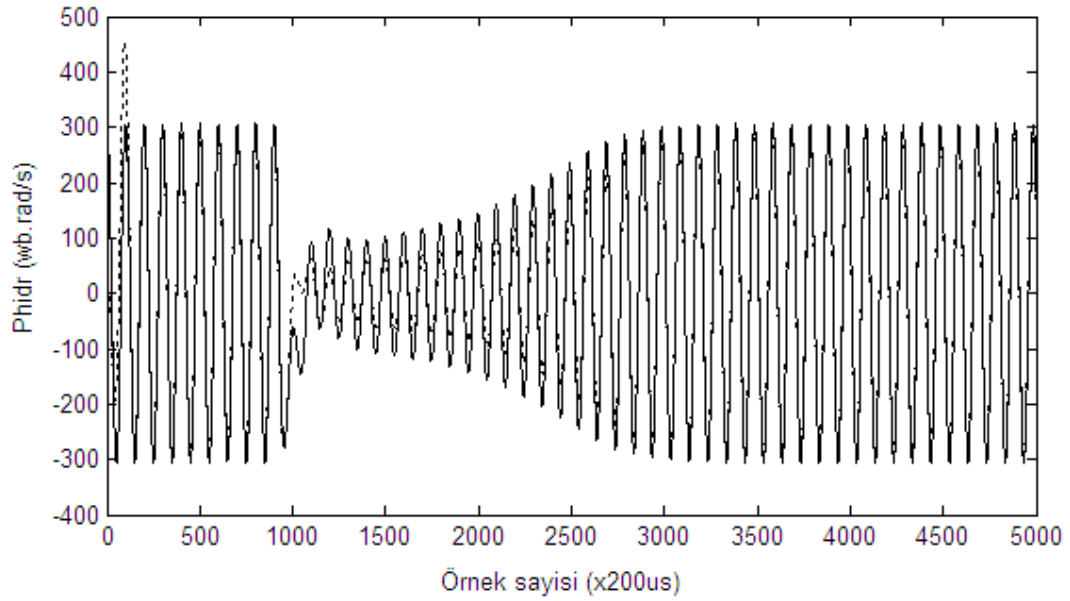
Şekil 6.2. Sinüzoidal besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$)

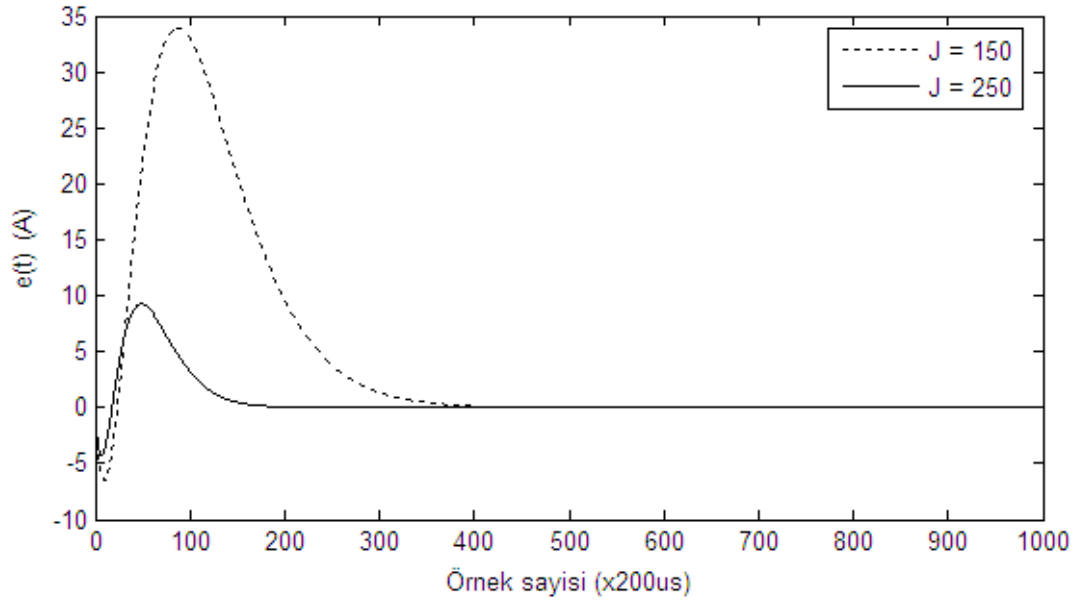
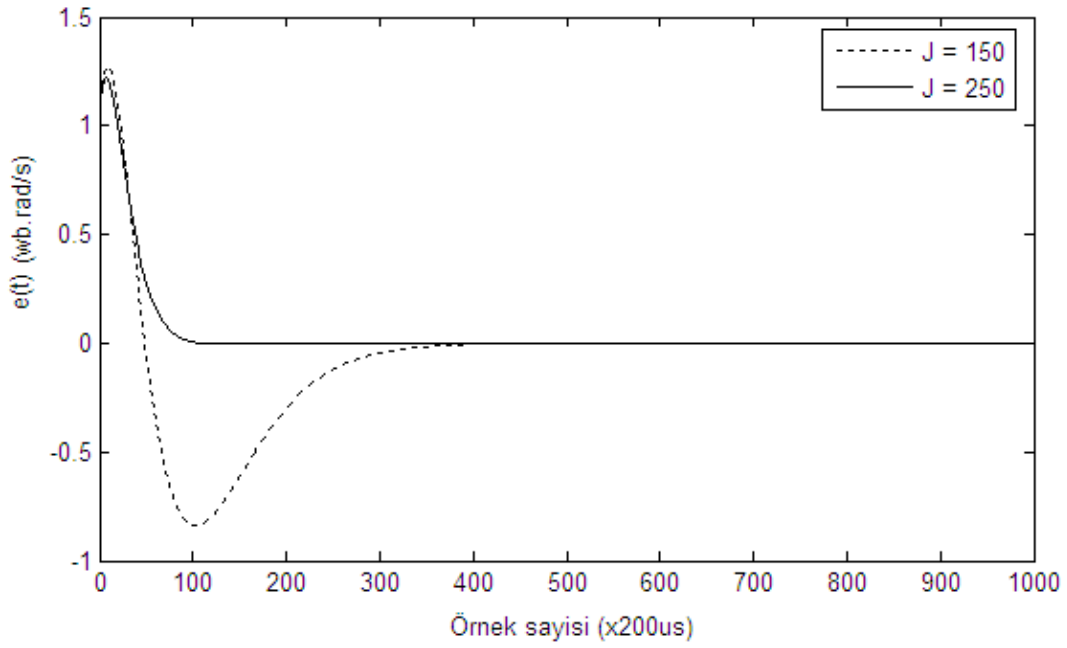
(a) Φ_{qr} akı bileşeni için(b) Φ_{dr} akı bileşeni için

Şekil 6.3. Sinüzoidal besleme için Rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$)

(a) I_{qs} akım bileşeni için(a) I_{ds} akım bileşeni için

Şekil 6.4. Sinüzoidal besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$)

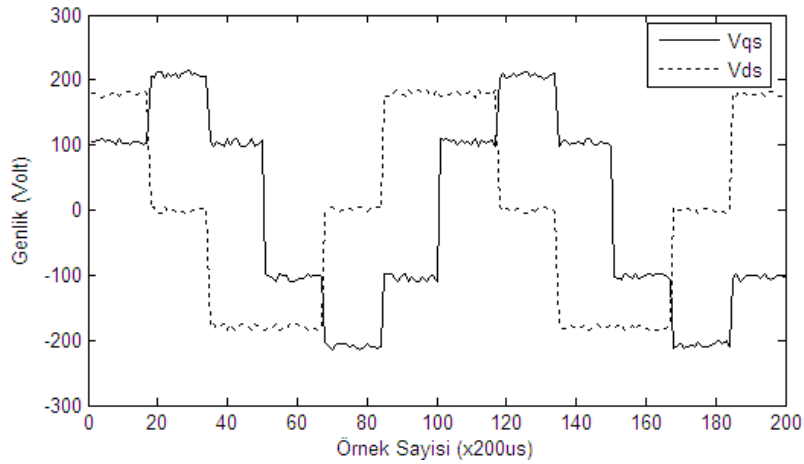
(a) $\Phi_{i_{qr}}$ akı bileşeni için(b) $\Phi_{i_{dr}}$ akı bileşeni içinŞekil 6.5. Sinüzoidal besleme için Rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$)

(a) I_{qs} akım bileşeni için(b) Φ_{qr} akı bileşeni için

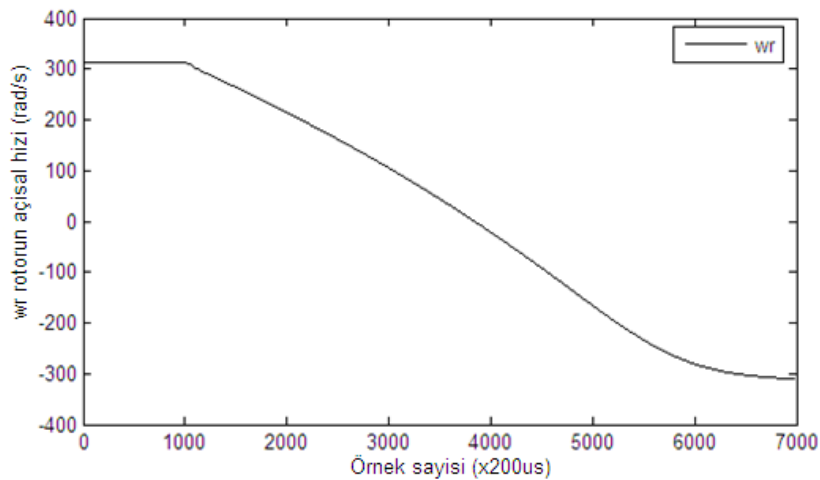
Şekil 6.6 150 ve 250 katlı kutupları için stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatası eğrileri (Sinüzoidal besleme)

6.3. Uygulama 2

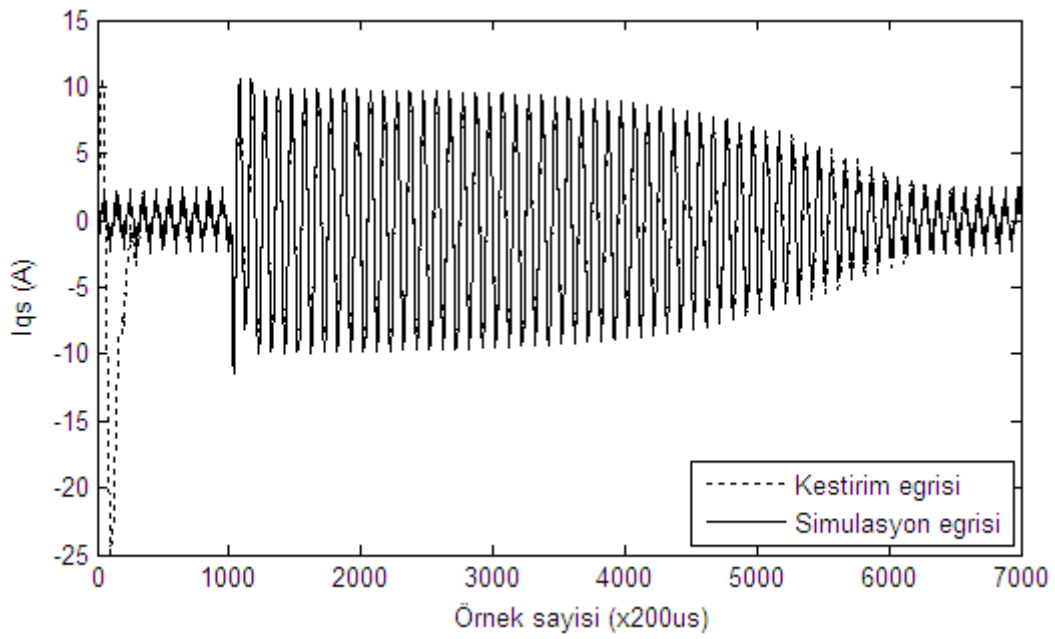
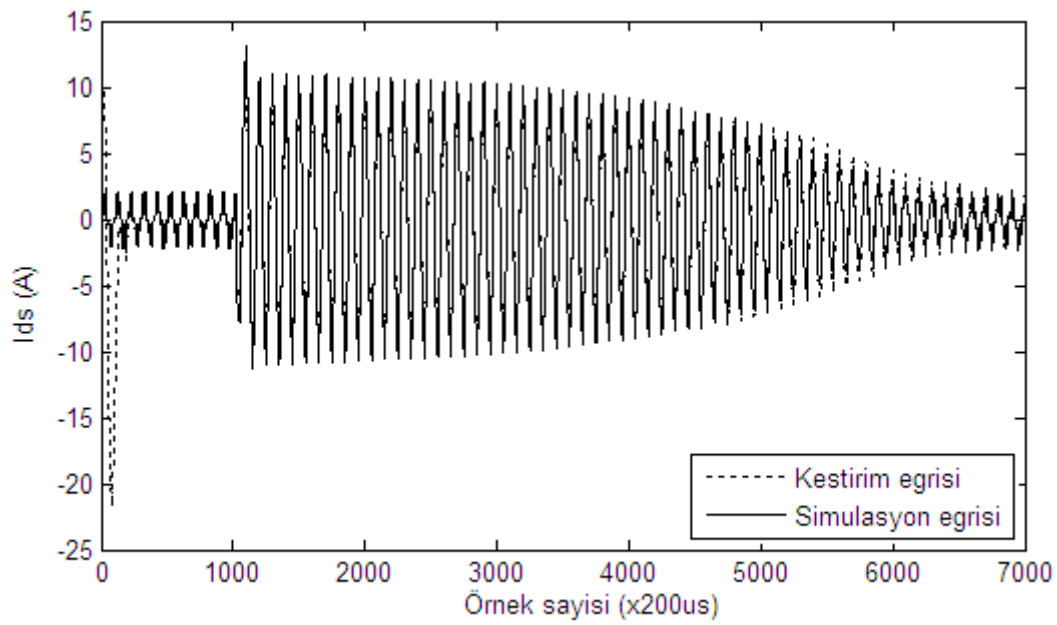
Şekil 6.7.a da ki 6 Adım besleme için w_r açılal hızının Şekil 6.7.b de ki gibi değıştirilmesi durumunda elde edilen benzetim ve kestirim sonuçları aşğıdaki şekiller (Şekil 6.8-6.12) ile verilmiştir. Şekil 6.12.(a) deki kestirim hatası eğrilerinden, I_{qs} stator akım bileşeninin $j=150$ katlı kutuplar için yaklaşık 80 ms' de, $J=250$ katlı kutuplar için ise yaklaşık 40 ms'de kestirildiğı görölmektedir. Şekil 6.12.(b) deki kestirim hatası eğrilerinden ise Φ_{qr} rotor akı bileşeninin $j=150$ katlı kutuplar için yaklaşık 80 ms' de, $J=250$ katlı kutupları için ise yaklaşık 20 ms'de kestirildiğı görölmektedir.

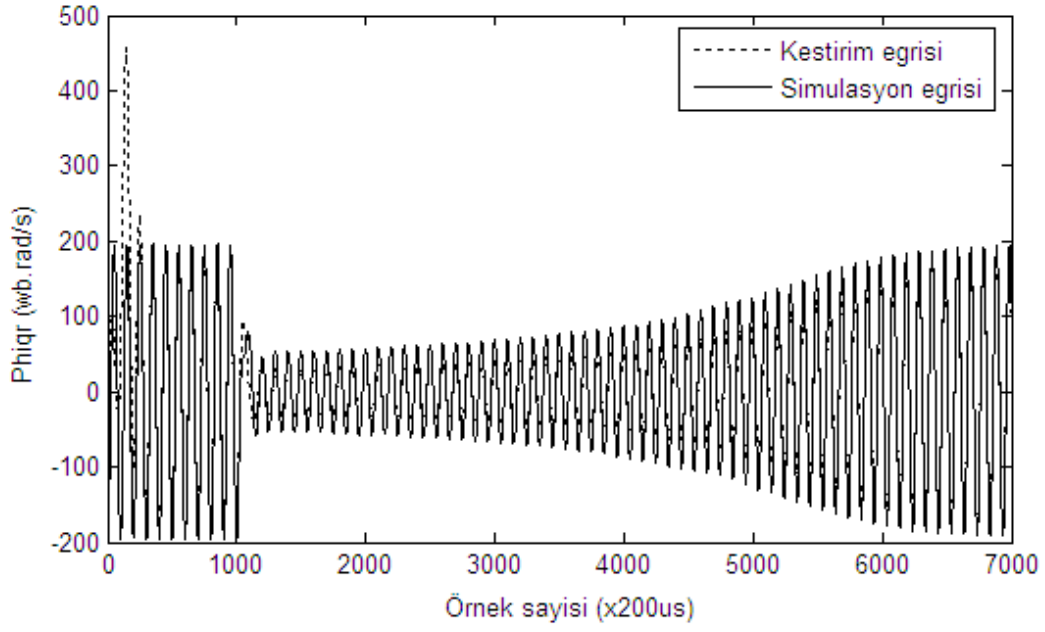
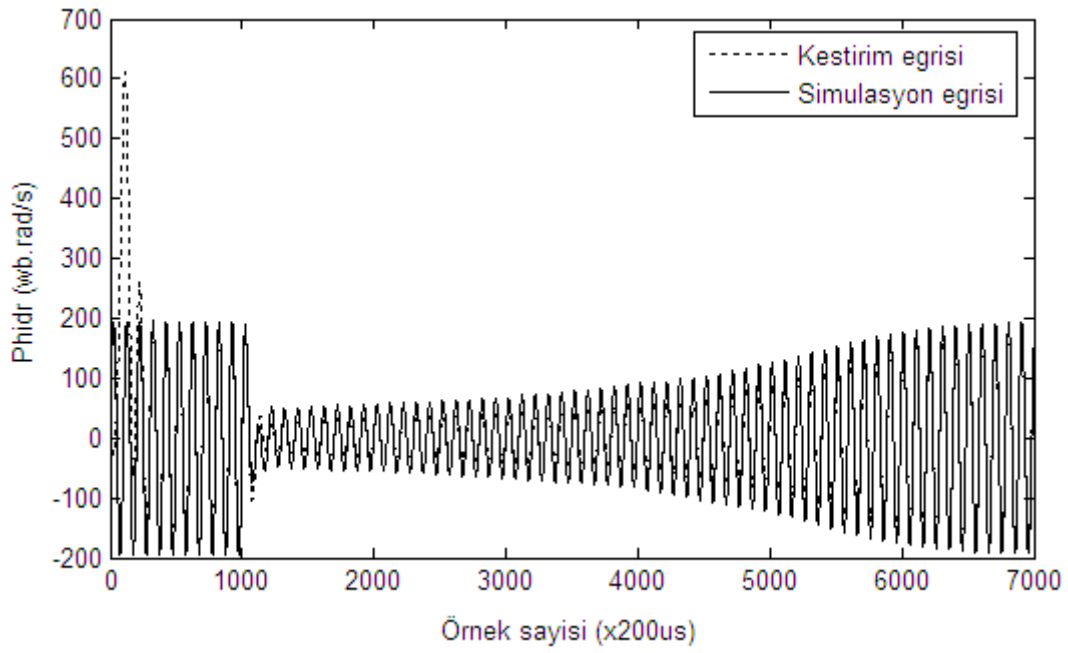


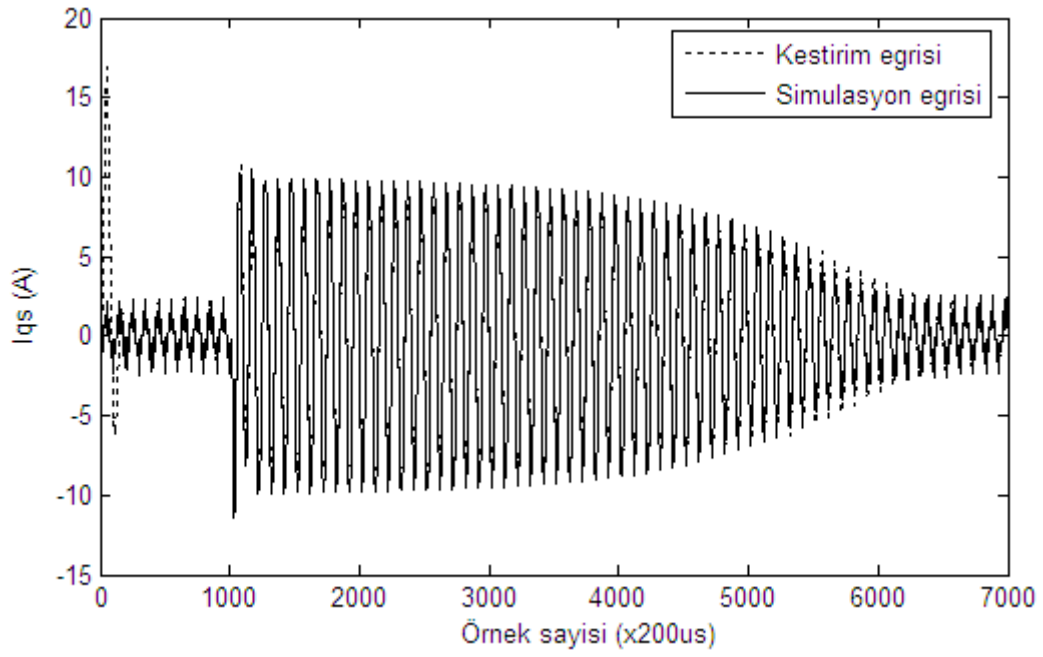
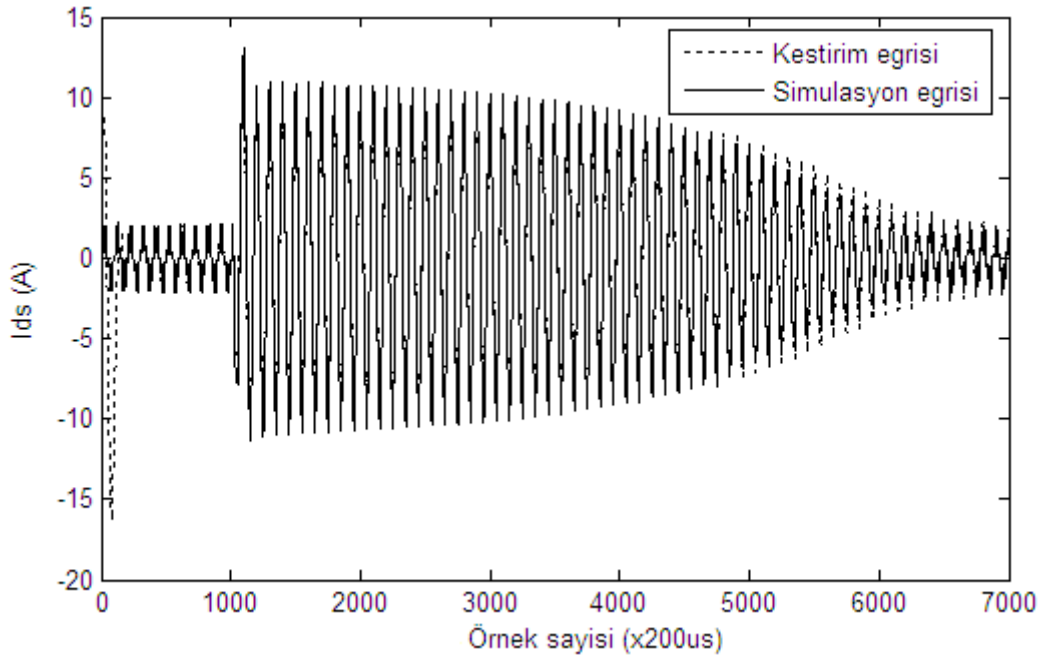
Şekil 6.7.a. 6 adım besleme için V_{qs} ve V_{ds} geriliminin zamana göre değışimi

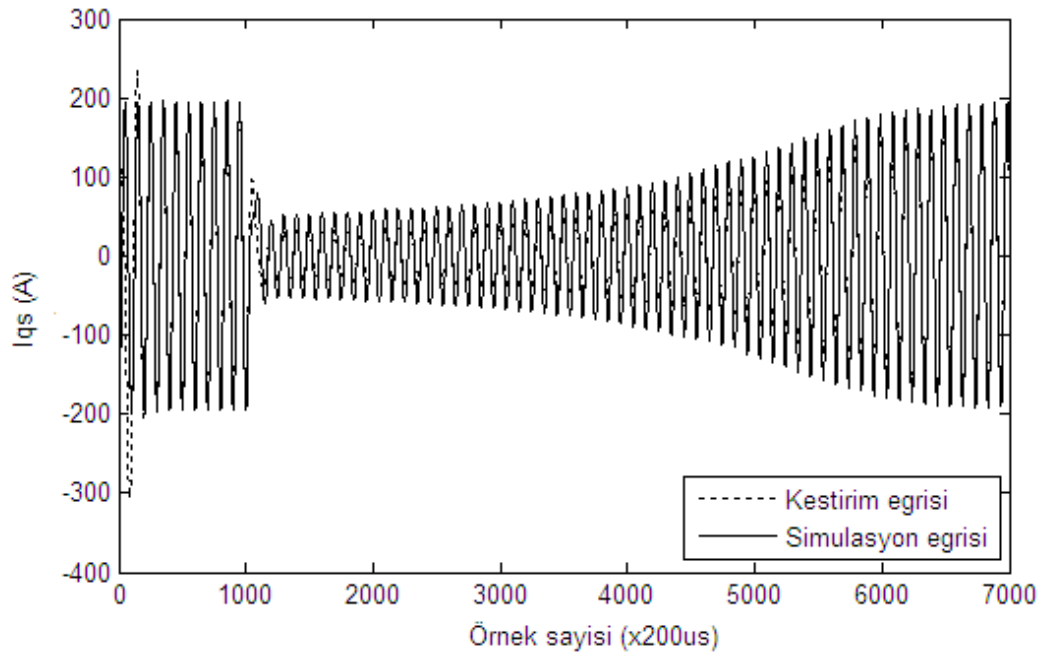
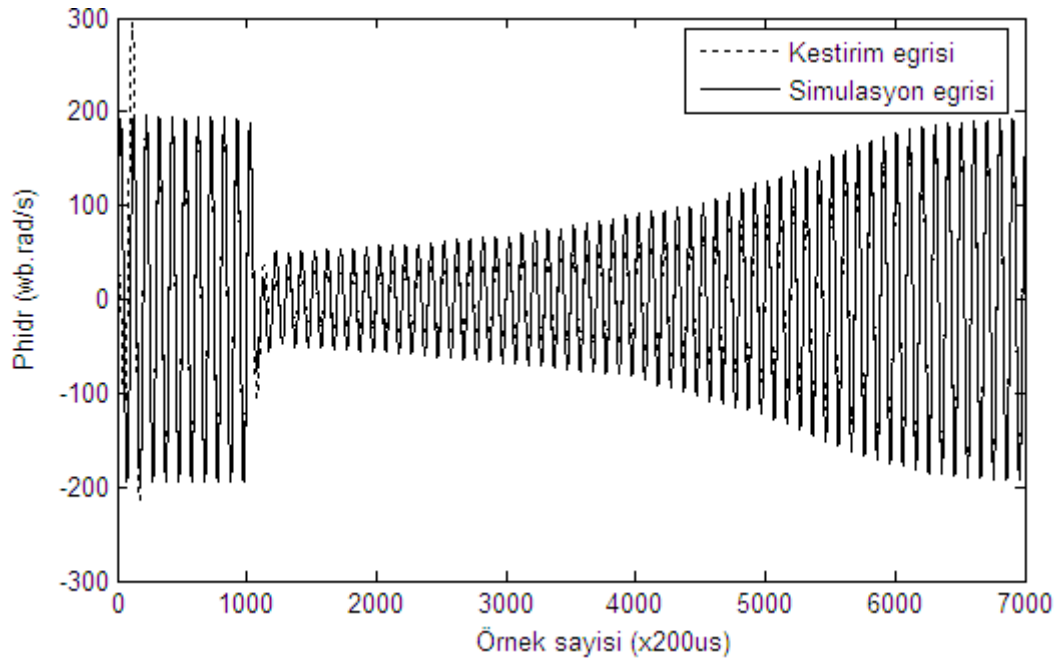


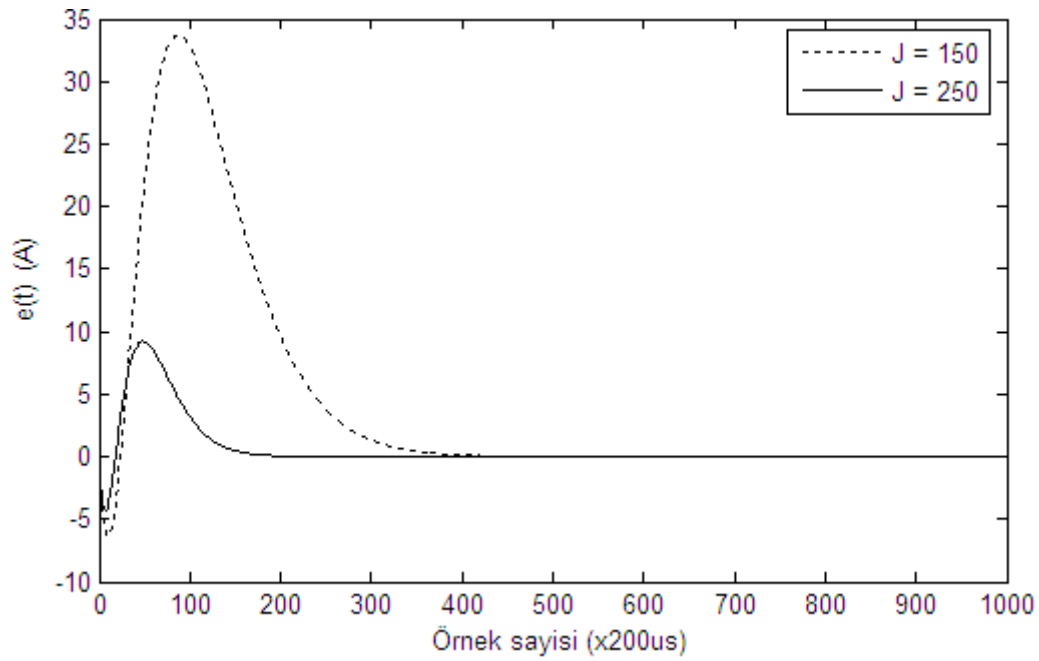
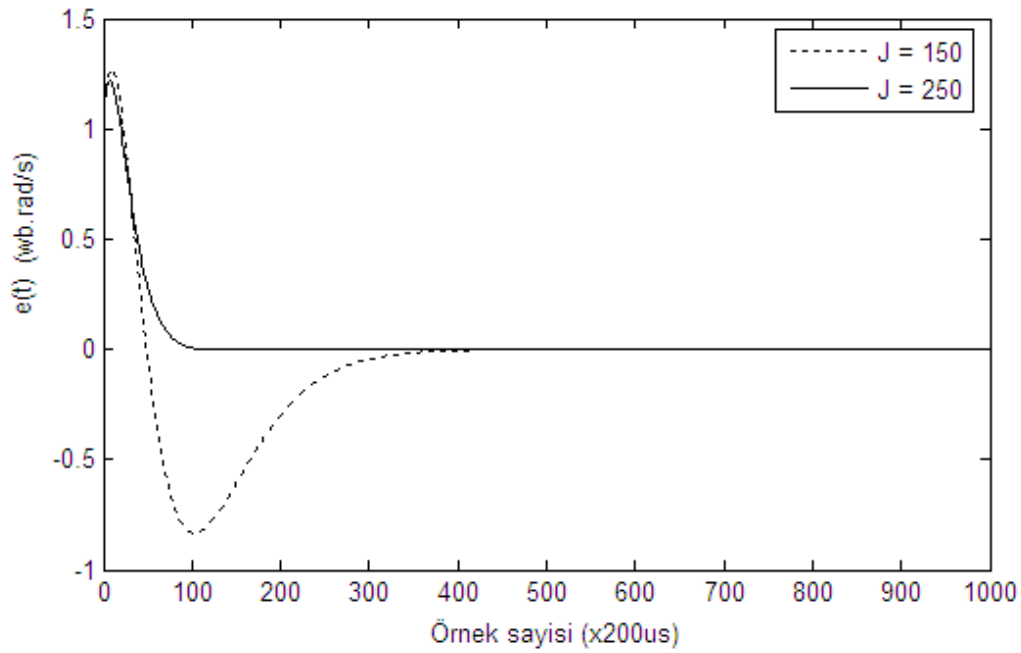
Şekil 6.7.b. 6 adım besleme için rotor açılal hızının zamana göre değışimi

(a) I_{qs} akım bileşeni için(c) I_{ds} akım bileşeni içinŞekil 6.8. 6 adım besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$)

(a) Φ_{qr} akı bileşeni için(b) Φ_{dr} akı bileşeni içinŞekil 6.9. 6 adım besleme için rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$)

(a) I_{qs} akım bileşeni için(c) I_{ds} akım bileşeni içinŞekil 6.10. 6 adım besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$)

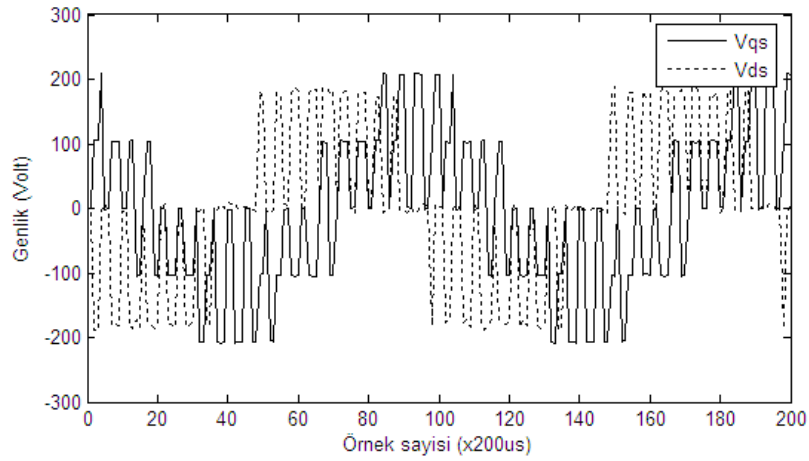
(a) $\Phi_{i_{qr}}$ akı bileşeni için(b) $\Phi_{i_{dr}}$ akı bileşeni içinŞekil 6.11. 6 adım besleme için rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$)

(a) I_{qs} akım bileşeni için(b) Φ_{qr} akı bileşeni için

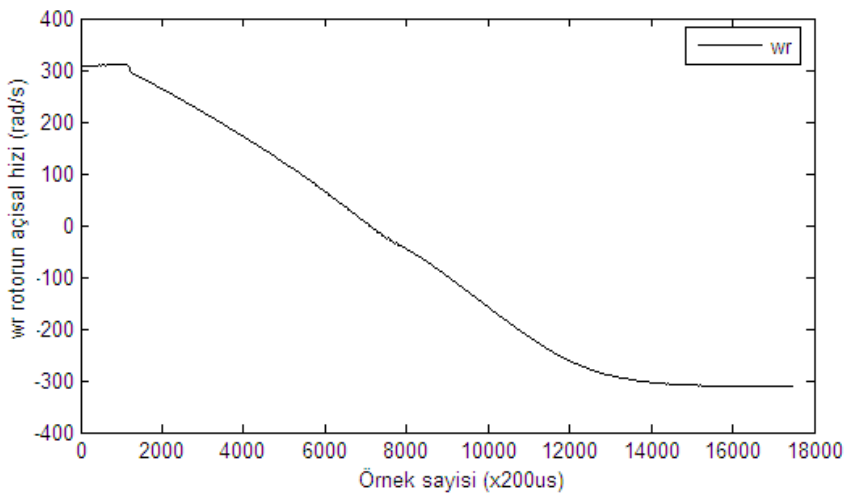
Şekil 6.12. 150 ve 250 katlı kutupları için stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatası eğrileri (6 Adım besleme)

6.4. Uygulama 3

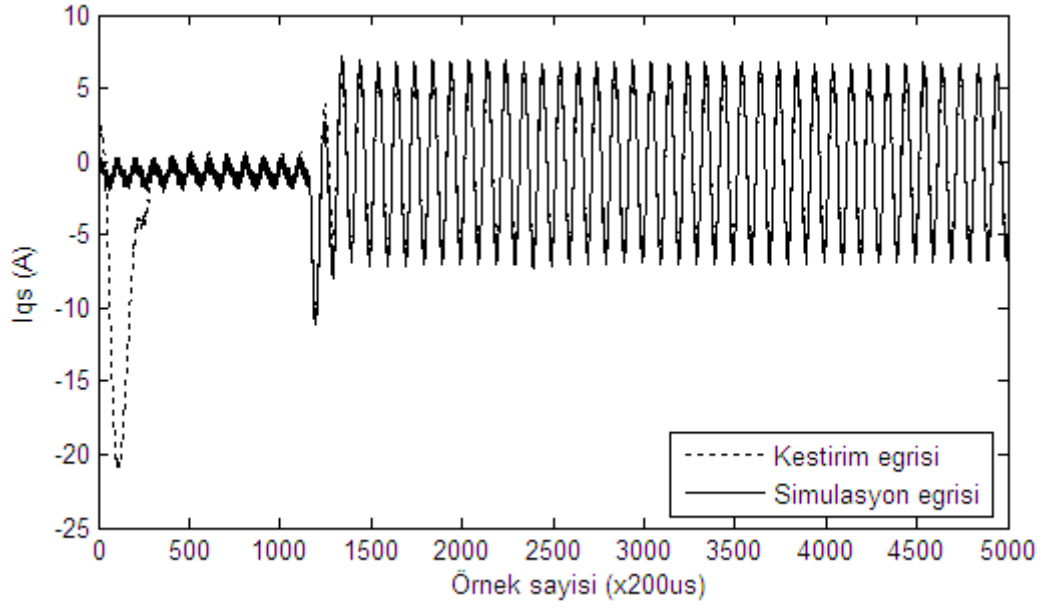
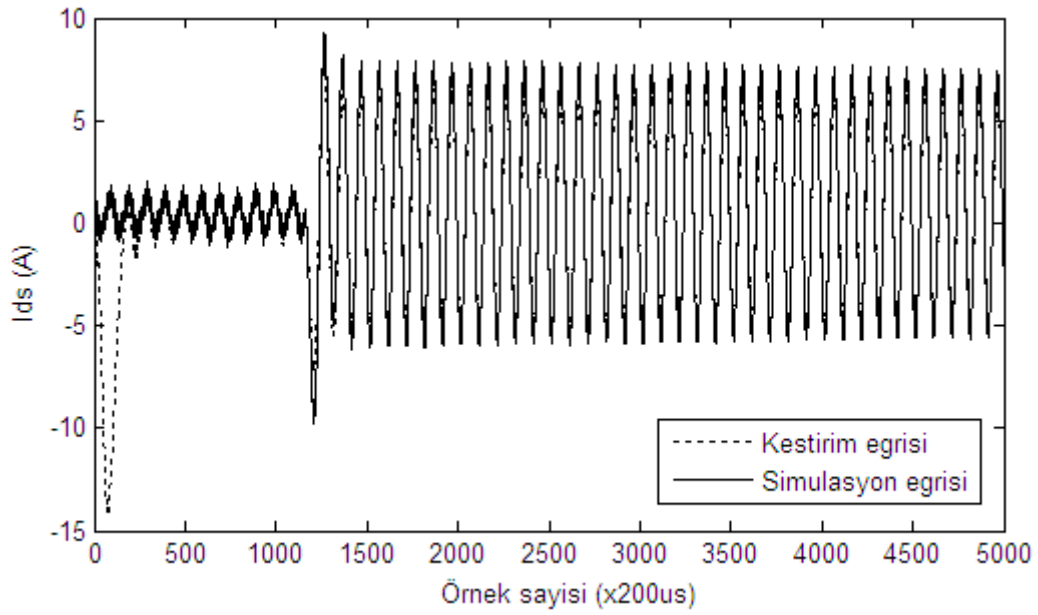
Şekil 6.13.a da ki PWM besleme için ω_r açısal hızının Şekil 6.13.b de ki gibi değiştirilmesi durumunda elde edilen benzetim ve kestirim sonuçları aşağıdaki şekiller (Şekil 6.14-6.18) ile verilmiştir. Şekil 6.18.(a) daki kestirim hatası eğrilerinden, I_{qs} stator akım bileşeninin $j=150$ katlı kutuplar için yaklaşık 80 ms' de, $J=250$ katlı kutuplar için ise yaklaşık 40 ms'de kestirildiği görülmektedir. Şekil 6.18.(b) deki kestirim hatası eğrilerinden ise Φ_{qr} rotor akı bileşeninin $j=150$ katlı kutuplar için yaklaşık 80 ms' de, $J=250$ katlı kutupları için ise yaklaşık 20 ms'de kestirildiği görülmektedir.

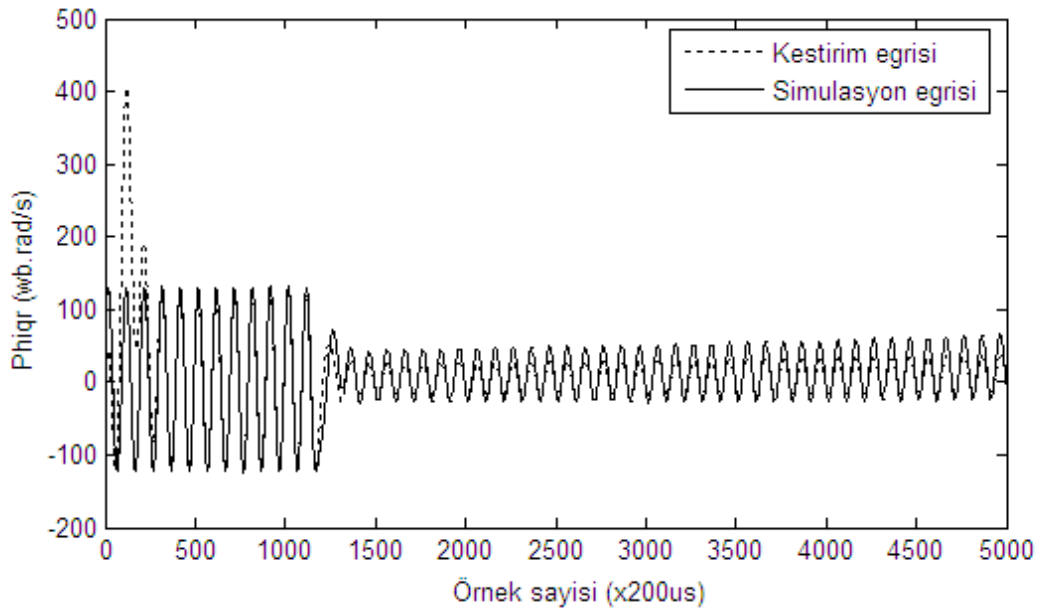
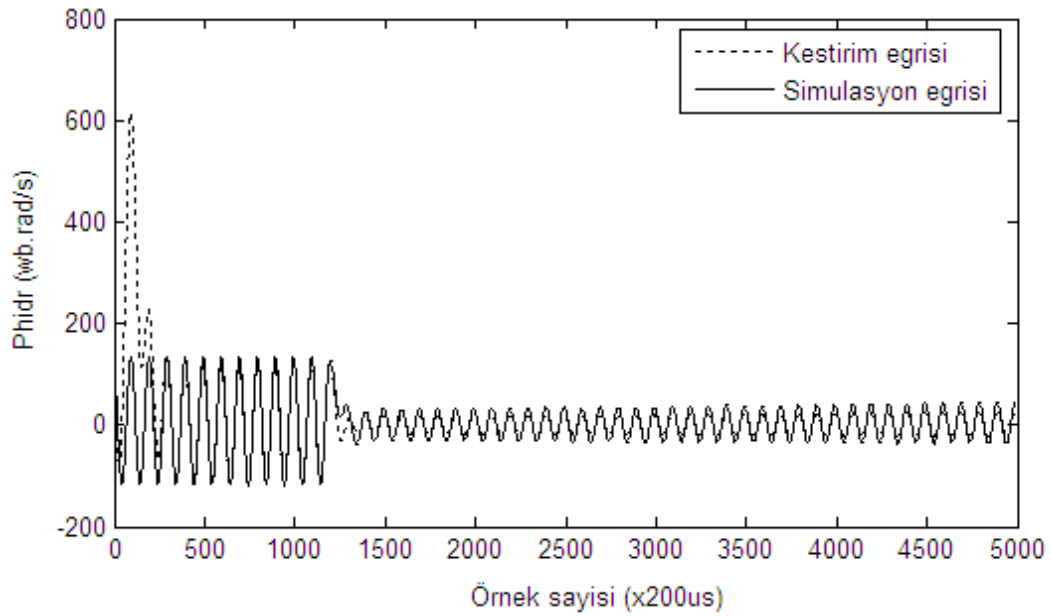


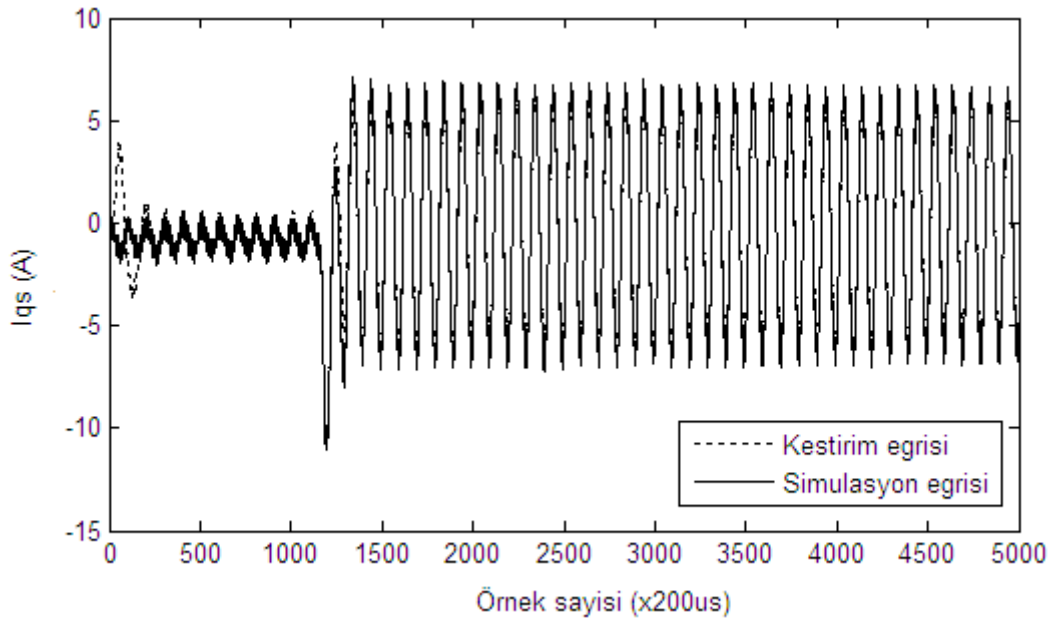
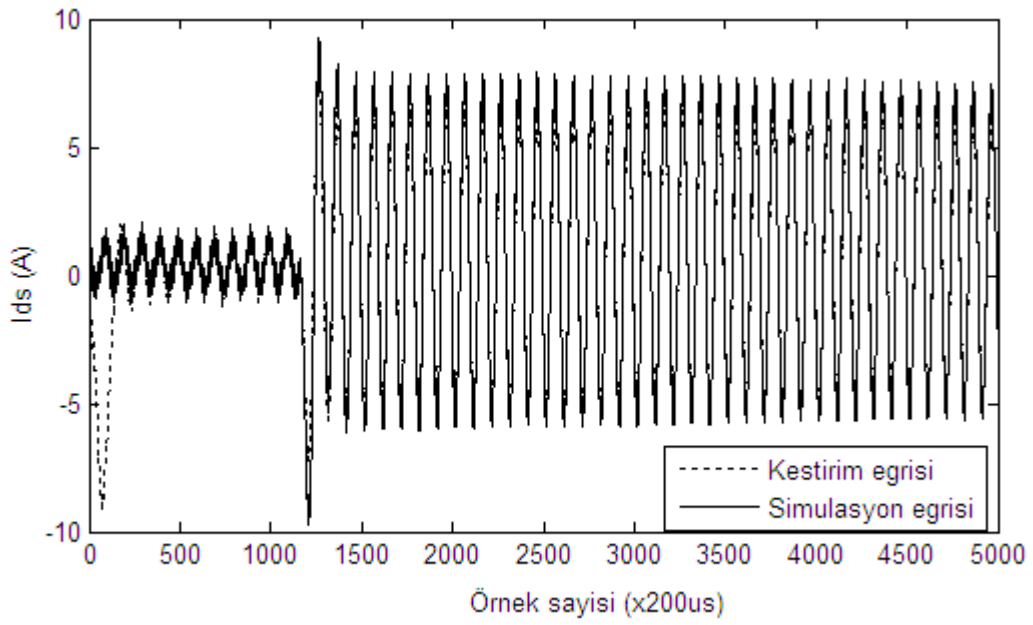
Şekil 6.13.a. PWM besleme için V_{qs} ve V_{ds} geriliminin zamana göre değişimi

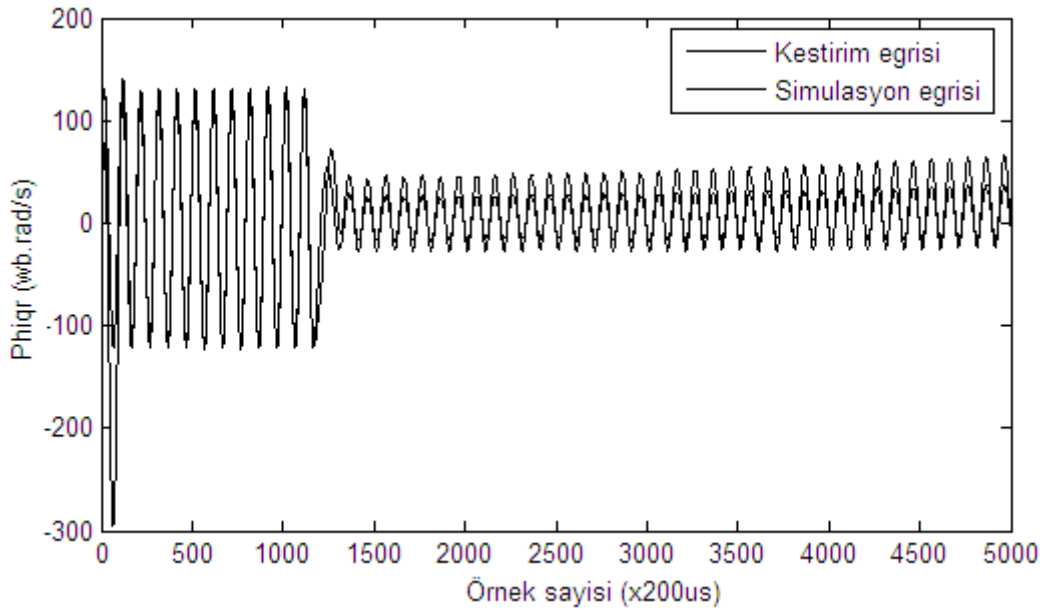
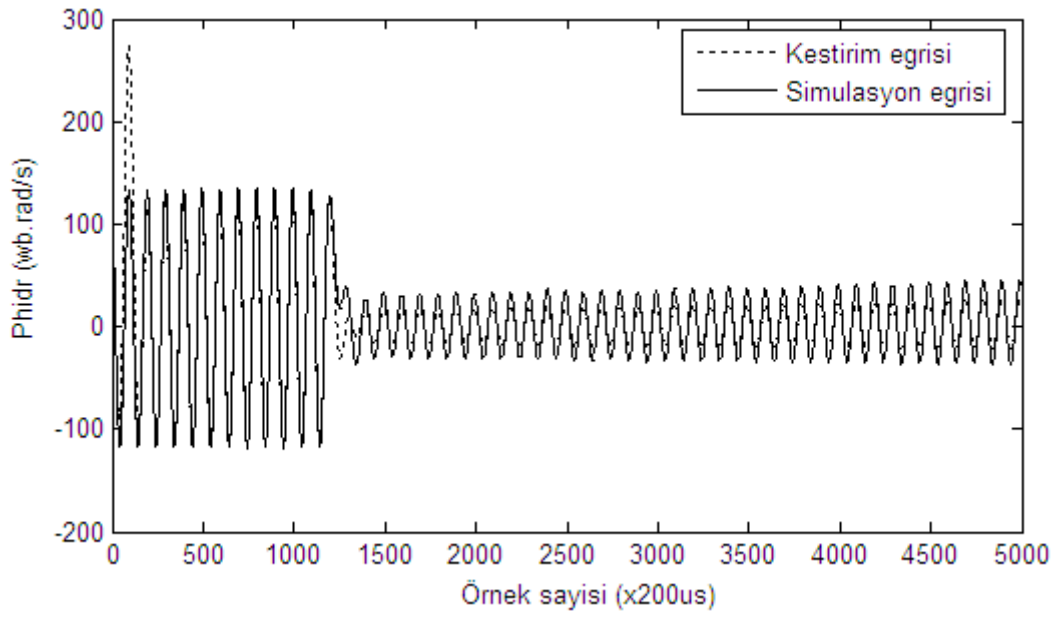


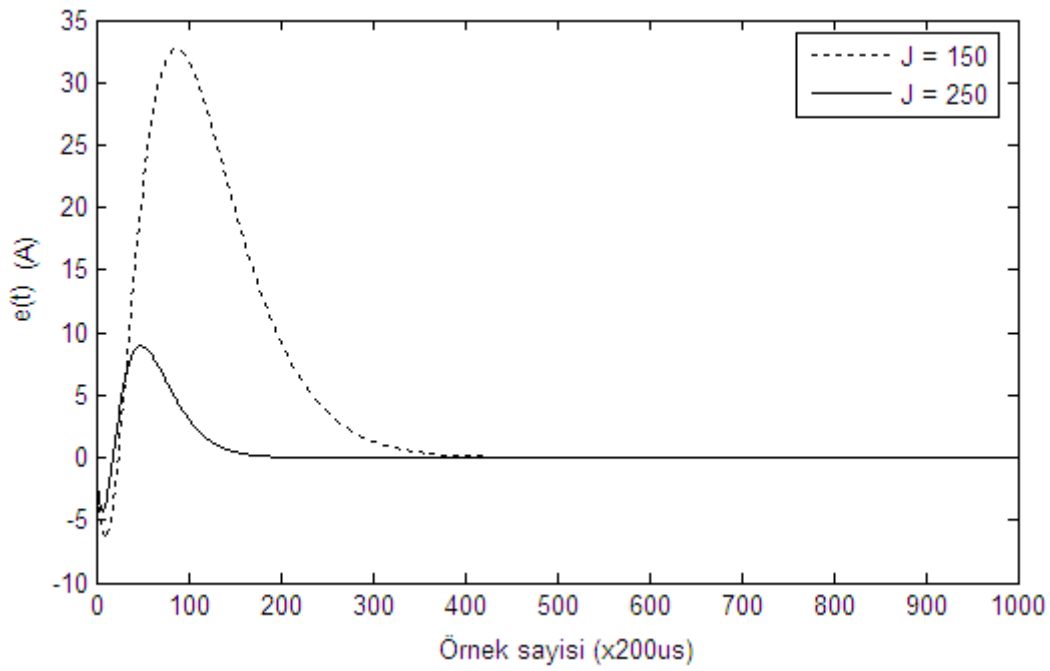
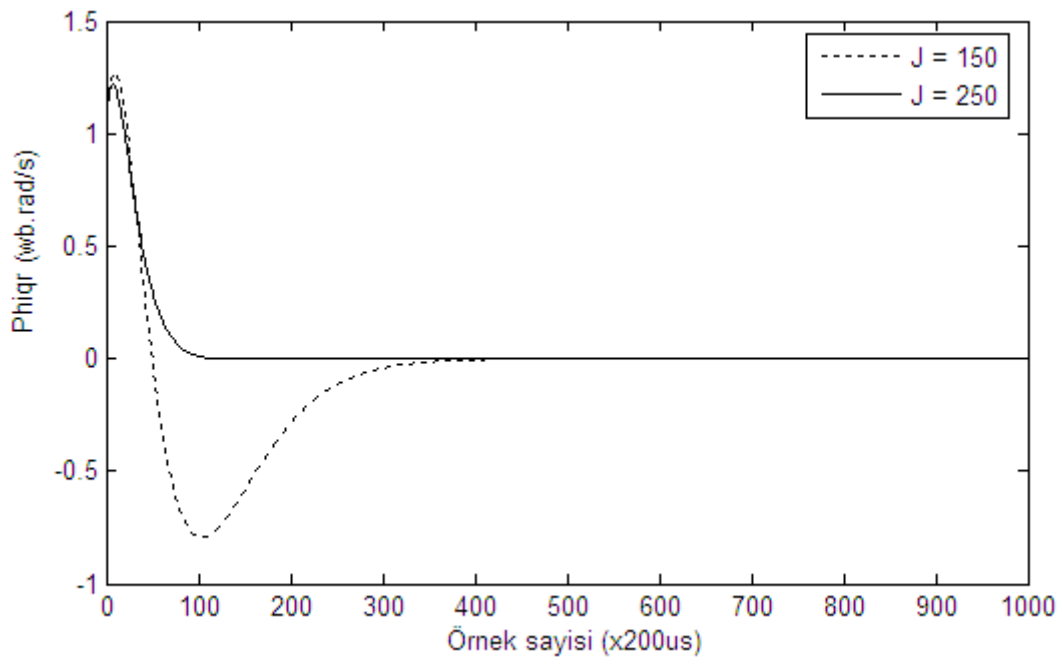
Şekil 6.13.b. PWM besleme için rotor açısal hızının zamana göre değişimi

(a) I_{qs} akım bileşeni için(c) I_{ds} akım bileşeni içinŞekil 6.14. PWM besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$)

(a) Φ_{qr} akı bileşeni için(b) Φ_{dr} akı bileşeni içinŞekil 6.15. PWM besleme için Rotor akısı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 150$)

(a) I_{qs} akım bileşeni için(b) I_{ds} akım bileşeni içinŞekil 6.16. PWM besleme için stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$)

(a) Φ_{qr} akı bileşeni için(b) Φ_{dr} akı bileşeni içinŞekil 6.17. PWM besleme için rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim ve benzetim eğrileri ($J = 250$)

(a) I_{qs} akım bileşeni için(c) Φ_{iqr} akı bileşeni için

Şekil 6.18. 150 ve 250 katlı kutupları için stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatası eğrileri (PWM besleme)

KAYNAKLAR

- [1] TAKAYOSHI, M., THOMASH A.L., A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector Controlled Induction Motor Drivers, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No:4, May/June 1985
- [2] TERESA, O.K., Induction Motor Flux Reconstruction via New Reduced-Order State Observer, Electric Machines and Power Systems, Vol.17, pp.139153, 1989.
- [3] ROBOAM, X., ANDRICUC, C., FORNEL, B., HAPIOT, J.C., Rotor Flux Observation and Control in Squirrel- cage Induction Motor: Reliability with Respect to Parameters Variations, IEEE Proceedings-D, Vol. 139, No:4, July 1992.
- [4] HSU, N.S., CHENG, B., Analysis and optimal control of time-varying linear system via block-pulse functions, Int. J. Control, 1981, Vol. 33 No. 6 1107-1122
- [5] AKSOY, S., ALTAŞ, İ.H., EKER, M.K., A Reduced Order Time Constant and Flux Estimator for Vector Controlled Induction Motor, IEEE 1996
- [6] AKSOY, S., ABUŞOĞLU, A., Laguerre Serileri Yaklaşıklığını Kullanarak Yeni Bir Durum Değişkenlerini Kestirim Yöntemi, EEBM 8. Ulusal Kongresi 27 Mayıs 1999

BÖLÜM 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında d-q eksen sistemi matematiksel modeliyle tanımlanan üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun stator akım ve rotor akı bileşenleri olarak tanımlanmış olan durum değişkenlerinin yaklaşık çözümünü amaçlayan bir kestirim algoritması geliştirilmiştir. Önerilen algoritmada block-pulse fonksiyonları ve bazı önemli özellikleri esas alınmıştır. Algoritma için Matlab yazılımı ortamında geliştirilen yazılım kullanılarak sinüzoidal, 6 adım ve PWM besleme gerilimleri için örnek bir asenkron motora uygulanmıştır. Uygulamalarda kestirim algoritması için giriş verileri olarak söz konusu asenkron motorun dq eksen sistemi matematiksel modelinden elde edilen benzetim sonuçları kullanılmıştır. Elde edilen kestirim sonuçlarından, gözlemleyici hata dinamiği öz değerleri sol yarı s düzleminde sola doğru kaydırıldıkça kestirim hatasının daha kısa sürede sifira yakınsadığı gözlenmiştir.

Kestirim algoritmasında esas alınan block-pulse fonksiyonların sayısal işlemlere uygunluğu algoritmanın en önemli üstünlüğünü teşkil etmektedir. Bu özellik sayesinde önerilen algoritma gerçek zamanlı uygulamalar için uygun bir mikroişlemcide kolayca programlanabilir.

ÖZGEÇMİŞ

1980 yılında Erzurum'un İspir ilçesinde doğdu. İlkokul eğitim öğretimini Gazi Ahmet Muhtar Paşa İlkokulu'nda, Ortaokul eğitim öğretimini Küçükköy İmam Hatip Lisesi'nde, Lise eğitim öğretimini Sabit Büyük Bayrak Lisesi'nde tamamladı. 1997 yılında başladığı Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünü 2002 yılında bitirerek mezun oldu. Şu anda TÜBİTAK Teknoloji geliştirme bölgesinde DEVNET firmasında AR-GE mühendisi olarak çalışmaktadır