

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**VEKTÖR DENETİM YÖNTEMİNDE İKİ FARKLI HIZ GÖZLEMCİSİNİN
KARŞILAŞTIRILMASI VE MOTOR PARAMETRELERİNDEKİ
DEĞİŞİMLERİN DENETİM BAŞARIMINA ETKİSİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ramazan ÇUKUR

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

MAYIS 2015

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**VEKTÖR DENETİM YÖNTEMİNDE İKİ FARKLI HIZ GÖZLEMCİSİNİN
KARŞILAŞTIRILMASI VE MOTOR PARAMETRELERİNDEKİ
DEĞİŞİMLERİN DENETİM BAŞARIMINA ETKİSİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Ramazan ÇUKUR
(504121032)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Yrd.Doç Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ

MAYIS 2015

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504121032 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Ramzan ÇUKUR**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**VEKTÖR DENETİM YÖNTEMİNDE İKİ FARKLI HIZ GÖZLEMCİSİNİN KARŞILAŞTIRILMASI VE MOTOR PARAMETRELERİNDEKİ DEĞİŞİMLERİN DENETİM BAŞARIMINA ETKİSİ**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Feriha ERFAN KUYUMCU**
Kocaeli Üniversitesi

Doç. Dr. Lale TÜKENMEZ ERGENE
İstanbul Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **4 Mayıs 2015**
Savunma Tarihi : **29 Mayıs 2015**

Aileme ve yeğenlerime,

ÖNSÖZ

Yüksek lisans çalışmamda yardımını ve desteğini esirgemeyen çok değerli danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ'a, Sayın Arş. Gör. Mehmet Onur GÜLBAHÇE'ye, Sayın Arş. Gör. Mustafa Selim SEZGİN'e ve benden desteğini esirgemeyen aileme sonsuz teşekkür ederim.

Mayıs 2015

Ramazan ÇUKUR
(Elektrik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatür Araştırması	2
1.2 Sincap Kafesli Asenkron Motorlar.....	3
1.3 Asenkron Motorun Matematiksel Modeli	4
2. REFERANS ÇERÇEVE TEOREMİ	7
2.1 Eksen Takımları	7
2.2 Park Dönüşümü ($\alpha\beta - dq$)	8
2.3 Clarke Dönüşümü ($abc - \alpha\beta$)	9
2.4 Asenkron Motorun D-Q (Senkron Dönen Çerçeve) Eksen Modeli	10
2.5 Asenkron Motorun Birim Değer Modeli.....	13
3. ASENKRON MOTORUN DENETİM YÖNTEMLERİ VE BENZETİM	
MODELLERİ.....	17
3.1 Skaler Denetim (V/f Denetimi)	17
3.2 Vektör Denetim Yöntemi	20
3.2.1 Doğrudan moment denetimi (DMD).....	21
3.2.2 Doğrudan alan yönlendirmeli vektör denetimi	22
3.2.3 Dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi	23
3.2.3.1 Hız algılayıcılı (kapalı çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör	
denetimi	24
3.2.3.2 Hız algılayıcısız (açık çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör	
denetimi	27
4. HIZ ALGILAYICISIZ DOLAYLI VEKTÖR DENETİMİNDE HIZ	
TAHMİN YÖNTEMLERİ.....	31
4.1 Kalman Filtresi	32
4.2 Luenberger Gözlemcisi	33
4.3 MRAS (Model Referanslı Uyarlanabilir Sistem) Tabanlı Hız Gözlemcisi.....	37
5. ASENKRON MOTORLARIN DENETİM YÖNTEMLERİ BENZETİM	
SONUÇLARI	41
5.1 Giriş.....	41
5.2 Skaler Denetim Benzetim Sonuçları	42
5.2.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları	42
5.2.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları.....	44
5.2.3 $t=120s$ anında anma yükü uygulanması halinde benzetim sonuçları.....	46
5.3 Kapalı Çevrim Vektör Denetimi Benzetim Sonuçları.....	48
5.3.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları	48

5.3.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları	51
5.3.3 t=120s anında yolvermede benzetim sonuçları	54
5.4 Luenberger Gözlemcili Açık Çevrim Vektör Denetimi Benzetim Sonuçları ..	56
5.4.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları.....	56
5.4.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları	59
5.4.3 t=120s anında anma yüküyle yüklendiğinde benzetim sonuçları	61
5.4.4 Luenberger gözlemcisinin testi	63
5.5 MRAS Gözlemcili Açık Çevrim Vektör Denetimi Benzetim Sonuçları.....	69
5.5.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları.....	69
5.5.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları	72
5.5.3 t=120s anında anma yüküyle yüklendiğinde benzetim sonuçları	74
5.5.4 MRAS gözlemcisinin testi	77
5.6 Denetim Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	83
5.6.1 Boşta yolvermede denetim yöntemlerinin karşılaştırılması	83
5.6.2 Yükte yolvermede denetim yöntemlerinin karşılaştırılması	85
5.6.3 t=120s anında anma momenti ile yüklendiğinde denetim yöntemlerinin karşılaştırılması	87
5.7 Luenberger ve MRAS Gözlemcilerinin Karşılaştırılması	89
6. ASENKRON MOTORLARDA PARAMETRE DEĞİŞİMLERİ	97
6.1 Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Luenberger Gözlemcili Vektör Denetim Başarımına Etkisi.....	98
6.1.1 R_s direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	98
6.1.2 R_s direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	99
6.1.3 R_s direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	100
6.1.4 R_r direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	101
6.1.5 R_r direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	102
6.1.6 R_r direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	103
6.1.7 L_s endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	104
6.1.8 L_s endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	105
6.1.9 L_s endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	106
6.1.10 L_r endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	107
6.1.11 L_r endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	108
6.1.12 L_r endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	109
6.2 Motor Parametrelerindeki Değişimlerin MRAS Gözlemcili Vektör Denetim Başarımına Etkisi	111
6.2.1 R_s direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi.....	111
6.2.2 R_s direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	112
6.2.3 R_s direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	113
6.2.4 R_r direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	114
6.2.5 R_r direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	115
6.2.6 R_r direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	116
6.2.7 L_s endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	117
6.2.8 L_s endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	118
6.2.9 L_s endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	119
6.2.10 L_r endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi.....	120
6.2.11 L_r endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi.....	121
6.2.12 L_r endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi	122
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	125
KAYNAKLAR.....	127
ÖZGEÇMİŞ.....	131

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
DMD	: Doğrudan Moment Denetimi
MRAS	: Model Referanslı Uyarlanabilir Sistem
PI	: Doğrusal Integral
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Asenkron motorun parametre tablosu (birim değer).....	15
---	----

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Asenkron motorun kesit görüntüsü (ABB Ltd.)	4
Şekil 1.2 : Asenkron motorun ideal devre modeli.	4
Şekil 2.1 : Stator akımı uzay vektörü ve bileşenleri ($\alpha\beta$ ve dq referans çerçevesinde)....	8
Şekil 2.2 : Stator akım vektörü $\alpha\beta$ bileşenleri.	9
Şekil 2.3 : 3 fazlı simetrik asenkron motor için dq0 eşdeğer devresi [8].	11
Şekil 2.4 : Asenkron motor MATLAB/Simulink blok şeması.	16
Şekil 2.5 : Asenkron motor moment hesabı MATLAB/Simulink blok şeması.	16
Şekil 3.1 : Asenkron motor denetim yöntemleri.....	18
Şekil 3.2 : Asenkron motor kapalı çevrim V/f kontrolüne ilişkin genel blok diyagramı [19].....	19
Şekil 3.3 : Asenkron motor kapalı çevrim V/f kontrolüne ilişkin Simulink blok şeması.....	19
Şekil 3.4 : Skaler denetim hata hesabı ve PI kontrolcü Simulink blok şeması.....	20
Şekil 3.5 : Skaler denetim α - β gerimlerinin üretilmesine ilişkin Simulink blok şeması [31].....	20
Şekil 3.6 : Doğrudan alan yönlendirmeli vektör denetiminin genel prensip şeması.	23
Şekil 3.7 : Dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin prensip şeması.	24
Şekil 3.8 : Denetimci blok şeması.	25
Şekil 3.9 : Hız algılayıcı dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin prensip şeması.....	26
Şekil 3.10 : Hız algılayıcısız (açık çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim Simulink blok şeması.....	29
Şekil 4.1 : ζ_α ve ζ_β hesabı Simulink blok şeması.	34
Şekil 4.2 : Denetim sinyalleri hesabı Simulink blok şeması.	34
Şekil 4.3 : Hız ve akı tahminleri Simulink blok şeması.	35
Şekil 4.4 : Hız tahmini Simulink blok şeması.	35
Şekil 4.5 : Luenberger tabanlı hız gözlemcili açık çevrim dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim Simulink blok şeması.	36
Şekil 4.6 : MRAS tahmin yöntemi prensip şeması.....	37
Şekil 4.7 : MRAS uyarlanabilir model Simulink blok şeması.	38
Şekil 4.8 : MRAS referans model Simulink blok şeması.	40
Şekil 5.1 : Boşta çalışmada rotor hızının zamana göre değişimi.	42
Şekil 5.2 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.	43
Şekil 5.3 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi.	43
Şekil 5.4 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.	44
Şekil 5.5 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.	44
Şekil 5.6 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.	45
Şekil 5.7 : Yükte yol vermede stator akımının zamana göre değişimi.	45
Şekil 5.8 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.	46

Şekil 5.9 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değişimi.	46
Şekil 5.10 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde momentin zamana göre değişimi.	47
Şekil 5.11 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde stator akımının zamana göre değişimi.	47
Şekil 5.12 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değişimi.	48
Şekil 5.13 : Boşta yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.	49
Şekil 5.14 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.	49
Şekil 5.15 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).	50
Şekil 5.16 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal zamanı).	50
Şekil 5.17 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.....	51
Şekil 5.18 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.	51
Şekil 5.19 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.	52
Şekil 5.20 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).	52
Şekil 5.21 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal zamanı).	53
Şekil 5.22 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.	53
Şekil 5.23 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değişimi.	54
Şekil 5.24 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde momentin zamana göre değişimi.	54
Şekil 5.25 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde stator akımının zamana göre değişimi.	55
Şekil 5.26 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değişimi.	55
Şekil 5.27 : Boşta yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.	56
Şekil 5.28 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.	57
Şekil 5.29 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).	57
Şekil 5.30 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal).	58
Şekil 5.31 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.....	58
Şekil 5.32 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.	59
Şekil 5.33 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.	59
Şekil 5.34 : Yükte yol vermede stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (geçici zamanı).	60
Şekil 5.35 : Yükte çalışmada stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (kararlı hal).	60
Şekil 5.36 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.	61
Şekil 5.37 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değişimi.	61
Şekil 5.38 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde momentin zamana göre değişimi.	62
Şekil 5.39 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (kararlı hal).	62

Şekil 5.40 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değişimi.	63
Şekil 5.41 : Boşta yol vermede rotor hız referansı.	63
Şekil 5.42 : Boşta yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.	64
Şekil 5.43 : Boşta yol vermede hız tahmini hata payı.	64
Şekil 5.44 : Boşta yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est).	65
Şekil 5.45 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.	65
Şekil 5.46 : Yükte yol vermede rotor hız referansı.	66
Şekil 5.47 : Yükte yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.	66
Şekil 5.48 : Yükte yol vermede hız tahmini hata payı.	67
Şekil 5.49 : Yükte yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est).	67
Şekil 5.50 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.	68
Şekil 5.51 : Yükte ve nominal hızın %30'unda yol vermede hata payı.	68
Şekil 5.52 : Yükte ve nominal hızda yol vermede hata payı.	69
Şekil 5.53 : Boşta yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.	70
Şekil 5.54 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.	70
Şekil 5.55 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).	71
Şekil 5.56 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal).	71
Şekil 5.57 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.	72
Şekil 5.58 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.	72
Şekil 5.59 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.	73
Şekil 5.60 : Yükte yol vermede stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (geçici zamanı).	73
Şekil 5.61 : Yükte yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal).	74
Şekil 5.62 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.	74
Şekil 5.63 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değişimi.	75
Şekil 5.64 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde momentin zamana göre değişimi.	75
Şekil 5.65 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal).	76
Şekil 5.66 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değişimi (kararlı hal).	76
Şekil 5.67 : Boşta yol vermede rotor hız referansı.	77
Şekil 5.68 : Boşta yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.	77
Şekil 5.69 : Boşta çalışmada gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı (yakınlaştırılmış).	78
Şekil 5.70 : Boşta yol vermede hız tahmini hata payı.	78
Şekil 5.71 : Boşta yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est)	79
Şekil 5.72 : Yükte yol vermede rotor hız referansı.	79
Şekil 5.73 : Yükte yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.	80
Şekil 5.74 : Yükte çalışmada gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı (yakınlaştırılmış).	80
Şekil 5.75 : Yükte yol vermede hız tahmini hata payı.	81
Şekil 5.76 : Yükte yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est) (hata payı 1/10000).	81
Şekil 5.77 : Yükte ve nominal hızın %30'unda yol vermede hata payı.	82
Şekil 5.78 : Yükte ve nominal hızda yol vermede hata payı.	82

Şekil 5.79 : Boşta yolvermede rotor hızlarının karşılaştırılması.	83
Şekil 5.80 : Boşta yolvermede çıkış momentlerinin karşılaştırılması.	83
Şekil 5.81 : Boşta yolvermede çıkış akımlarının karşılaştırılması.	84
Şekil 5.82 : Boşta yolvermede rotor akılarının karşılaştırılması.	84
Şekil 5.83 : Yükte yolvermede rotor hızlarının karşılaştırılması.	85
Şekil 5.84 : Yükte yolvermede çıkış momentlerinin karşılaştırılması.	85
Şekil 5.85 : Yükte yolvermede çıkış akımlarının karşılaştırılması.	86
Şekil 5.86 : Yükte yolvermede rotor akılarının karşılaştırılması.	86
Şekil 5.87 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızlarının karşılaştırılması.	87
Şekil 5.88 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde çıkış momentlerinin karşılaştırılması.	87
Şekil 5.89 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde çıkış akımlarının karşılaştırılması.	88
Şekil 5.90 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor akılarının karşılaştırılması.	88
Şekil 5.91 : Boşta yol vermede rotor hız referansı.	89
Şekil 5.92 : Boşta yol vermede gerçek rotor hızları.	90
Şekil 5.93 : Boşta yol vermede tahmini rotor hızları.	90
Şekil 5.94 : Boşta yol vermede hız tahmini hata payı.	91
Şekil 5.95 : Boşta yol vermede çıkış momentleri.	91
Şekil 5.96 : $t=40$. saniyede yük momenti uygulandığında gerçek rotor hızları.	92
Şekil 5.97 : $t=40$. saniyede yük momenti uygulandığında tahmini rotor hızları.	92
Şekil 5.98 : $t=40$. saniyede yük momenti uygulandığında hız tahmini hata payı.	93
Şekil 5.99 : $t=40$. saniyede yük momenti uygulandığında çıkış momentleri.	93
Şekil 5.100 : Değişken hız referansı uygulandığında gerçek rotor hızları.	94
Şekil 5.101 : Değişken hız referansı uygulandığında tahmini rotor hızları.	94
Şekil 5.102 : Değişken hız referansı uygulandığında hız tahmini hata payı.	95
Şekil 5.103 : Değişken hız referansı uygulandığında çıkış momentleri.	95
Şekil 6.1 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.	98
Şekil 6.2 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	99
Şekil 6.3 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	99
Şekil 6.4 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.	99
Şekil 6.5 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	100
Şekil 6.6 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	100
Şekil 6.7 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının motor hızına etkisi.	100
Şekil 6.8 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	101
Şekil 6.9 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	101
Şekil 6.10 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.	101
Şekil 6.11 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	102

Şekil 6.12 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	102
Şekil 6.13 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.	102
Şekil 6.14 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	103
Şekil 6.15 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	103
Şekil 6.16 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının motor hızına etkisi.	103
Şekil 6.17 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	104
Şekil 6.18 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	104
Şekil 6.19 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının motor hızına etkisi.	104
Şekil 6.20 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	105
Şekil 6.21 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	105
Şekil 6.22 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.	105
Şekil 6.23 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	106
Şekil 6.24 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	106
Şekil 6.25 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.	106
Şekil 6.26 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	107
Şekil 6.27 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	107
Şekil 6.28 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının motor hızına etkisi.	107
Şekil 6.29 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	108
Şekil 6.30 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	108
Şekil 6.31 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.	108
Şekil 6.32 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	109
Şekil 6.33 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	109
Şekil 6.34 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.	109
Şekil 6.35 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.	110
Şekil 6.36 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.	110

Şekil 6.37 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.	111
Şekil 6.38 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.	111
Şekil 6.39 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.	112
Şekil 6.40 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.	112
Şekil 6.41 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.	112
Şekil 6.42 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının rotor akısına etkisi.	113
Şekil 6.43 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının motor hızına etkisi.	113
Şekil 6.44 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının çıkış momentine etkisi.	113
Şekil 6.45 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının rotor akısına etkisi.	114
Şekil 6.46 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.	114
Şekil 6.47 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.	114
Şekil 6.48 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.	115
Şekil 6.49 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.	115
Şekil 6.50 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.	115
Şekil 6.51 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının rotor akısına etkisi.	116
Şekil 6.52 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının motor hızına etkisi.	116
Şekil 6.53 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının çıkış momentine etkisi.	116
Şekil 6.54 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının rotor akısına etkisi.	117
Şekil 6.55 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %2 artmasının motor hızına etkisi.	117
Şekil 6.56 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %2 artmasının çıkış momentine etkisi.	117
Şekil 6.57 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %2 artmasının rotor akısına etkisi.	118
Şekil 6.58 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.	118
Şekil 6.59 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.	118
Şekil 6.60 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.	119
Şekil 6.61 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.	119
Şekil 6.62 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.	119
Şekil 6.63 : L_s endüktasının $t=300$ sn'de %10 artmasının rotor akısına etkisi.	120
Şekil 6.64 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %2 artmasının motor hızına etkisi.	120
Şekil 6.65 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %2 artmasının çıkış momentine etkisi.	120
Şekil 6.66 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %2 artmasının rotor akısına etkisi.	121
Şekil 6.67 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.	121
Şekil 6.68 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.	121
Şekil 6.69 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.	122
Şekil 6.70 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.	122
Şekil 6.71 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.	122
Şekil 6.72 : L_r endüktasının $t=300$ sn'de %10 artmasının rotor akısına etkisi.	123

VEKTÖR DENETİM YÖNTEMİNDE İKİ FARKLI HIZ GÖZLEMCİSİNİN KARŞILAŞTIRILMASI VE MOTOR PARAMETRELERİNDEKİ DEĞİŞİMLERİN DENETİM PERFORMANSINA ETKİSİ

ÖZET

Asenkron motorlar endüstride kullanılan motorların %90'ını oluşturmaktadır. Üretim maliyetlerinin daha az olması, elektriksel ve mekaniksel dayanıklılığı, az bakım gerektirmesi ve geniş bir hız aralığında çalışabilmesi nedeniyle kısa sürede endüstride en çok kullanılan motor modeli olmuştur. Kullanımı bu denli fazla olan asenkron motorların bir çok uygulama için farklı hızlarda sürülmesi istenmektedir. Bu tezde asenkron motorların hız kontrolünü yapabilmek amacıyla geliştirilen denetim yöntemleri üzerinde durulmakta ve bu yöntemler arasında benzetim modelleri ile karşılaştırma yapılmaktadır.

Asenkron motorun denetim yöntemleri arasında en kolay olan denetim yöntemi çıkış gerilimi başına belirli bir çıkış frekansının belirlendiği skaler denetimdir. İkinci yöntem olan vektör denetimi kendi içinde bir çok method bulundurmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı alan yönlendirmeli denetimdir. Bu denetim tipinde anlık olarak moment denetimi yapılabilir. Ancak alan yönlendirmeli denetimin dezavantajı, karmaşık matematiksel işlemler gerektirmesi ve eğer eşzamanlı olarak motor parametrelerini tahmin eden bir gözlemci kullanılmıyorsa motor parametrelerindeki değişime karşı hassas oluşudur. Ayrıca bu yöntemde asenkron motorun doğru modellenmesi, verimli bir motor denetimi için oldukça önemlidir.

Asenkron motorun hızını ayarlamak DA motorun hızını ayarlamak kadar kolay değildir, çünkü motor akımı ile çıkış momenti arasında DA motordakinin aksine doğrusal bir bağlantı bulunmaz. Bu nedenle vektör denetim yönteminde ilk olarak asenkron motor DA motora benzetilmeye çalışılır. Bunun için karmaşık üç fazlı motor akımı iki bileşene ayrılır. Bu bileşenlerden biri motor akısını denetlerken, diğeri üretilen moment miktarını belirler. Vektör denetimi sayesinde motor hızı geniş bir skalada ayarlanabilir, hassas hız ayarı yapılabilir, hızlı dinamik cevap elde edilebilir ve baz frekansın üzerinde çalışılabilir.

Genel olarak vektör denetiminde, motor hızı geri besleme sinyali olarak ölçülür ve vektör denetim algoritmasında kullanılmak üzere alınır. Ancak ölçüm işleminin hız yada konum algılayıcıları ile yapılması durumunda bu sensörler özellikle zorlu koşullarda sistemin güvenilirliğini düşürür. Açık çevrim vektör denetim tekniğinde hız algılayıcının yerini bir hız gözlemcisi alır. Bu gözlemci sensörden dolayı oluşan ek maliyeti azaltır ve sürücünün karmaşık yapısını sadeleştirir. Algılayıcısız denetim yönteminin başlıca sakıncası, ölçülemeyen bazı büyüklüklerin (stator ve rotor akıları) kullanılmasının gerekli olmasıdır. Bu nedenle bu büyüklükler kolayca ölçülebilen stator akım ve gerilimleri kullanılarak tahmin edilmeye çalışılır. Bu tezde hız ve akı gözlemcileri olarak Luenberger ve Model Referanslı Uyarlanabilir Sistem (MRAS)

tabanlı gözlemciler bilgisayar ortamında gerçekleştirilerek sonuçları ve birbiri ile karşılaştırılmaları incelenmiştir.

Ayrıca asenkron motor parametreleri sıcaklık, frekans ve doyma etkisi ile değişiklikler gösterebilir. Motor parametrelerindeki değişimler vektör denetim verimliliğini azaltacağından uzun vadede, motorun kullanıldığı işletme yada makine üzerinde de olumsuz etkiler yaratacak ve denetim başarımını etkileyecektir.

Motor parametrelerindeki değerler ile motor sürücüsünde kullanılan motor modelindeki parametrelerin birbirinden farklı olması halinde vektör denetiminin çıkışında hatalar oluşacak ve rotor akısı ve çıkış torkunda dalgalanmalar meydana gelecektir.

Bu tezin son bölümünde motor parametrelerindeki değişimin vektör denetim başarımı, özellikle rotor hızı ve çıkış momenti açısından incelenmiş ve benzetim sonuçları verilmiştir.

A COMPARISON BETWEEN TWO SPEED OBSERVERS AND EFFECTS OF PARAMETER VARIATIONS ON THE PERFORMANCE OF VECTOR CONTROL

SUMMARY

Induction motors account for 90% of the rotating machines used in the industry. They have become the most widely used motor type because of their low service costs, mechanical robustness and wide speed range. It is desired that induction motors could be driven in a different speed levels for different applications. In this thesis, it is stated that the control methods of induction motors which developed to make speed control and it is made a comparison between these methods.

Induction motors consume a lot of energy when they are driven directly via grid line. Furthermore the speed control of grid driven induction motors are very limited and it is made by reducers which have limited speed steps. By the development of semi conductor device industry variable frequency drives has started to be produced and got large usage area. Thanks to these drives, induction motors has started to reach high torque values even in very low speed ranges.

In the principal scheme of a variable frequency drive, there is full bridge rectifier inside the drive, and then there is a DC Bus to store the rectified voltage as a source of output module and the output module is constructed by IGBT modules generally. Then the DC voltage which is stored in DC Bus is triggered by control signals which are sent from control boards and the trigger signals runs the IGBTs and create a voltage in which direction is changing with time. This is so called AC voltage.

The easist method between the all control methods of induction motors is the scalar control which defines an output frequency for per output voltage. The best advantage of this method is that it is independent from motor parameters. Minimum and maximum points of the V/f curve is determined using base frequency which is read from the plate of induction motor. In the base frequency point the output voltage of motor drive is maximum and equals to the input voltage generally.

Because of induction motors are used in very large application fields it is desired that they can be controlled in very wide speed ranges. However adjusting the speed of induction motor is not as easy as adjusting the speed of direct current motor, because in the induction motor there is no linear relationship between motor current and output torque unlike the DC motor.

Vector control technique which is the second control method is used to make wide range adjustments in the speed of induction motor. In this method the complex three phase motor current is divided into two components whic are called “Direct” and “Quadrature” axes, one of them is to control motor flux and the other is to control output torque and this composes the first idea of vector control method. The second idea of vector control is the reference frame theory. This idea states that the

conversion of a sinusoidal magnitude which is inside in a reference frame to another constant magnitude which is inside in another reference frame. One the sinusoidal magnitude is converted into another reference frame after that it can be controlled with PI controllers.

Vector control method includes several approaches inside it. The most popular one between them is the field oriented control. In this method, same time torque control can be performed. But the disadvantage of field oriented control is requirement of complex mathematical models of induction motor and sensitivity against variations on motor parameters unless there is no same-time parameter sensing devices. Also in this method it is really important to build a proper motor model for efficient vector control.

Field oriented control has also two different approach inside it. First one is the direct field oriented control which uses hall effect sensors to measure flux between the rotor and stator windings. The measured flux is not rotor flux but it is mutual flux and it is very important to calculate the angle of this flux. the relation of stator current and mutual flux is used to calculate this flux angle. In practical, a hall effect sensor between motor windings may decrease the robustness of induction motor. Furthermore this types of sensors are mostly very sensitive against electromagnetic interferences, that's why there may be loss of measurement signals and this problem make the control more difficult especially in low speed ranges. Because of these disadvantages, direct field oriented control method could not get wide usage area in industry.

The other approach of field oriented control is indirect field oriented control where the motor flux is not measured directly but it is calculated using the known and easily measurable components of induction motor like stator current and voltage. The moment of motor can be controlled by adjusting the quadrature axis of motor current and the rotor flux can be controlled by adjusting the direct axis of motor current.

Generally, motor speed is measured as a feedback signal and is sent to vector control algorithm and this is called closed loop field oriented control method. But the measurement sensors (encoders) reduce the reliability of the system. In the open loop vector control method, the speed observer takes the place of measurement sensors. This observer reduces the cost which is caused by the sensors and simplify the complex structure of the vector controlled drive. The inconvenience of sensorless vector control is the requirement of unmeasurable values such as rotor and stator fluxes. Because of this, those values are tried to be measured using stator current and voltage values which are easy to be observed. In this thesis, Luenberger and MRAS based speed and flux observers are simulated in the MATLAB Simulink environment and the comparison results are shared.

The luenberger observer was developed by David Luenberger and it is applied to linear, unvariant systems, but a derivative of luenberger observer which is applied to non-linear timely varying systems like induction motoris called extended luenberger observer. Motor flux and speed values can be estimated using this type of observer.

A model referenced adaptive system (MRAS) based observer has generally two models which represent the induction motor model. One of them is called reference model and the other is called adaptive model. The reference model is depended to motor parameters and uses stator voltage. But the adaptive model is independent from motor parameters and includes stator current. So using the motor parameters motor fluxes are estimated and using those fluxes the rotor speed is also estimated in the adaptive model.

Furthermore, induction motor parameters can change with temperature, frequency and saturation effect. Because of these variations on motor parameters may reduce the control performance, in the long run it will effect the efficiency of the production negatively.

In case of difference between motor parameters and the parameter values which are used inside the drive, output torque of motor will make oscillations and the performance of vector control will reduce.

In the last chapter of this thesis, it is investigated that the effect of parameter variations on the performance of vector controlled induction motor and the simulation results are given.

1. GİRİŞ

Mekanik enerjiye günlük hayatımızda olduğu kadar endüstride de ihtiyaç duyulmaktadır. Bu ihtiyacın karşılanmasında asenkron motorların yeri büyüktür. Bilezikli ve sincap kafesli olmak üzere iki tipi bulunan asenkron motorlar, düşük maliyetleri, az bakım ihtiyacı ve geniş çalışma aralığı ile en çok tercih edilen motor tipidir.

Asenkron motorlar herhangi bir kontrolcü olmadan doğrudan şebeke gerilimi ile çalıştırıldığında yüksek enerji harcarlar ve bu nedenle işletme maliyetleri artar. Ayrıca kontrolcüsüz sürülen motorların hız denetimi de sadece sınırlı hız basamakları bulunan redüktörler yardımıyla yapılabilir. Güç elektroniği teknolojisinin gelişmesiyle birlikte anahtarlama yarı iletken elemanları piyasaya sürülmüş ve asenkron motor sürücülerini üretmeye başlanmıştır. Bu sürücüler sayesinde asenkron motorlar düşük hızlarda dahi yüksek moment seviyelerine ulaşabilmeye ve geniş bir skalada hız denetimi yapılabilmeye başlanmıştır.

Bir motor sürücüsü prensip olarak giriş köprü modülü, doğru akım barası , çıkış modülü ve denetim kartından oluşmaktadır. Giriş köprü modülü yani diyotlar ile doğrultulan gerilim doğru akım barasında depolanır ve denetim kartında üretilen tetikleme sinyalleri kullanılarak çıkış modülü aracılığıyla istenen frekansta alternatif gerilime dönüştürülür.

Motor denetim yöntemleri arasında günümüzde en gelişmiş denetim yöntemi olarak vektör denetimi bulunmaktadır. Vektör denetiminde asenkron motor, daha önceden belirlenmiş motor modeli kullanılarak DA motora benzetilir ve bu sayede DA motorun moment ve hız denetiminin kolaylığından faydalanılır.

Son zamanlarda vektör denetim yönteminin parametre bağımlılığından kaynaklanan problemleri azaltmak ve denetim başarımını iyileştirme amacıyla yapılan çalışmalar artarak devam etmektedir. Özellikle eş zamanlı parametre tahmin yöntemleri geliştirilerek motor parametrelerinde oluşabilecek değişimlerinin etkisini en aza indirme çalışmaları sonuç vermeye başlamıştır.

1.1 Literatür Araştırması

Bu teze sağlam bir altyapı kazandırmak amacıyla asenkron motorlar ve denetim yöntemleri üzerine pek çok kitap ve makale araştırılmıştır. Bu makaleler genel olarak 3 grup altında toplanabilir. İlk grup asenkron motorların bilgisayar ortamında simülasyonunun yapılması, ikinci grup asenkron motorların vektör denetimi ve üçüncü grup ise hız ve parametre tahmin yöntemleri üzerinedir.

Asenkron motorların MATLAB Simulink ortamında benzetimine ilişkin detaylı açıklamalar ve örnekler [1-4] arası makalelerde verilmiştir. Ayrıca Park ve Clarke dönüşümlerine ilişkin dönüşümler ve referans çerçeve teoremi ile ilgili detaylı bilgiler [5] ve [6] numaralı kaynaklarda bulunabilir. Asenkron motorun genel yapısı ve matematiksel modeli ile ilgili detaylı bilgiler ise [7] ve [8] numaralı kaynaklarda detaylı olarak açıklanmıştır.

Krezeminski, [9] ve [10] numaralı kaynaklarda, Luenberger tabanlı bir hız gözlemcisinin incelemesini gerçekleştirmiş ve deneysel sonuçlarını paylaşmıştır. Burada gözlemci sabit referans çerçeve üzerinde tasarlanmış ve tahmin formüllerinde iyileştirmeler yapılarak hata oranları azaltılmıştır.

Sun ve Hongyu, [11] ve [12] numaralı kaynaklarda MRAS tabanlı hız ve akı gözlemcisi tasarlayarak sonuçlarını paylaşmışlardır. Bu kaynaklarda akım (uyarlanabilir model) ve gerilim (referans model) tabanlı iki farklı model kullanılarak hız tahmini gerçekleştirilmiş, aynı zamanda stator direnci tahmini de yapılmıştır.

Asenkron motorlarda parametre tahmini için ise pek çok yöntem ve kaynak araştırılmıştır. Örneğin [13] numaralı kaynakta Shuqiu ve Zhongli MRAS tabanlı yöntem kullanarak rotor direnci tahmini yapmışlar, [14] numaralı kaynakta ise Cacciato, Consoli ve diğerleri kaçak endüktans ve mıktatıslanma endüktansı için tahmin yöntemlerini kıyaslayan bir çalışma yapmışlardır. Ayrıca Toliyat, Levi ve Raina ise [15] numaralı kaynakta asenkron motorda parametre tahmin yöntemleri hakkında genel bir derleme yaparak karşılaştırmalı değerlendirmelerde bulunmuşlardır. Bu kaynak parametre tahmin yöntemlerine genel bir bakış açısından son derece faydalı olmuştur. Shiri, Vahedi ve Shoulaie ise [16] numaralı kaynakta parametre değişimlerinin asenkron motor başarımı üzerine etkilerini inceleyen çalışmalar yapmış ve deneysel sonuçlarını paylaşmışlardır.

1.2 Sincap Kafesli Asenkron Motorlar

Asenkron motorlar, ilk olarak 1988 yılında Nikola Tesla tarafından geliştirilmiştir. Üretim maliyetlerinin daha az olması, elektriksel ve mekanik dayanıklılığı, az bakım gerektirmesi ve geniş bir hız ve moment aralığında çalışabilmesi nedeniyle kısa sürede endüstride en çok kullanılan motor modeli olmuştur [6].

Genel olarak asenkron motorlar tek yada çok fazlı gerilim kaynağına bağlanan ve stator ile rotor arasında manyetik alan oluşturan alan sargılarını taşıyan stator kısmı ile, akımın transformatör etkisiyle endüklendiği rotor kısımlarından oluşur. Asenkron makine, frekans ve mekanik güç akışıyla birlikte elektriksel gücün, rotor ve stator arasında transfer edildiği bir transformatöre benzetilebilir. Asenkron motor tüm motorlar arasında en yaygın olanı olsa da, nadiren generator olarak da kullanılmaktadır. Bir generator olarak asenkron makinenin başarımı bir çok uygulama için tatmin edici olmasa da son zamanlarda rüzgar enerjisi uygulamalarında kullanılmaya başlanmıştır.

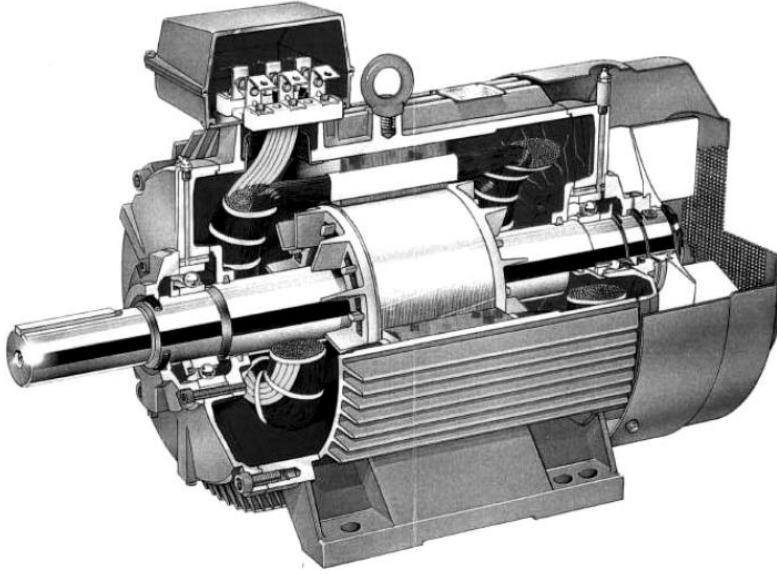
Sincap kafesli asenkron motorlarda stator sargıları, genel olarak senkron motor sargıları ile aynıdır ancak rotor sargıları bu kez kısa devre edilmiştir ve harici bir bağlantısı yoktur. Rotor sargılarında akım, statordan gelen manyetik alan etkisiyle oluşturulur [7].

Senkron motorlarda rotor ve stator akıları birbiri ile aynı (senkron) hızda dönerken, asenkron motorlarda rotor senkron hızda dönmez. Rotor bir kayma faktörü ile stator akısını takip eder. Kayma faktörü endüklenen rotor akımına ve motorun yüklenme oranına göre değişiklik gösterir. Normal çalışmada bir asenkron motor senkron hızın altında bir hızda döner. Böylece stator ve rotor arasında zamanla değişen bir manyetik alan elde edilmiş olur. Senkron hız doğrudan stator sargılarına uygulanan gerilimin frekansı ile orantılıdır ve bu orantı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$N_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (1.1)$$

Burada N_s , bir dakikadaki senkron devir sayısı, f uygulanan gerilimin frekansı ve p motor tek kutup sayısıdır.

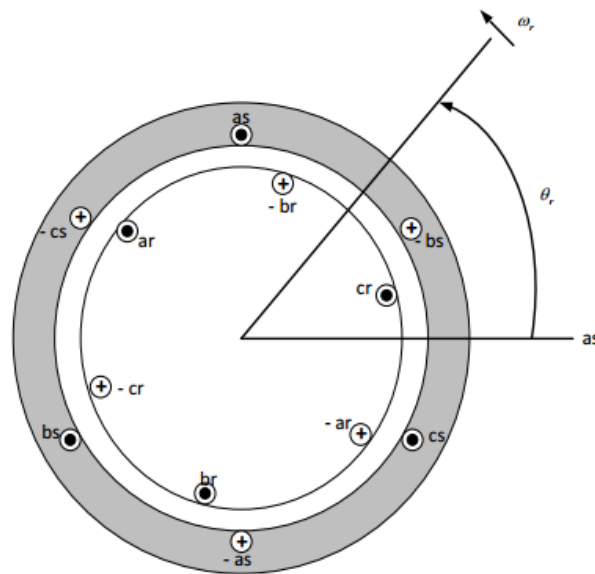
Asenkron motorun genel bir kesit görüntüsü Şekil 1.1’de görünmektedir.



Şekil 1.1 : Asenkron motorun kesit görüntüsü (ABB Ltd.).

1.3 Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Asenkron motorun doğru modellenmesi, motora uygulanacak sürme metodları arasında en verimli olanının belirlenebilmesi için oldukça önemlidir. Matematiksel model, yapılan hesaplara en uygun koordinat sisteminin seçilmesini sağlar. Koordinat sistemleri ile ilgili bilgiler ikinci bölümde verilecektir.



Şekil 1.2 : Asenkron motorun ideal devre modeli.

Şekil 1.2’de asenkron motorun ideal devre modeli verilmiştir. Bu modelde stator ve rotor fazları endüktif komponentler ile modellenmiştir. Stator giriş gerilimi eşitlikleri 1.2 ve rotor gerilimi eşitlikleri ise 1.3’te verilmiştir [8].

$$\begin{aligned} V_{as} &= i_{as} r_s + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\ V_{bs} &= i_{bs} r_s + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \\ V_{cs} &= i_{cs} r_s + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (1.2)$$

$$\begin{aligned} V_{ar} &= i_{ar} r_r + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \\ V_{br} &= i_{br} r_r + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \\ V_{cr} &= i_{cr} r_r + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Rotor ve stator arasındaki akı bağıntıları $(\lambda_s^{abc}, \lambda_r^{abc})$, stator ve rotor endüktansları ile ortak endüktanslar cinsinden eşitlik 1.4’te verilmiştir [8].

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} & L_{sr}^{abc} \\ L_{rs}^{abc} & L_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Asenkron motor modeli altı adet bağımsız endüktanstan oluşmaktadır. Bunlardan üç tanesi statorda, üç tanesi ise rotordadır. L_{ss} stator self endüktansı, L_{rr} rotor self endüktansı, L_{ls} stator kaçak endüktansı, L_{lr} rotor kaçak endüktansı ve L_{sm}, L_{rm} ortak endüktanslardır [8].

$$L_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{sm} & -\frac{1}{2}L_{sm} \\ -\frac{1}{2}L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{sm} \\ -\frac{1}{2}L_{sm} & -\frac{1}{2}L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$L_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{rr} & -\frac{1}{2}L_{rm} & -\frac{1}{2}L_{rm} \\ -\frac{1}{2}L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} & -\frac{1}{2}L_{rm} \\ -\frac{1}{2}L_{rm} & -\frac{1}{2}L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Rotor ve stator arasındaki ortak endüktans (L_{sr}^{abc}) ise rotor pozisyonuna (θ_r) bağlı olarak değişir ve değeri eşitlik 1.7’de verilmiştir [8].

$$L_{sr}^{abc} = [L_{rs}^{abc}]^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Hava boşluğu bölgesine giren akı iki bileşenden oluşur ve rotor ile stator arasındaki ortak endüktans ise rotor pozisyonuna yani rotor açısına (θ_r) bağlıdır. Bu nedenle rotor ve stator eşitlikleri birbirine bağımlıdır (ortak bağlaşım). Asenkron motor modelini daha kolay hale getirmek için bir sonraki bölümde anlatılan koordinat sistemleri (referans çerçeve yöntemleri) kullanılır.

2. REFERANS ÇERÇEVE TEOREMİ

Bir önceki bölümde asenkron motor için verilen gerilim ve akı denklemleri göstermektedir ki bazı endüktans değerleri rotor hızına bağlı olarak değişmektedir. Bu denklemler aynı zamanda, zamanla değişen motor büyüklüklerinin katsayıları olarak ortaya çıkmaktadır. Bu denklemlerin oluşturduğu hesap karmaşıklığını azaltmak için bazı değişken dönüşüm yöntemleri kullanılır. Bu dönüşümler, motor parametrelerini rastgele seçilmiş bir hızda dönen referans bir çerçeveye göre tanımlar. Diğer bütün dönüşüm yöntemleri seçilmiş bu rastgele hıza, belirli bir hız büyüklüğünün atanması ile oluşturulur.

2.1 Eksen Takımları

1920'li yılların sonunda R.H. Park elektrik makineleri analizine yeni bir yaklaşım getirmiştir. Park, senkron makinedeki statora bağlı gerilim, akım ve akı bağıntılarındaki değişkenleri, rotora ilintili olarak dönen hayali sargılara bağlı değişkenlerle değiştirmiştir. Park'ın bu dönüşümü, gerilim formüllerindeki zamana bağlı olarak değişen endüktans parametrelerini ortadan kaldırmaya imkan sağlamıştır.

1930'lu yıllarında sonunda H. C. Stanley, asenkron makine değişkenleri üzerinde bir dönüşüm geliştirmiştir. Stanley, rotor sargılarına bağlı değişkenleri dönüştürerek gerilim denklemlerindeki zamanla değişen endüktans parametrelerinin ortadan kaldırılabilceğini göstermiştir. Bu dönüşümde rotor değişkenleri statora sabitlenmiş bir referans çerçevede dönüştürülmektedir.

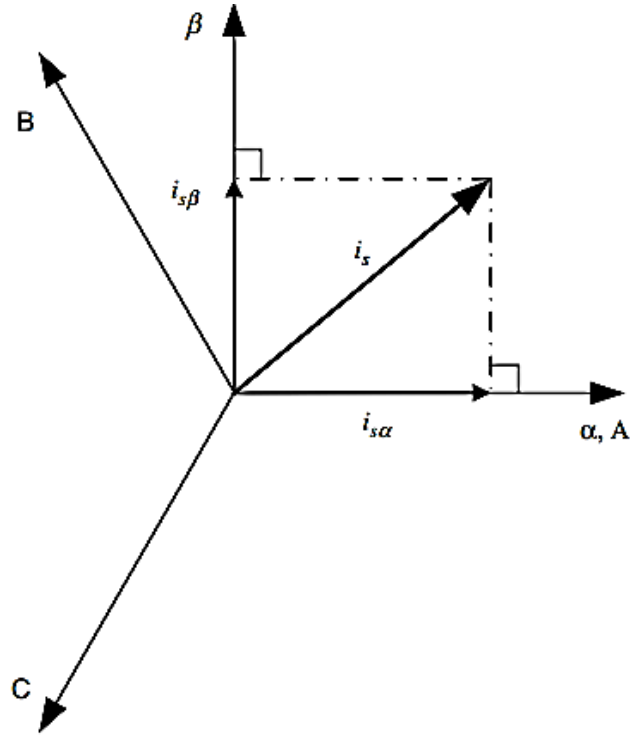
G.Kron, konum veya zamana bağlı olarak değişen değişkenleri, rotor ve stator değişkenlerinin her birini manyetik alana senkron dönen bir referans çerçeveye dönüştürerek yok etmiştir.

Sonuç olarak, 1965'li yılların sonunda tüm bu dönüşümleri içine alan genel bir dönüşüm geliştirilmiştir. Bu dönüşümle, zamanla değişen tüm stator ve rotor değişkenleri, herhangi bir hızda dönen yada sabit duran bir referans çerçeveye

Eşitlik 2.1 ve 2.2 ile verilen denklemler hem akım hem de gerilim değişkenlerine uygulanabilir. Burada γ_s , $\alpha\beta$ ve dq eksenleri arasındaki açıdır.

2.3 Clarke Dönüşümü (abc - $\alpha\beta$)

3 fazlı abc değişkenleri ikili ortogonal eksenlerde ($\alpha\beta$) uzay vektörü olarak tanımlanabilirler. Şekil 2.2’de 3 eksenli abc değişkenlerinin iki eksenli $\alpha\beta$ eksenine dönüşümü görülmektedir.



Şekil 2.2 : Stator akım vektörü $\alpha\beta$ bileşenleri.

Akım vektörü için Clarke Dönüşümü aşağıdaki tanımlanır:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Ters Clarke Dönüşümü ise aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Eşitlik 2.3 ve 2.4 ile verilen denklemler hem akım hem de gerilim değişkenlerine uygulanabilir.

2.3 ve 2.4 numaralı eşitliklerde verilen dönüşüm matrisleri sistem gücünün sabitliğini ve vektör uzunluklarını dikkate almaz. Sistem gücünü dikkate alan dönüşüm matrisi eşitlik 2.5 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.4 Asenkron Motorun D-Q (Senkron Dönen Çerçeve) Eksen Modeli

D-Q eksen modeli, senkron hızda döner ve 3 fazlı abc sisteminden önce Clarke daha sonra ise Park dönüşümü yapılarak asenkron motor denklemleri dq eksenine dönüştürülür.

Stator için gerilim denklemleri aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir [13].

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega \lambda_{qs} \quad (2.7)$$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} - \omega \lambda_{ds} \quad (2.8)$$

$$V_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d\lambda_{0s}}{dt} \quad (2.9)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}') \quad (2.10)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}') \quad (2.11)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls} i_{0s} \quad (2.12)$$

Rotor için gerilim denklemleri aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir [13].

$$V_{dr}' = r_r' i_{dr}' + \frac{d\lambda_{dr}'}{dt} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}' \quad (2.13)$$

$$V_{qr}' = r_r' i_{qr}' + \frac{d\lambda_{qr}'}{dt} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}' \quad (2.14)$$

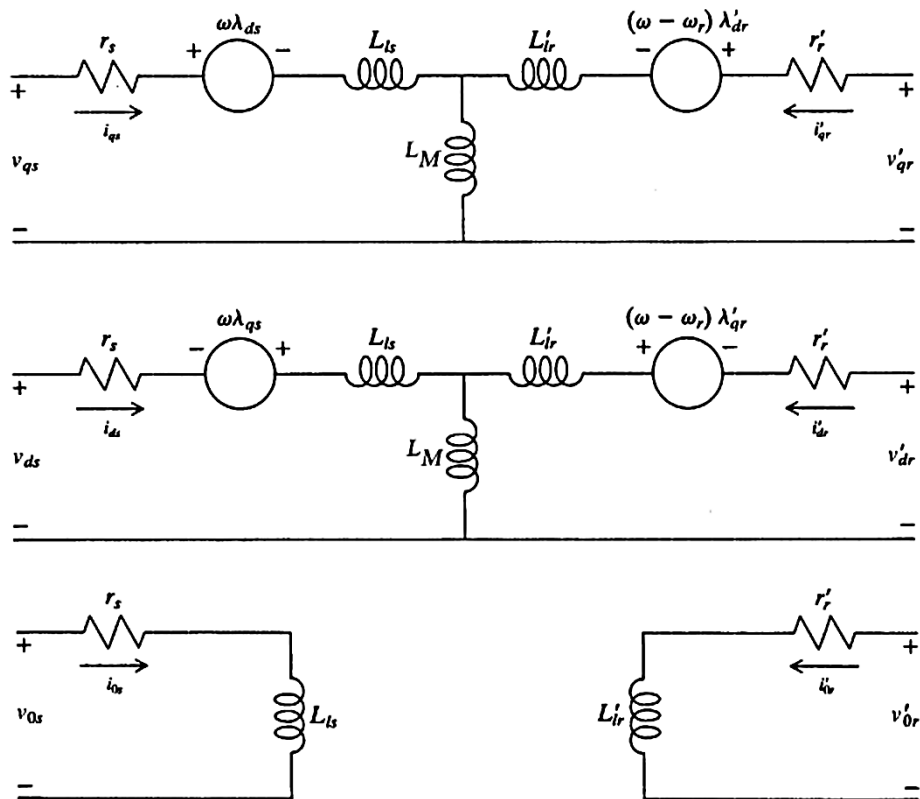
$$V_{0r}' = r_r' \dot{i}_{0r}' + \frac{d\lambda_{0r}'}{dt} \quad (2.15)$$

$$\lambda_{dr}' = L_{lr}' i_{dr}' + L_m (i_{ds} + i_{dr}') \quad (2.16)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + L_m (i'_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.17)$$

$$\lambda_{0r}' = L_{lr}' i_{0r}' \quad (2.18)$$

Yukarıdaki denklemlere göre asenkron motor için d-q ekseninde oluşturulan eşdeğer devreler Şekil 2.3'te görülmektedir [8].



Şekil 2.3 : 3 fazlı simetrik asenkron motor için dq0 eşdeğer devresi [8].

Motor parametreleri çoğu zaman ohm (Ω) cinsinden yada baz empedansın birim değeri değeri cinsinden verildiği için gerilim ve akı denklemlerini endüktans yerine reaktans değerleri ile yazmak hesaplamaları kolaylaştıracaktır.

Reaktans değerleri cinsinden motor eşitlikleri şu şekilde ifade edilir [8]:

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{p}{\omega_b} \psi_{qs} \quad (2.19)$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{p}{\omega_b} \psi_{ds} \quad (2.20)$$

$$V_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{0s} \quad (2.21)$$

$$\lambda'_{qr} = r'_r i'_{qr} + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \psi'_{dr} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{qr} \quad (2.22)$$

$$\lambda'_{dr} = r'_r i'_{dr} + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \psi'_{qr} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{dr} \quad (2.23)$$

$$\lambda'_{0r} = r'_r i'_{0r} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{0r} \quad (2.24)$$

Burada ω_b açısal baz hızı belirtmektedir. Bu değer endüktif reaktansın hesaplanmasında kullanılır. Akı bağıntıları böylece aşağıdaki gibi ifade edilebilir [8]:

$$\psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.25)$$

$$\psi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.26)$$

$$\psi_{0s} = X_{ls} i_{0s} \quad (2.27)$$

$$\psi'_{qr} = X'_{lr} i'_{qr} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.28)$$

$$\psi'_{dr} = X'_{lr} i'_{dr} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.29)$$

$$\psi'_{0r} = X'_{lr} i'_{0r} \quad (2.30)$$

Son olarak asenkron motorda elektromanyetik moment eşitliği şöyle olur [8]:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{X_M}{D\omega_b}\right) (\psi_{qs} \psi'_{dr} - \psi_{ds} \psi'_{qr}) \quad (2.31)$$

$$D = X_{ss} X_{rr}' - X_M^2 \quad (2.32)$$

$$X_{ss} = X_{ls} + X_M \quad (2.33)$$

$$X_{rr}' = X_{lr}' + X_M \quad (2.34)$$

2.5 Asenkron Motorun Birim Değer Modeli

Matematiksel modellerin kurulmasında, hesap hatalarının azaltılması, yapılan hesaplarda kolaylık sağlanması ve çalışma parametrelerinin birbiri ile karşılaştırılması gibi avantajlarından dolayı boyutsuz değerler olarak tanımlanan birime indirgenmiş büyüklükler kullanılabilir [17].

K hızı ile dönen rastgele bir referans çerçevede ω_k açısal hızı göstermek üzere motor eşitlikleri aşağıdaki gibidir [17,18].

$$u_{sk} = R_{sk} i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt} + j\omega_k \psi_{sk} \quad (2.35)$$

$$u_{rk} = R_{rk} i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt} + j(\omega_k - \omega_r) \psi_{rk} \quad (2.36)$$

$$\psi_{sk} = L_s i_{sk} + L_m i_{rk} \quad (2.37)$$

$$\psi_{rk} = L_r i_{rk} + L_m i_{sk} \quad (2.37)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[p \frac{3}{2} \text{Im}(\psi_{sk}^* i_{sk}) - M_l \right] \quad (2.38)$$

Burada T_M mekanik zaman sabiti, u_s , i_s , i_r , ψ_s , ψ_r , sırasıyla stator ve rotor gerilim, akım ve akı değerleridir. R_s , R_r , stator ve rotor dirençleri, ω_r , rotor açısal hızı, ω_k , referans çerçevenin açısal hızı, J atalet momenti, p kutup sayısı ve M_l yük momentidir.

Akı eşitlikleri aşağıdaki gibidir [18]:

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (2.39)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (2.40)$$

Bu durumda per unit cinsinden asenkron motor modeli aşağıdaki denklemlerle ifade edilebilir [18].

$$\frac{d\psi_{sx}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\psi_{sx} + \frac{R_s L_m}{L_s}i_{rx} + \omega_r \psi_{sy} + u_{sx} \quad (2.41)$$

$$\frac{d\psi_{sy}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\psi_{sy} + \frac{R_s L_m}{L_s}i_{ry} - \omega_r \psi_{sx} + u_{sy} \quad (2.42)$$

$$\frac{di_{rx}}{dt} = -\frac{1}{T_d}i_{rx} + \frac{R_s L_m}{L_s \omega}\psi_{sx} + \omega_k i_{ry} - \frac{L_m}{\omega}\omega_r \psi_{sy} + \frac{L_r}{\omega}u_{sx} \quad (2.43)$$

$$\frac{di_{ry}}{dt} = -\frac{1}{T_d}i_{ry} + \frac{R_s L_m}{L_s \omega}\psi_{sy} - \omega_k i_{rx} + \frac{L_m}{\omega}\omega_r \psi_{sx} + \frac{L_s}{\omega}u_{ry} - \frac{L_m}{\omega}u_{sy} \quad (2.44)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{L_m}{L_s}(\psi_{sx}i_{ry} - \psi_{sy}i_{rx}) - m_0 \quad (2.45)$$

Burada m_0 yük momentidir. Yukarıdaki denklemler stator eşitlikleri olarak verilmiş olsa dahi aynı ifadeleri rotor eşitlikleri olarak da yazmak mümkündür. Yapılması gereken işlem stator büyüklüklerini temsil eden “s” indisi yerine rotor büyüklüklerini temsil eden “r” indisini kullanmaktır. Bu durumda $\alpha\beta$ referans çerçevesinde asenkron motorun modeli aşağıdaki şekilde ifade edilebilir. ($\omega_k = 0$)

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = a_1 i_{s\alpha} + a_2 \psi_{r\alpha} + \omega_r a_3 \psi_{r\beta} + a_4 u_{s\alpha} \quad (2.46)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = a_1 i_{s\beta} + a_2 \psi_{r\beta} - \omega_r a_3 \psi_{r\alpha} + a_4 u_{s\beta} \quad (2.47)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = a_5 \psi_{r\alpha} + (-\omega_r) \psi_{r\beta} + a_6 i_{s\alpha} \quad (2.48)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = a_5 \psi_{r\beta} + (-\omega_r) \psi_{r\alpha} + a_6 i_{s\beta} \quad (2.49)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{L_m}{J L_r}(\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{1}{J} m_0 \quad (2.50)$$

Yukarıdaki denklemlerde ω_a referans çerçevede herhangi bir açısal hız değeridir.

Ayrıca;

$$a_1 = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r \omega} \quad (2.51)$$

$$a_2 = \frac{R_r L_m}{L_r \omega} \quad (2.52)$$

$$a_3 = \frac{L_m}{\omega} \quad (2.53)$$

$$a_4 = \frac{L_r}{\omega} \quad (2.54)$$

$$a_5 = -\frac{R_r}{L_r} \quad (2.55)$$

$$a_6 = \frac{R_r L_m}{L_r} \quad (2.56)$$

$$\omega = \sigma L_r L_s = L_r L_s - L_m^2 \quad (2.57)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (2.58)$$

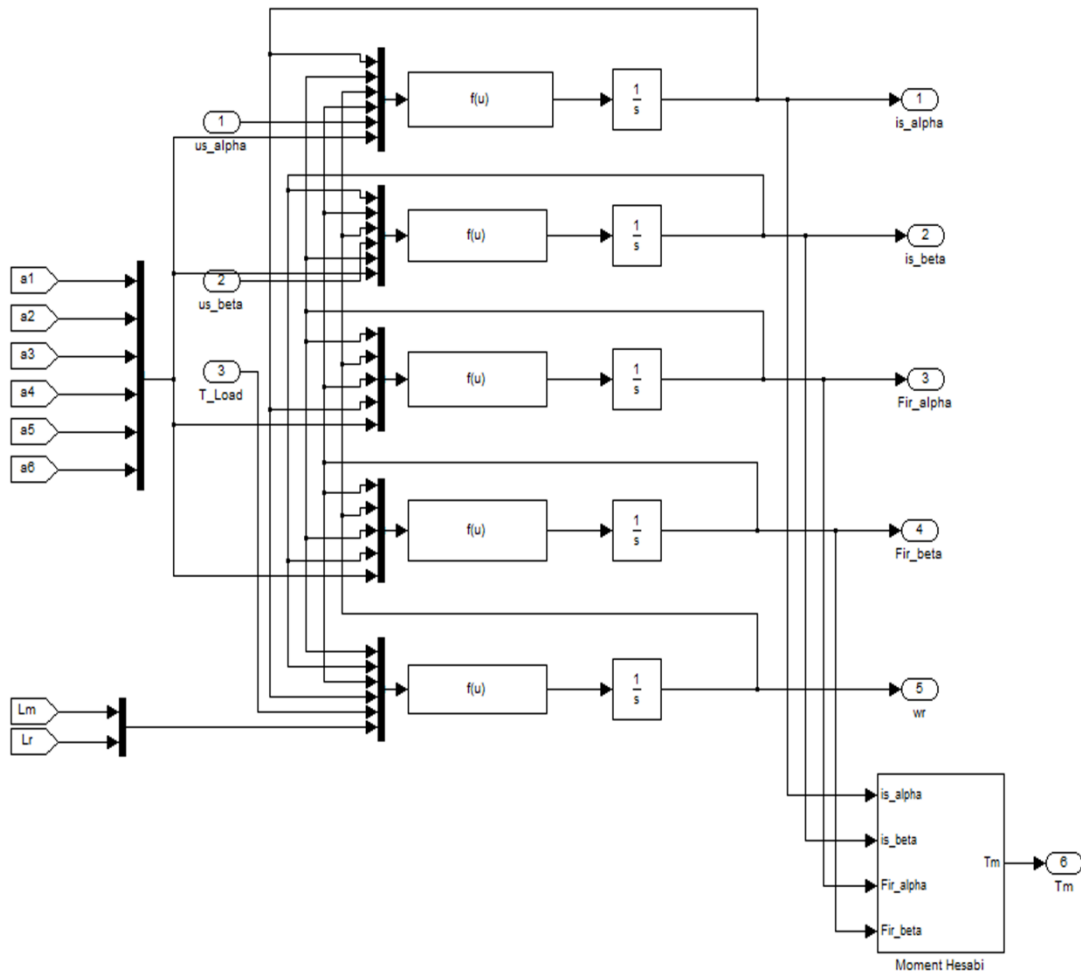
$$\frac{1}{T_d} = \frac{R_s}{L_s} + \frac{L_s^2 + R_s L_m^2}{L_s \omega} \quad (2.59)$$

Eşitlik 2.46 ile 2.59 arasında verilen asenkron motor model denklemleri MATLAB/Simulink programı kullanılarak modellenmiştir. Model blok şeması Şekil 2.4'te gösterilmektedir. Simülasyonda kullanılan motor parametreleri Çizelge 2.1'de verilmiştir. Bu çizelgedeki değerlerin tamamı birim değer cinsinden verilmiştir. Ayrıca asenkron makinenin değişik koşullarda çalışmasına ilişkin yapılan simülasyonların sonuçları da beşinci bölümdeki grafiklerden görülebilir. Bu grafikler asenkron motora V/F (Skaler) denetim yöntemi uygulanarak elde edilmiş olup vektör denetim yöntemleri ile karşılaştırılması beşinci bölümde gösterilmiştir.

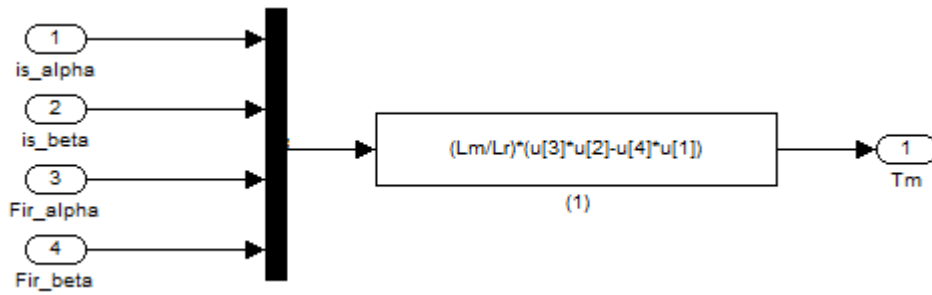
V/F denetim yönteminin benzetim bloklarına ilişkin şemalar bir sonraki bölümde verilmiştir.

Çizelge 2.1 : Asenkron motor parametre tablosu (birim değer).

R_r	R_s	X_r	X_s	X_m	J
0.045	0.045	1.927	1.927	1.85	59



Şekil 2.4 : Asenkron motor MATLAB/Simulink blok şeması.



Şekil 2.5 : Asenkron motor moment hesabı MATLAB/Simulink blok şeması.

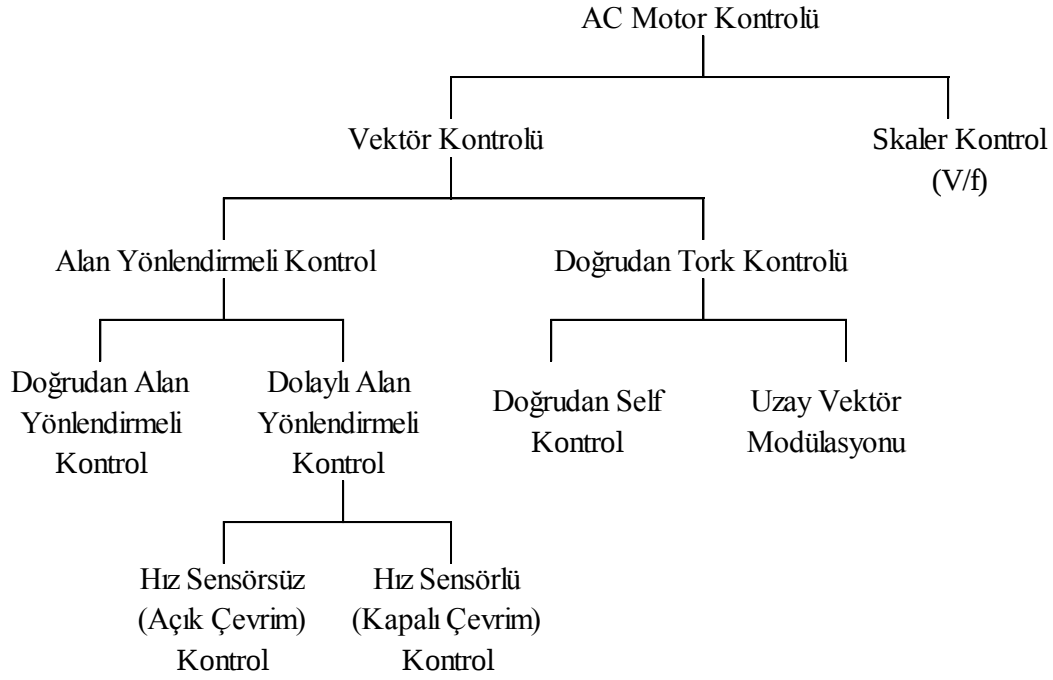
3. ASENKRON MOTORUN DENETİM YÖNTEMLERİ VE BENZETİM MODELLERİ

Asenkron motorlar endüstride kullanılan motorların %90'ını oluşturmaktadır. Bu yüksek tercih edilme oranının başlıca nedenleri arasında bu motorların bakım gerektirmemesi, maliyetinin ucuz olması ve geniş frekans aralıklarında çalışabilmesi sayılabilir. Kullanımı bu denli fazla olan asenkron motorların bir çok uygulama için farklı hızlarda sürülmesi istenmektedir. Bu bölümde asenkron motorların hız kontrolünü yapabilmek amacıyla geliştirilen denetim yöntemleri üzerinde durulmakta ve bu yöntemler arasında benzetim çalışmaları ile karşılaştırma yapılmaktadır.

Asenkron motorun denetim yöntemleri Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Bunlardan en kolay olan denetim yöntemi çıkış gerilimi başına belirli bir çıkış frekansının belirlendiği V/f denetimidir. İkinci yöntem olan vektör denetimi kendi içinde bir çok yöntem bulundurmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı alan yönlendirmeli denetimdir. Bu denetim tipinde anlık olarak moment denetimi yapılabilir. Ancak alan yönlendirmeli denetimin dezavantajı, karmaşık matematiksel işlemler gerektirmesi ve eğer eşzamanlı olarak motor parametrelerini tahmin eden bir gözlemci kullanılmıyorsa motor parametrelerindeki değişime karşı oldukça hassas oluşudur. Bu bölümde skaler denetim ve dolaylı alan yönlendirmeli denetim üzerinde durulacaktır.

3.1 Skaler Denetim (V/f Denetimi)

Motor parametrelerinden bağımsız olarak çalışan Skaler (V/f) denetim yöntemi uygulanması kolay ancak verimli olmayan bir yöntemdir. Skaler denetim yönteminde sürücü çıkış frekansına bağlı olarak belirli bir oranda çıkış gerilimi uygulanır. Bu gerilimin minimum ve maksimum noktaları baz frekansa göre belirlenir. Düşük frekanslı uygulamalarda stator sargıları üzerine düşen gerilim dikkate alınmalıdır.



Şekil 3.1 : Asenkron motor denetim yöntemleri.

Skaler denetim yöntemi açık ve kapalı çevrim olarak ikiye ayrılır. Açık çevrim skaler denetim özellikle düşük yüklü uygulamalarda dalgalanma oluşturabilmektedir. Bu kararlılık problemini ortadan kaldırmak amacıyla pek çok araştırma yapılmıştır [19,20,21].

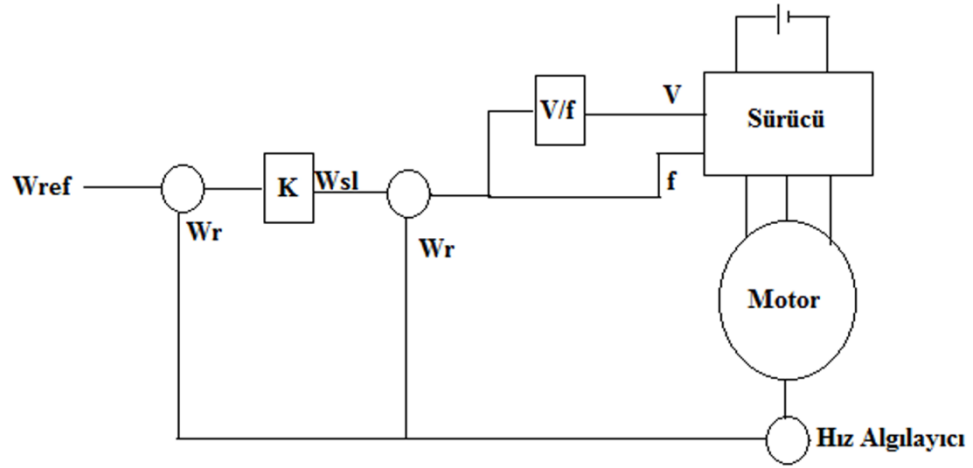
Bu tezde kapalı çevrim skaler denetim MATLAB/Simulink programı yardımıyla bilgisayar ortamında gerçekleştirilmiştir.

Skaler denetimde bir hız algılayıcısı veya bir enkoder motor hızını ölçmek amacıyla kullanılır. Ölçülen bu hız bilgisi daha sonra referans hız ile karşılaştırılır ve bu karşılaştırma sonucunda bir hata oranı belirlenerek bu bilgi bir PI kontrolcüye gönderilir. PI denetiminin sonucunda sürücünün çıkış frekansını belirlenir. Kapalı çevrim skaler denetimin genel blok diyagramı Şekil 3.2’de gösterilmektedir.

Bölüm 2.5’te oluşturulan makine modeli için V/f denetim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir. Bu bölümde akı genliği sabit ve motorun kararlı halde çalıştığı kabul edilmiştir [30,31].

$$u_s = R_s i_s + j\omega_s \psi_s \quad (3.1)$$

$$u_s = \sqrt{(r_s i_s)^2 + (\omega_s \psi_s)^2} \quad (3.2)$$



Şekil 3.2 : Asenkron motor kapalı çevrim V/f kontrolüne ilişkin genel blok diyagramı [19].

Sabit bir stator kaçak akısı olduğu kabul edilirse $\psi_s = 1$ olur. Ayrıca r_s direnci çok küçük olduğundan ihmal edilirse;

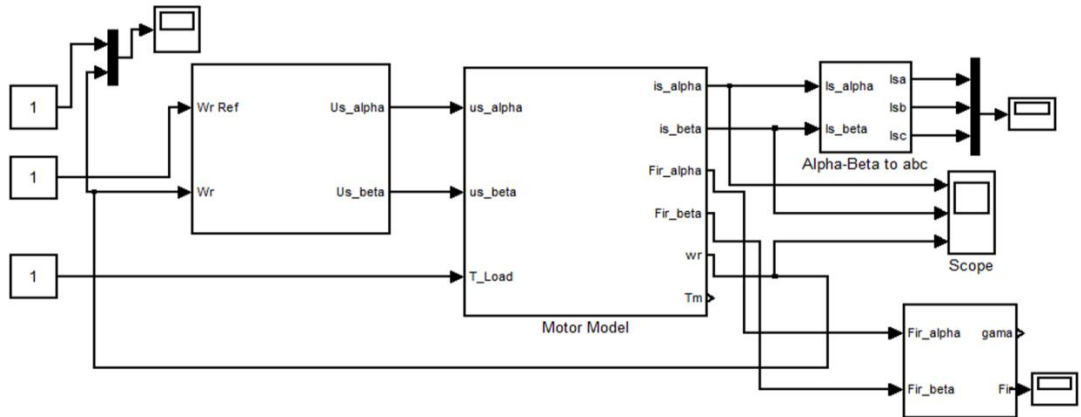
$$u_s = \sqrt{(\omega_s)^2} \quad (3.6)$$

Gerilim vektörü genliği aşağıdaki gibi yazılabilir:

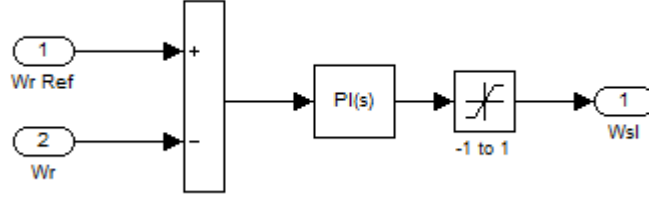
$$\omega_s = 2\pi f \quad (3.7)$$

Görüldüğü gibi V/f denetiminde gerilim ve frekans arasında doğrusal bir orantı bulunmaktadır ve bu oran sabit tutulur.

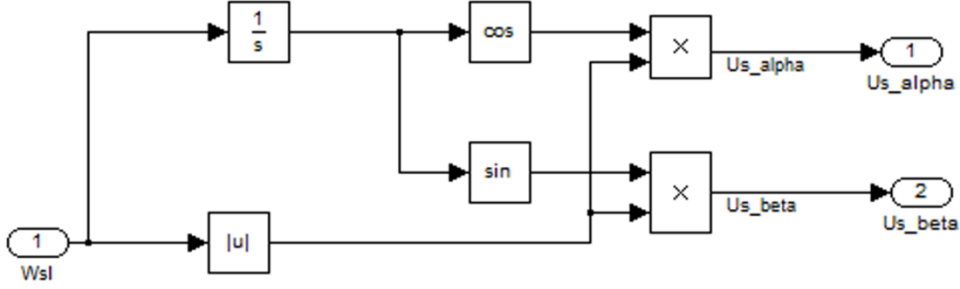
Kapalı çevrim skaler denetim yöntemi için Simulink programında oluşturulmuş blok şema gösterimi Şekil 3.3, Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te verilmiştir. Motor parametreleri ise Çizelge 2.1'de verilmiştir.



Şekil 3.3 : Asenkron motor kapalı çevrim V/f kontrolüne ilişkin Simulink blok şeması.



Şekil 3.4 : Skaler denetim hata hesabı ve PI kontrolcü Simulink blok şeması.



Şekil 3.5 : Skaler denetim α - β gerimlerinin üretilmesine ilişkin Simulink blok şeması [31].

3.2 Vektör Denetim Yöntemi

Asenkron motorlar fan, pompa, elektrikli ev eşyaları, vinç ve konveyör gibi pek çok uygulamada kullanılmaktadır. Kullanımının bu denli farklı alanlarda olması nedeniyle asenkron motorların hızlarının geniş bir aralıkta ayarlanması istenmektedir. Ancak asenkron motorun hızını ayarlamak DA motorun hızını ayarlamak kadar kolay değildir, çünkü motor akımı ile çıkış momenti arasında DA motordakinin aksine doğrusal bir bağlantı bulunmaz.

Vektör denetim tekniği asenkron motorun hızını geniş bir skalada ayarlamak amacıyla kullanılabilir. Bu teknik ilk olarak Blaschke (1971-1973) tarafından geliştirmiştir. Vektör denetim yönteminde karmaşık üç fazlı motor akımı iki bileşene ayrılır. Bu bileşenlerden biri motor akısını denetlerken, diğeri üretilen moment miktarını belirler. Vektör denetim sayesinde motor hızı geniş bir aralıkta ayarlanabilir, hassas hız ayarı yapılabilir, hızlı dinamik cevap elde edilebilir ve baz frekansın üzerinde çalışılabilir.

Vektör denetim algoritması iki temel fikre dayanır. Bu fikirlerden ilki akı ve moment üreten akımlardır. Asenkron motor, statora uygulanan üç fazlı akım yerine iki bileşenli akım tarafından denetlenebilir. “Direct (I_d)” ve “Quadrature (I_q)” olarak adlandırılan bu iki akım bileşeninden ilki akıyı ve ikincisi ise moment miktarını

belirler. Tabi ki gerçekte motora uygulanan gerçek gerilim ve akım üç fazlıdır. İki bileşenli ve üç bileşenli bu iki referans çerçeve arasındaki geçiş bir hesap problemini ortaya çıkarır. Bu da vektör denetimin ikinci temel fikrine dayanak oluşturur.

Vektör denetimin ikinci temel fikri referans çerçeve teorisidir. Referans çerçeve fikri, belirli bir referans çerçeve içindeki sinüsoidal büyüklüğü başka bir referans çerçeve içinde sabit bir büyüklüğe çevirmeye dayanır. Sinüsoidal büyüklük, başka bir referans çerçevedeki sabit bir büyüklüğe çevrildiğinde bundan sonra bu sabit değerin büyüklüğü geleneksel PI kontrolcüler ile ayarlanabilir [25].

Vektör denetim yöntemi, doğrudan moment denetimi ve alan yönlendimeli denetim olmak üzere iki başlık altında incelenebilir.

3.2.1 Doğrudan moment denetimi (DMD)

Vektör denetim sistemlerine ek olarak, doğrudan moment denetim yöntemi hızlı moment cevabı özelliği barındırmaktadır. Doğrudan moment denetimi ilk olarak 1984 yılında Manfred Depenbrock adlı Alman bilim adamı tarafından patentlenmiştir. Ancak aynı yıl Isao Takahashi and Toshihiko Noguchi adındaki Japon bilim adamları tarafından da benzer bir algoritma geliştirilmiştir. Doğrudan moment denetimi özelliği barındıran ilk sürücü ise ABB (Asea Brown Boveri) şirketi tarafından üretilmiştir.

Uygulamalarda, moment denetim modunda çalışan bir sürücüde çıkış momenti sürücü tarafından belirlenirken motor hızı yük tarafından belirlenir. Moment, makinede gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur. Benzer şekilde hız denetim modunda çalışan bir sürücüde ise çıkış hızı sürücü tarafından belirlenirken çıkış momenti yük tarafından belirlenir.

Doğrudan moment kontrollü bir sürücüde akı ve elektromanyetik moment, optimum anahtarlama modu seçilerek doğrudan ve birbirinden bağımsız olarak denetim edilebilir. Mod seçimi akı ve elektromanyetik moment hatalarının belirlenen ölçülerde kalması, hızlı moment cevabı, düşük harmonik kayıpları ve düşük anahtarlama frekansı gözetilerek yapılır [22].

Doğrudan moment denetimi AA ve DA kapalı çevrim sistemlere göre 10 kat daha hızlı moment cevabı (ABB'nin verdiği bilgiye göre 2 ms) ve daha hassas hız denetimi sağlamaktadır [24]. Ayrıca ABB'ye göre doğrudan moment denetim

yönteminde, geleneksel PWM sürücülere göre daha az elektromanyetik gürültü yayılımı olmaktadır.

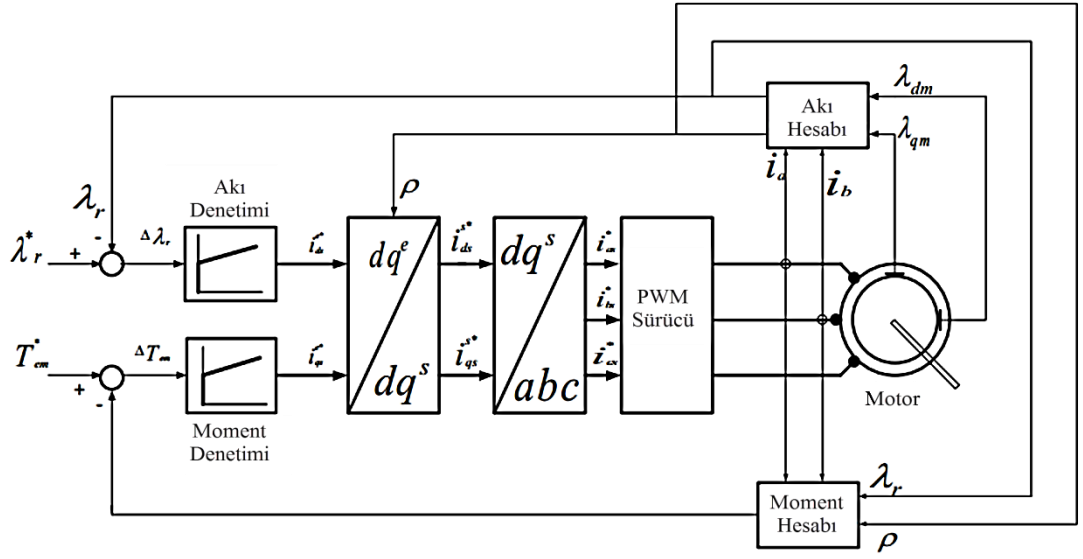
Doğrudan moment denetiminde, motor miline bir enkoder veya herhangi bir hız ölçüm cihazı bağlanmadan gelişmiş motor teorisi hesaplamaları kullanılarak motor momenti ve stator akımı hesaplanabilir. Ancak bunun sağlanabilmesi için yüksek teknoloji sinyal işleme cihazlarına ve ölçüm sensörlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca gerçek motor çalışmasını canlandırabilecek ileri seviye bir motor modeline ihtiyaç duyulmaktadır.

Son zamanlarda Control Techniques, Yaskawa, Hitachi, Siemens gibi üreticiler 100 ms'nin altında moment cevabı olan sürücüler üretmeye başlamışlardır. Yine de bu sürücüler hız algılayıcısı olmadan sıfır Hz'e yakın çalışmalarda istenilen hassasiyeti verememektedir.

3.2.2 Doğrudan alan yönlendirmeli vektör denetimi

Akı vektörünün, bir Hall algılayıcı yardımıyla ölçüldüğü denetim yöntemine doğrudan alan yönlendirmeli denetim denir. Bu method hava boşluğu akısının *hall etki algılayıcısı* denilen bir cihazla ölçülmesine dayanır. Ölçülen manyetik akı rotor akısı değil, ortak akıdır ve bu akının açısının (ρ) doğru hesaplanması oldukça önemlidir. Ölçülebilen stator akımının bu ortak akı ile bağlantısı ρ açısının doğru hesaplanmasında kullanılır. Senkron referans çerçevede, stator akımlarının d ve q eksenlerini istenilen değere getirmek için akı ve moment çevrimlerinin her birinde PI kontrolcüler kullanılır. Bunlar daha sonra sabit çerçevedeki bileşenlerine çevrilirler. Sonuç olarak, denetim eşitliklerinden yararlanılarak sürücünün çalışma koşulları belirlenir ve referans akım motor sargılarına uygulanır. Şekil 3.6 doğrudan alan yönlendirmeli vektör denetiminin genel prensip şemasını göstermektedir [6].

Pratikte, hall etkisi algılayıcısı gibi bir sensörün kullanılması asenkron motorun sağlamlılık derecesini düşürebilir. Ayrıca bu tarz sensörlerin elektromanyetik gürültü nedeniyle sinyallerinin karışması ve hall etkili algılayıcı içeren motorların standart motorlara göre daha pahalı olması nedeniyle doğrudan alan yönlendirmeli vektör denetimi endüstride yaygın bir yöntem olamamıştır.



Şekil 3.6 : Doğrudan alan yönlendirmeli vektör denetiminin genel prensip şeması.

3.2.3 Dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi

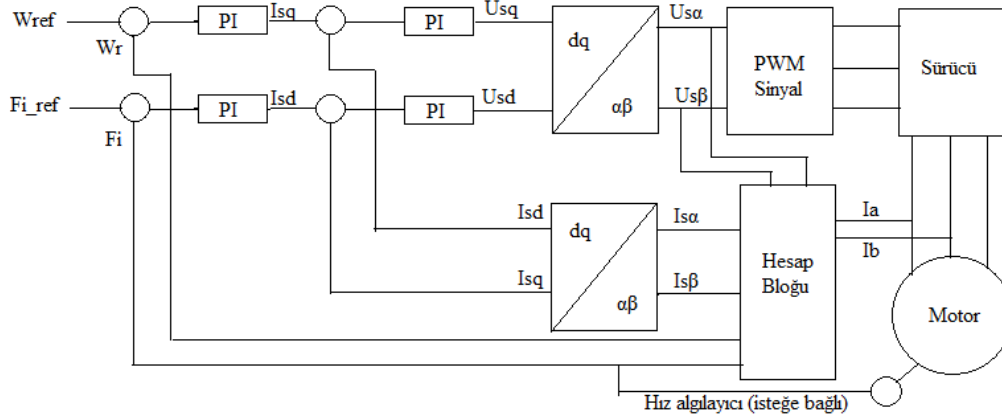
Asenkron motora uygulanan vektör denetim methodunun bir diğer yöntemi ise dolaylı alan yönlendirme yöntemidir. Bu yöntemde hava boşluğunda oluşan manyetik akı bir algılayıcı ile ölçülmez, bunun yerine statora uygulanan akım ve gerilim değerleri ile motor parametreleri kullanılarak akı hesaplanır. Motor momenti akımın q bileşeni değiştirilerek denetlenebilir, aynı zamanda rotor akısı da akımın d bileşeni değiştirilerek denetlenebilir.

Dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi kendi içinde ikiye ayrılır: İlk yöntem hız sönsörlü (kapalı çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimdir. Bu yöntemde motor hızı bir hız algılayıcısı (enkoder) yardımıyla okunur ve kontrolcüye gönderilir. Burada motor hızından okunan değer referans hız ile karşılaştırılır ve hata payı hesaplanır. Oluşan bu hata payını belirlenen sınırlar içerisinde tutmak için motora uygulanan gerilim ayarlanır.

Dolaylı alan yönlendirmeli denetimin ikinci yöntemi ise hız algılayıcısız (açık çevrim) vektör kontrolüdür. Bu yöntemde ise motora herhangi bir hız algılayıcısı bağlanmaz. rotor hızı statordan ölçülen akım ve gerilim değeri ile referans motor modeli kullanılarak hesaplanır ve tahmin edilir. Bu yöntemde tahmin başarısı, referans motor modelindeki parametrelerin gerçekte kullanılan motor parametrelerine olan yakınlığı, akım ve gerilim ölçmede kullanılan sensörlerin kalite ve hassasiyeti ile PI kontrolcülerin katsayılarına bağlı olarak değişiklik gösterir.

Şekil 3.7’de kapalı çevrim dolaylı vektör kontrolüne ait genel prensip şeması gösterilmektedir. Standart AA sürücü sistemlerinde motorun iki faz akımı ve DA bara gerilimi ölçülür. Ölçülen akım değerleri Clarke dönüşümü yardımıyla sabit referans çerçeveye dönüştürülür ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$). Bu iki bileşen daha sonra Park dönüşümü kullanılarak dönen referans çerçeveye dönüştürülür (i_{sd} ve i_{sq}). PI kontrolcüler, referans değerlerle, dönüştürülen ölçüm değerlerini karşılaştırır ve bu hata payına göre bir denetim komutu oluştururlar.

Denetimcilerin çıkışları dönen çerçeveden sabit çerçeveye dönüştürülür. Daha sonra komut sinyalleri PWM çıkışlı sürücü denetim bloğuna iletilir.



Şekil 3.7 : Dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin prensip şeması.

3.2.3.1 Hız algılayıcılı (kapalı çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi

Hız algılayıcılı (kapalı çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminde motor hızı bir hız algılayıcısı (enkoder) yardımıyla okunur ve kontrolcüye gönderilir. Burada motor hızından okunan değer referans hız ile karşılaştırılır ve hata payı hesaplanır. Oluşan bu hata payını belirlenen sınırlar içerisinde tutmak için motora uygulanan gerilim ayarlanır.

Kapalı çevrim vektör denetim yöntemi, özellikle hassas hız ayarı gerektiren uygulamalarda, vinç, konveyör ve pozisyonlama uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır. Ancak ek bir hız algılayıcısı gerektirmesi, algılayıcı sinyallerinin elektromanyetik gürültüye karşı açık oluşu ve kapalı çevrim çalışan sürücülerin açık çevrim sürücülere göre daha pahalı olması bu yöntemin dezavantajlarındandır.

Bu tez çalışması kapsamında Şekil 3.9’da görülen blok şemada asenkron motora kapalı çevrim dolaylı vektör denetimi uygulanmıştır. Motor Modeli olarak Şekil 2.4 ve Şekil 2.5’te verilen blok şemalar kullanılmıştır. Motor akımı ve akı genliği aşağıdaki formüllerle hesaplanabilir.

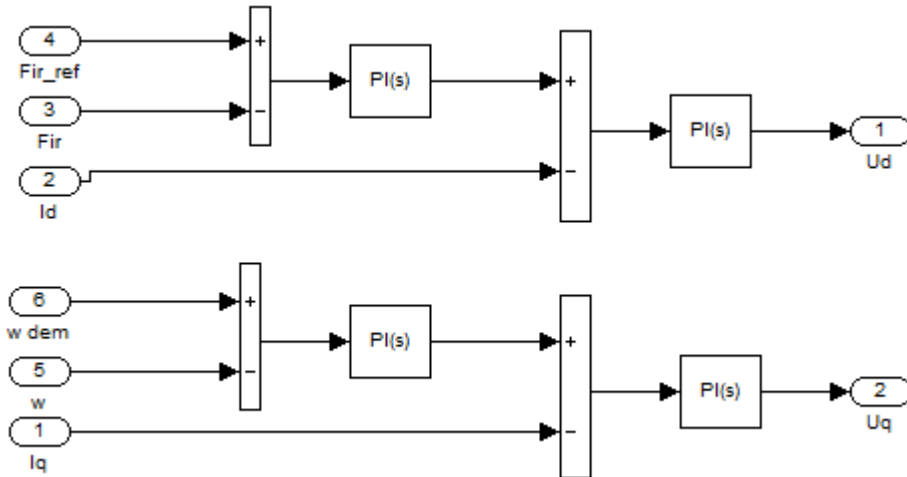
$$|I_s| = \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2} \quad (3.8)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (3.9)$$

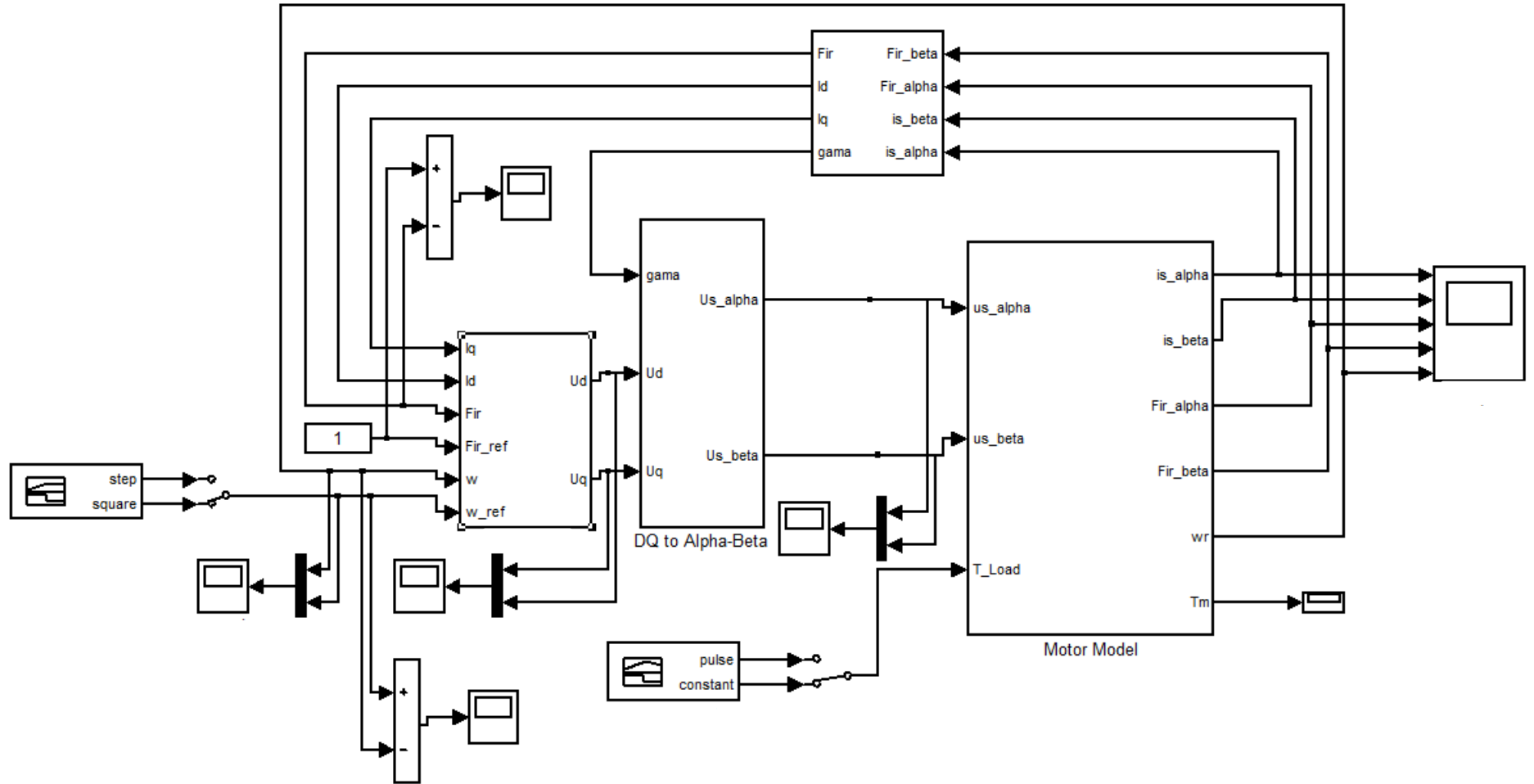
Değişken dönüşümleri Bölüm 2.2 ve Bölüm 2.3’te verildiği gibi aşağıdaki şekilde yapılabilir.

Şekil 3.8’de denetimci içinde bulunan çevrim blokları görülebilir. Her iki şemada ilk PI blokları akı ve hız bilgisini kullanarak I_d ve I_q akımları için talep edilen referans değerleri hesaplar. Şekil 5.1 ve Şekil 5.12 arasında verilen grafiklerden görüleceği gibi asenkron motorun Skaler (V/f) denetim yöntemiyle sürülmesinde asenkron motor yüklendiğinde kayma değeri artmakta ve rotor hızı talep edilen hızın altında kalmaktadır. Bunun nedeni ise motora uygulanan gerilim değerinin frekans bağlı olarak sabit tutulması ve denetimde motor parametrelerinin hesaba katılmaması idi.

Vektör denetim yönteminde ise motorun yüklenmesiyle oluşan denetim kayıplarını en aza indirmek için motor parametreleri hesaba katılmaktadır. Kapalı çevrim dolaylı vektör denetim yöntemiyle yapılan benzetim ve deney sonuçları aşağıda görülebilir.



Şekil 3.8 : Denetimci blok şeması.



Şekil 3.9 : Hız algılayıcıli dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin prensip şeması.

3.2.3.2 Hız algılayıcısız (açık çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi

Hız algılayıcısız (açık çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminde motor hızını ölçmek için bir hız algılayıcısı bulunmaz. Bu nedenle motor hızını tespit edebilmek için statora uygulanan gerilim ve akım büyüklükleri sensörler vasıtasıyla ölçülür ve ölçülen bu değerler ile referans motor parametreleri kullanılarak motor hızı tahmin edilir.

Motor hızını tahmin edebilmek için çok sayıda çalışma yapılmıştır ve bu çalışmalar sonucunda bir çok hız tahmin yöntemi ortaya çıkmıştır. Bu tahmin yöntemlerinin başında luenberger gözlemcisi, genişletilmiş kalman filtresi ve MRAS tabanlı gözlemciler gelir. Gözlemcilerle ilgili detaylı anlatım bir sonraki bölümde verilmiştir.

Açık çevrim vektör denetiminde tahmin başarısı, referans motor modelindeki parametrelerin gerçekte kullanılan motor parametrelerine olan yakınlığı, akım ve gerilim ölçmede kullanılan sensörlerin kalite ve hassasiyeti ile PI kontrolcülerin katsayılarına bağlı olarak değişiklik gösterir.

Motora uygulanacak gerilimin doğru belirlenebilmesi özellikle hassas hız ayarı gerektiren uygulamalarda son derece önemlidir. Bu nedenle vektör denetim uygulanırken parametrelerin doğru belirlenebilmesi büyük önem taşır. Motor parametrelerinin belirlenebilmesi için pek çok araştırma yapılmıştır. Yapılan bu araştırmalar temelde iki farklı yaklaşım içermektedir. İlk yaklaşımda, motor çalışmaya başlamadan önce motora çeşitli tespit sinyalleri uygulanır. AA ve DA test sinyallerini içeren bu uygulamaya “*auto-tuning*” denir. Auto-tuning yapılarak motora ait stator ve rotor dirençleri, stator ve rotor endüktansları, motor atalet momenti, boşta çekilen akım değerleri hesaplanır. Bu hesaplanan parametreler daha sonra motorun vektör denetim denklemlerinde kullanılır.

Parametre tespitine ikinci yaklaşım ise motorun çalışması esnasında, motora bir yandan sinyal uygulayarak parametreleri eş zamanlı olarak tespit etme yöntemidir. Bu konuda yapılan çalışmalar son yıllarda hız kazanmıştır ve özellikle servo ve kapalı çevrim asenkron motor uygulamalarında yaygınlaşmıştır.

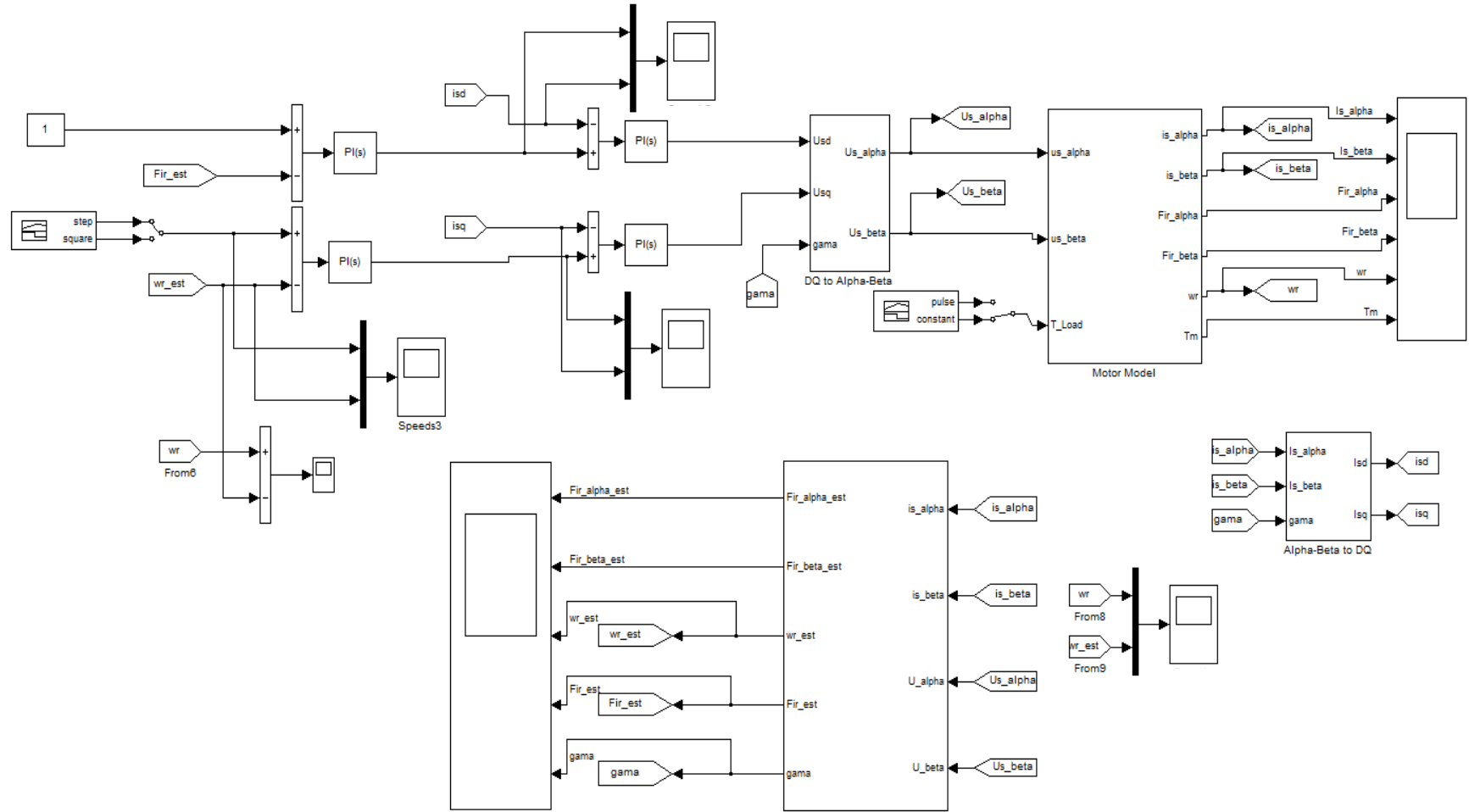
Motor parametrelerindeki değişimlerin vektör denetim başarımı üzerine etkisi ve parametre tahmin yöntemlerine ilerleyen bölümlerde değinilmiştir.

Şekil 3.10’da görülen blok şemada asenkron motora açık çevrim dolaylı vektör denetimi uygulanmıştır. Aşağıdaki şekillerde blok şemalarla ilgili açıklamalara yer verilmiştir.

Motor Modeli olarak Şekil 2.4 ve Şekil 2.5’te verilen blok şemalar kullanılmıştır.

Değişken dönüşümleri Bölüm 2.2 ve Bölüm 2.3’te verildiği gibi yapılabilir.

U_{s_alpha} ve U_{s_beta} referans gerilimlerini belirleyen denetim şeması Şekil 3.7’de verilen dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin prensip şemasından yola çıkılarak oluşturulmuştur.



Şekil 3.10 : Hız algılayıcısız (açık çevrim) dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim Simulink blok şeması.

4. HIZ ALGILAYICISIZ DOLAYLI VEKTÖR DENETİMİNDE HIZ TAHMİN YÖNTEMLERİ

Genel olarak vektör denetiminde, motor hızı geri besleme sinyalli olarak ölçülür ve vektör denetim algoritmasında kullanılmak üzere alınır. Ancak ölçüm işleminin hız yada konum algılayıcıları ile yapılması durumunda bu sensörler özellikle zorlu koşullarda sistemin güvenilirliğini düşürür. Açık çevrim denetim tekniğinde hız algılayıcısının yerini bir hız gözlemcisi alır. Bu gözlemci sensörden dolayı oluşan ek maliyeti azaltır ve sürücünün karmaşık yapısını sadeleştirir. Algılayıcısız denetim yönteminin başlıca sakıncası, ölçülemeyen bazı büyüklüklerin (stator ve rotor akıları) kullanılmasının gerekli olmasıdır. Bu nedenle bu büyüklükler kolayca ölçülebilen stator akım ve gerilimleri kullanılarak tahmin edilir. Ölçülen akım ve gerilim büyüklüklerinden hızı tahmin etme üzerine bir çok çalışma yapılmıştır. Ancak bu çalışmalar genellikle yüksek hızlarda verimli olabilmektedir. Bunun nedeni ise düşük hızlarda akım ve gerilim değerlerini ölçmenin yüksek hızlara oranla daha zor olması ve elektromanyetik gürültü nedeniyle ölçüm sinyallerinde oluşabilen bozulmalardır. Düşük hızda tahmin başarımını artırmak için araştırmalar devam etmektedir [25].

Hız tahmin yöntemleri genel olarak üç başlıkta incelenir;

İlk tahmin yöntemi, asenkron motorun dinamik modeline dayanır. Bu modelde akı dinamik motor modeli kullanılarak elde edilir. Bu yöntem oldukça kolay ancak motor parametrelerine karşı hassastır. Bu gözlemcilerde kullanılan filtreler faz gecikmelerine neden olur ve özellikle yüksek hızlarda kararsızlığa yol açar.

İkinci hız tahmin yöntemi, gerekli hız bilgisine ulaşmak için sinyal işleme yöntemlerini kullanan tekniklerden oluşur. Bu teknikler fikri basitliğine karşın karmaşık filtreleme devreleri gerektir ve dinamik başarımları yetersizdir.

Üçüncü hız tahmin yöntemi ise yapay zeka kullanan tekniklerdir. Yapay sinir ağlarından oluşmuş devreler dinamik başarımlar açısından daha verimli görünmektedir ancak bu tekniklerin de pratik uygulamada karşılaşılan zorlukları bulunmaktadır.

Bu tezde MRAS tabanlı gözlemci ve Luenberger gözlemcisine dayalı hız tahmin yöntemleri gerçekleştirilmiş ve karşılaştırmalı benzetim sonuçları verilmiştir. Ayrıca kalman filtresi hakkında genel bilgi verilmiştir.

4.1 Kalman Filtresi

Kalman filtresinin mantığı, o ana kadar gelen belirli bir dizinin bir sonraki aşamada gelecek elemanının değerini tahmin etme üzerine kurulmuştur. Tahmin işleminin gerçekleştirilmesi esnasında geçmiş verilerin tümü kullanılmaz, bunun yerine bir önceki aşamadan elde edilen veriler kullanılır. Bu sayede saklanması gereken hafıza boyutu da küçülür [26].

Temeli daha çok gelişmiş olasılık teorisine dayansa da, nihai formülasyonu dijital bir veriye uygulanması için oldukça basit ve etkilidir. İlk türevi ayrık zamanlı, sonlu, doğrusal bir rastlantısal süreç için geliştirilmiştir [26].

Kalman filtresi, çalışılan sistem üzerindeki bazı parametrelerin ölçülemediği yada yüksek maliyeti veya sistem güvenilirliği nedeniyle ölçülmek istenmediği durumlarda bu parametrelerin kolayca ölçülebilen diğer parametreler kullanılarak tahmin edilmesinde kullanılır.

Kalman filtresinin bazı uygulama alanları aşağıda verilmiştir.

- Ac motorların algılayıcısız vektör denetimi, hata analizi,
- Robotik uygulamaları, görüntüleme ve algılama yöntemleri,
- Dağıtılmış üretim ve depolama sistemleri,
- Sinyal işleme uygulamaları.

Ölçümlerin belirsizliği yada sinyallerin içerdiği elektromanyetik gürültü “beyaz gürültü” kavramıyla ifade edilir. Bunun dışında bu gürültüleri oluşturan veriler sıfır ortalamalı ve birbirinden bağımsız olarak kabul edilir [26].

Kalman filtresi iki eşitlik grubuyla ifade edilebilir. İlk grup zamanla güncellenen eşitliklerdir. Bu eşitlikler bir değişkenin $k+1$ anındaki değerini tahmin etmede kullanılır. İkinci grup ise ölçümle güncellenen eşitliklerdir. Bu eşitlikler ise $k+1$ anında ölçülen değere göre bu andaki tahmin kalitesini geliştirmek için kullanılır.

Günümüzde kalman filtresi ile ilgili pek çok araştırma ve uygulama mevcuttur. Ayrıca kalman filtresinden yararlanılarak asenkron motorun hız tahmini ve bu tahmin başarımının geliştirme çalışmaları yoğun şekilde devam etmektedir.

4.2 Luenberger Gözlemcisi

İlk olarak David Luenberger tarafından geliştirilen bu gözlemci doğrusal, parametreleri zamanla değişmeyen sistemlere uygulanmaktadır [22]. Ancak asenkron motorlar gibi doğrusal olmayan ve parametreleri zamanla değişen sistemlere uygulanan modeli genişletilmiş luenberger gözlemcisi olarak bilinir. Bu gözlemci kullanılarak motorun hız ve akı parametreleri tahmin edilebilmektedir [27].

Bu tezde, açık çevrim dolaylı vektör kontrolüyle sürülen bir asenkron motorun hız ve akı bilgisi Luenberger tabanlı gözlemci kullanılarak tespit edilmiştir. Bu gözlemci düşük motor hızlarında oldukça verimli olup motor hızı nominal değere çıktıkça hız tahmin başarımı azalmaktadır.

Hız gözlemcisinin eşitlikleri aşağıda verilmiştir [9].

$$\frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = a_1\hat{i}_{s\alpha} + a_2\hat{\psi}_{r\alpha} + a_3\zeta_\beta + a_4u_{s\alpha} + k_1(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \quad (4.1)$$

$$\frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = a_1\hat{i}_{s\beta} + a_2\hat{\psi}_{r\beta} - a_3\zeta_\alpha + a_4u_{s\beta} + k_1(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \quad (4.2)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} = a_5\hat{i}_{s\alpha} + a_6\hat{\psi}_{r\alpha} - \zeta_\beta - k_2(\hat{\omega}_r\hat{\psi}_{r\beta} - \zeta_\beta) \quad (4.3)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = a_5\hat{i}_{s\beta} + a_6\hat{\psi}_{r\beta} + \zeta_\alpha + k_2(\hat{\omega}_r\hat{\psi}_{r\alpha} - \zeta_\alpha) \quad (4.4)$$

$$\frac{d\zeta_\alpha}{dt} = k_1(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \quad (4.5)$$

$$\frac{d\zeta_\beta}{dt} = -k_1(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \quad (4.6)$$

$$\hat{\omega}_r = S \left(\sqrt{\frac{\zeta_\alpha^2 + \zeta_\beta^2}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2}} - k_4(V - V_f) \right) \quad (4.7)$$

$$S = \text{sign}(\zeta_\alpha\hat{\psi}_{r\alpha} + \zeta_\beta\hat{\psi}_{r\beta}) \quad (4.8)$$

Yukarıda verilen eşitliklerde k_1 , k_2 ve k_4 , gözlemci kazançlarıdır ve S , tahmini rotor hız vektörünün yönünü belirtir. ζ_α ve ζ_β bozulma (parazit) vektörünün bileşenleridir. V denetim sinyali ve V_f ise denetim sinyalinin filtrelenmiş değeridir.

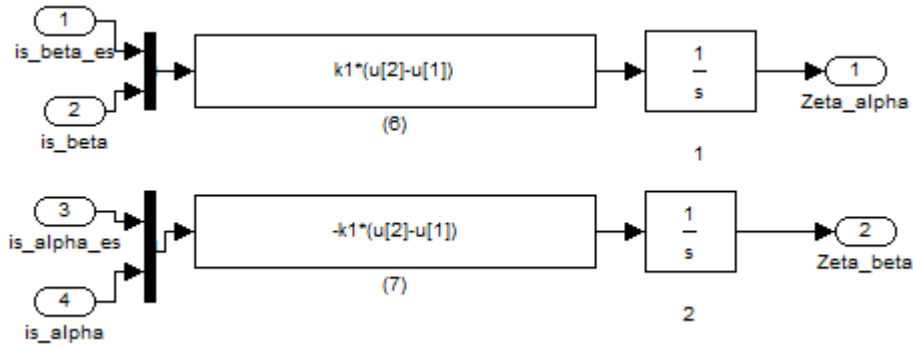
Bu gözlemci için denetim sinyali ve filtrelenmiş sinyalinin değerleri aşağıdaki eşitliklerden bulunabilir [9].

$$V = \zeta_\alpha \hat{\psi}_{r\beta} - \zeta_\beta \hat{\psi}_{r\alpha} \quad (4.9)$$

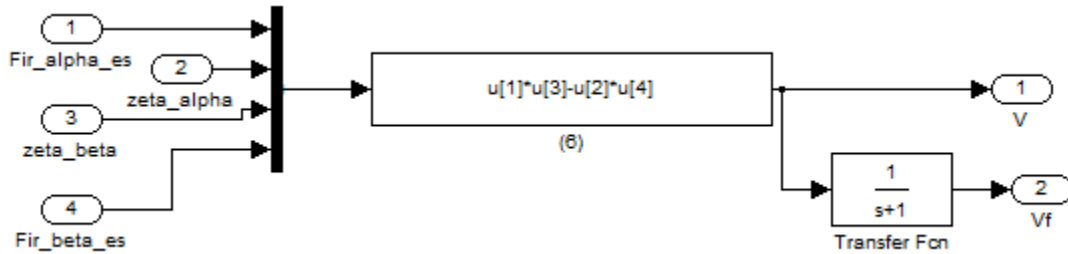
$$V_f = \frac{V}{s+1} \quad (4.10)$$

Denklem 4.1 ve 4.10 arasındaki eşitlikler MATLAB/Simulink programı ile bilgisayar ortamında gerçekleştirilmiş ve bu denklemlere ait blok şemaları aşağıda verilmiştir.

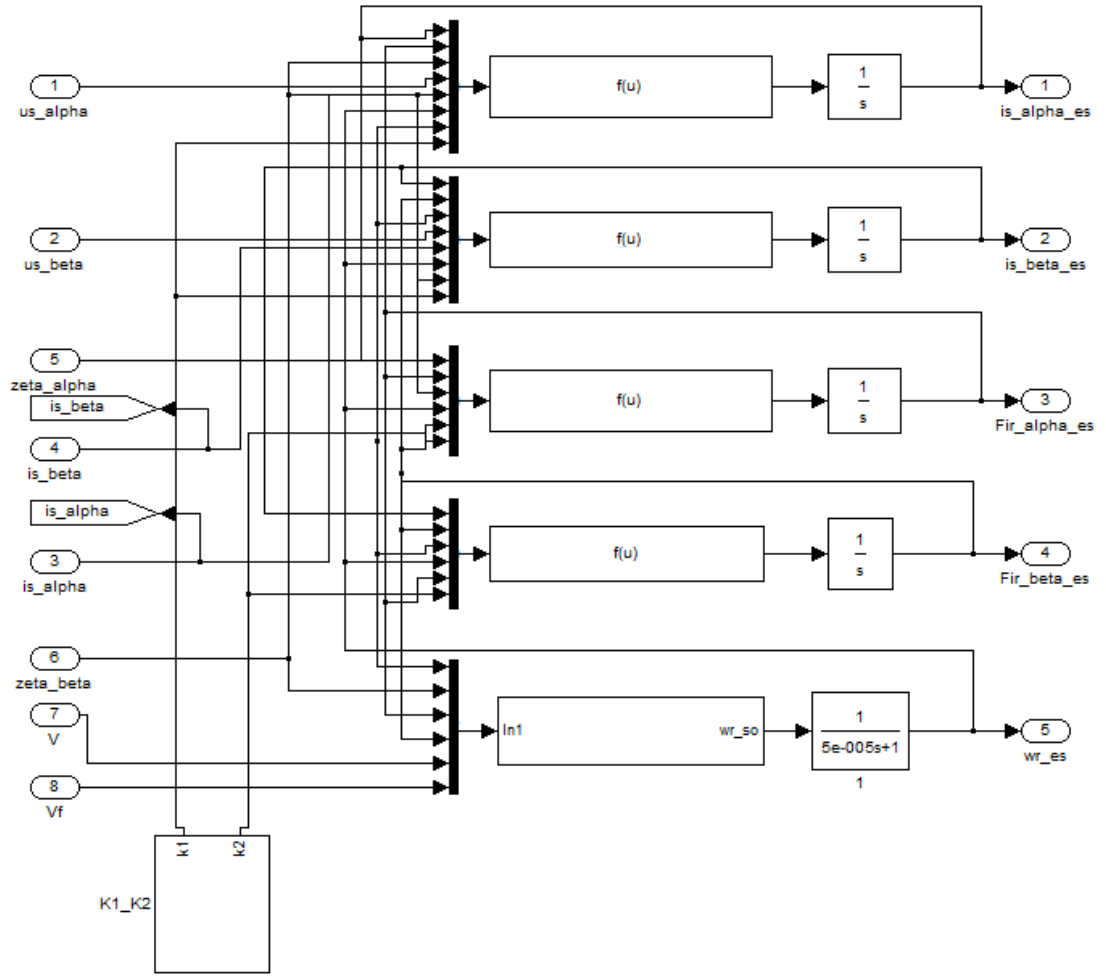
Motor Modeli olarak Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te verilen blok şemalar kullanılmıştır.



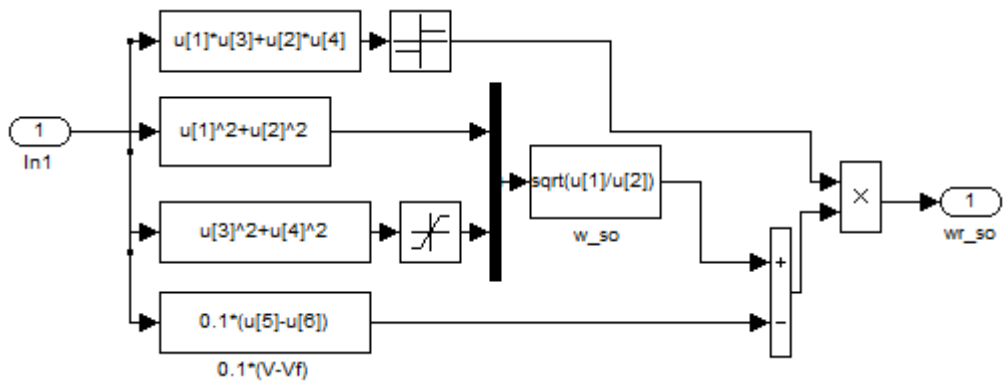
Şekil 4.1 : ζ_α ve ζ_β hesabı Simulink blok şeması.



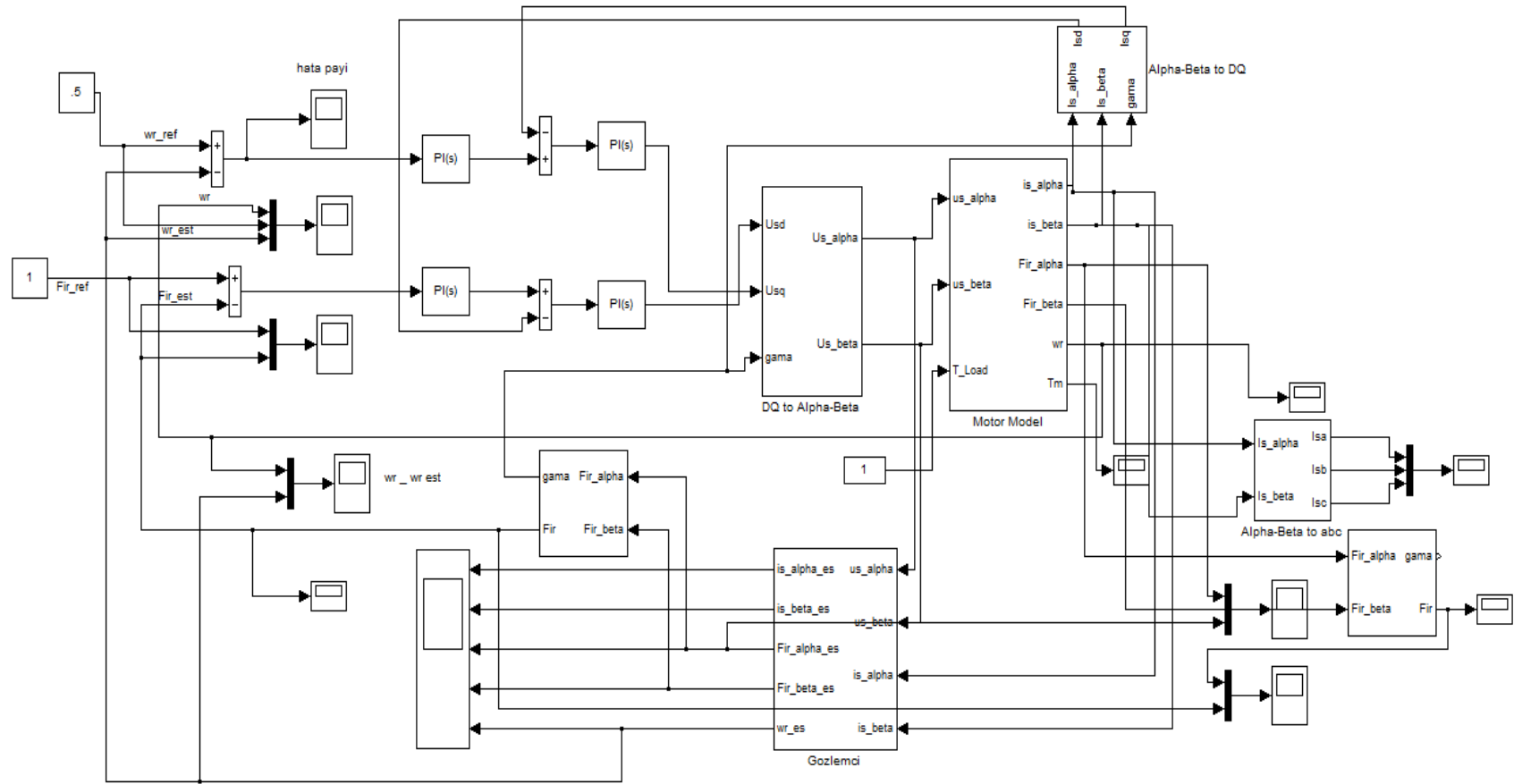
Şekil 4.2 : Denetim sinyalleri hesabı Simulink blok şeması.



Şekil 4.3 : Hız ve akı tahminleri Simulink blok şeması.



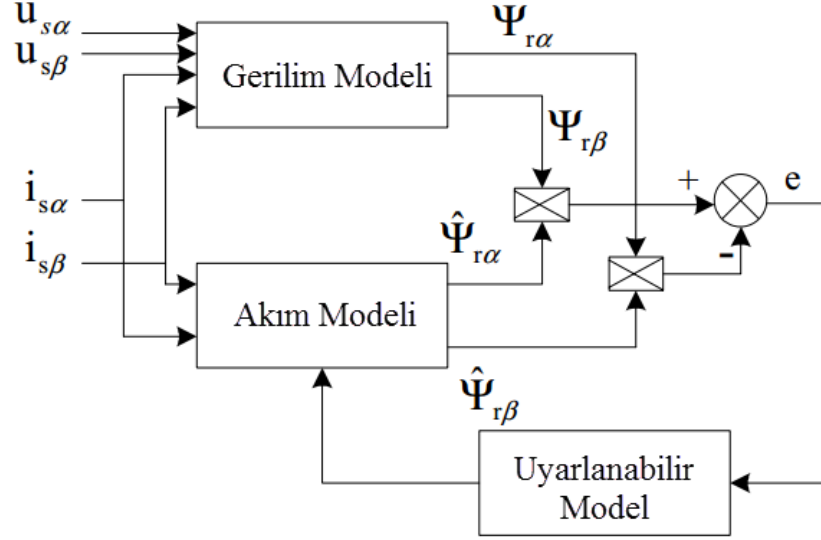
Şekil 4.4 : Hız tahmini Simulink blok şeması.



Şekil 4.5 : Luenberger tabanlı hız gözlemcili açık çevrim dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim Simulink blok şeması.

4.3 MRAS (Model Referanslı Uyarlanabilir Sistem) Tabanlı Hız Gözlemcisi

MRAS tabanlı hız tahmin yönteminde asenkron motor genel olarak iki farklı modelle temsil edilir. Bu modeller referans model ve uyarlanabilir model olarak adlandırılır. Referans olarak seçilen model motor parametrelerine bağlıdır ve stator gerilimini kullanır. Uyarlanabilir model ise gerilimden bağımsız olup stator akımını içermektedir. MRAS yönteminin prensip şeması Şekil 4.6’da verilmiştir. [11]



Şekil 4.6 : MRAS tahmin yöntemi prensip şeması.

Referans ve uyarlanabilir motor modelleri için aşağıdaki eşitlikler kullanılabilir. Eşitlik 4.11 ve Eşitlik 4.12 referans model, eşitlik 4.13 ise uyarlanabilir modeli temsil etmektedir [11, 29].

$$\frac{d\hat{\psi}_s}{dt} = \left[\frac{(-\hat{\psi}_s + \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r)}{\tau_s} + u_s - k(i_s - \hat{i}_s) \right] \quad (4.11)$$

$$\hat{\psi}_r = \left[\frac{(\hat{\psi}_s - \sigma L_s i_s)}{k} \right] \quad (4.12)$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \left[-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right] \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_s \quad (4.13)$$

Eşitlik 4.11 ve 4.12’de akılar rotor hızından bağımsızdır, bu nedenle referans model olarak kullanılabilir. Burada k model kazancıdır ve değeri 0.5 alınmıştır. u_s değeri stator gerilimidir ve τ_s stator zaman sabitidir. Diğer yandan eşitlik 4.13 ise sadece

stator akımına ve rotor hızına bağlıdır (Bu aşamada motor parametreleri sabit kabul edilmektedir.) Bu eşitlikler matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

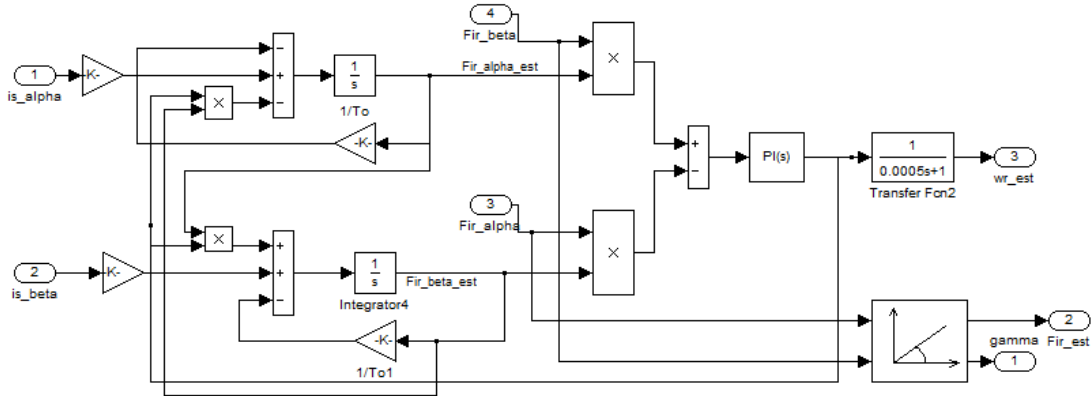
$\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$, $p = d/dt$ ve $\tau_s = \sigma L_s / R_s$ olmak üzere;

$$p \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{s\alpha} \\ \hat{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\tau_s} \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ -\hat{\psi}_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} - k \begin{bmatrix} i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \\ i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{k} \left[\begin{bmatrix} \hat{\psi}_{s\alpha} \\ \hat{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} - \sigma L_s \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \right] \quad (4.15)$$

$$p \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Eşitlik 4.15'te verilen uyarlanabilir modelin Simulink blok şeması Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.7 : MRAS uyarlanabilir model Simulink blok şeması.

Ayrıca uyarlanabilir modelde elde edilen değerlerden hız tahmini yapabilmek için kullanılabilecek formül eşitlik 4.15'te verilmiştir.

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left[\psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - \psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} \right] \quad (4.17)$$

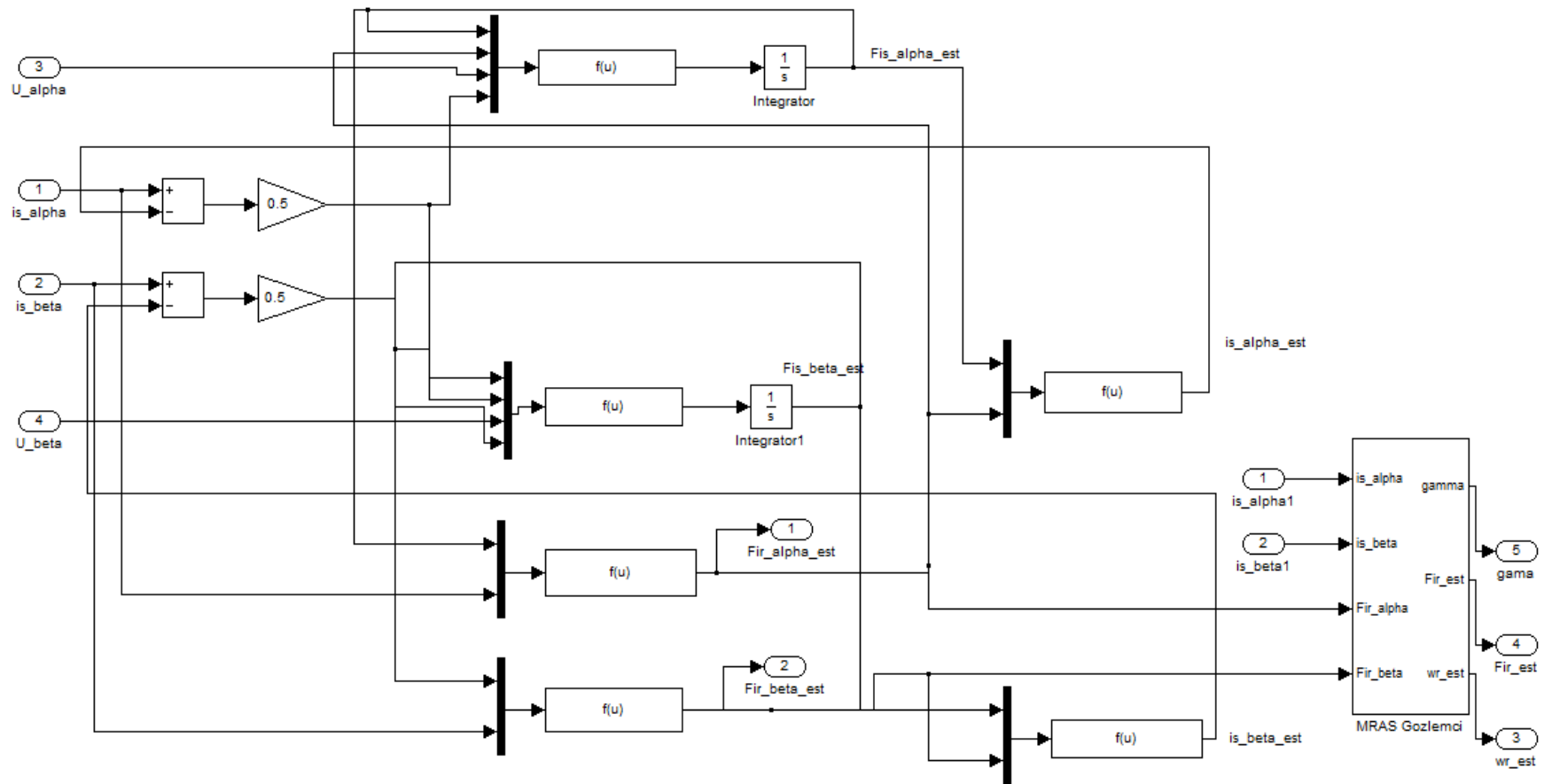
Burada K_p ve K_i/s değerleri oransal ve integral sistem kazançlarıdır ve bir PI kontrolör üzerinde değerleri belirlenir.

MRAS tabanlı hız gözlemcisinin model MATLAB / Simulink programı kullanılarak bilgisayar ortamında gerçekleştirilmiş ve farklı çalışma koşulları için elde edilen sonuçlar aşağıdaki şekillerde verilmiştir.

Motor Modeli olarak Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te verilen blok şemalar kullanılmıştır.

Ayrıca sistemin genel blok gösterimi Şekil 3.10'da verilmiştir. 5. Bölüm'de bu hız gözlemcisine ait çalışmalarda motor başarımına ilişkin benzetim sonuçları da verilmiştir.

Luenberger tabanlı hız gözlemcisinin aksine, MRAS tabanlı gözlemcinin sadece düşük hızlarda değil tüm hız aralıklarında verimli çalıştığı ve son derece doğru tahminler yaparak hızlı tepki süresine sahip olduğu görülmüştür.



Şekil 4.8 : MRAS referans model Simulink blok şeması.

5. ASENKRON MOTORLARIN DENETİM YÖNTEMLERİ BENZETİM SONUÇLARI

5.1 Giriş

Elektrik makinelerinin çalışma başarılarımlarının incelenmesinde bilgisayar benzetim programlarının önemi oldukça fazladır. Bu programları kullanmada ki amaç, yapılan çalışmaların belirli bir yatırımla gerçeğe dönüştürülmeden önce denetim edilmesi ve elde edilen sonuçların doğruluğunun test edilmesidir. Bilgisayar benzetimleri her zaman belirli varsayımlar altında yapılmaktadır. Bu nedenle bilgisayar benzetim sonuçları ile gerçekleşmiş devre sonuçları arasında farklılıklar oluşabilir.

Bu bölümde, daha önceki bölümlerde matematiksel ve bilgisayar benzetim modelleri verilmiş olan sistemlerin MATLAB/Simulink programı yardımıyla benzetimi yapılmış ve benzetim sonuçları verilmiştir.

İlk olarak Bölüm 3.1’de verilen Skaler Denetim yönteminin benzetimi boşa yol verme, yükte yol verme ve $t=120s$ anında anma momentiyle yüklenmesi durumlarında yapılmıştır. Bu benzetimin yapılmasındaki amaç, vektör denetim yönteminin klasik skaler denetim yönteminden daha üstün olduğunu göstermektir.

Daha sonra, Bölüm 3.4.1’de verilen hız algılayıcılı dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin benzetimi boşa yol verme, yükte yol verme ve $t=120s$ anında anma momentiyle yüklenmesi durumlarında yapılmıştır. Bu benzetim sayesinde tezde karşılaştırılması yapılan hız algılayıcısız vektör denetim yöntemleri ile hız algılayıcılı vektör denetim yöntemi arasındaki fark görülebilmektedir.

Son olarak Bölüm 4.3 ve Bölüm 4.4’te verilen Luenberger ve MRAS tabanlı hız gözlemcili dolaylı vektör denetim yöntemlerinin bilgisayar benzetimi boşa yol verme, yükte yol verme ve $t=120s$ anında anma momentiyle yüklenmesi durumlarında yapılmış ve bu iki yöntem arasında karşılaştırma sonuçları elde edilmiştir.

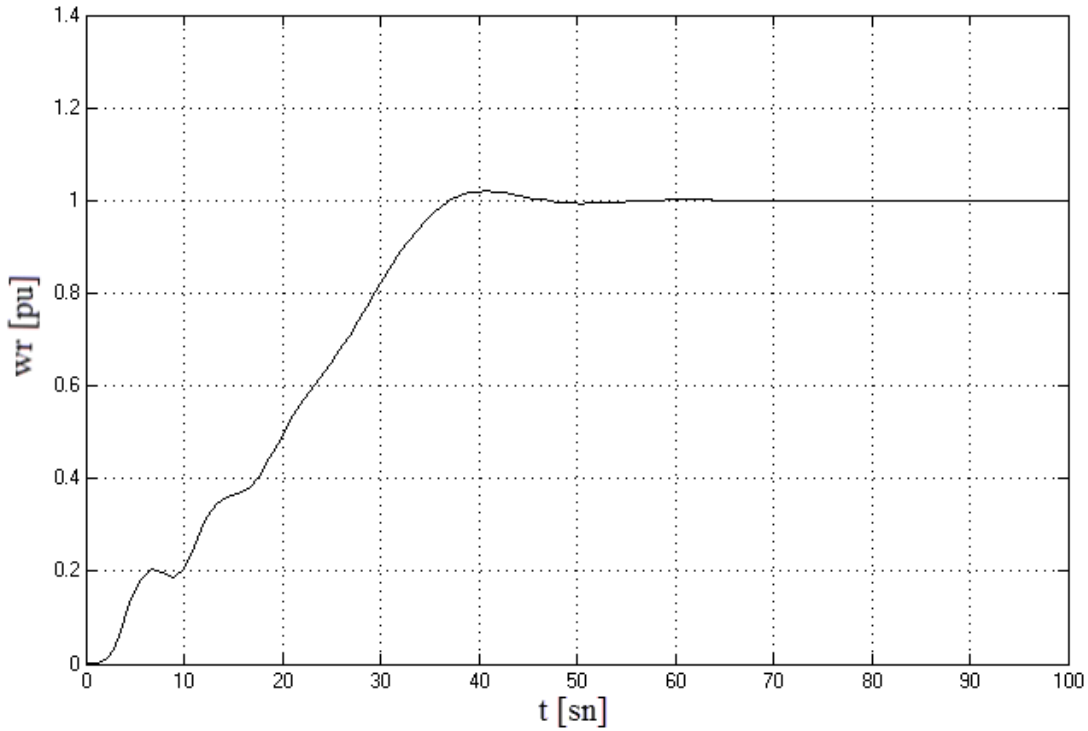
5.2 Skaler Denetim Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, Bölüm 3.1’de matematiksel modeli ve Şekil 3.3’te benzetim modeli verilen skaler denetim yönteminin MATLAB/Simulink programıyla yapılan benzetim sonuçları verilmiştir.

Bu model için kullanılan motor modeli Çizelge2.1’de değerleri, Şekil 2.4 ve Şekil 2.5’te bilgisayar benzetimi ve Eşitlik 2.46 – 2.50 arasında matematiksel modeli verilen sincap kafesli asenkron motor modelidir. Değerler aksi söylenmedikçe birim değer cinsinden verilen değerlerdir.

5.2.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları

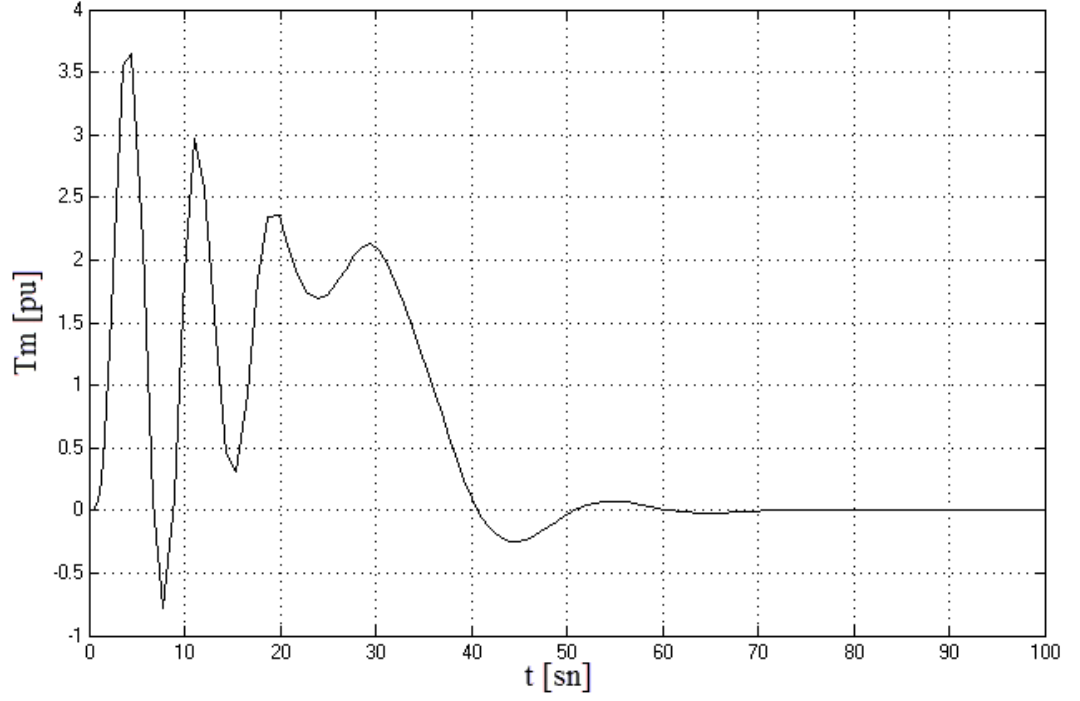
Şekil 3.3’te verilen skaler denetim benzetim modeli ilk önce boşta çalıştırılmış ve boşta yol verme durumunda motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler aşağıda verilmiştir.



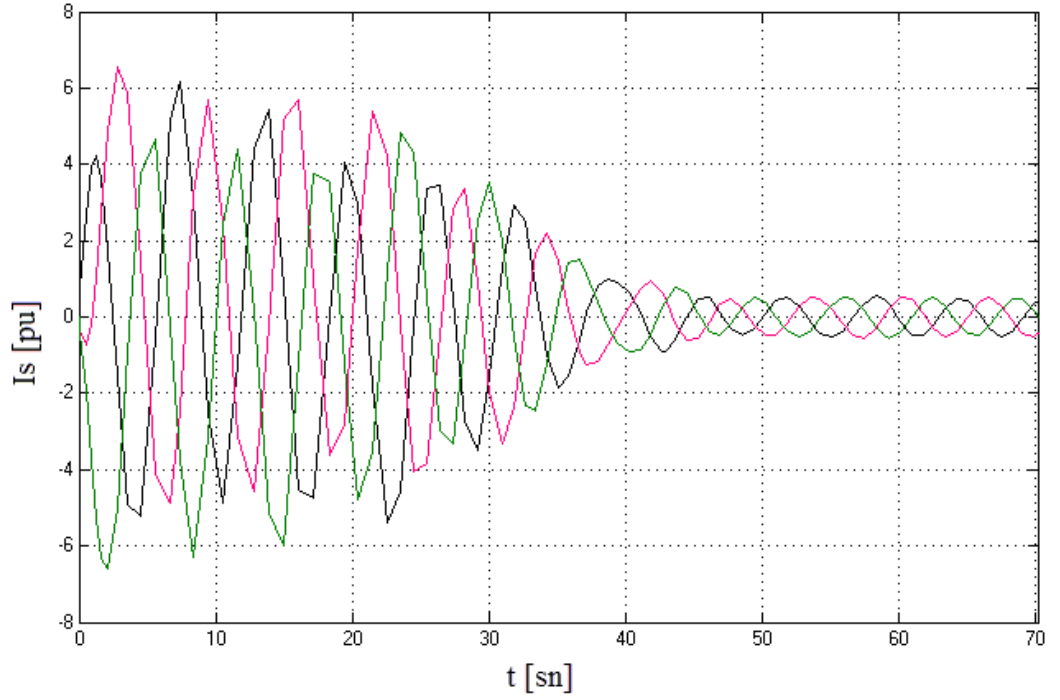
Şekil 5.1 : Boşta çalışmada rotor hızının zamana göre değişimi.

Şekil 5.1’de asenkron motorun skaler kontrol yöntemi ile boşta çalıştırılması halinde rotordan alınan çıkış hızı grafiği görülmektedir. Grafiğe göre kalkış anında rotor hızında dalgalanma ve kararlı hale geçişte aşırı salınım gözlenmektedir. Şekil 5.2 ve Şekil 5.3’te ise skaler denetim yöntemin boşta yolvermede çıkış momenti ve çıkış

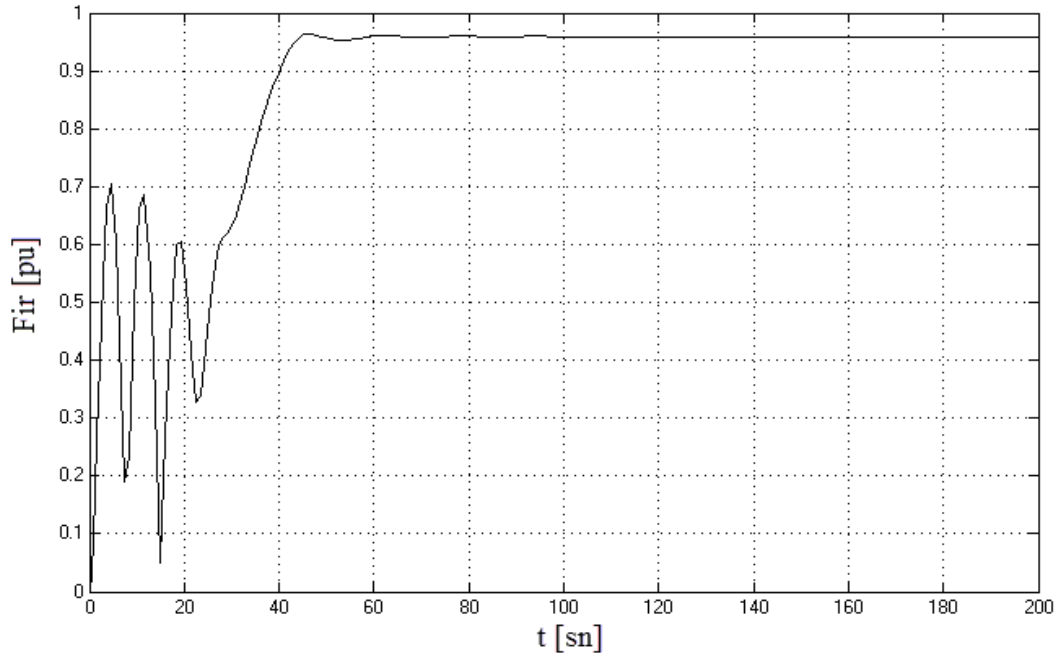
akımı görülmektedir. Moment grafiğinden görülebileceği gibi skaler denetim yönteminde geçiçi halde çıkış momentinde oldukça büyük dalgalanmalar oluşmaktadır.



Şekil 5.2 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.



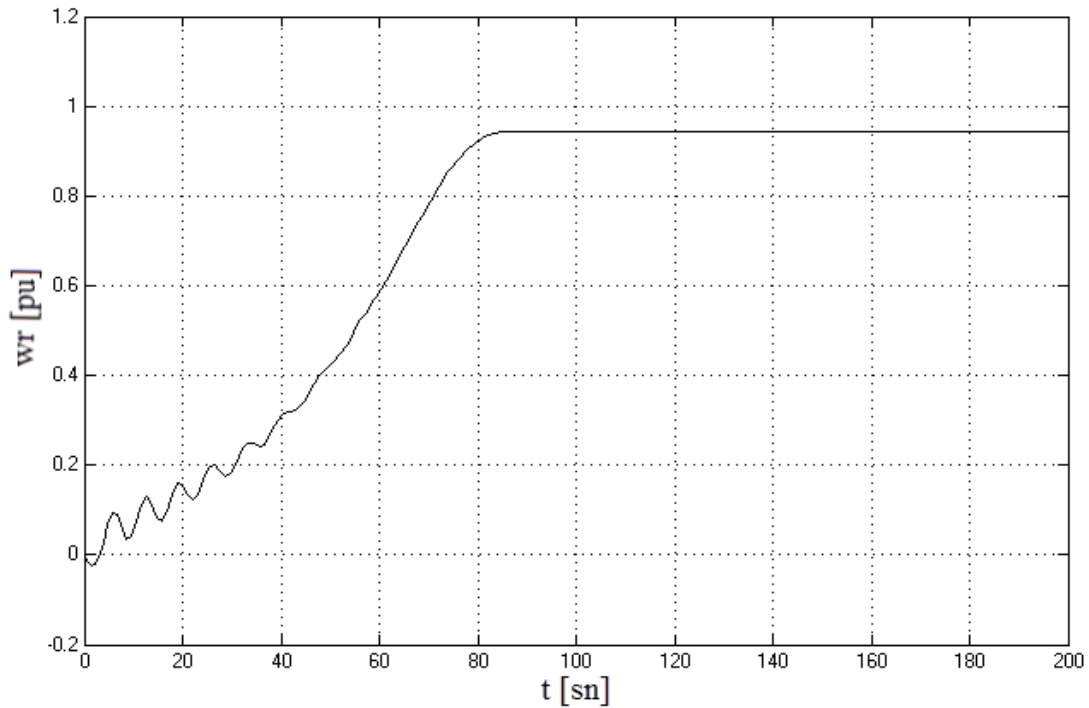
Şekil 5.3 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi.



Şekil 5.4 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

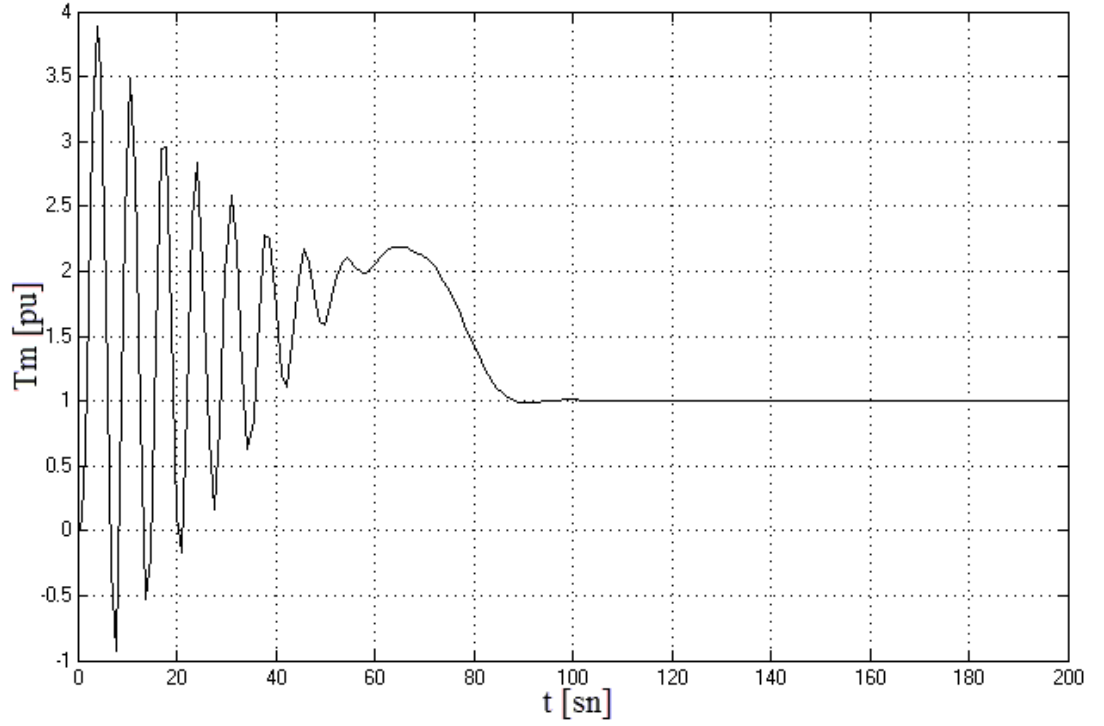
5.2.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları

Şekil 3.3'te verilen skaler denetim benzetim modeli anma yükünde çalıştırılmış ve yükte yol verme durumunda motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler Şekil 5.5 ve Şekil 5.8 arasında verilmiştir.

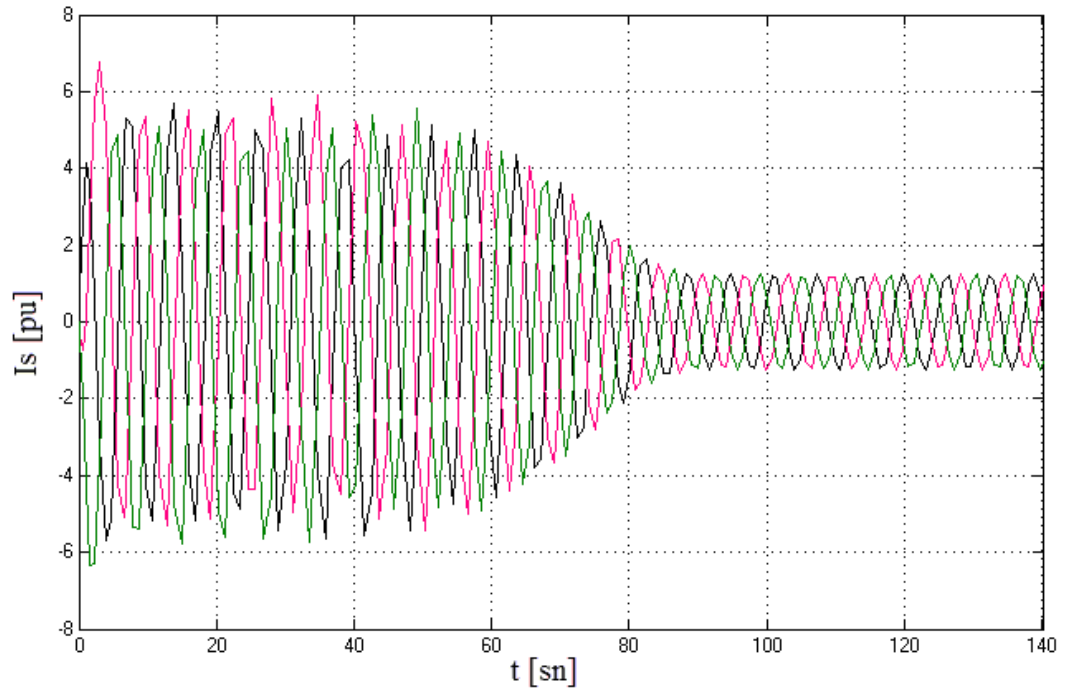


Şekil 5.5 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.

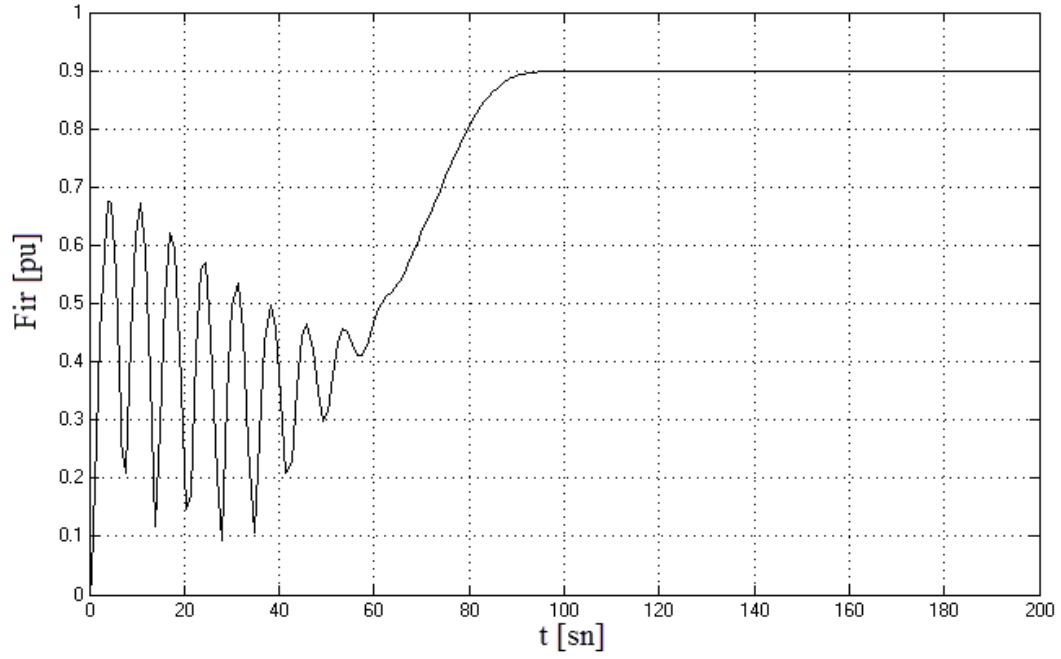
Şekil 5.5'te görüldüğü gibi yükte yolvermede rotor hızındaki salınım artmakta ve Şekil 5.6'da görüldüğü gibi çıkış momentindeki dalgalanma ve oluşan osilasyon sayısı %80 oranında artmaktadır.



Şekil 5.6 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.



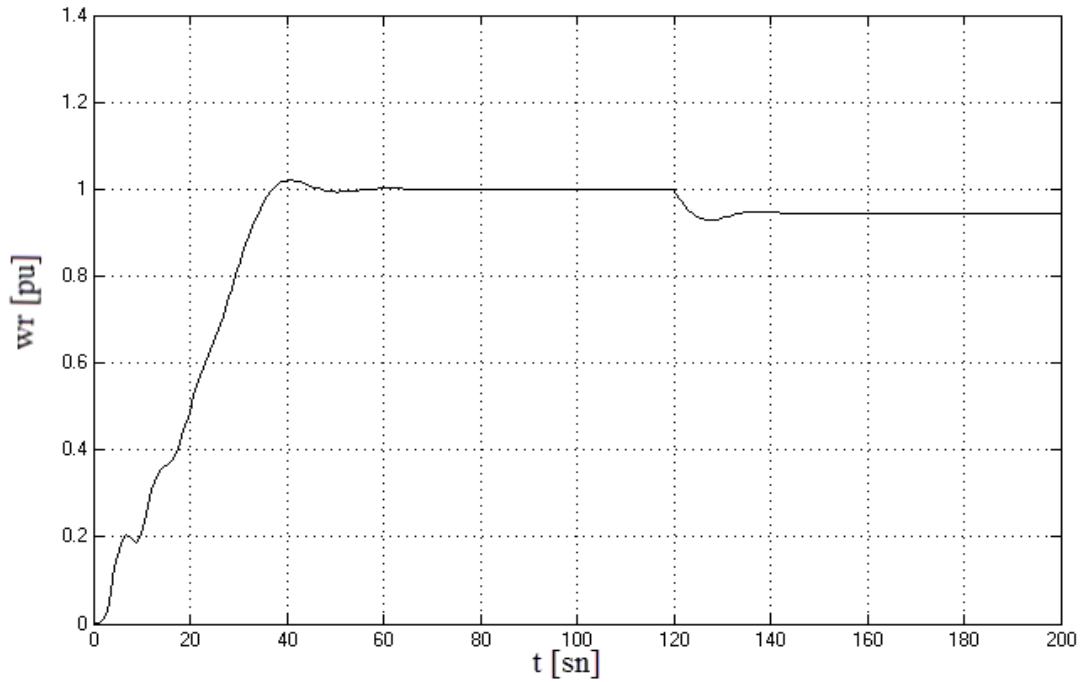
Şekil 5.7 : Yükte yol vermede stator akımının zamana göre değişimi.



Şekil 5.8 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

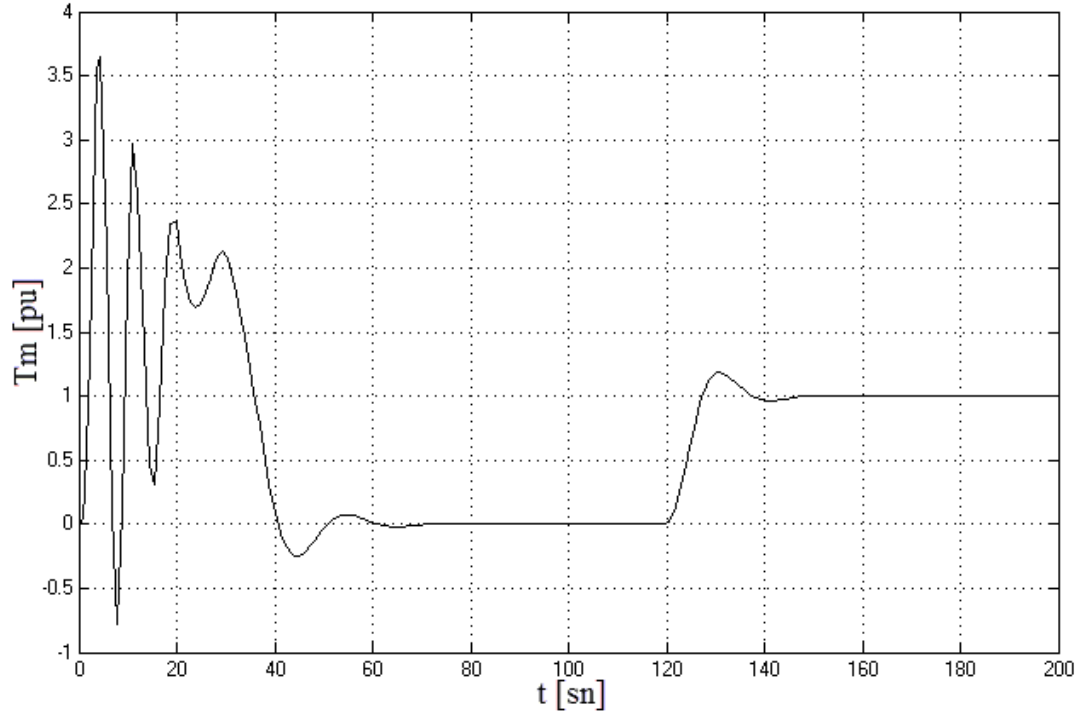
5.2.3 $t=120s$ anında anma yükü uygulanması halinde benzetim sonuçları

Şekil 3.3'te verilen skaler denetim benzetim modeline önce boşta yol verilmiş ve $t=120s$ anında anma yüküyle yüklenmiştir ve motor hızı, çıkış moment, stator akımı ve rotor akısındaki değişimlerin benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

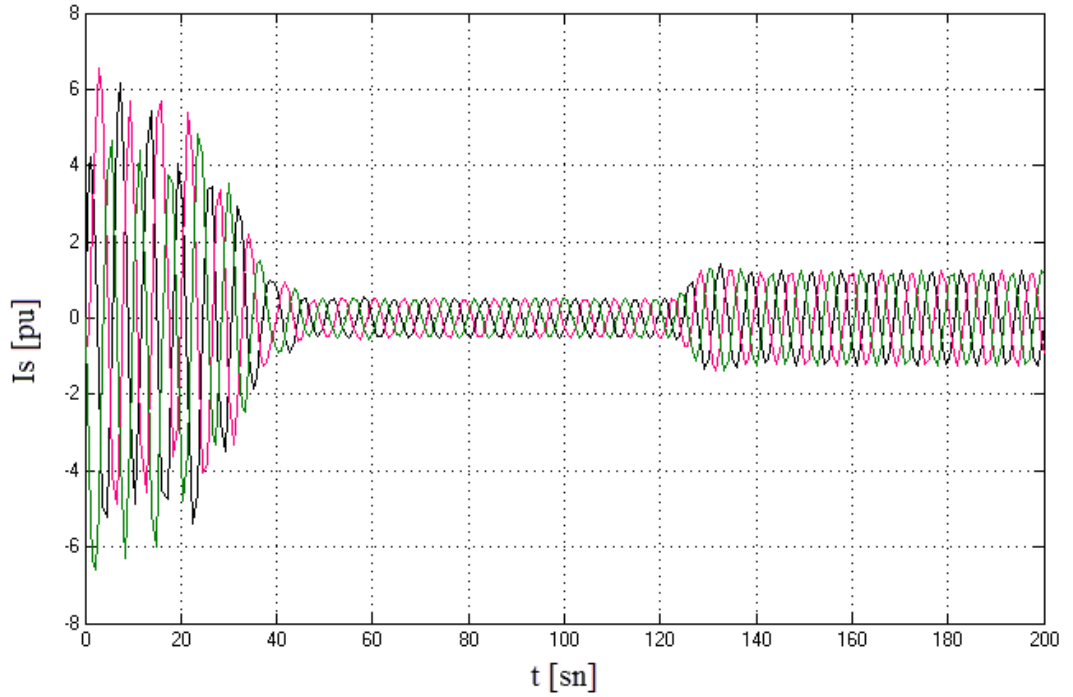


Şekil 5.9 : $t=120s$.de yük momentini uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değişimi.

Şekil 5.9’da görüldüğü gibi skaler denetim yönteminde motor bir yük ile birlikte çalıştırıldığında kayma artmakta ve motor hızı referans hıza ulaşamamaktadır.

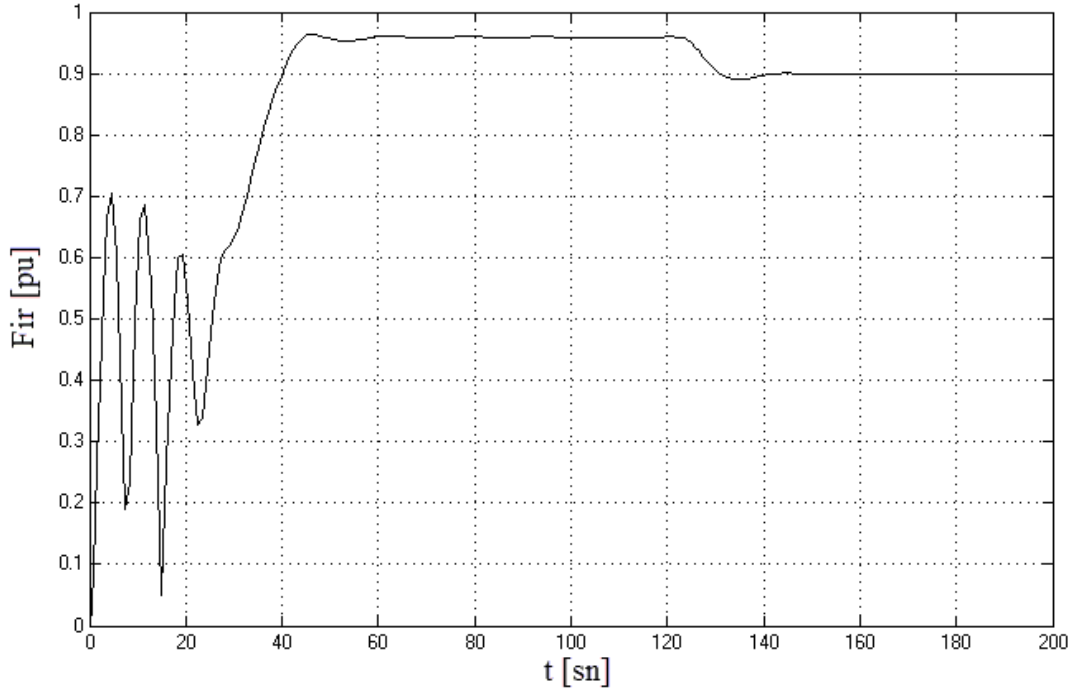


Şekil 5.10 : $t=120$ s.de yük momenti uygulanması halinde momentin zamana göre değişimi.



Şekil 5.11 : $t=120$ s.de yük momenti uygulanması halinde stator akımının zamana göre değişimi.

Şekil 5.10'dan görülebileceği gibi anlık yük değişimlerinde çıkış momentinde artış gözlenmekte ancak bu artış gerçekleşirken % 40 oranında kısa süreli bir aşırı salınım gerçekleşmektedir. Şekil 5.12'de ise rotor akısında oluşan %2'lik hatanın motorun yüklenmesi ile birlikte %10'a çıktığı görülmektedir.



Şekil 5.12 : t=120s.de yük momenti uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değişimi.

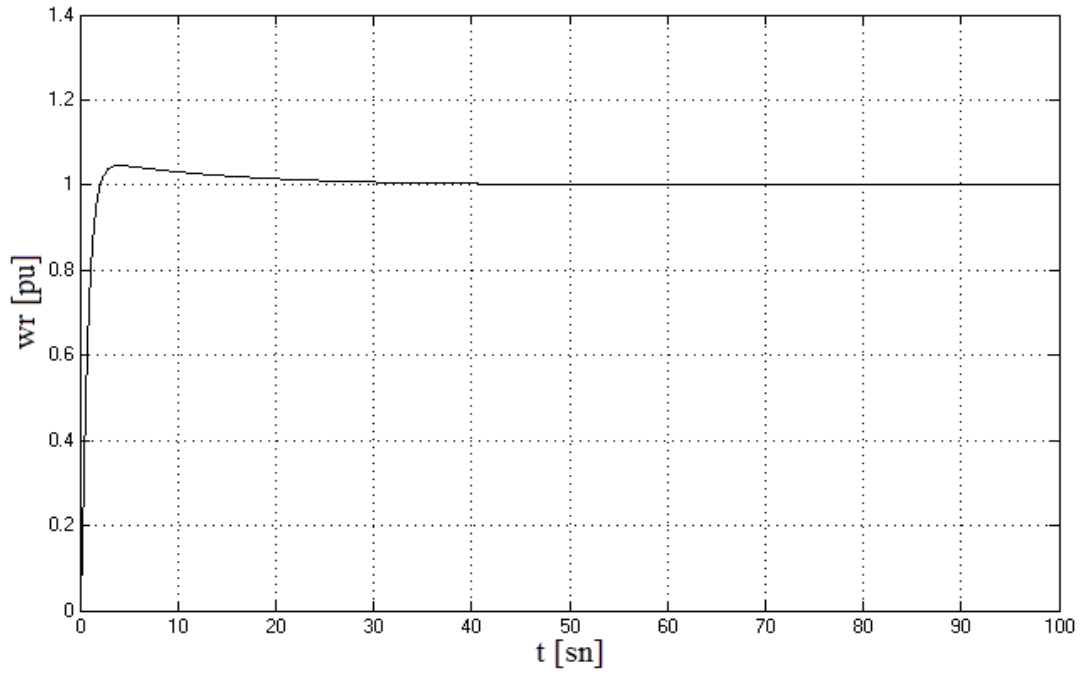
5.3 Kapalı Çevrim Vektör Denetimi Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, Şekil 3.8'de benzetim modeli verilen hız algılayıcılı vektör denetim yönteminin MATLAB/Simulink programıyla yapılan benzetim sonuçları verilmiştir.

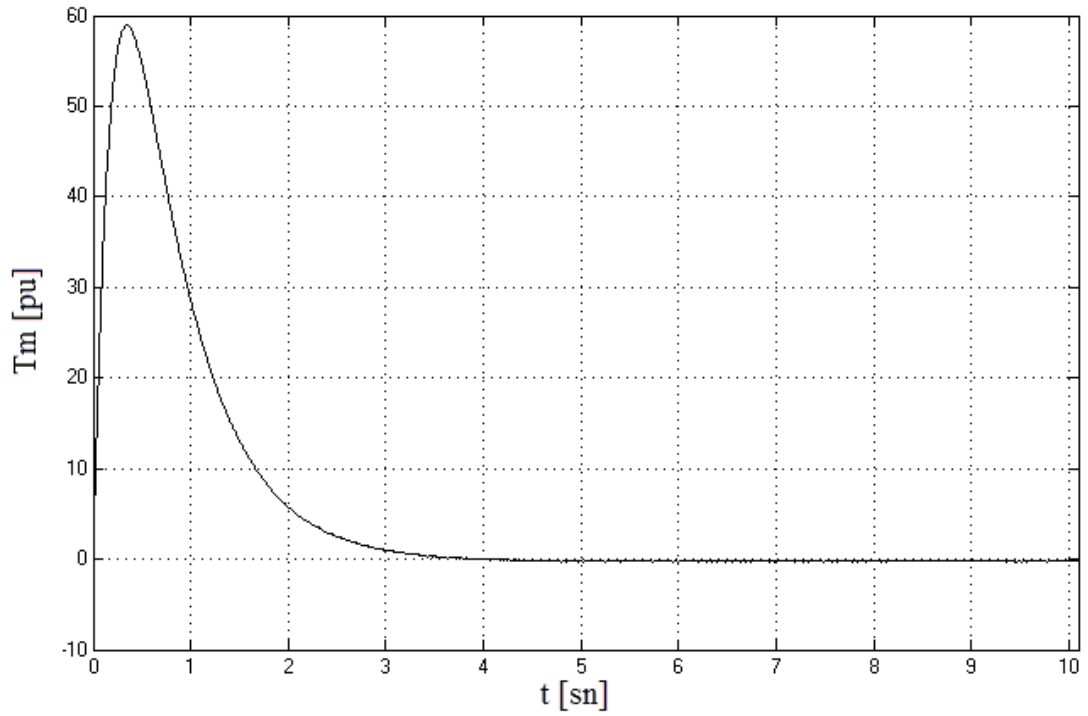
Bu model için kullanılan motor modeli Çizelge 2.1'de değerleri, Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te bilgisayar benzetimi ve Eşitlik 2.46 – 2.50 arasında matematiksel modeli verilen sincap kafesli asenkron motor modelidir. Değerler aksi söylenmedikçe birim değer cinsinden verilen değerlerdir.

5.3.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları

Şekil 3.8'te verilen hız algılayıcılı dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim benzetim modeli ilk önce boşta çalıştırılmış ve boşta yolverme durumunda motor hızı, çıkış moment, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler aşağıda verilmiştir.

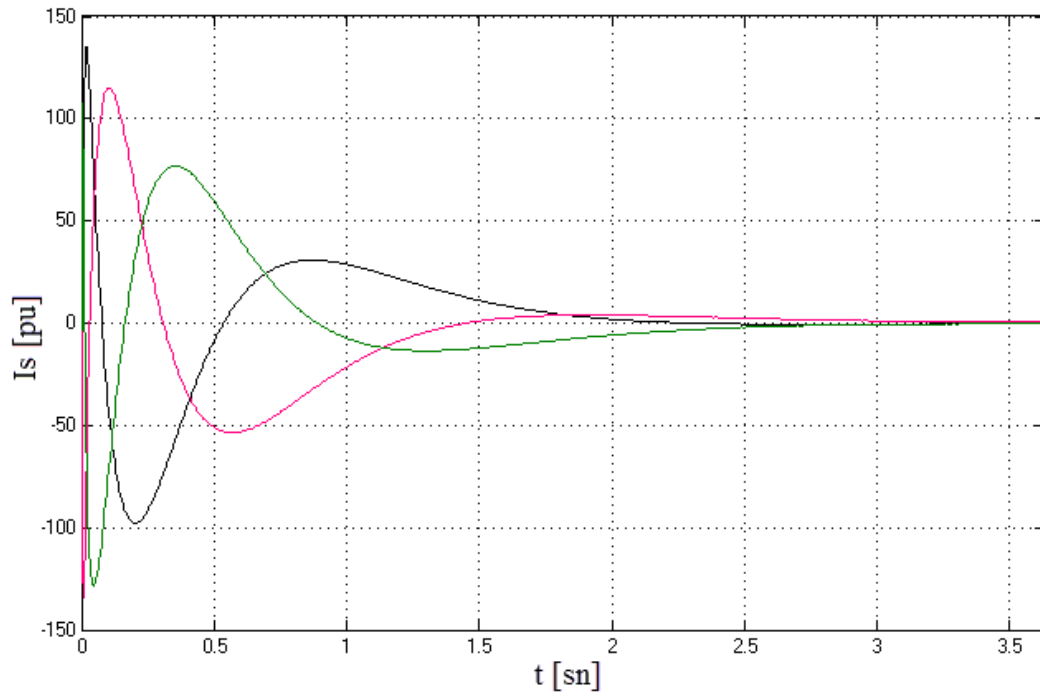


Şekil 5.13 : Boşta yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.

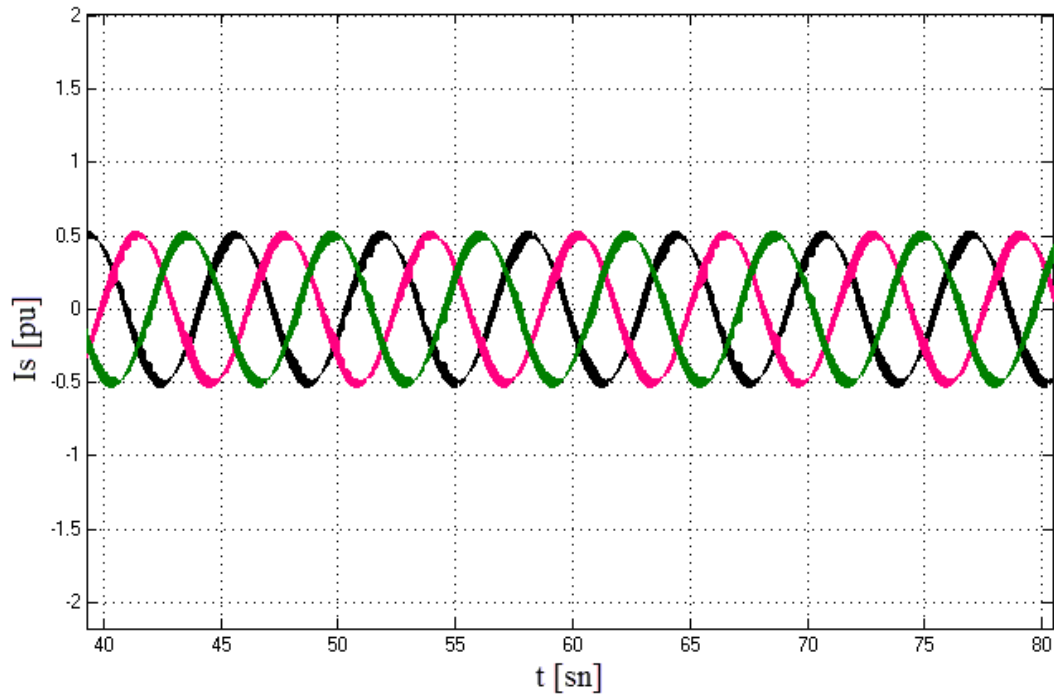


Şekil 5.14 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.

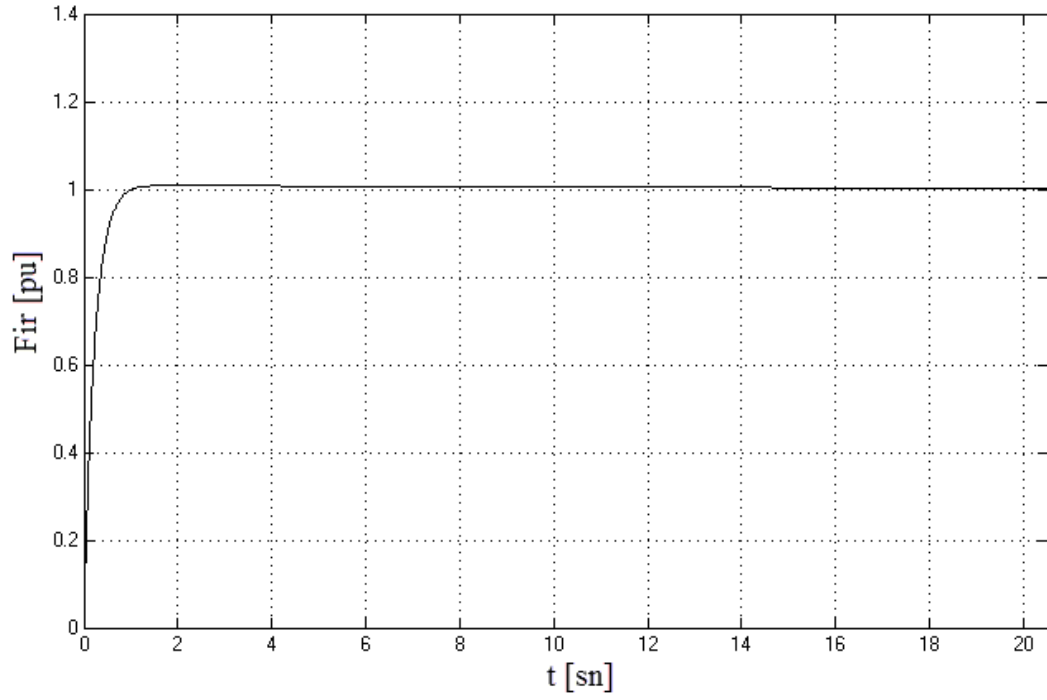
Şekil 5.13'te görüldüğü gibi kapalı çevrim vektör kontrol yönteminde motora boşta yol verildiğinde motor skaler kontrole göre %50 daha kısa sürede kararlı hale ulaşmaktadır. Aynı zamanda Şekil 5.14'te görüldüğü gibi çıkış momentindeki dalgalanma da tek bir salınımla sınırlı kalmakta ve 10 kat daha hızlı kararlı hale ulaşmaktadır. Şekil 5.15 ve Şekil 5.16'da ise stator akımları görülebilir.



Şekil 5.15 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).



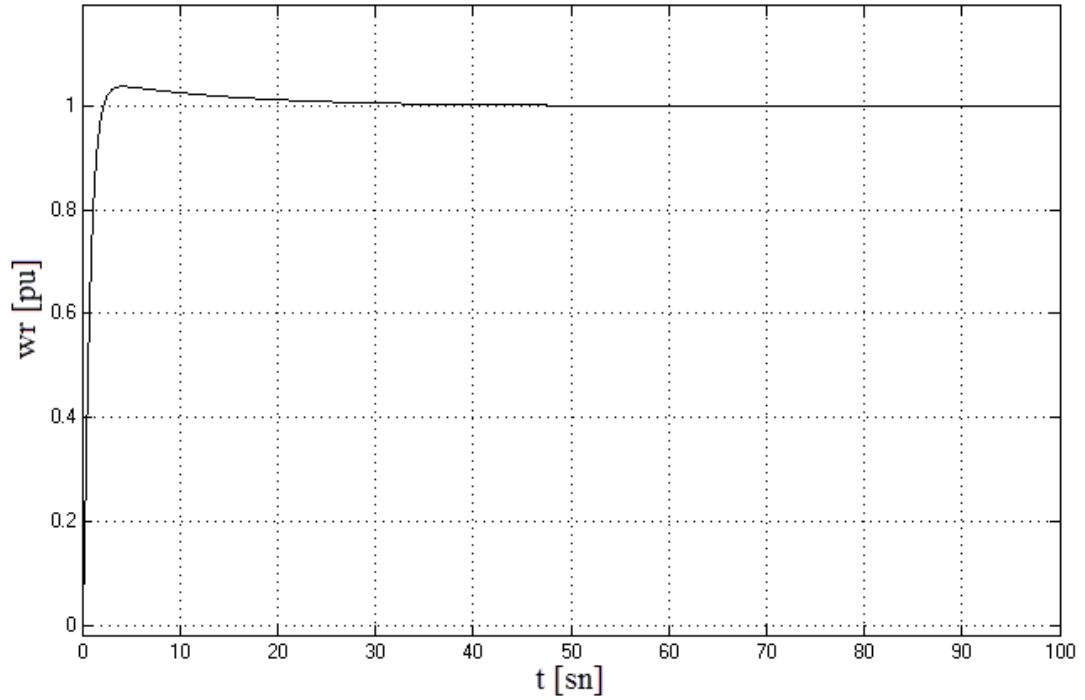
Şekil 5.16 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal zamanı).



Şekil 5.17 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

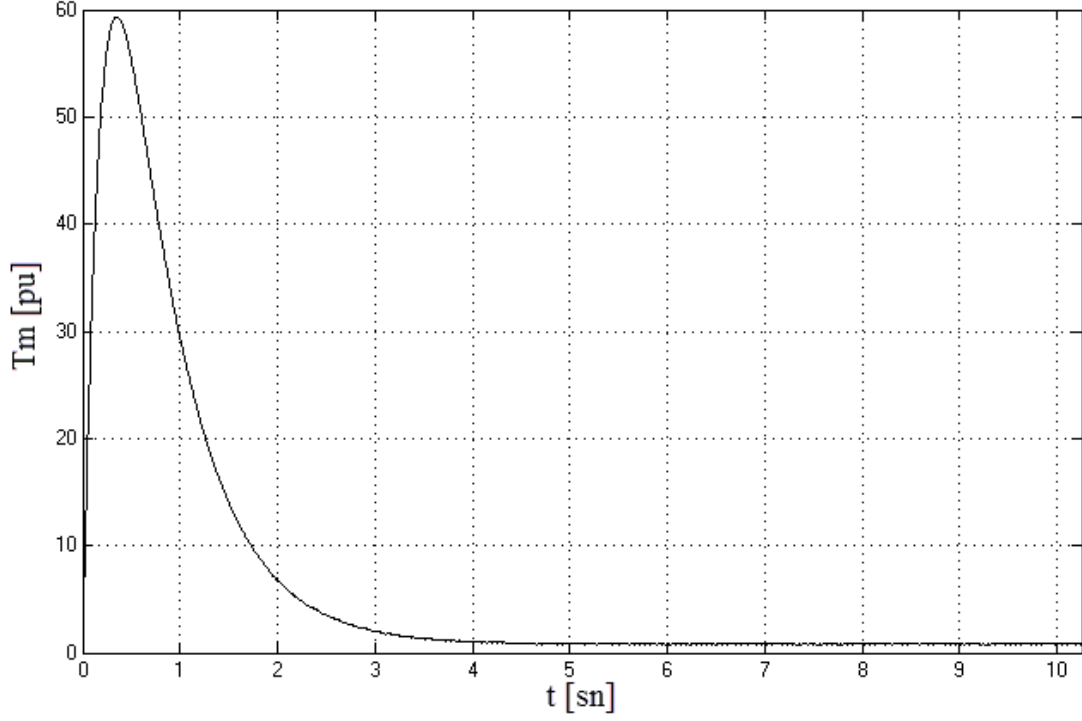
5.3.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları

Şekil 3.8’te verilen hız algılayıcılı dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim benzetim modeli anma yükünde çalıştırılmış ve yükte yol verme durumunda motor hızı, çıkış moment, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler aşağıda verilmiştir.

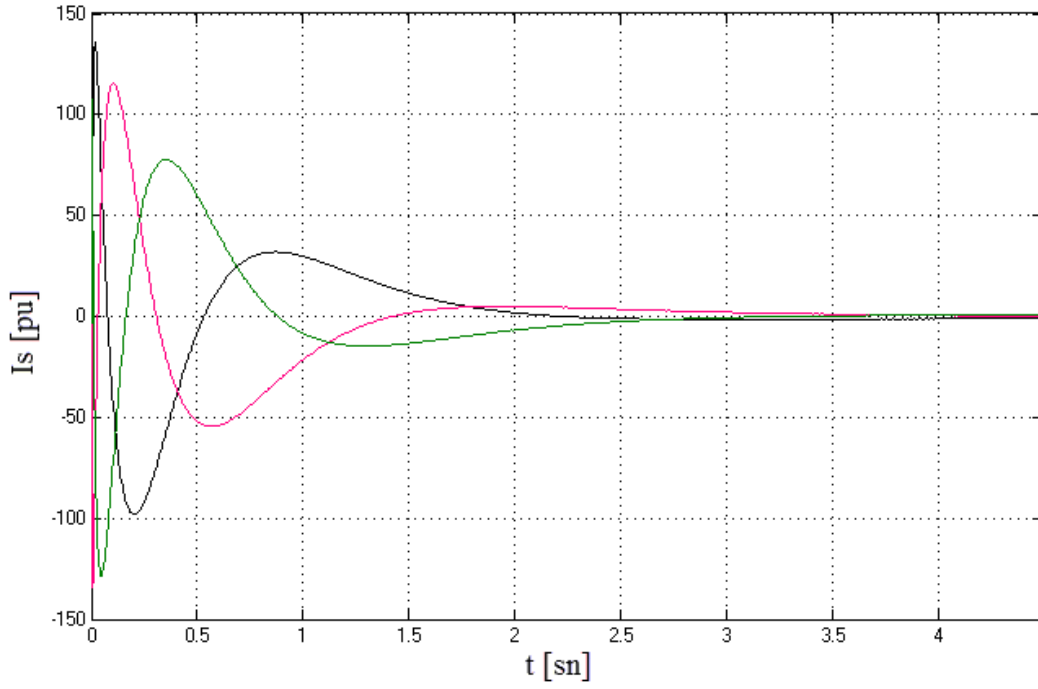


Şekil 5.18 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.

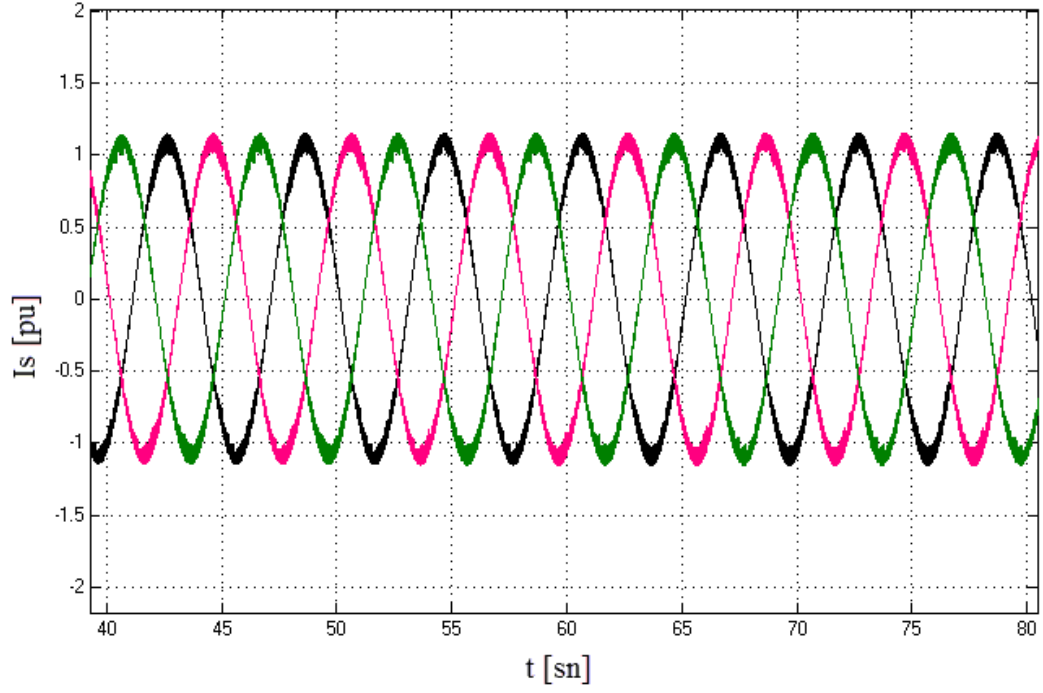
Şekil 5.19’da kapalı çevrim vektör kontrol yönteminde asenkron motor nominal yük ile yol verildiğinde çıkış momenti ve Şekil 5.20’de çıkış akımı ve Şekil 5.22’de rotor akısı grafikleri görülmektedir.



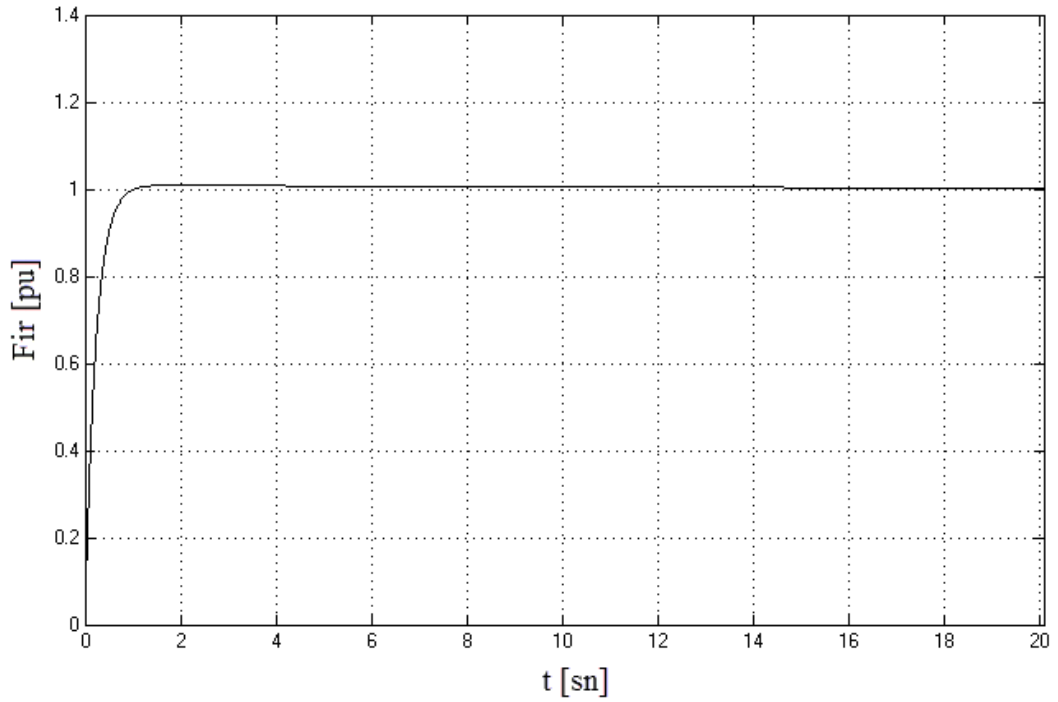
Şekil 5.19 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.



Şekil 5.20 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).



Şekil 5.21 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal zamanı).

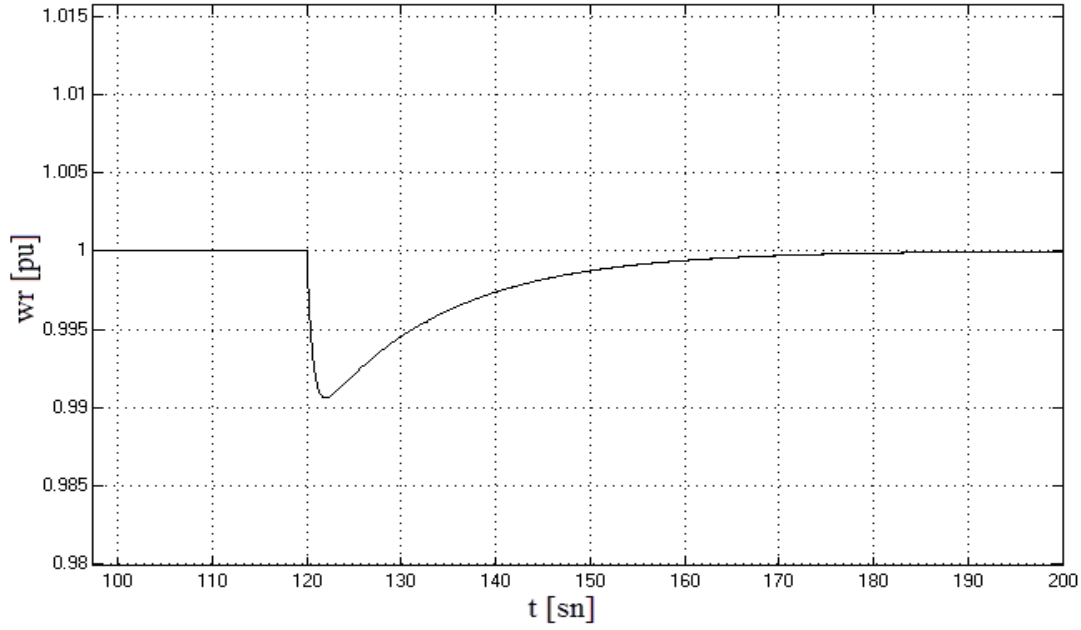


Şekil 5.22 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

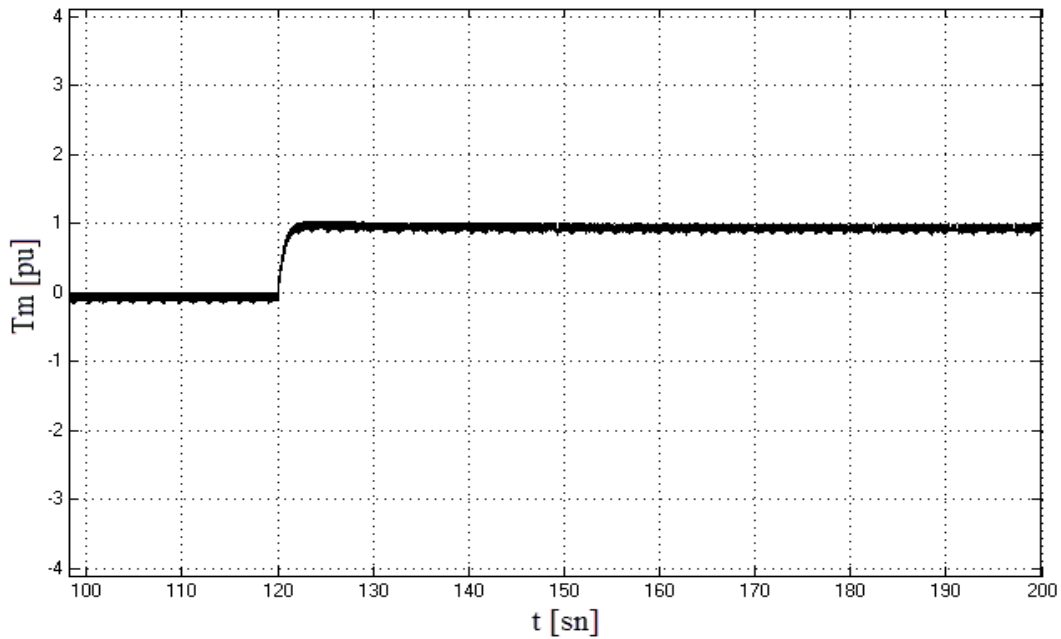
Şekil 5.21’de kararlı halde motor çıkış akımı görülmektedir. Kapalı çevrim vektör kontrol yönteminde çıkış akımının simetrik ve düzgün olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca Şekil 5.22’de yükte yol vermede rotor akısı görülmektedir.

5.3.3 t=120s anında yolvermede benzetim sonuçları

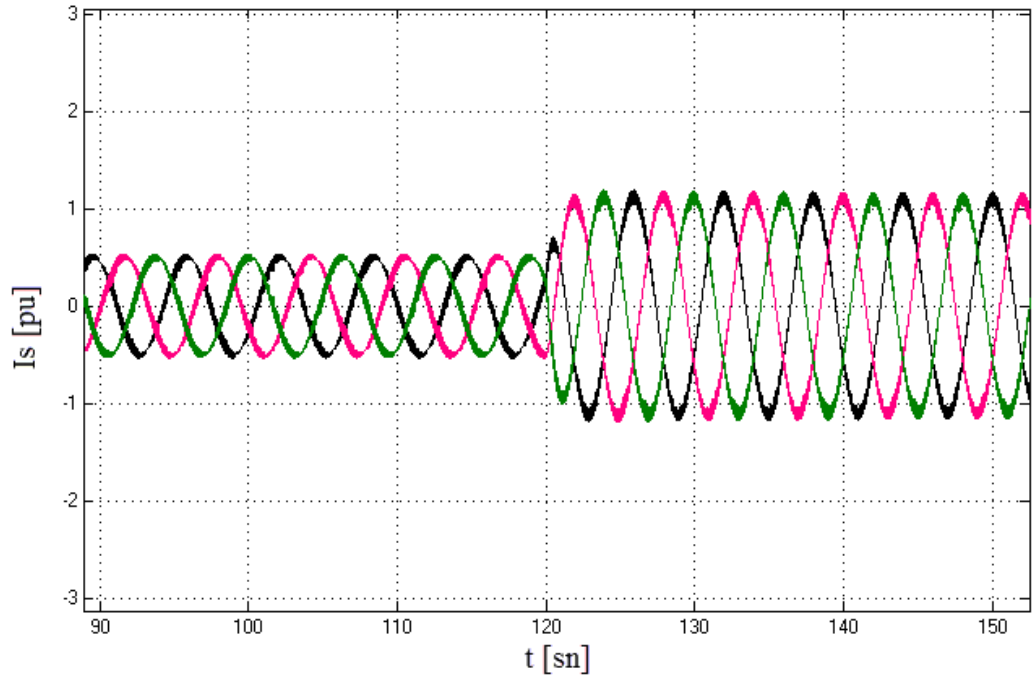
Şekil 3.8’te verilen hız algılayıcılı dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim benzetim modeline önce boşta yol verilmiş ve ardından t=120s anında anma yüküyle yüklenmiştir ve motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimlerin benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



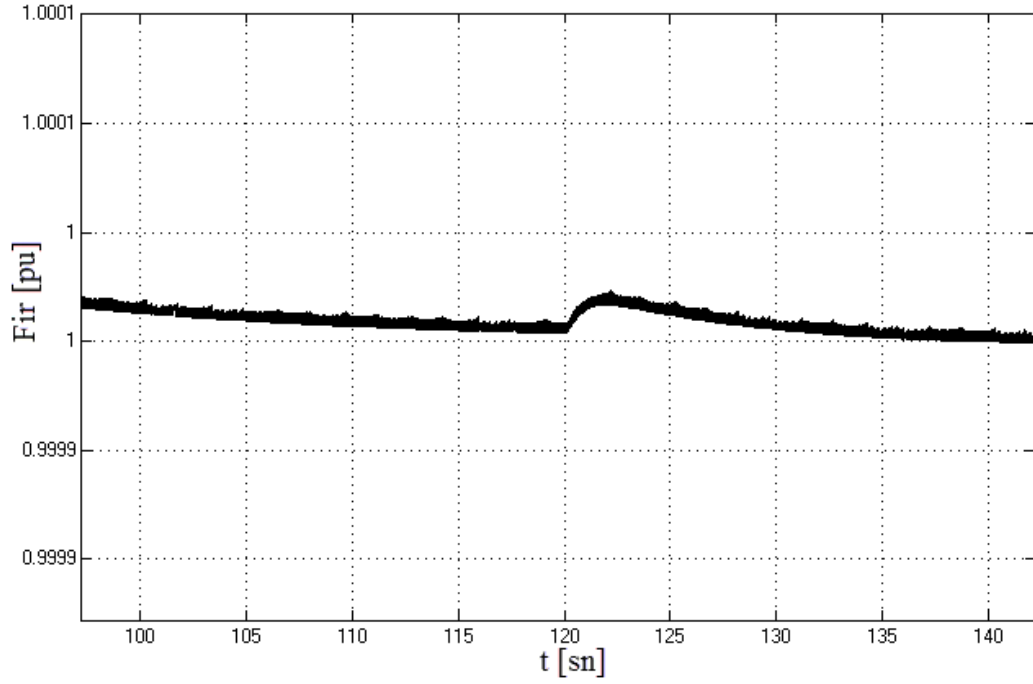
Şekil 5.23 : t=120s.de yük momentı uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değışimi.



Şekil 5.24 : t=120s.de yük momentı uygulanması halinde momentin zamana göre değışimi.



Şekil 5.25 : $t=120$ s.de yük momenti uygulanması halinde stator akımının zamana göre değişimi.



Şekil 5.26 : $t=120$ s.de yük momenti uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değişimi.

Şekil 5.25'te görüldüğü gibi $t=120$ s anında motora yük uygulandığında motor akımı uygulanan yüke bağlı olarak artmaktadır. Ayrıca rotor akısı Şekil 5.26'dan görüldüğü gibi anlık olarak artmakta. Daha sonra tekrar istenilen değere ulaşmaktadır.

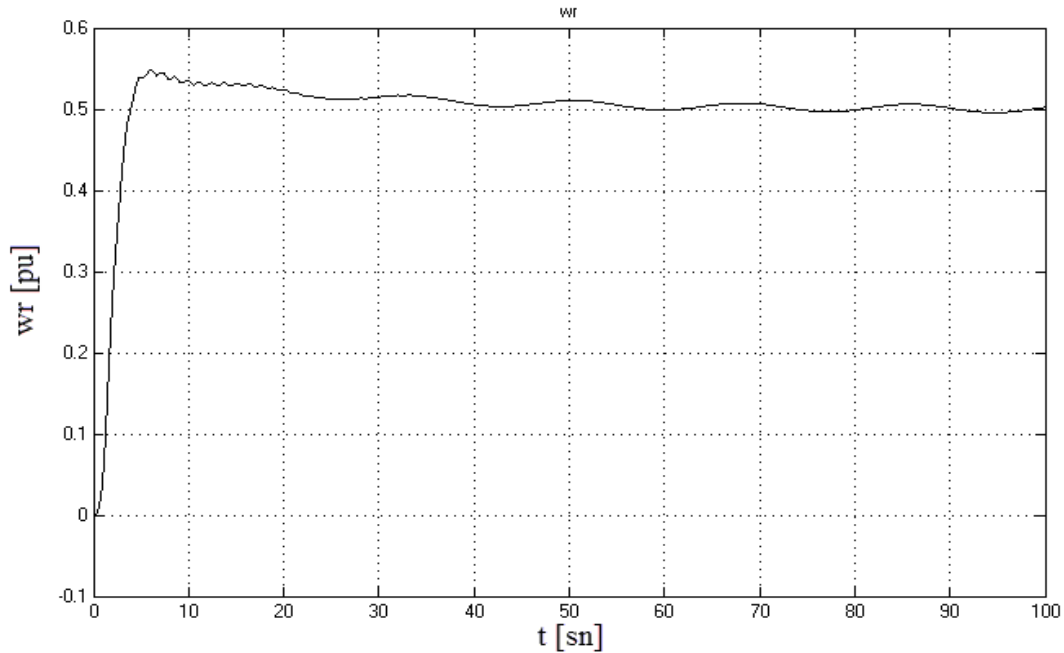
5.4 Luenberger Gözlemcili Açık Çevrim Vektör Denetimi Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, Eşitlik 4.1 - 4.10 arasında matematiksel formülleri ve Şekil 4.1 ve Şekil 4.5 arasında blok şemaları verilen Luenberger tabanlı hız tahmin yönteminin benzetimi MATLAB/Simulink programı yardımıyla bilgisayar ortamında gerçekleştirilmiş ve çeşitli çalışma koşulları için alınan sonuçlar aşağıda verilmiştir.

Bu model için kullanılan motor modeli Çizelge 2.1’de değerleri, Şekil 2.4 ve Şekil 2.5’te bilgisayar benzetimi ve Eşitlik 2.46 – 2.50 arasında matematiksel modeli verilen sincap kafesli asenkron motor modelidir. Değerler aksi söylenmedikçe birim değer cinsinden verilen değerlerdir.

5.4.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları

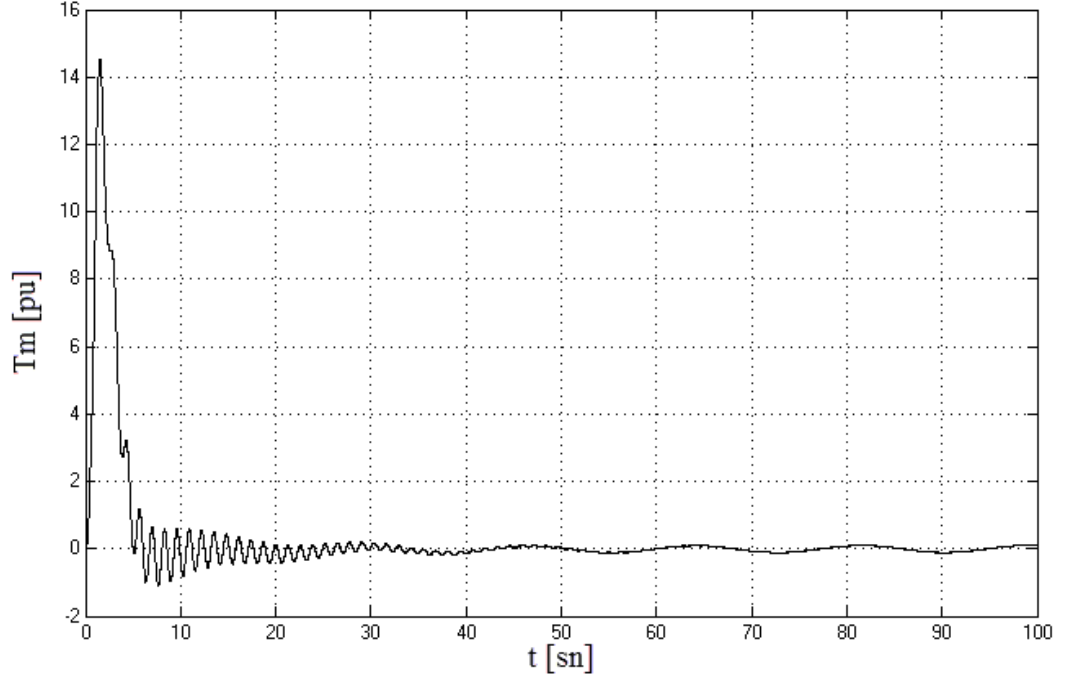
Şekil 4.1 ve Şekil 4.5 arasında verilen Luenbger tabanlı hız algılayıcısız dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi benzetim modeli ilk önce boşta (yüksüz) çalıştırılmış ve boşta yol verme durumunda motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler aşağıda verilmiştir.



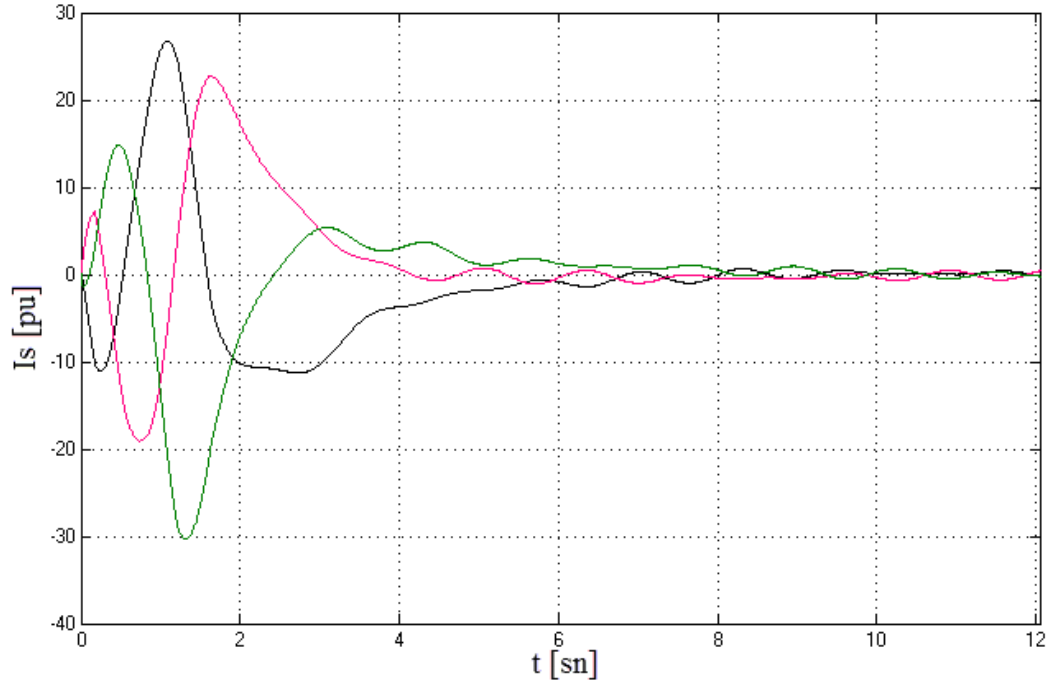
Şekil 5.27 : Boşta yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.

Luenberger tabanlı gözlemcide rotor hızı düzsek hızlarda istenilen değerde sabit tutulabilirler referans hızın nominal hızın yarısının üzerine çıkması durumunda rotor hızında %2’lik dalgalanmalar gözlemlenmektedir.

Şekil 5.28, boşta yolvermede çıkış momentindeki değişimi göstermektedir. Görüldüğü gibi çıkış momentinde geçici halde gözlenen büyük dalgalanmalar kararlı halde azalsa da %2 oranında dalgalanma kararlı halde de devam etmektedir.

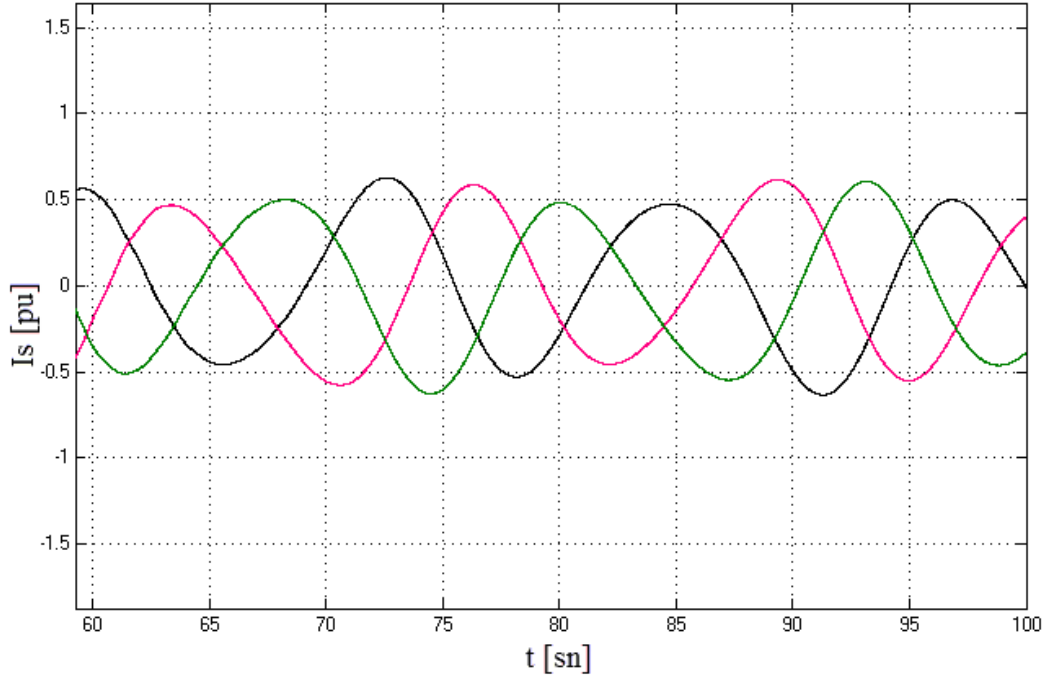


Şekil 5.28 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.

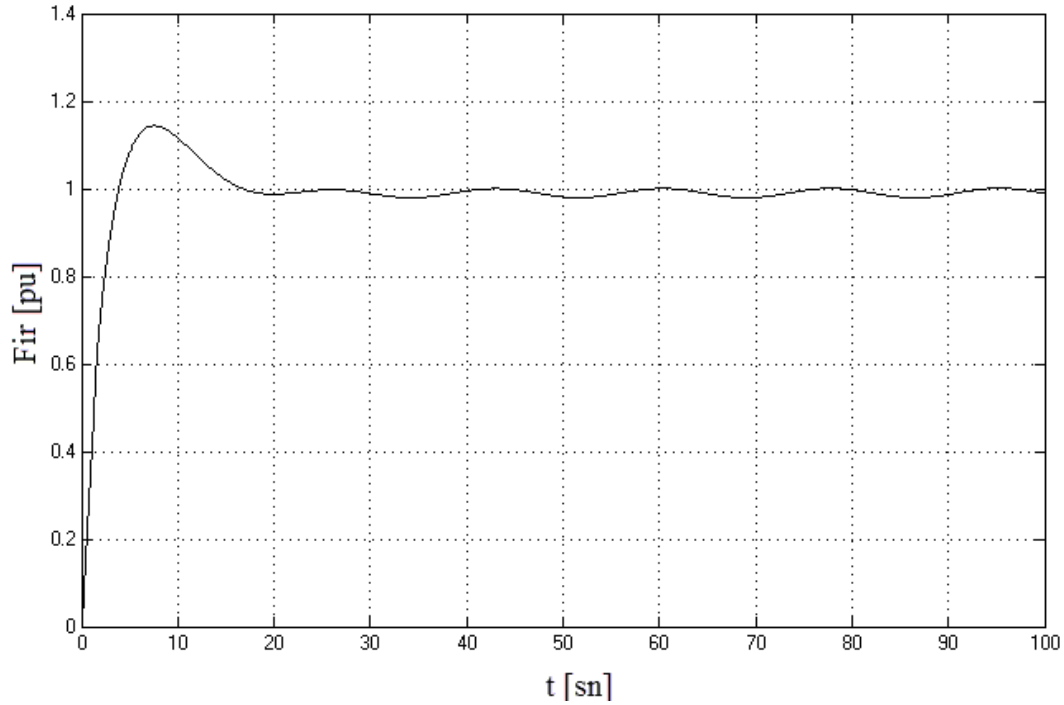


Şekil 5.29 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).

Şekil 5.29’da stator akımının zamana göre değişimi görülmektedir. Stator akımı kapalı çevrim vektör kontrole göre daha düzensiz ve simetrisi bozuk olarak görülmektedir. Şekil 5.30’da görülen stator akımının kararlı hali, motor kararlı halde çalışırken de akım da küçük çaplı bozulmaların devam ettiğini göstermektedir.



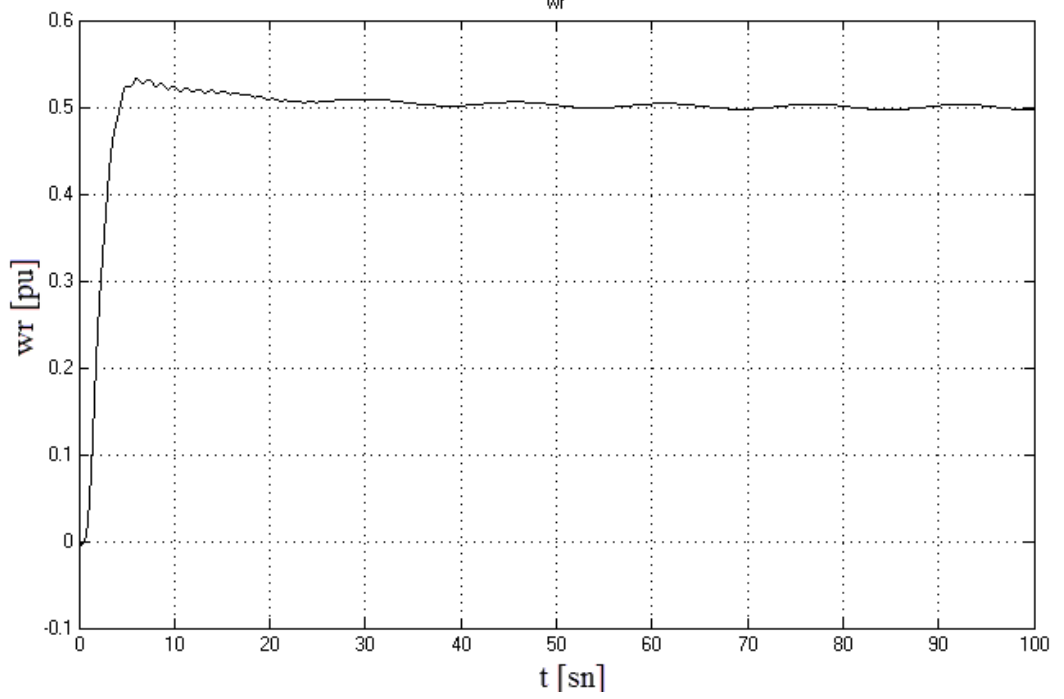
Şekil 5.30 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal).



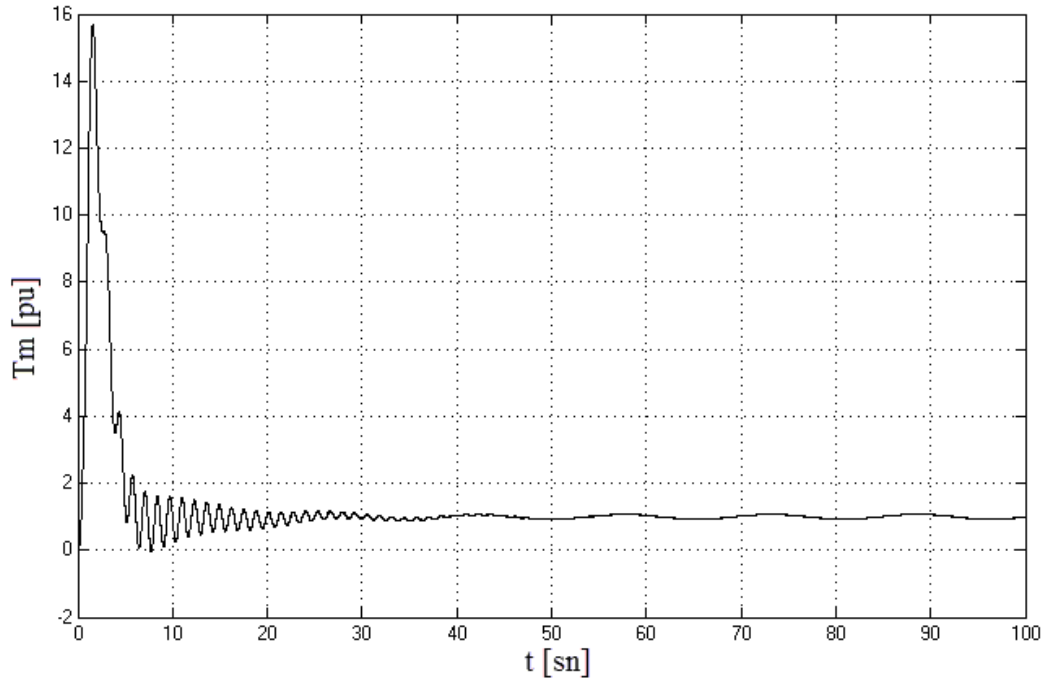
Şekil 5.31 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

5.4.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları

Şekil 4.1 ve Şekil 4.5 arasında verilen Luenbger tabanlı hız algılayıcısız dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi benzetim modeli anma yüküyle yüklenerek çalıştırılmış ve yükte yolverme durumunda motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler aşağıda verilmiştir.

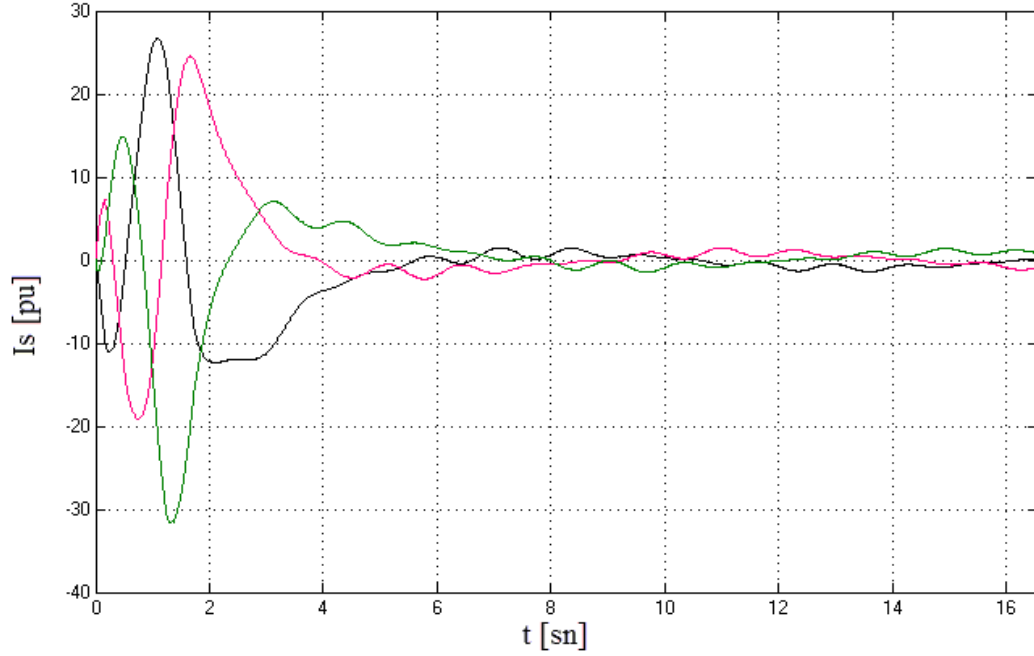


Şekil 5.32 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.

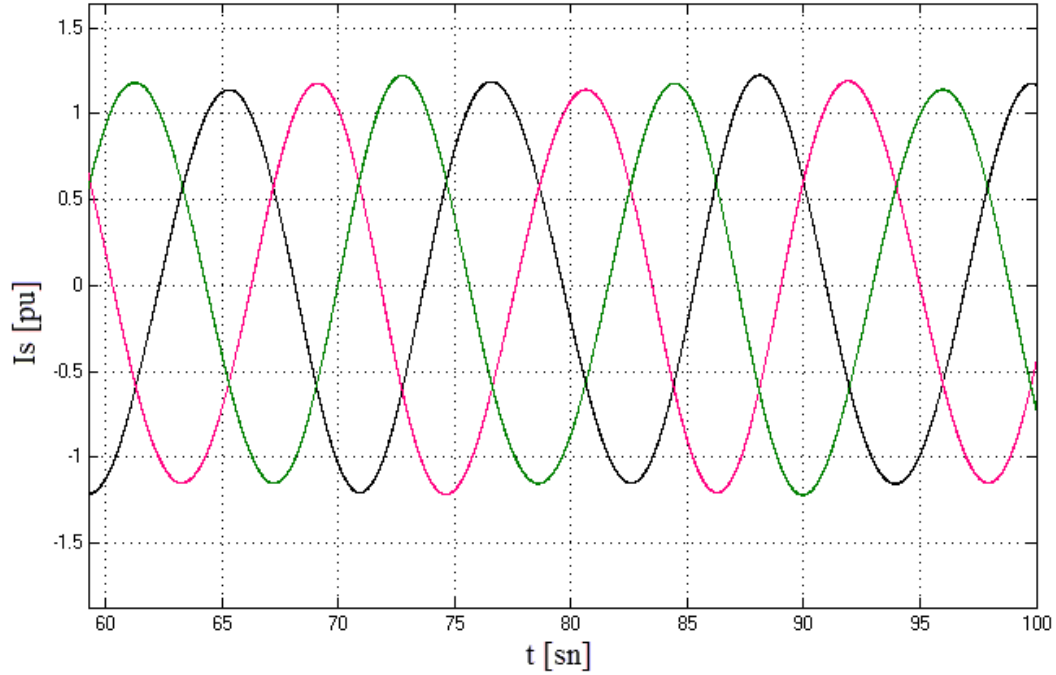


Şekil 5.33 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.

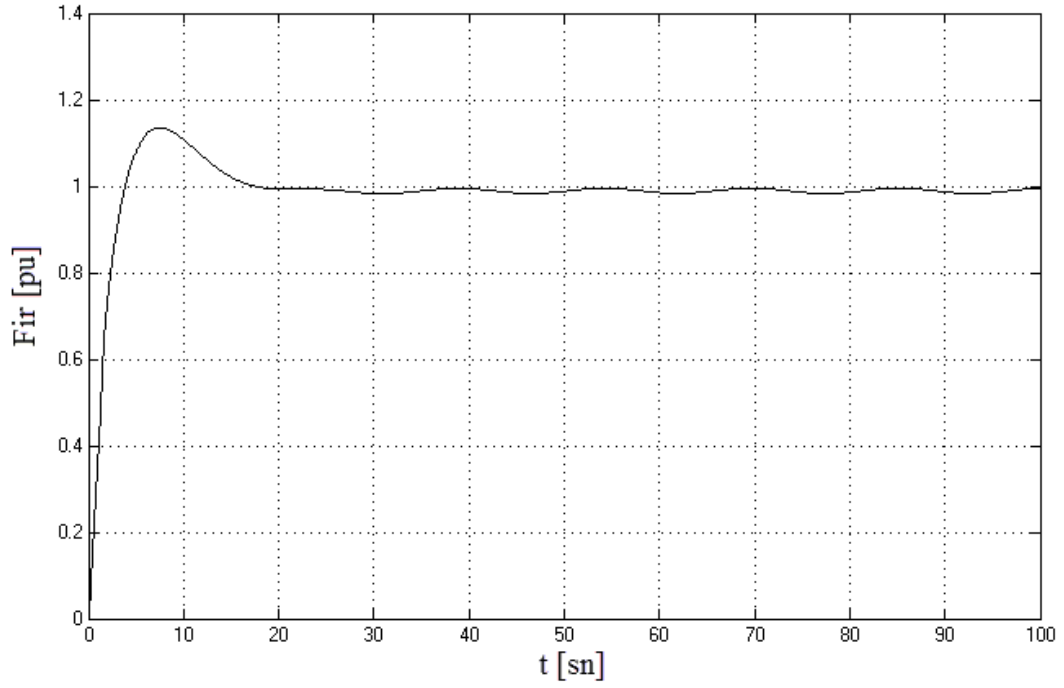
Yükte yolvermeden Şekil 5.32 ve Şekil 5.36 arasındaki grafiklerden görüldüğü gibi çıkış akımı, rotor hızı ve çıkış momentindeki dalgalanmalar devam etmekte olup zamanda değişmeyen bir yük uygulanması halinde kararlı halde çıkış akımının daha simetrik olduğu gözlenmiştir.



Şekil 5.34 : Yükte yol vermede stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (geçici zamanı).



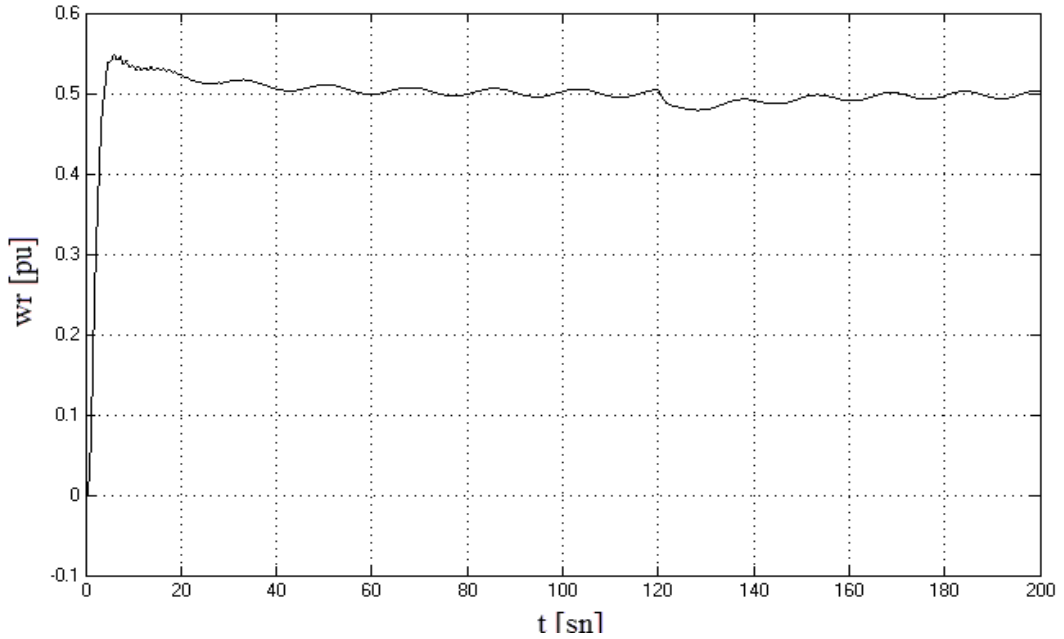
Şekil 5.35 : Yükte çalışmada stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (kararlı hal).



Şekil 5.36 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

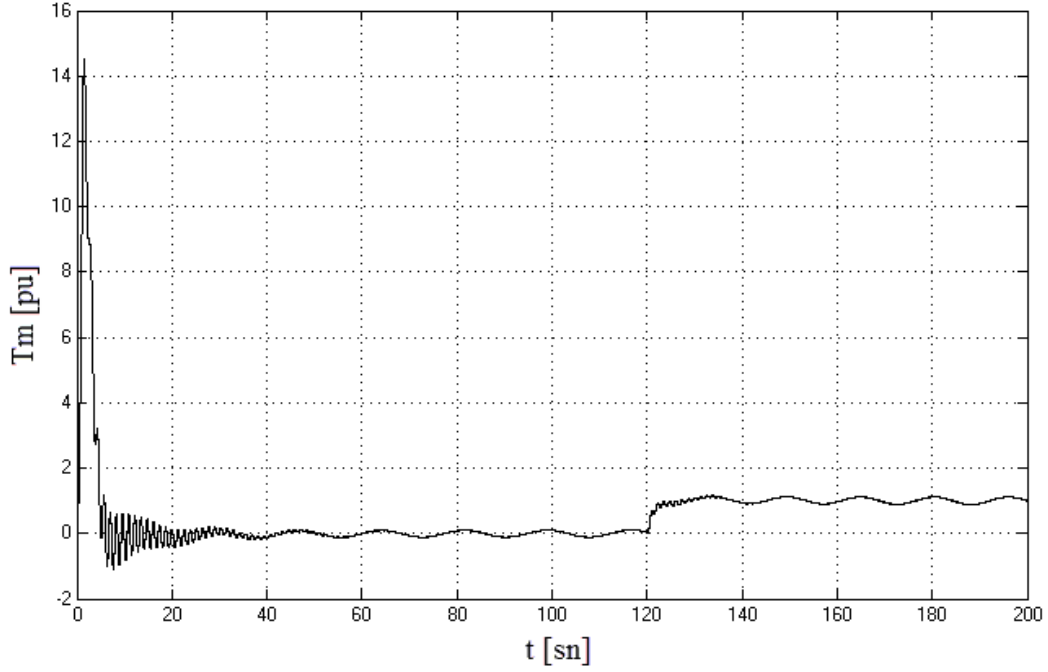
5.4.3 $t=120s$ anında anma yüküyle yüklendiğinde benzetim sonuçları

Şekil 4.1 ve Şekil 4.5 arasında verilen Luenbger tabanlı hız algılayıcısız dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi benzetim modeline önce boşta yol verilmiş ve ardından $t=120s$ anında anma yüküyle yüklenmiştir ve motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimlerin benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

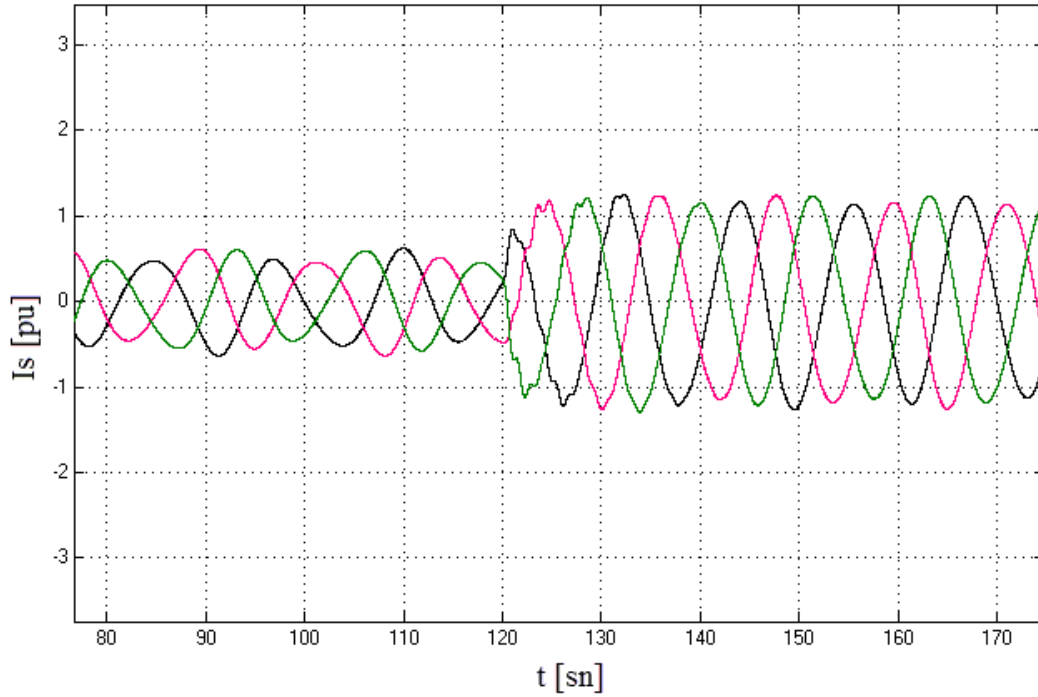


Şekil 5.37 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değişimi.

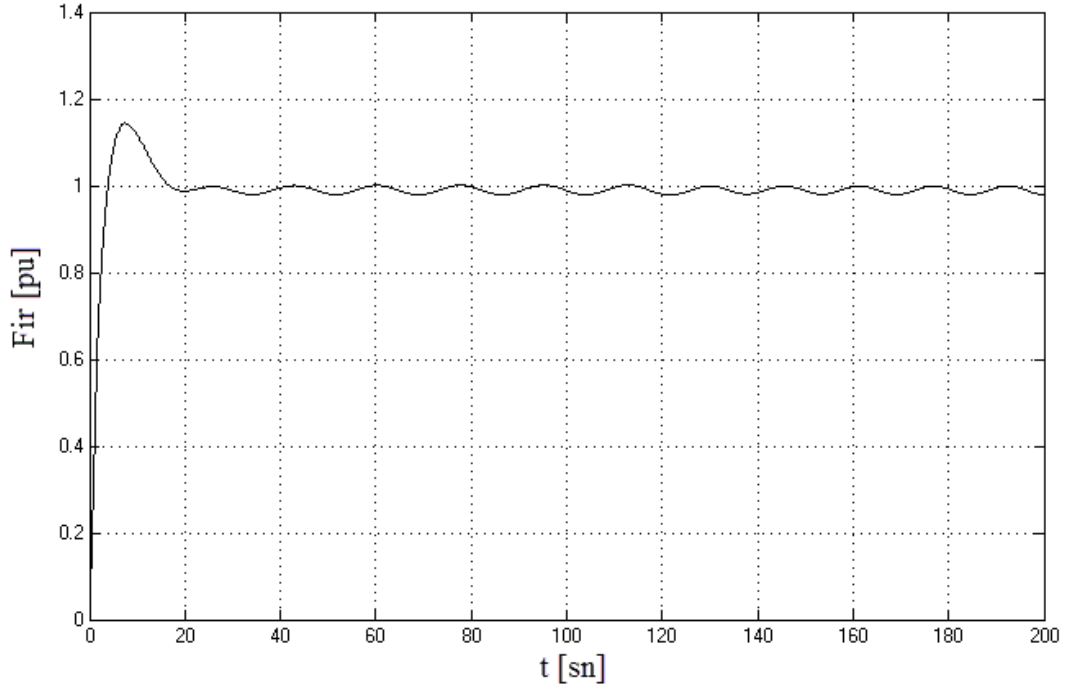
Şekil 5.37 ve Şekil 5.40 arasında görülen grafiklere göre motora boşta yol verilip anlık yük uygulandığında skaler kontrolün aksine kayma ile hız referans hızdan sapmamaktadır. Bir süre yaşanan kaymanın ardından motor hızı toparlanarak referans hıza ulaşmaktadır.



Şekil 5.38 : $t=120s$.de yük momentini uygulanması halinde momentin zamana göre değişimi.



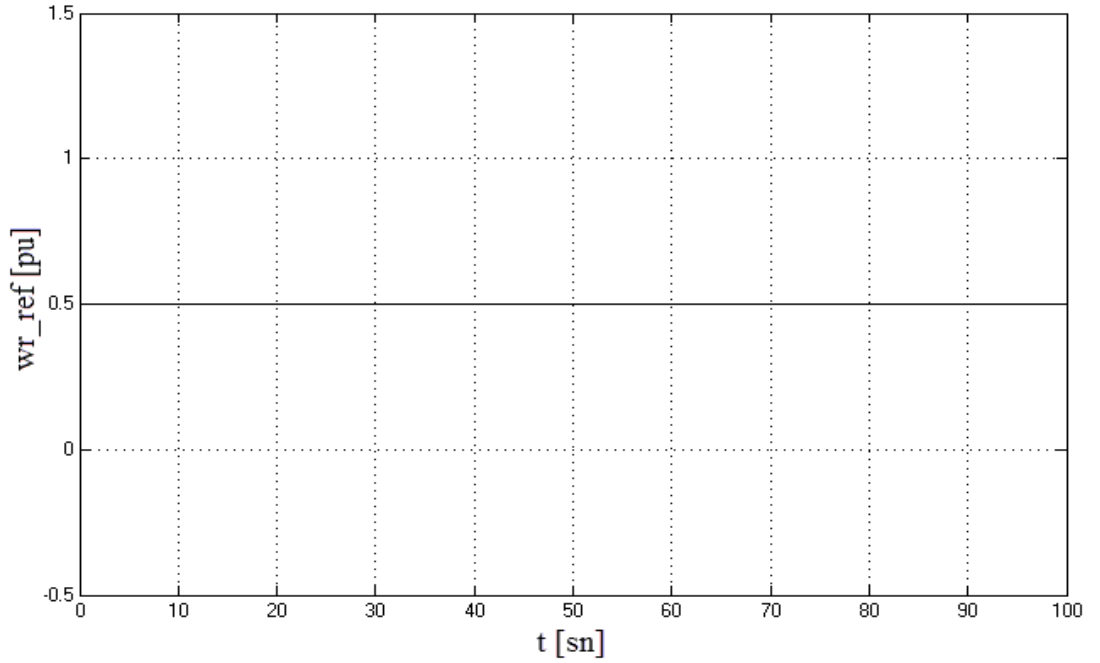
Şekil 5.39 : $t=120s$.de yük momentini uygulanması halinde stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (kararlı hal).



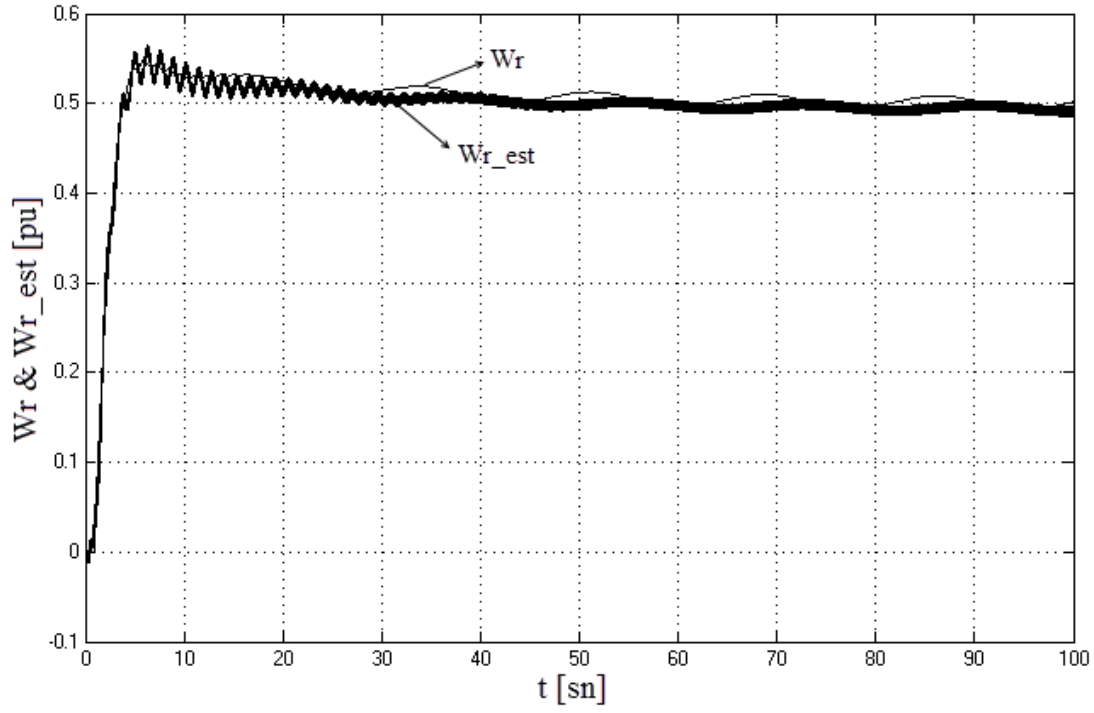
Şekil 5.40 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değişimi.

5.4.4 Luenberger gözlemcisinin testi

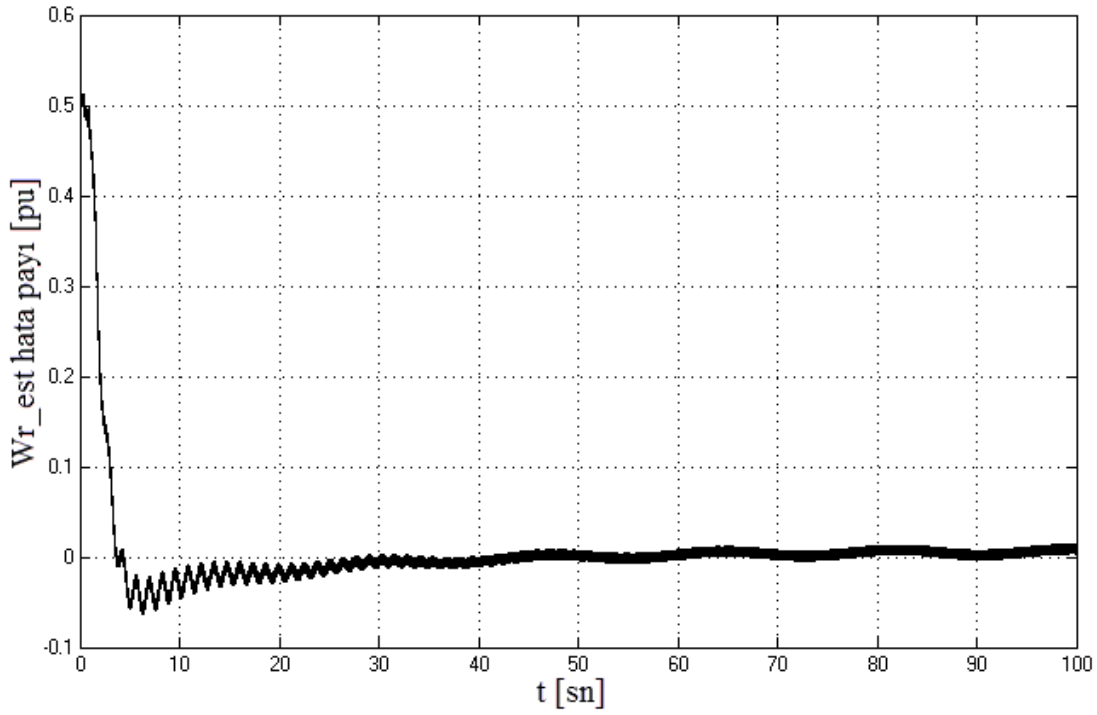
Luenberger tabanlı hız gözlemcisi Şekil 4.1 ve Şekil 4.5 arasında verilen modeller kullanılarak bilgisayar ortamında test edilmiş ve gözlemcinin hız tahmin başarımı aşağıdaki resimlerde verilmiştir.



Şekil 5.41 : Boşta yol vermede rotor hız referansı.



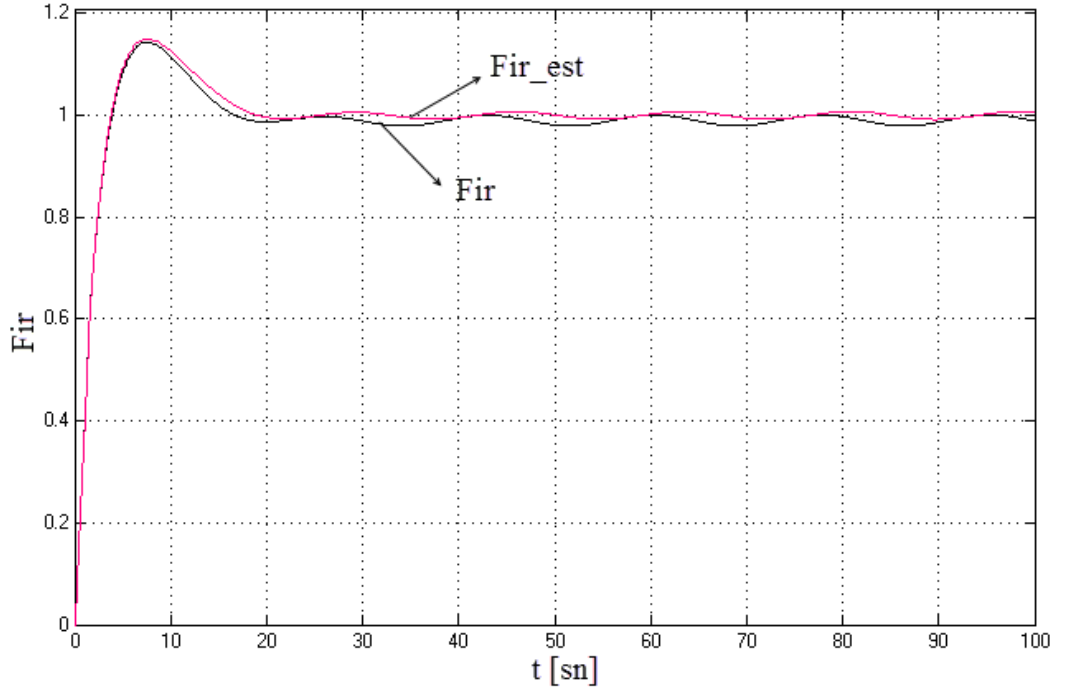
Şekil 5.42 : Boşta yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.



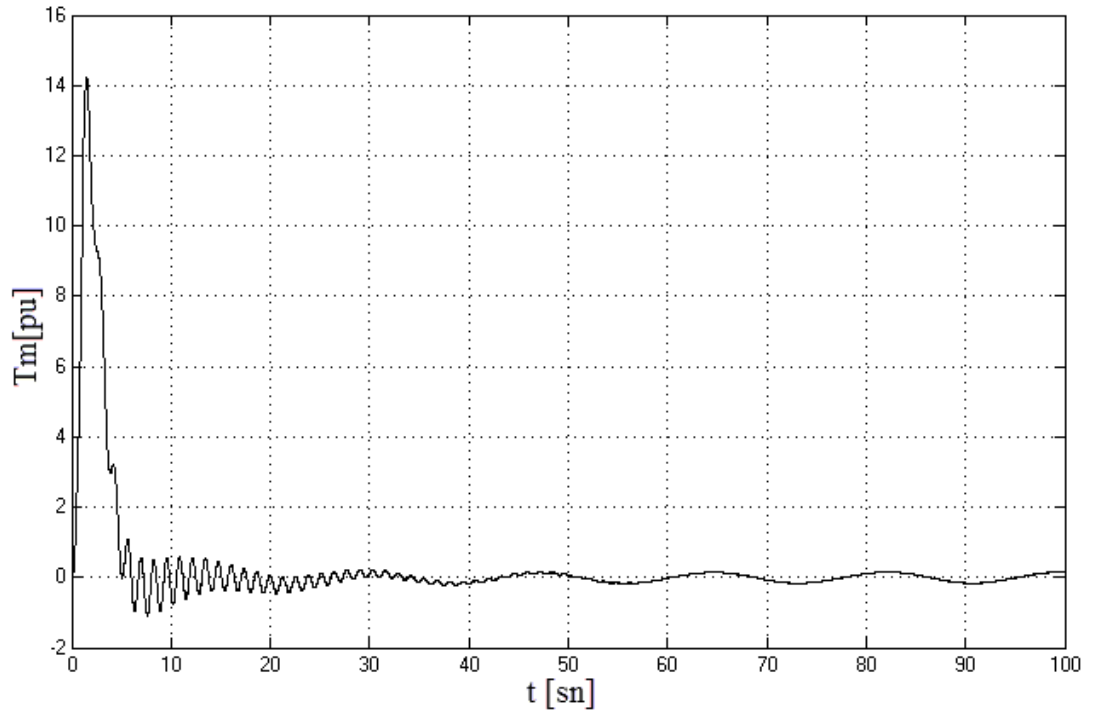
Şekil 5.43 : Boşta yol vermede hız tahmini hata payı.

Luenberger tabanlı gözlemci sadece nominal hızının yarısının altındaki uygulamalar için kullanılabilir. Nominal hıza yaklaştıkça hata payı ve rotor hızı ile çıkış momentindeki dalgalanmalar artmaktadır.

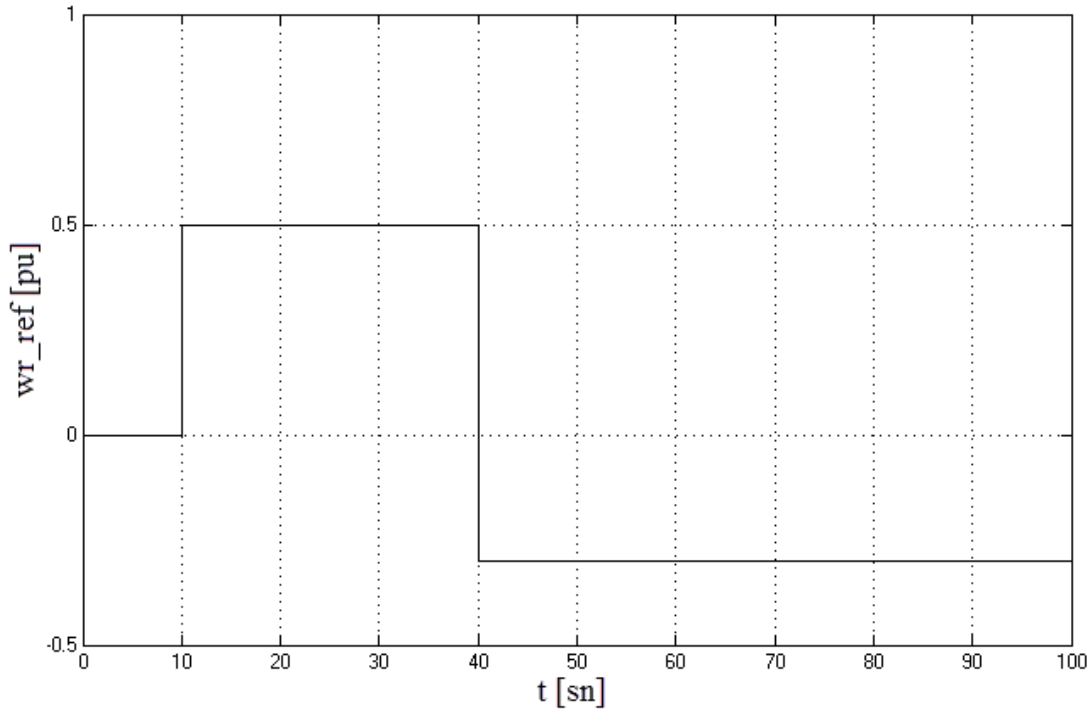
Şekil 5.44'ten görüldüğü gibi tahmini rotor akısı gerçek rotor akısının yaklaşık 2 saniyelik bir gecikme ile takip etmektedir. Ayrıca Şekil 5.45'te çıkış momentinin sürekli olarak %4 oranında dalgalandığı görülmektedir.



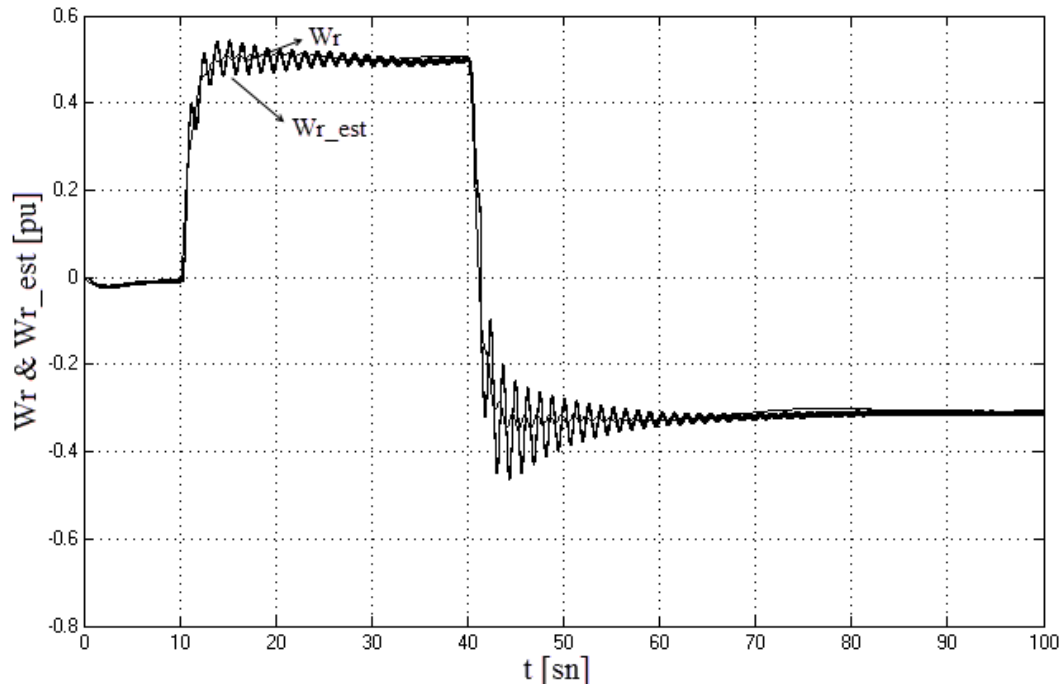
Şekil 5.44 : Boşta yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est).



Şekil 5.45 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.



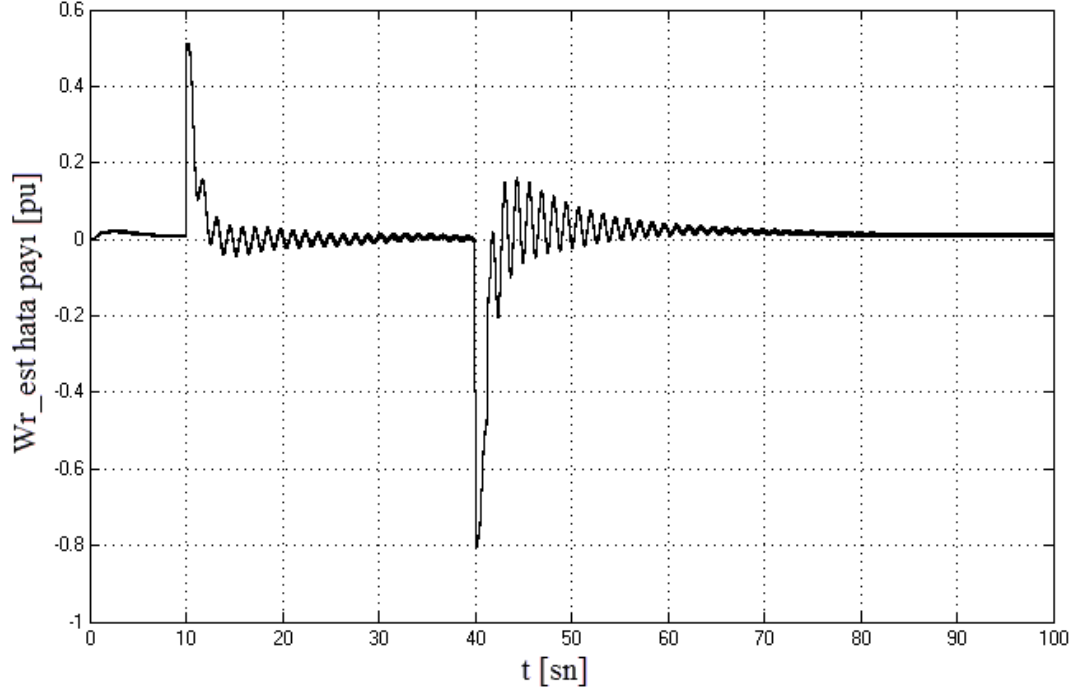
Şekil 5.46 : Yükte yol vermede rotor hız referansı.



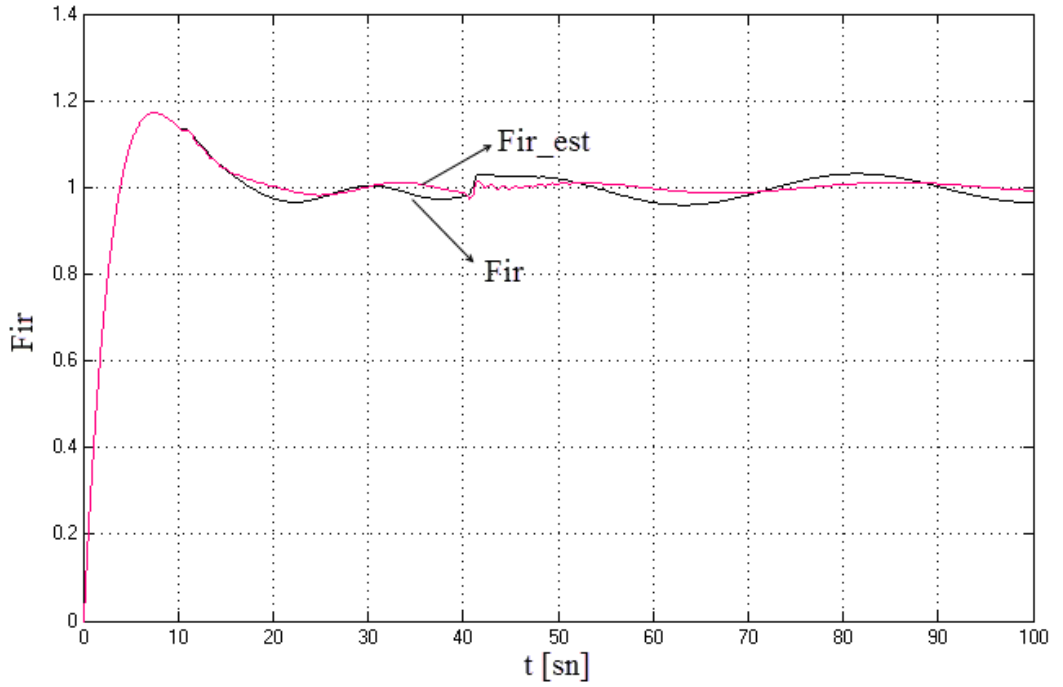
Şekil 5.47 : Yükte yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.

Luenberger gözlemcili kontrol sistemine Şekil 5.46'daki değişken hız referansı uygulandığında oluşan tahmini ve gerçek rotor hızları Şekil 5.47'de görülmektedir. Luenberger gözlemcisinin ani hız referansı değişimlerine karşı duyarlı olduğu ve hız referansı değişimlerinde 20 saniye boyunca %10'luk dalgalanmalar oluşturduğu

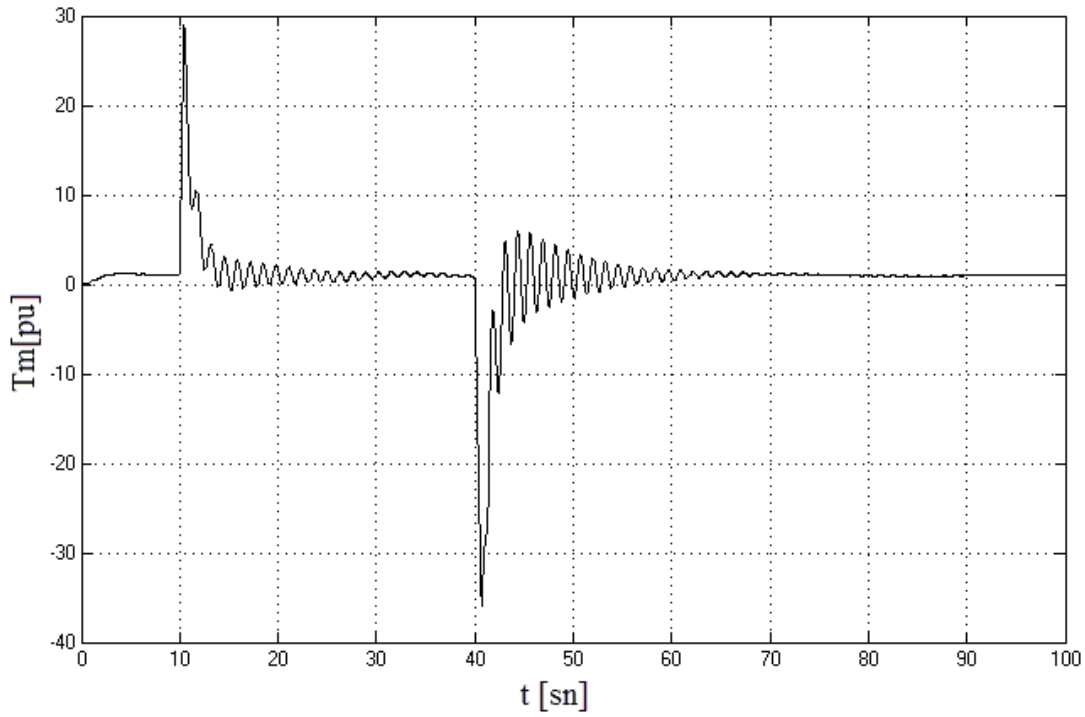
gözlenmiştir. Ayrıca bu dalgalanmalara bağlı hata payı oranı da Şekil 5.48’de görülebilir. Şekil 5.49’da ise anlık hız referansı değişimlerine karşı tahmini ve gerçek rotor akılarında meydana gelen değişimler görülmektedir.



Şekil 5.48 : Yükte yol vermede hız tahmini hata payı.

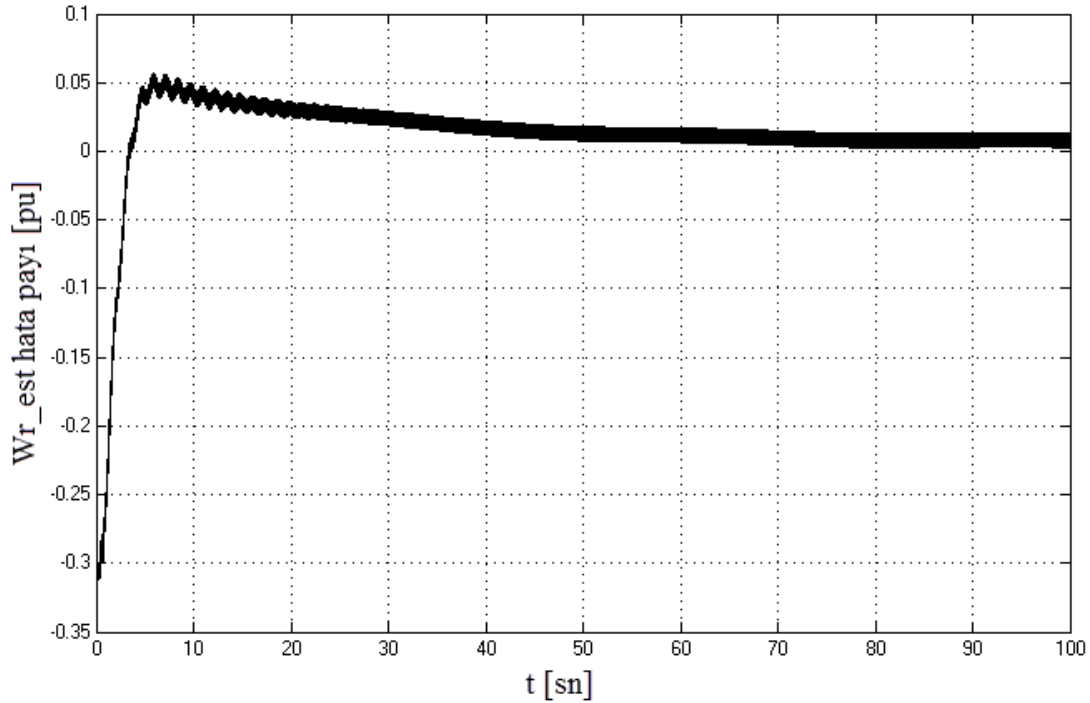


Şekil 5.49 : Yükte yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est).



Şekil 5.50 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.

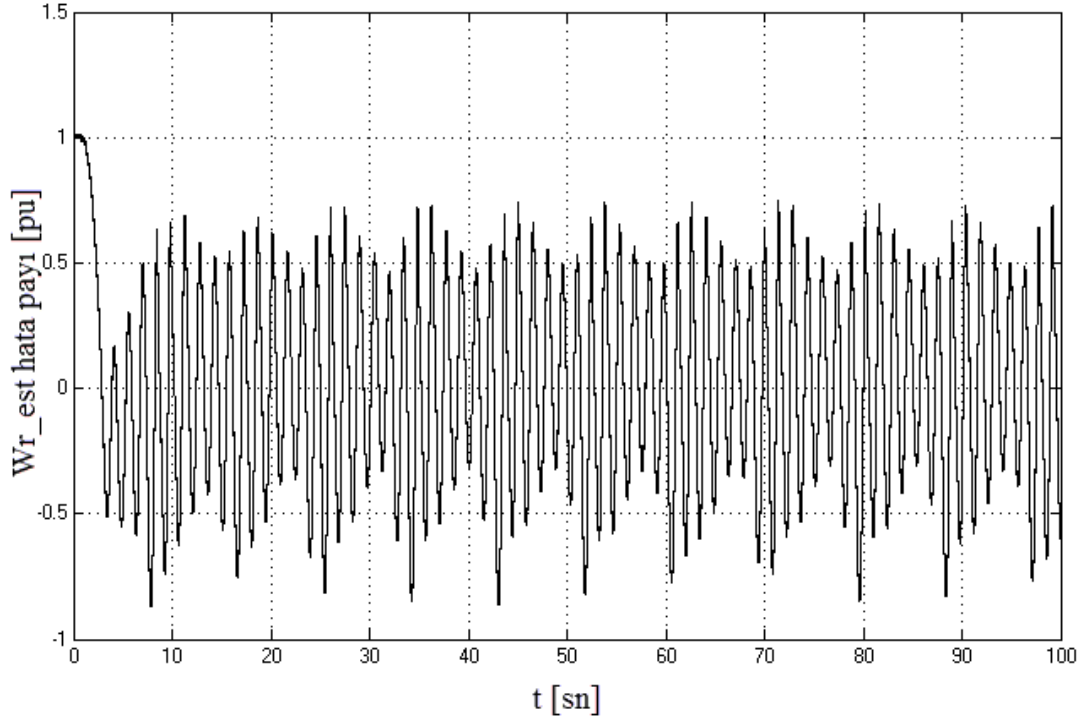
Luenberger tabanlı bu hız gözlemcisinin hata oranı nominal hıza yaklaştıkça artmaktadır. Bu nedenle düşük hızlı uygulamalar için tercih edilebilir.



Şekil 5.51 : Yükte ve nominal hızın %30'unda yol vermede hata payı.

Şekil 5.52'de luenberger tabanlı gözlemcisinin nominal hız referansında sürüldüğünde oluşan hata payı görülmektedir. Görüldüğü üzere luenberger gözlemcisi nominal hız

referansından toplanamamakta ve hız tahmini hata payı %50'nin üzerine çıkmaktadır. Bu nedenle bu gözlemci sadece düşük hızlı uygulamalarda kullanılabilir.



Şekil 5.52 : Yükte ve nominal hızda yol vermede hata payı.

5.5 MRAS Gözlemcili Açık Çevrim Vektör Denetimi Benzetim Sonuçları

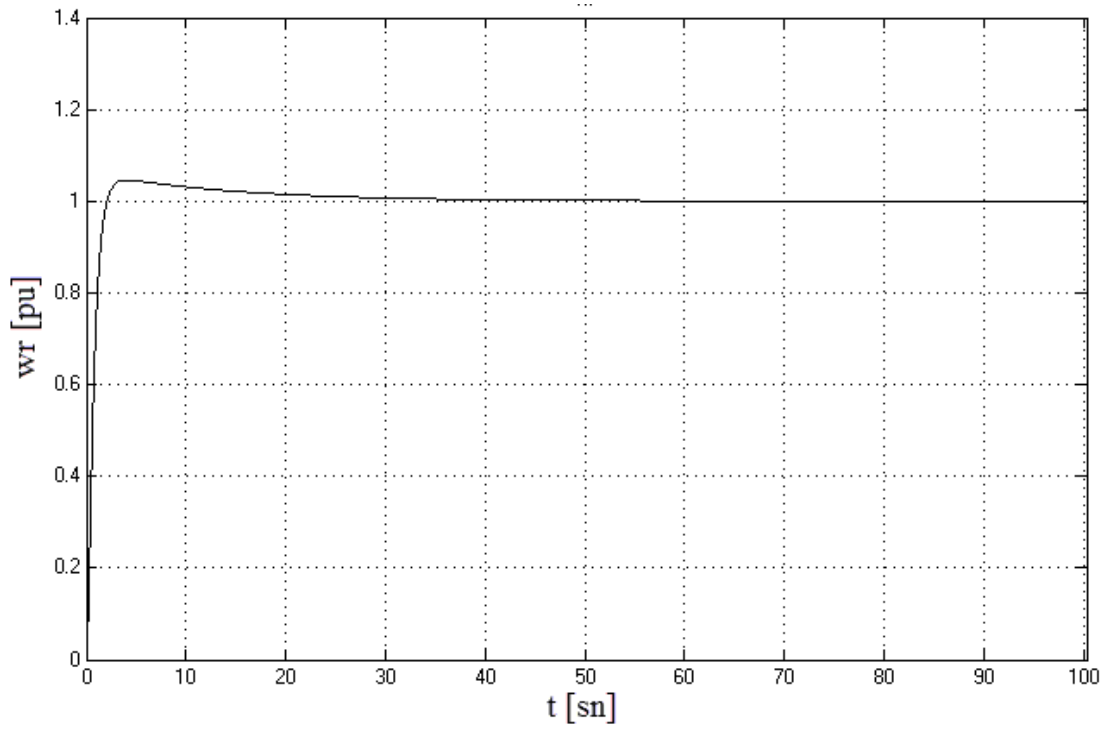
Bu bölümde, Eşitlik 4.11 - 4.15 arasında matematiksel formülleri ve Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de blok şemaları verilen MRAS tabanlı hız tahmin yönteminin benzetimi MATLAB/Simulink programı yardımıyla bilgisayar ortamında gerçekleştirilmiş ve çeşitli çalışma koşulları için alınan sonuçlar aşağıda verilmiştir.

Bu model için kullanılan motor modeli Çizelge 2.1'de değerleri, Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te bilgisayar benzetimi ve Eşitlik 2.46 – 2.50 arasında matematiksel modeli verilen sincap kafesli asenkron motor modelidir. Değerler aksi söylenmedikçe birim değer cinsinden verilen değerlerdir.

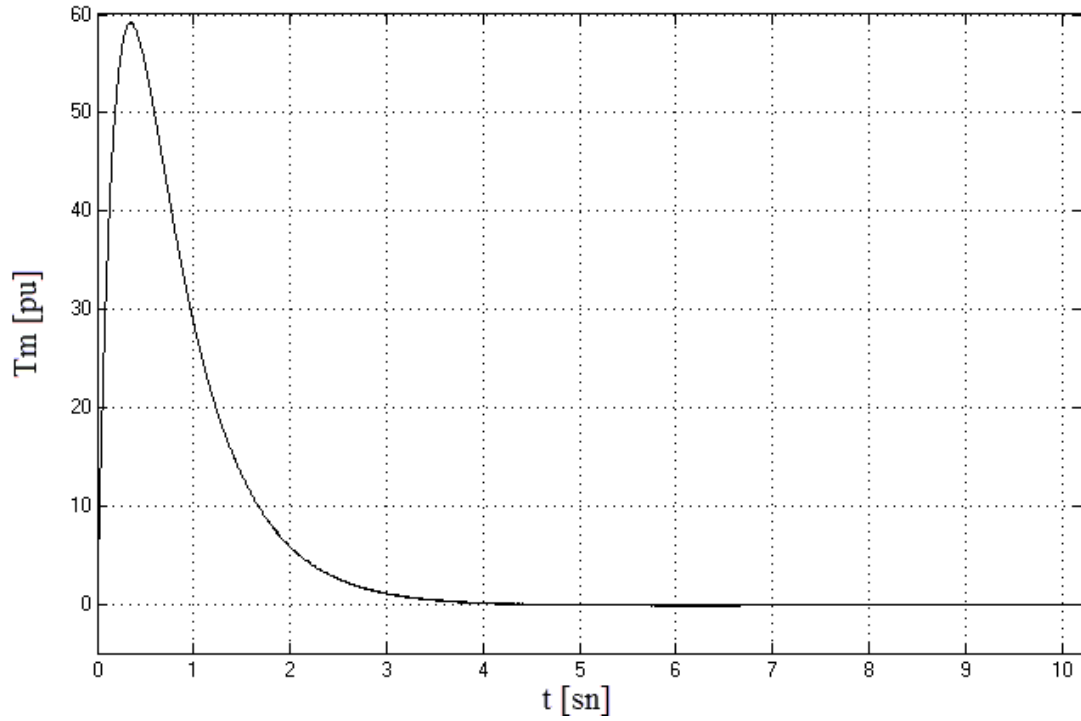
5.5.1 Boşta yolvermede benzetim sonuçları

Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 arasında verilen MRAS tabanlı hız algılayıcısız dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi benzetim modeli ilk önce boşta (yüksüz) çalıştırılmış

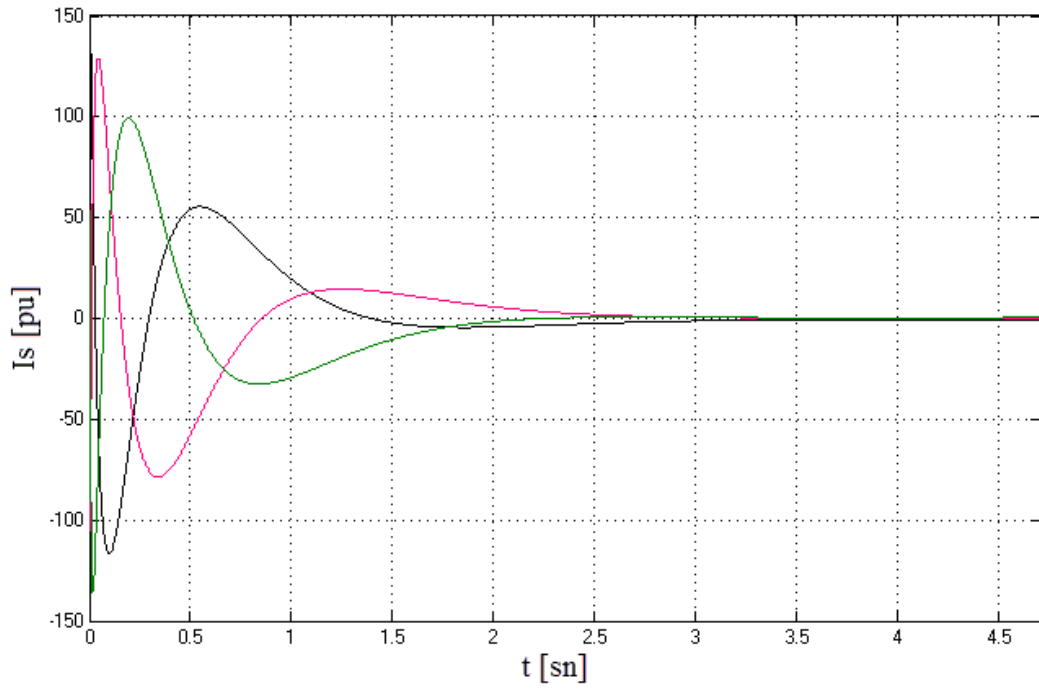
ve boşta yol verme durumunda motor hızı, çıkış momentı, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler aşağıda verilmiştir.



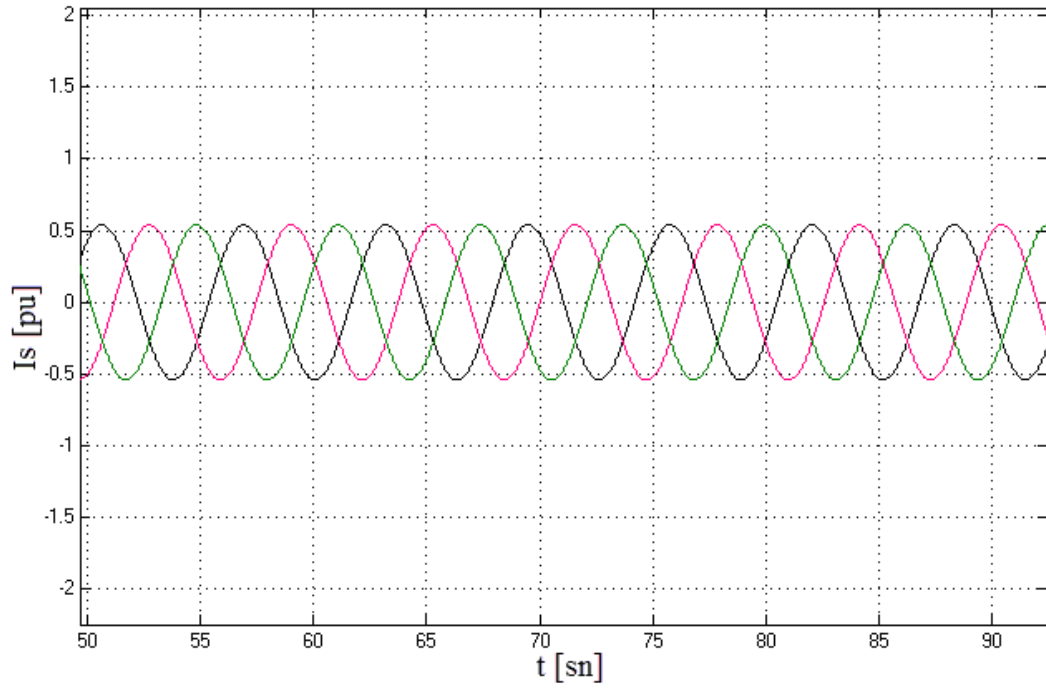
şekil 5.53 : Boşta yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.



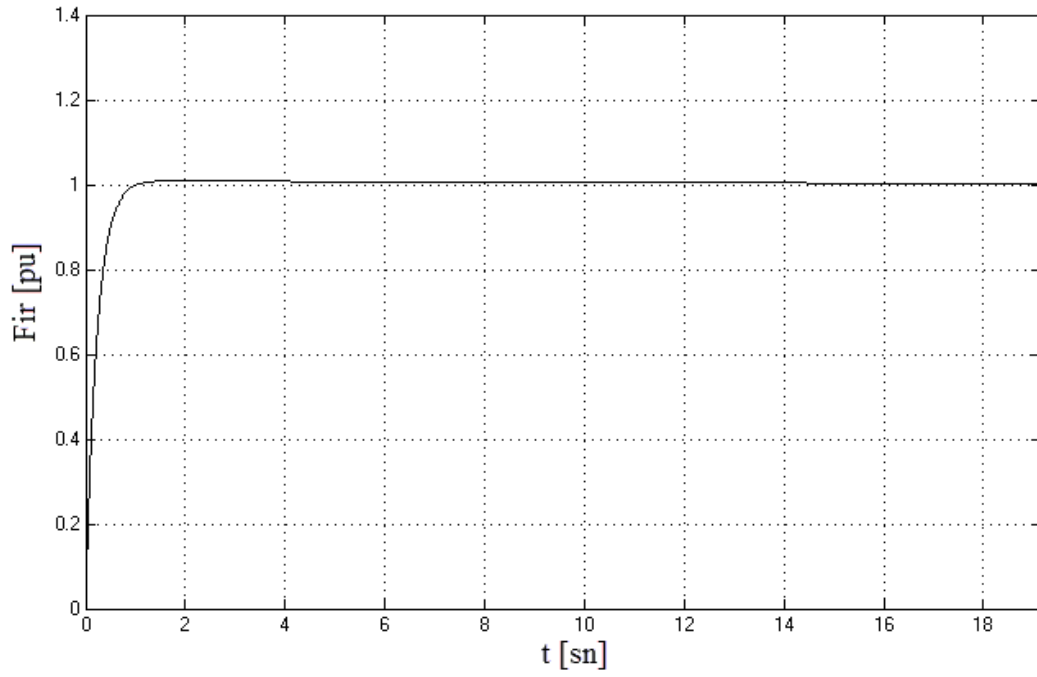
şekil 5.54 : Boşta yol vermede momentin zamana göre değişimi.



Şekil 5.55 : Boşta yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (geçici zamanı).



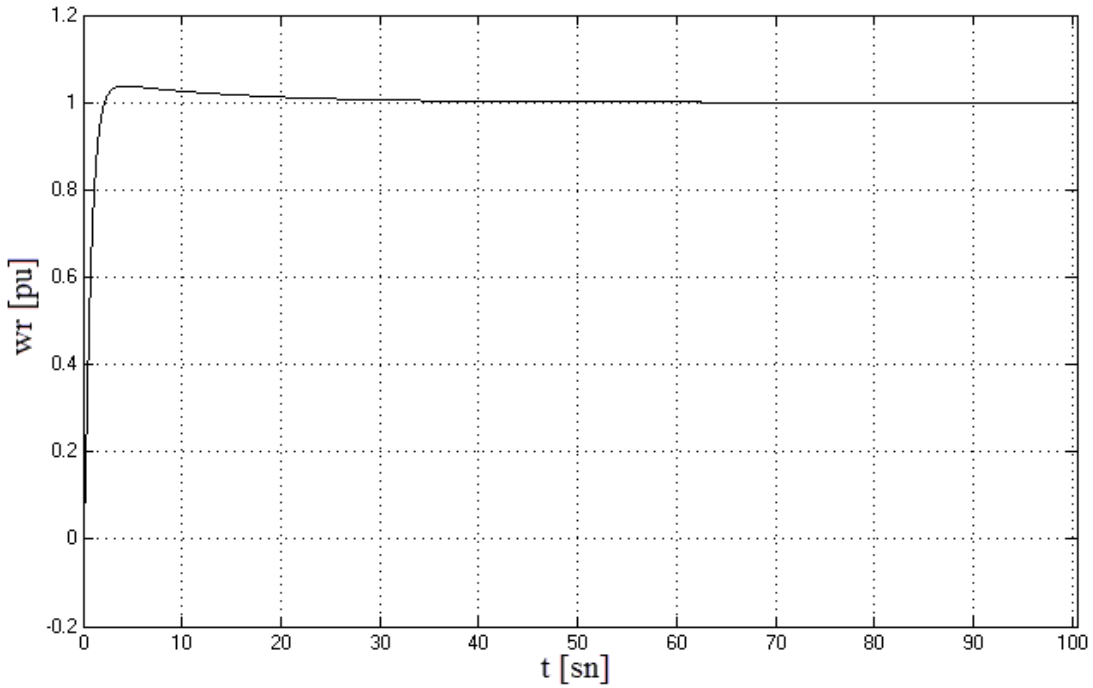
Şekil 5.56 : Boşta çalışmada stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal).



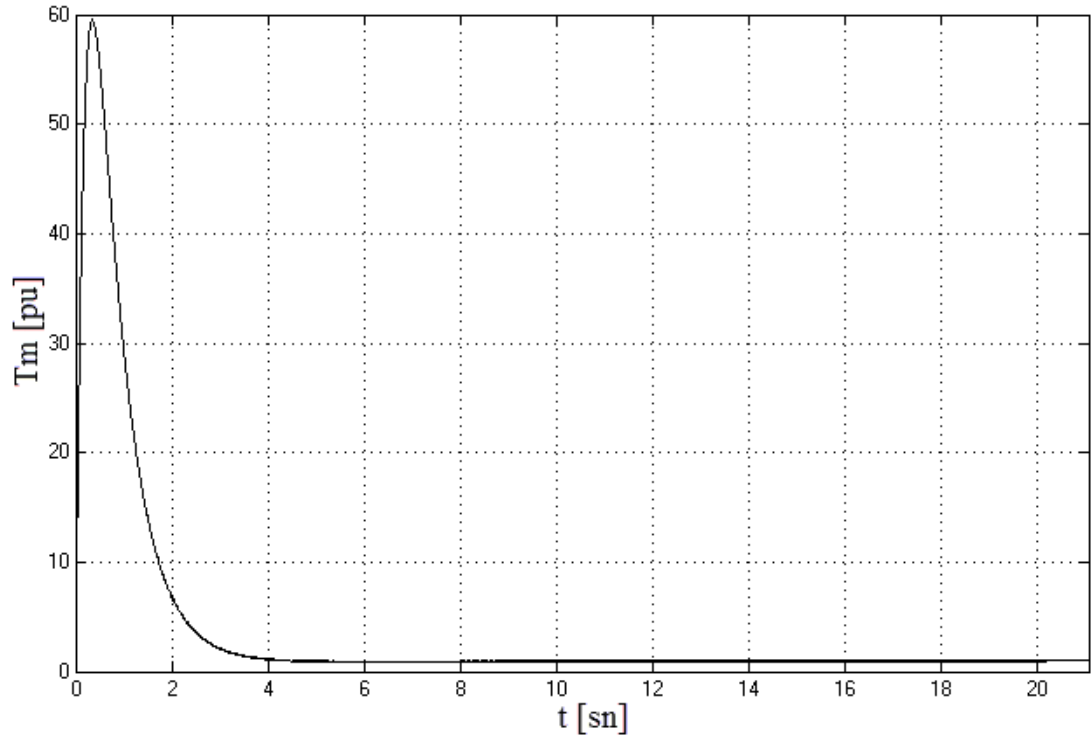
Şekil 5.57 : Boşta yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

5.5.2 Yükte yolvermede benzetim sonuçları

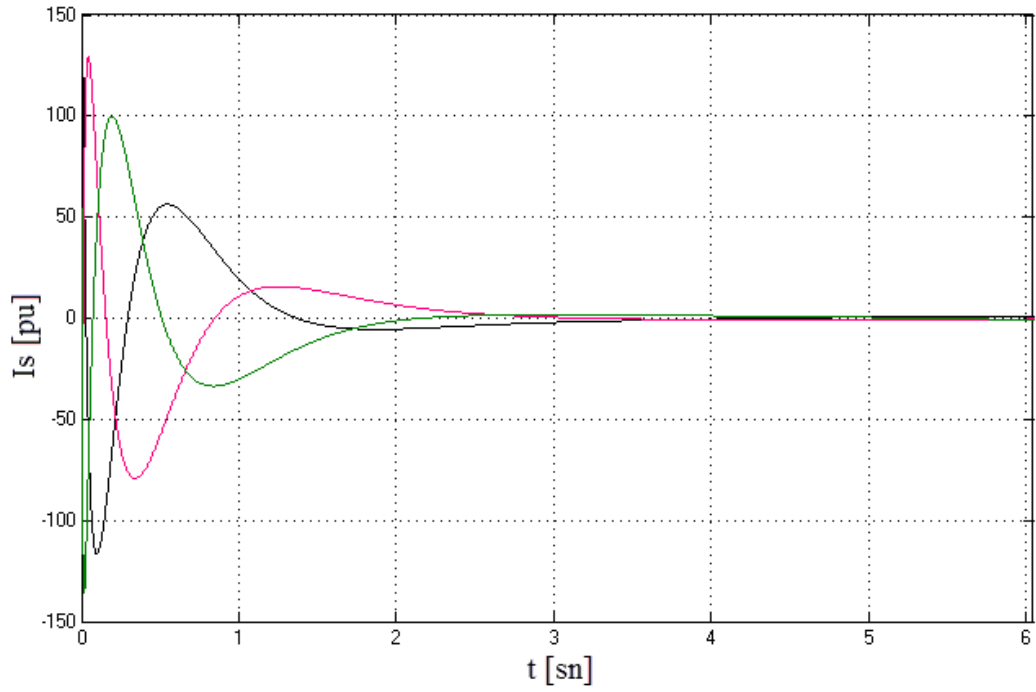
Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 arasında verilen MRAS tabanlı hız algılayıcısız dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi benzetim modeli anma yüküyle yüklenerek çalıştırılmış ve yükte yol verme durumunda motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimler aşağıda verilmiştir.



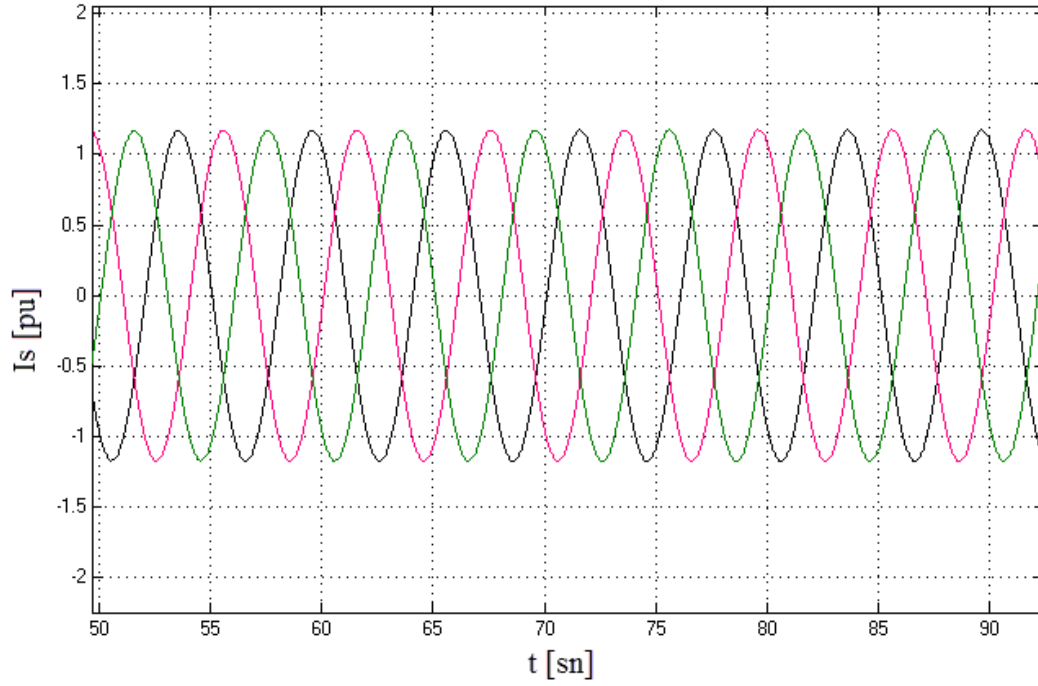
Şekil 5.58 : Yükte yol vermede rotor hızının zamana göre değişimi.



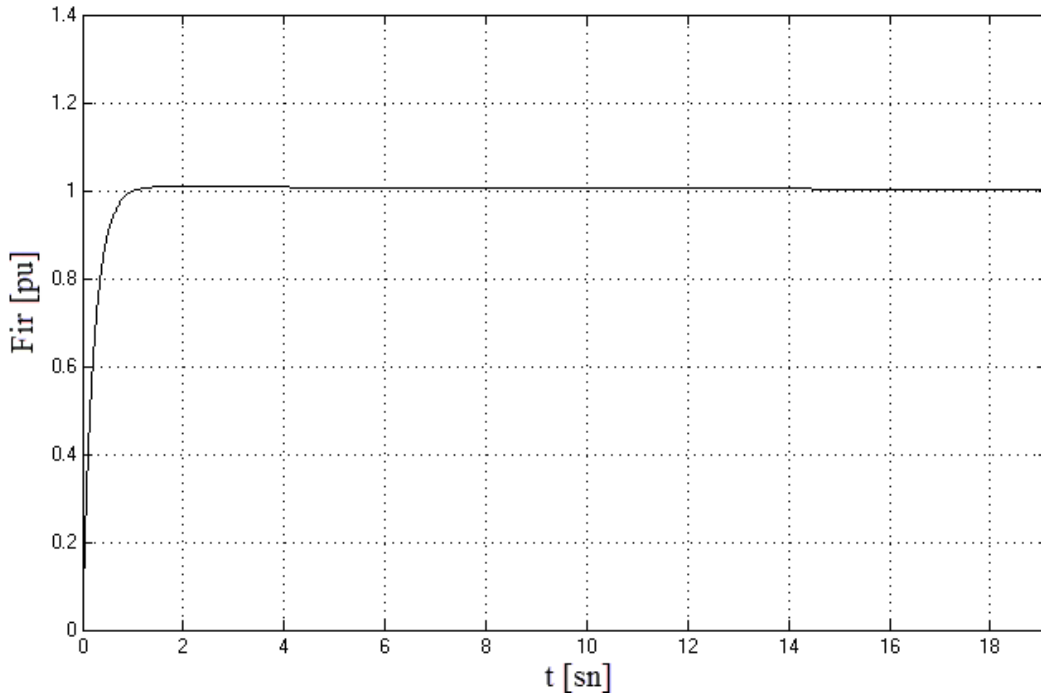
Şekil 5.59 : Yükte yol vermede momentin zamana göre değişimi.



Şekil 5.60 : Yükte yol vermede stator akımının α bileşeninin zamana göre değişimi (geçici zamanı).



Şekil 5.61 : Yükte yol vermede stator akımının zamana göre değişimi (kararlı hal).

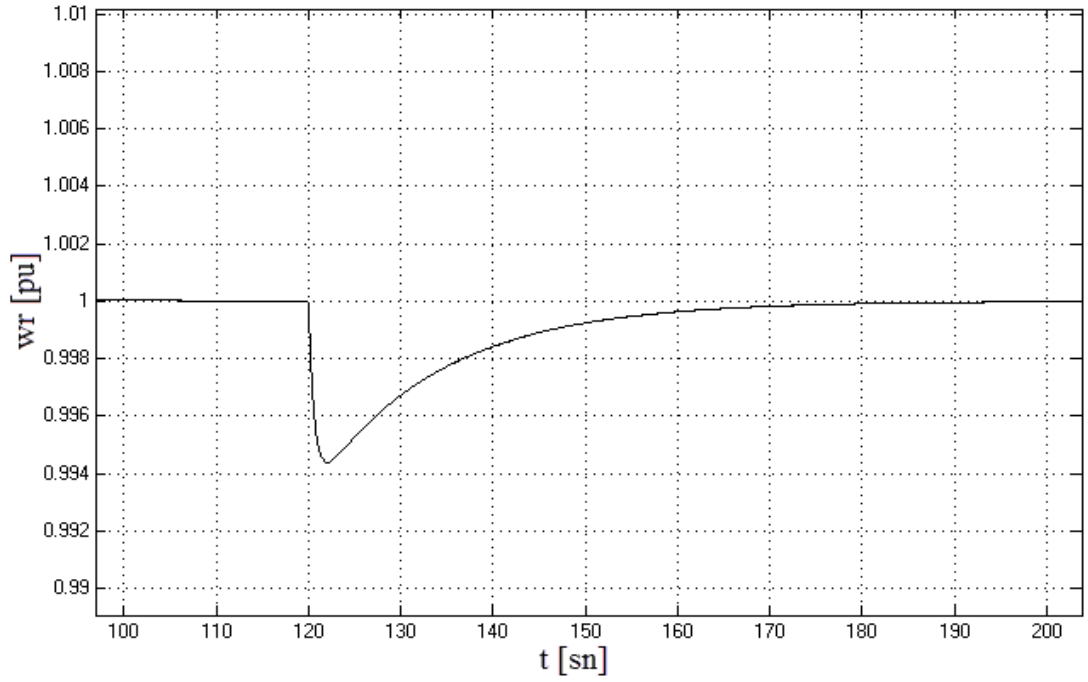


Şekil 5.62 : Yükte yol vermede rotor akısının zamana göre değişimi.

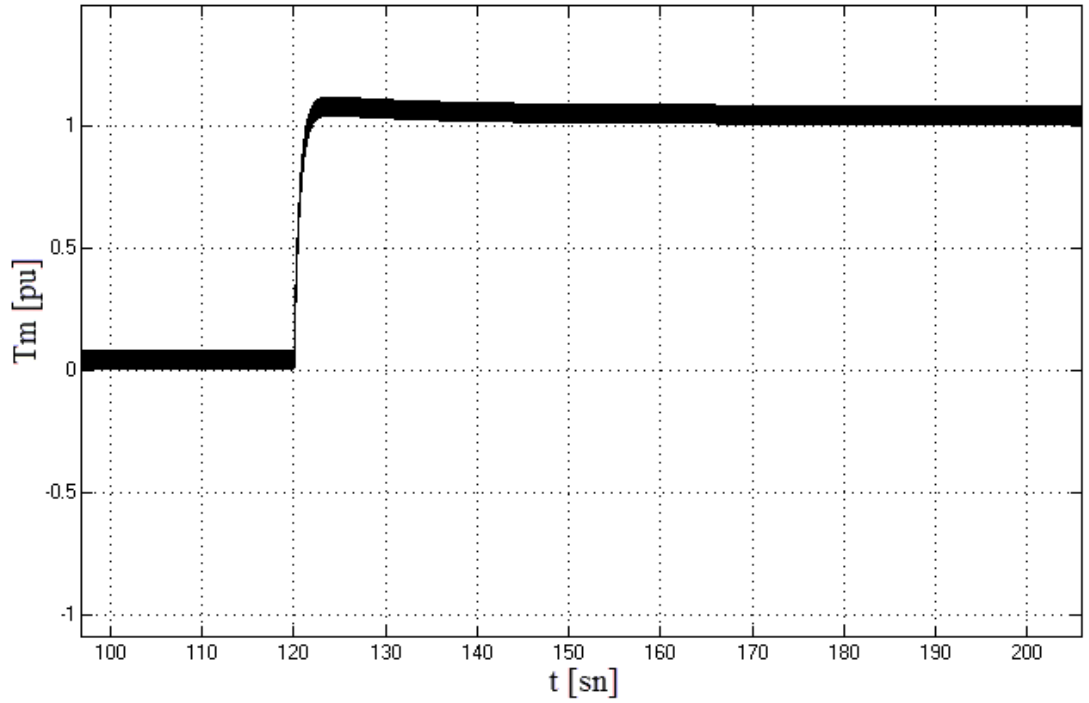
5.5.3 $t=120s$ anında anma yüküyle yüklendiğinde benzetim sonuçları

Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 arasında verilen MRAS tabanlı hız algılayıcısız dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetimi benzetim modeline önce boşta yol verilmiş ve

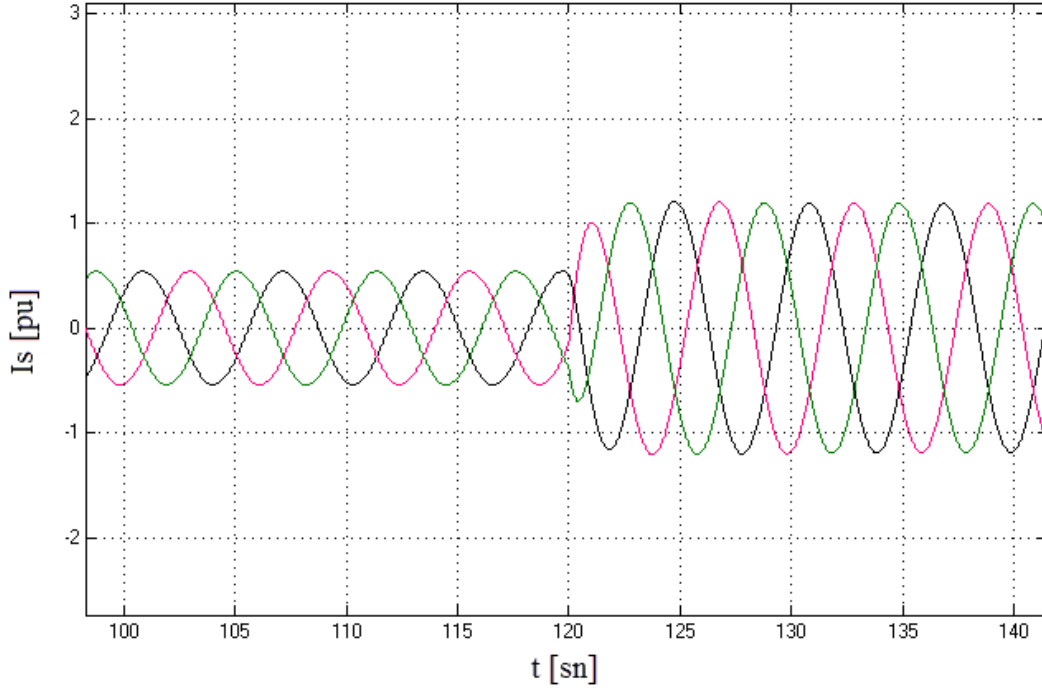
ardından $t=120s$ anında anma yüküyle yüklenmiştir ve motor hızı, çıkış momenti, stator akımı ve rotor akısındaki değişimlerin benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



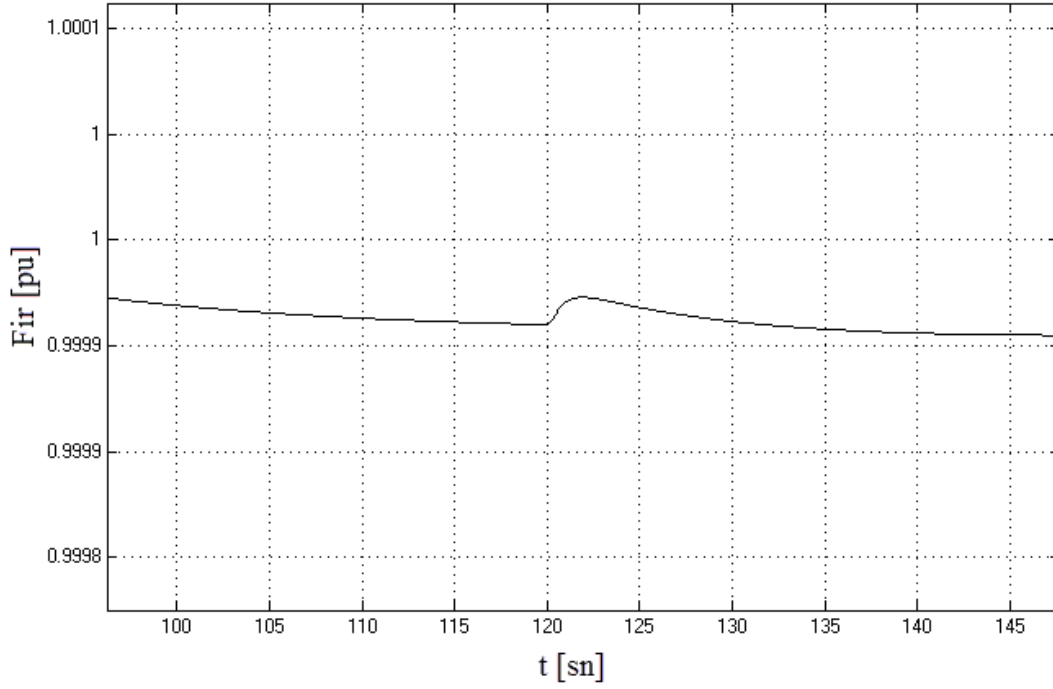
Şekil 5.63 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızının zamana göre değişimi.



Şekil 5.64 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde momentin zamana göre değişimi.



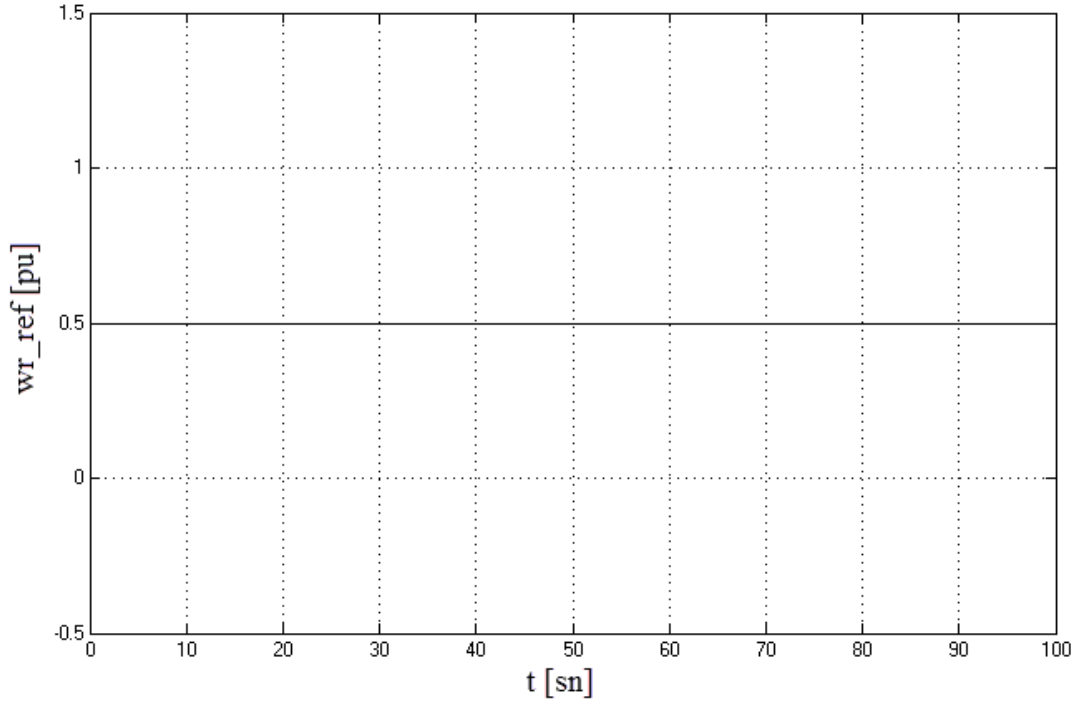
Şekil 5.65 : $t=120$ s.de yük momentı uygulanması halinde stator akımının zamana göre değışimi (kararlı hal).



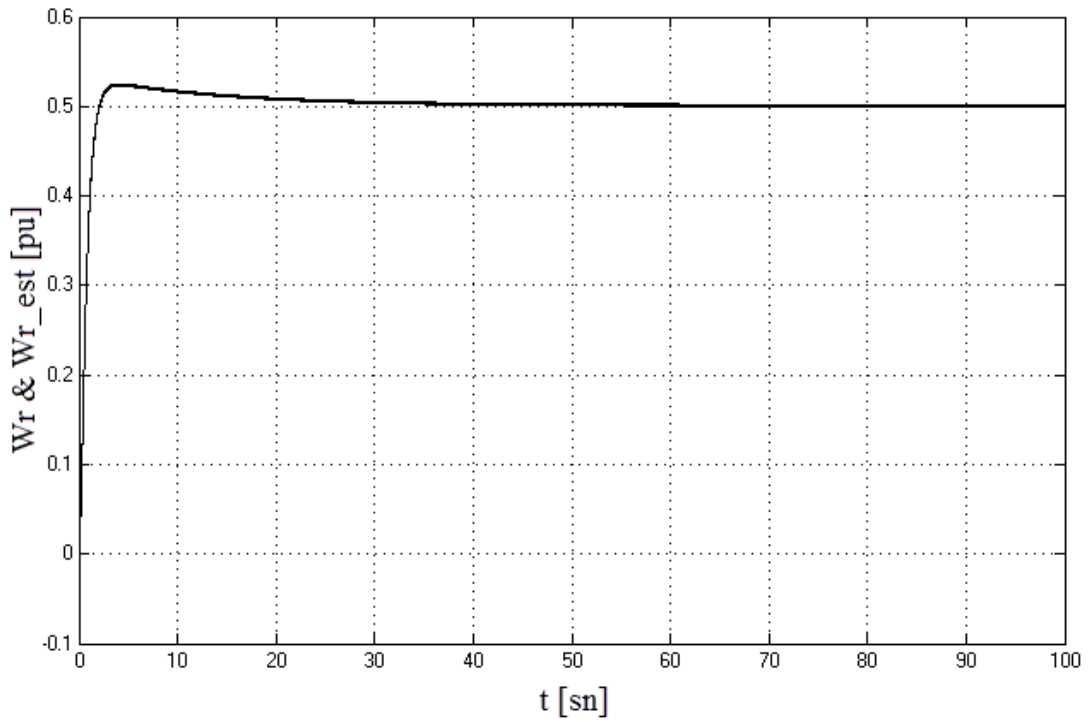
Şekil 5.66 : $t=120$ s.de yük momentı uygulanması halinde rotor akısının zamana göre değışimi (kararlı hal).

5.5.4 MRAS gözlemcisinin testi

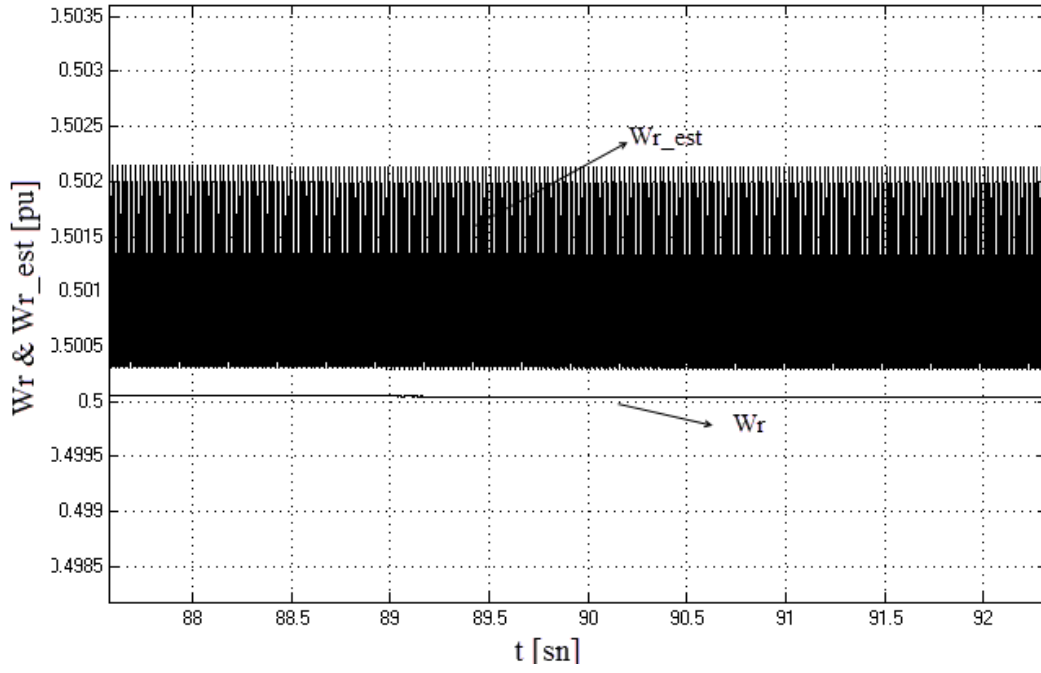
MRAS tabanlı hız gözlemcisi Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 arasında verilen modeller kullanılarak bilgisayar ortamında test edilmiş ve gözlemcinin hız tahmin başarımı aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



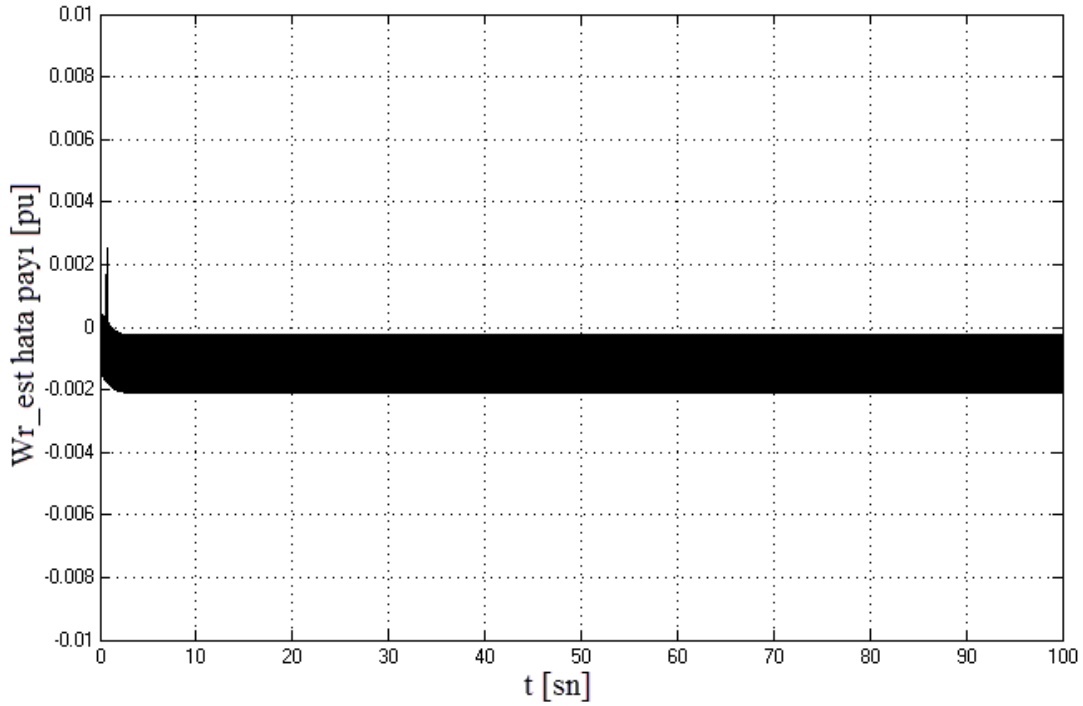
Şekil 5.67 : Boşta yol vermede rotor hız referansı.



Şekil 5.68 : Boşta yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.



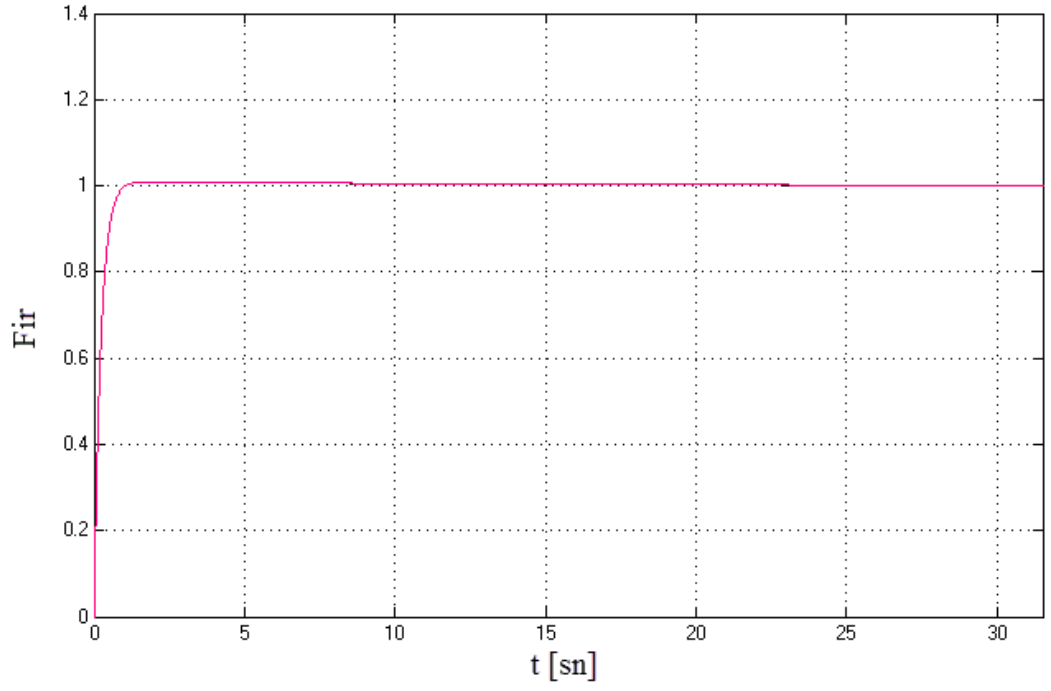
Şekil 5.69 : Boşta çalışmada gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı (yakınlaştırılmış).



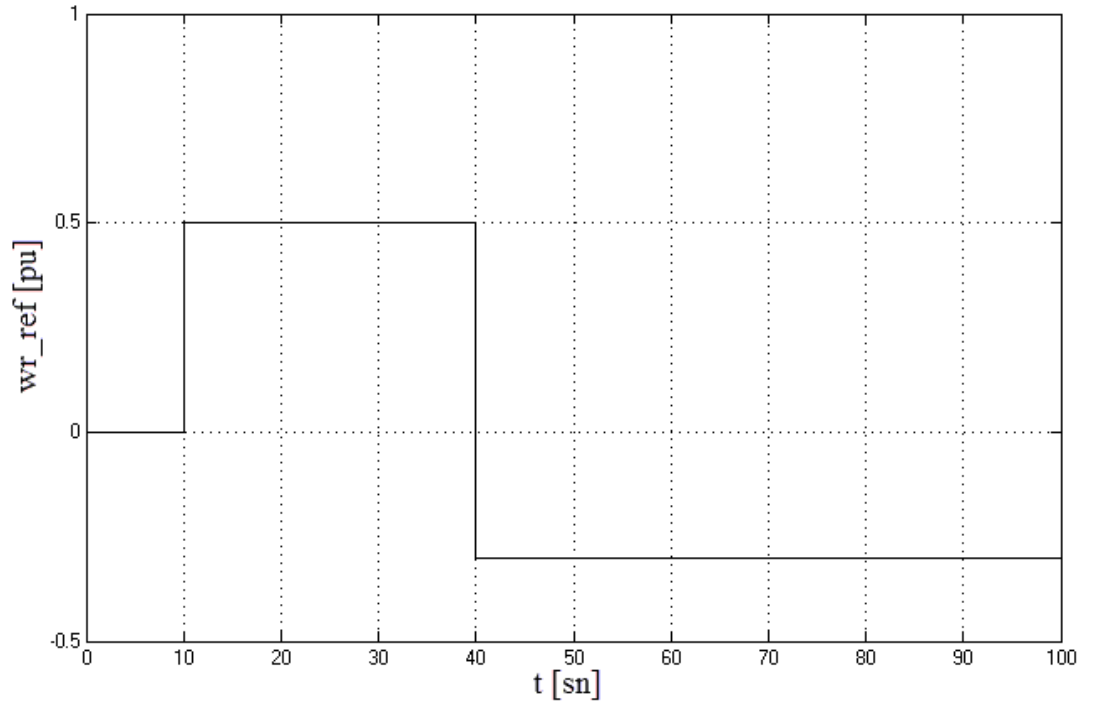
Şekil 5.70 : Boşta yol vermede hız tahmini hata payı.

Şekil 5.69 ve Şekil 5.70'ten görüldüğü gibi boşta yolvermede MRAS tabanlı gözlemcinin hız tahmini hata payı 0,002 olup bu hata payı son derece hassas bir hız tahmini yapılabildiğini göstermektedir. Ayrıca Şekil 5.71'de görüldüğü gibi rotor

akısı, akı referansı olan 1 değerine 0,0001 oranında yaklaşımakta olup bu hata oranı da MRAs tabanlı gözlemcinin hız ve akı kontrolünde başarısını ortaya koymaktadır.

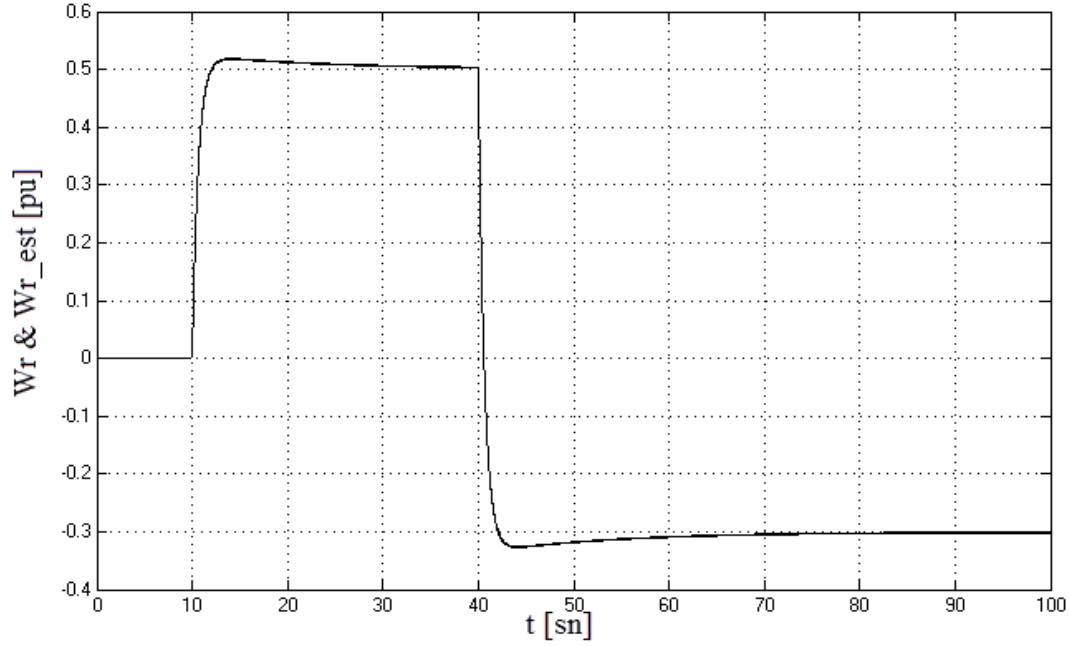


Şekil 5.71 : Boşta yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est)
(hata payı 1/10000).

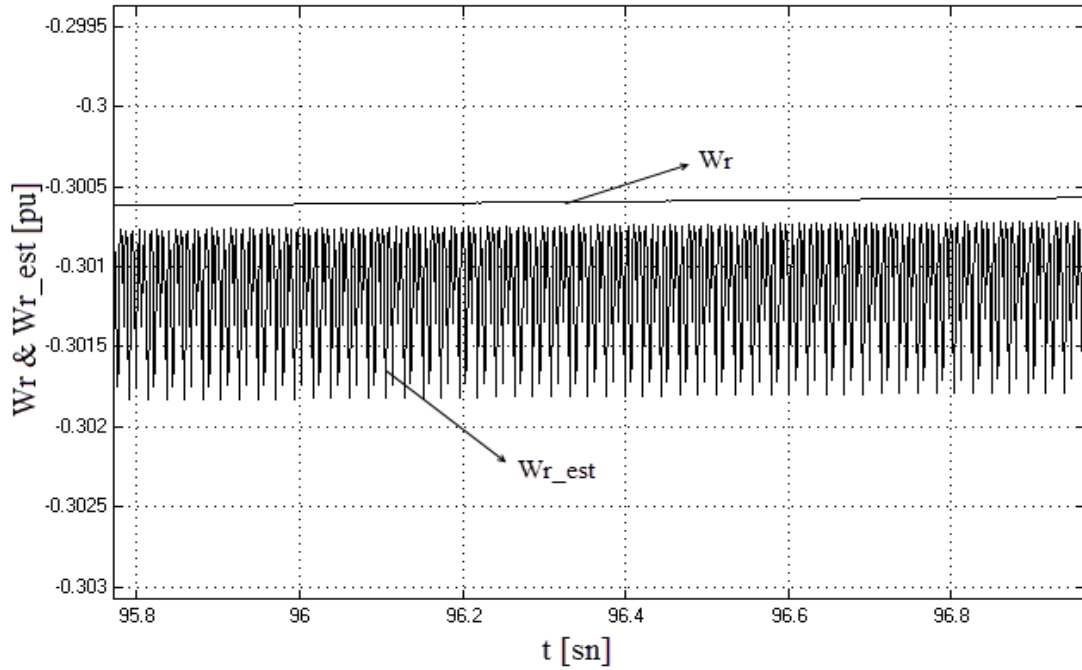


Şekil 5.72 : Yükte yol vermede rotor hız referansı.

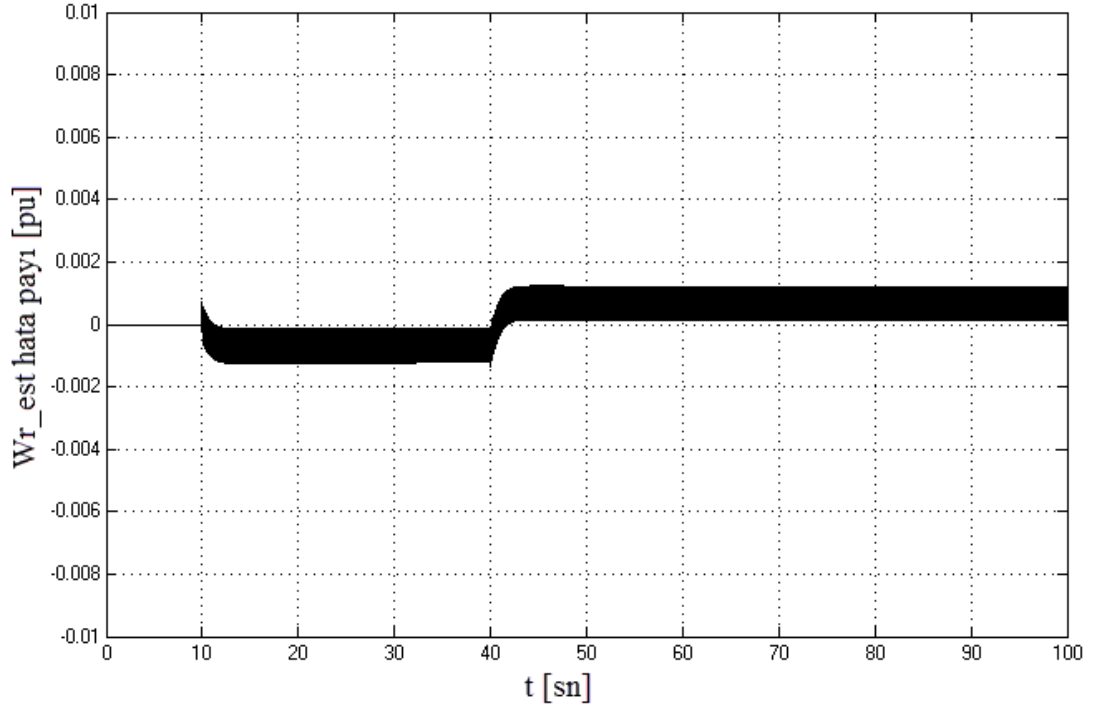
Şekil 5.73 ve Şekil 5.74'te görüldüğü gibi Şekil 5.72'de gösterilen değişken hız referansı uygulandığında ise hata payı 0,0018 olmakta ve yine son derece hassas bir hız tahmini yapılmaktadır. MRAS tabanlı gözlemci geniş bir hız aralığında kullanılabilir ve nominal ve sıfır hertz frekansa yakın hızlarda da başarılı sonuçlar vermektedir.



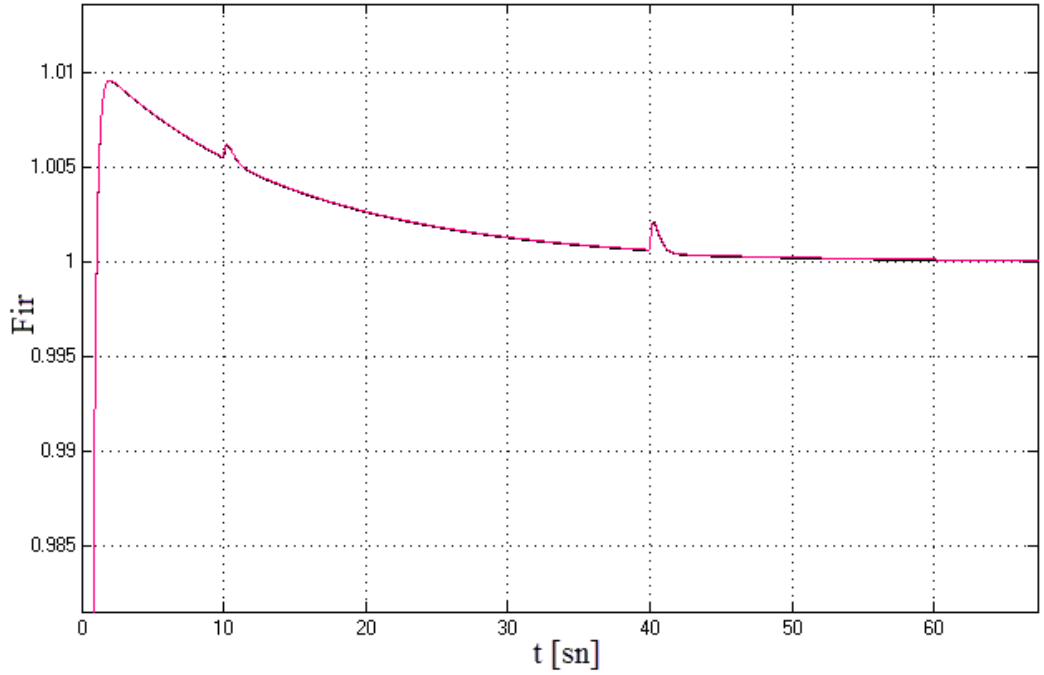
Şekil 5.73 : Yükte yol vermede gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı.



Şekil 5.74 : Yükte çalışmada gerçek rotor hızı ve tahmini rotor hızı (yakınlaştırılmış).



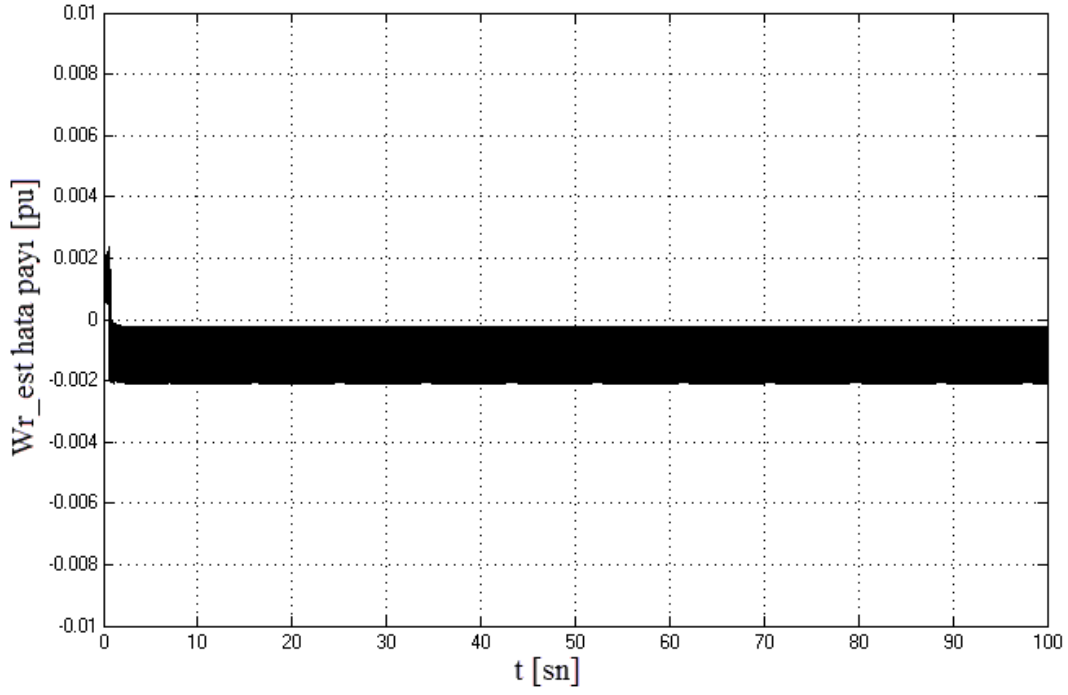
Şekil 5.75 : Yükte yol vermede hız tahmini hata payı.



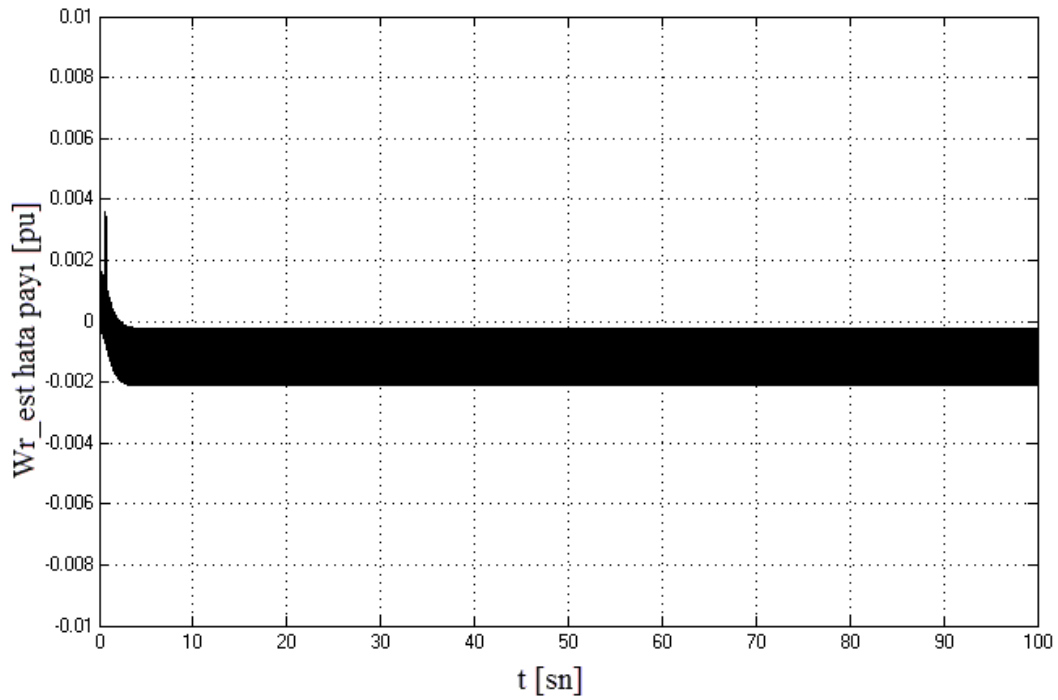
Şekil 5.76 : Yükte yol vermede rotor akısı (Fir) ve tahmini rotor akısı (Fir_est) (hata payı 1/10000).

Şekil 5.77 ve Şekil 5.78’de görüldüğü gibi yükte ve nominal hız referansından yol vermede hata payı yine 0,002 olmakta ve başarılı bir hız tahmini yapılabilir. Bu sonuçlardan MRAS tabanlı gözlemcinin hız tahmini ve çalışma aralığı bakımından Luenbger tabanlı gözlemciye göre çok daha iyi başarımlar gösterdiği

söylenbilir. Luenberger tabanlı gözlemci düşük hızlı uygulamalarda kullanılabilirken MRAS tüm hız aralıklarından başarılı tahminler yapmaktadır.



Şekil 5.77 : Yükte ve nominal hızın %30'unda yol vermede hata payı.

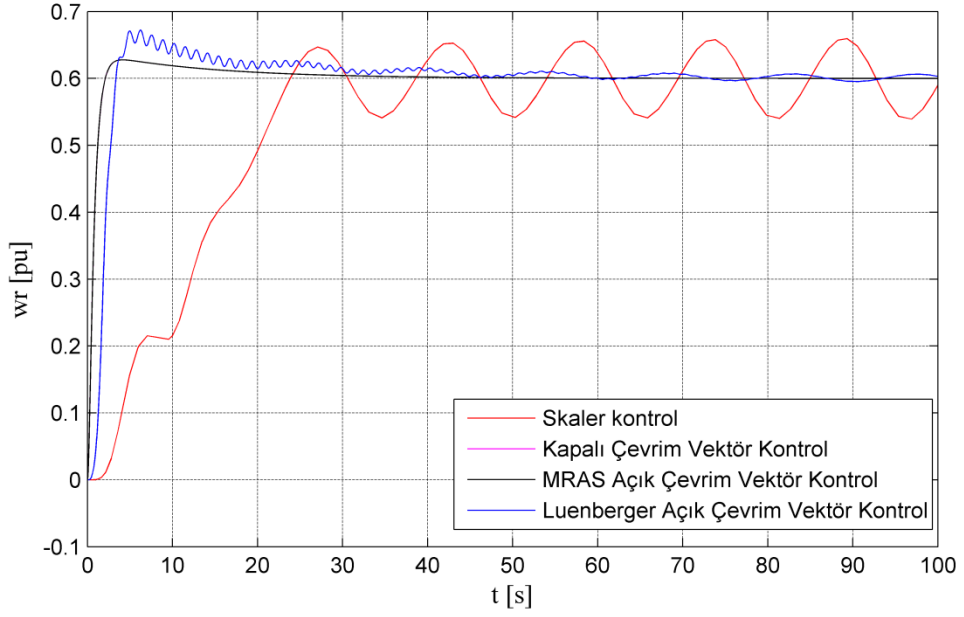


Şekil 5.78 : Yükte ve nominal hızda yol vermede hata payı.

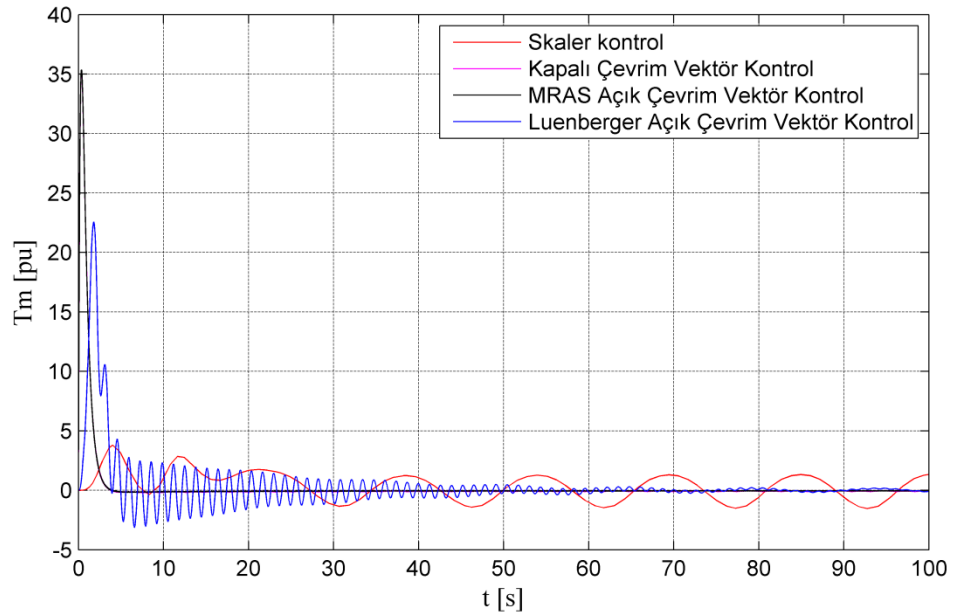
5.6 Denetim Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Asenkron motor kontrol yöntemlerinin birbirlerine göre avantajları ve dezavantajlarının daha iyi anlaşılabilmesi ve elde edilen sonuçların kolayca yorumlanabilmesi için daha önce verilen sonuçlar tek bir grafikte gösterilmiştir.

5.6.1 Boşta yolvermede denetim yöntemlerinin karşılaştırılması

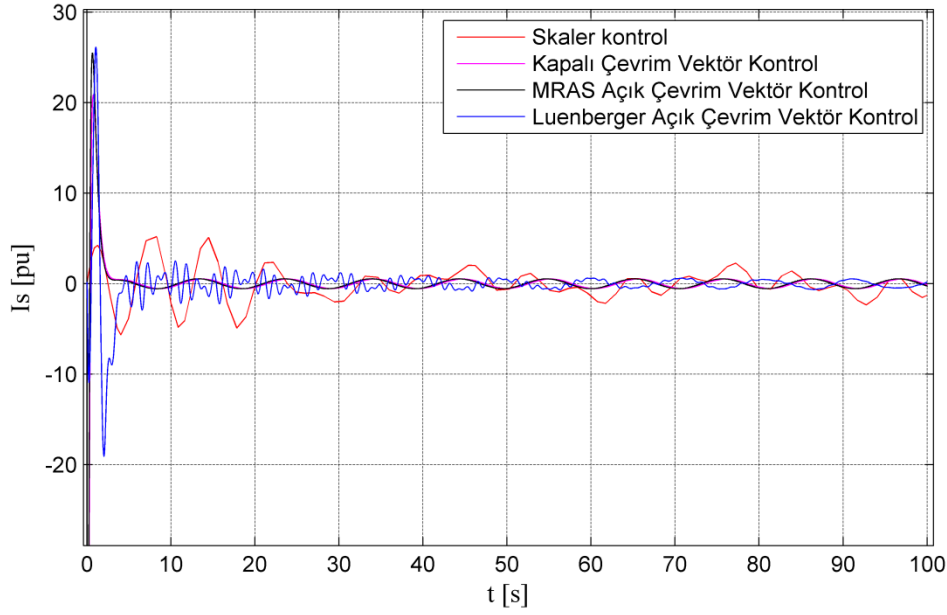


Şekil 5.79 : Boşta yolvermede rotor hızlarının karşılaştırılması.

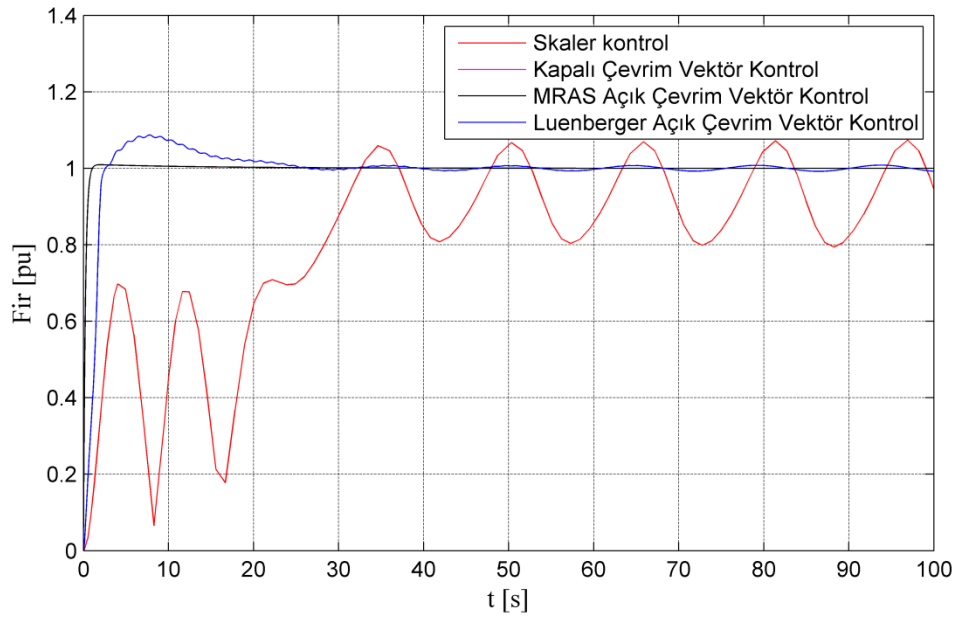


Şekil 5.80 : Boşta yolvermede çıkış momentlerinin karşılaştırılması.

Şekil 5.79 ve Şekil 5.80’de asenkron motora dört farklı yöntemle boşta yol verilmiş ve elde edilen sonuçlar gösterilmiştir. Düşük hızlarda skaler kontrol yönteminin başarımının azaldığı ve %5 oranında çıkış hızında dalgalanmalar olduğu gözlenmiştir. Luenberger tabanlı gözlemcinin çıkışta dalgalanmalar oluşturduğu, MRAS ve kapalı çevrim kontrol yöntemlerinin ise 0,002 oranında hata payı ile başarılı tahminler yaptığı gözlenmiştir.



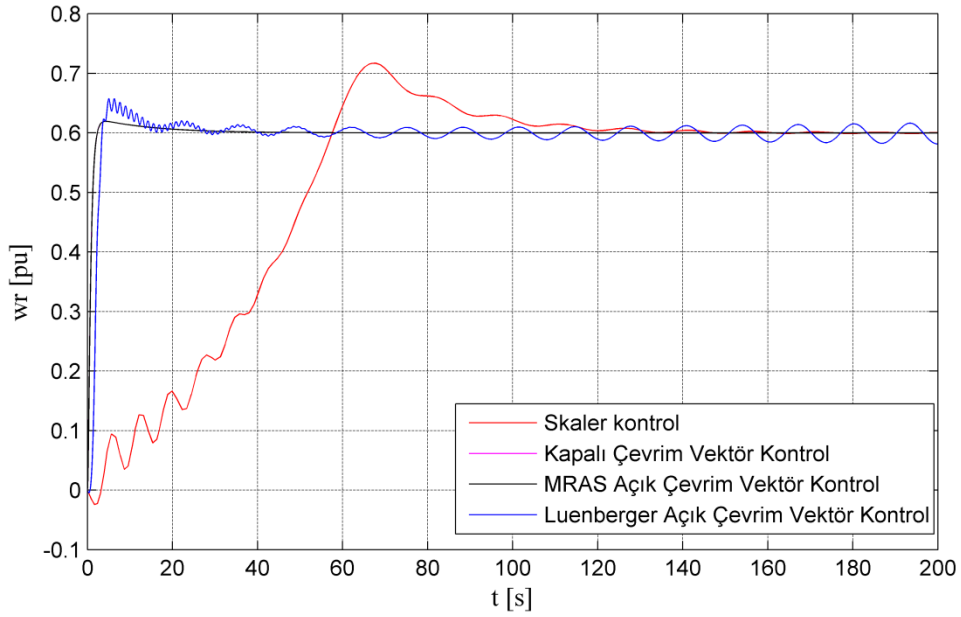
Şekil 5.81 : Boşta yolvermede çıkış akımlarının karşılaştırılması.



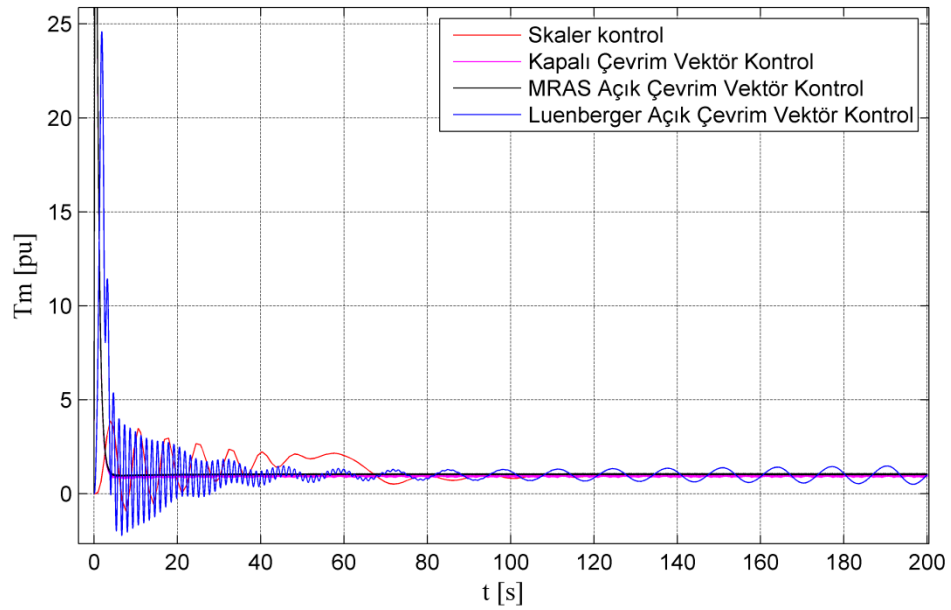
Şekil 5.82 : Boşta yolvermede rotor akılarının karşılaştırılması.

5.6.2 Yükte yolvermede denetim yöntemlerinin karşılaştırılması

Şekil 5,83'te görülen grafiklerde motora yükte yol verilmiştir. Skaler kontrol yönteminde kararlı hale geçiş süresinin Luenberger gözlemcisine göre %360, MRAS gözlemcisine göre ise %4560 saniye daha uzun olduğu gözlenmiştir. Şekil 5,84'te ise yükte yol vermede Luenberger gözlemcisinin en fazla dalgalanmaya sebep olan gözlemci olduğu görülmektedir.

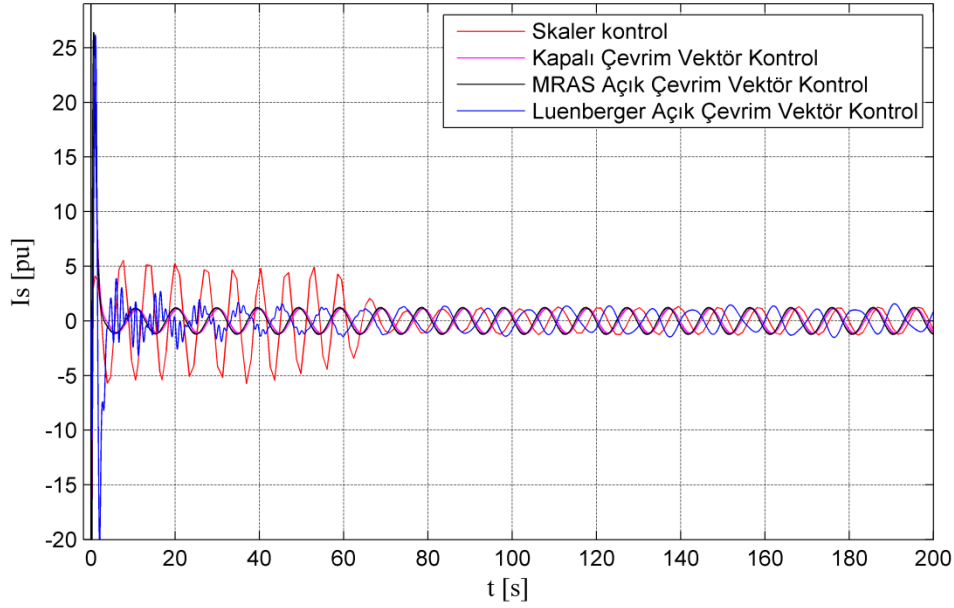


Şekil 5.83 : Yükte yolvermede rotor hızlarının karşılaştırılması.

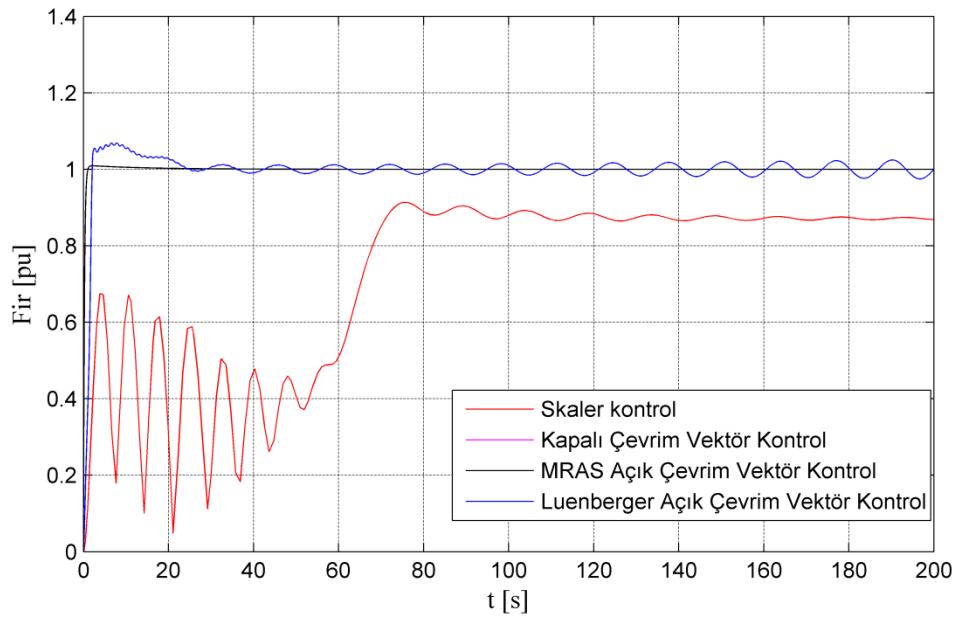


Şekil 5.84 : Yükte yolvermede çıkış momentlerinin karşılaştırılması.

Aşağıda görülen grafiklerde motora yükte yol verilmiştir. Skaler kontrol yönteminde yol verme akımındaki dalgalanmanın en fazla olduğu ancak akımdaki bozulmaların Luenberger gözlemcisinde en fazla olduğu görülmüştür. Ayrıca Şekil 5,86'da rotor akısının skaler kontrol yönteminde referans değerine ulaşamadığı da görülmektedir. Buna karşın luenberger gözlemcisinin referans değer civarında 0,02 civarında dalgalanma olduğu MRAS'ta ise dalgalanma olmadığı gözlenmiştir.



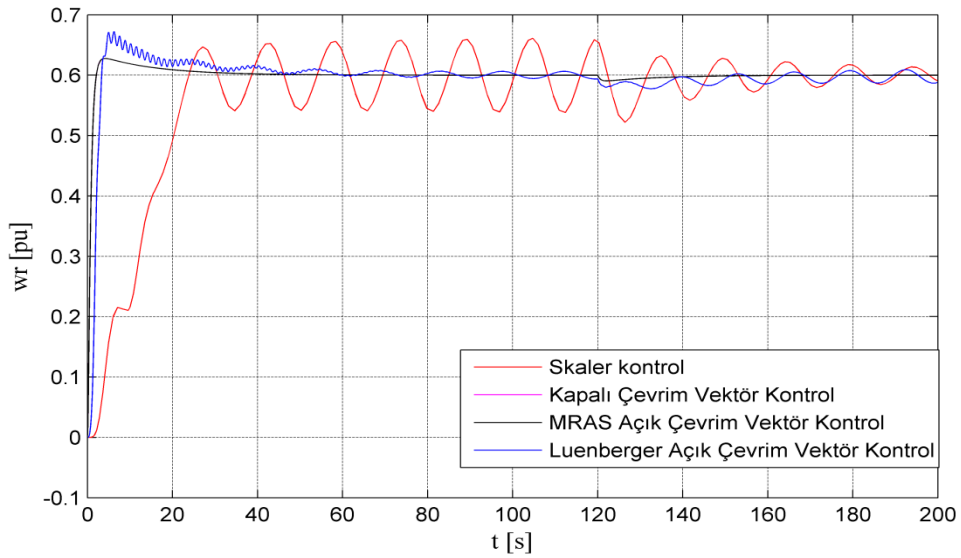
Şekil 5.85 : Yükle yolvermede çıkış akımlarının karşılaştırılması.



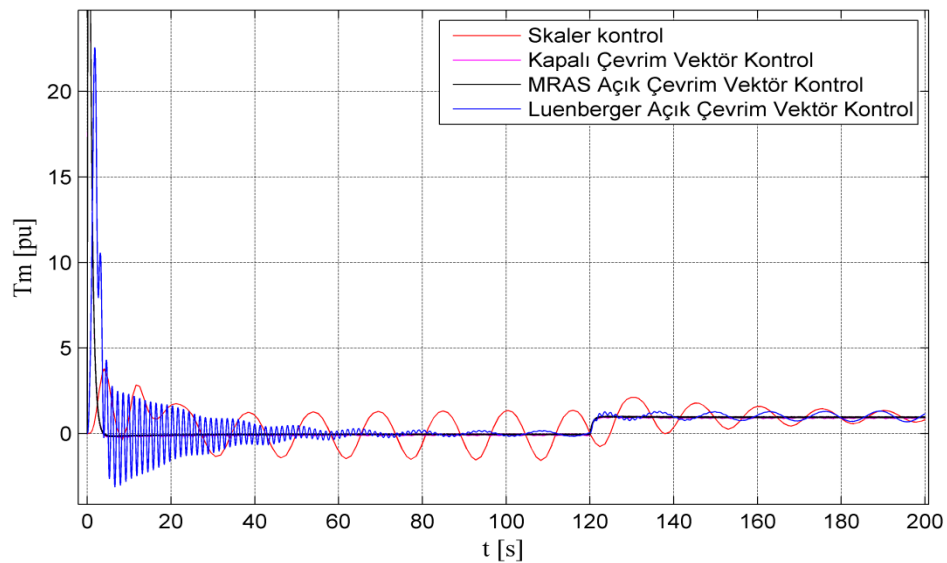
Şekil 5.86 : Yükle yolvermede rotor akılarının karşılaştırılması.

5.6.3 $t=120s$ anında anma momenti ile yüklendiğinde denetim yöntemlerinin karşılaştırılması

Şekil 5,87’de motora önce boşta yol verilip daha sonra aniden nominal yük ile yüklendiğinde motorun cevabı görülmektedir. Skaler kontrol yönteminde düzgün bir yük uygulandığında rotor hızındaki dalgalanmalarının azaldığı gözlenmiştir. Ayrıca kaymanın artmasıyla birlikte referans hıza ulaşamadığı görülmüştür. Buna karşın Luenberger ve MRAS gözlemcili vektör kontrol yöntemlerinde anlık kaymalarla birlikte daha sonra bu kaymaların giderildiği ve referans hıza ulaşıldığı görülmüştür.

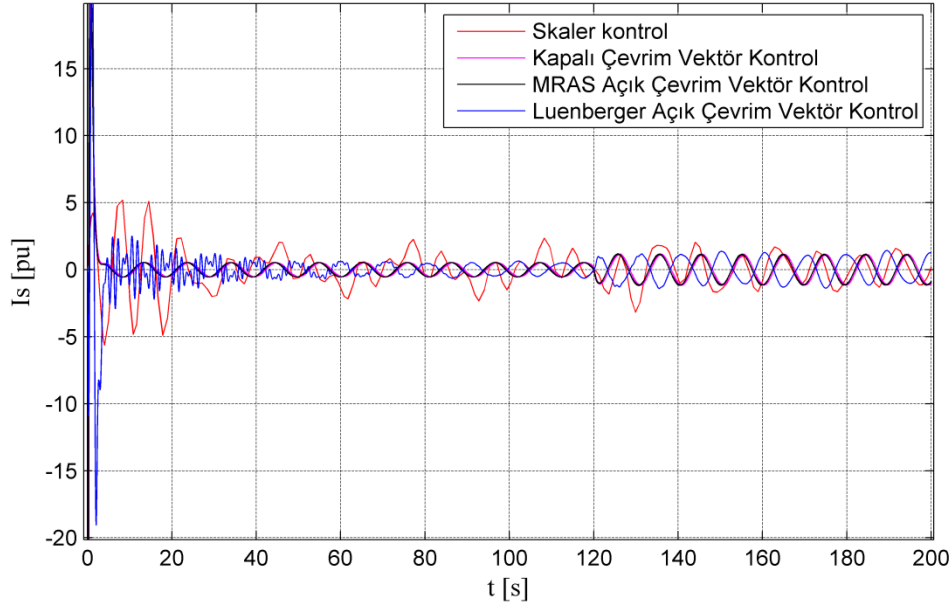


Şekil 5.87 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde rotor hızlarının karşılaştırılması.

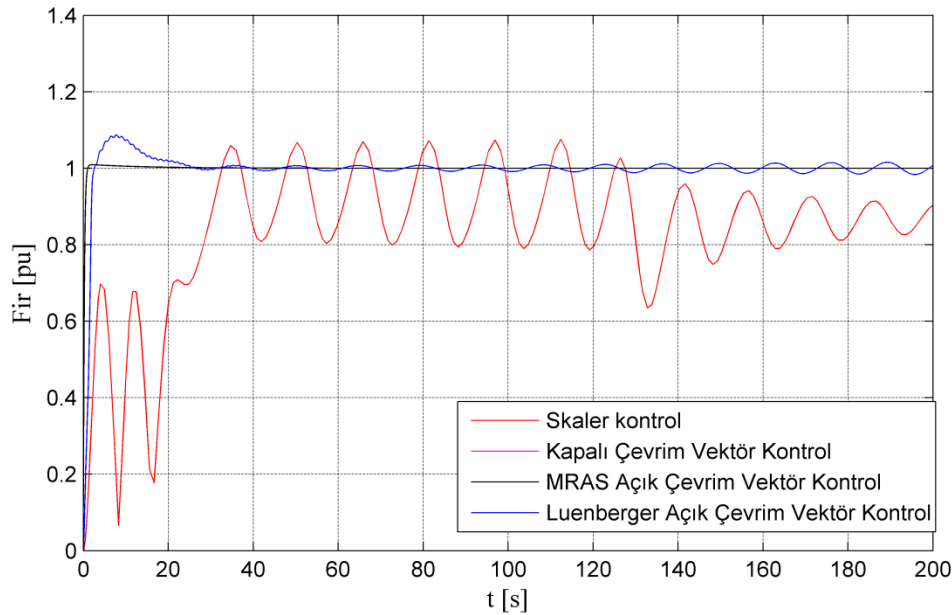


Şekil 5.88 : $t=120s$.de yük momenti uygulanması halinde çıkış momentlerinin karşılaştırılması.

Şekil 5,88’de anlık yük ile yüklendiğinde çıkış momentindeki değişimler görülmektedir. Skaler kontrol yönteminde nominal hızın altında çalışmalarda çıkış momentindeki dalgalanmaların arttığı gözlenmiştir. Buna karşın vektör kontrol yöntemlerinde başlangıç momenti skaler kontrol yöntemine göre %500 daha fazladır.



Şekil 5.89 : t=120s.de yük momenti uygulanması halinde çıkış akımlarının karşılaştırılması.



Şekil 5.90 : t=120s.de yük momenti uygulanması halinde rotor akılarının karşılaştırılması.

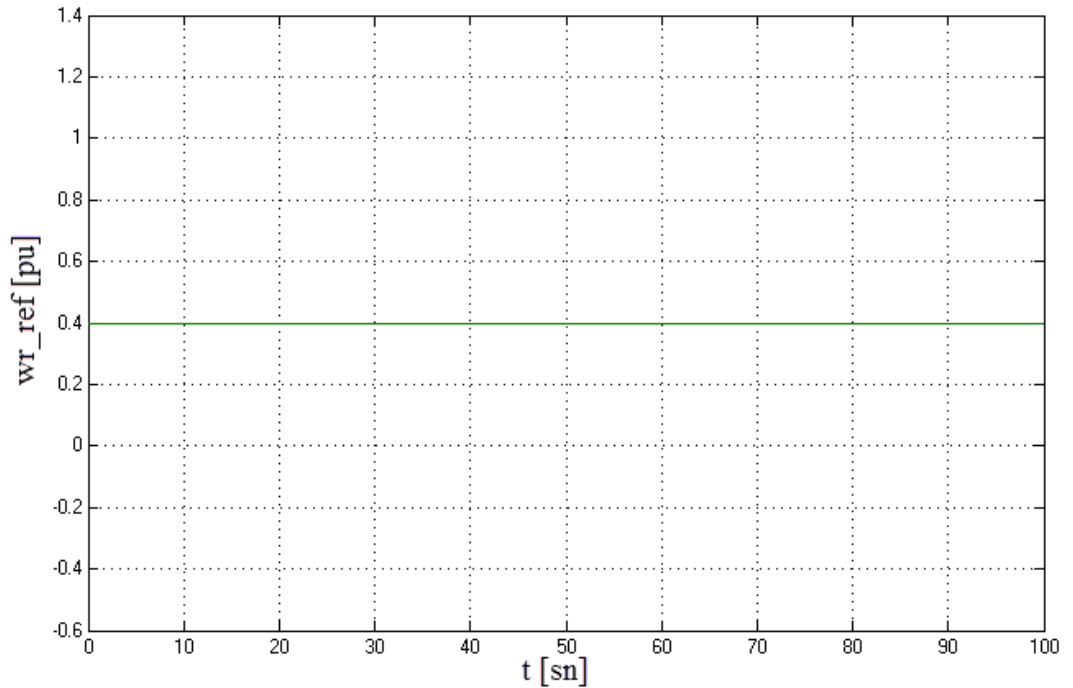
5.7 Luenberger ve MRAS Gözlemcilerinin Karşılaştırılması

Bu bölümde, önceki bölümlerde tasarlanan ve tek başlarına çalışma başarımları gösterilmiş Luenberger ve MRAS tabanlı gözlemcilerin aynı koşullar altında çalıştırıldığında birbirilerine göre tahmin başarımları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

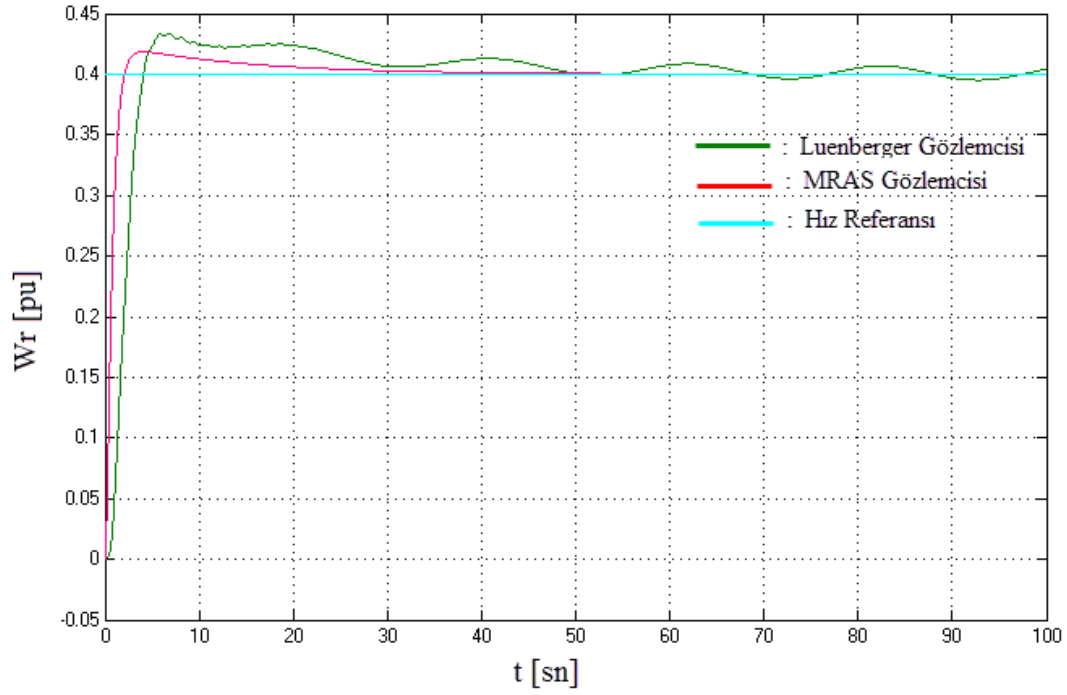
Vektör denetim benzetimleri ilk olarak nominal hızın %40'ında ve motor mili boş olarak çalıştırılmış ve benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

Bu sonuçlara göre %40 hız referansı ve boşta çalışmada Luenberger gözlemcisinin kararlı hal hata oranı 12×10^{-3} iken MRAS tabanlı gözlemcinin hata oranı 0.5×10^{-7} 'dir.

Daha sonra her iki denetim sistemine %40 sabit hız referansında $t=40$. sn anında nominal moment uygulanmış ve sonuçları gösterilmiştir. Burada Luenberger tabanlı gözlemcinin tepki süresinin MRAS tabanlı gözlemciye oranla çok daha uzun olduğu görülmüştür. Bu süre P ve I parametrelerinin değişimi ile azaltılabilse de MRAS tabanlı gözlemciye göre her durumda çok daha uzun olmaktadır. Ayrıca yük değişimlerinden sonra MRAS tabanlı gözlemcinin kararlı hale geçiş süresi yaklaşık 3 sn iken bu süre Luenberger tabanlı gözlemcide bunun 10 katı kadardır.

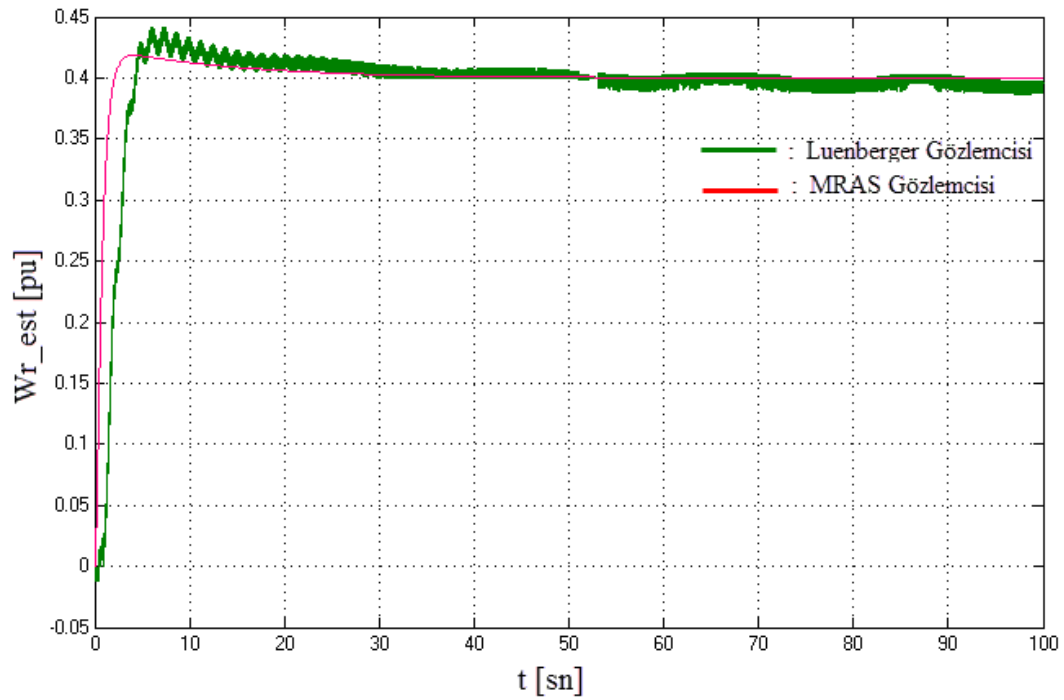


Şekil 5.91 : Boşta yol vermede rotor hız referansı.

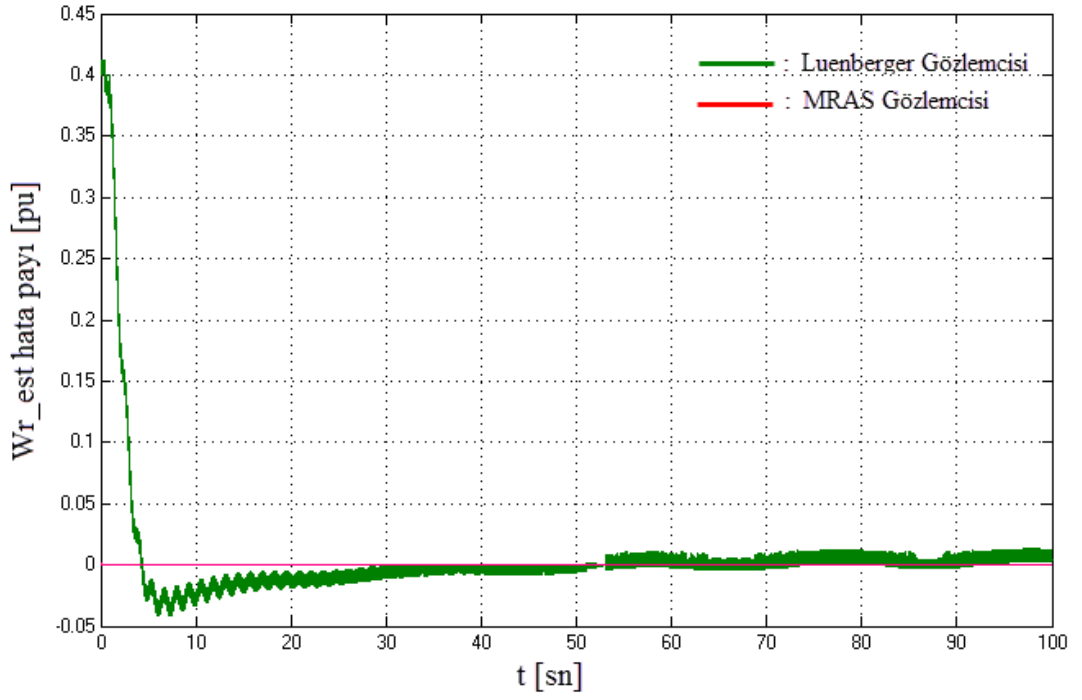


Şekil 5.92 : Boşta yol vermede gerçek rotor hızları.

Boşta çalışmada ve başlangıç anında Luenberger tabanlı gözlemcide oluşan aşırı salınım olayı, MRAS tabanlı gözlemciye göre %5 daha fazladır.

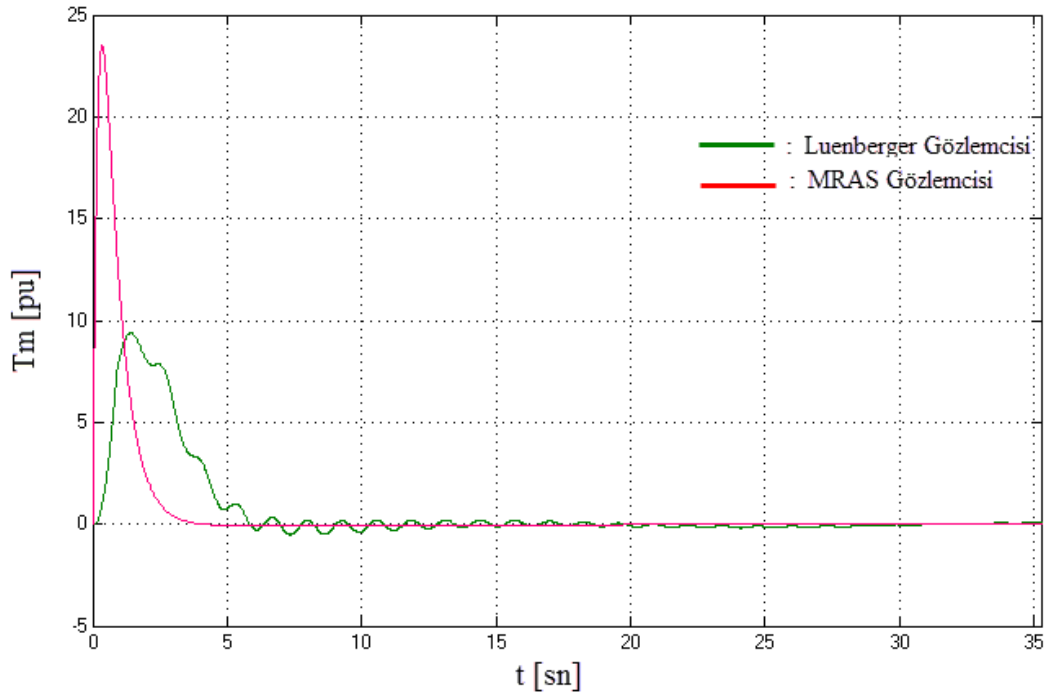


Şekil 5.93 : Boşta yol vermede tahmini rotor hızları.

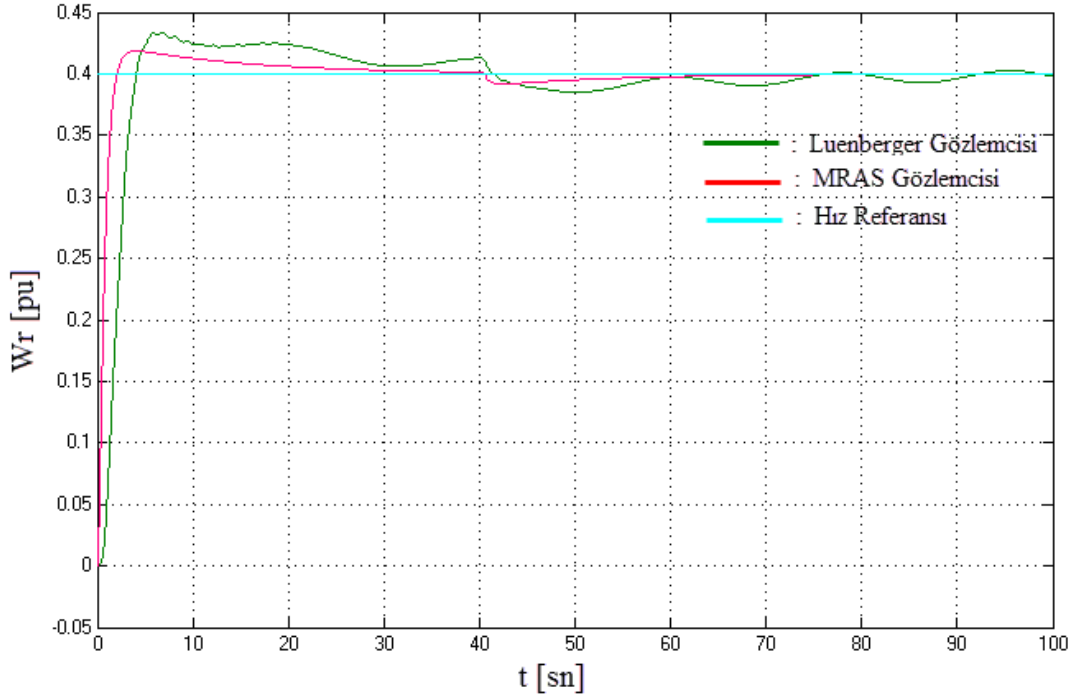


Şekil 5.94 : Boşta yol vermede hız tahmini hata payı.

Luenberger tabanlı gözlemcide kararlı hale geçiş süresi MRAS tabanlı gözlemciye göre yaklaşık 7 kat daha fazladır. Ayrıca Luenberger gözlemcisinde başlangıç momentini ihtiyacı daha az olsa da dalgalanma oranı MRAS gözlemcisine göre daha fazladır.

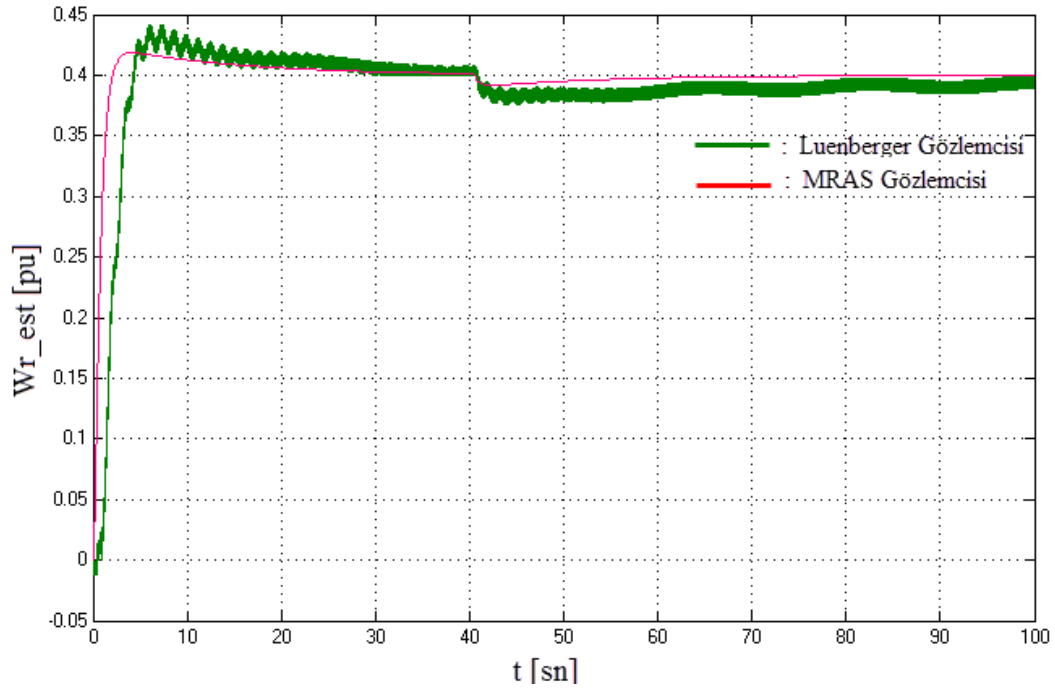


Şekil 5.95 : Boşta yol vermede çıkış momentleri.

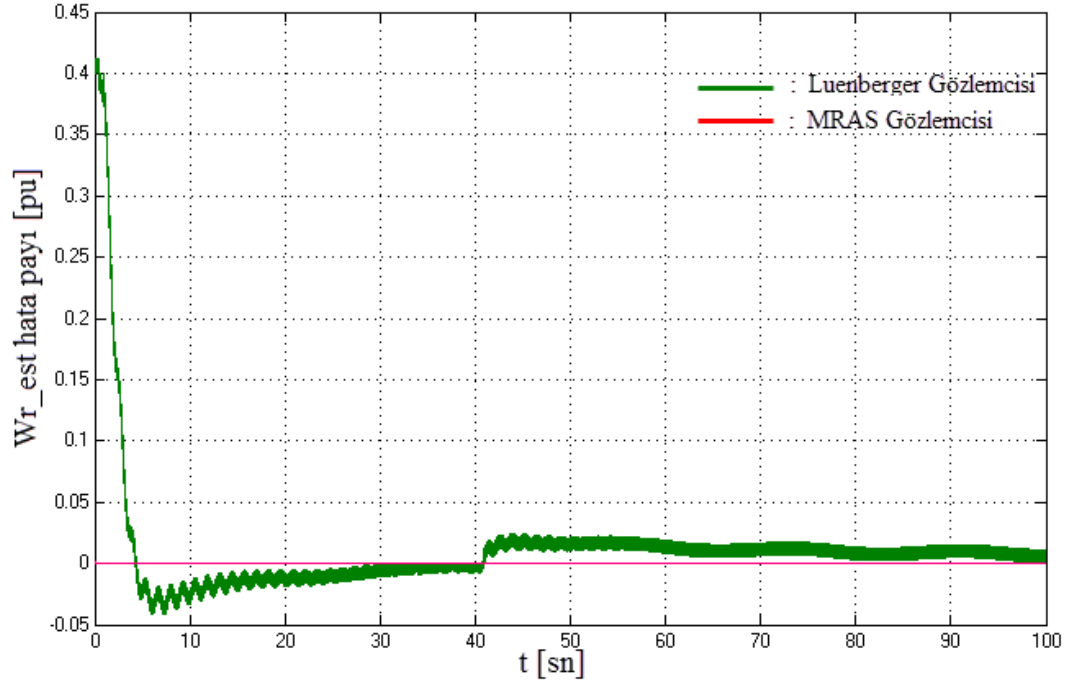


Şekil 5.96 : $t=40$. saniyede yük momentini uygulandığında gerçek rotor hızları.

Luenberger tabanlı gözlemcinin anlık yük değişimlerine karşı gösterdiği dalgalanma olayı MRAS tabanlı gözlemciye göre %5 daha fazla, ayrıca kararlı hale geçiş süresi ise MRAS gözlemcisine göre 10 kat daha uzundur.

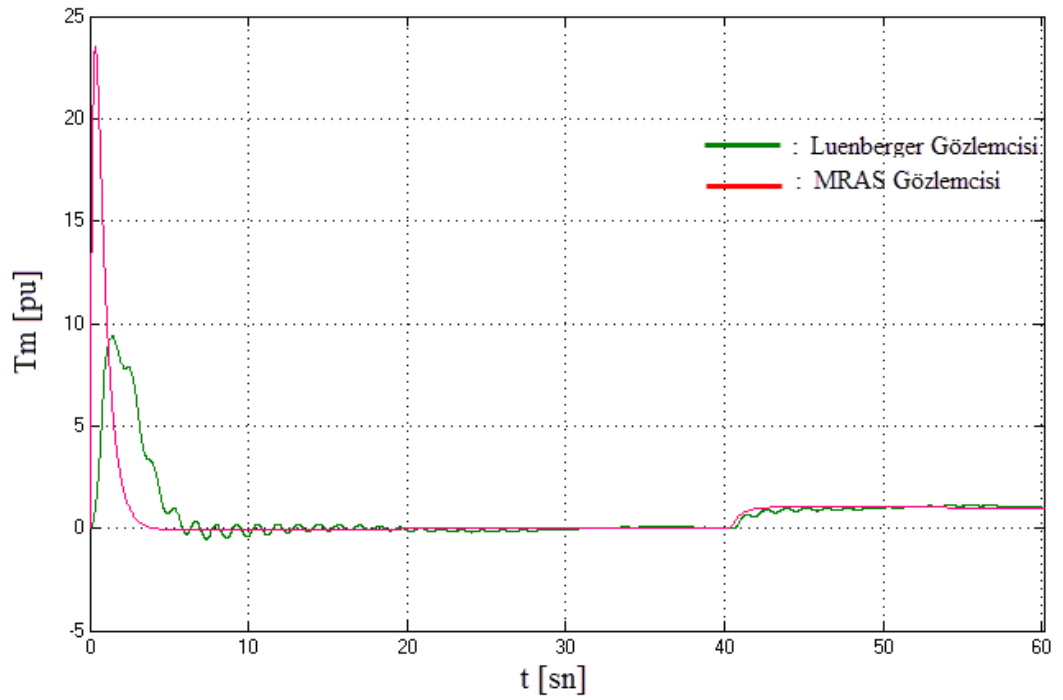


Şekil 5.97 : $t=40$. saniyede yük momentini uygulandığında tahmini rotor hızları.

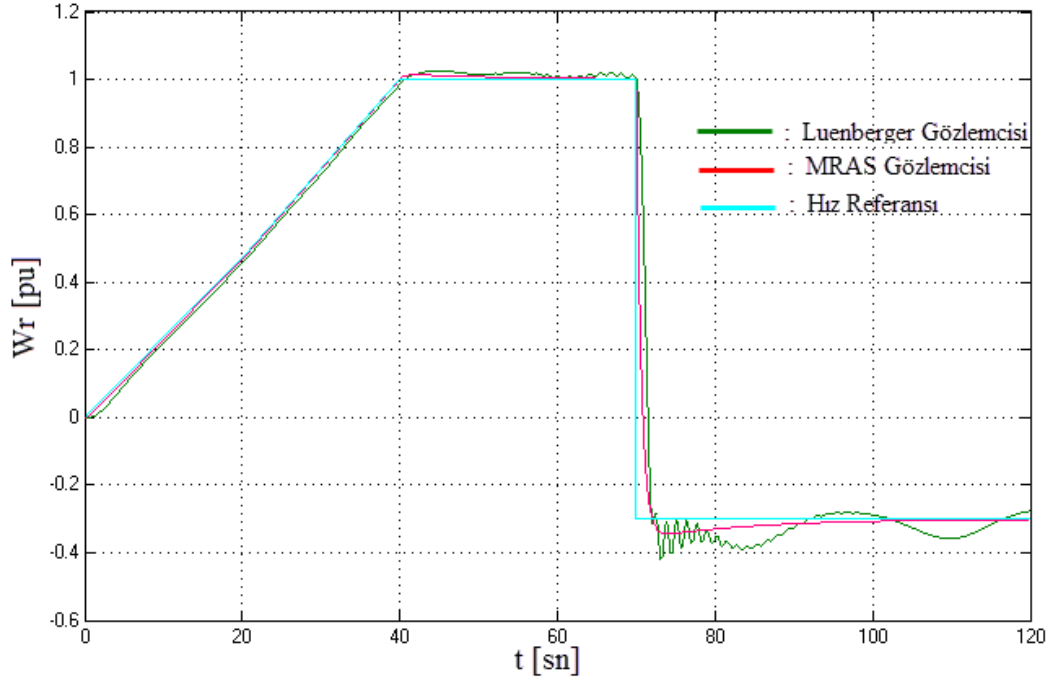


Şekil 5.98 : $t=40$. saniyede yük momentini uygulandığında hız tahmini hata payı.

Anlık yük değişimlerinde Luenberger gözlemcisinin hata oranı 4×10^{-2} oranında artmakta iken MRAS tabanlı gözlemcide bu oran 5×10^{-5} olmaktadır.

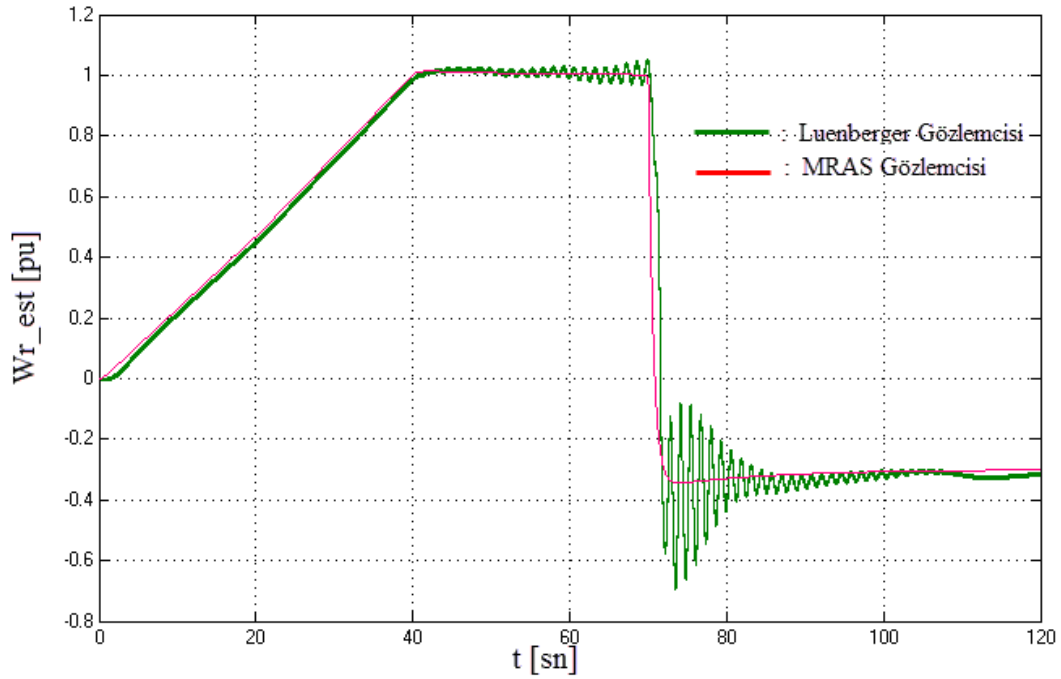


Şekil 5.99 : $t=40$. saniyede yük momentini uygulandığında çıkış momentleri.

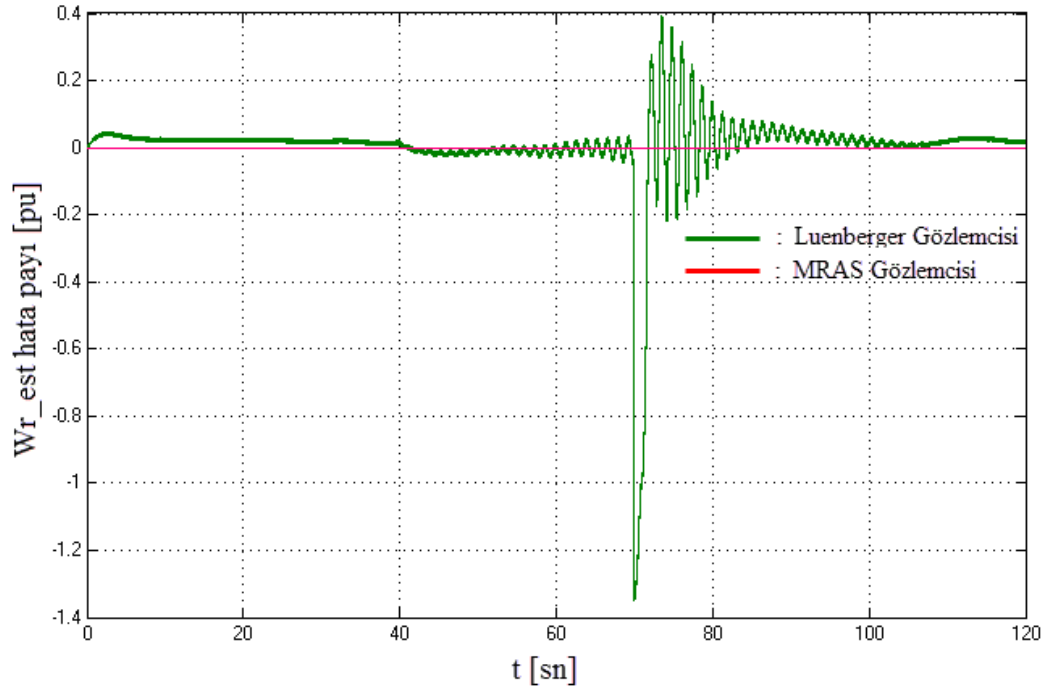


Şekil 5.100 : Değişken hız referansı uygulandığında gerçek rotor hızları.

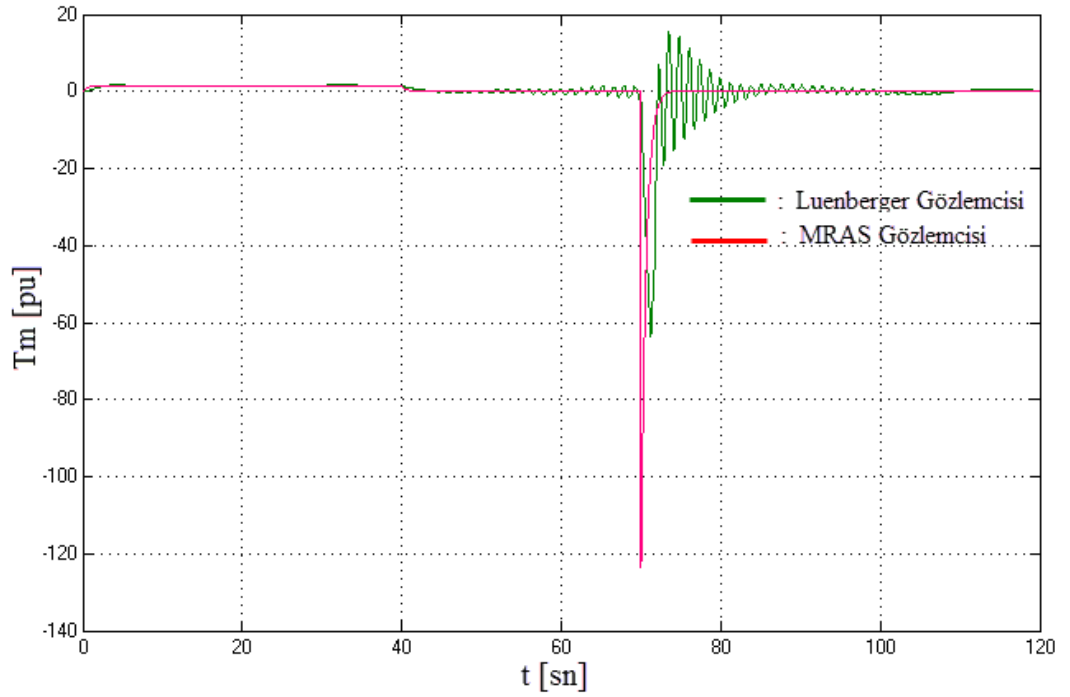
Değişken hız referanslı uygulamalarda Luenberger gözlemcisinin hız değişimlerine verdiği tepki MRAS gözlemcisine göre daha yavaş olmaktadır. Ayrıca büyük hız değişim oranlarında Luenberger gözlemcisi toparlanamayıp osilasyona girebilmektedir.



Şekil 5.101 : Değişken hız referansı uygulandığında tahmini rotor hızları.



Şekil 5.102 : Değişken hız referansı uygulandığında hız tahmini hata payı.



Şekil 5.103 : Değişken hız referansı uygulandığında çıkış momentleri.

6. ASENKRON MOTORLARDA PARAMETRE DEĞİŞİMLERİ

Alan yönlendirmeli denetim endüstriyel uygulamalar için en çok tercih edilen denetim yöntemidir. Bu yöntemde hassas denetim başarımı için motor parametrelerinin bilinmesi gerekir. Motor parametrelerindeki değişimler vektör denetim başarımını azaltabilir. Bu olumsuz etkinin bir kısmı PI denetimcinin kazanç ayarları ile oynanarak azaltılabilir [27].

Asenkron motor parametreleri sıcaklık, frekans ve doyma etkisi ile büyük değişiklikler gösterebilir. Motor parametrelerindeki değişimler vektör denetim verimliliğini azaltacağından, uzun vadede motorun kullanıldığı işletme yada makine üzerinde de olumsuz etkiler yaratacak ve üretim başarımını da etkileyecektir.

Motor parametrelerindeki değerler ile motor sürücüsünde kullanılan motor modelindeki parametrelerin birbirinden farklı olması halinde vektör denetimcinin çıkışında hatalar oluşacak ve rotor akısı ve çıkış torkunda dalgalanmalar meydana gelecektir.

Stator direnci, sıcaklıkla ve deri olaylarından dolayı frekansla birlikte değişiklik gösterir. Stator direncinin değeri sıcaklıkla yavaş olarak değişmektedir. Bu değişim 80 K'lık sıcaklık değişiminde %34 mertebesindedir [28].

Rotor ve stator kaçak endüktansı, kaçak yolların yerel manyetik doyumundan dolayı akım büyüklüğüne bağlıdır. Artan frekans ve akım değeri ile endüktans değeri azalır.

Ortak endüktans, hava aralığı akısına bağlıdır ve artan akı ile endüktans değeri azalır [28].

Motor parametrelerindeki bu değişimlerin etkisinin azaltılması amacıyla günümüzde asenkron motor sürücüleri, motor çalışmasına başlamadan önce motora bir takım AA ve DA sinyaller uygulayarak motor parametrelerini tespit etmektedir. “Auto-tuning” denilen bu olay özellikle hassas konum ve hız ayarı gerektiren uygulamalarda mutlaka yapılmalıdır.

Motor çalışması esnasında sargılardan geçen akım etkisiyle, stator sargılarında meydana gelen ısınmadan dolayı da motor parametreleri değişmektedir. Bu nedenle son zamanlarda çalışma anında eş zamanlı parametre ölçümleri yapan sürücüler geliştirilmiştir. Ayrıca servo uygulamalarında çoğu üretici hatalı parametre tespiti sorunundan kaçınmak için sürücü ve motoru bir takım halinde satmaktadır.

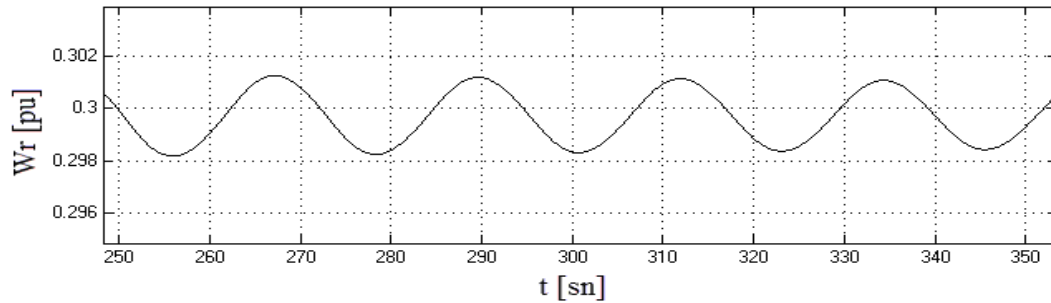
6.1 Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Luenberger Gözlemcili Vektör Denetim Başarımına Etkisi

Vektör kontrollü sürücüde kullanılan parametreler ile motor parametreleri arasında çalışma esnasındaki ortam sıcaklığı, çalışma frekansı yada doyum etkisi ile motor parametrelerinin değişmesi sonucu uyumsuzluk ortaya çıkabilir. Bu uyumsuzluk moment ve akı üreten kanalları etkileyerek vektör denetim başarımını düşürebilir.

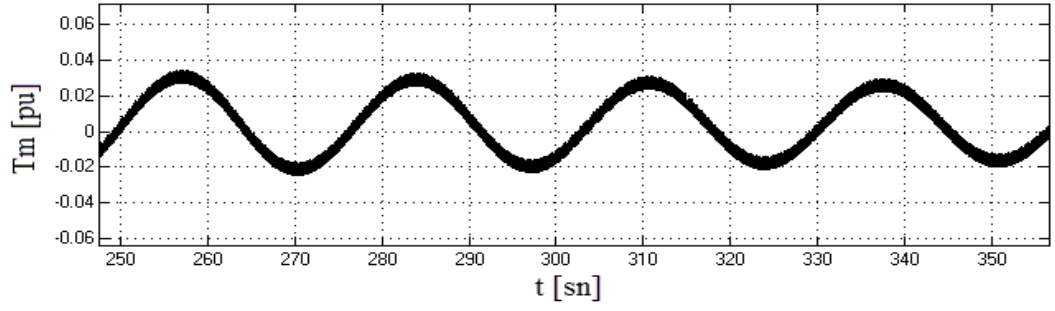
Motor stator direnci (R_s), rotor direnci (R_r), stator endüktansı (L_s) ve rotor endüktansı (L_r) parametrelerinde meydana gelen değişimlerin vektör kontrole etkisi MATLAB/Simulink programı ile bilgisayar ortamında incelenmiştir. Alınan benzetim sonuçlar aşağıda verilmiştir.

6.1.1 R_s direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

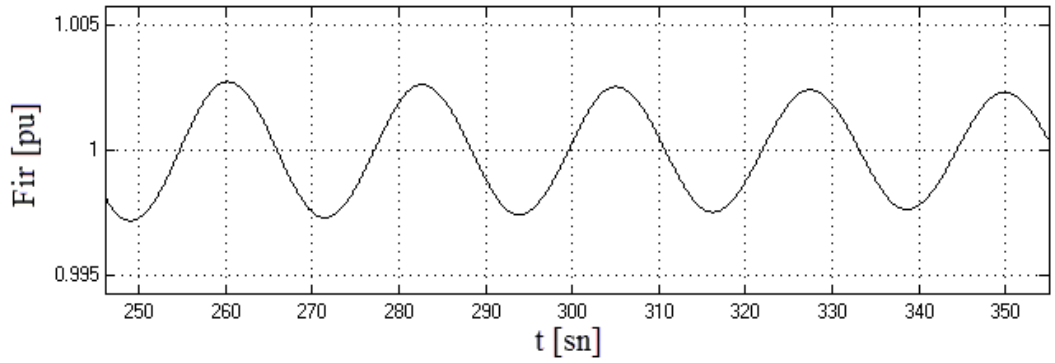
Şekil 6.1 ve Şekil 6.3 arasındaki verilen grafiklerde R_s direncinin %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Şekil 6.1’den görüldüğü gibi stator direncinin %5 oranında değişimi rotor hızına ve rotor akısına etki etmezken, çıkış momentinde değişim anında küçük bir dalgalanmaya sebep olmaktadır.



Şekil 6.1 : R_s direncinin $t=300$. sn’de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.



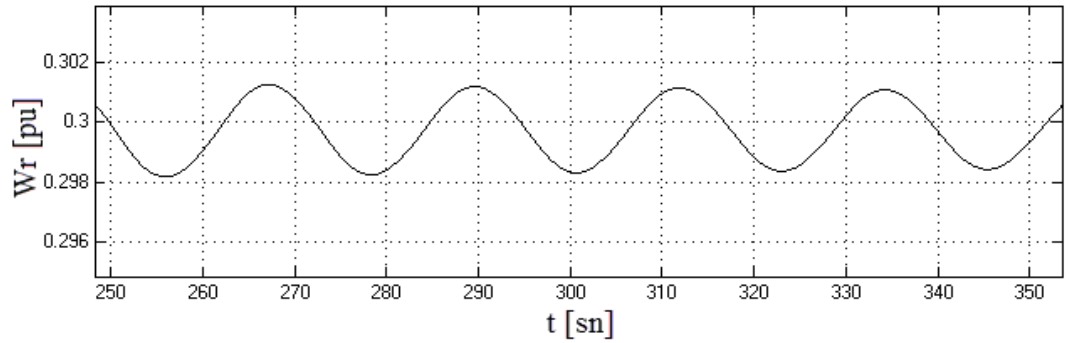
Şekil 6.2 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



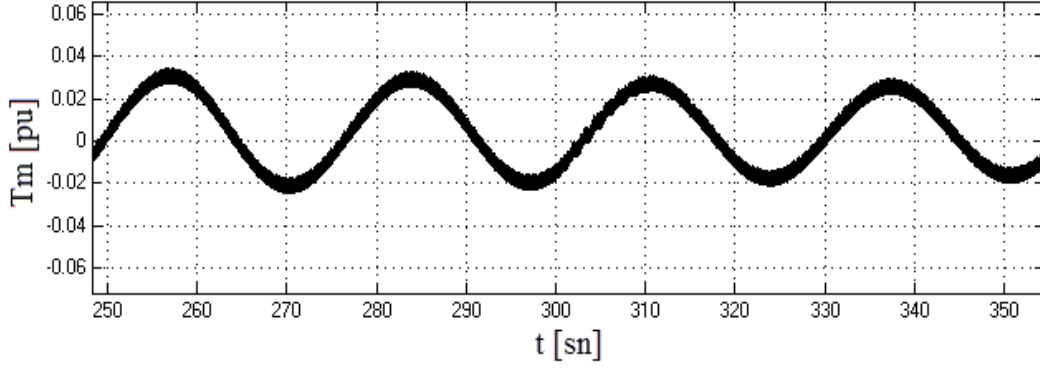
Şekil 6.3 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.2 R_s direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

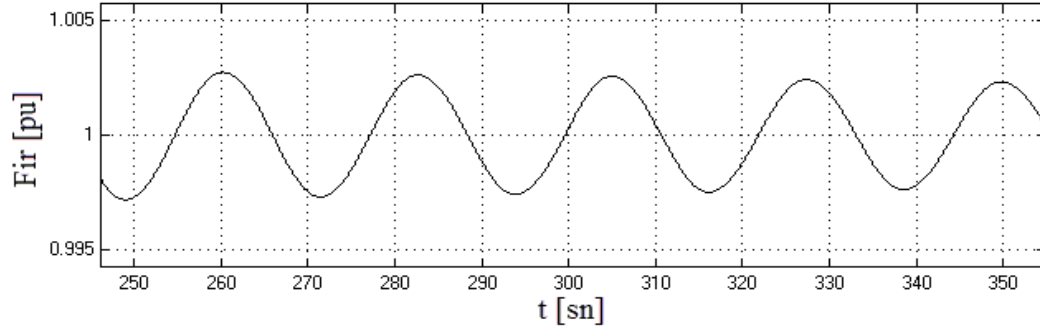
Şekil 6.4 ve Şekil 6.6 arasındaki verilen grafiklerde R_s direncinin %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış moment ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Şekil 6.4'ten görüldüğü gibi stator direncinin %10 oranında değişimi rotor hızına ve rotor akısına etki etmezken, çıkış momentinde değişim anında küçük bir dalgalanmaya sebep olmaktadır.



Şekil 6.4 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.



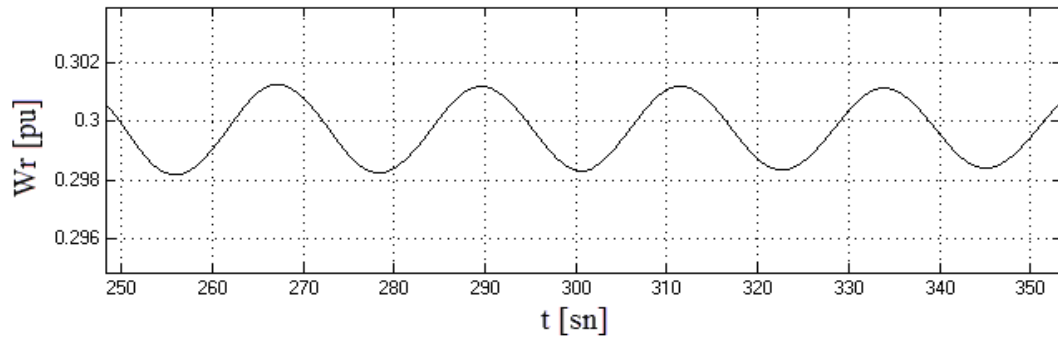
Şekil 6.5 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



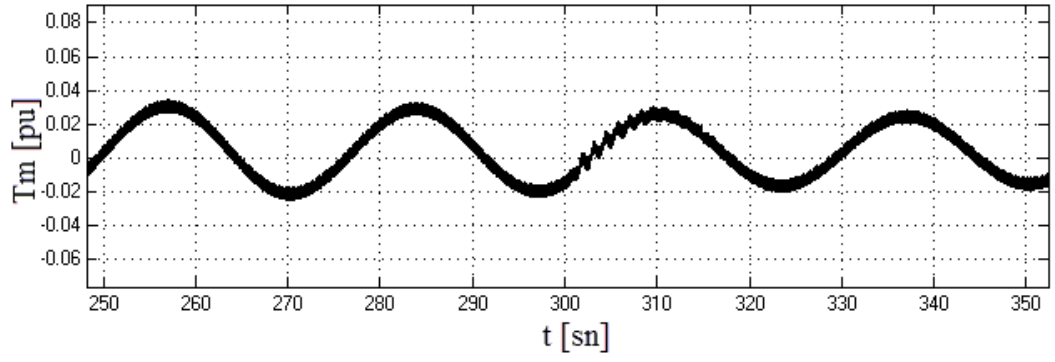
Şekil 6.6 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.3 R_s direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

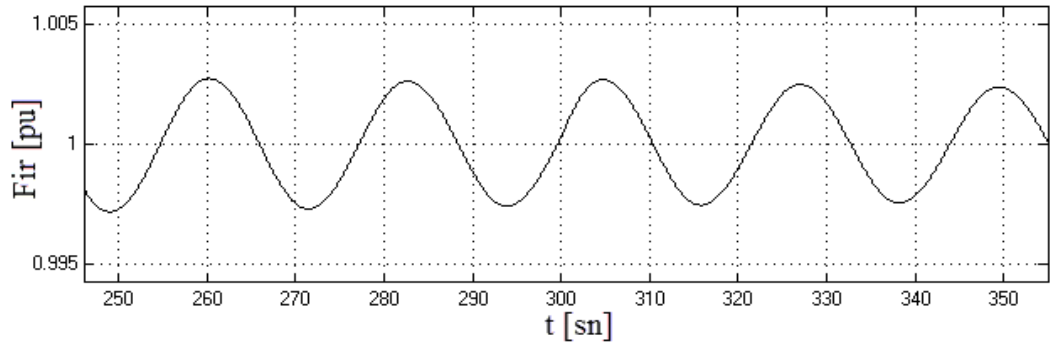
Şekil 6.7 ve Şekil 6.9 arasındaki verilen grafiklerde R_s direncinin %30 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış moment ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Şekil 6.7'den görüldüğü gibi stator direncinin %30 oranında değişimi rotor hızına ve rotor akısına etki etmezken, R_s direncindeki değişim arttıkça çıkış momentindeki dalgalanmanın arttığı gözlenmiştir.



Şekil 6.7 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının motor hızına etkisi.



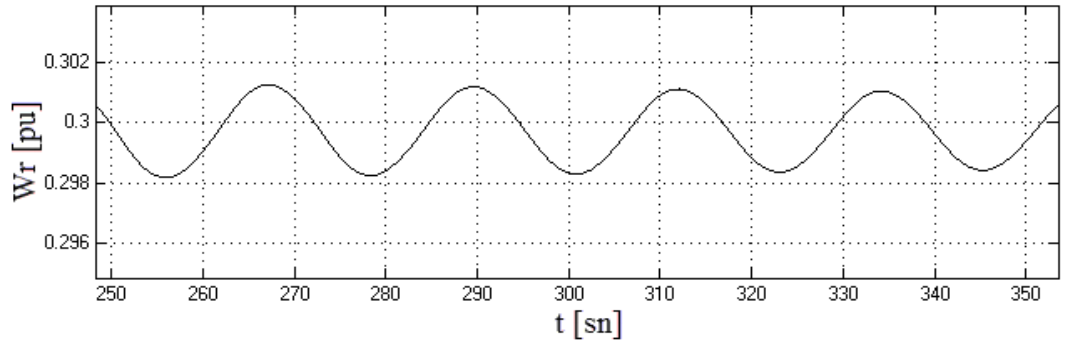
Şekil 6.8 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



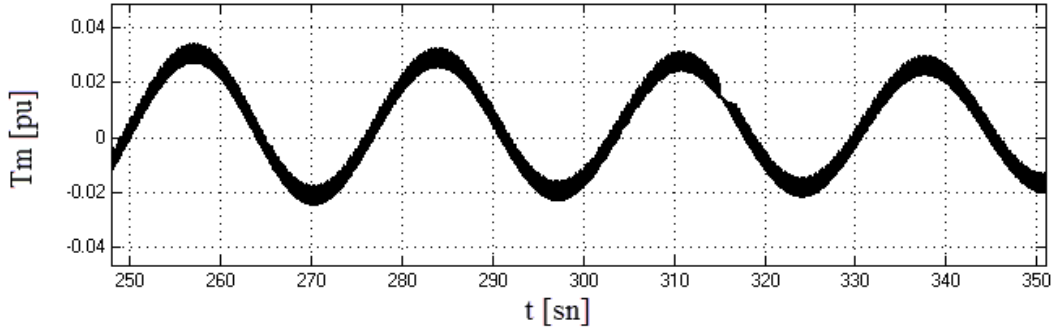
Şekil 6.9 : R_s direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.4 R_r direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

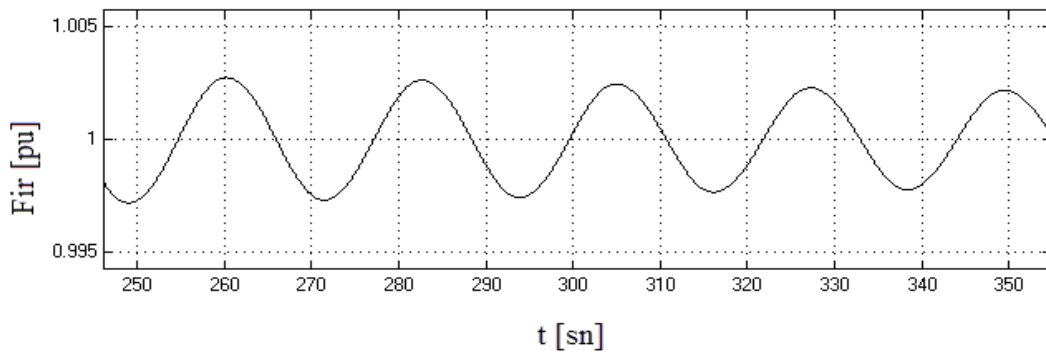
Şekil 6.10 ve Şekil 6.12 arasındaki verilen grafiklerde R_r direncinin %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Şekil 6.10'dan görüldüğü gibi rotor direncinin %5 oranında değişimi rotor hızına ve rotor akısına etki etmezken, R_r direncindeki değişim arttıkça çıkış momentindeki dalgalanmanın arttığı gözlenmiştir.



Şekil 6.10 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.



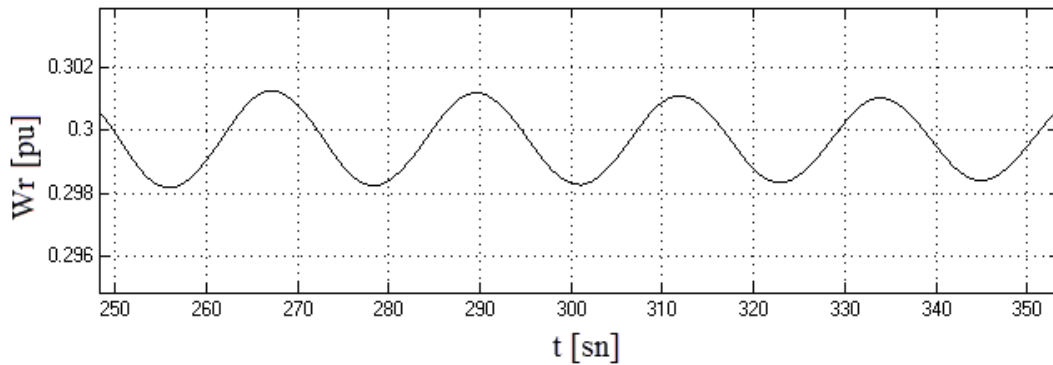
Şekil 6.11 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



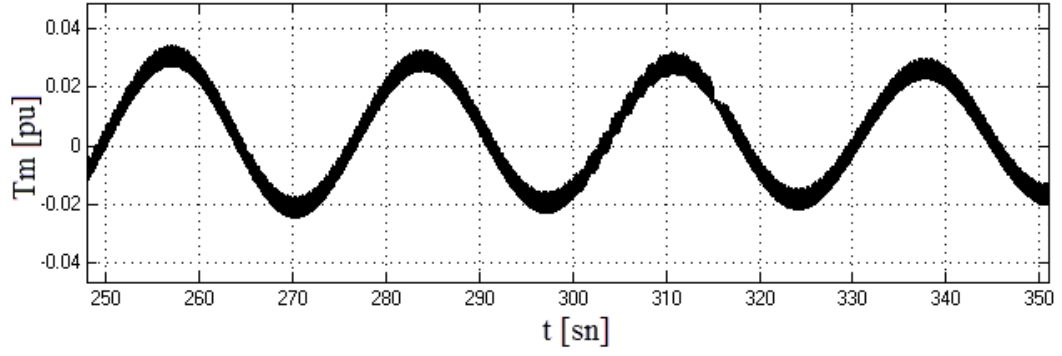
Şekil 6.12 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.5 R_r direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

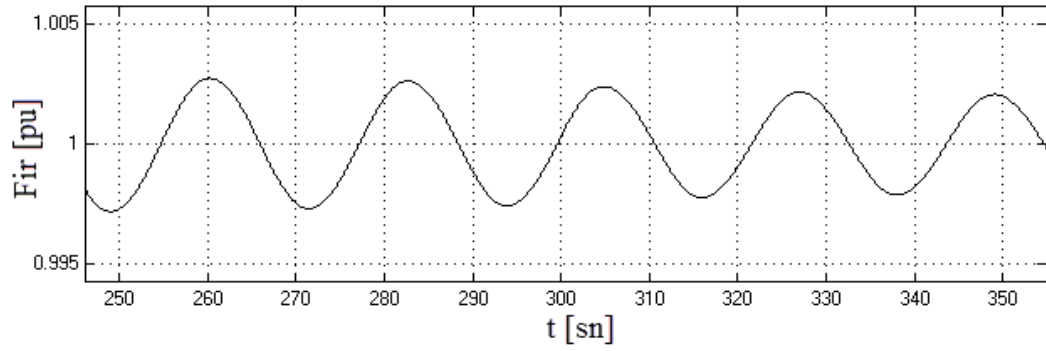
Şekil 6.13 ve Şekil 6.15 arasındaki verilen grafiklerde R_r direncinin %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Şekil 6.13'ten görüldüğü gibi rotor direncinin %10 oranında değişimi rotor hızına ve rotor akısına etki etmezken, R_r direncindeki değişim arttıkça çıkış momentindeki dalgalanmanın arttığı gözlenmiştir.



Şekil 6.13 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.



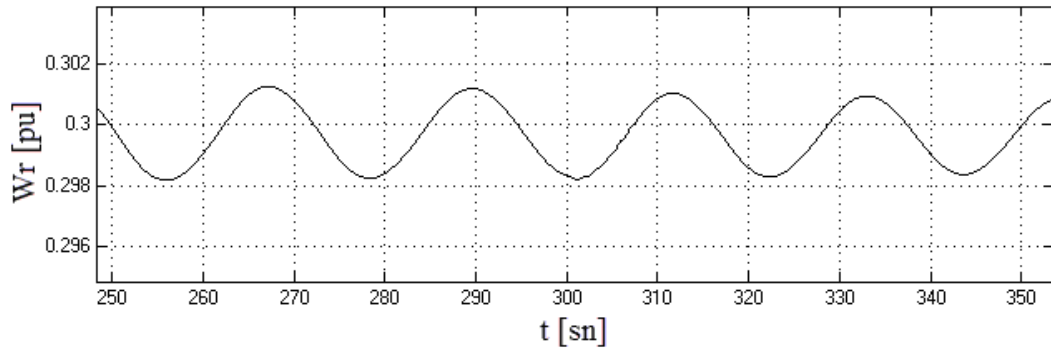
Şekil 6.14 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



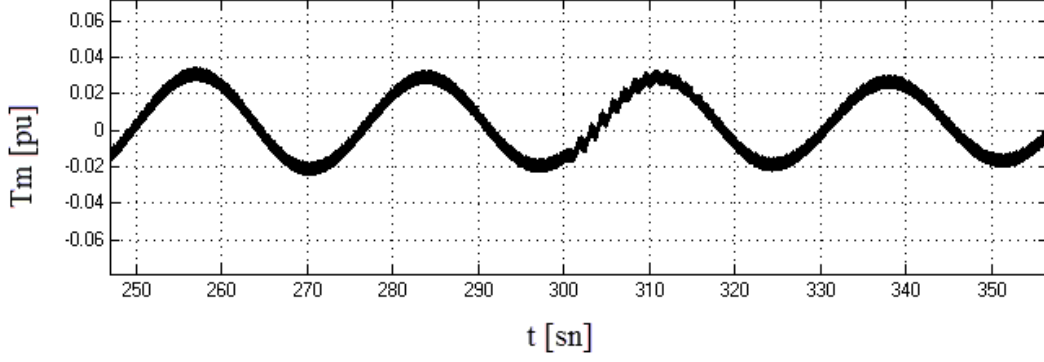
Şekil 6.15 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.6 R_r direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

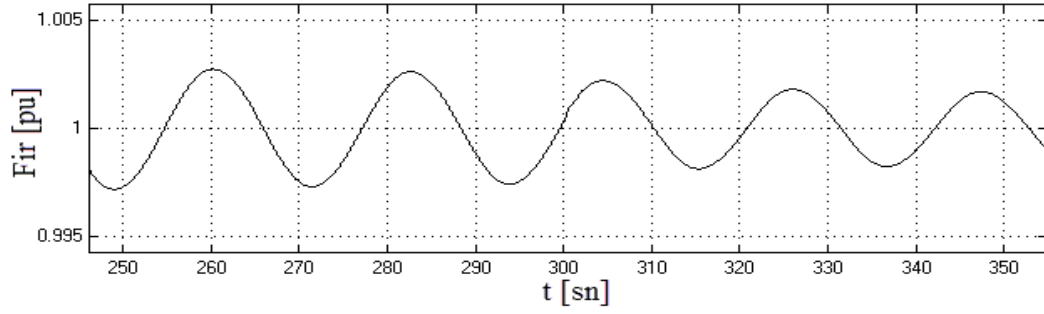
Şekil 6.16 ve Şekil 6.18 arasındaki verilen grafiklerde R_r direncinin %30 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Şekil 6.16'dan görüldüğü gibi rotor direncinin %30 oranında değişiminin rotor hızına ve rotor akısına etkisi az olurken, R_r direncindeki değişim arttıkça çıkış momentindeki dalgalanmanın arttığı gözlenmiştir.



Şekil 6.16 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının motor hızına etkisi.



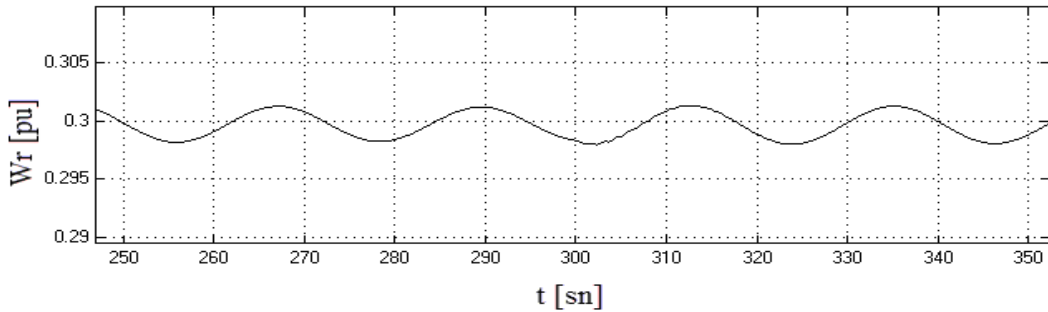
Şekil 6.17 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



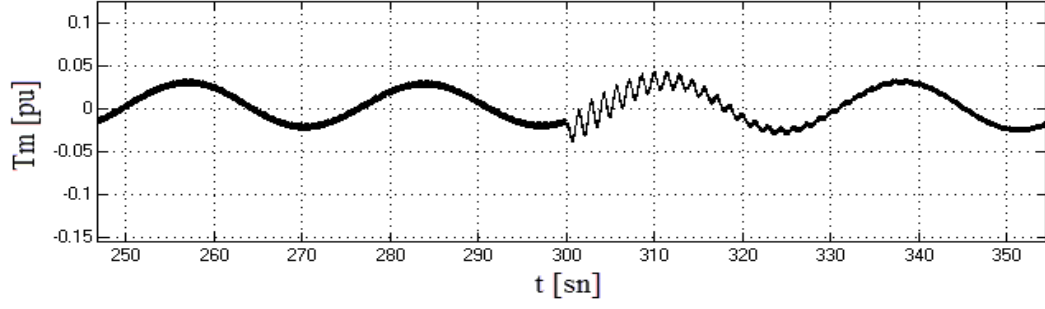
Şekil 6.18 : R_r direncinin $t=300$. sn'de %30 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.7 L_s endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

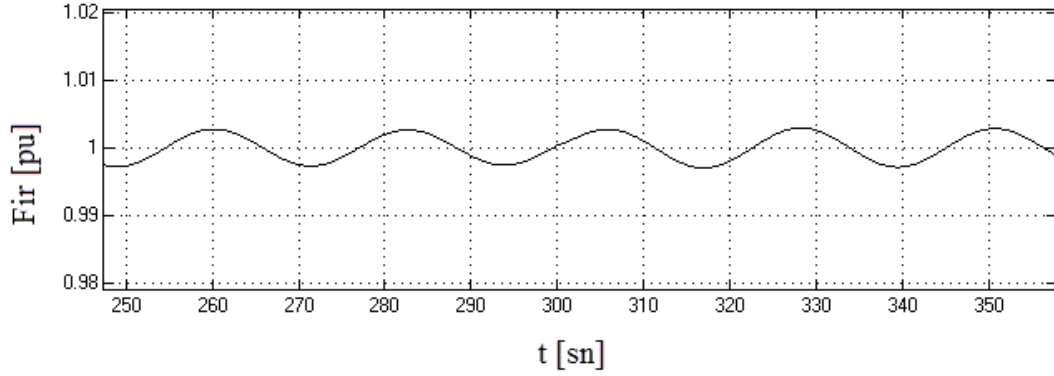
Şekil 6.19 ve Şekil 6.21 arasındaki verilen grafiklerde stator endüktansının %2 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış moment ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator endüktansının %2 oranında değişiminin rotor hızına ve rotor akısına etkisi az olurken, çıkış momentine etkisinin fazla olduğu ve momentte dalgalanmaya sebep olduğu gözlenmiştir.



Şekil 6.19 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının motor hızına etkisi.



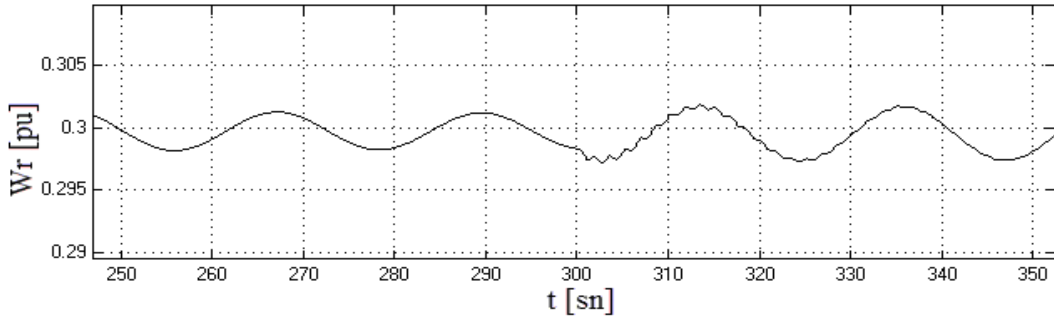
Şekil 6.20 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



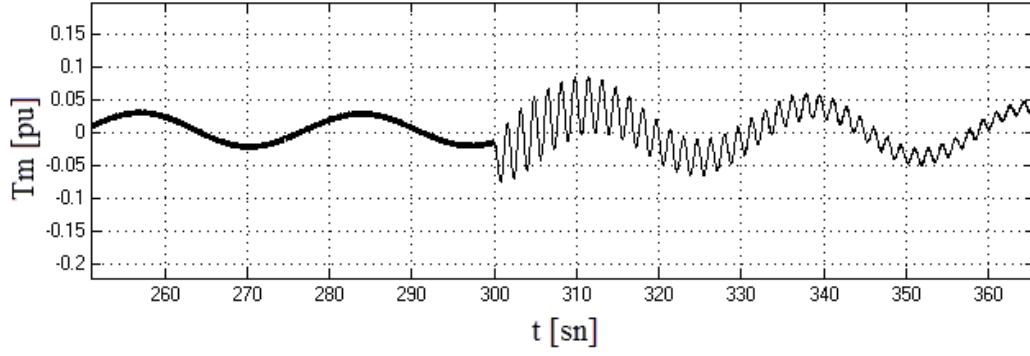
Şekil 6.21 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.8 L_s endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

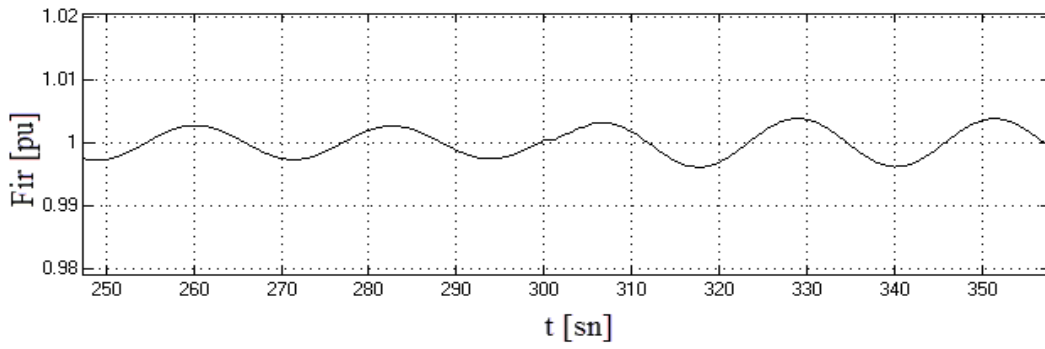
Şekil 6.22 ve Şekil 6.24 arasındaki verilen grafiklerde stator endüktansının %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator endüktansının %5 oranında değişiminin rotor hızında dalgalanmalara sebep olduğu, rotor akısını artırdığı ve çıkış momentine etkisinin arttığı gözlenmiştir.



Şekil 6.22 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.



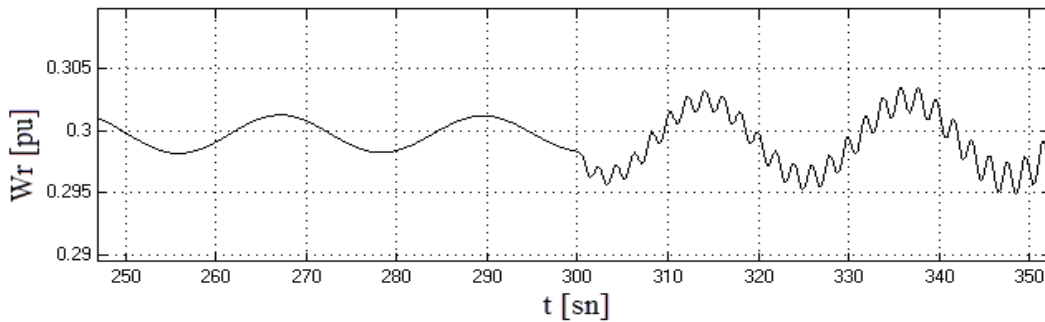
Şekil 6.23 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



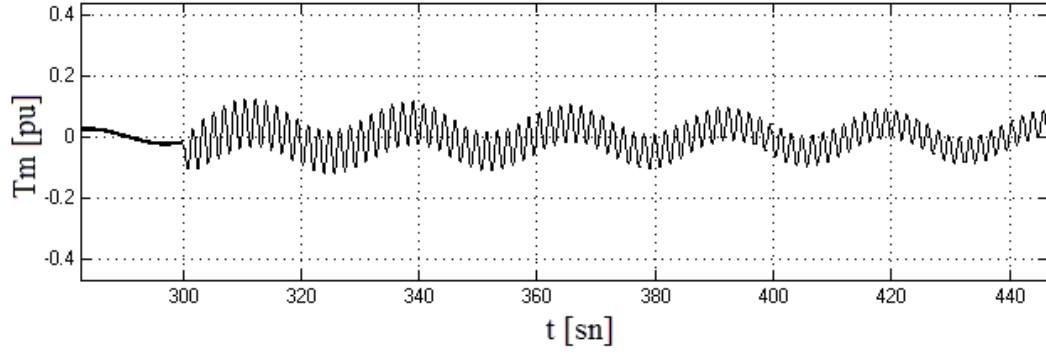
Şekil 6.24 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.9 L_s endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

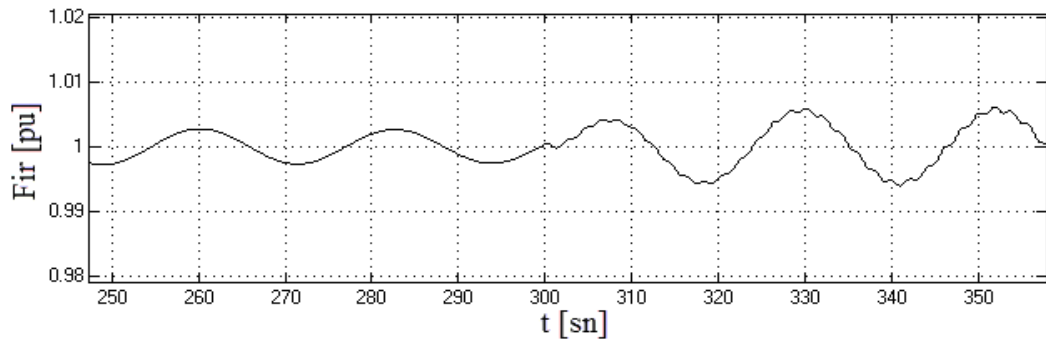
Şekil 6.25 ve Şekil 6.27 arasındaki verilen grafiklerde stator endüktansının %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış moment ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator endüktansının %10 oranında değişiminin rotor hızında dalgalanmaları artırdığı, rotor akısını artırdığı ve akıda da dalgalanmalara sebep olduğu ve çıkış momentine etkisinin arttığı gözlenmiştir.



Şekil 6.25 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.



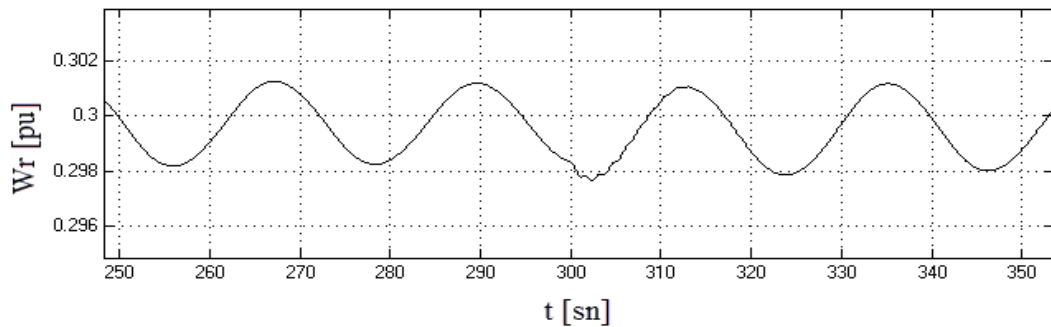
Şekil 6.26 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



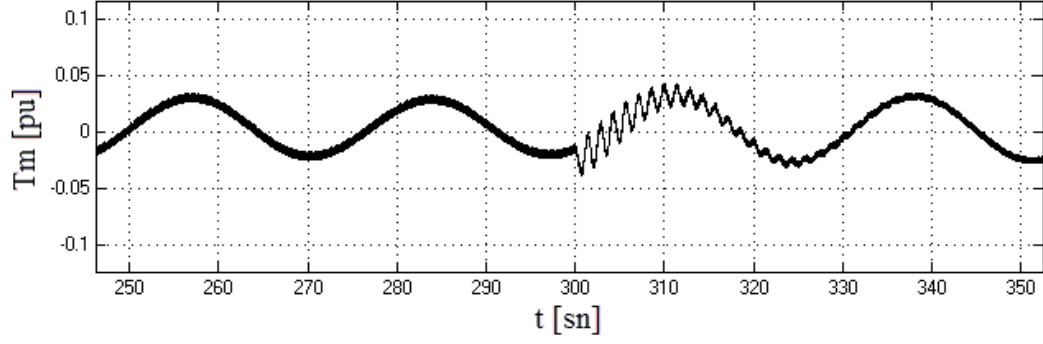
Şekil 6.27 : L_s endüktansının $t=300$. sn'de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.10 L_r endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

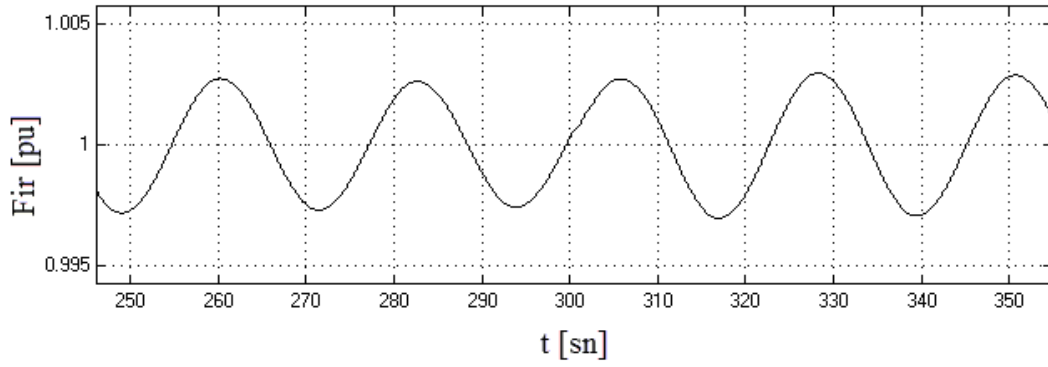
Şekil 6.28 ve Şekil 6.30 arasındaki verilen grafiklerde rotor endüktansının %2 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış moment ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir.



Şekil 6.28 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının motor hızına etkisi.



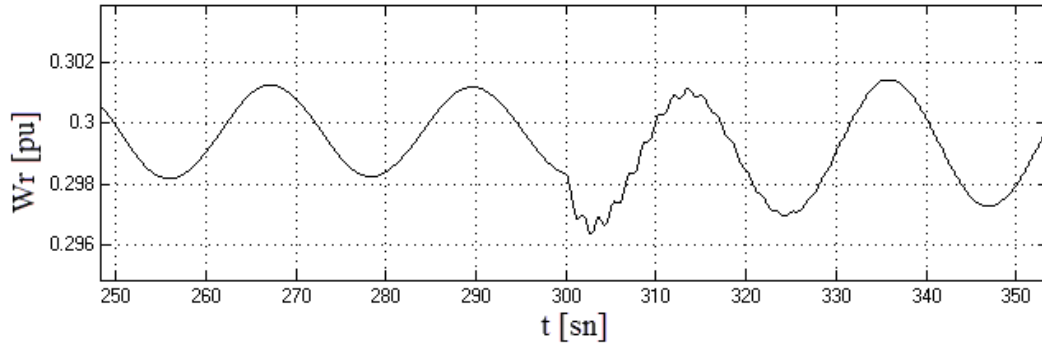
Şekil 6.29 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



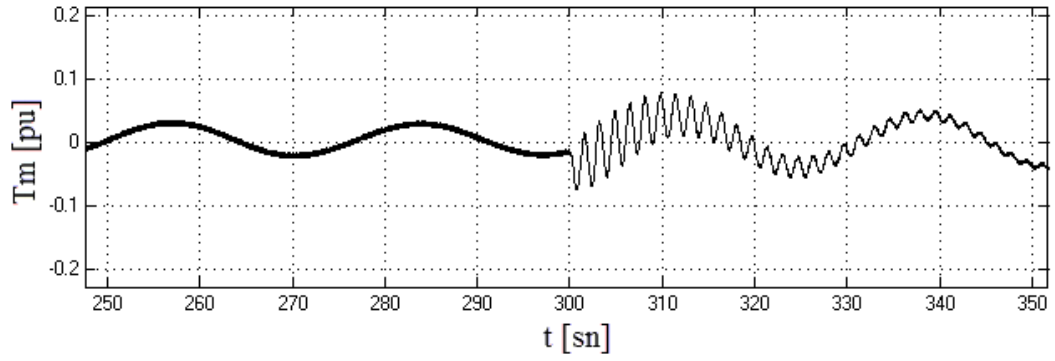
Şekil 6.30 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %2 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.11 L_r endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

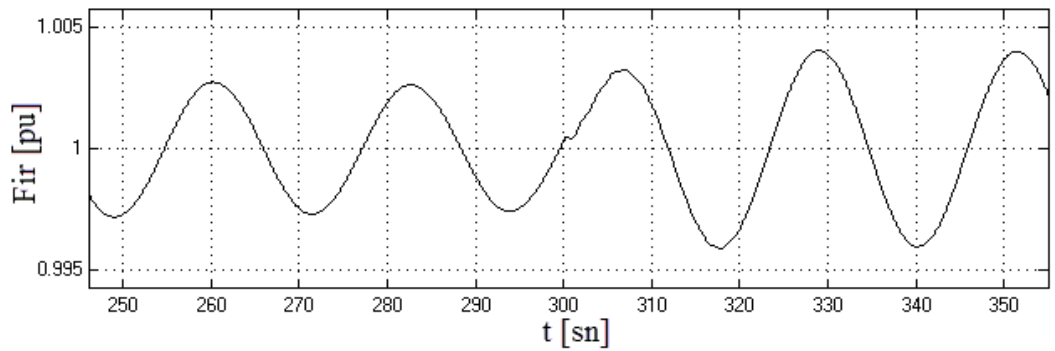
Şekil 6.31 ve Şekil 6.33 arasındaki verilen grafiklerde rotor endüktansının %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış moment ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir.



Şekil 6.31 : L_r endüktansının $t=300$. sn'de %5 oranında artmasının motor hızına etkisi.



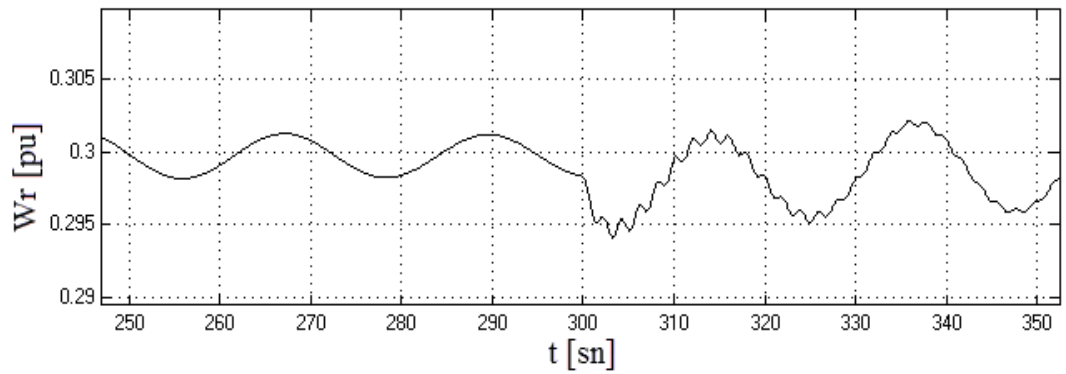
Şekil 6.32 : L_r endüktansının $t=300$. sn’de %5 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



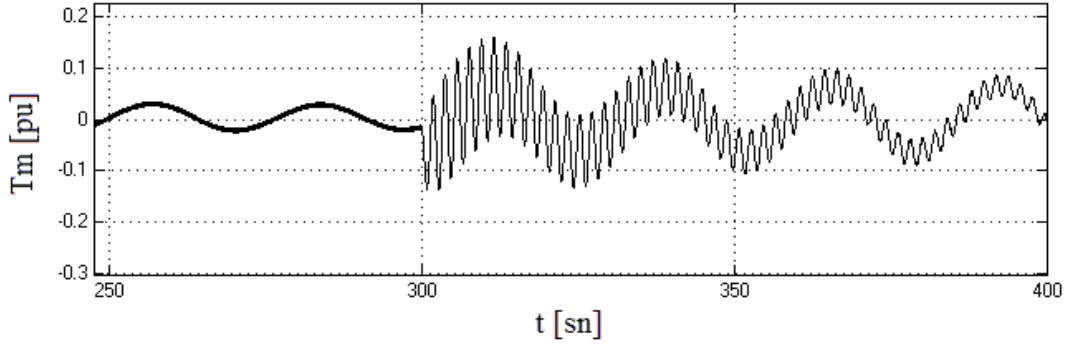
Şekil 6.33 : L_r endüktansının $t=300$. sn’de %5 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

6.1.12 L_r endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

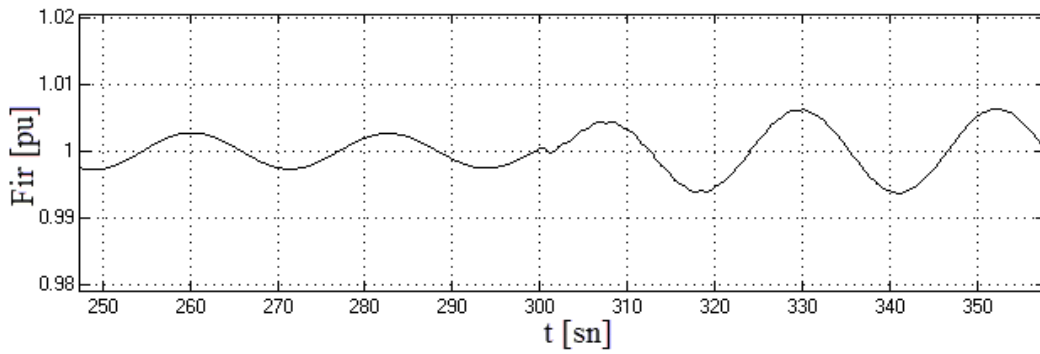
Şekil 6.34 ve Şekil 6.36 arasındaki verilen grafiklerde rotor endüktansının %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir.



Şekil 6.34 : L_r endüktansının $t=300$. sn’de %10 oranında artmasının motor hızına etkisi.



Şekil 6.35 : L_r endüktansının $t=300$. sn’de %10 oranında artmasının çıkış momentine etkisi.



Şekil 6.36 : L_r endüktansının $t=300$. sn’de %10 oranında artmasının rotor akısına etkisi.

Değerlendirme : Simülasyon sonuçlarından da görülebileceği gibi, motordaki endüktans değişimleri, direnç değişimlerine oranla vektör denetim başarımı üzerinde daha etkilidir.

R_s stator direncinin genel olarak sıcaklıkla birlikte değişmesinin etkisinin çok fazla olmadığı görülmüştür. Bu sonuç Eşitlik 2.46 ve 2.50 arasında verilen motor modelinde ve Eşitlik 4.1 ve 4.10 arasında verilen gözlemci modelinde R_s ’nin baskın bir rolünün olmayışından kaynaklanmaktadır. R_s direncinin etkisi sadece çıkış torkundaki kısa süreli dalgalanmalarla sınırlı kalmıştır.

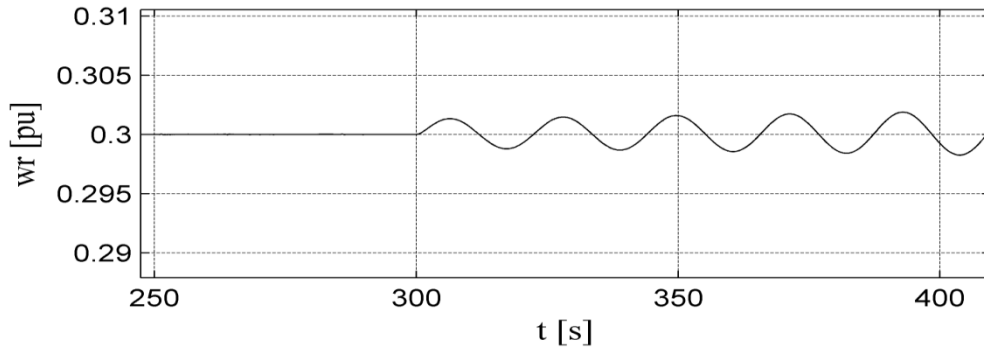
R_r rotor direncinin değişmesinin etkisi ise küçük değişimlerde fazla olmamakla birlikte, değişimin %30 ve üzerine çıkmasıyla motor hızında küçük boyutlu sapmalara neden olduğu, rotor dönüş hızının referans hıza sabitlenemediği gözlenmiştir. Ayrıca R_r direncindeki değişimler çıkış torkunda dalgalanmalar oluşturmaktadır. Bu dalgalanmalar PI parametrelerinin düzenlenmesi ile azaltılabilir.

Vektör denetim başarımına en fazla etki eden parametreler Eşitlik 2.46 ve 2.50 arasında verilen motor modelinde ve Eşitlik 4.1 ve 4.10 arasında verilen gözlemci modelinde ikinci dereceden etki eden stator endüktansı (L_s) ve rotor endüktansıdır (L_r). Bu parametrelerden oluşacak küçük değerli değişimler dahi çıkış momenti üzerinde dalgalanma oluşturabilmektedir. Endüktans değerleri frekansla ve akı referansındaki dalgalanmalarla değişiklik gösterebilir. Bu durumda PI parametreleri kullanılarak çıkış momenti ve rotor hızındaki dalgalanmalar azaltılabilse de tamamen yok edilememektedir. Ayrıca endüktans değerlerindeki değişim %20 üzerine çıktığı durumlarda denetiminin çalışmadığı da gözlenmiştir.

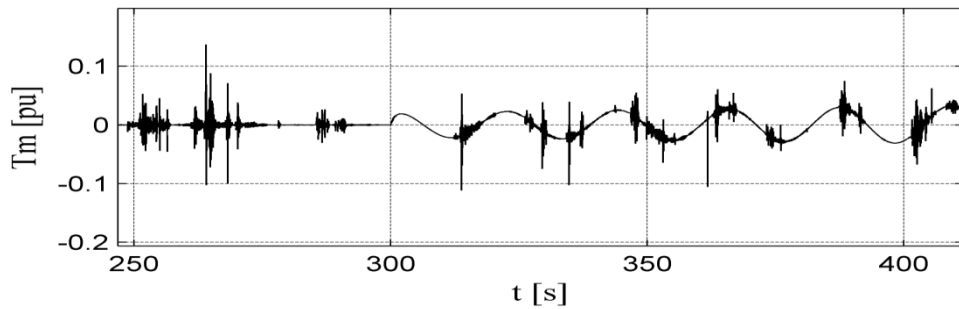
6.2 Motor Parametrelerindeki Değişimlerin MRAS Gözlemcili Vektör Denetim Başarımına Etkisi

6.2.1 R_s direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

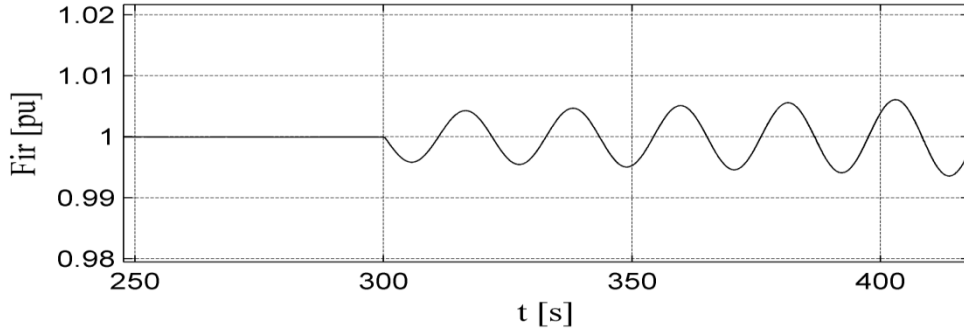
Şekil 6.37 ve Şekil 6.39 arasında verilen grafiklerde stator direncinin %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir.



Şekil 6.37 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.



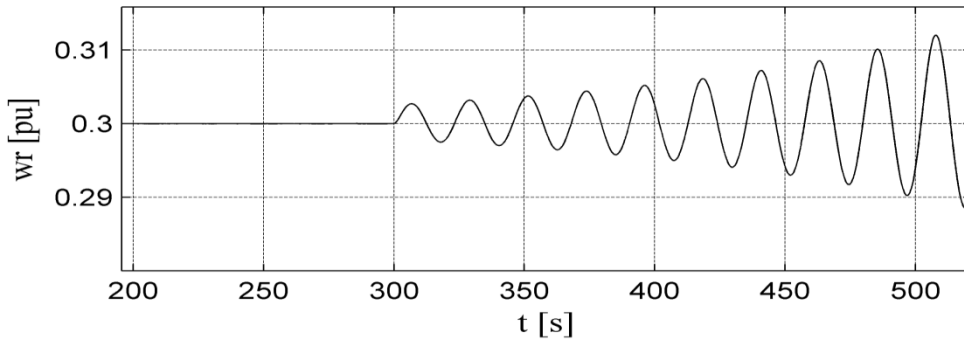
Şekil 6.38 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.



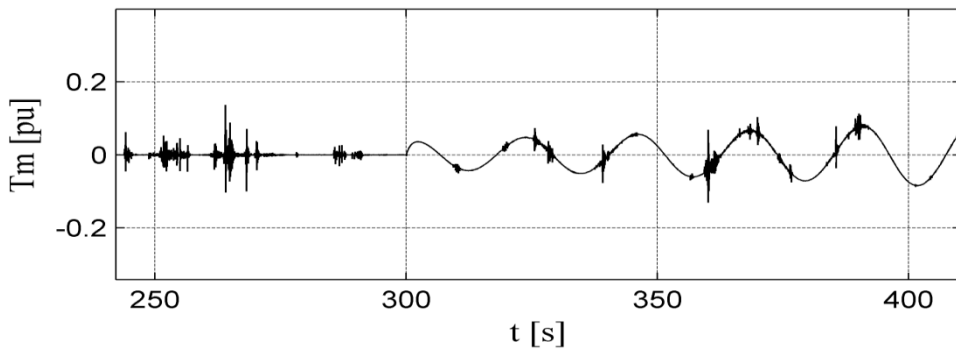
Şekil 6.39 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.2 R_s direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

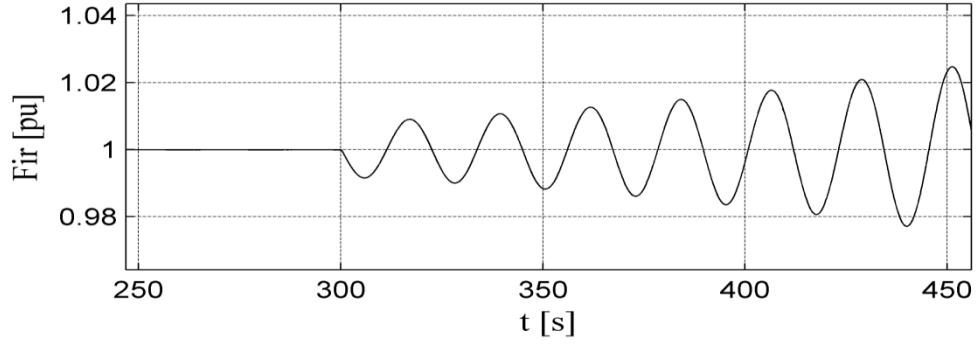
Şekil 6.40 ve Şekil 6.42 arasında verilen grafiklerde stator direncinin %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momentini ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator direncindeki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın arttığı ve bu değişimden çıkış torku ile rotor akısının da etkilendiği görülmüştür. Rotor hızındaki değişim %1, çıkış torkundaki değişim %10 ve rotor akısındaki değişim %3 civarında oluşmuştur.



Şekil 6.40 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.



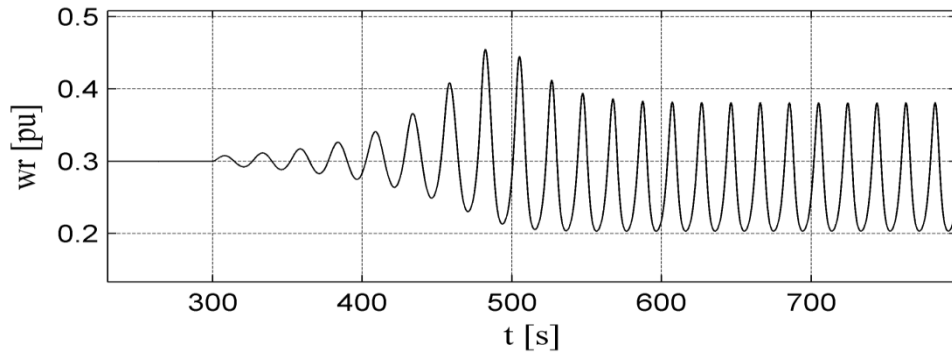
Şekil 6.41 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.



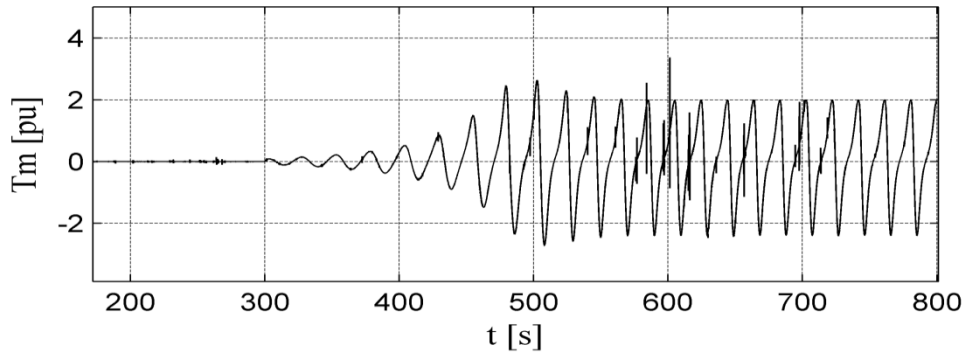
Şekil 6.42 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.3 R_s direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

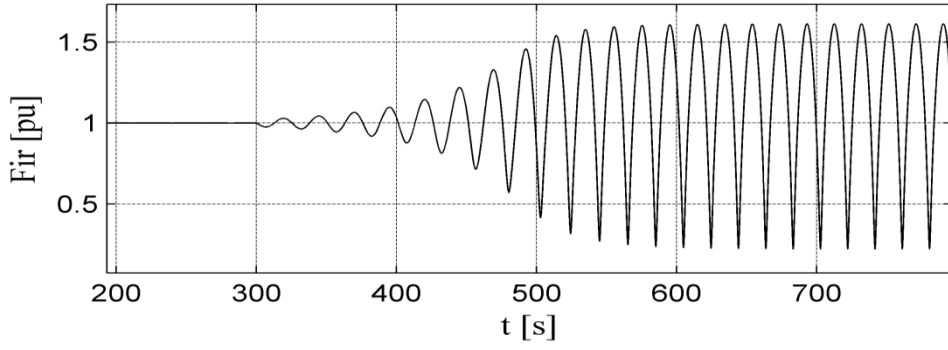
Şekil 6.43 ve Şekil 6.45 arasında verilen grafiklerde stator direncinin %30 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator direncindeki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın arttığı ve bu değişimden çıkış momenti ile rotor akısının da etkilendiği görülmüştür. Rotor hızındaki değişim %10 ve rotor akısındaki değişim %50 civarında oluşmuştur.



Şekil 6.43 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının motor hızına etkisi.



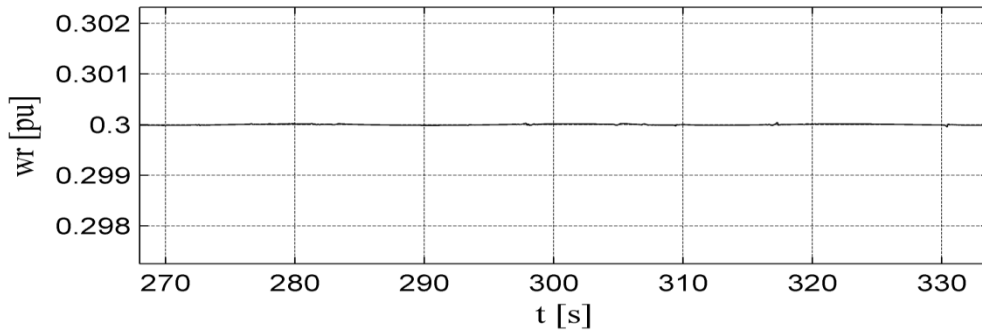
Şekil 6.44 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının çıkış momentine etkisi.



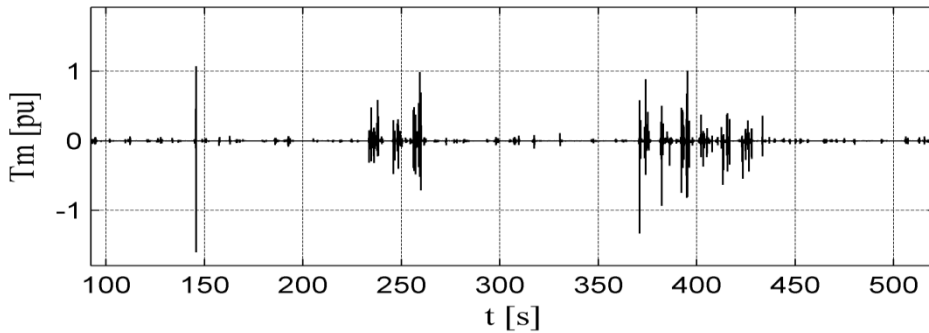
Şekil 6.45 : R_s direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.4 R_r direncinin %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

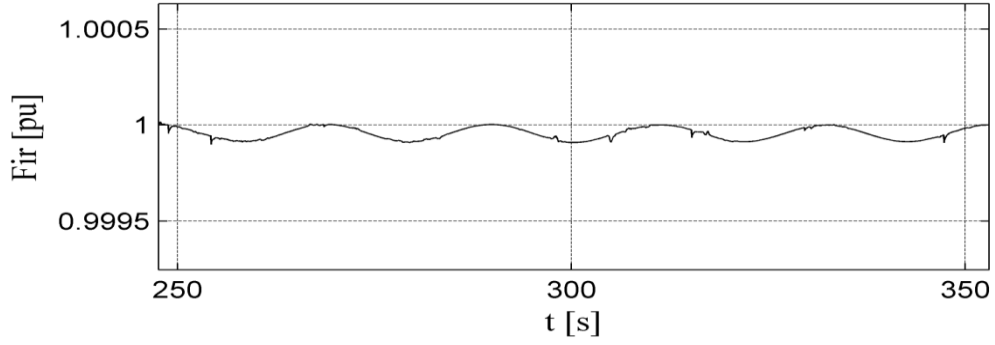
Şekil 6.46 ve Şekil 6.48 arasında verilen grafiklerde rotor direncinin %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Rotor direncindeki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın değişmediği ayrıca bu değişimden çıkış momenti ve rotor akısının da etkilenmediği görülmüştür.



Şekil 6.46 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.



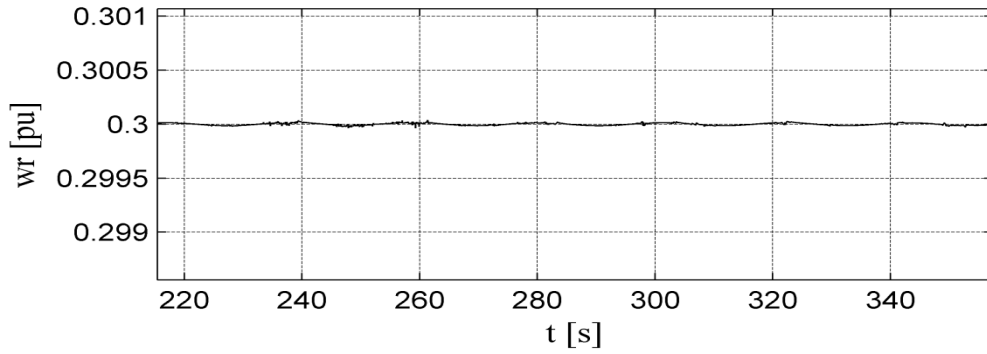
Şekil 6.47 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.



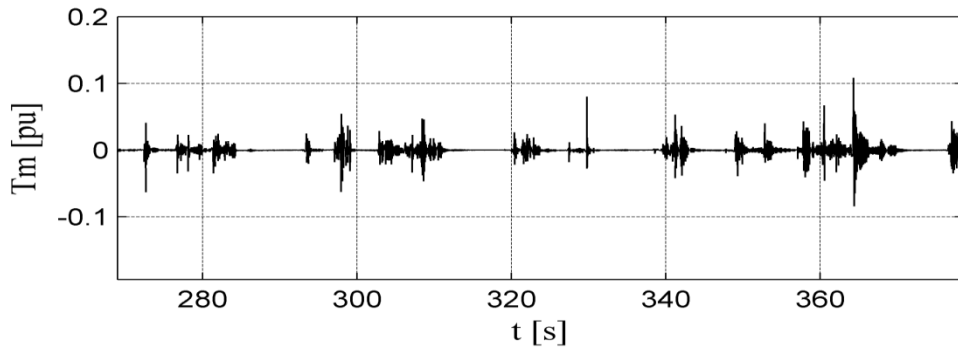
Şekil 6.48 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.5 R_r direncinin %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

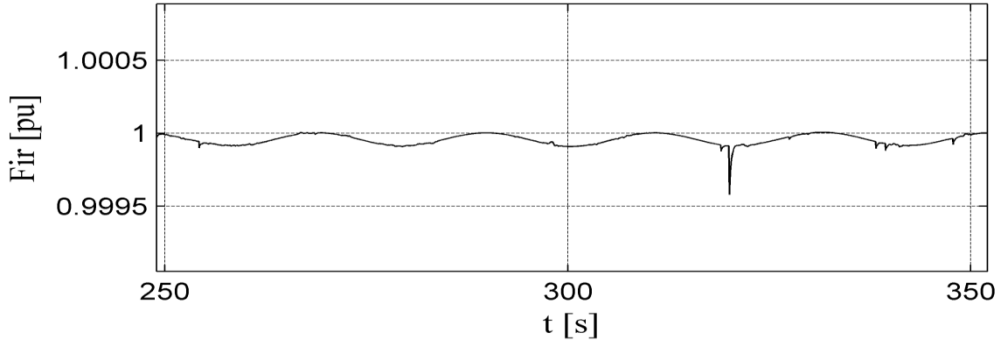
Şekil 6.49 ve Şekil 6.51 arasında verilen grafiklerde rotor direncinin %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Rotor direncindeki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın değişmediği ayrıca bu değişimden çıkış momenti ve rotor akısının da etkilenmediği görülmüştür.



Şekil 6.49 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.



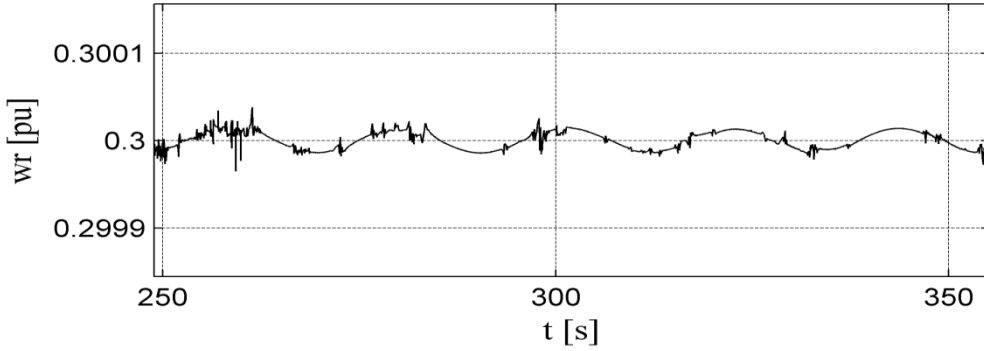
Şekil 6.50 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.



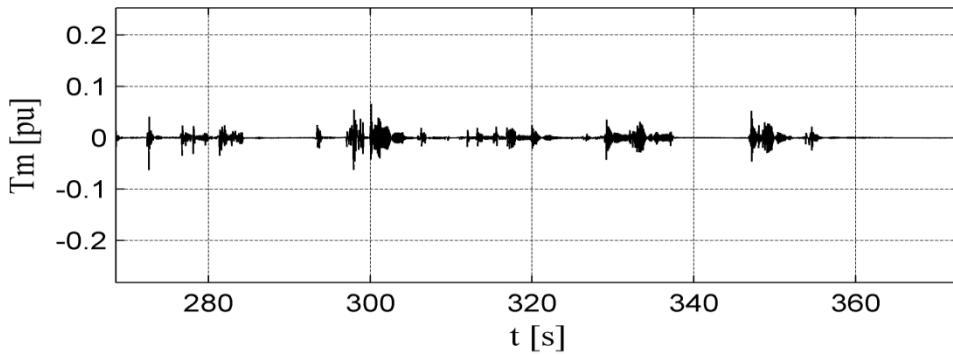
Şekil 6.51 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %10 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.6 R_r direncinin %30 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

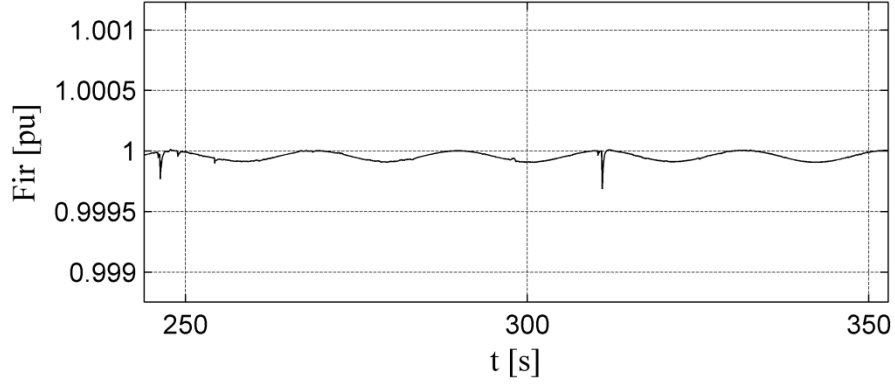
Şekil 6.52 ve Şekil 6.54 arasında verilen grafiklerde rotor direncinin %30 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Rotor direncindeki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın değişmediği ayrıca bu değişimden çıkış momenti ve rotor akısının da etkilenmediği görülmüştür.



Şekil 6.52 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının motor hızına etkisi.



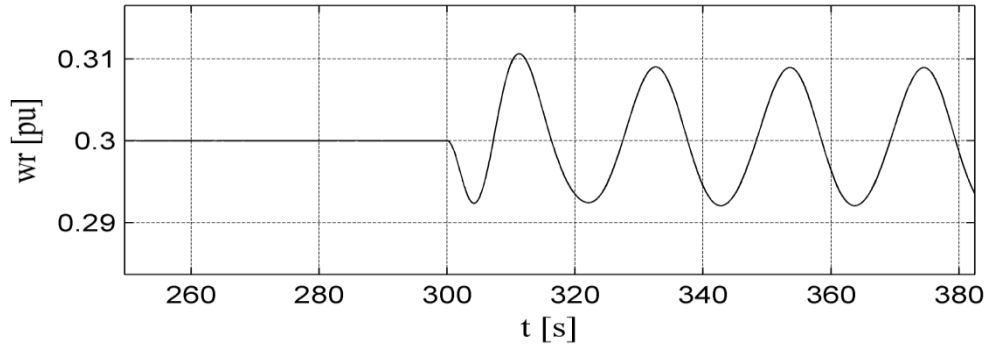
Şekil 6.53 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının çıkış momentine etkisi.



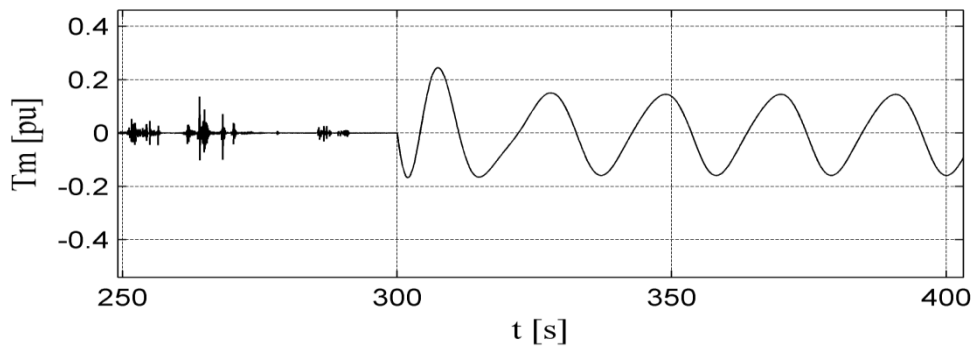
Şekil 6.54 : R_r direncinin $t=300$ sn'de %30 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.7 L_s endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

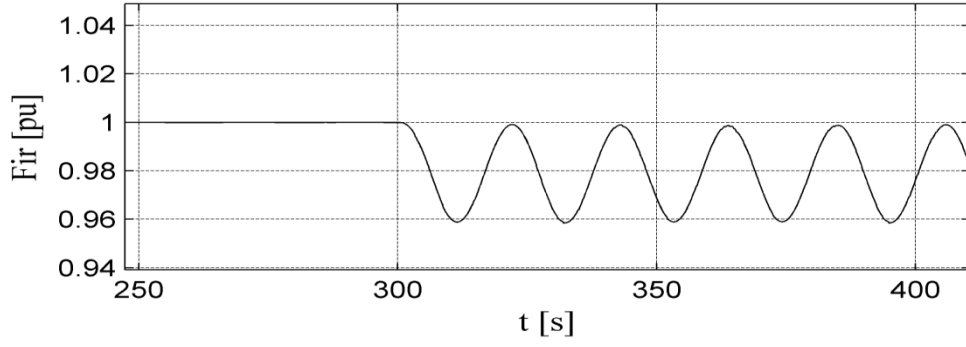
Şekil 6.55 ve Şekil 6.57 arasında verilen grafiklerde stator endüktansının %2 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator endüktansındaki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın %1, çıkış momentindeki dalgalanmanın %20 ve rotor akısındaki dalgalanmanın %6 oranında arttığı görülmüştür.



Şekil 6.55 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %2 artmasının motor hızına etkisi.



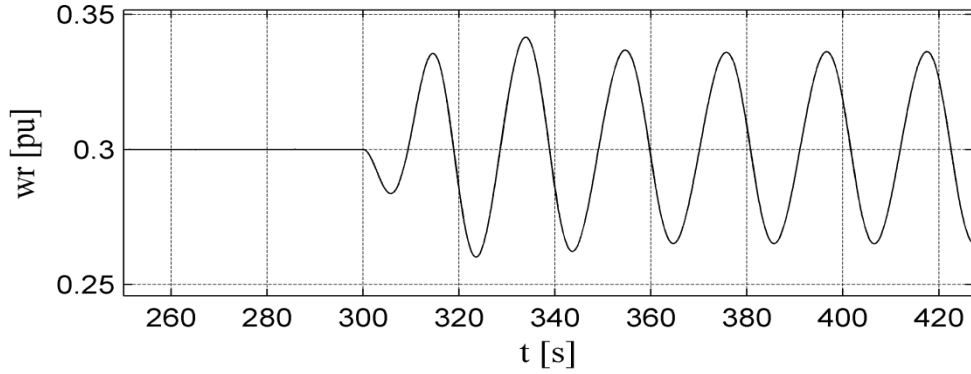
Şekil 6.56 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %2 artmasının çıkış momentine etkisi.



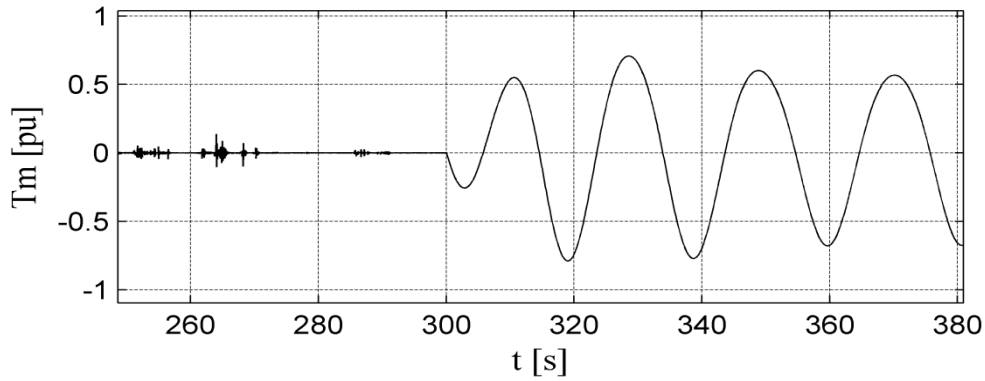
Şekil 6.57 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %2 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.8 L_s endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

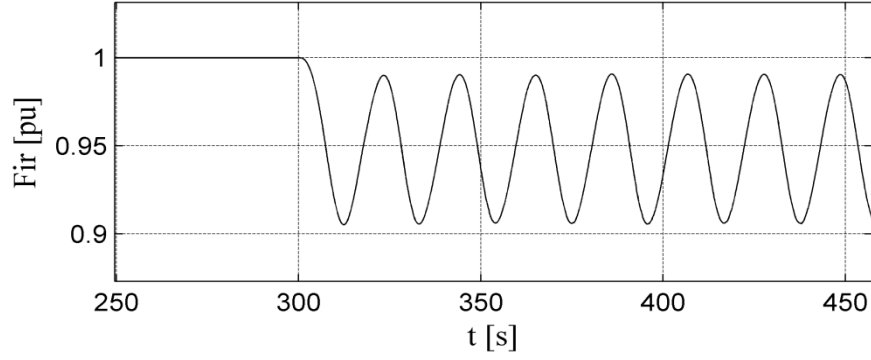
Şekil 6.58 ve Şekil 6.60 arasında verilen grafiklerde stator endüktansının %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator endüktansındaki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın %5, çıkış momentindeki dalgalanmanın %50 ve rotor akısındaki dalgalanmanın %10 oranında arttığı görülmüştür.



Şekil 6.58 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.



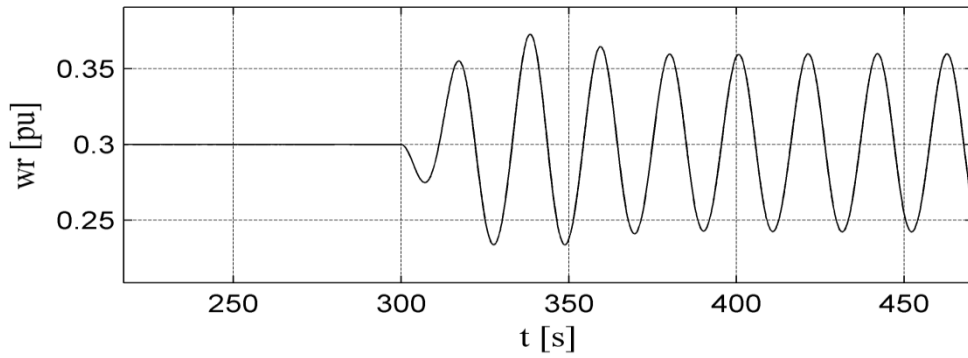
Şekil 6.59 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.



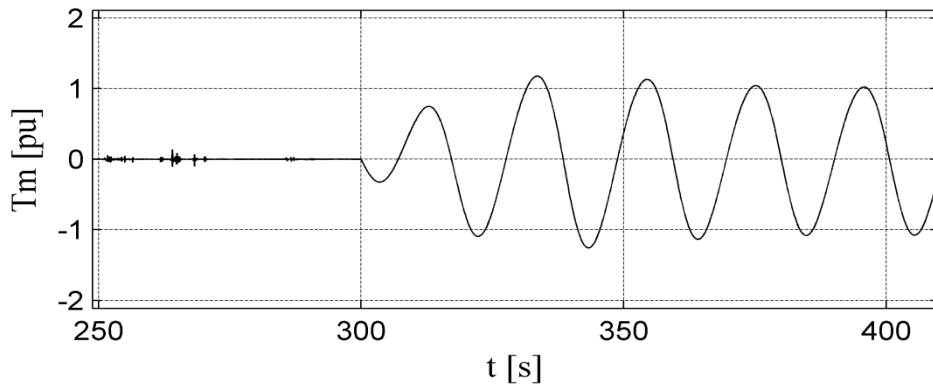
Şekil 6.60 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.9 L_s endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

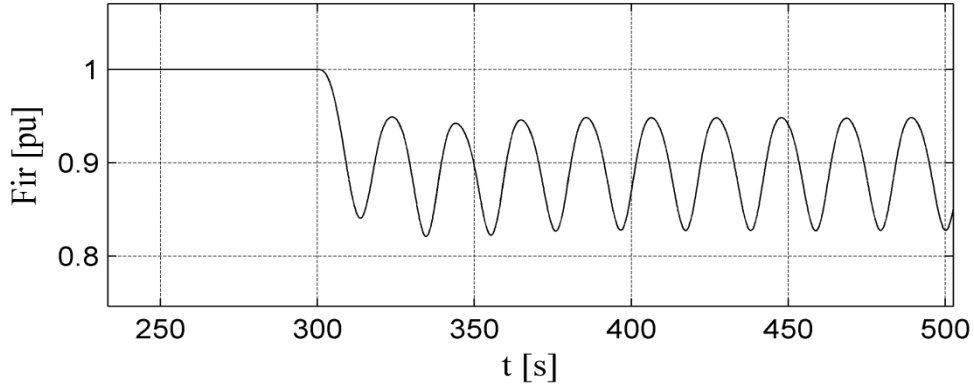
Şekil 6.61 ve Şekil 6.63 arasında verilen grafiklerde stator endüktansının %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Stator endüktansındaki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın %5, çıkış momentindeki dalgalanmanın %100 ve rotor akısındaki dalgalanmanın %15 oranında arttığı görülmüştür.



Şekil 6.61 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.



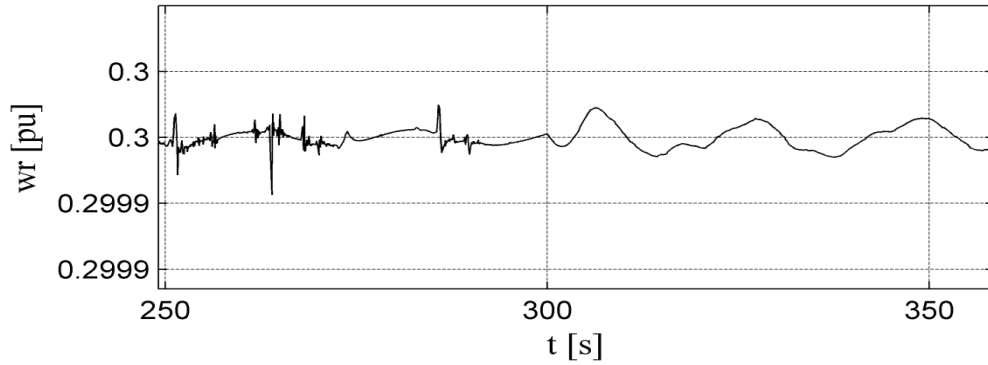
Şekil 6.62 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.



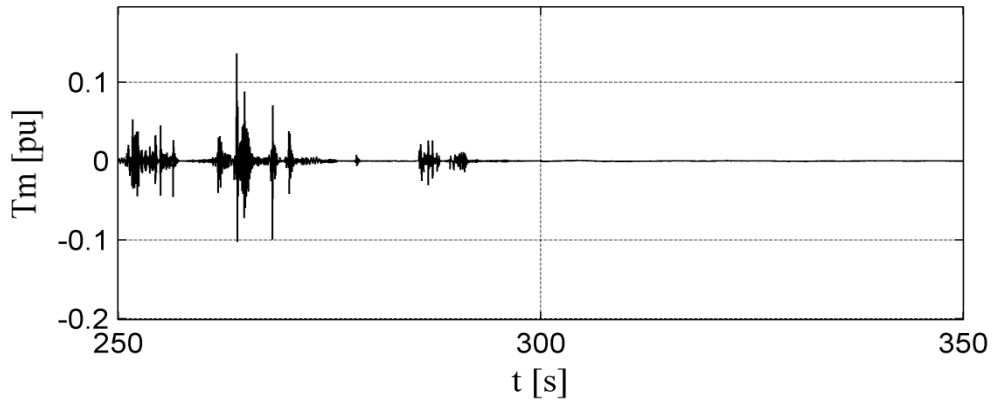
Şekil 6.63 : L_s endüktansının $t=300$ sn'de %10 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.10 L_r endüktansının %2 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

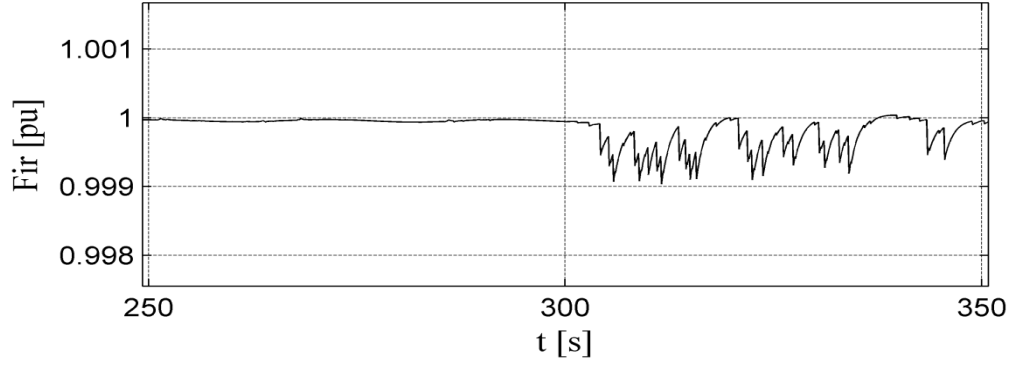
Şekil 6.64 ve Şekil 6.66 arasında verilen grafiklerde rotor endüktansının %2 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Rotor endüktansındaki değişimin rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısı üzerinde ihmal edilebilecek değişimlere sebep olduğu görülmüştür.



Şekil 6.64 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %2 artmasının motor hızına etkisi.



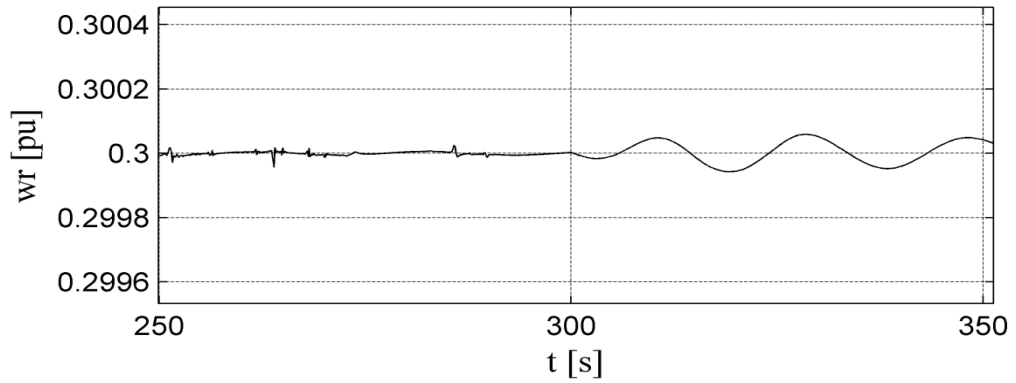
Şekil 6.65 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %2 artmasının çıkış momentine etkisi.



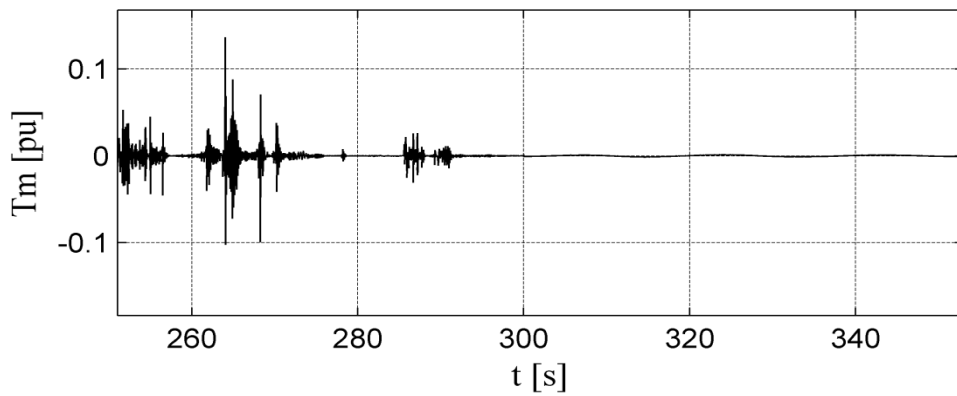
Şekil 6.66 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %2 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.11 L_r endüktansının %5 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

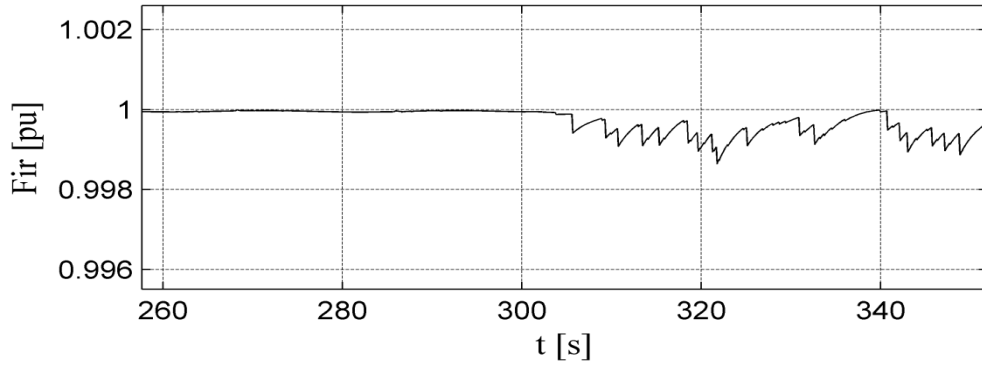
Şekil 6.67 ve Şekil 6.69 arasında verilen grafiklerde rotor endüktansının %5 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Rotor endüktansındaki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın ve rotor akısındaki dalgalanmanın on binde bir oranında arttığı görülmüştür.



Şekil 6.67 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %5 artmasının motor hızına etkisi.



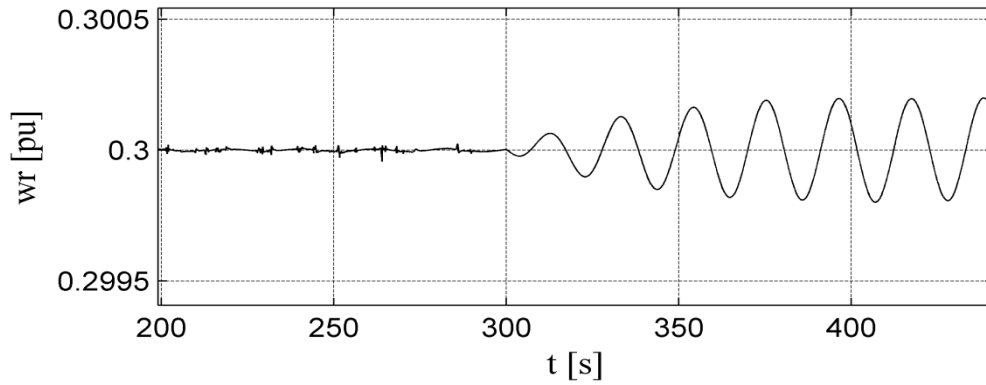
Şekil 6.68 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %5 artmasının çıkış momentine etkisi.



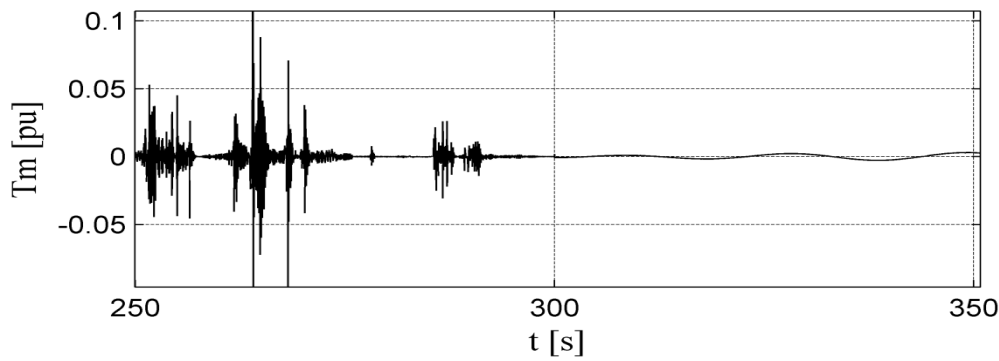
Şekil 6.69 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %5 artmasının rotor akısına etkisi.

6.2.12 L_r endüktansının %10 oranında değişiminin etkisinin incelenmesi

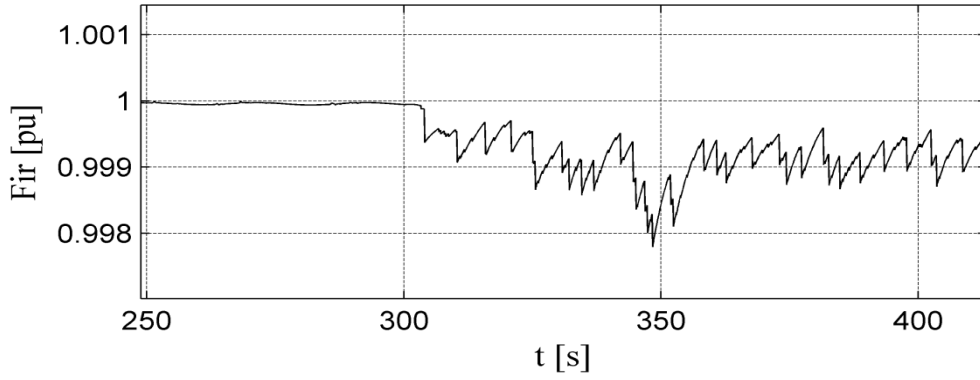
Şekil 6.70 ve Şekil 6.72 arasında verilen grafiklerde rotor endüktansının %10 oranında değişimiyle rotor hızı, çıkış momenti ve rotor akısında meydana gelen değişiklikler gösterilmiştir. Rotor endüktansındaki değişim arttıkça rotor hızındaki dalgalanmanın ve rotor akısındaki dalgalanmanın on binde iki oranında arttığı görülmüştür.



Şekil 6.70 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %10 artmasının motor hızına etkisi.



Şekil 6.71 : L_r endüktansının $t=300$ sn'de %10 artmasının çıkış momentine etkisi.



Şekil 6.72 : L_r endüktansının $t=300$ sn’de %10 artmasının rotor akısına etkisi.

Simülasyon sonuçlarından da görülebileceği gibi, MRAS tabanlı gözlemci de motordaki endüktans değişimleri, direnç değişimlerine oranla vektör denetim başarımı üzerinde daha etkilidir.

R_s stator direncinin genel olarak sıcaklıkla birlikte değişmesinin etkisinin Luenberger tabanlı gözlemciye göre çok daha fazla olduğu görülmüştür. Bu sonuç Eşitlik 4.11 ve 4.15 arasında verilen gözlemci modelinde R_s ’nin daha etkili bir rol oynamasından kaynaklanmaktadır. R_s direncinin %30 oranında artması rotor hızında %30’luk bir sapmaya neden olmaktadır.

R_r rotor direncinin değişmesinin etkisinin fazla olmadığı gözlenmiştir. Bu durumun nedeni ise MRAS tabanlı gözlemci modelinde rotor direncinin etkin olmayışıdır.

Luenberger tabanlı gözlemci modelinde olduğu gibi vektör denetim başarımına en fazla etki eden parametreler Eşitlik 2.46 ve 2.50 arasında verilen motor modelinde ve Eşitlik 4.11 ve 4.15 arasında verilen gözlemci modelinde doğrudan etkileri bulunan stator endüktansı (L_s) ve rotor endüktansıdır (L_r). Bu parametrelerde oluşacak küçük değerli değişimler dahi çıkış momenti üzerinde dalgalanma oluşturabilmektedir. L_s değerinin %10’luk değişiminde rotor hızında oluşan dalgalanmanın %16 civarında olduğu görülmüştür. L_r değerinin artmasıyla birlikte ise rotor akısının referans değere sabitlenemeyip bu değer altına düştüğü görülmüştür.

Ayrıca, MRAS tabanlı gözlemci modelinde endüktans değişimlerinin etkisinin incelenebilmesi için MATLAB/Simulink programında “Resolver” adıyla geçen ve benzetimlerin çalışmasını sağlayan parametre ayarı “ode45(Dormand-Prince)” ayarından “ode23t(mod.Stiff/Trapezoid)” ayarına alınmıştır. Aksi halde model endüktans değişimlerinin %2’den fazla olmasına izin vermemek ve taşma hatası vermektedir.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında asenkron motorların denetim yöntemlerine değinilmiş ve endüstride sıkça kullanılan skaler denetim, hız algılayıcılı ve hız algılayıcısız vektör denetimi yöntemleri ile ilgili bilgisayar benzetimleri yapılmış ve benzetim sonuçları tezin ilgili bölümlerinde verilmiştir. Asenkron motorun çalışması değişik hız referansı ve çeşitli yük durumlarında incelenmiştir. Skaler denetim yönteminde motor yükü arttıkça kaymanın arttığı ve motorun hız referansını takip edemediği ancak vektör denetim yönteminde motor yükündeki değişikliklerin zamanla kompanse edildiği ve mil hızının hız referansına tekrar ulaştığı, vektör denetim ile yükte oluşabilecek değişimlere cevap verilebildiği gözlenmiştir.

Açık çevrim dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yönteminde Luenberger ve Model Referanslı Uyarlanabilir Sistem (MRAS) tabanlı hız ve akı gözlemcileri kullanılmış ve bu gözlemciler yine MATLAB/Simulink programıyla gerçekleştirilerek değişik hız ve yük durumlarında sonuçları verilmiştir. Ayrıca her iki gözlemcinin aynı çalışma koşulları altında verimlilikleri ve cevap süreleri karşılaştırılmıştır. Luenberger tabanlı gözlemcinin düşük hızlarda verimli çalıştığı ancak yüksek hızlara çıkıldıkça hata oranının arttığı ve ani hız referansı değişimlerine karşı tepki süresinin MRAS tabanlı gözlemciye oranla çok daha yavaş kaldığı tespit edilmiştir.

Tezin son bölümünde ise motor parametrelerindeki değişimin vektör denetim başarımı üzerine etkisi incelenmiş ve benzetim sonuçları verilmiştir. Luenberger tabanlı gözlemcide vektör denetim başarımına en fazla etki eden parametrelerin stator endüktansı (L_s) ve rotor endüktansı (L_r) olduğu gözlenmiştir. Bu parametrelerden oluşacak küçük değerli değişimlerin dahi çıkış momentini üzerinde dalgalanma oluşturabildiği görülmüştür. MRAS tabanlı gözlemci de ise stator direnci (R_s), ve stator endüktansı (L_s) ile rotor endüktansı (L_r) parametrelerindeki değişimlerin etkisinin fazla olduğu görülmüştür. Ancak MRAS tabanlı gözlemci hız takip ve daha geniş hız aralıklarında çalışabilme özelliği nedeniyle Luenberger tabanlı gözlemciye göre ön plana çıkmaktadır.

Bu tezin sonraki aşaması olarak motor parametrelerindeki değişimlerin motor çalışmasına eş zamanlı olarak tespit edilip vektör denetim başarımının bu değişimleri kompanze edecek şekilde iyileştirilmesi hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Fayath, Raad S., Ibrahim, Mostafa M., Alwan, Majid A.**, 2005: Simulation of Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive System Using MATLAB/Simulink Software Package, J.Basrah Researches (Sciences), Vol.31, no.1, pp.83-94.
- [2] **Xuejie, W., Liu, W.**, 2011, Simulation of vector controlled adjustable speed System of induction motor based on Simulink, Computer Science and Service System (CSSS), pp.2563 – 2566.
- [3] **Ansari, D., Deshpande, M.**, 2010, Mathematical Model of Asynchronous Machine in MATLAB Simulink, International Journal of Engineering Science and Technology, Vol. 2, pp.1260-1267.
- [4] **Leedy, Aleck W.**, 2013, Simulink / MATLAB Dynamic Induction Motor Model for Use as A Teaching and Research Tool, International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE), Vol.3, pp.2231-2307.
- [5] **Gaeid, K. S., Mohamed, H. F.**, 2009, Simulink Representation of Induction Motor Reference Frames, Technical Postgraduates (TECHPOS), pp.1-4
- [6] **Eldali, F.**, 2012, A comparative study between vector control and direct torque control of induction motor using matlab simulink, Yüksek Lisans Tezi, Colorado State Universitesi, Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Departmanı, Fort Collins, Colorado.
- [7] **A.E. Fitzgerald, C. Kingsley, S.D. Umans**, 1991, Electric Machinery, McGraw-Hill, 6th Ed.
- [8] **P. C. Krause and O. Wasynczuk**, 1989, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, McGraw-Hill.
- [9] **Krzeminski, Z.**, 2008, Observer of induction motor speed based on exact disturbance model, Power Electronics and Motion Control Conference, Vol.13, pp.2294 – 2299.
- [10] **Krzeminski, Z.**, 1999, A new speed observer for control system of induction motor, Power electronics and drive systems proceedings of the IEEE 1999 international conference, Vol.1, pp.555-560.
- [11] **Sun, D., Xue, H.**, 2014, Speed Sensorless Control System of Induction Motor, Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC), Vol.2, pp.100-103.
- [12] **Hongyu, W., Hao, Y.**, 2012, Jinhao S., Speed sensorless control for induction motor based on state observer, Control Conference (CCC) 2012 31st Chinese, pp.1990-1994.

- [13] **Novotny, D.W., Lipo, 1996**, Vector Control and Dynamics of AC Drives, T.A., Oxford University Press, New York
- [14] **Cacciato, M., Consoli, A., Scarcella, G., Scelba, G., 2009**, Estimation of the leakage and magnetizing inductances of Induction Motors, Power Electronics and Applications 13th European Conference, pp.1-10.
- [15] **Toliyat, H. A., Levi, E., Raina, M., 2002**, A Review of RFO Induction Motor Parameter Estimation Techniques, Energy Conversion IEEE Transactions, Vol. **18**, pp. 271-283.
- [16] **Shiri, A., Vahedi, A., Shoulaie, A., 2006**, The effect of parameter variations on the performance of indirect vector controlled induction motor drive, Industrial Electronics IEEE International Symposium, Vol.3, pp.2377-2381.
- [17] **Büyükathı, A., 1998**, Asenkron makinenin hız algılayıcısız vektör denetimi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [18] **Bogdan M., Wilamowski, J. David Irwin, 2011**, The Industrial Electronics Handbook - Power Electronics and Motor Drives, 2nd Edition. Taylor and Francis Group
- [19] **Behera, P., Behera, M., Sahoo, A., 2014**, Speed Control of Induction Motor using Scalar Control Technique, International Conference on Emergent Trends in Computing and Communication. pp.37-39.
- [20] **C.J. Francis, H. Parra, Z., 1997**, Stator resistance voltage-drop compensation for open-loop AC drives, Electric Power Applications IEEE Proceedings, Vol. **144** , pp.21 - 26.
- [21] **Y. Q. Xiang, 1997**, Instability compensation of V/Hz PWM inverter-fed induction motor drives, IEEE IAS Annual Meeting, Vol. **1**, pp. 613-620
- [22] **Vas, P., 1998**, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Oxford.
- [23] **Leonhard, W., 2001**, Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, Berlin, Almanya.
- [24] **Popescu, M., 2000**, Induction Motor Modelling for Vector Control Purposes, Espoo: Helsinki University of Technology.
- [25] **Okta, S., 2009**, Ac motorların gözlemleyici ile vektör denetimi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [26] **Auger, F., Hilairet, M., Guerrero, J. M., Monmasson, E., Orłowska-Kowalska, T., Katsura, S., 2013**, Industrial applications of the Kalman filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.60, pp.5458-5471.

- [27] **Raina, M., Toliyat, H.A.**, 2001, Parameter estimation of induction motors-a review and status report, Industrial Electronics Society, IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE, Vol.2, pp.1327-1332.
- [28] **Polat, M.**, 2002, İndüktans ve direnç değişimlerinin döner asenkron motorların vektör denetimi üzerindeki etkileri, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [29] **Guzinski, J., Abu-Rub, H.**, 2010, Speed sensorless asynchronous motor drive with inverter output LC Filter, Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC),pp. T5-1-T5-8.
- [30] **Kazmierkowski, M., Blaabjerg F., Krishnan, R.**, 2002, Control in Power Electronics: Selected Problems, Academic Press, Amerika Birleşik Devletleri.
- [31] **Wang, C., Fang, C.**, 2003, Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux observer,Energy Conversion IEEE Transactions, Vol.18, pp.181-186

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad : Ramazan ÇUKUR
Doğum Yeri ve Tarihi : Boğazlıyan / 10.04.1990
E-Posta : r.cukur@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2012, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği
- **Yükseklisans** : 2015, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Elektrik Mühendisliği

