

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MOTOR İÇİN YENİ BİR DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜ (DMK) ALGORİTMASI VE HİBRİD FİLTRE TASARIMI**

İBRAHİM ALIŞKAN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
KONTROL VE OTOMASYON PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. KAYHAN GÜLEZ**

İSTANBUL, 2011

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTOR İÇİN YENİ BİR DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜ (DMK) ALGORİTMASI VE HİBRİD FİLTRE TASARIMI**

İbrahim ALIŞKAN tarafından hazırlanan tez çalışması 05.08.2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ
Yıldız Teknik Üniversitesi



Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ
Yıldız Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Galip CANSEVER
Yıldız Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Halit PASTACI
Haliç Üniversitesi



Prof. Dr. Bekir KARLIK
Mevlana Üniversitesi



Yrd. Doç. Dr. Janset DAŞDEMİR
Yıldız Teknik Üniversitesi



Bu alışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'nün 29-04-02-02 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Günümüzde vektör kontrol yöntemlerinin, elektronik ve endüstrideki güç elektroniği sistemleri ile birlikte gelişmesi asenkron motorların kullanımını özellikle de değişken hız gerektiren uygulamalarda öne çıkarmaktadır.

Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kontrol ve Otomasyon Programı'nda yapılan bu çalışmada asenkron motorun moment kontrolünde zaman bazlı dağılıma sahip uzay vektör modülasyonunun adaptasyonu için yeni bir algoritma ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca harmoniksel etkileri ve elektromagnetik gürültüleri azaltabilmek için yeni bir hibrid filtre yapısı geliştirilmiştir. Tüm bu kontrol yapıları için hem moment kontrol hem de aktif filtre sisteminde klasik katsayı-integral kontrol yöntemi yerine, lineer olmayan denetim sisteminden yararlanılmıştır. Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink yazılım ortamında gerçekleştirilmiştir. Ortaya konulan bu sistemlerin gerçek ortamda uygulanabilirliğini göstermek amacıyla dalga genişlik modülasyonu, klasik vektör kontrolü ve zaman bazlı dağılıma sahip uzay vektör modülasyonunun asenkron motor üzerine uygulanması ortaya konulmuştur.

Çalışmalarım sırasında bana bilgi, deneyim ve sabrı ile destek olup beni yönlendiren danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ'e, çalışma arkadaşlarıma, bana vermiş olduğu destek için eşim Seval ALIŞKAN'a, ayrıca doktora öğrenimim boyunca bana destek sağlayan Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK)'na ve YTÜ-Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğüne teşekkürlerimi sunarım.

Temmuz, 2011

İbrahim ALIŞKAN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖNSÖZ.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xvii
ÖZET	xviii
ABSTRACT.....	xx
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	5
BÖLÜM 2.....	7
ELEKTRİKLİ ARAÇLAR	7
2.1 Elektrikli Çeyrek Araç Genel Yapısı	8
2.2 Elektrik Motorları ve Asenkron Yapıda Kontrol	9
BÖLÜM 3.....	15
ASENKRON MOTORLAR.....	15
3.1 Asenkron Motor	15
3.2 Eşdeğer Devre ve Matematiksel Modelleme	18
3.2.1 α, β Eksenel Yapı	23

3.2.2	d,q Eksenel Yapı	23
3.2.3	Gerilim ve Manyetik Akı	25
3.3	Asenkron Yapıda Kontrol Teknikleri.....	30
3.3.1	Doğrudan Moment Kontrolü	30
3.3.1.1	DMK ve Uzay Vektör Modülasyonu	35
3.3.1.2	DMK+UVM+Lineer Olmayan Hız Denetimi	37
3.4	Asenkron Motorda Moment Dalgalanması	38
BÖLÜM 4.....		40
HARMONİKLER ve FİLTRELER		40
4.1	Pasif Filtreler	43
4.2	Aktif Filtreler	44
4.3	Hibrid Filtreler	46
4.4	Harmonikler	48
BÖLÜM 5.....		52
BENZETİM ÇALIŞMALARI.....		52
5.1	Benzetim Sistem Yapısı.....	52
5.2	Sabit Referans ve DA Besleme	66
5.3	Sabit Referans ve AA Besleme	74
5.3.1	Bozucu Etkiler ve Denetleyiciler	82
5.3.2	Hibrid Filtre Yapısı ve Kontrolörlere Ait Performans Değişimleri	89
5.3.2.1	Klasik Kontrolde Aktif Filtre Sistemi	89
5.3.2.2	Lineer Olmayan Kontrolde Aktif Filtre Sistemi	94
5.4	Hız Kontrol Yapıları	94
5.4.1	Klasik PI Kontrolü	99
5.4.2	Lineer Olmayan Kontrol Sistemi	100
5.5	Hız Kontrolü ve DA Besleme	100
5.5.1	Klasik Hız Kontrolü	100
5.5.2	Lineer Olmayan Hız Kontrolü	106
5.6	Hız Kontrolü ve AA Besleme	111
5.6.1	Bozucu Etkiler ve Denetleyiciler	111
5.6.1.1	Klasik Hız Kontrolü ve Harmonikler	111
5.6.1.2	Lineer Olmayan Hız Kontrolü ve Harmonikler	116
5.6.2	Hibrid Filtre Yapısı ve Denetleyicilere Ait Performans Değişimleri	121
5.6.2.1	Klasik Kontrolde Aktif Filtre Sistemi	121
5.6.2.1.1	Klasik Kontrolde Hız Değişimi.....	121
5.6.2.1.2	Lineer Olmayan Kontrolde Hız Değişimi.....	126
5.6.2.2	Lineer Olmayan Kontrolde Aktif Filtre Sistemi	131
5.6.2.2.1	Klasik Kontrolde Hız Değişimi.....	131
5.6.2.2.2	Lineer Olmayan Kontrolde Hız Değişimi.....	136

BÖLÜM 6.....	141
UYGULAMA ÇALIŞMALARI	141
6.1 Sistem Yapısı	141
6.2 Yüksüz Çalışma Ortamı	143
6.2.1 Mekaniksel Hız Değişimi	145
6.2.2 Elektromagnetik Moment Değişimi	147
6.2.3 Stator Gerilim Yapıları	147
6.2.4 Stator Akım Yapıları	150
6.2.5 Stator Akı Değişimsel Yapıları.....	150
BÖLÜM 7.....	153
SONUÇLAR ve ÖNERİLER	153
KAYNAKLAR	157
EK-A.....	163
UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU PROGRAMSAL YAPI.....	163
EK-B	177
GERİLİM SENSÖRÜ (LV-25P).....	177
EK-C	179
AKIM SENSÖRÜ (LTS-25NP)	179
EK-D.....	182
IGBT-AKILLI GÜÇ MODÜLÜ (7MBP75RA120)	182
EK-E	185
ÇOK FONKSİYONLU PCI KART (PCI 1711).....	185
EK-F.....	187
ARTİMSAL ENKODER (ITD 20 A 4).....	187
EK-G	189
ASENKRON MOTOR (M3AA 112MB-4).....	189
ÖZGEÇMİŞ	190

SİMGE LİSTESİ

n_s	stator faz gerilimi mekaniksel devir değeri
n	rotor mekaniksel devir değeri
s	kayma değeri
f	statora uygulanan AA işarete ait frekans değeri
p	statora ait çift kutup sayısal değeri
R_s	Asenkron motor statoru aktif direnç değeri
R_r	Asenkron motor rotoru aktif direnç değeri
L_o	Asenkron motor elektromagnetik endüktans parametresi
L_s	Asenkron motor statoru kaçak endüktans parametresi
L_r	Asenkron motor rotoru kaçak endüktans parametresi
i_{sa}	stator faz-A akımsal değeri
i_{sb}	stator faz-B akımsal değeri
i_{sc}	stator faz-C akımsal değeri
\bar{i}_s	stator akımı uzay vektörü
k	transformasyon katsayısı
a	uzay operatörü
$i_{s\alpha}$	stator akımı uzay vektörü reel kısmı
$i_{s\beta}$	stator akımı uzay vektörü sanal kısmı
\bar{u}_s	stator gerilimi uzay vektörü
u_{sa}	stator gerilimi uzay vektörü A-fazı bileşesni
u_{sb}	stator gerilimi uzay vektörü B-fazı bileşesni
u_{sc}	stator gerilimi uzay vektörü C-fazı bileşesni
$\bar{\psi}_s$	stator magnetik alan uzay vektörü
ψ_{sa}	stator magnetik alan uzay vektörü A-fazı bileşeni
ψ_{sb}	stator magnetik alan uzay vektörü B-fazı bileşeni
ψ_{sc}	stator magnetik alan uzay vektörü C-fazı bileşeni
α	stator ortogonal koordinat sistemi reel eksen
β	stator ortogonal koordinat sistemi imajiner eksen
θ	α - β ortogonal eksenini üzerinde rotor akı pozisyonu
i_{sd}	sabit koordinat sistemi reel eksen stator akımı

i_{sq}	sabit koordinat sistemi imajiner eksen stator akımı
w_g	sabit koordinat sisteminde stator uzay vektörel yapısı genel açısai dönüş hızı
\bar{i}_r	rotor referans sisteminde rotor akımı uzay vektörü
i_{rx}	rotor referans sisteminde rotor akımı uzay vektörü yatay bileşeni
i_{ry}	rotor referans sisteminde rotor akımı uzay vektörü dikey bileşeni
x	rotor sabit ekseni (eğik eksen) yatay bileşeni
y	rotor sabit ekseni dikey bileşeni
i_{rd}	sabit koordinat sistemi reel eksen rotor akımı
i_{rq}	sabit koordinat sistemi imajiner eksen rotor akımı
u_{sd}	sabit koordinat sistemi reel eksen stator gerilimi
u_{sq}	sabit koordinat sistemi imajiner eksen stator gerilimi
u_{rd}	sabit koordinat sistemi reel eksen rotor gerilimi
u_{rq}	sabit koordinat sistemi imajiner eksen rotor gerilimi
w_r	rotor elektriksel açısai hız değışkeni
ψ_{sd}	stator magnetik alan uzay vektörü sabit koordinat sistemi reel eksen bileşeni
ψ_{sq}	stator magnetik alan uzay vektörü sabit koordinat sistemi sanal eksen bileşeni
ψ_{rd}	rotor magnetik alan uzay vektörü sabit koordinat sistemi reel eksen bileşeni
ψ_{rq}	rotor magnetik alan uzay vektörü sabit koordinat sistemi sanal eksen bileşeni
T_e	asenكرون motor elektromagnetik moment değışkeni
\bar{k}	x-y eğik eksen sisteminde birim vektör
w_m	rotor mekaniksel açısai hız değışkeni
T_L	asenكرون motor yük moment değışkeni
J	asenكرون motor durgunluk moment değışkeni
B	asenكرون motor sürtünme moment katsayısı
\bar{i}_μ	AYMK içerisinde d-ekseni akım vektörü
$\bar{\psi}_{Los}$	stator L_o endüktansı magnetik alan vektörü
$\bar{\psi}_{Lor}$	rotor L_o endüktansı magnetik alan vektörü
λ_μ	reel eksen ile d-q koordinat sistemi arasındaki açısai değeri
Δt	denetim sinyali uygulama minimum zaman dilimi.
τ_{em}	asenكرون motora ait elektromagnetik zaman dilimi.
Ω	mekaniksel açısai hız.
K_p	PI tipi denetleyiciye ait katsayı değeri.
τ_i	PI tipi denetleyiciye ait intagrator zaman sabiti.
e	Lyapunov fonksiyonu için hata değeri.
V	Lyapunov fonksiyonu için enerji fonksiyonu.
r	Lyapunov fonksiyonu için referans değeri.

M maksimum harmonik derecesi.
 T_f inverter sistemi IGBT elemanlarına ait düşme zamanı.
 T_t inverter sistemi IGBT elemanlarına ait akım kuyruk zamanı.

KISALTMA LİSTESİ

AGF	Aktif Güç Filtresi
EMG	Elektromagnetik Girişim
DMK	Doğrudan Moment Kontrolü
PI	Katsayı-İntegral
DGM	Dalga Genişlik Modülasyonu
EA	Elektrikli Araçlar
AA	Alternatif Akım
DA	Doğru Akım
AYMK	Alan Yönelimli Moment Kontrolü
EMG	Elektromagnetik Girişim
THD	Toplam Harmonik Distorsiyonu
DF	Distorsiyon Faktörü
P	Elektrik Sistemi Aktif Güç Değeri
Q	Elektrik Sistemi Reaktif Güç Değeri
LISN	AA Şebeke Sistemi Eşdeğer Elektriksel Devre Yapısı
UVM	Uzay Vektör Modülasyonu
ADD	Analog Dijital Dönüştürücü

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1	Elektrikli araç modeline ilişkin elemanter yerleşim ve sistemler arası koordinasyon bağlantıları..... 9
Şekil 2.2	Elektrik motorlarının, kullanılan elektriksel işarete bağlı olarak gruplandırılması 13
Şekil 3.1	Üç fazlı-sincap kafesli (kısa devre rotorlu) asenkron motora ait kesit ve genel yapı 16
Şekil 3.2	Sincap kafesli rotora ait örneksel yapılar (20)..... 17
Şekil 3.3	s-kayma değerinin ve asenkron yapıya ait çalışma bölgelerinin motor devir sayısına göre değişimleri (20), (40) 20
Şekil 3.4	Asenkron motora ait eşdeğer devre yapısı 21
Şekil 3.5	Stator akımı uzay vektörü ve izdüşümü 22
Şekil 3.6	Stator akımı uzay vektörünün α - β ve d - q referans sistemlerindeki bileşen dağılımları (53)..... 24
Şekil 3.7	Üç fazlı simetrik asenkron motorda temel yapıya ait yatay kesit..... 25
Şekil 3.8	Genel referans sistemi (28) 26
Şekil 3.9	Asenkron motorun d - q eksen takımına göre stator ve rotor sargılarını tanımlayan eşdeğer devre (13) 28
Şekil 3.10	Kayma ekseninde değişimi verilen asenkron motora ait moment değişkeninin rotor dirençlerine bağımlı yapısı (20) 30
Şekil 3.11	Üç fazlı rotoru sargılı asenkron motorun, direnç değerleri elemine edilmiş faz diyagramı (13)..... 32
Şekil 3.12	DMK sistemi temel blok diyagramı (28), (55)..... 32
Şekil 3.13	Stator gerilimine ait vektörel parçalar ve gerekli anahtarlama düzeni..... 33
Şekil 4.1	Yarıiletken güç elemanlarının frekans-güç diyagramının genel yerleşimi (68)..... 42
Şekil 4.2	Yüksek frekanslı işaretler için akış yolu..... 43
Şekil 4.3	Çalışma içerisinde kullanılan elektriksel sinyal akış blok diyagramı 47
Şekil 4.4	Genel olarak filtre çeşitleri (69) 51
Şekil 5.1	Elektrik şebeke eşdeğer devre yapısı(LISN)..... 53
Şekil 5.2	Benzetim çalışmalarında kullanılan inverter yapısına ait parametrik dağılımı gösteren MATLAB şeması..... 54

Şekil 5.3	Benzetim çalışmalarında kullanılan IGBT elemanlarına ait zaman değişkenine bağlı parametrelere ait grafikler.....	54
Şekil 5.4	Benzetim çalışmalarında kullanılan sistemin genel blok diyagramı	55
Şekil 5.5	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	56
Şekil 5.6	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler	57
Şekil 5.7	Stator faz-A'nın çekmiş olduğu akım işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları.....	58
Şekil 5.8	Güç kaynağı tarafından sisteme aktarımı gerçekleştirilen akım işaretlerinin zaman bazlı değişimleri	59
Şekil 5.9	Güç kaynağı tarafından sisteme aktarımı gerçekleştirilen akım işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki yapıları.....	60
Şekil 5.10	Stator faz-A'ya inverter tarafından uygulanan gerilimlere ait yapılar	61
Şekil 5.11	Stator faz-A'ya uygulanan gerilim işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları.....	62
Şekil 5.12	Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler.....	63
Şekil 5.13	Rotora ait mekaniksel hız değişimleri	64
Şekil 5.14	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	67
Şekil 5.15	Güç kaynağı tarafından sisteme aktarımı gerçekleştirilen akım işaretlerinin zaman bazlı değişimleri	68
Şekil 5.16	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler	69
Şekil 5.17	Rotora ait mekaniksel hız değişimleri	70
Şekil 5.18	Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler.....	71
Şekil 5.19	Stator faz-A'ya inverter tarafından uygulanan gerilimlere ait yapılar	72
Şekil 5.20	Stator faz-A'ya uygulanan gerilim işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları.....	73
Şekil 5.21	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	75
Şekil 5.22	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler	76
Şekil 5.23	Kaynak geriliminin zaman bazlı olarak motor sistemine tepkisel değişimi.....	77
Şekil 5.24	Stator faz-A'ya inverter tarafından uygulanan gerilimlere ait yapılar	78
Şekil 5.25	Stator faz-A'ya uygulanan gerilim işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları.....	79
Şekil 5.26	Rotora ait mekaniksel hız değişimleri.....	80

Şekil 5.27	Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler.....	81
Şekil 5.28	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	83
Şekil 5.29	Kaynak geriliminin zaman bazlı olarak motor ve lineer olmayan yükten oluşan sisteme tepkisel değişimi	84
Şekil 5.30	Güç kaynağı tarafından sisteme aktarımı gerçekleştirilen akım işaretlerinin zaman bazlı değişimleri	85
Şekil 5.31	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler	86
Şekil 5.32	Rotora ait mekaniksel hız değişimleri.....	87
Şekil 5.33	Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler.....	88
Şekil 5.34	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	90
Şekil 5.35	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler	91
Şekil 5.36	Rotora ait mekaniksel hız değişimleri.....	92
Şekil 5.37	Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler.....	93
Şekil 5.38	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	95
Şekil 5.39	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler	96
Şekil 5.40	Rotora ait mekaniksel hız değişimleri.....	97
Şekil 5.41	Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler.....	98
Şekil 5.42	Birim basamak referans açısal hız değerine karşılık elde edilen elektromagnetik moment değişimi	99
Şekil 5.43	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	102
Şekil 5.44	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin referans hız değişimine ait bölgesel konumları...	103
Şekil 5.45	Referans hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel hız değişimleri	104
Şekil 5.46	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler	105
Şekil 5.47	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	107
Şekil 5.48	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin referans hız değişimine ait bölgesel konumları...	108
Şekil 5.49	Referans hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel hız değişimleri	109
Şekil 5.50	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	110

Şekil 5.51	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	112
Şekil 5.52	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları	113
Şekil 5.53	Referans açısal hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değişimleri	114
Şekil 5.54	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	115
Şekil 5.55	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	117
Şekil 5.56	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları	118
Şekil 5.57	Referans açısal hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değişimleri	119
Şekil 5.58	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	120
Şekil 5.59	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	122
Şekil 5.60	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları	123
Şekil 5.61	Referans açısal hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değişimleri	124
Şekil 5.62	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	125
Şekil 5.63	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	127
Şekil 5.64	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları	128
Şekil 5.65	Referans açısal hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değişimleri	129
Şekil 5.66	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	130
Şekil 5.67	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	132
Şekil 5.68	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları	133
Şekil 5.69	Referans açısal hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değişimleri	134
Şekil 5.70	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	135
Şekil 5.71	Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları.....	137
Şekil 5.72	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları	138
Şekil 5.73	Referans açısal hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değişimleri	139

Şekil 5.74	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	140
Şekil 6.1	Uygulama sistemine ait genel görünüm.....	143
Şekil 6.2	Uygulama sistemini oluşturan elemanter yapı.....	144
Şekil 6.3	Rotora ait mekaniksel hız değişimleri.....	146
Şekil 6.4	Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler	148
Şekil 6.5	Stator faz-A gerilimsel yapılarına ait zamansal değişimlerin grafiksel formları.....	149
Şekil 6.6	Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları	151
Şekil 6.7	Farklı inverter denetim sistemlerinin ortaya koymuş oldukları statora ait akı pozisyonları.....	152

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2. 1 Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması (23)	14
Çizelge 7. 1 Benzetim çalışmaları gerçekleştirilen hız kontrol sistemlerine ilişkin sayısal boyutta veriler	155

ASENKRON MOTOR İÇİN YENİ BİR DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ (DMK) ALGORİTMASI VE HİBRİD FİLTRE TASARIMI

İbrahim ALIŞKAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ

Bu tez çalışmasında doğrudan moment kontrolü tabanlı bir yapı üzerine asenkron motorun yönlendirilmesi ile elektrikli aracın durum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin performansının geliştirilmesi amaçlı olarak, doğrudan moment kontrolörü zaman paylaşımli uzay vektör modülasyonu ile desteklenmiştir. Ayrıca yeni bir algoritma oluşturmak üzere Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolör ile referans hız değerinin sistemin ihtiyaç duyduğu moment değerine dönüşümü sağlanmıştır.

İstenilen bir elektrikli araç motor sürme sistemi, düşük değerli moment dalgalanmalarına karşı yüksek hassasiyetde olmalıdır. Çalışmanın ikinci bölümünde, dış etkilerin ve harmoniklerin etkilerini düşürmeye yönelik hibrid filtre yapısı geliştirilmiş ve kontrol sisteminin etkinliği artırılmıştır.

Geliştirilen yapının olanaklı bir teori olduğunu gösterme amaçlı olarak, Matlab/Simulink yazılımsal ortamında elektrikli araç çeyrek modeli üzerine benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bunlarla birlikte, zaman paylaşımli uzay vektör modülasyonu destekli doğrudan moment kontrol sistemi elektrikli çeyrek araç yapısı üzerine kullanılarak deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Yine elde edilen sonuçlar, deneysel olarak gerçekleştirilen dalga genişlik modülasyonu ve (klasik) vektör kontrol algoritmasına ait sonuçlar ile kıyaslanmıştır. Tez çalışması içerisinde, PCI kart yapısı

kullanılarak Matlab/Simulink yazılımsal ortamı ile deneysel ortam arasında bağlantı kurulmuştur.

Son olarak, kıyaslama sonuçları göstermiştir ki geliştirilen zaman paylaşımı destekli doğrudan moment kontrolü yapısı klasik PI kontrolöre, alan yönelimli kontrolöre ve de klasik doğrudan moment kontrolü yapılarına nazaran tartışılmaz bir üstünlüğe sahiptir.

Anahtar Kelimeler: Elektrikli otomobil, asenkron motor, alan yönelimli kontrol, doğrudan moment kontrolü, vektör kontrol, uzay vektör modülasyonu, hibrid filtre, lineer olmayan kontrol, PCI çok fonksiyonlu kart and MATLAB/Simulink.

A NEW DIRECT TORQUE CONTROL ALGORITHM AND HYBRID FILTER DESIGN FOR ASYNCHRONOUS MOTOR

Ibrahim ALISKAN

Department of Electrical Engineering

PhD. Thesis

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Kayhan GULEZ

In this thesis, Direct Torque Control (DTC) of asynchronous motor, which serves as a basis of electrical vehicle motion control system, is presented. In order to improve the performance of the system, the proposed conventional DTC method is enhanced by time-based distributed space vector modulation technique. Furthermore, a new algorithm based on Lyapunov-like analysis is presented to transform the reference velocity signal into required torque signal.

A desired electrical vehicle motor drive system would have high efficiency with low torque ripple. In the second part of the study, a hybrid filter system to reduce the effects of harmonics and external disturbances is designed to improve the control system efficiency and performance.

In order to show the feasibility of the proposed method, simulation studies, which are carried out with Matlab/Simulink, on a quarter vehicle model are presented. Besides, experimental studies of DTC system using time-based Distributed Space Vector Modulation (DSVM) technique are also performed on a quarter vehicle system and the results are compared with other techniques such as PWM and (classical) vector

control. In this study, a PCI card is used for the real time control applications in order to provide communication between Matlab/Simulink software and the experimental setup.

Finally, comparative results are given to emphasize superiority of the proposed DTC & time-based DSVM Scheme over conventional PI, Field Oriented Control (FOC) and classical DTC system.

Key words: Electrical vehicle, asynchronous motor, field oriented control, direct torque control, vector control, space vector modulation, hybrid filter, nonlinear control, PCI multifunction card and MATLAB/Simulink.

1.1 Literatür Özeti

Ev, işyeri ve endüstriyel kullanıcılar için akım ve gerilim sinyallerinin temel bileşen değeri (temel frekans değerine göre; 50 Hz veya 60 Hz değişimli bileşen), güç sisteminin kalitesi açısından temel göstergedir. Bir kullanıcı için gerilim sinyalinin kalitesi, kullanıcının çevresindeki kullanıcıların yüklerinin durumuna bağımlılık gösterecektir. Lineer yükler açısından gerilim sinyallerindeki bozulmalar kaynağa bağımlı olacaktır. Tersi durum, lineer olmayan yükler için ise gerilim sinyalinin durumu yüklenme durumuna ve değerine bağlı olarak kullanıcının sorumluluğu altındadır (1).

Akım sinyalinin yapısı, doğrusal yükler için gerilim sinyalinin kalitesine bağlıdır. Harmonik kaynağı yükleri göz önüne alacak olursak akım kalitesi, yükün kendi davranışına bağlıdır, yani düşük değerli yüklenmeler için akım sinyalinde yüksek oranlı bir bozulma, tam değerli bir yüklenme için ise yüksek genlikli bir bozulma meydana gelecektir.

Günümüzün güç sistemi problemlerinin ortak kaynağı olarak; anahtarlama etkileri, gerilim yükselmeleri, gerilim çöküntüleri, gerilim darbeleri, uzun süreli altgerilimler, elektrik kesilmeleri, harmonikler ve ortak bağlaşım noktalarında oluşan farklı genliklerdeki darbesel işaretler gösterilmektedir (1), (2), (3).

Belirli bir temel frekans bileşeni ve bu bileşenin tamsayı katlarında frekanslardaki sinüoidal bileşenlerin süperpoze edilmesi ile periyodik bir işaret matematiksel olarak ortaya koyulabilir ki, bu temel frekans bileşeni dışındaki bileşenler bizim sistemimiz için harmonik bileşenleri oluşturacaklardır (4). Harmonik kaynağı olan lineer olmayan yükler iki farklı grupta ele alınabilir (5). İlk grup klasik lineer olmayan yükler olup transformatörler, elektrik motorları ve ark fırınları bu kısım içerisinde. İkinci grup ise güç elektroniği içerikli lineer olmayan yükler olup floresan lambaları, elektronik kontrol ve anahtarlama içerikli güç kaynakları, tristör kontrollü cihazlar (doğrultucular, inverterler, statik VAR kompensatörleri, konverterler ve yüksek gerilimli DC iletim sistemleri) gibi yapılardan oluşmaktadır.

Harmoniklerin etkilerini ele almamız halinde ise üç farklı kategori söz konusu olacaktır; ısı etkiler, izolasyona yönelik etkiler ve yük bölücü etkiler (5).

Bozucu etkilerin ardından elektriksel işaretlerin dalga şekilleri yeniden temel şekillerine dönüştürülmelidir. Pasif LC filtreler ve/veya aktif güç filtreleri bu amaçla kullanılmaktadır. Öte yandan, pasif filtreler birtakım dezavantajlara da sahiptirler. Örneğin hacimsel sorunlar, rezonans problemleri ve sabit frekans değerleri için ortaya çıkan çalışma bölgeleri sayılabilecek başlıca dezavantajlardır (6).

Daha etkili bir çözüm olarak, aktif güç filtresi (AGF) sistemleri kullanılabilir ki bu sistemlerin temel avantajları ise; istenmeyen harmoniklerin eliminasyonu, güç faktörü düzeltme, yeni güç dağıtımı ile sistemin dengelenmesi ve elektromagnetik girişim (EMG) değerlerinin düşürülmesi olarak sıralanabilir (7).

Harmonikler ve beraberlerinde getirdikleri bozucu etkileri elektrik motorlarının performans parametrelerinde görmek mümkündür (8), (9). Motor momenti üzerinde oluşacak olan bozucu etkileri ortadan kaldırmak veya azaltmak amacıyla farklı tiplerde filtreler kullanılmaktadır (10), (11).

Ayrıca doğrudan moment kontrolünün (DMK) kullanımı ile de moment dalgalanmalarının minimizasyonu sağlanabilmektedir (10), (12), (13). Diğer dinamik sistemler gibi güç sistemleri de MATLAB yazılım ortamında benzetim işlemine alınabilecektir (7), (14), (15). Yapılan çalışmada AGF sistemi hem motor momentini hem de güç sistemini (DMK ve güç elektroniği devreleri) korumak amacıyla sistem içerisine yerleştirilmiştir. AGF sisteminde yeni bir yöntem olarak, Lyapunov fonksiyonu tabanlı lineer olmayan denetleyici kullanılmıştır. Karşılaştırma açısından ise Ziegler-Nicholes tekniğinin kullanımı ile elde edilen klasik katsayı-integral (PI) denetleyiciye ait performans değerleri göz önüne alınmıştır (16-19).

Asenkron motor kontrolünde; basit sayısal denetim tekniklerinden, vektör kontrolüne kadar çok farklı yöntemlerin varlığı gerek teorik gerekse uygulamalı olarak tartışmasız bir gerçekliktir. En temel nokta olarak, motorun kendisine ait matematiksel modelin elde edilmesi gerekmektedir. Matematiksel modele ait literatürde önemli sayıda kaynak mevcuttur (14), (19-23). Gerek tasarım basitliği gerekse elektrikli uygulama basitliği nedeni ile katsayı-integral-türev kontrol tekniği denetimde geniş bir alanda uygulanmaktadır (14), (16), (20), (21). Ancak, hassas bir kontrol işleminin gerekmesi halinde, vektör kontrol yapısı ve lineer olmayan işlemleri de içeren hesaplamalar gerçekleştirilmek zorundadır (13), (24-28).

1.2 Tezin Amacı

Asenkron motorun çalışması esnasında meydana gelen moment dalgalanmalarının kontrolü ve azaltılması için kontrol algoritmasının etkinliğini bir adım ileri yönde geliştirmek ve dış sistemlerle olan bozucu etkileşimlerin azaltılması için yeni bir aktif filtre denetleyici tasarımını gerçekleştirmek çalışmamızın temel amacıdır. Yapılan çalışmada gerçekleştirilen bu yapı elektrikli çeyrek araç modeli üzerinde uygulanmıştır.

Bu çalışmada, öncelikle asenkron motorun tanımı ve modellenmesi yapıldıktan sonra bilgisayar ortamında gerçekleştirilecek olan benzetim çalışmaları tamamlanacaktır. Günümüze kadar tasarımı gerçekleştirilmiş olan klasik kontrol algoritması temeli üzerine inşa edilmiş olan doğrudan moment kontrolü sistemlerinin benzetim çalışmaları gerçekleştirilecektir. Geliştirilecek olan lineer olmayan kontrol algoritması temeli üzerine inşa edilmek istenen doğrudan moment kontrolü sisteminin benzetimi gerçekleştirilerek, kontrolörün başarımı ortaya koyulacaktır. Yine harmoniklere karşı geliştirilecek olan yeni filtre yapısı da benzetim ortamına aktarılarak, yeni filtre yapısının başarımı incelenecektir. Ayrıca harmoniklerin moment dalgalanmasına olan etkisi ve yeni filtre yapısının harmoniklere karşı olan cevabı da benzetim ortamında kontrol edilecektir. Bilgisayar ortamında gerçekleştirilecek olan benzetim çalışmaları için Matlab/Simulink yazılımı kullanılacaktır. Bu açıklamalar ışığında tezin amacını maddeler halinde belirtebiliriz;

- asenkron motorun matematiksel modelini oluşturmak ve bu matematiksel modeli kullanarak benzetim çalışmalarını gerçekleştirmek,
- sisteme yönelik PI ve lineer olmayan denetleyicileri tasarlamak,
- belirtmiş olduğumuz denetleyicilerin de desteği ile alan yönelimli kontrol ve doğrudan moment kontrolü yapılarının başarımını ve moment dalgalanmalarını ortaya koymak,
- doğrudan moment kontrolü sisteminin çıkışını zaman bazlı dağılıma sahip uzay vektör modülasyonu ile destekleyerek gerek bu yeni yapının ve gerekse de lineer olmayan hız denetiminin başarısını sunmak,
- yine şebekeye bağlı yapılar için harmoniksel değerlerin motorun çıkış değerleri üzerine olan etkinliğini grafiksel olarak sunmak,

- bu etkileri sıfırlama amaçlı olarak hem PI denetimli hem de lineer olmayan denetleyici ile çalışan aktif filtre yapılarını kullanmak,
- AGF yapılarını pasif filtre yapısı ile destekleyerek başarımı arttırmak,
- elde edilen sonuçları da kullanarak geliştirilen lineer olmayan denetleyicinin başarısını göstermek,
- son olarak ise eldeki mevcut yapıyı da kullanarak dalga genişlik modülasyonu (DGM), vektörel kontrolü ve zaman bazlı dağılıma sahip uzay vektör modülasyonunu elektrikli çeyrek araç modeli üzerinde ele alarak, yapılan moment kontrolüne ilişkin gelişim çalışmasının toplum hayatına uygulanabilirliğinin ispatını sağlamaktır.

1.3 Hipotez

Çalışmaya ilişkin önermelere listelenmiş olan amaçlar içerisinde değinilmiştir. Ancak daha net bir açıklama olması adına tez çalışmasına ilişkin hipotezlerimiz üç ana başlık altında sunulabilecektir;

- ilk olarak DMK yapısını ele almamız halinde, klasik yapıda denetleyicinin çıkışı vektörel denetleyici ile kontrol edilen inverterden geçerek motora aktarılmaktadır ki, bunun anlamı da istenilen gerilimsel yapı %100 oranında motora verilemeyecek ve moment yapısında dalgalanmalar oluşacaktır. Bu durumda yapılması gereken, zaman bazlı bir dağılıma sahip vektörel kontrolü, sıfır vektörlerini de ele alarak uygularsak dijital yapının çözünürlüğüne bağlı olarak DMK'nın istemiş olduğu gerilimsel yapıya daha da yaklaşmış oluruz. Yani moment dalgalanmalarını sıfırlamaya bir adım da olsa yaklaşılmış olunacaktır,
- ayrıca gerek elektrikli araç yapısı dahilinde gaz pedalına basıldığında gerekse diğer uygulamalarda motor devreye alındığında kullanıcının istemiş olduğu değer hız olduğuna göre, bu değer DMK tarafından istenilen moment referans değerine dönüşümü

gerçeklenmelidir. İşte tam bu noktada klasik PI yerine enerji tabanlı bir yapıdan hareketle tasarımı gerçekleştirilen lineer olmayan bir denetleyici ortaya konulması demek, matematiksel olarak daha yüksek dereceli denklemler ve farklı değişkenlerin de işleme alınabilmesi demektir. Başka bir ifadeyle klasik kontrol yapısına göre daha başarılı bir kontrol sistemi demektir,

- son olarak ise, harmoniksel etkileri minimize etme amaçlı olarak kullanılması düşünülen hibrid filtre yapısı içerisinde yer alacak olan AGF sistemi için de bilinen analog denetim yerine lineer olmayan denetimi devreye alarak hem denetleyicinin matematiksel ifadesindeki değişken sayısı hem de değişkenlerin üstel değerleri ile adaptasyon işlemleri sonucunda daha da başarılı filtreleme işlemlerinin ortaya konulabileceği matematiksel ve benzetim çalışmaları olarak ispatlanmış bir sonuçtur.

BÖLÜM 2

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR

Elektrikli araçlar (EA) incelendiğinde, ilgili çalışmalar içten yanmalı motorların ortaya çıkması ile beraber 1902'de başlamıştır. Bu tarihte Woods, elektriksel tahrikle bir faytonu 14 mil/saat ortalama hız ile 18 mil mesafeye kadar götürmeyi başarmıştır. Ancak, 20. yüzyılın son çeyreğinde saf elektrik araçlar, yakıt hücreli araçlar ve hibrid araçlar gibi birçok EA şehirlerde mevcut olan klasik içten yanmalı motorları olan araçların sebep olduğu hava kirliliğini önlemek için geliştirilmiştir (29), (30), (31-37). Saf EA birkaç elemandan meydana gelirken, bu araçlarda en büyük hacmi bataryalar kaplamaktadır. Bataryalar, tekerlekleri süren motor için gerekli akımı, doğru akımdan alternatif akıma dönüştüren bir invertere bağlıdır. Ancak, günümüze kadar geliştirilen geliştirilen EA'lardan çoğu önemli derecede düşük performans, düşük sürüş emniyeti ve düşük hız aralığına sahiptir.

Bu çalışma dahilinde ise EA içerisinde istenilen yönden (aracın açışal konumuna göre hareket kaynağı veya bataryalar için şarj kaynağı) kullanılabilir olan asenkron motorların hız kontrol işlemini DMK sistemi ile gerçekleyerek bu araçların temel sorunlarından birisi olan hız-hareketlenme probleminin çözümüne önemli katkıda bulunabilmektedir. Ayrıca, DMK'ne destek verecek olan farklı inverter kontrol metodu ile de denetleyicinin performansı arttırılmıştır, burada lineer olmayan hız-moment dönüşüm yapısı da önemli bir diğer gelişmedir.

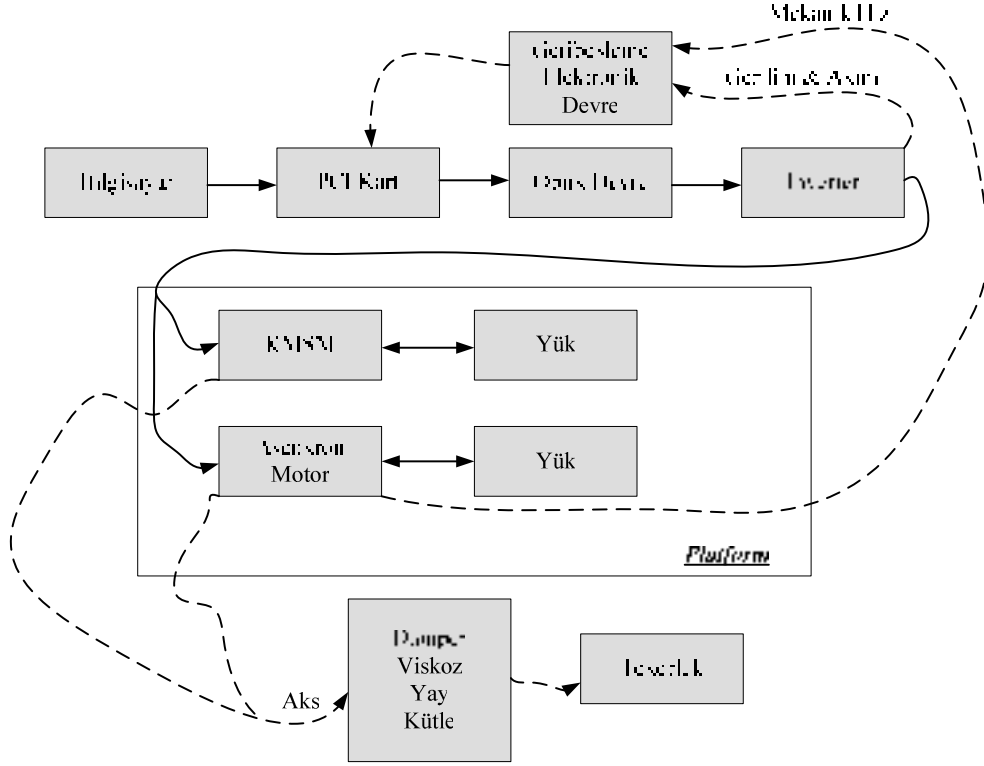
2.1 Elektrikli eyrek Araç Genel Yapısı

Mikrodenetleyiciler ve g elektroniğindeki teknolojik gelişmeler, gelişmiş kontrol yöntemlerinin asenkron motor sürücülerinde kullanılmasına olanak sağlamıştır. Motorun moment cevabının düzgün ve az dalgalanması, geniş aralıklarla çalışan motor uygulamaları için beklenen parametrik özelliklerdir. Elektronik ve sayısal (lojik) alandaki gelişmeler, motor çalışması esnasında istenen kontrolün yapılabilmesini ve beklenen parametrik özelliklerin elde edilmesini sağlamıştır.

Mekanik ortamlarda çalışan motor sistemleri için sistemin hassasiyeti, motor milindeki moment değerinin anlık değişimlerinin hassasiyeti ile orantılıdır. Bu nedenle de asenkron motorun çalışırken ürettiği moment dalgalanmalarının minimize edilerek, sistemin hassasiyetinin maksimum seviyeye çıkarılması sağlanabilecektir. Yirmibirinci yüzyılda birçok alanda üretilen ve elektrikli motor içeren sistemlerin, kullanıcıların ihtiyaçlarını karşılaması açısından yüksek seviyeli moment hassasiyetini sağlayabilmesi kaçınılmaz bir gerçekliktir

İstlenen band sınırlarının dışına çıkmayacak derecede dalgalanmaya sahip bir moment çıkışı üretebilmek için yeni kontrol sistemlerine ve gerilim bakımından kalibrasyonu ve regülasyonu iyi elektriksel kaynaklara ihtiyaç duyulmaktadır. Motorun ömrünü uzatabilme, mekanik titreşimi ve bunun yol açtığı girişim gürültüsünü azaltabilme amaçlı olarak, kontrol sistemlerinde gelişmelere olan ihtiyaç tartışılmazdır.

Proje kapsamında kullanılan çeyrek araç modelini şekilsel olarak ele almamız gerekirse, asenkron motorun sistem içerisindeki konumu rahatlıkla görülebilecektir. Böylece, tasarımı gerçeklenen olan sistemin gerçek hayata yönelik bir yapı üzerine aktarımı sağlanmış olmaktadır.



Şekil 2. 1 Elektrikli araç modeline ilişkin elemanter yerleşim ve sistemler arası koordinasyon bağlantıları

Görüldüğü gibi asenkron motor doğrudan aks düzlemine bağlı olup, aracın hareketinde direkt etkiye sahiptir. Bu da DMK tipi vektörel bir kontrolün (momente yönelik) gerekliliğini ortaya koymaktadır. Zira sistemin hareketinin başlangıcı için aşılması gereken bir atalet momentinin varlığı bilinen bir gerçektir. Bu da moment kontrolünün hız parametresi ile birleşimine olan ihtiyacı daha da arttırmaktadır.

2.2 Elektrik Motorları ve Asenkron Yapıda Kontrol

Elektrik motoru, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren elektrik makinesidir. Yaygın olarak kullanılan bu elektrikselsel aygıt; buzdolabının kompresörü, çamaşır makinesinin pervanesi ve pompası, mutfak aspiratörünün pervanesi gibi elektrikselsel cihazların kullanımını sağlar. Günümüz teknolojisi dahilinde elektrik motorları mikro işlemcilerle

donatılmış ve böylece çalışması kullanıcının ihtiyaçlarına göre ayarlanabilir bir yapıya kavuşturulmuştur. Elektrik motorlarını çalışma gerilimlerine göre; doğru akım ve alternatif akım motorları olarak iki gruba ayırabiliriz. Alternatif akım motorları da kendi içinde senkron ve asenkron motorlar olarak iki gruba ayrılırlar (21), (38), (39), (40), (41), (42).

Asenkron motorlar basit ve az bakım gerektirmeleri nedeniyle sanayide yaygın olarak kullanılmaktadır. Mikro-elektronik yapının sağladığı gerek güç elektroniğinde kullanılan elemanların çeşitlilik ve güçleri, gerekse mikroişlemci ve dijital işaret işleyiciler alanındaki gelişmeler bu makinelerin hız kontrol sistemlerindeki kullanımını daha da yaygınlaştırmıştır (4), (43), (44), (45), (46). Çalışma ilkesi bakımından, gerilim indükleme prensibine göre çalışmasından dolayı, asenkron motorlara endüksiyon motorları da denmektedir (13), (47). Asenkron yapıyı, senkron yapıdan ayıran en büyük özellik, dönme hızının sabit bir değerde olmayışdır. Bu hız, motor olarak çalışmada senkron hızdan küçüktür. Makinenin asenkron oluşu bu özelliğinden ileri gelmektedir.

Asenkron motorların devir sayıları yükte çok az değişir, bu motorlar sabit devirli motorlar sınıfına girerler. Örneğin doğru akım şönt motorlarında devir sayısı büyük sınırlar içinde değiştirilebilir. Buna göre; doğru akım şönt motoru asenkron motordan daha üstündür. Fakat;

- asenkron motorlar daha ucuzdur,
- asenkron motorlar daha az bakıma ihtiyaç içindedirler,
- asenkron motorların çalışmaları sırasında elektrik arki meydana gelmez (doğru akım motorları çalışırken kolektör dilimleri ile fırçalar arasında kıvılcımlar çıkar).

Bu özellikler, asenkron yapının endüstride en çok kullanılan motorlar olmalarına olanak sağlamıştır.

Asenkron yapının tarihi 1824 yılında Aragon'un alternatif akım motorlarının çalışma prensibini bulması ile başlar. Daha sonra bilim adamlarınca yapı

ve çeşit olarak muhtelif değişiklikler yapılmış ve hala da bu gelişmeler sürmektedir (20).

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin kontrolünü sağlar.

Uygulamalarda; moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek moment ve hız kontrolü yapılır. Sürücü moment kontrol modunda çalıştığında, hız yük tarafından belirlenir. Moment, motordaki gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur. Benzer şekilde sürücü hız kontrol modunda çalıştığı zaman, moment yük tarafından belirlenir.

Alternatif akım motorlarında değişken hız teknolojisinin geliştirilme amaçları; düşük maliyetli, basit yapıda standart motorların kullanılabilmesi, doğru akım tahrik sistemlerinin hızlı moment cevabı ve hız doğruluğu gibi konulardaki performansını elde etme ve geçme isteği olarak verilebilir.

Alternatif akım sürücülerde kontrol skaler veya vektörel olarak gerçekleştirilir. Skaler kontrolde; temel değişkenler olarak gerilim ve frekans kullanılır. Burada, motordaki manyetik alanın konumu dikkate alınmaz ve sürücülerde hız algılayıcısı kullanılması gerekmez. Rotorun konumu ihmal edilir; hız ve konum bilgisi kullanılmaz. Bu da demektir ki, açık çevrimli sürücüdür. Moment ve akı doğrudan veya dolaylı olarak kontrol edilemez. Kontrol, sabit bir gerilim/frekans çıkışı olan bir regülatör ile sağlanır, daha sonra PWM modülatörü sürülür. Basit bir yapı olmakla beraber düşük hız doğruluğu ve zayıf moment cevabı sağlayabilir. Akı ve moment seviyeleri, uygulanan gerilim ve frekansa motorun verdiği cevap ile belirlenir. Vektör kontrol yöntemlerinin gelişmesiyle, gerilim/frekans kontrolündeki düşük motor performansının motorun kendisinden kaynaklanmadığı ve motora gücün verilme yapısından kaynaklandığı anlaşılmıştır.

Akı vektör kontrollü sürücülerde, alanın konumu kontrol edilerek doğrudan akı kontrolü gerçekleştirilir. Rotor akısı uzaysal konumu, hız geri beslemesiyle elde edilen rotor açışal hızı ile bilinen stator akım vektörünün karşılaştırılmasıyla, sürücü tarafından hesaplanır ve kontrol edilir. Motorun elektriksel karakteristikleri, mikroişlemci teknikleri ile matematiksel olarak modellenerek değerlendirilir. Moment kontrolü, kontrol algoritmasında vektör kontrolünden önce yer alması nedeniyle dolaylıdır, ancak moment cevabı iyidir. Hız sensörü kullanılması durumunda; hız doğruluğu da artacağından yüksek performans elde edilir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı ise yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya kodlayıcı kullanılması zorunluluğudur. Yani uygulama zorlaşır, maliyet artar ve momenti dolaylı olarak kontrol etme zorunluluğu vardır. Dalga genişlik modülasyonu prensibini kullanan alternatif akım sürücülerde, vektör kontrol katının gerilim ve frekans çıkışları modülatöre uygulanır. Modülatör, giriş referansları ve üretilen stator gerilim vektörü arasında işaret gecikmesi oluşturarak, motorun moment ve hız değişikliklerine cevap vermesini belirgin bir şekilde geciktirir. Bu durum da, asenkron yapının basitliğini karmaşıktırır ve akı vektör kontrolünün yüksek kabiliyetini kısıtlar. Sonuç olarak; çok hızlı akı ve moment kontrolü gerçekleştirilemez (11), (12), (13), (14), (23), (48).

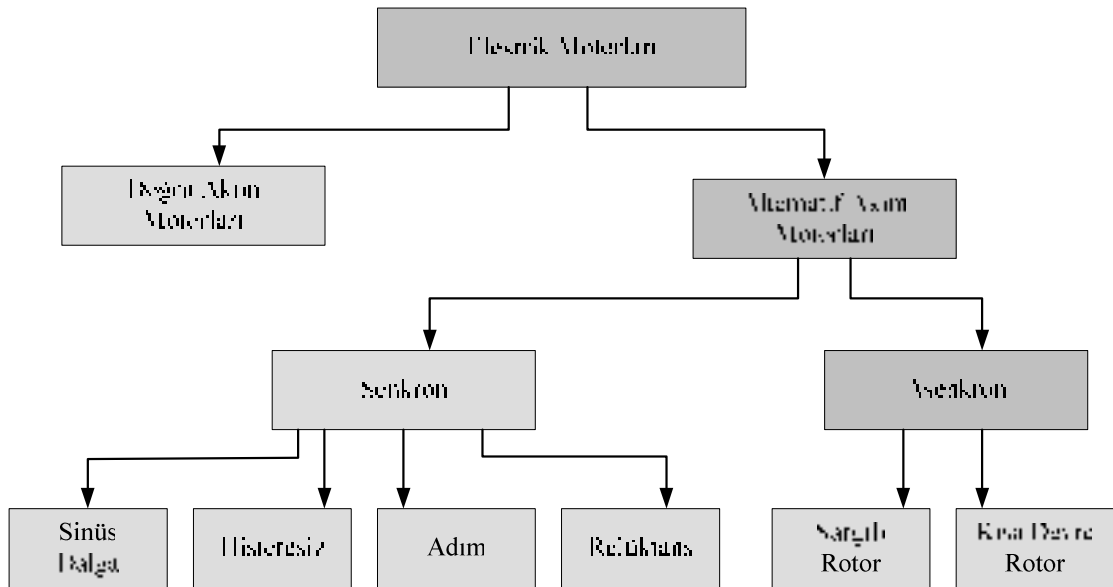
Doğrudan moment kontrolü teorisinin ilk yayınlanması, 1969 yılına Alman bilim adamı Blanschke'e kadar uzanır. Doğrudan moment kontrollü sürücüler ile ilgili araştırmalar 1985 yılından itibaren başlamış ve ilk çalışmalar; Almanya'da Depenbrock (1984) ve Japonya'da Takahashi ve Noguchi (1984) tarafından yapılmıştır. Ticari uygulama ise ABB tarafından 1995 yılının sonlarına doğru gerçekleştirilmiştir (13). Burada elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri; tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık kısıtlayıcı bir faktör olmaktan çıkar.

Doğrudan moment kontrol işleminde, motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, doğru akım sürücülerde

yapılan işlemin prensip olarak aynıdır. Klasik dalga genişlik modülatörü ve akı vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilimi ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. İşte bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. Moment kontrollü yapıda, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve dalga genişlik modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. Klasik modülatör yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Sonuç olarak, doğru akım sürücüsünün sahip olduğu moment ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir.

Genel kontrol yöntemlerinin; cevap verme hızı, avantaj ve dezavantajları açısından karşılaştırması aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Elektrik motorları genel olarak çalışma gerilimlerine göre 2 sınıfta incelenmektedir. İlk yapı doğru akım motorları ve ikinci yapı ise alternatif akım motorlarıdır. Yapının devamı ise kullanılan gerilim işaretinin uygulanması şekline göre oluşmaktadır. Şekil 2.2 bu durum için genel yapıyı sunmaktadır.



Şekil 2. 2 Elektrik motorlarının, kullanılan elektriksel işarete bağlı olarak gruplandırılması

Çalışma içerisinde kullanılacak olan ve hareket enerjisini alternatif akımdan (AA) alan kısa devre rotorlu asenkron motor yapısının genel sınıflama içerisindeki konumu açık olarak görülmektedir. Yapıya verilen isimden de anlaşılacağı gibi bu yapı içerisinde rotor için harici bir enerji kaynağı kullanımına ihtiyaç duyulmamaktadır.

Çizelge 2. 1 Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması (23)

Kontrol Türü	Moment Kontrolü	Akı Kontrolü	Cevap Verme Hızı	Avantaj	Dezavantaj
DC Kontrol	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk, İyi moment cevabı, Basitlik.	Motor bakım ve fiyatı, Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli.
Skaler Frekans Kontrolü	-	-	Düşük	Hız algılayıcısı gerekmez, Basitlik.	Düşük doğruluk, Kötü moment cevabı.
Akı Vektör Kontrolü	Dolaylı	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk, İyi moment cevabı.	Daima hız algılayıcısı gerekli.
Doğrudan Moment Kontrolü	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Hız algılayıcısı gerekmez, Orta seviyeli doğruluk, Mükemmel moment cevabı.	Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli.

ASENKRON MOTORLAR

Yapılan çalışmanın temelinde yer alan ve kontrolü gerçekleştirilecek olan asenkron motora ait temel bilgiler bu bölümde incelenecektir.

3.1 Asenkron Motor

Asenkron motorlar genel olarak; stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan meydana gelmektedirler. Motorun duran kısmı, statorudur. Rotor ise dönen kısımdır. Asenkron yapı, stator sargısından almış olduğu elektrik enerjisini rotorundan dönme hareketi olarak mekanik enerjiye dönüştüren veya rotorundan almış olduğu mekanik enerjiyi statorundan elektrik enerjisine dönüştüren bir elektromekanik makinedir.

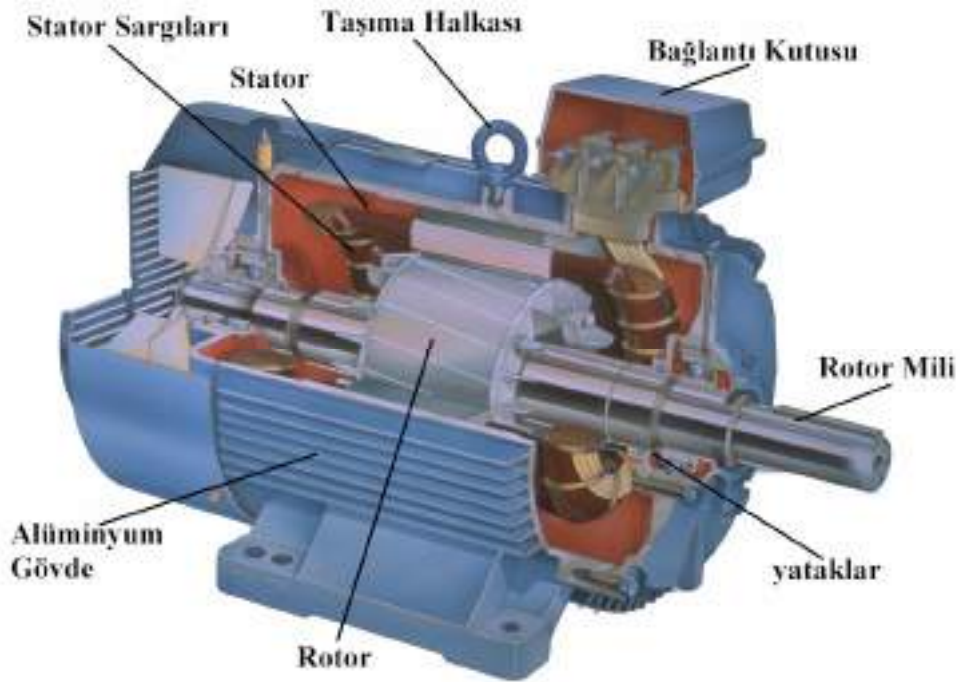
Birkaç watt'tan 300 MW gücüne kadar üretimi mevcuttur. Stator gerilim değerleri; alçak gerilim 220 V'dan orta gerilim 22 kV'a kadar değişmektedir (20), (49) .

Asenkron motorlar, stator ve rotordan ibaret olup, stator ve rotor üzerine açılan oluklara yerleştirilen sargılardan oluşurlar.

Stator dahilinde manyetik akıyı ileten stator sac paketi ile stator sargıları yer almaktadır. Stator sac paketi iki yüzü izole edilmiş 0.5 mm'lik silisyum demir sacların bir araya getirilmesi ve basınç altında sıkıştırılması ile elde edilir. Şekilde stator sac yapısına ait genel görünüm verilmiştir. Oluklar, uygun kalıplar yardımı ile motorun elektriksel karakteristiklerine etkiyen değişik biçimlerde üretilebilmektedir. Stator sargıları, oluklara yerleştirilir.

Sargıların; bir fazlı, iki fazlı, üç fazlı veya çok fazlı olarak sarılmaları mümkündür. Üç fazlı yapıda stator sargıları yıldız veya üçgen bağlı olabilmektedir.

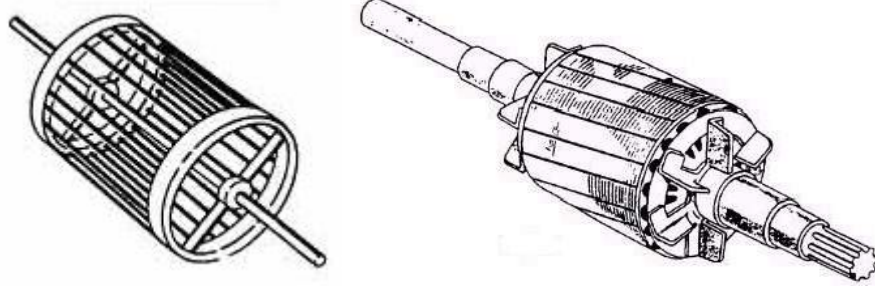
Stator sargılarını taşıyan sac paketi stator gövdesine yerleştirilir. Stator gövdesi, stator sac paketiyle stator sargılarını taşır ve gövde ayakları ya da flanşları yardımı ile motorun çalışacağı yere bağlanır. Anlatımı yapılan yapıya görsel bir örnek olması için üç fazlı asenkron motora ait kesit aşağıdaki gibi verilebilir.



Şekil 3. 1 Üç fazlı-sincap kafesli (kısa devre rotorlu) asenkron motora ait kesit ve genel yapı

Asenkron yapıda, diğer dönen elektrik motorlarına göre stator ile rotor arasında kalan hava aralığı çok küçüktür. Motorun gücüne göre hava aralığının radyal boyutu 0.5–1–3 mm değerlerinden uygun olanı olacaktır. Verilen milimetrik değerlerin sebebi, boşta çalışma akımının küçük tutulmasını sağlamaktır. Bilezikli yapıda, rotor oluklarına rotor sargıları yerleştirilir.

İki farklı rotor yapısı söz konusu olacaktır ki bunlar kısa devreli (sincap kafesli) rotor ve sargılı (bilezikli) rotor çeşitleridir. Asenkron motor, rotorun yapım biçimine göre bilezikli veya sincap kafesli asenkron motor olarak tanımlanacaktır. Çalışmamızın temelini de oluşturan sincap kafesli motora ait örnekler verilmiştir (Şekil 3.2).



Şekil 3. 2 Sincap kafesli rotora ait örneksel yapılar (20)

Bilezikli yapıda rotor sargılıdır ve sargı uçları dönen bilezik-sabit fırça ile dışarı çıkartılır. Sincap kafesli motorlarda ise rotor oluklarına bakır çubuklar yerleştirilir ve bu çubuklar her iki baştan dairesel halkalarla kısa devre edilerek, sincap kafesine benzeyen kendi üzerine kapatılmış bir sargı elde edilir (20), (22), (45), (49-52).

Bilezikli asenkron motorda rotor sargısı çoğunlukla üç fazlı yıldız bağlıdır. Sincap kafesli asenkron motorun rotorundan hiçbir uç çıkmadığı için bu motorun kontrolü sadece statordaki elektrik uçlarından yapılabilmektedir. Buna karşılık bilezikli yapıda rotor sargı uçları bilezik-fırça sistemi ile dışarı çıkartıldığından bu motorun kontrolü hem stator sargı uçlarından ve hem de rotor sargı uçlarından yapılabilmektedir.

Sincap kafesli motorun rotor sargısı büyük motorlarda bakır çubukların rotor oluklarına yerleştirilmesi ve iki baştan kısa devre edilmesi ile oluşturulur. Küçük motorlarda rotorun sincap kafesi alüminyum püskürtme ve kalıplarla elde edilir. Sincap kafesli motorda, sincap kafesi değişik biçimlerde oluklara yerleştirilerek, motorun istenilen moment karakteristiğini vermesi sağlanacaktır.

Sanayide ve diğere birçok alanda büyük çoğunlukla kullanılan kafesli tip; yapımı en kolay, en dayanıklı, işletme güvenliği en yüksek ve bakım gereksinimi en az olan elektrik motorudur. Kafesli yapının zayıf yönü, kalkış momentinin nispeten küçük ve kalkış akımının büyük olmasıdır. Bu zayıf yönü giderme amaçlı olarak geliştirilen akım yığılmalı asenkron motorlarda, kafes yüksek çubuklu veya çift çubuklu olarak üretilmektedir. Bilezikli yapıda, ek dirençler yardımı ile kalkış akımının istendiği kadar azaltılabilmesi, kalkış ve frenleme momentinin arttırabilmesi ön plana çıkan pozitif özelliklerdir.

3.2 Eşdeğer Devre ve Matematiksel Modelleme

Asenkron motorlar da transformatörler gibi indükleme esasına göre çalışmaktadırlar. Transformatörler statik, motorlar ise dinamik yapıdadır. Endüksiyon prensibi ise;

- dönen bir manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerde gerilim indüklenir,
- dönen bir manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerden bir akım geçirilmesi durumunda, iletkenler manyetik alan tarafından itilirler,
- rotor iletkenlerinden bir akımın geçmesi
- ve rotor iletkenlerinin dönen bir manyetik alan içerisinde bulunması gerekmektedir (45), (49), (50).

Döner alan, stator sargılarına uygulanan üç fazlı akım tarafından sağlanacaktır. Asenkron yapıda stator ile rotor arasında herhangi bir elektriksel bağlantı söz konusu değildir. Rotor dışarıdan bir kaynak tarafından beslenmez ve stator da dışarıdan döndürülmez. Kafesli yapıda, statoru üç fazlı olan bir asenkron motorun statoruna üç fazlı dengeli gerilimler uygulandığını varsayalım. Stator sargıları taşıdıkları akımların açısız frekansı ile dönen bir manyetik alan meydana getirir. Rotor sargılarını döner alanın kesmesinin sonucu olarak, sargılarda

gerilimler indükleneyecektir. Bu gerilimler her biri, bir rotor faz sargısı oluşturan çubuklardan akım geçmesini sağlayacaktır. Rotordan geçen bu akımlar rotor üzerinde N (kuzey) ve S (güney) kutuplarını meydana getirirler. Dönen stator kutupları, rotor kutuplarını etkiler ve aynı kutupların birbirini itmesinin, zıt kutupların ise birbirini çekmesinin sonucu olarak, rotorda dönme hareketi meydana gelir. Sonuç da elektrik enerjisinin mekanik enerjiye dönüşümü sağlanmış olur (20), (45), (50).

Asenkron motorda diğer önemli parametreler; devir sayısı ve kaymadır. Alternatif akım motorlarında moment, biri stator üzerinde diğeri de rotor üzerinde oluşan iki elektrik alanının etkileşimi sonucu ortaya çıkar. Sabit değerli bir moment çıkışının elde edilebilmesi için bu iki alanın motorun hava aralığında eş zamanlı (senkronize) bir durumda olması gerekir ki üretilen moment değeri aralarındaki faz farkı ile belirlensin. Dengeli üç fazlı bir sistemle beslenen üç fazlı bir sargı düzgün bir şekilde dönen bir alan meydana getirebilecektir. Endüstriyel uygulamalarda kullanılan asenkron motorların çoğu bu nedenden ötürü üç fazlıdır.

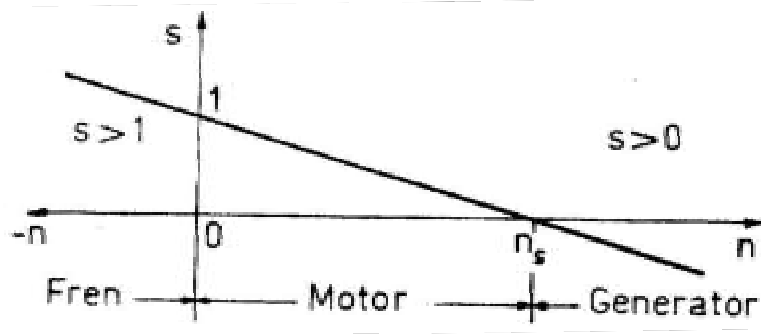
Dönen stator alanı kısa devre edilmiş rotor sargılarında, ikisi arasındaki bağıl hızla orantılı bir frekansta akımların indüklenmesini sağlayacaktır. Bilezikli yapıda rotor üzerindeki sargı, kafesli yapıda ise kafes, üç fazlı bir sargıdan beklenilene gerçekler ve rotor alanı olarak adlandırılan bir ikinci alan oluşturur. Her iki alanın (stator ve rotor alanları) hızlarının toplamının senkron hıza eşit olması gerekir. Asenkron yapıda mekanik devir sayısı " n " olup, bu değer " n_s " senkron devirden daha küçüktür. Boşta çalışma durumunda dahi yatak sürtünmeleri ve vantilasyon kayıpları nedeniyle mekanik olarak senkron hıza ulaşamayacaktır. Senkron hız ile rotor hızı arasındaki fark, kayma değeridir. Bu da demektir ki, rotor hızının senkron hıza göre bağıl hızı bize kaymayı verir. Kayma değeri " s " ve devir sayısı için geçerli eşitlikler (13), (40), (45), (49), (50),

$$n_s = 60f / p$$

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100\% \quad (3.1).$$

$$n = (1 - s) \cdot n_s$$

Burada; f -besleme gerilimi frekans değeri ve p -çift kutup sayısıdır. Bu noktada göz önüne alınması gereken bir diğer ilişki ise motor devir sayısına bağlı olarak motorun karakteristiğinde meydana gelen değişimsel yapıdır ki, diğer elektrik motorları gibi asenkron motorlarda fren, motor veya generatör modlarında çalışabileceklerdir. Devir sayısı-kayma içerikli grafiksel genel yapı ve motora ait çalışma bölgelerinin grafiksel yapı dahilindeki yerleşimleri verildiği gibidir.

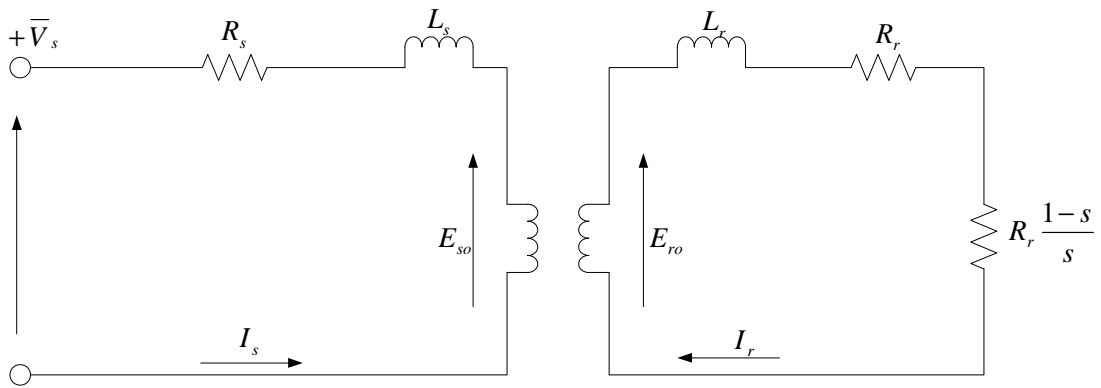


Şekil 3. 3 s-kayma değerinin ve asenkron yapıya ait çalışma bölgelerinin motor devir sayısına göre değişimleri (20), (40)

Görüldüğü gibi motorun sadece dönüş hız değerinin bilinmesi sorunları çözmeye yeterli olamamaktadır. Fren çalışma durumu için dönüşe ait yön parametresinin de hesaplara dahil edilebilmesi gerekmektedir.

Öte yandan motora ait matematiksel formülüzasyonunun sağlanabilmesi için verilmiş olan eşdeğer devrede yer alan elektriksel parametrelerin elde edilmesi gerekmektedir. Zira direnç, endüktans ve kapasite gibi devre elemanlarının bilinmemesi halinde elektriksel yapılar üzerinde gerçekleştirilen ifadeler sayısal boyuta aktarılamayacaktır. Gerçekleşen istenen son kullanıcı kontrol uygulamaları için ise sayısal değerler olmazsa olmaz parametrelerdir.

Uygulamada kullanılan motorun değer belirlenmesi için ilk yapılan işlem doğru akım (DA) gerilim kaynağı ile statora verilen gerilim ve akım değerlerinin ölçümünden elde edilen direnç değerinin 1.35 ile çarpımını aktif stator direnci ($R_s=1.027\Omega$) olarak işleme almaktır. İkinci işlem olarak, boşta çalışma deneyi gerçekleştirilir ve yaklaşık sıfır kayma değeri ile elektromagnetik endüktans ($L_o=112.7\text{mH}$) değeri elde edilecektir. Son olarak ise kilimli rotor deneyi ile stator ve rotor kaçak endüktans ($L_s=8.07\text{mH}$ ve $L_r=8.07\text{mH}$) değerleri ile rotor aktif direnç değeri ($R_r=1.475\Omega$) elde edilecektir. (13), (23), (45).



Şekil 3. 4 Asenkron motora ait eşdeğer devre yapısı

Motorun devre yapısını (Şekil 3.4) oluşturan parametrelerin elde edilmesini takiben gerilim, akım, akı ve moment parametrelerine ait değerler hesaplanabilecektir.

Vektör kontrollü ve doğrudan moment kontrollü sürücülerin anlaşılabilmesi için kontrol edilen sistemin matematiksel olarak ifadesi net olarak ortaya konulmalıdır. Geçici ve kararlı rejimde davranışları temsil eden matematiksel model, burada hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanacaktır.

i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} anlık olarak dengelenmiş stator-üç faz akımları olduğundan hareketle,

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (3.2)$$

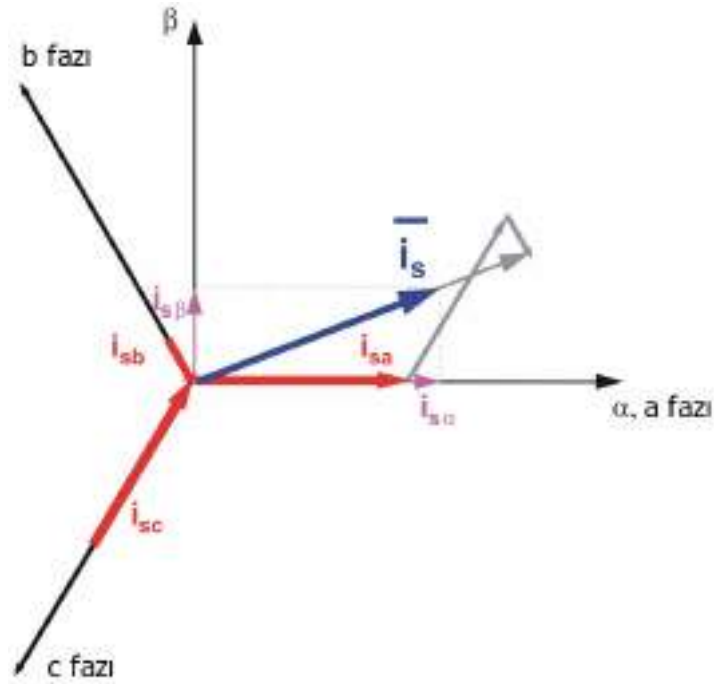
elde edilecektir ve bu durumda stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$\bar{i}_s = k(i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc}) \quad (3.3)$$

ki burada a ve a^2 uzay operatörleri olmakla beraber k ise transformasyon sabiti olup,

$$\begin{aligned} a &= e^{j2\pi/3} \\ a^2 &= e^{j4\pi/3} \\ k &= 2/3 \end{aligned} \quad (3.4)$$

olarak seçilmişlerdir. Stator akımı uzay vektörü izdüşümü ise Şekil 3.5'de verildiği gibidir.



Şekil 3. 5 Stator akımı uzay vektörü ve izdüşümü

(3.3) nolu eşitlikte ifade edilmiş olan uzay vektörü, çift eksen teorisinden yararlanılarak da ifade edilebilir. Uzay vektörünün reel kısmı yatay eksen stator akım bileşeninin ($i_{s\alpha}$) ani değeri ile dikey eksen stator akım bileşeninin ($i_{s\beta}$) sanal kısmına eşittir. Bu sayede sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü statora bağlanmış olacaktır ve

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (3.5)$$

eşitliği ile de ifade edilebilecektir.

Simetrik üç fazlı sistemde yatay ve dikey eksen stator akımları, gerçek olmayan çift-faz akım bileşenleridir ve ifadeleri (3.6)'de verildiği gibi gerçek üç faz stator akımları ile ilişkilidir (13), (38), (53).

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= k \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \\ i_{s\beta} &= k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Gerilim ve manyetik akı içinde benzer uzay vektörleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir (53),

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= k (u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}) \\ \bar{\psi}_s &= k (\psi_{sa} + a \psi_{sb} + a^2 \psi_{sc}) \end{aligned} \quad (3.7).$$

3.2.1 α, β Eksenel Yapı

Uzay vektörü, $\alpha\text{-}\beta$ gibi 2-ortogonal eksenle başka bir referans çerçevesinde verilebilir. Şekil 3.6'da verildiği gibi α -ekseni ve α -ekseninin aynı yönde olduğunu varsayarsak, 3-fazlı sistemi 2-boyutlu ortogonal sisteme çeviren matematiksel ifadeler (13), (20), (38), (53),

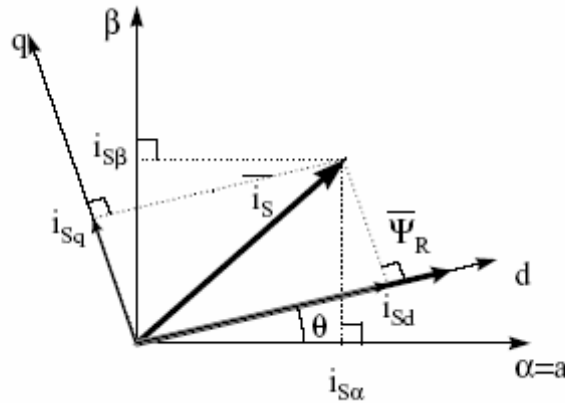
$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \frac{2}{3} \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

olarak elde edilir. Sonuç olarak, zaman ve hız bağımlılığı devam eden 2-koordinatlı bir sistem $\begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix}$ elde edilmiş olur.

3.2.2 d, q Eksenel Yapı

Vektör kontrolünün en önemli kısmını, Park dönüşümü oluşturmaktadır. Bu izdüşüm $d\text{-}q$ dönen referans çerçevesinde 2-fazlı ortogonal sisteme dönüşümü sağlayacaktır. Eğer d -ekseninin rotor akısıyla uyarlandığını

kabul edersek, şekilde verilen ifade akım vektörü için iki referans çerçevesi arasındaki ilişkiyi ortaya koyar.



Şekil 3. 6 Stator akımı uzay vektörünün α - β ve d - q referans sistemlerindeki bileşen dağılımları (53)

θ , rotor akı pozisyonu olduğuna göre; akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki eşitliklerle ifade edilebilecektir (53).

$$\begin{aligned} i_{sd} &= i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \\ i_{sq} &= -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \end{aligned} \quad (3.9)$$

Görülebileceği gibi bileşenler, akım vektöründeki α, β bileşenlerine ve rotor akı pozisyonuna bağlıdır. Doğru rotor akı pozisyonu bilinecek olursa, diyagramda verildiği gibi d - q elemanları da sabit olacaktır. Yine sonuç olarak, aşağıdaki karakteristiklere uyan bir 2-koordinat sistemi $\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}$ elde edilmiş olacaktır;

- 2-koordinatlı ve zamandan bağımsız,
- i_{sd} (akı bileşeni)
- ve i_{sq} (moment bileşeni) sayesinde doğrudan moment kontrolü $\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}$ mümkün bir sistemdir.

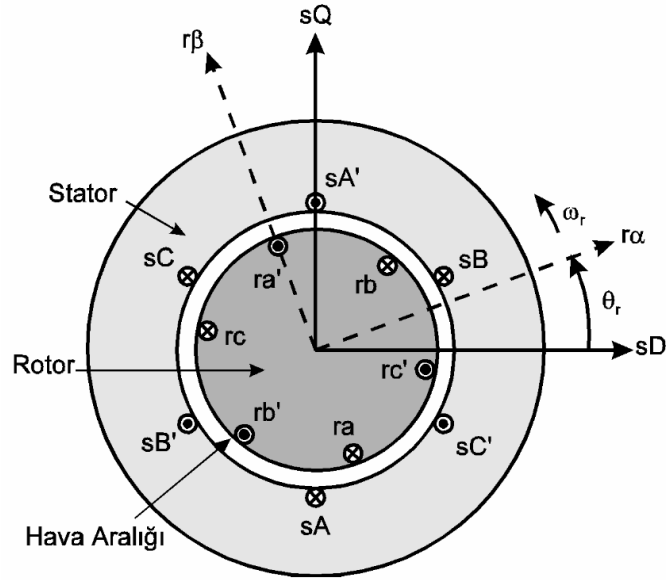
3.2.3 Gerilim ve Manyetik Akı

Asenkron yapının tanımlanabilmesi için, sinüzoidal olarak dağıtılmış sargılara sahip, simetrik üç fazlı düzgün hava aralığı olan sistemi göz önüne almak gerekmektedir.

Şekilde üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir. Burada stator ve rotor sargıları, hava aralığının her iki tarafında tek bir bobin olarak gösterilmiştir. Gerçek yapıda ise her bir faz sargısı, kendi manyetik ekseninde sinüzoidal bir manyetomotor kuvvet üretecek yapıdadır.

Statora uygulanan gerilime ait denklemleri anlık biçimde aşağıdaki gibi verebiliriz (54),

$$\begin{aligned} u_{Sa} &= R_S i_{Sa} + \frac{d}{dt} \psi_{Sa} \\ u_{Sb} &= R_S i_{Sb} + \frac{d}{dt} \psi_{Sb} \\ u_{Sc} &= R_S i_{Sc} + \frac{d}{dt} \psi_{Sc} \end{aligned} \quad (3.10)$$



Şekil 3. 7 Üç fazlı simetrik asenkron motorda temel yapıya ait yatay kesit
Şimdi statora uygulanan gerilimleri Clarke Dönüşümü'nü kullanarak daha pratik uygulanabilecek hale getirelim (13),

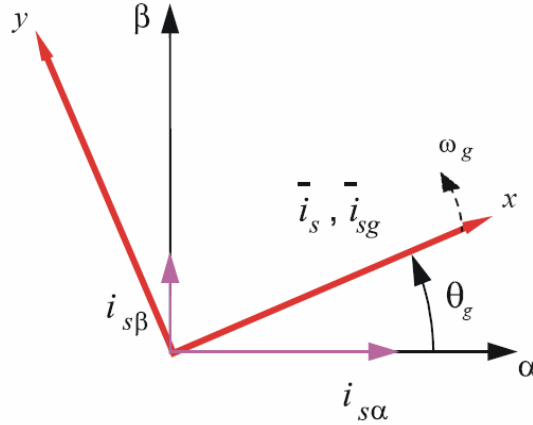
$$\begin{aligned}
u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \\
u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \\
u_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega \psi_{r\beta} \\
u_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega \psi_{r\alpha}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Benzer şekilde manyetik akı denklemleri de,

$$\begin{aligned}
\psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_o i_{r\alpha} \\
\psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_o i_{r\beta} \\
\psi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + L_o i_{s\alpha} \\
\psi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + L_o i_{s\beta}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

olarak verilebilecektir. Artık asenkron motor, stator referans sisteminde yukarıdaki gibi tanımlanmıştır.

Ayrıca şekilde verildiği gibi sabit referans sistemi statora birleştirilmiş, motor modeli gerilim uzay vektör denklemleri, hızı w_g ile döndürülen genel referans sisteminde formüle edilebilir.



Şekil 3. 8 Genel referans sistemi (28)

Genel referans sisteminin kullanılması halinde, yukarıda görüldüğü gibi enine ve boyuna eğik eksen koordinatları (x,y) , anlık $w_g = d\theta_g / dt$ açısal hızı ile döndürülür. θ_g , statora bağlanmış sabit referans sisteminin boyuna eksenini (α) ile genel referans sistemindeki reel eksen (x) arasındaki açı

olarak ifade edilebilir. Genel referans sistemi içerisinde stator akımı uzay vektörü (28),

$$\bar{i}_{sg} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy} \quad (3.13)$$

olarak verilebilir. Stator gerilimi ve manyetik akı uzay vektörleri de genel referans sisteminde (3.13)'de akımın ifade edilmesine benzer şekilde ifade edilebilir.

Rotor gerilimi, akımı ve de manyetik akılarının uzay vektörleri için de benzer durumlar göz önünde tutulur. Rotora bağlanmış referans sisteminin reel eksenini (r_ω), rotor açısı θ_r ile stator referans sistemi boyuna ekseninin yerini alır. Bir sonraki adımda genel referans sisteminin reel eksenini (x) ve rotor ile döndürülen referans sisteminin reel eksenini (r_ω) arasındaki açı $\theta_g - \theta_r$ 'den elde edilir. Genel referans sisteminin dahilinde rotor akımları, uzay vektörü eşitliğinde verildiği gibi tanımlanır (28).

$$\bar{i}_{rg} = \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + j i_{ry} \quad (3.14)$$

\bar{i}_r , rotor referans sisteminde rotor akımı uzay vektörü olarak tanımlanır. Genel referans sisteminde, rotor gerilimi ve rotor manyetik akısı uzay vektörleri de benzer yapıda oluşturulur.

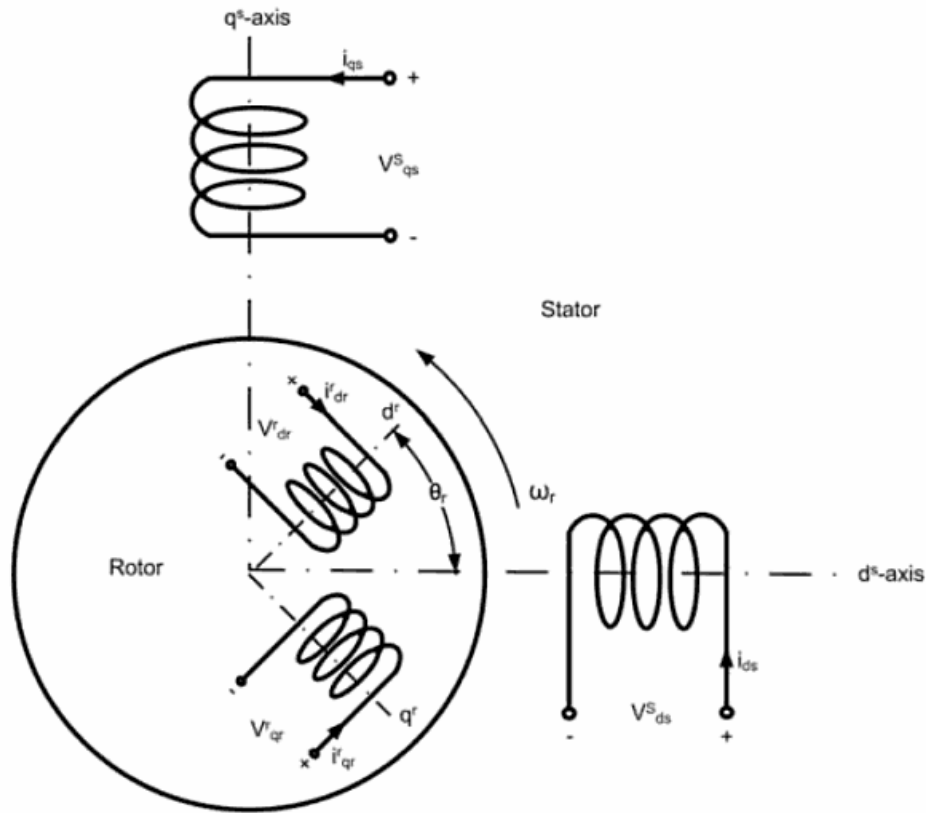
Asenkron motor modeli, vektör kontrol uygulamalarında yukarıda açıklanan yapılar ile rahatlıkla kullanılmaktadır. Bu amaçla referans sistemleri; stator manyetik akı uzay vektörü, rotor manyetik akı uzay vektörü veya mıknatıslanma uzay vektörü ile düzenlenmelidir. Genel olarak kullanılan referans sistemi, rotor manyetik akı uzay vektörü, boyuna eksen (d) ve enine eksen (q) ile bağlandığı referans sistemidir. Dönüşüm işleminin devamında d - q koordinat sistemi içerisinde asenkron motora ait gerilim eşitlikleri,

$$\begin{aligned}
u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} \\
u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} \\
u_{rd} = 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \\
u_{rq} = 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} - \omega_r \psi_{rd}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

ve manyetik akı eşitlikleri;

$$\begin{aligned}
\psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_o i_{rd} \\
\psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_o i_{rq} \\
\psi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_o i_{sd} \\
\psi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_o i_{sq}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

olarak elde edilir ve ω_r 'nin rotor elektriksel açısal hız değeri olduğu da göz önünde tutulmalıdır. Bu eşitliklere ait sanal yapı aşağıdaki şekilde sunulmuş olup, gerçek ortamda var olmayan bir elektriksel yapıdır.



Şekil 3. 9 Asenkron motorun d - q eksen takımına göre stator ve rotor sargılarını tanımlayan eşdeğer devre (13)

Asenkron motor model yapısında momente ait ifade aşağıdaki gibi elde edilir. Manyeto motor kuvvetin temeli, alternatif akım motorunun momenti T_e 'nin hesaba katılması halinde,

$$\bar{T}_e = \frac{3}{2} p \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (3.17).$$

Stator manyetik akısını ve stator akımını x-y düzleminde vektör olarak ele alalım,

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_s &= \psi_{sa} + j\psi_{s\beta} \\ \bar{i}_s &= i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \end{aligned} \quad (3.18)$$

eşitlikleri elde edilir ve x-y düzleminde dikey olan moment bileşeni ise,

$$\bar{T}_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \bar{k} \quad (3.19)$$

olacaktır. \bar{k} parametresi, birim vektörü temsil etmektedir.

$\bar{\psi}_s$ ve \bar{i}_s kompleks değer vektörleri olarak dikkate alınır ve z-düzleminde bir anlama sahip olmadığı düşünülürse, moment skaler olarak ele alınır. Bu durumda,

$$t_e = \bar{i}_e \bar{k} = \frac{3}{2} p (\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.20)$$

denklemini elde edilir.

Genel olarak mekanik denklem (20),

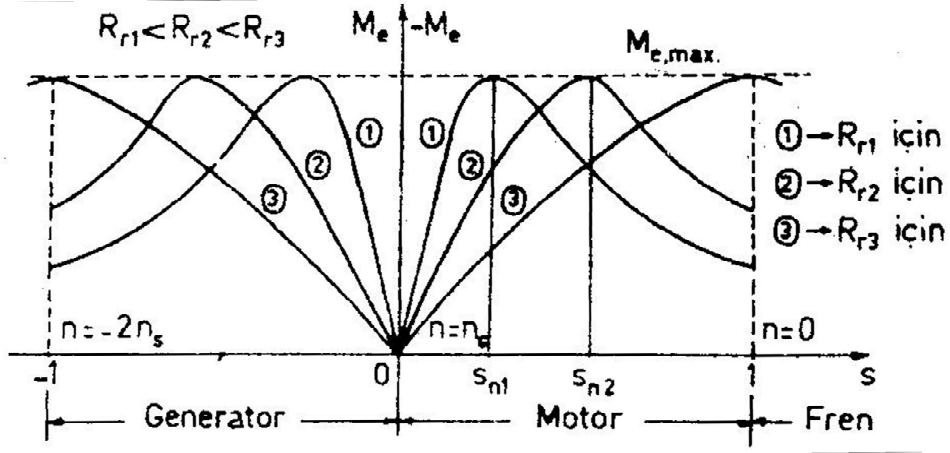
$$\begin{aligned} T_e &= T_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_m \end{aligned} \quad (3.21)$$

olacaktır.

Son olarak, elektriksel hız ile mekaniksel hız arasında ise aşağıdaki bağıntının verilmesi yeterli olacaktır,

$$\omega_r = p \cdot \omega_m \quad (3.22)$$

Şimdi rotor hızına bağımlı kayma parametresine ait eksene bir yapı üzerinde motora ait moment değişimini optimal değerlerin dirençlere göre konumları dikkate alınarak aşağıdaki gibi veririz.



Şekil 3.10 Kayma ekseninde değişimi verilen asenkron motora ait moment değişkeninin rotor dirençlerine bağımlı yapısı (20)

3.3 Asenkron Yapıda Kontrol Teknikleri

Asenkron motor için kullanılan en yaygın vektör kontrol teknikleri olarak; alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolüdür. Akabinde ise doğrudan moment kontrol sisteminin çıkışında gerçekleştirilen yeni yapı sunulacaktır. Bu çalışmada, doğrudan moment kontrolü metodunun çıkışına uzay-vektör modülasyon yapısı yerleştirilerek daha sağlam ve yeni bir yapı elde edilmektedir. Bu yeni yapı ile elde edilen sonuçlar DMK+vektör kontrol ve diğer vektör kontrol metodu olan alan yönlendirmeli kontrol ile karşılaştırılmaktadır.

3.3.1 Doğrudan Moment Kontrolü

Şekil 3.11'de kullanılacak olan 3 fazlı sincap kafesli asenkron motorun temel denklemlerinin elde edildiği faz diyagramı verilmiştir. Diyagramda, motora ait matematiksel yapıda kullanılacak olan parametreler verilmiştir. Yapılan çalışmada kullanılan motora ait olan parametreler, motoru üreten firmanın katalog bilgilerinde mevcuttur. Bu değerler; güç, akım, kutup sayısı, sarım ve demir malzeme özellikleri vb. parametrelerdir.

Ayrıca, elektriksel eşdeğer devre parametreleri de klasik boşa çalışma ve kilitli rotor deneyleri ile elde edilmiştir.

Şekil 3.12’de blok diyagramı sunulan kontrol sistemi, yapılan çalışmada tasarımı gerçekleştirilen lineer olmayan kontrol sisteminin temelini oluşturacak olan DMK algoritmasının veri akışını teşkil etmektedir. Algoritma, ölçülebilen motor parametrelerini kullanarak akı ve moment değerlerini tahmin etme işlemi ile çalışmaya başlamaktadır. Sonra, referans değerler de kullanılarak hata verileri elde edilmekte ve de histeresiz band sınırları işleme alınmaktadır. Son olarak ise, anahtarlama tablosunun da kullanılmasıyla inverter üzerinden motora ihtiyaç duyacağı tahmin edilen gerilim değeri sağlanmaktadır.

Aşağıda verilen denklemler, asenkron motora ait elektriksel ve mekaniksel ifadeleri içermektedir. Özellikle (3.27) ve (3.28) nolu denklemler, motora ait mekaniksel dinamikleri ifade etmektedirler.

$$\bar{V}_s^g = R_s \bar{i}_s^g + \frac{d\bar{\psi}_s^g}{dt} + j \cdot \omega_g \bar{\psi}_s^g \quad (3.23)$$

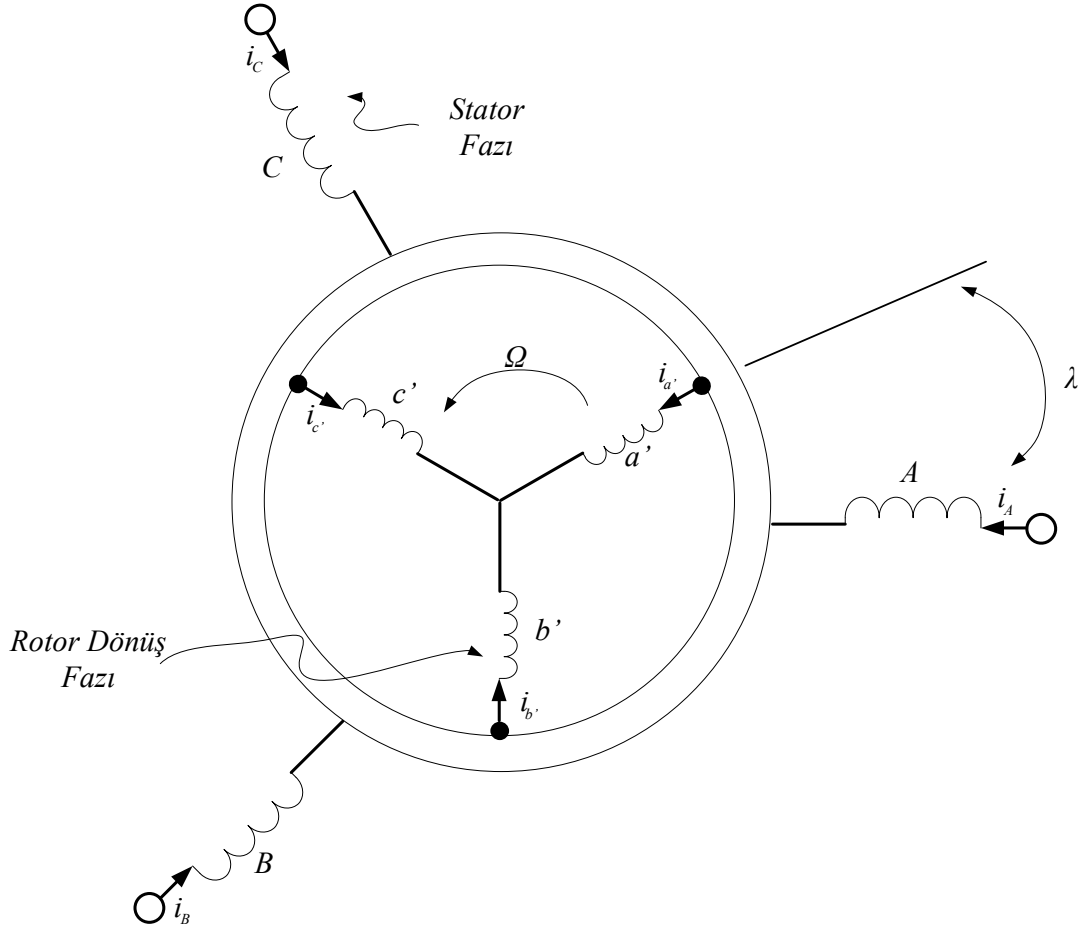
$$0 = R_r \bar{i}_r^g + \frac{d\bar{\psi}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \bar{\psi}_r^g \quad (3.24)$$

$$\bar{\psi}_s^g = L_s \bar{i}_s^g + L_o \bar{i}_r^g \quad (3.25)$$

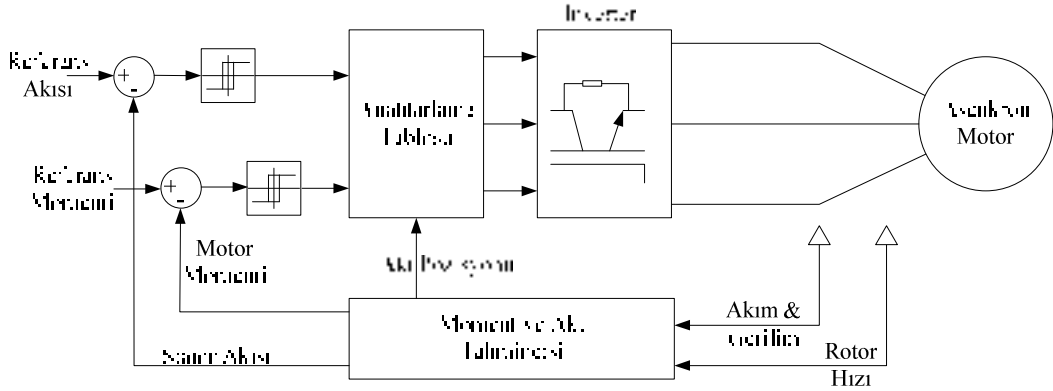
$$\bar{\psi}_r^g = L_r \bar{i}_r^g + L_o \bar{i}_s^g \quad (3.26)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \text{Im}(\bar{\psi}_s^g \bar{i}_s^g) \quad (3.27)$$

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = J \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{yük} \quad (3.28)$$



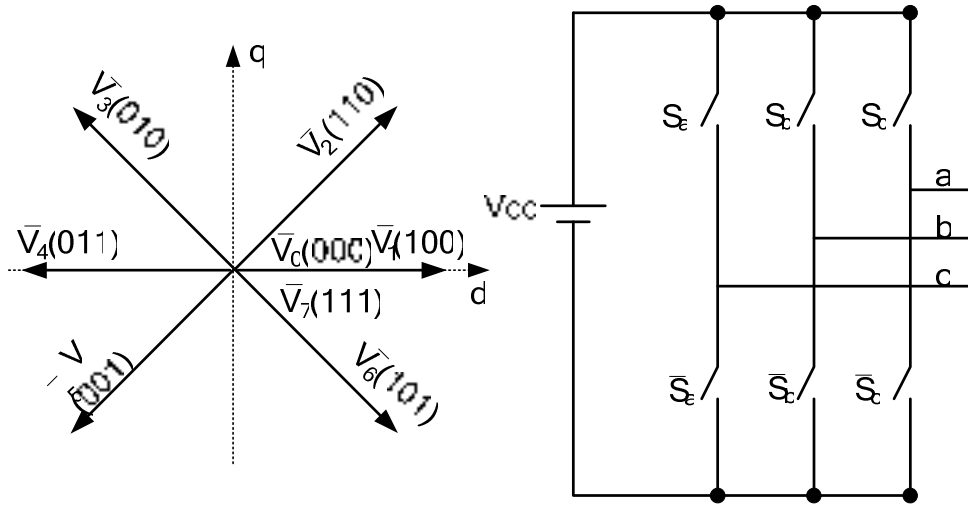
Şekil 3. 11 Üç fazlı rotorlu sargılı asenkron motorun, direnç değerleri elemine edilmiş faz diyagramı (13)



Şekil 3. 12 DMK sistemi temel blok diyagramı (28), (55)

Üzerine lineer olmayan yapının inşa edilmesi planlanan DMK sisteminin genel yapısı ve formülasyonu, sunulmuş olan (3.29) ve (3.30) denklemlerinin kullanımı ile açıklanabilir. Algoritmanın çalışma prensibini; moment ve akı hata değerlerinin istenilen sınırlar içerisinde tutulmasına

yönelik olarak, inverter sisteminin kontrolü oluşturmaktadır (56), (57), (58). Stator geriliminin altı adet sıfırdan farklı ve iki adet sıfıra eşit vektörel ifadelerinden, algoritma yapısınca uygun olanın seçimi ile moment ve akı hata değerlerine bağımlı kontrol işlemi gerçekleştirilmektedir. Stator gerilimine ait vektörel parçalar ve algoritmanın uygulanmasına olanak sağlayacak olan inverter yapısı şekilde sunulmuştur.



Şekil 3. 13 Stator gerilimine ait vektörel parçalar ve gerekli anahtarlama düzeni

$$\Delta T_e = T_{eref} - T_e \quad (3.29)$$

$$\Delta \psi_s^g = \bar{\psi}_{sref}^g - \bar{\psi}_s^g \quad (3.30)$$

$$\bar{V}_s^g = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \left(S_a + e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} \cdot S_b + e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \cdot S_c \right) \quad (3.31)$$

$$\Delta \bar{\psi}_s^g = \bar{V}_s^g \cdot \Delta t \quad (3.32)$$

$$\bar{\psi}_s^s = \int \left(\bar{V}_s^s - \bar{i}_s^s \cdot R_s \right) dt \quad (3.33)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left(\psi_{ds}^s \cdot i_{qs}^s - \psi_{qs}^s \cdot i_{ds}^s \right) \quad (3.34)$$

Ölçülen stator akım ve gerilim değerlerinin kullanılması ile moment ve akı hata değerleri hesaplanabilmektedir. Hatalar için kabul edilen sınır değerlere uygun olacak formasyonda stator gerilimine ait vektörel

parçanın seçimi yapılır ve (3.36) uyarınca anahtarların pozisyonları belirlenir. Bahsi geçen anahtarlama işlemi, inverterin devreye alınmasını ifade etmektedir ki, bu da kontrol sisteminin geribesleme kısmı da dahil olacak şekilde kontrol çevrimini tamamladığını göstermektedir.

Yine DMK'nın moment kontrolünü, stator akısını düzenleyerek gerçekleştirdiği algoritma yapısından görülmektedir. Öte yandan akı kontrolünün düşük devirlerdeki zorluğu da bilinen bir gerçektir.

DMK sisteminin analizine geçmeden önce,

$$\begin{aligned}\bar{V}_s^g &= R_s \bar{i}_s^g + \frac{d\bar{\psi}_s^g}{dt} + j \cdot \omega_g \cdot \bar{\psi}_s^g \\ 0 &= R_r \bar{i}_r^g + \frac{d\bar{\psi}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \bar{\psi}_r^g \\ \bar{\psi}_s^g &= L_s \bar{i}_s^g + L_m \bar{i}_r^g \\ \bar{\psi}_r^g &= L_r \bar{i}_r^g + L_m \bar{i}_s^g\end{aligned}\tag{3.35}$$

asenكرون motor eşitliklerinin genel referans (^g) çerçevesinde verilmesi gerekecektir. Motora ait moment ve açısal hız ifadeleri,

$$\begin{aligned}T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \text{Im}(\bar{\psi}_s^g \bar{i}_s^g) \\ J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} &= J \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{yük}\end{aligned}\tag{3.36}$$

olarak verilebilir.

DMK denetimli inverter sistemi, elektromagnetik moment ve stator akı değişkenlerinin genliklerine bağlı histerezis kontrol işlemini gerçekleştirmektedir(56), (59), (60). Vektörel bir denetleme tekniği olan DMK'ya ait altı adet sıfırdan farklı ve iki adet sıfır vektörü Şekil 3.13'de sunulmuş olan formdadır. Farklı vektörel yapıların kullanıldığı DMK sistemlerinin varlığı ise bir gerçektir.

(3.29) ve (3.30) denklemlerinde ΔT_e ve $\Delta \psi_s^g$ sırasıyla moment ve akı hata değerlerini ortaya koymaktadırlar. İnverter sistemi içerisinde kullanılacak

olan anahtarlama vektörünün seçimi, hata değerlerinin histerezis bandı içerisinde tutulması temeline dayanmaktadır (59), (61).

Altı farklı yönü belirtilen \bar{V}_s^g için matematiksel hesaplama, aşağıdaki gibi gerçekleştirilebilir.

$$\bar{V}_s^g = \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \left(S_a + e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} \cdot S_b + e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \cdot S_c \right) \quad (3.37)$$

Uygun gerilim vektörünün seçimi ile stator akısı belirli bir band içerisinde istenilen ω_s açısal hızına yönlendirilebilir. Stator gerilim düşmeleri ihmal edildiğinde stator akı dinamiği elde edilir.

$$\Delta \bar{\psi}_s^g = \bar{V}_s^g \cdot \Delta t \quad (3.38)$$

Motor momentini işleme alacak olursak, (3.41) stator ve rotor akı değişimleri arasındaki açısal değer olan γ 'ya bağlı sinüzoidal bir fonksiyon olarak karşımıza çıkar. Bu açısal değer adaptasyonu doğru vektörün seçimi ile elde edildiğinde, beklenen stator akı değişimine ve elektromagnetik moment değişimine ulaşılabilecektir.

$$\bar{\psi}_s^s = \int \left(\bar{V}_s^s - \bar{i}_s \cdot R_s \right) dt \quad (3.39)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left(\psi_{ds}^s \cdot i_{qs}^s - \psi_{qs}^s \cdot i_{ds}^s \right)$$

Ölçülen stator gerilim ve akım değerleriyle, $\bar{\psi}_s^s$ hesaplanan stator akı değeri olup, akıya ait vektörel açı değeri birlikte kullanılarak voltaj vektör seçimi gerçekleştirilmektedir.

3.3.1.1 DMK ve Uzay Vektör Modülasyonu

DMK'ya ilişkin olarak yapılan açıklamaların en son ifadesi; ölçümü gerçekleştirilen akım ve gerilim değerleri ile stator akı değeri hesaplanmakta ve de bu akı değerine ait açısal değer yine hesaplaması yapılan T_e değerinin denetleyiciden gelen referans momente vermiş olduğu negatif ifadenin sonucunun istenilen band

sınırlarına göre konumu ele alınarak istenilen gerilim vektörü zaman bazlı dağılıma sahip bir inverter denetimi ile gerek açısal ve gerekse de genliksel olarak sağlanmaktadır (58), (62).

İlk işlem olarak,

$$\varepsilon = a \tan(\psi_{sQ} / \psi_{sD}) \quad (3.40)$$

açısal hesaplamayı gerçekleyelim. Gerilim vektörünün hesaplaması için bize gerekli olan son iki değişken ise moment ve akı değerlerinin, baz alınan histerezis sınırlarına göre konumlarıdır. Ek-A içerisinde inverter kontrolü amaçlı olarak yazılan program dosyası verilmiş olup, bu bölüm içerisinde de denetimin farklı noktaları için zamansal hesaplamaları aşağıda örneklendirilmiştir. Örneğin moment ve akı değerlerini pozitif yönlü olarak belirlenen sınırlar dışında olduğunu ve de akıya ait açısal değerlerin ise 0...60° aralığında olması durumunda,

$$\begin{aligned} fof &= 1, \\ fol &= 2, \\ t_{1a} &= total \cdot \sin(60 - aciR) / \sin(60), \\ t_{2a} &= total \cdot \sin(aciR) / \sin(60), \\ t_0 &= total - t_{1a} - t_{2a} \end{aligned} \quad (3.41)$$

parametrik değerleri hesaplanacaktır. Burada ilk iki değer aktif vektör numaralarını, üçüncü ve dördüncü değerler aktif vektörlere ait anahtarlama sürelerini ve de son değer ise sıfır vektörleri arasında eşit olarak paylaşılacak anahtarlama süresini vermektedir. Farklı bir nokta olarak ise akı değerinin pozitif yönlü ve moment değerinin ise sıfır değerinde olduğunu göz önüne alalım ki açısal akı değerimiz ise 120°...180° sınırları arasında olsun, bu durumda,

$$\begin{aligned} fof &= 7, \\ fol &= 0, \\ t_{1a} &= total, \\ t_{2a} &= 0, \\ t_0 &= 0 \end{aligned} \quad (3.42)$$

sonuçları elde edilir. Son olarak ise çok daha farklı bir örnek olarak; moment değeri band dışında negatif yönde, akı değerimiz de band sınırları dışında negatif yönde ve de açısız akı değeri ise 0...60° aralığında yer alsın ve

$$f_{of} = 5,$$

$$f_{ol} = 6,$$

$$t_{2a} = total \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sin(60 - aciR) \\ - [\tan(240) \cdot \cos(240 + aciR)] \end{array} \right\} / [\sin(300) - (\cos(300) \cdot \tan(240))], \quad (3.43)$$

$$t_{2a} = total \cdot \{ \cos(240 + aciR) / \cos(240) \} - t_{2a} \cdot [\cos(300) / \cos(240)],$$

$$t_0 = total - t_{1a} - t_{2a}$$

inverter sürüm değeri elde edilir. Burada "total", zaman bazlı dağılımda toplam anahtarlama zaman aralığını göstermektedir. Anlaşılabileceği gibi denetleyicinin ihtiyaç duymuş olduğu vektörel gerilim seçimi tamamen d-q eksen takımı üzerindeki gerilim vektörlerinin moment ve akı üzerine olan etkilerine dayanmaktadır (Şekil 3.13).

3.3.1.2 DMK+UVM+Lineer Olmayan Hız Denetimi

DMK algoritmasının farklı kontrol teknikleri ile adaptasyonu gerçekleştirilerek farklı kontrol algoritmalarının ortaya çıkarılması yaygın bir uygulama alanına sahiptir. Örneğin, adaptif stator akı gözlemcisi ile adaptasyon sağlanarak farklı bir kontrol sistemi elde edilir (59). Adaptif kontrol sistemleri ile adaptasyon ise bir başka yöntemi oluşturur (63). Yapay sinir ağı ve bulanık mantık gibi sistemler ile birlikte kullanımı da kontrol çalışmaları arasında yer almaktadır (64).

Kontrol çalışmalarında kontrolcünün istemiş olduğu sinyalin optimum derecede elde edilmesi tartışmasız bir gerekliliktir. Ancak, klasik vektör denetimi ve PWM gibi inverter kontrol sistemlerinde moment kontrol sisteminin istemiş olduğu gerilim işareti tam olarak elde edilemeyecektir (13), (56), (57). Inverter sisteminin kontrolü için uzay vektör modülasyonunun kullanımı bu sorunu ortadan kaldıracaktır (13), (58), (59), (65).

Hız kontrolü için yapılan geribeslemeli kontrol sistemlerinde genel olarak, klasik P-PI-PID yapıları kullanılmaktadır. Yapılan çalışmada bu genel sınırlamamanın dışına çıkılarak, farklı bir algoritma oluşturmak amacı ile lineer olmayan kontrol sistemi ile geribesleme sağlanmakta ve de DMK'nın ihtiyacı olan referans moment işareti oluşturulmaktadır. Lyapunov fonksiyonun kullanımı ile elde edilen geribesleme yapısı, rotor mekanik açısal hızı gibi ekstre bir parametreyi de kontrol işlemlerine dahil etmemizi sağlamıştır (26). Bu bağlamda, DMK'nın lineer olmayan denetleyici ile adaptasyonu sağlanarak yeni bir algoritma elde edildiği gibi gerilim kaynaklı inverter sisteminin kontrolü de uzay vektör modülasyonu ile sağlanarak, kontrol sisteminin istemekte olduğu gerilim işaretine optimum derecede yaklaşım sağlanmıştır.

3.4 Asenkron Motorda Moment Dalgalanması

Çalışmamız içerisinde gerilim kaynaklı inverter yapısının kullanılacağını göz önüne alarak açıklamaların yapılması yerinde bir işlem olacaktır. Bir diğer önemli nokta ise motorun stator sargılarına uygulanan gerilim işaretinin hem PWM hem de vektörel kontrol dahilinde kare dalga yapıda olduğu gerçeğidir. Motora ait eşdeğer devreyi (Şekil 3.4) dikkate alacak olursak, moment hesaplamalarında kullanılacak olan stator akım değerleri %100 ana frekans değerinde olamayacaktır. Bunun anlamı ise Fourier analizine göre harmonikler içeren bir sabit referans akım yapısının ortaya çıkmasıdır (13), (53), (66), (67). Stator sargı yapısı içerisinde yer alan endüktif yapının empedans değeri ($2\pi fL$), ana frekans değeri etrafındaki akımsal dönüşüme ancak belirli bir alt sınırın üzerine çıkılması durumunda rahat bir etkinlik kazancaktır ki, deneysel çalışmalar ise bu ana frekans alt sınır değerinin 5Hz olduğunu ortaya koymaktadır (53). Öte yandan her harmoniğin zamansal sıralama ile ters orantılı bir etkinliği olmasından dolayı ilk altı harmonik sonrası ihmal edilecek derede düşük bir etkinliğe sahiptir. Akım beslemeli bir inverter için sabit referans d-q eksenel akım değerlerini Fourier analizine göre verecek olursak durum daha da net

olarak sunulmuş olacaktır (Şekil 3.13'de verilmiş olan gerilim vektörlerine ait yapı saatin tersi yönde 30° döndürülmüş formda göz önüne alınabilir) (53).

$$\begin{aligned} i_{sD} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_D \left[\cos(\omega_1 t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega_1 t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega_1 t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega_1 t) + \dots \right], \\ i_{sQ} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_D \left[\sin(\omega_1 t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega_1 t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega_1 t) - \frac{1}{11} \sin(11\omega_1 t) + \dots \right], \end{aligned} \quad (3.44)$$

Bu harmoniksel yapıyı engelleme adına genelde yapılan işlem, PI denetleyici kullanarak sürekli hal akım hatasını sıfırlamaktır. Bir diğer çözüm adımı ise, inverter yapısında yer alan her bir kontrollü güç elemanına seri birer diyod bağlamak ve de pozitif ve negatif yönlerde yer alan 3-faz kollarında bu diyotlar ile güç elemanları arasında gelecek şekilde fazlalararası kondansatörler bağlamaktır. Bu sayede anahtarlama işlemleri sırasında güç elemanları arasındaki akım geçişleri kolaylaştırılmış olacaktır.

Bahsi edilen bu harmonikler ve de bu harmoniklerin moment üzerinde özellikle kalkış sırasındaki düşük frekans değerinden dolayı oluşturmuş oldukları titreşimler, filtreleme veya geliştirilmiş kontrol teknikleri ile minimize edilebilmektedir.

BÖLÜM 4

HARMONİKLER ve FİLTRELER

Güç elektroniği devrelerinde yüksek gerilim ve yüksek akım altında anahtarlama işleminden dolayı; istenmeyen elektriksel işaretler oluşabilmektedir ve bu işaretler diğer elektronik sistemleri etkilemektedir.

Vektörel kontrol yöntemleri, asenkron motorun hız ve momentini kontrol etmek açısından verimli yöntemler olarak karşımıza çıkmaktadır. DMK yönteminde güç kaynağında minimum seviyede harmonik istenen bir durumdur (12), (13). Harmonikler, motor kontrol sistemlerini etkiledikleri gibi mekanik titreşimlere, akustik gürültülere ve moment salınımlarına da neden olan istenmeyen durumların başında gelir (9), (10).

Asenkron motorlarda karşılaşılan moment salınımları, harmonik akımlar ve gürültüleri oluşturan çeşitli kaynaklar;

- stator akısının dağılımındaki distorsiyon,
- stator oluk etkileri ve cogging,
- stator akımlarındaki ofsetler ve ölçekleme hataları,
- dengesiz mıknatıslanma,
- inverter anahtarlama ve EMG (elektromagnetik girişim) gürültüleri olarak sıralanabilir.

Güç inverterinin beslemesinden kaynaklanan anahtarlama ve gerilim harmonikleri asenkron motorlarda görülen en önemli harmonik kaynaklarıdır.

Sistem hattı boyunca ilerleyen gerilim harmoniklerini bastırma amaçlı olarak genelde endüktif ve kapasitif elemanlardan oluşan bastırma filtreleri kullanılabilir. Farklı türlerde olabilen filtrelerin bazıları bir sistemde istenmeyen sinyalleri tamamen ortadan kaldırmasına karşın başka bir sistemde tersine etki yapabilmektedir. Diğer taraftan, filtrelerin kullanıldığı yerlerde ayrı bir öneme sahiptir ve harmonik kaynağına doğrudan bağlantım tercih edilmektedir. Genellikle literatürde, pasif filtrelere ek olarak aktif filtreler önerilmiştir. Aktif filtrelerin, sisteme paralel veya seri bağlantımı ve gerilim veya akım kontrollü yapıları ön plana çıkmaktadır.

Çalışma içerisinde, hatta seri bağlı ve gerilim kaynaklı-gerilim kontrollü aktif filtre yapısı kullanılacaktır. Seri aktif filtreler 1980'lerin sonlarına doğru işleme alınmışlardır. Temel olarak ise gerilim regülatörü ve lineer olmayan yük ile besleme sistemi arasında harmonik izolatör olarak kullanılmaktadırlar. Seri bağlı filtre, tüketiciyi besleme gerilimindeki kalite düşüşlerinden korumaktadır. Algoritma olarak, besleme gerilimine seri gerilim bileşeni enjekte etmeye dayanmaktadır. Bu sebeple de kontrollü gerilim kaynağı yapısında biçimlendirilmişlerdir. İşlem olarak; yük etrafındaki gerilim çökmelerinin ve sıçramalarının kompanzasyonunu gerçekleştirirler. Denklem (4.1), hattaki gerilimin Fourier analizi ile açılımını vermektedir (41). Denklem (4.2) ise bu açılımın kullanımı ile filtre için referans işareti oluşturmaktadır (3), (5), (6), (51).

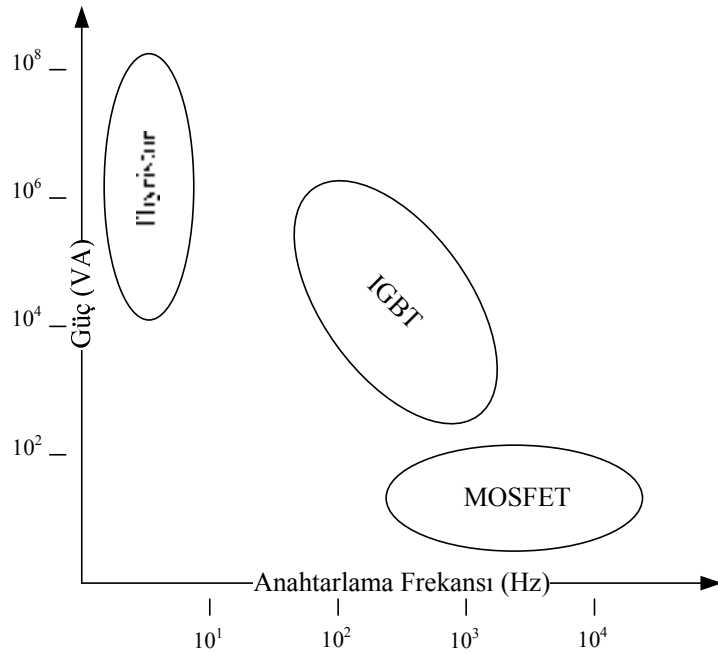
$$V = V_0 + V_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + \dots + V_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4.1)$$

$$V - V_1 \cdot \sin(\omega t) = V_0 + V_2 \cdot \sin(\omega t + \varphi_2) + \dots + V_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4.2)$$

Görüldüğü gibi algoritmanın çalışabilmesi için ana frekans değeri bilinmelidir ki, bu da filtrenin bağlantı noktasının önemini ortaya koymaktadır. Zira DMK için inverterin kontrolüne bağlı olarak ana frekans

değeri değişebilmektedir. Sonuç olarak, filtrenin sistem içerisindeki konumu en uygun sonuç değerlerinin elde edilmesine bağlı olarak ve gerek duyulması durumunda da ek işaretlerin algoritmaya eklenmesi ile belirlenecektir.

Filtrenin çıkış sinyalini oluşturacak olan inverter için DGM filtre anahtarlama yapısı kullanılacak olup, yarıiletken olarak ise güç ve frekans parametreleri ışığında eleman seçimi yapılacaktır. Şekil 4.1'de grafiksel olarak sunulan frekans-güç karakteristik yerleşimleri, en uygun yarıiletkenin seçimini sağlamak için yeterli olmaktadır. Ayrıca, seçilen elemanın karakteristik özelliklerine bağlı olarak, filtre içerisinde kullanılan klasik denetleyicinin tasarımını da sağlamaktadır.



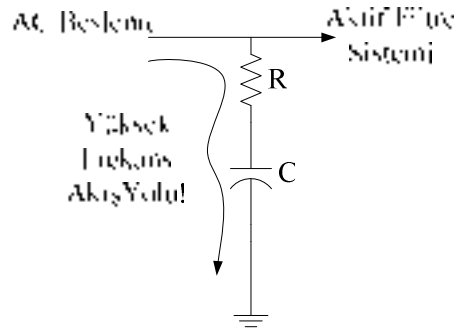
Şekil 4. 1 Yarıiletken güç elemanlarının frekans-güç diyagramının genel yerleşimi (68)

Belirtildiği gibi filtre yapılarının kullanım amacı, asenkron motorun performansının bozucu etkilerden (harmonikler ve istenmeyen işaretleri kaynak alan mekanik gürültüler) etkilenmesini önlemektir. Aktif filtrenin etkinliğini arttırmak için hibrid filtre (aktif+pasif filtre) yapısı kullanılmaktadır.

DMK sisteminin kontrol işleminde inverteri kullanması ve bu güç elektroniği sisteminin de oluşturacağı harmonik işaretleri de bilinen bir durumdur. Ayrıca, inverterlerin anahtarlanması ancak çıkışlardaki histeresiz denetleyicilerin güncellenerek durum değiştirme koşulunda gerçekleşir. Buna bağlı olarak da değişken anahtarlama frekansı ve bunun sonucunda da geniş bir aralıkta değişen ve yüksek miktarda akım dalgalanmaları oluşur. Bu durumun motor kontrol yöntemleriyle kısmen giderimi mümkün olmakla beraber, kontrol yönteminin yanı sıra yukarıda bahsedilen filtre ile yapılacak çözüm daha avantajlı olacaktır. Kullanılacak olan hibrid filtre yapısı, asenkron motorun bu istenmeyen işaretlerin etkisi altında kalmasını önleme amaçlıdır.

4.1 Pasif Filtreler

Pasif yapının sisteme seri veya paralel bağlanması mümkündür. Yine filtre elemanlarının alçak frekansı, yüksek frekansı veya belirli bir frekansı baz alan yapıya uygun olacak değerlere adaptasyonunu sağlayacak algoritmalar genel ve bilinen dizayn yöntemleridir. Burada ise aktif filtrenin etkinliğini arttırmak ve yüksek frekanslı işaretler için C ve R pasif elemanlarının oluşturduğu yapı yolu kullanılmaktadır (10).



Şekil 4. 2 Yüksek frekanslı işaretler için akış yolu

Kullanılacak motor kontrol metodlarının temel amacı; akım ve gerilim salınımlarını yok edecek tarzda akım ve gerilimin ayarlanmasıdır. Moment dalgalanmalarını en aza indirecek en uygun akım-gerilim şekli genelde

yüksek kontrol özelliklerine sahip akım kontrolörü kullanılmasını gerektirmektedir. Yani optimize edilmiş bir besleme sistemi istenmektedir.

4.2 Aktif Filtreler

Tasarımı gerçekleştirilen AGF yapısı gerilim kaynaklı-gerilim kontrollü inverterlerdir. Buna göre ilk olarak, THD (toplam harmonik distorsiyonu) değerinin belirlenmesi gerekmektedir (9), (10),

$$THD = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{1(rms)}^2} / V_{1(rms)} \quad (4.3).$$

Filtreleme işlemi için de,

$$V - V_1 \cdot \sin(\omega t) = V_0 + V_2 \cdot \sin(\omega t + \varphi_2) + \dots + V_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4.4)$$

denklemini elde edilir. Toplam harmoniksel işaretlerin elde edilmesinin ardından yapılması gereken işlem, DGM tabanlı inverterin kullanımı ile bu işaretin tersinin besleme sistemi içerisine enjekte edilmesi olacaktır. Filtre yapısı ve sistem arasında yalıtımı sağlama amaçlı olarak da 1/1 dönüştürme oranına sahip lineer transformatörün kullanılması uygun görülmüştür.

DGM anahtarlama işlemi için kullanılan yarıiletken IGBT'nin 20 kHz'lik bir işlemi kaldırabileceği benzetim çalışmaları için uygun bulunmuştur (Şekil 4.1).

Ziegler-Nichols'le tasarımı gerçekleştirilen PI-tipi denetleyici ise,

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i \cdot s}\right) \quad (4.5)$$

transfer fonksiyonuna sahiptir (17), (18). Tasarımda klasik basamak fonksiyonu yerine, 1 Hz'lik birim sinüsoidal işaret kullanılmıştır. Buna göre,

$$K_p = K_u / 2.2 \text{ ve } \tau_i = P_u / 1.2 \quad (4.6)$$

olup, denetleyici parametrelerinin hesaplanması sağlanmıştır.

Lineer olmayan denetleyici tasarımı için en basit Lyapunov fonksiyonu olarak, $V = k.e^2 / 2$ seçilir ve üstel kararlılık için ise $\dot{V} = -2kV$ sağlanırsa, hedeflenen yapı elde edilir (26), (27). Buna göre, $e = h - o_{agf}$ olacaktır ve harmonik değeri vektörel olarak elde edildiğinden AGF çıkışının dinamik yapısı oluşmaktadır. Bu durumda, $do_{agf} / dt = -k.e - dh / dt$ elde edilir. Burada $k = K_{u_{max}} / 2.2$ olacak şekilde klasik PI tasarım parametrelerinden faydalanılmıştır. Sunulan dinamikle,

$$V(x, t) > 0 \forall x, t \neq 0, \quad (4.7)$$

$$d(V(x, t)) / dt < 0 \forall x, t \neq 0 \quad (4.8)$$

üstel kararlı yapı elde edilir. Bilindiği gibi Lyapunov fonksiyonu içerisinde hata sinyali ve/veya istenilen veriler kontrol yapısı içerisine kolaylıkla dahil edilebilir. Tasarımın temel yapısı, kullanılan verilere ait enerji ifadeleri ve zıt işaretlere sahip dinamik yapının elde edilmesidir. Denklem (4.9) içerisinde kullanılan hata işareti, enerji ifadesi ve zıt işaretli dinamik yapı yer almaktadır.

$$\begin{aligned} e &= r - o_{APF}, \\ V &= ke^2 / 2, \\ \dot{V} &= ke\dot{e} = -2kV = 2kke^2 / 2 = -(ke)^2, \\ r &= o_{APF} - \int ke \quad ve \quad k = 3.6 \end{aligned} \quad (4.9)$$

Gerilim kaynaklı-gerilim kontrollü inverterden oluşan filtre için THD değeri, basit olarak aşağıdaki gibi hesaplanır (4).

$$THD = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{1(rms)}^2} / V_{1(rms)} \quad (4.10)$$

Verilmiş olan eşitlik kullanılacak olan filtre teorisinin temel yapısını oluşturur.

$$V_1 \cdot \sin(\omega t) - V = -[V_0 + V_2 \cdot \sin(\omega t + \phi_2) + \dots + V_n \cdot \sin(n\omega t + \phi_n)] \quad (4.11)$$

ifadesi ile ise elde edilen toplam harmonik işaretin tersi, ağ yapısı içerisine yerleştirilir. LT: 1/1 değerine sahip transformatör, AGF sistemi ve ağ yapısı arasında izolasyon elemanı olarak kullanılmaktadır. AGF sistemi için ağ

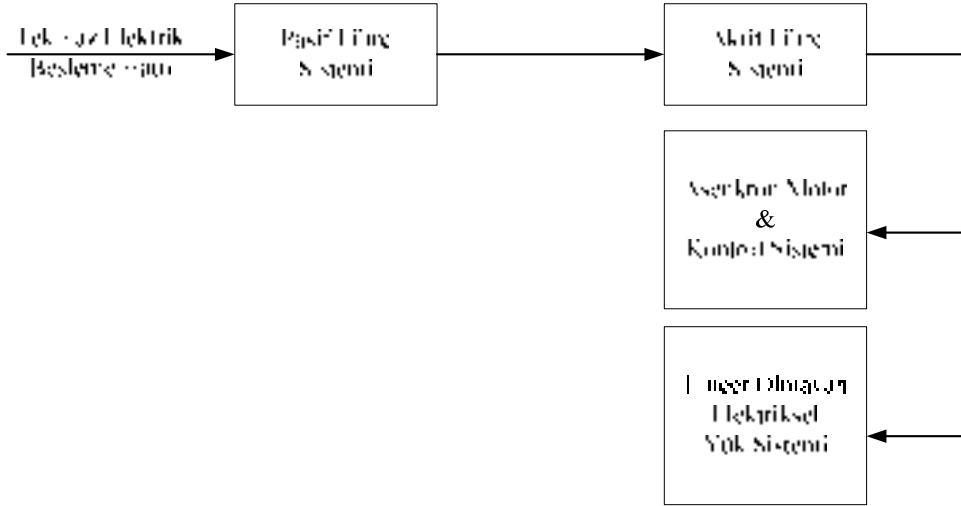
yapısı besleme kaynağı olarak, 6800 μ F'lık kapasite elemanı yerleştirilmektedir. Genel olarak, AGF sistemi transformatör üzerinden seri olarak ağ yapısına eklenmektedir. Ancak seri bağlantı durumunda, transformatörün endüktif etkisi nedeni ile motor atalet momentini yenmek için gerekli darbesel akımı çekememektedir. Parametrik seçimler, bu durum dikkate alınarak gerçekleştirilir.

4.3 Hibrid Filtreler

İlk olarak düşünülmesi gereken nokta, hibrid yapı içerisinde neden her iki filtre sistemine de ihtiyaç duyulduğu gerçeğidir. Bunun için AGF ile pasif filtreyi karşılaştırıp, AGF sisteminin pasif filtreye nazaran üstünlüklerini maddeler halinde sunalım (69);

- Harmonik yüklerin büyüklükleri ve sırası ne olursa olsun otomatik konfigürasyon,
- Aşırı yüklenme riskinin kaldırılması,
- Her türlü yük (tek-faz veya üç-faz) için uyumlu,
- Generatör grupları ile uyumlu,
- Dağıtımda istenilen herhangi bir noktaya bağlanabilme,
- Güncelleştirilmesi (ilave modül ilavesi) kolay ve pratik,
- Uzaktan bağlantılı kullanıcı arabirim desteği,
- Kirlilik seviyesini azaltmak için birçok filtrenin aynı dağıtımda kullanılması,
- Elektrik tesisatı için en doğru ve kesin projelendirme yapılabilmesi,
- Tümünün veya seçilen harmoniklerin süzülmesinin sağlanabilmesi,
- Şebekeye paralel bağlama ve aşırı yüklerle karşı akım koruması ile devamlılık sağlanması,
- Filtreleme kapasitesi artırımı için 4 adede kadar paralel bağlantı yapılabilmesi.

Bahsi geçen bu üstünlüklere rağmen hibrid yapıya ihtiyaç duyulacaktır. Çünkü, her ne kadar gelişmiş elektroniksel ve güç elektroniği elemanları mevcut olsa da çalışma frekans değerleri belirli bir noktaya kadar ulaşabilmektedir (43). Bu sınırlar dışında kayda değer bir harmonik azaltımı hibrid yapıya ihtiyaç demektir. Yine, AGF sistemi de kontrol bazlı çalışan bir formasyondadır. Başka bir deyişle denetleyicinin başarımı aynı zamanda AGF'nin de başarımıdır. %100 başarımı denetleyici sağlamayacağından dolayı pasif yapıya ihtiyaç duyulmaktadır. AGF'nin elektriksel sisteme bağlanımı da lineer olmayan elemanlar içerebileceğinden, pasif filtreye ihtiyaç bir kez daha ortaya çıkmaktadır. Çalışma içerisinde ise AGF yapısında yer alan inverter için kullanılan taşıyıcı frekans değeri 20kHz olduğuna ve de sinüzoidal yapı için örneklemede en az altı noktasal değer gerektiğine göre 3.33kHz üzerindeki sinyaller için toprak yolunu aşırı bir akım değeri ile açmayacak derecede pasif bir filtre yapısı kullanılmıştır.



Şekil 4. 3 Çalışma içerisinde kullanılan elektriksel sinyal akış blok diyagramı
 Şekil 4.3'teki blok diyagramda sunulduğu gibi belirli bir frekans üzeri için eliminasyon işlemi gerçekleştirilmiş ve AGF sistemi de bunun akabinde işleme alınmıştır. Ayrıca farklı kontrol teknikleri ile de aktif yapı üzerindeki denetleyici etkisi de çalışmaya eklenmiştir.

4.4 Harmonikler

Harmonikler, enerji sisteminde akım ve/veya gerilim dalga şekillerinin sinüzoidalden uzaklaşması olarak bilinir (4), (70). Periyodik, sinüzoidal olmayan, zamanla değişen dalga şekillerinin toplamı veya çeşitli sinüzoidal dalga şekillerinin toplamı harmonik bileşenler olarak adlandırılırlar. Her bir harmonik bileşen belirli genlik, frekans ve faza sahiptir. Her bir harmoniğin genlik ve faz değeri temel dalga şekline uygulanan Fourier analizi ile belirlenebilir (51). Bu ayrıştırma işlemi sayesinde herhangi bir bozulmuş periyodik dalga şekli, temel dalga ve harmoniklerin bir kümesi olarak elde edilmiş olacaktır.

Buna göre maksimum harmonik mertebesi M olan akım sinyali için (70),

$$i(t) = I_o + \sum_{n=1}^M I_n \cdot \sin(n\omega t + \alpha_n) \quad (4.12)$$

maksimum harmonik mertebesi M olan gerilim sinyali için ise,

$$V(t) = V_o + \sum_{n=1}^M V_n \cdot \sin(n\omega t + \delta_n) \quad (4.13)$$

istenilen temel bileşen ve harmoniksel kümeler elde edilmiş olacaktır.

Efektif akım ve gerilim değerleri,

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int i^2(t) dt} = (I_o^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots)^{1/2} \quad (4.14)$$

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int V^2(t) dt} = (V_o^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots)^{1/2} \quad (4.15)$$

şeklinde dir. Distorsiyon faktörü (DF) akım sinyali için şu şekilde verilir (70).

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (4.16)$$

Aktif ve pasif güç değerleri aşağıdaki şekilde verilir (70).

$$P = V_o I_o + \sum_{n=1}^M V_n \cdot I_n \cdot \cos(\delta_n - \alpha_n) \quad (4.17)$$

$$Q = \sum_{n=1}^M V_n \cdot I_n \cdot \sin(\delta_n - \alpha_n) \quad (4.18)$$

Şimdi harmonik oluşturuvcu etkenleri ele alalım. Temel olarak iki farklı grup karşımıza çıkacaktır. Bu kaynaklar ve içyapıları ise aşağıda listelenmiş olarak veildiği gibidir.

Klasik harmonik kaynakları (5);

- Elektrik makinelerindeki diş ve olukların meydana getirdiği harmonikler,
- Çıkık kutuplu senkron makinelerde hava aralığındaki relüktans değişiminin oluşturduğu harmonikler,
- Senkron makinelerde ani yük değişimlerinin manyetik akım dalga şeklindeki bozulmalar,
- Senkron makinelerin hava aralığı döner alanın harmonikleri,
- Doyma bölgesinde çalışan transformatorlerin mıknatıslanma akımları,
- Şebekedeki nonlineer yükler, doğrultucular, çeviriciler kaynak makineleri, ark fırınları, gerilim regülatörleri, frekans çeviricileri vb.

Modern harmonik kaynakları;

- Motor hız kontrol düzenleri,
- Doğru akım ile enerji nakli,
- Statik VAR jeneratörleri,
- Kesintisiz güç kaynakları,
- Direkt frekans çeviricisi ile beslenen momenti büyük hızı küçük motorlar,
- Elektrikli taşıtların yaygınlaşması ve bunların akü-şarj devrelerinin etkileri,

- Enerji tasarrufu amacı ile kullanılan aygıt ve kullanılan yöntemler.

Harmonikler gerilim ve akımın dalga şeklini bozmaları sonucu enerji sistemlerinde çeşitli problemlere neden olmaktadır. Bunları genel olarak maddeler halinde sıralayalım (5), (70).

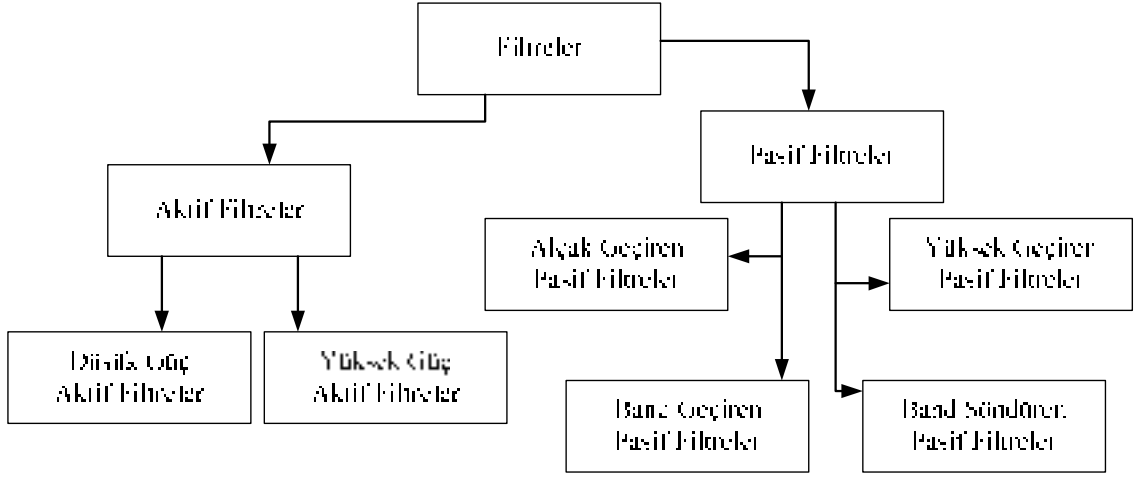
- Jeneratör ve şebeke geriliminin bozulması,
- Gerilim düşümünün artması,
- Kompanzasyon tesislerinin aşırı reaktif yüklenme ve dielektrik zorlanma nedeniyle zarar görmesi,
- Enerji sistemindeki elemanlarda ve yüklerde kayıpların artması,
- Senkron ve asenkron motorlarda moment salınımlarının ve aşırı ısınmanın meydana gelmesi,
- Endüksiyon tipi sayaçlarda yanlış ölçmeler,
- Uzaktan kumanda, yük kontrolü vb. yerlerde çalışma bozuklukları,
- Şebekede rezonans olayları, rezonansın neden olduğu aşırı gerilimler ve akımlar,
- Koruma ve kontrol düzenlerinde sinyal hataları,
- İzolasyon malzemesinin delinmesi,
- Elektrik aygıtlarının ömrünün azalması,
- Sesli ve görüntülü iletişim araçlarında parazit ve anormal çalışma,

Harmoniklerin oluşturduğu bu etkilerden elektrik sistemlerini koruma yöntemleri (70);

- Faz kaydırmalı transformatörler,
- K-Faktörlü transformatörler,
- Hat Reaktörleri,
- Düşük distorsiyonlu girişler,
- Aktif harmonik kompanzasyonu,

- Filtreler

cihazlarından veya sistemlerinden yararlanmak mümkün olacaktır. Bizim çalışma alanımıza girecek olan filtreler ise şekildeki gibi sınıflandırılabilir.



Şekil 4. 4 Genel olarak filtre çeşitleri (69)

Farklı yapılar, farklı amaçlar için kullanılabilir. Bizim çalışmamız dahilinde aktif güç filtresi ile beraber yüksek geçiren pasif filtre yapısı kullanılacaktır. Amaç, minimum harmoniksel değer ve motor için maksimum performansın elde edilmesidir.

BÖLÜM 5

BENZETİM ÇALIŞMALARI

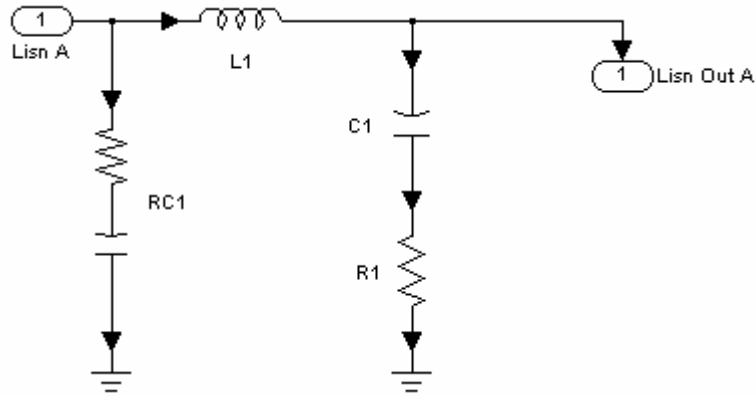
Bilindiği gibi matematiksel olarak modellenmesi yapılan sistemlerin bu değerlerin de kullanımı ile sayısal ortamlarda, reel çalışmalarına optimum seviyede yaklaşma amaçlı olarak işletimi gerçekleştirilir. Genel itibarı ile bu işletim işleminin temel parametresi zaman parametresi olup, mevcut bulunan modellenmenin doğrusallığı istenilen optimum yaklaşımla sunulmaktadır.

Çeşitli benzetim programlarının varlığı ortada bir gerçekliktir (71), (72), (73), (74). Mekaniksel sistemler, elektriksel sistem yapıları ve diğer proses yapıları için *MATLAB* yaygın olarak kullanılan benzetim programıdır (41), (73), (74). Çalışma içerisindeki sisteme gerek mekaniksel ve gerekse de elektriksel içeriği nedeni ile *MATLAB* yazılımsal ortamında benzetim işlemleri uygulanmıştır.

5.1 Benzetim Sistem Yapısı

Yapılan çalışmada kullanılan asenkron motora ait parametreler; $R_1=1.027\Omega$, $L_o= 112.7mH$, $R_2=1.475\Omega$, $L_{\sigma 1}=L_{\sigma 2}= 8.07mH$ ve $J= 0.089kg.m^2$ şeklindedir. Öte yandan DC kaynak olarak 28(adet) x 12V=336V değerinin kullanılmasının sebebi; çeyrek araç model çalışmasında 28 adet 12V'luk bataryanın kullanılmasına gereksinim duyulmasıdır.

Ayrıca AA şebeke hatlarına eşdeğer devre olması amaçlı olarak aşağıdaki,

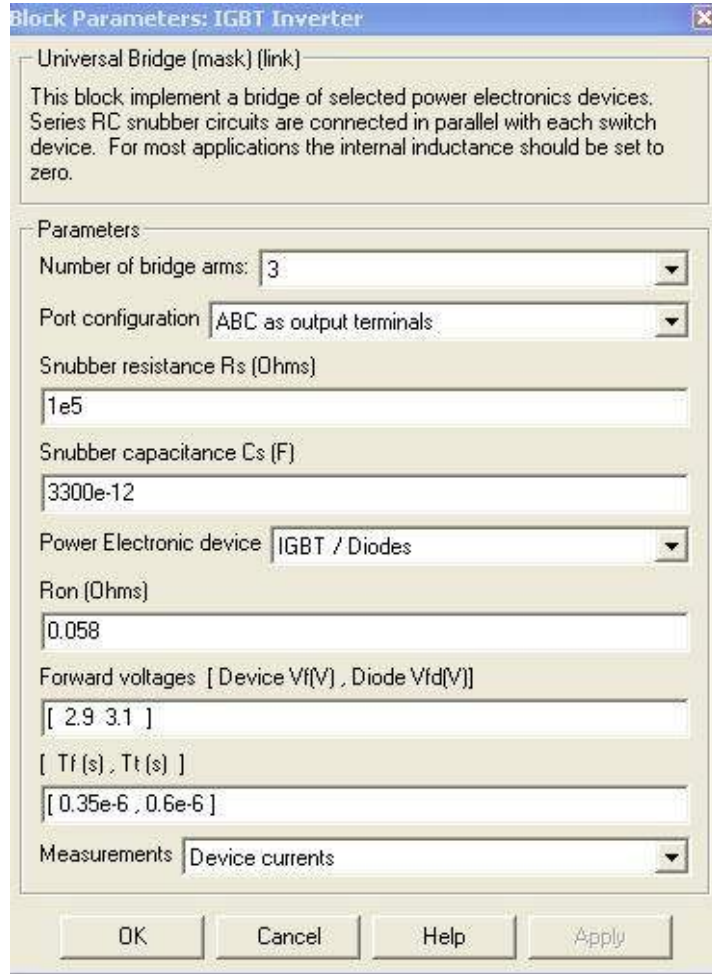


Şekil 5. 1 Elektrik şebeke eşdeğer devre yapısı(LISN)

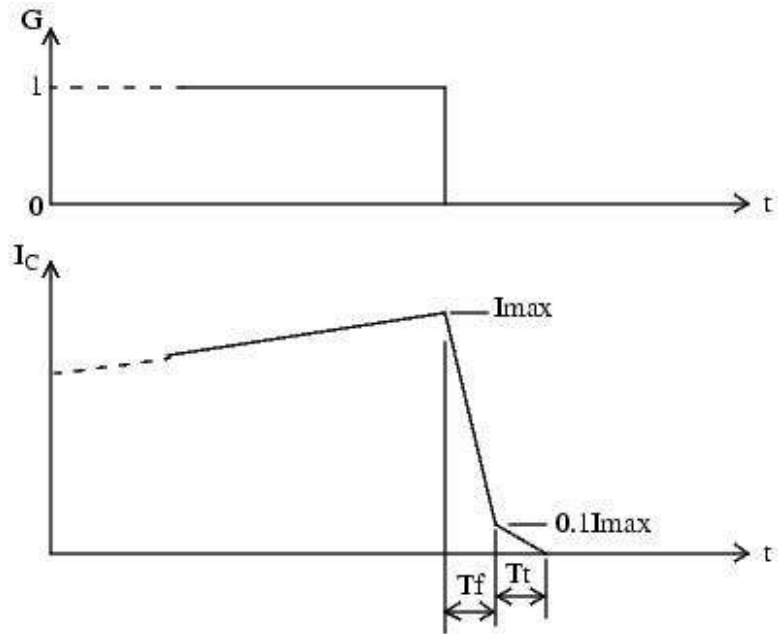
klasik eşdeğer elektriksel devre yapısı kullanılmıştır.

Kontrol sisteminin istemiş olduğu elektriksel işareti motora uygulayacak olan invertere ait parametrik yapı Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te gösterilmiştir.

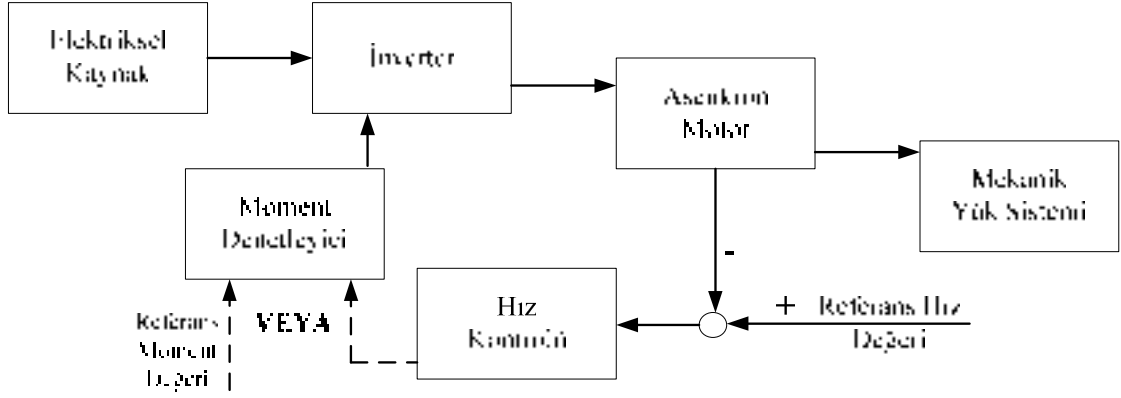
Şekil 5.4 sistemin görsel blok diyagramını göstermektedir. En basit hali ile işaret akışının blok diyagram olarak sunulduğu yapıda, benzetim işlemine uygun olarak gerekli elemanlar yapı içerisine alınmış veya yapı içerisinden çıkarılmıştır. Örneğin vektörel denetimin uygulandığı güç sistemlerinde DGM sistemi benzetim yapısından çıkarılmıştır. Diğer taraftan hız denetiminin gerçekleştirildiği çalışmalarda ise motordan hız geribeslemeleri ve de gerekli denetleyici benzetim yapısına dahil edilmiştir. Bir diğer örnek ise DA besleme sistemlerinde LISN eşdeğer devre yapısı benzetim içerisinde yer almayacaktır. Bir diğer önemli nokta ise çalışmalar ayırık yapıda gerçekleştirildiğinden, zaman sabitinin değeri, tüm benzetimler için $10\mu s$ 'dir.



Şekil 5. 2 Benzetim çalışmalarında kullanılan inverter yapısına ait parametrik dağılımı gösteren MATLAB şeması

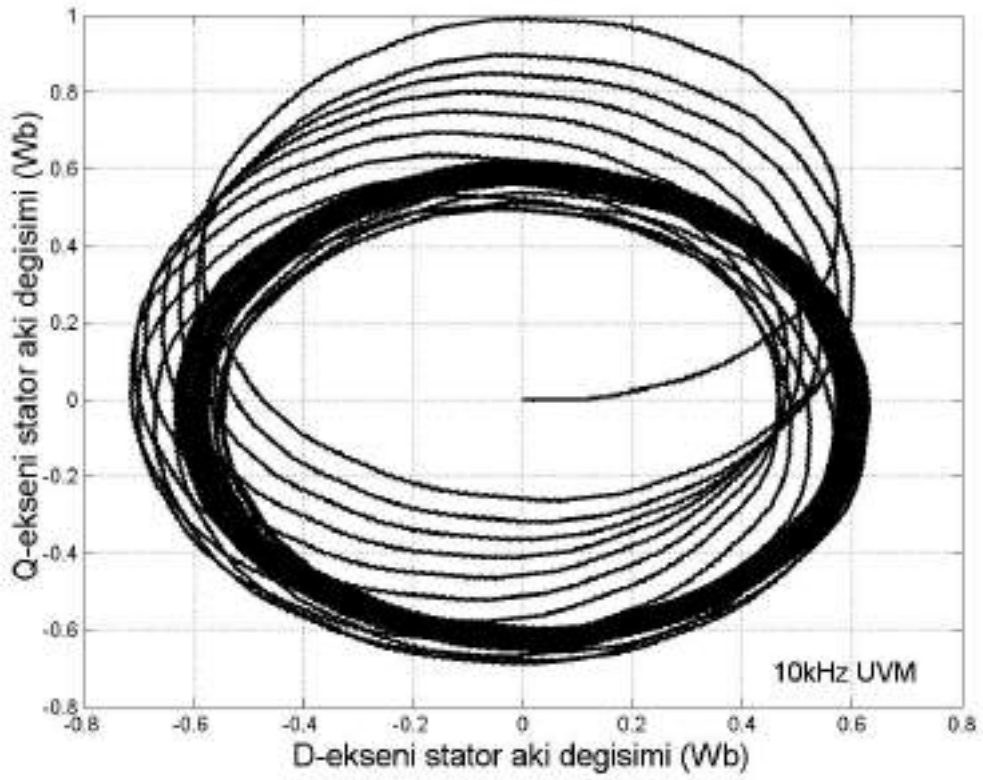
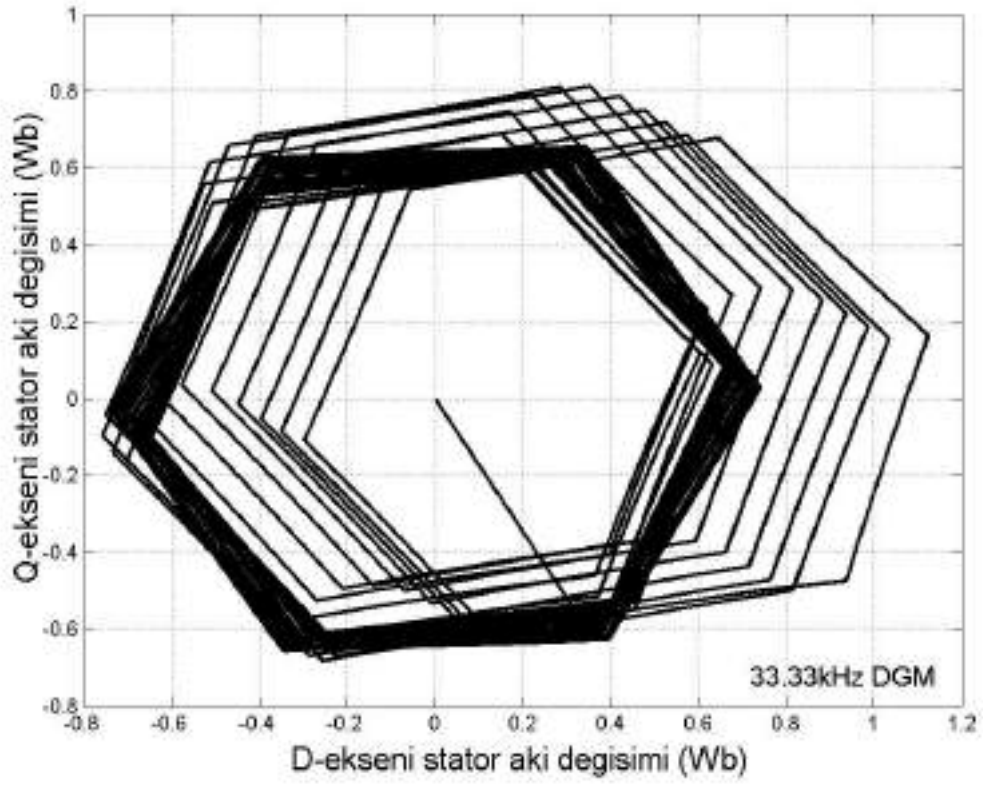


Şekil 5. 3 Benzetim çalışmalarında kullanılan IGBT elemanlarına ait zaman değişkenine bağlı parametrelere ait grafikler

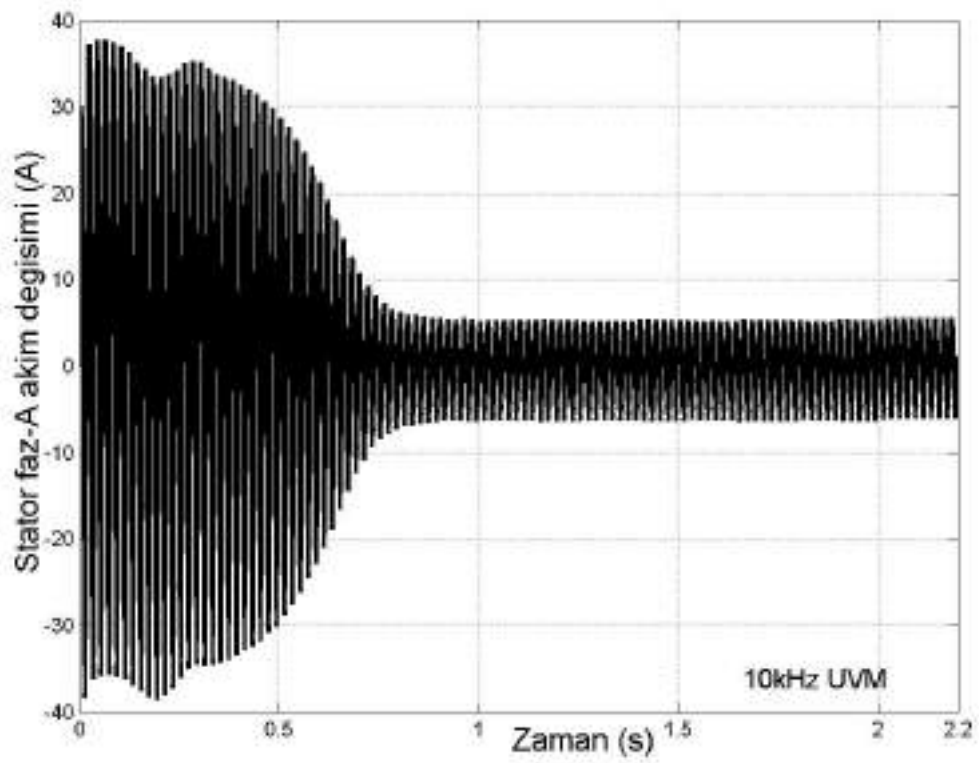
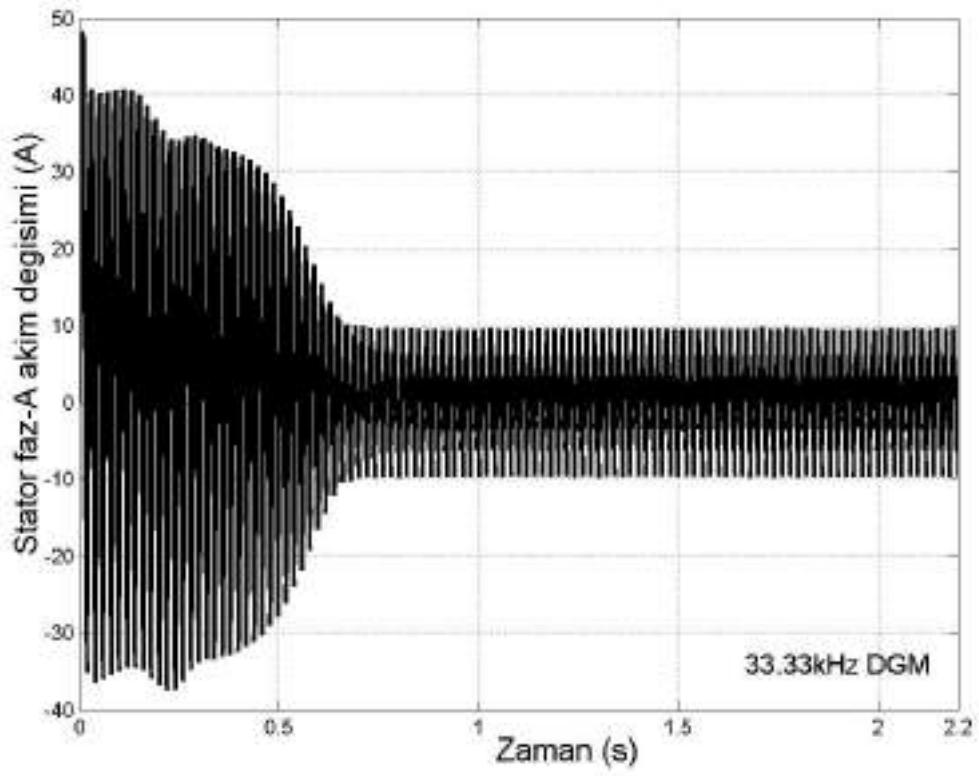


Şekil 5. 4 Benzetim çalışmalarında kullanılan sistemin genel blok diyagramı

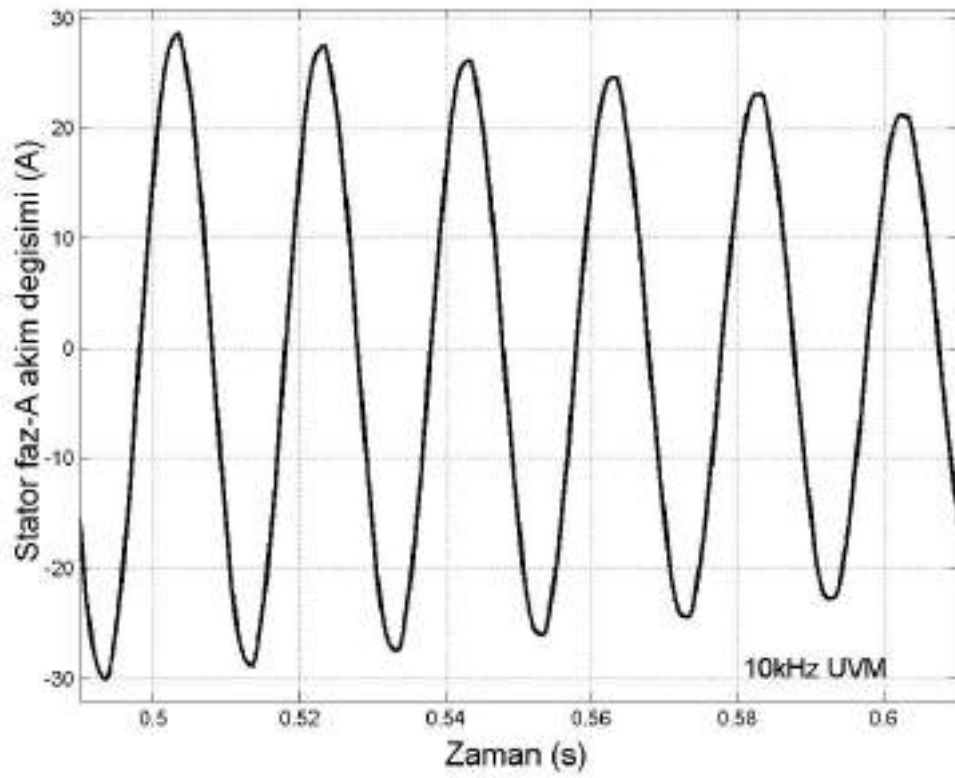
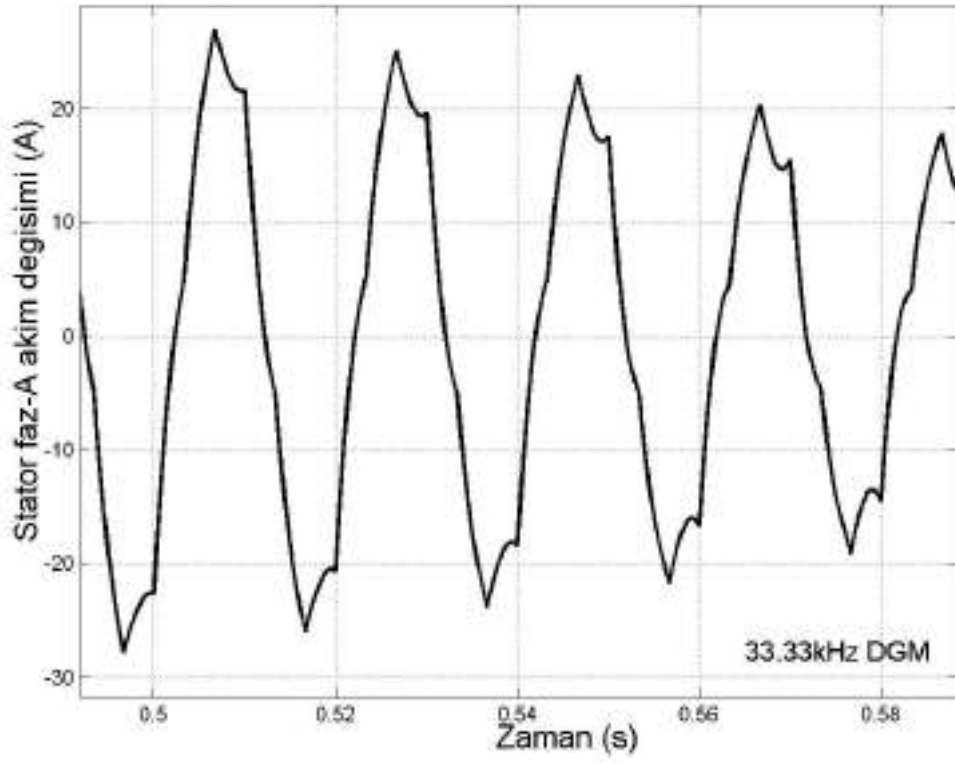
Asıl göstermek istediğimiz moment ve hız denetimine ilişkin adımlardan önce klasik inverter denetim sistemi olan DGM'na karşılık neden vektörel denetimin tercih edildiğinin ispatı şu şekilde açıklanabilir. Bu noktada 220V/50Hz faz-toprak gerilimine sahip 3-fazlı referans sinüzoidal işareti, 33.33kHz'lik taşıyıcı frekansa sahip bir DGM denetimi ve de buna göre daha düşük bir frekans olan 10kHz'lik yapıda olan zaman paylaşımli vektörel denetim ile 3Nm'lik sabit yüke sahip asenkron motora uygulayalım. Güç sistemi olarak ise 336V'luk DA kaynağı tercih edilmiştir. Görsel boyutta sonuçları elde etmek adına; stator akı değişimi, güç kaynağından çekilen akıma ait değişim, stator faz-A tarafından çekilen akımsal yapı, stator faz-A'ya inverterden uygulanan gerilimsel değişimi, moment yapısına ait değişim ve de rotora ait hız değişimlerini Şekil 5.5...5.13'te grafiksel olarak sunalım. Bahsi edilen grafiksel yapılardan akım ve gerilim işaretlerinin dar zaman bazlı değişimleri de verilerek, motorun istemiş olduğu sinüzoidal yapıların oluşumu da gözler önüne serilmiştir.



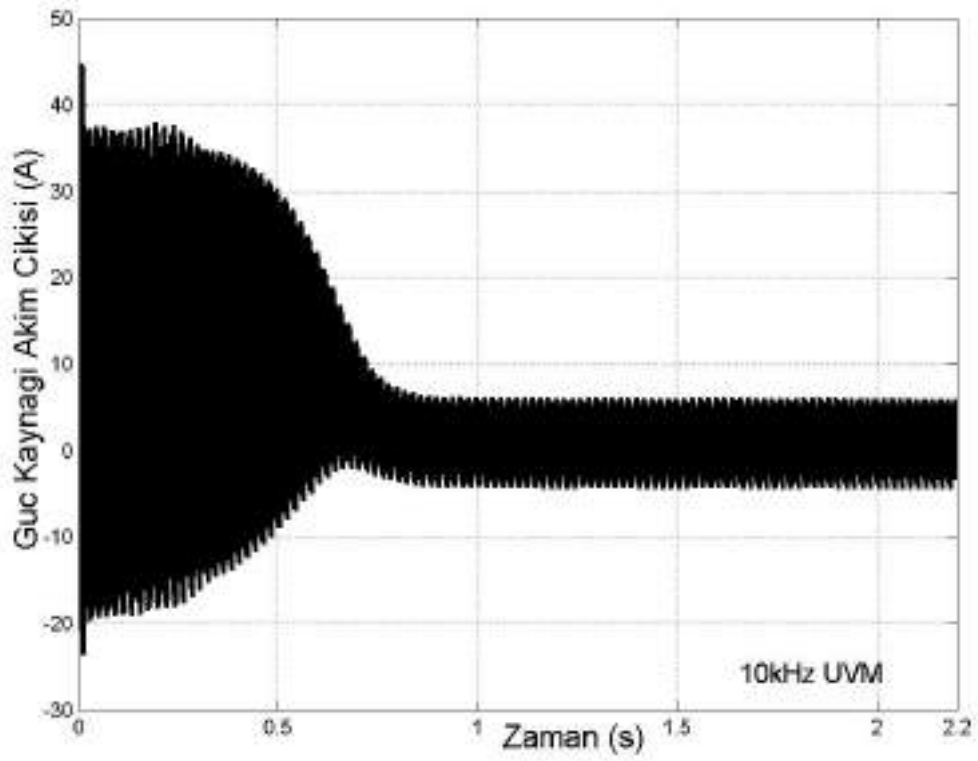
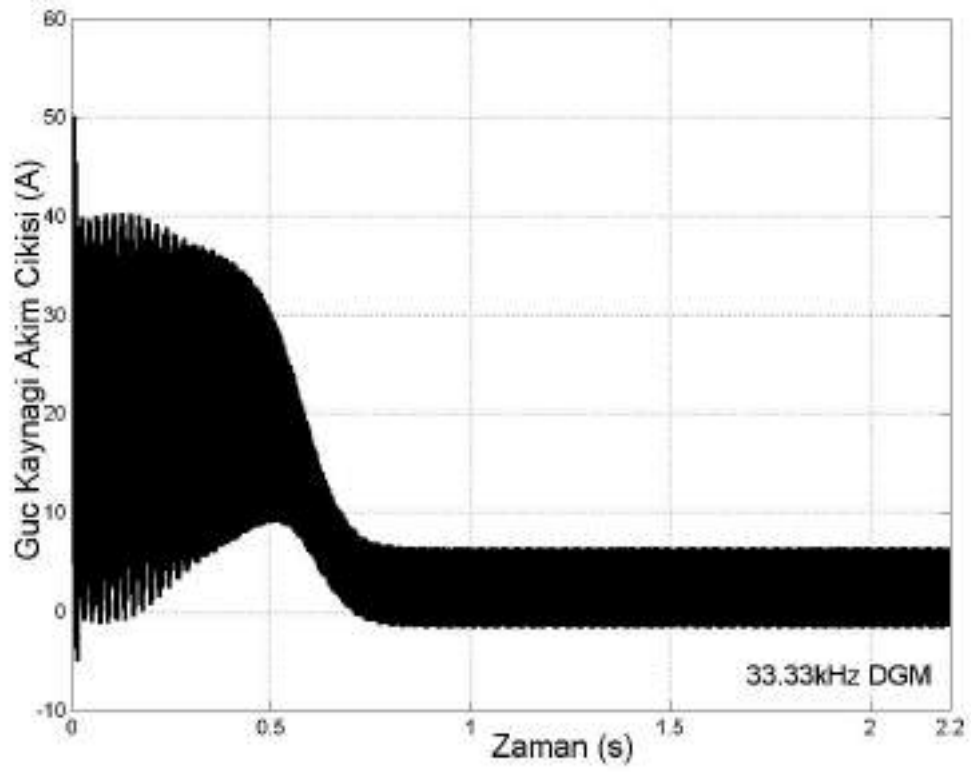
Şekil 5. 5 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı aki pozisyonları



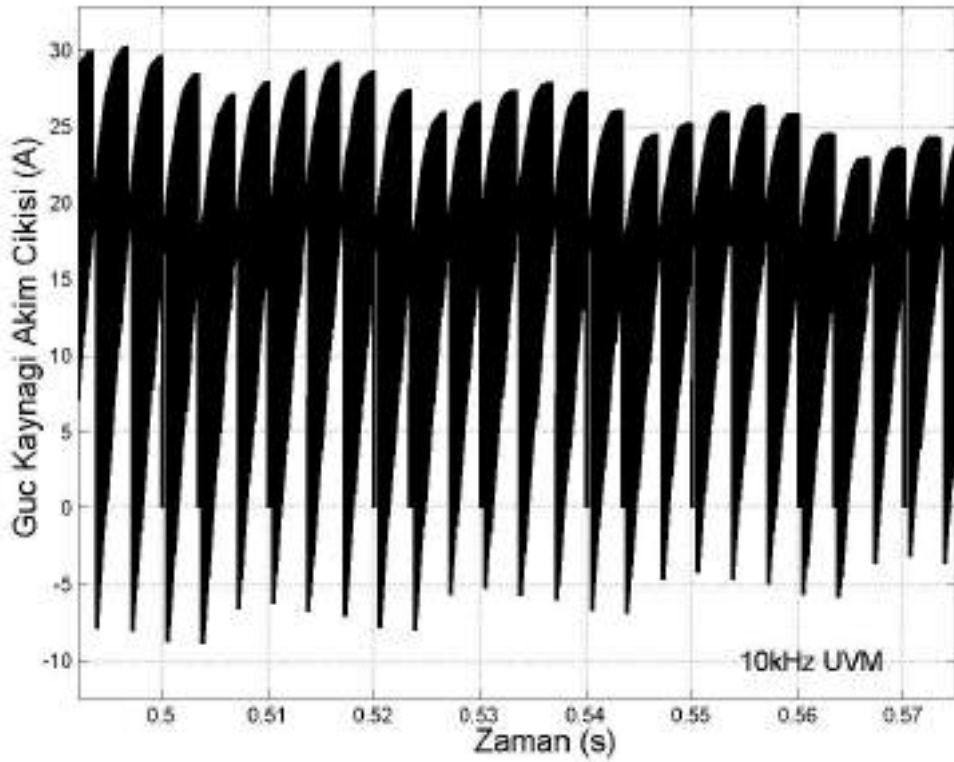
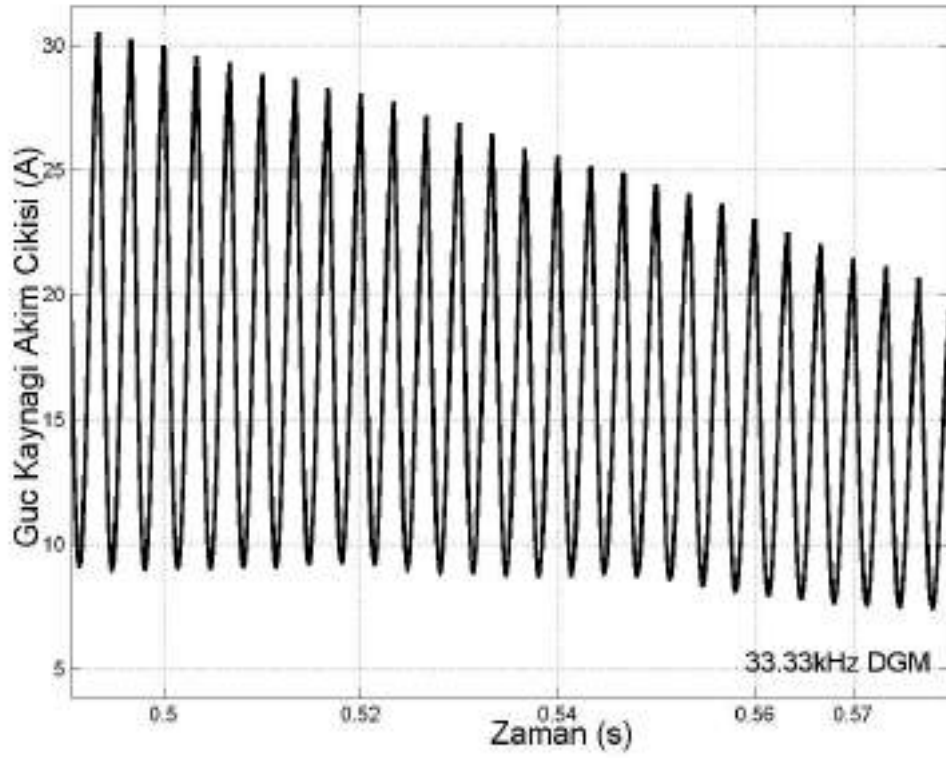
Şekil 5. 6 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler



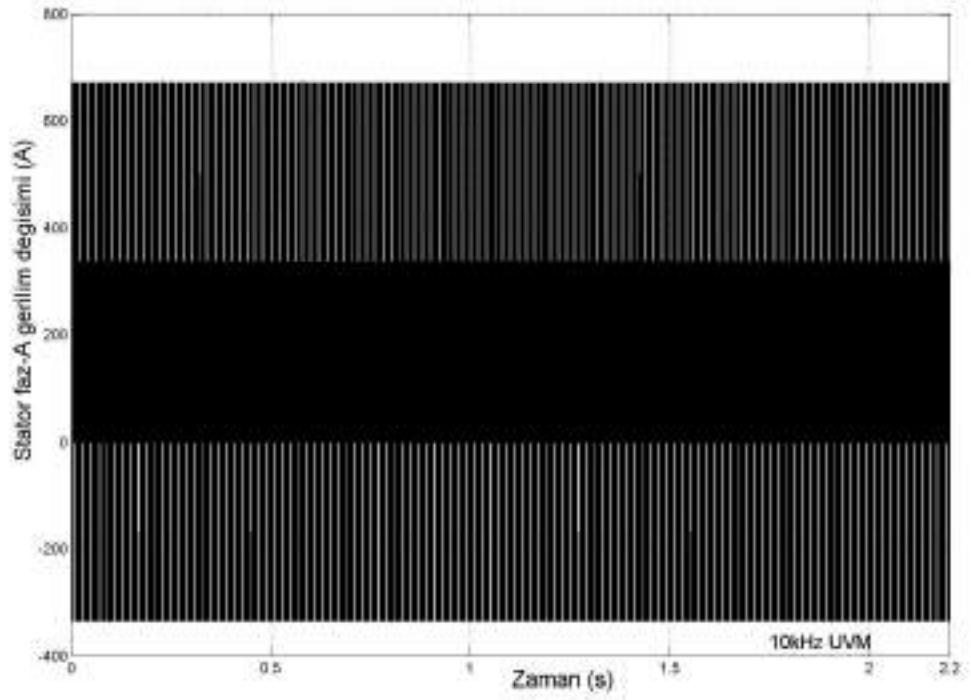
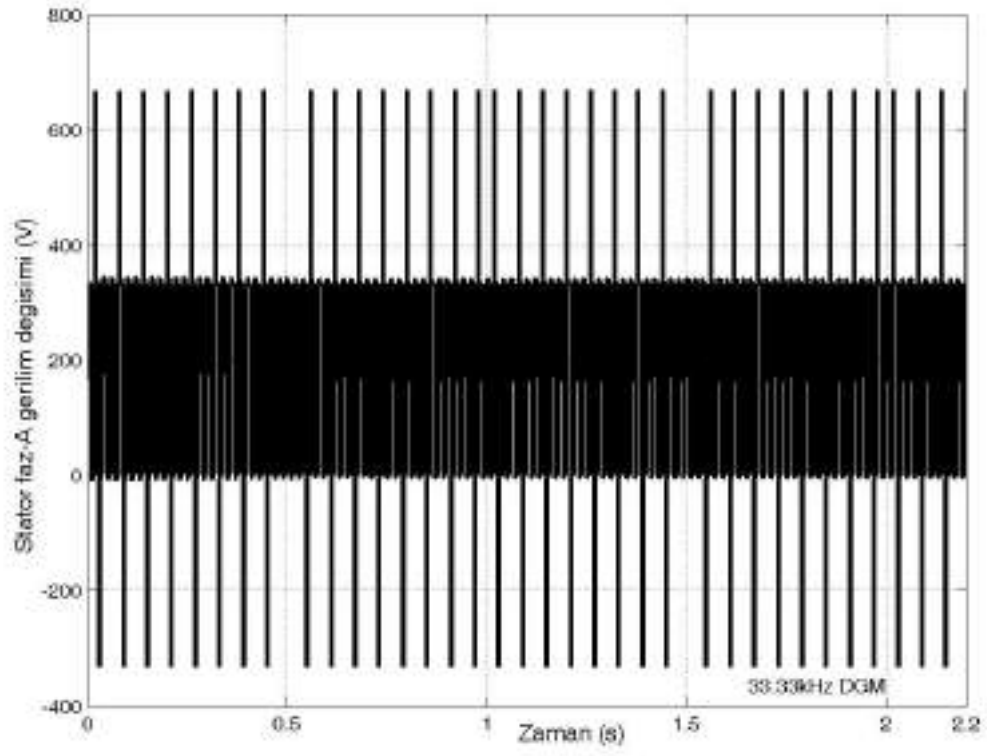
Şekil 5. 7 Stator faz-A'nın çekmiş olduğu akim işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları



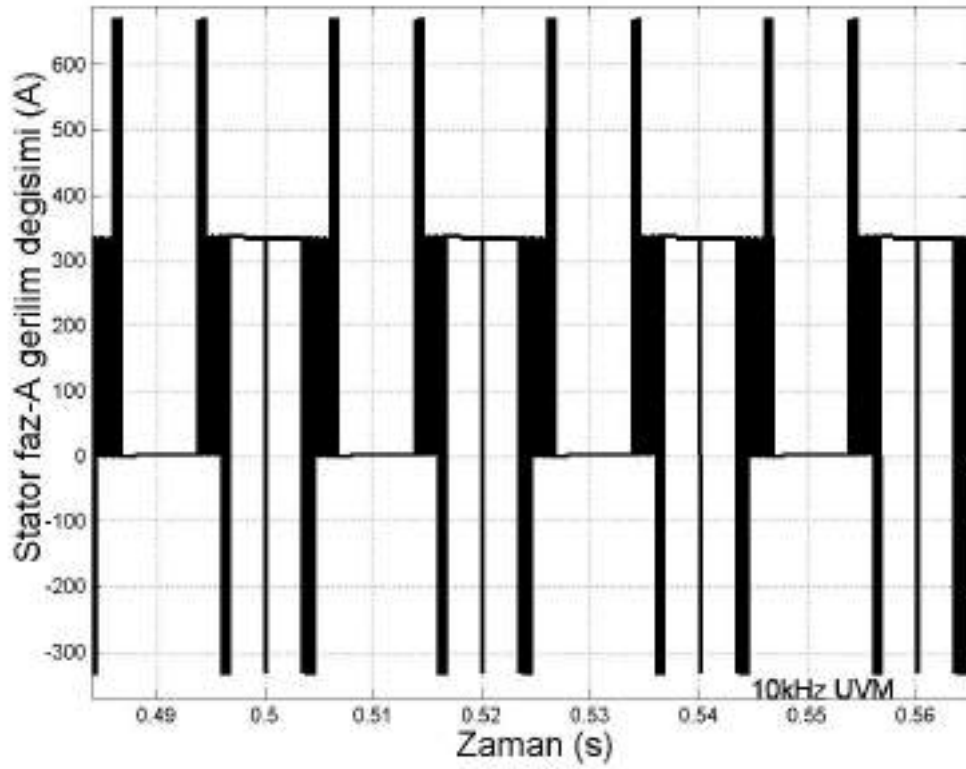
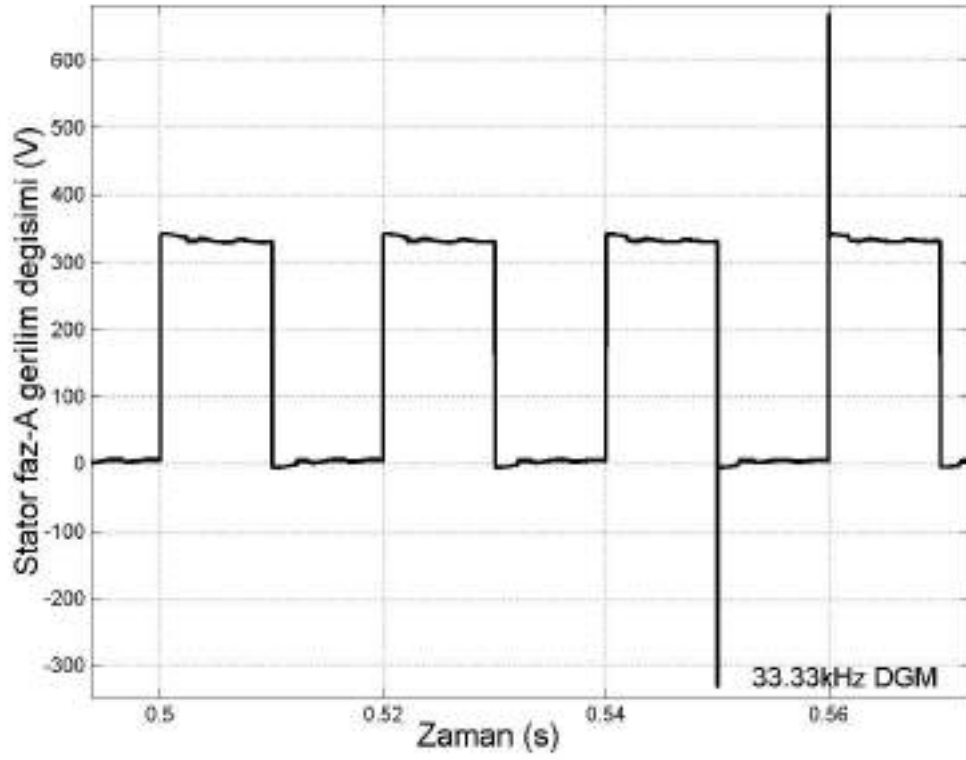
Şekil 5. 8 Güç kaynağı tarafından sisteme aktarımı gerçekleştirilen akım işaretlerinin zaman bazlı değişimleri



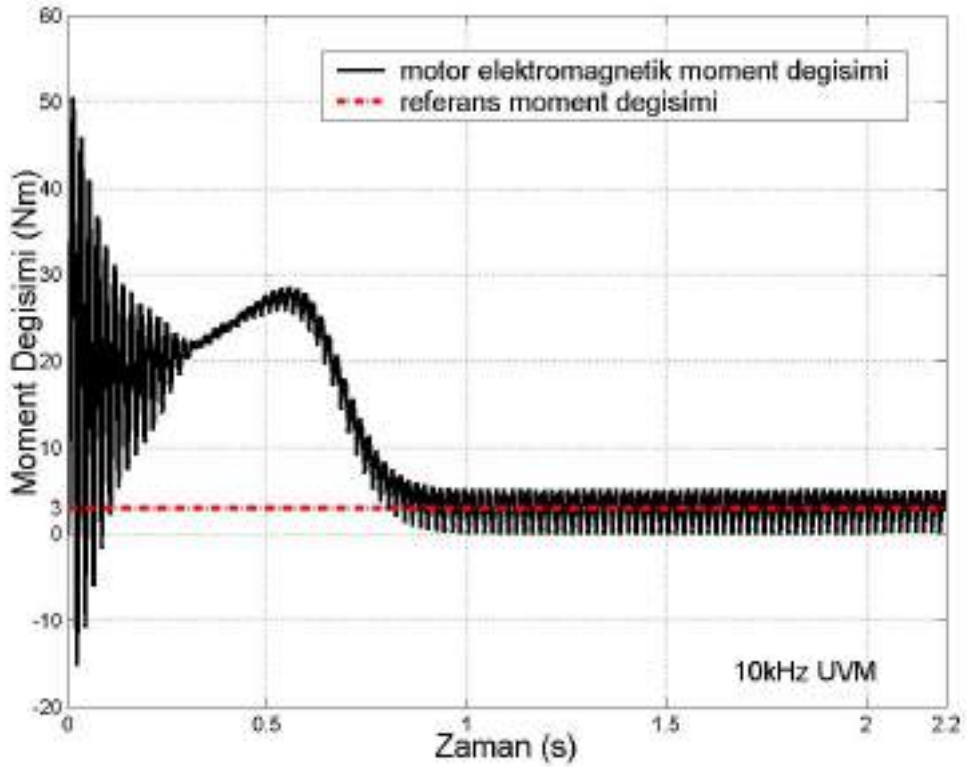
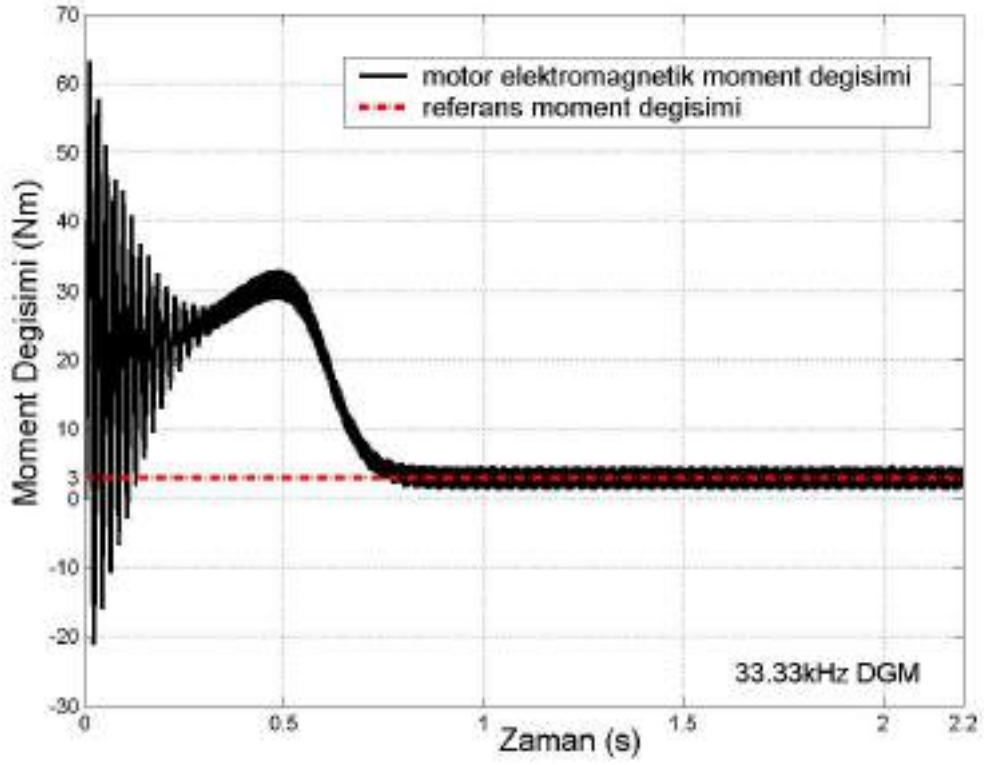
Şekil 5. 9 Güç kaynağı tarafından sisteme aktarımı gerçekleştirilen akım işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki yapıları



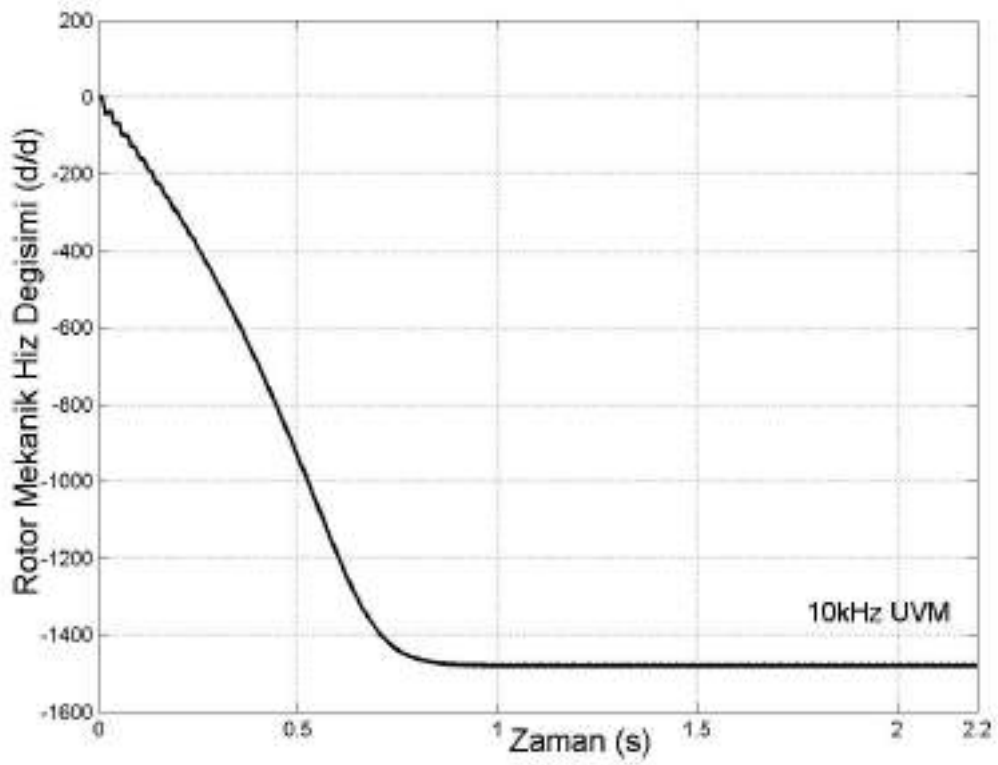
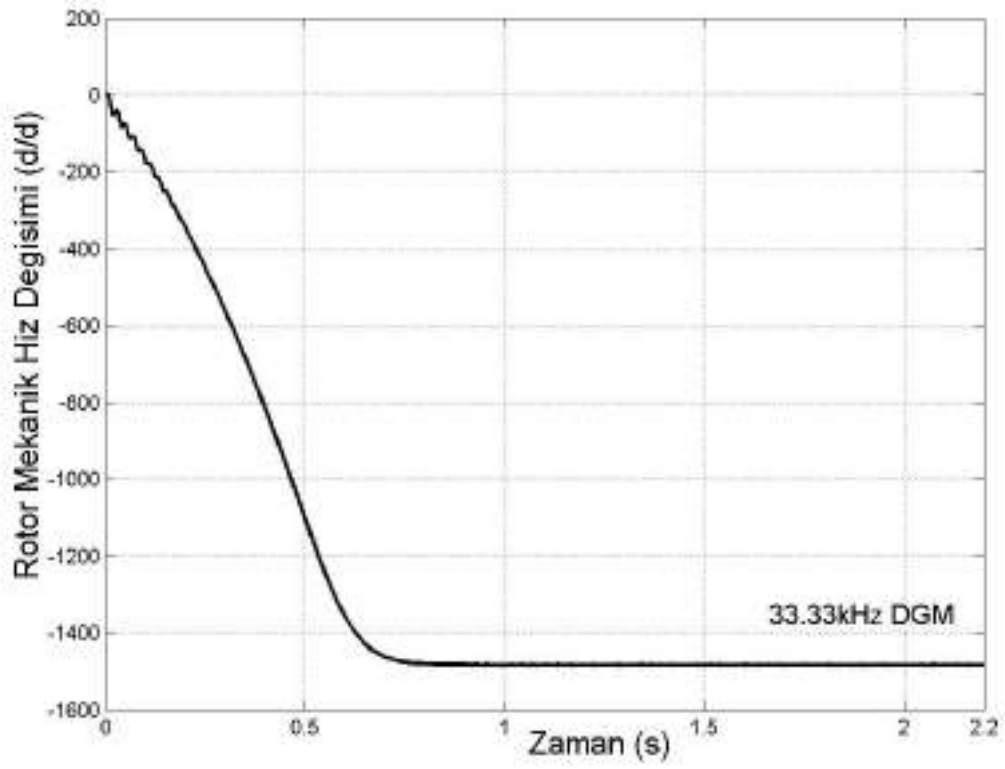
Şekil 5. 10 Stator faz-A'ya inverter tarafından uygulanan gerilimlere ait yapılar



Şekil 5. 11 Stator faz-A'ya uygulanan gerilim işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları



Şekil 5. 12 Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler



Şekil 5. 13 Rotora ait mekaniksel hız değişimleri

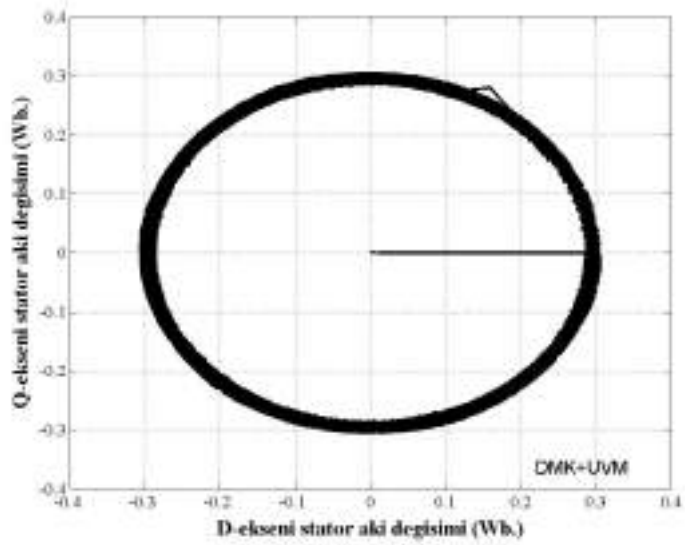
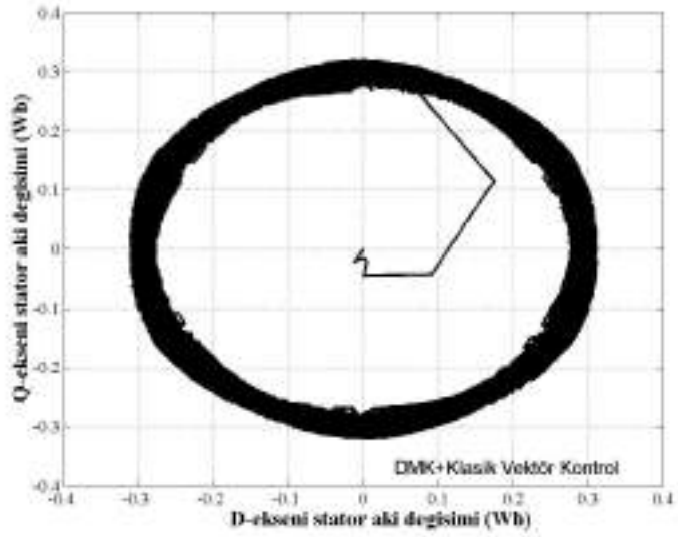
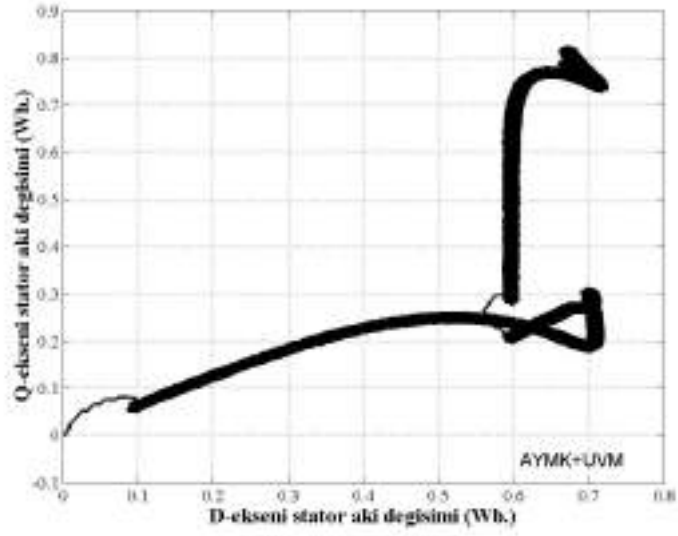
Grafiksel değişimler içerisinde özellikle akı değişimi, vektörel yapının başarımını vermek için köşegen içermeyen pozisyonu ile en ön sırada yer alacaktır. Akabinde sunulmuş olan stator faz-A'ya ait akım işaretlerinin de incelenmesi gösterecektir ki; motora ait yapının istemiş olduğu sinüzoidal akım değişimi düşük frekansa karşılık vektörel yapı tarafından sağlanabilmiştir. Şekil 5.8 ve Şekil 5.9 DA güç kaynağından (elektrikli otomobil için bataryalardan) çekilen akımsal yapıyı vermektedir ki, düşük frekanslı vektörel kontrol sistemi negatif yönlü akım işaretlerinin yönünü de açarak gerek kayıpların minimizasyonunu ve gerekse de batarya yapısı için deşarj işleminin de olanaklı hale gelmesini sağlamıştır. Ayrıca düşük değerli kalkış akımları ile de elektriksel otomobil yapısı için gerçekleştirilecek boyutu sağlamaktadır. Bir diğer değişken olan stator faz-A'ya ait gerilimsel değişimleri sunan Şekil 5.10 ve Şekil 5.11 grafiksel yapıları göstermektedir ki, vektörel denetim faz gerilimlerinin karesel yapıdan kurtarılarak sinüzoidal formasyona yaklaştırılması için anahtarlama işlemlerini gerçekleştirmektedir. DGM yapısının sürekli hal moment değişimindeki daha dar bantlı salınımsal yapısına karşılık, vektörel denetimin kalkışta sağlamış olduğu daha dar bantlı moment salınımları açıkça görülmektedir (Şekil 5.12). Verilen hız değişimleri için ise herhangi bir farklı yapının söz konusu olmadığı ortada bir gerçekliktir (Şekil 5.13).

Elde edilen bütün bu avantajlı özelliklerin akabinde verilmesi gereken bir diğer önemli nokta ise DMK veya AYMK gibi moment kontrol sistemleri tarafından referans olarak güç sistemine verilecek olan gerilimsel yapının vektörel olarak oluşturulması anahtarlama pozisyonları ile oldukça basittir. Ancak DGM sisteminin isteyeceği sinüzoidal referans işaretinin oluşturulması basit olmayacak ve gerekli olması halinde de dar bir zaman bandı içerisinde gerçekleştirilemeyecektir.

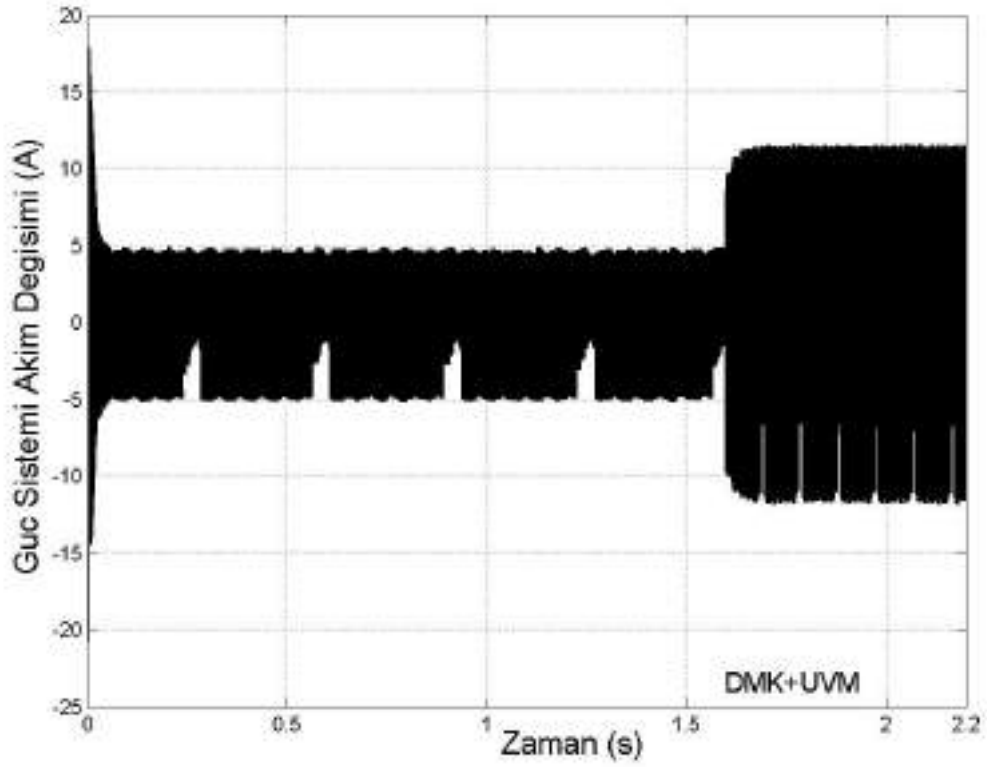
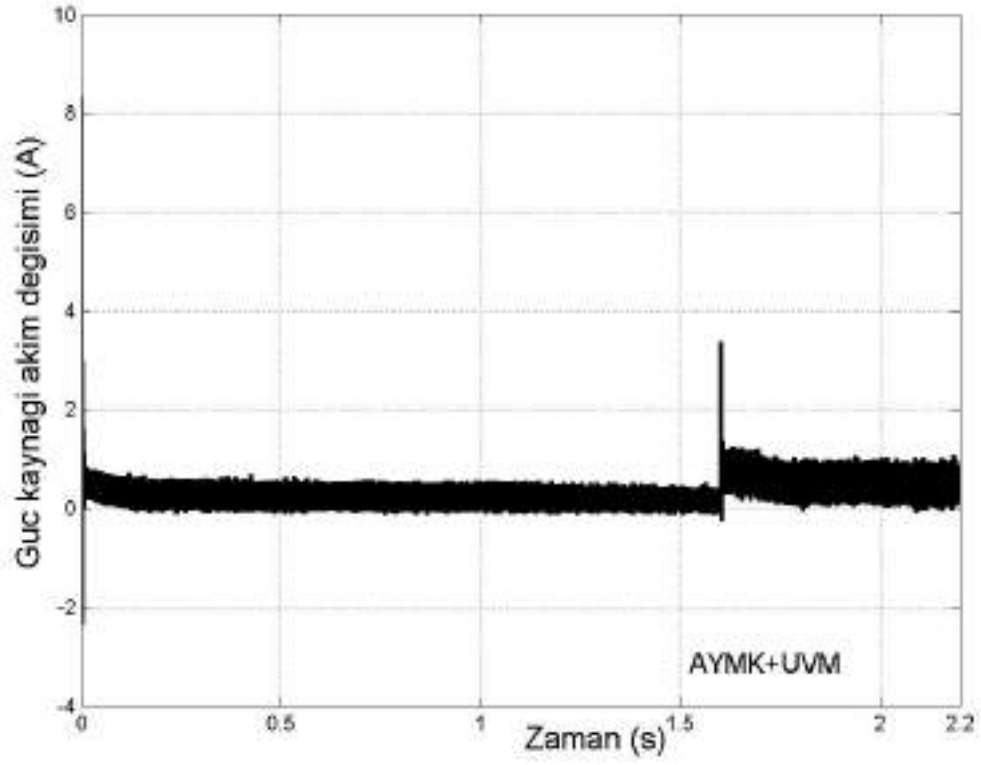
5.2 Sabit Referans ve DA Besleme

336V'luk DA güç kaynağı ile beslenmesi sonucunda benzetim çalışmalarının tamamı 10 μ s'lik zaman sabiti değeriyle gerçekleştirilmiştir. İnverterin denetimi ise gerek vektörel kontrolde ve gerekse de uzay vektör modülasyonu tabanlı kontrolde 10kHz'lik örnekleme değeri ile çalıştırılmıştır. Yük olarak ise ilk 1.6s'lik zaman diliminde 3Nm ve son 0.6s'lik zaman diliminde ise 7Nm'lik sabit moment değerleri kullanılmıştır.

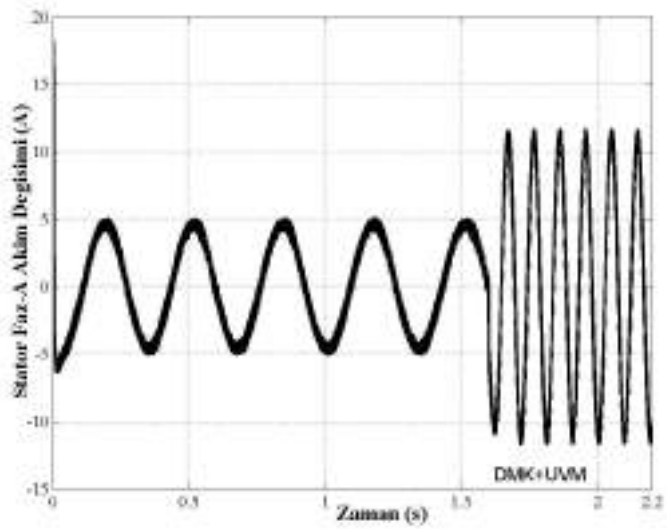
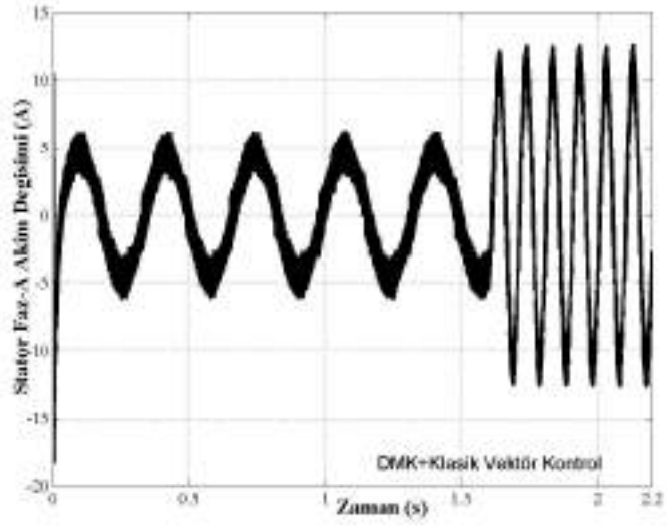
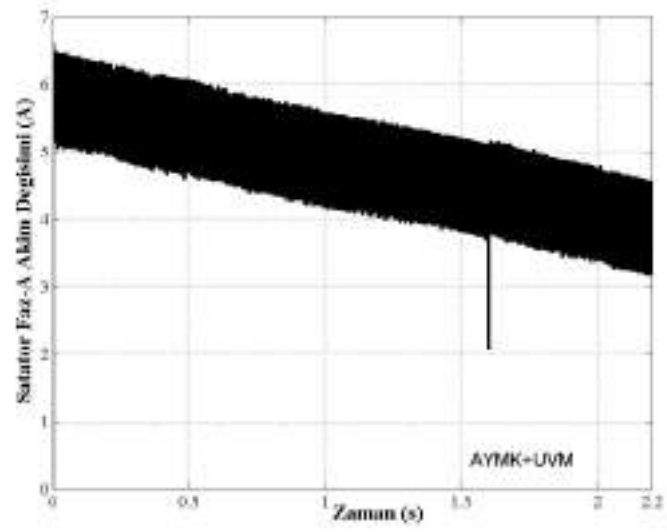
Sunulan ilk grafiksel yapı olarak akı değişimleri (Şekil 5.14) ele alınacak olursa, zaman bazlı paylaşımına sahip vektörel kontrol ile adaptasyonu gerçekleştirilen DMK'nün dar bandsal salınım yapı içerisinde gerçekleştirdiği akı değişimi tartışılmaz bir üstünlüktür. Şekil 5.15'te verilmiş olan kaynak akımlarını göz önüne aldığımızda, yine çift yönlü işaret akışı DMK+UVM yapısında sağlanmıştır. Şekil 5.16'da verilmiş olan stator akımları içerisinde de yeni yapının vermiş olduğu sinüzoidal akım açık bir şekilde fark edilebilmektedir. Rotoru ait mekaniksel hız değişimleri içerisinde doğrusal yapısını korumayı yalnızca UVM adaptasyonlu DMK sistemi başarmıştır (Şekil 5.17). Şekil 5.18'de, referans moment etrafındaki en dar band salınım adaptasyonlu DMK yapısı ile sağlanabilmektedir. Ayrıca verilmiş olan stator faz gerilim değişimleri de yeni yapı içerisinde sıfır vektörlerinin devreye alınması ile motorun endüktif yapısının sağlamış olduğu ters yönlü gerilimler ile sinüzoidal yapıya bir adım daha yaklaşım sağlanmıştır.



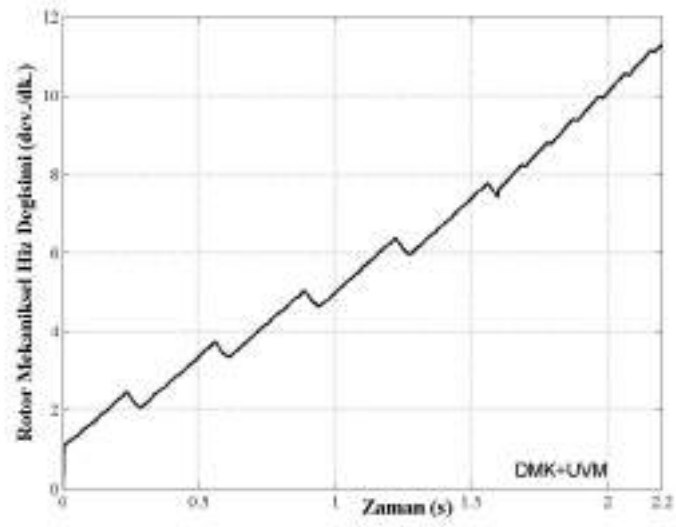
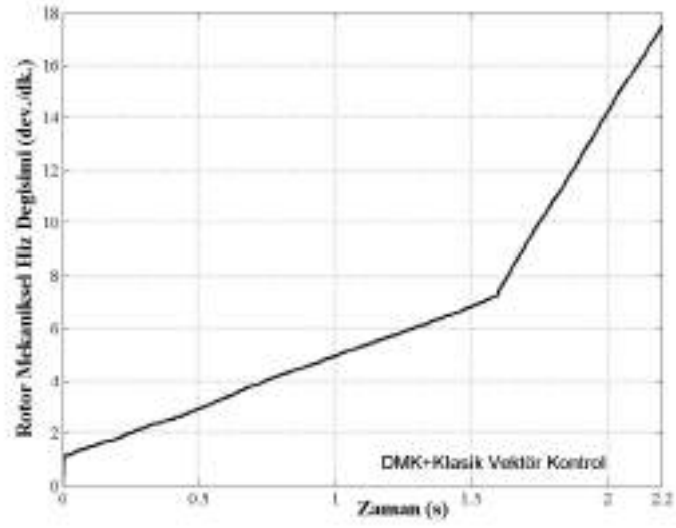
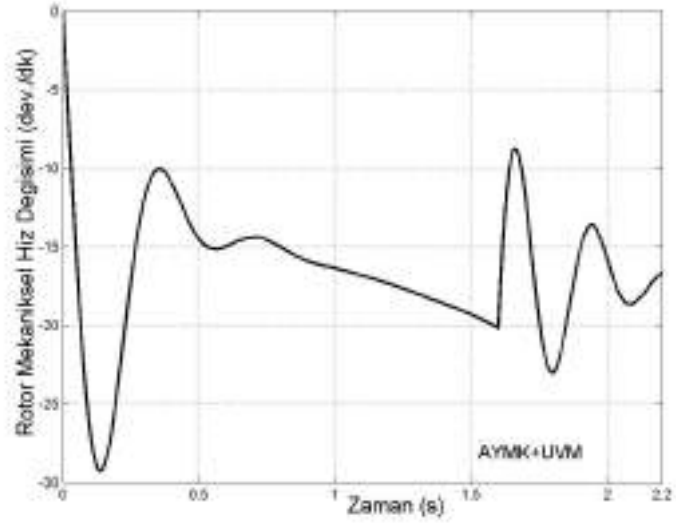
Şekil 5. 14 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



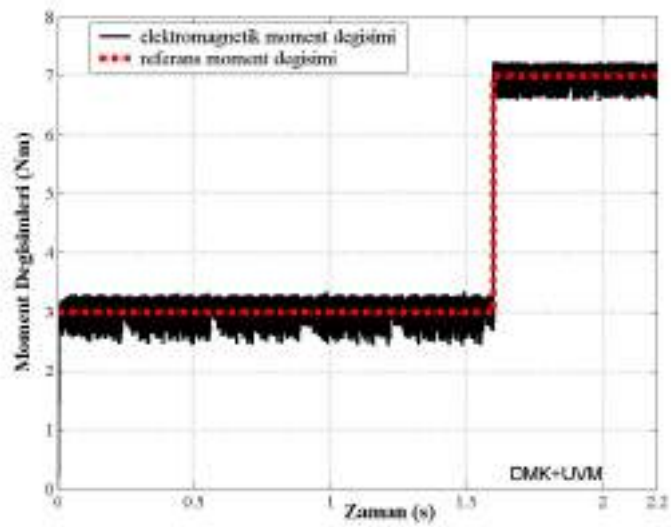
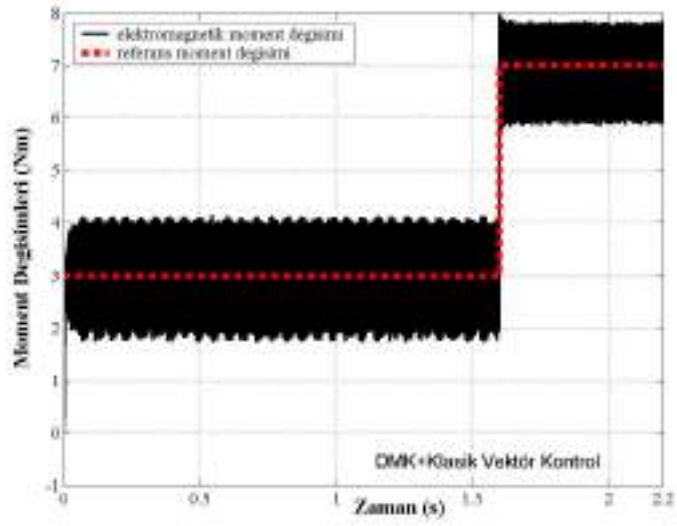
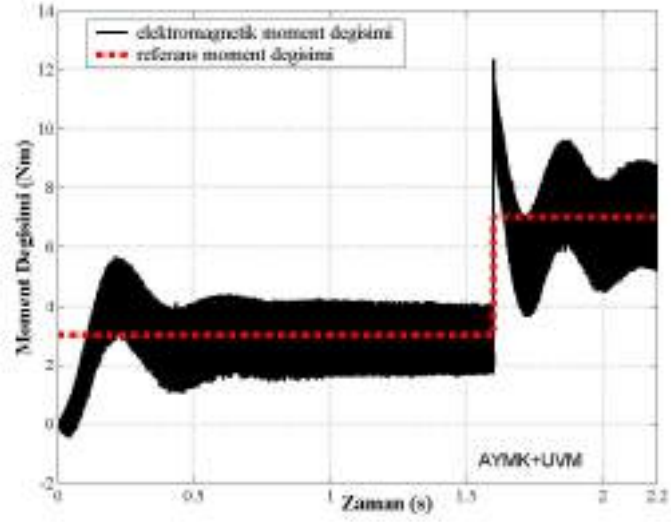
Şekil 5. 15 Güç kaynağı tarafından sisteme aktarımı gerçekleştirilen akım işaretlerinin zaman bazlı değişimleri



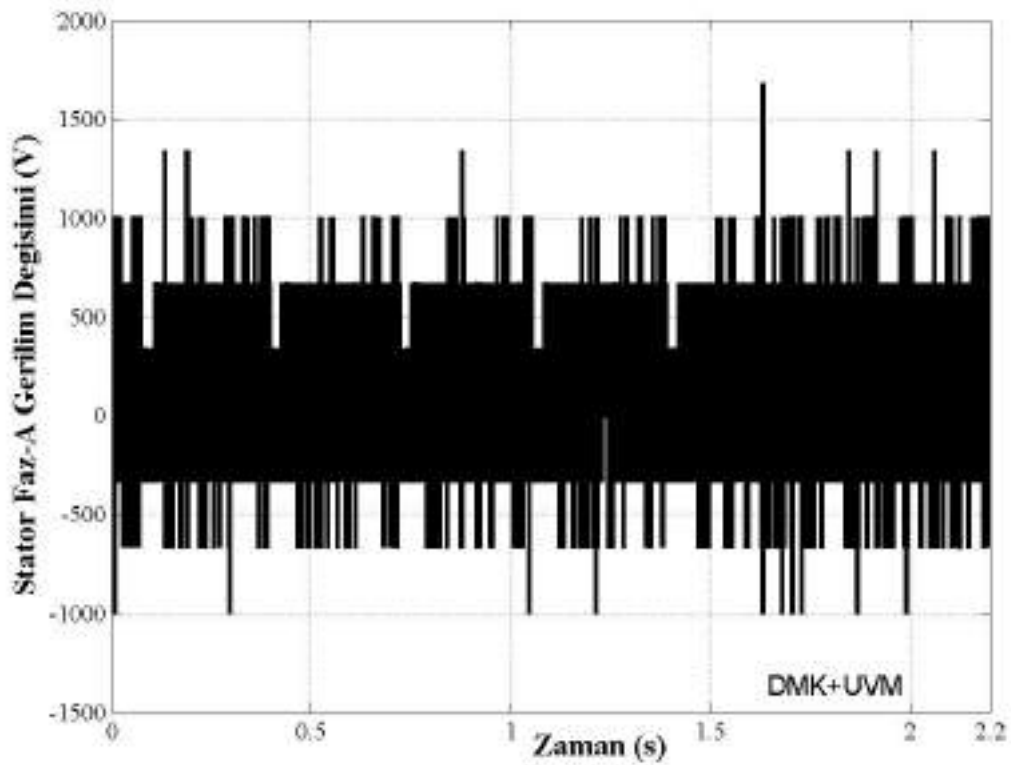
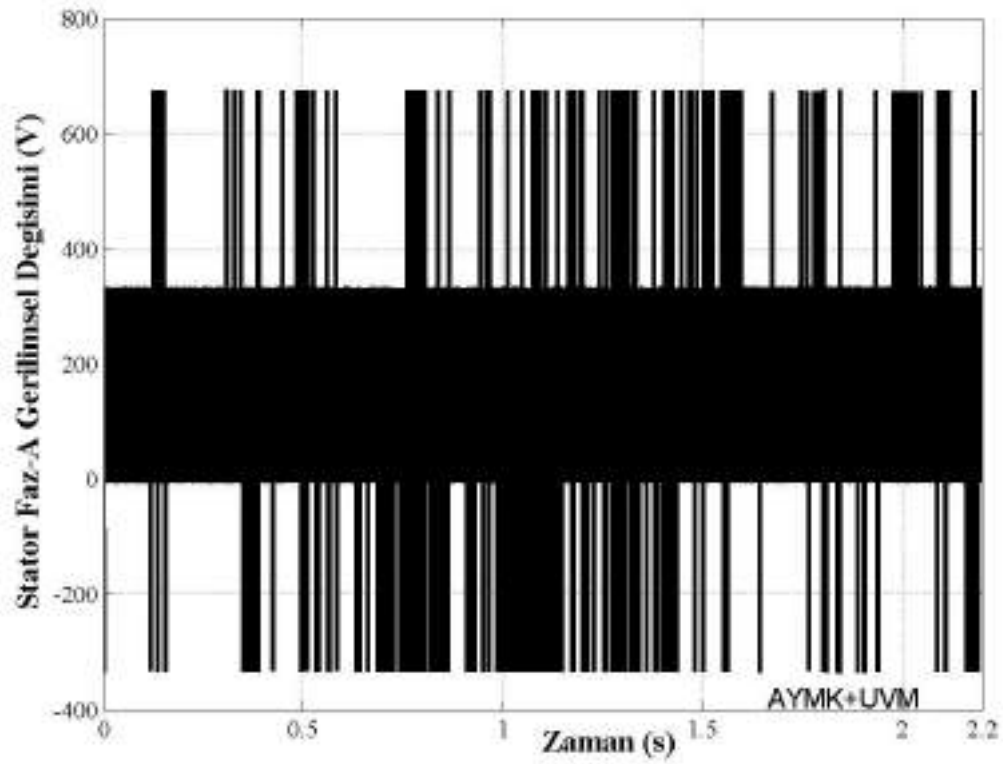
Şekil 5. 16 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler



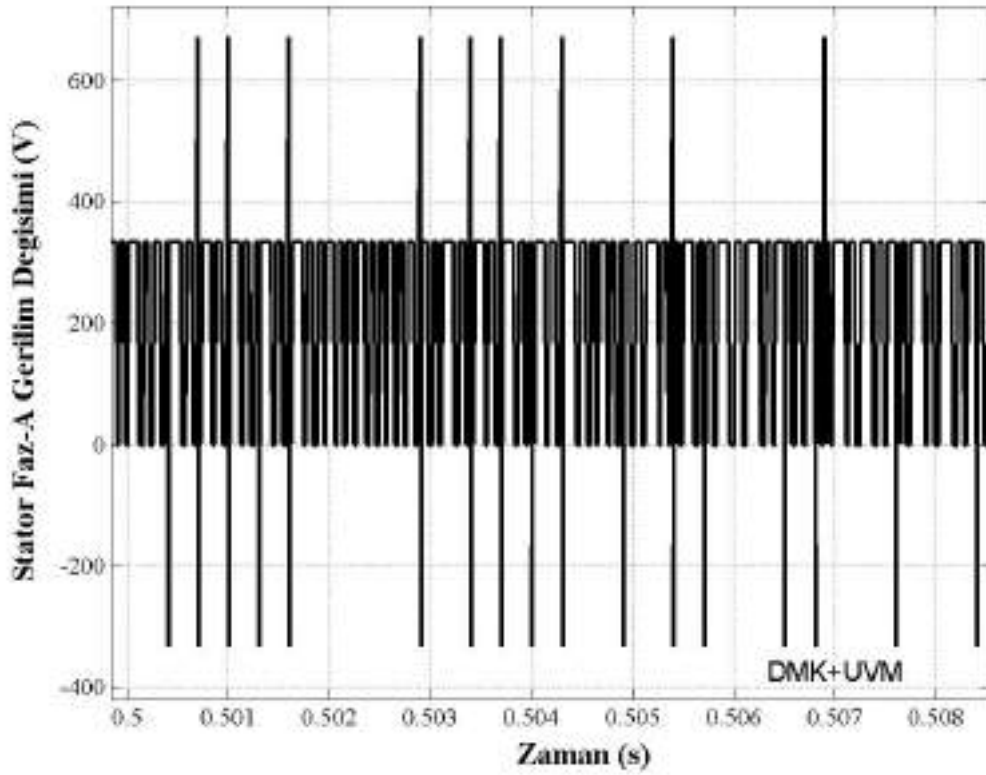
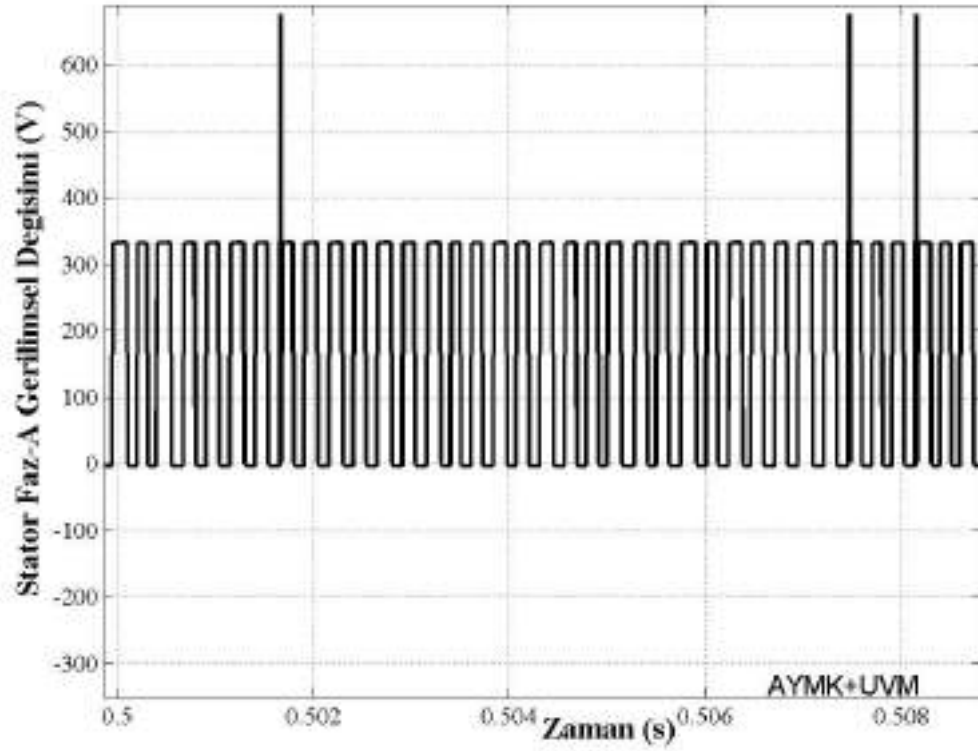
Şekil 5. 17 Rotora ait mekaniksel hız değişimleri



Şekil 5. 18 Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler



Şekil 5. 19 Stator faz-A'ya inverter tarafından uygulanan gerilimlere ait yapılar



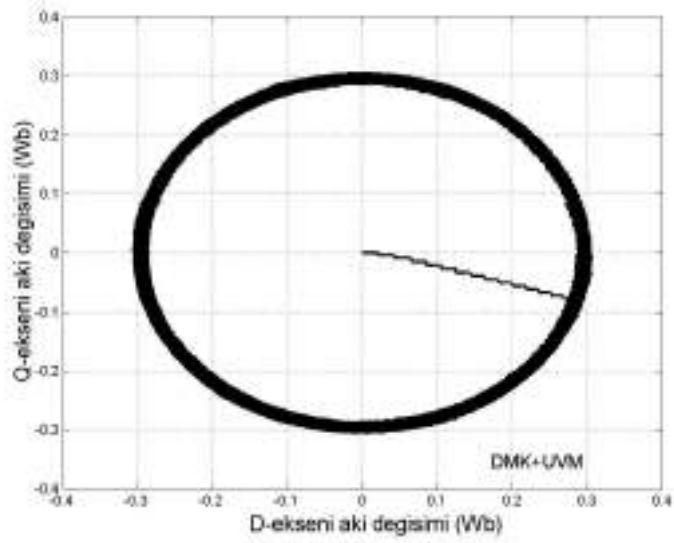
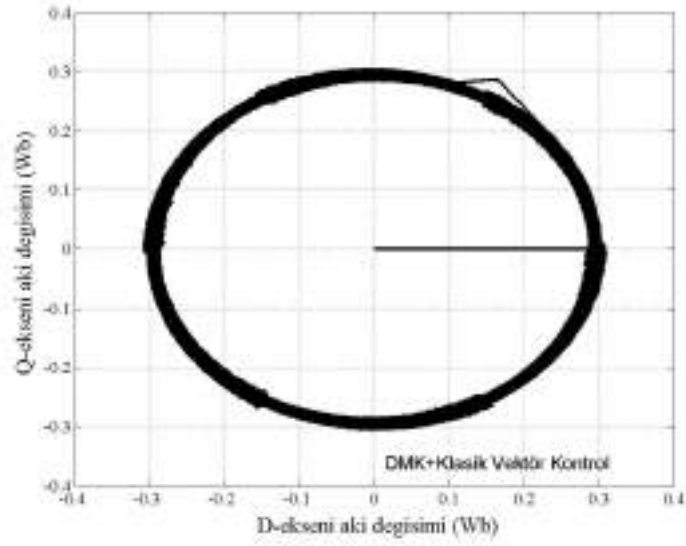
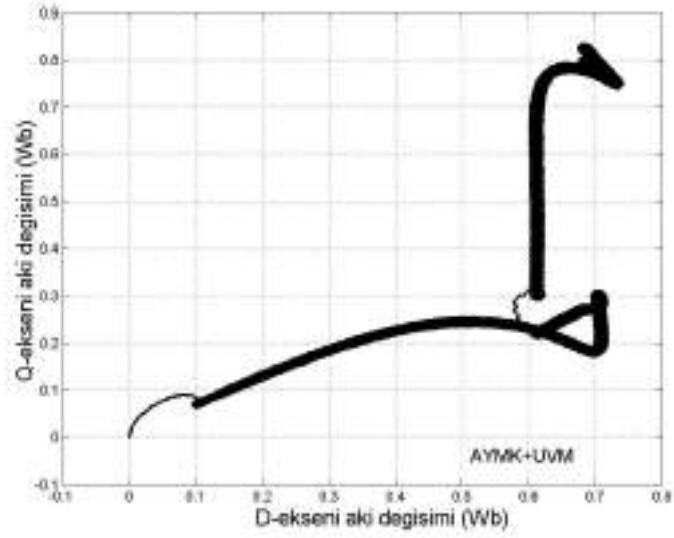
Şekil 5. 20 Stator faz-A'ya uygulanan gerilim işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları

5.3 Sabit Referans ve AA Besleme

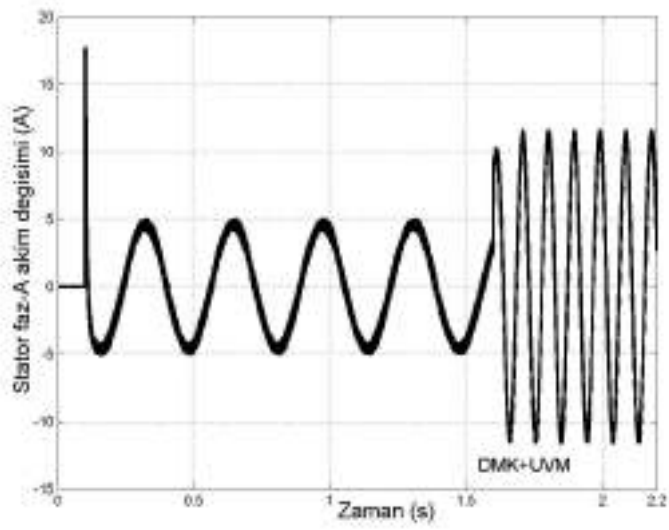
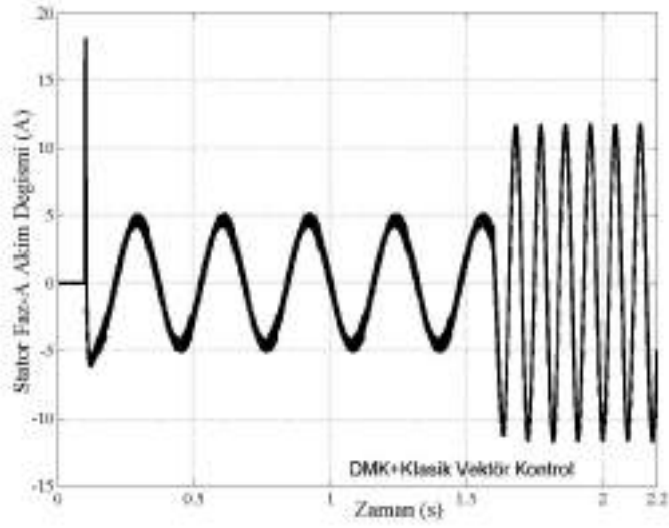
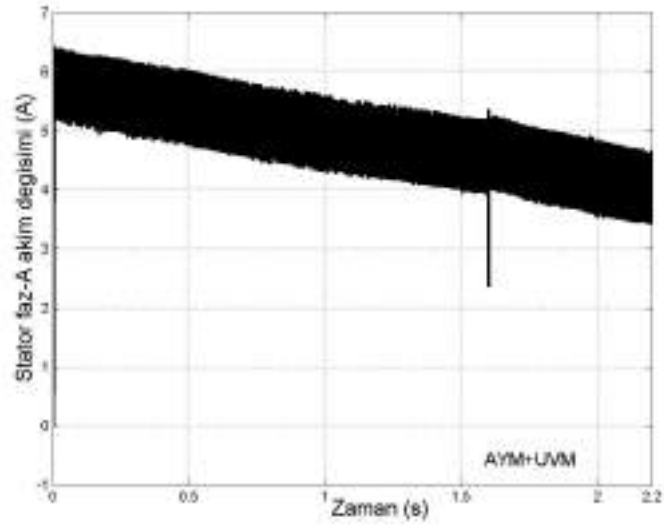
Hiçbir bozulmaya maruz kalmamış AA kaynaksal yapısına karşılık olarak asenkron motor denetim sistemlerinin sabit moment referans değere vermiş oldukları tepkiler bu bölümde dikkate alınmıştır.

Farklı denetim yapılarının kullanıldığı benzetim çalışmalarında ortak yapı olarak; 220V/50Hz'lik AA kaynağı, şebeke eşdeğer devre yapısı olarak LISN, 10kVA-1:1 transformatör, doğrultucu köprü diyod yapıları ve IGBT'den oluşan inverter yapıları kullanılmıştır. Yine benzetim sistemleri ayırık yapıda olması nedeni ile 10 μ s'lik zaman sabiti değeri kullanılmıştır.

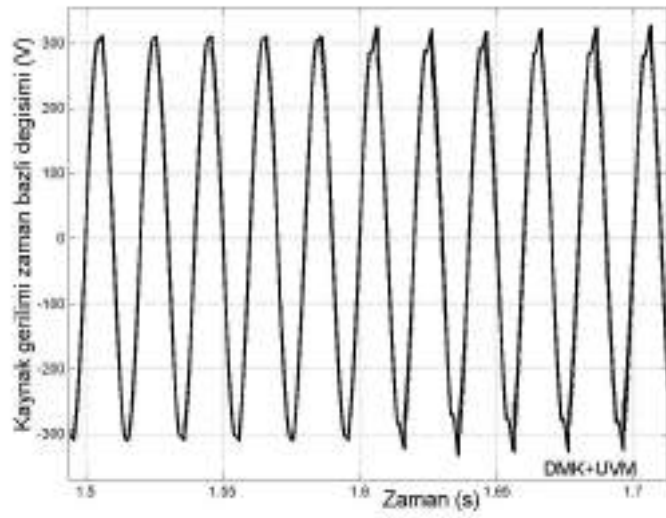
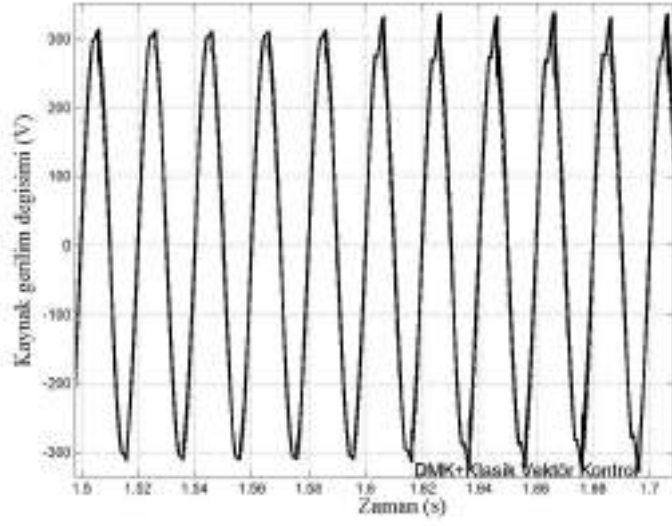
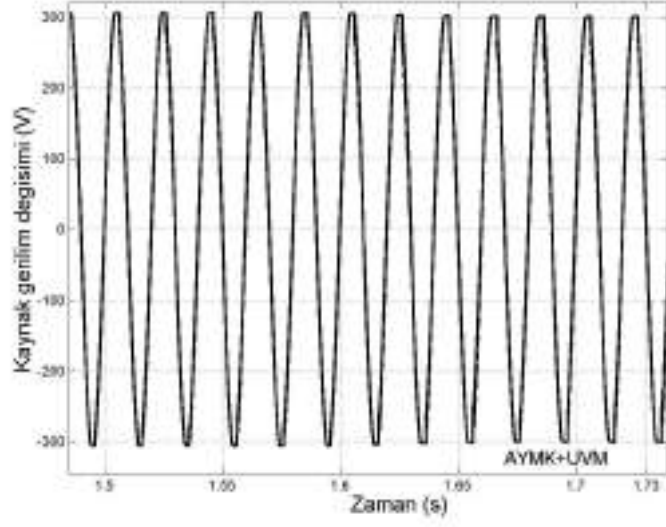
Grafiksel değişimlerden ilki olarak d-q eksenel yapısında değişen akı pozisyonları sunulmuş olup, 0.3Wb'lik referans çerçevesinde UVM adaptasyonlu DMK sisteminin başarımı açıkça görülmektedir. Faz akımlarını ele almak gerekirse, her iki inverter denetim yapısı desteğinde de DMK algoritması istenilen sinüzoidal akımı sağlayabilmektedir (Şekil 5.22). Öte yandan gerek şebeke sistemi ve gerekse de motor sistemi lineer olmayan endüktif ve kapasitif devre elemanları içermektedirler. Bu nedenle de Şekil 5.23'te verilmiş olan AA besleme gerilimine ait değişimlerde çekilen akım değerlerinden dolayı özellikle yük değerinin 3Nm'den 7Nm'ye çıkmış olduğu 1.6s ve sonrasında DMK içerikli sistemlerde bozulmalar meydana gelmiştir ki, bu da elektriksel devre yapıları göz önüne alındığında olağan bir durumdur. Kaynak gerilimlerinin devamında sunulmuş olan faz gerilimlerine grafiksel değişimler (Şekil 5.24 ve Şekil 5.25), UVM desteği sayesinde oluşturulmuş olan sinüzoidal yapının ispatı niteliğindedir. Mekaniksel değişimlerin (rotor devir hızı ve moment değişkenleri) sunulmuş olduğu Şekil 5.26 ve Şekil 5.27'de; DMK yapılarının hem mekaniksel hız değişimlerindeki istenen yönde artımsal konumları hem de referans moment değer etrafındaki $\sim\pm 0.3$ Nm'lik band içerisindeki salınımları açık olarak görülmektedir.



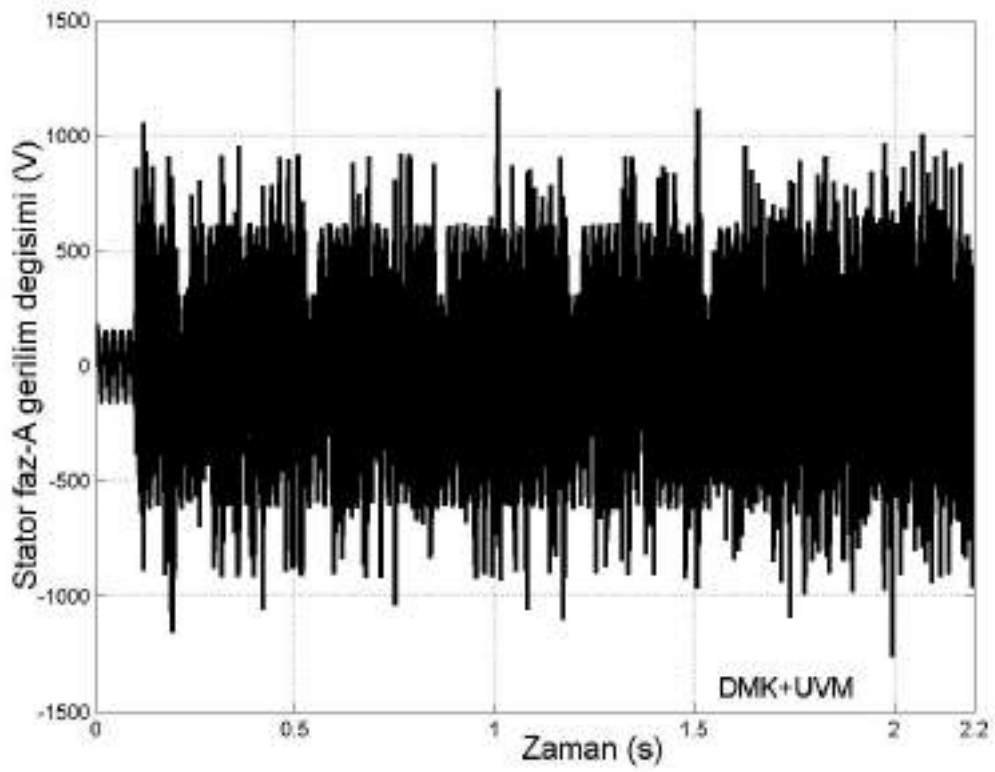
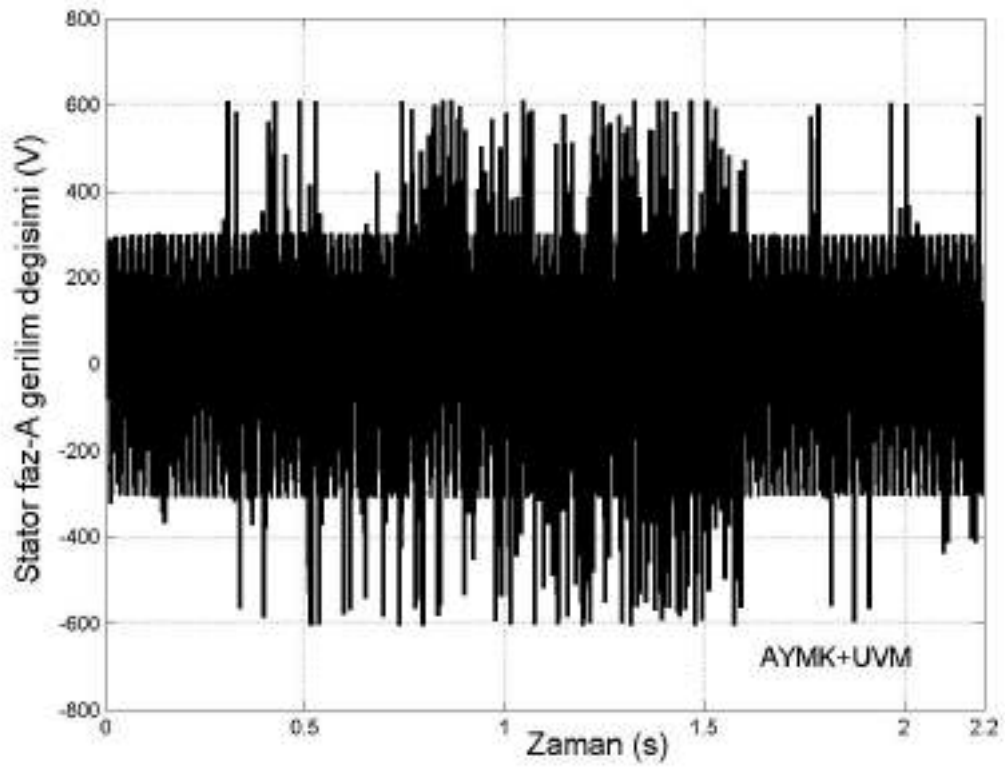
Şekil 5. 21 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



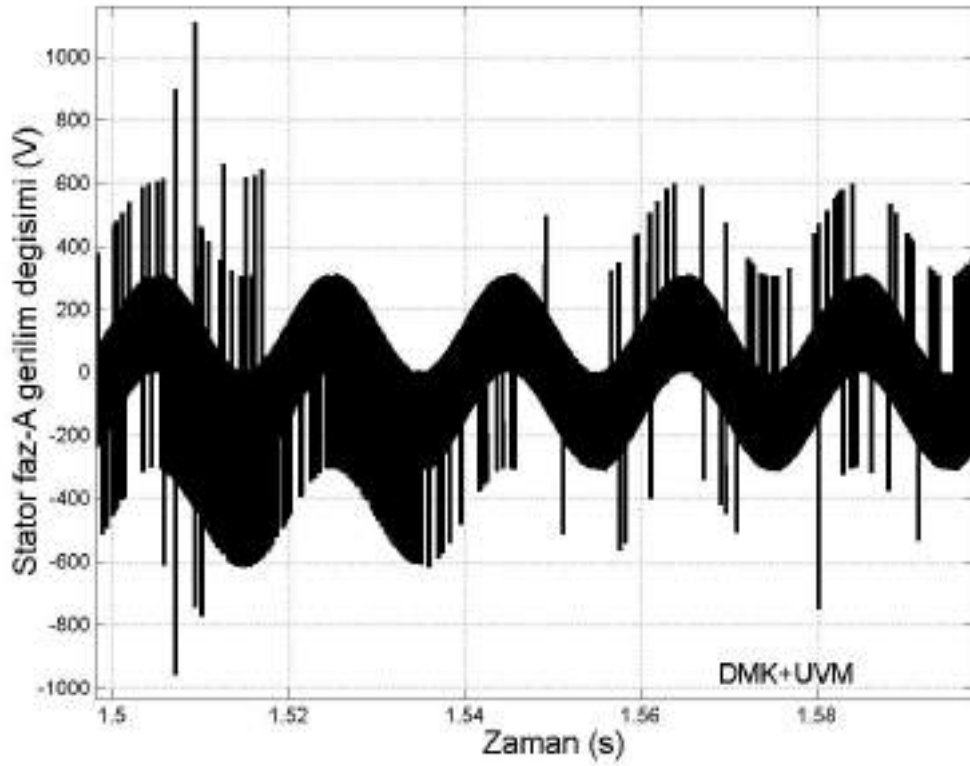
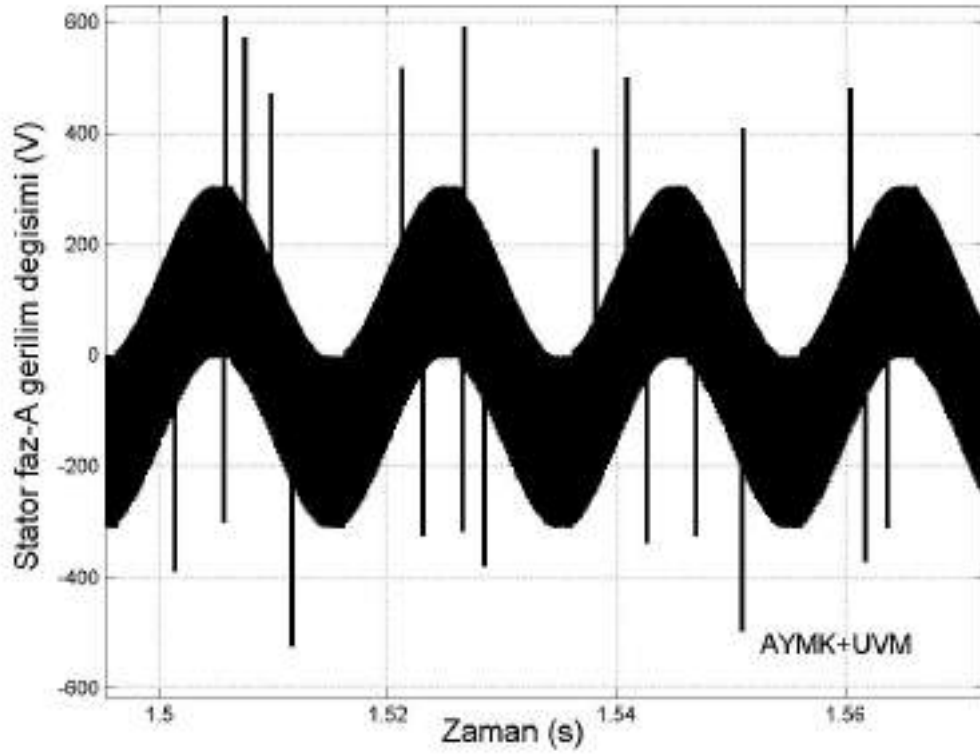
Şekil 5. 22 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler



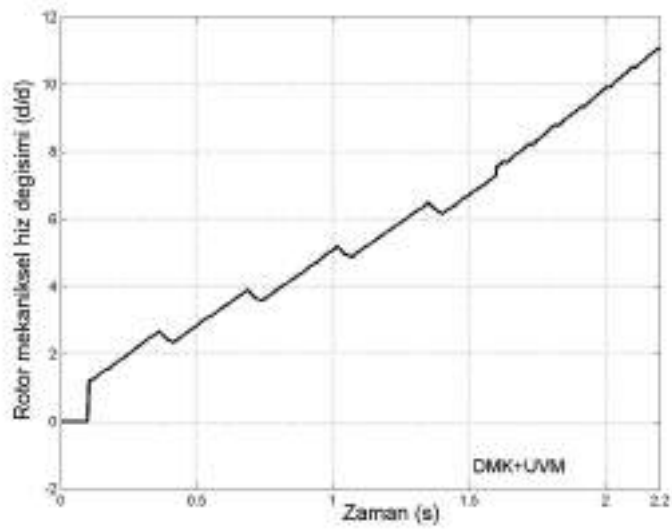
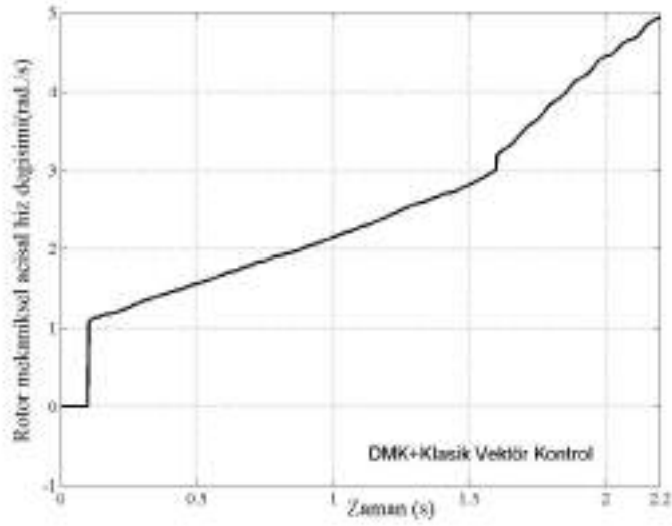
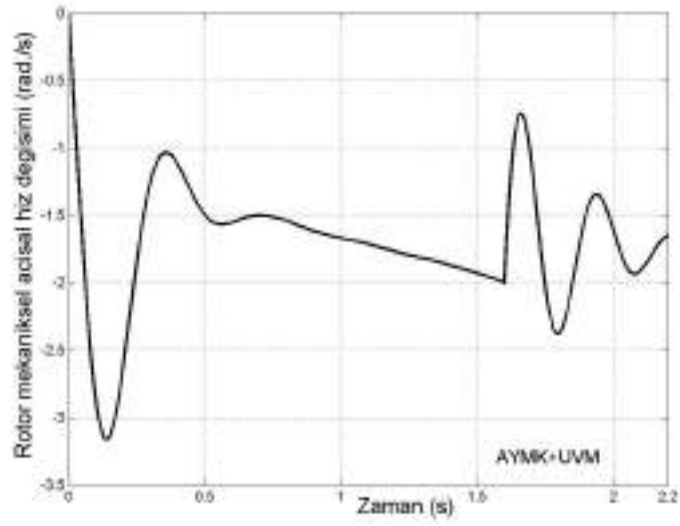
Şekil 5. 23 Kaynak geriliminin zaman bazlı olarak motor sistemine tepkisel değişimi



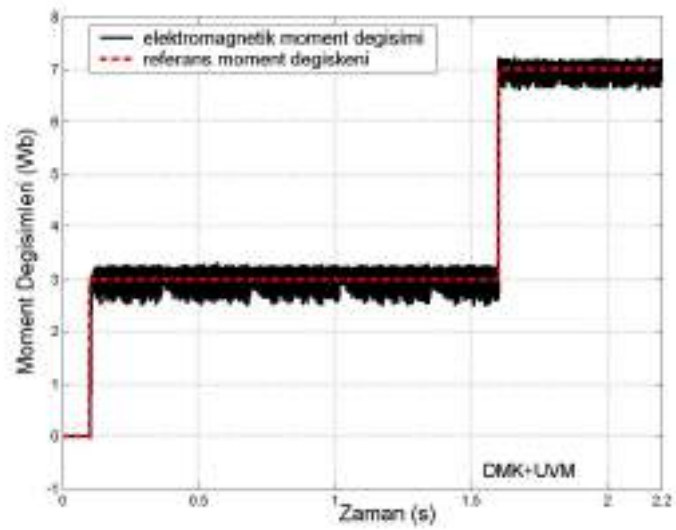
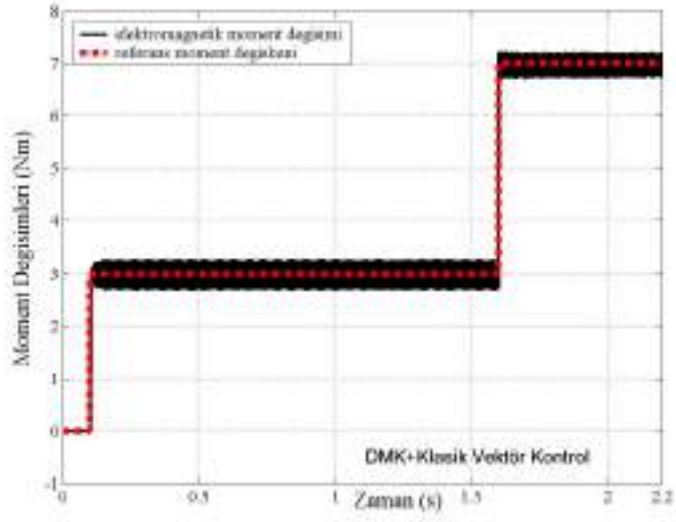
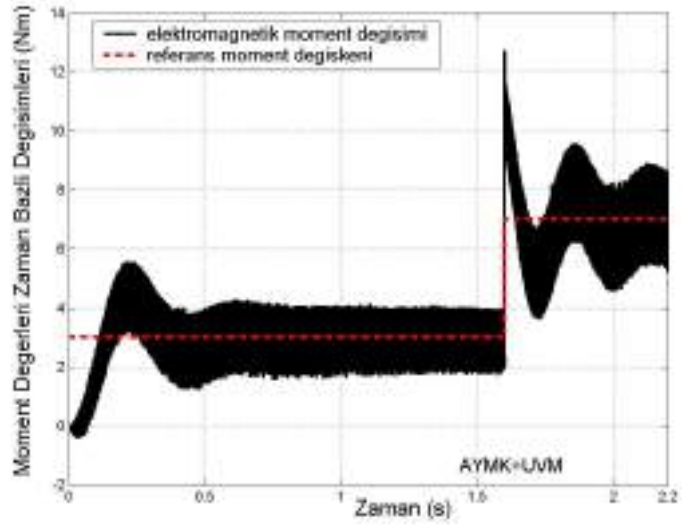
Şekil 5. 24 Stator faz-A'ya inverter tarafından uygulanan gerilimlere ait yapılar



Şekil 5. 25 Stator faz-A'ya uygulanan gerilim işaretlerinin dar zaman dilimi içerisindeki konumları



Şekil 5. 26 Rotora ait mekaniksel hız değişimleri



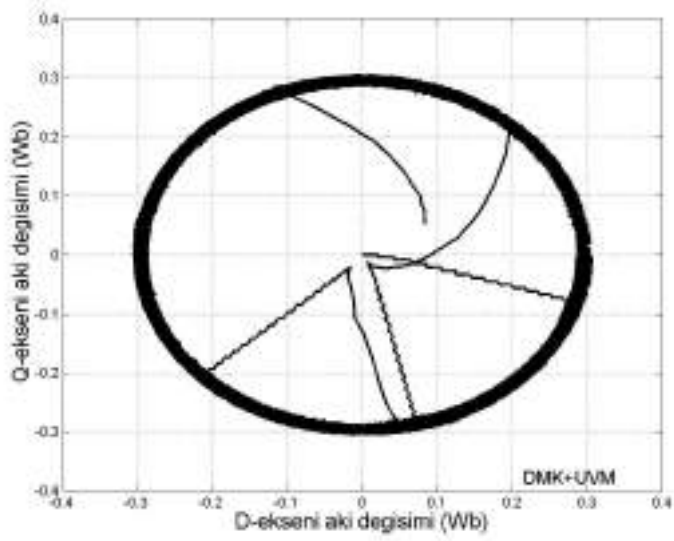
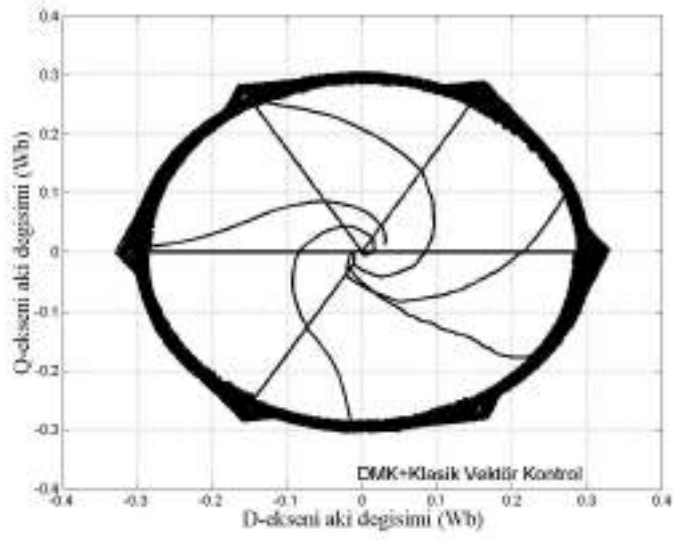
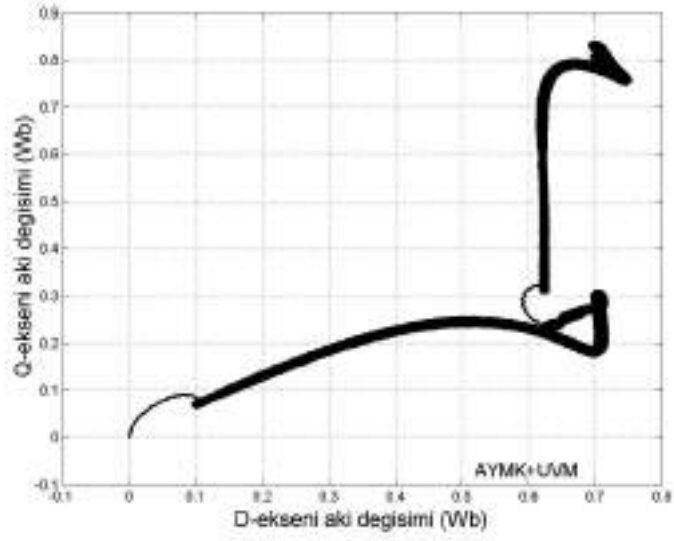
Şekil 5. 27 Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler

Ancak yük değerindeki değişime karşılık hız artışındaki lineer artımsal pozisyonunu koruma başarısını yalnızca yeni denetim yapısının sağlayabildiği de görülmektedir.

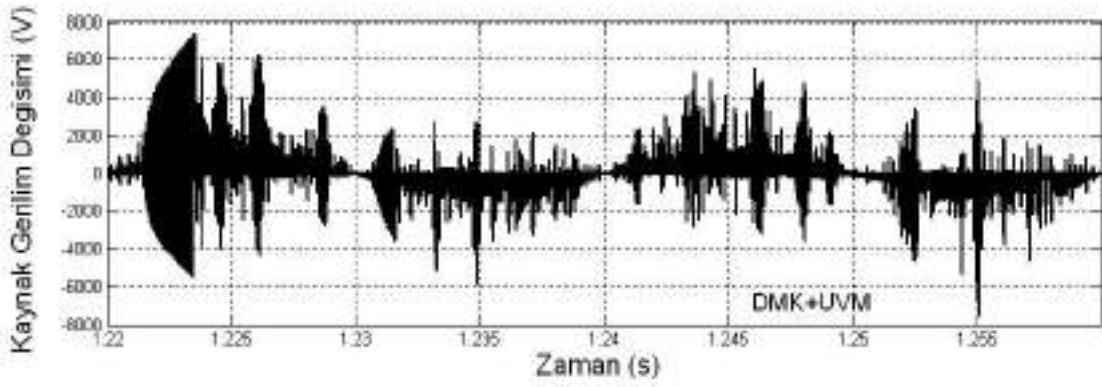
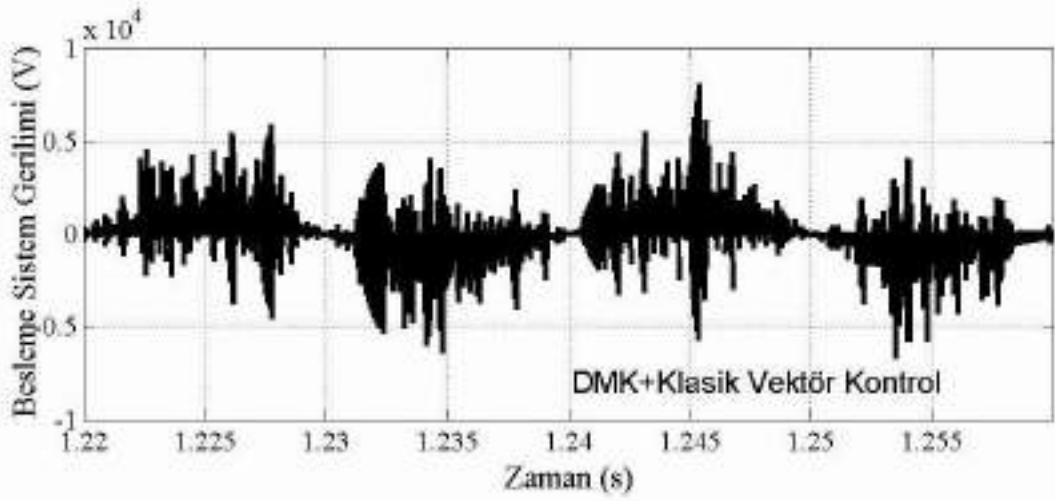
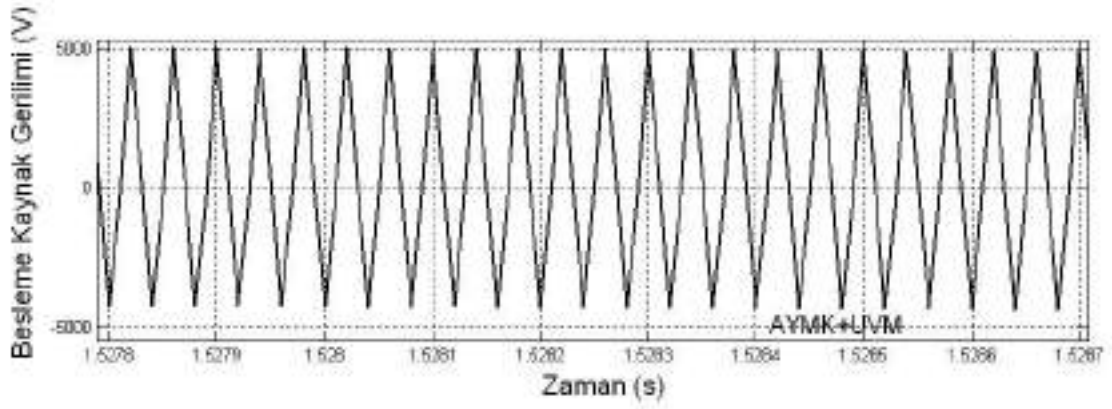
5.3.1 Bozucu Etkiler ve Denetleyiciler

Sanayi ortamında onlarca elektriksel sistemin bir arada ve aynı kaynaktan beslendikleri bir gerçektir. Şimdi motor sistemimize paralel olarak lineer olmayan bir yük, başka bir deyişle harmonik kaynağı elektriksel bir sistem bağlayalım ve kontrol sistemlerimizin başarımını inceleyelim;

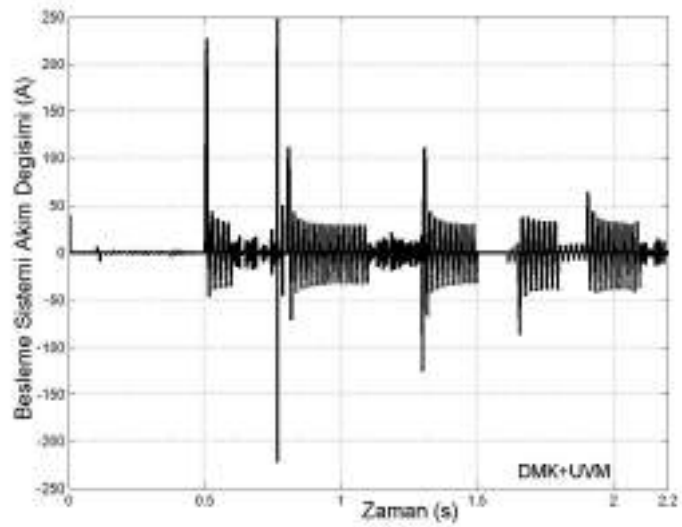
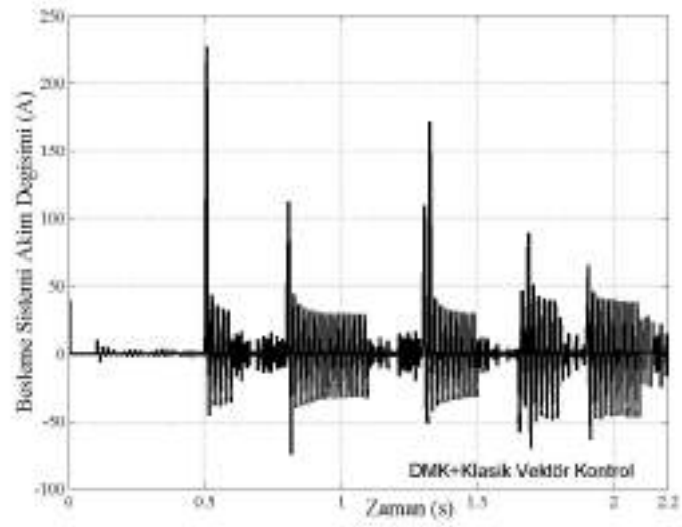
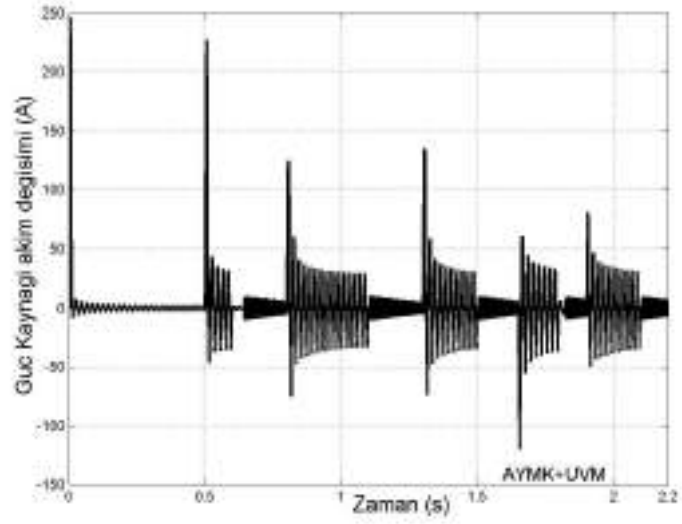
- ilk sırada akı değişimleri ele alınabilir ve 0.3Wb'lik referans için en başarılı sonuç d-q eksenel yapılarından da görüldüğü gibi yeni adaptasyonlu yapıya aittir (Şekil 5.27),
- yine daimi olarak Şekil 5.28'de verilen ve dar zaman dilimleri içerisindeki yüklerin ortak bağlantı noktasına ait gerilimsel yapılar içerisinde de sinüzoidal yapılardan en fazla azaltılmış bozulma yeni yapı ile sağlanabilmiştir,
- Şekil 5.29 ve Şekil 5.30'un verilme nedeni ise denetim sistemlerinin başarımından daha ziyade, lineer olmayan yük sisteminin çekmiş olduğu yüksek değerli akım ve buna bağlı olarak da *AYMK+UVM* sisteminde %24.7, *DMK+Vektör Kontrol* sisteminde %7.94 ve *DMK+UVM* sisteminde ise %19.46 değerlerinde THD sonuçlarının elde edilmesidir,
- son olarak verilmiş olan mekaniksel hız ve moment değişkenleri baz alındığında *AYMK+UVM* sistemi moment denetiminde yüksek değerli dalgaların önüne geçebilmiştir ancak her iki mekaniksel değişken için ortalama bir başarımlar söz konusu edildiğinde *DMKL+UVM* sisteminin daha iyi sonuç verdiği görülmektedir.



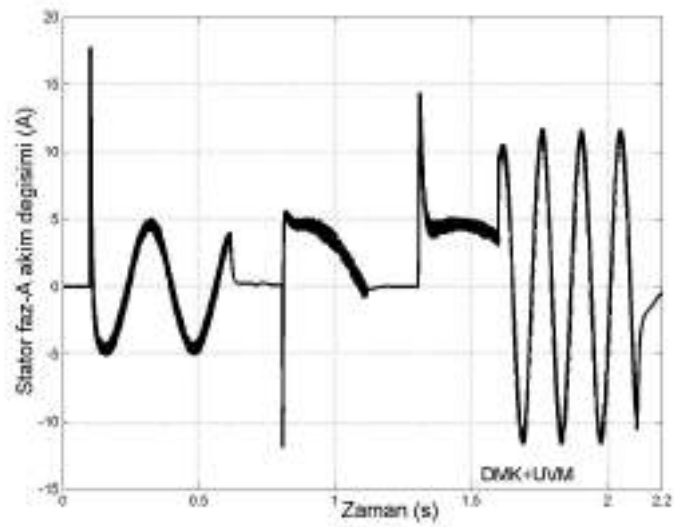
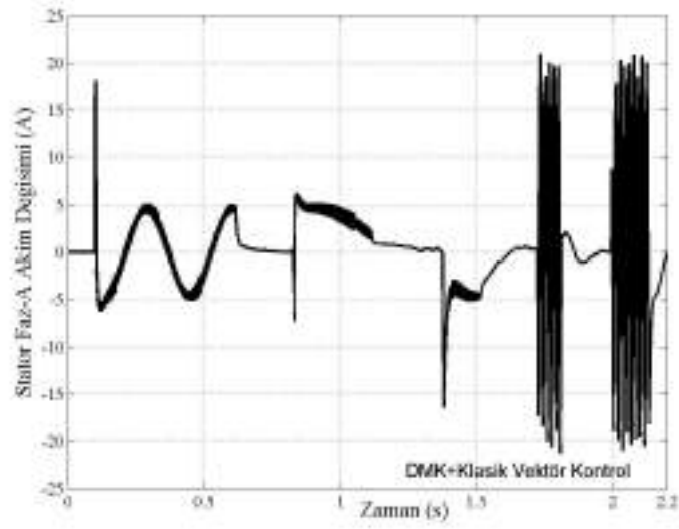
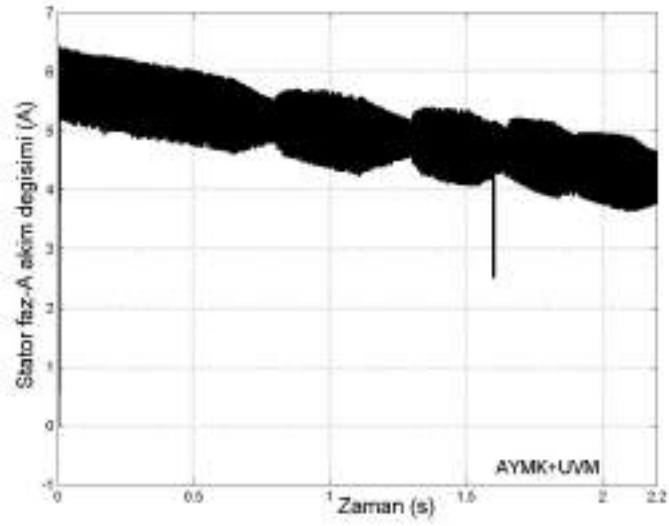
Şekil 5. 28 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



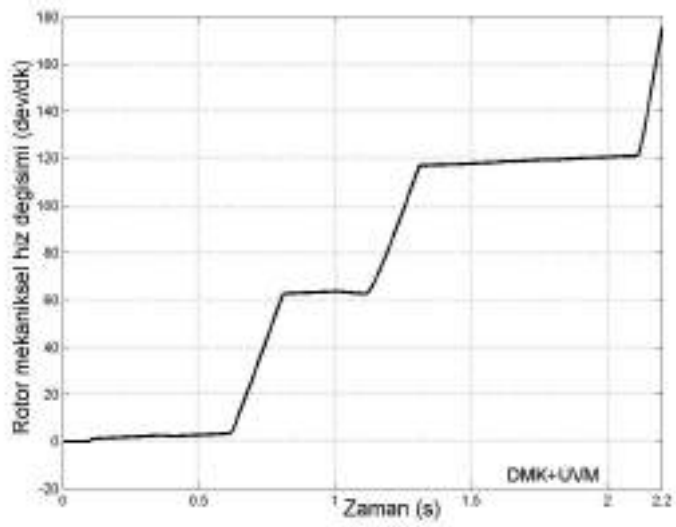
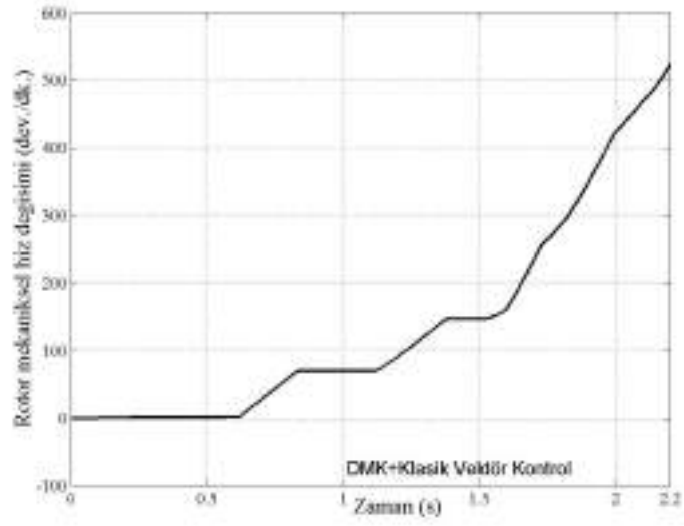
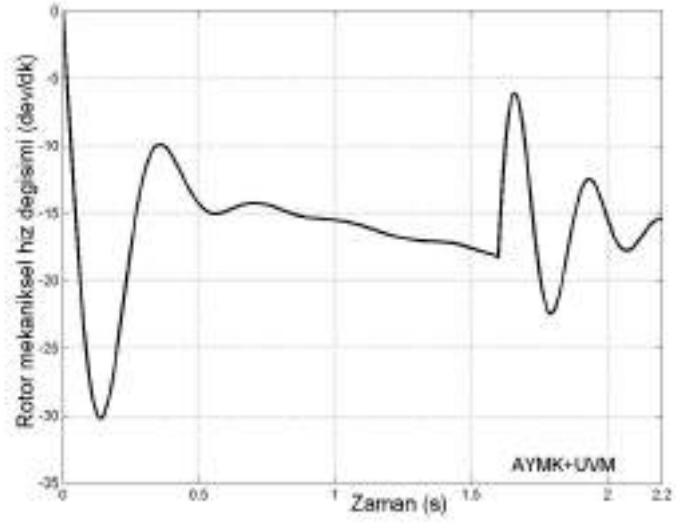
Şekil 5. 29 Kaynak geriliminin zaman bazlı olarak motor ve lineer olmayan yükten oluşan sisteme tepkisel değişimi



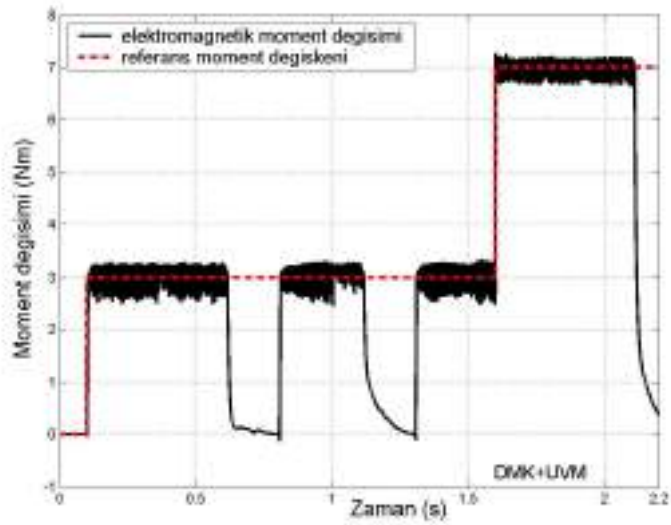
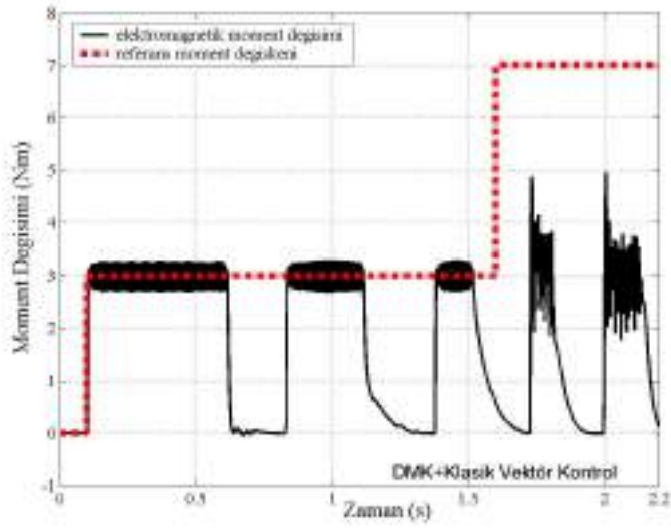
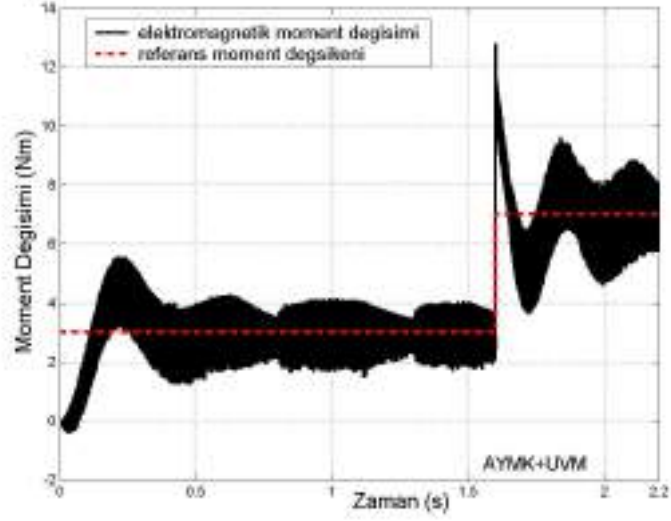
Şekil 5. 30 Güç kaynağı tarafından sisteme aktarılan akım işaretlerinin zaman bazlı değişimleri



Şekil 5. 31 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler



Şekil 5. 32 Rotora ait mekaniksel hız değişimleri



Şekil 5. 33 Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler

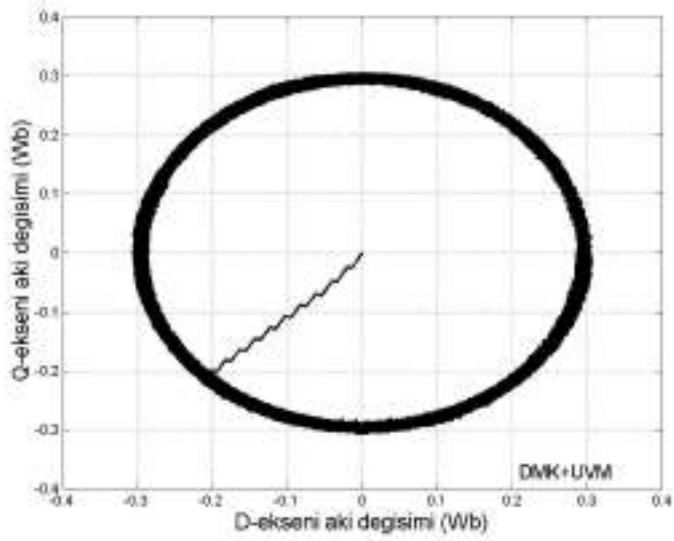
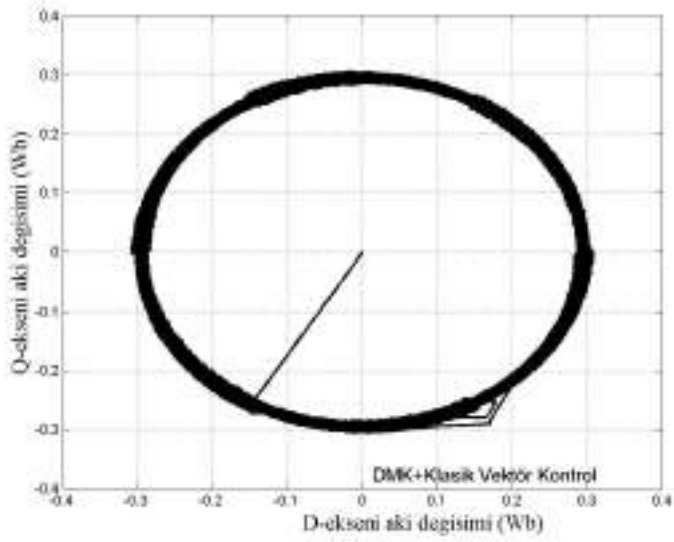
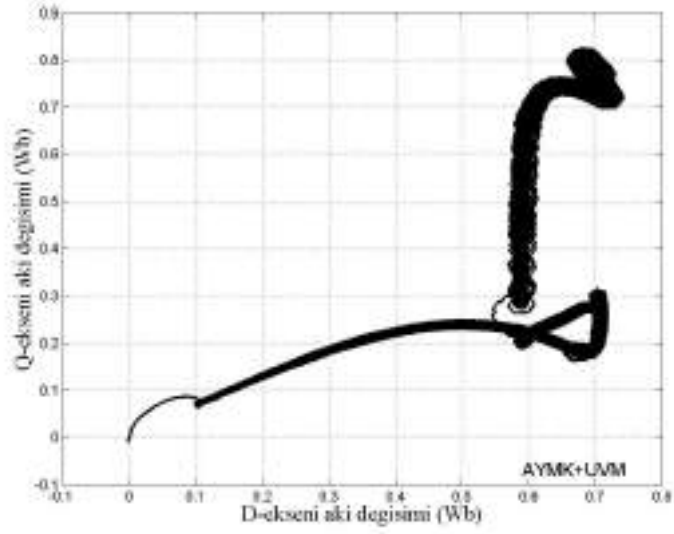
- Elde edilen değerlerin vermiş olduğu sonuç; yüksek değerli akım çekecek olan lineer olmayan yük sistemlerinin moment kontrol yapıları üzerinde istenmeyen etkiler ortaya koyacağı gerçeğidir.

5.3.2 Hibrid Filtre Yapısı ve Kontrolörlere Ait Performans Değişimleri

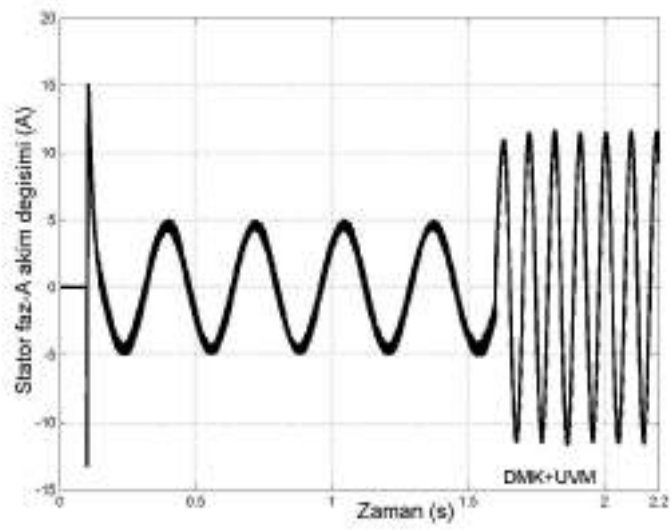
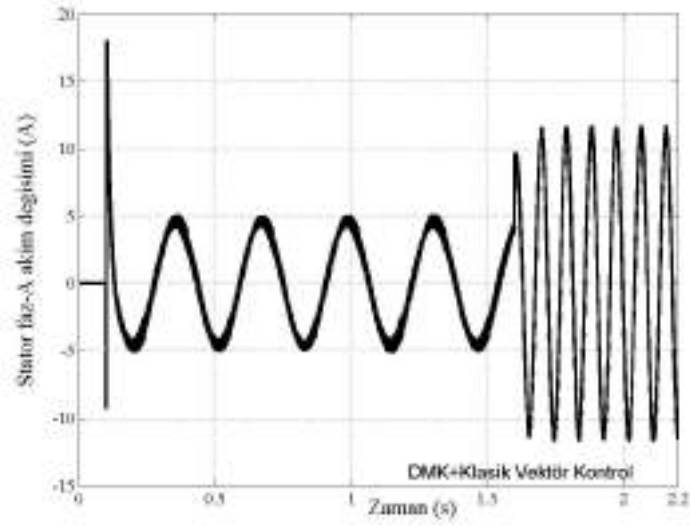
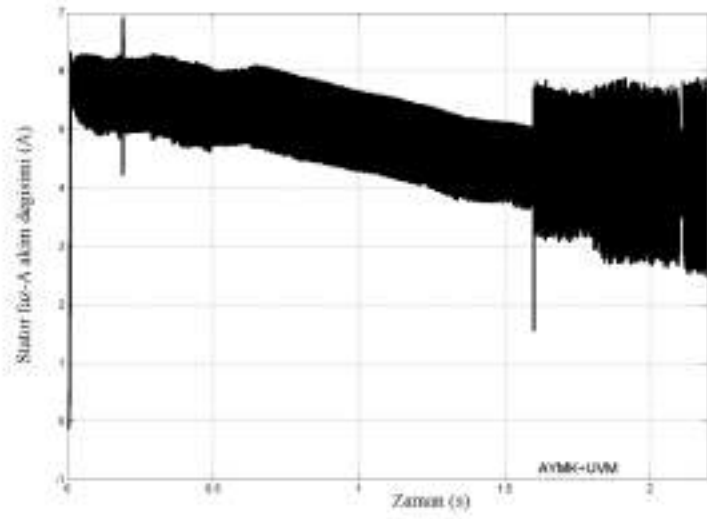
Lineer olmayan yük sisteminin vermiş olduğu bozucu etkilere karşılık olarak **Bölüm 4** içerisinde tasarımı gerçeklenen ve de Şekil 4.3'te verilmiş olan yapıda yerleşimi yapılan hibrid filtre yapılarını uygulama içerisine alalım. Hibrid filtre yapısının söz konusu olduğu bu noktada pasif filtre yapısı sabit kalmak koşulu ile *PI* denetimde ve *lineer olmayan* denetimde aktif filtre yapılarının ayrı ayrı vermiş oldukları sonuçları incelemek yerinde olacaktır.

5.3.2.1 Klasik Kontrolde Aktif Filtre Sistemi

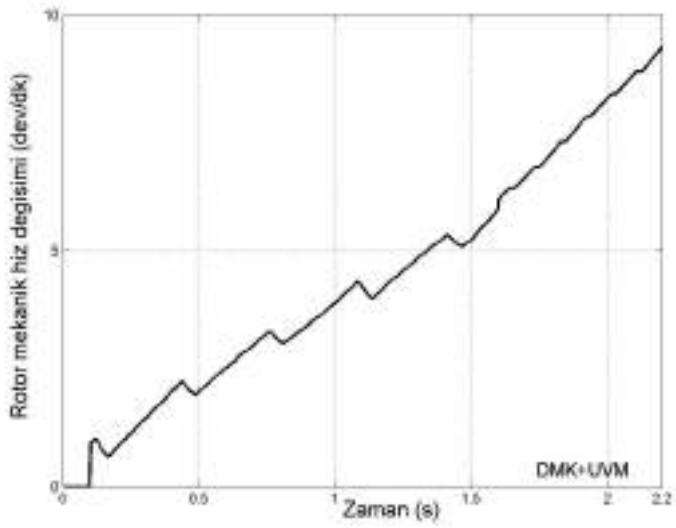
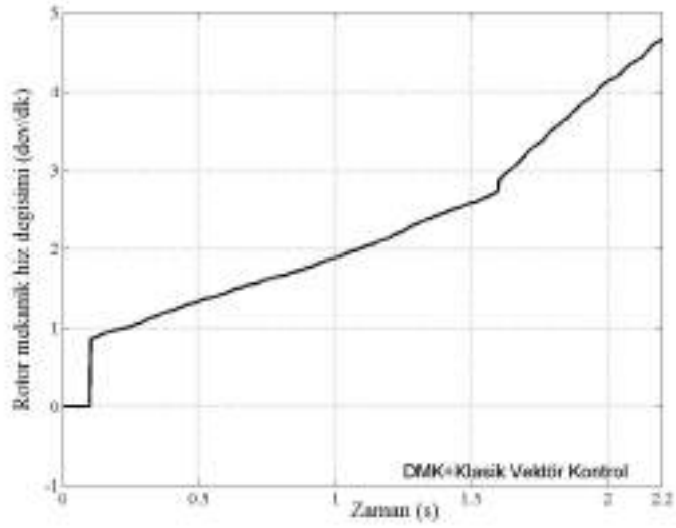
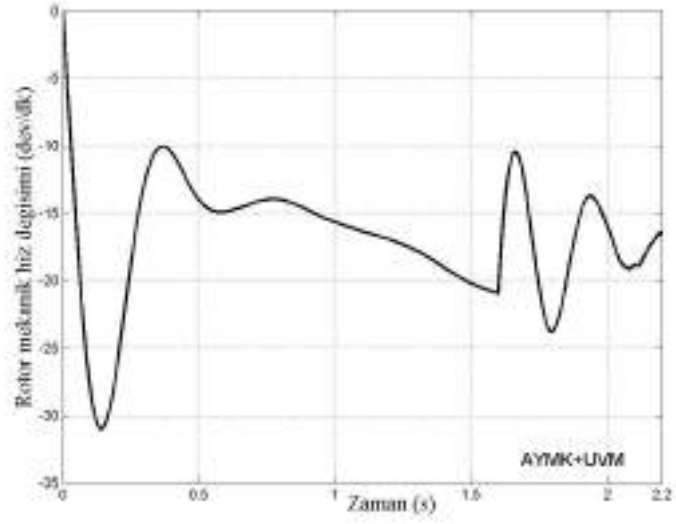
Sırlanış olarak; akı, stator faz-A akımı, mekaniksel hız değişimi ve moment değişimlerine ilişkin Şekilleri aşağıda verildiği gibi göz önüne alacak olursak *DMK+UVM* adaptasyonlu yapının tartışılmaz başarımı ortadadır. Örneğin referans moment değişimine karşılık hız değişimi doğrusallığını koruduğu gibi benzetim süre sınırları içerisinde $\sim 9d/d'$ lık en yüksek değere ulaşımı da sağlayabilmiştir. THD değerleri için ise *AYMK+UVM* \rightarrow %12.1, *DMK+Vektör Kontrol* \rightarrow %6.38 ve *DMK+UVM* \rightarrow %7.33 değerleri elde edilebilmiştir.



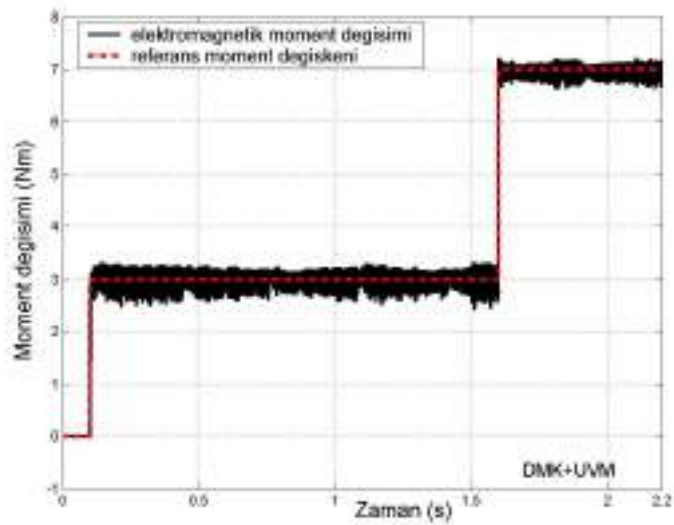
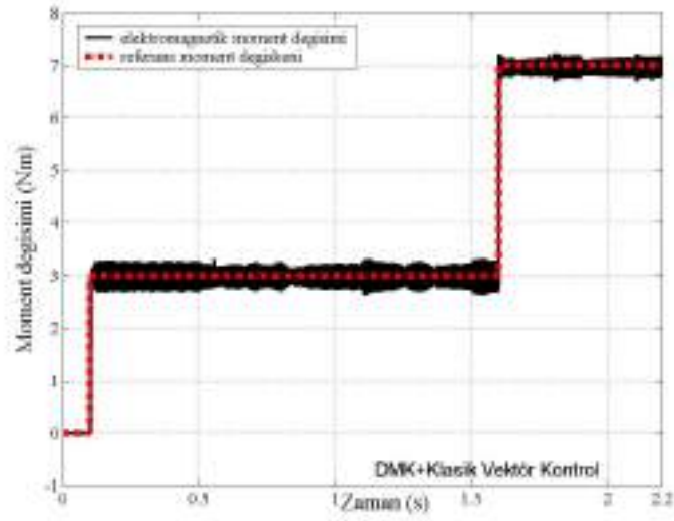
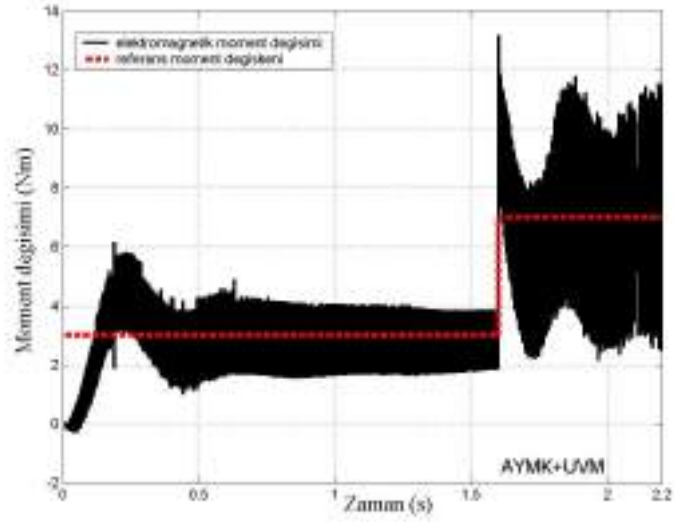
Şekil 5. 34 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



Şekil 5. 35 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler



Şekil 5. 36 Rotora ait mekaniksel hız değişimleri



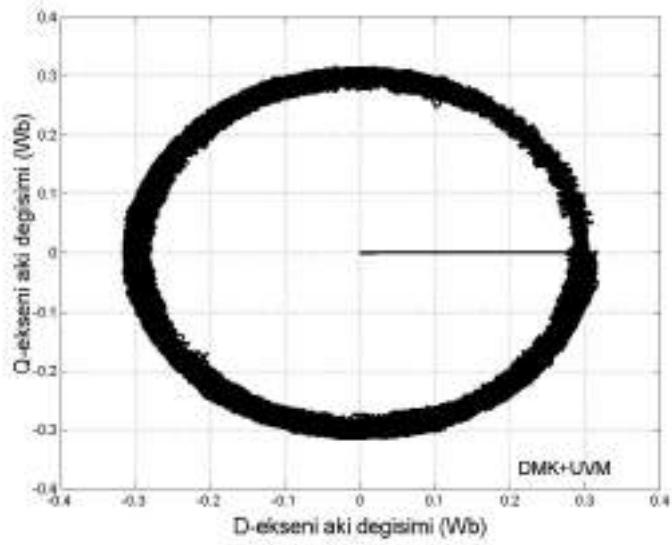
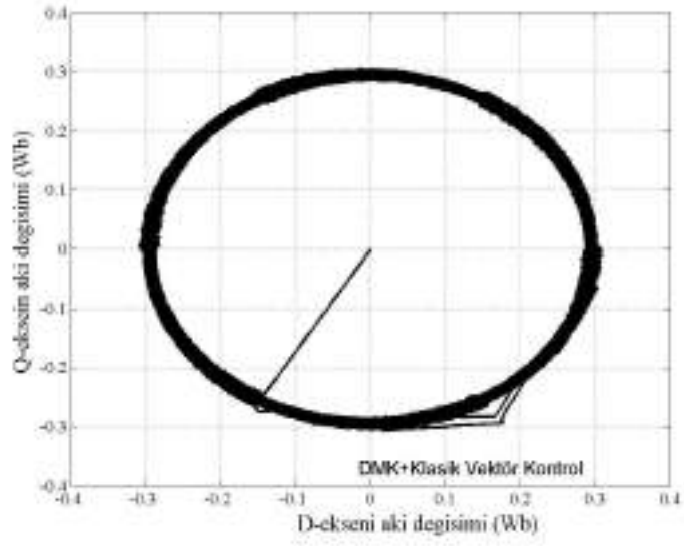
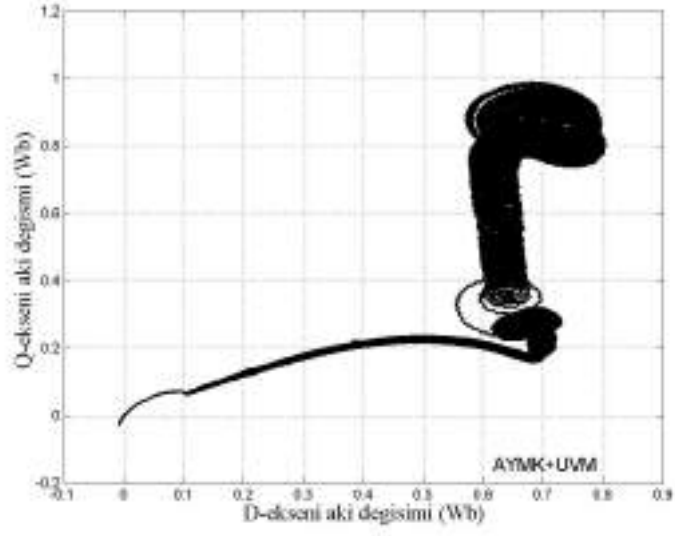
Şekil 5. 37 Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler

5.3.2.2 Lineer Olmayan Kontrolde Aktif Filtre Sistemi

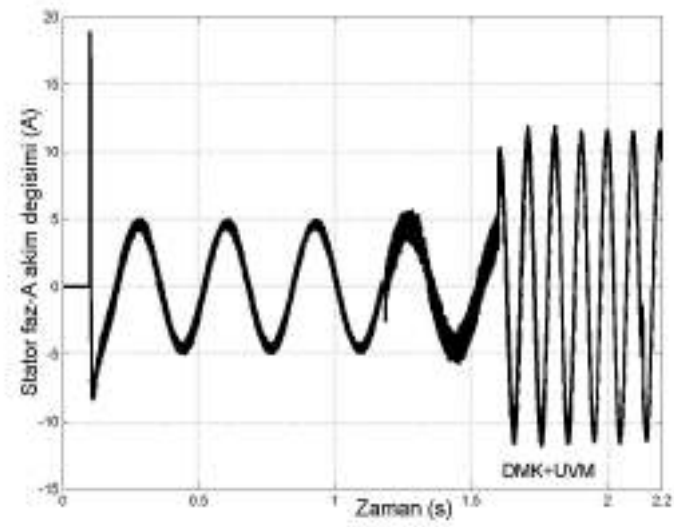
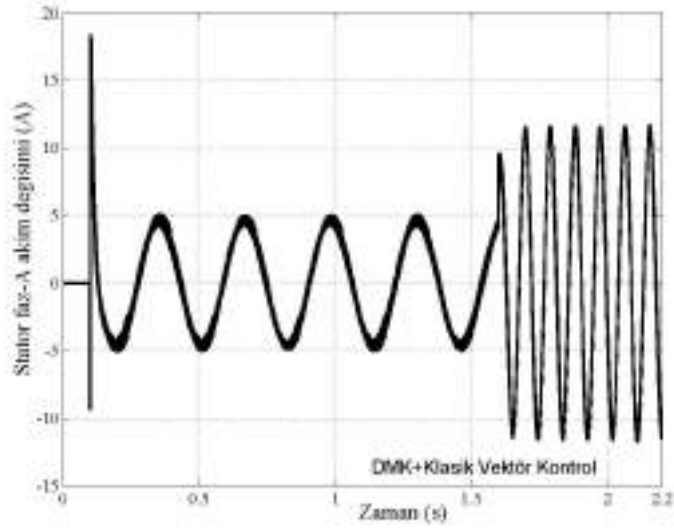
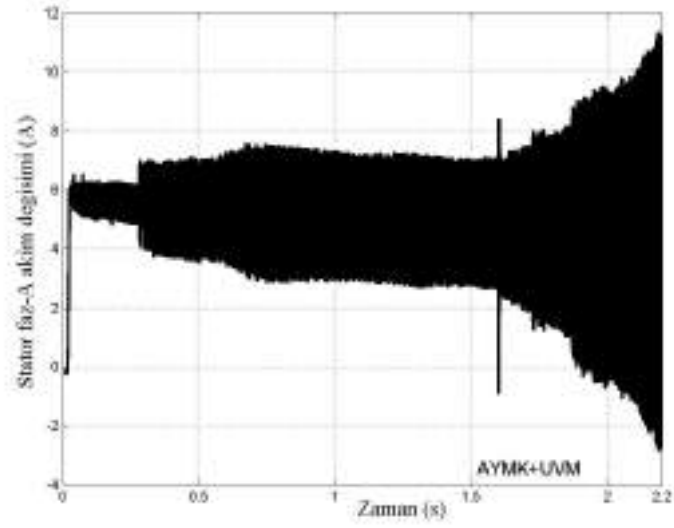
Grafiksel değişimleri içeren şekillere ait sıralama (Şekil 5.38. - Şekil 5.41.); akı, stator faz-A akımı, mekaniksel hız değişimi ve moment yapılanmalarına ilişkin şekilleri içerecek formasyondadır. Yapılanmaları göz önüne alacak olursak *DMK* içerikli yapıların üstünlükleri rahatlıkla fark edilebilecektir. Akı yapılanmalarına ait dairesellik, faz akımlarının sinüzoidal yapıları, mekaniksel hız değişimindeki pozitif yönlü artımsallık ve referans moment etrafına dar bandlar içerisindeki bağlanmalar *DMK* içerikli denetim algoritmaları için geçerlidir. Ancak *THD* değerlerini ele almamız durumunda; *AYMK+UVM*→%20.80, *DMK+Vektör Kontrol*→%18.2 ve *DMK+UVM*→%15.90 değerleri kendilerini göstereceklerdir ki, *DMK+UVM*'nin en iyi sonucu verdiğini göstermektedir.

5.4 Hız Kontrol Yapıları

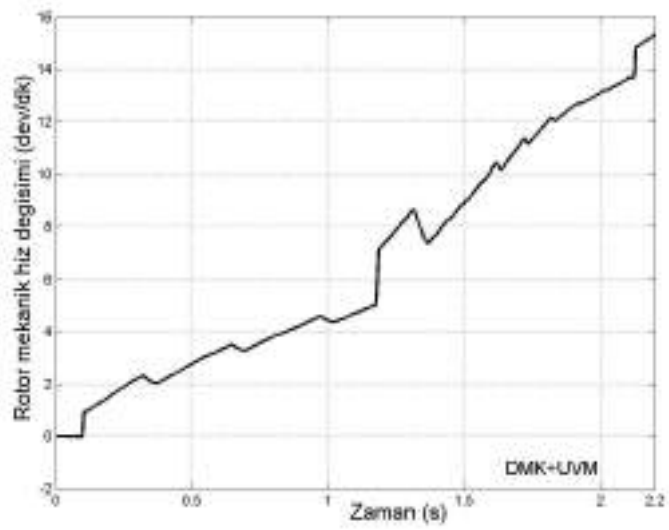
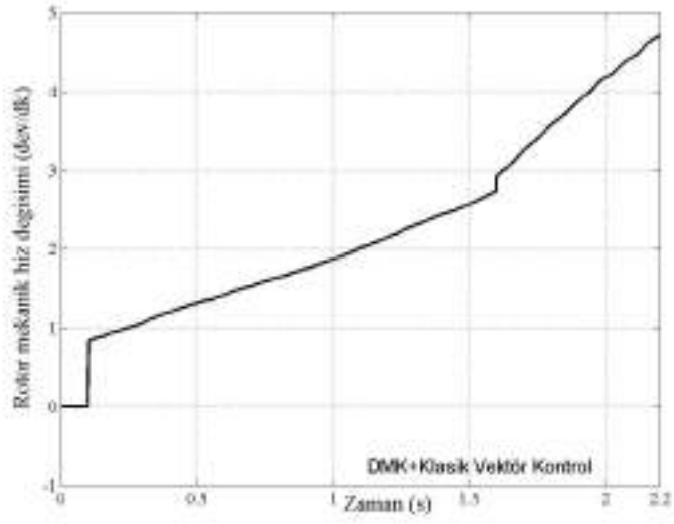
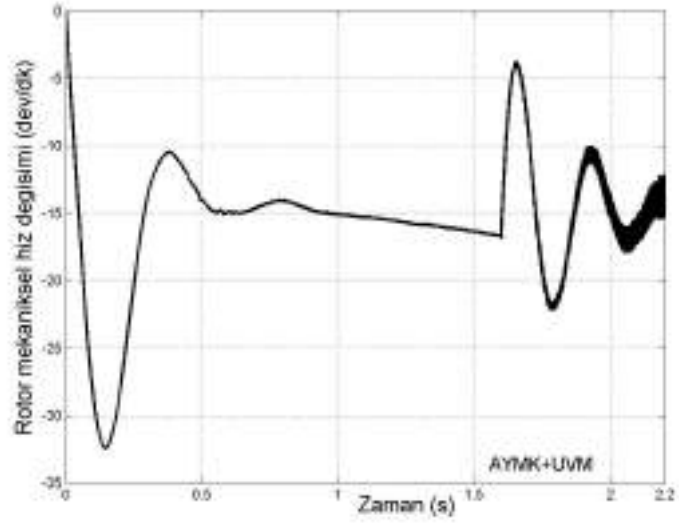
Gerçek sistemler açısından motor sistemlerine yaklaşıması durumunda görülecek olan nokta, kullanıcının sistemi devreye alması demek belirli bir hız değerinin sistem içerisinde ulaşıması gereken amaç olduğu gerçeğidir. Bu bağlamda, çalışma içerisinde elektrikli otomobilleri düşünecek olursak, kullanıcının gaz pedalına kuvvet uygulaması referans açısal hız değerindeki artış demektir. Şimdi bu açısal hız artış değerinin motorun denetimini gerçekleyecek olan moment kontrol sistemi için gerekli olan referans moment değerine dönüşümünü gerçekleyecek olan denetim yapılarını ele alalım. Yeni bir yapı olarak gerçekleştirilecek olan lineer olmayan denetim sisteminin başarımını görebilmek adına klasik PI denetleyicinin (referans kontrol sistemi) tasarımını gerçekleyelim ve akabinde ise lineer olmayan yeni denetim sisteminin tasarımına geçelim.



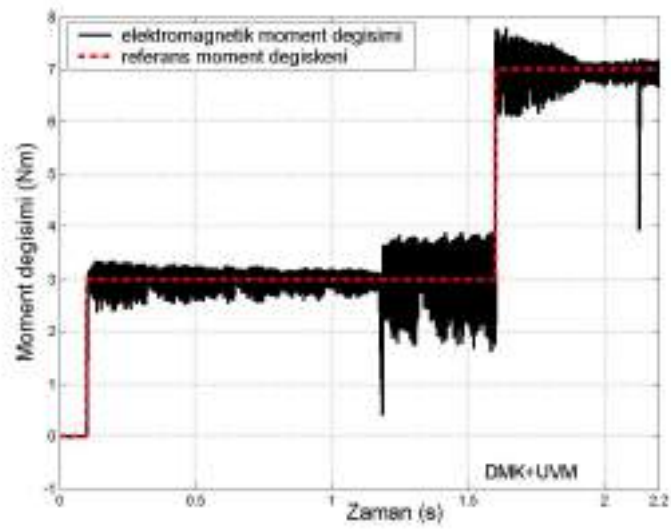
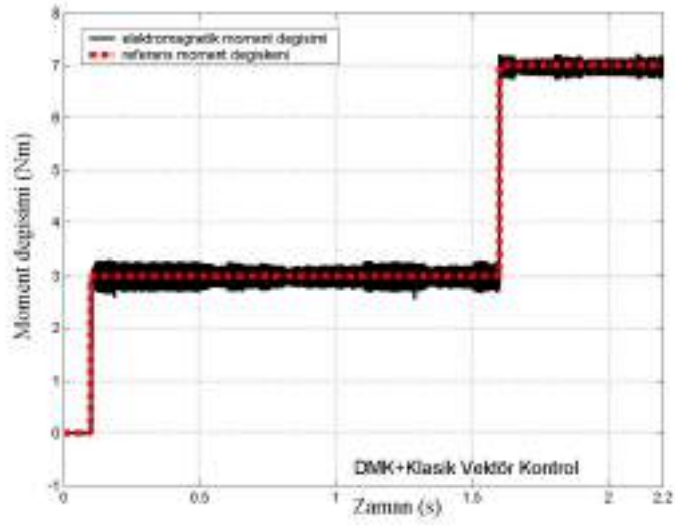
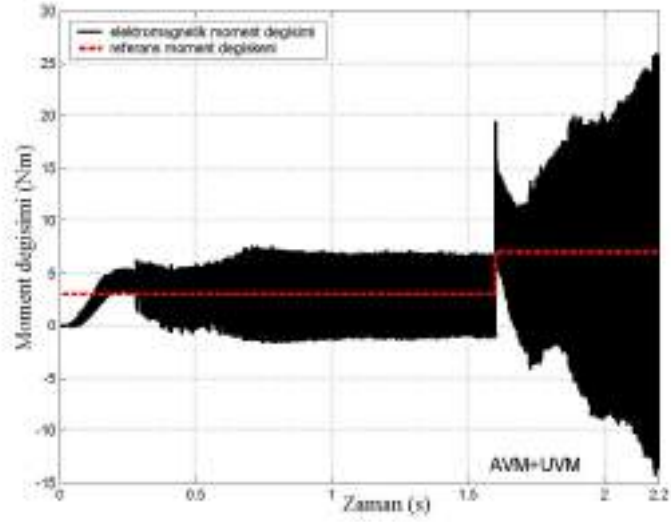
Şekil 5. 38 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



Şekil 5. 39 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimler



Şekil 5. 40 Rotor ait mekaniksel hız değışimleri



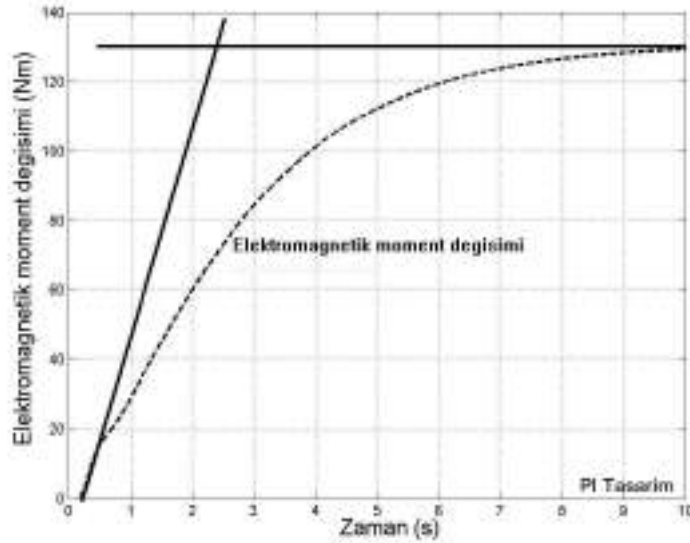
Şekil 5. 41 Referans moment değeri ve motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değışimler

5.4.1 Klasik PI Kontrolü

Her şeyden önce denetimin amacı sürekli hal hata değerinin sıfır olarak elde edilmesi olduğundan, PI denetim yapısı seçilmiştir. Tasarım yöntemi olarak ise Ziegler-Nichols yöntemi kullanılacaktır. Amaç referans bir kontrol sisteminin elde edilmesidir.

Referans değerimizin açısal hız değerinin kendisi olması demek, frekans değerinin referans içerisinde yer alması demektir ki, tasarımda birim basamak fonksiyonu giriş olarak kullanılacaktır (17).

Boşta (yüksüz) motor üzerinde işlemleri gerçeklemek yerine, dönen bir yapı söz konusu olduğuna göre; $0.2N/(m/s)$ değerinde tekerleğin yere tutunmasını sağlayan *viskoz sürtünme* katsayısı ve de $0.407kgm^2$ 'lik *durgunluğu(atalet)* yük yapısı olarak kullanalım. Kontrolörün tasarımı için ise motor çıkışından elde edilecek olan elektromagnetik moment değişimini dikkate alalım.



Şekil 5. 42 Birim basamak referans açısal hız değerine karşılık olarak elde edilen elektromagnetik moment değisiimi

Şekil 5.42'ye göre; gecikme zamanı olarak 0.12s ve zaman sabiti olarak ise 2.5s değerleri elde edilmiştir. Buna göre, katsayı değeri 20.85 ve zaman sabiti 0.0192s olan PI denetim yapısı ortaya çıkmaktadır.

5.4.2 Lineer Olmayan Kontrol Sistemi

Aktif filtrelerle ilgili olarak yapılmak istenen farklı bir kontrol tekniği olan lineer olmayan denetleyici sistemini, şimdi de hız kontrolü için kullanalım. Tasarımın temelini; sıfırlamak istediğimiz değişkeni içine alacak şekilde enerji fonksiyonu atamak ve de bu enerji fonksiyonunun daimi olarak sıfırdan büyük veya sıfıra eşit olması ile yine bu fonksiyona ait olup da daimi olarak sıfırdan küçük veya sıfıra eşit bir türevsel değişimin oluşturulması içermektedir (26), (27). Başka bir deyişle sıfırda kesişmesi sağlanacak fonksiyon ve fonksiyona ait dinamik yapı demektir. Öte yandan sıfırdaki bu kesişim noktası sıfırlanmak istenen değişken için de mümkün olan sıfıra en yakın değeri sağlamalıdır. Bu açıklamalara ilişkin matematiksel yapı denklem 4.7 ve denklem 4.8'de bulunmaktadır.

Sıfırlamak veya azaltmak istediğimiz açısal hız hata değeri olduğuna göre;

$$Moment_{referans} = 0,407 \cdot 2,1 \cdot 1,3 \cdot e_w + 0,2 \cdot w_m \cdot (1 + 0,0533) \quad (5.1)$$

referans moment işareti moment kontrol sistemine gönderilecektir.

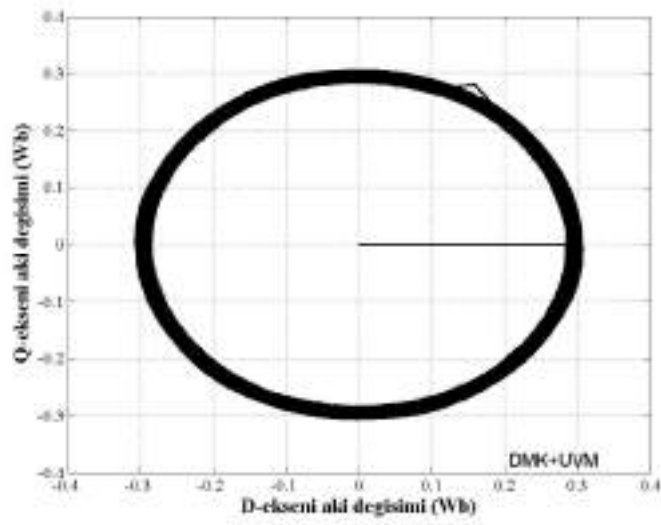
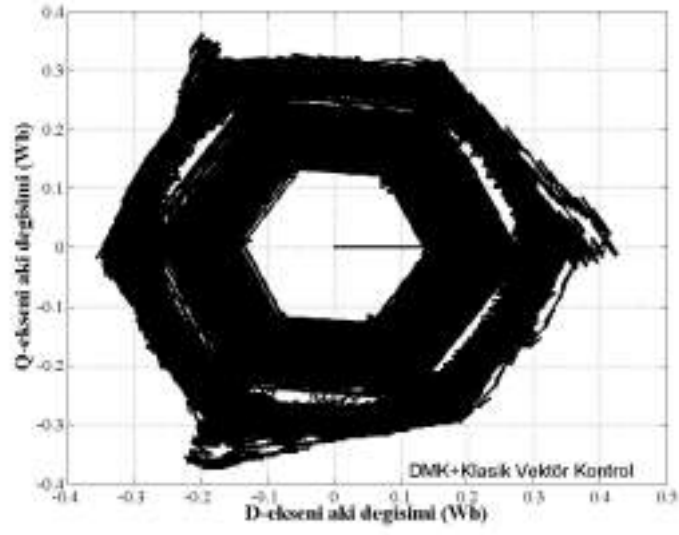
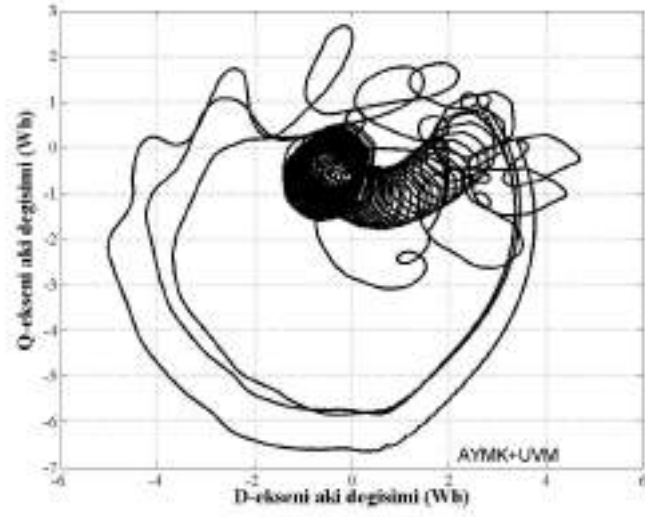
5.5 Hız Kontrolü ve DA Besleme

DA kaynaklı sistemler herhangi bir bozucu etki içermeyeceklerine ve de motoru besleyecek olan inverter öncesi herhangi bir bozucu yapı söz konusu olmayacağından; hız denetim yapılarının hiçbir yan etki olmadan nasıl bir performans ortaya koyacaklarının grafiksel olarak ispatı elde edilen şekiller olacaktır. Sırası ile klasik PI hız denetimine ve de akabinde lineer olmayan hız denetimine ait grafiksel sonuçlar verilmiştir.

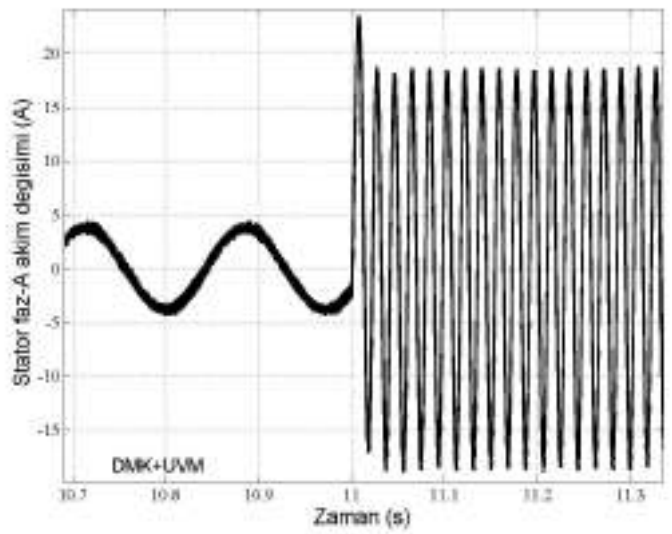
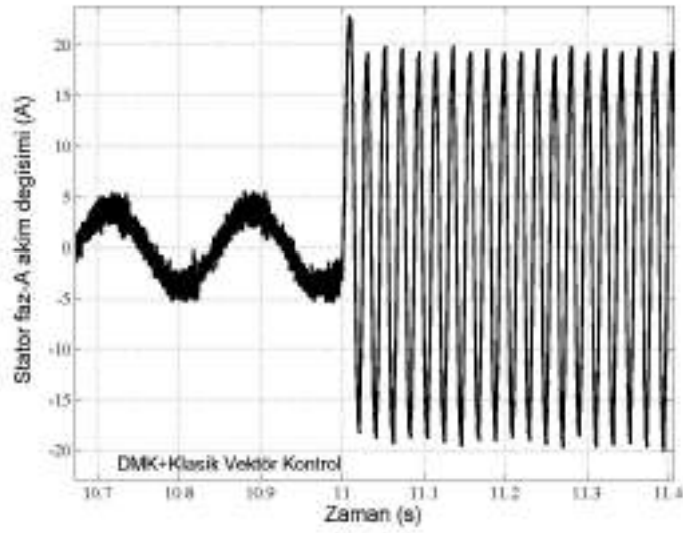
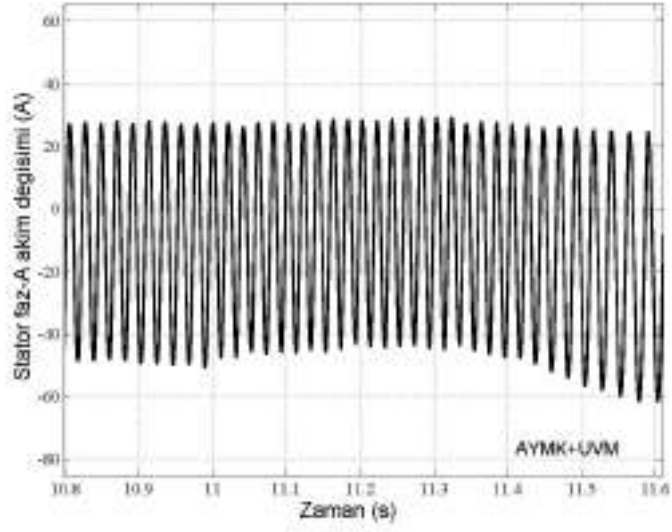
5.5.1 Klasik Hız Kontrolü

Hız denetiminin klasik denetleyici ile gerçekleştirildiği ve de mekaniksel hız hata değerine karşılık olarak denetleyicinin elde etmiş olduğu moment değeri ile motor kontrolünü gerçekleyecek olan kontrol yapısına uyguladığı bu bölüm içerisinde; akı, stator faz-A akımı, mekaniksel hız

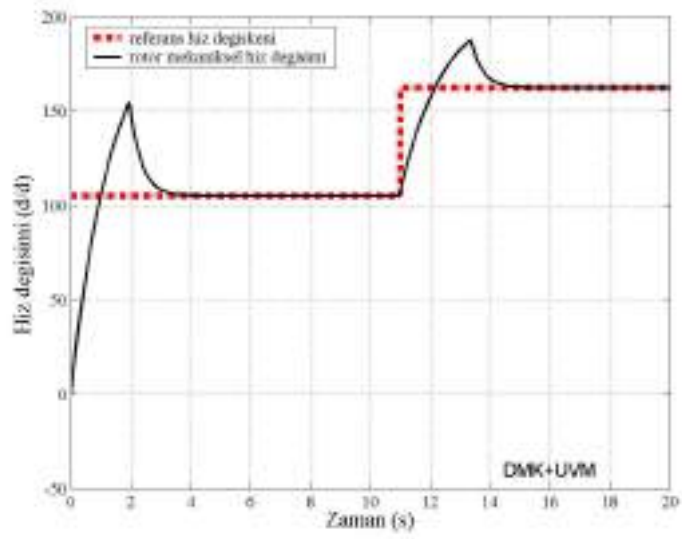
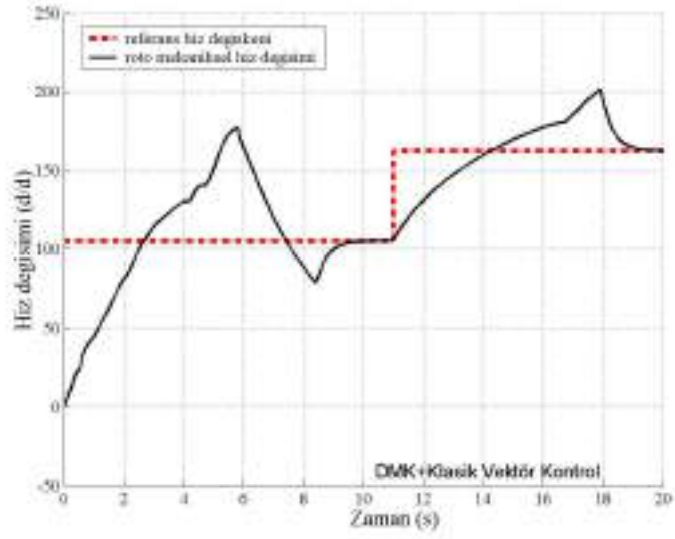
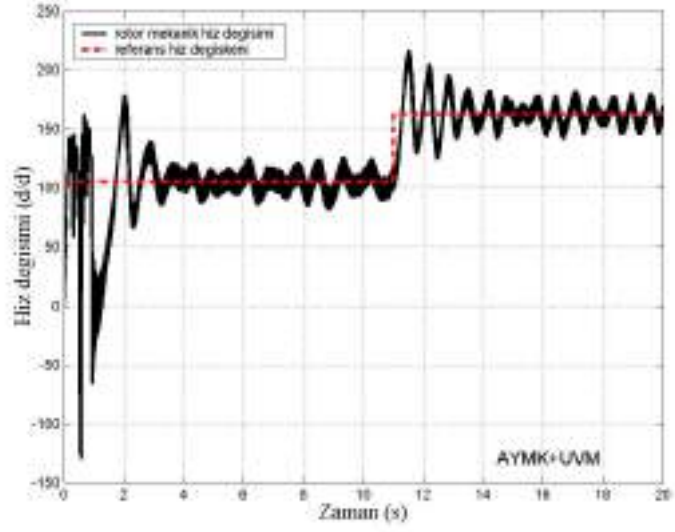
değişimleri ve moment değişimlerine ilişkin sonuçlar verilmiştir. Şekil 5.43'de verildiği gibi referans akı değeri olan 0.3Wb değeri bozulmaya uğramadan yalnızca *DMK+UVM* adaptasyonlu yapıda sağlanabilmektedir. 11. saniyede gelen mekaniksel hız referansındaki artış, şebekeden çekilmesi gereken güç değerinde de artış demektir ki, Şekil 5.44'ten de görülebileceği gibi yeni yapı sinüzoidal akım yapısında minimum bozulma ile bunu sağlayabilmektedir. Şekil 5.45'de verilen mekaniksel hız değişimlerini baz alacak olursak, 3.7s ve 3.2s'lik oturma zaman değerleri ile *UVM* adaptasyonlu yapının yine sıfır sürekli hal hata değeri ile üstünlüğü açıkça görülmektedir. Bu kısımda yer alan Şekil 5.46 moment değişimlerini göstermektedir. Oturma zamanlarını takiben elektromagnetik moment değişiminde yüksek salınımlar içermeyen tek yapı *DMK+UVM* denetim sistemidir.



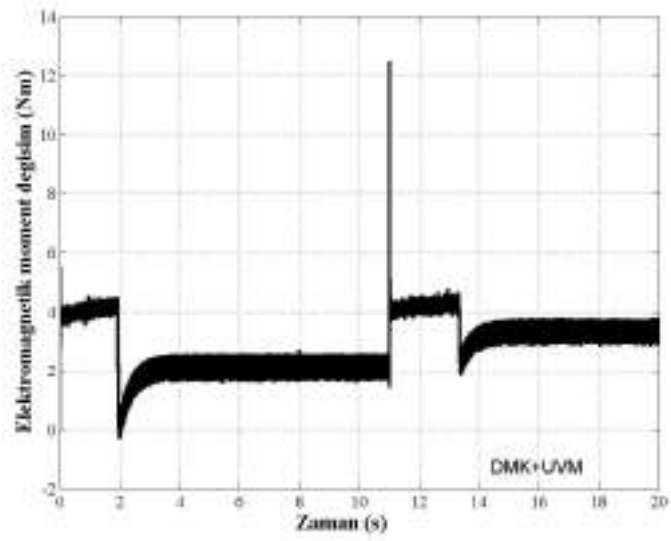
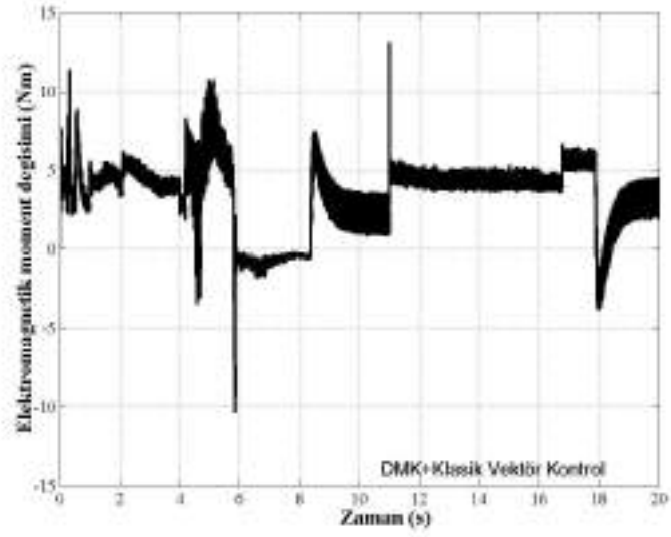
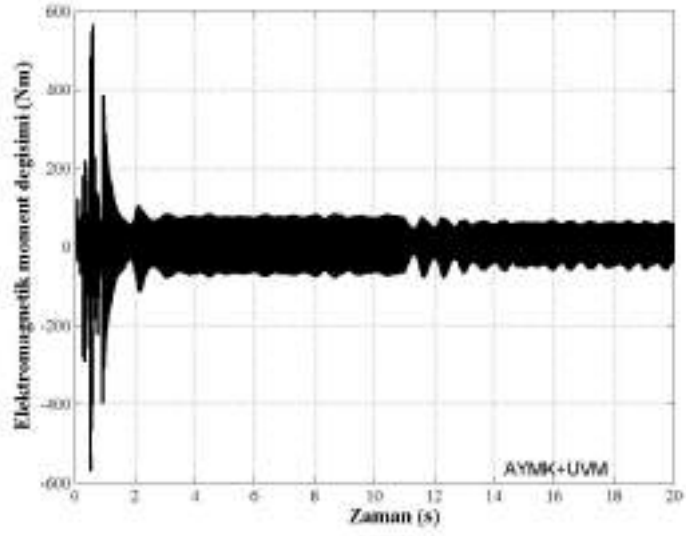
Şekil 5. 43 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



Şekil 5. 44 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin referans hız değişimine ait bölgesel konumları



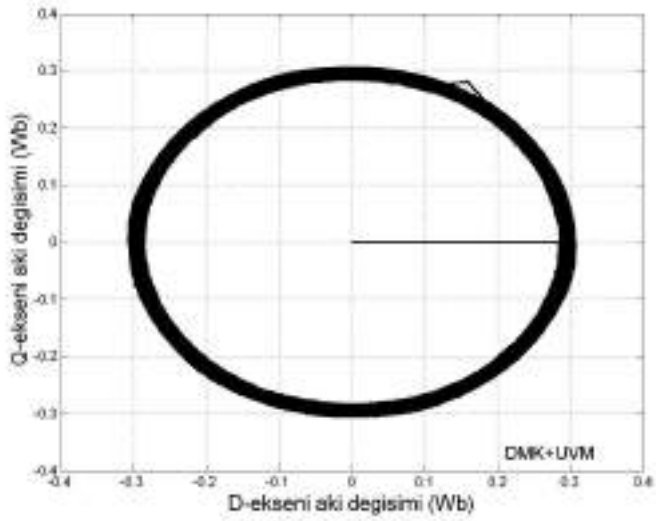
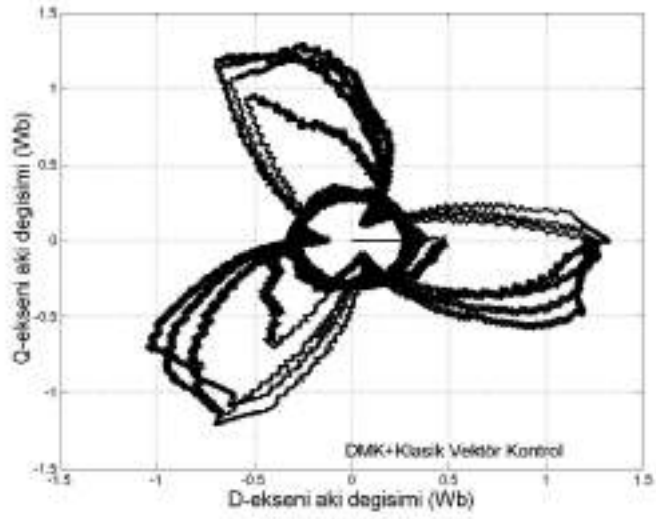
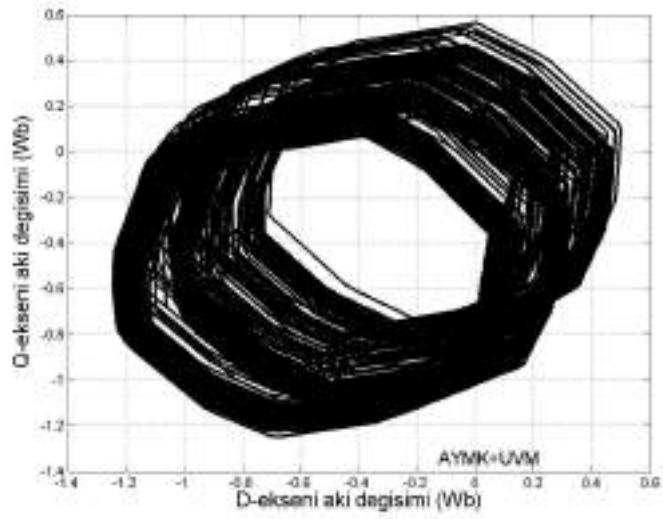
Şekil 5. 45 Referans hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel hız değişimleri



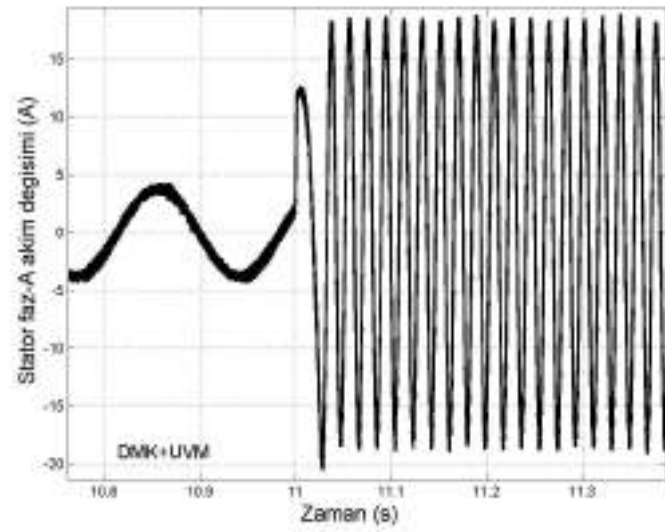
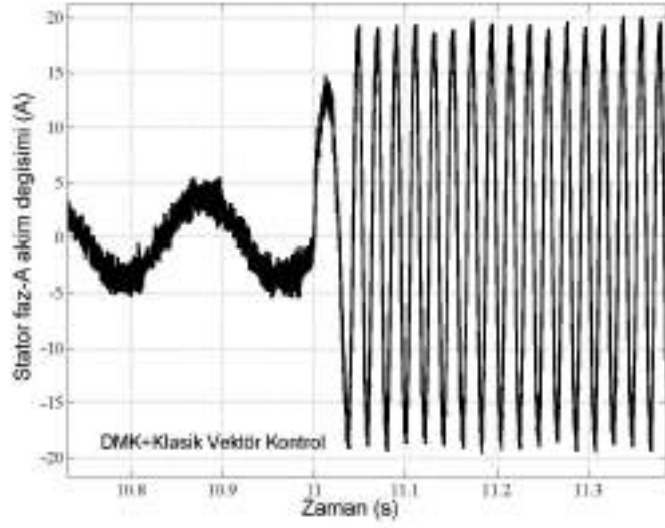
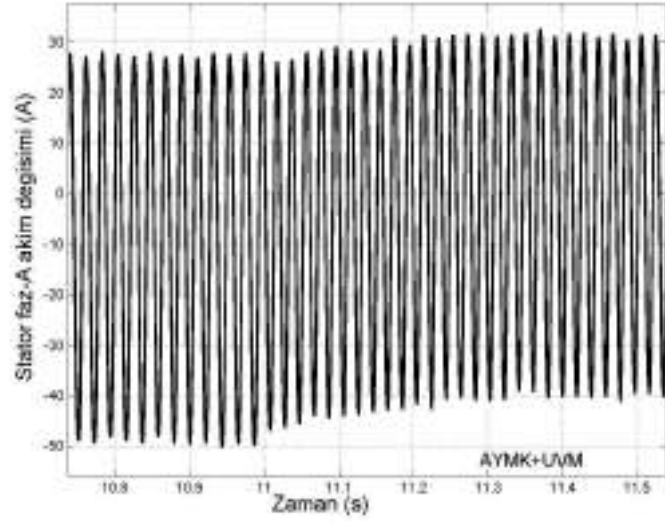
Şekil 5. 46 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ait değişimler

5.5.2 Lineer Olmayan Hız Kontrolü

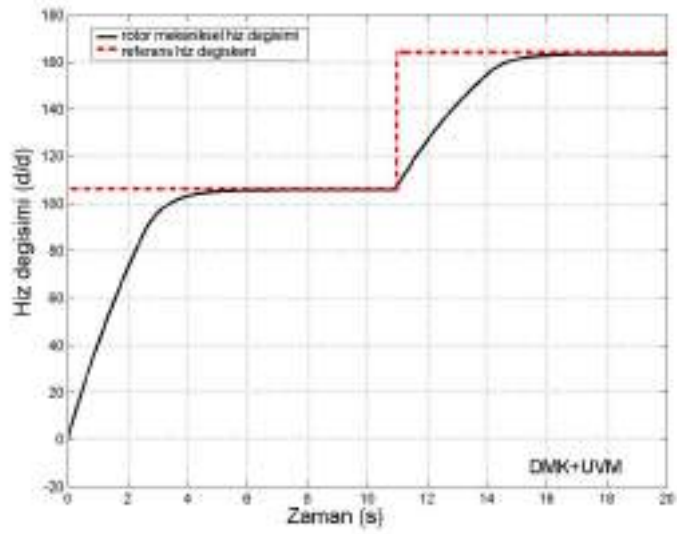
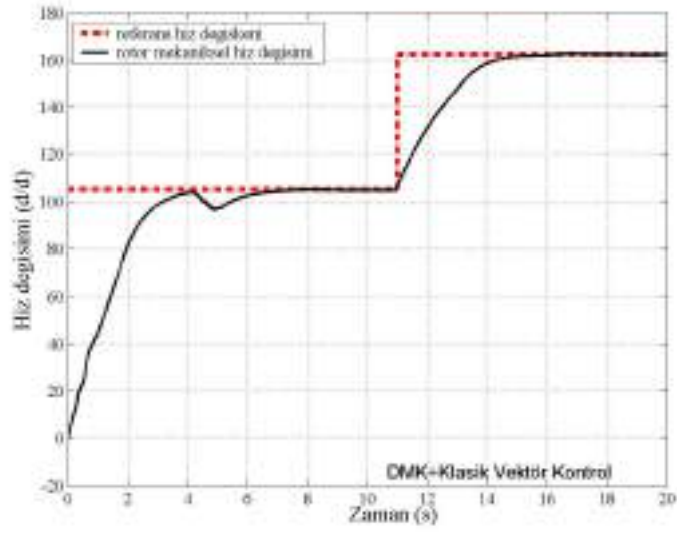
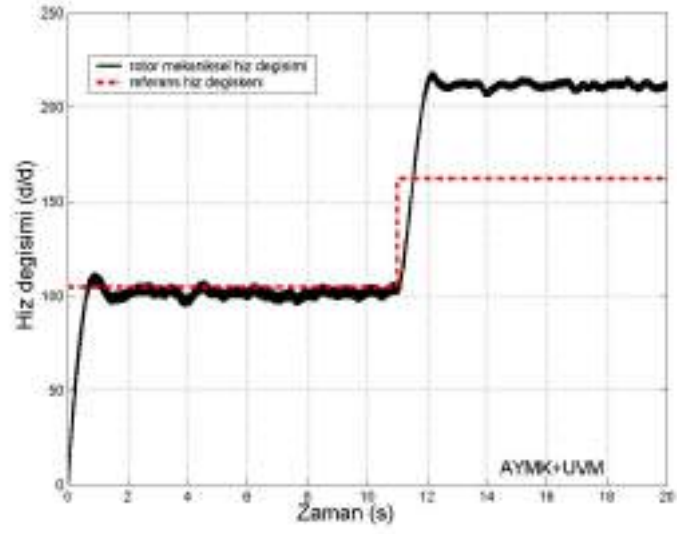
Lineer olmayan denetim yapısının kullanıldığı ve de mekaniksel hız hata değeri ile mekaniksel hız değerine karşılık olarak denetleyicinin elde etmiş olduğu moment değeri motor denetimini gerçekleyecek olan kontrol yapısına sunduğu bu bölüm içerisinde; akı, stator faz-A akımı, mekaniksel hız değişimleri ve moment değişimlerine ait grafiksel ifadeleri ele alalım. Akı değişimlerinin verildiği grafiksel yapı olarak Şekil 5.47'yi göz önüne almamız durumunda, referans akı değeri olan 0.3Wb değeri bozulmaya uğramadan sadece *DMK+UVM* yazılımlı kontrol tarafından sağlanabilmektedir. 11. saniyede gelen mekaniksel hız referansındaki artış ile gerekli olan stator faz akımlarındaki artış minimum sınımlar ile yeni yapıca ortaya koyulmuştur (Şekil 5.48). Şekil 5.49 göstermektedir ki, 3.7s ve 3.6s'lik oturma zaman değerleri ile *UVM* adaptasyonlu yapının yine sıfır sürekli hal hata değeri ve de anlamsız sınımlar içermeyen konumu ile önderliği tartışılmayacaktır. Son olarak momentsel değişimleri düşünelim (bkz. Şekil 5.50), oturma zamanları ve bu zamanların devamı olan zaman dilimleri içerisinde elektromagnetik moment değişiminde anlamsız sınımlar içermeyen tek kontrol yapısı *DMK+UVM* denetim sistemince verilebilmektedir.



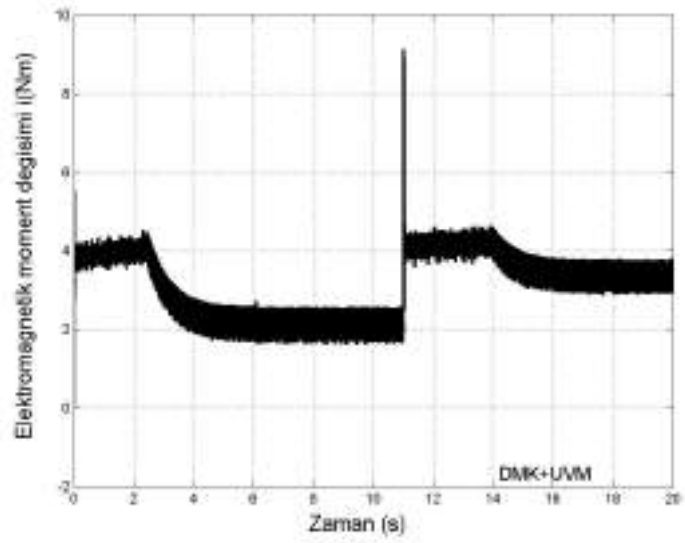
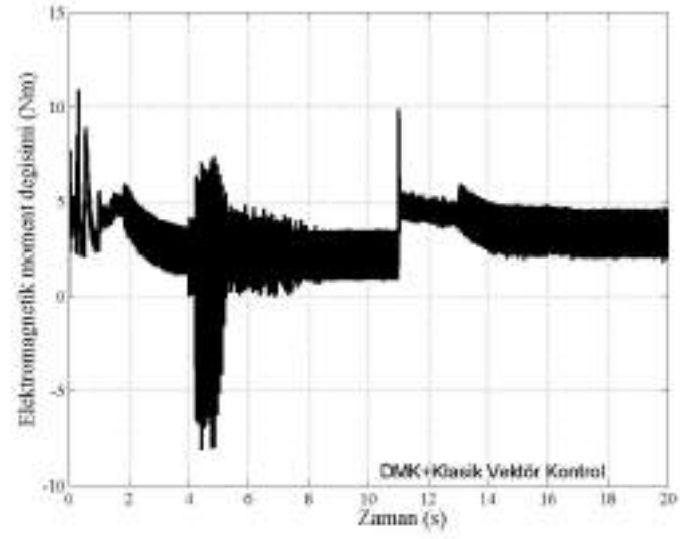
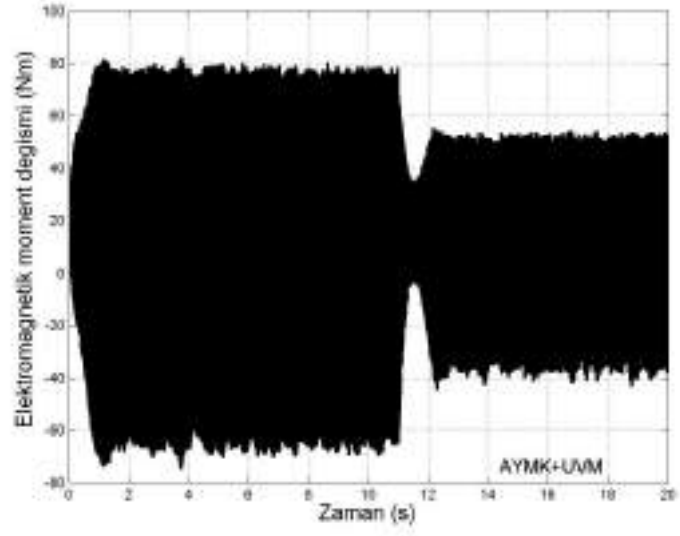
Şekil 5. 47 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı aki pozisyonları



Şekil 5. 48 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin referans hız değişimine ait bölgesel konumları



Şekil 5. 49 Referans hız değışkeni ve rotora ait mekaniksel hız değışimleri



Şekil 5. 50 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler

5.6 Hız Kontrolü ve AA Besleme

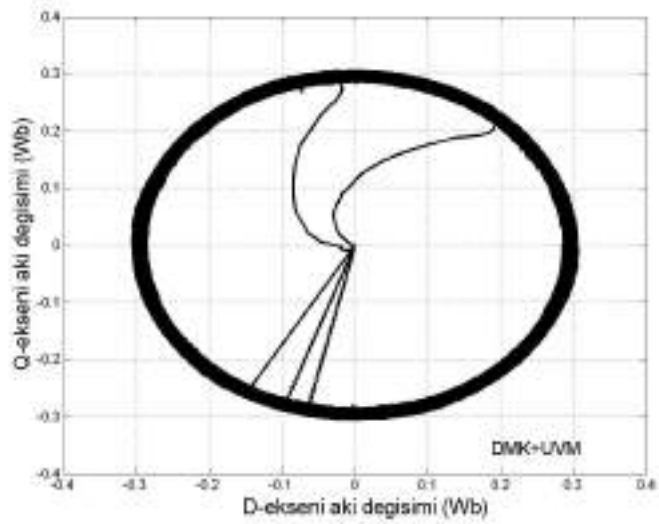
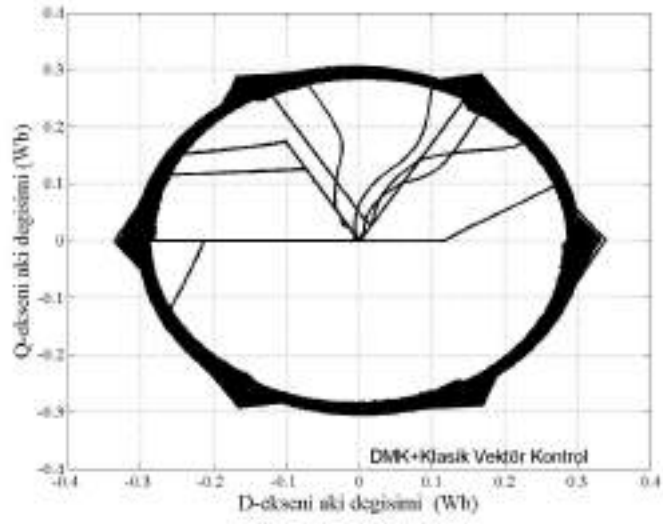
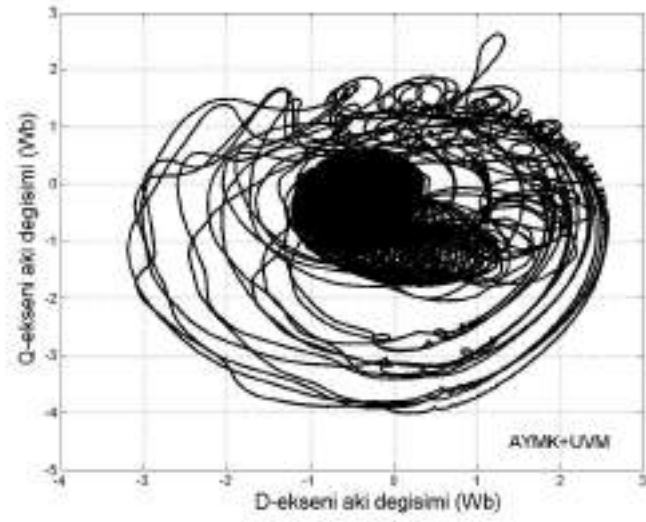
Bozucu etkileri içermeyen AA besleme sistemi içereceği doğrultucu sistemi nedeni ile yaklaşık olarak DA besleme sistemi ile eşdeğer sonuçları ortaya koyacaktır. Bu bağlamda bozucu etkileri ve de geliştirilmiş olan filtresel yapıları içerecek olan sistemleri içerisine olan hız kontrol sistemleri sırasıyla verilmiştir.

5.6.1 Bozucu Etkiler ve Denetleyiciler

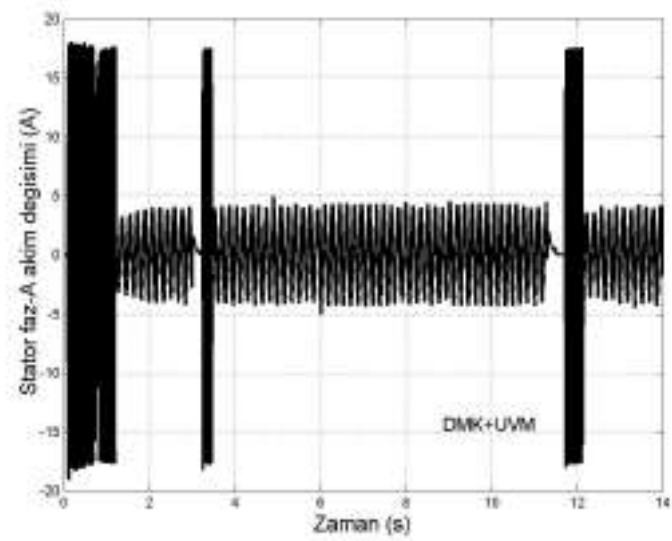
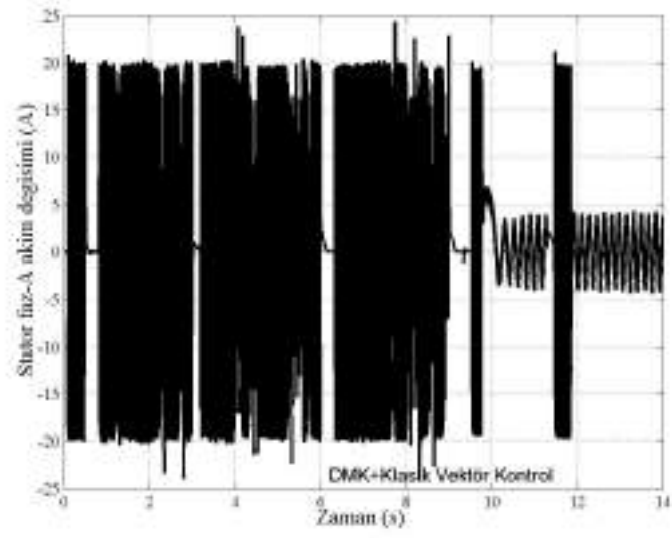
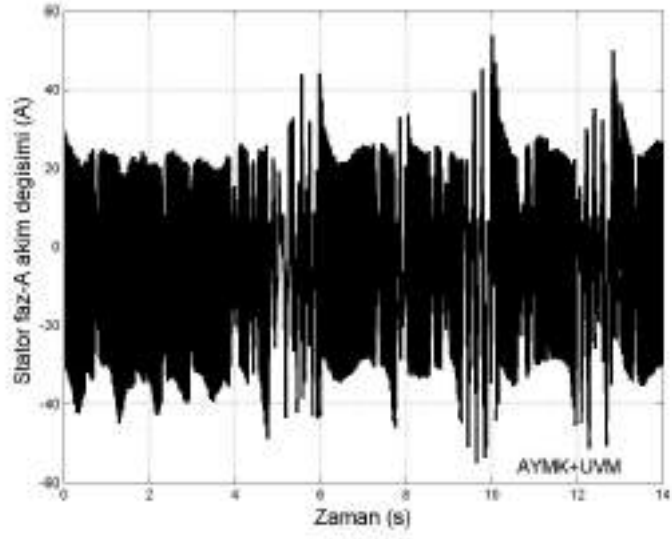
Yapılan çalışmada, harmoniklerin gerek klasik PI denetleyici sisteme olan etkisi gerekse de lineer olmayan kontrol sistemine olan etkileri sırasıyla verilmiştir.

5.6.1.1 Klasik Hız Kontrolü ve Harmonikler

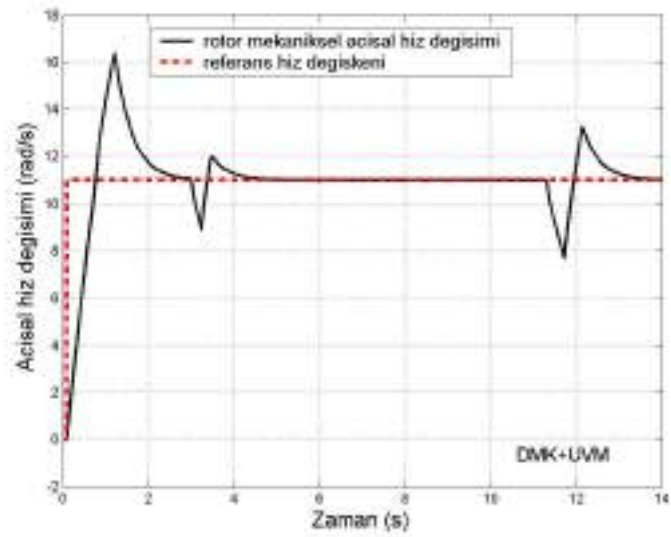
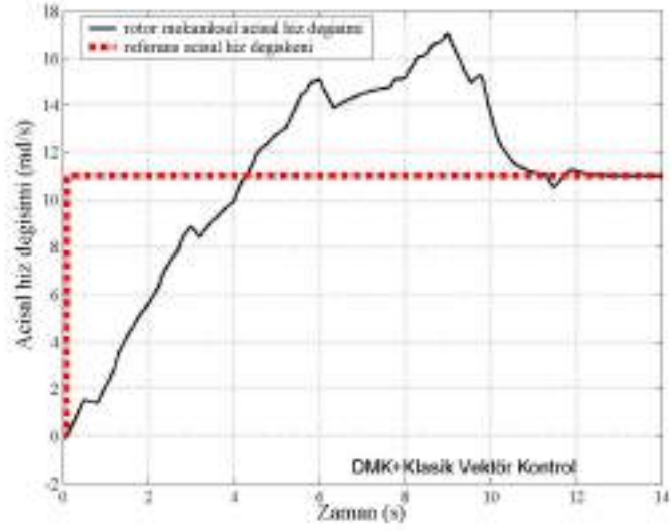
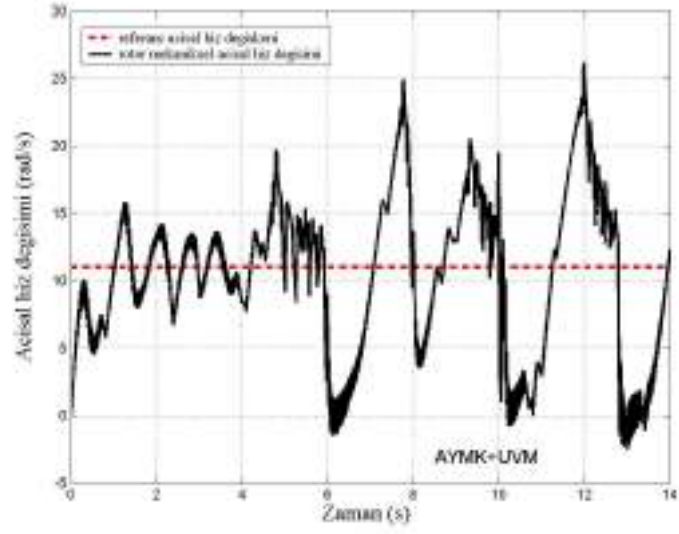
İstenilen hız denetiminin klasik PI denetleyici tarafından sağlandığı ve de mekaniksel hız hata değerine karşılık denetleyicinin karaktersitiği gereği sağlamış olduğu momentsel değeri motor denetimini gerçekleyecek olan kontrol yapısına sunduğu bu bölüm içerisinde; akı, stator faz-A akımı, mekaniksel hız değişimleri ve moment değişimlerinin zaman bazlı formlarını sunalım. Ancak unutulmadan belirtilmesi gereken nokta; şebeke yapısı gereği motor sistemine paralel bağlı lineer olmayan yük sisteminin benzetim zaman dilimi içerisinde farklı zaman alanları içerisinde işleme alınıp ve çıkartıldığı gerçeğidir. Akı değişimlerini içeren Şekil 5.51 göstermektedir ki, referans akı değeri olan 0.3Wb değeri en düşük bozuluma *DMK+UVM* adaptasyonlu kontrol sistemi ile ulaşabilmektedir. Şekil 5.52 ise stator faz akımları için de aynı gerçeği belgelemektedir. Açısal hız ve moment değişimlerine ilişkin grafiksel formların (Şekil 5.53 ve Şekil 5.54) bize vereceği ise anlamsız moment salınımları ve de referans açısal hız değerine en yüksek dereceli bağlanma yine yeni moment kontrol yapısının eseri olduğudur. Ayrıca, ortak bağlantı noktasına ait *THD* değerlerini verelim ki *AYMK+UVM*→%22.12, *DMK+Vektör Kontrol*→%36.25 ve *DMK+UVM*→%42.61; bu da yeni moment kontrol sisteminin aktifliğidir.



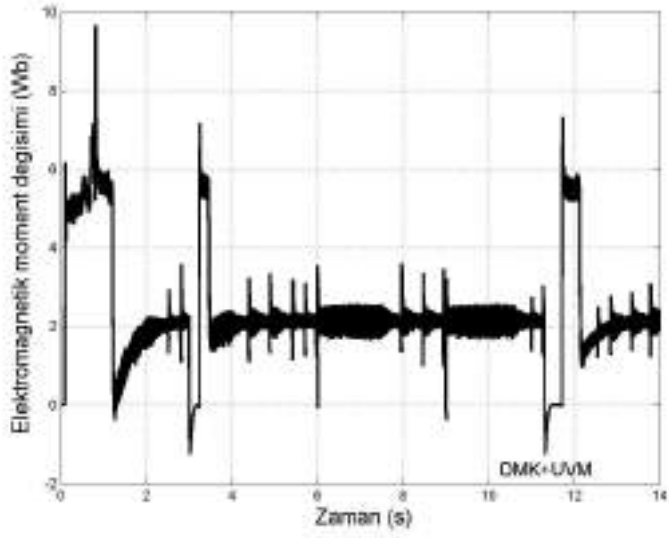
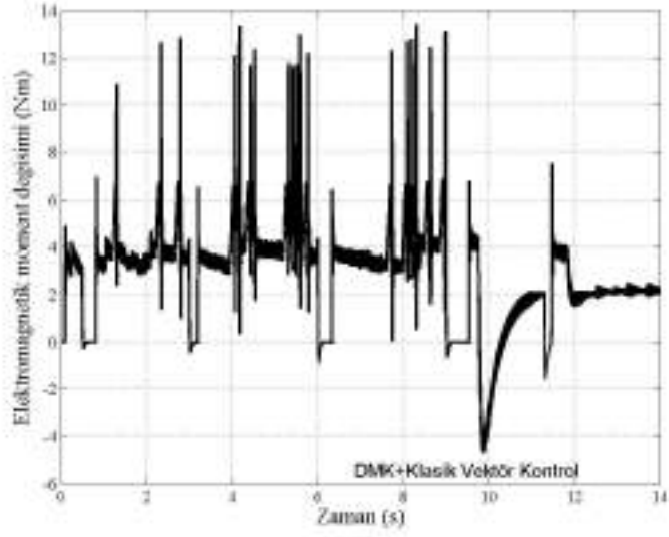
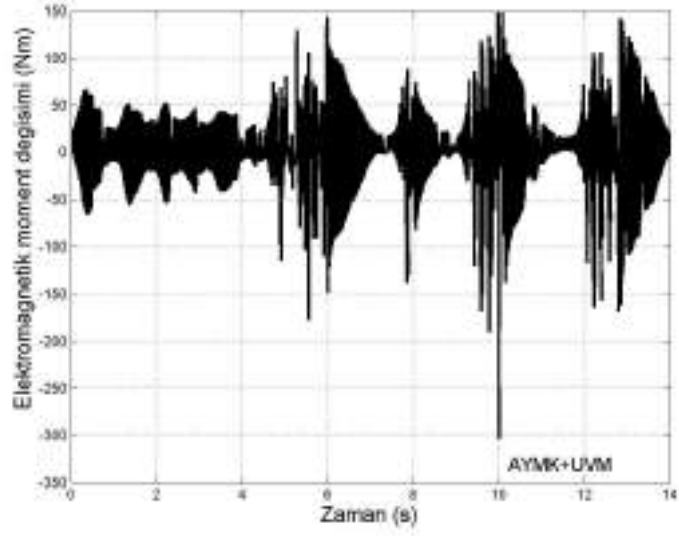
Şekil 5. 51 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı aki pozisyonları



Şekil 5. 52 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları



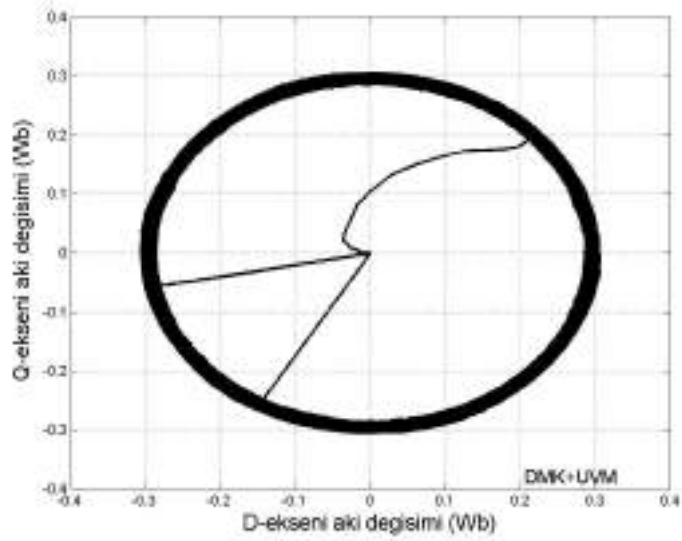
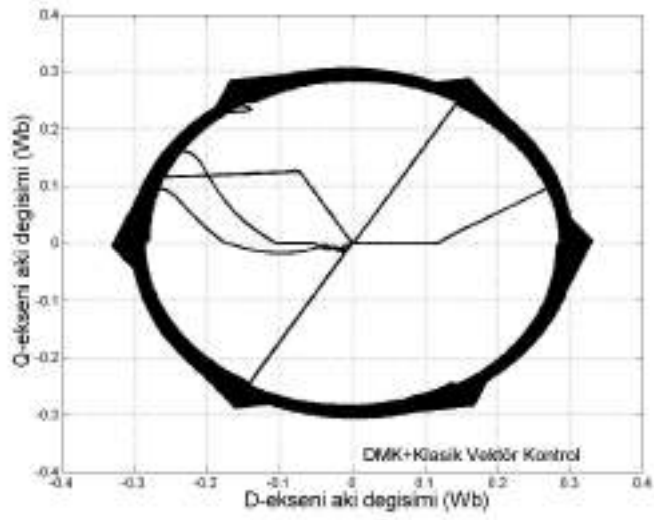
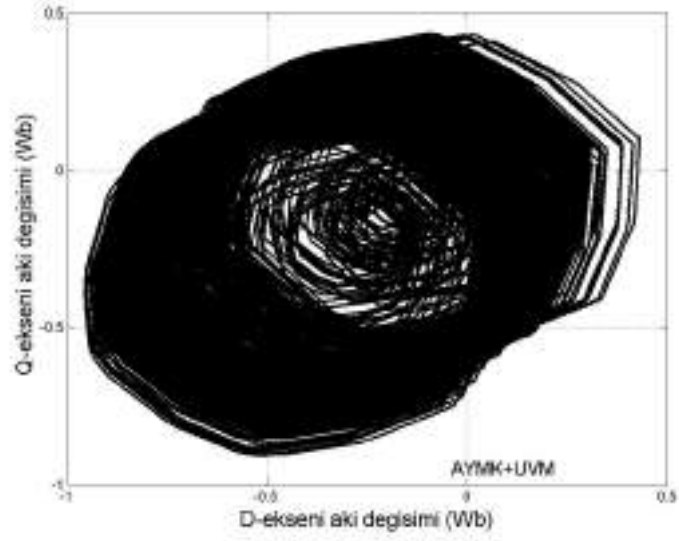
Şekil 5. 53 Referans açısal hız değışkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değışimleri



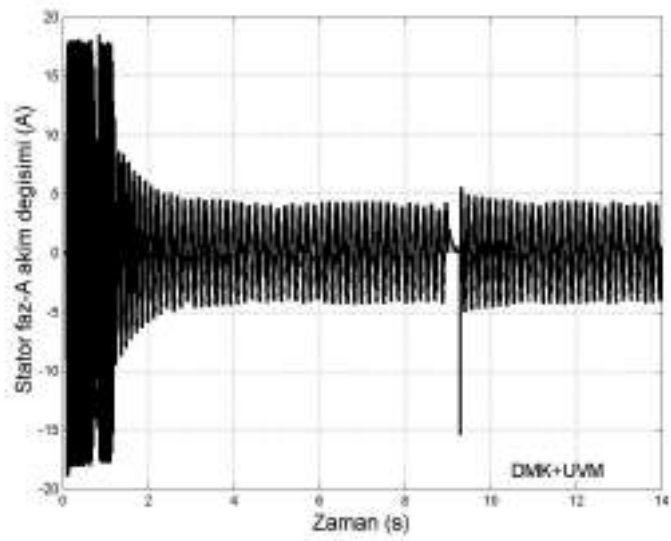
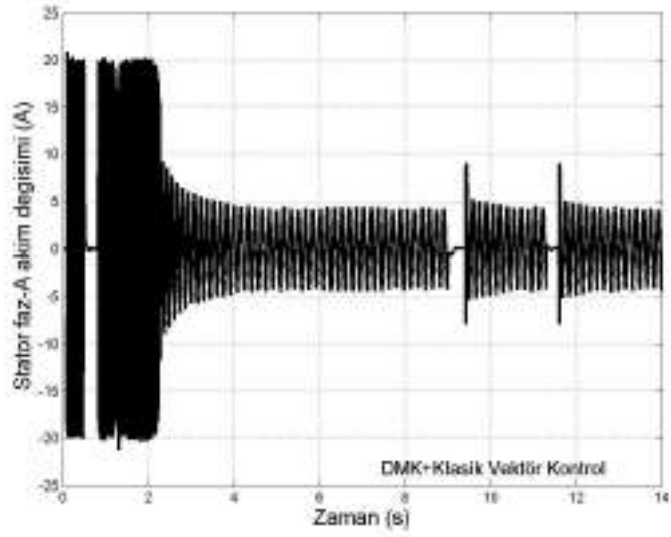
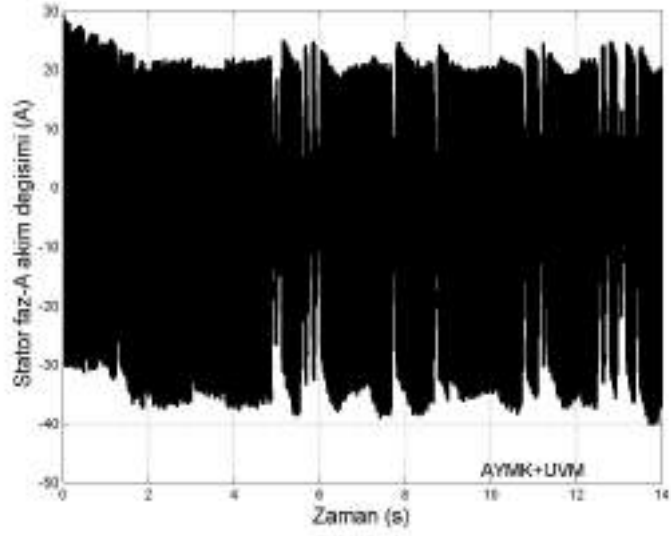
Şekil 5. 54 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler

5.6.1.2 Lineer Olmayan Hız Kontrolü ve Harmonikler

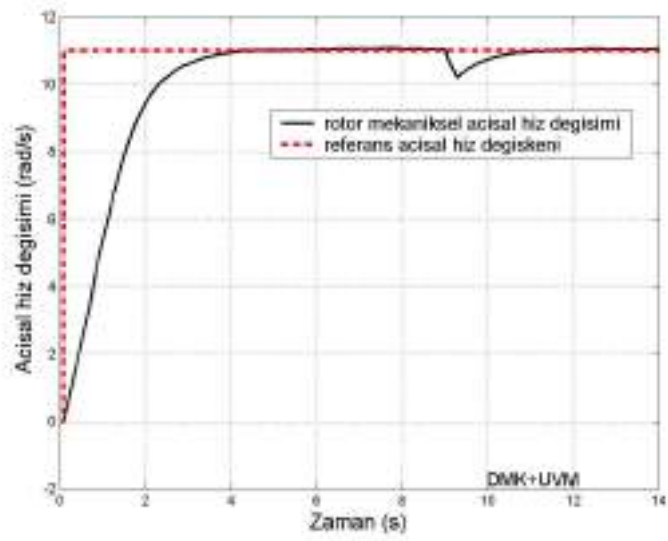
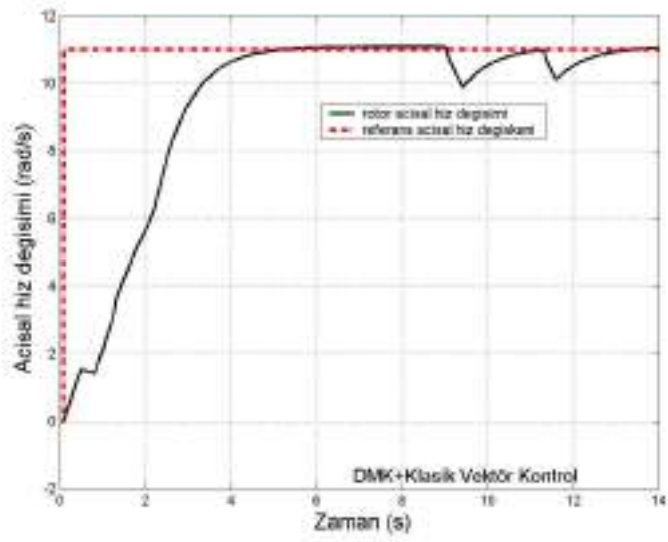
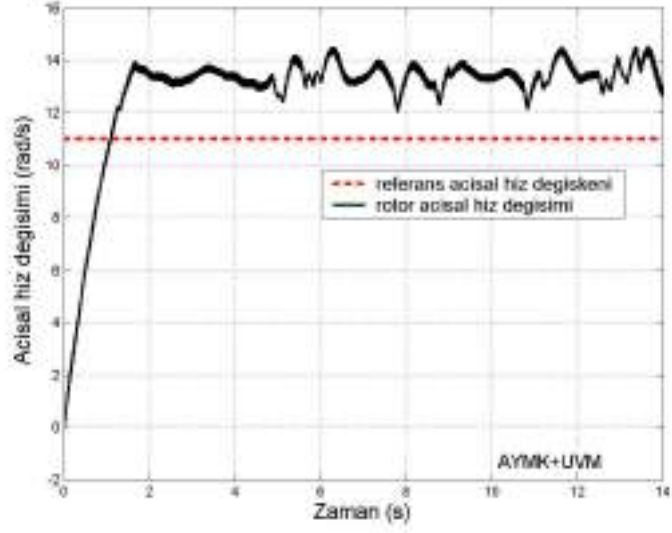
Hız kontrol işleminin lineer olmayan denetleyici tarafından üstlenildiği bu noktada mekaniksel hız hata değeri ve rotora ait mekaniksel hız değerinin kullanımı ile motor denetimini gerçekleyen kontrolörün referans moment ihtiyacı karşılanmaktadır. Başarımı sergilemek adına ise akı, stator faz-A akımı, mekaniksel hız değişimleri ve moment değişimlerinin zamana göre değişimleri verilmiştir. Yine aydınlatılması gereken husus ise harmoniklerin kaynağını oluşturan lineer olmayan yükün değişik zaman dilimlerinde enerji sistemine dahil edildiğidir. İlk adımda Şekil 5.55 göstermektedir ki, referans akı değeri olan 0.3Wb değerine en üst düzeyde bağlanma *DMK+UVM* adaptasyonlu kontrolle sağlanabilmiştir. Şekil 5.56 ile verilen grafiksel yapı, stator faz akımları üzerinde harmoniklerin yol açtığı ve normal çalışma koşullarında olmaması gereken akım salınımlarının, en alt seviyede *UVM* adaptasyonlu *DMK* sistemi ile sağlanmış olduğunun kanıtıdır. Şekil 5.57 ve Şekil 5.58 açısal hız ve motora ait elektromagnetik moment değişimlerini grafiksel olarak sunma pozisyonunda yer almaktadırlar. Gerek referans açısal hız değerine bağlanma ve gerekse de geniş zaman dilimleri içermeyen salınımlar yeni moment kontrol sisteminin eseri olmuşlardır. Ortak bağlantı noktasına ait *THD* değerleri; *AYMK+UVM*→%4.74, *DMK+Vektör Kontrol*→%60.21 ve *DMK+UVM*→%26.84 olarak verilmektedir. Elde edilmiş olan değerler, yeni kontrol algoritmasının hem referans değere ulaşımında en üst düzeyde başarılı hem de dış yapıya karşı olan bozulma etkilerinin en alt düzeyde olduğunu vermektedir.



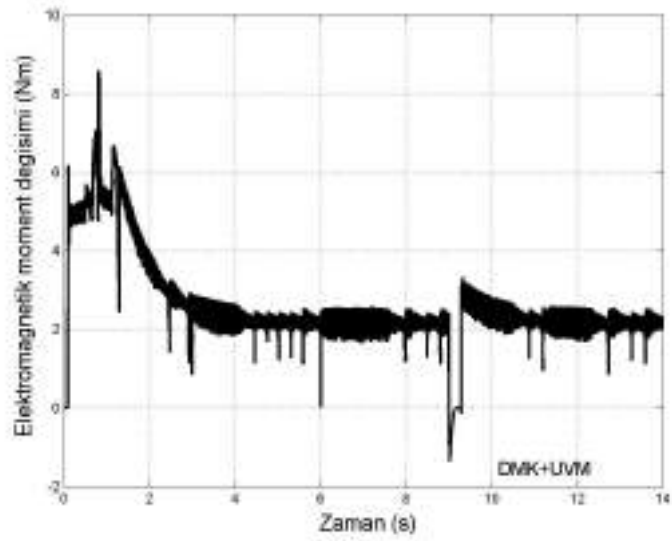
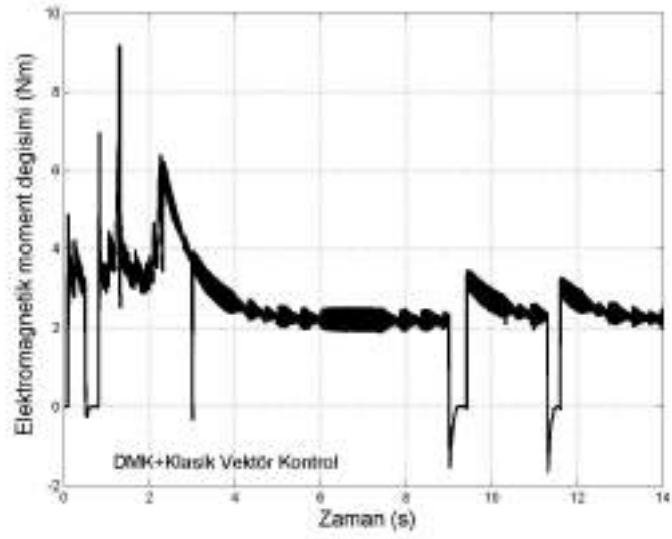
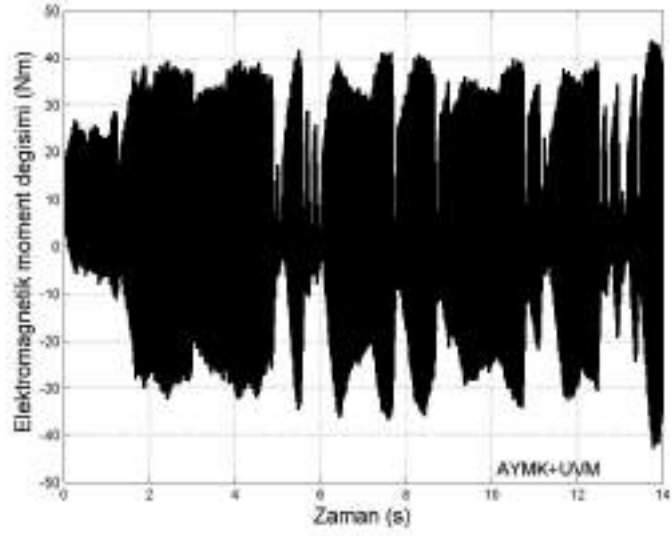
Şekil 5. 55 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



Şekil 5. 56 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları



Şekil 5. 57 Referans açisal hız değişeni ve rotora ait mekaniksel açisal hız değişimleri



Şekil 5. 58 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler

5.6.2 Hibrid Filtre Yapısı ve Denetleyicilere Ait Performans Değişimleri

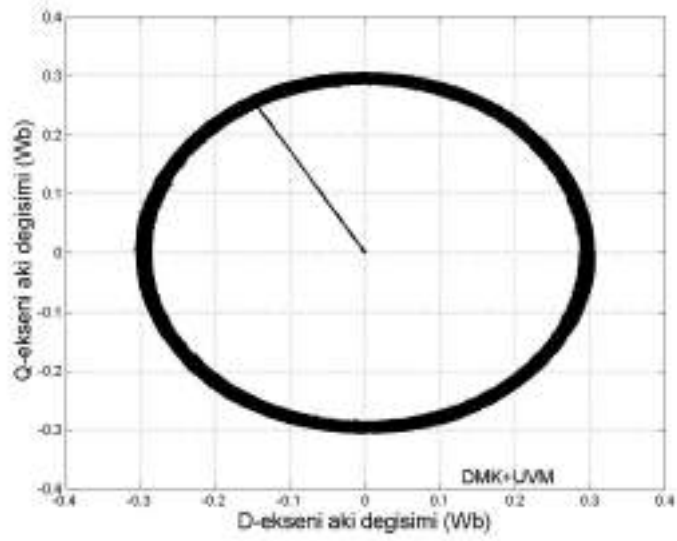
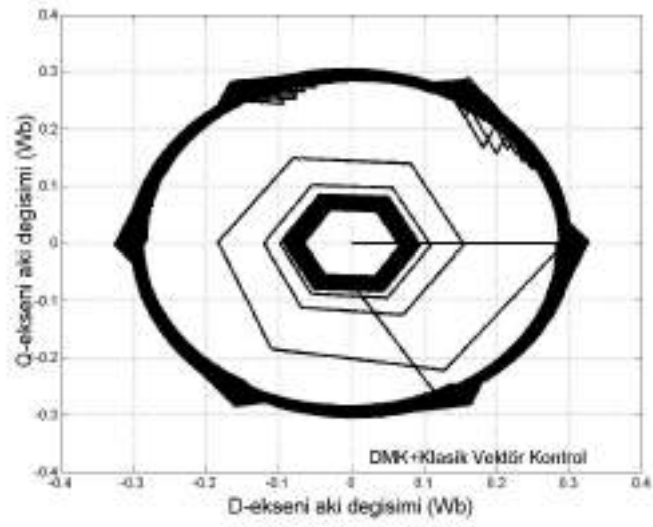
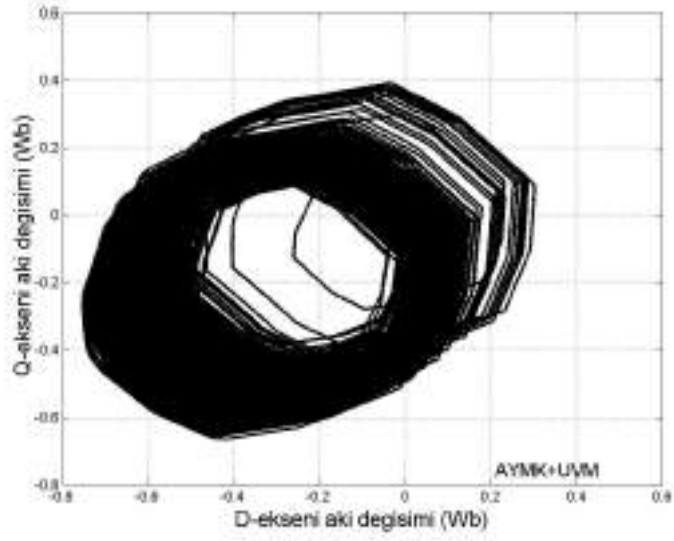
Çalışmanın bu bölümünde ise gerek filtre yapılarının ve gerekse de hız kontrol yapılarının sonuçlarını, yenilik amaçlı sistemlerin (lineer olmayan filtre denetimi, lineer olmayan hız denetimi ve UVM adaptasyonlu DMK sistemi) başarımları olarak vermektedir.

5.6.2.1 Klasik Kontrolde Aktif Filtre Sistemi

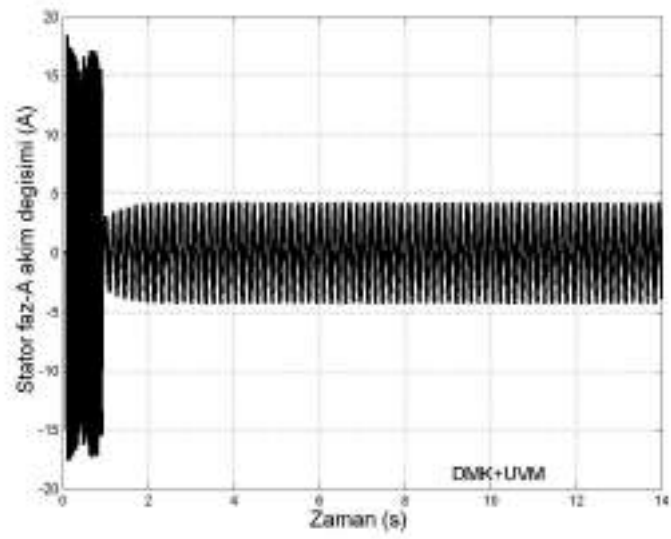
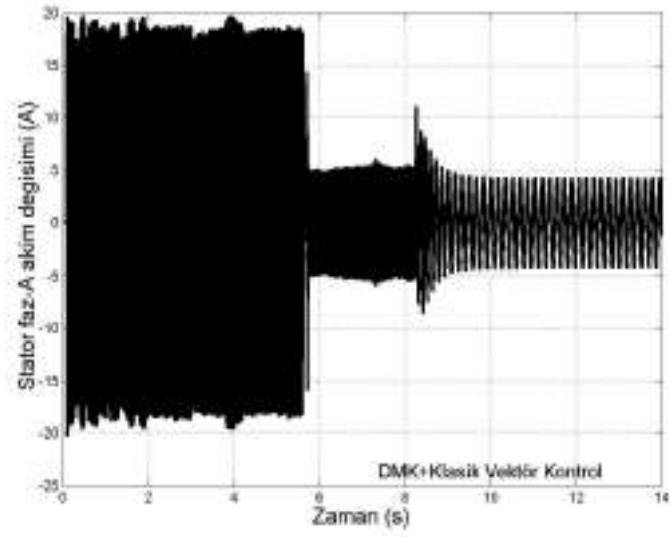
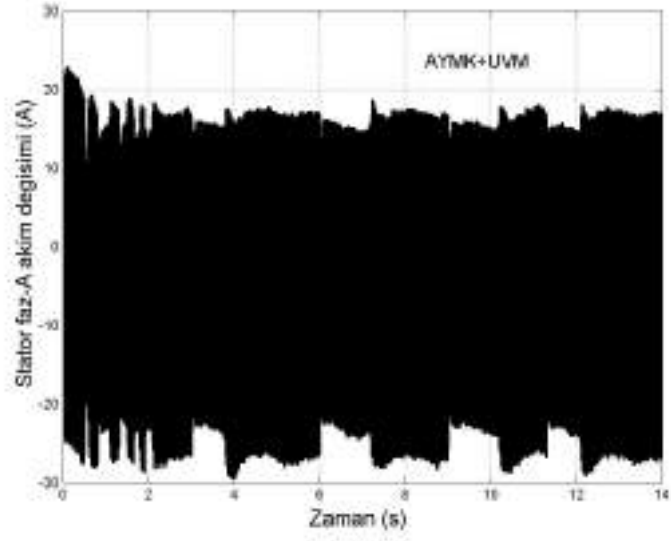
Şimdi referans filtre yapısı olarak geliştirilmiş olan klasik PI denetimde aktif filtre içerikli hibrid filtre sistemimizi harmoniklere karşı kullanarak, hız kontrol sistemlerinin başarımlarına sağlayacağımız etkileri verelim.

5.6.2.1.1 Klasik Kontrolde Hız Değişimi

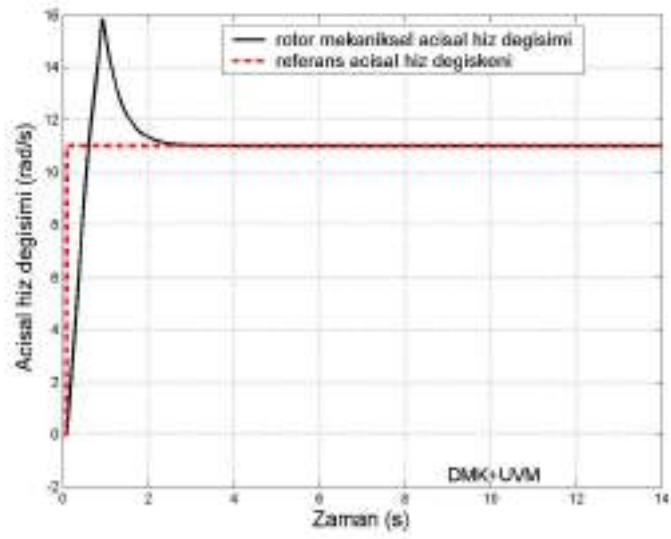
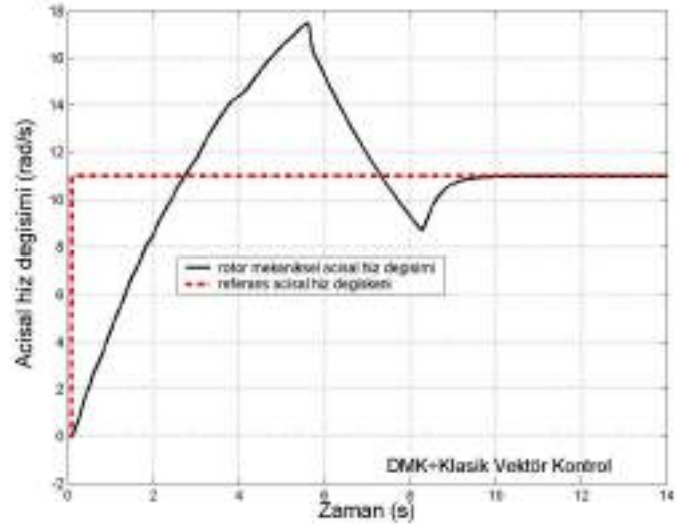
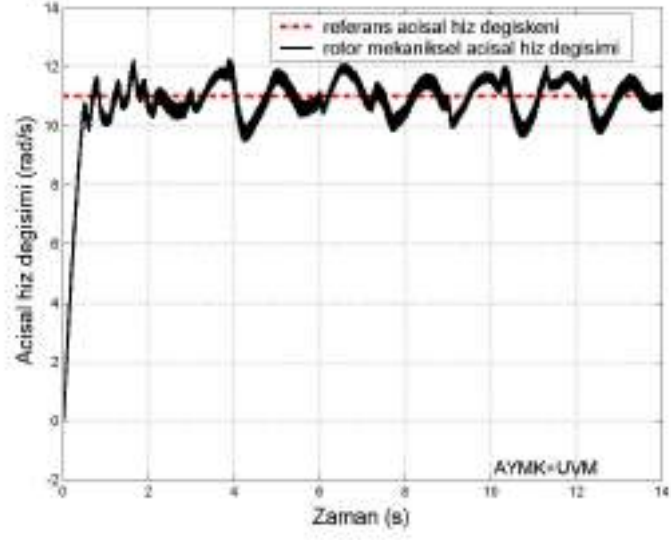
AGF denetiminin ve hız denetiminin klasik PI denetim sistemince yapıldığını ve de mekaniksel hız hata değerine bağlı olarak moment denetiminin gerçekleşeceğini başlangıç bilgileri olarak verelim. Lineer olmayan yükün değişik zaman dilimlerinde enerji sistemine dahil edildiği de ayrıca belirtilmelidir. Bölüm içerisinde birinci ve üçüncü sıralarda yer alan akı ve açısal hız değişimlerini içeren grafiksel yapılar (bkz. Şekil 5.59 ve Şekil 5.61), referans değerlere olan en yüksek seviyeli bağlanımın UVM adaptasyonlu DMK sistemi ile sağlandığını vermektedir ki, ayrıca açısal referans değeri yakalama zamanının 2.2s'lik değere kadar geri alınabildiği de gösterilmektedir. Şekil 5.60 uyarınca, kalkış işlemini takip eden tepe değeri ~4.6A düzgün sinüzoidal yapıda stator akımları da yeni yapı tarafından ortaya konulmaktadır. Şekil 5.62, elektromagnetik moment değişimleri ile de kalkış daiminde $2 \pm 0.3 \text{Nm}$ 'lik düzgün yapıdaki elektromagnetik moment değişiminin yine yeni moment kontrol yapısınca sağlandığını göstermektedir.



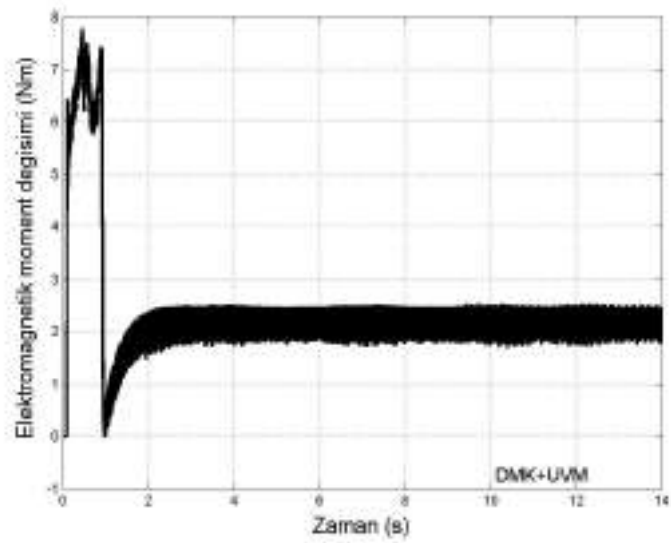
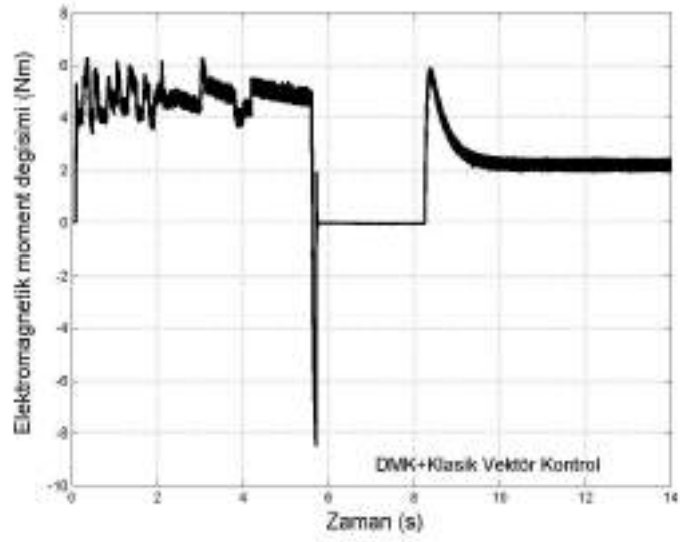
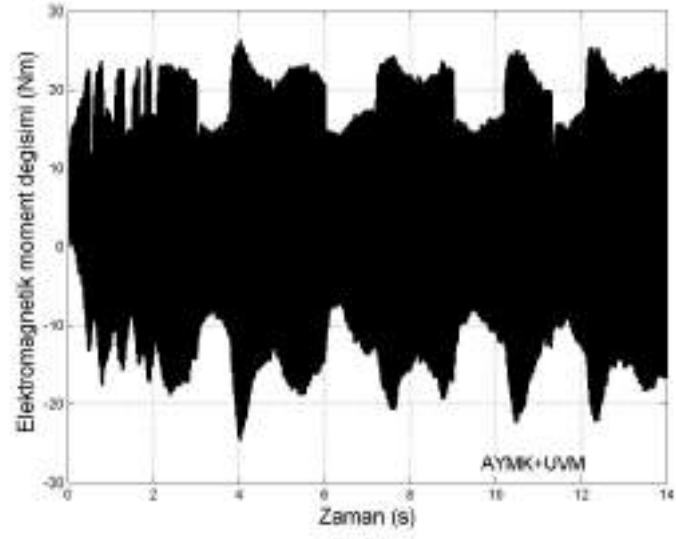
Şekil 5. 59 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



Şekil 5. 60 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları



Şekil 5. 61 Referans açısal hız değışkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değışimleri



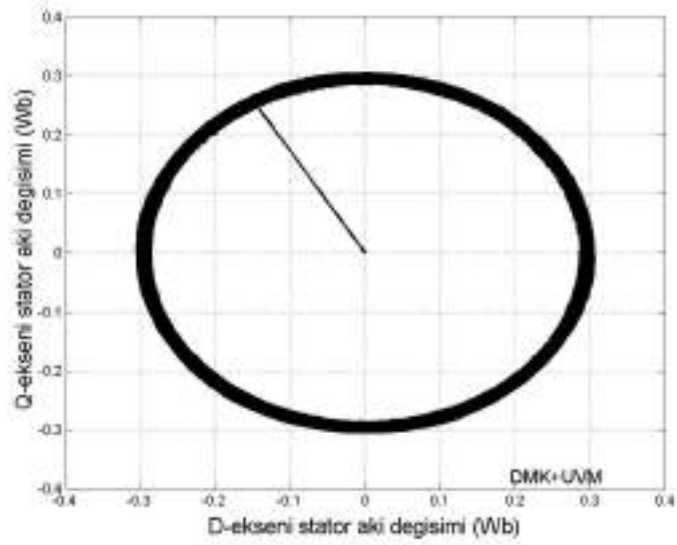
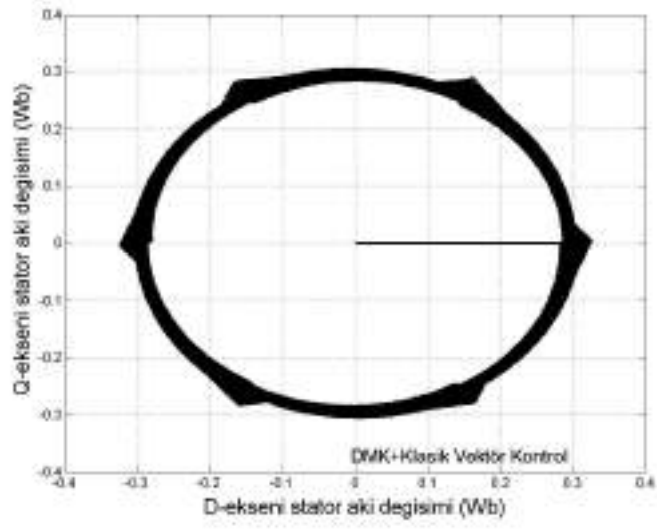
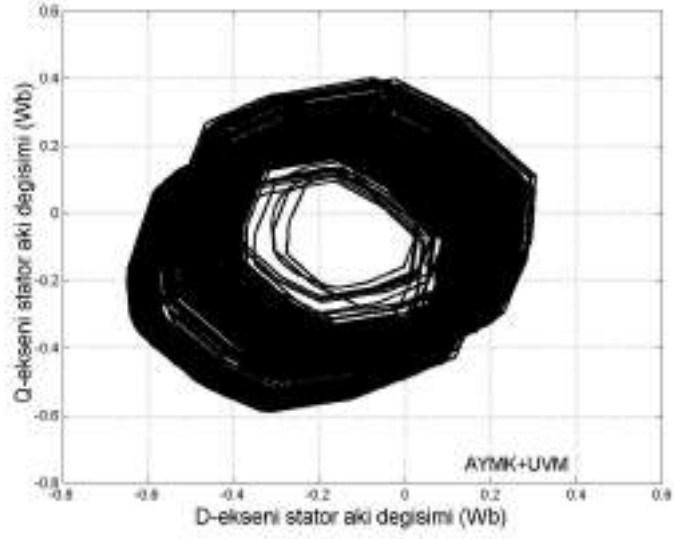
Şekil 5. 62 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler

Son adım olarak ortak bağlantı noktasına ait *THD* değerlerini verelim; *AYMK+UVM*→%12.1, *DMK+Vektör Kontrol*→%31.95 ve *DMK+UVM*→%33.08. *THD* değerleri göstermektedir ki, *UVM* adaptasyonlu moment kontrol yapısı kaydettiği elektriksel ve mekaniksel başarımlara karşılık, *THD* değerinde geniş aralıkta bir açılıma sebep vermemektedir.

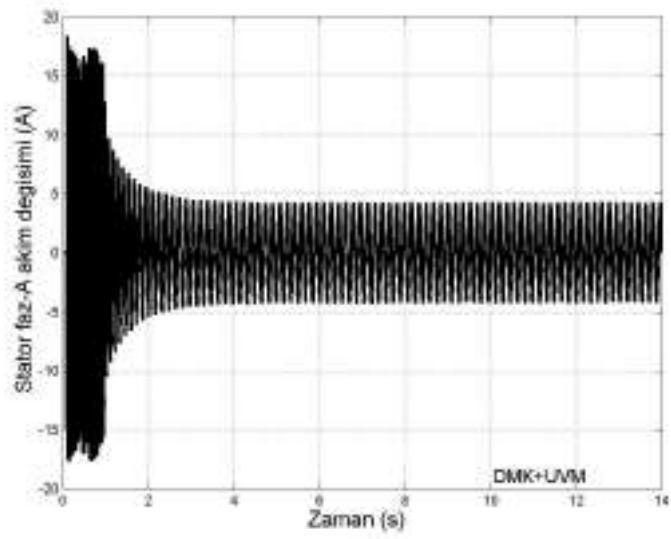
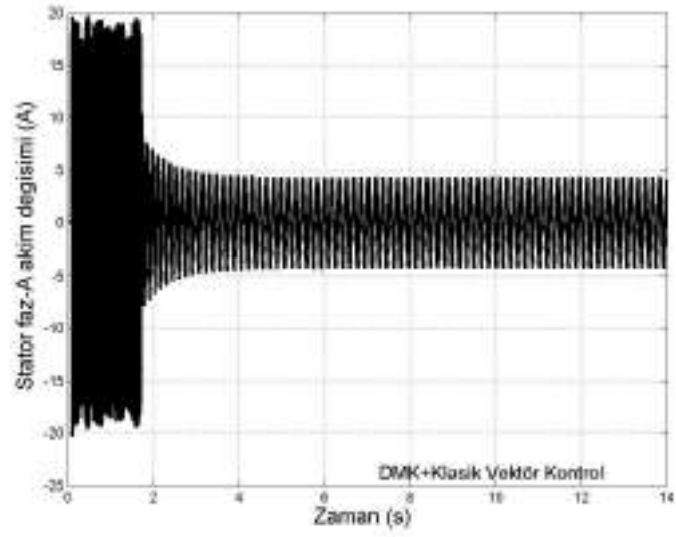
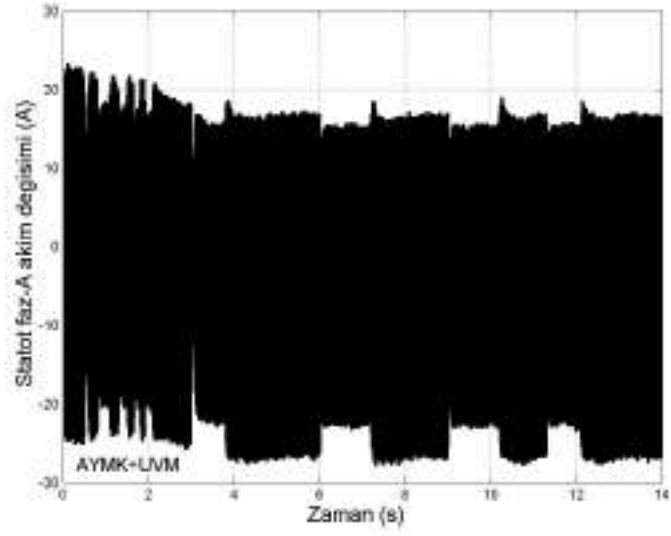
5.6.2.1.2 Lineer Olmayan Kontrolde Hız Değişimi

Hibrid filtre dahilindeki aktif kısmın denetimi klasik PI denetleyici ve hız denetiminin de lineer olmayan denetim sistemince yapıldığını ve de mekaniksel hız hata değeri ile rotor açısal hız değerinin birlikte kullanımıyla moment denetiminin ihtiyacı olan referans değerin sağlanacağı bilgilerini ilk adımda verelim. Lineer olmayan elektriksel yük ise değişik zaman dilimlerinde enerji sistemine dahil edilmiştir. Şekil 5.63 ve Şekil 5.65 grafiksel yapıları gerek stator akı referans değerine olan bağlanmanın ve gerekse de referans açısal hız değerine üst düzey bağlanmaların *DMK+UVM* yapısınca sağlandıklarının ispatıdır. Açısal hız değerine ait ~3s'lik oturma zamanı ise bir başka başarımlı adımdır. Oturma zaman diliminin daiminde sağlanmış olan ~4.5A'lik tepe değerine sahip sinüzoidal akım değişimi ise ortaya konulan yapının bir diğer öne çıkan özelliğidir (Şekil 5.64). Son olarak verilen elektromagnetik moment değişimlerine ilişkin grafiksel yapı (Şekil 5.66) ise kısa süreli kalkışın devamı olarak $2.2 \pm 0.3 \text{ Nm}$ 'lik dar bantlı ve harici dalgalanma içermeyen değişimin *UVM* adaptasyonlu yapıca ortaya konulduğunun ispatı niteliğindedir.

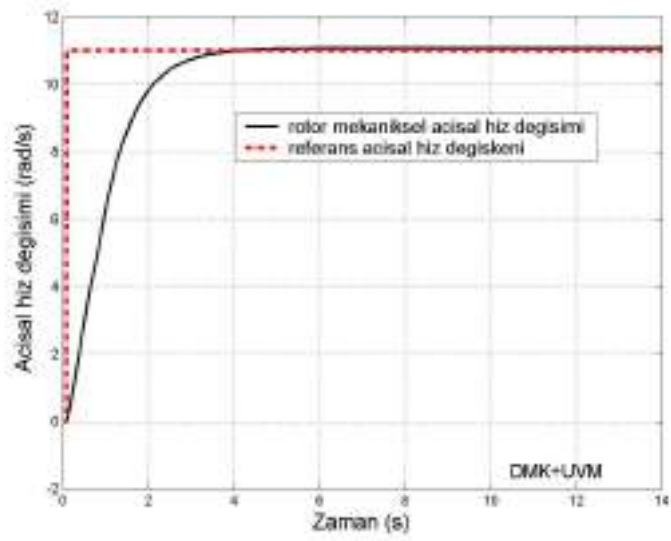
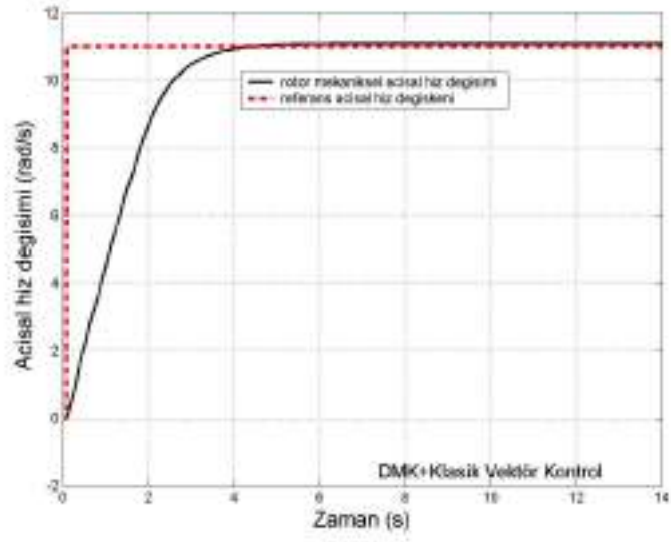
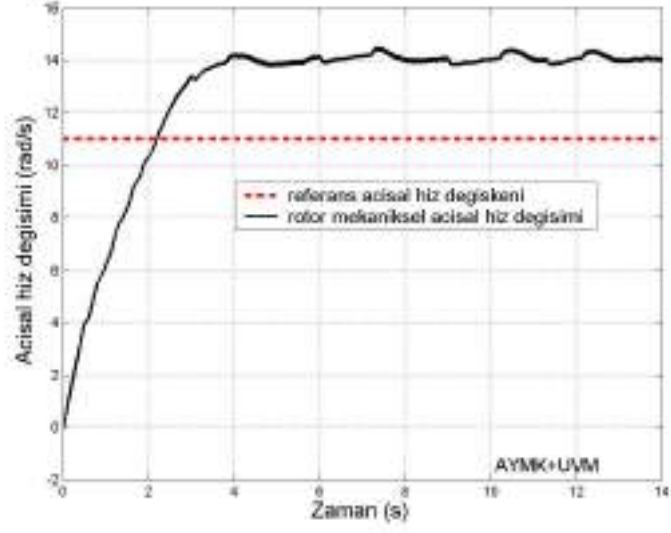
Ortak bağlantı noktasına ait *THD* değerlerini (*AYMK+UVM*→%43.80, *DMK+Vektör Kontrol*→%46.00 ve *DMK+UVM*→%32.38) sayısal olarak sunmamız durumunda, yeni moment kontrol yapısının kaydettiği belirgin elektriksel ve mekaniksel başarımlara rağmen, *THD* değerinde dahi öne geçebildiği görülebilecektir.



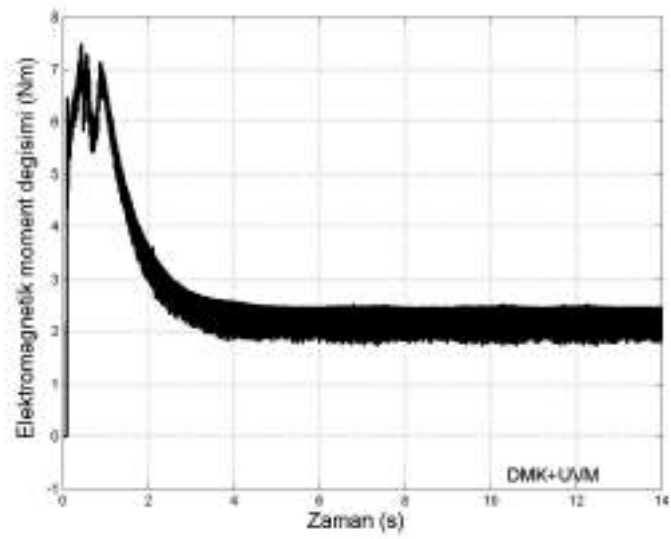
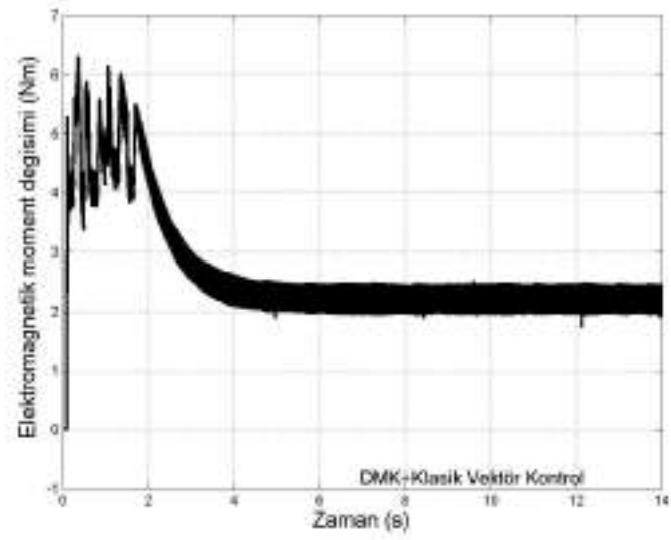
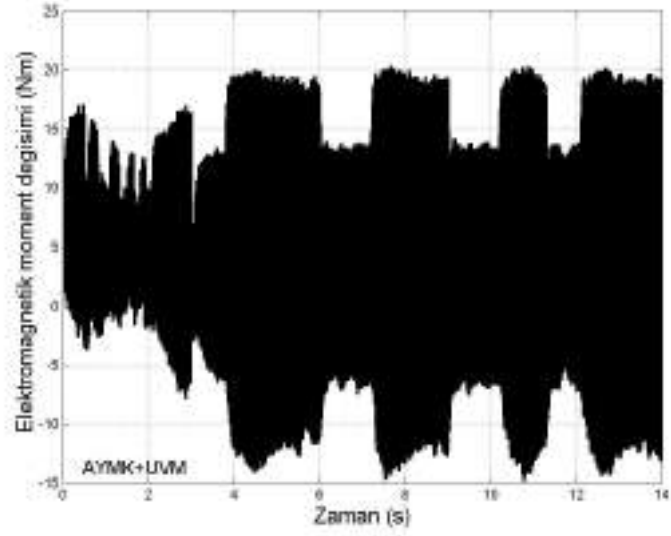
Şekil 5. 63 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



Şekil 5. 64 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları



Şekil 5. 65 Referans açısal hız değışkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değışimleri



Şekil 5. 66 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler

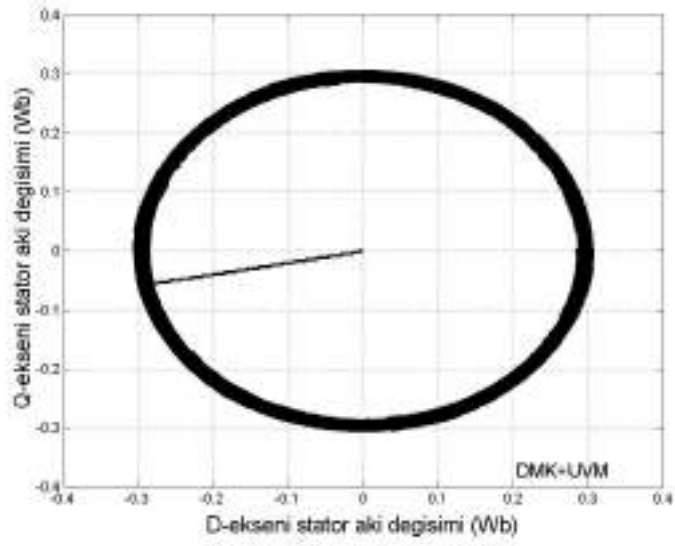
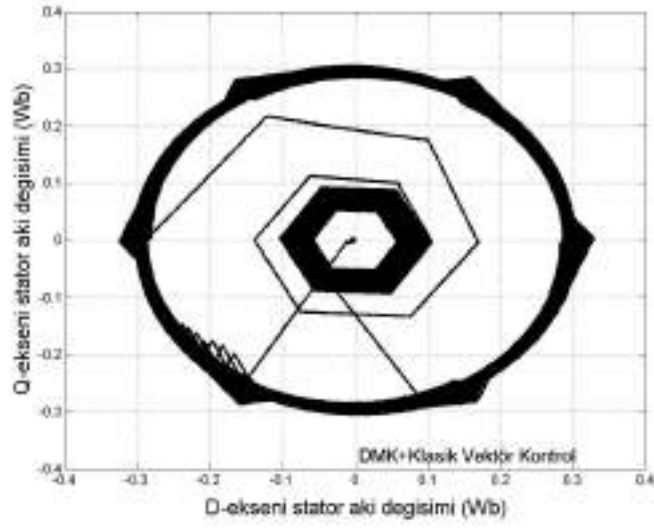
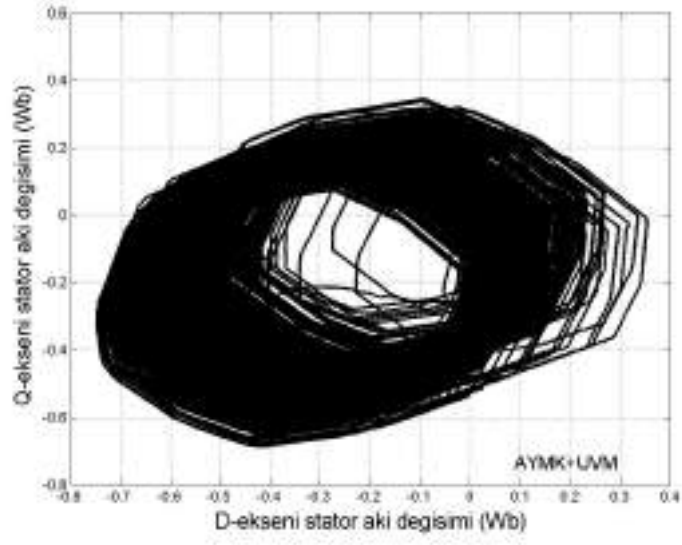
5.6.2.2 Lineer Olmayan Kontrolde Aktif Filtre Sistemi

Güç sistemlerinin kontrolü olmasına yönelik, yeni bir algoritma olarak ileri sürülebilecek olan lineer olmayan kontrolörlü aktif filtre sistemini de içeren hibrid filtre yapısına ait benzetim çalışmalarına ilişkin sonuçları verelim. Sonuçların verilmesi ile hem hız kontrol sistemlerine sağlanan pozitif yönlü etkileri hem de referans denetleyicelere nazaran yeni yapıların pozisyonları gösterilmektedir.

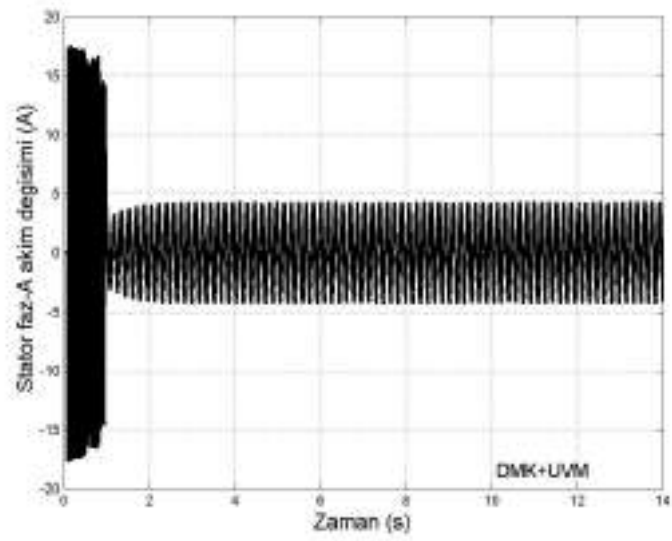
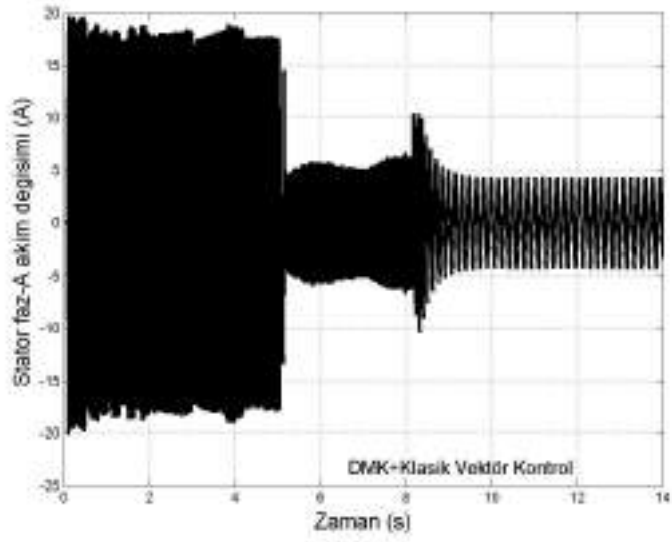
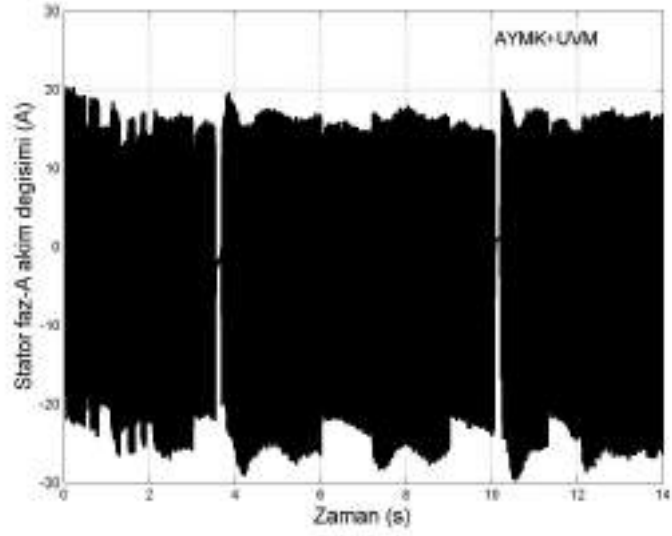
5.6.2.2.1 Klasik Kontrolde Hız Değişimi

AGF dahilindeki denetim işleminin lineer olmayan denetleyici ve hız denetiminin de klasik PI denetim sistemince yapıldığını belirtelim. Ayrıca mekaniksel hız hata değerinin kullanımı ile moment denetiminin ihtiyacı olan referans değer sağlanacağı PI yapı gereği belirtilmelidir. Harmonik kaynağı elektriksel yük sistemi ise değişik zaman dilimlerinde enerji sistemine dahil edilmiştir. Verilen bu ön bilgiler bağlamında Şekil 5.67 ve Şekil 5.69 grafiksel yapıları hem stator akı referans değerine olan bağlanmanın hem de referans açısal hız değerine üst düzey bağlanmaların UVM adaptasyonlu moment denetleyici yapı tarafından sağlandıklarının ispatıdır. Açısal hız değerine ait oturma zaman değerinin yakalaşık olarak 2s olarak kabulü yerinde bir karar olacaktır. Çalışmanın ikinci saniyesi ve daiminde sağlanmış olan ~4.4A'lık tepe değerine sahip sinüzoidal akım değişimi ise ortaya konulan yapının bir diğer öne çıkan özelliğidir (Şekil 5.68). Şekil 5.70 uyarınca, elektromagnetik moment değişimlerine ilişkin grafiksel yapı ise kısa süreli kalkışın devamı olarak $2.1 \pm 0.3 \text{ Nm}$ 'lik dar bantlı ve harici dalgalanma içermeyen değişimin *DMK+UVM* kontrolü ile yapılışının görselliğidir.

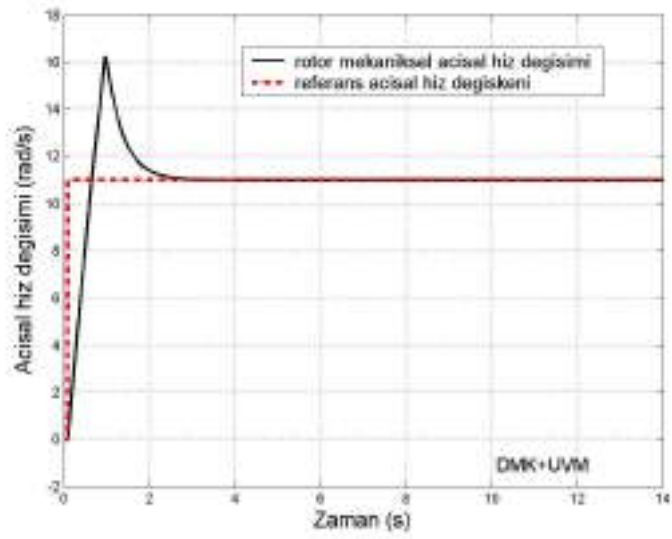
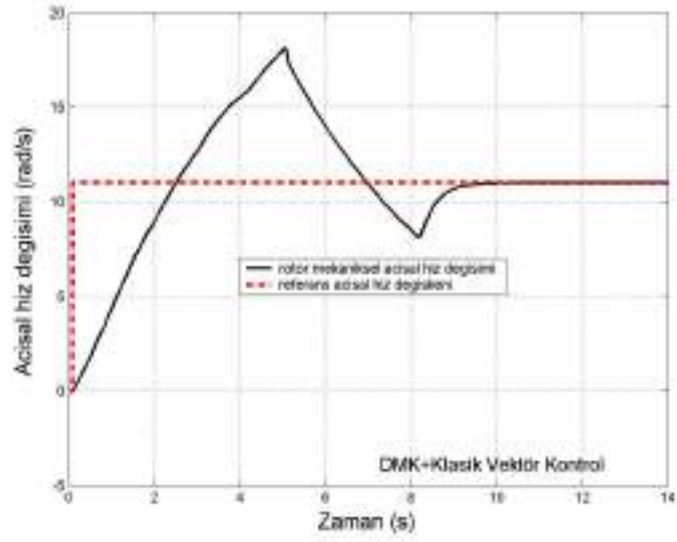
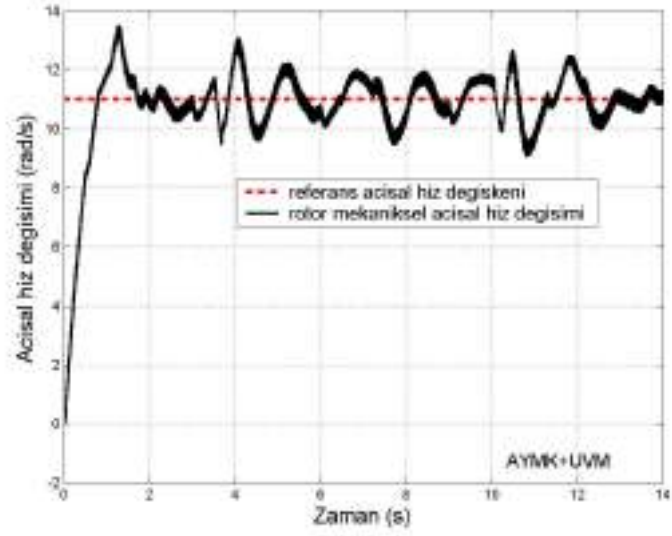
Ortak bağlantı noktasına ait *THD* değerleri; *AYMK+UVM* → %50.53, *DMK+Vektör Kontrol* → %35.55 ve *DMK+UVM* → %9.72 olarak verilirse; yeni kontrol yapısının kaydettiği belirgin elektriksel ve mekaniksel başarımlar *THD* değerinde de gösterilmiş olur.



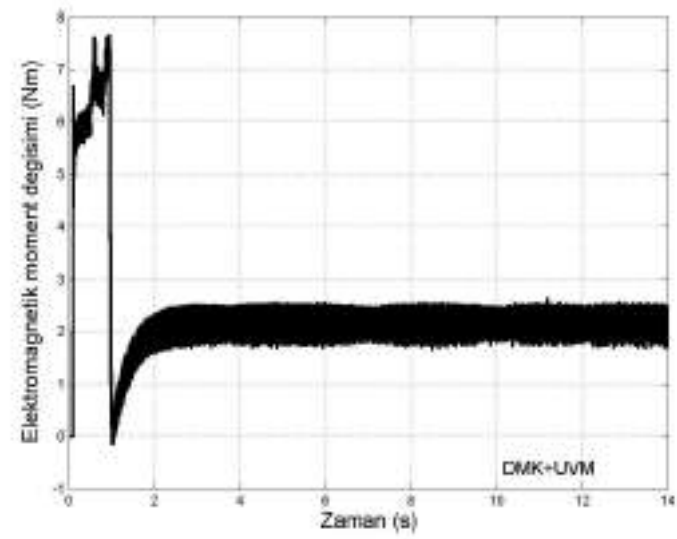
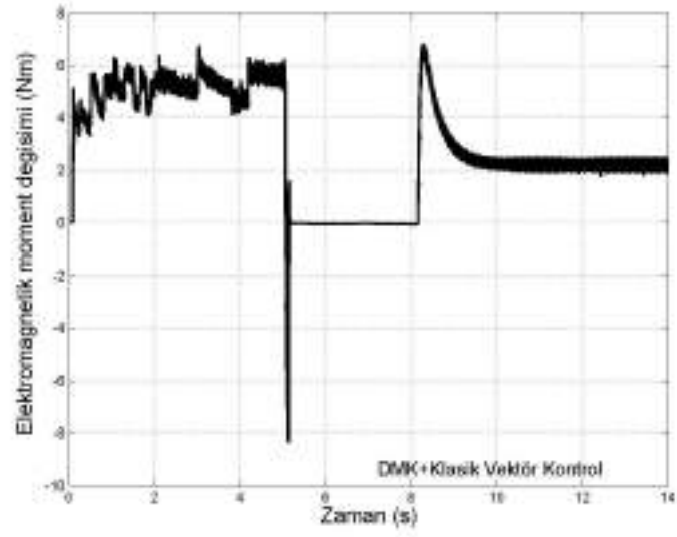
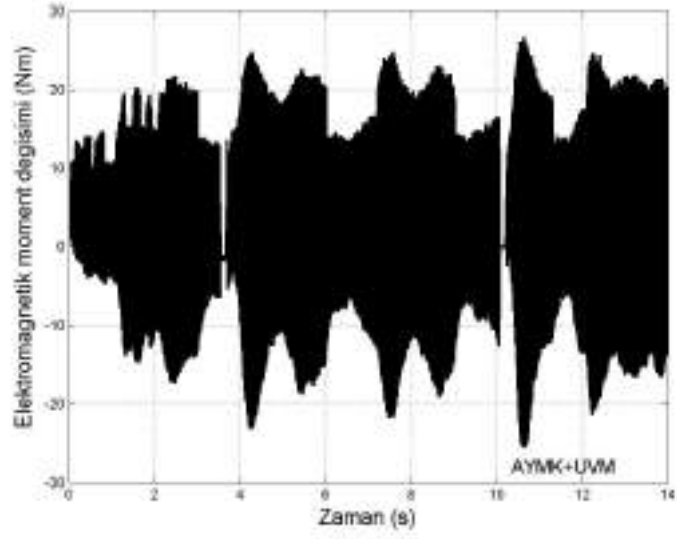
Şekil 5. 67 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı aki pozisyonları



Şekil 5. 68 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları



Şekil 5. 69 Referans açısal hız değişkeni ve rotora ait mekaniksel açısal hız değişimleri

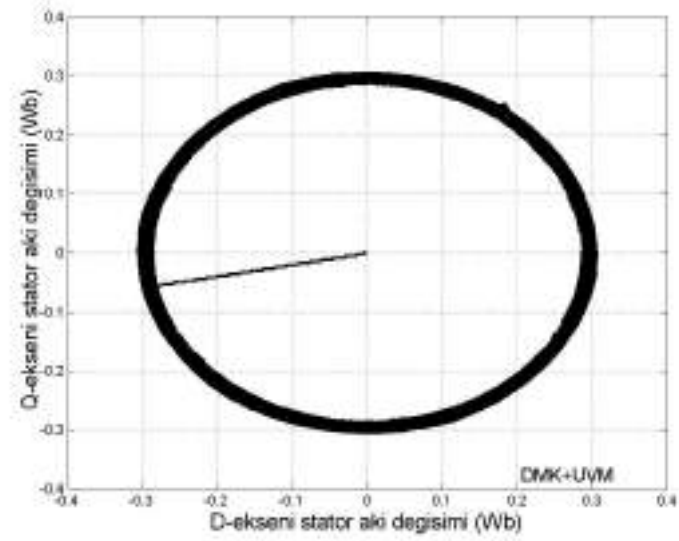
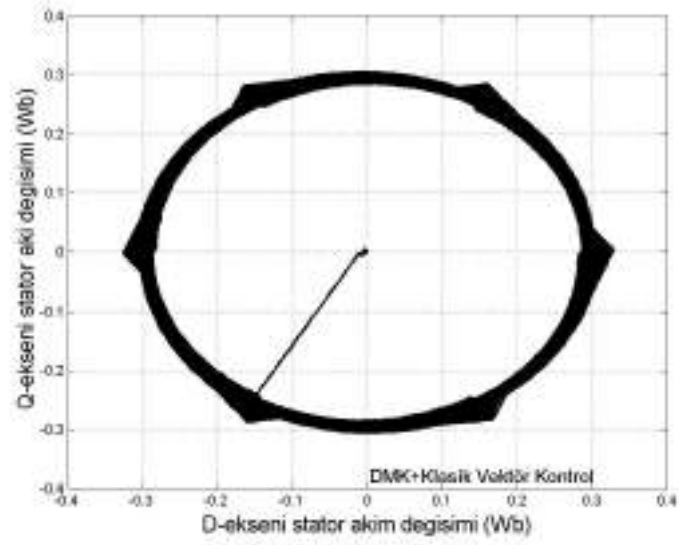
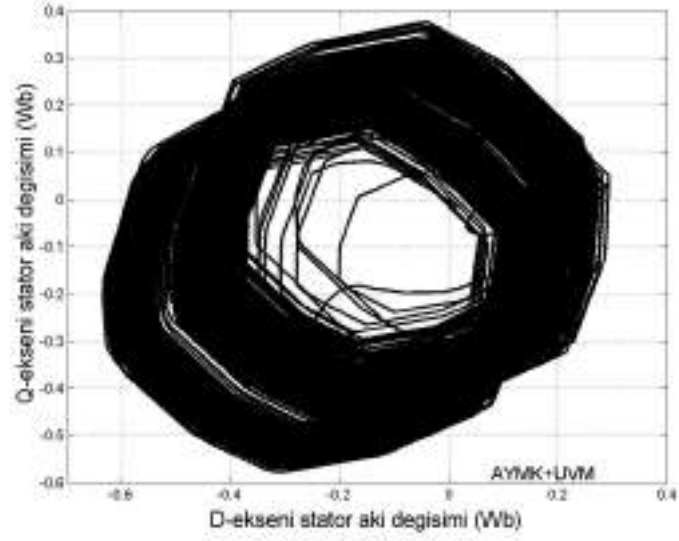


Şekil 5. 70 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler

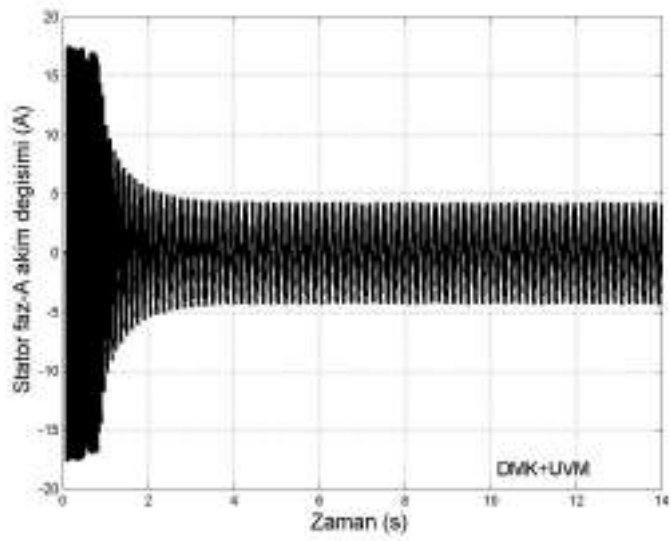
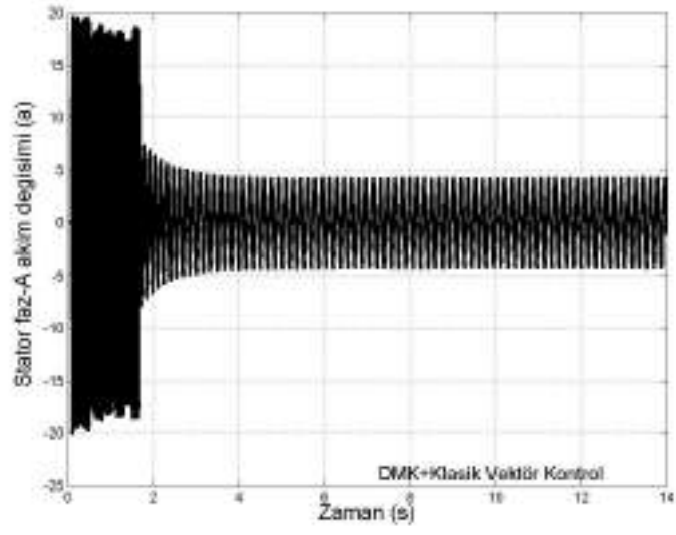
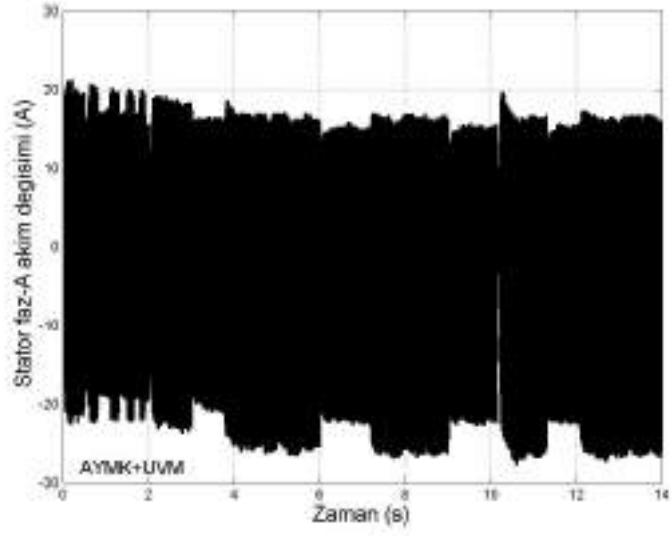
5.6.2.2 Lineer Olmayan Kontrolde Hız Değişimi

Çalışmanın bu bölümünde hem denetsel yapı içeren filtre bölümünün (AGF) kontrolü hem de hız kontrolü lineer olmayan denetleyici tarafından yapılmaktadır. Ayrıca, mekanik hız hata değeri ve rotor mekanik açısal hız değerlerinin beraber kullanımı ile moment kontrolörünün ihtiyacı olan referans moment değeri sağlanmaktadır. Temel frekans harici elektriksel değerlerin (harmonikler) kaynağı elektriksel yük sistemi ise değişik zaman dilimleri içerisinde enerji sistemine dahil edilmiştir. Verilmiş olan ön bilgileri de göz önüne alarak, sistemlere ait performans değerlendirmesi gerçekleştirilebilir. Şekil 5.71 dahilinde verilen stator akı değişimlerini baz almamız durumunda, 0.3Wb değerindeki referans akı değeri *DMK+UVM* yapısı ile kusursuz korunabilmektedir. Stator akım değerlerinin verildiği Şekil 5.72'ye göre ise hem referans değerlere ulaşım süreci içerisinde hem de sürekli hal süreci içerisinde en düşük seviyeli salınımlar da, ortaya konulan yeni yapı tarafından sunulabilmiştir ki, sürekli hal akım değişimi tepe değeri 4.4A olan ve istenilen sinüzoidal yapıdadır. Açısal hız değerlerini içeren Şekil 5.73 göstermektedir ki, minimal oturma zaman değeri yakalaşık olarak 3.2s ile uzay vektör modülasyonu adapte edilmiş moment denetim algoritması tarafından gerçekleştirilebilmektedir. Son olarak sunulan moment değişimlerinin (Şekil 5.74) vermiş olduğu bilgi ise gerek kararlı yapıya en düşük sürede (~3.8s) geçiş gerekse de $2.1 \pm 0.3 \text{Nm}$ 'lik dar bantlı ve harici dalgalanma içermeyen moment değişiminin *DMK+UVM* sistemince sağlanmış olduğu gerçeğidir.

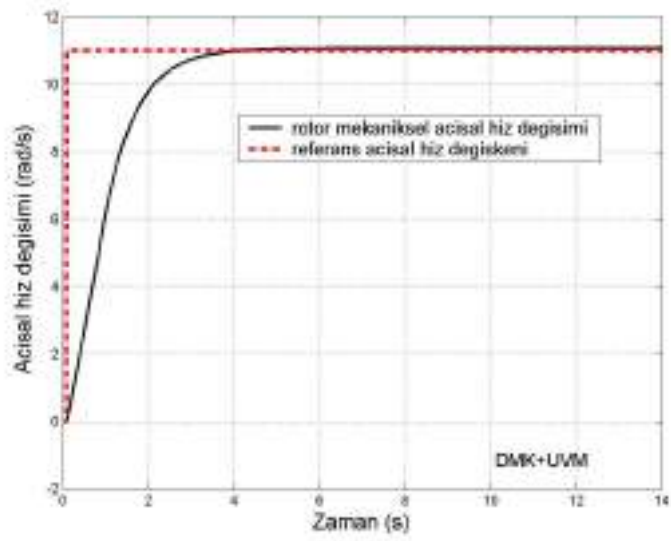
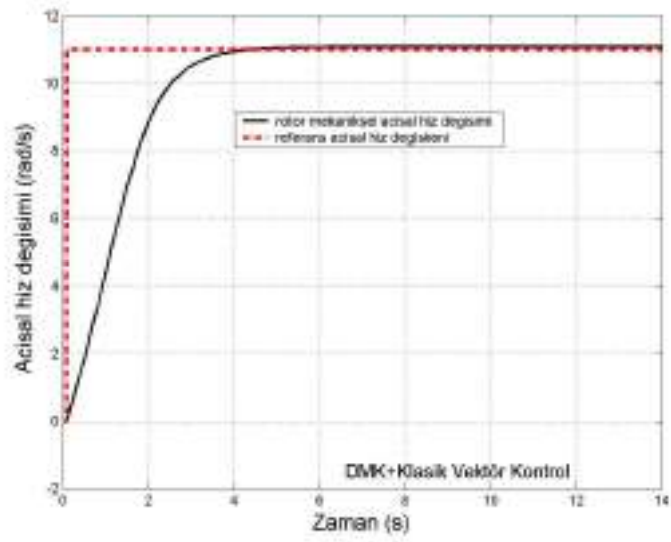
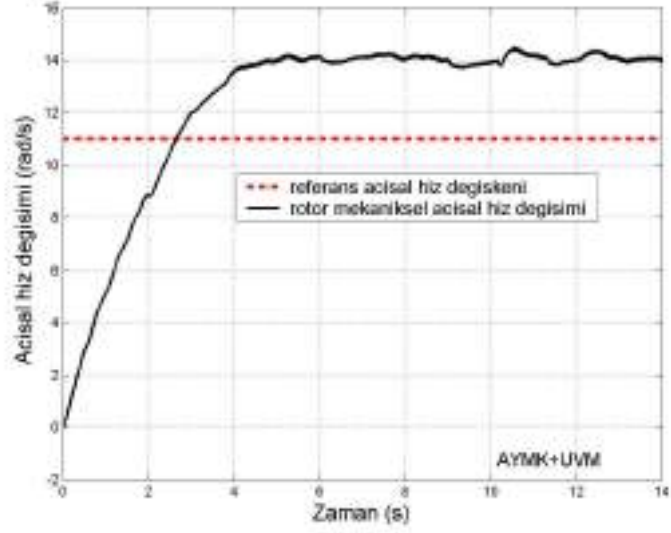
THD değerleri; *AYMK+UVM* → %55.23, *DMK+Vektör Kontrol* → %41.44 ve *DMK+UVM* → %13.59 olarak gerçekleşmiştir. Sonuçlar göstermektedir ki, lineer olmayan kontrolör içeren AGF ve hız kontrol sistemlerinin birleşimi elektrik ve mekanik yönlerden olduğu gibi *THD* bazında da en önde başarıyı sağlamaktadır.



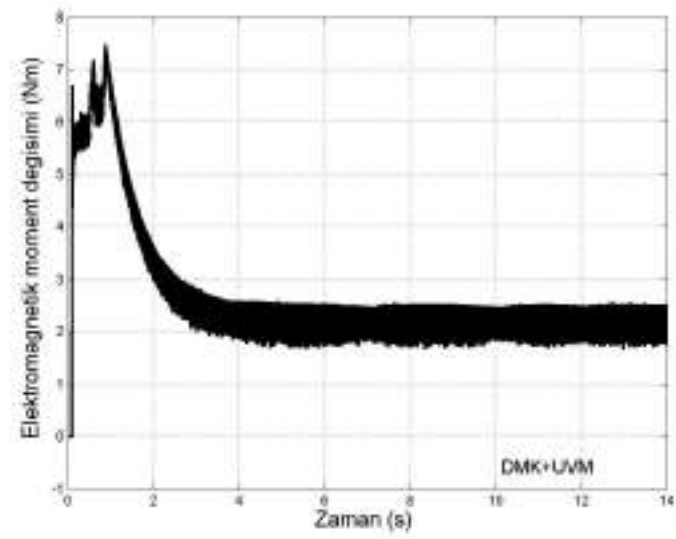
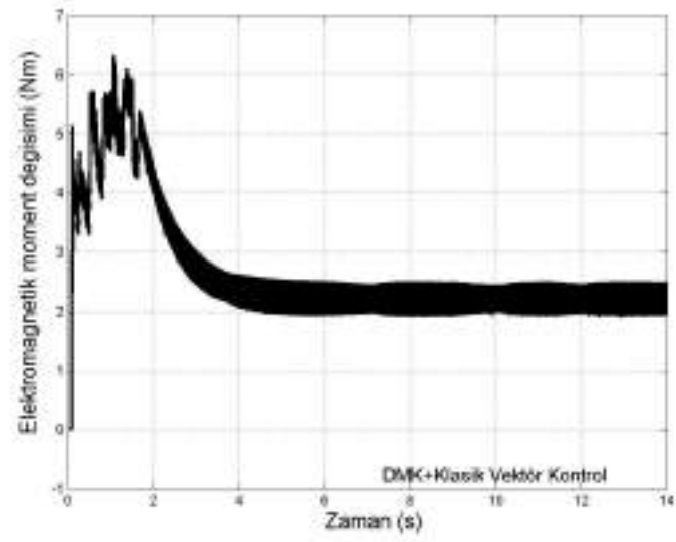
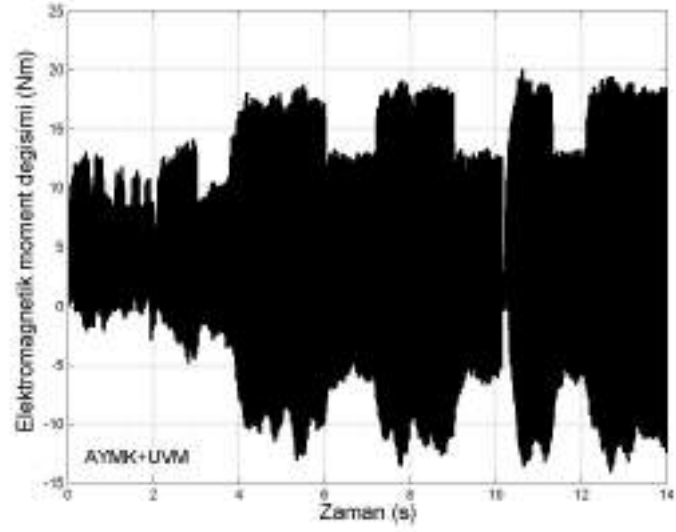
Şekil 5. 71 Farklı denetimlerin sonucu oluşan statora ait farklı akı pozisyonları



Şekil 5. 72 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları



Şekil 5. 73 Referans açisal hız değışkeni ve rotora ait mekaniksel açisal hız değışimleri



Şekil 5. 74 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler

UYGULAMA ÇALIŞMALARI

Teorik olarak açıklamaları sunulan sistemlerin gerçekleştirilebilirliğinin de ortaya konulabilmesi açısından, motor sistemleri için en basit yapı da olsa boşta çalışma yapılarına ilişkin grafiksel sonuçların sunulması yerinde olacaktır. Zira verilen sistemsal yapıların tamamında uygulanabilirlik adına tek engel, motor yapısı üzerine ilgili inverter denetimi ile yine ilgili denetleyinin istemiş olduğu gerilimsel değişimin uygulanmasıdır. Unutulmamalıdır ki, denetleyiciler ile ilgili bütün hesaplamalar benzetim proramı tarafından yapılmaktadır. Dolayısıyla denetimle ilgili tek engel gerekli PCI kart yapıları üzerinden reel dünya ile bağlantının kurulmasıdır. Ancak çalışma ortamında mevcut bulunan PCI kart yapısının analog-dijital dönüştürücüsünün çok girişli-tek dönüştürücülü olması ve de bilgisayar sisteminin gerekli performansı sağlayacak donanımsal yapıda olmaması nedeni ile geribeslemeli yapılar gerçekleştirilememiştir. Şimdi ilk olarak genel sistem yapısına ait açıklamaları, akabinde elektroniksel devre elemanlarını belirtelim ve son olarak ise boşta çalışma yapılarına ait grafiksel formları sunalım.

6.1 Sistem Yapısı

Açıklamaları kolaylaştırmak adına uygulama ortamının görsel yapısı şekilde sunulduğu gibidir ve bunun anlamı ise sistem hem elektriksel hem de mekaniksel elemanların birleşimi ile elde edilmiştir.

Şimdi adım adım sistemin çalışmasını (geribesleme ve denetim içermeyen yapı) sunalım;

- durağan haldeki sistemi harekete geçirmek için yapılan ilk işlem verilen 3-fazlı sinüzoidal referanslar bazında ilgili inverter denetimi yapısınca (DGM, vektör kontrol veya UVM) yarıiletken elemanlara ait sürme sinyalleri hesaplanacaktır,
- hazır forma getirilen kapı sinyalleri PCI kart (ek-E) üzerinden optokuplörlere verilecektir (75),
- gerekli inverter sürme yapısının oluşturulması açısından ayrı ayrı beslenen opto elemanlar tarafından doğrultucu diyot köprü ve güç kondansatörlerince beslenen güç elektroniği elemanları (ek-D) harekete geçirecektir,
- inverter tarafından beslenen asenkron harekete geçirildiğinde ise elektriksel yapı ile mekaniksel yapı arasındaki dönüşüm sağlanmış olacaktır
- ve rotor mili harekete geçirilmiş olacaktır,
- çalışma ile ilgili verilerin elde edilmesi için ise yine rotor miline bağlı enkoder (ek-F) ve PCI kart üzerinden hız bilgisi alınabilmiş olacaktır (76), (77),
- elektriksel veriler açısından ise stator besleme kablolarına seri bağlı akım sensörleri ve paralel bağlı gerilim algılayıcıları ile PCI karta ait analog dijital dönüştürücü (ADD) sistemi birlikte kullanılacaklardır.

Açıklamaların da göstermiş olduğu gibi gerek sistem elemanlarına ait parametresel değerlerin ve gerekse de elde edilen geribesleme değerlerinin birlikte kullanımı ile sisteme ait diğer verilerin de elde edilerek grafiksel veya sayısal forma aktarımı mümkün olabilecektir.



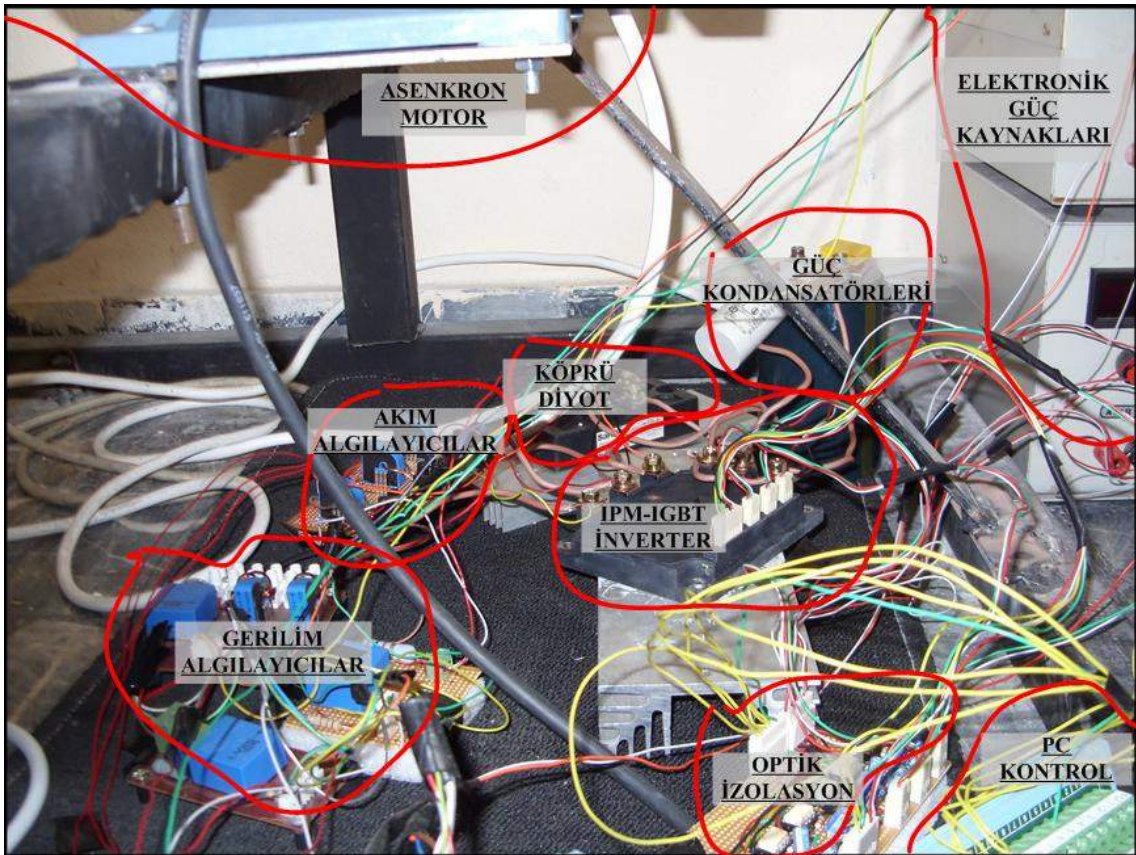
Şekil 6. 1 Uygulama sistemine ait genel görünüm

6.2 Yüksüz Çalışma Ortamı

Gerçeklenen çalışmanın realitesini ortaya koyabilmek adına bilgisayar harici sistem yapısının çalışabildiğinin gösterilmesi gerekmektedir. Buna

binanın yapılabilecek temel işlem, boşta çalışma işleminin gerçekleştirilmesi olacaktır. Şekil 6.2 bize bu boşta çalışma sistemini oluşturan genel sistem elemanlarını sunmaktadır. Örneğin kontrol için gerekli işaretler bilgisayar tarafından verilmektedir. Bu kontrol işaretleri, OPTİK İZOLASYON bölümünden geçirilerek istenmeyen elektriksel etkileşimlerin yolu kapatılmıştır (izolasyon). Optik yapı üzerinden etkin duruma getirilecek olan inverter sistemi (IPM-IGBT INVERTER) ise GÜÇ KONDANSATÖRLERİ ve KÖPRÜ DİYOT bileşimi ile beslenmektedir. Bu noktadan itibaren ASENKRON MOTOR çalıştırılıp, istenilen işaretler ise AKIM ALGILAYICILARI, GERİLİM ALGILAYICILARI ve enkoder tarafından sağlanabilecektir.

Belirtilmesi gereken temel noktalardan birincisi, çalışmalar için referans olarak 220V/50Hz faz-toprak gerilimlerine ve 120°'lik faz farklarına sahip 3-fazlı işaretler kullanılmıştır. Yine her üç inverter denetim sisteminin de (DGM, vektör kontrol, UVM) ayrık yapıyla çalıştırılması zorunluluğu da unutulmamalıdır. Yani örnekleme zaman değeri bir zorunluluk olacaktır.



Şekil 6. 2 Uygulama sistemini oluşturan elemanlar yapısı

Sonuç olarak; DGM sistemi için $20\mu\text{s}$, vektör kontrol ve UVM sistemleri için ise $50\mu\text{s}$ örnekleme zaman değerleri kullanılmışlardır.

Ayrıca DGM sistemi için taşıyıcı frekans değeri olarak 20kHz değerinin kullanıldığı da belirtilmelidir. Vektör kontrol işlemi için ise anahtarlama işlemleri $50\mu\text{s}$ 'lik adımlarla gerçekleştirilmiştir.

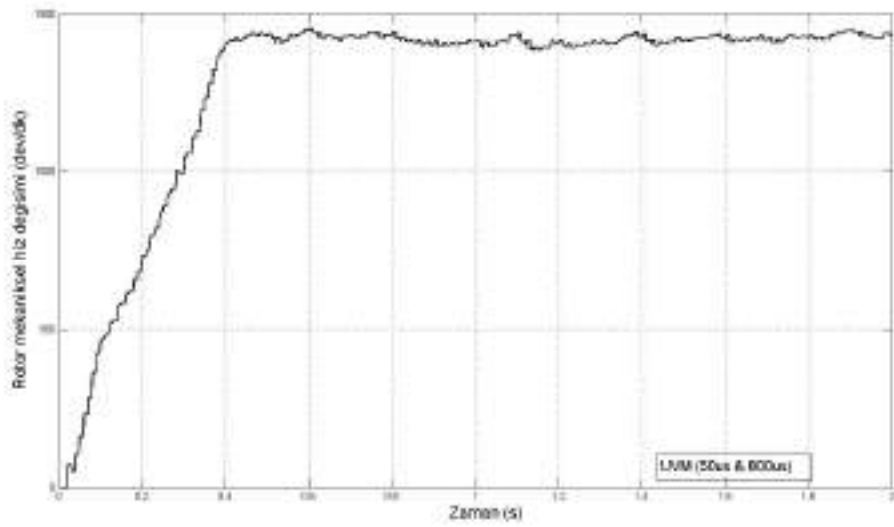
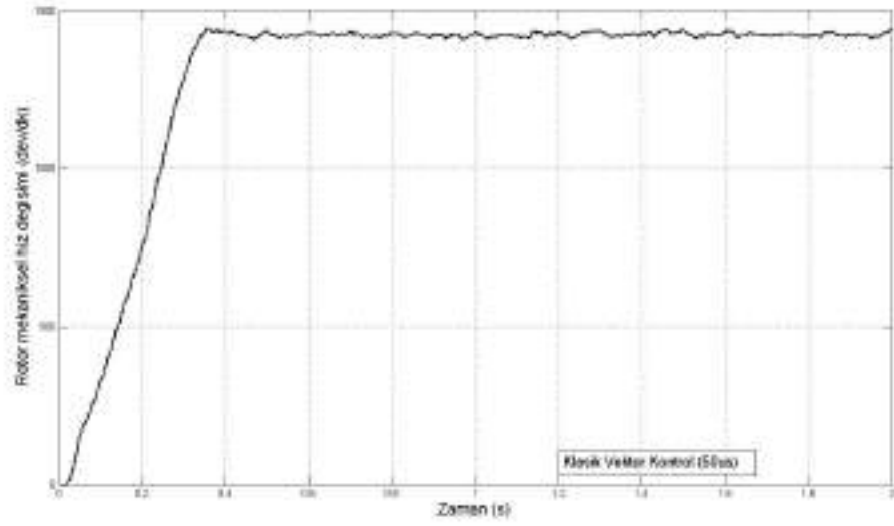
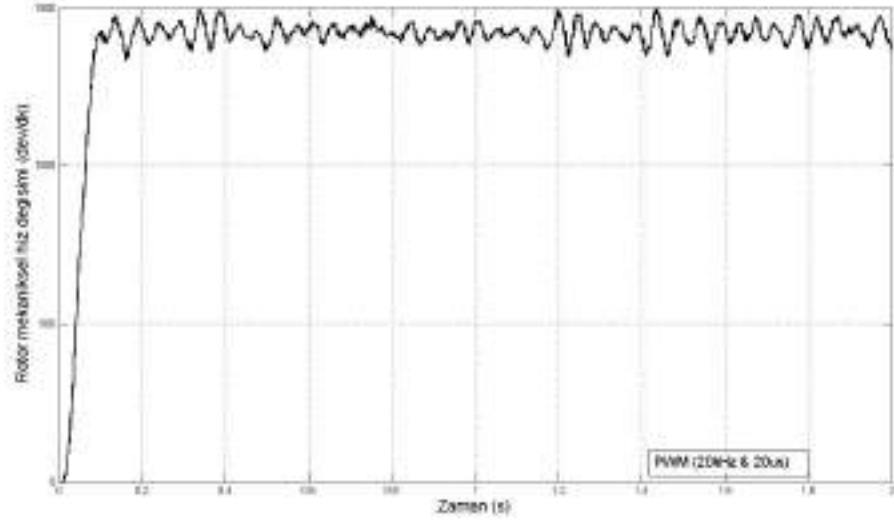
Son olarak, UVM sistemi için bilgisayar sisteminin performans değerlerinin daha hızlı bir döngüye olanak vermemesi nedeni ile $800\mu\text{s}$ 'lik zamanlama ve en düşük olarak $50\mu\text{s}$ değerinde anahtarlama işlemleri gerçekleştirilebilmiştir.

Elektriksel kaynak olarak, $100\text{V}/50\text{Hz}$ 'lik değerler kullanıma alınmıştır.

Şimdi sırası ile mekaniksel hız, elektromagnetik moment, stator gerilimi, stator akımı ve stator akı değişimlerini ayrı ayrı inceleyelim.

6.2.1 Mekaniksel Hız Değişimi

Her üç inverter denetim yapısına ait hız değişimlerini birlikte sunalım ve görsel olarak kıyaslama olanağını elde edelim. İlk olarak söylebilecek olan DGM- 0.1s , vektör kontrol- 0.37s ve UVM- 0.4s oturma zaman değerleridir. Bu değerler DGM'yi bir adım öne çıkarsa da sürekli hal dalgalanma değerleri ($\sim\pm 80\text{dev/dk}$) açısından en başarısız yapı DGM için geçerlidir ki en düşük ($20\mu\text{s}$) örnekleme süresi ve de 20kHz 'lik taşıyıcı frekans değerleri de unutulmamalıdır. Grafikselleştirilmiş değişimler açısından en başarılı denetim vektör kontrol tarafından gerçekleştirilmiş gibi görünmesine karşılık, UVM için $800\mu\text{s}$ 'lik ($800/50=16$) toplam döngü süresinin bilgisayar performansı nedeni ile uzunluğu kesinlikle göz ardı edilmemelidir. Yani bahsi geçen toplam döngü süresinin daralımı benzetim çalışmalarından da görülebileceği (örneğin Şekil 5.73) gibi UVM denetimini rahatlıkla öne geçirebilecektir.



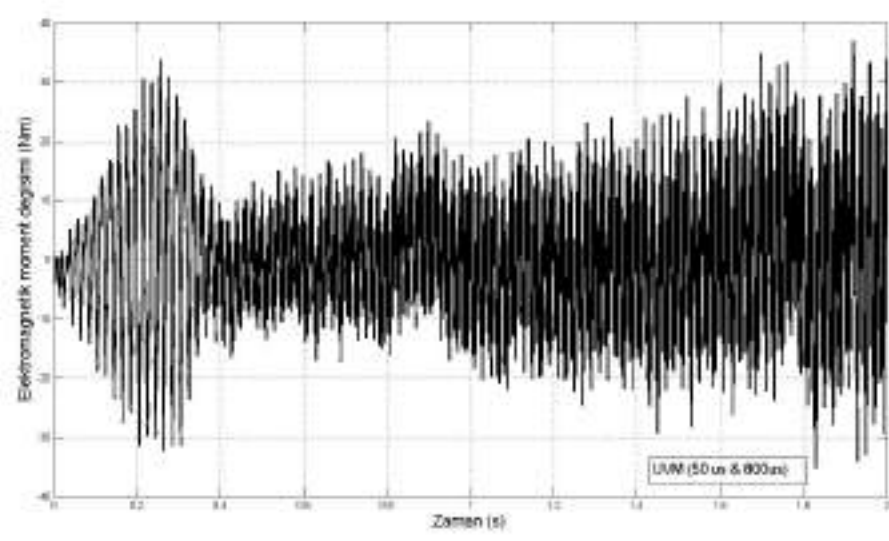
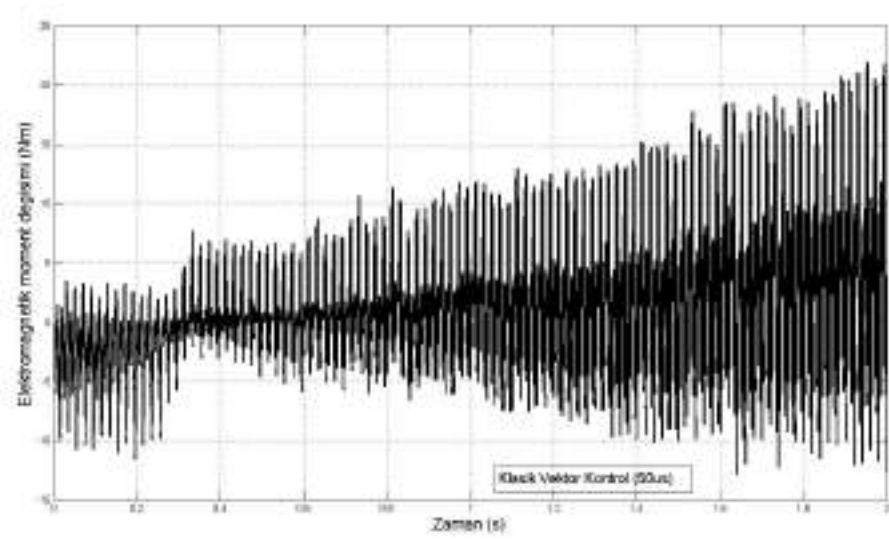
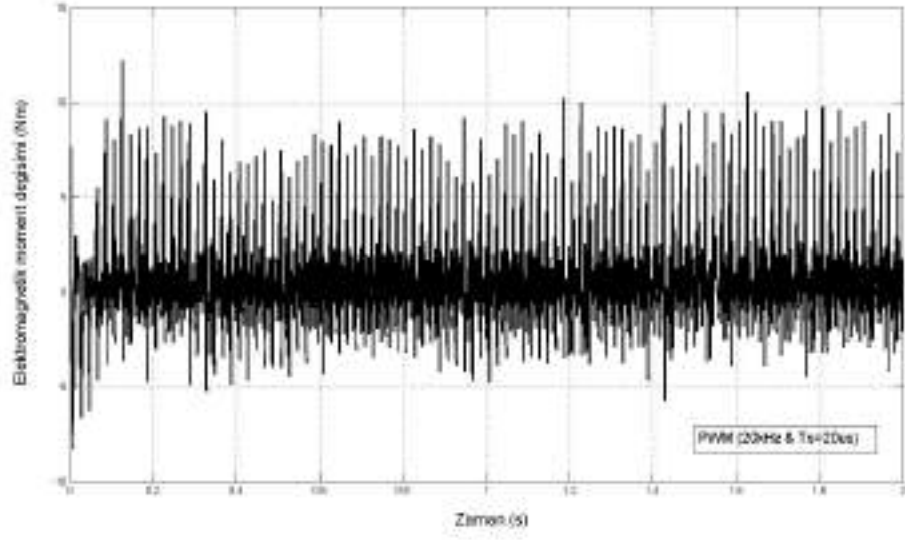
Şekil 6. 3 Rotora ait mekaniksel hız değışimleri

6.2.2 Elektromagnetik Moment Değişimi

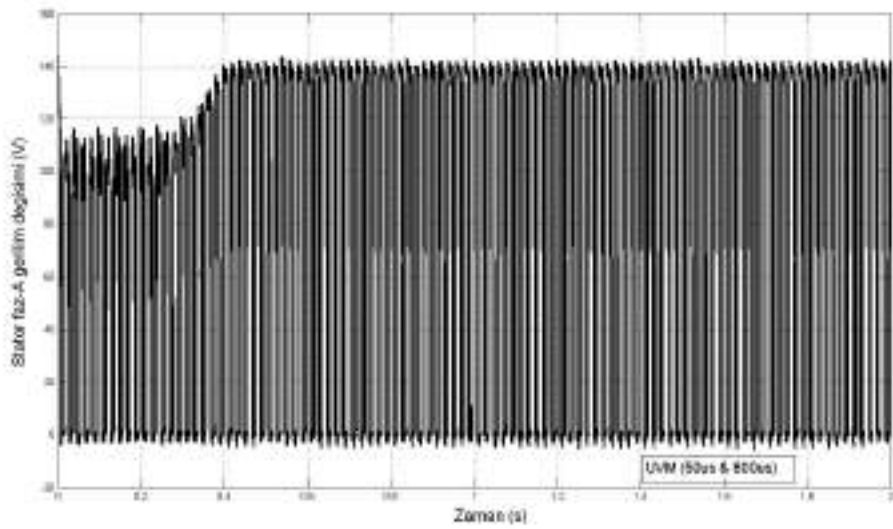
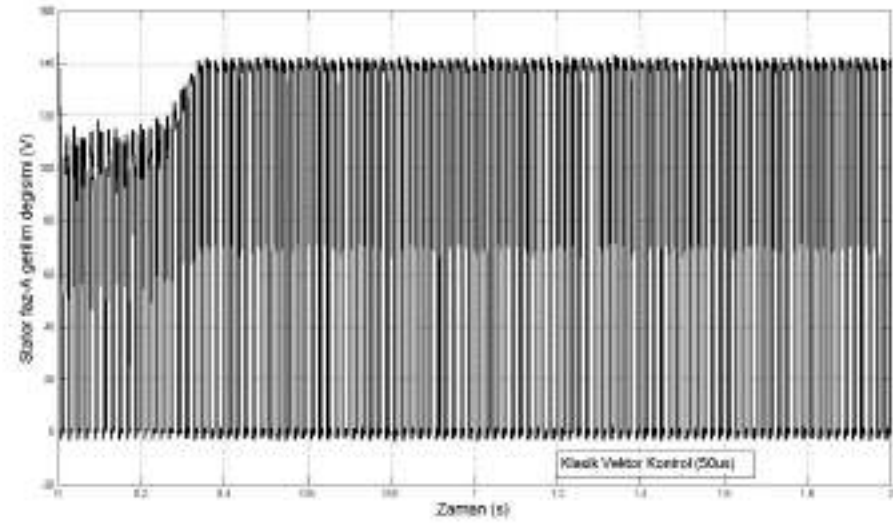
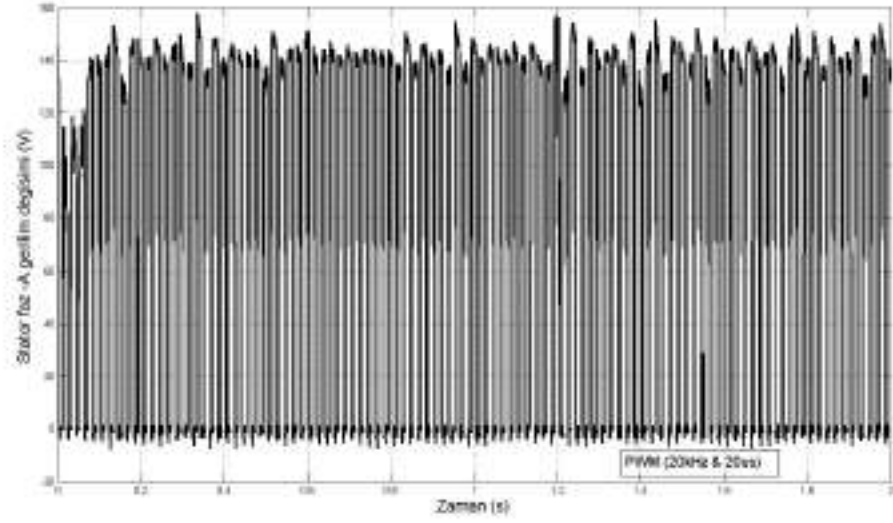
Motora ait elektromagnetik moment değişimleri her bir inverter denetim yapısı için Şekil 6.4’de görsel olarak verilmiştir. Açıkca görüldüğü gibi en düşük dalgalanma band değerleri (-8...+12Nm) DGM kontrol sistemi tarafından ortaya konulmuştur. Her iki vektörel kontrol yapısının göz önüne alınması, geniş band değerlerinde (vektör kontrol: -12...+22Nm ve UVM: -35...+36Nm) salınımsal değişimler anlamını taşıyacaktır. Bu durumda bilinmesi gereken nokta, motordan alınan mekaniksel güç değerinin açısal hız ve moment değerlerinin çarpımsal sonucu olduğu gerçeğidir (45). Başka bir deyişle, rotor milinde oluşacak olan hız salınımlarının engellenmesi için moment değerinde salınımların oluşumu ile değişken güç kaynağının vereceği hız bozulmaları engellenmiş olacaktır. Görsel olarak ise Şekil 6.3 ve Şekil 6.4 birlikte değerlendirildiğinde bu durum izah edilmiş olacaktır. İlk bakışta başarılı bir yapı sergileme izlenimi veren DGM denetiminin aslında başarımının real olmadığı bu durum itibari ile belirlenmiş olacaktır. Öte yandan vektörel denetim sistemlerinin değişken moment yapısının ise hız salınımını engelleme başarımı da verilmiş olacaktır.

6.2.3 Stator Gerilim Yapıları

İnverter tarafından stator sargılarına uygulanan gerilimsel değişimler Şekil 6.5 dahilinde sunulmuştur. Bir DGM denetimi için yüksek sayılabilecek değerlere karşılık, 0.1s süren kalkış işlemi sonrasında dahi gerilimsel değişimde (110...155V) düzgün bir yapı elde edilememiştir. Ancak her iki vektörel denetim sistemi için de kalkış sürelerini müteakiben $140 \pm 8V$ ’luk kayda değer düzgün yapıda stator gerilim değişimleri sağlanabilmektedir. Son nokta olarak ise UVM sistemi için zamansal değerlerde sağlanacak olan daralmalar daha da başarılı sonuçlar anlamını taşıyacaktır ki, benzetim çalışmalarına ait hız ve moment sonuçları Şekil 5.49 ve Şekil 5.50’de görülebileceği gibi ispatsal nitelikte kullanılabilir.



Şekil 6. 4 Motora ait elektromagnetik moment yapılarına ilişkin değişimler



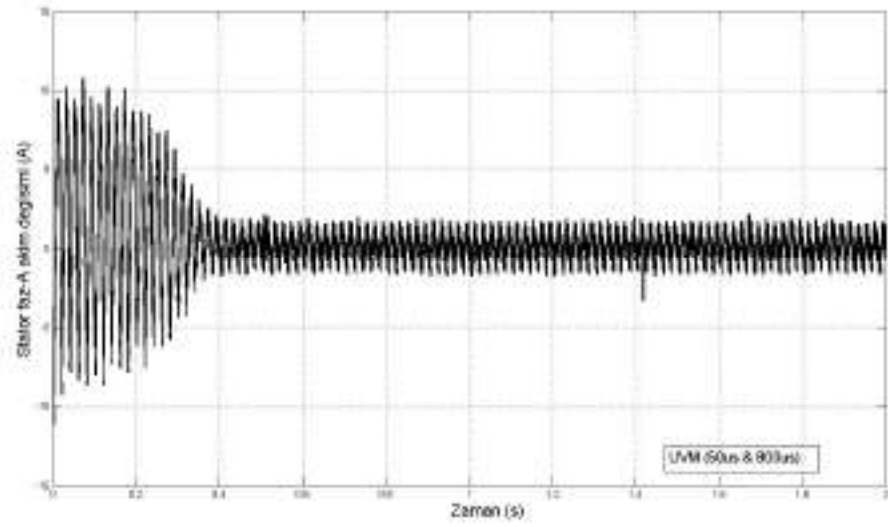
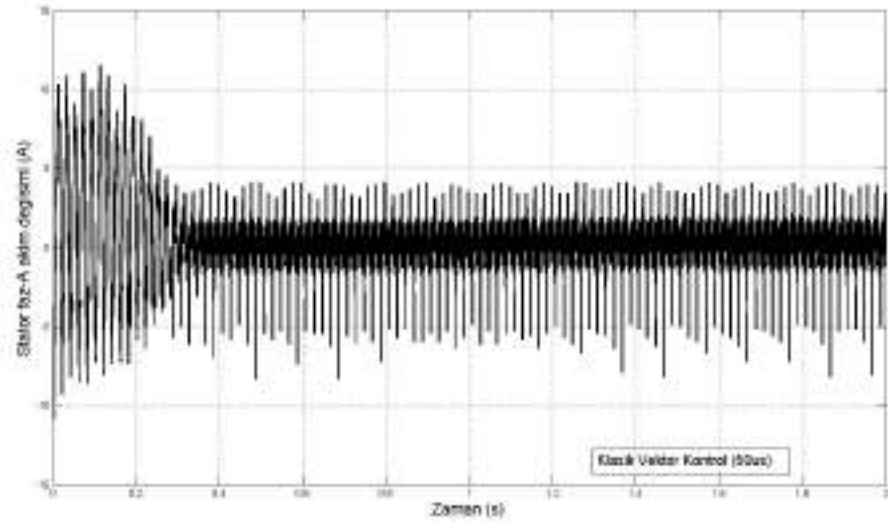
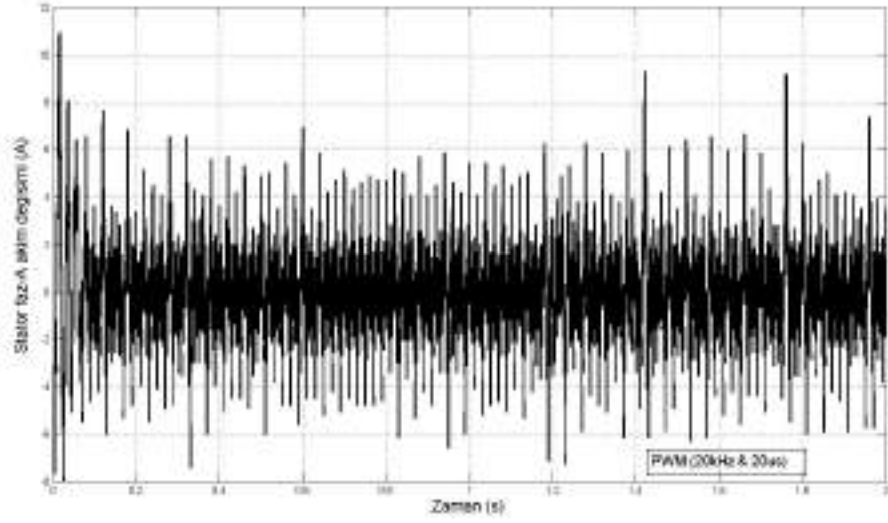
Şekil 6. 5 Stator faz-A gerilimsel yapılarına ait zamansal değişimlerin grafiksel formları

6.2.4 Stator Akım Yapıları

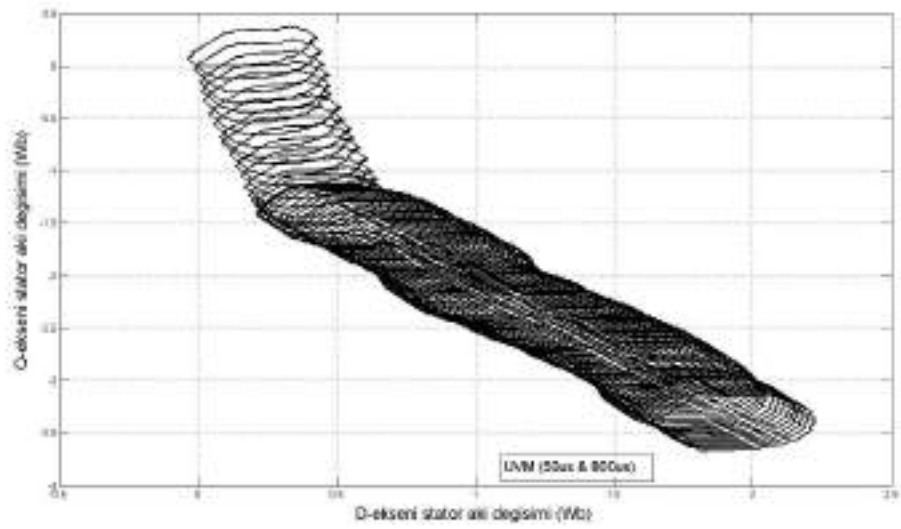
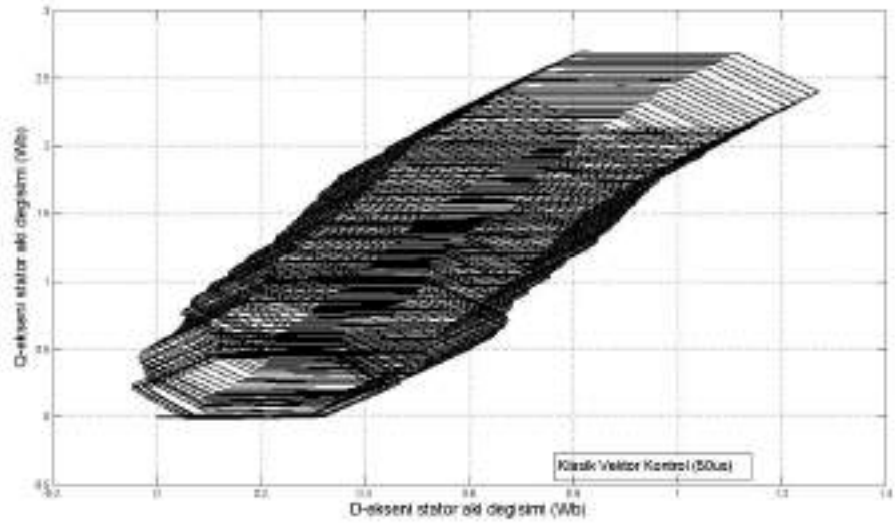
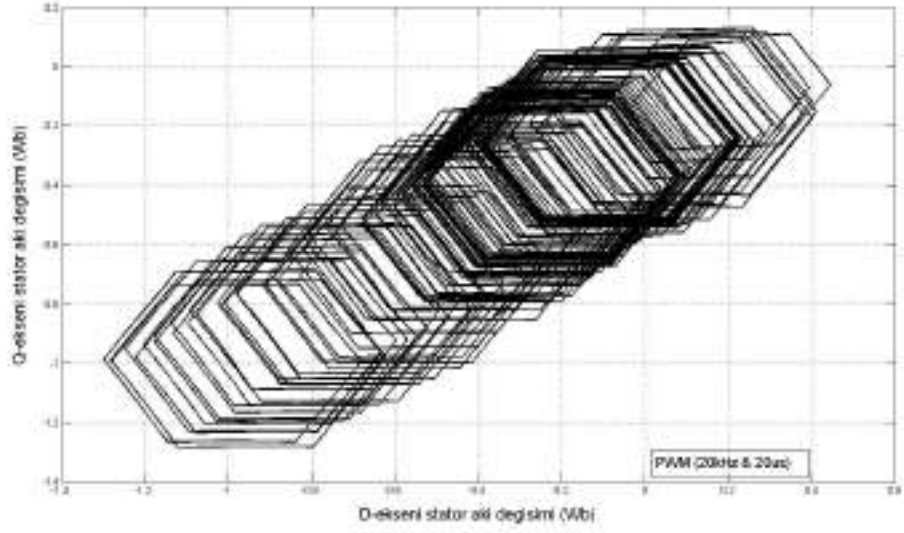
Asenkron motorda yapısı gereği istenilen, sinüzoidal formda bir akım değişimidir. Aşağıda sunulmuş olduğu gibi stator faz-A'ya ait akım işaretlerinin değişimlerini baz almamız durumunda, UVM denetiminin tartışılmaz bir üstünlüğe sahip olduğu sürekli hal değişim değerleri üzerinden görülebilecektir. Yaklaşık olarak 2A tepe değerine sahip düzgün yapıda sinüzoidal bir faz akımı sağlanabilmiştir. Vektörel denetimce her ne kadar temel olarak sinüzoidal bir akım yapısı sağlanmış olsa da sinyalin gerek pozitif ve gerekse de negatif yönlerindeki tepe noktalarında 6A değerine kadar çıkan darbesel değişimler ortada bir gerçekliktir. Donanımsal yapının sağlamış olduğu uç değerlere karşılık, DGM denetiminin motor üzerinde oluşturmuş olduğu akım işaretine ait başarımı olmayan sonuç hem sinüzoidal olmayan yapısı hem de darbesel değişimleri ile şekilde verilmiştir.

6.2.5 Stator Akı Değişimsel Yapıları

Stator akı değişimlerinde temel beklenti; verilmiş olan referans akı değerini yarıçap olarak alan ve d-q eksenel yapısı içerisinde dairesel değişim gösteren bir formdur. Bu temel beklenti dahilinde Şekil 6.7'de verilmiş olan akı değişimlerini ele almamız halinde, UVM denetiminin istenilen dairesel değişimi sağlamasına karşılık olarak DGM ve vektör kontrol sistemleri altıgen yapılı formdan kurtulamamışlardır. Burada gözlere yansıyan en temel sorun, akı değişimlerinin eksenel yapı içerisinde sol-sağ ve-veya aşağı-yukarı yönlerde kaymalar göstermeleridir. Bu duruma sebep ise PCI kart yapısının ADD sisteminin çok girişli ancak tek dönüştürücü içermesi ve de akım algılayıcılarının tek bir referans üzerine oturmamış olması verilebilecektir. Eş zamanlı olarak gerçekleştirilemeyen dönüşümler ve akım sinyallerinin sıfır eksenine oturmaması yapıları her ne kadar bu kaymaların sebebi olsa da UVM sisteminin başarımı gayet net olarak görülmekten alıkonamamıştır.



Şekil 6. 6 Stator faz-A tarafından çekilen akımlara ait zamansal değişimlerin grafiksel formları



Şekil 6. 7 Farklı inverter denetim sistemlerinin ortaya koymuş oldukları statora ait akı pozisyonları

SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Yapılan çalışma içerisinde elektrikli araçlarda kullanılması planlanan bir asenkron motor kontrol sistemi için *DMK+UVM* ve lineer olmayan hız denetleyiciden oluşan yapılar ile hız ve moment kontrolü hayata geçirilmiştir. Ayrıca harmoniklerin ve motordaki moment dalgalanmasının azaltılması için tasarlanan hibrid filtre ve Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontroller olmak üzere yeni yapıların tasarımları, benzetimleri ve uygulamaları gerçekleştirilmiştir.

İlk olarak, asenkron motora elektrik enerjisinin aktarımını sağlayacak olan inverter yapısının denetimini gerçekleştirme amaçlı klasik DGM ve vektör kontrol teknikleri yerine moment kontrolünü gerçekleyen sistemin istemiş olduğu gerilim vektörünü zaman bazlı dağılım ve sıfır vektörlerini de kullanarak hem genlik hem de açısal olarak sağlayacak UVM yapısı ortaya konulmuştur. Bu işlem için yapılan benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılan yazılım Ek-A içerisinde verilmiştir. Geliştirilen deneysel yapılar ile benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçların aynı olduğu görülmüştür.

Çalışmanın bir diğer önemli üstünlüğü, hız kontrol sistemi içerisinde klasik kontrol yapılarından biri yerine lineer olmayan kontrol yapısının kullanılmasıdır. Hız kontrolünün sistem içindeki görevi, referans hız değerini de işleme alarak gerekli moment referans dönüşümünü sağlamaktır.

Klasik denetleyici sistemleri bu işlem için yalnızca hız hata değerini kullanırken, lineer olmayan kontrol sistemleri harici (dış) parametrelerin de işlem içerisine alınmasını sağlamaktadırlar. Burada yalnızca rotor mekaniksel hız değeri, hata değerinin yanında işleme alınırken, gelecek çalışmalarda çok daha farklı parametreler denetime dahil edilerek başarımlar daha da ileri seviyelere götürülebilecektir. Nitekim, benzetim çalışmalarına ilişkin olarak elde edilen sonuçlar, bu durumu ispat eder niteliktedir. Elde edilen başarımlara ilişkin verilere sayısal boyut dahilinde Çizelge 7. 1'den ulaşmak mümkün olacaktır.

Son olarak, belirtilmesi gereken bir diğer durum ise, özellikle şebeke çalışmaları içerisinde harmoniksel değişimlerin tartışılmaz bir gerçeklik olduğudur. Bunun anlamı ise yerine göre AGF veya pasif filtre sistemlerinin ayrı olarak veya hibrid yapı dahilinde kullanımlarına ihtiyaç olduğudur. Bu çalışmada, hibrid filtre yapısı kullanılmış olup, AGF yapısının kontrolünde yine klasik denetleyici yerine lineer olmayan denetleyici tasarlanmıştır. Lyupanov fonksiyonunun sağlamış olduğu farklı değişkenlerin de işleme dahil edilmesi avantajını kullanmak için hata değerinin yanı sıra besleme geriliminin sinüzoidal şekilden sapmasına ait dinamik cevap ifadesi de matematiksel yapıya ilave edilmiştir. Hem katsayı değerlerindeki değişimler hem de farklı parametrelerin işlemlerin içine dahil olması ile sonuçlardaki başarımların düzeyi yüksek seviyede elde edilmiştir. Bu durum, yapılan çalışmada tasarlanan yapıya ait sonuçların, referans metodlarla elde edilenler ile karşılaştırılmasından kolaylıkla ispat edilmektedir.

Çalışmalarda elde edilen uygulama sonuçlarının gösterimi ile belirtilmesi gereken en önemli nokta ise bu tür bir çalışma kapsamında kullanılacak olan PCI kart yapısının özelliklerinin amaca uygun olarak seçiminin tartışılmaz gerekliliğidir. Zira, bu tez kapsamında geribeslemeli hız kontrol sistemlerinin gerçek yapı üzerine uygulamaları gerçekleştirilememiştir. Bu duruma sebep ise kart yapısının donanımsal yapısının eksikliklerinden kaynaklanan uygulama sorunlarıdır. Burada bahsi geçen donanımsal

eksiklikler; analog-dijital dönüştürücü ve dijital-analog dönüştürücü yapılarının çok girişli olmalarına karşılık dönüşüm merkezlerinin her bir yapı için tek bir adet olmasıdır. Verilen bu eksikliklerin sonucu ise alınan

Çizelge 7. 1 Benzetim çalışmaları gerçekleştirilen hız kontrol sistemlerine ilişkin sayısal boyutta veriler

Hız Kontrol Yapısı	Kaynak Gerilimi	Filtre Yapısı	THD	Stator Akı (Ref.= 0.3 Wb)	Rotor Mekanik Hız Oturma Zamanı	Rotor Mekanik Hız Üst Aşım Değeri
Klasik Hız Kontrolörü	DA Besleme (DMK +UVM)	-	-	0.3 ±0.015 Wb	~3s	50d/d
	AA Besleme (DMK +UVM)	-	%42.61	0.3 ±0.015 Wb	4s	5.3rad./s
		Hibrid (Klasik Kontrolde AGF)	%33.08	0.3 ±0.015 Wb	2.2s	4.8rad./s
		Hibrid (Lineer Olmayan Kontrolde AGF)	%9.72	0.3 ±0.015 Wb	2s	5.2rad./s
Lyapunov Tabanlı Hız Kontrolörü	DA Besleme (DMK +UVM)	-	-	0.3 ±0.015 Wb	4s	0d/d
	AA Besleme (DMK +UVM)	-	%26.84	0.3 ±0.015 Wb	3.7s	0rad./s
		Hibrid (Klasik Kontrolde AGF)	%32.38	0.3 ±0.015 Wb	3.3s	0rad./s
		Hibrid (Lineer Olmayan Kontrolde AGF)	%13.59	0.3 ±0.015 Wb	3.2s	0rad./s

geribesleme sinyallerinde zaman ekseninde kaymaların oluşmasıdır. Kontrol sistemleri açısından bu durum, eşdeğer zamansal değerlerin giriş olarak kullanılamamaktadır. Yani, gereken kontrol sinyalleri üretilmeyecektir. İşte bu sorunun giderilmesi amaçlı olarak, gelecek çalışmalarda kullanılacak olan PCI kart yapısının uygun özelliklerde seçimi burada elde edilen tecrübeler ve öneriler ışığında gerçekleştirilmelidir.

KAYNAKLAR

- (1) Srinivasan, K. ve Jutras, R., (1998). "Conforming and Nonconfirming Current for Attributing Steady State Power Quality Problems," IEEE Trans. Power Deliv., 13 (1): 212-217.
- (2) Steciuk P.B. ve Redmon, J.R., (1996). "Voltage Sag Analysis Peaks Customer Service", IEEE Comput. Appl. Power, 9: 48-51.
- (3) Hietpas, S.M. ve Naden, M., (2000). "Automatic Voltage Regulator Using an AC Voltage-Voltage Converter," IEEE Trans. Ind. Appl., 36 (1): 33-38.
- (4) Lander, C.W., (1993). Power Electronics, Mc Graw Hill, London.
- (5) Wakileh, G.J., (2001). Power System Harmonics, Springer, Berlin.
- (6) Cortes, B.L., Horta, M.S., Claduo, S.A. ve Cardenas, G.V.M., (1998). "Single-Phase Active Power Filter for Reactive Power and Harmonic Compensation," CIEP: 184-187.
- (7) Gulez, K., Aliskan, I., Mumcu, T.M. ve Cansever, G., (2007). "Neural Network Based Control of AC-AC Converter for Voltage Sags, Harmonics and EMI Reduction," Springer Verlag, Lecture Notes in Computer Science, 4681: 534-544.
- (8) Dugan, R.C., McGranaghan, M.F., Santoso, S. ve Beaty, H.W., (2002). Electrical Power Systems Quality, McGraw Hill, New York.
- (9) Das, J.C., (2002). Power System Analysis, CRC Press, Georgia.
- (10) Gulez, K., Adam, A.A. ve Pastacı, H., (2007), "Passive Filter Topology to Minimize Torque Ripples and Harmonic Noises in IPMSM Derived with HDTTC," IJE-International Journal of Electronics, 94(1): 23-33.
- (11) Gulez, K. ve Adam, A.A., (2007). "Compound Passive Filter to Minimize Torque Ripples and EMI Noises in PMSM Drives," SICE Annual Conference 2007, 17-20 Eylül 2007, Kagawa.

- (12) Idris, N.R.N., (2004). "Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(4):758-767.
- (13) Amin, B., (2001). Induction Motor Analysis and Torque Control, Springer, NewYork.
- (14) Wahab, H.F.A. ve Sanusi, H., (2008). "Simulink Model of Direct Torque Control of Induction Machine", American Journal of Applied Sciences 5:1083-1090.
- (15) Ong, C.M., (1998). Dynamic Simulation of Electric Machinery Using MATLAB/Simulink, Prentice Hall, New Jersey.
- (16) Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P., (1995). Power Electronics, Wiley, New York.
- (17) Ogata, K., (2002). Modern Control Engineering, Prentice Hall, New Jersey.
- (18) Skogestad, S. ve Postlethwaite, I., (2007). Multivariable Feedback Control, Wiley, Weinheim.
- (19) Levine, W.S., (1996). The Control Handbook, CRC Press, Boca Raton.
- (20) Sarioğlu, K., (1983). Asenkron Mekinalar, Çağlayan Kitabevi, İstanbul.
- (21) Sen, P.C., (1989). Principles of Electrical Machines and Power Electronics, John Wiley, NewYork.
- (22) Bekiroğlu, N., Senol, İ., Aybar, O., Zorlu, S., Aydeniz, M., Önel, İ., Ayçiçeği, E. ve Özçıra, S., (2006), Elektrik Mekineleri Deneyleri, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- (23) Bakan, A.F., (2002). Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Geliştirilmesi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- (24) Vas, P., (1990). Vector Control of AC Machines, Clarendon Pres, Oxford.
- (25) Nowotny, D.W. ve Lipo, T.A., (1996). Vector Control and Dynamics of AC Drives, Clarendon Pres, Oxford.
- (26) Slotine, J.J.E. ve Li, W., (1991). Applied Non-Linear Control, Prentice Hall, New Jersey.
- (27) Khalil, H.K., (2000). Nonlinear Systems, Pearson Education, New Jersey.
- (28) Vas, P., (1998). Sensorles Vector and Direct Torque Control, Oxford Science Publications, Oxford.

- (29) Stokes, G.P., Gary, P. ve Michael, A.T., (1998). "Ford hybrid propulsion systems development program", Proc. 15th EVS, 30 Eylül-3 Ekim 1998, Brussels.
- (30) Kosowski, M.G. ve Desai, P.H., (2000). "A parallel hybrid traction system for GM'S precept PNGV vehicle", Proc. SAE—Future Car Congr., 2-6 Nisan 2000, Arlington.
- (31) Kawamura, N., Ikihara, T. ve Kurose, K., (1996). "Development of Mitsubishi hybrid electric vehicle", Proc. 13th EVS, 13-16 Ekim 1996, Osaka.
- (32) Shimizu, H., Harada, J., Bland, C., Kawakami, K. ve Chan, L., (1997). "Advanced concepts in electric vehicle design", IEEE Trans. Ind. Electron., 44:14-18.
- (33) Terashima, M., Ashikaga, T., Mizuno, T., Natori, K., Fujiwara, N. ve Yada, M., (1997). "Novel motors and controllers for high-performance electric vehicle with four in-wheel motors", IEEE Trans. Ind. Electron., 44:28-38.
- (34) Sakai, S., Sado, H. ve Hori, Y., (1999). "Motion control in an electric vehicle with 4 independently driven in-wheel-motors", IEEE/ASME Trans. Mechatronics, 4:9-16.
- (35) Profumo, F., Tenconi, A., Brusaglino, G. ve Ravello, V., (2000). "Electric and hybrid vehicles technology: Idea for short and long term diffusion in Europe", Proc. IPEC, 3-7 Nisan 2000, Tokyo.
- (36) Kitada S. ve Horie, H., (1996). "Development of Nissan hybrid electric vehicle", Proc. 13th EVS, 13-16 Ekim 1996, Osaka.
- (37) Özen, E., Dölen, M. ve Yıldırım, M., (2008), "Melez Elektrikli Araçlar için Uzman Denetleyici Sistemi", TOK'08, 13-15 Kasım 2008, İstanbul.
- (38) Fitzgerald, A.E., Kingsley, C. ve Umans, S.D., (2000). Electric Machinery, Fifth Edition, McGraw Hill Book Co., London.
- (39) Halıcı, K., (1994). Elektriğin Sanayiye Uygulaması (Birinci Kısım), Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları, İstanbul.
- (40) Halıcı, K., (1988). Elektriğin Sanayiye Uygulaması (İkinci Kısım), Yıldız Üniversitesi Yayınları, İstanbul.
- (41) Cathey, J.J., (2001). Electricmachines Analysis and Design Using MATLAB, McGrawHill, Singapore.
- (42) O'Kelly, D., (1991). Performance and Control of Electrical Machines, McGrawHill, London.
- (43) Gülgün, R., (1995). Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniv. Yayını, İstanbul.

- (44) Kasapoğlu, A., (1989). Gc Elektronikđi, Yıldız niv.-Mhendislik Fakültesi, İstanbul.
- (45) Sakan, A.H., (2000), Elektrik makineleri III, Milli Eğitim Basımevi, İstanbul.
- (46) Bose, B.K., (2006). Power Electronics and Motor Drives, Elsevier, United States of America.
- (47) Lepka, J., (2003). "3-Phase AC Induction Motor Vector Control ", Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.
- (48) Nash, J., (1997). "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder", IEEE Trans. On Industry Applications, 33:333-341.
- (49) Schuisky, W. ve etin, İ., (1987). Elektrik Motrleri, 1. Kısım, Fatih Yayınevi, İstanbul.
- (50) Sakan, A.H., (1994). Asenkron Motorlar, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- (51) Rashid, M. H., (1993). PowerElectronics, Prentice-Hall, New Jersey.
- (52) Boduroğlu, T., (1984). Elektrik makineleri Dersleri, Cilt II (Kısım 3), Teknik niversites Matbaası, İstanbul.
- (53) Vas, P., (1992). ElectricalMachiens and Drives, Clarendon Pres., Oxford.
- (54) Edminister, J. A., (2000). Elektromanyetik, 2. baskıdan eviri, Nobel Yayın Dağıtım, Ankara.
- (55) Wahab, H.F.A. ve Sanusi, H., (2008). "Simulink Model of Direct Torque Control of Induction Machine", American Journal of Applied Sciences, 5 (8): 1083-1090
- (56) Buja, G.S.and Kazmierkowski M.P., (2004). "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(4):744-757.
- (57) Kazmierkowski, M.P., Kasprovicz, A.B., (1995), "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 42(4):344-350.
- (58) Casadei, D., Serra, G., Tani, K., (2000), "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, 15 (4):769-777.
- (59) Zhang, Z., Tang, R., Bai, B, Xie, D., (2010). "Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors", IEEE Transactions on Magnetics, 46 (8):3133-3136.

- (60) Lascu, C., Boldea, I., Blaabjerg, F., (2000), "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive", IEEE Transactions on Industry Applications, 36 (1):122-130.
- (61) Xu, L., Zhu, Z.Q., Howe, D., (2000). "Acoustic noise radiated from direct torque controlled induction motor drives", Electric Power Applications, IEE Proceedings, 147 (6):491-496.
- (62) Lee, K.B., Blaabjerg, F., (2008). "Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Driven by a Matrix Converter Using a Parameter Estimation Strategy", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57 (3):512-521.
- (63) Hajian, M., Soltani, J., Markadeh, G.A., Hosseinnia, S., (2010). "Adaptive Nonlinear Direct Torque Control of Sensorless IM Drives With Efficiency Optimization", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57 (3):975-985.
- (64) Grabowski, P.Z., Kazmierkowski, M.P., Bose, B.K., Blaabjerg, F., (2000). "A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47 (4):863-870.
- (65) Zhang, J. Rahman, M.F., (2007). "A Direct-Flux-Vector-Controlled Induction Generator With Space-Vector Modulation for Integrated Starter Alternator", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54 (5):2512-2520.
- (66) Kasapoğlu, A., (1989). Devre Analizi, Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Yayınevi, İstanbul.
- (67) Akyıldız, E., Alpay, Ş. ve Erkip, A., (1990). Differential Equations, Şafak Matbaacılık, Ankara.
- (68) Gulez, K., (2008). "Neural network based switching control of AC-AC converter with DC-AC inverter for voltage sags, harmonics and EMI reduction using hybrid filter topology", Science Direct, 16:597-612.
- (69) Argın, M., (2005). Güç Sistem Harmonik Filtreleri, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- (70) Adak, S., (200). Enerji Sistemlerinde Harmonik Distorsiyonunun Azaltılması, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- (71) Taşbaşı, A., (2003). Electronics Workbench 5.1 Multisim 2001, Atlas Yayıncılık, İstanbul.
- (72) Yağımlı, M. ve Akar, F., (1999). Bilgisayarla Devre Dizayını, Beta Basım Yayım, İstanbul.
- (73) Uzunoğlu, M. ve Onar, Ö.Ç., (2004). Her Yönüyle MATLAB, Türkmen Kitabevi, İstanbul.

- (74) Ogata, K., (2008). MATLAB for Control Engineers, Prentice Hall, London.
- (75) Musayev, E., (2000). Optokuplörler ve Uygulamaları, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- (76) Ekekwe, N., Etienne-Cummings, R., Kazanzides, P. (2007). "Incremental Encoder Based Position and Velocity Measurements VLSI Chip with Serial Peripheral Interface", IEEE, 7/07:3558-3561.
- (77) PETRELLA, R., TURSINI, M., PERETTI, L., ZIGLIOTTO, M., (2007). "Speed Measurement Algorithms for Low-Resolution Incremental Encoder Equipped Drives: a Comparative Analysis", IEEE, 15:780-787.

UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU PROGRAMSAL YAPI

%Vectors & scannin times determination Block.....

function y = belirlemeDTCsvmB(u);

% u 7X1 vector containing

% tork hata band değeri trk (1x1) u(1)

% aki band değeri flx (1x1) u(2)

% stator akı-D aciD(1x1) u(3)

% stator akı-Q aciQ(1x1) u(4)

% zamansal giriş u(5)

% elektromagnetik moment T_e u(6)

% denetleyici moment refreansı T_{ref} u(7)

% y 6X1 vector of times & vector number

% ilk sıfır vektöre ait zaman t0f (1x1) y(1)

% ilk aktif vektöre ait zaman t1 (1x1) y(2)

% ikinci aktif vektöre ait zaman t2 (1x1) y(3)

% son sıfır vektöre ait zaman tol (1x1) y(4)

% ilk aktif vektör numarası fof (1x1) y(5)

% son aktif vektör numarası fol (1x1) y(6)

%system processes

%*****

aciD=u(3);

aciQ=u(4);

if aciD>=0

if aciQ>=0

aci=180*atan(aciQ/aciD)/pi;


```

else
    aci=(180*atan(aciQ/aciD)/pi)+360;
end;
else
    if aciQ>=0
        aci=180+(180*atan(aciQ/aciD)/pi);
    else
        aci=(180*atan(aciQ/aciD)/pi)+180;
    end;
end;
%***
if (u(5)<50 & u(6)<=u(7))
    aciR=0;
else
    aciR=aci*pi/180;
end;
tplm=100;
%***
trk=u(1);
flx=u(2);
tm=u(5)*100;
%***
if flx==1
    if trk==1
        if (aci>0 & aci<=60)
            fof=1;
            fol=2;
            t1a=tplm*sin((pi/3)-aciR)/sin(pi/3);
            t2a=tplm*sin(aciR)/sin(pi/3);
            toa=tplm-t1a-t2a;
            tof=tm+(toa/2);
            t1=tof+t1a;
            t2=t1+t2a;

```

```

    tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>60 & aci<=120)
    fof=2;
    fol=3;
    t2a=tplm*(sin(aciR)-(cos(aciR)/cos(pi/3)))/(sin(2*pi/3)-
(cos(2*pi/3)*tan(pi/3)));
    t1a=tplm*(cos(aciR)/cos(pi/3))+t2a;
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);
    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>120 & aci<=180)
    fof=3;
    fol=4;
    t1a=tplm*sin(aciR)/sin(2*pi/3);
    t2a=t1a*cos(2*pi/3)-tplm*cos(aciR);
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);
    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>180 & aci<=240)
    fof=4;
    fol=5;
    t2a=tplm*sin(aciR)/sin(4*pi/3);
    t1a=t2a*cos(4*pi/3)-tplm*cos(aciR);
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);
    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>240 & aci<=300)

```

```

fof=5;
fol=6;
t2a=tplm*(sin(aciR)-(tan(4*pi/3)*cos(aciR)))/(sin(5*pi/3)-
(cos(5*pi/3)*tan(4*pi/3)));
t1a=tplm*(cos(aciR)/cos(4*pi/3))-t2a*(cos(5*pi/3)/cos(4*pi/3));
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
else
fof=6;
fol=1;
t1a=tplm*sin(aciR)/sin(5*pi/3);
t2a=tplm*cos(aciR)-t1a*cos(5*pi/3);
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
end;
elseif trk==0
if (aci>0 & aci<=60)
fof=7;
fol=0;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>60 & aci<=120)

```

```

fof=0;
fol=7;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>120 & aci<=180)
fof=7;
fol=0;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>180 & aci<=240)
fof=0;
fol=7;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>240 & aci<=300)
fof=7;
fol=0;
t1a=100;

```

```

t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);

```

else

```

fof=0;
fol=7;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);

```

end;

elseif trk== -1

if (aci>0 & aci<=60)

```

fof=6;
fol=1;
t1a=tplm*sin((pi/3)-aciR)/sin(5*pi/3);
t2a=tplm*cos((5*pi/3)+aciR)-t1a*cos(5*pi/3);
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);

```

elseif (aci>60 & aci<=120)

```

fof=1;
fol=2;
t1a=tplm*sin((2*pi/3)-aciR)/sin(pi/3);
t2a=tplm*sin(aciR-(pi/3))/sin(pi/3);

```

```

toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>120 & aci<=180)
fof=2;
fol=3;
t2a=tplm*(sin(aciR-(pi/3))-(cos(aciR-(pi/3))/cos(pi/3)))/(sin(2*pi/3)-
(cos(2*pi/3)*tan(pi/3)));
t1a=tplm*(cos(aciR-(pi/3))/cos(pi/3))+t2a;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>180 & aci<=240)
fof=3;
fol=4;
t1a=tplm*sin(aciR-(pi/3))/sin(2*pi/3);
t2a=t1a*cos(2*pi/3)-tplm*cos(aciR-(pi/3));
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>240 & aci<=300)
fof=4;
fol=5;
t2a=tplm*sin(aciR-(pi/3))/sin(4*pi/3);
t1a=t2a*cos(4*pi/3)-tplm*cos(aciR-(pi/3));
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);

```

```

    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
else
    fof=5;
    fol=6;
    t2a=tplm*(sin(aciR-(pi/3))-(tan(4*pi/3)*cos(aciR-
(pi/3))))/(sin(5*pi/3)-(cos(5*pi/3)*tan(4*pi/3)));
    t1a=tplm*(cos(aciR-(pi/3))/cos(4*pi/3))-
t2a*(cos(5*pi/3)/cos(4*pi/3));
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);
    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
end;
end;
else
    if trk==1
        if (aci>0 & aci<=60)
            fof=3;
            fol=4;
            t1a=tplm*sin((pi/3)-aciR)/sin(2*pi/3);
            t2a=t1a*cos(2*pi/3)-tplm*cos((2*pi/3)+aciR);
            toa=tplm-t1a-t2a;
            tof=tm+(toa/2);
            t1=tof+t1a;
            t2=t1+t2a;
            tol=t2+(toa/2);
        elseif (aci>60 & aci<=120)
            fof=4;
            fol=5;
            t2a=tplm*sin((2*pi/3)+aciR)/sin(4*pi/3);
            t1a=t2a*cos(4*pi/3)-tplm*cos((2*pi/3)+aciR);

```

```

toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>120 & aci<=180)
    fof=5;
    fol=6;
    t2a=tplm*(sin((2*pi/3)+aciR)-
(tan(4*pi/3)*cos((2*pi/3)+aciR)))/(sin(5*pi/3)-(cos(5*pi/3)*tan(4*pi/3)));
    t1a=tplm*(cos((2*pi/3)+aciR)/cos(4*pi/3))-
t2a*(cos(5*pi/3)/cos(4*pi/3));
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);
    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>180 & aci<=240)
    fof=6;
    fol=1;
    t1a=tplm*sin((2*pi/3)+aciR)/sin(5*pi/3);
    t2a=tplm*cos((2*pi/3)+aciR)-t1a*cos(5*pi/3);
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);
    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>240 & aci<=300)
    fof=1;
    fol=2;
    t1a=tplm*sin((5*pi/3)-aciR)/sin(pi/3);
    t2a=tplm*sin(aciR-(4*pi/3))/sin(pi/3);
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);

```



```

t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
else
  fof=2;
  fol=3;
  t2a=tplm*(sin(aciR-(4*pi/3))-(cos(aciR-
(4*pi/3))/cos(pi/3)))/(sin(2*pi/3)-(cos(2*pi/3)*tan(pi/3)));
  t1a=tplm*(cos(aciR-(4*pi/3))/cos(pi/3))+t2a;
  toa=tplm-t1a-t2a;
  tof=tm+(toa/2);
  t1=tof+t1a;
  t2=t1+t2a;
  tol=t2+(toa/2);
end;
elseif trk==0
  if (aci>0 & aci<=60)
    fof=0;
    fol=7;
    t1a=100;
    t2a=0;
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);
    t1=tof+t1a;
    t2=t1+t2a;
    tol=t2+(toa/2);
  elseif (aci>60 & aci<=120)
    fof=7;
    fol=0;
    t1a=100;
    t2a=0;
    toa=tplm-t1a-t2a;
    tof=tm+(toa/2);

```

```

t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>120 & aci<=180)
fof=0;
fol=7;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>180 & aci<=240)
fof=7;
fol=0;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
elseif (aci>240 & aci<=300)
fof=0;
fol=7;
t1a=100;
t2a=0;
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);

```

else

fof=7;

fol=0;

t1a=100;

t2a=0;

toa=tplm-t1a-t2a;

tof=tm+(toa/2);

t1=tof+t1a;

t2=t1+t2a;

tol=t2+(toa/2);

end;

elseif trk== -1

if (aci>0 & aci<=60)

fof=5;

fol=6;

t2a=tplm*(sin((pi/3)-aciR)-
(tan(4*pi/3)*cos((4*pi/3)+aciR)))/(sin(5*pi/3)-(cos(5*pi/3)*tan(4*pi/3)));

t1a=tplm*(cos((4*pi/3)+aciR)/cos(4*pi/3))-
t2a*(cos(5*pi/3)/cos(4*pi/3));

toa=tplm-t1a-t2a;

tof=tm+(toa/2);

t1=tof+t1a;

t2=t1+t2a;

tol=t2+(toa/2);

elseif (aci>60 & aci<=120)

fof=6;

fol=1;

t1a=tplm*sin((4*pi/3)+aciR)/sin(5*pi/3);

t2a=tplm*cos((4*pi/3)+aciR)-t1a*cos(5*pi/3);

toa=tplm-t1a-t2a;

tof=tm+(toa/2);

t1=tof+t1a;

t2=t1+t2a;

tol=t2+(toa/2);

elseif (aci>120 & aci<=180)

fof=1;

fol=2;

t1a=tplm*sin(pi-aciR)/sin(pi/3);

t2a=tplm*sin(aciR-(2*pi/3))/sin(pi/3);

toa=tplm-t1a-t2a;

tof=tm+(toa/2);

t1=tof+t1a;

t2=t1+t2a;

tol=t2+(toa/2);

elseif (aci>180 & aci<=240)

fof=2;

fol=3;

t2a=tplm*(sin(aciR-(2*pi/3))-(cos(aciR-(2*pi/3))/cos(pi/3)))/(sin(2*pi/3)-(cos(2*pi/3)*tan(pi/3)));

t1a=tplm*(cos(aciR-(2*pi/3))/cos(pi/3))+t2a;

toa=tplm-t1a-t2a;

tof=tm+(toa/2);

t1=tof+t1a;

t2=t1+t2a;

tol=t2+(toa/2);

elseif (aci>240 & aci<=300)

fof=3;

fol=4;

t1a=tplm*sin(aciR-(2*pi/3))/sin(2*pi/3);

t2a=t1a*cos(2*pi/3)-tplm*cos(aciR-(2*pi/3));

toa=tplm-t1a-t2a;

tof=tm+(toa/2);

t1=tof+t1a;

t2=t1+t2a;

tol=t2+(toa/2);

else


fof=4;

```

fol=5;
t2a=tplm*sin(aciR-(2*pi/3))/sin(4*pi/3);
t1a=t2a*cos(4*pi/3)-tplm*cos(aciR-(2*pi/3));
toa=tplm-t1a-t2a;
tof=tm+(toa/2);
t1=tof+t1a;
t2=t1+t2a;
tol=t2+(toa/2);
end;
end;
end;
%***
y=(tof t1 t2 tol fof fol aciR);

```



GERİLİM SENSÖRÜ (LV-25P)



Voltage Transducer LV 25-P

For the detection of AC current transients (70 AC pulses) at high voltage (up to 500 V) with a very low output voltage (up to 10 mV) and high isolation level.

$I_{PM} = 10 \text{ mA}$
 $V_{PM} = 10 \dots 500 \text{ V}$

Product data

I	Operating current (typical)	10 mA	
I	Operating current (maximum)	15 mA	
I	Maximum surge current	20 mA	
	Operating voltage (typical)	5 V	
	Operating voltage (maximum)	15 V	
R	Output resistance	200 Ω	
V	Output voltage (typical)	10 mV	
V	Output voltage (maximum)	15 mV	
V	Output voltage (minimum)	5 mV	
V	Output voltage (typical)	10 mV	
V	Output voltage (maximum)	15 mV	
V	Output voltage (minimum)	5 mV	

Accuracy - Dynamic performance data

Z	Accuracy (typical) at 50 Hz	±0.5%	
Z	Accuracy (maximum) at 50 Hz	±1.0%	
Z	Accuracy (typical) at 50 Hz	±0.5%	
Z	Accuracy (maximum) at 50 Hz	±1.0%	
Z	Accuracy (typical) at 50 Hz	±0.5%	
Z	Accuracy (maximum) at 50 Hz	±1.0%	
Z	Accuracy (typical) at 50 Hz	±0.5%	
Z	Accuracy (maximum) at 50 Hz	±1.0%	
Z	Accuracy (typical) at 50 Hz	±0.5%	
Z	Accuracy (maximum) at 50 Hz	±1.0%	

General data

T	Temperature range (operating)	-40 ... 125 °C	
T	Temperature range (storage)	-55 ... 150 °C	
d	Dimensions (typical)	10 x 10 x 10 mm	
d	Dimensions (maximum)	12 x 12 x 12 mm	
H	Height (typical)	10 mm	
H	Height (maximum)	12 mm	
IP	Protection class	IP67	

Features

- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz

Typical applications

- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz

Advantages

- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz

Applications

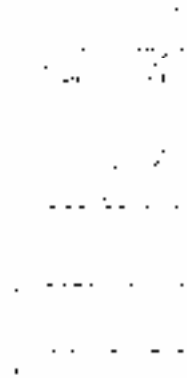
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz
- High accuracy (typical) at 50 Hz
- High accuracy (maximum) at 50 Hz

LEM Components ...



Dimensions LV 75 P

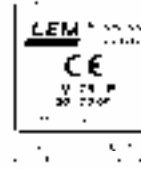
Bottom view



Right view



Top view



Secondary terminals

Terminal 1: Secondary terminal 1
Terminal 2: Secondary terminal 2

Connection

1

Back view

Mechanical specifications

1. LV 75 P is a transformer with a power rating of 75 VA.
2. The transformer is designed for use in a wide range of applications.
3. The transformer is constructed from high quality materials.

Remarks


1. The transformer is not suitable for use in high temperature environments.
2. The transformer is not suitable for use in high humidity environments.

Notes on the storage and handling of LV 75 P

1. The transformer should be stored in a dry, cool, and well-ventilated area.
2. The transformer should be handled with care to avoid damage to the windings.
3. The transformer should be stored in its original packaging until it is ready to be used.





1. The transformer is not suitable for use in high temperature environments.

AKIM SENSÖRÜ (LTS-25NP)



Current Transducer LTS 25-NP $I_{PN} = 25 \text{ A}$

For the electrical data, see the data sheet. All data are based on a load with a power factor of 0.8. All data are based on a load with a power factor of 0.8. All data are based on a load with a power factor of 0.8.

<p>Electrical data</p> <p>Accuracy - Dynamic performance data</p> <p>General data</p>	<p>Features</p> <p>Advantages</p> <p>Applications</p> <p>Application domain</p>
--	---

LEM
LTS 25-NP
LTS 25-NP



Current Transducer LEM 25-AP

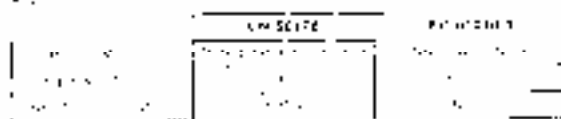
Isolation Characteristics

U ₁	Primary insulation voltage (UL 157)	1000	V
U ₂	Secondary insulation voltage (UL 157)	500	V
U ₃	Primary insulation voltage (UL 157)	1000	V
U ₄	Secondary insulation voltage (UL 157)	500	V
U ₅	Primary insulation voltage (UL 157)	1000	V
U ₆	Secondary insulation voltage (UL 157)	500	V
U ₇	Primary insulation voltage (UL 157)	1000	V
U ₈	Secondary insulation voltage (UL 157)	500	V

Application examples

According to IEC 60112 and IEC 60110 1 programs, the following are true:

- The voltage of the
- The voltage of the
- The voltage of the



NOTE: The voltage of the secondary winding is 500V.

Safety



• The device is not intended for use in explosive atmospheres.



- The device is not intended for use in explosive atmospheres.
- The device is not intended for use in explosive atmospheres.
- The device is not intended for use in explosive atmospheres.
- The device is not intended for use in explosive atmospheres.
- The device is not intended for use in explosive atmospheres.
- The device is not intended for use in explosive atmospheres.
- The device is not intended for use in explosive atmospheres.
- The device is not intended for use in explosive atmospheres.

IGBT-AKILLI GÜÇ MODÜLÜ (7MBP75RA120)

7MBP75RA120

IGBT-IPM R series

1200V / 75A 7 in one package

■ Features

Temperature sensitive for overcurrent and overvoltage protection
 temperature of the IGBTs

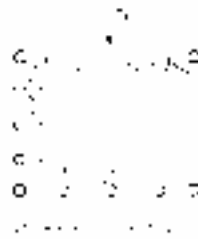
- High efficiency
- High reliability
- High performance
- High power density
- High temperature operation
- High speed switching
- High accuracy



■ Maximum ratings and characteristics

• Absolute maximum ratings

No.	Symbol	IGBT		Unit
		Min	Max	
1	V _{CE}	1200	1200	V
2	I _{CE}	75	75	A
3	I _{CM}	150	150	A
4	I _{EM}	150	150	A
5	I _{EM}	150	150	A
6	I _{EM}	150	150	A
7	I _{EM}	150	150	A
8	I _{EM}	150	150	A
9	I _{EM}	150	150	A
10	I _{EM}	150	150	A
11	I _{EM}	150	150	A
12	I _{EM}	150	150	A
13	I _{EM}	150	150	A
14	I _{EM}	150	150	A
15	I _{EM}	150	150	A
16	I _{EM}	150	150	A
17	I _{EM}	150	150	A
18	I _{EM}	150	150	A
19	I _{EM}	150	150	A
20	I _{EM}	150	150	A
21	I _{EM}	150	150	A
22	I _{EM}	150	150	A
23	I _{EM}	150	150	A
24	I _{EM}	150	150	A
25	I _{EM}	150	150	A
26	I _{EM}	150	150	A
27	I _{EM}	150	150	A
28	I _{EM}	150	150	A
29	I _{EM}	150	150	A
30	I _{EM}	150	150	A
31	I _{EM}	150	150	A
32	I _{EM}	150	150	A
33	I _{EM}	150	150	A
34	I _{EM}	150	150	A
35	I _{EM}	150	150	A
36	I _{EM}	150	150	A
37	I _{EM}	150	150	A
38	I _{EM}	150	150	A
39	I _{EM}	150	150	A
40	I _{EM}	150	150	A
41	I _{EM}	150	150	A
42	I _{EM}	150	150	A
43	I _{EM}	150	150	A
44	I _{EM}	150	150	A
45	I _{EM}	150	150	A
46	I _{EM}	150	150	A
47	I _{EM}	150	150	A
48	I _{EM}	150	150	A
49	I _{EM}	150	150	A
50	I _{EM}	150	150	A
51	I _{EM}	150	150	A
52	I _{EM}	150	150	A
53	I _{EM}	150	150	A
54	I _{EM}	150	150	A
55	I _{EM}	150	150	A
56	I _{EM}	150	150	A
57	I _{EM}	150	150	A
58	I _{EM}	150	150	A
59	I _{EM}	150	150	A
60	I _{EM}	150	150	A
61	I _{EM}	150	150	A
62	I _{EM}	150	150	A
63	I _{EM}	150	150	A
64	I _{EM}	150	150	A
65	I _{EM}	150	150	A
66	I _{EM}	150	150	A
67	I _{EM}	150	150	A
68	I _{EM}	150	150	A
69	I _{EM}	150	150	A
70	I _{EM}	150	150	A
71	I _{EM}	150	150	A
72	I _{EM}	150	150	A
73	I _{EM}	150	150	A
74	I _{EM}	150	150	A
75	I _{EM}	150	150	A
76	I _{EM}	150	150	A
77	I _{EM}	150	150	A
78	I _{EM}	150	150	A
79	I _{EM}	150	150	A
80	I _{EM}	150	150	A
81	I _{EM}	150	150	A
82	I _{EM}	150	150	A
83	I _{EM}	150	150	A
84	I _{EM}	150	150	A
85	I _{EM}	150	150	A
86	I _{EM}	150	150	A
87	I _{EM}	150	150	A
88	I _{EM}	150	150	A
89	I _{EM}	150	150	A
90	I _{EM}	150	150	A
91	I _{EM}	150	150	A
92	I _{EM}	150	150	A
93	I _{EM}	150	150	A
94	I _{EM}	150	150	A
95	I _{EM}	150	150	A
96	I _{EM}	150	150	A
97	I _{EM}	150	150	A
98	I _{EM}	150	150	A
99	I _{EM}	150	150	A
100	I _{EM}	150	150	A



■ Typical maximum values

No.	Symbol	IGBT		Unit
		Min	Max	
1	V _{CE}	1200	1200	V
2	I _{CE}	75	75	A
3	I _{CM}	150	150	A
4	I _{EM}	150	150	A
5	I _{EM}	150	150	A
6	I _{EM}	150	150	A
7	I _{EM}	150	150	A
8	I _{EM}	150	150	A
9	I _{EM}	150	150	A
10	I _{EM}	150	150	A
11	I _{EM}	150	150	A
12	I _{EM}	150	150	A
13	I _{EM}	150	150	A
14	I _{EM}	150	150	A
15	I _{EM}	150	150	A
16	I _{EM}	150	150	A
17	I _{EM}	150	150	A
18	I _{EM}	150	150	A
19	I _{EM}	150	150	A
20	I _{EM}	150	150	A
21	I _{EM}	150	150	A
22	I _{EM}	150	150	A
23	I _{EM}	150	150	A
24	I _{EM}	150	150	A
25	I _{EM}	150	150	A
26	I _{EM}	150	150	A
27	I _{EM}	150	150	A
28	I _{EM}	150	150	A
29	I _{EM}	150	150	A
30	I _{EM}	150	150	A
31	I _{EM}	150	150	A
32	I _{EM}	150	150	A
33	I _{EM}	150	150	A
34	I _{EM}	150	150	A
35	I _{EM}	150	150	A
36	I _{EM}	150	150	A
37	I _{EM}	150	150	A
38	I _{EM}	150	150	A
39	I _{EM}	150	150	A
40	I _{EM}	150	150	A
41	I _{EM}	150	150	A
42	I _{EM}	150	150	A
43	I _{EM}	150	150	A
44	I _{EM}	150	150	A
45	I _{EM}	150	150	A
46	I _{EM}	150	150	A
47	I _{EM}	150	150	A
48	I _{EM}	150	150	A
49	I _{EM}	150	150	A
50	I _{EM}	150	150	A
51	I _{EM}	150	150	A
52	I _{EM}	150	150	A
53	I _{EM}	150	150	A
54	I _{EM}	150	150	A
55	I _{EM}	150	150	A
56	I _{EM}	150	150	A
57	I _{EM}	150	150	A
58	I _{EM}	150	150	A
59	I _{EM}	150	150	A
60	I _{EM}	150	150	A
61	I _{EM}	150	150	A
62	I _{EM}	150	150	A
63	I _{EM}	150	150	A
64	I _{EM}	150	150	A
65	I _{EM}	150	150	A
66	I _{EM}	150	150	A
67	I _{EM}	150	150	A
68	I _{EM}	150	150	A
69	I _{EM}	150	150	A
70	I _{EM}	150	150	A
71	I _{EM}	150	150	A
72	I _{EM}	150	150	A
73	I _{EM}	150	150	A
74	I _{EM}	150	150	A
75	I _{EM}	150	150	A
76	I _{EM}	150	150	A
77	I _{EM}	150	150	A
78	I _{EM}	150	150	A
79	I _{EM}	150	150	A
80	I _{EM}	150	150	A
81	I _{EM}	150	150	A
82	I _{EM}	150	150	A
83	I _{EM}	150	150	A
84	I _{EM}	150	150	A
85	I _{EM}	150	150	A
86	I _{EM}	150	150	A
87	I _{EM}	150	150	A
88	I _{EM}	150	150	A
89	I _{EM}	150	150	A
90	I _{EM}	150	150	A
91	I _{EM}	150	150	A
92	I _{EM}	150	150	A
93	I _{EM}	150	150	A
94	I _{EM}	150	150	A
95	I _{EM}	150	150	A
96	I _{EM}	150	150	A
97	I _{EM}	150	150	A
98	I _{EM}	150	150	A
99	I _{EM}	150	150	A
100	I _{EM}	150	150	A

■ Block diagram



■ Outline drawings (mm)



PCI-1711
PCI-1711L

Ordering Information

- PCI-1711
- PCI-1711L
- PCI-1711S
- PCI-1711M
- PCI-1711P
- PCI-1711R

Pin Assignments

Pin	Signal
1	NC
2	NC
3	NC
4	NC
5	NC
6	NC
7	NC
8	NC
9	NC
10	NC
11	NC
12	NC
13	NC
14	NC
15	NC
16	NC
17	NC
18	NC
19	NC
20	NC
21	NC
22	NC
23	NC
24	NC
25	NC
26	NC
27	NC
28	NC
29	NC
30	NC
31	NC
32	NC

Ordering Information

ATA/IDE

ARTIMSAL ENKODER (ITD 20 A 4)

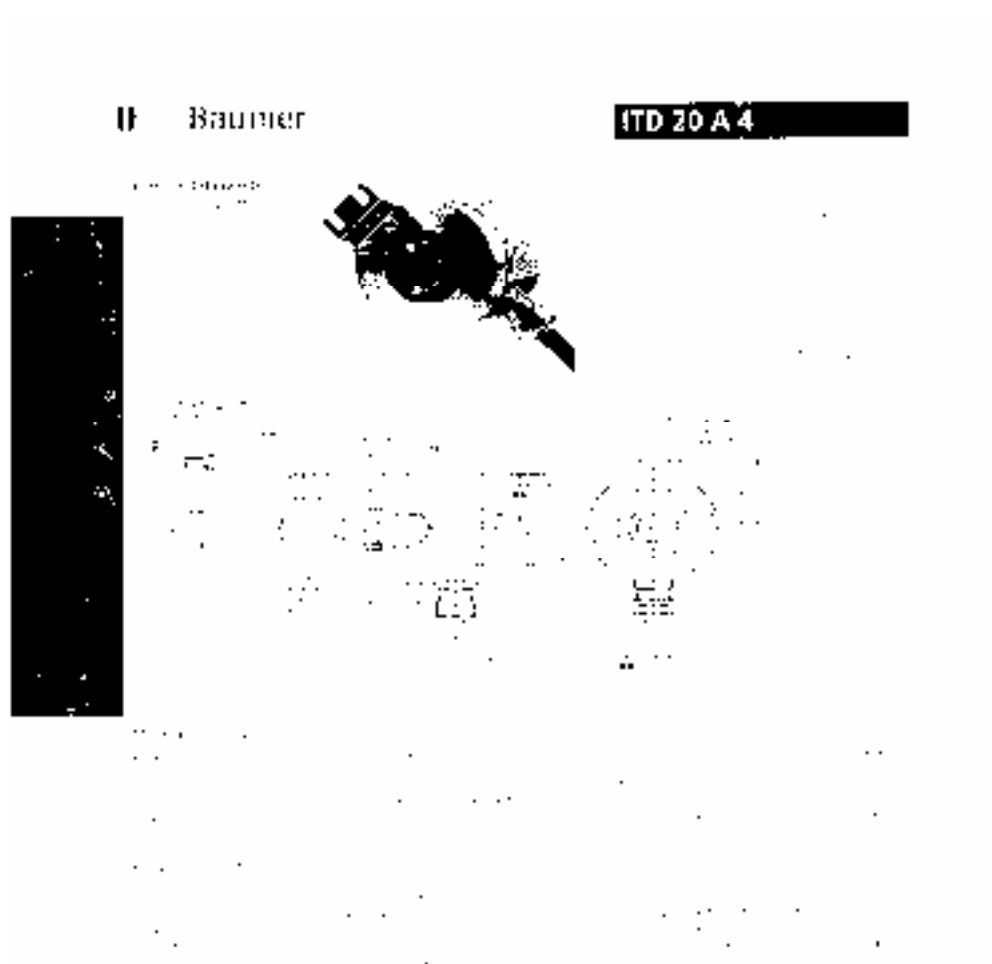




Figure 1. Schematic of the experimental setup for the study of the effect of the number of particles on the flow field.

The flow field is shown as a series of particles moving through the channel. The particles are represented by small circles. The flow field is shown as a series of particles moving through the channel. The particles are represented by small circles.

ASENKRON MOTOR (M3AA 112MB-4)

Industrial performance aluminum motors

EFFI

IP30 - Class F insulation class R
 Efficiency class according to IEC 6034-30 2024

Output kW	Motor type	P _{nom} kW	n _{nom} rpm	400 V 50 Hz				400 V 60 Hz			
				η	cos φ	η	cos φ	η	cos φ	η	cos φ
1000 mm 4 poles											
3.7	M3AA 3.7 E	3.7	1400	0.85	0.85	0.85	0.85	0.85	0.85	0.85	0.85
5.5	M3AA 5.5 E	5.5	1400	0.86	0.85	0.86	0.85	0.86	0.85	0.86	0.85
7.5	M3AA 7.5 E	7.5	1400	0.87	0.85	0.87	0.85	0.87	0.85	0.87	0.85
11	M3AA 11 E	11	1400	0.88	0.85	0.88	0.85	0.88	0.85	0.88	0.85
15	M3AA 15 E	15	1400	0.89	0.85	0.89	0.85	0.89	0.85	0.89	0.85
22	M3AA 22 E	22	1400	0.90	0.85	0.90	0.85	0.90	0.85	0.90	0.85
30	M3AA 30 E	30	1400	0.91	0.85	0.91	0.85	0.91	0.85	0.91	0.85
40	M3AA 40 E	40	1400	0.92	0.85	0.92	0.85	0.92	0.85	0.92	0.85
55	M3AA 55 E	55	1400	0.93	0.85	0.93	0.85	0.93	0.85	0.93	0.85
75	M3AA 75 E	75	1400	0.94	0.85	0.94	0.85	0.94	0.85	0.94	0.85
110	M3AA 110 E	110	1400	0.95	0.85	0.95	0.85	0.95	0.85	0.95	0.85
150	M3AA 150 E	150	1400	0.96	0.85	0.96	0.85	0.96	0.85	0.96	0.85
200	M3AA 200 E	200	1400	0.97	0.85	0.97	0.85	0.97	0.85	0.97	0.85
250	M3AA 250 E	250	1400	0.98	0.85	0.98	0.85	0.98	0.85	0.98	0.85
315	M3AA 315 E	315	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
400	M3AA 400 E	400	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
500	M3AA 500 E	500	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
630	M3AA 630 E	630	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
800	M3AA 800 E	800	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
1000	M3AA 1000 E	1000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
1250	M3AA 1250 E	1250	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
1600	M3AA 1600 E	1600	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
2000	M3AA 2000 E	2000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
2500	M3AA 2500 E	2500	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
3150	M3AA 3150 E	3150	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
4000	M3AA 4000 E	4000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
5000	M3AA 5000 E	5000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
6300	M3AA 6300 E	6300	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
8000	M3AA 8000 E	8000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
10000	M3AA 10000 E	10000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
12500	M3AA 12500 E	12500	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
16000	M3AA 16000 E	16000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
20000	M3AA 20000 E	20000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
25000	M3AA 25000 E	25000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
31500	M3AA 31500 E	31500	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
40000	M3AA 40000 E	40000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
50000	M3AA 50000 E	50000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
63000	M3AA 63000 E	63000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
80000	M3AA 80000 E	80000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
100000	M3AA 100000 E	100000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
125000	M3AA 125000 E	125000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
160000	M3AA 160000 E	160000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
200000	M3AA 200000 E	200000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
250000	M3AA 250000 E	250000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
315000	M3AA 315000 E	315000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
400000	M3AA 400000 E	400000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
500000	M3AA 500000 E	500000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
630000	M3AA 630000 E	630000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
800000	M3AA 800000 E	800000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85
1000000	M3AA 1000000 E	1000000	1400	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85	0.99	0.85

Efficiency class according to IEC 6034-30 2024

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : İbrahim ALIŞKAN
Doğum Tarihi ve Yeri : 09.02.1982-Şalpaazarı
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : ialiskan@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Müh. Anabilim Dalı/Kontrol ve Otomasyon Programı	Yıldız Teknik Üniv.	2006
Lisans	Elektrik Müh. Böl.	Yıldız Teknik Üniv.	2003
Lisans	Endüstri Müh. Böl.	Yıldız Teknik Üniv.	2004
Lise	Fen-Matematik	Beylerbeyi Lisesi	1998

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2005-2006	TÜM Elektronik	Müh.-Araştırma Görevlisi
2006-Devam	Yıldız Tek. Üniv./Elektrik- Elektronik Fak.	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Makale

1. Alişkan, İ., Gülez, K. ve Altun, Y., (2009). "Spoiler Effects Reduction with Using Active Power Filtler on a Direct Torque Controlled Induction Machine", Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 19/5:787-796.
2. Gulez K., Aliskan I., Mumcu T. V., Cansever G., (2007) "Neural Network Based Control of AC-AC Converter for Voltage Sags, Harmonics and EMI Reduction", Lecture Notes in Computer Science (LNCS), 4681: 534-544
3. Gulez K., Mumcu T. V., Aliskan I., (2006). "Neural network based soft switching control of a single phase AC voltage restorer", Lecture Notes in Control and Information Sciences, 344: 331-340.

Bildiri

1. Adam, A.A., Gulez, K., Aliskan, I., Altun, Y., Guclu, R., Metin, M., (2010). "Steering DTC Algorithm for IPMSM Used in Eelctrical Vehicle (EV)-eith Fast Response and Minimum Torque Ripple", The 11th IEEE International Workshop on

Advanced Motoin Control, 21-24 March 2010, Nagaoka.

2. Alışkan, İ., Gülez, K. ve Altun, Y., (2009). "Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motorda Bozucu Etkilerin Aktif Güç Filtresi ile Azaltılması", TOK'09, 13-16 Ekim 2009, İstanbul.
3. Alışkan, İ., Gülez, K. ve Cansever, G., (2008). "Lyapunov Function Based on Nonlinear Control of pH Process", ELECO 2008, 26-30 Kasım 2008, Bursa.
4. Alışkan, İ., Gülez, K. ve Cansever, G., (2008). "pH Nötralizasyon Sürecine Yönelik Doğrusal Olmayan Denetleyici Tasarımı", TOK'08, 13-15 Kasım 2008, İstanbul.
5. Alışkan, İ., Gülez, K., Engin, Ş.N. ve Cansever, G., (2007). "pH Nötralizasyon Prosesine Lyapunov Fonksiyonu Tabanlı Denetleme Tekniğinin Uygulanması", TOK'07, 5-7 Eylül 2007, İstanbul.
6. Alışkan, İ., Gülez, K., Adam, A.A. ve Cansever, G., (2007). "Yapay Sinir Ağı Denetlemeli AC-AC Dönüştürücü ile Gerilim Dalgalanmalarını ve Birleşik-Tuzak Filtre ile de Harmonikleri Düzenleyici Hibrid Sistem", TOK'07, 5-7 Eylül 2007, İstanbul.
7. Gülez K., Aliskan İ., Mumcu T.V., Cansever, G., (2007). "Neural Network Based Control of AC-AC Converter for Voltage Sags, Harmonics and EMI Reduction", ICIC 2007, 21-24 August 2007, Çin.
8. Gülez K., Aliskan İ., Mumcu T.V., Cansever G., (2007). "Neural Network Based Soft Switching Control of AC-AC Converter for Voltage Harmonics and EMI Reduction",

PCIM, 22-24 May 2007, Nuremberg.

9. Gülez, K., Alışkan, İ., Mumcu, T.V. ve Cansever, G., (2006). "Yapay Sinir Ağı Kontrollü AC-AC Dönüştürücü ile Gerilim Dalgalanmalarını ve Harmonikleri Düzenleyici AC-DC Dönüştürücü", TOK'06, 6-8 Kasım 2006, Ankara.
10. Alışkan, İ., Gülez, K. ve Cansever, G., (2006). "pH Nötralizasyon Prosesinin Yapay Sinir Ağı ile Kontrolü", TOK'06, 6-8 Kasım 2006, Ankara.
11. Gülez K., Mumcu T.V., Aliskan I., (2006). "Neural Network Based Soft Switching Control of A Single Phase AC Voltage Restorer", ICIC 2006, 16-19 August 2006, Çin.

Proje

1. Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Proje Koordinatörlüğü/ Elektrikli Araç Çeyrek Model Uygulaması Üzerine Kontrol Sistemleri Tasarımı/Proje No: 39-04-02-02

ÖDÜLLERİ

1. Beylerbeyi Lisesi 1998 Yılı Mezunları Dönem Birinciliği
2. YTÜ/Elektrik-Elektronik Fak./Elektrik Müh. Böl. 2003 Yılı Mezunları Dönem Birinciliği
3. YTÜ/Elektrik-Elektronik Fak. 2003 Yılı Mezunları Dönem İkinciliği
4. YTÜ Çift Lisans Eğitimini Yüksek Başarı ile Tamamlama Ödülü