



**ELEKTRİK SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNDE KAOTİK VE
RASTGELE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ YARDIMI
İLE ELEKTROMANYETİK GİRİŞİMİN AZALTILMASI**

Yük. Müh. Mehmet Emin ASKER

Doktora Tezi

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM**

MAYIS-2016

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNDE KAOTİK VE RASTGELE
MODÜLASYON YÖNTEMLERİ YARDIMI İLE ELEKTROMANYETİK
GİRİŞİMİN AZALTILMASI

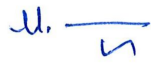
DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Mehmet Emin ASKER

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih :

Tezin Savunulduğu Tarih :

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Hasan KÜRÜM (F.Ü) 

Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR(F.Ü) 

Doç. Dr. Davut HANBAY(I.Ü) 

Doç. Dr. Ahmet Bedri ÖZER(F.Ü) 

Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ(D.Ü) 

MAYIS-2016

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması sırasında her türlü konuda yardımlarını esirgemeyen değerli danışman hocam Prof. Dr. Hasan KÜRÜM'e kıymetli katkılarından dolayı en içten teşekkürlerimi sunarım.

Yine tez çalışmam süresince değerli yorum ve fikirlerine başvurduğum Doç. Dr. Ahmet Bedri ÖZER'e teşekkür ederim.

Ayrıca Yrd.Doç.Dr. Mehmet ÖZDEMİR'e katkılarından dolayı çok teşekkür ederim.

Son olarak çalışmalarım boyunca yeterince ilgilenemediğim halde her an yanımda olan ve bana sabreden eşim ve kızlarıma teşekkür ederim.

Mehmet Emin ASKER
ELAZIĞ- 2016



İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	V
SUMMARY.....	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VII
TABLolar LİSTESİ.....	X
KISALTMALAR LİSTESİ	XI
SEMBOLLER LİSTESİ.....	XII
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı.....	4
1.2 Tezin kapsamı	5
2. KAOS VE KAOTİK SİSTEMLER	7
2.1 Kaos Analiz Yöntemleri	8
2.1.1 Yörünge'nin İzlenmesi (Zaman Serileri)	8
2.1.2 Faz uzayı (Phase portrait)	9
2.1.3 Lyapunov Üstelleri.....	9
2.1.4 Poincare Haritalama	10
2.1.5 Güç Spektrumu.....	10
2.1.6 Çatallaşma Diyagramı (Bifurcation Diagram).....	10
2.1.7 Boyut Analizi	11
2.2 Kaotik Davranış Gösteren Sistemler	11
2.2.1 Kaotik Davranış Gösteren Sürekli Zamanlı Kaotik Sistemler.....	12
2.2.2 Lorenz Sistemi	12
2.2.3 Chua Devresi.....	15
2.2.4 Volta Sistem.....	18
2.2.5 Kaotik Davranış Gösteren Ayrık Zamanlı Kaotik Haritalar.....	22
3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA KAOS ANALİZİ..	27
3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar	27
3.2 SMSM d-q Modeli	28
3.3 SMSM'nin Kaos Analizi ve Çatallaşma.....	30
3.3.1 SMSM'nin $\bar{V}_d = 0, \bar{V}_q = 0$ ve $T_y = 0$ Durumu İçin Kaotik Analizi.....	34
4. ELEKTRİK SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNDE ELEKTROMANYETİK VE AKUSTİK GÜRÜLTÜLER.....	40
4.1 Elektromanyetik Girişim (EMG), Elektromanyetik Uyumluluk (EMU)	40
4.1.1 İletilerek Yayılan Elektromanyetik Gürültüler	41
4.1.1.1 Fark Mod Gürültü.....	43
4.1.1.2 Ortak Mod Gürültü.....	43
4.1.2 EMG Standartları	44
4.1.3 EMG Etkisinin Azaltma Yöntemleri	44
4.1.3.1 Filtreleme Yöntemi.....	45
4.1.3.2 Ekranlama Yöntemi.....	45
4.1.3.3 Bağlama Yöntemi.....	45
4.1.3.4 Topraklama Yöntemi.....	45

4.1.3.5 Çok Seviyeli Evirici Kullanma	46
4.1.3.6 Yumuşak Anahtarlama Yöntemi.....	46
4.1.3.7 Söndürücü Devre (Snubber) Tasarlama	46
4.1.3.8 Rastgele Modülasyon Yöntemi.....	46
4.1.3.9 Kaotik Modülasyon Yöntemi.....	47
4.2 Akustik Gürültüler.....	47
5. YÜKSEK PERFORMANSLI KONTROL YÖNTEMLERİ	49
5.1 Giriş	49
5.2 Vektör Kontrol Yöntemi.....	49
5.3 Doğrudan Moment Kontrol Yöntemi	50
5.4 UV-DMK Yöntemi.....	52
6. EVİRİCİLER VE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ	55
6.1 Eviriciler	55
6.1.1 Eviricide Anahtarlama Frekansı Etkisi.....	56
6.1.2 Eviricide Ortak Mod Gerilimi (OMG)	57
6.2 Eviricilerde Kullanılan Modülasyon Yöntemleri.....	60
6.2.1 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	61
6.2.2 Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UV-DGM)	62
6.2.3 Rastgele Modülasyon Yöntemleri.....	64
6.2.4 Kaotik Modülasyon Yöntemleri.....	66
6.3 Kaotik Modülasyonla İlgili Genel Kavramlar.....	67
6.3.1 Kaotik Anahtarlama Frekansı	67
6.3.2 Kaotik Bit	68
6.3.3 Kaotik Periyotlu Taşıyıcı Dalga.....	68
7. KAOTİK SİNÜZOİDAL DGM MODÜLASYONLU (KSDGM) VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ	69
8. SİNÜSOİDAL DGM TABANLI YENİ MODÜLASYON YÖNTEMLERİ	81
8.1 Yeni Darbe Konum Modülasyon Yöntemleri.....	81
8.1.1 Yeni Bir Rastgele Darbe Konum Modülasyon Yöntemi.....	81
8.1.2 Yeni Bir Karma Darbe Konum Modülasyon Yöntemi.....	85
8.2 Yeni Anahtarlama Modülasyon Yöntemleri.....	93
8.2.1 Yeni Bir Rastgele Anahtarlama Modülasyon Yöntemi.....	93
8.2.2 Yeni Bir Karma Anahtarlama Modülasyon Yöntemi	95
9. KAOTİK UZAY VEKTÖR MODÜLASYONLU KONTROL YÖNTEMLER	103
9.1 Giriş	103
9.2 Kaotik Uzak Vektör Modülasyonlu Vektör Kontrol Yöntemi	103
9.3 Kaotik Uzak Vektör Modülasyonlu DMK Yöntemi	111
10. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	116
10.1 Sonuçlar	118
10.2 Öneriler	118
KAYNAKLAR.....	119
ÖZGEÇMİŞ.....	125

ÖZET

Elektromanyetik Girişim (EMG) hem elektriksel cihazlar hem de insan sağlığı için önemli bir tehdittir. Elektrik sürücü sistemlerinde iletim yolu ile aktarılan EMG gürültüleri Ortak Mod Gerilimi (OMG) ve Fark Mod Gerilimleri (FMG) kaynaklıdır. Bu gürültüler anahtarlama elamanlarının açılıp kapanması esnasında akım ile gerilimde meydana gelen kısa süreli ani değişimlerden meydana gelmektedir. Dolayısıyla OMG ve FMG’lerde anahtarlama frekansı ve katlarında belirli genliklerde harmonikler oluşur. Bu harmonik genliklerinin 9-150 kHz aralığında yüksek olması, iletim gürültüsü olarak EMG değerinin yüksek olması anlamına gelmektedir. Ayrıca anahtarlama frekansı kaynaklı oluşan akustik gürültüler de bir sorun olarak bilinmektedir. İnsan kulağının duyabildiği frekanslar 20 kHz altındaki değerlerdir. Özellikle 12 kHz altındaki değerlerde hissedilir.

Bu çalışmada gerilim kontrollü Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) sürücü sistemi olarak vektör kontrol ile Uzay Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrol (UV-DMK) yöntemlerinde EMG ve akustik gürültüyü azaltmak için çeşitli modülasyon yöntemleri geliştirilmiştir. Bu modülasyon yöntemleri geliştirilirken son zamanlarda dikkatleri üzerine çeken kaotik sistemlerden faydalanılmıştır.

Sabit anahtarlama frekansı özellikle kapalı çevrim uygulamalarda kolay uygulanabilirlik anlamında önemli bir faktördür. Ayrıca anahtarlama frekansına bağlı olarak anahtarlama elamanının güvenliği ve anahtarlama kayıplarının belli olması da önemlidir. EMI ve akustik gürültüleri bastırmak için ilk olarak sabit anahtarlama frekanslı yeni yöntemler geliştirmiştir. Özellikle OMG gerilimde etkili olan iki tane yöntem önerilmiştir. Birinci yöntem Kaotik sinyal yardımı ile geliştirilen Yeni bir Rastgele Darbe Konum Modülasyon (KAO-YRDMK) yöntemi, diğeri ise Yeni bir Rastgele Anahtarlama Modülasyon (KAO-RAM) yöntemidir. Sonra hem OMG hem de FMG kaynaklı gürültülerde etkili olan kaotik anahtarlama frekanslı yeni karma yöntemler geliştirmiştir.

İkinci olarak ise kaotik anahtarlama frekanslı kaotik uzay vektör modülasyonu geliştirilerek, Kaotik Uzay Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrol (KUV-DMK) yöntemine uyarlanması gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Vektör Kontrol, Uzay Vektör-Doğrudan Moment Kontrol, Elektromanyetik Uyumluluk, Elektromanyetik Girişim, Kaos, Kaotik Anahtarlama Frekansı, Kaotik Anahtarlama, Rastgele Modülasyon, Kaotik Modülasyon

SUMMARY

The Reduction of The Electromagnetic Interference by using Chaotic and Random Modulation Methods in the Electric Drive Systems

Electromagnetic Interference (EMI) is a serious threat to human health as well as electrical appliances. On the electric driver system EMI that is transferred by transmission is originated on the Common Mode Voltage (CMV) and Differential Mode Voltages (DMV). This noise occurs on the current and voltage due to sudden changes that are caused by the short-term switching of switching equipment. Therefore CMV and DMV harmonics are occurred in switching frequency and its multiples. These harmonics have higher amplitude on the interval of 9-150 kHz and that means EMI value is higher. On the other hand the noises are caused by switching frequency and they are also known as disturbance. The frequencies that are below 20 kHz can be heard by human ears, especially the frequency which is below 12 kHz is very noisy for human ears.

In that research, various methods such as voltage controlled PMSM driver systems as vector control and Direct Torque Control of Space Vector Modulation (SV-DTC) are proposed to reduce the EMI and acoustic noise. Although the methods mentioned above have been developed recently years, researchers are focused on chaotic system. Especially closed loop application in terms of applicable fixed switching frequency is an important parameter. In addition, security of equipment and clearness of switching equipment losses are also important.

To reduce EMI and acoustic noises, novel methods are developed based on fixed switching. Especially two methods that are effective on CMV are proposed. The first method is a New Random Pulse Position Modulation (CS-NRPPM) that is developed by help of Chaotic Signal, the other one is a novel method known as Random Switching Modulation method (CS-RSM). Then, chaotic switching frequency mixed methods affected on both CMV and DMV are developed. Finally chaotic switching frequency, Chaotic Space Vector Modulated Direct Torque Control (CSV-DTC) method was performed.

Key Words: Vector Control, Space Vector-Direct Torque Control, Electromagnetic Compatibility, Electromagnetic Interference, Chaos, Chaotic Switching frequency, Chaotic Switching, Random Modulation, Chaotic Modulation

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1.	Lorenz sistemine ait bir durum değişkeninin zaman göre değişimi.....	8
Şekil 2.2.	Lorenz sisteminde x-z faz uzayı (kaotik).....	9
Şekil 2.3.	Kaotik bir sistemde poincare haritalama	11
Şekil 2.4.	Çatallaşma Diyagramı	12
Şekil 2.5.	Lorenz sistemi değişkenlerinin zamana göre değişimi a) X b) Y c) Z	13
Şekil 2.6.	Lorenz sistemi değişkenlerinin bir birlerine göre değişimi a) X ile Y b) Z ile X c) Y ile Z	14
Şekil 2.7.	Lorenz sistemi değişkenleri X,Y ile Z'nin bir birlerine göre değişimi	15
Şekil 2.8.	Kaotik a) chua devresi b) doğrusal olmayan direnç karakteristiği.....	15
Şekil 2.9.	Chua devresi değişkenlerinin zamana göre değişimi a) I_L b) V_1 c) V_2	17
Şekil 2.10.	Chua devresi değişkenlerinin bir birleri ile değişimi a) V_1 ile V_2 b) V_1 ile I_L c) I_L ile V_2	18
Şekil 2.11.	Chua devresi değişkenleri V_1 , V_2 ile I_L 'nin bir birlerine göre değişimi.....	18
Şekil 2.12.	Volta sistemi değişkenlerinin zamana göre değişimi a) X b) Y c) Z	19
Şekil 2.13.	Volta sistemi değişkenlerinin bir birlerine göre değişimi a) Z ile X b) Y ile X c) Z ile Y	20
Şekil 2.14.	Volta sistemi değişkenleri X, Y ve Z'nin bir birlerine göre değişimi.....	21
Şekil 2.15.	Lojistik harita çatallaşma diyagramı	22
Şekil 2.16.	Lojistik harita simulink modeli.....	22
Şekil 2.17.	Lojistik harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=2.7$	23
Şekil 2.18.	Lojistik harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=3.3$	23
Şekil 2.19.	Lojistik harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=3.5$	23
Şekil 2.20.	Lojistik harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=4$	24
Şekil 2.21.	Tent harita simulink modeli	24
Şekil 2.22.	Tent harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi	24
Şekil 2.23.	Sinüzoidal harita simulink modeli.....	25
Şekil 2.24.	Sinüzoidal harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi.....	25
Şekil 2.25.	Henon harita simulink modeli.....	25
Şekil 2.26.	Henon harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi	26
Şekil 2.27.	Rastgele sinyal X_n değişkeninin zamana göre değişimi	26
Şekil 3.1.	SMSM'in d-q modeli.....	29
Şekil 3.2.	SMSM için ($a=14.1$ $b=5.46$) a) I_d akımın b) I_q akımın c) w hızın zaman göre değişimi.....	35
Şekil 3.3.	SMSM için ($a=14.1$ $b=5.46$) a) I_d ile I_q b) w ile I_d c) w ile I_q değişimleri	36
Şekil 3.4.	SMSM için ($a=14.93$ $b=5.46$ (kaotik)) a) I_d akımın b) I_q akımın c) w hızın zaman göre değişimi.....	37
Şekil 3.5.	SMSM için ($a=14.93$ $b=5.46$ (kaotik)) a) I_d ile I_q b) w ile I_d c) w ile I_q değişimleri	38
Şekil 3.6.	SMSM için ($a=14.1$ $b=5.46$) w , I_d ve I_q 'nun bir birlerine göre değişimi.....	39
Şekil 3.7.	SMSM için ($a=14.93$ $b=5.46$ (kaotik)) w , I_d ve I_q 'nun bir birlerine göre değişimi	39
Şekil 4.1.	Ortak mod ve fark mod iletim gürültüleri.....	42

Şekil 4.2.	Fark mod iletim gürültüleri.....	42
Şekil 4.3.	Ortak mod iletim gürültüleri	43
Şekil 5.1.	DMK yönteminde stator akısı ile rotor akısı konumu	52
Şekil 5.2.	UV-DMK yöntemi blok şeması	53
Şekil 6.1.	Evirici kullanılan AC sürücü sistemi.....	59
Şekil 6.2.	Evirici sekiz anahtarlama durumu.....	60
Şekil 6.3.	Sinüzoidal DGM yönteminin temel prensibi	61
Şekil 6.4.	Sabit referans çatıda evirici durumlarının gösterilmesi.....	63
Şekil 6.5.	Sinyal gücü a) klasik DGM b) random DGM.....	65
Şekil 7.1.	KSDGM blok diyagramı.....	69
Şekil 7.2.	KSDGM modülasyonlu vektör kontrol blok diyagramı	70
Şekil 7.3.	Klasik SDGM a) stator akımları b)moment c) motor açısal hızı	71
Şekil 7.4.	KSDGM (lojistik harita) a) stator akımları b)moment c) motor açısal hızı	72
Şekil 7.5.	Vcm güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik SDGM b) KSDGM (lojistik harita) c) KSDGM (tent harita) d) KSDGM (sinüsoidal harita) e) KSDGM (rastgele sinyal) f) KSDGM (chua devresi)	74
Şekil 7.6.	Vdm güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik SDGM b) KSDGM (lojistik harita) c) KSDGM (tent harita) d) KSDGM (sinüsoidal harita) e) KSDGM (rastgele sinyal) f) KSDGM (chua devresi)	76
Şekil 7.7.	Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik SDGM b) KSDGM (lojistik harita) c) KSDGM (tent harita) d) KSDGM (sinüsoidal harita) e) KSDGM (rastgele sinyal) f) KSDGM (chua devresi)	78
Şekil 8.1.	KAO-YRDKM yöntemi prensip şeması	82
Şekil 8.2.	KAO-YRDKM yönteminde rastgele bit üretici	82
Şekil 8.3.	Pozitif kenar tetiklemeli D tipi flip flopun a) yapısı b) karakteristiği.....	83
Şekil 8.4.	KAO-YRDKM modeli rastgele bit üreticinde a) örnekleme frekansında kaotik bitler b) taşıyıcı dalga frekansında bir işaret c) flip flop çıkışı	84
Şekil 8.5.	KAO-YRDKM modelinde DGM elde etme a) A notası b) B noktası c)C noktası d) D noktası e) E noktası f) F noktası g) Sa için DGM	85
Şekil 8.6.	KAO-YKDKM modelinde DGM elde etme (simülasyondan) a) A notası b) B noktası c) C noktası d) D noktası e) E noktası f) F noktası g) Sa için DGM.....	86
Şekil 8.7.	Vcm (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-YRDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YRDKM (kaotik sinyal)	87
Şekil 8.8.	Vdm (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-YRDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YRDKM (kaotik sinyal)	88
Şekil 8.9.	Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-YRDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YRDKM (kaotik sinyal)	89
Şekil 8.10.	Vcm (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-YKDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YKDKM (kaotik sinyal)	89
Şekil 8.11.	Vdm (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-YKDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YKDKM (kaotik sinyal)	90
Şekil 8.12.	Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-YKDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YKDKM (kaotik sinyal).....	91
Şekil 8.13.	KAO-RAM yöntemi prensip şeması	94
Şekil 8.14.	KAO-RAM yönteminde a) taşıyıcı dalga b) taşıyıcı dalga tersi c) rastgele bit d) seçici çıkışındaki taşıyıcı dalga	94
Şekil 8.15.	KAO-KAM yöntemi prensip şeması.....	95
Şekil 8.16.	KAO-KAM yönteminde a) taşıyıcı dalga b) taşıyıcı dalga tersi c) kaotik bit d) seçici çıkışındaki taşıyıcı dalga.....	96

Şekil 8.17.	Vcm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-RAM (rastgele sinyal) b) KAO-RAM (kaotik sinyal).....	97
Şekil 8.18.	Vdm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-RAM (rastgele sinyal) b) KAO-RAM (kaotik sinyal).....	97
Şekil 8.19.	Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-RAM (rastgele sinyal) b) KAO-RAM (kaotik sinyal).....	98
Şekil 8.20.	Vcm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-KAM (rastgele sinyal) b) KAO-KAM (kaotik sinyal).....	99
Şekil 8.21.	Vdm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-KAM (rastgele sinyal) b) KAO-KAM (kaotik sinyal).....	99
Şekil 8.22.	Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) RAS-KAM (rastgele sinyal) b) KAO-KAM (kaotik sinyal)	100
Şekil 9.1.	KUV-AYK ile hız kontrolü şeması.....	104
Şekil 9.2.	KUV-DGM için DGM işaretleri elde etme a) tek nolu sektörlerde b) çift nolu sektörlerde.....	105
Şekil 9.3.	KUV-DGM’li vektör kontrolde a) stator akımları b) moment c) motor açılmal hızın zamana göre değişimleri	106
Şekil 9.4.	Vcm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik UV-DGM b) RUV-DGM c) KUV-DGM	107
Şekil 9.5.	Vdm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik UV-DGM b) RUV-DGM c) KUV-DGM	108
Şekil 9.6.	Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik UV-DGM b) RUV-DGM c) KUV-DGM	109
Şekil 9.7.	UV-DTC Vcm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik UV b) rastgele UV c) kaotik UV	112
Şekil 9.8.	UV-DTC Vdm güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik UV b) rastgele UV c) kaotik UV	113
Şekil 9.9.	UV-DTC Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik UV b) kaotik UV c) rastgele UV	114

TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2.1	Çekicilerin farklı tipleri	10
Tablo 3.1	Routh-Hurwitz kararlılık kriteri analizi	33
Tablo 3.2	Routh-Hurwitz kararlılık kriteri analizi için katsayıların hesabı.....	33
Tablo 4.1	Evirici anahtarlama durumuna göre OMG ve FMG	60
Tablo 7.1	Klasik SDGM, RSDGM ve KSDGM yöntemleri spektral güç yoğunluğu sonuçları.....	79
Tablo 8.1	RAS-YRDKM, KAO-YRDKM, RAS-YKDKM ile KAO-YKDKM yöntemleri spektral güç yoğunluğu	91
Tablo 8.2	RAS-RAM, KAO-RAM, RAS-KAM ile KAO-KAM yöntemleri spektral güç yoğunluğu.....	101
Tablo 9.1	Klasik UV-DGM, RUV-DGM ile KUV-DGM yöntemleri spektral güç yoğunluğu	110
Tablo 9.2	Klasik UV-DMK, RUV-DMK ile KUV-DMK yöntemleri spektral güç yoğunluğu	115

KISALTMALAR

AA	:Alternatif Akım
AYK	:Alan Yönlendirmeli Kontrol(vektör kontrol)
EMG	:Elektromanyetik girişim
EMU	:Elektromanyetik uyumluluk
FMG	:Fark mod gerilimi
FMA	:Fark mod akımı
DA	:Doğru Akım
DGM	:Darbe Genişlik Modülasyonu
DSP	:Sayısal İşaret İşlemci
DTC	:Doğrudan Moment Kontrolü
İSMSM	:İçsel tip SMSM
KAO	:Kaotik
KSDGM	:Kaotik SDGM (kaotik anahtarlama frekanslı)
KAO-KAM	:Yeni bir karma anahtarlama modülasyonu(kaotik sinyalli)
KAO-RAM	:Yeni bir rastgele anahtarlama modülasyonu(kaotik sinyalli)
KAO-YKDMK	:Yeni bir karma darbe konum modülasyonu(kaotik sinyalli)
KAO-YRDMK	:Yeni bir rastgele darbe konum modülasyonu(kaotik sinyalli)
KUV-DGM	:Kaotik Uzak vektör Darbe genişlik modülasyonu
KUV-DTC	:Kaotik Uzak Vektör Modülasyonlu doğrudan moment kontrolü
RAS	:Rastgele
RAS-KAM	:Yeni bir karma anahtarlama modülasyonu(kaotik sinyalli)
RAS-RAM	:Yeni bir rastgele anahtarlama modülasyonu(kaotik sinyalli)
RAS-YKDMK	:Yeni bir karma darbe konum modülasyonu(kaotik sinyalli)
RAS-YRDMK	:Yeni bir rastgele darbe konum modülasyonu(kaotik sinyalli)
RSDGM	:Rastgele SDGM (rastgele anahtarlama frekanslı)
RUV-DGM	:Rastgele Uzak vektör DGM (rastgele anahtarlama frekanslı)
RUV-DTC	:Rastgele Uzak Vektör Modülasyonlu DTC
SMSM	:Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SDGM	:Sinüzoidal DGM
OMG	:Ortak mod gerilimi
OMA	:Ortak mod akımı
UVM	:Uzak Vektör Modülasyonu
UV-DTC	:Uzak Vektör Modülasyonlu doğrudan moment kontrolü
UV-DGM	:Uzak vektör Darbe genişlik modülasyonu
YSMSM	:Yüzeyel tip SMSM

SEMBOLLER LİSTESİ

A	:Lojistik harita parametresi
a,b,c	:Sabit sayılar
B	:Sürtünme katsayısı (Nm/rad/s)
C_1, C_2	:Kondansatör kapasitesi
d, q	:Birbirine dik rotor iki eksenin bileşenleri
e_a, e_b, e_c	:Stator sargılarında indüklenen zıt emk
e_T	:Moment hatası
f	:Gerçek anahtarlama frekansı
f_0	:Sabit anahtarlama frekansı,
f_m	:Modülasyon frekansı
G_1, G_2	:İletkenlik
$\bar{I}_a$	:a fazı stator akımı
$\bar{I}_b$	:b-ekseni stator akımı
$\bar{I}_c$	:c-ekseni stator akımı
i_q, i_d	:Rotor referans düzleminde stator akımları(d-q eksen)
$\bar{I}_d, \bar{I}_q,$	:Geçici rotor referans düzleminde stator akımları(d-q eksen)
$\bar{I}_d^{eq}, \bar{I}_q^{eq}$	:Rotor referans düzleminde stator akımların denge noktaları
i_α	:Stator akısının α eksenindeki bileşeni
i_β	:Stator akısının β eksenindeki bileşeni.
J	:Eylemsizlik momenti
$L_s d, L_{sq}$	:d-q eksen endüktansları
m_a	:Modülasyon indeksi
m_f	:Modülasyon oran(frekans)
P	:Çift kutup sayısı
R_s, L_s	:Stator sargılarının direnci ve self endüktans
R_a	:Stator sargısı a fazı direnci
R_b	:Stator sargısı b fazı direnci
R_c	:Stator sargısı c fazı direnci
t_1, t_2	:Sırasıyla V_1 ve V_2 gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerinin yarısı
t_o	:Simetrik düzenli örneklemeli SDGM için iletim süresi
t_p	:Simetrik düzenli örneklemeli SDGM için kesim süresinin yarısı
T_k	:UVDGM için V_k gerilim vektörünün uygulama süresinin yarısı
T_0	:UVDGM için sıfır-durum vektörünün uygulama süresinin yarısı
T_e	:Elektriksel moment
T_y	:Yük momenti (N.m)
T_s	:Örnekleme periyodu
u_s	:Sabit referans düzlemindeki stator gerilimlerin uzay vektörü
V_0, V_7	:Vektörleri sıfır vektörleridir
V_d	:Evirici girişi DA gerilimi
V_k	:Uygulanan aktif gerilim vektörleri
ω_r	:Mekaniksel rotor hızı (rad/s)
$\bar{\omega}_r$	:Geçici mekaniksel rotor hızı
ω_e	:Rotor elektriksel hızı
V	:Faz-nötr gerilimi tepe değeri
V_1, V_2	:Gerilim
V_{sa}	:a fazı gerilimi
V_{sb}	:b fazı gerilimi
V_{sc}	:c fazı gerilimi
V_d, V_q	:d-q eksen gerilimleri
V_α, V_β	: α - β sabit eksen takım gerilimleri
V_t	:Taşıyıcı dalga işareti genliği
$U_{SC\alpha}, U_{SC\beta}$	:Hesaplanan gerilim uzay vektörü stator gerilimi bileşenleri
U_{CM}	:Ortak mod gerilimi

U_{DM}	:Fark mod gerilimi
U_{no}	:Ortak mod gerilimi
Ψ_d, Ψ_q	:d-q eksenli stator akısı bileşenleri
Ψ_m	:Rotor sabit mıknatıs akısı
θ_e	:Rotor elektriksel konumu
θ_r	:Rotor mekaniksel konumu
$\alpha-\beta$	:Sabit eksen takımı
Ψ_α, Ψ_β	:Magnetik akı
ΔT_e	:Moment hatası
$\Delta \delta_\psi$	:Moment kaynaklı yük açısı
Δf	:Frekanstaki değişim miktarı
Ψ_{sa}	:a faz ait stator akısı
Ψ_{sb}	:b faz ait stator akısı
Ψ_{sc}	:c faz ait stator akısı
$\Delta \Psi_s$	:Stator akısı hatası
Ψ_s	:Stator uzay vektör akısı.
Ψ_{sref}	:Stator akısının referans değeri
X_n, Y_n	:Kaotik harita değişkeni

1. GİRİŞ

Teknolojinin hızla gelişmesi ile birlikte her geçen gün insanoğlunun ihtiyaçları da artmaktadır. Elektriksel cihazların kullanımı hayatın her aşamasında kaçınılmaz hale gelmiştir. Günlük hayatta elde, cepte taşınan cep telefonundan, sürekli kullanılan bilgisayarlara, evlerdeki TV'lere, saç kurutma makinelerine, klimalara, güç kaynaklarına kadar elektriksel aygıtlar kullanılmaktadır.

Bazı elektriksel cihazlar yüksek frekanslarda belli oranlarda elektromanyetik dalgalar şeklinde gürültüler yaymaktadır. Bu gürültüler cihazın kendi çalışmasını ve etraftaki cihazların çalışmasına olumsuz etki ettiği gibi canlı sağlığına da olumsuz etki etmektedir. Hem havadan ışıyım yolu ile hem de iletkenler üzerinden iletim yolu ile iletilebilen bu gürültüler Elektromanyetik Girişim (EMG) olarak isimlendirilmektedir[1]. EMG için her ülkede ayrı ayrı sınırlamalar getirilebildiği gibi Avrupa Birliği (AB) veya uluslararası kurullar tarafından getirilen sınırlandırılmalar ve standartlar vardır. Bir ürünün EMG anlamında standartlara uyumlu olması Elektromanyetik Uyumluluk (EMU) olarak bilinir. Dolayısıyla bir ürünün ticarileşebilmesi için EMU kurullarının belirlediği standartlara uyumlu olma zorunluluğu vardır[1-2].

EMU kurullarının belirlediği asgari EMG değerleri sağlaması ile, bu elektromanyetik etkinin olabildiğince azaltılması da oldukça önemlidir. Çünkü her geçen gün yeni ihtiyaçlarla birlikte, yeni elektriksel aygıtlar hayatımıza girmektedir. Böylece elektromanyetik gürültülerin azaltılması önem kazanmaktadır[3].

Anahtarlama güç kaynakları tüketici ürünlerinde genişçe bir alanda kullanılmaktadır. Sabit frekanslı Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) eviriciler birçok ev cihazında, klima, çamaşır makinesi, bulaşık makinesi ve buzdolaplarında kullanılmaktadır. Sabit anahtarlama frekanslı evirici kullanılan bu cihazların frekans spektrumunda anahtarlama frekanslı kaynaklı yüksek genlikli baskın harmonikler, EMG ve akustik gürültüler oluşmaktadır. Güç kaynaklarında, yüksek genlikli akım ve gerilimleri anahtarlama esnasında oluşan EMG oldukça önemli bir sorundur[4-5].

Alternatif akım (AA) elektrik sürücü sistemleri çevreye belli miktarlarda EMG gürültüleri yaymaktadır. Bu sürücü sistemlerinde meydana gelen EMG gürültülerinin bir kısmı kullanılan evirici anahtarlama frekansı etkisi ile oluşmaktadır. Yani anahtarlama elamanının açılıp kapanması esnasında meydana gelen akım gerilim streslerinden

kaynaklanmaktadır [6-11]. İletim yolu ile yayılan bu elektromanyetik gürültüler sürücü devre ortak mod gerilimleri ve fark mod gelimleri (veya ortak mod akımları ile fark mod akımları) kaynaklıdır[6,8-9]. Bu gürültüler şebekeye, sürücü devresi ile birlikte kullanılan motora da zarar verebilmektedir[12-14].

OMG ve FMG'nin olumsuz etkileri üzerin literatürde çok sayıda çalışma bulunmaktadır[12-24]. Özellikle anahtarlama elemanlarının kısa sürede açılıp kapanması esnasında meydana gelen dv/dt ve di/dt değerleri önlem alınmaması durumunda oldukça ciddi sorunlara sebep olabilirler[2,23].

Sürücü sistemlerinde bu olumsuz etkileri azaltmak için bilinen çeşitli yöntemler vardır. Filtreleme bu yöntemlerden bir tanesidir. EMG filtreleri üzerine yapılan çok sayıda çalışma bulunmaktadır[25-34]. Bu çalışmalar OMG kaynaklı[31-34], FMG kaynaklı veya her iki gürültü için ortak tasarlanmışlardır[25,29-30,34].

Evirici kontrol işaretlerini sağlayan modülasyon yöntemleri EMG gürültüsü azaltmada önemli bir yere sahiptir. Evirici çıkış geriliminde anahtarlama frekansı ve katlarında yüksek genlikli harmonikler meydana gelir. Bu harmoniklerin yüksek genlikli olması EMG ve akustik gürültülere sebep olmaktadır. Özellikle anahtarlama frekansı kaynaklı meydana gelen gürültüleri azaltmak için rastgele ve kaotik modülasyon yöntemleri geliştirilmiştir[6-11,35-50]. Bu yöntemler sayesinde anahtarlama frekansı ve katlarında meydana gelen yüksek genlikli harmonikler belli bir aralığa yayılarak etkileri azaltılmış olur[51].

Rastgele modülasyon yöntemleri bu amaçla geliştirilmiş ve hala üzerinde çalışmalar yapılmaktadır[35-50]. Rastgele modülasyon yöntemleri SDGM [5,35-36,58-50] veya UVM [41-42,46-47] temelli olarak geliştirilmişlerdir. Rastgele modülasyon yönteminde rastgeleliğin nereye uygulandığı ile ilgili olarak farklı yöntemler geliştirilmiştir[48]. Anahtarlama frekansının rastgele değiştirilmesi ile rastgele anahtarlama frekanslı, darbe konumlarının rastgele değişmesi ile rastgele darbe konum modülasyonu[37-39] taşıyıcı dalganın rastgele anahtarlanarak uygulanmasıyla elde edilen rastgele anahtarlamalı modülasyon[5] ile karma rastgele modülasyon yöntemleri vardır[48]. Rastgele modülasyon yöntemleri sayesinde normalde ihtiyaç duyulan EMG filtre boyutları, ağırlığı ve fiyatı da düşmektedir[48]

Kaotik sistemler son yıllarda birçok bilim dalında kullanılmakla dikkatleri üzerlerine çekmiştir. Sürekli zamanlı veya ayrık zaman kaotik sistemler vardır. Doğrusal olmayan eleman veya elemanlar içeren en az üçüncü dereceden sürekli zamanlı sistemler kaotik

davranış sergileyebilir. Ayırık zamanda ise birinci dereceden bir sistem bile kaotik davranış gösterebilmektedir[52].

Kaotik sistemler başlangıç koşullarına oldukça hassas bağlıdırlar. Dolayısıyla kaotik bir sinyalin elde edilmesi veya başlangıç koşullarının değiştirilerek farklı davranmasının sağlanması oldukça kolaydır[6-7].

Kaotik sistemlerle ilgili çalışmalarda bir sistem kaotik davranış sergiliyorsa ki bu istemeyen bir durum olabilir. O zaman kaos kontrol ile sistemin normal davranış göstermesi sağlanır. Ancak bazen amaçlanan bir durum sistemin kaotik davranması ile sağlanabilir ki buna kaotikleştirme denir[6]. Özellikle bilgi şifrelemede bu işlem oldukça faydalıdır[53]. Yine ilaç ve kimya sanayide kullanılan karıştırıcılarda kısa zamanda homojen bir karışım elde etmek için kaotik karıştırıcılar kullanılmaktadır[54]. Yani sistemin kaotik özelliğinden faydalanarak geliştirilen yaklaşımlar yardımı geliştirilen çalışmalarda fazladır. Kaotik modülasyon yöntemleri buna örnek gösterilebilir[6-11].

Elektrik motorları da belli koşullarda veya parametre değerlerinde kaotik davranış sergileyebilmektedir. SMSM’de belli parametre değerlerinde kaotik davranış göstermektedir[6,55]. Örneğin mıknatıslanma akısı değerine bağlı motor kaotik davranış sergileyebilmektedir. Dolayısıyla mıknatıs seçme ve boyutlandırma hesabı yapılırken buna dikkat edilmelidir.

Evirici kullanılan sürücü sistemlerinde anahtarlama frekansından kaynaklanan gürültüler meydana gelmektedir[6]. Yüksek performanslı kontrol yöntemleri olan vektör kontrol ile uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol yöntemlerinde evirici anahtarlama frekansından dolayı olumsuz etkiler oluşur.

Vektör kontrol sistemi akım veya gerilim kontrollü olabilir. Gerilim kontrollü, sinüzoidal modülasyon ile uzay vektör modülasyon yöntemlerinin kullanıldığı vektör kontrol sistemlerinde ve uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol sistemlerinde EMG ve/veya akustik gürültüleri azaltmak için literatürde bilinen çeşitli rastgele modülasyon yöntemleri vardır[5,46,48].

Kaotik modülasyon yöntemleri rastgele modülasyon yöntemlerine alternatif olarak geliştirilmiş yöntemlerdir. Kaotik sinyallerin elde edilmesinin basit, kolay, ucuz olması aynı zamanda başlangıç koşullarına hassas bağımlılık gibi avantajlarından dolayı kaotik modülasyon yöntemleri rastgele modülasyon yöntemlerine tercih edilebilir[6-7].

Kaotik modülasyon yöntemleri ile ilgili çalışmalar fazla değildir. Anahtarlama frekansının kaotik olarak belli bir aralıkta değişmesi ile elde edilen kaotik anahtarlama

frekanslı SDGM ile Kaotik UVM, darbe konumlarının kaotik değişmesi ile oluşturulan kaotik darbe konum modülasyonu, taşıyıcı dalganın kaotik anahtarlama ile elde edilen kaotik anahtarlama modülasyonu ve karma kaotik anahtarlama modülasyonu yöntemleri bilinmektedir[6-11].

20 kHz'in altındaki anahtarlama frekansında oluşan, sabit anahtarlama frekanslı EMG ve akustik gürültü ile birlikte mekanik titreşimlerde meydana gelmektedir[8-9,48]. Rastgele modülasyon yöntemlerinde EMG ve akustik gürültüler etkili bir şekilde bastırılabilir. Ancak oluşabilecek mekanik rezonansı önlemek zor olur. Sistem mekanik rezonans frekansı ile anahtarlama frekansı arasında olabilen rezonans istenmeyen bir durumdur. Sistem rezonans frekansı tespit edilerek bundan kaçınmak kaotik modülasyon yöntemlerinde kolaydır. Kaotik sistemlerde başlangıç koşullarına hassas bağlılık özelliği sayesinde kaotik sinyal buna uygun seçilebilir[8-9].

Sürücü sistemlerinde anahtarlama frekansı kaynaklı akustik gürültüler de meydana gelmektedir. Aslında bu gürültülerde anahtarlama frekansını 20 kHz'ün üzerine çıkartarak giderilebilir. Ancak anahtarlama frekansının artması anahtarlama kayıplarının artmasına ve sistem veriminin düşmesine sebep olur. Daha düşük anahtarlama frekansında, bu sorun rastgele ve kaotik modülasyon yöntemleri kullanarak azaltılabilir. Dolayısıyla 20 kHz in altındaki anahtarlama frekansında meydana gelen ve insan kulağını rahatsız edecek boyuttaki akustik gürültüler de azaltılır[5,8-9,39,56-57]. Akustik gürültüler özellikle 12 kHz'in altındaki değerlerde insana rahatsızlık vermektedir. Bu yöntemler sayesinde toplam gürültü değişmemekle birlikte yayılarak rahatsız edici etkisi azaltılabilmektedir[56-60].

1.1 Tezin Amacı

Alternatif Akım (AA) elektrik sürücü sistemlerinde anahtarlama frekansına bağlı olarak OMG ve FMG'den kaynaklanan EMG ile kulağı rahatsız eden akustik gürültüler meydana gelir. Bu gürültüleri azaltmak için bilinen çeşitli yöntemler vardır. Ancak bu tezde sürücü sistemlerinde kullanılan gerilim kaynaklı evirici kontrol işaretlerini sağlayan darbe genişlik modülasyonu yöntemleri yardımı ile bu gürültülerin azaltılması amaçlanmıştır.

Bu amaçla kaotik sistemlerden yararlanarak farklı modülasyon yöntemleri geliştirilmiştir. Rastgele ve kaotik modülasyon yöntemlerinde OMG ve FMG'de oluşan harmonik genlikleri belli bir aralığa yayılarak etkileri azaltılır. Bu çalışmada özellikle kaotik sinyallerden faydalanarak yeni modülasyon yöntemleri geliştirmek hedeflenmiştir.

Geleneksel DGM yöntemleri sabit anahtarlama frekanslı yöntemlerdir. Sabit anahtarlama frekansı ve katlarında yüksek genlikli harmonikler oluşması bir dezavantaj iken uygulanmasının kolaylığı ise önemli bir avantajdır. Bu yüzden özellikle sabit anahtarlama frekansına sahip iken EMG ve akustik gürültünün azaltılması önemlidir. Bu amaçla iki yeni yöntem önerilmiştir. Ayrıca kaotik anahtarlama frekansına sahip yeni yöntemler geliştirilmiş ve bu yöntemler ile hem OMG hem de FMG kaynaklı gürültülerin azaltılması hedeflenmiştir.

Geliştirilen yeni modülasyon yöntemleri son zamanlarda dikkatleri üzerine çeken SMSM sürücüsü olarak vektör kontrol ile uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol yöntemlerine uygulanarak EMG ve akustik gürültü üzerine etkilerinin incelenmesi hedeflenmiştir.

1.2 Tezin kapsamı

Bu tezde SMSM sürücü sisteminde EMG ve akustik gürültülerin azaltılması hedeflenmiştir. Bu amaçla hazırlanan tez aşağıdaki bölümlerden oluşmaktadır.

Birinci bölümde konunun önemine dikkat çekerek genel literatür taraması yapılmıştır.

İkinci bölümde kaos ve kaotik sistemler incelenmiştir. Bu incelemede bir sistemde kaosun varlığını gösteren kaos analiz yöntemleri hakkında kısa bilgiler verilmiştir. Ayrıca kaotik sistemlerden sürekli zamanlı ve ayrık zamanlı kaotik sistemlere örnekler verilmiştir.

Üçüncü bölümde, çalışmada kullanılan SMSM'nin d-q modeli üzerinden adım adım kaos analizi yapılmıştır. Parametrelere bağlı olarak motorun kaotik davrandığı gösterilmiştir.

Dördüncü bölümde EMG, EMU ve akustik gürültülerden genel bahsedilmiş ve evirici anahtarlama frekansı kaynaklı bu gürültüler detaylandırılmıştır. Ayrıca OMG ile FMG hakkında bilgiler verilerek bunların sebep olduğu etkiler anlatılmıştır.

Beşinci bölümde yüksek performanslı kontrol sistemlerinden bahsedilmiştir. Vektör kontrol, doğrudan moment kontrol ve uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol yöntemleri hakkında kısa bilgiler verilmiştir.

Altıncı bölümde sürücü devresinde kullanılan eviriciler hakkında kısa bilgiler verilerek, gerilim kaynaklı eviricilerde kullanılan modülasyon yöntemlerinden bahsedilmiştir. Özellikle gerilim kontrollü bazı yöntemler incelenmiştir. Bunlar sinüzoidal DGM, uzay vektör modülasyonu ile bunlardan faydalananak geliştirilen rastgele ve kaotik modülasyon yöntemleridir.

Yedinci bölümde kaotik anahtarlama frekanslı bir kaotik modülasyon olan KSDGM yönteminin vektör kontrolde, EMG ve akustik gürültüleri azalttığı, OMG ve FMG'nin güç spektral yoğunlukları üzerinden gösterilmiştir. Bu bölümde ayrıca farklı kaotik sistemlerden elde edilen kaotik sinyallerin etkileri de incelenmiştir.

Sekizinci bölümde sabit anahtarlama frekansına sahip iki tane yeni rastgele modülasyon yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin vektör kontrolde EMG ve akustik gürültüleri azaltmadaki etkileri incelenmiştir. Bu yöntemlerden biri rastgele darbe konum modülasyonu, diğeri ise bir rastgele anahtarlama modülasyon yöntemidir. Bu iki yöntemde özellikle FMG üzerinde etkilerinin biraz daha az olmasından dolayı her iki yöntem içinde birer karma yöntem geliştirilmiştir.

Dokuzuncu bölümde klasik UV-DGM'den faydalanarak bir Kaotik Uzay Vektör modülasyonu (KUV-DGM) geliştirilmiştir. Geliştirilen bu KUV-DGM modülasyon yöntemi vektör kontrolde ve doğrudan moment kontrol yöntemlerinde kullanılarak EMG ve akustik gürültülerin azaltıldığı her iki yöntemde de gösterilmiştir.

Onuncu bölümde geliştirilen yöntemlerden elde edilen sonuçlar genel olarak değerlendirilmiştir. Ayrıca bu konuda birkaç öneride bulunulmuştur.

2. KAOS VE KAOTİK SİSTEMLER

Kaos bilimsel olarak düzensizlikteki düzen olarak ifade edilebilir. Ayrıca doğrusal olmayan sistemlerin, zamanla düzensiz ve kestirilemez davranış göstermesi kaos olarak adlandırılmıştır. Kaosun en önemli özelliği başlangıç koşullarına aşırı bağımlılıktır. Kaotik olmayan bir sistem, birbirine çok yakın iki başlangıç noktasından başlatılırsa, başlangıç şartlarındaki bu küçük farklılık, zamanla doğrusal olarak artan bir hataya sebep olur. Kaotik sistemlerde ise başlangıç şartlarındaki bu küçük farklılık, zamanla üstel olarak artabilir[6,52].

Kaotik sistemlerin gösterdiği davranışlardan dolayı kaos, rastgele veya düzensiz görünebilir. Ancak görünüşünün aksine gerçekte rastgele veya düzensizlik değildir. Belli matematiksel ifadeler ile gösterilen, belli sınırlar içerisinde kendini gösteren gizli bir düzeni vardır. Başlangıç koşullarına olan yüksek duyarlılığı onun rastgele veya düzensizmiş gibi algılanmasına sebep olmuştur.

Bir sistemde kaosun aranabilmesi için gerekli koşullar vardır. İlk koşul, sistemin kesinlikle doğrusal olmayan bir sistem olmasıdır. İkinci koşul, sistem sürekli zamanlı bir sistem ise en az üçüncü dereceden bir sistem olması gerekmektedir. Fakat ayrık zamanlı bir sistem ise birinci dereceden (örnek lojistik harita) olması yeterlidir. Bu koşullar bir sistemde kaosun aranması için gerekli koşullardır. Bu koşulların sağlanması o sistemde kaosun kesinlikle var olduğu anlamına gelmemektedir. Bu koşulları sağlayan sistemlerde kaosun varlığı araştırılabilir[52].

Kaotik sistemlerin bazı önemli özellikleri[6]:

- Gerekirci (deterministik) sistemlerdir.
- Başlangıç koşullarına aşırı bağımlıdır. Kaotik sistemlerin ilk geçmişleri bilinmeden haklarında kesin tahminlerde bulunulamaz.
- Kaos sadece doğrusal olmayan sistemlerde meydana gelir. (Ancak bütün doğrusal olmayan sistem kaotik değildir.)
- Basit sistemlerde bile meydana gelebilir. Ayrık zamanda tek değişkenli kaotik haritalar gibi. Sürekli zamanda ise en az üç değişkenli sistemlerde oluşur.
- Kaotik değişkenler belli sınırlar içinde değişirler. Faz uzayında çekici belirli sınırlı bir alanda meydana gelir.
- Kaotik değişkenler periyodik değildir.

Bir sistemin kaotik davranış sergilemesi istenen bir durum değildir. Bir sistem kaotik davranış gösterip istenmeyen etkilere sebep oluyorsa bu etkileri ortadan kaldırmak gerekir. Bu işlem kaos kontrol olarak bilinir. Çeşitli kaos kontrol yöntemleri vardır. Ancak bazen kaotik davranmayan sistemin kaotik davranması istenebilir veya belli amaçlar için kaotik işaretlerden faydalanılabilir[6,52]. Bir sistemin kaotik davranış gösterebilmesi için kaotik sistem koşullarını sağlaması gerekir. Kaos bu koşulları sağlayan sistemlerde aranabilir. Sistemin kaotik olup olmadığını incelemek için bilinen bazı kaos analiz yöntemleri vardır.

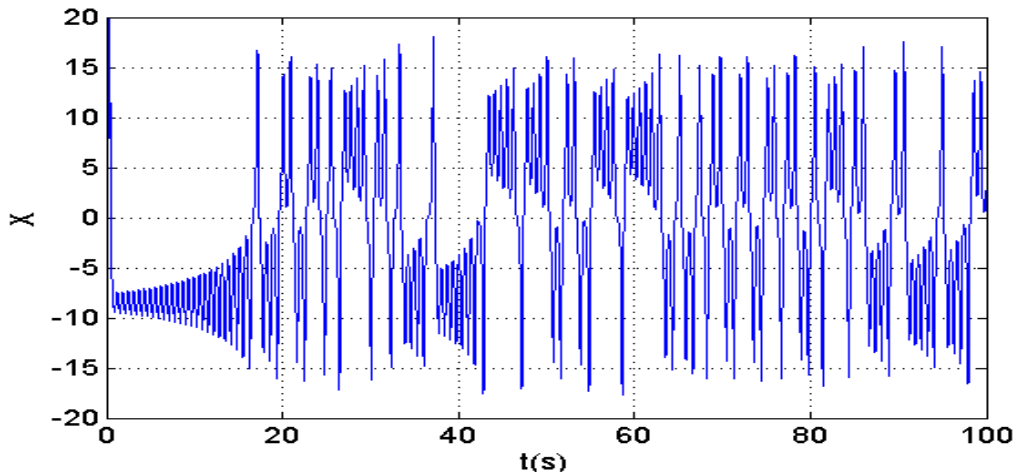
2.1 Kaos Analiz Yöntemleri

Literatürde en yaygın olarak kaos analizinde kullanılan yöntemler şunlardır[52]:

- Yörüngenin izlenmesi (zaman serileri)
- Faz uzayı (Phase portrait)
- Lyapunov üstelleri
- Poincare haritalama
- Güç spektrumu
- Çatallaşma diyagramı (Bifurcation Diagram)
- Boyut Analizi

2.1.1 Yörüngenin İzlenmesi (Zaman Serileri)

Yörüngenin izlenmesi yöntemi kaotik göstergelerden en basit olanıdır. Sistemin durum değişkenlerinden herhangi biri zaman ekseninde gözlenerek sistemin belli şartlar altında kaotik davranıp davranmadığına gözlemlenebilir. Şekil 2.1’de lorenz sistemine ait bir durum değişkeninin zaman göre değişimi verilmiştir.

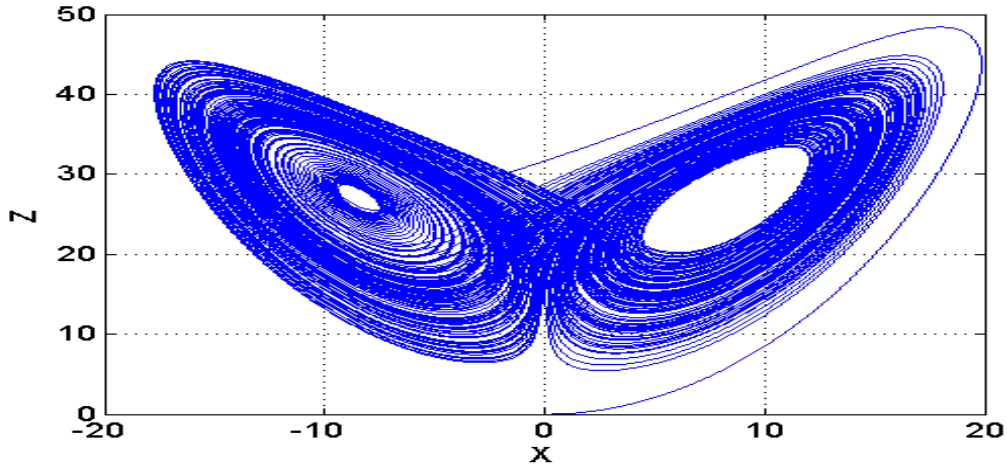


Şekil 2.1 Lorenz sistemine ait bir durum değişkeninin zaman göre değişimi (kaotik)

2.1.2 Faz uzayı (Phase portrait)

Faz uzayı bir dinamik sistemin mümkün olan bütün durumlarının birleşimidir. Bu yöntemde durum değişkenlerini birbirine göre çizdirilerek sistemin kaosa girip girmediği hakkında fikir edinilebilir. Sistem periyodik ise, durum değişkenleri birbirine göre çizdirildiğinde kapalı bir çevrim görülür. Ancak periyodik değilse garip çekici denen şekiller görünür. Bu şekiller kaotik bir yapıya işarettir. Lorenz sisteminde kaotik durum için x-z faz uzayı Şekil 2.2’de verilmiştir.

Ayrıca sistemin durum değişkenlerinden herhangi birinin zamana göre değişimi üzerinden sistemin kaosa girip girmediğine de bakılabilir. Eğer sistem periyodik bir davranış sergiliyorsa kaotik davranışın olmadığı, sergilemiyorsa olduğu anlamına gelir.



Şekil 2.2 Lorenz sisteminde x-z faz uzayı (kaotik)

2.1.3 Lyapunov Üstelleri

Lyapunov üsteli ismi A.M. Lyapunov Rus matematikçiden gelmektedir. Bir sistemin kaotik olup olmadığı hakkında bilgi veren önemli bir ölçüttür. Bu yöntemde, başlangıçta iki komşu noktadan başlayan yörüngelerin, birbirinden hangi yönlerde ne kadar uzaklaşacağını (veya yaklaşacağını) belirleyen bir yöntemdir. Dinamik sistem kaçınıcı dereceden ise o kadar Lyapunov üsteline sahiptir.

Eğer sistemin tüm Lyapunov üstelleri negatifse, yörüngeler birbirine yaklaşacaklardır. Dolayısıyla sistem kaotik davranış göstermeyecektir. Ancak üstellerden en az biri pozitif ise, yörüngeler gittikçe birbirinden uzaklaşacaktır. Böylece başlangıç şartları önemli olacak

ve sistem kaotik davranış sergileyecektir. Lyapunov üstellerine göre çekici durumu Tablo 2.1’de verilmiştir.

Tablo 2.1 Çekicilerin farklı tipleri

Çekici şekil	Lyapunov üsteli
Denge	$0 > \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_n$
Periyodik (limit çevrim)	$\lambda_1 = 0, 0 > \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n$
2-Periyodik (iki kapalı eğri)	$\lambda_1 = \lambda_2 = 0, 0 > \lambda_3 \geq \dots \geq \lambda_n$
Kaotik	$\lambda_1 > 0, \sum_{i=1}^n \lambda_i < 0$

2.1.4 Poincare Haritalama

Poincare ismi Fransız matematikçi Henri Poincare’den gelmektedir. Bu yöntem sürekli zamanlı bir sistemi ayrık zamanlı bir sisteme dönüştürerek analiz etme mantığına dayanır. Faz uzayında Şekil 2.3’teki gibi poincare yüzeyi diye bilinen bir yüzey seçilir. Bu yüzeyde faz uzayı izlenirken belirli aralıklarla örnek alınarak üzerinde yörüngenin geçtiği noktalar işaretlenerek bir harita elde edilir.

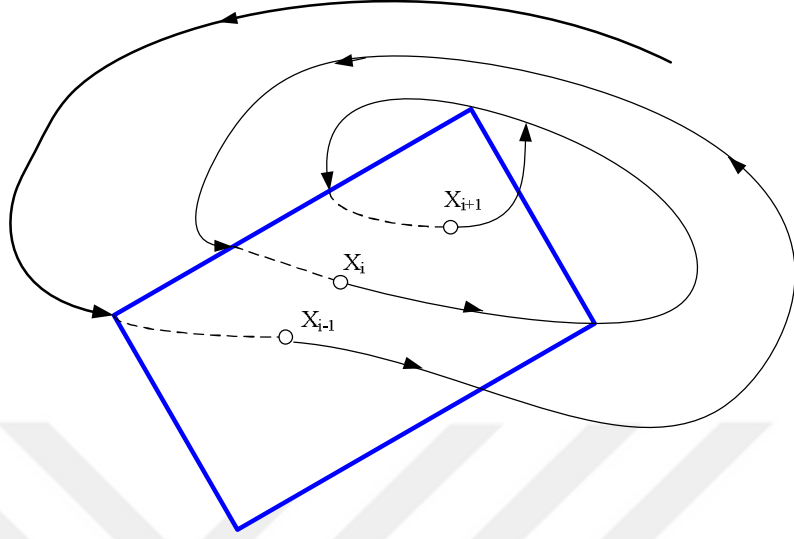
Periyodik bir davranış poincare haritalama yöntemi ile incelenirse, sabit bir nokta elde edilir. Periyodik olmayan davranışlarda yani kaotik durumlarda ise birden fazla geliş güzel noktalar elde edilir.

2.1.5 Güç spektrumu

Güç Spektrumu yönteminde, Kaotik sinyaller geniş bantlı sistemlerdir. Dolayısıyla kaotik olan bir sinyal ile kaotik olmayan bir sinyalin güç spektrumlarına bakılarak bunlar birbirinden ayrılabilir. Eğer sistem kaotikse, güç spektrumunda süreklilik vardır. Sistem kaotik değilse, sadece belli frekanslarda sıçramalar oluşur.

2.1.6 Çatallaşma Diyagramı (Bifurcation Diagram)

Bu yöntem diğer yöntemlerden biraz farklıdır. Düşey ekseninde sistemin asimptotik çözümlerini, yatay ekseninde ise kontrol parametresinin değişimini veren çizimlere çatallaşma diyagramı denir. Şekil 2.4’te çatallaşma diyagramı verilmiştir. Çatallaşma diyagramında lojistik harita değişkeninin zamana göre değişimi kademe kademe verilmiştir.



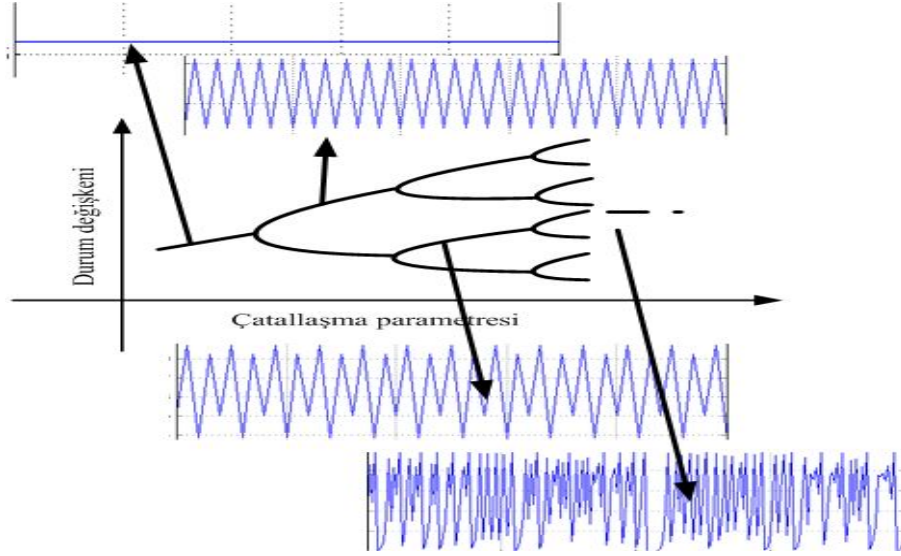
Şekil 2.3 Kaotik bir sistemde poincare haritalama

2.1.7 Boyut Analizi

Çekicilerin boyut analizi yardımı ile kaos analizleri yapılabilmektedir. (Fraktal boyut, Lyapunov boyutu vb.) Boyut analizi sonucu çekicinin boyutu tamsayı çıkarsa, çekicinin kaotik olmadığı, boyut kesirli sayı çıkarsa çekicinin kaotik olduğu anlaşılmaktadır.

2.2 Kaotik Davranış Gösteren Sistemler

Kaotik davranış sergileyen sistemler, ayrık zamanlı veya sürekli zamanlı kaotik sistemler olabilir. Ayrık zamanlı kaotik harita olarak bilinen çeşitli sistemler vardır. Sürekli zamanlı sistemlerde de kaotik davranış gösteren çok sayıda kaotik osilatör vardır. Bu sistemlerin hepsi doğrusal olmayan sistemler ve belli parametre değerlerinde kaotik davranırlar. Bu sistemler farklı başlangıç koşullarında da farklı karakteristik göstermektedirler.



Şekil 2.4 Çatallaşma diyagramı

2.2.1 Kaotik Davranış Gösteren Sürekli Zamanlı Kaotik Sistemler

Literatürde bilinen çok sayıda sürekli zamanlı kaotik sistemler vardır. Örnek olması açısından burada birkaç tanesi incelenmiştir.

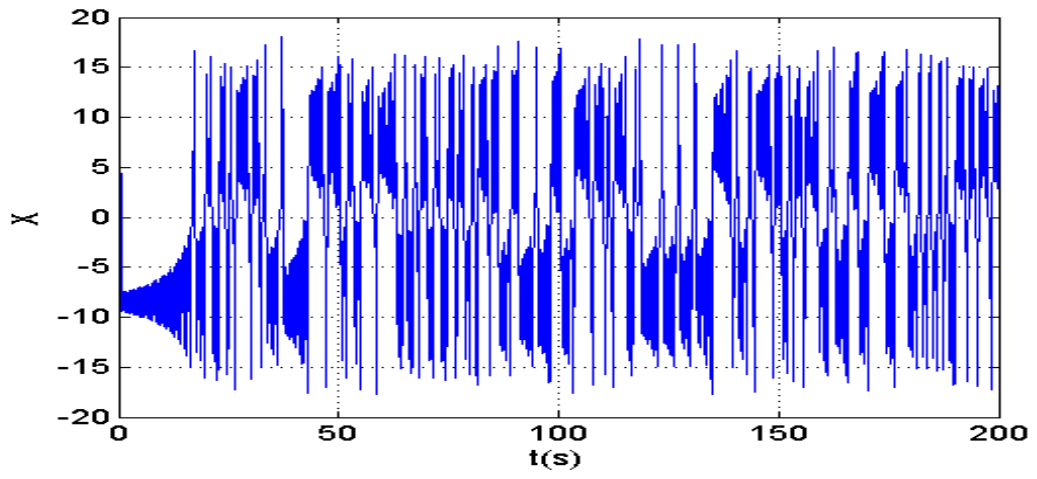
2.2.1.1 Lorenz Sistemi

1963 yılında atmosferin ısı yayılımı hareketleri ile ilgili çalışmaları sırasında Lorenz, doğrusal olmayan diferansiyel denklemlere ait üç boyutlu bir sistem elde etmiştir. Lorenz denklemleri olarak bilinen bu üç basit diferansiyel denklem Denklem (2.1)-(2.3)'te verilmiştir[52]. Lorenz, tasarladığı sisteminde farklı başlangıç değerlerinde sistemin kaotik davranışlar sergilediğini fark etmiştir. Aşağıda verilen parametre değerlerinde sistemin kaotik davrandığı faz uzayı grafiklerinden görülmektedir. Lorenz sistemi ($a=10$, $c=28$, $b=8/3$) parametreleri için verilen sonuçlar Şekil 2.5-Şekil 2.7'de verilmiştir. Bu durumda sistem kaotik davranış sergilemektedir.

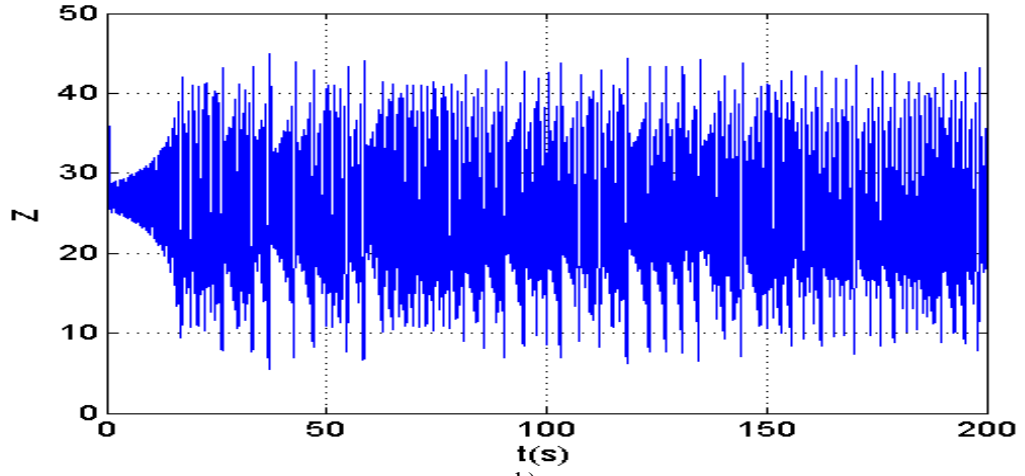
$$\frac{dx}{dt} = ay - ax \quad (2.1)$$

$$\frac{dy}{dt} = cx - y - xz \quad (2.2)$$

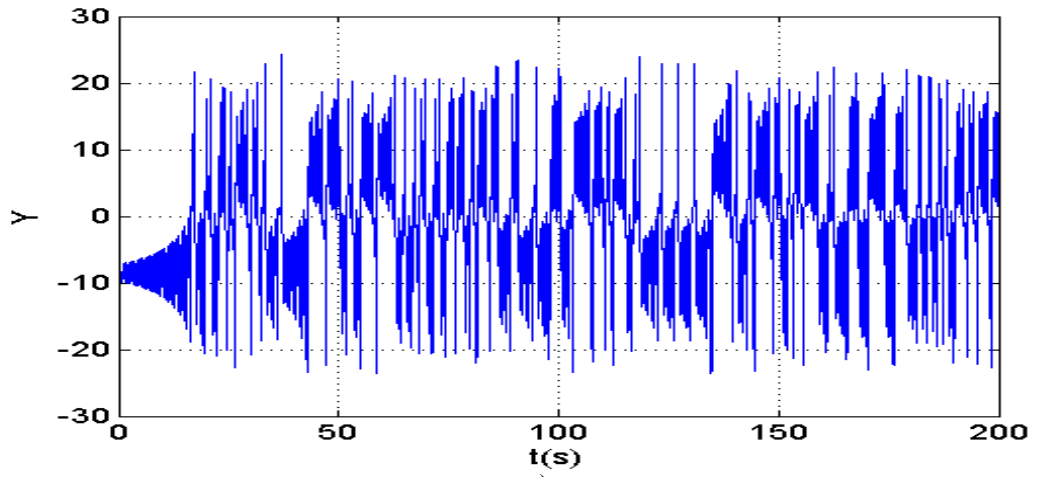
$$\frac{dz}{dt} = bz + xy \quad (2.3)$$



a)

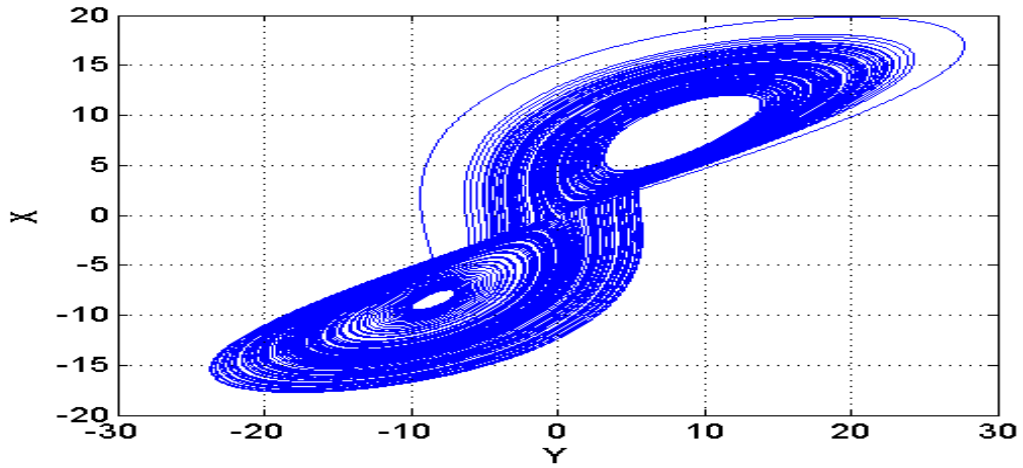


b)

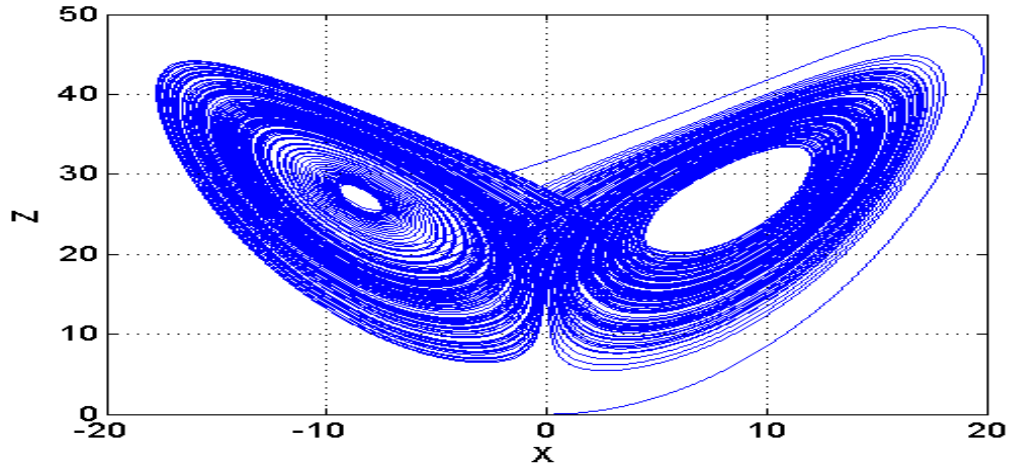


c)

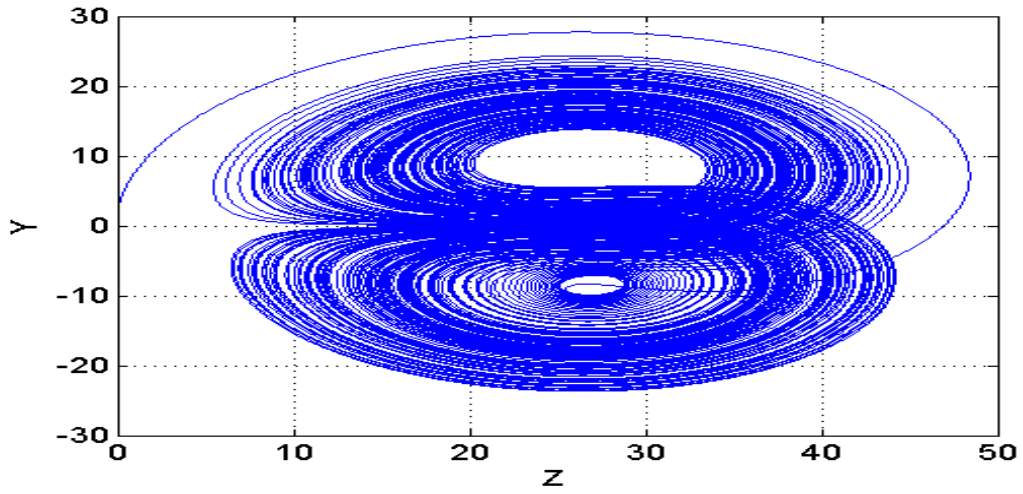
Şekil 2.5 Lorenz sistemi değişkenlerinin zamana göre değişimi a) X b) Y c) Z



a)

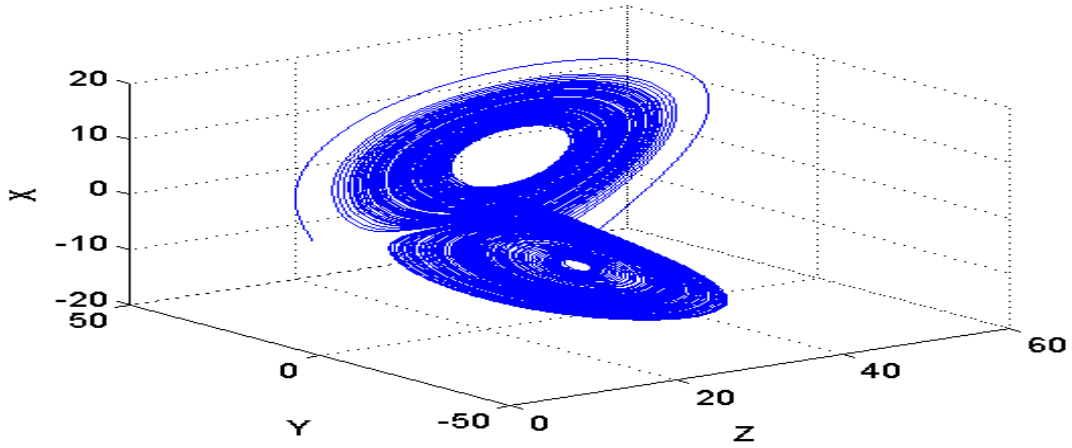


b)



c)

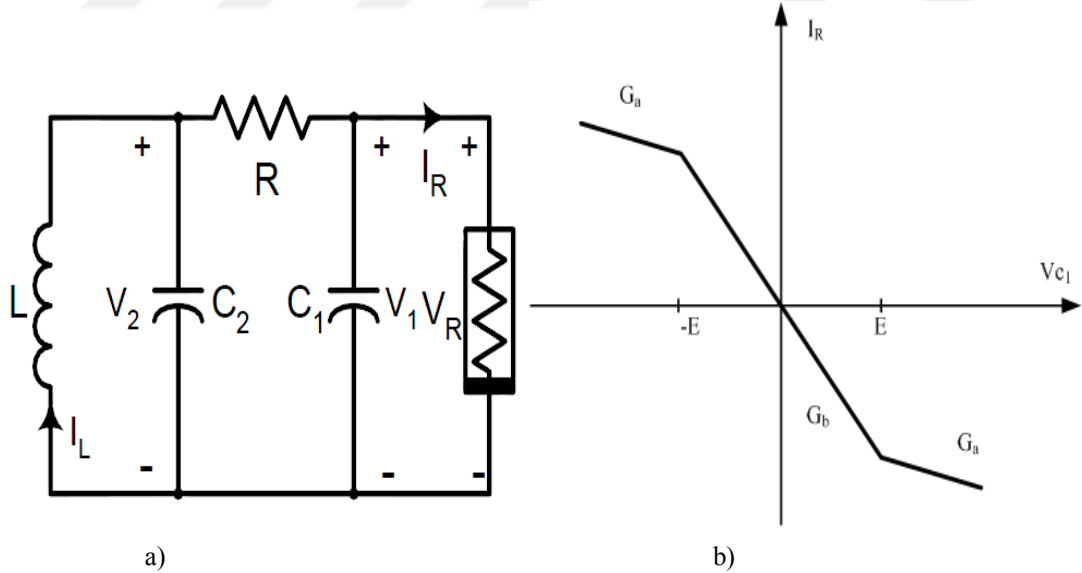
Şekil 2.6 Lorenz sistemi değişkenlerinin bir birlerine göre değişimi a) X ile Y b) Z ile X c) Y ile Z



Şekil 2.7 Lorenz sistemi değişkenleri X,Y ile Z'nin bir birlerine göre değişimi

2.2.1.2 Chua Devresi

Doğrusal olmayan devrelerden olan chua devresi bir tane doğrusal olmayan direnç, üç tane enerji depolayabilen eleman ve bir de (R) omik dirençten oluşan basit bir kaotik devredir. Chua devresi ve doğrusal olmayan direnç karakteristiği Şekil 2.8'de verilmiştir. Devreye ait eşitlikler Denklem (2.4)-(2.7)'de verilmiştir[52].



Şekil 2.8 a) Chua devresi b) doğrusal olmayan direnç karakteristiği

Burada V_1 ve V_2 kondansatör gerilimlerini, I_L ise endüktans akımını temsil etmektedir. $f(V_1)$ ise doğrusal olmayan direnci temsil etmektedir. Aşağıdaki parametrelere göre Chua devresi kaotik davranış sergilemektedir. Bu durum için alınan sonuçlar Şekil 2.9- Şekil 2.11'de verilmiştir. ($C_1=10 \cdot 10^{-9}$ F, $C_2= 100 \cdot 10^{-9}$ F, $R= 1800 \Omega$, $G= 1/R$, $L= 18 \cdot 10^{-3}$ H,

$$G_a = -757 \cdot 10^{-6}, G_b = -409 \cdot 10^{-6}, E = 1V$$

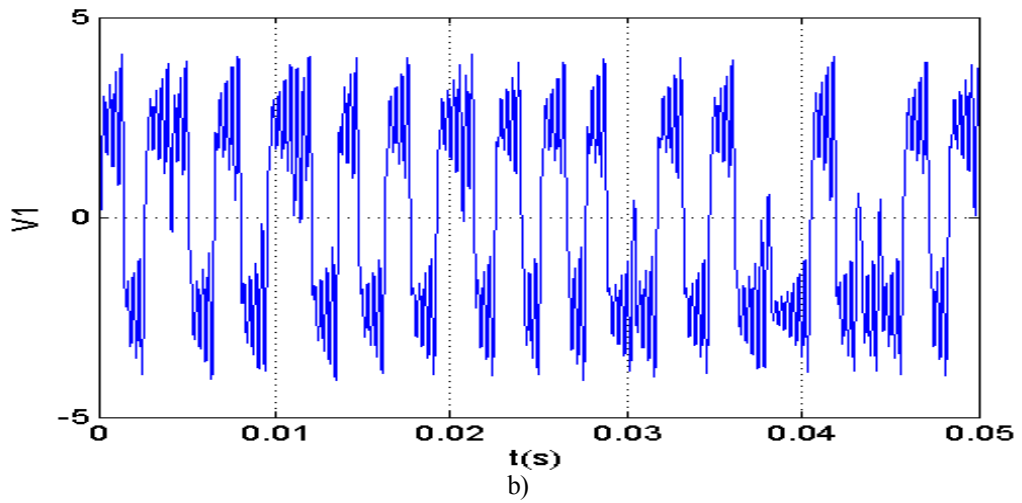
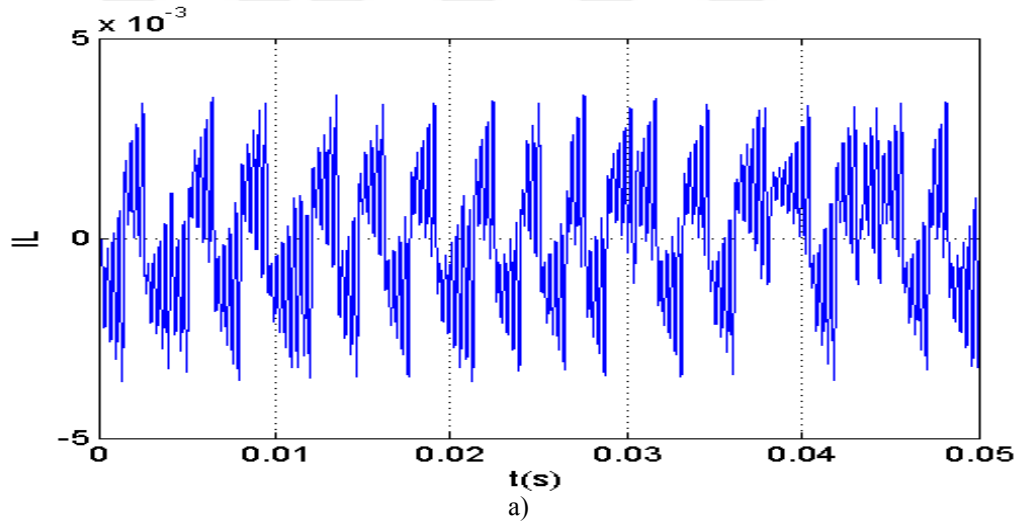
$$\frac{dV_1}{dt} = \left(\frac{G}{C_1}\right)(V_2 - V_1) - \left(\frac{1}{C_1}\right)f(V_1) \quad (2.4)$$

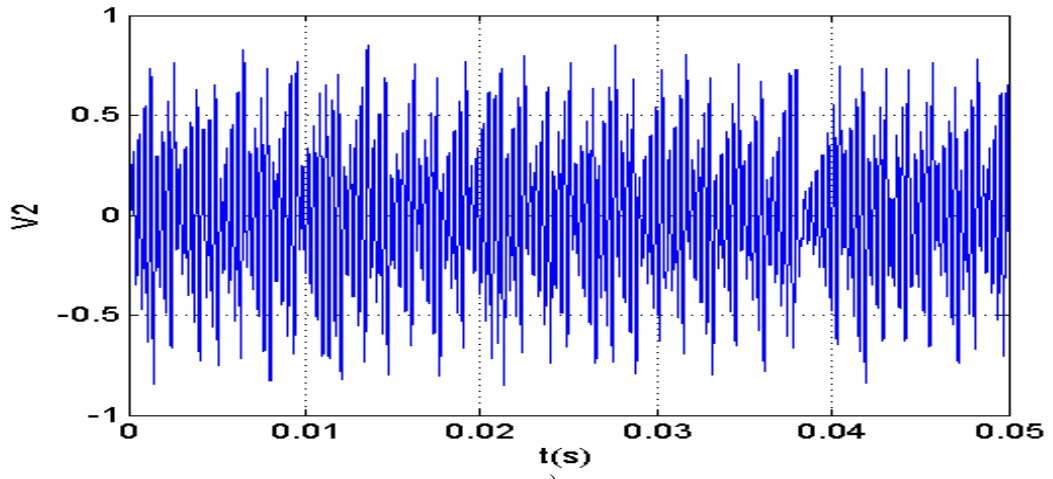
$$\frac{dV_2}{dt} = \left(\frac{1}{C_1}\right)I_L - \left(\frac{G}{C_2}\right)(V_2 - V_1) \quad (2.5)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \left(-\frac{1}{L}\right)V_1 \quad (2.6)$$

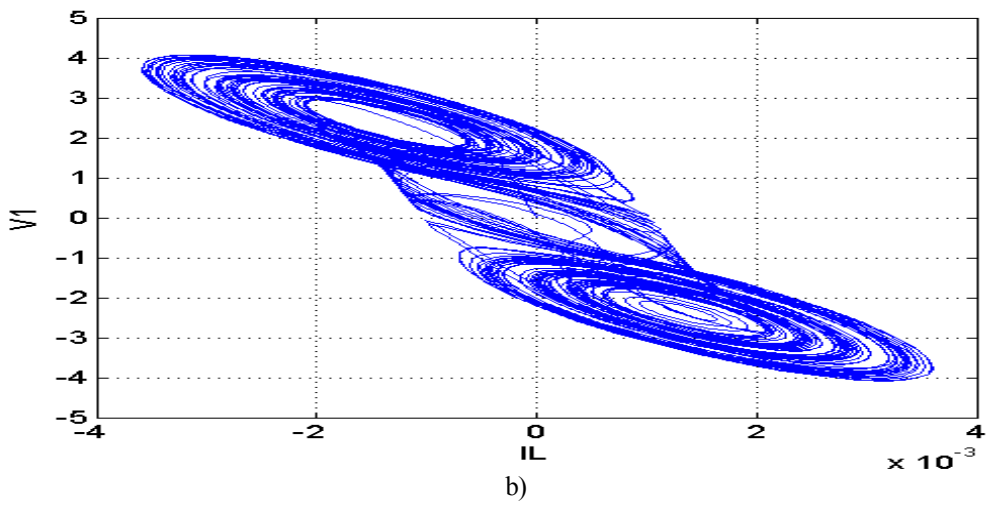
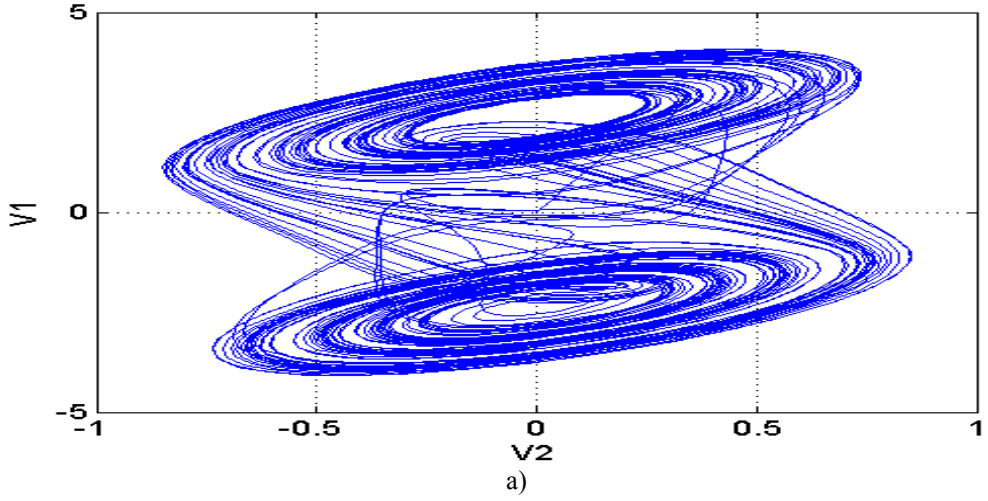
$$f(V_1) = G_b V_1 + \left(\frac{G_a - G_b}{2}\right)|V_1 + E| - (V_1 - E) \quad (2.7)$$

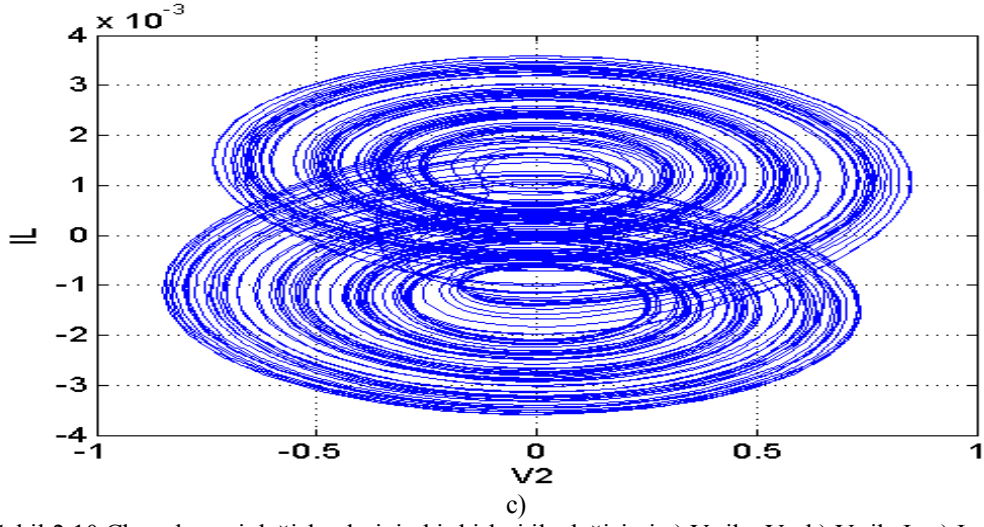
Bu devreyi önemli kılan kaosu varlığını matematiksel, bilgisayar simülasyonları ve deneysel olarak gösteren ilk fiziksel devredir.



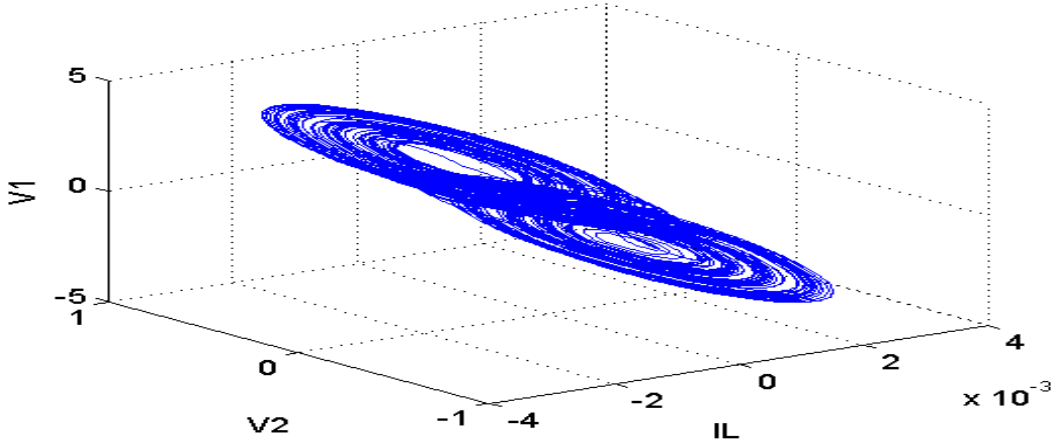


c)
Şekil 2.9 Chua devresi değişkenlerinin zamana göre değişimi a) I_L b) V_1 c) V_2





Şekil 2.10 Chua devresi değişkenlerinin bir birleri ile değişimi a) V_1 ile V_2 b) V_1 ile I_L c) I_L ile V_2



Şekil 2.11 Chua devresi değişkenleri V_1 , V_2 ile I_L 'nin bir birlerine göre değişimi

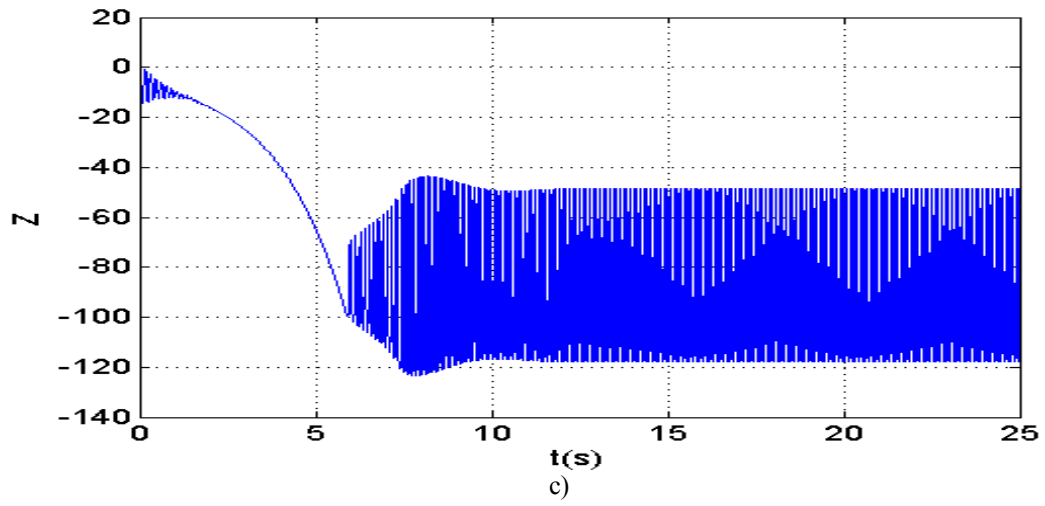
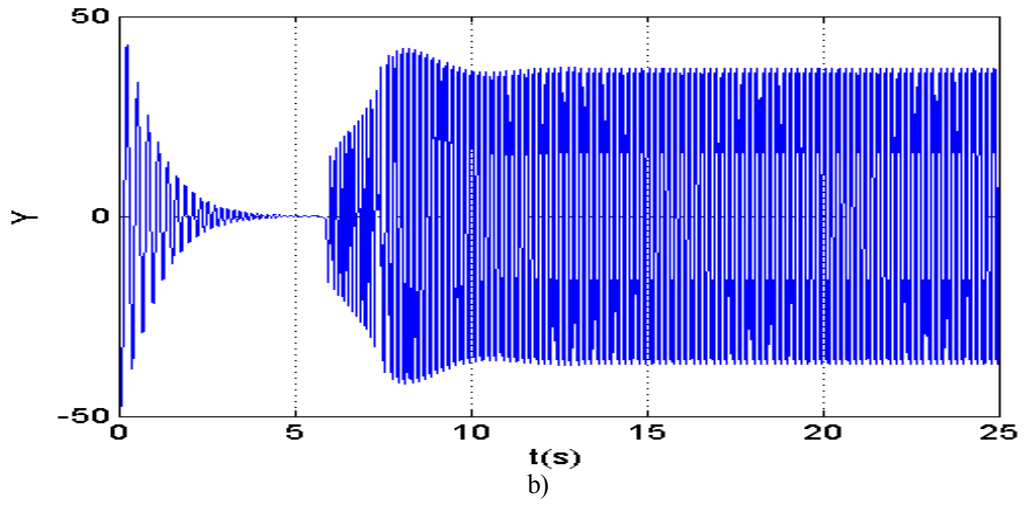
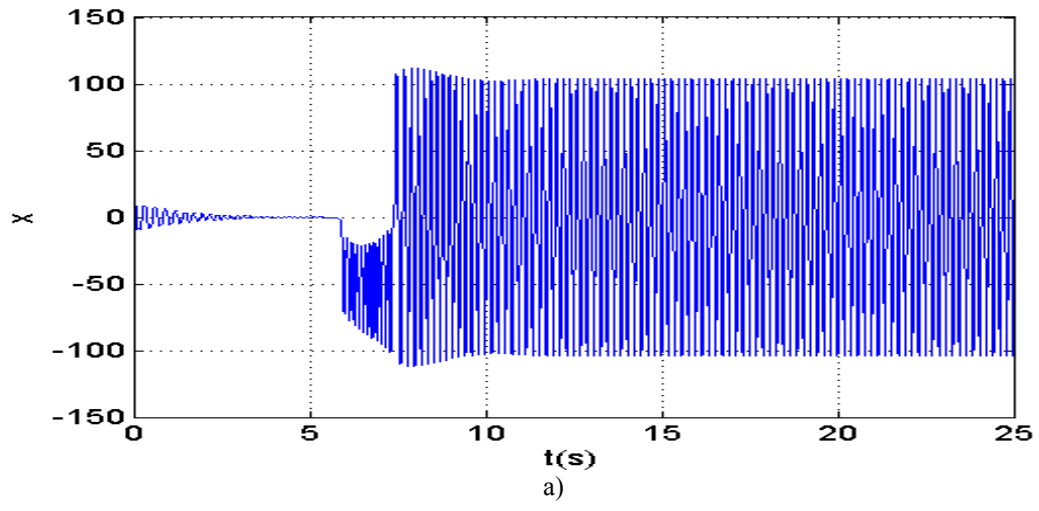
2.2.1.3 Volta Sistem

Volta sistemi Volta adında bir fizik öğrencisi tarafından 1984 yılında bulunmuştur. Volta sistemi Denklem (2.8)-(2.10)'da verilmiştir. Belli şartlarda sistem kaotik davranış göstermektedir. Volta sisteminde ($a=5, b=85, c=0.5, d=1$) gibi bazı parametre değerlerinde sistem kaotik davranış sergilemektedir. Bu sistem için verilen sonuçlar Şekil 2.12-Şekil 2.14'te verilmiştir[61].

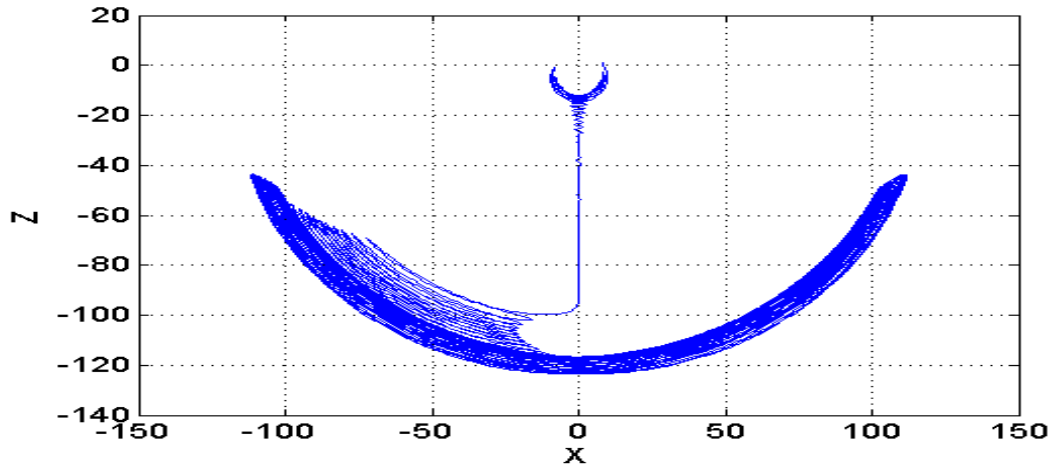
$$\frac{dx}{dt} = -x - ay - zy \quad (2.8)$$

$$\frac{dy}{dt} = -y - bx - xz \quad (2.9)$$

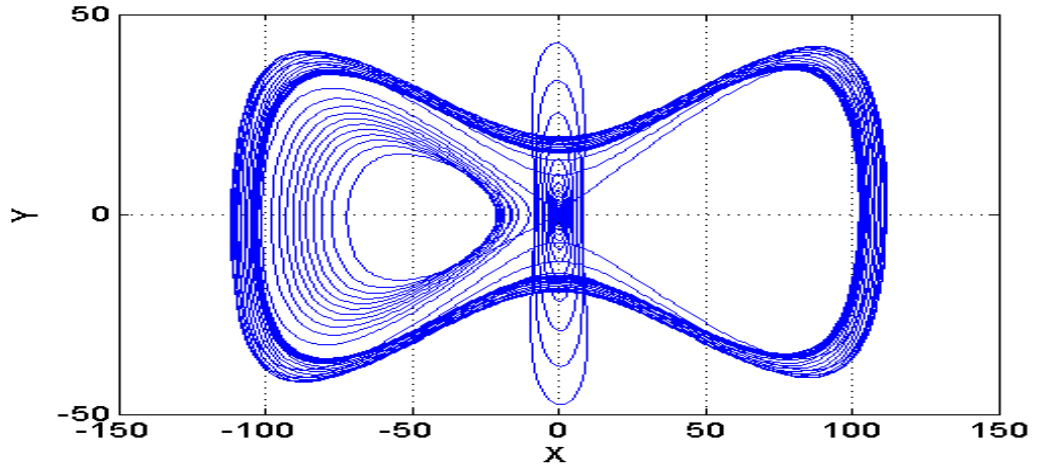
$$\frac{dz}{dt} = cz + xy + d \quad (2.10)$$



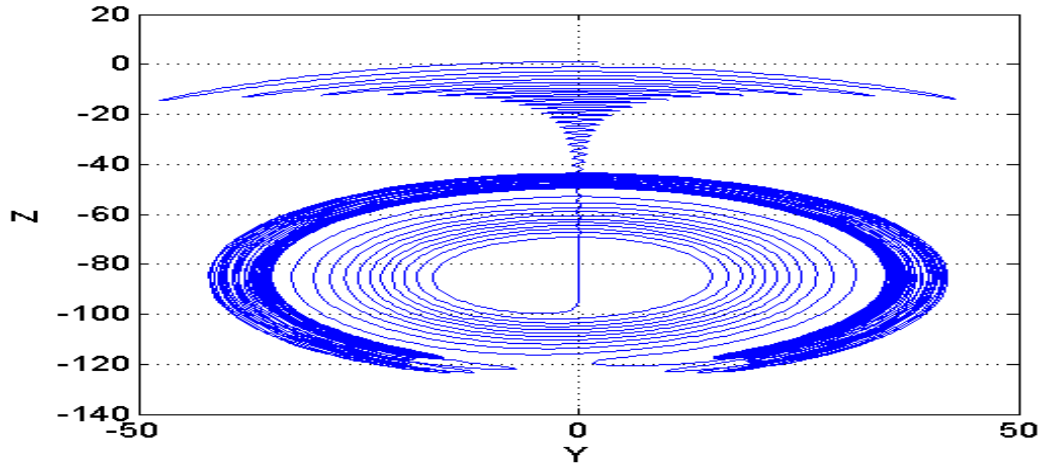
Şekil 2.12 Volta sistemi değişkellerinin zamana göre değişimi a) X b) Y c) Z



a)

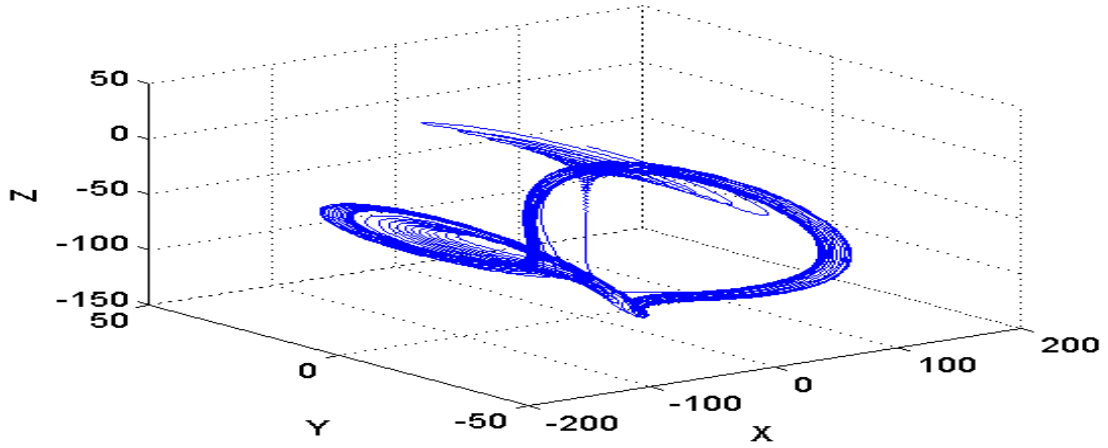


b)



c)

Şekil 2.13 Volta sistemi değişkelerinin bir birlerine göre değişimi a) Z ile X b) Y ile X c) Z ile Y



Şekil 2.14 Volta sistemi değişkeleri X, Y ve Z'nin bir birlerine göre değişimi

2.2.5 Kaotik Davranış Gösteren Ayırık Zamanlı Kaotik Haritalar

Literatürde bilinen birçok kaotik harita vardır. Burada örnek olması açısından lojistik, tent, sinüzoidal ve henon kaotik harita incelenmiştir. Bu haritalarda parametrelere bağlı olarak sistem periyodik davrandığı gibi bazı durumlarda kaotik davranış sergilemektedir. Burada lojistik harita detaylı incelenmiştir. Diğer haritalar için sadece kaotik davranış gösterdikleri bir durum için sonuçlar alınmıştır.

Ayrık zamanlı kaotik bir sistem olan lojistik harita literatürde en çok kullanılan kaotik sistemlerden biridir. Lojistik haritaya ait ifade Denklem (2.11)'de verilmiştir. Diğer incelenen tek boyutlu kaotik haritalardan tent ve sinüzoidal haritalar Denklem (2.12)-(2.14)'te verilmiştir. Burada sinüzoidal haritanın Denklem (2.14) verilmiş olan basitleştirilmiş modeli kullanılmıştır. İki boyut henon harita ise Denklem (2.15-2.16)'da verilmiştir[8-9,53].

$$X_{n+1} = AX_n(1 - X_n) \quad (2.11)$$

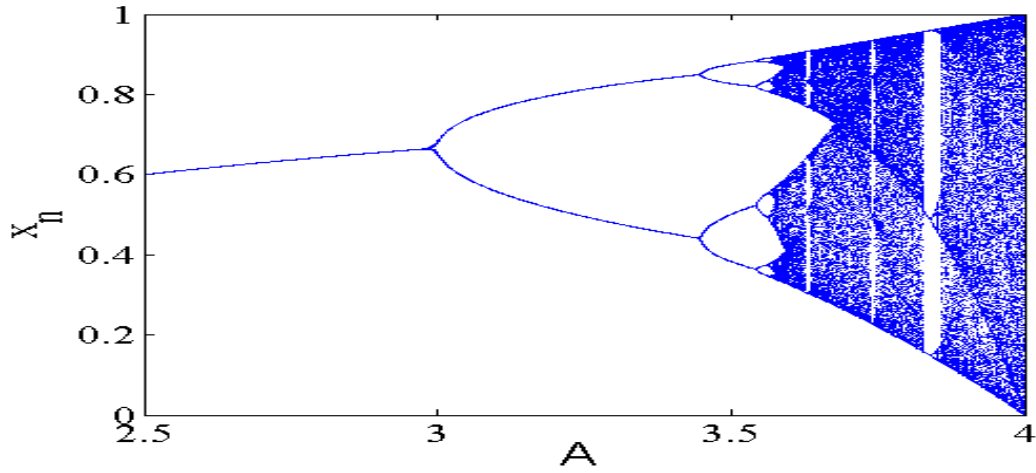
$$X_{n+1} = \begin{cases} X_n / 7 \longrightarrow X_n < 0.7 \\ (10 / 3) X_n (1 - X_n) \longrightarrow X_n \geq 0.7 \end{cases} \quad (2.12)$$

$$X_{n+1} = aX_n^2 \sin(\pi X_n) \quad (2.13)$$

$$X_{n+1} = \sin(\pi X_n) \rightarrow \{a = 2.3, X_0 = 0.7\} \quad (2.14)$$

$$X_{n+1} = a - X_n^2 + bY_n \quad (2.15)$$

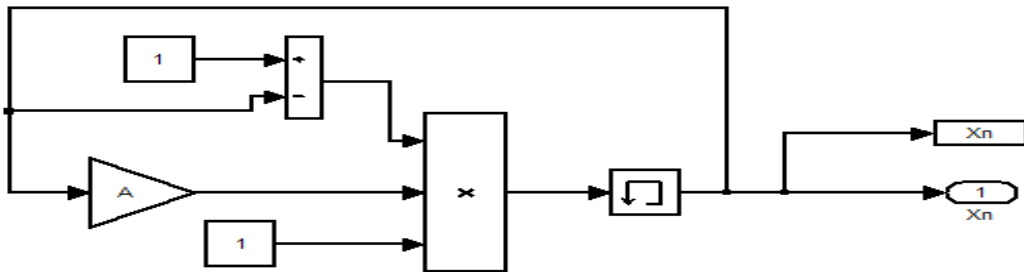
$$Y_{n+1} = X_n \quad (2.16)$$



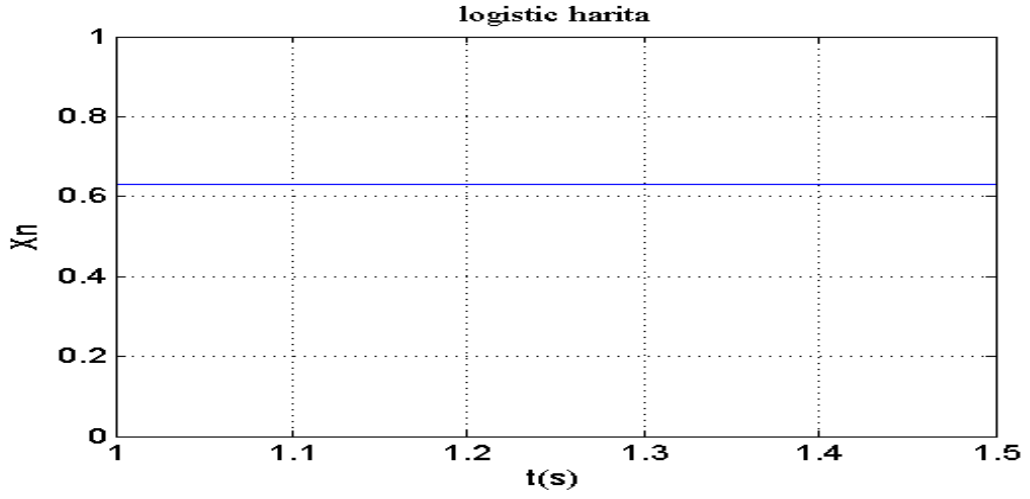
Şekil 2.15 Lojistik harita çatallaşma diyagramı

Simulink blok diyagramı Şekil 2. 16’da verilen lojistik harita için çatallaşma diyagramı Şekil 2.15’de verilmiştir. Çatallaşma diyagramında görüldüğü gibi lojistik harita değişkeni $0 \leq X_n \leq 1$ aralığında değişmektedir. A parametresi $0 \leq A \leq 4$ aralığında değiştirdiğinde sistem başlangıçta kaotik olmayan davranış sergilemektedir. A’nın belli değerinden sonra sistem kaotik davranış göstermektedir. Bu durum çatallaşma diyagramından görülmektedir. Lojistik harita için $A=2.7$, $A=3.1$, $A=3.5$ ve $A=4$ için sonuçlar alınmıştır. $A=2.7$ durumunda X_n değişkeni sabit bir değerde, $A=3.3$ ’te X_n değişkeni 2 periyotlu bir yapıya sahip, $A=3.5$ iken X_n değişkeni 4 periyotlu değişim göstermekte, $A=4$ durumunda ise X_n değişkeni kaotik davranış sergilemektedir.

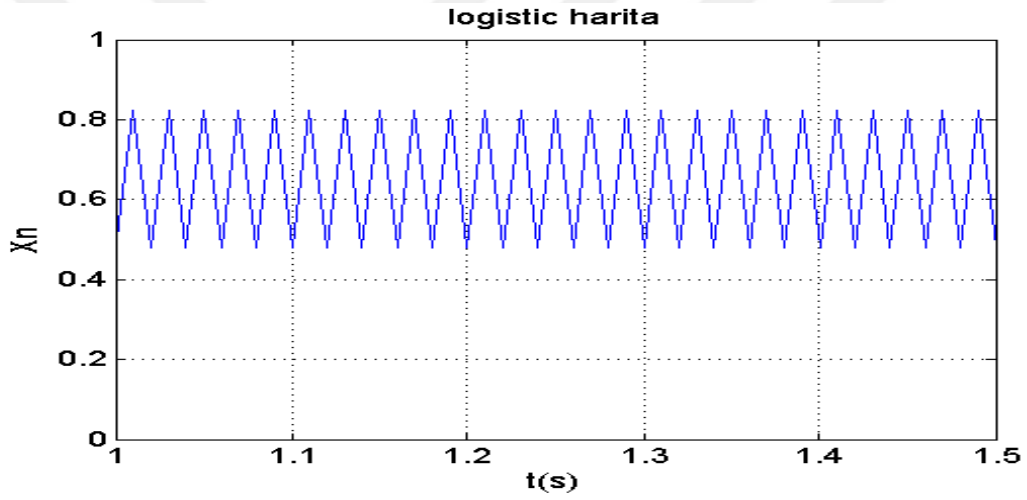
Lojistik haritaya ait verilen sonuçlar Şekil 2.17- Şekil 2.20’de verilmiştir. Diğer haritaların simulink blokları ile değişkenlerinin zamana göre değişim sonuçları Şekil 2.21- Şekil 2.26’da verilmiştir. Şekil 2.27’de de rastgele sinyale ait değişim verilmiştir.



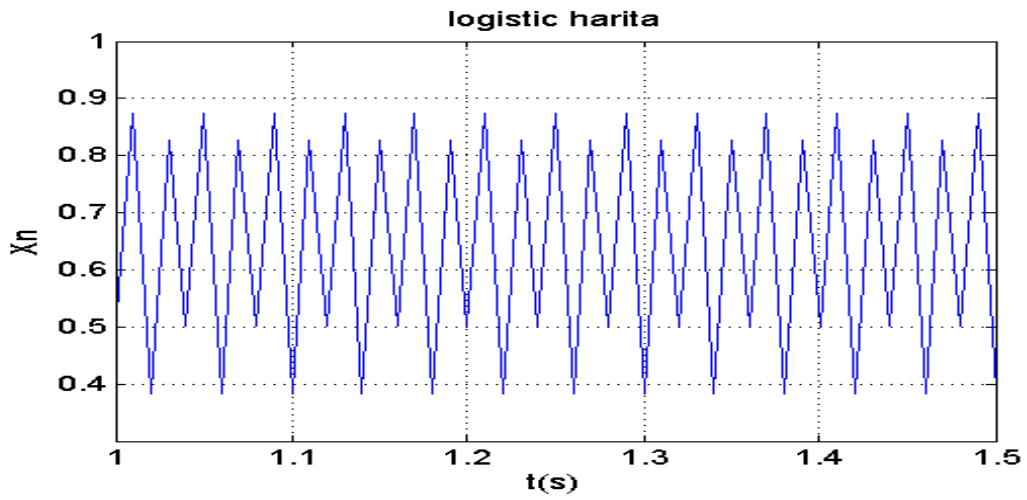
Şekil 2.16 Lojistik harita simulink modeli



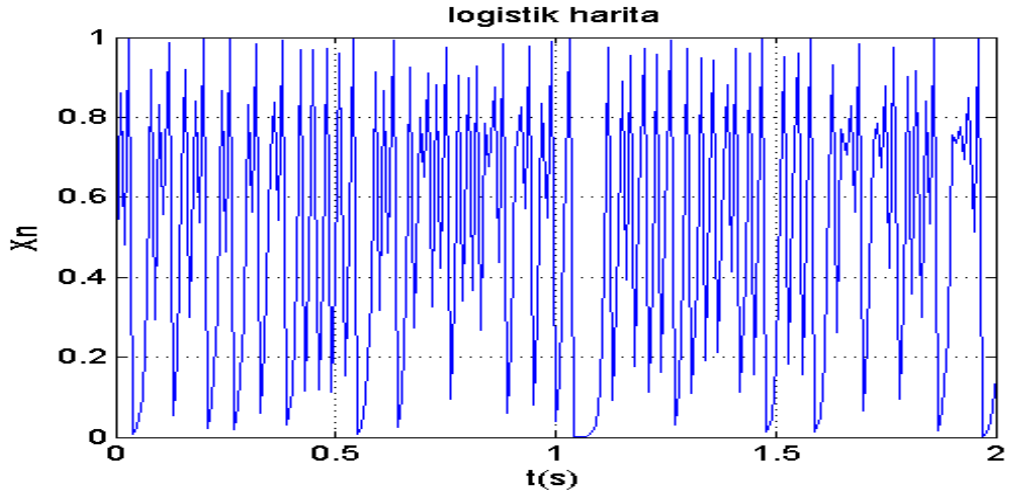
Şekil 2.17 Lojistik harita x_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=2.7$



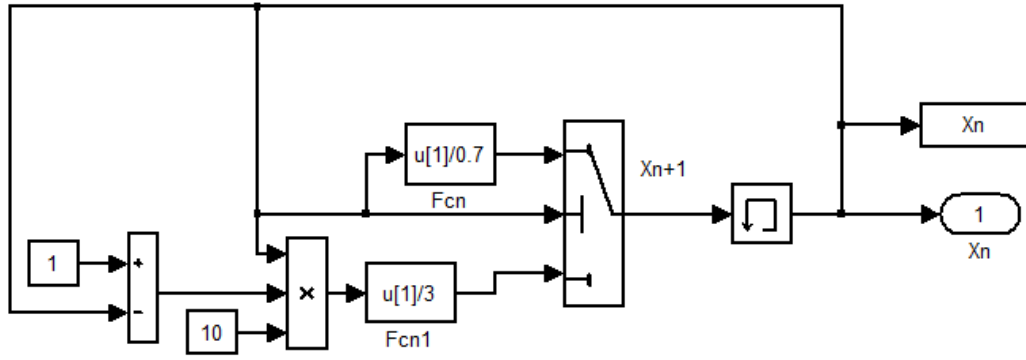
Şekil 2.18 Lojistik harita x_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=3.3$



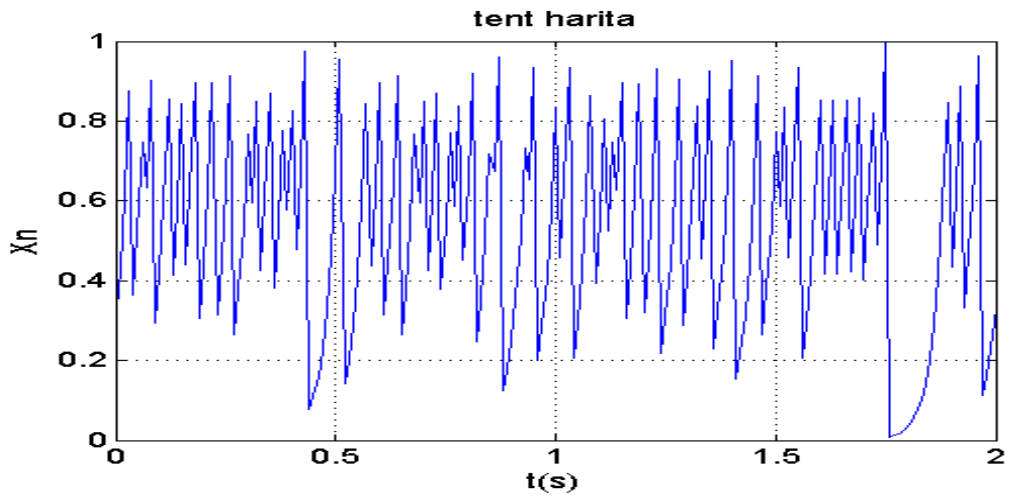
Şekil 2.19 Lojistik harita x_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=3.5$



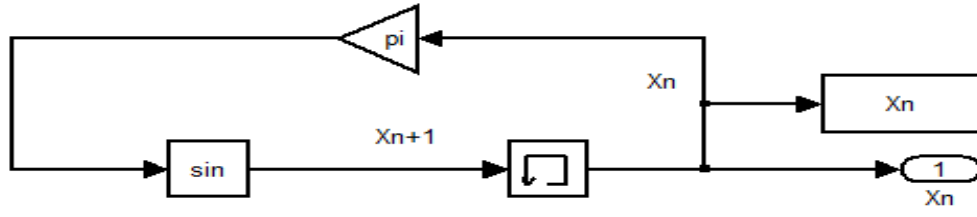
Şekil 2.20 Lojistik harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi $A=4$



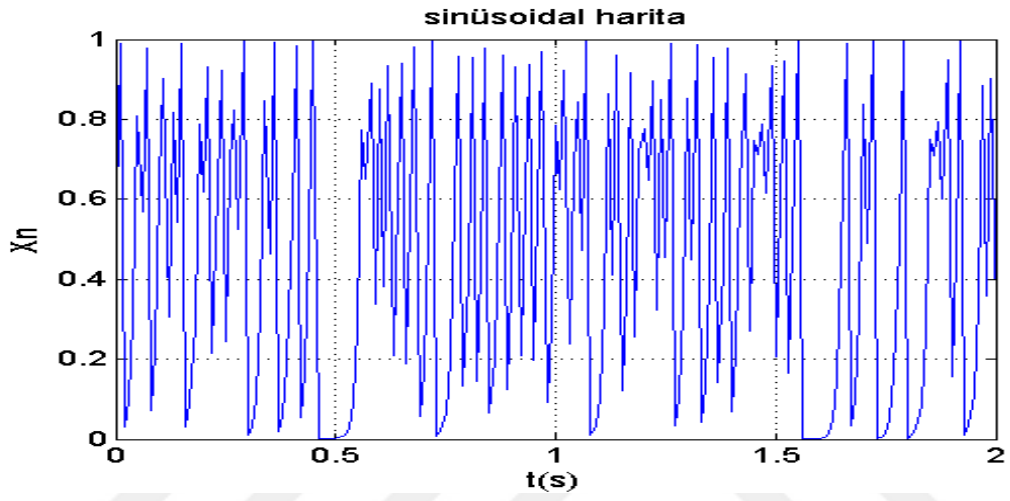
Şekil 2.21 Tent harita simulink modeli



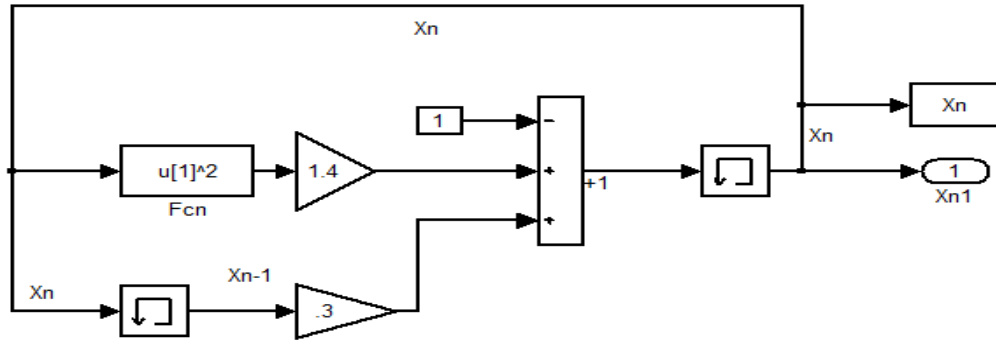
Şekil 2.22 Tent harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi



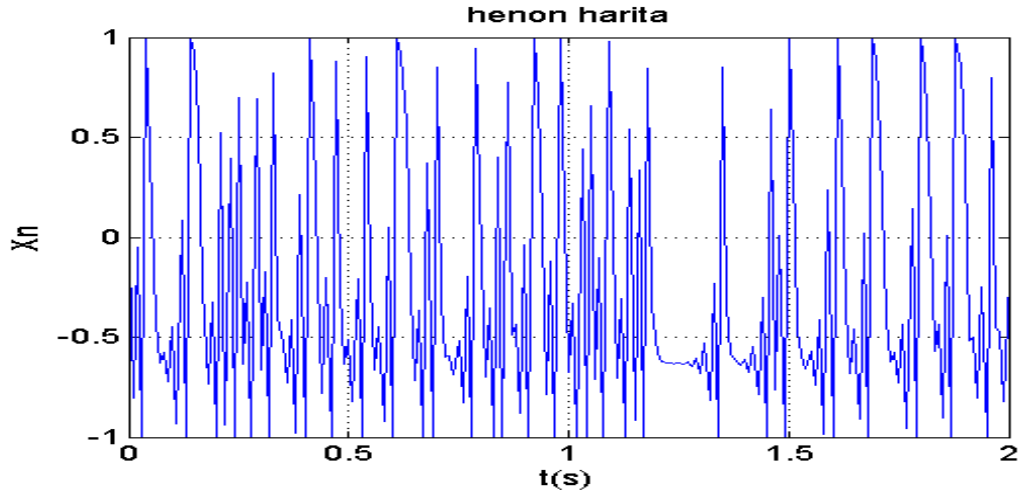
Şekil 2.23 Sinüzoidal harita simulink modeli



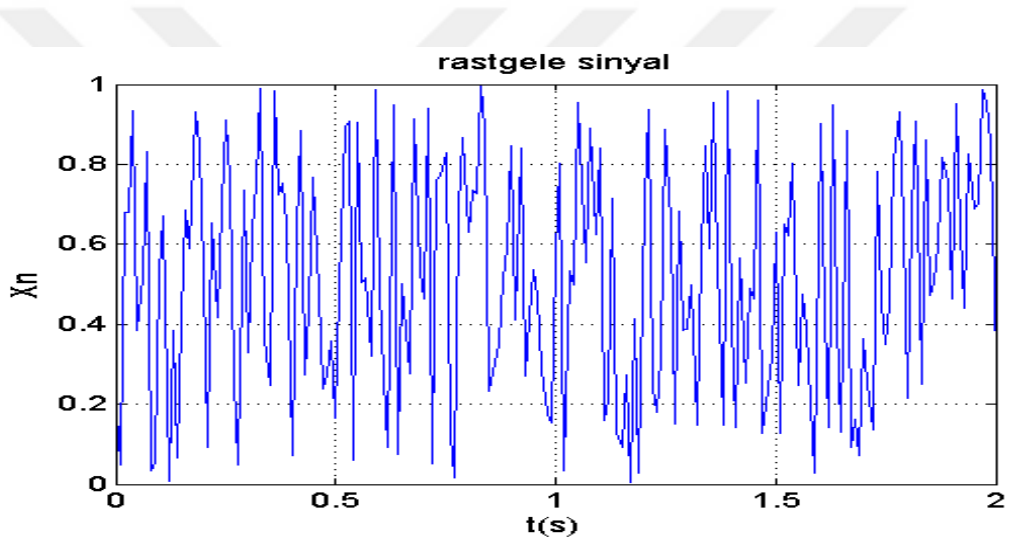
Şekil 2.24 Sinüzoidal harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi



Şekil 2.25 Henon harita simulink modeli



Şekil 2.26 Henon harita X_n değişkeninin zamana göre değişimi



Şekil 2.27 Rastgele sinyal X_n değişkeninin zamana göre değişimi

3. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLARDA KAOS ANALİZİ

3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar

Rotorunda sürekli mıknatıs kullanarak tasarlanan motorlar, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) olarak bilinir. Rotorda sargı yerine mıknatıs kullanılması motora bazı üstünlükler katmıştır. SMSM'ler yüksek verimli, düşük atalet, yüksek moment-akım oranı ve yüksek güç yoğunluğuna sahip bir motorlardır[62].

SMSM'ler rotor şekillerine göre genel olarak iki farklı tipte incelenirler.

- Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği Yüzelsel tip (YSMSM)
- Mıknatısların rotor içerisine yerleştirildiği İçsel tip (İSMSM)

YSMSM'ler özellikle yüksek güç yoğunluğuna sahip düşük hızlı uygulamalarda kullanılırlar (3000 dev/dak'dan daha düşük). Bu tipte L_{sd} ile L_{sq} arasındaki fark çok küçük değerlerdedir (% 10 daha az). Bu motor hesaplamalarında bu değerler eşit kabul edilir. İSMSM'ler Mıknatısların yerleştirilmesi bakımından çok farklı rotor yapılarında yapılabilirler. Sağlam mekaniksel rotor yapılarından dolayı özellikle yüksek hızlı uygulamalarda kullanılırlar[63].

YSMSM motor tipinde hava aralığı etkisi fazla olduğundan dolayı d ve q eksenlerine ait magnetik akılar eşit kabul edilebilir. Dolayısıyla endüktansın rotor konumuna göre değişiklik göstermediği ve sabit olduğu kabul edilir. Düşük stator endüktansı nedeni ile alan zayıflatılması zordur. Yani nominal hızın üzerindeki hızlarda kontrol imkanı güçtür. Ancak sabit moment bölgesi olan nominal hızın altındaki değerlerde hız kontrolü yapılır. Sabit güç bölgesi olan nominal hızın üzerindeki değerlerde hız kontrolü bu motor tipi için zordur[64]

Yüzeyel tip sürekli mıknatıs yerleştirilmesi, seçilen sürekli mıknatısın alan şiddetinin yüksek olması durumunda, kalıcı mıknatısiyet özelliği kolay giderilemediği için popüler bir tiptir. Mıknatıstaki kaçakların, hava aralığındakine göre küçük olması daha az sürekli malzeme kullanma sonucunu ortaya çıkarır. Sürekli mıknatısın alan şiddeti azaldıkça artık mıknatısiyet kaybı riski ortaya çıkmaktadır. Bu durumda mıknatıs rotorun içine doğru büyütülür. Böylece mıknatısın rotor içerisine yerleştirildiği motor tipi elde edilmiş olunur[65].

İSMSM motor tipi mıknatıs malzeme rotorun içinde açılan oyuklara yerleştirilmek suretiyle elde edilir. Bu yüzden oldukça sağlamdır ve yüksek hızlı uygulamalara uygundur[64]. İçsel tip mıknatıslı rotorun, yüzeyel tip mıknatıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik sağlamlığıdır. Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından merkezkaç

kuvvetlerine karşı mukavemetleri yüksektir. En önemli dezavantajı mıknatıs fiyatlarının yüksekliğinden dolayı maliyetlerinin pahalı olmasıdır[65].

İSMSG motor tipinde hava aralığı etkisi oldukça düşüktür. Dolayısıyla endüktans rotor konumuna göre değişiklik gösterir[65]. Yani bu motor tipinde d ile q eksen endüktansları birbirine eşit değildir ($L_{sd} \neq L_{sq}$). Bu motor nominal hızın üzerindeki hızlarda, hız kontrolü (sabit güç bölgesinde) imkanı verir. Yani alan zayıflatılması daha kolaydır[64].

SMSG'nin Avantajları:

- Moment-akım oranları yüksektir.
- Rotorunda sargı yerine mıknatısların bulunmasından dolayı rotor bakır kayıpları yoktur. Dolayısıyla verimleri yüksektir.
- Uyartım sargısı yerine mıknatıs kullanıldığından uyartım kaynağına gerek yoktur.
- Aynı güçteki motorlara göre hacim ve ağırlığı düşüktür.
- Rotor yapısından dolayı soğutulması daha kolaydır.

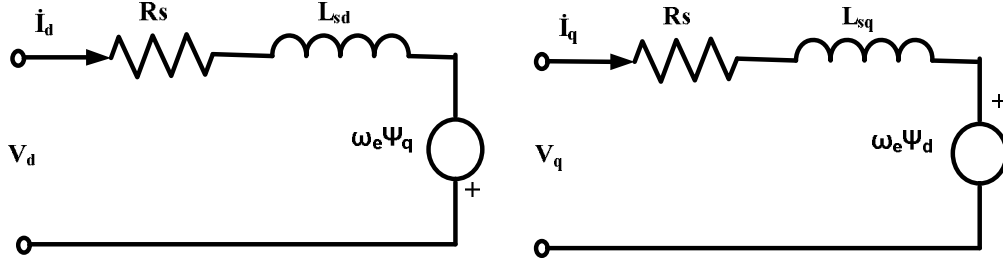
Dezavantajları:

- Mıknatıs fiyatlarının pahalı olması..
- Sürekli mıknatısların yüksek sıcaklıklardaki kalıcı mıknatıslık özelliklerini kaybetme riski.
- YSMSG için sabit güç bölgesinde hız kontrolü sınırlıdır. Yani alan zayıflatma zordur.
- Moment üretebilmesi için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Rotorun konumu sensörlerle belirlenebilir. Bu da maliyeti ve boyutları artırır. Sensör kullanılmadan da moment üretmek mümkündür. Fakat bu tür bir uygulama düşük hızlarda verimli olmamakta ve karmaşık bir denetim algoritması kullanmak gerektirmektedir.
- Motorun çalışabilmesi için stator alanı ile rotor alanının senkronize olması gerekir. Bu sebeple hassas rotor konum bilgisi gerekir.

3.2 SMSG d-q Modeli

SMSG'nin d-q modelinde üç fazlı motorun matematiksel modeli, rotor referans çatıda iki fazlı modele dönüştürülerek denklemlerinde bir basitlik sağlanır. d-q modelinde motor devresi Şekil 3.1'de gösterildiği gibi bağımsız iki devre gibi davranır. Bu dönüşüm ile AA motor modeli serbest uyartımlı doğru akım motoruna benzetilir. SMSG'nin kontrollünü d-

q modeli üzerinden yapmak büyük kolaylıklar sağlamaktadır.



Şekil 3.1 SMSM'nin d-q modeli

$$V_d = R_S I_d + L_{Sd} \frac{dI_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (3.1)$$

$$V_q = R_S I_q + L_{Sq} \frac{dI_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (3.2)$$

$$\psi_q = L_{Sq} I_q \quad (3.3)$$

$$\psi_d = L_{Sd} I_d + \psi_m \quad (3.4)$$

ψ_d ve ψ_q Denklem 3.1 ve 3.2'de yerine yazılırsa

$$V_d = R_S I_d + L_{Sd} \frac{dI_d}{dt} - \omega_e L_{Sq} I_q \quad (3.5)$$

$$V_q = R_S I_q + L_{Sq} \frac{dI_q}{dt} + \omega_e L_{Sd} I_d + \omega_e \psi_m \quad (3.6)$$

olarak elde edilir[66]. Elektriksel moment ;

$$T_e = 1.5p(\psi_m I_q + (L_{Sd} - L_{Sq})I_d I_q) \quad (3.7)$$

Hareket denklemi;

$$T_e - T_y = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (3.8)$$

Rotor konumu ile açısal hız arasındaki ilişki;

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.9)$$

Elektriksel açısal hız ile mekaniksel açısal hız arasındaki ilişki;

$$\omega_e = \omega_r * p \quad (3.10)$$

Elektriksel rotor konumu ile mekaniksel rotor konumu arasındaki ilişki;

$$\theta_e = \theta_r * p \quad (3.11)$$

Burada d, q senkron olarak dönen eksen takımı, V_d, V_q gerilimleri, I_d, I_q akımları, L_{sd}, L_{sq} endüktans, R_s stator sargı direnci, ψ_d, ψ_q manyetik akı, ψ_m rotor sabit mıknatıs akısı, T_e elektriksel moment, T_y yük momenti, ω_e elektriksel açısal hız, ω_r mekaniksel açısal hız, θ_e rotor elektriksel konumu, θ_r rotor mekaniksel konumu, p kutup çifti, J eylemsizlik momenti, B sürtünme katsayısıdır.

3.3 SMSM'nin Kaos Analizi ve Çatallaşma

Denklem (3.5) ve (3.6) düzenlenerek akımın d, q bileşenlerinin değişimleri Denklem (3.7) ve (3.8)'de yerine yazılarak hız değişimi çekilirse;

$$\frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} I_d + \frac{L_{sq} p}{L_{sd}} I_q \omega_r + \frac{1}{L_{sd}} V_d \quad (3.12)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}} I_q - \frac{L_{sd} p}{L_{sq}} I_d \omega_r - \frac{\psi_m p}{L_{sq}} \omega_r + \frac{1}{L_{sq}} V_q \quad (3.13)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p\psi_m}{2J} I_q + \frac{3p(L_{sd} - L_{sq})}{2J} I_d I_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{1}{J} T_y \quad (3.14)$$

Boyutsuz dinamik bir model oluşturmak için bazı geçici değişkenler tanımlayarak gerekli dönüşümler yapılırsa: Geçici değişkenler $\bar{I}_d, \bar{I}_q, \bar{\omega}_r$ ve $\bar{t}$ ise, $I_d = \bar{I}_d (BR_s / (pL_{sd}\psi_m))$, $I_q = \bar{I}_q (BR_s / (pL_{sq}\psi_m))$, $\omega_r = \bar{\omega}_r (R_s / L_{sq})$ ve $t = \bar{t} (L_{sq} / R_s)$ olarak alınmıştır[67].

Bu dönüşümlere göre Denklem (3.12)-(3.14) yeniden düzenlenirse (yük momenti ifadesindeki 3/2 kat sayısı 1 alınmıştır)[55]:

$$\frac{d\bar{I}_d}{d\bar{t}} = -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \bar{I}_d + p\bar{\omega}_r \bar{I}_q + \frac{L_{sq} p \psi_m V_d}{BR_s^2} \quad (3.15)$$

$$\frac{d\bar{I}_q}{d\bar{t}} = -\bar{I}_q - p\bar{\omega}_r \bar{I}_d - \frac{p^2 \psi_m^2}{BR_s^2} \bar{\omega}_r + \frac{L_{sq} p \psi_m V_q}{BR_s^2} \quad (3.16)$$

$$\frac{d\bar{\omega}}{d\bar{t}} = \frac{(L_{sd} - L_{sq})B^2 L_{sq}}{Jp\psi_m^2 L_{sd}} \bar{I}_d \bar{I}_q + \frac{BL_{sq}}{JR_s} \bar{I}_q - \frac{BL_{sq}}{JR_s} \bar{\omega}_r - \frac{L_{sq}^2}{JR_s^2} T_y \quad (3.17)$$

Denklem (3.15)- (3.17)'te bazı kısaltmalar yapmak için,

$$\gamma = -\frac{p^2 \psi_m^2}{BR_s}, \quad \sigma = \frac{BL_{sq}}{JR_s}, \quad \bar{T}_y = -\frac{L_{sq}^2}{JR_s^2} T_y, \quad \bar{V}_d = \frac{L_{sq} p \psi_m V_d}{BR_s^2}, \quad \bar{V}_q = \frac{L_{sq} p \psi_m V_q}{BR_s^2} \text{ ve yüzeysel}$$

SMSM için $L_{sd} = L_{sq}$ kullanılarak basitleştirilmiş dinamik modeli şöyle yazılabilir. (Ayrıca kutup çifti parametresi kullanılacak modele göre $p=1$ alınmıştır.) O halde Denklem (3.15)- (3.17) yeniden yazılırsa,

$$\frac{d\bar{I}_d}{d\bar{t}} = -\bar{I}_d + \bar{\omega}_r \bar{I}_q + \bar{V}_d \quad (3.18)$$

$$\frac{d\bar{I}_q}{d\bar{t}} = -\bar{I}_q - \bar{\omega}_r \bar{I}_d + \gamma \bar{\omega}_r + \bar{V}_q \quad (3.19)$$

$$\frac{d\bar{\omega}}{d\bar{t}} = \sigma(\bar{I}_q - \bar{\omega}_r) - \bar{T}_y \quad (3.20)$$

Çatallaşma analizi için;

- Sistem denge durumu elde edilir.
- Denge durumundaki Jakobiye (A) matrisi elde edilir.
- III- $(\lambda I - A)$ 'nın determinantından karakteristik denklem elde edilir.
- Karakteristik denklemin tüm kat sayıları pozitif ise Routh-Hurwitz kararlılık kriteri uygulanır.
- Routh-Hurwitz kararlılık kriterine göre çatallaşma değerleri bulunur

Sistem denge noktalarını bulmak için Denklem (3.18)-(3.20) eşitlikleri sıfıra eşitlenirse,

$$-\bar{I}_d + \bar{\omega}_r \bar{I}_q + \bar{V}_d = 0 \quad (3.21)$$

$$-\bar{I}_q - \bar{\omega}_r \bar{I}_d + \gamma \bar{\omega}_r + \bar{V}_q = 0 \quad (3.22)$$

$$\sigma(\bar{I}_q - \bar{\omega}_r) - \bar{T}_y = 0 \quad (3.23)$$

Denklem (3.21)-(3.23) çözüldüğünde;

$$\bar{I}_d = \bar{\omega}_r^2 + \frac{\bar{T}_y}{\sigma} \bar{\omega}_r + \bar{V}_d \quad (3.24)$$

$$\bar{I}_q = \bar{\omega}_r + \frac{\bar{T}_y}{\sigma} \quad (3.25)$$

$$\bar{\omega}_r^3 + \frac{\bar{T}_y}{\sigma} \bar{\omega}_r^2 + (\bar{V}_d - \gamma + 1) \bar{\omega}_r + \frac{\bar{T}_y}{\sigma} - \bar{V}_q = 0 \quad (3.26)$$

elde edilmiş olur.

YSMSM için Hopf çatallaşma analizi için $\bar{V}_d = 0, \bar{V}_q = 0$ ve $\bar{T}_y = 0$ alınmıştır. Bu değerler Denklem (3.24)-(3.26)'da yerine yazılarak,

$$\bar{I}_d = \bar{\omega}_r^2 \quad (3.27)$$

$$\bar{I}_q = \bar{\omega}_r \quad (3.28)$$

$$\bar{\omega}_r^3 + (-\gamma + 1) \bar{\omega}_r = 0 \quad (3.29)$$

elde edilir. Denklem (3.29) çözülerek $\bar{\omega}_r$ bulunur. $\bar{\omega}_r$, (3.27) ve (3.28)'de yerine yazılarak $\bar{I}_d$ ve $\bar{I}_q$ için denge noktaları hesaplanır.

Denklem (3.29)'dan $\bar{\omega}_r^{eq} = 0, \bar{\omega}_r^{eq} = \pm\sqrt{\gamma-1}$ elde edilir. $\bar{I}_d^{eq}$ ve $\bar{I}_q^{eq}$ için denge noktaları için Denklem (3.27) ve (3.28)'de yerine yazılarak denge noktaları $\bar{I}_d^{eq}, \bar{I}_q^{eq}$ ve $\bar{\omega}_r^{eq}$ sırayla $(0,0,0), ((\gamma-1), \sqrt{\gamma-1}, \sqrt{\gamma-1}), ((\gamma-1), -\sqrt{\gamma-1}, -\sqrt{\gamma-1})$ elde edilir. Karakteristik denklem ve öz değerlerini bulmak için denge durumunki A jakobiyen matrisi çıkarılır. Sonra $(\lambda I - A)$ determinantından karakteristik denklem elde edilir.

$$A = \begin{vmatrix} -1 & \bar{\omega}_r & \bar{I}_q \\ -\bar{\omega}_r & -1 & -\bar{I}_d + \gamma \\ 0 & \sigma & -\sigma \end{vmatrix} \quad (3.30)$$

$$(\lambda I - A) = \begin{vmatrix} \lambda + 1 & -\bar{\omega}_r^{eq} & -\bar{I}_q^{eq} \\ \bar{\omega}_r^{eq} & \lambda + 1 & \bar{I}_d^{eq} - \gamma \\ 0 & -\sigma & \lambda + \sigma \end{vmatrix} = 0 \quad (3.31)$$

Bu matrisin determinantı alınırsa,

$$\lambda^3 + (2 + \sigma)\lambda^2 + [1 + 2\sigma + \sigma(\bar{I}_d^{eq} - \gamma) + \bar{\omega}_r^{eq^2}]\lambda + \sigma[1 + \bar{I}_q^{eq}\bar{\omega}_r^{eq} + \bar{I}_d^{eq} - \gamma + \bar{\omega}_r^{eq^2}] = 0 \quad \text{olur.}$$

Burada denge noktaları için (sıfır dışındaki) $((\gamma - 1), \sqrt{(\gamma - 1)}, \sqrt{(\gamma - 1)})$, ve $((\gamma - 1), -\sqrt{(\gamma - 1)}, -\sqrt{(\gamma - 1)})$ yerine yazılırsa,

$$\lambda^3 + (2 + \sigma)\lambda^2 + (\sigma + \gamma)\lambda + 2\sigma(\gamma - 1) = 0 \quad (3.32)$$

elde edilir.

Denklem (3.32)'de verilen karakteristik denkleme Routh-Hurwitz kararlılık kriteri uygulanır. Routh-Hurwitz kararlılık kriteri için Tablo 3.1'de verilen ifadeler elde edilir.

Tablo 3.1 Routh-Hurwitz kararlılık kriteri analizi

S^3	1	$(\sigma + \gamma)$
S^2	$(2 + \sigma)$	$2\sigma(\gamma - 1)$
S^1	$(\sigma + \gamma) - \frac{2\sigma(\gamma - 1)}{(2 + \sigma)}$	0
S^0	$2\sigma(\gamma - 1)$	0

Tablo 3.1'de verilen katsayıların hesaplanması için karakteristik denklem katsayıları $a\lambda^3 + b\lambda^2 + c\lambda + d = 0$ olarak alınır, diğer katsayılar Tablo 3.2'deki gibi hesaplanır.

Tablo 3.2 Routh-Hurwitz kararlılık kriteri analizi için katsayıların hesabı

S^3	a	c
S^2	b	d
S^1	$e = \frac{b * c - a * d}{b}$	0
S^0	$f = \frac{e * d - c * 0}{e}$	0

Routh-Hurwitz kararlılık kriterine göre sistemin kararlı olabilmesi için; $e > 0$ ve $f > 0$ şartlarını sağlaması gerekir[52,67].

Yani $2\sigma(\gamma - 1) > 0$ ve $(\sigma + \gamma) - \frac{2\sigma(\gamma - 1)}{(2 + \sigma)} > 0$ olmalıdır.

Hopf çatallaşmasının başlama değeri ise $e = 0$ olduğu değerdir[52]. Burada γ_h çatallaşmanın oluşması için kritik değer olarak kabul edilirse;

$$(\sigma + \gamma_h) = \frac{2\sigma(\gamma_h - 1)}{(2 + \sigma)} \text{ eşitliğinden,}$$

$$\gamma_h = \frac{\sigma(\sigma + 4)}{(\sigma - 2)} \quad (3.33)$$

elde edilir. Bu $\gamma = \gamma_h$ değeri çatallaşmanın başlangıç noktası olarak kabul edilir[55,67].

3.3.1 SMSM'nin $\bar{V}_d = 0, \bar{V}_q = 0$ ve $\bar{T}_y = 0$ Durumu İçin Kaotik Analizi

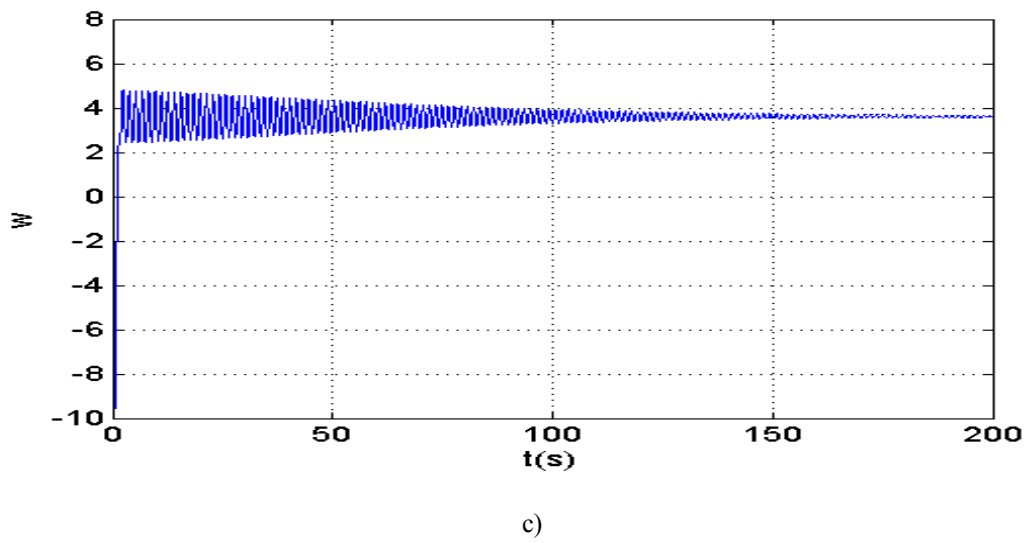
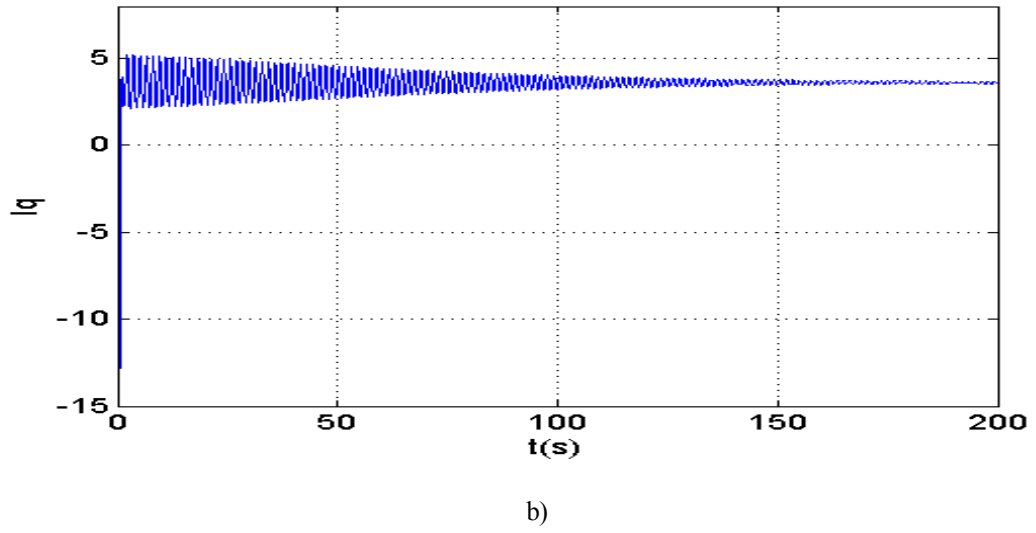
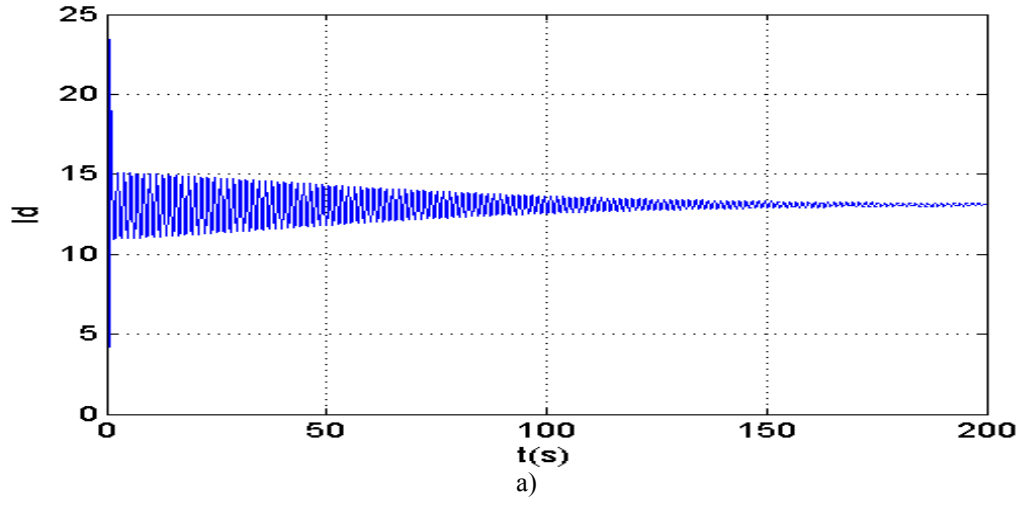
Burada $\bar{V}_d = 0, \bar{V}_q = 0$ ve $\bar{T}_y = 0$ durumunda parametrelere bağlı olarak SMSM'nin kaotik davranışı incelenecektir. Denklem (3.18)- (3.20)'de bu değerler yazıldığında;

$$\frac{d\bar{I}_d}{d\bar{t}} = -\bar{I}_d + \bar{\omega}_r \bar{I}_q \quad (3.34)$$

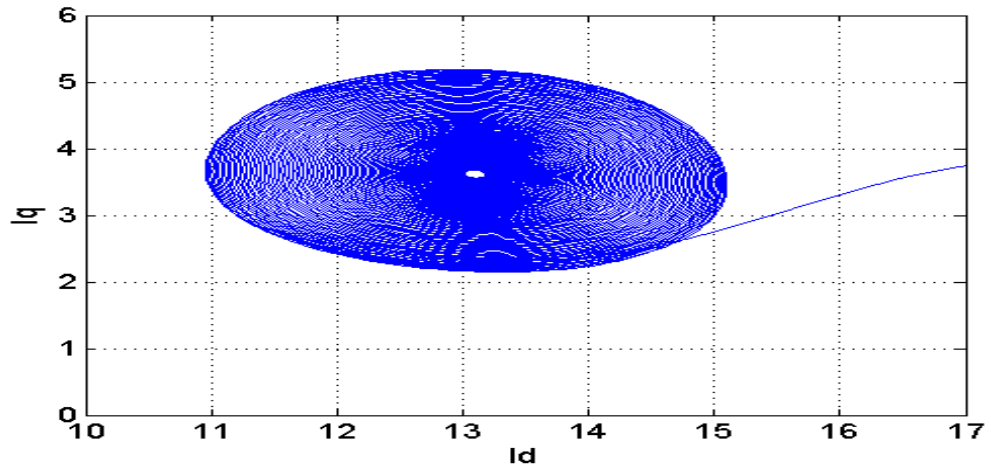
$$\frac{d\bar{I}_q}{d\bar{t}} = -\bar{I}_q - \bar{\omega}_r \bar{I}_d + \gamma \bar{\omega}_r \quad (3.35)$$

$$\frac{d\bar{\omega}}{d\bar{t}} = \sigma(\bar{I}_q - \bar{\omega}_r) \quad (3.36)$$

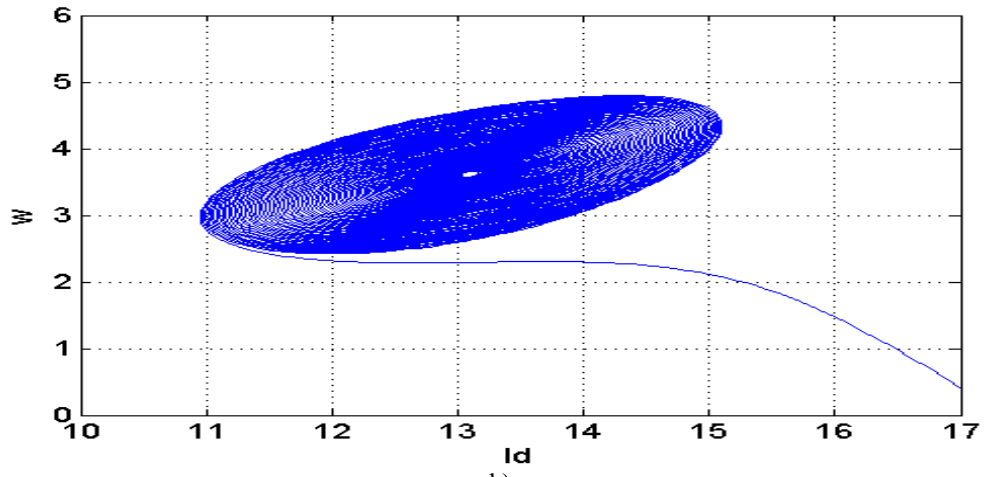
elde edildi. Denklem (3.34)-(3.36) yardımı ile SMSM modeli Matlab simulinkte oluşturulup $\gamma = 14.10$ ve $\sigma = 5.46$ alındığında sistemin kaotik davranmadığı, ancak diğer parametreler değişmeden $\gamma = 14.93$ yapıldığında sistemin kaotik davrandığı görülmüştür[52]. Motorun normal çalışma ve kaotik çalışma durumları için sonuçlar alınmış olup, bu sonuçlar Şekil 3.2-3.7'da verilmiştir. Şekil 3.2 ve Şekil 3.4'te I_d, I_q akım bileşenleri ile ω_r açısal hızın zamana göre değişimleri, Şekil 3.3 ve Şekil 3.5 motor değişkenleri olan $I_d - I_q, \omega_r - I_d$ ve $\omega_r - I_q$ 'nin bir birlerine göre çizdirilmesi, Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'de ise $I_d - I_q - \omega_r$ 'nin bir birlerine göre çizdirilmesi verilmiştir.



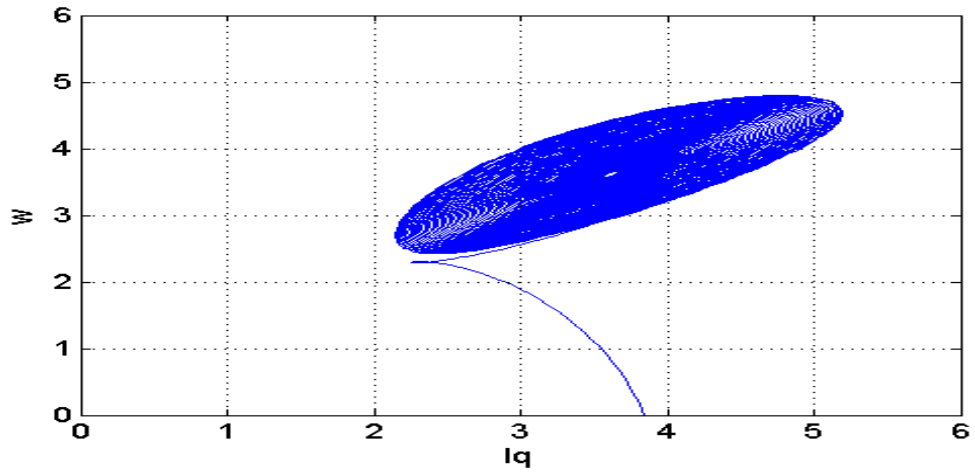
Şekil 3.2 SMSM için ($\gamma = 14.10$, $\sigma = 5.46$) a) I_d akımın b) I_q akımın c) w hızın zaman göre değişimi



a)

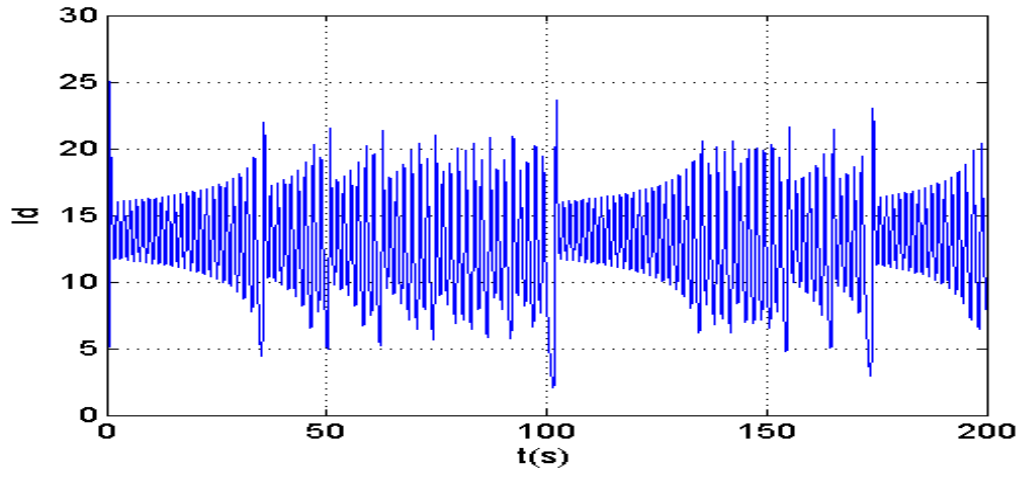


b)

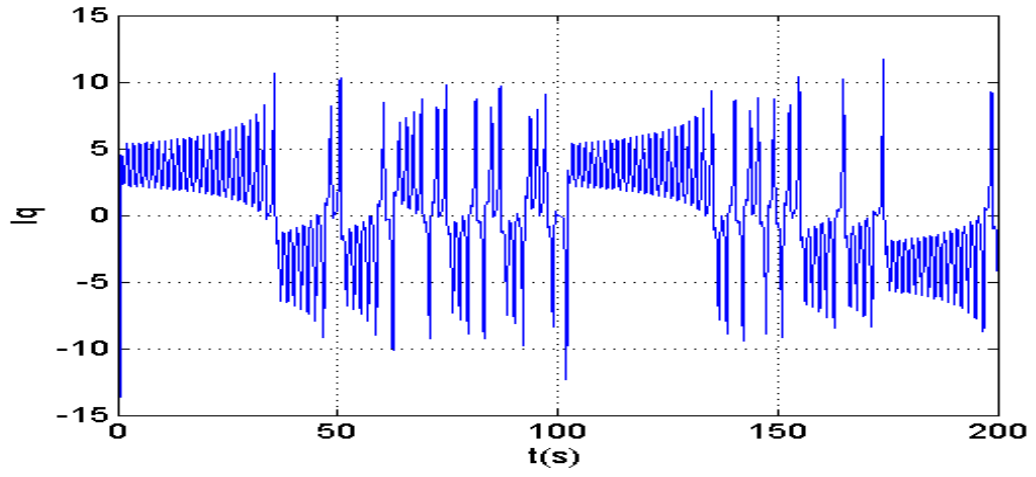


c)

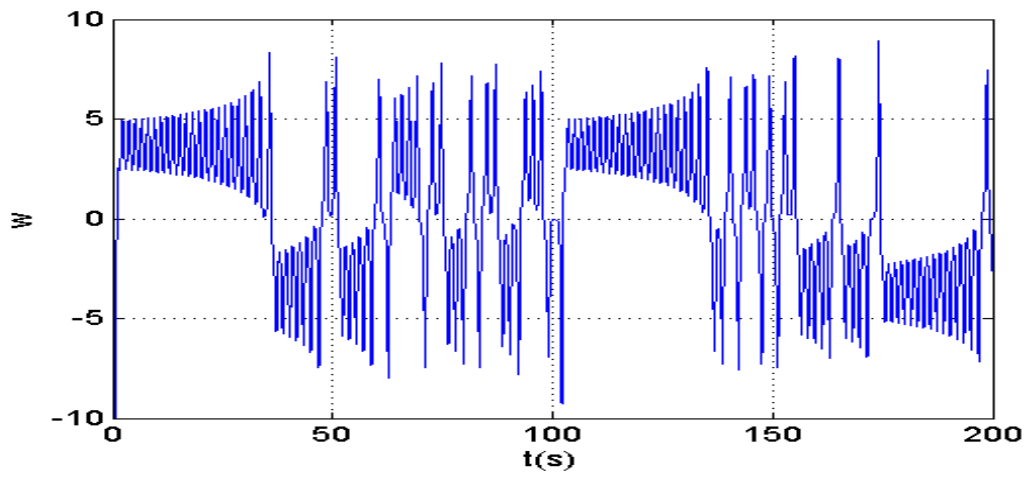
Şekil 3.3 SMSM için ($\gamma = 14.10$, $\sigma = 5.46$) a) Id ile Iq b) w ile Id c) w ile Iq değişimleri



a)

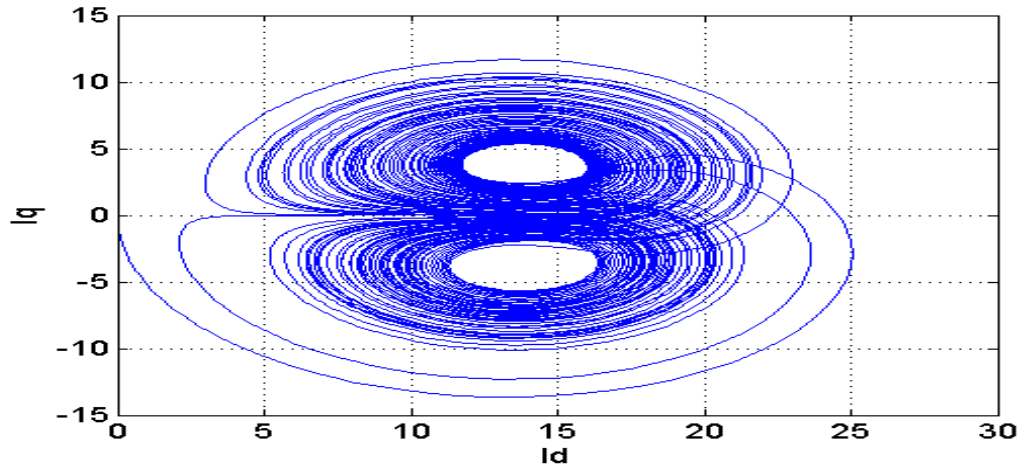


b)

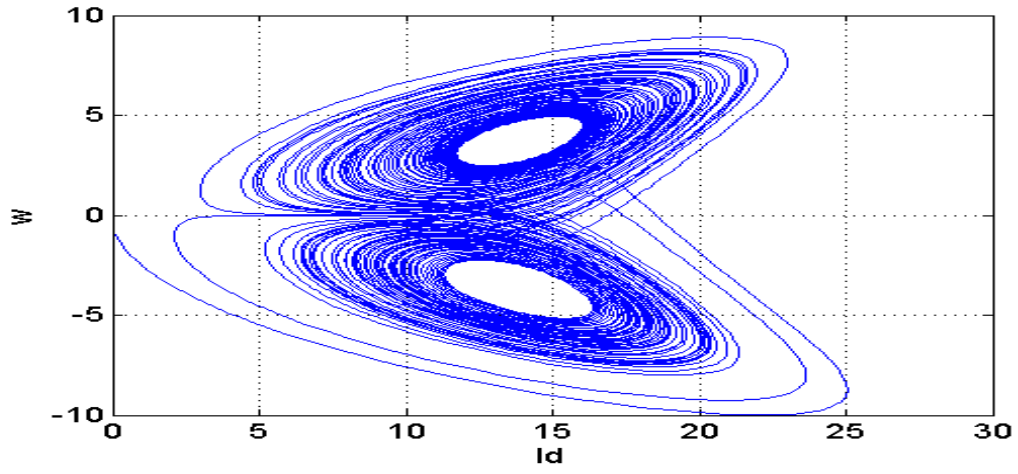


c)

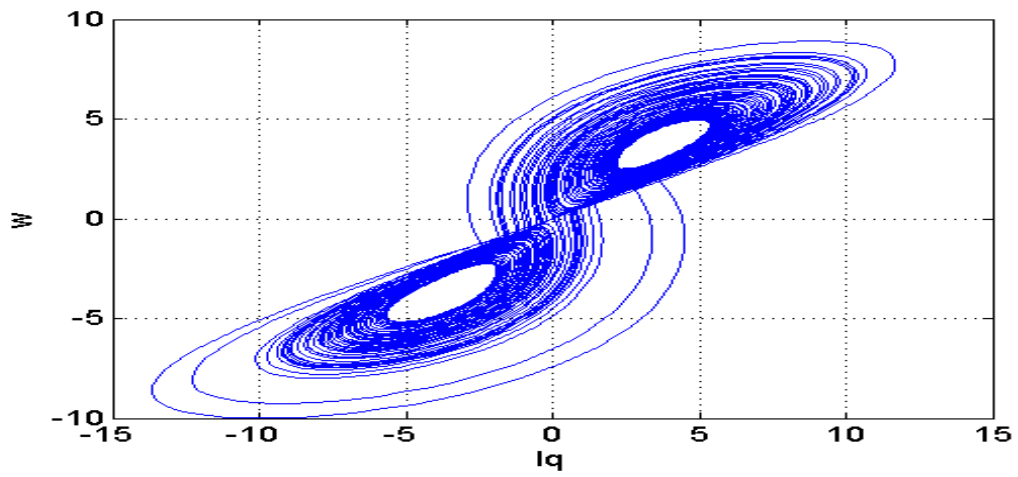
Şekil 3.4 SMSM için ($\gamma = 14.93$, $\sigma = 5.46$ (kaotik)) a) Id akımın b) Iq akımın c) w hızın zaman göre değişimi



a)

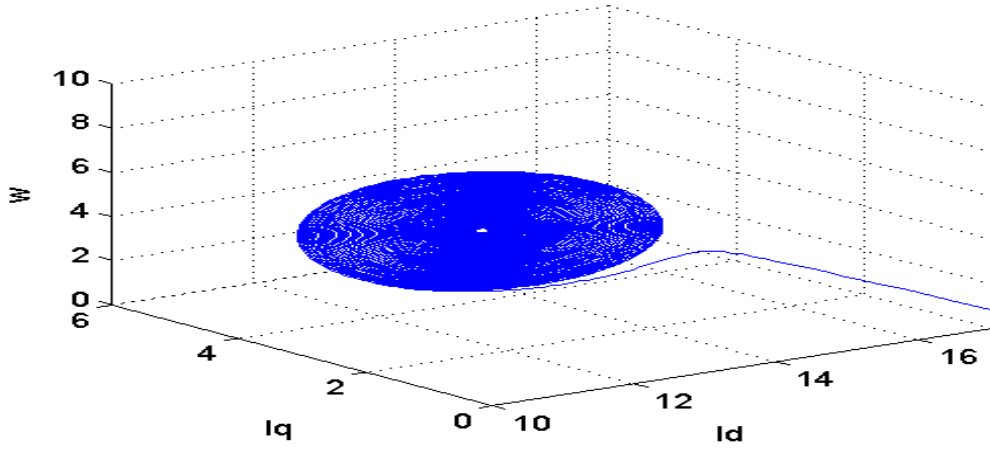


b)

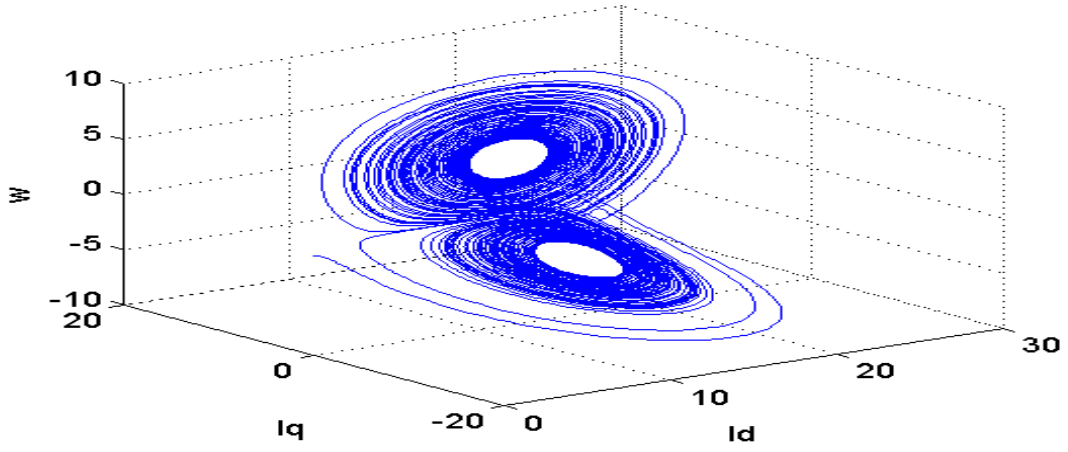


c)

Şekil 3.5 SMSM için ($\gamma = 14.93$, $\sigma = 5.46$ (kaotik)) a) I_d ile I_q b) w ile I_d c) w ile I_q değişimleri



Şekil 3.6 SMSM için ($\gamma = 14.10$, $\sigma = 5.46$) w , I_d ve I_q 'nun bir birlerine göre değişimi



Şekil 3.7 SMSM için ($\gamma = 14.93$, $\sigma = 5.46$ (kaotik)) w , I_d ve I_q 'nun bir birlerine göre değişimi

4. ELEKTRİK SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNDE ELEKTROMANYETİK VE AKUSTİK GÜRÜLTÜLER

4.1 Elektromanyetik Girişim (EMG), Elektromanyetik Uyumluluk (EMU)

Elektromanyetik girişim elektrik-elektronik cihazların performansında azalmalara, bozulmalara veya hatalı çalışmasına sebep olan yüksek frekanslardaki her türlü bozucu etki olarak tanımlanabilir. Bu yüksek frekanslı enerji etraftaki cihazların çalışmasını etkilediği gibi insan sağlığında olumsuz etkileyebilir[1,3,6-7].

EMG'nin etkisine örnek olarak, evlerde elektrik süpürgesi, saç kurutma makinesi vb. ev aletlerinin TV görüntüsünde karlanmaya neden olması, Radyo dinlerken polis telsizlerinin araya girmesi, Cep telefonlarının araç ABS fren sistemlerini etkilemesi, Havaalanı radarlarının dizüstü bilgisayarlarından etkilenmesi, Cep telefonu ile konuşurken bilgisayarda gürültü oluşması gibi örnekler verilebilir[68]. EMG sistemde istenmeyen bir bozulmadır. Sistemi bozabilir, durdurabilir ya da sistemin verimliliğinde düşüşe neden olabilir[1,3]. Elektromanyetik uyumluluk (EMU) ise bir sistemin veya cihazın bulunduğu elektromanyetik ortamda elektromanyetik etkilerden etkilenmeden kendisinden bekleneni yerine getirirken aynı zamanda diğer sistemleri de etkilememesi olarak ifade edilebilir[68]. Dolayısıyla bir sistemin elektromanyetik uyumlu olabilmesi için, diğer sistemlerden kaynaklı elektromanyetik dalgalardan etkilenmeyip diğer sistemlerle etkileşime girmemesi ve kendisinin neden olduğu elektromanyetik dalgalardan etkilenmemesi gerekir[1].

Teknolojinin gelişmelerle paralel, elektronik cihaz tasarımında elektromanyetik uyumluluk oldukça önemli bir tasarım kriteri haline gelmiştir. Bir ürünün ticari olarak satılabilmesi için elektromanyetik uyumluluk koşullarını sağlaması ve bu kapsamda oluşturulmuş standartlara uygun imal edilmiş olması gerekmektedir[1-3].

Anahtarlama güç elektroniği devrelerinde, güç anahtarlarının açılıp kapanması esnasında akım ve gerilimde meydana gelen ani değişimlerden (di/dt ve dv/dt) dolayı, ana frekansın çok üstünde radyo frekansı (RF) bölgesinde büyük enerji seviyelerinde harmonikler içerir. Bu etki EMG olarak bilinir[2]. EMG diğer cihazlara ve insan sağlığına zarar verdiği için günlük yaşam ve elektrik-elektronik endüstrisinde çok fazla uygulaması bulunan güç elektroniği dönüştürücülerinde önemli bir problem haline gelmektedir[1,7]. Anahtarlama frekansı kaynaklı, akım ve gerilimdeki ani değişimlerden dolayı meydana gelen EMG etkisi yük ve çalışma koşullarına bağlı değildir[6].

EMG genel olarak ışıınım yolu ile havadan iletilerek yayılan EMG ile bağlı bulunduğu

devrelerde iletkenler yardımı ile iletilen EMG olmak üzere iki çeşittir[2]. Elektrik ve elektronik cihazlar ile elektromekaniksel sistemler, iletilen ve yayılan EMG üretim potansiyeli bulunan kaynaklardır. Özellikle güç kaynakları, otomobil ateşleme sistemleri, floresan lambalar, elektrik motor ve sürücüleri, TV ve radyo vericileri, mikrodalga fırınlar, anahtarlama güç elektroniği devreleri, röle ve benzeri elektriksel cihazlar bu kaynaklara örnek verilebilirler. Ayrıca güneş patlaması, yıldırım, jeomanyetik fırtına gibi doğal kaynaklar da yine EMG'ye sebep olurlar[68].

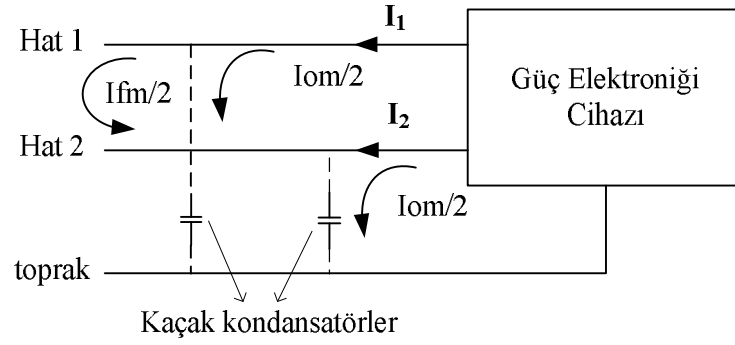
İletilen EMG, bir iletken akım geçmesi ile oluşan düşük frekanslı bir EMG'dir. Yayılan EMG ise yüksek frekanslı elektromanyetik dalgadan oluşur[1]. İletim hatları tarafından beslenen anahtarlama konvertörler güç hatlarına iletim gürültülerine neden olurlar. Bu gürültüler uzaydaki ışıma gürültülerinden oldukça büyük genliklere sahiptir[7].

Yayılan EMG'den korunmak için uygun mesafe aralıklarını kullanma ve ekranlama (shielding) yapılmalıdır. İletilen EMG'de ise verimli topraklama (grounding), doğru bağlama (bonding) ve filtreleme (filtering) yaparak korunabilir. Bu yöntemler hem maliyet hem boyut hem de zaman açısından problem teşkil etmektedirler. Ayrıca her sisteme uygun frekans bandında filtre tasarımı da önemli bir sorundur. Bu yüzden en iyi çözüm, cihaz veya sistemlerin tasarımları aşamasında bu soruna çözüm bulmaktır[2-3,68-69].

4.1.1 İletilerek Yayılan Elektromanyetik Gürültüler

İletilerek yayılan elektromanyetik gürültüler ortak mod ve fark mod gürültüler olmak üzere iki sınıfta incelenirler. Bu gürültüler ortak mod gerilimi (OMG) ile fark mod gerilimden (FMG) kaynaklanmaktadır. Bu gerilimlerden dolayı akan akımlara ortak mod akımı (OMA) ile fark mod akımı (FMA) denir. Şekil 4.1'de bir güç elektroniği devresinde OMA ile FMA akımlarının akışı gösterilmektedir. I_{om} OMA'yı, I_{fm} 'de FMA'yı göstermektedir.

OMG, evirici DA bara merkez noktası ile yük yıldız noktası arasındaki, FMG ise fazlar arası potansiyel farka denk gelmektedir. OMG ile FMG Denklem (4.1)-(4.2)'de verildiği gibi hesaplanır[5-6,8-9]. Burada OMG, V_{cm} ile FMG ise V_{dm} ile gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Ortak mod ve fark mod iletim gürültüleri[2]

$$V_{cm} = \left(\frac{V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}}{3} \right) \quad (4.1)$$

$$V_{dm} = V_{i0} - V_{j0}, (i, j = A, B, C) \quad (4.2)$$

Şekil 4.1'de görülen iletkenlerden geçen iki ayrı akım değildir. Zaten EMG açısından böyle bir ayrıma da gerek yoktur. Çünkü iki etkide EMG'ya sebep olmaktadır. Ancak bunların ne kadar etki ettiği veya bunlara ayrı çözüm bulmak gerekirse, bu etkiler ayrı hesaplanabilir[70].

$$I_1 = I_{om} + I_{fm} \quad (4.3)$$

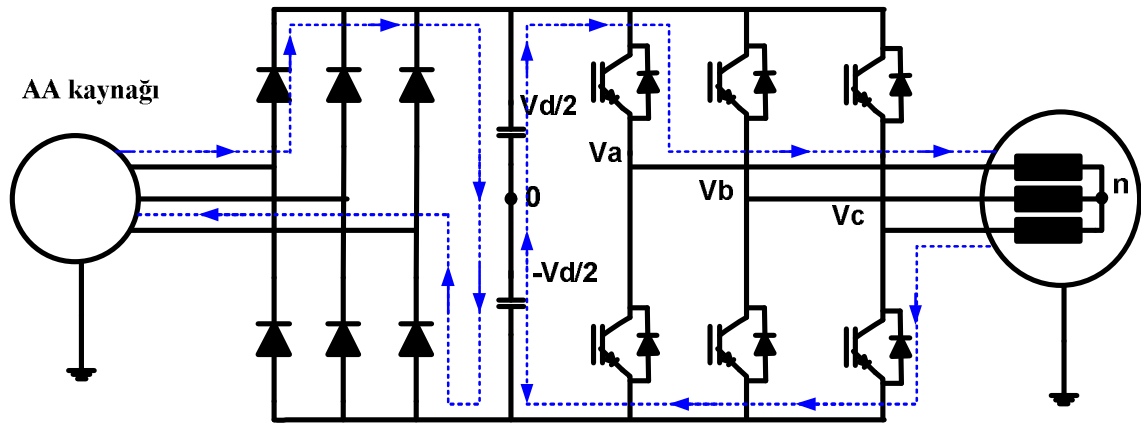
$$I_2 = I_{om} - I_{fm} \quad (4.4)$$

Bu iki denklemin ortak çözümünden;

$$I_{om} = \frac{I_1 + I_2}{2} \quad (4.5)$$

$$I_{fm} = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (4.6)$$

elde edilir.



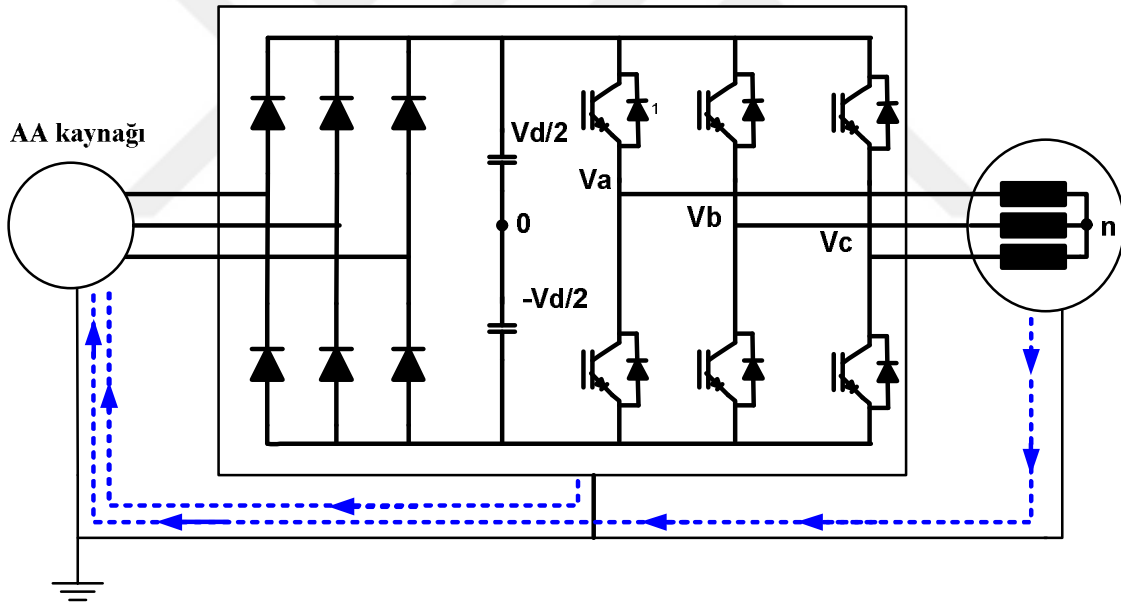
Şekil 4.2 Fark mod iletim gürültüleri

4.1.1.1 Fark mod gürültü

Fark mod gürültüsü, iletim hatları arasında ölçülen akım veya gerilimlerdir. Yani Şekil 4.1’de gösterilen hat akımı veya hat-hat gerilimidir[2,6]. Fark mod gürültüsü akımı giriş hattından besleme sistemine ve DA taraftaki şebekeden yüke doğrudur[2,6,8-9]. Fark mod akımının akışı Şekil 4.2’de gösterilmiştir.

4.1.1.2 Ortak mod gürültüsü

Ortak mod gürültüsü ise güç hatları ve toprak arasında ölçülen akım (I_{cm}) veya gerilimlerdir. Ortak mod gürültüsü akımı tamamen parazitik veya kaçak (stray) kondansatörler üzerinden akar. Bu kaçak kondansatörler, elemanlar ve toprak arasında veya değişik sistem bileşenleri arasında mevcuttur[2,6,8-9]. Ortak mod akımının akışı Şekil 4.3’de gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Ortak mod iletim gürültüleri

Ortak ve fark mod gürültülerinin her ikisi de çıkış ve giriş hatları üzerinde mevcuttur. Herhangi bir filtre tasarımında bu gürültüler hesaba katılmalıdır. OMG'nin şebeke, sürücü sistemi ve yük üzerinde ciddi etkileri vardır[16,20]. Bu yüzden OMG ayrı bir başlıkta detaylı incelenmiştir.

4.1.2 EMG Standartları

Teknolojik gelişmeler ve güç konverterlerinin kullanımının sürekli bir şekilde artmasıyla birlikte EMG gürültüleri, güç konverterleri tasarımcıları ve kullanıcılarını daha fazla ilgilendirmiştir. Özellikle pazarlama anlamında EMU standartlarına uygunluk çok önemli bir duruma geldi. Konverterlerin EMG gürültüleri yönetimi, EMU kurallarına uygunluk konusunda daha sıkı olmalıdır[68].

Bu konuda ülkelerin farklı düzenlemeleri veya EMG standartları vardır. Üretilen bir ürün hakkında üç önemli standart vardır: Amerika birleşik Devletlerinde Uluslararası Elektroteknik Komisyonu olan (The International Electrotechnical Commission) ve Federal İletişim Komisyonu FCC (Federal Communications Commission). Avrupa ülkelerinde, Avrupa Elektroteknik Standardizasyon Komitesi CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) ve Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü ETSI (European Telecommunications Standards Institute). EMU üzerine IEC'nin sürekli çalışan iki komitesi vardır. Biri TC77 diğeri ise CISPR Radyo Girişimi Uluslararası Özel Komitesi'dir (CISPR-International Special Committee on Radio Interference).

Ayrıca güç elektroniği cihazları tarafından yayılan EMG standartlarını belirleyen ve bunları sertifikalandıran çeşitli kurumlarda bulunmaktadır. Bir ürünün Avrupa ülkelerinde pazarlanabilmesi için (Conformité Européenne-Avrupa Uygunluğu) CE markası alması gerekmektedir. CE markası, EMU standartlarına uyumlu ürün anlamına gelmektedir. Türkiye'de uyumluluk anlamında TSE tarafından CE 1783 ile onay verilir. Bu TSE tarafından onaylanmış uyumluluk anlamına gelmektedir.

4.1.3 EMG Etkisinin Azaltma Yöntemleri

EMG etkisini azaltmak için birçok yöntem kullanılmaktadır. Bunlardan en eskisi ve yaygın olanı filtre uygulamalarıdır[31-32]. Filtre yöntemi düşük frekanslarda iletilen EMG'yi azaltmakta kullanılır. Yüksek frekanslı yayılan EMG etkisi için ekranlama (kaplama) yöntemi kullanılmaktadır. İki metotta cihazların hem maliyetini hem de ağırlığını artırır[7]. EMU standartlarına göre kullanılacak EMG azaltma yöntemlerinde bulunan çözümün maliyetinin düşük, az yer kaplaması ve kullanılan malzemenin hafif olması önemli etkenlerdir.

4.1.3.1 Filtreleme Yöntemi

Sisteme bağlanan filtreler özellikle düşük frekans bölgesinde etkili olarak EMG etkisini azaltırlar. Ancak özellikle fiyat, boyut ve ağırlık açısından sorun teşkil ederler. Ayrıca EMG filtreleri bu gürültüyü azaltırken bazı yararlı sinyalleri de bastırabilirler[2,26,68].

4.1.3.2 Ekranlama Yöntemi

Bu yöntemde amaç bir yalıtkanlık oluşturarak etkiyi azaltmaktır. Elektronik sistem ve cihazların bir arada, girişimlerden etkilenmeden sorunsuz olarak çalışabilmesi için elemanlar arasında elektromanyetik olarak yalıtıma ihtiyaç duyulur. Dolayısıyla hem içerden hem de dışarıdan bir girişimin olmaması için kaplama yapılır. Güç elektroniği devrelerinin metal bir gövde içerisine alınması yayılan EMG kirliliğini büyük ölçüde engellemiş olur. Ayrıca iletkenler bütün devre ile bağlantılı olduğu için EMG gürültüsü taşımada önemli etkenlerdir. Bu yüzden iletkenlerin de bu gürültülere karşı yalıtılması için uygun kılıflarla kaplanması gerekmektedir[2,68].

4.1.3.3 Bağlama Yöntemi

Akım taşıyan iletkenler oluşturduğu manyetik alan etkisini en aza indirmek için kabloların doğru bağlantısı önemlidir. İletim yolu ile oluşan EMG kablolar yardımıyla iletilir. Kablolar anten gibi davranarak ışıma yolu ile yayılım ve alınmaya da neden olabilirler. Bu yüzden kabloların uygun kılıfla korunması gerekmektedir. Ayrıca bağlantı şekli ve yolunun doğru seçilmesi bu anlamda önemli katkı sağlar[68]. Örneğin iletkenlerin dönüş kablosuna yakın yerleştirilmesi, kablounun bükülerek birleştirilmesi, kabloların mümkün olduğu kadar kısa tutulması gibi sayılabilir.

4.1.3.4 Topraklama Yöntemi

Topraklama elektrik-elektronik cihazların metal kısımlarının kısa devre, yıldırım veya başka etkilerle elektriklenmesi durumunda cihazları ve/veya kişileri koruma amaçlı yapılan bir elektriksel güvenlik tesisatıdır. Bu tesisatta cihaz ile toprak arasında düşük dirençli bir yol oluşturarak oluşan yüksek akımlarının sistemi etkilemeden toprağa akması sağlanır[2,68].

Topraklama tesisatı EMG açısından da önemli bir tesisattır. Toprak hattında görünen gürültü oldukça büyük elektromanyetik etkileşime neden olur. Elektromanyetik girişim sonucu oluşan yüksek frekansların akımlarının etkilerinin en aza indirmek için uygun topraklama tesisatının yapılması önemlidir[68].

4.1.3.5 Çok Seviyeli Evirici Kullanma

Ortak mod gerilimi yüksek seviyeli evirici kullanılarak azaltılabilir. Yüksek gerilim uygulamalarında üç ve daha yüksek seviyeli eviricilerde anahtarlama anındaki gerilim değişimi daha düşük olur. Bu durumda EMG'yi belli bir miktar azaltmış olur. Ancak yüksek seviyeli evirici kullanmak maliyeti önemli ölçüde arttırdığı için büyük güç ve gerilim uygulamaları dışında tercih edilmez[1,2]. Genelde iki seviyeli eviriciler kullanılır. Bu iki seviyeli eviricilerde bu etki azaltmanın yolu da uygun modülasyon yöntemi seçmekten geçer.

4.1.3.6 Yumuşak Anahtarlama Yöntemi

Anahtarlama kayıplarını azaltmak amacı ile geliştirilmiş bir yöntemdir. Anahtarlama kayıp gücü bileşenlerinden biri sıfır yapıldığında kayıp güçte sıfır yapılmış olur. Yumuşak anahtarlama temel amaç yüksek frekanslı dönüştürücülerde anahtarlama sıfır akımda veya gerilimde gerçekleştirmektir. Bu durum aynı zamanda gerilim ya da akımdaki yüksek dalgalanmaları da engellenmiş olduğu için EMG'de azaltılmış olur. Rezonans çeviriciler bu anlamda geliştirilmiş devrelerdir[2].

4.1.3.7 Söndürücü Devreler (Snubber) Tasarlama

Söndürücü devreler anahtarlama esnasında meydana gelen akım ve gerilim dalgalanmalarını (di/dt ve dv/dt) azaltmak ve söndürmek için tasarlanırlar. Böylece anahtarlama esnasında meydana gelen kısa süreli yüksek tepe değerleri bastırıldığı için EMG da düşürülmüş olur.

4.1.3.8 Rastgele Modülasyon Yöntemi

EMG üretmeyen bir sistem, EMG gürültüsü azaltılmış bir sistemden daha iyidir. Bu yüzden tasarım aşamasında EMG'ye çözüm bulmak birçok anlamda daha faydalıdır. Rastgele modülasyon yöntemi bu anlamda geliştirilmiş EMG'yi azaltmak için kullanılan yöntemlerden biridir. Rastgele modülasyonda anahtarlama frekansı, verilen rastgele sinyale göre değişmektedir. Buda güç spektrumunu belirli geniş bir aralığa yayar. Dolayısıyla sabit frekansta görülen tepe değerler elenir. Böylece EMG azaltılmış olur[6,51].

4.1.3.9 Kaotik Modülasyon Yöntemi

Rastgele modülasyon yöntemine alternatif olarak son zamanlarda geliştirilen yeni bir yöntemdir. Rastgele modülasyon yöntemi ile benzer etkisi vardır. Rastgele sinyal elde etmek zordur. Bu yüzden rasgele sinyal yerine bir kaotik haritadan ve kaotik bir osilatörden kaotik sinyal elde ederek kullanmak daha kolay ve ekonomiktir. Kaotik sinyal başlangıç koşullarına bağlı olarak değiştiği için, bir kaotik sistemde farklı kaotik sinyaller elde edilebilir. Bu özellikler kaotik sistemleri rastgele sistemlere göre daha üstün kılar[6,51].

4.2 Akustik Gürültü

Elektrik sürücü sistemlerinde karşımıza çıkan problemlerden bir tanesi de motor çalışması sırasında meydana gelen akustik gürültülerdir. Akustik gürültüler manyetik, mekaniksel, aerodinamik veya elektronik etkilerden kaynaklanabilir[71]. Mekaniksel ve aerodinamik etkilerden meydana gelen gürültüler elektrik motorunun mekanik yapısından kaynaklanmaktadır. Örneğin dengesizlik, yataklardan gelen gürültüler, soğutucu fanndan gelen gürültüler, yükün cinsine bağlı oluşan sesler, düzgün olmayan hava aralığının sebep olduğu gürültüler gibi. Motor sargıları etrafından meydana gelen manyetik alanların etkisi ile motorun rotor ve statoruna etki eden manyetik kuvvetler özellikle anahtarlama frekansının motorun doğal frekansına yakın veya eşit olması durumlarında rahatsız edici gürültülere sebep olurlar[56-60].

Elektroniksel etkilerden kaynaklı gürültüler ise anahtarlama güç konverterlerinde anahtarlama frekansına bağlı olarak kendine göstermektedir. Evirici beslemeli AA sürücülerde anahtarlama frekansı; anahtarlama kayıpları, titreşim, moment dalgalanmaları, EMG gibi istemeyen olumsuzluklara sebep olabilir. Akustik gürültüler özellikler anahtarlama frekansının 20 kHz'in altındaki değerlerinde kulağı rahatsız edecek seviyelerde olur[2,7,39,56]. İnsan kulağı 20 kHz'in üzerindeki sesleri işitemez. Sürücü sistemlerinde en iyi verimi elde etmek için seçilen anahtarlama frekansı, eğer 20 kHz altında ise mutlaka kulağı rahatsız edecek seviyede gürültüler meydana gelir. Dolayısıyla bu değer altındaki değerlerde çözüm anahtarlama frekansını artırmak gibi görünebilir. Ancak anahtarlama frekansı artırıldığında anahtarlama kayıpları neredeyse doğru orantılı olarak artar ve sistemin verimini ciddi bir şekilde düşürür[57]. Bu gürültüleri uygun filtre kullanarak azaltabiliriz. Ancak bu da fazladan boyut, hacim ve maliyet artışı getirir.

Anahtarlama frekansı etkisi ile meydana gelen gürültülerin etkilerini azaltmak bilinen

özmlerden biri rastgele modülasyon tekniği kullanmaktır[6,37-39,51]. Anahtarlama frekansı kaynaklı akustik gürültüler anahtarlama frekansı ve katlarında meydana gelen harmoniklerden kaynaklanır. Rastgelen modülasyon yöntemi ile bu baskın harmonikler dağıtılarak etkileri azaltılmış olur. Aslında toplam gürültü seviyesinde azalma olmaz. Sadece insan kulağını rahatsız eden gürültü seviyesi geniş bir aralığa yayılarak etkisi azaltılmış olur[71].

Anahtarlama frekansı kaynaklı rahatsız edici akustik gürültülerin etkilerini azaltmak için kullanılan yöntemlerden biri de kaotik modülasyon yöntemlerini kullanmaktır[6,8-9]. Rastgele modülasyon yöntemlerine alternatif olarak geliştirilen kaotik modülasyon yöntemleri, kaotik sinyallerin kolay ve ucuz bir şekilde elde edilmesi ile ilgili avantajlarından dolayı son yıllarda kullanılmaya başlanmıştır[6-9].

5. YÜKSEK PERFORMANSLI KONTROL YÖNTEMLERİ

5.1 Giriş

AA motorlarda kullanılan çeşitli kontrol yöntemleri vardır. Bu yöntemler skaler bir kontrol yöntemi olan V/f kontrol ve vektör temelli olan vektör kontrol ile doğrudan moment kontrol yöntemleridir. V/f kontrol yönteminde temel prensip stator gerilimi genliği ile frekansının birlikte belirli bir oranda değiştirilmesidir. Yüksek performans istenmeyen uygulamalarda V/f yöntemi tercih edilir[72].

V/f yöntemi, hız sensörü gerektirmemesi, kalkış anındaki motor akımlarının düşük olması, yapısının basit olması ve maliyetinin ucuz olması gibi avantajları vardır. Ancak düşük doğruluk, moment kontrolünün olmaması ve dinamik performansının kötü olması gibi dezavantajları vardır[72].

5.2 Vektör Kontrol Yöntemi

Serbest uyarımlı doğru akım makinesi doğrusal bir kontrol yapısına sahiptir. Bunun sebebi momentü oluşturan akım bileşenlerinin birbirinden bağımsız kontrol edilebilmesidir. Akı sabit tutulduğunda moment, endüvi akımı ile doğrusal olarak kontrol edilmektedir. Momentin akım ile kontrolü, moment değişimlerine hızlı cevap sağlar[73].

AA motorunda ise momentü kontrol edecek birbirinden bağımsız akım bileşenleri yoktur, sadece stator akımı vardır. Buna karşın stator akımı sinüzoidal bir akım olması nedeni ile genlik, frekans ve faz bilgisi içerir. Dolayısıyla AA motorda kontrol edilmesi gereken büyüklük; genliği, fazı ve frekansı ile tanımlanan akım vektörüdür. Bu kontrole literatürde vektör kontrol adı verilmektedir[73]. İlke olarak, alan akısı vektörünün stator akımının bir bileşeni doğrultusunda yönlendirilmesi nedeniyle bu yöntem “Alan Yönlendirilmeli Kontrol” (AYK) olarak da isimlendirilmektedir[74]. Stator akım vektörü biri akıyı diğeri momentü oluşturmak üzere iki dik bileşene ayrılmalıdır. Farklı akı yönlendirme yöntemleri vardır. Hepsinde de akı ile aynı yönde olan akım bileşeni sayesinde akı sabit tutulup, buna 90^0 dik açıda olan diğeri akım bileşeni ile moment doğrusal olarak kontrol edilir[73].

Bu çalışmada motor olarak YSMMSM seçilmiştir. YSMMSM’de vektör kontrol, YSMMSM’in stator akımının, rotor referans düzlemdeki (d-q eksen) bileşenlerinin kontrol edilmesi ile sağlanır. Rotor referans düzlemindeki akım bileşenlerinden, akı ile aynı yönde olan I_d bileşeni ile akı; q eksenindeki I_q akımı ile de moment kontrol edilir. SSM’de

uyartım akısı, rotor üzerindeki sürekli mıknatıslardan sağlandığı için genliği sabit ve rotor ile birlikte hareket etmektedir.

$$T_e = 1.5 P \psi_m I_q \quad (5.1)$$

YSMSM’de ayrıca $L_{sd} = L_{sq}$ olduğu için moment ifadesi Denklem (5.1)’de görüldüğü gibi I_d ’den bağımsızdır. Bu yüzden nominal hızın altındaki hızlarda, yani sabit moment bölgesinde I_d bileşenine gerek yoktur ve sıfır alınır.

YSMSM’de maksimum moment elde etmek için I_q ile ψ_m arasındaki açığı sürekli 90° ’de tutmak gerekir. Bunun için rotorun konumuna göre stator sargılarına gerilimler uygulamak gerekir. Yani evirici anahtarlarının rotor konum bilgisine göre anahtarlanması gerekir. Bu da stator manyetik alanı ile rotorun aynı hızda hareket etmesini sağlar. Böylece rotorun her konumunda yüksek moment sağlanmış olur[65].

5.3 Doğrudan Moment Kontrol Yöntemi

Doğrudan Moment Kontrolün (DMK) temel prensibi referans ve hesaplanan akı yardımıyla momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek şekilde bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtarlarına uygulanması esasına dayanır[73]. Bu anahtarlama dizisi önceden belirlenmiş bir anahtarlama tablosundan seçilir. Bu işlem için stator akısı uzay vektörünün konum bilgisi, anahtarlama tablosu ve akı ile moment bilgileri gerekmektedir[64].

Uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi ile stator akısı ve moment doğrudan kontrol edilir. Bu yöntemde akım, gerilim ve stator direnci sayesinde stator akısı ile moment tahmini yapılır. Dolayısıyla parametre bağımlılığı azdır. DMK’nın yapısı iki adet histerezis kontrolör, akı ve moment tahmin edici ve gerilim vektörü seçiciden oluşur.

Motorun stator akımları ve gerilim bilgisi yardımıyla akı ve moment tahmini yapıldıktan sonra, akı ve moment referans değerleri ile karşılaştırılarak meydana gelen hatalar histerezis karşılaştırıcıya iletilir. Ayrıca stator akısı uzay vektörünün konum bilgisi sayesinde sektörler belirlenir. Akı vektörünün içinde bulunduğu sektöre göre, histerezis kontrolörlerden alınan bilgi yardımıyla, tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü seçilerek kontrol işlemi gerçekleştirilir[64].

DMK sisteminde stator akısı ve motor momenti, geri beslemeli kontrol için tahmin edilmesi gereken değişkenlerdir. Stator akısı, statorun akımı ve gerilim uzay vektörleri

yardımla; moment ise, statorun akısı ve akım uzay vektörleri kullanılarak hesaplanır[75]. DMK yönteminde $\alpha = \beta$ ekseninde stator akı bileşenleri, stator akısı uzay vektörü genliği ve açısı ile moment Denklem (5.2-5.6)'da olduğu gibi hesaplayabiliriz.

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (5.2)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (5.3)$$

$$\psi_s = \sqrt{(\psi_{s\alpha})^2 + (\psi_{s\beta})^2} \quad (5.4)$$

$$\theta_s = \tan^{-1}(\psi_{s\beta} / \psi_{s\alpha}) \quad (5.5)$$

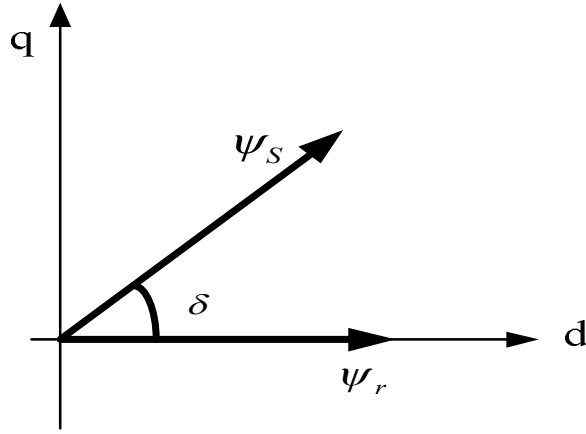
$$T_e = \frac{2}{3} p (\psi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \psi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (5.6)$$

Burada $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ ölçülen stator gerilimleri, $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ ölçülen stator akımları, $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ stator akısı bileşenleri, R_s stator direnci, ψ_s stator akısı genliği, θ_s stator akısı açısı, T_e tahmin edilen momenttir.

DMK'da stator akısının kontrolü, motoru besleyen eviricide uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi ile sağlanır. Her adımda uygun gerilim vektörü seçilerek stator akısı istenilen şekilde hareket ettirilebilir. Stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda hareket eder. Ayrıca bu vektör, aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında hızlı bir şekilde hareket eder. Sıfır vektörü uygulandığında ise bu vektör duracaktır. Aktif anahtarlama vektörleri ile sıfır vektörlerinin uygulanma oranı ayarlanarak akı vektörünün hızı ayarlanabilir[64,76].

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{L_q} \psi_s \psi_r \sin(\delta) \quad (5.7)$$

Moment kontrolü içinse, stator akısı ve rotor akısı cinsinden Denklem (5.7)'de moment ifadesine göre incelemek gerekir. Yani moment, stator akısı genliği, rotor akısı genliği ve stator akısı ile rotor akısı arasındaki açıya bağlı olarak değişim göstermektedir. Bu açı yük açısı olarak da bilinir. Stator akısı ile rotor açısı arasındaki ilişki Şekil 5.1'de gösterilmiştir.



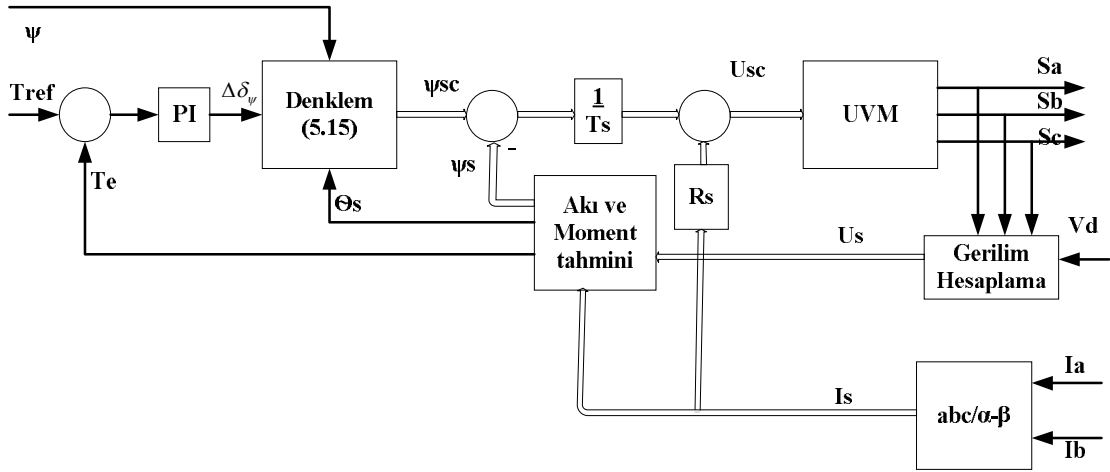
Şekil 5.1 DMK yönteminde stator akısı ile rotor akısı konumu

Stator akısı, anahtarlama tablosundan seçilen aktif gerilim vektörleri ile orantılı bir şekilde, onlarla aynı yönde hareket eder. İleri yönde dönüş için seçilen gerilim vektörleri aradaki açığı artırırken, ters yönde seçilen gerilim vektörleri aradaki açığı azaltır. Açının artması momentin artmasına, azalması da momentin azalmasına sebep olur. SMSM’de rotorda akı sabit olduğu için sıfır durum gerilim vektörleri seçildiğinde stator akısı değişmez. Rotor hareket ettiği için aradaki açı azalır. Dolayısıyla moment azalır. Asenkron motorda ise bu durumda momentte bir değişme meydana gelmez[77].

5.4 UV-DMK Yöntemi

Klasik DMK yönteminde, motor akı ve moment, stator akım ve geriliminin ani değerleri kullanılarak tahmin edilir. Bu bilgiler yardımıyla moment ve akı referanslarından sapmaları düzeltmek üzere evirici için en iyi anahtarlama durumlarının bir anahtarlama tablosundan seçilmesi ile kontrol sağlanır. Bu tablodan seçim yapmak için stator akı vektörünün konumuna dayalı sektör bilgisi, akı ve moment kontrolör çıkış bilgileri gerekmektedir[68]. DMK yapısı iki adet histerezis kontrolör, akı ve moment tahmin edici, gerilim vektörü seçici ve eviriciden meydana gelir.

Bu yöntemde histerezis bant genişlikleri motor davranışı üzerinde oldukça etkilidir. Bant genişliğinin geniş veya dar olması anahtarlama frekansına ve akı dalga şekli kalitesine etki etmektedir [79]. UVM algoritmasından faydalanılarak klasik DMK yöntemini iyileştirme amacıyla geliştirilen bir yöntemdir. UVM yönteminin avantajlarına sahiptir[77-78,80-82,84].



Şekil 5.2 UV-DMK yöntemi blok[81]

Klasik DMK algoritması, motor akı ve momenti, stator akım ve geriliminin anı değerlerinden faydalanarak evirici için hesaplanan dijital kontrol sinyallerine dayanır. UV-DMK yöntemlerindeki kontrol algoritmaları ise evirici için anahtarlama sinyalleri UVM tarafından geliştirilen ortalama değerlere dayanır. Bu durum DMK ile UV-DMK arasındaki temel farklılıktır[77-78,80].

UV-DMK yönteminde farklı algoritmalar geliştirilmiştir. Bunlardan SMSM için uygun yapıya sahip kapalı çevrim moment kontrollü UV-DMK yöntemi[81] incelenmiştir. Bu Şekil 5.2’de blok şeması verilmiş olan yöntemde, akı ve moment tahmininde, klasik DMK yönteminde olduğu gibi akım ve gerilim bilgisi ile stator direnci bilgisi gerekmektedir.

Moment kontrolöründen üretilen, moment kaynaklı açı artışı ile referans stator akısı konum bilgisi ile Denklem (5.15)’deki gibi toplanarak, referans stator akısı vektörünün stator referans düzlemdeki α - β bileşenleri elde edilir[78,80-81]. Yani yük açısındaki artma miktarı, doğrudan referans stator akısına yansıtıldığı için etkili bir kontrol işlemi gerçekleştirilmiş olur.

Referans stator akısı ile tahmin edilen stator akısı karşılaştırılarak elde edilen hata uzay vektör için stator gerilim vektörü hesaplamasında kullanılır. UV-DMK yönteminde hesaplamalar Denklem (5.2)-(5.6) ile Denklem (5.8)-(5.15) kullanılarak yapılır. α - β ekseninde stator akı bileşenleri, stator akısı uzay vektörünün genliği, açısı ve tahmin edilen moment aşağıdaki eşitliklerle hesaplanabilir.

$$\psi_{sc\alpha} = |\psi| \cos(\theta_s + \Delta\delta_\psi) \quad (5.8)$$

$$\psi_{sc\beta} = |\psi| \sin(\theta_s + \Delta\delta_\psi) \quad (5.9)$$

$$\Delta\psi_{s\alpha} = \psi_{sc\alpha} - \psi_{s\alpha} \quad (5.10)$$

$$\Delta\psi_{s\beta} = \psi_{sc\beta} - \psi_{s\beta} \quad (5.11)$$

$$e_T = T_{ref} - T_e \quad (5.12)$$

$$U_{sc\alpha} = \frac{1}{T_s} \Delta\psi_{s\alpha} + I_{s\alpha} R_s \quad (5.13)$$

$$U_{sc\beta} = \frac{1}{T_s} \Delta\psi_{s\beta} + I_{s\beta} R_s \quad (5.14)$$

$$\psi_{sc} = |\psi| (\cos(\theta_s + \Delta\delta_\psi) + j \sin(\theta_s + \Delta\delta_\psi)) \quad (5.15)$$

Burada $\psi_{sc\alpha}$ hesaplanan referans stator akısı alfa bileşeni, $\psi_{sc\beta}$ hesaplanan referans stator akısı beta bileşeni, $\Delta\psi_{s\alpha}$ ve $\Delta\psi_{s\beta}$ stator akısı hatası bileşenleri, ψ mıknatıs akısı, θ_s stator akısı açısı, e_T moment hatası, $\Delta\delta_\psi$ moment kaynaklı yük açısı, $U_{sc\alpha}$ hesaplanan gerilim uzay vektörü stator gerilimi alfa bileşeni, $U_{sc\beta}$ hesaplanan gerilim uzay vektörü stator gerilimi beta bileşeni, $I_{s\alpha}$ ölçülen stator akımı alfa bileşeni, $I_{s\beta}$ ölçülen stator akımı beta bileşeni, R_s stator direnci, T_s ise sistem örnekleme periyodudur.

6. EVİRİCİLER VE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

6.1 Eviriciler

Eviriciler DA gerilimini, çıkışta istenen genlik ve frekansta AA gerilime dönüştüren güç elektroniği devrelerdir. Amaç frekansı ve genliği kontrol edilebilen bir gerilim üretmektir. AA makinalarının kullanımı yaygınlaştırmak ve farklı uygulamalarda kullanılmak üzere kontrol edilebilme imkânı sağlayan devrelerdir[73].

Eviricilerde, modülasyon indeksini sabit tutarak, DA tarafındaki gerilimi değiştirmek suretiyle veya DA geriliminin sabit olması durumunda modülasyon indeksi değiştirilerek çıkışta değişken bir gerilim elde edilebilir. Eviricinin motor gibi yük beslenmelerinde gerilimle birlikte frekansın değişmesi de istenir[2].

Tek fazlı veya üç fazlı olarak yapılabilen eviriciler, aynı zamanda gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviriciler olmak üzere iki kısımda incelenirler. Gerilim kaynaklı eviriciler de gerilim kontrollü ve akım kontrolü gerilim kaynaklı eviriciler olmak üzere iki ayrı başlıkta incelenirler. Gerilim beslemeli eviriciler sabit DA gerilimle beslenirken akım beslemeli eviriciler yüksek empedanslı bir akım kaynağından beslenirler. Bir doğru gerilim kaynağına seri bir endüktans bağlanarak bir akım kaynağı elde edilebilir. Gerilim kaynaklı eviricilerde düşük empedanslı DA bara gerilimi bir kondansatör vasıtasıyla sabit tutulabilir. Gerilim kaynaklı eviricide çıkış gerilimi yükten bağımsız iken, akım kaynaklı eviricilerde ise çıkış akımı yükten bağımsızdır[2].

Eviriciler, çıkış gerilimindeki basamak sayısına göre iki seviyeli veya çok seviyeli olarak isimlendirilirler. İki seviyeli eviriciler düşük güç ve gerilimlerde ekonomikliği ve kullanım kolaylığı açısından kullanımları yaygındır. Ancak yüksek güçlü uygulamalarda anahtarlama sırasında, anahtarlama elemanına ve yüke zarar verebilen aynı zamanda akustik ve EMG gürültüsüne sebep olan yüksek genlikli gerilim sıçramaları (dv/dt) oluşur. Çok seviyeli evirici kullanıp çıkış geriliminin basamak sayısı artırılarak oluşabilecek bu gerilim stresleri düşürülür[2]. Küçük güçlerde çok seviyeli evirici kullanmak ekonomik anlamda doğru değildir.

Bu çalışmada iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici üzerine çalışılmıştır. Gerilim kaynaklı evirici çıkış gerilimi ortalama değeri sinüzoidal olan DGM darbelerden oluşur. Çıkış akımı ise sinüs dalga formunda, ama dalgalıdır. Akım dalgalanmaları evirici çıkış endüktansı arttığında azalır. AA motor, gerilim kaynaklı eviricinin çıkışına doğrudan bağlandığında, motor kaçak endüktansı bir alçak geçiren filtre gibi davranarak, kısmen de

olsa bu akım dalgalanmalarını gidermiş olur ve akım sinüzoidal dalga formuna yaklaşmış olur. Ancak anahtarlama frekansı düşük ve evirici çıkış endüktansı küçük ise akım dalgalanmaları yüksek olur.

6.1.1 Eviricide Anahtarlama Frekansı Etkisi

Güç anahtarlarının anahtarlama esnasında meydana gelen bazı problemler vardır. Bunlar anahtarlama kayıpları, EMG, akustik gürültü ve oluşan harmoniklerdir. Anahtarların açılıp kapanması esnasında dv/dt ve di/dt kaynaklı kayıplar söz konusudur. Güç konverterlerinde kayıpların artması sistemin veriminin düşmesi ve güç anahtarlarının ısınmasına sebep olur. Bu ısınmaya bir çözüm bulunmazsa anahtarlama elemanı zarar görür. Isının etkisini gidermek için bulunacak çözümler de güç konverterinin boyut, ağırlık ve fiyatını artırır[7,51,85].

Anahtarlama kayıpları anahtarlama frekansı ile süresine bağlıdır. Anahtarlama kayıpları anahtarlama süresinin azalması ile azalır. Fakat anahtarlama süresi seçilen anahtarlama elemanının hızı ile ilgili bir durumdur. Hem anahtarlama süresinin uzun olması hem de anahtarlama frekansının yüksek olması durumunda dv/dt ve di/dt kaynaklı akustik gürültüler, EMG gürültüleri ve anahtarlama kayıpları artar[2,7,51,85]. Anahtarlama frekansı düşerse anahtarlama kayıpları da azalır. Ancak çıkış geriliminde baskın harmonikler artar. Dolayısıyla çıkış gerilimi kalitesi düşer ve çıkış akımındaki dalgalanma miktarı fazla olur. Çıkış geriliminin kalitesini artırmak için filtreleme ihtiyacı duyulur.

Güç elektroniğinde iki büyük EMG kaynağı anahtarlama anında meydana gelen dv/dt ve di/dt 'dir. Sistemin kaçak (stray) bileşenleri yani hızlı anahtarlar tarafından üretilen kaçak akımlar ve aşırı gerilimler güç elektroniği devreleri için önemli problemlerdir. Yüksek di/dt etkisi ile kaçak endüktanslarından dolayı güç konverterlerinde önemli derecede aşırı gerilimler oluşur. Yüksek dv/dt 'de ise gövde ile sargılar arasında oluşan kaçak kapasitif elemanlardan dolayı elektrik motorları ve manyetik elemanlarından kaçak akımlar akmasına sebep olur. Anahtarlama frekansının artması sistemde ve ortamda meydana gelen elektromanyetik gürültüleri artırır. Yani EMG'nin artmasına neden olur [2,85-86].

Anahtarlama frekansı arttığında düşük seviyeli baskın harmonikler azalır ve çıkış gerilimi kalitesi iyileştirilmiş olur. Harmoniklerin azalması alçak geçiren filtre boyutlarını

azaltır. Ancak anahtarlama toplam kayıplarını artırır. Anahtarlama frekansı belirlenirken aşağıdaki faktörlerin göz önünde bulundurulması gerekir[2,85-86]:

- Anahtarlama kayıpları
- Çıkış gerilimindeki kabul edilebilir dalgalanma miktarı
- Filtrelerin boyut ve fiyatı
- Güç anahtarı için izin verilen maksimum dv/dt ve di/dt değerleri
- EMG filtresi boyut ve fiyatına etki eden aşırı gerilim ve kaçak akım genliği.

Ayrıca AA motor sürücüsü şebekeden beslendiğinde, kısa süreli anahtarlama anlarında motor gerilimi değişimi dv/dt , DA bara geriliminin neredeyse 10 katı değere ulaşabilir. Motor sürücüsü parazitik kapasitans elemanları ile bu gerilim dalgaları arasındaki etkileşim, motor sürücüsünden istenmeyen etkilere sebep olur[85-86].Yine yüksek dv/dt 'nin istenmeyen etkilerinden biri de motor terminallerinde oluşan aşırı gerilimlerdir. Evirici fark mod gerilimlerinin artmasından kaynaklanan bu aşırı gerilimler motor sargı izolasyonunda bozulma ve motorda arızalara sebep olabilir[2,51,85].

6.1.2 Eviricide Ortak Mod Gerilimi

Ortak mod gerilimi, evirici DA bara orta noktasına karşı yük yıldız noktası arasındaki potansiyel farktır. Bu değer evirici çıkış gerimi ile bağlantılıdır. Evirici çıkış gerilimi, ortalama değeri sinüzoidal dalga olan darbelerden oluşur. Bu gerilimin temel frekans bileşeni dışındaki bileşenleri harmonik olarak motorda istemeyen etkilere sebep olur. Özellikle anahtarlama anında microsaneyeler seviyesinde, gerilimdeki ani keskin yükselme ve düşmelerden dolayı oluşan bu harmonikler yüksek frekanslarda olumsuz etkilere sebep olur[13,87].

Düşük anahtarlama frekansında, kaçak endüktansları küçük olan motorlarda akımının harmonik bileşenleri büyük olup titreşim, gürültü ve kayıplara sebep olur. Bu yüzden anahtarlama frekansı, anahtarlama kayıplarının el verdiği ölçüde yükseltilir. Uygulamalarda KW seviyesindeki güçlerde 3-25 kHz, MW seviyesi için güçlerde ise 1-5 kHz aralığında anahtarlama frekansı seçilir[87].

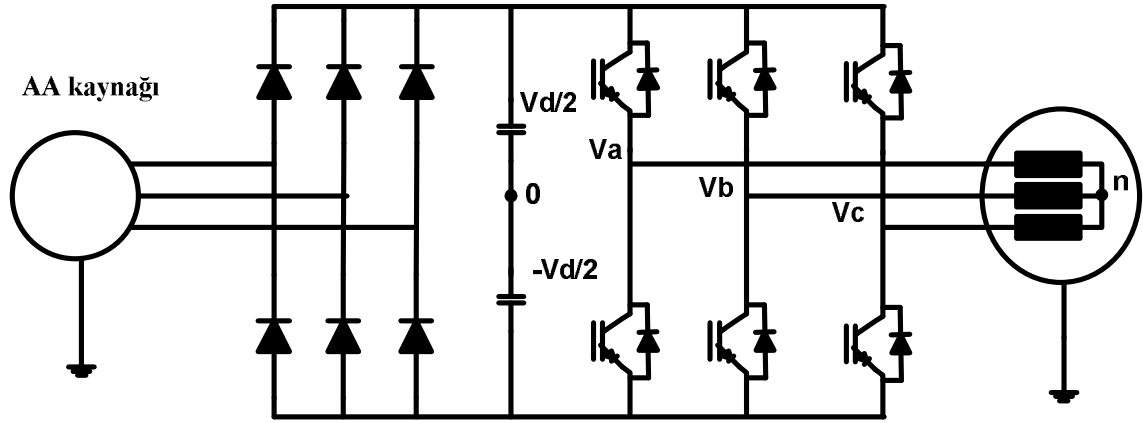
DGM algoritmalarında daha iyi performans elde etmek için, IGBT gibi yüksek hızlı anahtarlama elemanları kullanarak gerilim kaynaklı DGM eviricilerin anahtarlama frekansları artırılabilir. Ancak bu durumda uygulanan gerilimdeki yüksek hızlı değişimler (dv/dt) her anahtarlama anında, yüksek frekanslarda salınımlar yapan ortak mod

gerilimler (dolayısıyla ortak mod akımlar) üretir. Bu yüzden motor gücüne bağlı olarak belli bir değere kadar anahtarlama frekansı artırılabilir[13,87,88].

Yine motor sürücü sistemlerinde, motor sargıları ile motor gövdesi arasındaki kısa mesafeden (mm seviyesinde) dolayı, bu iki iletken yüzey kondansatör gibi davranır. Özellikle yüksek frekanslarda etkili olan bu parazitik kapasitif elemanlar motorun ortak mod eşdeğer devresinde etkili olmaktadır. Güvenlik için yapılan gövde topraklanmasında motor gövdesi topraklandığından, anahtarlama anında değişim hızı yüksek olan OMG, motordan toprağa parazitik kondansatörler üzerinden büyük şiddette kaçak akımlara (ortak mod akımı-OMA) neden olur. Yine bu gerilim motor yataklarından akım geçmesine sebep olur. Yatak akımları kafes ile bilyeleri arasında akarak, oyuklar biçiminde yatak aşınmalarına, pürüzleşmelere ve kıvılcımlara sebep olurlar. Bu salınımlı akımlar, iletişim sistemlerinde, medikal cihazlarda genlik modülasyonu (AM) radyo alıcıları gibi elektronik aygıtlara etki eden EMG yayarlar[88].

OMG ve OMA'lar yüksek frekanslarda ayrıca şebekeye, kendi sürücüsüne ve etraftaki cihazlarda EMG'ye sebep olurlar. Dolayısıyla sürücü devresinde kesilme hatalarına ve etraftaki elektronik cihazlarda da olumsuz etkiler[19,23]. Gerilimlerdeki kısa süreli keskin yükselmeler ayrıca uzun kablolu motor uygulamalarında motor çıkış uçlarında aşırı gerilim yükselmelerine sebep olurlar. Özellikle seçilecek kötü anahtarlama teknikleri bu etkiyi artırır. Dolayısıyla motor ve sürücüsünde ciddi arızalara sebep olur[2,88].

OMG'lerinin olumsuz etkileri çoktur. Ancak bu çalışmada özellikle sebep olduğu elektromanyetik (EMG) ve akustik gürültüler üzerine çalışılmıştır. OGM'yi azaltmak aynı zamanda oluşturduğu elektromanyetik etkiyi de azaltacağı için, EMG azaltma yöntemleri OGM azaltma odaklıdır. OMG azaltma yöntemlerinden biride DGM darbelerinin kontrolünü içeren modülasyonu yöntemlerdir. Bu tarz yöntemlerde ekstradan donanımsal bileşen içermediğinden dolayı oldukça ekonomik bir yöntemdir.



Şekil 6.1 Evirici kullanılan AA sürücü sistemi

Şekil 6.1'deki devre incelendiğinde OMG şöyle hesaplanır[6,13]:

$$V_{n0} = V_{an} + V_{a0} \quad (6.1)$$

$$V_{n0} = V_{bn} + V_{b0} \quad (6.2)$$

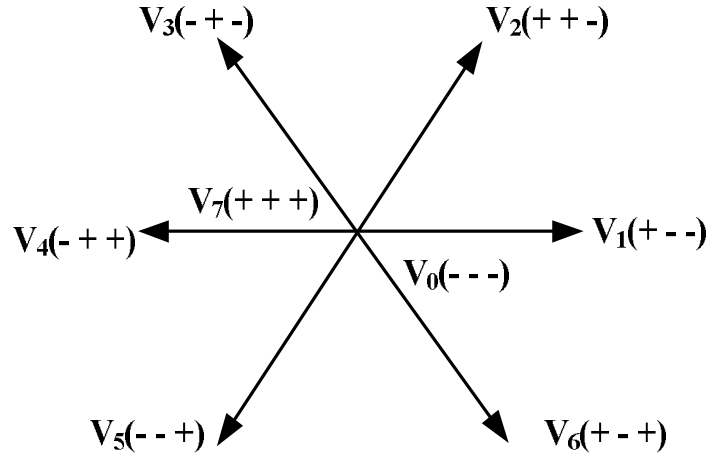
$$V_{n0} = V_{cn} + V_{c0} \quad (6.3)$$

Burada V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} evirici kutup gerilimleri ve V_{n0} OMG'dir. Denklem (6.1)-(6.3)'teki ifadeler taraf tarafa toplanır. Dengeli sistemlerde $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ olduğu için yerine yazıldığında OMG şöyle elde edilir.

$$V_{cm} = V_{n0} = \frac{V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}}{3} \quad (6.4)$$

Eğer sürücü dengeli üç fazlı bir kaynak ile beslenirse OMG sıfır olur. Fakat sürücü DGM tekniğine sahip bir evirici tarafından beslendiğinde OMG kaçınılmaz olur. Çünkü gerilim kaynaklı eviriciler sinüzoidal bir gerilim üretmezler. Eviriciler darbelerden oluşan bir çıkış gerilimine sahiptirler.

Anahtarlama durumu ve DC bara gerilimine göre OMG belirlenir. Şekil 6.2'de gösterildiği gibi eviricinin sekiz farklı anahtarlama durumuna uygun olarak sekiz uygun çıkış vektörü vardır.



Şekil 6.2 Evirici sekiz anahtarlama durumu

Eviricinin her bir durumu için OMG Tablo 6.1’de verilmiştir. Bu değerler anahtarın (+) durumu için $V_d/2$, (-) durumu için $-V_d/2$, alınarak Denklem (5.4)’te verilen formül ile hesaplanmıştır.

Tablo 6.1 Evirici anahtarlama durumuna göre OMG ve FMG

Anahtarlama Durumu	Evirici Kutup Gerilimleri			V_{CM} (OMG)	V_{DM} (FMG)
	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}		
$V_0(000)$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	0
$V_1(100)$	$V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/6$	V_d
$V_2(110)$	$V_d/2$	$V_d/2$	$-V_d/2$	$V_d/6$	0
$V_3(010)$	$-V_d/2$	$V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/6$	$-V_d$
$V_4(011)$	$-V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/6$	$-V_d$
$V_5(001)$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$V_d/2$	$-V_d/6$	0
$V_6(101)$	$V_d/2$	$-V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/6$	V_d
$V_7(111)$	$V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/2$	0

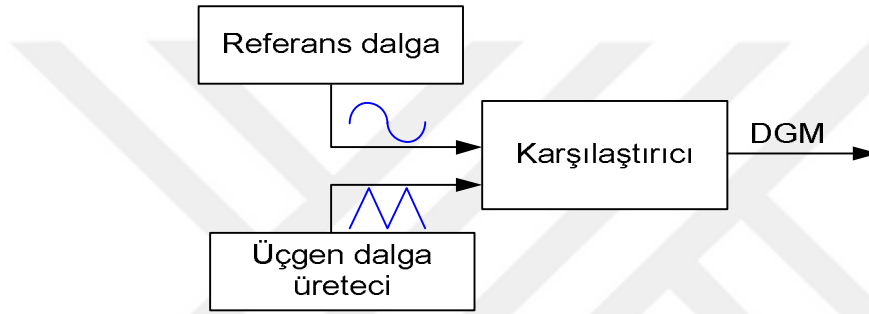
6.2 Eviricilerde Kullanılan Modülasyon Yöntemleri

Evirici kontrolü için kullanılan modülasyon yöntemleri sistem verimi ve performansına etki etmektedir. Çeşitli modülasyon yöntemleri vardır. Burada gerilim kaynaklı eviricilerde kullanılan bazı temel yöntemler incelenmiştir. Sinüzoidal modülasyon yöntemi olarak bilinen yöntem hem analog hem dijital olarak gerçekleştirilebilir. Uzay vektör

modülasyonu ise dijital olarak uygulanan bir yöntemdir. Rastgele ve kaotik modülasyon yöntemleri de sinüzoidal ve uzay vektör modülasyon yöntemlerinin geliştirilmesi ile elde edilen yöntemlerdir.

6.2.1 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)

Bu yöntemde sinüzoidal dalga şekline sahip bir referans dalga ile anahtarlama frekansına sahip bir taşıyıcı dalganın karşılaştırılması sonucu DGM işareti elde edilir. DGM dalgasının temel gerilim bileşeni ve frekansı, referans dalga genliği ve frekansı tarafından kontrol edilir[73]. Bu yöntemin prensip şeması Şekil 6.3'te olduğu gibidir.



Şekil 6.3 Sinüzoidal DGM yönteminin temel prensibi

$$V_{ref} > V_t \text{ ise } V_{AO} = 0.5 V_d$$

$$V_{ref} < V_t \text{ ise } V_{AO} = -0.5 V_d \text{ olur.}$$

$$m_a = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_t} \quad (6.5)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f} \quad (6.6)$$

Burada, V_{ref} referans sinüzoidal dalga genliği, f çıkış frekansı, V_t taşıyıcı dalga işareti genliği, V_d evirici girişi DA değeri, f_s anahtarlama frekansı, m_a modülasyon indeksi, m_f frekans modülasyon oranıdır.

Modülasyon indeksi[2] $0 < m_a < 1$ aralığında ise temel bileşen tepe değeri Denklem (6.7)'de görüldüğü gibi m_a ile lineer değişmektedir. $m_a = 1$ ise temel bileşen $0.5V_d$, $m_a = 0$ olması durumunda çıkışta kare dalga oluşur. $m_a > 1$ ise aşırı modülasyon bölgesinde çalışma anlamına gelmektedir.

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (6.7)$$

6.2.2 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Bu modülasyon yöntemi durağan referans çatıdaki evirici geriliminin, uzay vektörü olarak ifade edilmesine dayanmaktadır.

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_{Ao} + V_{Bo} a + V_{Co} a^2) \quad (6.8)$$

burada $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ dir.

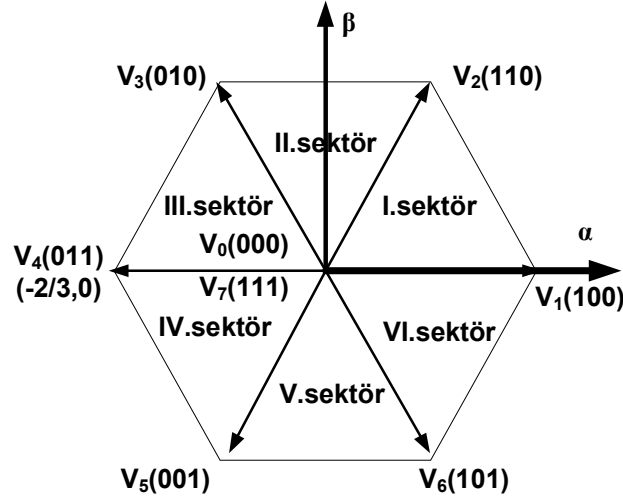
Uzay vektörünün genliği, gerilimin genliğine eşit olup ω açısal hızı ile dönmektedir. Üç fazlı bir eviricinin (2^3) 8 olası durumu vardır. Bunlardan ikisi sıfır-vektör, altısı ise aktif-durum vektörü olup bir altıgen oluşturmaktadır. Uzay vektör modülasyonu her bir anahtarlama döngüsünde kendisine en yakın olan iki aktif-durum vektörlerini ve sıfır-durum vektörlerini anahtarlayarak dönen referans vektör yaklaşımı yapmaktadır[89].

Eviricide anahtarlarının açık ve kapalı olma durumuna göre 6 adet aktif-durum vektörleri ile 2 adet sıfır-vektörleri vardır. Sıfır durum vektörleri V_0 ve V_7 ile gösterilir. Aktif durum vektörleri ise Denklem (5.9)'da verildiği gibidir[89].

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k = 1, \dots, 6) \quad (6.9)$$

şeklinde ifade edilip, düzenli altıgen oluşmakta ve bu altıgen Şekil 6.4'de gösterildiği gibi (I, II, III, IV, V, VI) altı eşit sektöre bölünmektedir.

Her bir T_s anahtarlama periyodunda ortalama uzay vektörü V_{ref} olarak tanımlanır. Eğer T_s yeteri kadar küçük olursa, bu zaman aralığında V_{ref} 'de sabit kabul edilebilir. V_{ref} vektörü, V_0 ve V_7 sıfır-durum vektörleri ile kendisine bitişik olan iki aktif vektörün ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir.



Şekil 6.4 Sabit referans çatıda evirici durumlarının gösterilmesi

Anahtarlama sıralamasında bir durumdan bir sonraki duruma geçişte eviricinin sadece bir kolunda anahtarlama gerçekleştirilir. Bu durum iyi bir harmonik performans ve her bir anahtar için minimum anahtarlama sağlar.

Anahtarlama sıralaması tek numaralı bir sektörde $\vec{V}_0 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_0$, çift numaralı bir sektörde ise $\vec{V}_0 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_0$ şeklinde uygulanır. Bu yöntemde aktif ve sıfır-durum sürelerinin her bir anahtarlama periyodunda hesaplanması önemlidir. T_s periyodu boyunca T_k süresi V_k vektörünün uygulama süresinin yarısını, T_0 süresi de sıfır-durum vektörlerinin uygulama süresinin yarısını göstermektedir. Denklem (6.10-6.12)'da bu süre hesaplamaları verilmiştir[89].

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (6.10)$$

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}| T_s}{V_d} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \omega t\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - T_k - T_{k+1} \quad (6.12)$$

Bu yöntemde modülasyon indeksi istenen temel bileşen genliğinin, temel çıkış bileşen maksimum değerine oranı olarak tanımlanır[89]. Denklem (6.13)'teki gibi modülasyonu indeksi hesaplama süreleri formüllerinde yerine yazılırsa Denklem (6.14)'teki zaman hesaplamaları elde edilir.

$$m = \frac{\vec{V}_{ref}}{V_{\max- alultta}} = \frac{\pi}{2} \frac{V_{ref}}{V_d} \quad (6.13)$$

Buna göre T_k ve T_{k+1} ,

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \begin{bmatrix} \sin \left(\frac{k\pi}{3} - \omega t \right) \\ \sin \left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

olarak elde edilir.

Sektörler $[0, 2\pi]$ aralığında 60° 'lik açılarla belirlenir. Örneğin $0 < \alpha < 60^\circ$ aralığı I. sektördür.

6.2.3 Rastgele Modülasyon Yöntemleri

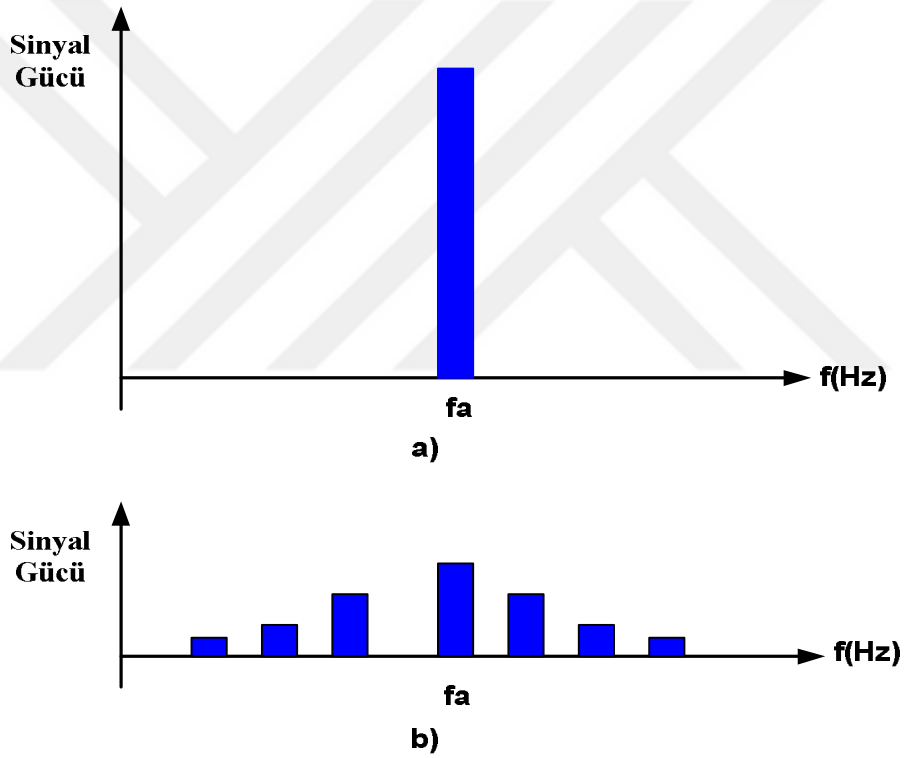
Güç elektroniği uygulamalarında birçok DGM yöntemi tasarlanmış ve başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Klasik DGM şemaları, düşük seviyeli harmoniklerin baskın olduğu temel bileşene sahip bir çıkış dalga formuna sebep olurlar. Bu yöntemlerin yüksek frekanslı uygulamalarında, yüksek anahtarlama frekansı nedeniyle yüksek güçlü harmonikler oluşur. Bu yüksek anahtarlama frekansı harmonikler akustik gürültü, mekanik titreşim ve EMG gibi istenmeyen etkilere sebep olurlar. Anahtarlama frekansına bağlı olarak kendini gösteren bu harmoniklerin etkili olanları tahmin edilebilirler. Evirici beslemeli AA sürücüsünde meydana gelen bu problemlerin kaynaklarından önemli olanlarından biri motor yapısal tasarımı diğeri ise evirici kontrolünde kullanılan modülasyon yöntemidir[6,71].

Ayrıca düşük seviyeli harmonikleri filtrelerden geçirmek zordur. Bunlar sistemde akan düşük frekanslı akımlara neden olurlar. Bu düşük dereceli harmonikleri elimine etmek için ya anahtarlama frekansı artırılır ya da bu harmonikleri belli bir aralığa yayan bir modülasyon yöntemi uygulanmak gerekir[51]. Anahtarlama frekansının etkisinden dolayı daha önceden bahsedildiği gibi gelişi güzel artırılamaz. Çünkü akım ve gerilim de stresler oluşur. Aynı zamanda anahtarlama kayıpları da artar. Bu olumsuz etkilerden dolayı anahtarlama frekansının artırılması ile ilgili sınırlamalar vardır. Böylece olumsuz etkileri azaltılmak için bazı modülasyon yöntemleri geliştirilmiştir.

Bu amaçla ilk olarak 1987'de A.M Trzynadlowski, R.L Kirlin ve S.Legoski rastgele modülasyon (RDGM) yöntemini geliştirmişlerdir[6]. Bu yöntemde anahtarlama frekansı rastgele değişen bir taşıyıcı dalga ile bir kontrol işareti karşılaştırılarak evirici kontrol

işareti olan DGM elde edilmiştir. Bu yöntemde anahtarlama frekansı belirli bir aralıkta rastgele değiştirilir.

Rastgele modülasyon yöntemleri sinüzoidal DGM veya UV-DGM temelli geliştirilen yöntemlerdir. Klasik DGM ve RDGM yöntemleri arasındaki temel fark, çıkış dalgasında meydana gelen anahtarlama frekansı kaynaklı belli sayıdaki harmoniklerin belli bir aralığa yayılmasıdır. Harmoniklerin belli bir aralıkta yayılması akustik gürültü ile EMG'yi kabul edilebilir seviyeye düşürür[51]. Şekil 6.5 a)'da görülen anahtarlama frekansında meydana gelen yüksek güçlü harmonikler rastgele modülasyon yardımı ile Şekil 6.5 b)'deki duruma getirilir.



Şekil 6.5 Sinyal gücü a) klasik DGM b) rastgele DGM[4,51]

Bu modülasyon yardımı ile yüksek genlikli harmoniklerin sebep olduğu akustik gürültü, titreşim ve EMG gibi istemeyen etkiler bastırılmış olur[4,51]. RDGM yöntemi başlangıçta rasgele anahtarlama frekansı oluşturma üzerinde geliştirilmesine rağmen sonrasında benzer etkiler oluşturan farklı yöntemleri geliştirilmiştir. Rastgele darbe konum modülasyonu anahtarlama sinyallerinin darbeleri her bir anahtarlama aralığında rastgele olarak değişir. Bunun en kolay yolu iki muhtemel pozisyon olan anahtarlama aralıklarının

başlangıcında veya sonunda rastgele seçimini gerçekleştirmektedir. Bu yöntem ile harmonikler önemli bir derecede dağıtılarak azaltılır[37-38].

Rastgele modülasyonun bir başka yöntemi de rastgele anahtarlama modülasyon yöntemidir. Bu yöntemde taşıyıcı dalga ile onun tersi olan dalga, rastgele anahtarlama ile değiştirilerek uygulanır[5,48]. Bu yaklaşımlar temelli RDGM yöntemleri için farklı kombinasyonlarda geliştirilmiş birçok farklı rastgele modülasyon yöntemi vardır. RDGM modülasyon yöntemi, SDGM veya UVDGM yöntemleri üzerinde yapılan değişiklikler yardımı ile elde edilir. Bu yöntemin dezavantajları ise tasarımının daha karmaşık olması, gerçek rastgele sinyallerin elde edilmesindeki zorluk ve mekanik rezonanslara neden olan sistemin doğal frekansı ile anahtarlama frekansının çakışmasıdır[6]

6.2.4 Kaotik Modülasyon Yöntemleri

Kaotik DGM yöntemi, RDGM modülasyonunun bir alternatifi olarak geliştirilmiş bir yöntemdir. Kaotik DGM hem AA hem de DA sistemlerde yararlı bir şekilde kullanılabilir. Genellikle EMG ve akustik gürültüden en çok etkilenen sürücü sistemlerinde kullanılmaktadır. Son yıllardaki çalışmalar göstermektedir ki sinüzoidal DGM yerine kaotik DGM kullanmak EMG'yi etkili bir şekilde azaltmaktadır[6-11]. Kaotik DGM yöntemi prensip şeması RDGM yöntemleri ile benzerdir. Yani belli aralıkta kaotik değişen bir anahtarlama frekanslı yöntem, kaotik darbe konum yöntemi ve kaotik anahtarlama yöntemi gibi farklı şekillerde geliştirilen modülasyon yöntemleri olabilir. Ayrıca kaotik DGM yöntemlerin kaotik SDGM ve kaotik UVDGM yöntemleri şeklinde genel olarak sınıflandırılması yapılabilir.

Kaotik DGM yöntemleri sayesinde güç filtrelerinin boyutunun küçülmesi, ağırlığının azalması ve fiyatının düşmesi sağlanır. Aynı zamanda belli frekanslarda sorun teşkil eden akustik gürültüler, mekanik titreşimler ve EMG'yi de düşürür[6-9].

Kaotik DGM ile rastgele DGM'nin karşılaştırılması[6]:

- Bazı kaotik sinyaller, rastgele sinyallere göre daha iyi spektral performans gösterir.
- Kaotik DGM harmonik spektrumu RDGM'den daha iyidir. Aynı zamanda kaotik sinyallerin elde edilmesi rastgele sinyallere göre daha kolaydır.
- Kaotik sinyal basit bir denklem ile ifade edilebilen kaotik bir haritadan veya kaotik bir osilatörden elde edilebilir. Rastgele sinyalin elde edilmesi ise daha karmaşıktır.
- Hızlı modülasyon durumunda kaotik DGM'nin harmonik spektrumu rastgele DGM göre daha iyidir.

- Rastgele sinyalleri elde etmek zordur. Bunun yerine yalancı rastgele (pseudorandom) sinyalleri elde etme yöntemi kullanılır. Ama bunu da gerçekleştirmek elektrikli sürücü sistem maliyetlerinden ciddi artışlara neden olmaktadır
- Mekanik rezonanslara neden olan anahtarlama frekansı, bazen sistem doğal frekansı çakışmalarına neden olabilir. Rastgele modülasyonda, rastgele sinyal olasılık oranları değiştirilerek buna çözüm bulunabilir. Kaotik modülasyonda ise kaotik sinyal başlangıç şartları değiştirilerek farklılık oluşturulur.

6.3 Kaotik Modülasyonla ilgili Genel Kavramlar

6.3.1 Kaotik Anahtarlama Frekansı

Kaotik modülasyon yöntemlerinin çoğunda kaotik bir anahtarlama frekansına veya periyodu belli aralıkta kaotik olarak değişen bir taşıyıcı üçgen dalgaya ihtiyaç vardır. Frekansın kaotikleştirme işlemi için Denklem (6.16-6.17) ile verilen kaotik anahtarlama frekansı denklemlerinde kaotik harita değişkeni kullanılarak frekansta kaotik bir değişim elde edilir[6,8-9].

Kaotik anahtarlama frekansı hesaplanmasında için Denklem (6.16) ile verilen eşitlikte genlik modülasyonlu (AM) bir anahtarlama frekansı, Denklem (6.17) ile verilen hesaplamada ise frekans modülasyonlu (FM) bir anahtarlama frekansı elde edilir[6,8-9]. Genlik modülasyonlu anahtarlama frekansında, frekans genliği belli aralıkta sinüs fonksiyonuna bağlı değişirken, frekans modülasyonu yönteminde ise sinüs fonksiyonuna bağlı olan frekans, belli aralıkta sinüs fonksiyonu frekansının kaotik değişmesi ile elde edilir.

Literatürde kaotikleştirme işlemi için genelde lojistik harita kullanılmıştır. Bu çalışmada da genelde lojistik haritadan faydalanılmıştır. Literatürde bilinen birçok kaotik harita vardır. Bu haritalarda parametrelere bağlı olarak sistem periyodik davrandığı gibi bazı durumlarda kaotik davranış sergilemektedir. Lojistik kaotik harita bir parametre olan A 'nın (3,57 - 4) aralığında kaotik davranış göstermektedir. Burada $A = 3,9$ alınmıştır. Kaotik haritalar 2. bölümde incelenmiştir.

$$f = f_0 + X_n \Delta f \sin(2\pi f_m t) \quad (6.16)$$

$$f = f_0 + \Delta f \sin(2\pi f_m X_n t) \quad (6.17)$$

Burada f gerçek anahtarlama frekansı, f_0 sabit anahtarlama frekansı, Δf frekanstaki değişim miktarı, f_m modülasyon frekansdır. X_n ise kaotik harita değişkenidir.

6.3.2 Kaotik bit

Kaotik bitler bir kaotik haritadan veya kaotik bir osilatör tarafından elde edilebilir. Kaotik haritalar bir boyutlu veya iki boyutlu olabilirler. Bir boyutlu haritaların değişkeni $[0-1]$ aralığında değişen bir işarettir. İki boyutlu haritalar ise $[(-1)-(1)]$ aralığında değişirler. Kaotik harita değişkenleri bir referans değerle karşılaştırarak örnekleme periyodunda kaotik bit elde edilebilir. Bir kaotik haritayı iki farklı başlangıç noktasında çalıştırarak elde edilen işaretlerin karşılaştırması ile de kaotik bit elde edilebilir. Bütün kaotik sistemlerde başlangıç noktasına hassas bağımlılık özelliği vardır. Benzer mantıkla chua devresi gibi kaotik bir osilatörden faydalanarak da kaotik bitler elde edilebilir.

6.3.3 Kaotik Periyotlu Taşıyıcı Dalga

Taşıyıcı üçgen dalga frekansı anahtarlama frekansı anlamına geliyor. Dolayısıyla Taşıyıcı üçgen dalganın frekansının kaotik olarak değişmesi anahtarlama frekansının kaotik olarak değiştiği anlamına gelir. Taşıyıcı üçgen dalga farklı şekillerde elde edilebilir. Örneğin üçgen dalganın her $0.25T$ (periyot) kısmı için ayrı ayrı denklem çıkartılıp bunlar birleştirildiğinde toplamda bir üçgen dalga elde edilmiş olur. Üçgen dalga özdeşlik yönteminden faydalanılarak da elde edilebilir. Denklem (6.18) ile verilen matematiksel özdeşlik ile üçgen dalga elde edilebilir[8]. $2/\pi$ radyan cinsinden ifade etmek için kullanılır. Burada Denklem (6.16)-(6.17)'de verilen kaotik frekans hesaplama formüllerinden faydalanarak taşıyıcı dalga elde edilmiştir. Bu amaçla Denklem (6.18) ile (6.19) veya Denklem (6.20)'den faydalanılabilir.

$$V_t = \frac{2}{\pi} \arcsin(\sin(X)) \quad (6.18)$$

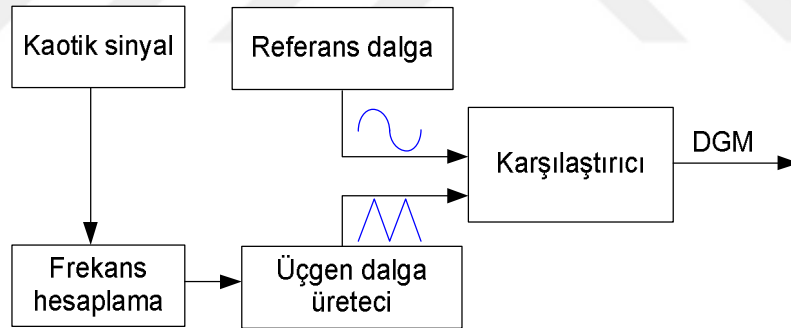
$$X = \int_{-\infty}^t \left[2\pi f_0 + 2\pi \Delta f \sin \left(\int_{-\infty}^t 2\pi X_n f_m dt \right) \right] dt \quad (6.19)$$

$$X = \int_{-\infty}^t \left[2\pi f_0 + 2\pi \Delta f X_n \sin \left(\int_{-\infty}^t 2\pi f_m dt \right) \right] dt \quad (6.20)$$

7. KAOTİK SİNÜZOİDAL DGM MODÜLASYONLU (KSDGM) VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ

Yüksek performanslı kapalı çevrim kontrol sistemlerinden olan vektör kontrol sistemi akım veya gerilim kontrollü olarak gerçekleştirilebilir. SDGM yöntemi gerilim kontrollü bir yöntemdir. Bu yöntemde anahtarlama frekansında meydana gelen akustik gürültü ve EMG gibi istenmeyen etkileri azaltmak için KSDGM yöntemi geliştirilmiştir. OMG ve FMG gerilimleri veya bunlardan dolayı akan akımlar üzerinden bu etkiler incelenebilir. KSDGM modülasyonlu AYK yöntemi blok diyagramı Şekil 7.2’de verilmiştir.

Sinüzoidal DGM yönteminde çıkışta elde edilmek istenen frekanstaki bir referans sinüzoidal dalga ile anahtarlama frekansındaki taşıyıcı bir üçgen dalga karşılaştırılarak kesişme noktalarında darbeler üretilmektedir. KSDGM yönteminde frekansı belli aralıkta kaotik olarak değişen bir taşıyıcı üçgen dalga ile sinüzoidal bir referans dalganın karşılaştırması prensibine dayanır. KSDGM yönteminin blok diyagramı Şekil 7.1’de verilmiştir.

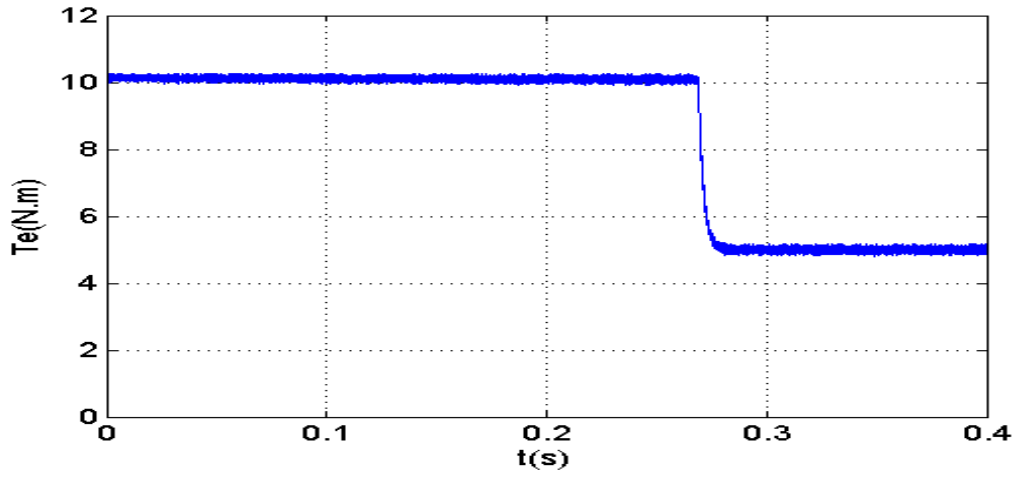
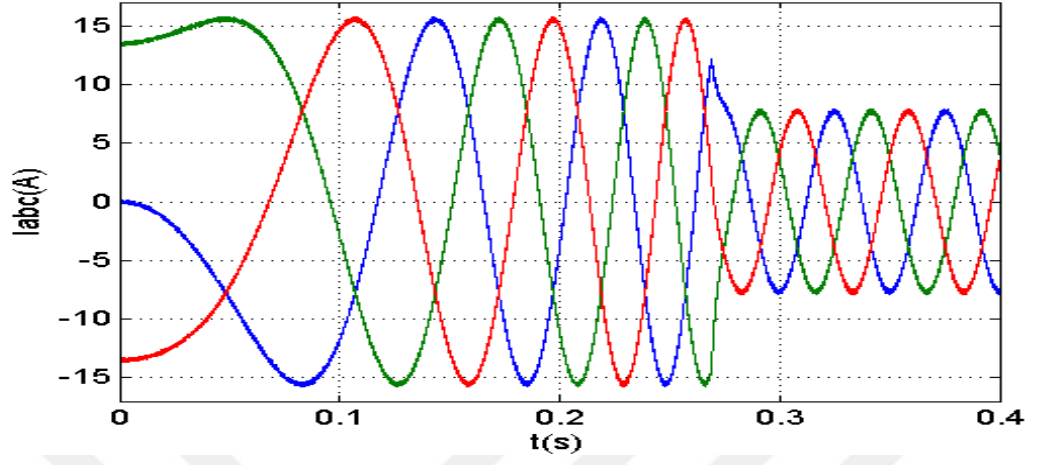


Şekil 7.1 KSDGM blok diyagramı[6]

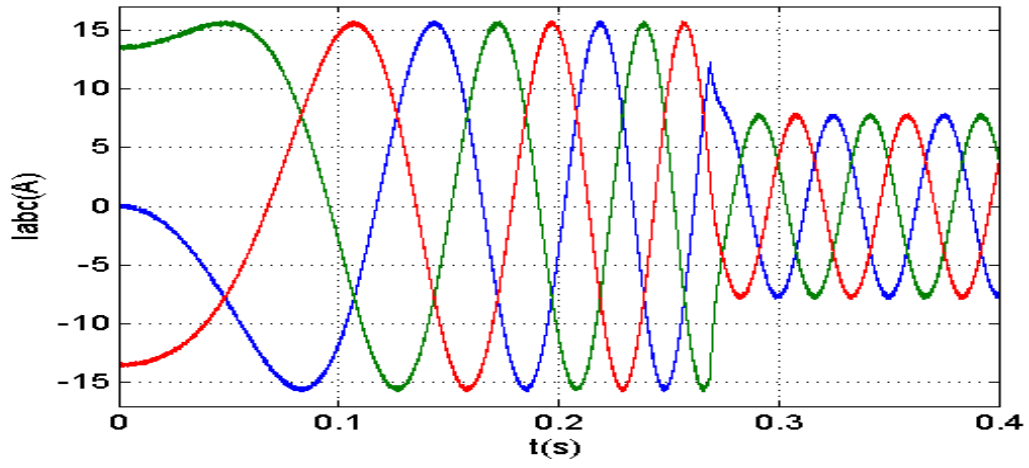
Kaotikleştirme işlemi için kullanılan kaotik sinyal için yaygın olarak bilinen kaotik haritalardan bazıları kullanılmıştır. Farklı kaotik harita kullanmanın amacı bu haritaların modülasyon performansına etkisi incelemektir. Rastgele modülasyon yönteminde rastgelelik olasılık oranı değişimi farklı sonuçlar için bir avantajdır. Farklı kaotikleştirme işlemi için farklı kaotik haritalardan yararlanılabilir.

KSDGM yönteminde periyodu sürekli kaotik olarak değişen bir taşıyıcı üçgen dalga kullanılır. Yani taşıyıcı dalga frekansı belli aralıkta kaotik olarak değişir. Kaotikleştirme işlemi için Denklem (6.16) ile verilen kaotik frekans hesaplama denkleminde kaotik harita

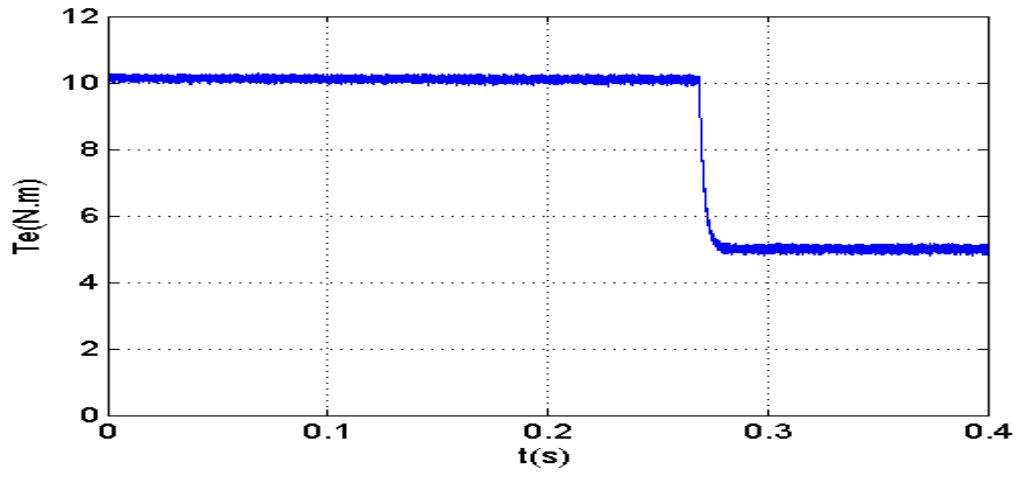
PSD sonuçları Şekil 7.6'da, ve akım PSD sonuçları ise Şekil 7.7'de verilmiştir.



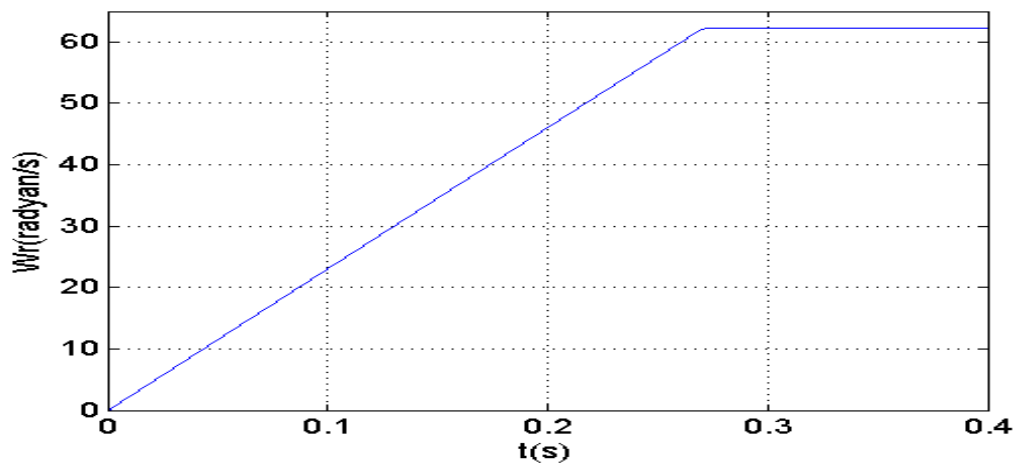
Şekil 7.3 Klasik SDGM a) stator akımları b)moment c) motor açısal hızı



a)

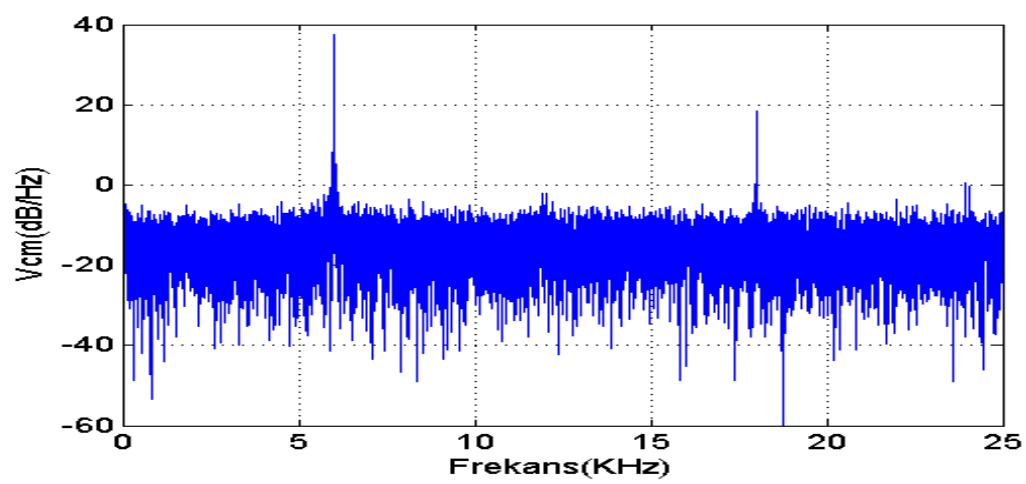


b)

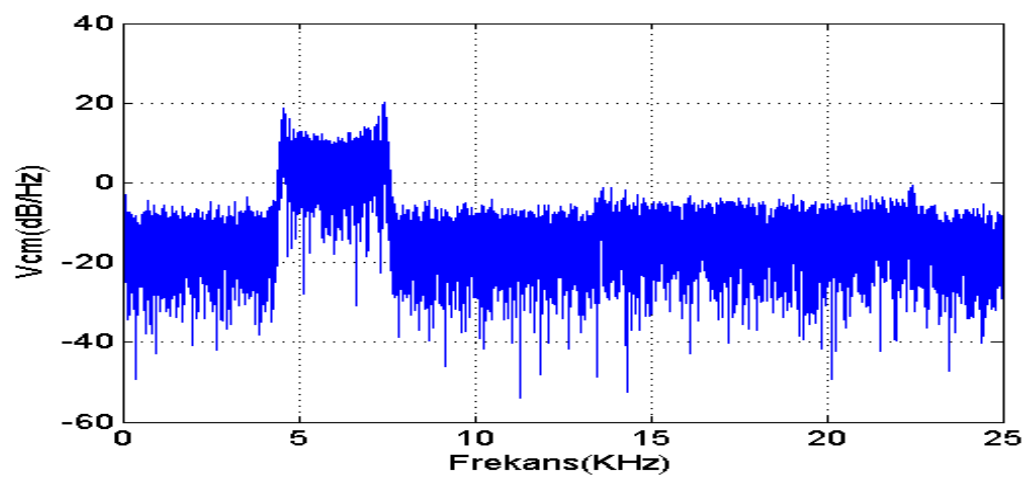


c)

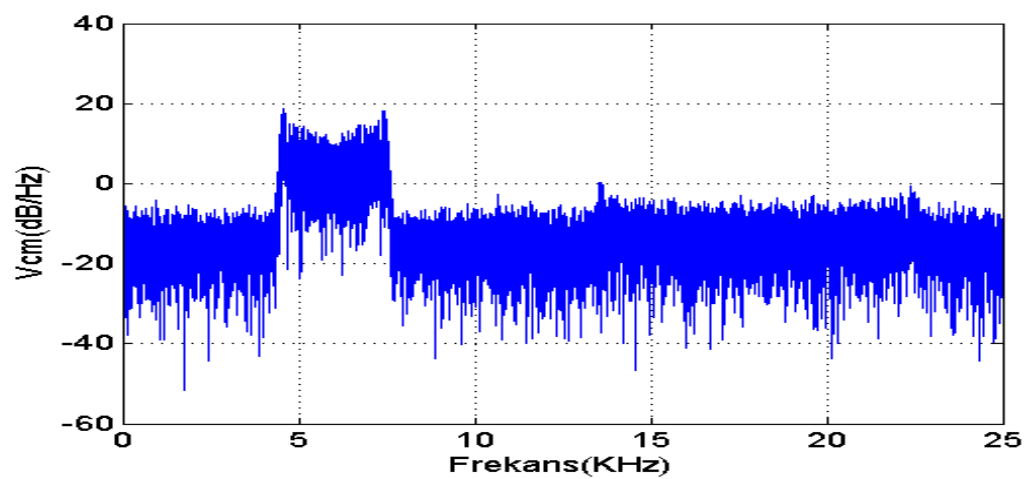
Şekil 7.4 KSDGM (lojistik harita) a) stator akımları b)moment c) motor açısal hızı



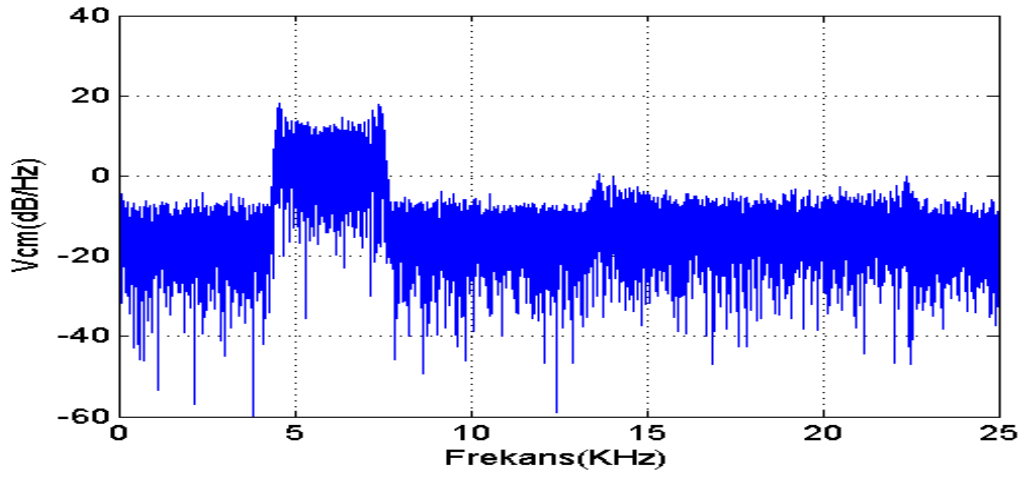
a)



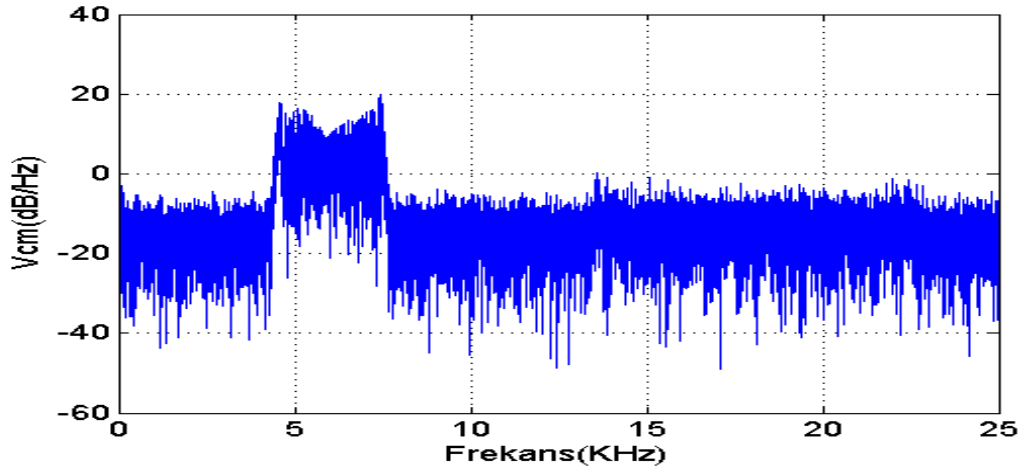
b)



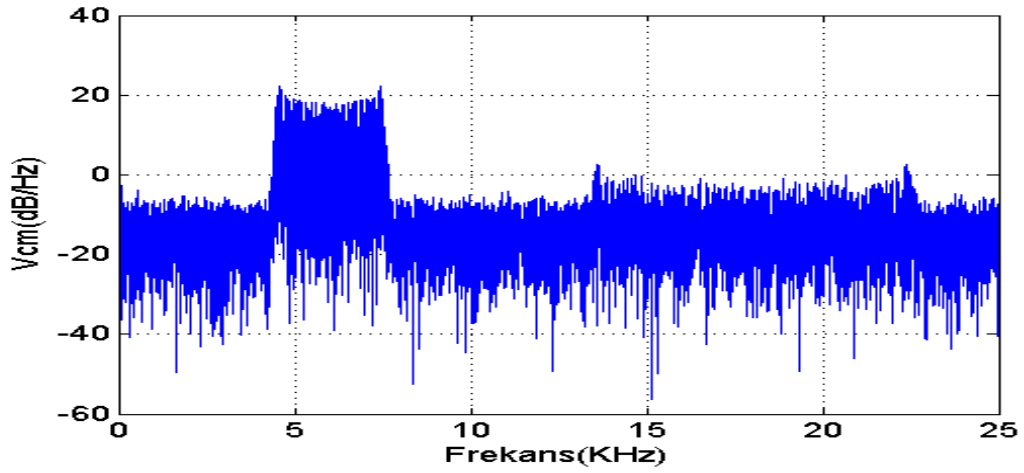
c)



d)

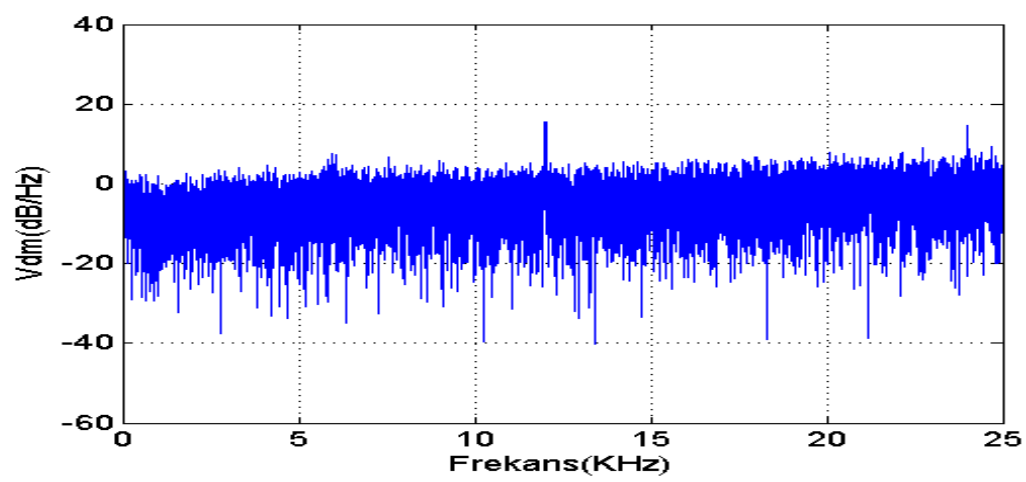


e)

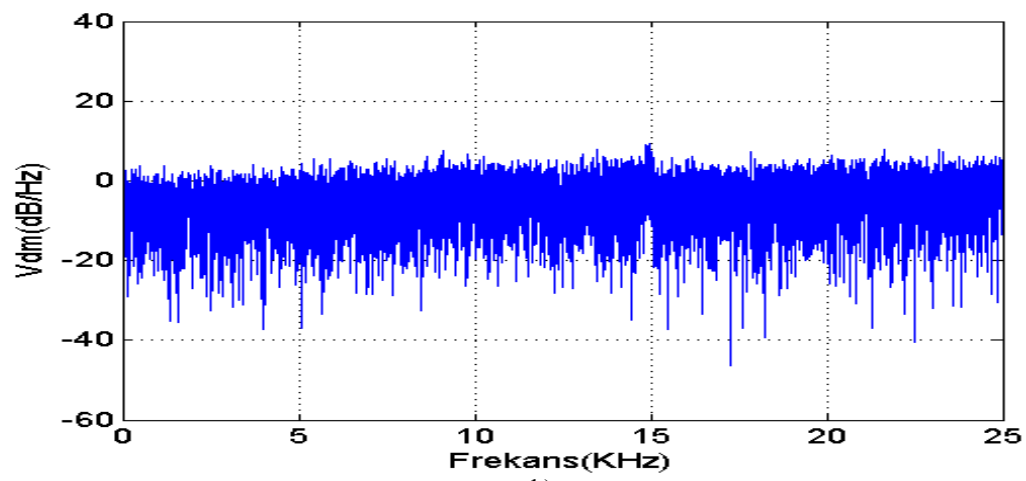


f)

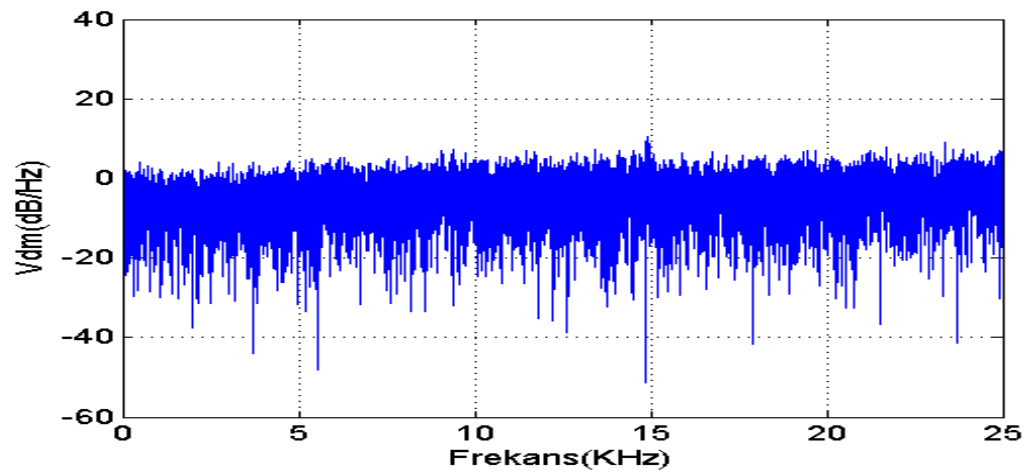
Şekil 7.5 V_{cm} güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik SDGM b) KSDGM (lojistik harita) c) KSDGM (tent harita) d) KSDGM (sinüsoidal harita) e) KSDGM (rastgele sinyal) f) KSDGM (chua devresi)



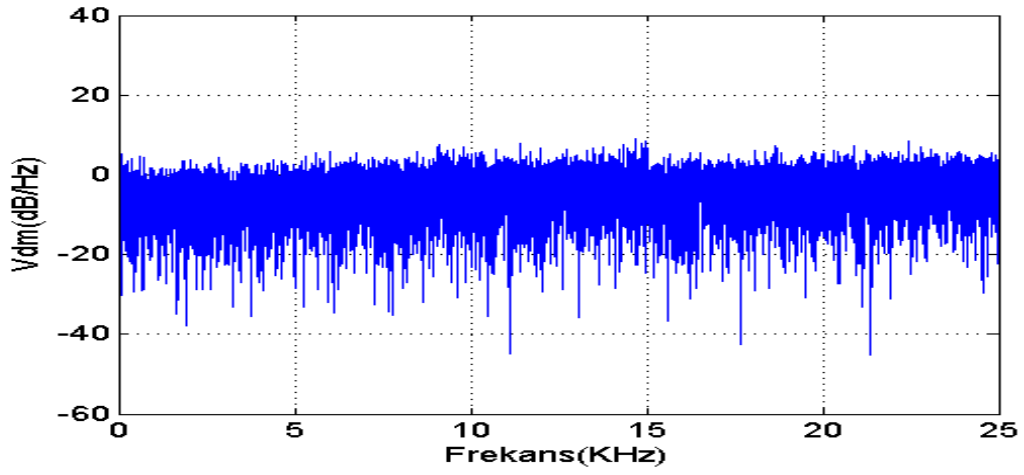
a)



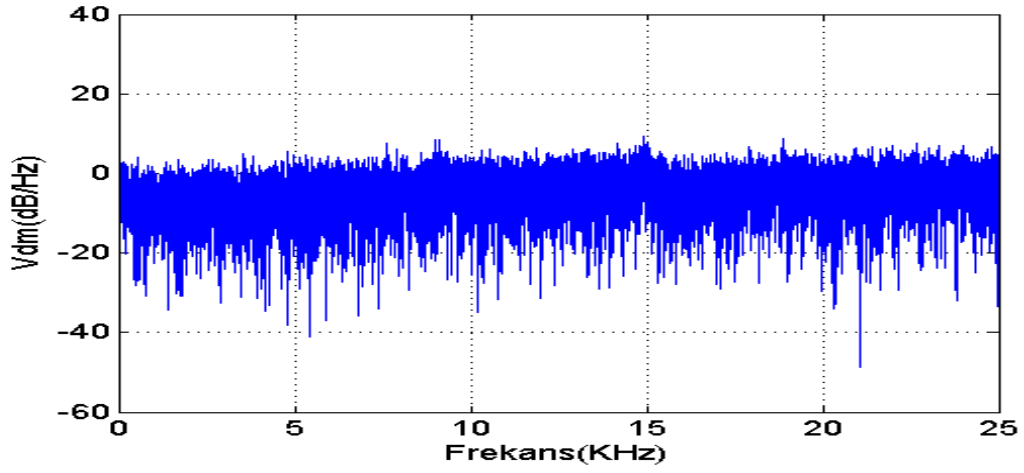
b)



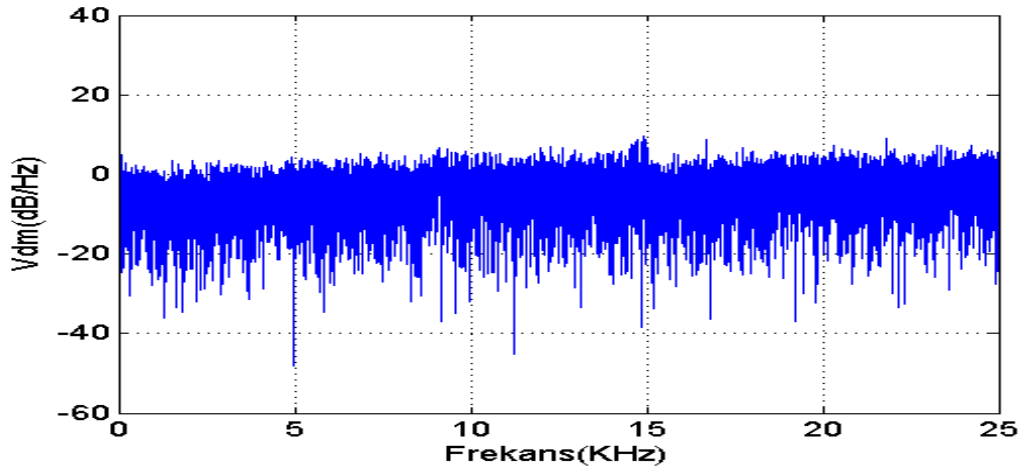
c)



d)

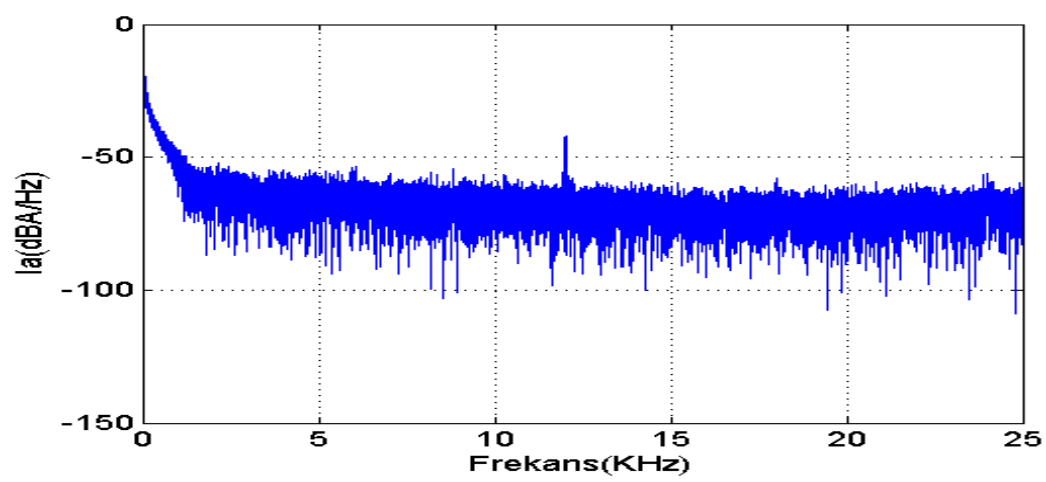


e)

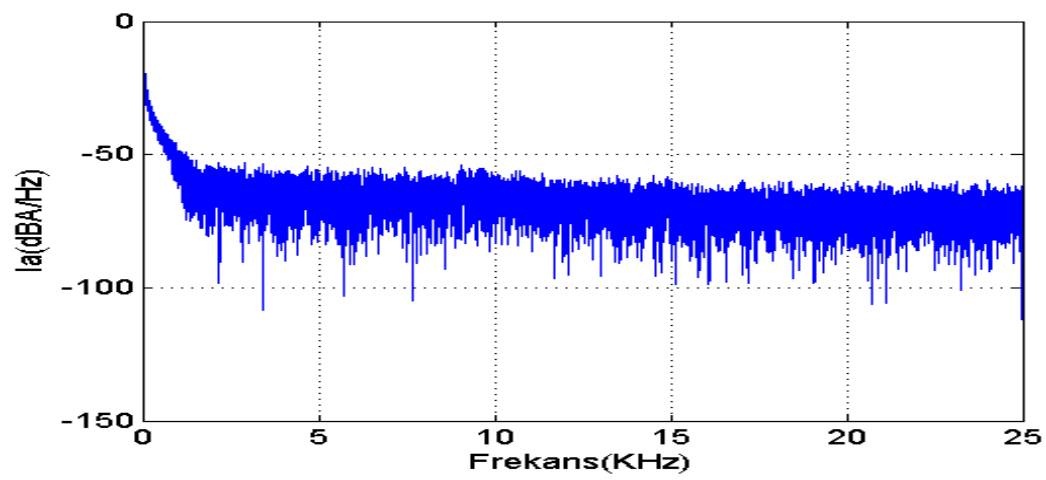


f)

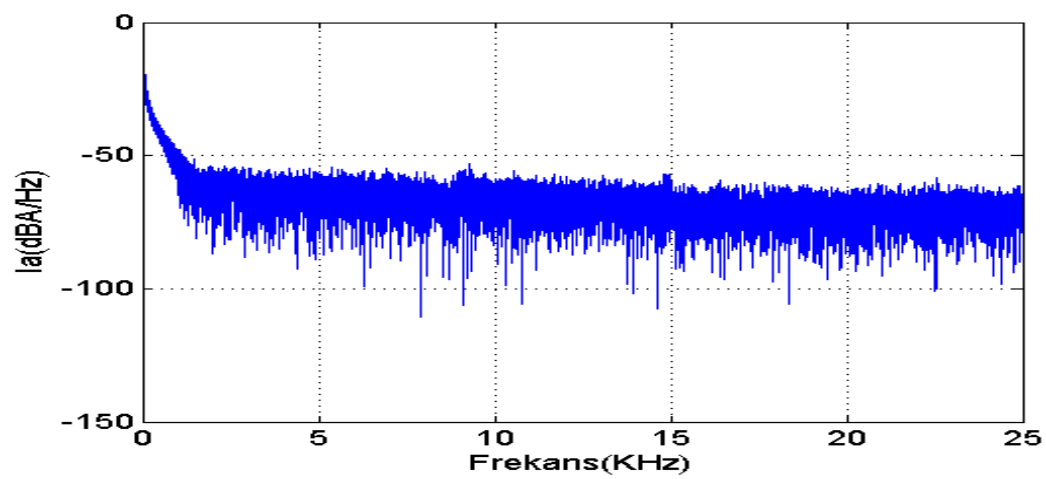
Şekil 7.6 V_{dm} güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik SDGM b) KSDGM (lojistik harita) c) KSDGM (tent harita) d) KSDGM (sinüsoidal harita) e) KSDGM (rastgele sinyal) f) KSDGM (chua devresi)



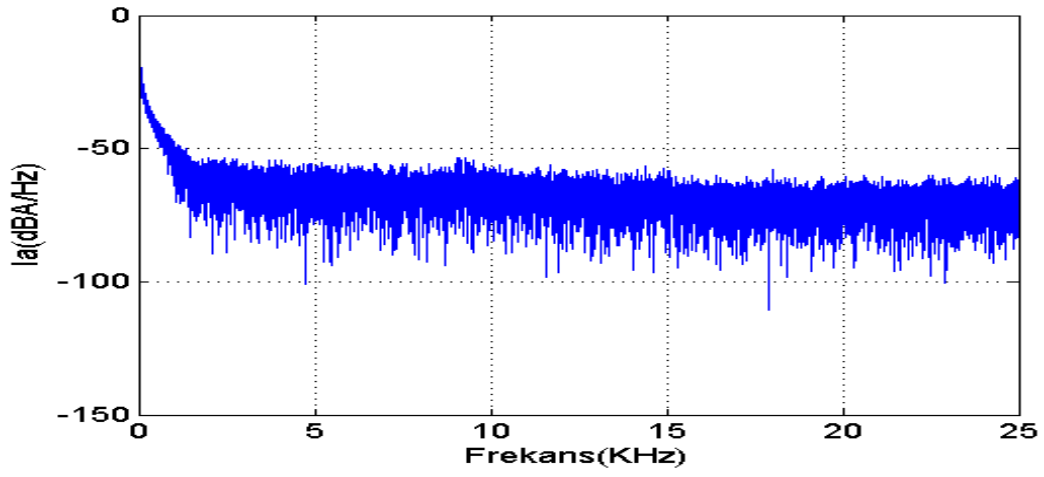
a)



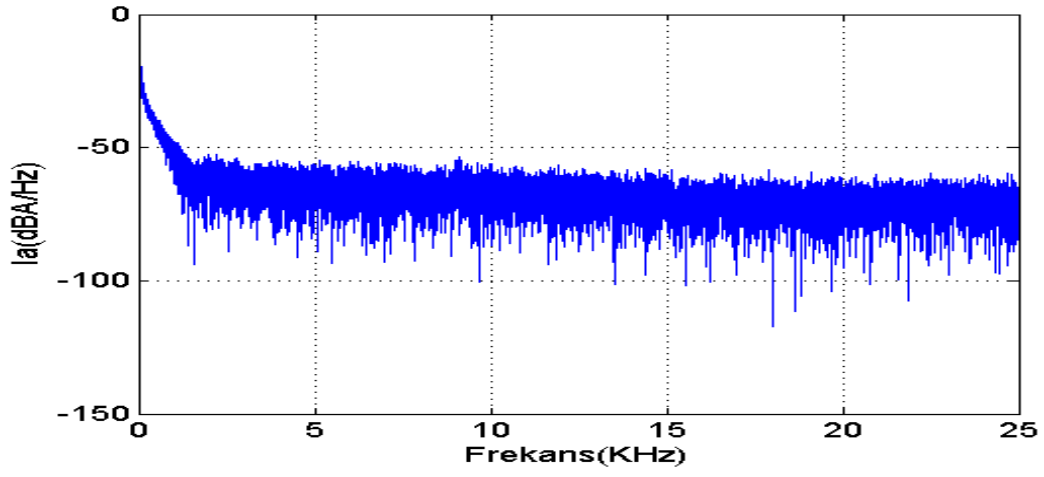
b)



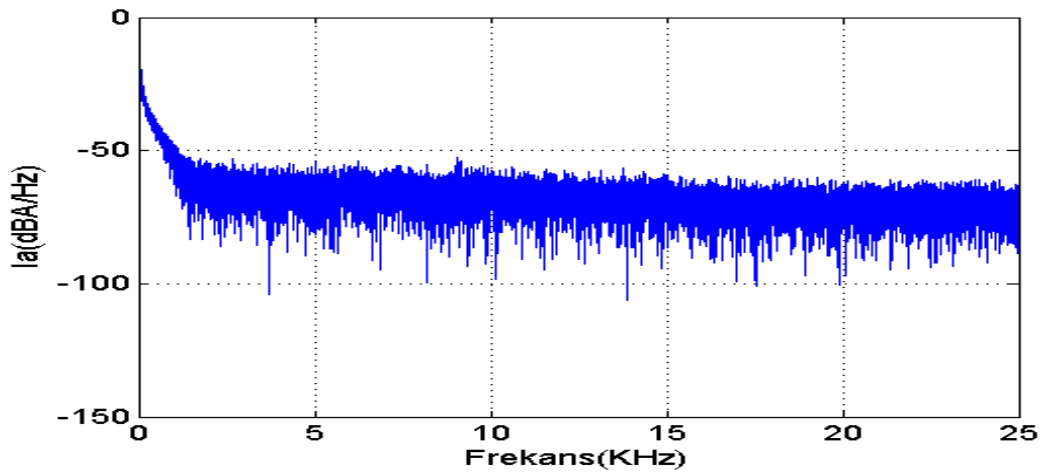
c)



d)



e)



f)

Şekil 7.7 Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a) klasik SDGM b) KSDGM (lojistik harita) c) KSDGM (tent harita) d) KSDGM (sinüsoidal harita) e) KSDGM (rastgele sinyal) f) KSDGM (chua devresi)

Klasik SDGM ve KSDGM (lojistik harita) yöntemlerinden elde edilen motor stator akımı, momenti ve açısal hızının verildiği Şekil 7.3 ve Şekil 7.4 incelendiğinde sonuçların iki yöntem içinde hemen hemen aynı olduğu görülmektedir. Dolayısıyla bu sonuçlar üzerinden yöntemleri karşılaştırmak pek olanaklı değildir. Bu yüzden kaotik durum için sadece lojistik harita kullanılan yöntemden bu sonuçlar alınmıştır. Rastgele sinyal ve diğer kaotik durumlar için alınan sonuçlar neredeyse aynı olduğu için burada kullanılmamıştır. Alınan sonuçları EMG ve akustik gürültü açısından karşılaştırmak için alınan sinyal güç spektral yoğunlukları incelenmiştir. Yapılan simülasyonlarda klasik SDGM, KSDGM ve RDGM’li AYK için karşılaştırma yapılmıştır. Karşılaştırma işlemi EMG ve akustik gürültü için OMG (V_{cm}), ve FMG (V_{dm})’nin PSD değerlerine bakılmıştır.

EMG uluslararası EMU kuruluşlarının belirlediği 9-150 kHz aralığında en yüksek PSD değeri[7-9] üzerinden incelenmiştir. Bu aralıkta PSD değerinin yüksekliği EMG’nin yüksekliğini göstermektedir.

Anahtarlama frekansı kaynaklanan işitilebilen gürültüler insan kulağının duyabileceği 20 kHz’den küçük değerlerdir[2]. Ancak özellikle rahtsız edici gürültüler 12 kHz’in altındaki gürültüler olarak düşünülebilir[39]. Bu çalışmada 20 kHz altındaki değerler referans alınmıştır. EMG ve Akustik gürültü ölçülme aralığı temel alınarak, bütün yöntemler için Şekil 7.5 ve Şekil 7.6’da verilen V_{cm} ile V_{dm} güç yoğunlukları sonuçları bir Tablo 7.1’de verilmiştir. Burada V_{cm} ortak mod gelimini V_{dm} ’de fark mod gerilimidir. Karşılaştırmalarda OMG ve FMG ifadeleri kullanılacaktır.

Tablo 7.1 Klasik SDGM, RSDGM ve KSDGM yöntemleri spektral güç yoğunluğu sonuçları

YÖNTEMLER	Ortak Mod Gürültüleri (OMG- V_{cm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)		Fark Mod Gürültüleri (FMG- V_{dm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)	
	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)
Klasik SDGM	19	38	19	19
KSDGM (loj. harita)	0	18	6	6
KSDGM (tent harita)	0.5	18.5	7	7
KSDGM (sin. harita)	0	18	6	6
RSDGM (rast. sinyal)	0.5	18	7	7
KSDGM (chua devre.)	2	22	8	8

Tablo 7.1’e göre RSDGM yöntemi ile KSDGM yöntemlerinin bir birine yakın sonuçlar verdiği, ancak bu yöntemlerin klasik SDGM yöntemine göre daha etkin olduğu açık bir şekilde görülmektedir. Klasik SDGM yönteminde yüksek görülen EMG değerinin, KSDGM ile RSDGM yöntemlerinde OMG’de ortalama 18 dB/Hz, FMG üzerinden ise

ortalama 14 dB/Hz düşürüldüğü görülmektedir.

Ayrıca Tablo 7.1’de OMG ve FMG değerleri üzerinden farklı kaotik sinyallerin etkisini incelenmek için oluşturulan KSDGM (loj. harita), KSDGM (tent harita) ve KSDGM (sin. harita) yöntemleri, RSDGM (Rast. sinyal) yöntemi ile yaklaşık eşit ve OMG’de 0-0.5 dB/Hz, FMD’de ise 6-7 dB/Hz, KSDGM (chua devre.) yöntemi içinse OMG’de 2 dB/Hz, FMD’de ise 8 dB/Hz olarak ölçülmüştür. Dolayısıyla farklı kaotik harita kullanılması durumunda kayda değer bir fark gözlenmemiştir. Sadece chua devresi değişkeni kullanılarak geliştirilen yöntem diğerlerine göre daha biraz daha kötü sonuç vermiştir.

Akustik gürültü açısından Tablo 7.1 incelendiğinde KSDGM yöntemlerinin RSDGM ile yakın değer aldığı görülmektedir. Ancak bu yöntemlerin klasik yöntemlere göre OMG’de ortalama 20 dB/Hz, FMG’de ise 13 dB/Hz akustik gürültünün düşürüldüğü ölçülmüştür. KSDGM yöntemleri arasında yapılan karşılaştırmada ise kaotik haritalar kullanılarak elde edilen sonuçlar bir birine yakın olmakla birlikte, chua devresi değişkeni kullanılarak elde edilen sonuca göre özellikle OMG üzerinden yaklaşık 4 dB/Hz daha fazla akustik gürültüde azalma meydana geldiği görülmüştür.

Stator akımı için elde edilen Şekil 7.7’de verilen stator akımı PSD değerinden de KSDGM yöntemleri ile RSDGM yöntemleri bir birine yakın sonuçlar vermiştir. Bununla beraber bu yöntemler klasik SDGM yöntemine göre çok daha iyi sonuçlar verdiği Şekil 7.7’den görülmektedir.

Elde edilen sonuçlara göre anahtarlama frekansı belli aralıkta kaotik olarak değişen KSDGM yöntemlerinde anahtarlama frekansından kaynaklanan EMG ve kulağı rahatsız eden akustik gürültülerin klasik yöntem olan sabit anahtarlama frekanslı yöntemlere göre etkin bir şekilde düşürüldüğü gözlenmiştir.

8. SİNÜSOİDAL DGM TABANLI YENİ MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

Bu bölümde taşıyıcı dalga tabanlı darbe konum modülasyonu ile anahtarlama modülasyon yöntemleri için yeni yöntemler geliştirilmiştir.

8.1 Yeni Darbe Konum Modülasyon Yöntemleri

Bu amaçla iki adet darbe konum modülasyonu geliştirilmiştir. Biri sabit anahtarlama frekanslı, diğeri ise kaotik anahtarlama frekanslı yöntemlerdir. Sabit anahtarlama frekanslı olan yöntem OMG kaynaklı gürültüler için önerilmiştir. Kaotik anahtarlama frekanslı olan yöntem ise hem OMG hem de FMG kaynaklı gürültüleri azaltmak amacı ile geliştirilmiştir.

- Yeni bir rastgele darbe konum modülasyon yöntemi
- Yeni bir karma darbe konum modülasyon yöntemi

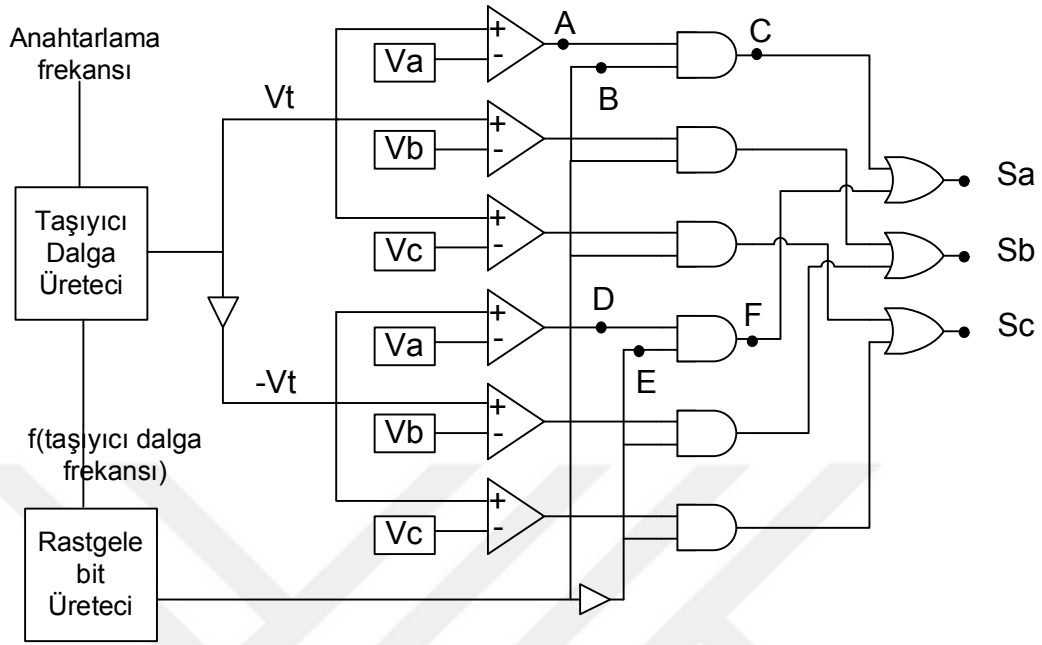
8.1.1 Yeni Bir Rastgele Darbe Konum Modülasyon Yöntemi

Geleneksel DGM yöntemleri sabit anahtarlama frekanslı yöntemlerdir. Ancak anahtarlama frekansından dolayı meydana gelen akustik gürültü ve EMG karşımıza problem olarak çıkmaktadır. Bu etkiyi azaltmak için geliştirilen çeşitli yöntemler vardır. Kaotik sinyal yardımıyla geliştirilen rastgele darbe konum modülasyonu KAO-YRDKM olarak isimlendirilmiştir.

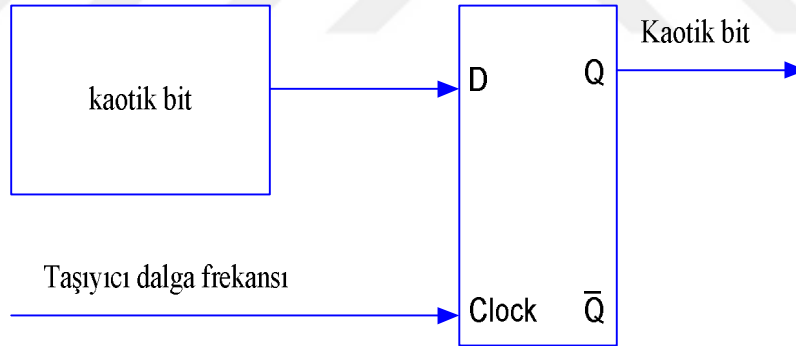
Geliştirilen bu modülasyon yöntemi, sabit anahtarlama frekanslı bir rastgele darbe konum modülasyon yöntemidir. OMG'den kaynaklı EMG ve akustik gürültüleri azaltmak amacıyla geliştirilmiştir. OMG kaynaklı gürültüler sürücü sistemlerinde ciddi sorunlara sebep olmaktadır[12-24]. Sabit anahtarlama frekansı özellikle pratik uygulamalarda önemsenen bir özelliktir[41-42,44]. Sabit anahtarlama frekansı özelliği hem açık çevrim hem de kapalı çevrim DSP uygulamalarında kolay uygulanabilen bir özelliktir.

Bu yöntem gerilim kontrollü vektör kontrol yönteminde uygulanarak etkileri incelenmiştir. Yöntemin en önemli kısmı örnekleme frekansındaki kaotik bitleri kullanılarak elde edilen anahtarlama frekansındaki rastgele bitleri kullanmaktır. Sabit anahtarlama frekanslı bir taşıyıcı dalga ile referans sinüzoidal dalga karşılaştırılıp elde edilen DGM işaretleri, anahtarlama frekanslı rastgele bitler ile Şekil 8.1'de gösterildiği gibi lojik elamanlar yardımı ile işlenerek çıkışta yeni bir DGM elde etme prensine dayanır. Sabit anahtarlama frekansına göre oluşan DGM işaretleri, taşıyıcı dalga frekansındaki rastgele bitler yardımı ile değişmektedir. Dolayısı yeni oluşan DGM işaretlerinin

konumları değişmiş olur.

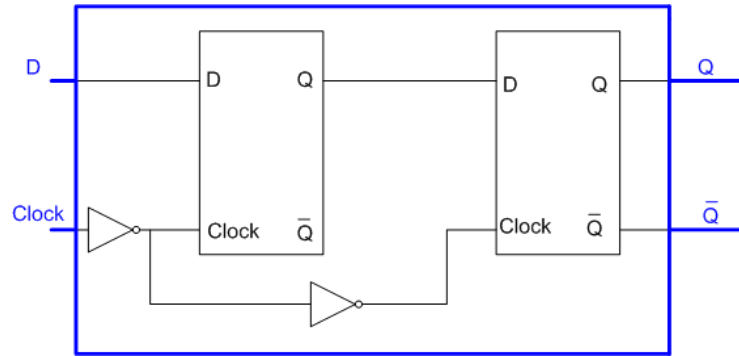


Şekil 8.1 KAO-YRDKM yöntemi prensip şeması

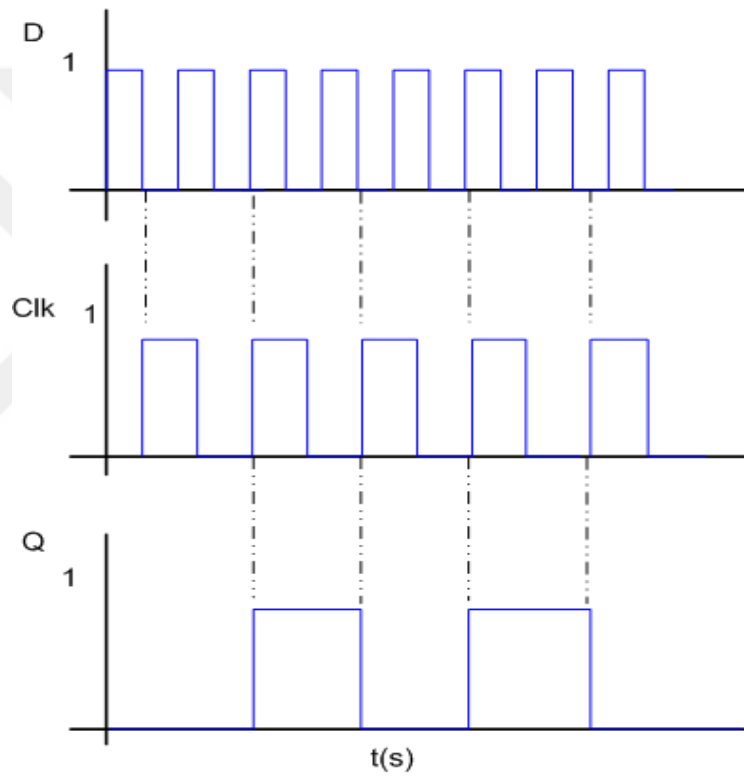


Şekil 8.2 KAO-YRDKM yönteminde rastgele bit üretici

Sabit anahtarlama frekanslı taşıyıcı dalga frekansına sahip rastgele bit üretmek için Şekil 8.2’de gösterildiği gibi pozitif kenar tetiklemeli bir D tipi flip floptan faydalanılmıştır. Taşıyıcı dalga frekanslı bir işaret flip flop Clock girişine, örnekleme frekansına sahip kaotik bitler de flip flopun D girişine uygulanmıştır. Pozitif kenar tetiklemeli D tipi flip flopun karakteristiği gereği clock 1 olduğu anda D girişi 1 ise çıkış taşıyıcı dalga periyodu boyunca 1, 0 ise çıkış 0 olur. Böylece çıkışta taşıyıcı dalga periyodunda rastgele bit elde edilmiş olur. Kullanılan flip flopun yapısı ve karakteristiği



a)



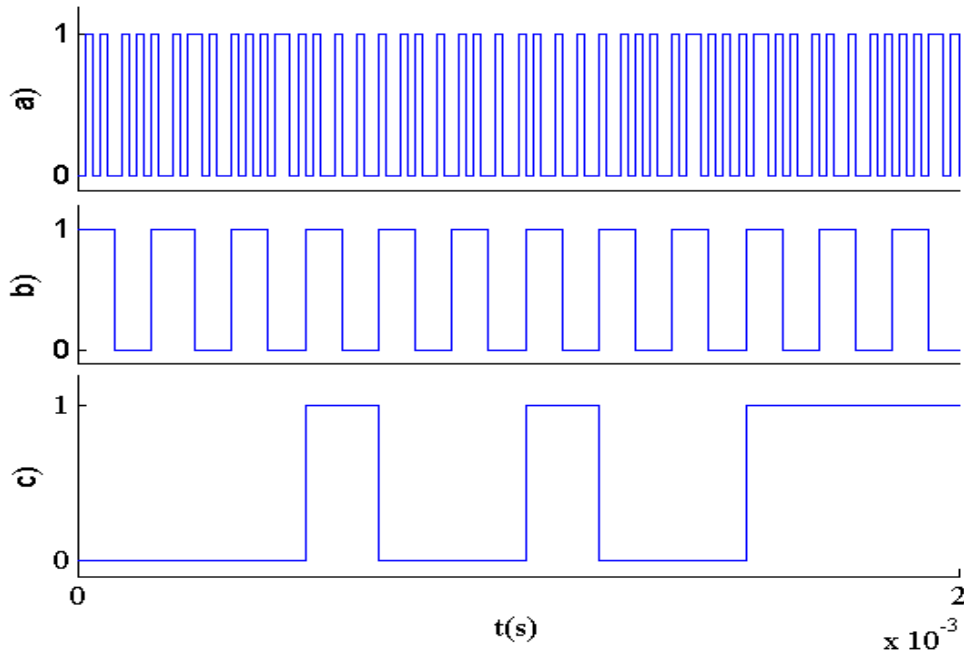
b)

Şekil 8.3 Pozitif kenar tetiklemeli D tipi flip flopun a) yapısı b) karakteristiği

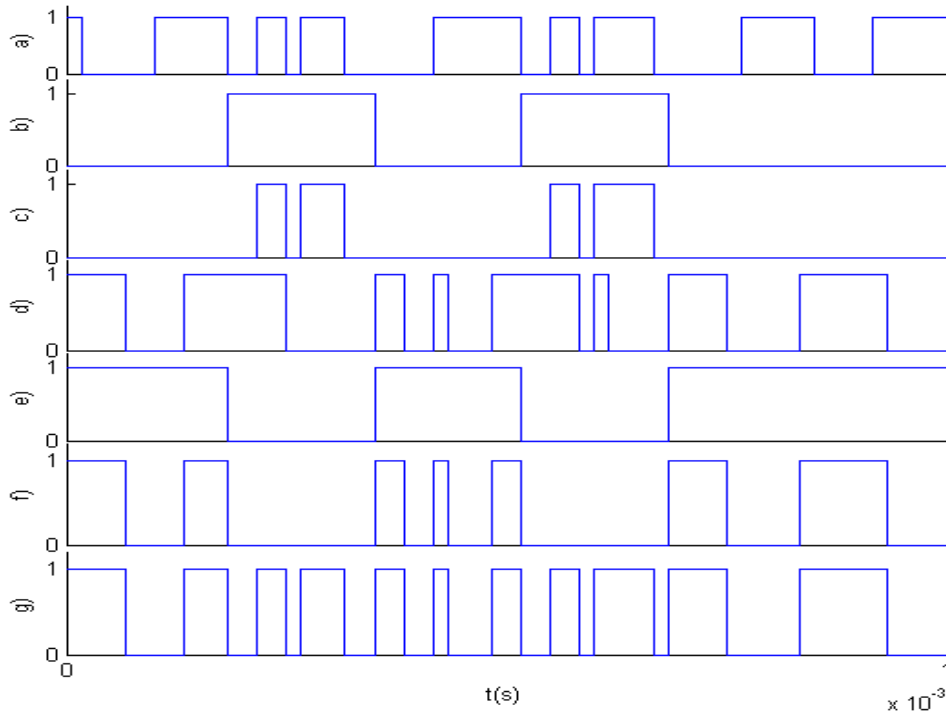
Bu yöntemde en önemli kısım kaotik bit yardımı ile rastgele bit üretme kısmıdır. Daha önce yapılan çalışmalarda genelde bu tarz yöntemlerde farklı rastgele bit üreteçleri kullanılmıştır. Genelde taşıyıcı dalga frekansında rastgele bitleri elde etmede 8’li veya daha üzeri shift registerler kullanılmıştır. Önerilen bu yöntemde anahtarlama frekansında kaotik bit elde etmek için sadece bir tane D tipi pozitif kenar tetiklemeli flip flop kullanılmıştır. Bu tarz rastgele bit elde etme literatürde kullanılmakla birlikte, bu amaçla ilk defa kullanılmıştır. Bu tarz rastgele bit elde edilirken rastgelelik derecesi önem

kazanmaktadır. Yani flip flopa biri düşük diğeri yüksek frekanslı iki işaret uygulandığında çıkışta rastgele bit elde edilir. Ancak yeterli bir rastgelelik derecesi için yüksek frekans ile düşük frekans arasında en az 13 kat olma gibi minimum şartlar vardır. Bu çalışmada bu özellik aranmamıştır. Çünkü yüksek frekanslı bitler kaotik bit olduğu için çıkışta kaotik etkiye sahip rastgele bitler oluşmaktadır. Dolayısıyla kaotik etkiye sahip bu rastgele bitler kendini hiçbir şekilde tekrar etmez.

KAO-YRDKM yöntemi için yapılan modelde kullanılan rastgele bit üretici etkisi Şekil 8.4'te verilmiştir. Şekil 8.1'de verilen prensip şemasında belirtilen noktalar üzerinden Sa anahtarı için aşama aşama DGM işaretinin oluşması Şekil 8.5'te verilmiştir.



Şekil 8.4 KAO-YRDKM modeli rastgele bit üreticinde a) örnekleme frekansında kaotik bitler b) taşıyıcı dalga frekansında bir işaret c) flip flop çıkışı



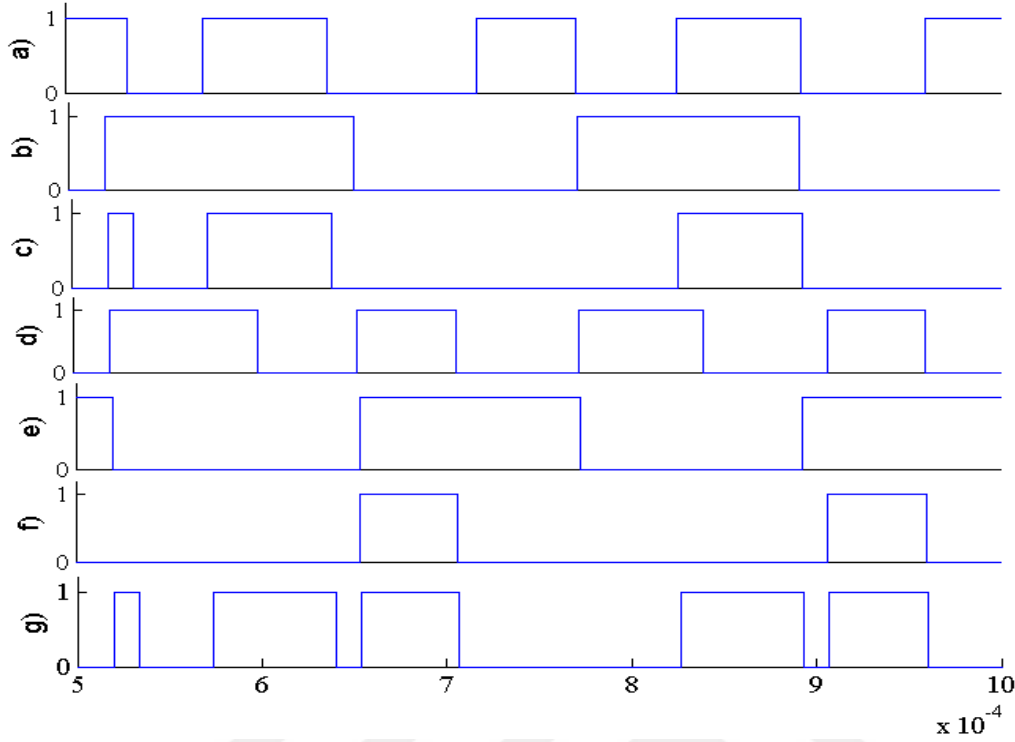
Şekil 8.5 KAO-YRDKM modelinde DGM elde etme a) A notası b) B notası c) C notası d) D notası e) E notası f) F notası g) Sa için DGM

8.1.2 Yeni Bir Karma Darbe Konum Modülasyon Yöntemi

Bu yöntemde sabit anahtarlama frekanslı taşıyıcı dalga yerine kaotik anahtarlama frekanslı taşıyıcı dalga kullanarak yeni bir darbe konum modülasyon yöntemi geliştirilmiştir. Karma denmesinin sebebi periyodu kaotik olarak değişen bir taşıyıcı dalga, kaotik sinyal yardımıyla elde edilen rastgele bitler yardımıyla anahtarlansak yeni bir taşıyıcı dalga elde edilmesidir. Rastgele bitler kaotik sinyal yardımıyla elde edildiği için KAO-YKDKM yöntemi olarak isimlendirilmiştir. Bu yöntem hem OMG hem de FMG kaynaklı gürültüleri bastırmak için önerilmiştir.

Kaotik anahtarlama frekanslı yöntemlerin kapalı çevrim uygulamaları zordur. Ancak literatürde rastgele anahtarlama frekanslı ve kaotik anahtarlama frekanslı uygulanma örnekleri mevcuttur. Değişken anahtarlama frekanslı DSP ve FPGA uygulamalarında açık çevrim ve kapalı çevrim olarak uygulanabilmektedir. KAO-YKDKM yöntemi değişken anahtarlama frekansı özelliği ile EMG ve akustik gürültü bastırmada daha iyi performans elde etmede etkili sonuçlar vermektedir.

KAO-YKDKM yöntemi Şekil 8.1’de verilen KAO-YRDKM prensip şemasında taşıyıcı dalga frekansı kaotik yapılarak elde edilmiştir. KAO-YKDKM yönteminde DGM işaretinin oluşma aşamaları Şekil 8.6’de verilmiştir.

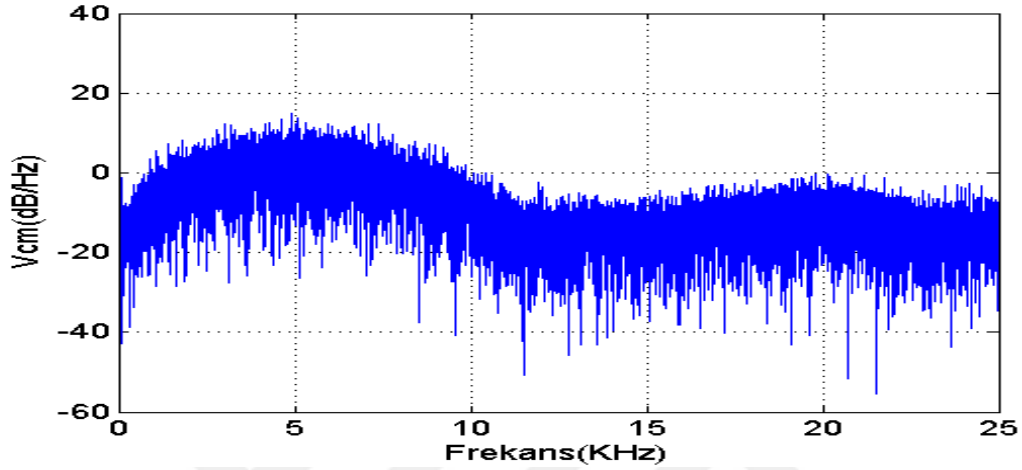


Şekil 8.6 KAO-YKDKM modelinde DGM elde etme (simülasyondan) a) A notası b) B noktası c) C noktası d) D noktası e) E noktası f) F noktası g) Sa için DGM

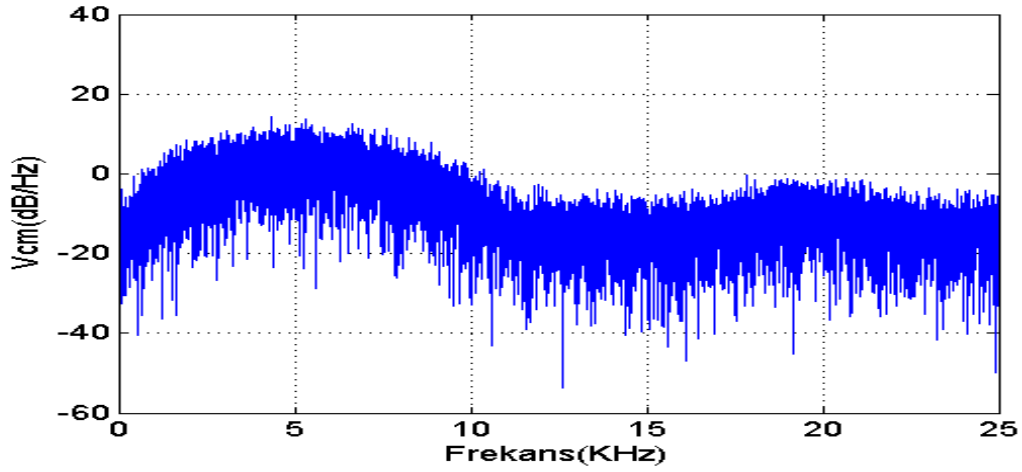
Bu yöntemlerde kaotik bitler örnekleme frekansında doğrudan kaotik lojistik harita yardımı ile elde edilmiştir. Eğer anahtarlama frekansı ile örnekleme frekansının arasında birkaç katlık fark varsa bu durum DGM işaretinde bir artmaya sebep olur. Dolayısıyla anahtarlama elemanları aynı sürede daha fazla açma kapama yapmış olacaktır. Bu durum anahtarlama kayıplarını artırarak anahtarlama elemanlarının ısınmasına ve sistem veriminin düşmesine sebep olur. Bu yüzden lojistik haritadan elde edilen kaotik bitler D tipi flip flop üzerinden uygulanarak bir nevi taşıyıcı dalga periyoduna sahip rastgele bitler elde edilmiş olur. Böylece anahtarlama sayısı ve anahtarlama kayıpları belirli bir seviyede tutulmuş olur.

Geliştirilen bu KAO-YRDKM ile KAO-YKDKM modülasyon yöntemlerinin SMSM'in vektör kontrol kapalı çevrim hız kontrolünde etkileri incelenmiştir. Bu yöntemlerde ayrıca kaotik sinyal yerine, rastgele sinyal kullanarak aynı koşullarda sonuçlar alınmış ve karşılaştırma yapılmıştır. Bu yöntemlerde kaotik sinyal yerine rastgele sinyal kullanarak elde edilen yöntemler RAS kısaltması ile isimlendirilmiştir. Yani RAS-YRDKM ve RAS-YKDKM yöntemlerinde anahtarlama frekansı ve rastgele bitler rastgele sinyal yardımıyla elde edilmiştir.

KAO-YRDKM ile RAS-YRDKM için elde edilen sonuçlar Şekil 8.7- Şekil 8.9’da, KAO-YKDKM ile RAS-YKDKM için elde edilen sonuçlar da Şekil 8.10- Şekil 8.12’de verilmiştir. Alınan sonuçlar OMG ve FMG gerilimlerinin güç spektral yoğunlukları üzerinden alınmıştır. Ayrıca yöntemin etkinliğini görmek için stator akımı PSD değerleri incelenecektir.

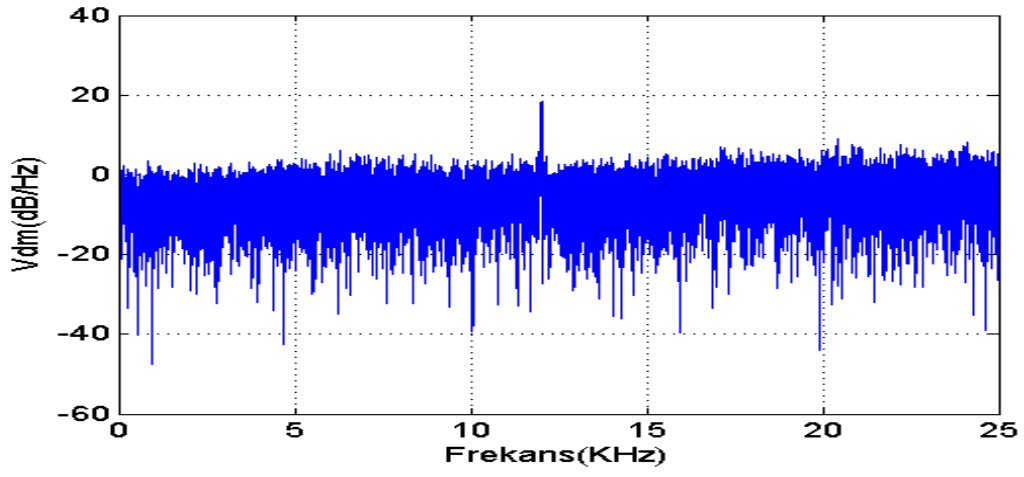


a)

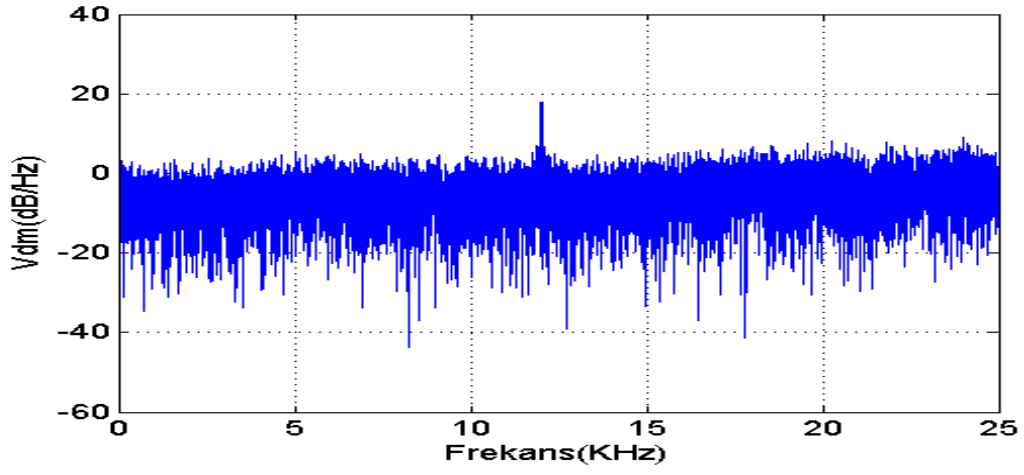


b)

Şekil 8.7 V_{cm} (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-YRDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YRDKM (kaotik sinyal)

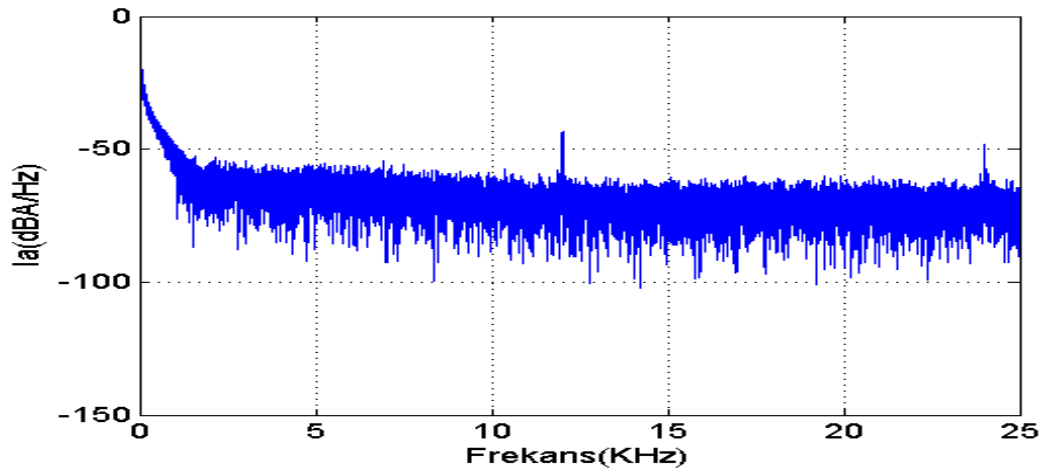


a)

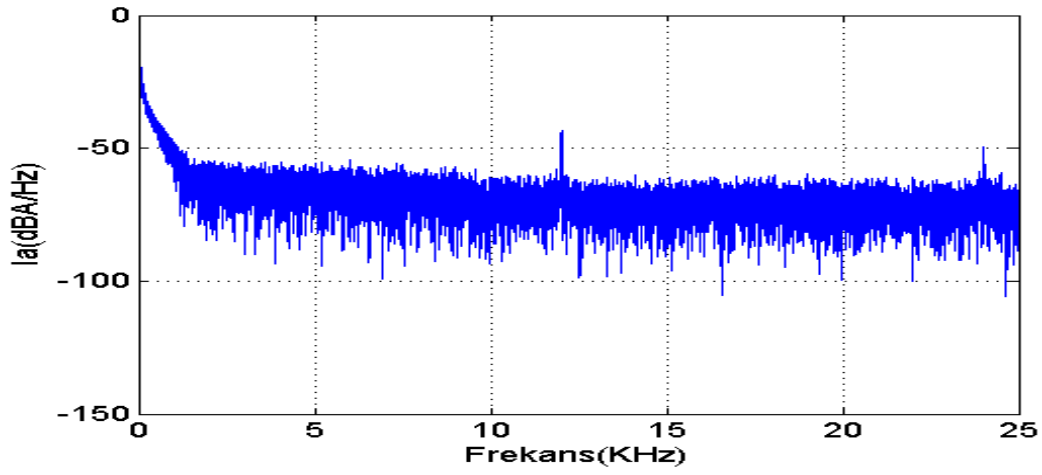


b)

Şekil 8.8 V_{dm} (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-YRDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YRDKM (kaotik sinyal)

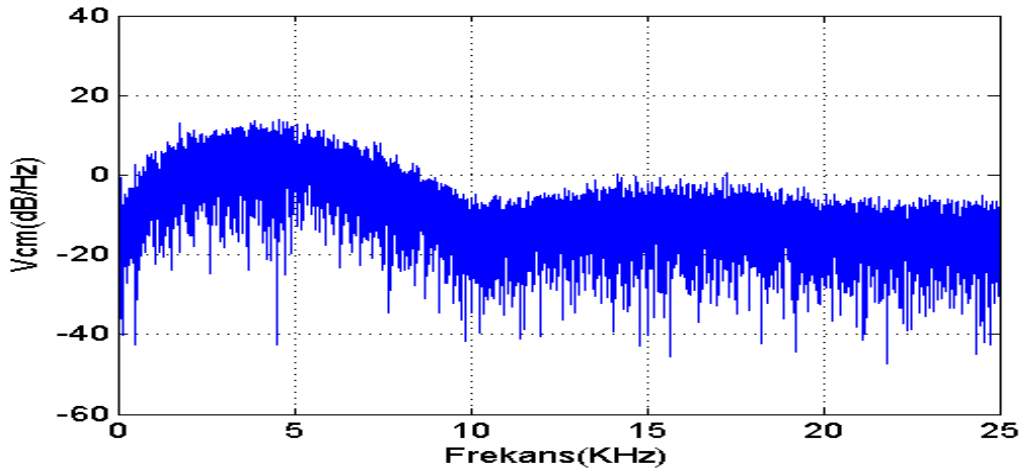


a)

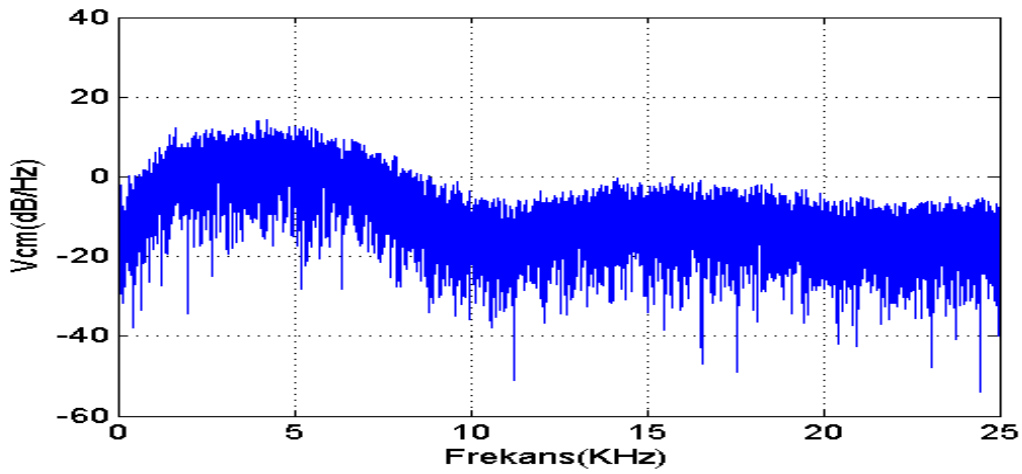


b)

Şekil 8.9 Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-YRDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YRDKM (kaotik sinyal)

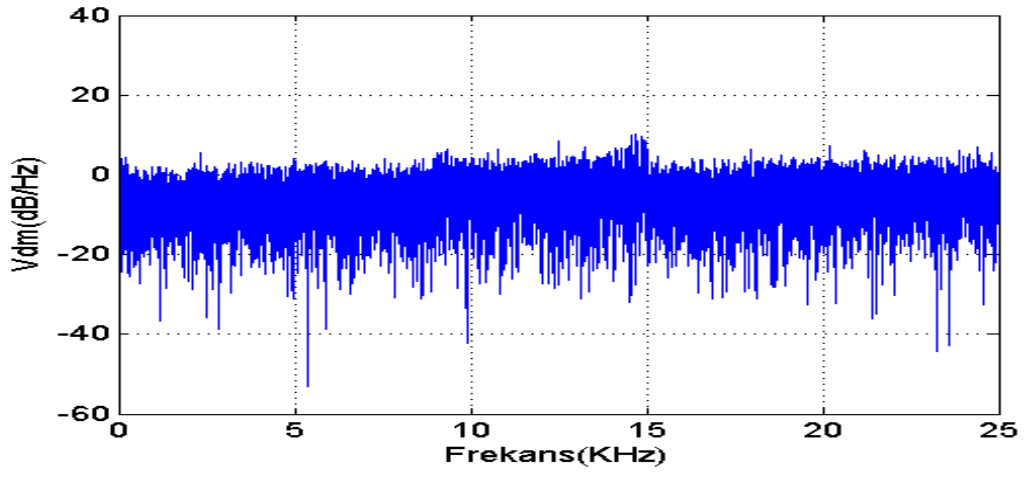


a)

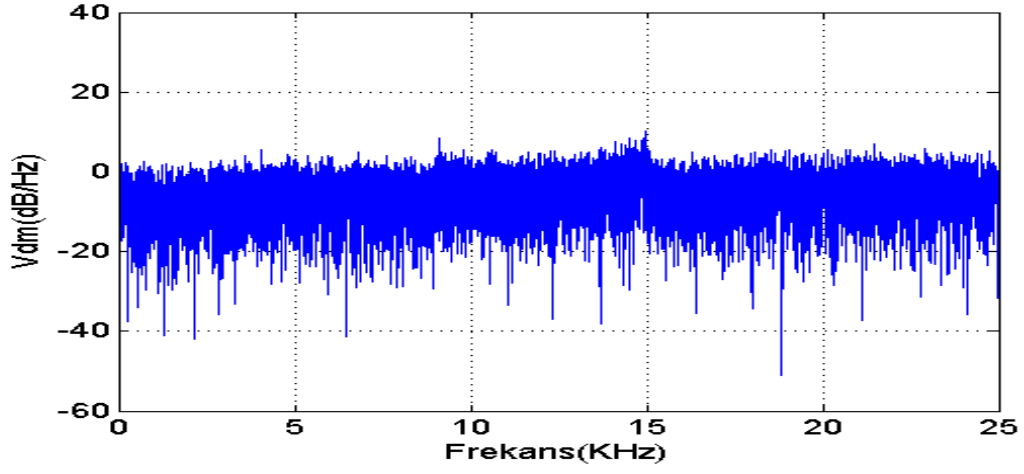


b)

Şekil 8.10 V_{cm} (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-YKDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YKDKM (kaotik sinyal)

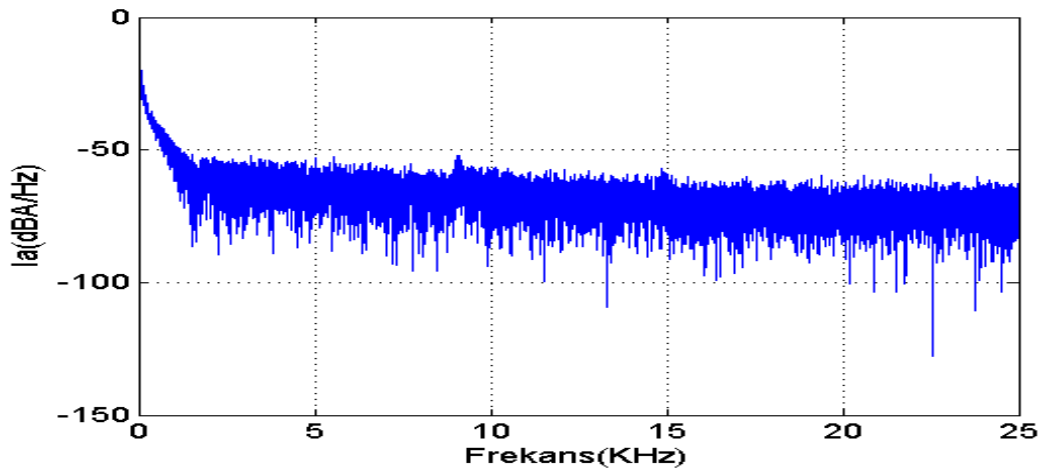


a)

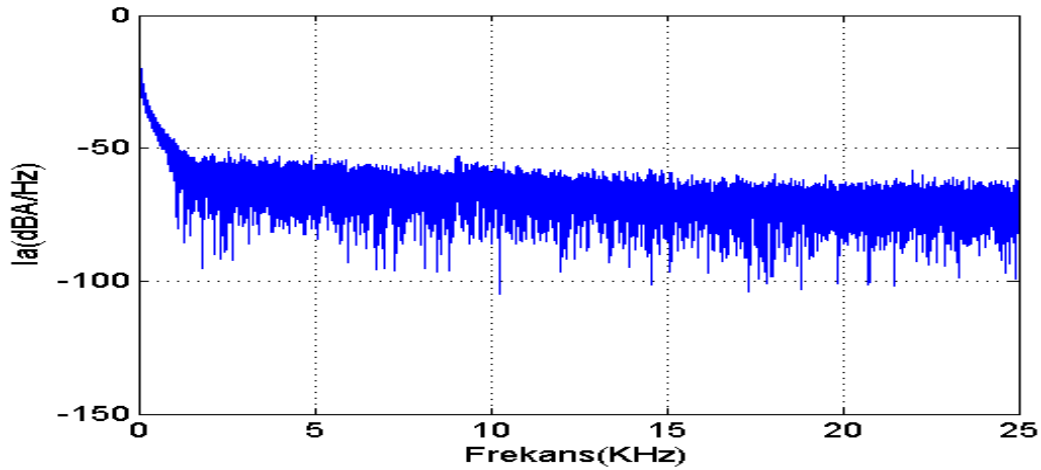


b)

Şekil 8.11 V_{dm} (OMG) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-YKDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YKDKM (kaotik sinyal)



a)



b)
Şekil 8.12 Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-YKDKM (rastgele sinyal) b) KAO-YKDKM (kaotik sinyal)

EMG ve akustik gürültü açısından karşılaştırabilmek için alınan sinyalin güç spektral yoğunlukları incelenmiştir. Yapılan simülasyonlarda RAS-YRDKM, KAO-YRDKM, RAS-YKDKM ile KAO-YKDKM modülasyonlu vektör kontrol sonuçlar alınmıştır. EMG değeri ile akustik gürültü için OMG, ve FMG'in PSD değerleri üzerinden karşılaştırma yapılmıştır.

EMG ve Akustik gürültü ölçülme aralığı temel alınarak RAS-YRDKM, KAO-YRDKM, RAS-YKDKM ile KAO-YKDKM yöntemleri için Şekil 8.7, Şekil 8.8, Şekil 8.10 ve Şekil 8.11'de verilen OMG ile FMG güç yoğunlukları sonuçlarından en yüksek genlikler Tablo 8.1'de verilmiştir. Tablo 8.1'de karşılaştırma yapabilmek için daha önce incelenen klasik SDGM yöntemi sonuçları da kullanılmıştır.

Tablo 8.1 RAS-YRDKM, KAO-YRDKM, RAS-YKDKM ile KAO-YKDKM yöntemleri spektral güç yoğunluğu

YÖNTEMLER		Ortak Mod Gürültüleri (OMG- V_{cm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)		Fark Mod Gürültüleri (FMG- V_{dm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)	
		EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)
Sabit Anaht. Frek.	Klasik SDGM	19	38	19	19
	RAS-YRDKM	0.5	13.5	18.5	18.5
	KAO-YRDKM	0.5	13	18	18
Kaotik Anaht. Frek.	RAS-YKDKM	0	13	7	7
	KAO-YKDKM	0	12	6	6

EMG için yapılan karşılaştırmada ilk olarak Tablo 8.1 de verilen sabit anahtarlama frekanslı yöntemler olan klasik SDGM, KAO-YRDKM ve RAS-YKDKM yöntemleri

karşılaştırılacaktır. KAO-YRDKM yönteminin daha iyi olmakla beraber RAS-YKDKM yöntemi ile yakın sonuçlar verdiği, ancak bu yöntemlerin klasik SDGM yöntemine göre daha etkin olduğu Tablo 8.1'den görülmektedir. Böylece klasik SDGM yönteminde özellikle OMG kaynaklı yüksek görülen EMG değerinin, KAO-YRDKM ve RAS-YRDKM yönteminde yaklaşık olarak 18.5 dB/Hz düşürüldüğü görülmektedir. Ancak FMG üzerinden yapılan karşılaştırmada elde edilen sonuç yaklaşık olarak klasik SDGM ile aynı çıkmıştır.

Akustik gürültü için de Tablo 8.1'de verilen en yüksek OMG ve FMG PSD genlik değerleri karşılaştırılmıştır. Buna göre OMG üzerinden klasik SDGM yöntemine göre RAS-YRDKM yöntemi 22.5 dB/Hz , KAO-YRDKM ise 23 dB/Hz kadar rahatsız edici gürültülerin etkileri azaltılmıştır. Ancak Tablo 8.1'de görüldüğü gibi FMG geriliminde yeteri kadar azalma meydana gelmediği görülmektedir.

Stator akımı PSD'sinin verildiği Şekil 7.7 a) ve Şekil 8.9 incelendiğinde stator akımı harmonik içeriği bakımından KAO-YRDKM ve RAS-YRDKM yöntemleri klasik SDGM yöntemi ile yaklaşık aynı sonuç vermiştir.

Bu yöntem FMG için verilen Şekil 8.8 ve stator akımı için verilen Şekil 8.9'dan görüldüğü gibi klasik SDGM yöntemine göre etkin ancak OMG kadar etkili olmadığı görülmektedir. Bu yöntemin OMG gerilimi üzerinde daha etkili olduğu söylenebilir. Ancak yöntemin sabit anahtarlama frekanslı bir yöntem olması ve ortak mod gerilimi üzerinde etkili olması önemlidir. Çünkü gürültünün iki bileşeninden biri oldukça azaltılmış oldu.

Sabit anahtarlama frekansına sahip olan KAO-YRDKM yöntemi OMG üzerinden etkili sonuçlar verirken FMG üzerinde yeteri kadar etkin değildi. Dolayısıyla iki durumda da etkili olan bir yaklaşım olarak yeni bir karma darbe konum modülasyon yöntemi olarak KAO-YKDKM geliştirilmiştir. Bu yöntemde anahtarlama frekansı yani taşıyıcı dalga frekansı belli aralıkta kaotik olarak değişim göstermektedir.

Kaotik anahtarlama frekansına sahip olan KAO-YKDKM yöntemi için alınan sonuçlar, klasik SDGM, RAS-YRDKM, KAO-YRDKM ve RAS-YKDKM Tablo 8.1 üzerinden karşılaştırılmıştır. OMG üzerinden incelendiğinde KAO-YRDKM ile KAO-YKDKM yönteminin etki ettilerinin yakın olduğu ve klasik SDGM yöntemine göre yaklaşık olarak OMG üzerinden EMG'de 19 dB/Hz , akustik gürültüde ise 26 dB/Hz bir azalma meydana geldiği görülmüştür. FMG üzerinden karşılaştırılarda ise EMG ve akustik gürültüde 13 dB/Hz bir azalma ölçülmüştür.

Ayrıca stator akımı PSD'sinin verildiği Şekil 7.7, Şekil 8.9 ve Şekil 8.12

incelendiğinde stator akımı harmonik içeriği açısından, KAO-YKDKM yönteminin diğer yöntemlere göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir.

Sonuç olarak önerilen kaotik anahtarlama frekansına sahip olan KAO-YKDKM yöntemi ile hem EMG hemde akustik gürültü etkin bir şekilde azaltılmıştır. Ayrıca rastgele sinyal kullanarak oluşturulan yöntemlerle ile kaotik sinyal kullanılan yöntemler yakın sonuçlar verdiği gözlenmiştir.

8.2 Yeni Anahtarlama Modülasyon Yöntemleri

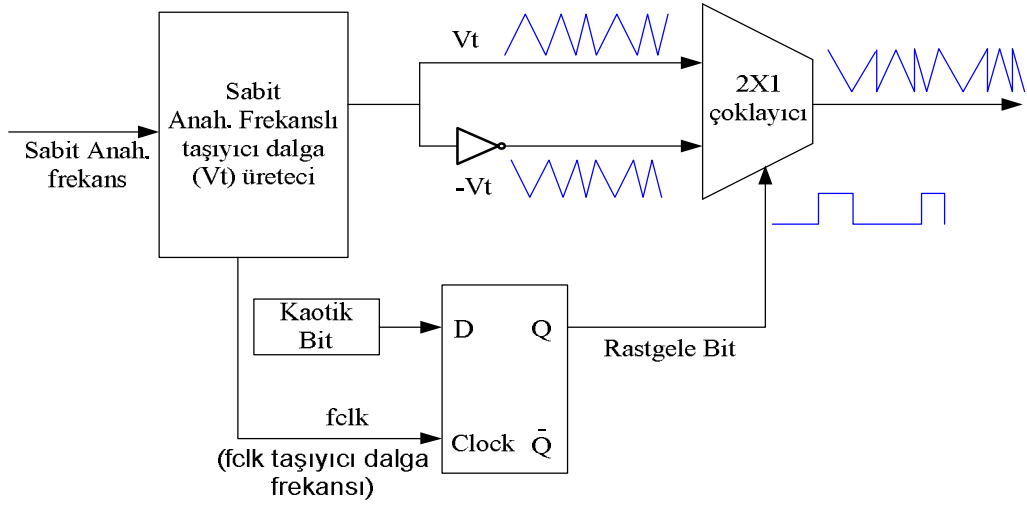
Burada iki tane anahtarlama modülasyonu yöntemi önerilmiştir. Yöntemlerden ilki sabit anahtarlama frekanslı, ikincisi ise kaotik anahtarlama frekansına sahip bir yöntemdir. Sade basit ve kolay uygulanabilen sabit anahtarlama frekanslı olan yöntem OMG kaynaklı gürültüler için önerilmiştir. Kaotik anahtarlama frekanslı olan yöntem ise hem OMG hem de FMG kaynaklı gürültüler için geliştirilmiştir. Bu yöntemler:

- Yeni bir rastgele anahtarlama modülasyon yöntemi
- Yeni bir karma anahtarlama modülasyon yöntemi

8.2.1 Yeni Bir Rastgele Anahtarlama Modülasyon Yöntemi

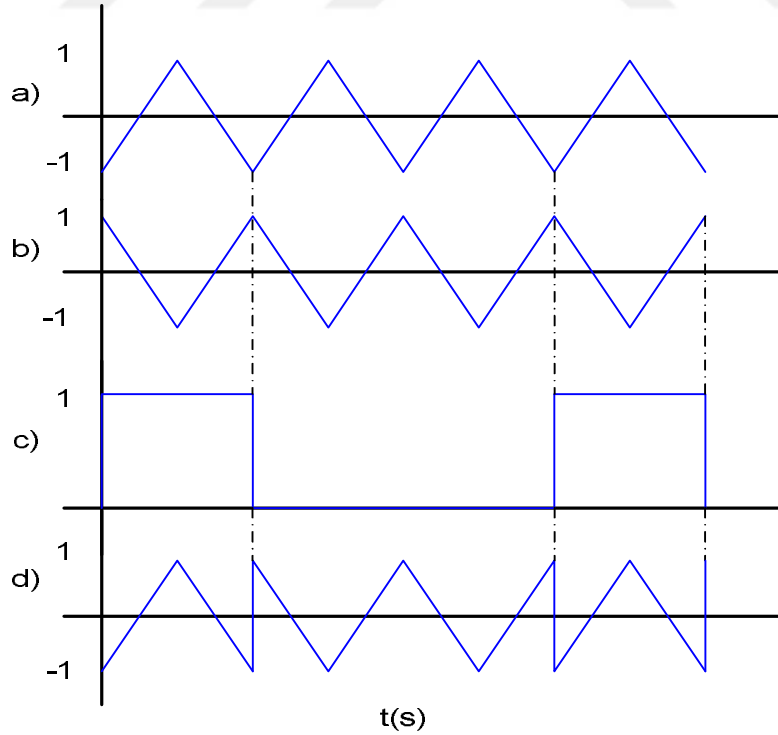
Anahtarlama frekansının sabit olmasının uygulamalarda kolay bir şekilde uygulanabilmesinden dolayı geliştirilen yeni bir yöntemdir. Bu yöntemde rastgele anahtarlama kaotik bir sinyal yardımıyla elde edilmiştir. Bu yüzden yönteme KAO-RAM denmiştir. KAO-RAM’da sabit anahtarlama frekansına sahip bir taşıyıcı dalga ve ters işaretlisi, 2x1’lik bir seçici anahtar üzerinden rastgele bitler yardımı ile seçilerek yeni taşıyıcı dalga elde edilir. Seçici kontrol işareti rastgele bit üreticinden gelen işarettir. Oluşturulan yeni taşıyıcı dalga, rastgele bit üreticinden gelen bitler 1 ise taşıyıcı dalganın kendisi, 0 (sıfır) ise taşıyıcı dalganın tersi olur. Böylece rastgele anahtarlama yardımı ile yeni bir taşıyıcı dalga elde edilmiş olur. Bu yeni taşıyıcı dalga ile referans dalganın karşılaştırması sonucu evirici kontrol işareti olan DGM elde edilir.

Bu yöntemde de lojistik harita yardımı ile elde edilen kaotik bitler D tipi flip flop yardımı ile taşıyıcı dalga periyodunda rastgele bitlere dönüştürülmüştür.



Şekil 8.13 KAO-RAM yöntemi prensip şeması

Dolayısıyla anahtarlama işlemi, taşıyıcı dalga periyodunun sonunda gerçekleştirilir. Bu yöntem için prensip şeması Şekil 8.13'te verilmiştir. KAO-RAM'da rastgele bitlere göre seçici bir anahtar yardımı ile oluşturulan yeni taşıyıcı dalganın elde edilmesi Şekil 8.14'te gösterilmiştir.

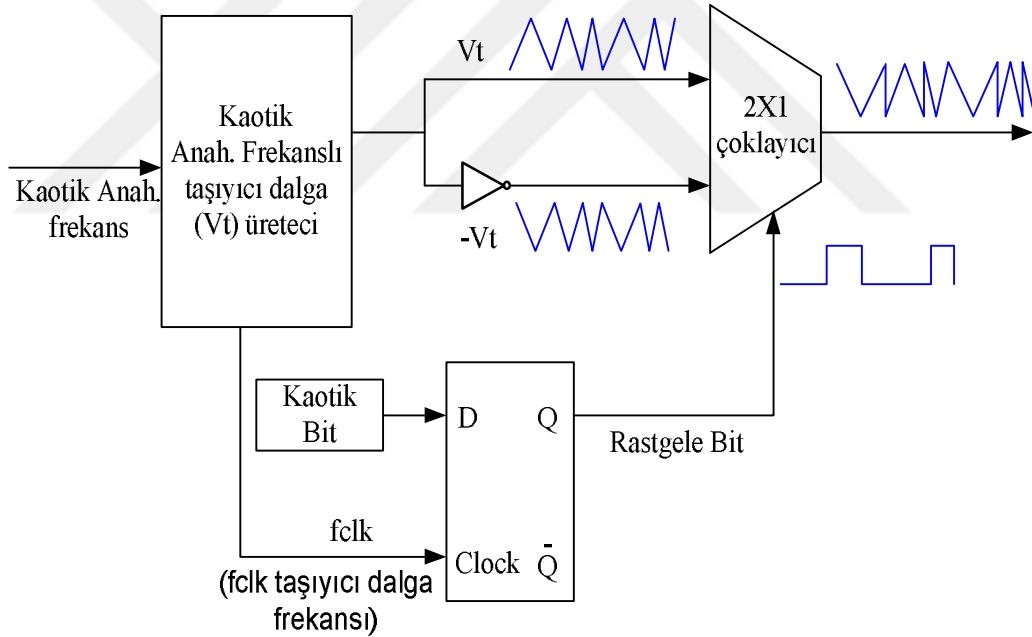


Şekil 8.14 KAO-RAM yönteminde a) taşıyıcı dalga b) taşıyıcı dalga tersi c) rastgele bit d) seçici çıkışındaki taşıyıcı dalga

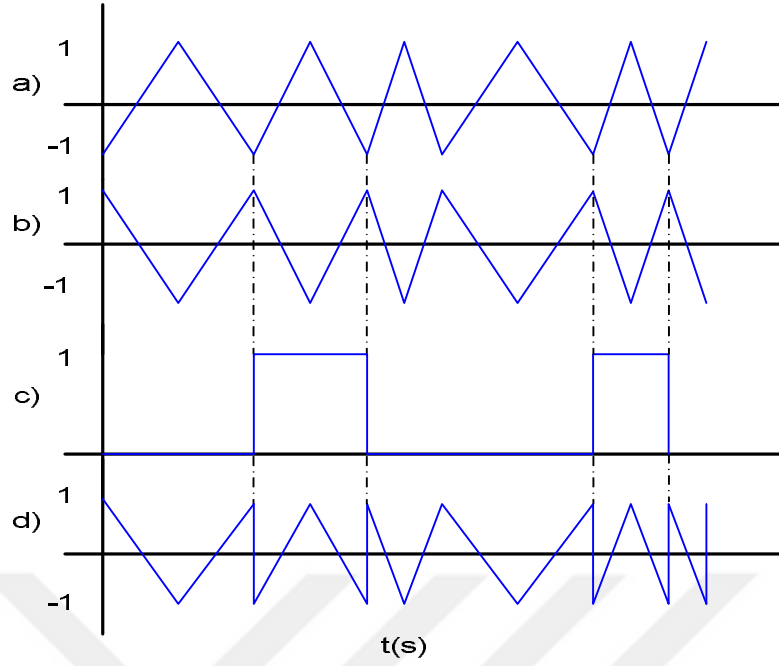
8.2.2 Yeni Bir Karma Anahtarlama Modülasyon Yöntemi

KAO-RAM’da taşıyıcı dalga frekansı kaotikleştirilerek yeni bir anahtarlama modülasyon yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemde ilk anda taşıyıcı dalga periyodu kaotik olarak değişken, oluşturulan yeni taşıyıcı dalga rastgele bitler yardımı ile anahtarlanarak yeni bir taşıyıcı dalga oluşturulmuştur. Bu yüzden bu yöntem Karma Anahtarlama Modülasyon yöntemi (KAO-KAM) denmiştir.

KAO-KAM yönteminde anahtarlama frekansı artık sabit değil kaotik olarak değişim göstermektedir. Anahtarlama frekansının değişken olması çıkış geriliminde oluşacak harmoniklerin belirli bir aralığa yayılmasına sebep olur. Dolayısıyla EMG ve akustik gürültüler harmonik genliklerine bağlı olduğu için KAO-RAM’a göre daha etkili sonuçlar beklenmektedir. KAO-KAM yöntemi prensip şeması ve bu yöntem taşıyıcı dalga oluşmasını gösteren grafikler Şekil 8.15 ve Şekil 8.16’da verilmiştir.

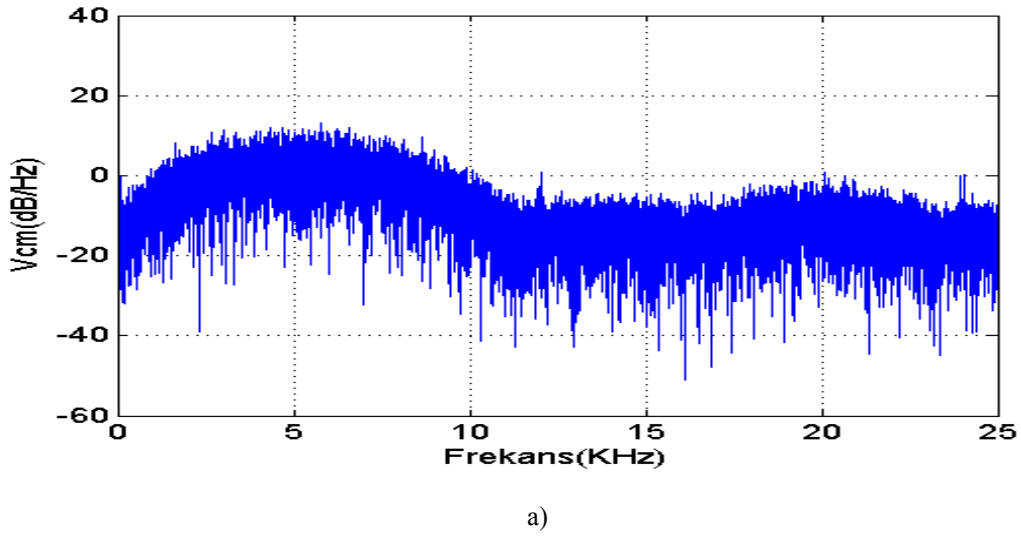


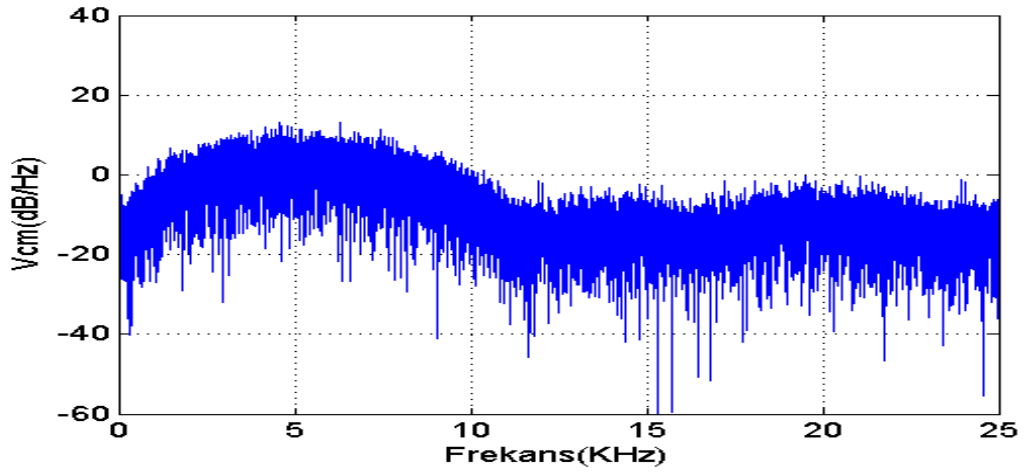
Şekil 8.15 KAO-KAM yöntemi prensip şeması



Şekil 8.16 KAO-KAM yönteminde a) taşıyıcı dalga b) taşıyıcı dalga tersi c) kaotik bit d) seçici çıkışındaki taşıyıcı dalga

Önerilen yöntemlerde kaotik sinyal yerine rastgele sinyal kullanılarak oluşturulan yöntemler de RAS-RAM ve RAS-KAM olarak isimlendirilmiştir. Bu yöntemler için SMSM'nin vektör kontrolünden elde edilen sonuçlar Şekil 8.17-22'de verilmiştir.

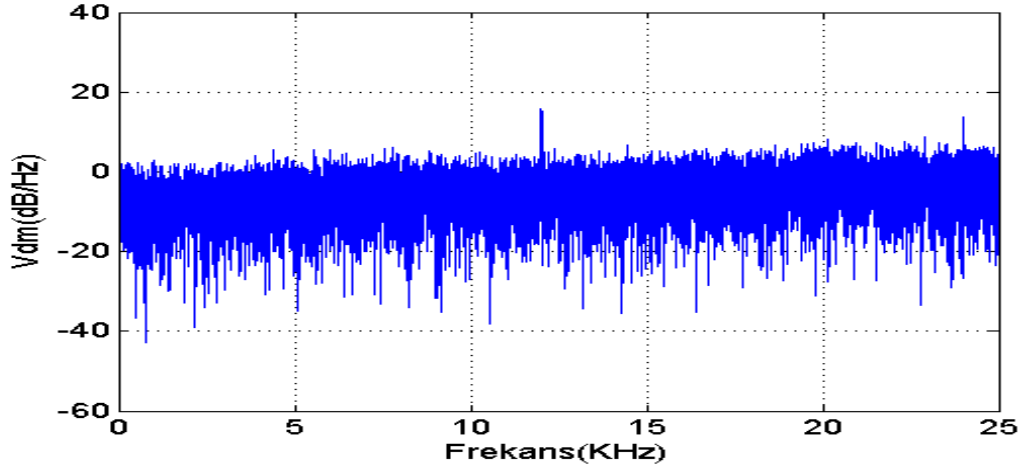




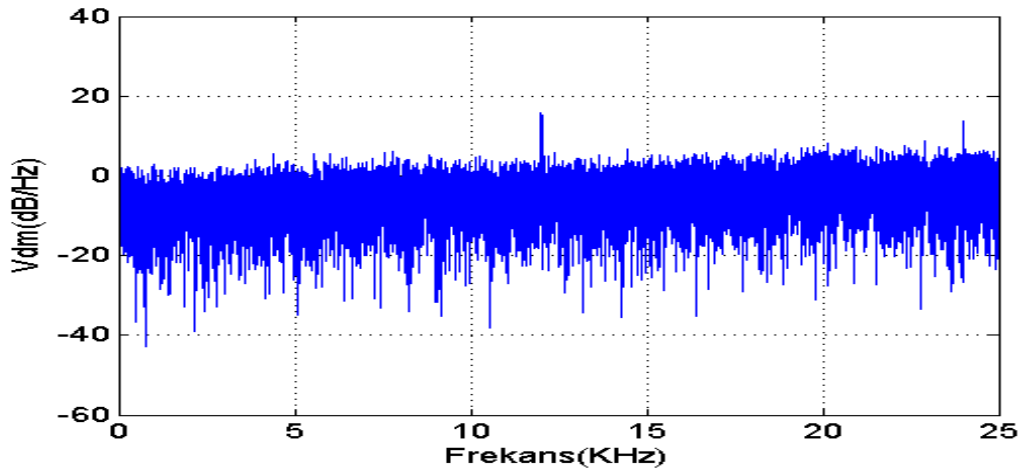
b)

Şekil 8.17 V_{cm} güç spektral yoğunluğu (PSD)

a) RAS-RAM (rastgele sinyal) b) KAO -RAM (kaotik sinyal)



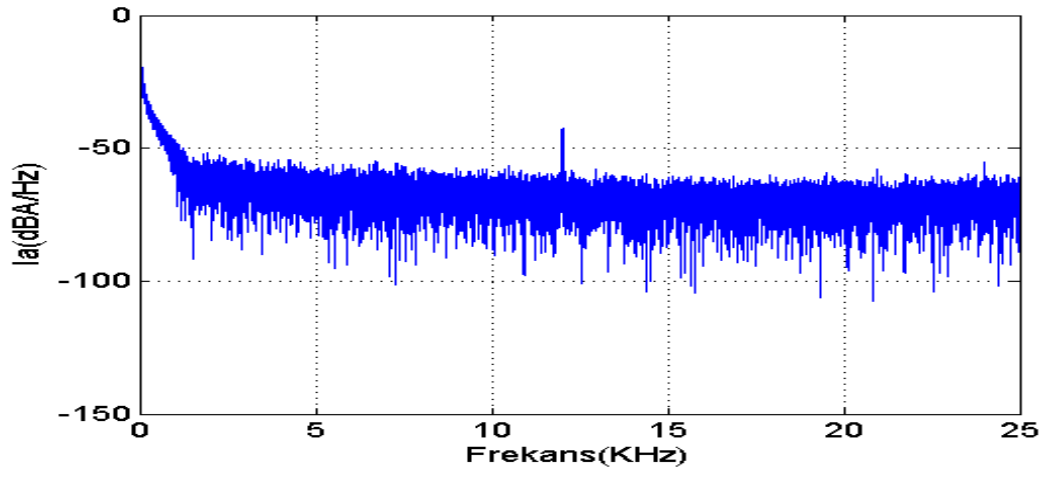
a)



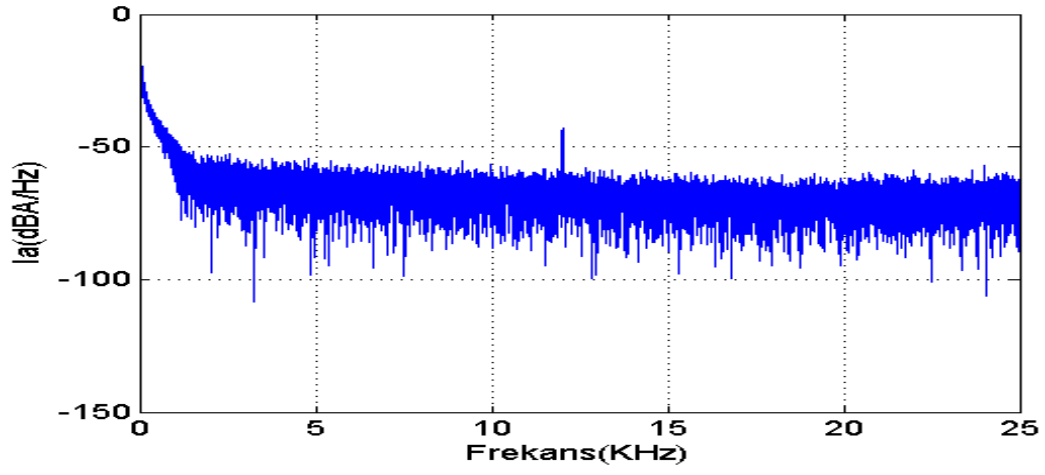
b)

Şekil 8.18 V_{dm} güç spektral yoğunluğu (PSD)

a) RAS-RAM (rastgele sinyal) b) KAO -RAM (kaotik sinyal)

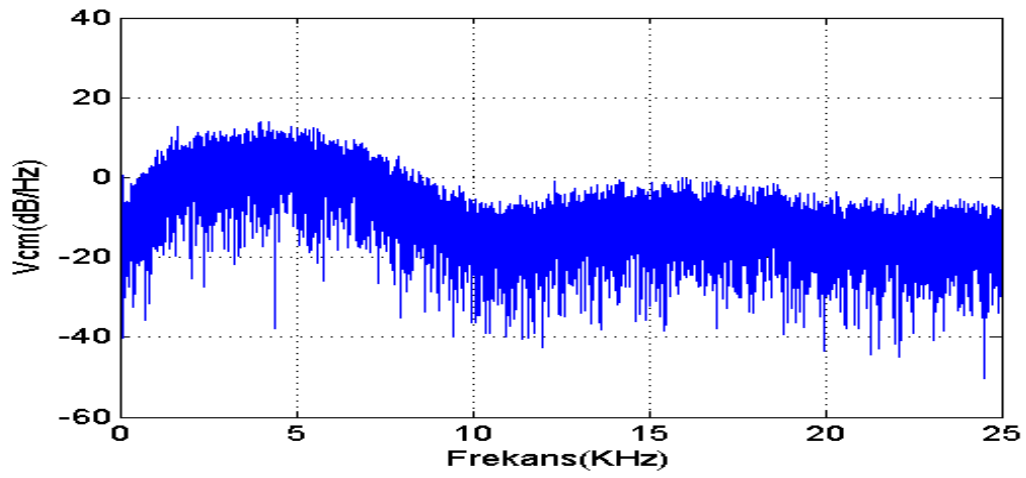


a)

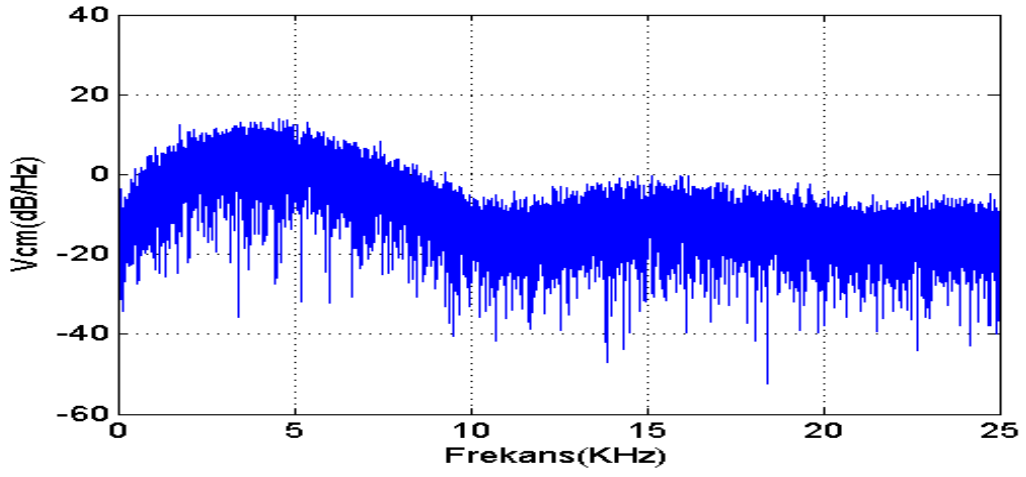


b)

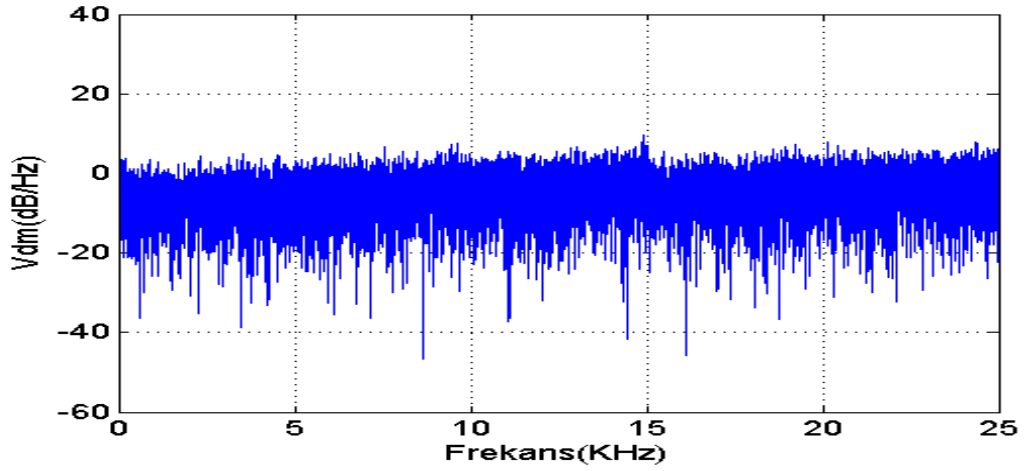
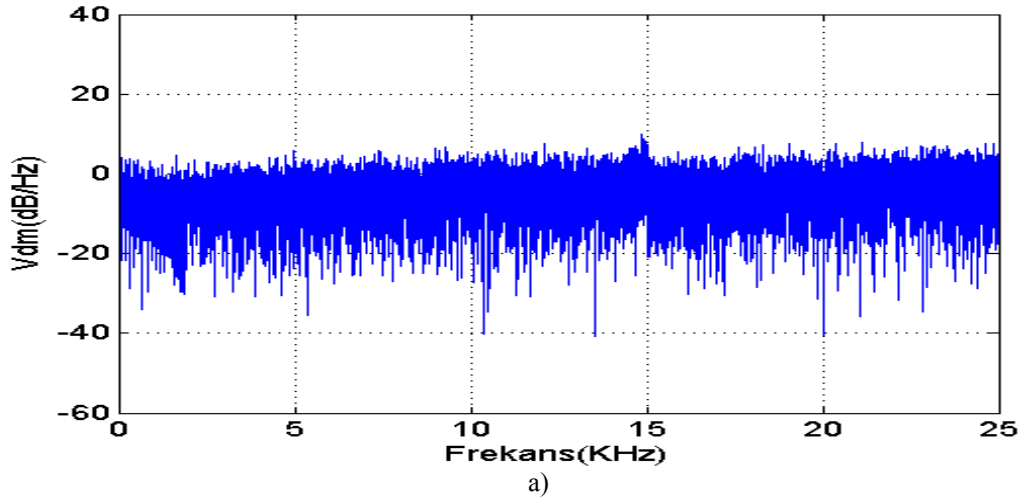
Şekil 8.19 I_a (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-RAM (rastgele sinyal) b) KAO-RAM (kaotik sinyal)



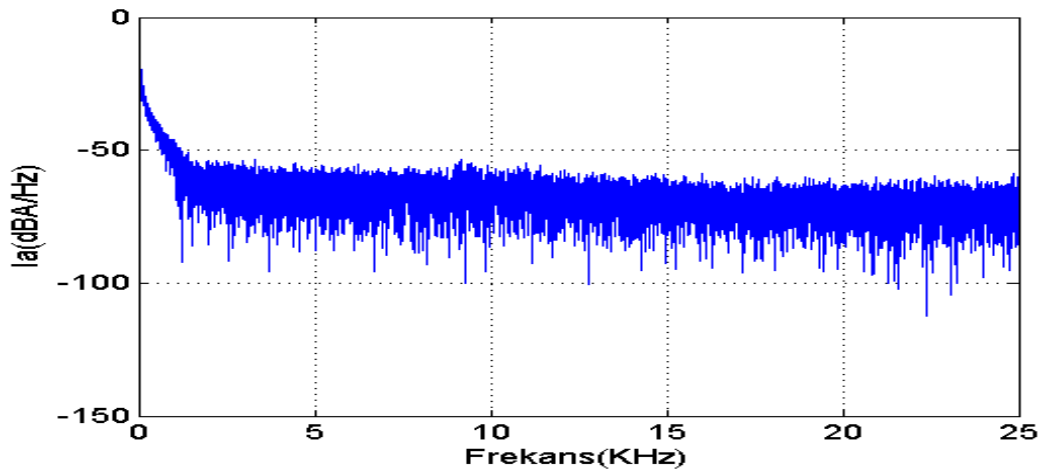
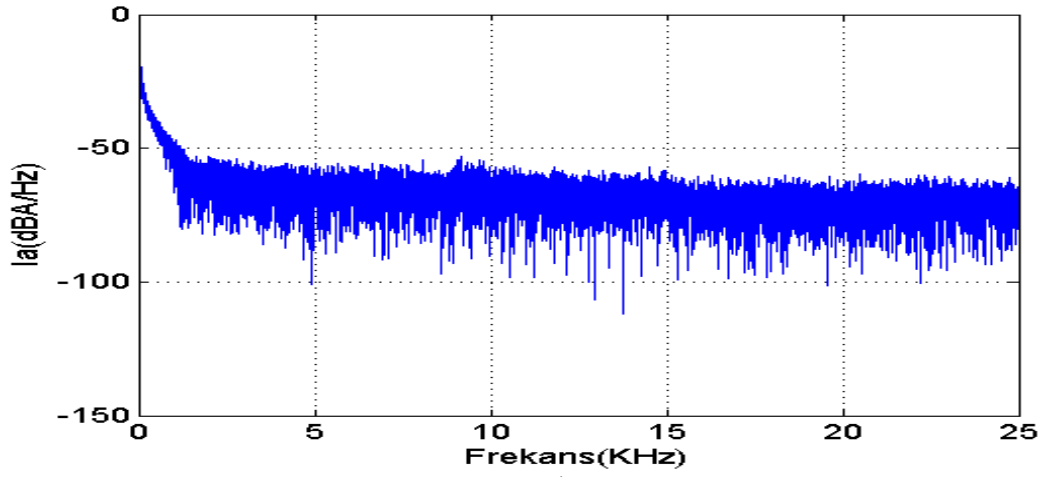
a)



b)
Şekil 8.20 V_{cm} güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-KAM (rastgele sinyal) b) KAO -KAM (kaotik sinyal)



b)
Şekil 8.21 V_{dm} güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-KAM (rastgele sinyal) b) KAO -KAM (kaotik sinyal)



b)
Şekil 8.22 Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD)
a) RAS-KAM (rastgele sinyal) b) KAO -KAM (kaotik sinyal)

Bu anahtarlama modülasyon yöntemlerinde de anahtarlama frekansı kaynaklı EMG ve akustik gürültü için alınan sinyal güç spektral yoğunlukları incelenmiştir. Yapılan simülasyonlarda KAO-RAM ile KAO-KAM yöntemlerinin etkilerinin incelenmesi için aynı şartlarda sonuçlar alınmıştır. EMG ile akustik gürültü için OMG ve FMG'nin PSD değerleri karşılaştırılmıştır. Bu yöntemlere ait sonuçlar Şekil 8.17-Şekil 8.19 ve Şekil 8.20-Şekil 8.22' de verilmiştir. Bu yöntem sonuçları ile daha önce Tablo 8.1 de verilen Klasik SDGM, KAO-YRDKM ve KAO-YKDKM yöntemi sonuçları birleştirilerek Tablo 8.2 oluşturulmuştur.

Tablo 8.2 RAS-RAM, KAO-RAM, RAS-KAM ile KAO-KAM yöntemleri spektral güç yoğunluğu

YÖNTEMLER		Ortak Mod Gürültüleri (OMG- V_{cm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)		Fark Mod Gürültüleri (FMG- V_{dm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)	
		EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)
Sabit Anaht. Frek.	Klasik SDGM	19	38	19	19
	KAO-YRDKM	0.5	13	18	18
	RAS-RAM	0.5	13	16	16
	KAO-RAM	0	12.5	16	16
Kaotik Anaht. Frek.	KAO-YKDKM	0	12	6	6
	RAS-KAM	0	12.5	6	6
	KAO-KAM	0	12	6	6

Önerilen KAO-RAM ile KAO-KAM yöntemleri ayrı ayrı değerlendirilecektir. İlk olarak EMG için Tablo 8.2’de verilen sabit anahtarlama frekanslı yöntemler olan klasik SDGM, KAO-YRDKM, RAS-YKDKM, KAO-RAM ve RAS-RAM yöntemleri karşılaştırılacaktır. KAO-RAM ile RAS-RAM yöntemleri KAO-YRDKM ile RAS-YRDKM yöntemlerine göre OMG’de benzer, FMG’de ise yaklaşık 1.5 dB/Hz daha iyi sonuçlar verdiği Tablo 8.2’den görülmektedir. Aynı zamanda bu yöntemler klasik SDGM yöntemine göre daha etkin olduğu Tablo 8.2’den görülmektedir. Böylece klasik SDGM yönteminde özellikle OMG kaynaklı yüksek görülen EMG değerinin KAO-RAM yönteminde yaklaşık olarak 19 dB/Hz düşürüldüğü görülmektedir. FMG üzerinden yapılan karşılaştırmada ise EMG’nin RAS-RAM ve KAO-RAM yöntemlerinde, klasik SDGM’ye göre 1 dB/Hz azaldığı görülmektedir.

Akustik gürültü içinde Tablo 8.2’de verilen OMG ve FMG’nin PSD genlik değerleri karşılaştırılmıştır. RAS-RAM ve KAO-RAM yöntemleri akustik gürültü açısından da KAO-YRDKM ile RAS-YRDKM yöntemlerine göre OMG’de yaklaşık sonuç verdiği Tablo 8.2’den görülmektedir. Ayrıca klasik SDGM yöntemine göre RAS-RAM yöntemi 25 dB/Hz, KAO-RAM ise 25.5 dB/Hz kadar akustik gürültü azaltılmıştır. Akustik gürültü için Tablo 8.2’de FMG üzerinden yapılan karşılaştırmadan da RAS-RAM ve KAO-RAM yöntemleri klasik SDGM’ye göre yaklaşık 3 dB/Hz azaldığı görülmektedir.

Stator akımı PSD’sinin verildiği Şekil 7.7 a), Şekil 8.9, Şekil 8.19 incelendiğinde stator akımı harmonik içeriği bakımından RAS-RAM ve KAO-RAM yöntemleri KAO-YRDKM ve klasik SDGM yöntemine göre daha iyi sonuçlar vermiştir.

Tablo 8.2’ye göre bu yöntemde de FMG için verilen sonuçlar ile stator akımı için verilen Şekil 8.19’dan görüldüğü gibi klasik SDGM yöntemine göre etkin ancak OMG kadar etkili olmadığı görülmektedir. Bu yöntemin de özellikle OMG üzerinde daha etkili

olduğu sonucuna varılmıştır. Ancak yöntemin sabit anahtarlama frekanslı bir yöntem olması ve ortak mod gerilimi üzerinde etkili olması onu kıymetli yapmıştır. Bütün gürültüleri azaltmasa bile gürültünün bir bileşenini azaltması da oldukça kıymetlidir. Çünkü sabit anahtarlama frekansına sahip bir yöntemdir. Sabit anahtarlama frekansı DSP uygulamalarında önemli bir avantaj olarak bilinmektedir.

Sabit anahtarlama frekansına sahip olan KAO-RAM yöntemi OMG üzerinden etkili sonuçlar verirken FMG üzerinde yeteri kadar etkin değildir. Dolayısıyla iki durumda da etkili olan bir yaklaşım olarak yeni bir karma anahtarlama modülasyonu yöntemi olan KAO-KAM geliştirilmiştir. Bu yöntemde anahtarlama frekansı yani taşıyıcı dalga periyodu belli aralıkta kaotik olarak değişim göstermektedir.

Kaotik anahtarlama frekansına sahip olan KAO-KAM yöntemi için alınan sonuçlar, klasik SDGM, KAO-YRDKM ve RAS-KAM yöntemi ile Tablo 8.2 üzerinden karşılaştırılmıştır. OMG üzerinden yapılan incelemede KAO-YRDKM, KAO-RAM ve KAO-KAM yöntemlerinin hemen hemen aynı etki ettiği ve klasik SDGM yöntemine göre yaklaşık olarak OMG üzerinden EMG'de 19 dB/Hz , akustik gürültüde ise 25.5 dB/Hz bir azalma meydana geldiği görülmektedir. FMG üzerinden karşılaştırıldığında da RAS-KAM ve KAO-KAM yöntemleri klasik SDGM ve KAO-YRDKM yöntemlerine göre EMG ve akustik gürültüde 13 dB/Hz bir azalma meydana getirdiği görülmektedir.

Ayrıca stator akımı PSD'sinin verildiği Şekil 7.7, Şekil 8.9, Şekil 8.12, Şekil 8.19 ve Şekil 8.22 incelendiğinde stator akımı harmonik içeriği açısından, KAO-KAM yöntemi diğer yöntemlere göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Sonuç olarak önerilen kaotik anahtarlama frekansına sahip olan KAO-KAM yöntemi ile hem EMG hemde akustik gürültü diğer yöntemlere göre daha etkin bir şekilde azaltılmıştır. Ayrıca rastgele sinyal kullanarak oluşturulan yöntemlerle kaotik sinyal kullanılan yöntemler benzer sonuçlar verdiği gözlenmiştir.

9. KAOTİK UZAY VEKTÖR MODÜLASYONLU KONTROL YÖNTEMLERİ

9.1 Giriş

Kaotik uzay vektör DGM (KUV-DGM) yöntemi, klasik UV-DGM modülasyon yönteminden türetilmiş bir yöntemdir. Sabit anahtarlama frekansına sahip UV-DGM dijital olarak gerçekleştirilen ve yüksek performanslı sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir.

Bu yöntem açık çevrim V/f uygulamaları, kapalı çevrim vektör kontrol uygulamaları ve UV-DMK (uzay vektör doğrudan moment kontrol) uygulamalarında başarılı bir şekilde uygulanmaktadır. Bu yöntemlerde sabit anahtarlama frekansından dolayı meydana gelen EMG ve akustik gürültüler oluşur. Özellikle anahtarlama frekansı ve katlarında meydana gelen bu olumsuz etki, bahsedilen yöntemlerin rastgele DGM yöntemleri geliştirilerek azaltılmıştır.

KUV-DGM yöntemi rastgele uzay vektör DGM (RUV-DGM) yöntemine alternatif olarak geliştirilen bir yöntemdir. Amaç kaotik sinyallerin, rastgele sinyallere oranla daha kolay ve ekonomik olarak elde edilebilme avantajlarından faydalanmaktır. Rastgele DGM yöntemleri ve kaotik DGM yöntemleri etki olarak bir birine benzerdirler.

Bu çalışmada kaotik uzay vektör uygulamaları için iki yöntem geliştirilmiştir.

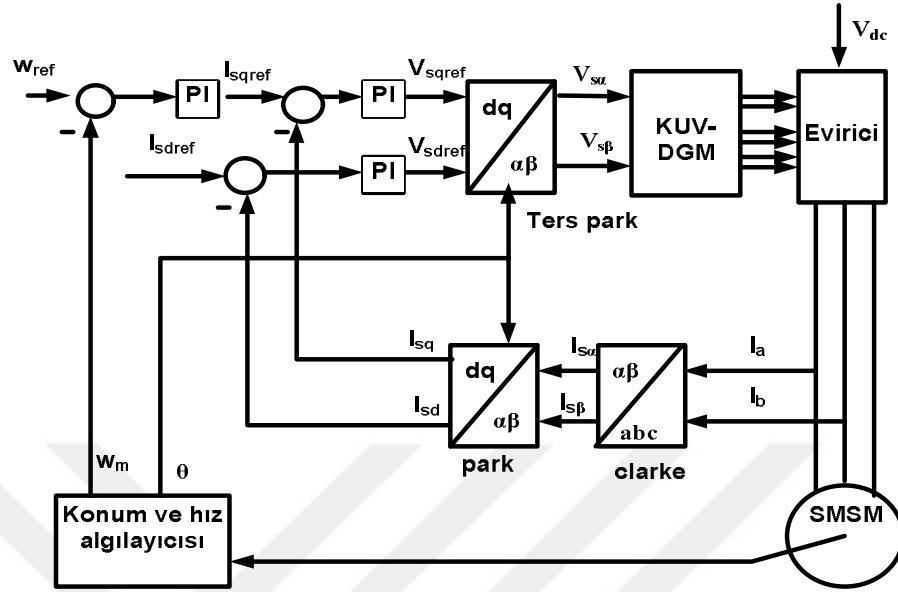
- Kaotik Uzay vektör DGM modülasyonu vektör kontrol yöntemi (KUV- AYK)
- Kaotik Uzay vektör DGM modülasyonu DMK yöntemi (KUV-DMK)

9.2 Kaotik Uzay Vektör Modülasyonlu Vektör Kontrol Yöntemi

Kaotik uzay vektör DGM (KUV-DGM), sabit anahtarlama frekansına sahip klasik UV-DGM'nin anahtarlama frekansının kaotik yapılması ile elde edilen bir yöntemdir. Bu yöntemin AYK ile kullanılması ile KUV-AYK elde edilmiştir. Şekil 9.1'de KUV- AYK yöntemi hız kontrolü şeması verilmiştir. KUV- AYK yöntemi klasik UV-AYK yönteminde oluşan akustik gürültü ve EMG'yi azaltmak amacı ile geliştirilmiştir. Bu yöntemde de sabit anahtarlama frekansının belirli bir aralıkta kaotik olarak değiştirilmesi ile kaotik anahtarlama frekansı elde edilir. Kaotikleştirme işlemi bir kaotik harita veya kaotik osilatör yardımı ile elde edilebilir. Bu çalışmada lojistik haritadan faydalanılmıştır.

UV-DGM modülasyonu zaman hesaplama algoritmasında Denklem (6.14)'de görüldüğü gibi, her vektörün uygulama süresi anahtarlama periyoduna bağlı değişmektedir. Dolayısıyla UV-DGM algoritmasında anahtarlama periyodu kaotik hale getirildiğinde,

hesaplanan anahtarlama süreleri her sektör için kaotik olarak değişen bir yapıya kavuşmuş olur. Çünkü bu süreler anahtarlama periyodu ile doğru orantılıdır.



Şekil 9.1 KUV-AYK ile hız kontrolü şeması

Bu yöntemde hesaplanan iletim ve kesim süreleri üçgen bir dalga ile karşılaştırılarak DGM işaretleri elde edilir. Bu üçgen dalga yüksekliği ile periyodu eşit ve kaotik anahtarlama frekansının tersi ile aynı değere sahiptir. UV-DGM için anahtarlama işaretleri, sektörün çift ve tek olma durumuna göre Şekil 9.2 a) ve b) 'de gösterildiği gibi ayrı ayrıdır. Yöntemde uzay vektörünün bulunduğu sektöre göre uygun olarak anahtarlama seçilir. T_a , T_b , T_b^* ve T_c kaotik karşılaştırma sinyalleridir.

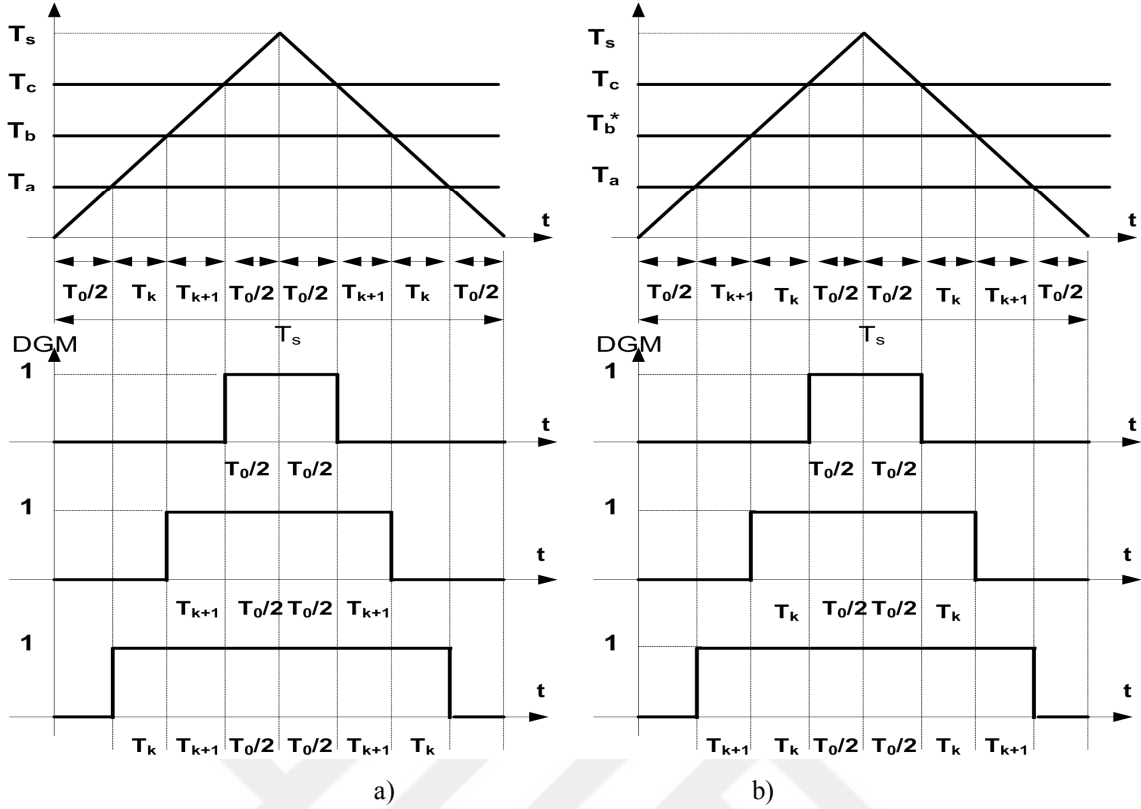
$$T_a = 2(T_o / 2) \quad (9.1)$$

$$T_b = 2(T_o / 2 + T_k) \quad (9.2)$$

$$T_b^* = 2(T_o / 2 + T_{k+1}) \quad (9.3)$$

$$T_c = 2(T_o / 2 + T_k + T_{k+1}) \quad (9.4)$$

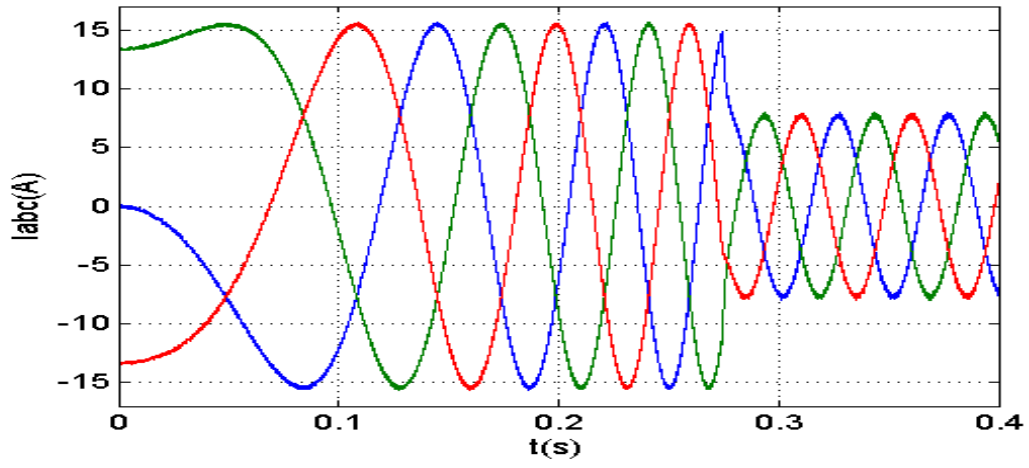
Burada T_a , T_b , T_b^* ve T_c kaotik karşılaştırma sinyalleri T_k ve T_{k+1} aktif durum vektörleri uygulama süreleri, T_o sıfır durum vektörleri uygulama süresidir.



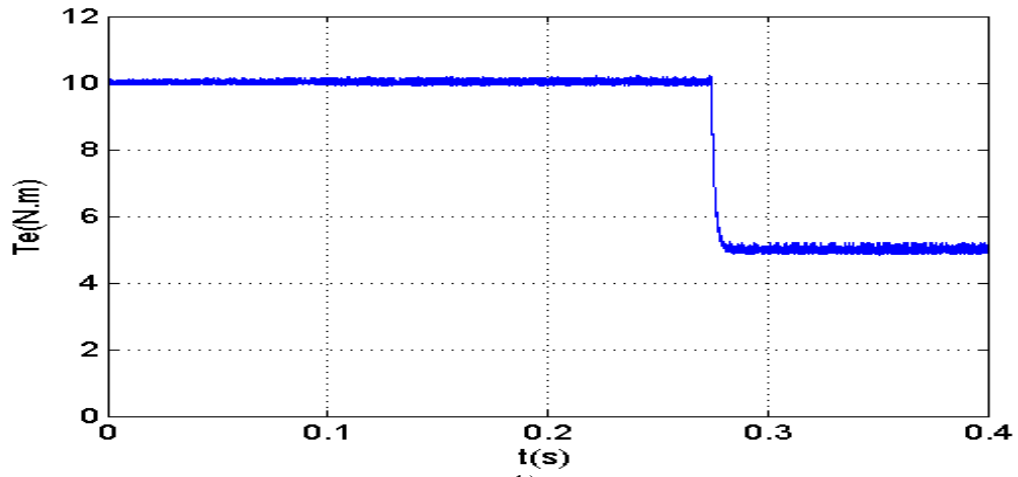
Şekil 9.2 KUV-DGM için DGM işaretleri elde etme a) tek nolu sektörlerde b) çift nolu sektörlerde

KUV-DGM’de kaotik anahtarlama periyodu süre hesaplamaları, her bir sektör için Denklem (6.10-6.12)’e göre yapılır. Sonra kaotik olarak değişen bu süre ifadeleri yardımı ile Denklem (9.1-9.4)’deki gibi referans sinyaller elde edilir. Hesaplanan sürelerle bağlı olduğu için kaotik değişen bu referans sinyaller de periyodu ve yüksekliği kaotik anahtarlama periyoduna (T_s) eşit olan bir üçgen dalga ile karşılaştırılarak her sektör için DGM işaretleri elde edilir. Tek ve çift sektörlerdeki DGM işaretleri Şekil 9.2’deki gibi elde edilir.

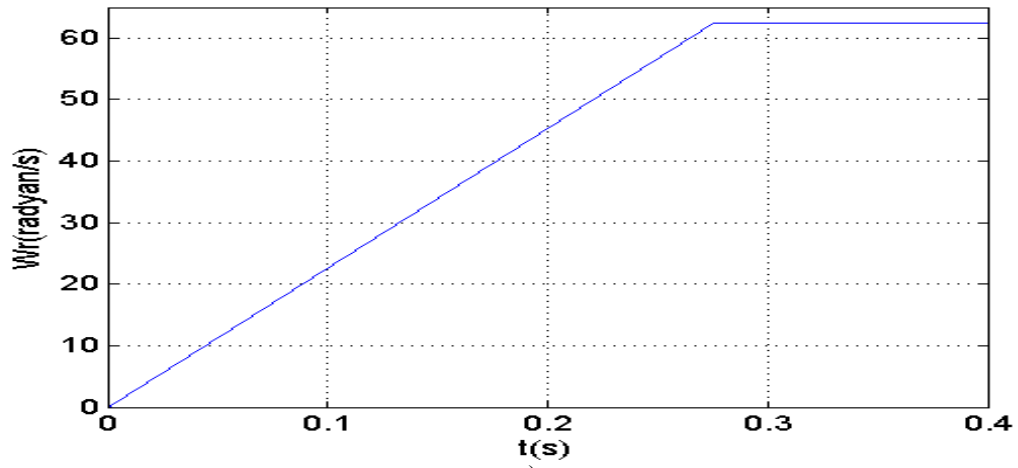
KUV-DGM modülasyonlu KUV-AYK için yapılan simülasyonlarda öncelikle motor değişkenlerinden stator akımları, moment ve açısal hızın zaman göre değişimleri alınmıştır. Bu değişken sonuçları Şekil 9.3’te verilmiştir. Daha sonra önceki yöntemlerle aynı şartlarda OMG ve FMG ile stator akımı güç spektral yoğunlukları (PSD) alınmıştır. Aynı sonuçlar kaotik sinyal yerine rastgele sinyal kullanılarak tekrar edilmiştir. Dolayısıyla aynı yöntemin rastgele modeli içinde sonuçlar alınmıştır. Yani anahtarlama frekansının rastgele değişmesi ile elde edilen Rastgele UV-DGM (RUV-DGM) ve KUV-DGM modülasyonlu AYK yöntemleri sonuçları, klasik UV-DGM yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Bu yöntem için alınan sonuçlar Şekil 9.3-Şekil 9.6’da verilmiştir.



a)

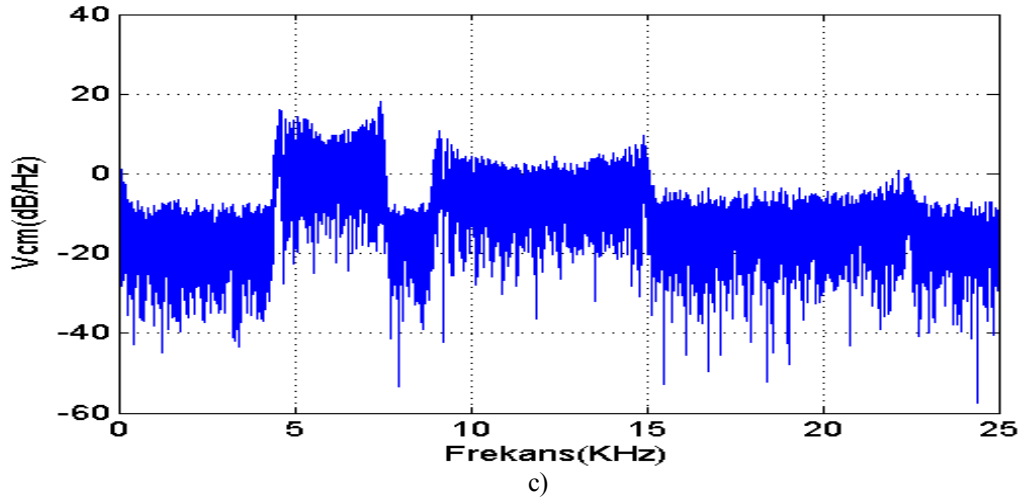
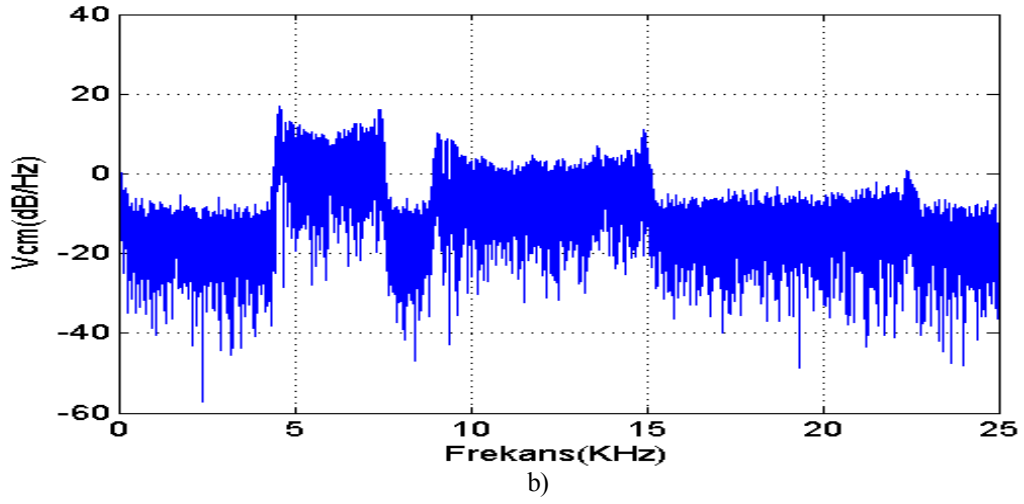
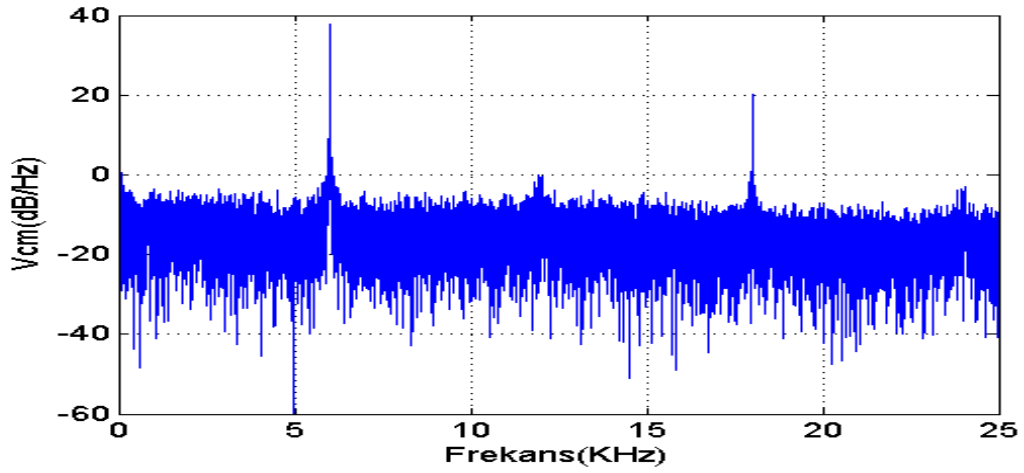


b)

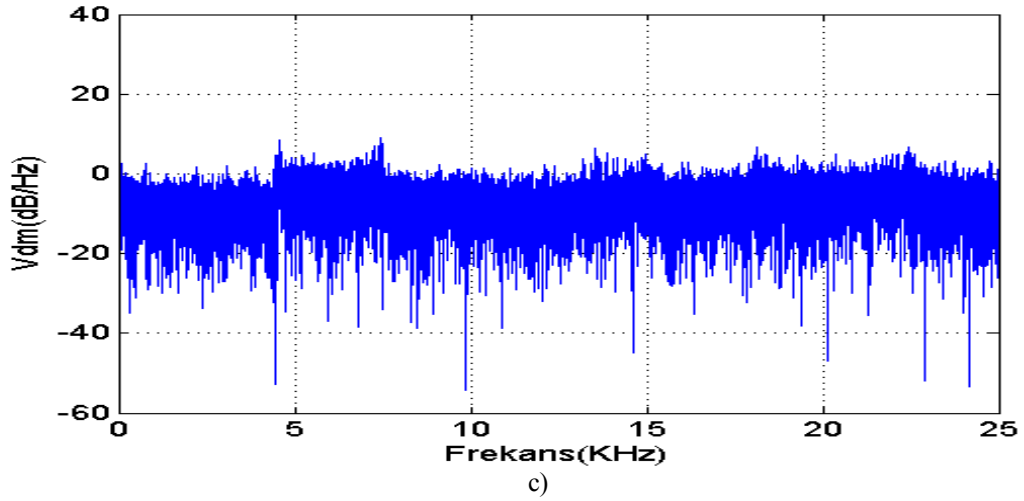
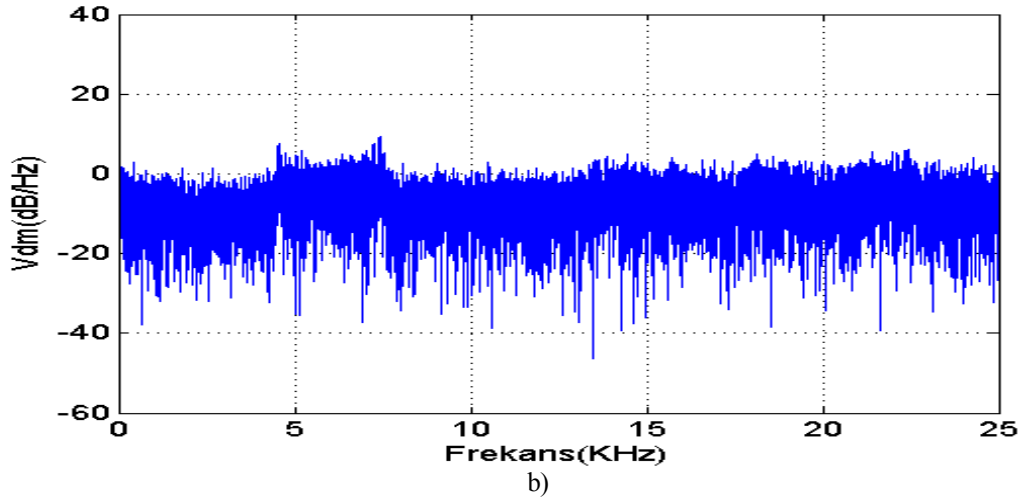
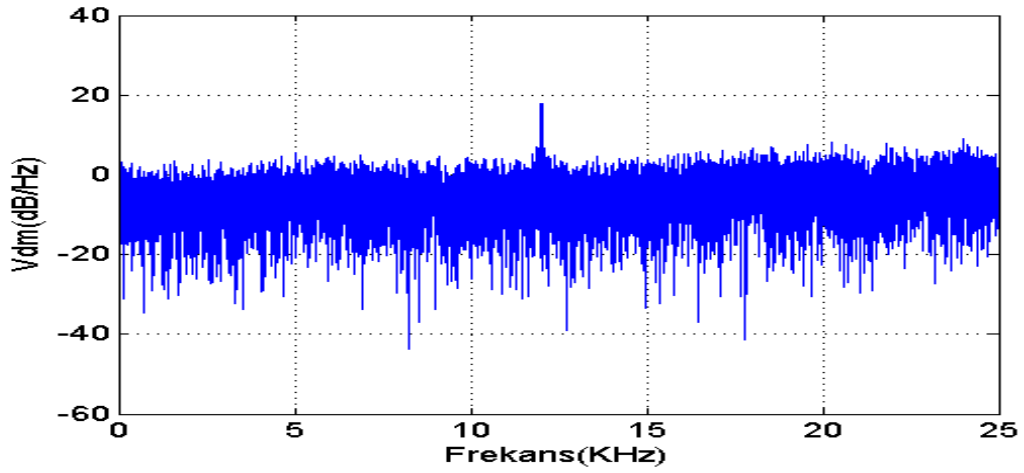


c)

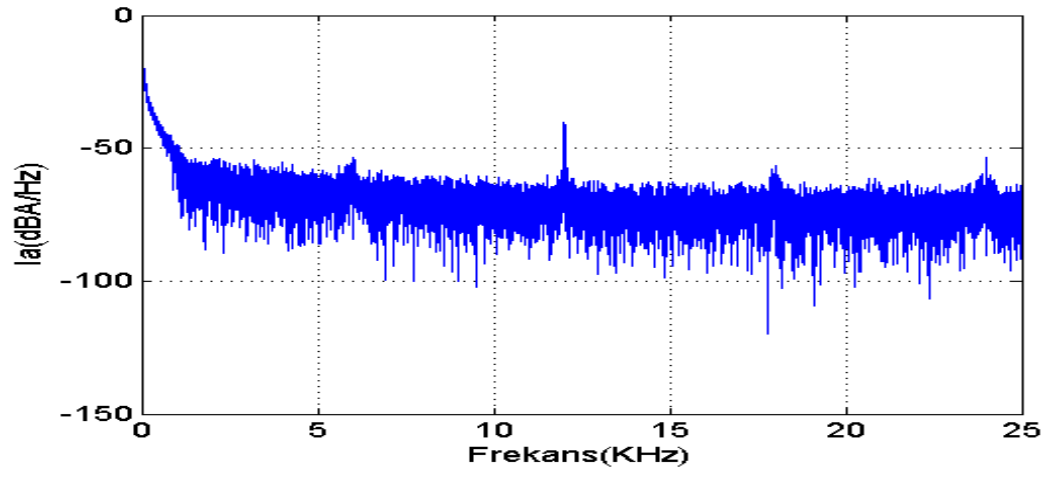
Şekil 9.3 KUV-DGM'li vektör kontrolde a) stator akımları b)moment c) motor açısal hızın zamana göre değişimleri



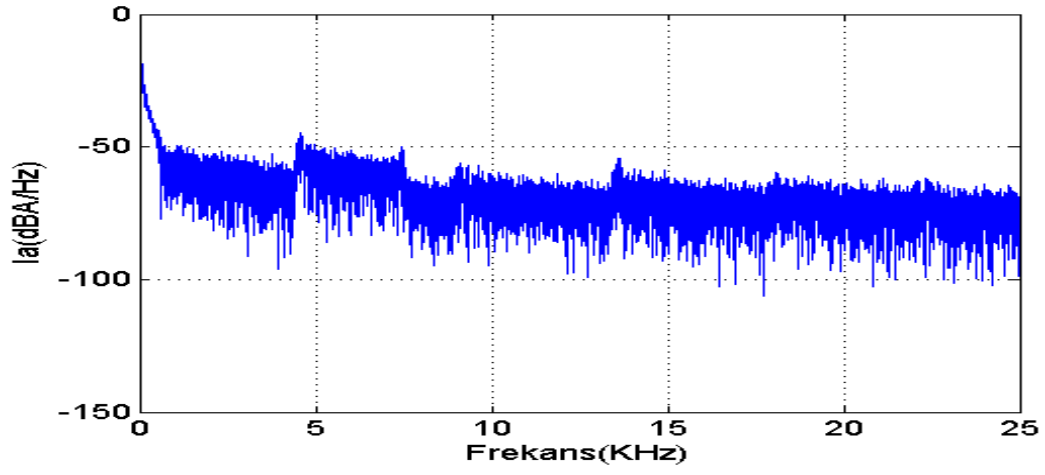
Şekil 9.4 V_{cm} güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik UV-DGM b) RUV-DGM c) KUV-DGM



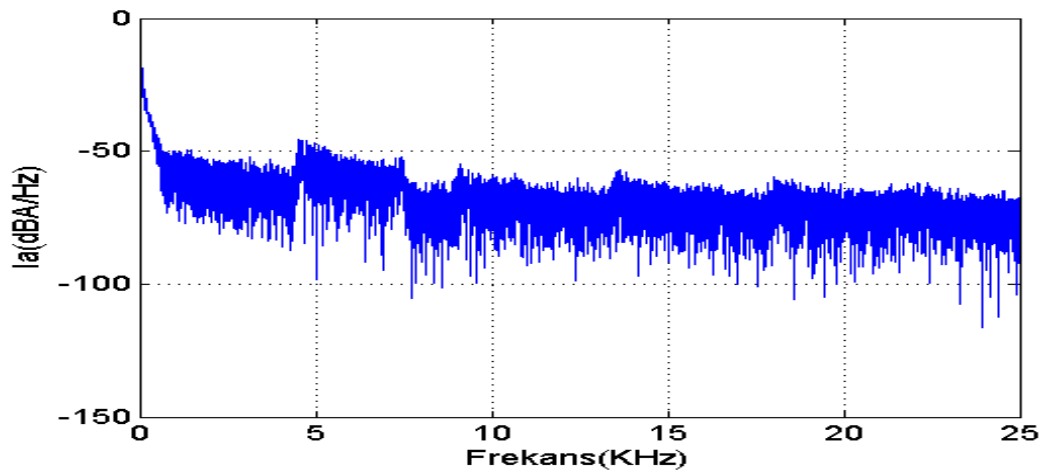
Şekil 9.5 V_{dm} güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik UV-DGM b) RUV-DGM c) KUV-DGM



a)



b)



c)

Şekil 9.6 Ia (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik UV-DGM b) RUV-DGM c) KUV-DGM

Bu yöntem için yapılan simülasyonlarda klasik UV-DGM, RUV-DGM ve KUV-DGM modülasyonlu vektör kontrol yöntemleri için sonuçlar alınmıştır. EMG değeri ile akustik gürültü için OMG (V_{cm}), ve FMG (V_{dm})'in matlab periyodogram programından spektral güç yoğunluğu elde edilmiştir. Şekil 9.4 ve Şekil 9.5'te verilen OMG ile FMG spektral güç yoğunlukları üzerinden EMG için yapılan karşılaştırma 9-150 kHz aralığı, akustik gürültü içinse (0-20) kHz aralığındaki en büyük genlik değeri üzerinden klasik UV-DGM, RUV-DGM ve KUV-DGM yöntemleri karşılaştırılmıştır. Bu amaçla daha kolay karşılaştırma yapabilmek için Şekil 9.4 ve Şekil 9.5 üzerinden en yüksek genlik değerlerinin çıkartıldığı Tablo 9.1 oluşturmuştur.

Tablo 9.1 Klasik UV-DGM, RUV-DGM ile KUV-DGM yöntemleri spektral güç yoğunluğu

YÖNTEMLER	Ortak Mod Gürültüleri (OMG- V_{cm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)		Fark Mod Gürültüleri (FMG- V_{dm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)	
	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)
Klasik UV-DGM	19	38	22	22
RUV-DGM	10	19	7	8
KUV-DGM	9.5	18	7	8

Tablo 9.1 sonuçları incelendiğinde KUV-DGM yöntemi ile RUV-DGM yöntemi ile yakın sonuçlar vermiştir. Ancak bu yöntemlerin klasik UV-DGM yöntemine göre daha etkin olduğu açık bir şekilde görülmektedir. EMG değeri KUV-DGM ve RUV-DGM yöntemleri klasik UV-DGM yönteminden, OMG üzerinden yapılan karşılaştırmada 10 dB/Hz, FMG üzerinden yapılan karşılaştırmada ise yaklaşık 15 dB/Hz azaldığı görülmektedir.

Akustik gürültü açısından Tablo 9.1 sonuçları incelendiğinde ise KUV-DGM ve RUV-DGM yöntemleri yaklaşık aynı sonuçlar vermiştir. Bu yöntemler klasik UV-DGM yöntemi ile karşılaştırıldığında ise akustik gürültülerin OMG üzerinden yapılan karşılaştırmada 19 dB/Hz, FMG üzerinden yapılan karşılaştırmada ise yaklaşık 14 dB/Hz azaldığı görülmektedir.

Stator akımı PSD'sinin verildiği Şekil 9.6 incelendiğinde stator akımı harmonik içeriği bakımından KUV-DGM'nin RUV-DGM yöntemi ile benzer ancak UV-DGM'e göre daha etkin olduğu gözlenmiştir.

Sonuç olarak KUV-DGM yöntemi ile hem EMG hemde akustik gürültü etkin bir şekilde azaldığı verilen sonuçlar üzerinden görülmektedir. Ancak KUV-DGM yönteminin

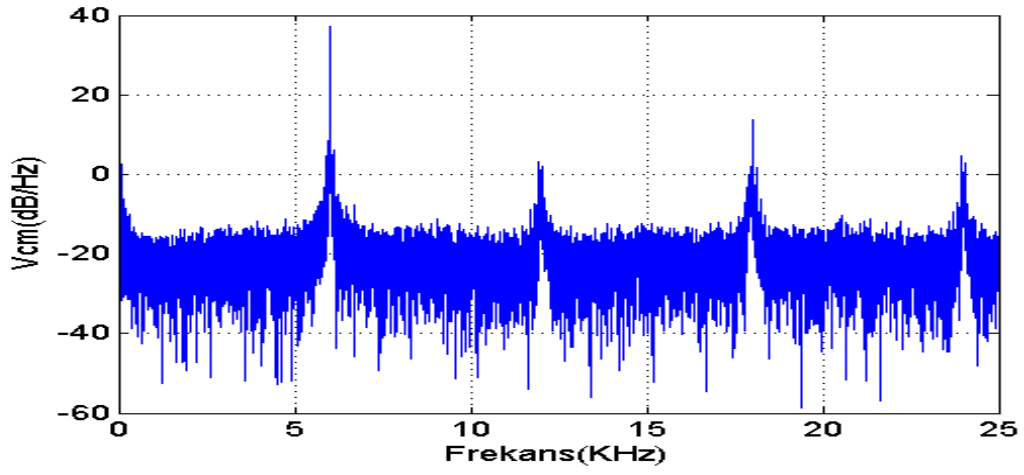
KSDGM yöntemi kadar etkili olmadığında bu yöntemleri için verilen sonuçlar karşılaştırıldığında görülmektedir.

9.3 Kaotik Uzay Vektör Modülasyonlu DMK Yöntemi

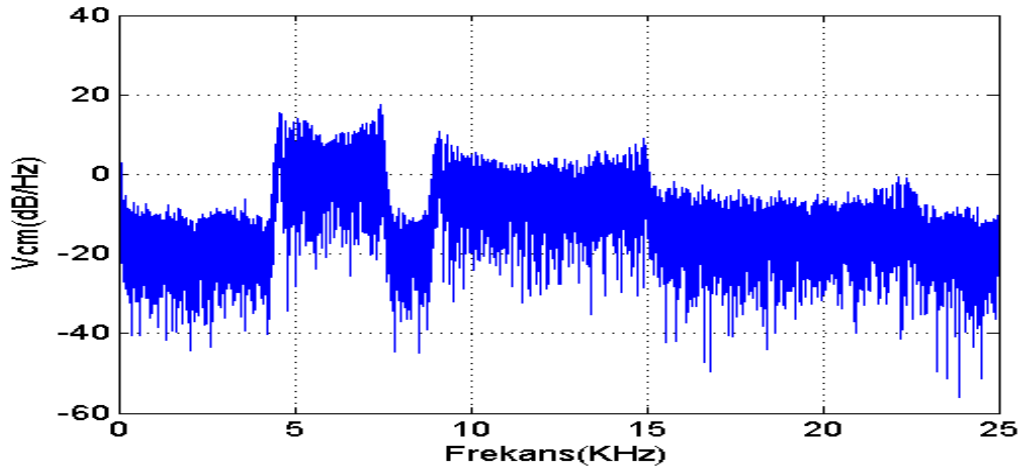
Klasik UV-DGM kullanılarak geliştirilen DMK yöntemi, klasik DMK yönteminde UV-DGM modülasyonu avantajlarından faydalanarak geliştirilen bir yöntemdir. Bu yöntemde anahtarlama frekansı kaynaklı EMG ve akustik gürültülerin etkisini azaltmak için klasik UV-DGM yerine KUV-DGM modülasyonu önerilmiştir. KUV-DMK yönteminde kullanılan KUV-DGM modülasyon, vektör kontrolde de kullanılan KUV-DGM modülasyon ile aynı olduğu için burda ayrıca KUV-DGM'den bahsedilmemiştir.

Literatürde rastgele UV-DMK yöntemi (RUV-DMK) kullanılan çalışmalar bulunmaktadır. Ancak KUV-DGM'li DMK yöntemi üzerine literatürde herhangi bir çalışmaya rastlanmamıştır. Bu yöntem SMSM kontrollüde kullanılarak OMG ve FMG üzerinde EMG ve akustik gürültüyü azaltığı yapılan simülasyonlarla gösterilmiştir.

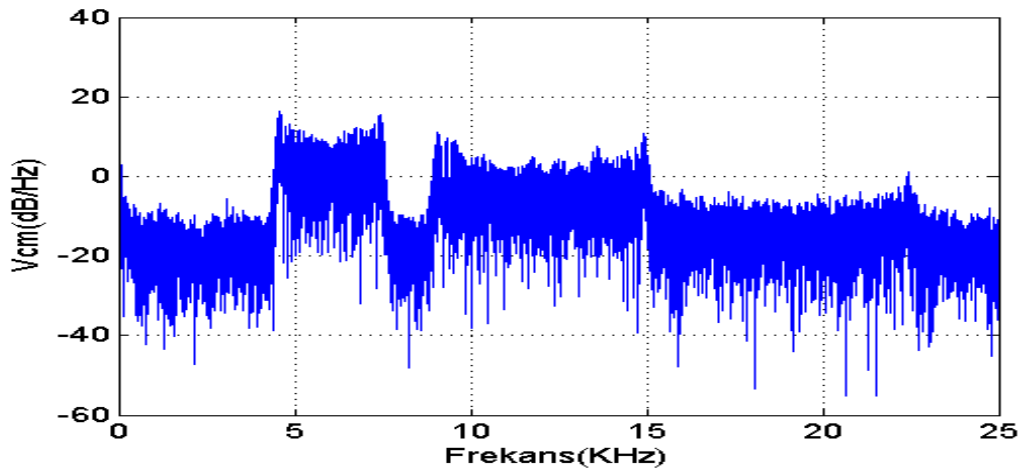
Bu yöntem için klasik UV-DMK, RUV-DMK ve KUV-DMK yöntemleri için OMG (V_{cm}) ile FMG (V_{dm}) güç spektral yoğunlukların alınarak karşılaştırma yapılmıştır. Aynı yöntemlerde stator akımı harmonik içeriği açısından karşılaştırabilmek için de stator akımı PSD değerleri alınmış ve karşılaştırılmıştır.



a)

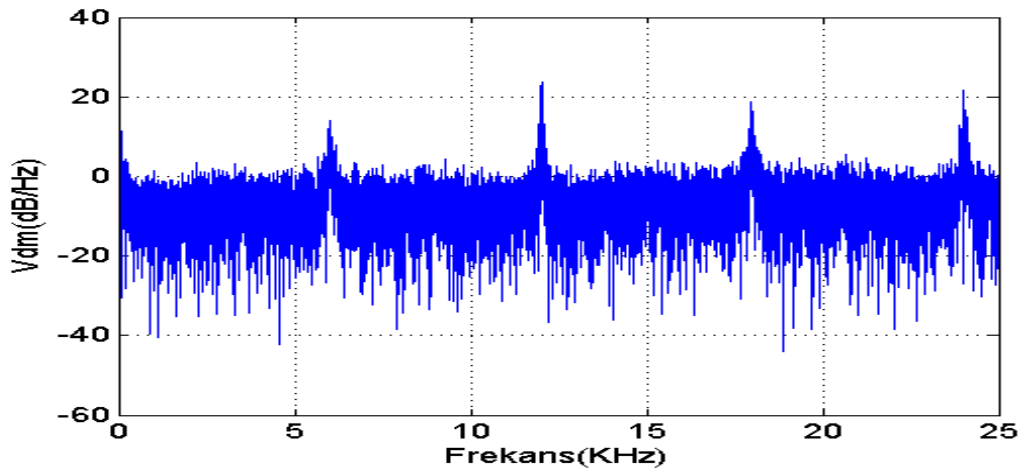


b)

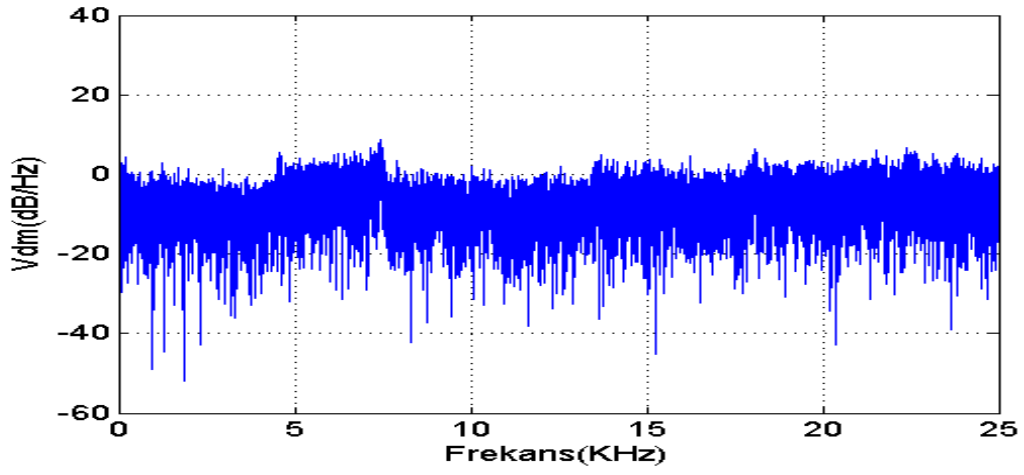


c)

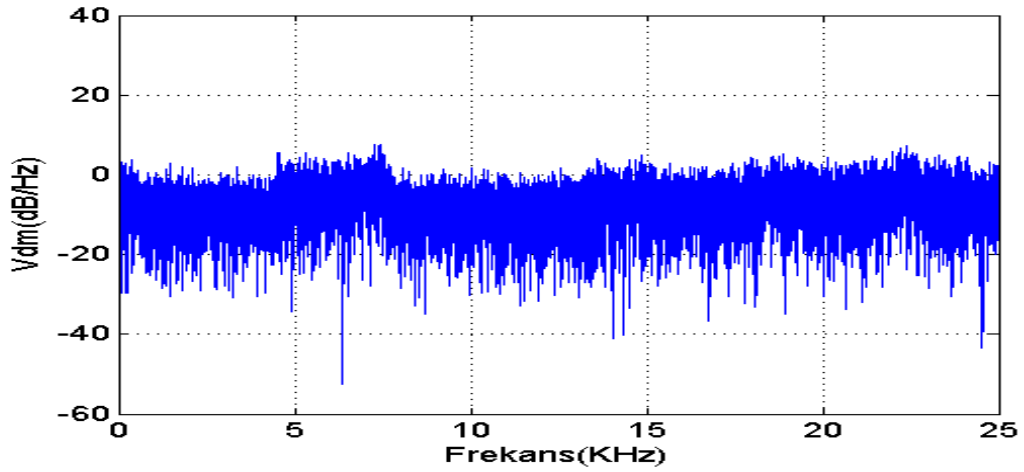
Şekil 9.7 UV-DMK V_{cm} güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik UV b) rastgele UV c) kaotik UV



a)

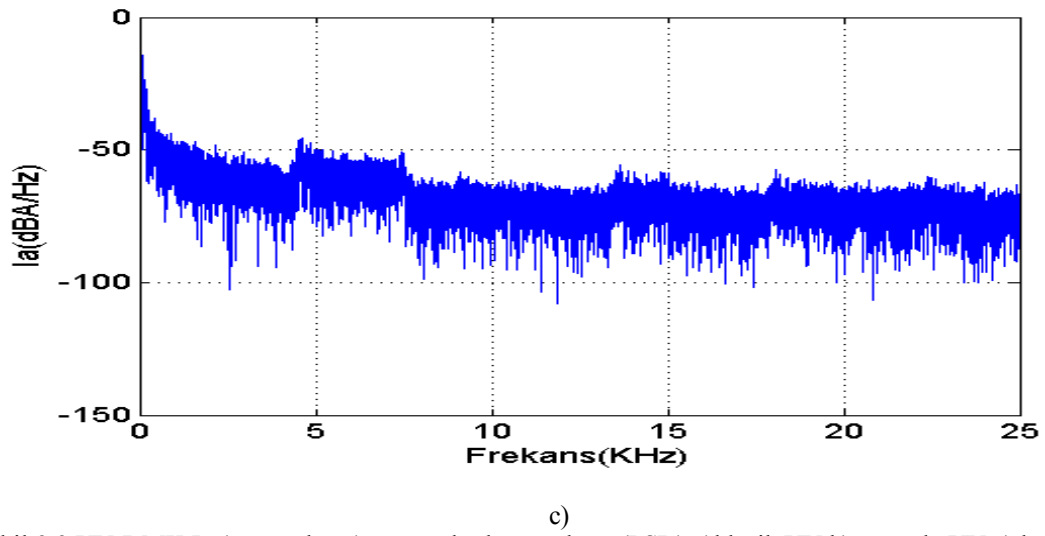
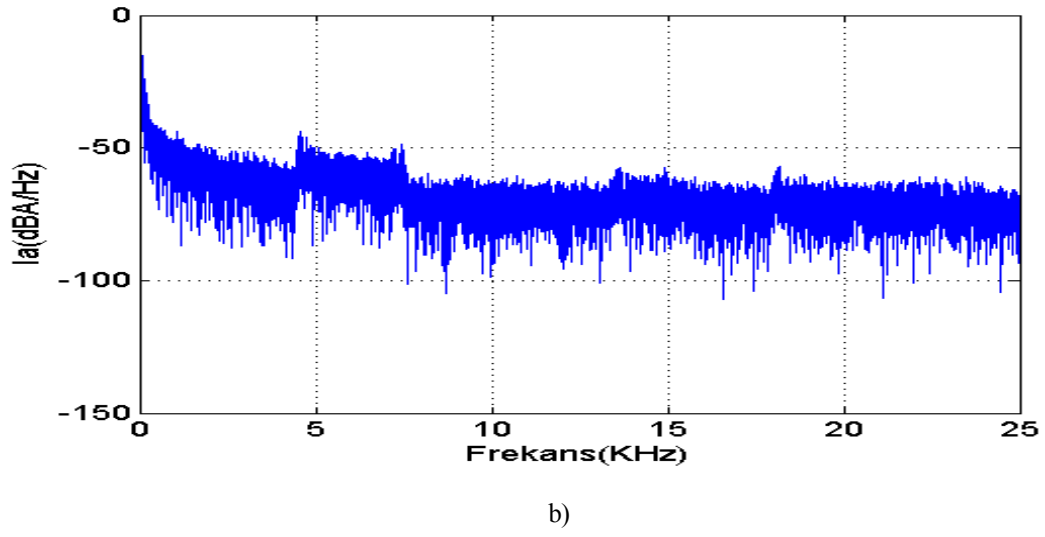
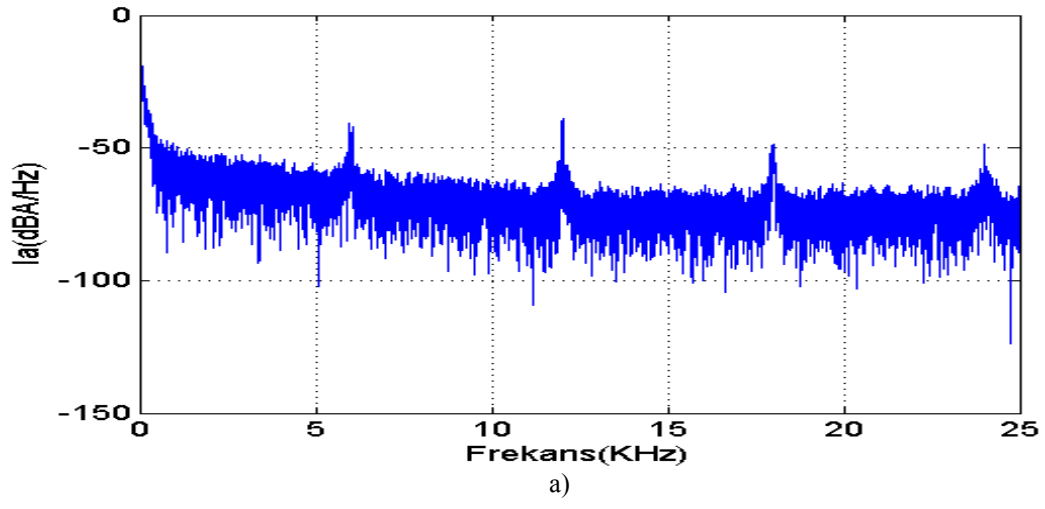


b)



c)

Şekil 9.8 UV-DMK V_{dm} güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik UV b) rastgele UV c) kaotik UV



Şekil 9.9 UV-DMK I_a (stator akımı) güç spektral yoğunluğu (PSD) a)klasik UV b) rastgele UV c) kaotik UV

Bu yöntem içinde EMG ve akustik gürültü açısından karşılaştırabilmek için OMG ve FMG ile stator akımı güç spektral yoğunlukları incelenmiştir. Burada UV-DMK, RUV-DMK ve KUV-DMK modülasyonlu yöntemler için sonuçlar alınmıştır. EMG ve rahatsız edici akustik gürültü için OMG (V_{cm}), ve FMG (V_{dm})'in PSD değerleri üzerinden karşılaştırmalar yapılmıştır. EMG için yapılan karşılaştırma 9-150 kHz aralığındaki akustik gürültü içinse (0-20) kHz aralığındaki en büyük PSD değeri, Şekil 9.7 ve Şekil 9.8'de verilen OMG ve V_{dm} spektral güç yoğunluğu sonuçlarıncan faydalanılarak Tablo 9.2 elde edilmiştir.

Tablo 9.2 Klasik UV-DMK, RUV-DMK ile KUV-DMK yöntemleri spektral güç yoğunluğu

YÖNTEMLER	Ortak Mod Gürültüleri (OMG- V_{cm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)		Fark Mod Gürültüleri (FMG- V_{dm}) (Spektral Güç Yoğunluğu)	
	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)	EMG (dB/Hz)	Akustik Gürültü (dB/Hz)
Klasik UV-DMK	18	38	23	23
RUV-DMK	10	18	7	8
KUV-DMK	10	18	6	8

Tablo 9.2 üzerinden OMG ve FMG güç yoğunlukları sonuçları incelendiğinde EMG değeri için KUV-DMK ile RUV-DMK yöntemlerinde yaklaşık aynı sonuçlar alınmıştır. Bu yöntemler klasik UV-DMK yöntemine göre ise çok daha etkin olduğu açık bir şekilde görülmektedir. Bu yöntemde EMG değeri klasik UV-DMK yöntemine göre, OMG'de 8 dB/Hz FMG'de ise 17 dB/Hz düşürüldüğü gösterilmiştir.

Akustik gürültü açısından Tablo 9.2 incelendiğinde de KUV-DMK ile RUV-DMK yöntemleri benzer sonuçlar vermiştir. Bununla birlikte bu yöntemlerde akustik gürültü klasik UV-DMK yöntemine göre, OMG'de 20 dB/Hz FMG'de ise 15dB/Hz düşürüldüğü görülmektedir.

Stator akımı PSD'sinin verildiği Şekil 9.9 incelendiğinde akım harmonik kalitesi bakımından da KUV-DMK'nın RUV-DMK yöntemi ile benzer ancak klasik UV-DMK'ya göre daha etkin olduğu görülmektedir.

Sonuç olarak sabit anahtarlama frekansına sahip klasik UV-DMK yönteminde yüksek olan EMG ve akustik gürültü kaotik anahtarlama frekansına sahip KUV-DMK yöntemi yardımı ile etkin bir şekilde azaltılmıştır.

10. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

10.1 Sonuçlar

Elektriksel ürünlerin hızlı gelişmesi ile birlikte karşımıza yeni problemler çıkmaktadır. Bunlardan önemli olanlarından biride EMG sorunudur. Hem AA hem de DA cihazlarında görülebilen EMG'yi azaltmak için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Ancak en iyi yöntem sorunun kaynağından azaltılmasıdır. EMG azaltma yöntemleri geliştirilirken uygulana bilirlüğün yanında karmaşıklık, boyut, ağırlık ve maliyet açısından da uygun olması gerekmektedir. Ayrıca sürücü sistemlerinde 20 KHz altındaki dönüştürücü anahtarlama frekanslarında meydana gelen kulağı rahatsız edici gürültüler de bir başka sorundur. Özellikle 12 KHz altındaki değerlerde akustik gürültüler ciddi bir sorun olmaktadır.

Bu çalışmada AA sürücü sistemlerinde kullanılan gerilim kaynaklı evirici kontrol işaretlerini sağlayan modülasyon yöntemleri yardımı ile EMG ve akustik gürültülerin azaltılması üzerine çalışılmıştır. Bu yöntemlerde kaotik sinyallerden yararlanarak kaotik modülasyon yöntemleri geliştirilmiş ve Matlab simulinkte gerçekleştirilmiştir.

Literatürde bilinen bu amaçla geliştirilen rastgele modülasyon yöntemleri hem EMG hem de akustik gürültüyü ciddi oranlarda azaltmıştır. Kaotik modülasyon yöntemleri rastgele modülasyon yöntemlerine alternatif olarak geliştirilmiş yöntemlerdir. Kaotik sinyaller sürekli zamanlı bir sistemden veya kaotik bir haritadan elde edilebilir. Yöntemlerde genelde lojistik haritadan faydalanıldı. Geliştirilen yöntemler, vektör kontrol yöntemi ile uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol yöntemlerinde uygulanmıştır.

Vektör kontrol yönteminde gerilim kontrollü klasik SDGM, KSDGM, KAO-YRDKM, KAO-YKDKM, KAO-RAM, KAO-KAM, klasik UV-DGM ile kaotik KUV-DGM modülasyon yöntemleri ve bu yöntemlerde kaotik sinyal yerine rastgele sinyal kullanılarak elde edilen yöntemler uygulanmıştır. Uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrol yönteminde ise klasik UV-DMK ile KUV-DMK modülasyon yöntemleri incelenmiştir.

Bütün yöntemler eşit şartlarda çalıştırılmış ve sonuçlar alınmıştır. Sonuçlar OMG ile FMG spektral güç yoğunlukları (PSD) üzerinden alınmıştır. OMG ve FMG'nin PSD değerlerinin yüksek olması hem sürücü devrede hem motor hem de çevredeki cihazlar üzerinde ciddi olumsuz etkileri vardır. Ayrıca stator akımı kalitesi açısından incelemek için stator akımı PSD'si alınmıştır. Alınan PSD üzerinden yapılan incelemede EMG için 9-150

KHz aralığındaki en büyük değer esas alınmıştır. Akustik gürültü içinse 12 KHz'in altındaki değerlere bakılmıştır. 20 KHz'in altındaki frekanslarda insan kulağı duyabiliyor ancak 12 KHz'in altındaki değerlerde kulağa ciddi rahatsızlık veriyor.

KSDGM'li AYK yönteminde klasik SDGM yöntemindeki taşıyıcı dalga frekansı kaotik yapılarak geliştirilmiştir. Bu yöntemde frekans kaotikleştirme işlemi için farklı kaotik haritalar ile chua devresi kullanılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu yöntem anahtarlama frekansı kaynaklı EMG ve gürültüyü bastırmada etkili olduğu görülmüştür. Özellikle klasik SDGM'li yöntemle göre çok iyi sonuçlar verdiğini söyleyebiliriz. Ayrıca KSDGM için farklı kaotik sinyaller kullanarak gerçekleştirilen yöntemler karşılaştırıldığında, lojistik haritalı yöntem tent ve sinüzoidal haritaya göre daha iyi olmakla birlikte aralarında çok net bir fark çıkmamıştır. Ancak chua devresi sinyali ile oluşturulan yöntem bunlara göre daha kötü sonuçlar vermiştir.

KAO-YRDKM yöntemi sabit anahtarlama frekanslı bir yöntem olarak geliştirilen bir darbe konum modülasyon yöntemidir. Bu yöntemde taşıyıcı dalga frekansı sabittir. Kapalı çevrim DSP uygulamalarında uygulama zorlukları düşünülerek geliştirilmiştir. Bu yöntem sabit anahtarlama frekanslı klasik SDGM yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Özellikle OMG üzerinde ciddi etkili olduğu görülmüştür. OMG etkisi üzerinden hem EMG hem de rahatsız edici gürültüyü bariz olarak azalttığı gözlenmiştir. Ancak FMG üzerinden yapılan karşılaştırmada klasik SDGM'e göre daha iyi olmakla birlikte OMG kadar etkili olmadığı görülmüştür. Bu yüzden FMG'de de etkili olan bir yeni karma yöntem olan KAO-YKDKM yöntemi geliştirilmiştir. KAO-YKDKM yöntemi, KAO-YRDKM yönteminde kaotik frekanslı taşıyıcı dalga kullanılarak geliştirilmiştir. Bu yöntem EMG ve akustik gürültü açısından hem OMG hem de FMG açısından diğer yöntemlere göre çok iyi sonuçlar vermiştir. Ayrıca akım kalitesi açısından da diğer yöntemlere göre daha iyi olduğu sonuçlar üzerinden gösterilmiştir.

KAO-RAM yöntemi yine sabit anahtarlama frekanslı olarak geliştirilen yeni bir kaotik anahtarlama modülasyon yöntemidir. Bu yöntemde taşıyıcı dalga frekansı sabittir. Bu yöntem sabit anahtarlama frekanslı klasik SDGM ve KAO-YRDKM yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmada KAO-RAM ile KAO-YRDKM'nin benzer oranlarda gürültüleri azalttığı gözlenmiştir. KAO-RAM yöntemi de KAO-YRDKM gibi OMG üzerinde etkili iken FMG üzerinden çok iyi sonuçlar vermemiştir. Bu yüzden FMG'de de etkili olan bir yeni karma anahtarlama modülasyon olan KAO-KAM yöntemi geliştirilmiştir. KAO-KAM yöntemi, KAO-RAM yönteminde kaotik frekanslı taşıyıcı

dalga kullanılarak geliştirilmiştir. Bu yöntem EMG ve akustik gürültü açısından hem OMG hem de FMG açısından KAO-YKDKM yöntemine benzer sonuçlar vermiştir.

KUV-DGM’li AYK yöntemi klasik UV-DGM modülasyonunda anahtarlama frekansı kaotikleştirilerek geliştirilen bir yöntemdir. Bu yöntemde klasik UV-DGM yöntemine göre oldukça etkili sonuçlar vermiştir. Hem EMG hem de akustik gürültü bakımından yapılan karşılaştırmada iyi sonuçlar vermiştir. Ancak KSDGM yöntemleri kadar etkili olmadığı görülmüştür.

KUV- DMK yöntemi, klasik DMK yöntemini iyileştirmek için geliştirilen UV-DGM’li DMK yönteminde KUV-DGM yöntemi kullanarak elde edilen yeni bir yöntemdir. Bu yöntem için yapılan karşılaştırmada KUV-DMK yönteminin, klasik UV-DMK yöntemine göre hem EMI ve akustik gürültü azaltmada hem de akım kalitesi bakımından daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Geliştirilen bütün yöntemlerde kaotik sinyal yerine rastgele sinyal kullanarak eşit şartlarda elde edilen sonuçlar da alınmıştır. Bütün yöntemlerde de kaotik sinyal ile rastgele sinyal kullanılarak elde edilen yöntemler birbirine yakın sonuçlar vermiştir. Zaten bunlar yapı olarak çok benzer sinyallerdir. Ancak kaotik sinyallerin basit, daha kolay ve daha ucuz elde edilmesi, aynı zamanda başlangıç koşullarına hassas bağlı olma özelliği ile değişkenlik seçeneği olmasından dolayı, kaotik sinyalli modülasyon yöntemlerini rastgele sinyalli modülasyon yöntemlerine göre tercih edilebilir.

10.2 Öneriler

- Kaotik uzay vektör modülasyonlu yöntemler, kaotik sinüzoidal DGM’li yöntemler kadar iyi sonuçlar vermemektedir. Literatürdeki çalışmalarda da buna vurgu vardır. Bu yüzden uzay vektör modülasyonlu yöntemler için karma modülasyon yöntemleri geliştirilerek daha sonuçlar alınabilir.
- Önerilen yöntemlerde kullanılan algoritma DA dönüştürücülerine uyarlanarak, DA dönüştürücülerinde EMG azaltma çalışılabilir.
- Sürücü sistemlerinde EMG sadece evirici kaynaklı değildir. Doğrultucu devresinden kaynaklı Elektromanyetik gürültüler de meydana gelir. Sürücü sisteminde doğrultucu kaynaklı EMG azaltma üzerine çalışılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Li, H., 2009. Reduction of electromagnetic interference in DC-DC converters with chaos control, Doctor of Philosophy, Fernuniversitaet University, Hagen, Germany
- [2] Tuncay, N., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., 2003. Güç Elektroniği, Literatür yayınları, İstanbul
- [3] Poljak, D., 2007. Advanced Modeling in Computational Electromagnetic Compatibility, John Wiley, New Jersey
- [4] Lai, Y. S., Chang, Y.T. and Chen, B.Y., 2013. "Novel random-switching PWM technique with constant sampling frequency and constant inductor average current for digitally controlled converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3126–3135
- [5] Lim, Y.C., Wi, S.O., Kim, J.N. and Jung, Y.G., 2010. "A pseudorandom carrier modulation scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 797-805
- [6] Chau, K. T. and Wang, Z., 2011. Chaos in Electric Drive Systems-Analysis, Control and Application. Singapore: Wiley
- [7] Li, H. Liu, Y. Lü, J. Zheng, T. and Yu, X., 2014. "Suppressing EMI in Power Converters via Chaotic SPWM Control Based on Spectrum Analysis Approach" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp.6128-6136
- [8] Wang, Z., Chau, K.T. and Liu, C.H., 2007. "Improvement of electromagnetic compatibility of motor drives using chaotic PWM," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, pp. 2612-2614
- [9] Zhang, Z., Chau, K. T., Wang, Z. and Li, W., 2011. "Improvement of electromagnetic compatibility of motor drives using hybrid chaotic pulse width modulation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 4018- 4021
- [10] Li, H., Li, Z., Zhang, B., Wang, F. Tan, N. and Halang, W.A., 2010. "Design of analogue chaotic PWM for EMI suppression," *IEEE Trans. Electromagn.* vol. 52, no. 4, pp. 1001-1007
- [11] Yang, R., Zhang, B., Qiu, D. and Liu, Z., 2009. "Time-frequency and wavelet transforms of EMI dynamic spectrum in chaotic converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 1083-1092
- [12] Jiang, D., Wang, F. and Xue, J., 2013. "PWM impact on CM noise and AC CM choke for variable-speed motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 2, pp. 963–972
- [13] Hava, A. M., and Çetin, N. O., 2011. "A generalized scalar PWM approach with easy implementation features for three-phase, three-wire voltage-source inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 5, pp. 1385-1395
- [14] Ün, E. and Hava, A. M., 2009. "A Near-State PWM Method With Reduced Switching Losses and Reduced Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 2, pp. 782-793
- [15] Hou, C.-C., Shih, C.-C., Cheng, P.-T. and Hava, A.M., 2013. "Common-mode voltage reduction pulse width modulation techniques for three-phase grid connected converters," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 28, no. 4, pp. 1971-1979

- [16] **Huang, J. and Shi, H.**, 2014. "Reducing the common-mode voltage through carrier peak position modulation in an SPWM three-phase inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4490-4495
- [17] **Kimball, J. W. and Zawodniok, M.**, 2011. "Reducing common-mode voltage in three-phase sine-triangle PWM with interleaved carriers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2229-2236
- [18] **Kwak, S. and Mun, S.**, 2015. "Model Predictive Control Methods to Reduce Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 5019-5034
- [19] **Piazza, M.C.Di, Tine, G. and Vital, G.**, 2008. "An improved active common mode voltage compensation device for induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1823-1834
- [20] **Huang, J. and Shi, H.** 2015. "A Hybrid Filter for the Suppression of Common-Mode Voltage and Differential-Mode Harmonics in Three-Phase Inverters With CPPM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 3991-4000
- [21] **Xing, L. and Sun, J.**, 2012. "Conducted common-mode EMI reduction by impedance balancing," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1084-1089
- [22] **Zhang, D., Wang, F., Burgos, R. and Boroyevich, D.**, 2011. "Common-Mode Circulating Current Control of Paralleled Interleaved Three-Phase Two-Level Voltage-Source Converters With Discontinuous Space-Vector Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3925-3935
- [23] **Magdun, O. and Binder, A.**, 2014. "High-frequency induction machine modeling for common mode current and bearing voltage calculation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 1780-1790
- [24] **Tian, K. Wang, J., Wu, B. and Xu, D.**, 2014. "A New Space Vector Modulation Technique for Common-Mode Voltage Reduction in both Magnitude and Third-Order Component," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 5472-5478
- [25] **Wang, S., Maillet, Y. Y., Wang, F., Boroyevich, D. and Burgos, R.**, 2010. "Investigation of Hybrid EMI Filters for Common-Mode EMI Suppression in a Motor Drive System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 1034-1045
- [26] **Chen, P.-S. and Lai, Y.-S.**, 2010. "Effective EMI Filter Design Method for Three-Phase Inverter Based Upon Software Noise Separation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2797-2806
- [27] **Kovacevic, I.F., Friedli, T., Muesing, A.M. and Kolar, J.W.**, 2014. "3-D Electromagnetic Modeling of EMI Input Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 231-242
- [28] **Hedayati, M.H. and John, V.**, 2015. "Filter Configuration and PWM Method For Single-Phase Inverters With Reduced Conducted EMI Noise," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3236-3243
- [29] **Huang, H. Deng, L., Hu, B. and Wei, G.**, 2013. "Techniques for Improving the High-Frequency Performance of the Planar CM EMI Filter," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 55, no. 5, pp. 901-908
- [30] **Luo, F., Dong, D., Boroyevich, D., Mattavelli, P. and Wang, S.**, 2014. "Improving High-Frequency Performance of an Input Common Mode EMI Filter Using an Impedance-Mismatching Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5111-5115

- [31] **Raggl, K., Nussbaumer, T. and Kolar, J. W.** 2010. "Guideline for a simplified differential-mode EMI filter design," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 1031-1040
- [32] **Toure, B., Schanen, J. L., Gerbaud, L., Meynard, T., Roudet, J. and Ruelland, R.**, 2013. "EMC modeling of drives for aircraft applications: Modeling process, EMI filter optimization, and technological choice," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1145-1156
- [33] **Pairedamonchai, P., Suwankawin, S. and Sangwongwanich, S.**, 2009. "Design and implementation of a hybrid output EMI filter for high-frequency common-mode voltage compensation in PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1647-1659
- [34] **Ji, J., Wu, W., He, Y., Lin, Z., Blaabjerg, F. and Chung, H. S.**, 2015. "A Simple Differential Mode EMI Suppressor for the LLCL-Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Transformerless Inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 62, no. 7, pp. 4141-4147
- [35] **Kaboli, S., Mahdavi, J. and Agah, A.**, 2007. "Application of Random PWM Technique for Reducing the Conducted Electromagnetic Emissions in Active Filters," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 54, no. 4, pp. 2333-2343
- [36] **Kirilin, R. L., Lascu, C. and Trzynadlowski, A. M.**, 2011. "Shaping the Noise Spectrum in Power Electronic Converters," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 58, no. 7, pp. 2780-2788
- [37] **Lim, Y., Jung, Y., Oh, S. and Kim, J.**, 2012. "A Two-Phase Separately Randomized Pulse Position PWM (SRP-PWM) Scheme With Low Switching Noise Characteristics Over the Entire," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 362-369
- [38] **Qi, C., Chen, X. and Qiu, Y.**, 2013. "Carrier-based randomized pulse position modulation of an indirect matrix converter for attenuating the harmonic peaks," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3539-3548
- [39] **Oh, S.-Y., Jung, Y.-G., Yang, S.-H. and Lim, Y.-C.**, 2009. "Harmonic-Spectrum Spreading Effects of Two-Phase Random Centered Distribution PWM (DZRCDD) Scheme With Dual Zero Vectors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 3013-3020
- [40] **Chai, J. Y., Ho, Y. H., Chang, Y. C. and Liaw, C. M.**, 2008. "On acoustic-noise-reduction control using random switching technique for switch-mode rectifiers in PMSM drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1295-1309
- [41] **Trzynadlowski, A. M., Borisov, K., Li Y. and Qin, L.**, 2005. "A Novel Random PWM Technique With Low Computational Overhead and Constant Sampling Frequency for High-Volume, Low-Cost Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 116-122
- [42] **Bech, M. M., Blaabjerg, F. and Pedersen, J. K.**, 2000. "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 753-761
- [43] **Tse, K. K., Chung, H., S. H., Hui, S. Y. and So, H. C.**, 2000. "Analysis and spectral characteristics of a spread-spectrum technique for conducted EMI suppression," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 2, pp. 399-410
- [44] **Fardoun A. A., and Ismail, E. H.**, 2009. "Reduction of EMI in AC drives through dithering within limited switching frequency range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 804-811

- [45] **Mathe, L., Lungeanu, F., Sera, D., Rasmussen, P. O. and Pedersen, J. K.,** 2012. "Spread Spectrum Modulation by Using Asymmetric-Carrier Random PWM" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3710-3718
- [46] **Khan, H., Miliani, E. H. and Drissi, K. E. K.,** 2012. "Discontinuous random space vector modulation for electric drives: A digital approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 12, pp. 4944-4951
- [47] **Guoqiang, C., Zhihong, W., Yuan, Z. and Junwei, Z.,** 2012. "Realization of Random Space Vector Pulse Width Modulation Based on Infineon Tricore TC1767/TC1797," *Int. J. Digit. Content Technol. its Appl.*, vol. 6, no. 20, pp. 624-632
- [48] **Kim, K.-S., Jung, Y.-G. and Lim, Y.-C.,** 2009. "A New Hybrid Random PWM Scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 192-200
- [49] **Tse, K. K., Chung, H.S-H., Hui, S.Y.R. and So, H.C.,** 2002. "A comparative study of carrier-frequency modulation techniques for conducted EMI suppression in PWM converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 3, pp. 618-627
- [50] **Xu, Y., Yuan, Q., Zou, J. and Li, Y.,** 2012. "Analysis of Triangular Periodic Carrier Frequency Modulation on Reducing Electromagnetic Noise of Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4424-4427
- [51] **Zhang, B. and Wang, X.,** 2015. *Chaos Analysis and Chaotic EMI Suppression of DC-DC Converters*, Wiley-IEEE Press, Singapore
- [52] **Özer, A. B.,** 2005, *Elektriksel sürücü sistemlerinde doğrusal olmayan olguların kaotik analizi ve yumuşak hesaplama yöntemleri ile denetimi*, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.
- [53] **Ozer, A. B.,** 2010. "CIDE: Chaotically Initialized Differential Evolution" *Expert Systems with Applications*, vol.37, no.6 pp.4632-4641
- [54] **Ye, S. and Chau, K.T.** "Chaotization of DC motors for industrial mixing," *IEEE Transactions on Ind. Electron.*, vol. 54, No. 4, 2007, pp. 2024-2032
- [55] **Li, Z., Park, J.B., Joo, Y.H., Zhang, B. and Chen, G.** 2002. "Bifurcations and chaos in a permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Circuit and sist.*, vol. 49, no. 3, pp. 383-387
- [56] **Na, S. H., Jung, Y. G., Lim, Y. C. and Yang, S. H.,** 2002. "Reduction of audible switching noise in induction motor drives using random position space vector PWM," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 149, no. 3, pp.195– 200
- [57] **Habetler, T. G. and Divian, D. M.,** 1991. "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 3, pp. 356-363
- [58] **Borisov, K., Calvert, T.E., Kleppe, J.A., Martin, E. and Trzynadlowski, A. M.,** 2006. "Experimental investigation of a naval propulsion drive model with the PWM-based attenuation of the acoustic and electromagnetic noise," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 450-457
- [59] **Gonzalez, A. R.- Gutierrez, M.J. M, Hidalgo, F. P, Merino, F. V, and Larrubia., J. R. H.,** 2010. "Reducing Acoustic Noise Radiated by Inverter-Fed Induction Motors Controlled by a New PWM Strategy," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 228-236
- [60] **Ertan, H. B. and Balkan, N.,** 2004. "Comparison of PWM and PFM induction drives regarding audible noise and vibration for household applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 6, pp. 162-1628

- [61] **Petras, I.**, 2009. "Chaos in the fractional-order Volta's system: modeling and simulation," *Nonlinear Dynamics.*, Vol.57, no.1, pp.157-170
- [62] **Sünter, S. and Altun H.**, 2005. "Control of a permanent magnet synchronous motor fed by a direct AC-AC converter," *Electrical Engineering*, vol.87, no.2, pp. 83-92
- [63] **Krishnan, R.M.**, 2001. *Electric Motor Drives, Modeling, Analysis and Control*, prentice hall.
- [64] **Vas, P.** 1998, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, New York.
- [65] **Özgenel, M.C.**, 2003, Kalıcı mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol tekniği ile denetimi, Gazi Üniversitesi, doktora tezi, Ankara.
- [66] **Pillay P. and Krishnan, R.**, 1988. "Modeling of permanent magnet motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.35, pp.537-541.
- [67] **Zheng, W.**, 2008. *Chaoization and stabilization of electric motor drives and their industrial applications*, Doctor of Philosophy, The University of Hong Kong, Hong Kong
- [68] **Duff, W.G.**, 2011., *Designing Electronic Systems for EMC*, SciTech Publishing, Raleigh
- [69] **Xie, L. Ruan, X., Ji, Q. and Ye, Z.**, 2015. "Shielding-Cancelation Technique for Suppressing Common-Mode EMI in Isolated Power Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 2814-2822
- [70] **Karthikeyan, C.** 2013. *Electromagnetic Interference Mitigation For Quasi-Square Wave Mode PWM Inverter Fed AC Drives*, Anna University, Chennai
- [71] **Mathe, L.**, 2010. *Product sound: Acoustically pleasant motor drives*, Doctor of Philosophy, Aalborg University, Denmark
- [72] **Asker, M.E.**, 2009. Sürekli mıknatıslı senkron motorlara vektör ve doğrudan moment kontrol yöntemlerinin uygulanması, yüksek lisans tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.
- [73] **Sarioğlu, K. Gökaşan, M. ve Boğosyan, S.**, 2003. *Asenkron Motorlar ve Kontrolü*, Birsen yayınları, İstanbul
- [74] **Bose, B.K.**, 1989. "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.35, no.1, pp.160-177
- [75] **Luukko, J.**, 2000, *Direct torque control of permanent magnet synchronous machines analysis and implementation*, Doctor of Philosophy, Diss Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta.
- [76] **Bakan, A.F.**, 2002. *Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi*, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- [77] **Tang, L., Zhong, L., Rahman, M. F. and Hu, Y.**, 2004. "A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Flux and Torque and," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 346-354
- [78] **Zhang, Z., Tang, R., Bai, B. and Xie, D.**, 2010. "Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 3133-3136
- [79] **Zhong, L. Rahman, M.F., Hu, W. and Lim, K.** 1997. "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 528-536

- [80] **Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W. and Qu, L.,** 2014. "A Space-Vector-Modulated Sensorless Direct-Torque Control for Direct-Drive PMSG Wind Turbines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2331–2341
- [81] **Buja, G. S. and Kazmierkowski, M. P.,** 2004. "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757
- [82] **Zhang, Y., Zhu, J., Xu, W. and Guo, Y.,** 2011. "A simple method to reduce torque ripple in direct torque-controlled permanent-magnet synchronous motor by using vectors with variable amplitude and angle," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2848–2859
- [83] **Gowri, K. S. Reddy, T. B. and Babu, C. S.,** 2010. "Direct torque control of induction motor based on advanced discontinuous PWM algorithm for reduced current ripple," *Electr. Eng.*, vol. 92, no. 7–8, pp. 245–255
- [84] **Casadei, D., Serra, G. and Tani, K.,** 2000. "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 769–777
- [85] **Zare, F.,** 2011. *Electromagnetic Interference Issues in Power Electronics and Power Systems*, Bentham science Publishers
- [86] **Zare, F.,** 2009. EMI issues in modern power electronic systems. *The IEEE EMC Society Newsletters*, pp. 53-58.
- [87] **Ün E. ve Hava, A.M.,** 2007. "Gerilim Kaynaklı Eviricilerde Ortak Mod Gerilimi, Akımı, Etkileri ve Bastırılma Yöntemleri" 12. Ulusal Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Kongresi, 14-18 Kasım, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Eskişehir, sayfa 33-38.
- [88] **Çetin, N. O. ve Hava, A.M.,** 2010. "Gerilim Kaynaklı Eviricilerde Ortak Mod Gerilimi ve Akımının Pasif Yöntemlerle Azaltılması," ELECO 2010, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, 2-5 Aralık, Bursa, sayfa 288-292

ÖZGEÇMİŞ

Mehmet Emin ASKER

measker@dicle.edu.tr

1976’de Diyarbakır’ın kulp ilçesinde doğdu. İlköğrenimini kulp’ta, orta ve lise eğitimini Diyarbakır’da tamamladı. 1993-1997 yılları arasında Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans eğitimi aldı. Lisanstan mezun olduktan sonra, AG-OG tesisleri üzerine bir buçuk yıl çalıştı. 1999-2007 yılları arasında DÜ Şırnak Meslek Yüksekokulunda Elektrik Programında Okutman olarak çalıştı. 2006-2009 yılları arasında Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Elektrik Makineleri Anabilim dalında yüksek lisansını yaptı. 2010 yılında Fırat üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Elektrik Makineleri Anabilim dalında doktora eğitimine başladı. 2007 yılında DÜ Diyarbakır Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu Elektrik Programına öğretim görevlisi olarak atandı ve halen Dicle Üniversitesi personeli olarak çalışmaya devam etmektedir.