

T.C.
EGE ÜNİVERSİTESİ
Fen Bilimleri Enstitüsü

GAN-FET TABANLI YÜKSEK HIZLI MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI

Cenk KILIÇ

Danışman : Prof. Dr. Erkan MEŞE

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı

İzmir
2021







EGE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI**

EÜ Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin ilgili hükümleri uyarınca Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “GaN-Fet Tabanlı Yüksek Hızlı Motor Sürücü Tasarımı” başlıklı bu tezin kendi çalışmam olduğunu, sunduğum tüm sonuç, doküman, bilgi ve belgeleri bizzat ve bu tez çalışması kapsamında elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara atıf yaptığımı ve bunları kaynaklar listesinde usulüne uygun olarak verdiğimi, tez çalışması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını, bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya diğer bir üniversitede başka bir tez çalışması içinde sunmadığımı, bu tezin planlanmasından yazımına kadar bütün safhalarda bilimsel etik kurallarına uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul edeceğimi beyan ederim.

29/12/2021

Cenk KILIÇ



ÖZET**GAN-FET TABANLI YÜKSEK HIZLI MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI**

KILIÇ, Cenk

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Erkan MEŞE

Aralık 2021, 80 sayfa

Bu tezde, günümüzde birçok alanda ihtiyaç duyulan yüksek hızlı elektrik motorları için sürücü sistemi tasarlanmıştır. Sabit mıknatıslı motorlar yüksek hızlı uygulamalar alanında öne çıkmıştır. Düşük faz endüktansına sahip yüksek hızlı motorlarda akım dalgalanmaları sistem performansını önemli ölçüde düşürmektedir. Motor sürücü sisteminde son zamanlarda yaygın olarak kullanılan yarı iletken güç anahtarı olan ve diğer yarı iletken güç anahtarlarına göre daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilen GaN-Fet kullanılmıştır. GaN-Fet'in bu özelliği kullanılarak, yüksek hızlı motor sürücüler için literatürde yapılan çok seviyeli evirici devreleri yerine iki seviyeli evirici devresi kullanılmıştır.

Motor sürücü sistemi gerilim ve akım kaynaklı eviriciler olmak üzere MATLAB/Simulink ortamında modellenmiş ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Gerçek zamanlı uygulamalar için gerilim kaynaklı TI-TIDA Boost XL üç fazlı GaN-Inverter devresi kullanılmıştır. Bu çalışmada ARM-Cortex H7 versiyonuna sahip çift çekirdekli STM32H747-XI işlemcisi kullanılmıştır. Motor sürücü algoritması Cube-MX ve Keil programları ile derlenmiştir.

Deneysel çalışmalarda anahtarlama frekansı 100 kHz değerine çıkartılmıştır. Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalar için çoklu örnekleme PWM metodu önerilmiştir. PWM döngüsünün örnekleme frekansı arttıkça çıkış akımlarının toplam harmonik bozulması azalmıştır. Bu yüzden anahtarlama frekansının kullanılan işlemcinin maksimum zamanlayıcı çözünürlüğü ve toplam algoritma süresi de göz önüne alınarak seçilmesi gerektiği gösterilmiştir. Gömülü kontrolcüde PWM işleminin başka bir işlem yapılırken kesilmemesi için çift çekirdekli işlemci kullanılmıştır.

Anahtar Sözcükler: GaN-Fet, Yüksek Hızlı Motor Sürücü, Gerilim Kaynaklı Evirici, Akım Kaynaklı Evirici, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu, Alan Yönlendirmeli Kontrol

ABSTRACT**DESIGN OF GAN-FET BASED HIGH SPEED MOTOR DRIVE**

KILIÇ, Cenk

MSc in Electrical-Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Erkan MEŞE

December 2021, 80 pages

In this thesis, a drive system is designed for high speed electric motors, which are needed in many fields today. Permanent magnet motors have come to the fore in high speed applications. Current fluctuations in high speed motors with low phase inductance significantly reduce system performance. GaN-Fet, which is a widely used semiconductor power switch recently and can operate at higher switching frequencies than other semiconductor power switches, has been used in the motor drive system. By using this feature of GaN-Fet, a two-level inverter circuit is used instead of the multi-level inverter circuits made in the literature for high speed motor drives.

The motor driver system was modeled in MATLAB/Simulink environment, including voltage and current source inverters, and simulation results were obtained. Voltage sourced TI-TIDA Boost XL three-phase GaN-Inverter circuit is used for real-time applications. In this study, dual-core STM32H747-XI processor with ARM-Cortex H7 version is used. Motor driver algorithm is compiled with Cube-MX and Keil programs.

In experimental studies, the switching frequency was increased to 100 kHz. Multi-sampling PWM method is proposed for high switching frequency applications. As the sampling frequency of the PWM loop increased, the total harmonic distortion of the output currents decreased. Therefore, it has been shown that the switching frequency should be chosen considering the maximum timer resolution of the processor and the total algorithm time. A dual-core processor is used in the embedded controller so that the PWM process is not interrupted while another process is being performed.

Keywords: GaN-Fet, High Speed Motor Driver, Voltage Source Inverter, Current Source Inverter, Space Vector PWM, Field Oriented Control

ÖNSÖZ

Günümüzde elektrik makinaları birçok alanda kullanılmaktadır. Yüksek hızlı çalışma gerektiren motor sürücü uygulamaları için yeni bir güç anahtarı olan GaN-Fet'in kullanımı giderek artmaktadır. GaN-Fet diğer yarı iletken güç anahtarlarıyla karşılaştırıldığında daha yüksek anahtarlama frekanslarında daha verimli çalışabilmektedir. Bu nedenle GaN-Fet yüksek hızlı motor sürücü uygulamaları açısından uygun bir yarı iletken güç anahtarıdır. Literatürde verilen yüksek hızlı uygulamalar için düşük anahtarlama frekanslı çok seviyeli evirici yapılarına göre daha az sayıda yarı iletken güç anahtarı kullanan ve daha basit kontrol edilebilen bir sistem tasarlanabilir. Motor sürücü sisteminde çıkış akımlarında düşük harmonik bozulma, tork dalgalanması ve çıkış filtresi ihtiyacı olmayan yüksek verimli bir sistem tasarımı mümkündür. Bu çalışmada, GaN-Fet kullanılarak yüksek anahtarlama frekansı ile çalışan yüksek hızlı bir motor sürücü sistemi tasarlanması hedeflenmektedir.

İZMİR

29/12/2021

Cenk KILIÇ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	vii
ABSTRACT	ix
ÖNSÖZ	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xviii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xxvi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xxviii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı ve Literatüre Katkıları.....	2
1.2 Tezin Özeti ve Taslağı.....	7
1.3 Konferans Çalışmaları	9
2. GaN-FET YARI İLETKEN GÜÇ ANAHTARI	10
3. SABİT MIKNATISLI MOTORLAR.....	13
3.1 FDAM Motor Modeli	14
3.2 Eksen Takımı Dönüşümleri	17
3.2.1 Clarke Dönüşümü	17
3.2.2 Park Dönüşümü	17
3.2.3 Ters Clarke Dönüşümü	18
3.2.4 Ters Park Dönüşümü	18
3.2.5 Clarke & Park Dönüşümü	18
3.2.6 Ters Clarke & Ters Park Dönüşümü	18

İÇİNDEKİLER (devam)

4.	EVİRİCİ DEVRELERİ.....	20
4.1	Akım Kaynaklı Evirici (AKE).....	20
4.2	Gerilim Kaynaklı Evirici (GKE).....	21
5.	UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (UVDGM).....	22
5.1	GKE için UVDGM Algoritması.....	22
5.2	AKE için UVDGM Algoritması.....	24
6.	MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ.....	27
6.1	Altı Adım Kontrol.....	27
6.2	Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK).....	28
6.3	Kontrolcü Tasarımları.....	30
6.3.1	Akım Kontrolcüsü Tasarımı	31
6.3.2	Hız Kontrolcüsü Tasarımı.....	32
7.	SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI.....	33
7.1	Açık çevrim Altı Adım Kontrol.....	33
7.2	Kapalı Çevrim Altı Adım Kontrol	34
7.3	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM).....	35
7.4	Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK).....	48
8.	TEST ÇALIŞMALARI.....	60
9.	SONUÇLAR.....	72

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1 Yüksek hız kavramı için motor topolojileri karşılaştırılması (A. Borisavljevic, 2012).....	1
Şekil 2.1 Yarı iletken güç anahtarları fiziksel özellikleri (J. Millán etc. Al.,2014)	10
Şekil 2.2 Yarı iletken güç anahtarlarının iletim ve anahtarlama kayıpları ile karşılaştırılması (J. Kim, S. Kim, W. Oh and S. Park, 2018)	11
Şekil 2.3 Yarı iletken güç anahtarlarının verimlilik karşılaştırılması (F. M. Shah, H. M. Xiao, R. Li, M. Awais, G. Zhou and G. T. Bitew, 2018).....	12
Şekil 2.4 Motor sürücü devresi üzerinde GaN ve Si kayıp analizi (Y. Nakayama et al, 2019)	12
Şekil 3.1 SMM g-emk dalga şekli a) SMSM, b) FDAM (Sang-Hoon Kim, 2017)	13
Şekil 3.2 FDAM motor fiziksel yapısı (Sang-Hoon Kim, 2017).....	14
Şekil 3.3 FDAM elektriksel eşdeğer devresi	14
Şekil 3.4 Eksen takımları	17
Şekil 3.5 Eksen takımları ve dalga şekilleri.....	19
Şekil 3.6 Eksen takımları dönüşümleri.....	19
Şekil 4.1 Akım kaynaklı evirici	20
Şekil 4.2 Gerilim kaynaklı evirici.....	21

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil 5.1 GKE için UVDGM sektörleri ve gerilim vektörleri	22
Şekil 5.2 GKE için UVDGM gerilim vektörleri ve anahtar durumları.....	23
Şekil 5.3 AKE için UVDGM sektörleri ve akım vektörleri.....	24
Şekil 5.4 AKE için UVDGM vektörleri ve anahtar durumları	25
Şekil 6.1 Altı adım açık çevrim kontrol şeması	27
Şekil 6.2 Altı adım kapalı çevrim hız kontrol şeması	28
Şekil 6.3 Altı adım kapalı çevrim hız ve akım kontrol şeması	28
Şekil 6.4 AYK blok şeması.....	29
Şekil 6.5 PI kontrolcü blok şeması.....	30
Şekil 7.1 Açık çevrim altı adım kontrol hız grafiği (a) $V_{DC}=12$ V (b) $V_{DC}=24$ V.....	33
Şekil 7.2 Kapalı çevrim altı adım hız kontrolü hız grafiği.....	34
Şekil 7.3 Altı adım kapalı çevrim kontrol (a) Üç fazlı motor akımları, (b) Motor torku	34
Şekil 7.4 Açık çevrim UVDGM blok şeması (a) GKE, (b) AKE.....	35
Şekil 7.5 Açık çevrim UVDGM (a) Sektörler, (b) Vektör Süreleri, (c) Uzay vektörleri, (d) UVDGM açısı	36
Şekil 7.6 GKE için açık çevrim UVDGM, $f_{spwm}=500$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si.....	37
Şekil 7.7 GKE için açık çevrim UVDGM $f_{spwm}=1$ Mhz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si	38

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil 7.8 AKE için açık çevrim UVDGM $f_{spwm}=1$ Mhz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si.....	39
Şekil 7.9 AKE için açık çevrim UVDGM $f_{spwm}=1$ Mhz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si.....	40
Şekil 7.10 Kapalı çevrim UVDGM blok diagramı (a) GKE, (b) AKE	41
Şekil 7.11 Eksen dönüşümleri için açış değeri.....	41
Şekil 7.12 Kapalı çevrim UVDGM blok diagramı ve örnekleme frekansları	42
Şekil 7.13 GKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si.....	42
Şekil 7.14 GKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s=100$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si	43
Şekil 7.15 GKE için kapalı çevrim UVDGM, $m_a=0.5$ (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si.....	44
Şekil 7.16 AKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si.....	45
Şekil 7.17 AKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s=100$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si	46
Şekil 7.18 AKE için kapalı çevrim UVDGM, $m_a=0.5$ (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si.....	47
Şekil 7.19 AYK blok şeması (a) GKE, (b) AKE	48
Şekil 7.20 AYK döngüleri ve örnekleme frekansları	49
Şekil 7.21 GKE için $n=10$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD (c) Tork	50

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil 7.22 GKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork	51
Şekil 7.23 AKE için $n=10$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork	52
Şekil 7.24 AKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork	53
Şekil 7.25 GKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz, $T_e=0.6$ Nm (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork	55
Şekil 7.26 AKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz, $T_e=0.6$ Nm (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork	56
Şekil 7.27 GKE için $n=25$ krpm, $f_s=100$ kHz. (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork	57
Şekil 7.28 AKE için $n=25$ krpm, $f_s=100$ kHz için, (a) çıkış akımları, (b) THD ve (c) tork	58
Şekil 8.1 TI-Boost XL GaN-Inverter	60
Şekil 8.2 STM32H747xI mikro denetleyicisi	61
Şekil 8.3 Sektör algoritması	62
Şekil 8.4 Vektör süreleri	63
Şekil 8.5 Uzay vektörleri	63
Şekil 8.6 Gömülü kontrolcü için UVDGM algoritması	64
Şekil 8.7 $F_s=50$ kHz için Cortex-M7 işlem süresi	65
Şekil 8.8 $F_s=50$ kHz için Cortex-M4 işlem süresi	66

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil 8.9 $F_s=50$ kHz için TIM8 CH1 ve CH1N PWM sinyalleri	66
Şekil 8.10 $F_s=50$ kHz için çıkış akımı ve harmonik içeriği	67
Şekil 8.11 $F_s=100$ kHz için Cortex-M7 işlem süresi	67
Şekil 8.12 $F_s=100$ kHz için Cortex-M4 işlem süresi	68
Şekil 8.13 $F_s=100$ kHz için TIM8 CH1 ve CH1N PWM sinyalleri	68
Şekil 8.14 $F_s=100$ kHz için çıkış akımı ve harmonik içeriği	69
Şekil 8.15 AS5047P manyetik pozisyon sensörü ve blok diyagramı	69
Şekil 8.16 Faz akımı ve INA240 akım sensörü sinyali ($f_s=50$ kHz)	70
Şekil 8.17 Faz akımı ve INA240 akım sensörü sinyali ($f_s=100$ kHz)	70

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1 SMM özelliklerinin karşılaştırılması	13
Çizelge 5.1 UVDGM uzay vektörleri formülleri	26
Çizelge 6.1 Altı adım kontrol komutasyon şeması	27
Çizelge 7.1 Harmonik bozulma ($T_e=1.2$ Nm)	49
Çizelge 7.2 Tork Dalgalanması ($T_e=1.2$ Nm)	50
Çizelge 7.3 Harmonik bozulma ($T_e=0.6$ Nm)	54
Çizelge 7.4 Tork dalgalanması ($T_e=0.6$ Nm)	54
Çizelge 8.1 TI-Boost XL GaN Inverter parametreleri	60

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

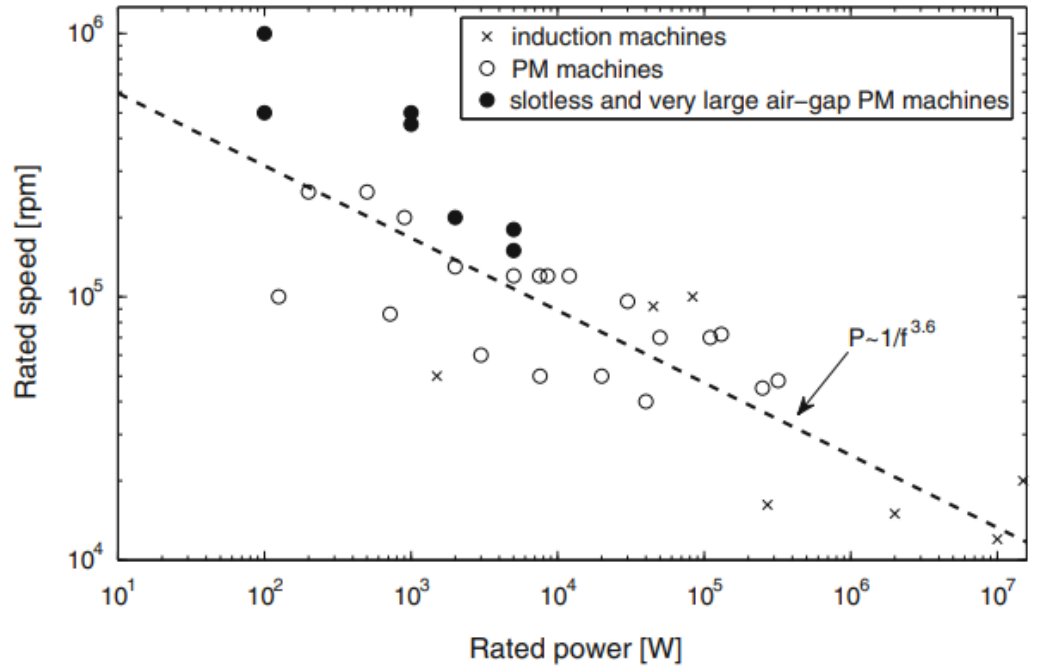
<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
SMM	Sabit Mıknatıslı Motor
SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
FDAM	Fırçasız Doğru Akım Motoru
GKE	Gerilim Kaynaklı Evirici
AKE	Akım Kaynaklı Evirici
THD	Toplam Harmonik Bozulma
T_e	Tork Dalgalanması
f_s	Anahtarlama Frekansı
kHz	Kilohertz
Mhz	Megahertz
T_s	Anahtarlama Periyodu
μs	Mikrosaniye
ns	Nanosaniye
V	Gerilim
I	Akım
R	Direnç
L	Endüktans
λ	Akı
dev/dk	Devir/Dakika
e	Geri EMK
D	Görev Süresi

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
DC	Doğru Akım
AC	Alternatif Akım
V_{ref}	Referans Gerilim
I_{ref}	Referans Akım
m_a	Modülasyon İndeksi
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
AYK	Alan Yönlendirmeli Kontrol
DSP	Digital Sinyal İşleme
FPU	Kayan Nokta Birimi
TIM	Zamanlayıcı
HRTIM	Yüksek Çözünürlüklü Zamanlayıcı
SRAM	Statik Rastgele Erişim Belleği
ADC	Analog Dijital Dönüşüm
DMA	Doğrudan Bellek Erişimi
HAL	Donanım Soyutlama Katmanı

1. GİRİŞ

Günümüzde yüksek hızlı elektrik motorlarına, elektrikli araçlar, endüstriyel sistemler ve savunma sistemleri gibi birçok alanda ihtiyaç duyulmaktadır. Yüksek hız tanımı için yalnızca motorun dönme hızı tek bir kriter olarak kabul edilemez. Bu kriter motorun dönme hızı ile o noktadaki motor gücü ve verimi arasında bir model oluşturularak değerlendirilmelidir. Şekil 1.1’de yüksek hızlı uygulamalar için yapılan bu modellemelerde, sabit mıknatıslı motorlar küçük boyutları, yüksek güç yoğunlukları, tork yoğunlukları, verimlilikleri ve geniş bir hız aralığında çalışabilmeleri gibi özellikleri ile diğer makine topolojileri arasında öne çıkmıştır. (Borisavljevic, A., 2012)



Şekil 1.1 Yüksek hız kavramı için motor topolojileri karşılaştırılması (A. Borisavljevic, 2012)

Sistem performansı, motor ve sürücü devresi ile birlikte değerlendirilmelidir. Motorun istenilen hızda maksimum verimlilikte çalışabilmesi için motor sürücü devresi performansı oldukça önemlidir. Evirici devresi tarafından motora uygulanan üç fazlı akımların toplam harmonik bozulması (Total Harmonic Distortion, THD), tork dalgalanması (Torque Ripple, T_e) ve rotor kayıplarını azaltmak için evirici devresinin anahtarlama frekansı arttırılmalıdır.

Geçmişte yapılan yüksek hızlı uygulamalarda kullanılan yarı iletken güç anahtarlarında anahtarlama frekansının kısıtlı olmasından dolayı sürücü devresinde yarı iletken güç anahtarı sayısı artmış ve devre karmaşık bir hal almıştır. Anahtarlama frekansının artması sistem performansını artırmasının yanı sıra evirici devresi üzerinde yarı iletken anahtar sayısını azaltarak sürücü devresinin yapısını ve kontrolünü basitleştirmiş ve maliyetini azaltmıştır.

Günümüzde yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalar için geniş bant aralıklı galyum nitrat (GaN) ve silisyum karbür (SiC) tabanlı yarı iletken güç anahtarları mevcuttur. Bu yarı iletken güç anahtarları arasında yapılan karşılaştırılmalarda GaN-Fet'in SiC-Fet'e göre avantajları şu şekilde sıralanabilir; düşük iletim direnci ile daha az iletim kaybı gösterir. Düşük terminal kapasitesine sahiptir, daha az tetikleme gücü ile daha kısa açma-kapama süresi sağlar. Üzerinde serbest dolaşım diyodu yoktur, bunun yerine iki boyutlu elektron gazı ile serbest dolaşım diodunun fonksiyonu daha düşük gerilim düşümü ile gerçekleştirilir. Ayrıca GaN-Fet daha düşük anahtarlama, iletim ve termal kayıplar gösterdiğinden dolayı daha verimlidir.

1.1 Tezin Amacı ve Literatüre Katkıları

Literatürde yüksek hızlı motor sürücüler için yapılan çalışmalar incelendiğinde kullanılan yarı iletken güç anahtarlarının çalışma frekansının düşük olması sebebiyle çok seviyeli evirici yapıları veya eviricinin çıkışı filtresi ile birlikte çalıştığı uygulamalar bulunmaktadır. Düşük anahtarlama frekanslı yarı iletken güç anahtarlarının kullanıldığı motor sürücü devrelerinde çıkış akımlarında yüksek harmonik bozulma ve tork dalgalanması görülmektedir. Çıkış filtresi bulunan düşük anahtarlama frekanslı uygulamalarda ise filtre kayıpları artırmıştır ve sisteme ek bir maliyet, sürücü boyutunda artış ve sistem kontrolüne kısıtlamalar getirmiştir. Çok seviyeli evirici devrelerinde ise yarı iletken güç anahtarı sayısı artmış ve sistem kontrolü karmaşık bir hal almıştır. Bu tez kapsamında yüksek hızlı uygulamalar için yüksek anahtarlama frekanslı yarı iletken güç anahtarı GaN-Fet kullanılarak çıkışında filtre bulundurmeyen iki seviyeli, üç fazlı bir evirici devresi ile motor sürücü sistemi tasarlanması hedeflenmektedir.

Sabit mıknatıslı motorlar (SMM) küçük boyutu, yüksek güç, moment yoğunluğu ve verimlilik özellikleriyle yüksek hız gerektiren uygulamalarda diğer motorlara göre öne çıkmıştır. Yüksek hızlı SMM, diğer motorlara göre daha düşük faz endüktansına sahiptir. Yüksek hız çalışma noktasında stator akımlarının temel frekansı oldukça yüksektir. Düşük anahtarlama frekansı akım dalgalanmasına neden olur ve akımların harmonik bozulması, moment dalgalanması ve motor kayıpları arttığı için sistem performansı önemli ölçüde azalır. Bu motorlarda düşük anahtarlama frekansı ile birlikte kullanılan çıkış filtresi de sistem performansına negatif bir etkide bulunmaktadır. Akım dalgalanmasını azaltmak için motor sürücü devresinin anahtarlama frekansı arttırılmalıdır. (C. Gu, X. Wang ve Z. Deng, 2021)

Sürücü sistemi motor ve evirici performansı ile birlikte incelenerek gradyen tabanlı bir model oluşturulup sistem verimliliği incelenmiştir. Yüksek hızlı uygulamalar için anahtarlama frekansı arttıkça anahtarlama kayıplarının arttığı ancak motor kayıplarının azaldığı görülmüştür. Sistemin istenilen noktada çalışması için akımların harmonik bozulma oranı oldukça önemlidir. Anahtarlama frekansının arttığı uygulamalarda sistem performansı artmıştır. (C. Lai, 2020)

Geniş bir güç aralığında farklı dönme hızı, stator akımları ve anahtarlama frekanslarında motor ve evirici devresi kayıpları incelenerek bir model oluşturulmuştur. Anahtarlama frekansı arttıkça evirici kayıplarının arttığı ancak motor kayıplarının azaldığı gözlemlenmiştir. Buna ek olarak anahtarlama frekansı arttıkça akımların harmonik bozulması, tork dalgalanması ve rotor kayıpları azalmıştır. (X. Ding, G. Liu, M. Du, H. Guo, C. Duan ve H. Qian, 2016)

Motor sürücü devrelerinde yaygın olarak kullanılan silikon tabanlı yarı iletken güç anahtarları (Si-Fet) yerine yüksek anahtarlama frekanslı güç anahtarları kullanılarak anahtarlama frekansı artırılıp sürücü devresi boyutu, sistemin çalışma gürültüsü ve akım dalgalanmasının azaldığı, sistemin güç yoğunluğunun ve verimliliğinin arttırıldığı görülmüştür. (M. Yang, 2020)

Yüksek hızlı elektrik motorları endüstride yüksek güç yoğunlukları ve verimlilikleri ile öne çıkmıştır. Bu motorlarda endüktans oldukça küçük olduğundan akım dalgalanmasını sınırlamak için yaygın olarak kullanılan ve maksimum çalışma frekansı 20 kHz olan Si-Fet yerine 50-100 kHz aralığında anahtarlama frekansı ile çalışabilen geniş bant genişliğine sahip yarı iletken güç anahtarlarının kullanılması gerekmektedir. Geniş bant genişliği olan yarı iletken güç anahtarları düşük kayıpları, yüksek çalışma sıcaklığı ve yüksek anahtarlama

frekansı kapasiteleri ile avantaj sağlamaktadır. (A. K. Morya, 2019)

Motor sürücü devrelerinde yaygın olarak kullanılan ve maksimum çalışma frekansı 15-20 kHz aralığında olan Si-Fet yarı iletken güç anahtarları anahtarlama kaybını arttırdığı için sistem verimliliği önemli ölçüde azalmaktadır. 50-100 kHz anahtarlama frekansı aralığında çalışabilen GaN ve SiC-Fetler'de anahtarlama kaybı Si-Fet yarı iletken güç anahtarına göre oldukça düşüktür. Yüksek anahtarlama frekanslı motor sürücülerde yüksek verimlilik, hızlı kontrol yanıtı, düşük tork dalgalanması ve ideal sinüs dalga formuna yakın çıkış akımı görülür. Bu sürücülerde devre boyutuda fiziksel olarak önemli ölçüde küçülür. (K. Shirabe, 2012)

Yüksek anahtarlama frekansı ile çalışabilen GaN ve SiC yarı iletken güç anahtarları arasında yapılan karşılaştırmalarda GaN-Fet, küçük iletim direncinden dolayı daha az iletim kaybı göstermiştir. Düşük terminal kapasitelerinden dolayı daha az tetikleme gücü ile daha hızlı açma-kapama süresine sahiptir. GaN-Fet üzerinde serbest dolaşım diyotu yoktur, bu işlem yapısında bulunan iki boyutlu elektron gazı ile sağlanır, bu nedenle gerilim düşümü yoktur ve daha kısa sürede ters toparlanma işlemini gerçekleştirir. Diğer yarı iletken güç anahtarlarına göre daha düşük anahtarlama kayıpları görülür. GaN-Fet yaygın olarak kullanılan SiC ve Si gibi diğer yarı iletken güç anahtarlarıyla termal, iletim ve anahtarlama kayıpları, artan anahtarlama frekansı ve artan güç yoğunluğu üzerinden yapılan karşılaştırmalarda en iyi sonuçları göstermektedir. (A. Jafari, 2020)

Üç fazlı bir evirici üzerinde 5-500 kHz anahtarlama frekansı ve 100-300 ns aralığında değişen ölü zaman ile modellenen bir sistemde manyetik kayıplar incelenmiştir. Herhangi bir anahtarlama frekansı değerinde manyetik kayıplar ölü zaman arttıkça artmıştır. Maksimum kayıp anahtarlama frekansı ve ölü zamanın en büyük değerlerinde görülmüştür. Yüksek anahtarlama frekanslı sürücüler için GaN-Fet, Si ve SiC-Fetler'e göre daha düşük ölü zaman ile çalışabilir. (W. Martinez, S. Odawara ve K. Fujisaki, 2017)

Geçmişte yüksek hızlı motor sürücü uygulamalarında kullanılan yarı iletken güç anahtarlarının anahtarlama frekansının sınırlı olması nedeniyle akımların harmonik bozulmasını ve tork dalgalanmasını azaltmak için iki seviyeli evirici devreleri yerine çok seviyeli evirici devreleri önerilmiştir. (Z. Huang, T. Yang, P. Giangrande, S. Chowdhury, M. Galea ve P. Wheeler, 2021)

Anahtarlama frekansının 10 kHz olduğu yüksek hızlı bir motor sürücü için evirici devreleri paralel bağlanmıştır. Sistem her bir faz üzerinde 7 adet yarı iletken güç anahtarı olan bir evirici ile kontrol edilmiştir. Üç fazlı sistem için toplam 21 adet yarı iletken güç anahtarı kullanılmıştır. Ayrıca evirici çıkışlarında toplam 9 adet endüktans çıkış filtresi olarak kullanılmıştır. (Un-Kwan Cho, Jung-Sik Yim, Seung-Ki Sul, 2010)

Yüksek hızlı motor sürücü sistemler için 5-20 kHz anahtarlama frekansı aralığında çalışan, 9 seviyeli kapasitör gerilim kontrollü evirici devresi tasarlanmıştır. Her bir fazda 12 adet, tüm devrede ise 36 adet yarı iletken güç anahtarı kullanılmıştır. Çıkış akımlarının THD değeri yaklaşık %4-16 aralığındadır. (Kui Wang, Zedong Zheng, Dabo Wei, Boraan Fan, Yongdong Li, 2017)

Endüktansı oldukça düşük olan yüksek hızlı motorlar için motor sürücü devrelerinde akım dalgalanmasını azaltmak ve verimliliği artırmak amacıyla 9 adet kuplajlı endüktans paralel bağlanmıştır. Üç fazlı sistemin her bir fazında 7 adet yarı iletken güç anahtarı kullanılmıştır, sistemde toplam 21 adet yarı iletken güç anahtarı bulunmaktadır. Sürücü sistemin boyutu, maliyeti artmıştır ve sistemin kontrolü zorlaşmıştır. (U. Cho, J. Yim ve S. Sul, 2010)

Yüksek hızlı uygulamalarda yarı iletken güç anahtarlarının anahtarlama frekanslarının sınırlı olmasından dolayı NPC ve NPP yapılarında üç seviyeli evirici devresi kullanılmıştır. NPC yapısında her bir faz için 4 adet yarı iletken güç anahtarı ve 2 adet diyot kullanılmıştır. Sistem 12 adet yarı iletken güç anahtarı ve 6 adet diyottan oluşmaktadır. NPP yapısında ise her bir faz için 6 adet yarı iletken güç anahtarı kullanılmıştır, sistemde toplam 18 adet yarı iletken güç anahtarı bulunmaktadır. (V. Guennegues, B. Gollentz, F. Meibody-Tabar, S. Rael ve L. Leclere, 2009)

Yüksek hızlı motor sürücü uygulamaları için 9 seviyeli evirici yapısı önerilmiştir. Bu eviricinin her bir fazı 5 seviyeli bir DC-DC dönüştürücü ve bir H-köprüsü yapısından oluşmaktadır. Üç fazlı sistemin her bir fazında 12 adet yarı iletken güç anahtarı, sistemde toplam 36 adet yarı iletken güç anahtarı kullanılmıştır. (K. Wang, Z. Zheng, D. Wei, B. Fan ve Y. Li, 2017)

Motor sürücü sistemlerde yaygın olarak kullanılan uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) tekniği diğer darbe genişlik modülasyonu tekniklerine göre çıkış akımlarında daha az THD, anahtarlama kaybı ve tork dalgalanması

gösterir. Bunlara ek olarak daha fazla temel bileşen gerilimi üretmesinden dolayı motor sürücü uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmektedir. (A. Bakbak ve E. Meşe, 2019)

Motor sürücü uygulamalarında yaygın olarak kullanılan UVDGM algoritması trigonometrik fonksiyonlar içermektedir. Gerçek zamanlı yüksek anahtarlama frekanslı ve yüksek hızlı uygulamalarda algoritmanın hesaplama süresi gömülü sistem için oldukça uzundur. Gerçek zamanlı uygulamalar için çok hızlı mikro işlemcilere ihtiyaç duyulmaktadır. Gömülü algoritmanın hesaplama süresi anahtarlama frekansının üst sınırını belirlemektedir. Trigonometrik fonksiyonlar yerine lojik ifadeler kullanılması algoritmanın hesaplama süresini azaltacaktır. (S. R. Bowes ve D. Holliday, 2017)

Motor sürücü sistemlerde gömülü kontrol algoritmasının hesaplama süresi azaldıkça kontrol bant genişliği artmaktadır. Artan kontrol bant genişliğinin bir sonucu olarak çıkış akımlarının toplam harmonik bozulması ve tork dalgalanması azalmaktadır. (G. Oriti and A. L. Julian, 2011)

10-20 kHz aralığında düşük anahtarlama frekanslı uygulamalarda yaygın olarak kullanılan teknik PWM döngüsünün bir veya iki defa örneklenmesidir. Artan örnekleme sayısı ile çıkış akımlarının harmonik bozulmasının azaldığı görülmüştür. Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalar için ise çoklu örnekleme yöntemi sunulmuştur. (S. R. Bowes, 1995)

Mikroişlemci tabanlı yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarının temel problemlerinden biri işlemcinin zamanlayıcı biriminin düşük çözünürlüğüdür. Zamanlayıcı biriminin düşük çözünürlüğü PWM döngüsünde düşük örnekleme neden olur ve çıkış akımlarının harmonik bozulmasını artırır. Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalar için örnekleme frekansı arttıkça sistem performansının da iyileştiği görülmektedir. (L. Peng, Y. Kang, X. Pei ve J. Chen, 2007)

Tez kapsamında, yüksek hızlı uygulamalar için GaN-Fet tabanlı yüksek anahtarlama frekanslı evirici devresi kullanılarak tork dalgalanması, rotor kayıpları ve motora uygulanan akımların harmonik bozulması azaltılarak istenilen yüksek hız noktasında maksimum verimlilik ile motor kontrolü gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir. Anahtarlama frekansının artması ile sürücü devre yapısı basitleştirilecek ve maliyeti azaltılacaktır. Ayrıca sürücü devresinde düşük anahtarlama frekanslı devrelerde kullanılan çıkış filtresi gerekli olmayacaktır.

Üç fazlı evirici devresi üzerinden üç fazlı bir SMM, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) ve alan yönlendirmeli kontrol yöntemi (AYK) ile kontrol edilecektir.

1.2 Tezin Özeti ve Taslağı

Bu tez kapsamında, yüksek hızlı uygulamalar için sabit mıknatıslı üç fazlı bir elektrik motoru, yeni bir yarı iletken güç anahtarı olan GaN-Fet tabanlı evirici devresi kullanılarak kontrol edilecektir.

Bu tez dokuz bölümden oluşmaktadır.

Bölüm 1’de, yüksek hızlı elektrik motoru kavramı açıklanmıştır. GaN-Fet yarı iletken güç anahtarının özellikleri hakkında bilgi verilmiştir. Tezin amacı anlatılarak literatür taraması yapılmıştır.

Bölüm 2’de, GaN-Fet yarı iletken güç anahtarının özellikleri anlatılmıştır. GaN, SiC ve Si tabanlı yarı iletken güç anahtarları anahtarlama ve iletim kayıpları, güç yoğunluğu ve verimlilik gibi parametreler üzerinden karşılaştırmalar yapılmıştır.

Bölüm 3’te, sabit mıknatıslı motorlar hakkında bilgi verilmiştir ve tez kapsamında kullanılan fırçasız doğru akım motorunun (FDAM) matematiksel modeli gösterilmiştir.

Bölüm 4’te, motor sürücü devrelerinde kullanılan akım ve gerilim kaynaklı evirici topolojileri hakkında bilgi verilmiştir.

Bölüm 5’te, motor sürücü uygulamalarında yaygın olarak uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) algoritması, akım kaynaklı evirici (AKE) ve gerilim kaynaklı evirici (GKE) topolojileri için ayrı ayrı gösterilmiştir. Akım ve gerilim kaynaklı eviricilerde kullanılan UVDGM algoritmasındaki farklar anlatılmıştır.

Bölüm 6’da, FDAM kontrolü için altı adım kontrol yöntemi açık ve kapalı çevrim gösterilmiştir. Akım ve gerilim kaynaklı eviriciler ile alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yöntemi FDAM üzerinde modellenmiştir.

Bölüm 7’de, akım ve gerilim kaynaklı evirici topolojileri, düşük bir direnç ve endüktansa sahip bir R-L yükü üzerinden açık ve kapalı çevrim UVDGM yöntemi ile modellenerek simülasyon sonuçları gösterilmiştir. FDAM, akım ve gerilim kaynaklı eviriciler ile AYK yöntemi kullanılarak farklı hız, tork ve anahtarlama frekanslarında simülasyon sonuçları gösterilmiştir.

Bölüm 8’de, Gerçek zamanlı uygulamalar için UVDGM ve AYK yöntemleri ve gömülü kontrol hakkında bilgi verilmiştir.

Bölüm 9’da simülasyon ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar sunulmuştur ve tez sonuçlandırılmıştır.



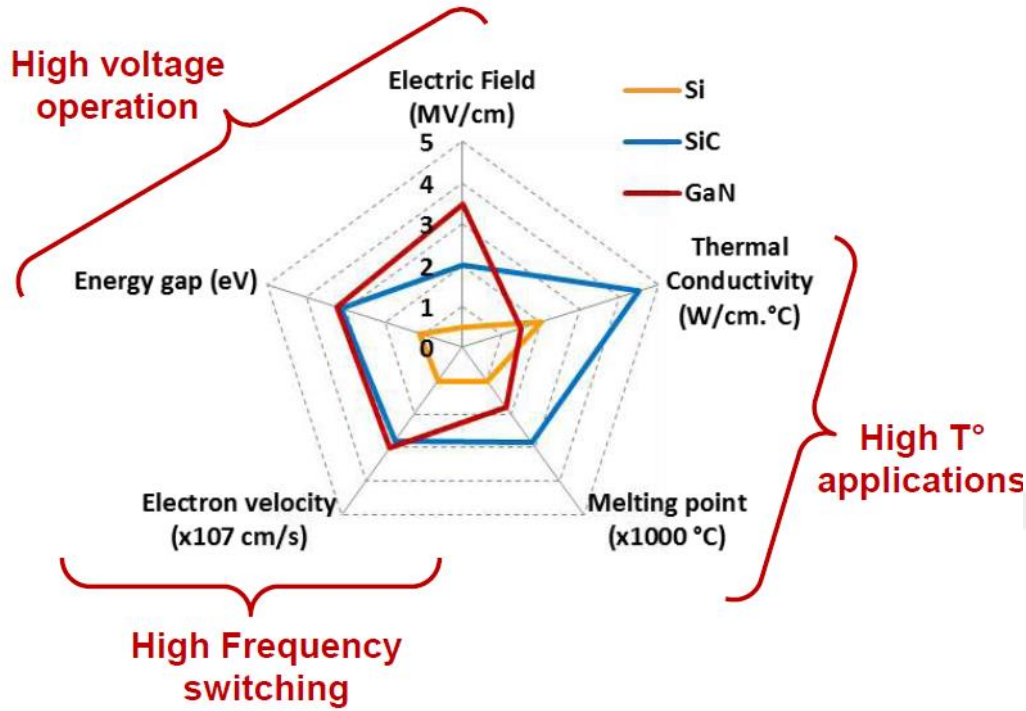
Tez kapsamında yapılan çalışmaların listesi şu şekildedir:

1.3 Konferans Çalışmaları

- **C. Kiliç** and E. Meşe, "Comparison of High Switching Frequency Operated High Speed Motor Drive Systems," 2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), 2021, pp. 56-61, doi: 10.1109/GPECOM52585.2021.9587633.
- **C. Kiliç**, G. Küçükyıldız and E. Meşe, "Experimental Comparison of GaN-Fet Based Motor Drives for High Switching Frequencies," 2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), 2021, pp. 91-96, doi: 10.1109/GPECOM52585.2021.9587536.

2. GAN-FET YARI İLETKEN GÜÇ ANAHTARI

Güç elektroniği dönüştürücülerinde yaygın olarak Si tabanlı yarı iletken güç anahtarlarının yerine günümüzde popüler olan silicon carbide (SiC) ve gallium nitride (GaN) tabanlı geniş bant genişliğine sahip olan yarı iletken güç anahtarları yüksek gerilim kapasitesi, termal çalışma sıcaklığı ve anahtarlama frekansı ile daha verimli bir performans gösterir. (J. Millán, P. Godignon, X. Perpiñà, A. Pérez-Tomás ve J. Rebollo, 2014)



Şekil 2.1 Yarı iletken güç anahtarları fiziksel özellikleri (J. Millán etc. Al.,2014)

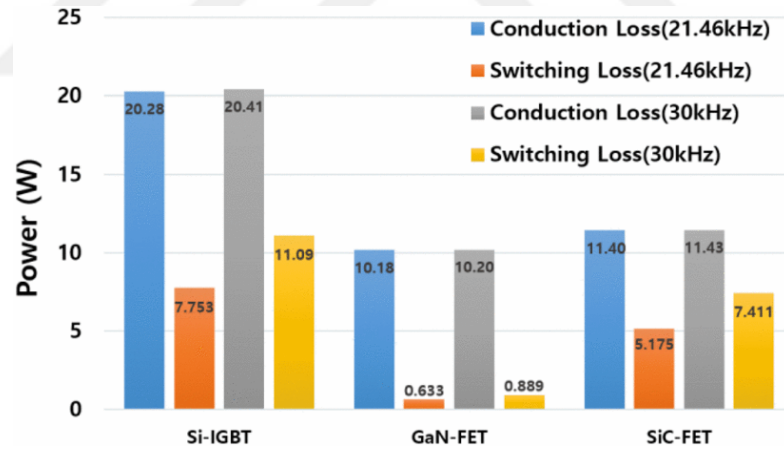
Geniş bant genişlikli GaN ve SiC-Fetler karşılaştırıldığında, GaN-Fet bazı özellikleriyle öne çıkmıştır. GaN-Fet daha düşük bir çalışma direncine (R_{DS-ON}) sahip olmasından dolayı daha düşük iletim kayıpları gösterir. Düşük terminal kapasitelerinden dolayı daha az tetikleme gücü ile daha kısa iletim-kesim süresine sahiptir. GaN-Fet üzerinde serbest dolaşım diyotu bulunmamaktadır, bu fonksiyon yapısında bulunan iki boyutlu elektron gazı (2DEG) ile sağlanır. Bu özelliği ile gerilim düşümü çok azdır ve daha kısa bir ters toparlanma süresine sahiptir. (Lidow, Alex, 2019)

Yarı iletken güç anahtarlarında, artan anahtarlama frekansına bağlı olarak anahtarlama kayıpları artmaktadır. GaN-Fet diğer yarı iletken güç anahtarları ile

karşılaştırıldığında, anahtarlama frekansı arttıkça daha az anahtarlama kaybı göstermektedir. Yarı iletken güç anahtarları termal, iletim, anahtarlama kayıpları ve güç yoğunluğu özellikleriyle karşılaştırıldığında en verimli sonuçlar GaN-Fet'te görülmüştür. (A. Jafari, 2020)

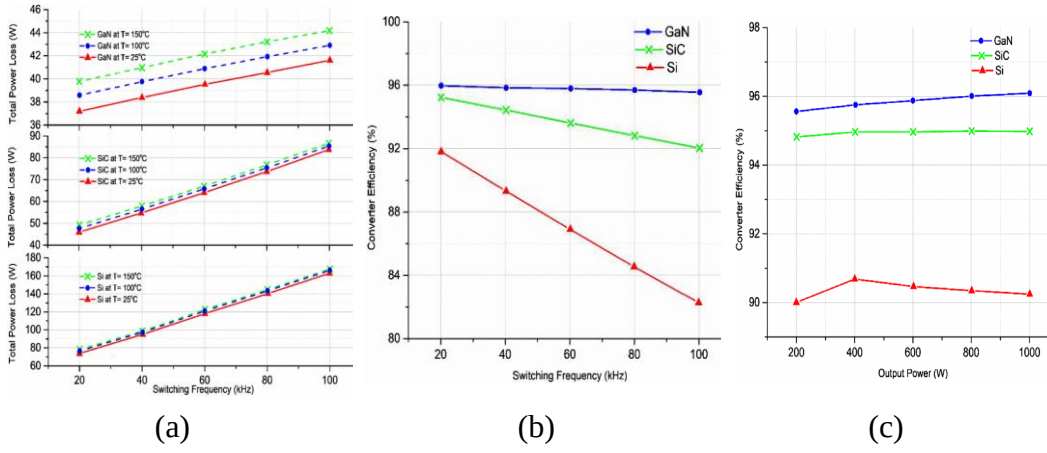
Motor sürücü sisteminde evirici devresinin anahtarlama frekansı arttıkça çıkış akımlarının harmonik bozulması, tork dalgalanması ve motor demir kaybı azalır ancak anahtarlama kayıpları artar. Bu nedenle motor sürücü devresinin verimliliğini en üst düzeye çıkartmak için anahtarlama frekansı optimize edilmelidir. Bir yarı iletken güç anahtarında görülen kayıplar iletim ve anahtarlama kayıpları olarak iki bölüme ayrılabilir. İletim kayıpları güç anahtarının çalışma direnci ve çekilen akıma göre hesaplanır, anahtarlama kayıpları ise güç anahtarının açma-kapama süresi, ters toparlanma süresi ve terminal kapasitesine göre hesaplanır. (J. Kim, S. Kim, W. Oh ve S. Park, 2018)

Şekil 2.2'de GaN-Fet, SiC-Fet ve Si-Fet arasında düşük anahtarlama frekanslarında iletim ve anahtarlama kayıpları gösterilmiştir ve en iyi performans GaN-Fet ile elde edilmiştir.



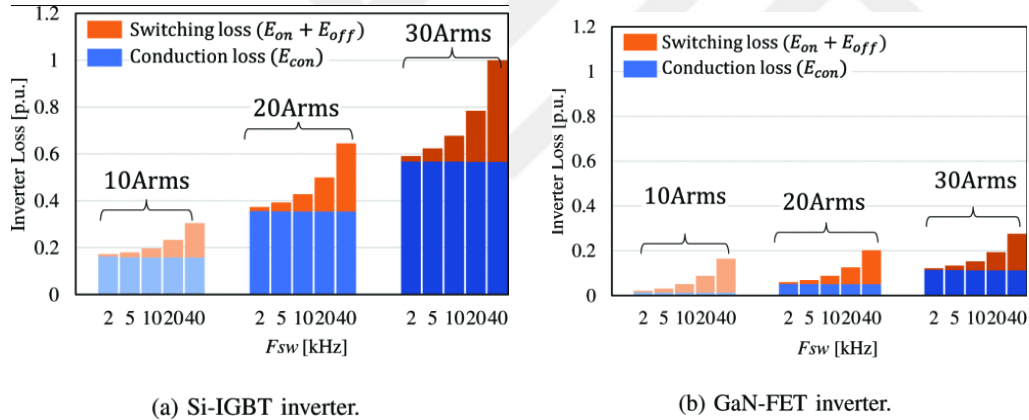
Şekil 2.2 Yarı iletken güç anahtarlarının iletim ve anahtarlama kayıpları ile karşılaştırılması (J. Kim, S. Kim, W. Oh ve S. Park, 2018)

Şekil 2.3'te, GaN-Fet, SiC-Fet, Si-Fet arasında değişen yüksek anahtarlama frekansları, güç yoğunluğu ve termal kayıplar üzerinden yapılan karşılaştırmalarda GaN-Fet en iyi sonuçları göstermiştir. (F. M. Shah, H. M. Xiao, R. Li, M. Awais, G. Zhou ve G. T. Bitew, 2018)



Şekil 2.3 Yarı iletken güç anahtarlarının verimlilik karşılaştırılması (F. M. Shah, H. M. Xiao, R. Li, M. Awais, G. Zhou ve G. T. Bitew, 2018)

Şekil 2.4'te, sabit mıknatıslı bir motor sürücü için yarı iletken güç anahtarları arasında yapılan karşılaştırmalarda anahtarlama frekansı arttıkça sistem veriminin arttığı görülmüştür, GaN-Fet anahtarlama ve iletim kayıpları açısından daha iyi sonuçlar vermiştir. (Y. Nakayama, 2019)

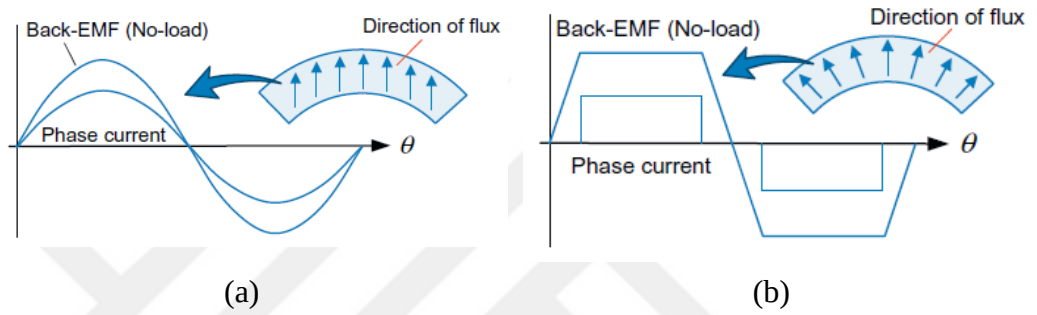


Şekil 2.4 Motor sürücü devresi üzerinde GaN ve Si kayıp analizi (Y. Nakayama, 2019)

3. SABİT MIKNATISLI MOTORLAR

Sabit mıknatıslı motorlar (SMM) küçük boyutları, yüksek güç, tork yoğunluğu ve verimlilikleri ile yüksek hızlı elektrik makineleri arasında öne çıkmıştır.

SMM, geri elektromotor kuvvetine (g-emk) göre sinüzoidal ve trapezoidal olmak üzere iki grupta incelenebilir. Sabit mıknatıslı senkron motorlar sinüzoidal, fırçasız doğru akım motorları ise trapezoidal g-emk dalga şekline sahiptir. (T. M. Jahns ve W. L. Soong, 1996)



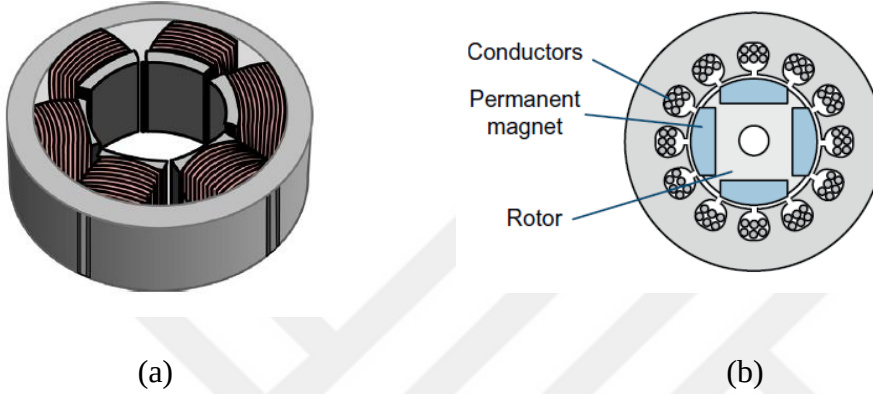
Şekil 3.1 SMM g-emk dalga şekli a) SMSM, b) FDAM (Sang-Hoon Kim, 2017)

Çizelge 3.1 SMM özelliklerinin karşılaştırılması

	FDAM	SMSM
G-EMK	Trapezoidal	Sinüzoidal
Stator Sargıları	Konsantre	Dağıtılmış, Konsantre
Stator Akımları	Yarı-Kare Dalga	Sinüzoidal
Sürücü Devresi	Basit, 120° iletim	Karmaşık, 180° iletim
Kontrol Metodu	Basit	Karmaşık
Tork Dalgalanması	Yüksek	Az
Sistem Maliyeti	Ucuz	Pahalı

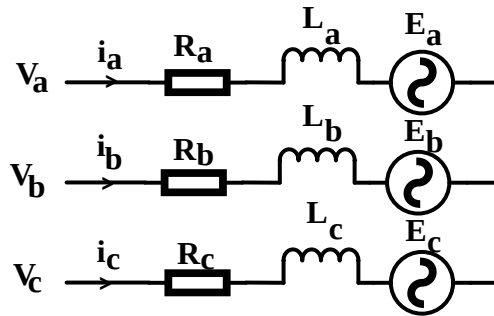
3.1 FDAM Motor Modeli

FDAM motorlarda sargılar stator, mıknatıslar ise rotor üzerine yerleştirilmiştir. Bu motorlarda trapezoidal g-emk'dan dolayı SMSM'a göre yaklaşık %15 daha fazla güç yoğunluğu gösterir. Her iki dalga formu aynı genlikte olsa bile trapezoidal dalga formu daha büyük temel frekansa sahiptir. Şekil 3.2'de FDAM fiziksel yapısı verilmiştir. (P. Pillay and R. Krishnan, 1998)



Şekil 3.2 FDAM motor fiziksel yapısı (Sang-Hoon Kim, 2017)

Şekil 3.3'te FDAM elektriksel eşdeğer devresi gösterilmiştir. Motorun her bir fazı üzerindeki gerilim, o faza ait direncin üzerindeki gerilim, endüklenen gerilim ve endüktansın üzerinden geçen akım ile oluşan akı değişimine eşittir.



Şekil 3.3 FDAM elektriksel eşdeğer devresi

Denklem 3.1 ve Denklem 3.2 'de sırası ile gösterilen motor faz dirençleri ve faz endüktansları birbirlerine eşittir. Denklem 3.3'te her bir faz için gösterilen halkalanan akı (λ) ise stator akımı ve sabit mıknatıslardan meydana gelmektedir. Stator akımlarından oluşan akı λ_s , sabit mıknatıslardan oluşan akı ise λ_f ile gösterilmiştir.

$$R_a = R_b = R_c = R_s \quad (3.1)$$

$$L_a = L_b = L_c = L_s \quad (3.2)$$

$$\lambda_a = \lambda_b = \lambda_c = \lambda_s + \lambda_f \quad (3.3)$$

Denklem 3.4 ve 3.5'te e_{abc} ile g-emk matematiksel modeli gösterilmiştir. Denklem 3.6'da ise g-emk ile rotor pozisyonu arasındaki ilişki gösterilmiştir.

$$e_{abc} = \frac{d\lambda_{abc(f)}}{dt} \quad (3.4)$$

$$e_{abc} = w_m \lambda_{abc(f)} = w_m \lambda_f \begin{bmatrix} f(\theta_r) \\ f(\theta_r - 120^\circ) \\ f(\theta_r - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$f(\theta_r) = \begin{cases} 0 < \theta_r \leq \pi/3 & 1 \\ \pi/3 < \theta_r \leq 2\pi/3 & 6(\pi/2 - \theta_r)/\pi \\ 2\pi/3 < \theta_r \leq 4\pi/3 & -1 \\ 4\pi/3 < \theta_r \leq 5\pi/3 & 6(\theta_r - 3\pi/2)/\pi \\ 5\pi/3 < \theta_r \leq 2\pi & 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

Üç fazlı stator gerilimleri Denklem 3.7 ve 3.8'deki gibi yazılabilir.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc(s)}}{dt} \quad (3.7)$$

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc(s)}}{dt} + e_{abc} \quad (3.8)$$

Stator akımları tarafından oluşturulan $\lambda_{(s)}$ endüktanslara bağlı olarak Denklem 3.9'da yazılmıştır.

$$\lambda_{abc(s)} = L_s i_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Denklem 3.10 ve Denklem 3.11'de endüktans eşitlikleri verilmiştir.

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s = L_{ls} + L_m \quad (3.10)$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_M = M \quad (3.11)$$

Denklem 3.12-3.17 arasında gerilim eşitlikleri verilmiştir.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + L_s \frac{di_{abc(s)}}{dt} + e_{abc} \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.14)$$

$$\frac{d}{dt} [L_s i_a + M i_b + M i_c] = \frac{d}{dt} [L_s i_a - M i_a] \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + (L_s - M) \frac{di_{abc(s)}}{dt} + e_{abc} \quad (3.17)$$

Denklem 3.18-3.22 arasında güç, tork ve hız eşitlikleri verilmiştir.

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (3.18)$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (3.19)$$

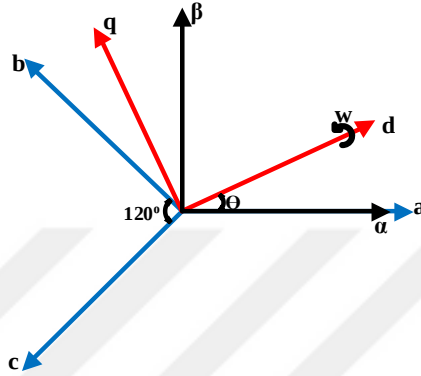
$$\omega_e = \frac{\omega_w}{P} \quad (3.20)$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (3.21)$$

$$T_e = \lambda_f [i_{a(f)}(\theta) + i_{a(f)}(\theta - 240^\circ) + i_{a(f)}(\theta - 120^\circ)] \quad (3.22)$$

3.2 Eksen Takımı Dönüşümleri

Motor sürücü uygulamaları için eksen dönüşümleri Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Aralarında 120° faz farkı bulunan üç fazlı a, b, c büyüklükleri, aralarında 90° faz farkı bulunan ve ω açısal hızıyla dönen d, q büyüklükleri hareketli eksen takımını, aralarında 90° faz farkı bulunan α , β büyüklükleri ise duran eksen takımını göstermektedir.



Şekil 3.4 Eksen takımları

D, q eksen takımı bileşenleri DC büyüklüklerdir. α , β eksen takımı bileşenleri ise AC büyüklüklerdir. Kullanılan notasyonda, d eksenini a fazı boyunca hizalanmıştır.

3.2.1 Clarke Dönüşümü

a, b, c eksen takımı, α , β eksen takımına dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

3.2.2 Park Dönüşümü

α , β eksen takımı d, q eksen takımına dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

3.2.3 Ters Clarke Dönüşümü

α, β eksen takımı a,b,c eksen takımına dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

3.2.4 Ters Park Dönüşümü

d, q eksen takımı α, β eksen takımına dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

3.2.5 Clarke & Park Dönüşümü

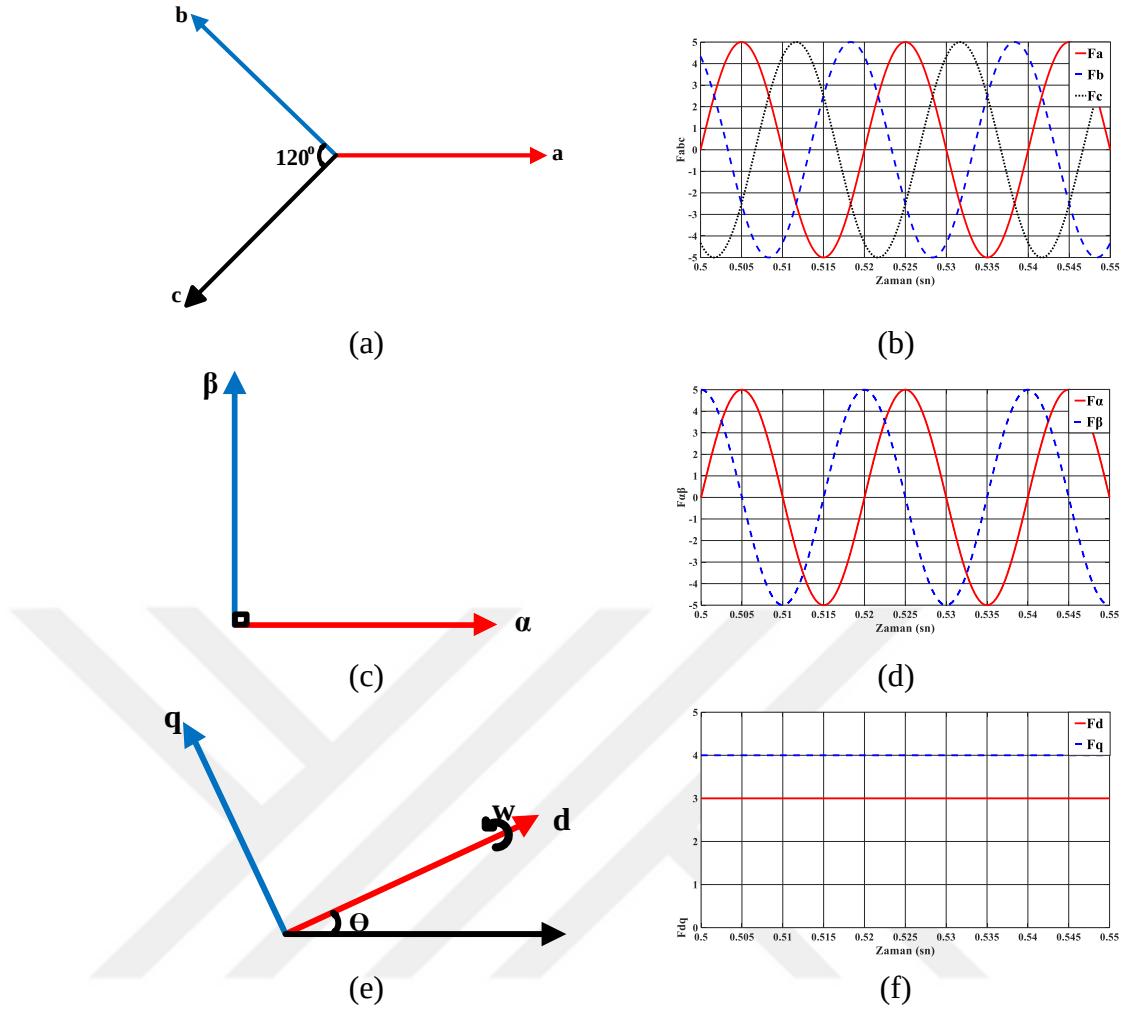
a, b, c eksen takımı d, q eksen takımına dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

3.2.6 Ters Clarke & Ters Park Dönüşümü

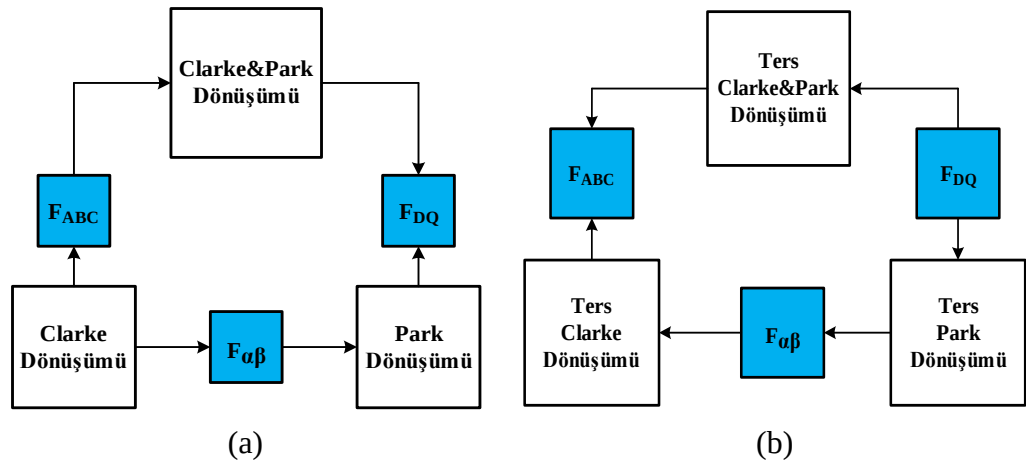
d, q eksen takımı a, b, c eksen takımına dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.26)$$



Şekil 3.5 Eksen takımları ve dalga şekilleri

Şekil 3.5’te sırasıyla üç fazlı a, b, c eksen takımı, iki fazlı α, β duran eksen takımı ve d, q hareketli eksen takımı ve bunlara ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 3.6’da eksen takımları arasındaki dönüşüm ifadeleri verilmiştir.



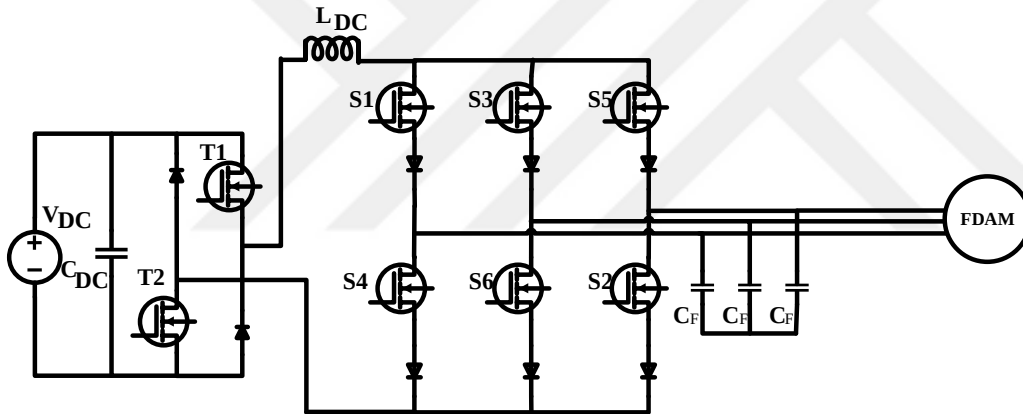
Şekil 3.6 Eksen takımları dönüşümleri

4. EVİRİCİ DEVRELERİ

Evirici devreleri DC enerjiyi AC enerjiye çeviren güç dönüştürücüleridir. Motor sürücü uygulamalarında kullanılan evirici devreleri ile AC çıkış dalga formunun genliği ve temel frekansı kontrol edilebilir. Evirici devreleri akım ve gerilim kaynaklı olmak üzere iki grupta incelenebilir.

4.1 Akım Kaynaklı Evirici (AKE)

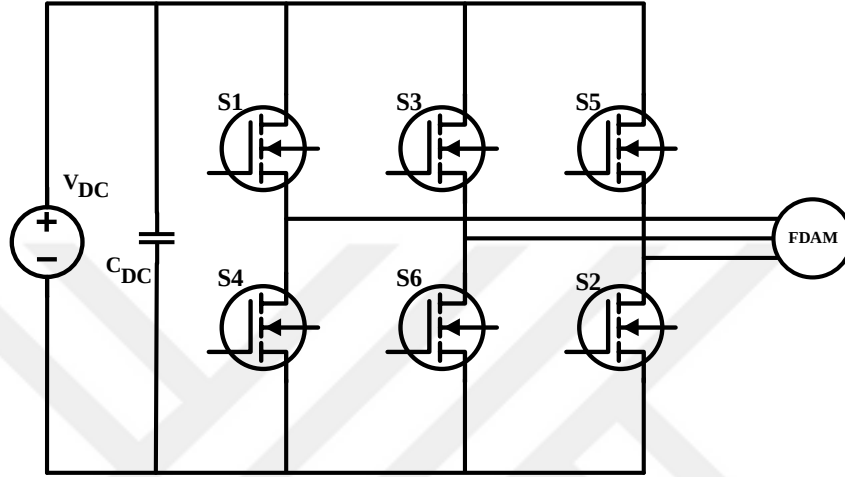
Akım kaynaklı evirici (AKE) devresinde çıkış geriliminin genliği ve dalga şekli yüke bağlıdır. Çıkış akımının genliği ve dalga şekli ise yüke bağlı değildir. Çıkışında üç adet paralel kapasitörden oluşan çıkış filtresi kullanılması zorunludur. Giriş akımı sabit bir DC gerilim kaynağından V-I dönüştürücü ve bir endüktans ile sağlanır. Şekil 4.1’de akım kaynaklı eviricinin devre şeması gösterilmektedir. (C. Kılıç ve E. Meşe, 2021)



Şekil 4.1 Akım kaynaklı evirici

4.2 Gerilim Kaynaklı Evirici (GKE)

Motor sürücü uygulamalarında sıklıkla kullanılan gerilim kaynaklı eviricilerde (GKE) çıkış akımının genliği ve dalga biçimi yüke bağlıdır ancak çıkış gerilimi yüke bağlı değildir. Giriş tarafında gerilim dalgalanmalarını önlemek ve motorun fren yaptığı durumlarda kaynağa akım basmak için bir kapasitör bulunur. Şekil 4.2’de gerilim kaynaklı evirici devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 4.2 Gerilim kaynaklı evirici

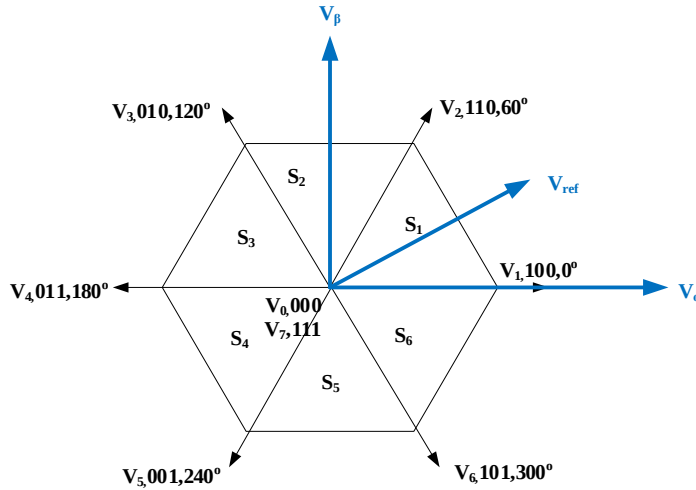
5. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODULASYONU (UVDGM)

Evirici çıkış dalga formunun genliği ve frekansını kontrol edebilmek için PWM yöntemleri kullanılır.

UVDGM tekniği diğer PWM teknikleriyle karşılaştırıldığında %15 daha fazla çıkış gerilimi üretmesi, çıkış akımlarının daha az harmonik bozulma göstermesi, evirici devresinde anahtarlama kayıplarını ve motorun tork dalgalanmasını azaltması gibi özellikleriyle güç elektroniği ve motor sürücü uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. (A. Bakbak ve E. Meşe, 2019)

5.1 GKE için UVDGM Algoritması

GKE için UVDGM algoritmasında sekiz farklı anahtarlama durumu vardır. Bu vektörlerden altı tanesi (V_1 - V_6) aktif gerilim vektörleri, diğer ikisi (V_0, V_7) ise sıfır gerilim vektörleridir. Aktif gerilim vektörleri arasında 60° faz farkı vardır. Herhangi bir sektörde çıkış gerilimi referans vektöre (V_{ref}) en yakın iki adet aktif gerilim vektörü ve bir adet sıfır gerilim vektörünün bileşkesi ile oluşturulur. Şekil 5.1'de GKE için gerilim vektörleri ve sektörler gösterilmiştir.



Şekil 5.1 GKE için UVDGM sektörleri ve gerilim vektörleri

UVDGM algoritmasında V_α , V_β , T_s ve V_{DC} değerleri giriş parametreleridir. Anahtarlama frekansının periyodu T_s ile gösterilmiştir. V_{DC} değeri, DC bara değerine eşittir.

$$V_{ref} = \sqrt{(V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2)} \quad (5.1)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) \quad (5.2)$$

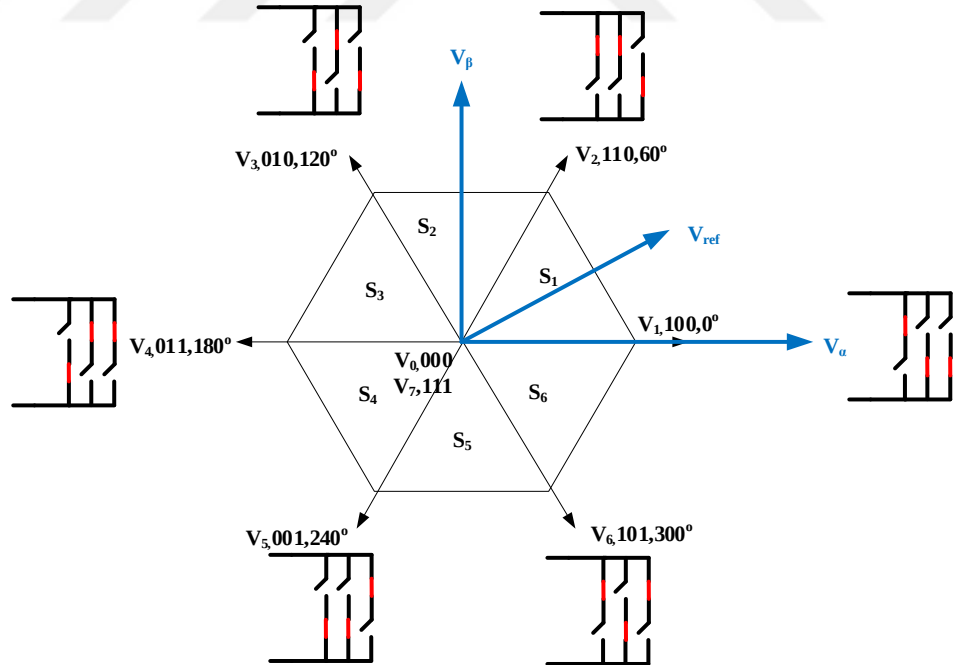
$$m_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \quad (5.3)$$

Açı değeri ile sektör belirlenir. Her bir sektörde iki adet aktif (T_1 , T_2) ve bir adet sıfır (T_0) gerilim vektörlerinin uygulanma süresi belirlenir. Şekil 5.2’de sektörler, vektörler ve anahtar durumları gösterilmiştir.

$$T_1 = m_a \cdot T_s \cdot \sin\left(S \cdot \frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (5.4)$$

$$T_2 = m_a \cdot T_s \cdot \sin\left(\alpha - (S-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (5.5)$$

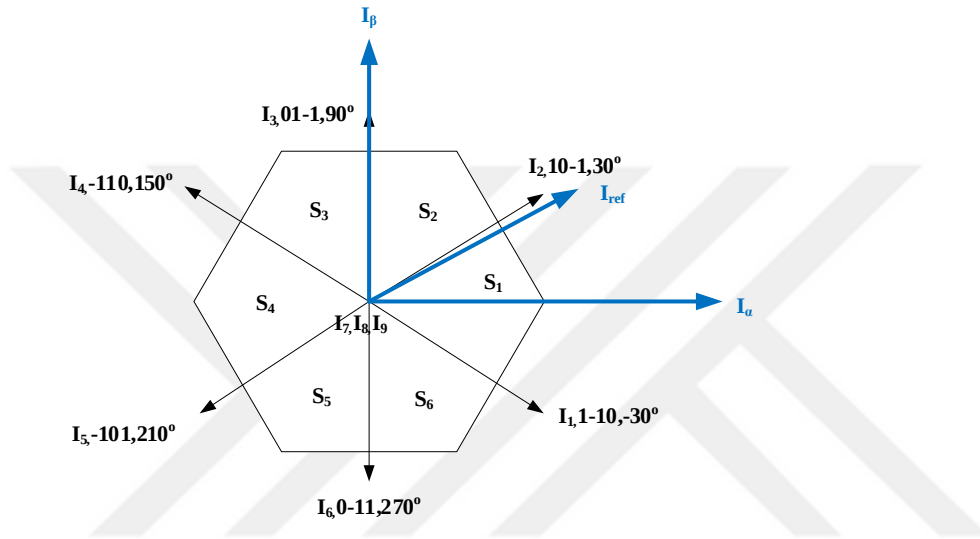
$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (5.6)$$



Şekil 5.2 GKE için UVDGM gerilim vektörleri ve anahtar durumları

5.2 AKE için UVDGM Algoritması

AKE için UVDGM algoritmasında dokuz farklı anahtarlama durumu vardır. Bu vektörlerden altı tanesi (I_1 - I_6) aktif akım vektörleri, diğer üçü (I_7 - I_9) ise sıfır akım vektörleridir. Aktif akım vektörleri arasında 60° faz farkı vardır. Herhangi bir sektörde çıkış akımı referans vektöre (I_{ref}) en yakın iki adet aktif akım vektörü ve bir adet sıfır akım vektörünün bileşkesi ile oluşturulur. (V. Vlatkovic ve D. Borojevic, 1994). Şekil 5.3'te AKE için akım vektörleri ve sektörler gösterilmiştir.



Şekil 5.3 AKE için UVDGM sektörleri ve akım vektörleri

UVDGM algoritmasında I_α , I_β , T_s ve I_{DC} değerleri giriş parametreleridir. Anahtarlama frekansının periyodu T_s ile gösterilmiştir. I_{DC} değeri, DC bara değerine eşittir.

$$I_{ref} = \sqrt{(I_\alpha^2 + I_\beta^2)} \quad (5.7)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{I_\beta}{I_\alpha}\right) \quad (5.8)$$

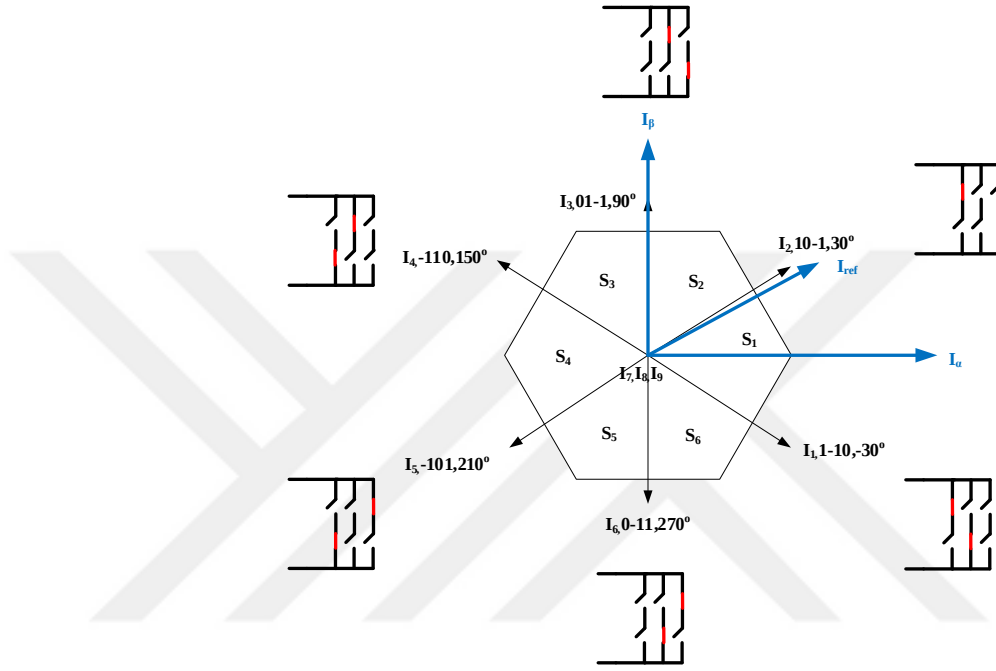
$$m_a = \frac{I_{ref}}{I_{DC}} \quad (5.9)$$

Açı değeri ile sektör belirlenir. Her bir sektörde iki adet aktif (T_1 , T_2) ve bir adet sıfır (T_0) akım vektörlerinin uygulanma süresi belirlenir. Şekil 5.4'te sektörler, vektörler ve anahtar durumları gösterilmiştir.

$$T_1 = m_a \cdot T_s \cdot \sin\left(\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) + \left((S-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right)\right) \quad (5.10)$$

$$T_2 = m_a \cdot T_s \cdot \sin\left(\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) - \left((S-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right)\right) \quad (5.11)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (5.12)$$



Şekil 5.4 AKE için UVDGM vektörleri ve anahtar durumları

UVDGM algoritmasında birinci sektör GKE için 0° , AKE için ise -30° 'den başlar. Her iki evirici yapısı içinde sektörler arasında 60° faz farkı vardır. GKE için 8, AKE için ise 9 farklı anahtarlama durumu vardır. Her iki evirici yapısında da 6 adet aktif vektör bulunur. Ancak sıfır vektör sayısı GKE için 2, AKE için ise 3 adettir.

Şekil 5.2'de görüldüğü gibi GKE için UVDGM algoritmasında her bir aktif vektör için üç adet yarı iletken güç anahtarı çalışmaktadır ve her bir fazdaki yarı iletken güç anahtarları arasında ölü zaman bulunmalıdır. Şekil 5.4'te AKE için UVDGM algoritmasında her bir aktif vektör için aynı anda iki adet yarı iletken güç anahtarı çalışmaktadır ve yarı iletken güç anahtarları arasında ölü zamana gerek yoktur.

Çizelge 5.1’de, GKE ve AKE için her bir sektörde her bir yarı iletken güç anahtarının uzay vektör formülü aşağıdaki tabloda verilmiştir. Bu uzay vektör değerleri anahtarlama frekansı ile karşılaştırılarak her bir yarı iletken güç anahtarının görev süresi belirlenir.

Çizelge 5.1 UVDGM uzay vektörleri formülleri

Sektör	S_1, S_3, S_5	S_4, S_6, S_2
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

6. MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ

Sabit mıknatıslı motorlardan fırçasız doğru akım motoru (FDAM) altı adım kontrol ve alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri ile kontrol edilebilir.

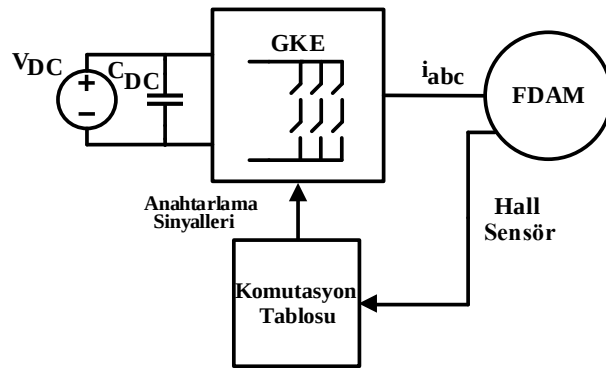
6.1 Altı Adım Kontrol

FDAM motorları basit bir biçimde altı adım kontrol yöntemi ile kontrol edilebilirler. Bu kontrol yönteminde rotorda bulunan sabit mıknatısların konum bilgisi alınarak stator sargılarına akım uygulanır ancak anahtar değişimleri (komutasyon) tork dalgalanmasına neden olur. Üç fazlı stator sargılarından aynı anda sadece ikisi üzerinden akım geçer. Tablo 6.1’de hall sensörler ve anahtarlama durumları gösterilmiştir.

Çizelge 6.1 Altı adım kontrol komutasyon şeması

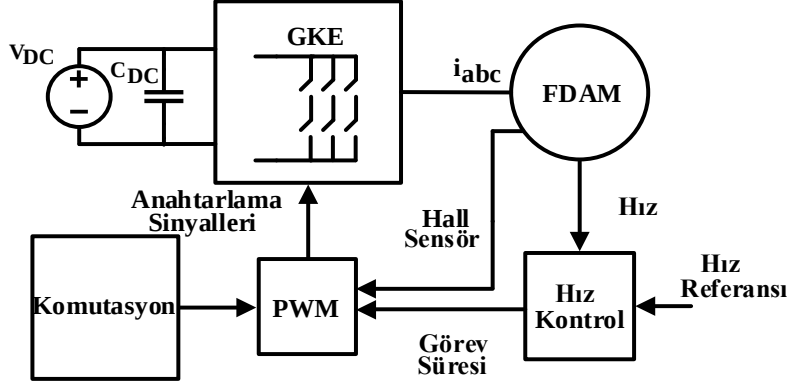
Hall Sensör			Anahtar Durumları					
U	V	W	S ₁	S ₄	S ₃	S ₆	S ₅	S ₂
1	0	1	1	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	1	1	0

Altı adım açık çevrim kontrol yönteminde rotorda bulunan sabit mıknatısların konumu alınarak anahtarlama sinyalleri uygulanır. Bu kontrol yönteminde motorun dönme hızı eviricinin DC giriş gerilimi ile kontrol edilebilir. Sabit giriş gerilimi altında açık çevrim hız kontrolü anahtarlama sinyallerinin görev süresi ile kontrol edilir. Şekil 6.1’de altı adım açık çevrim kontrol şeması gösterilmiştir.



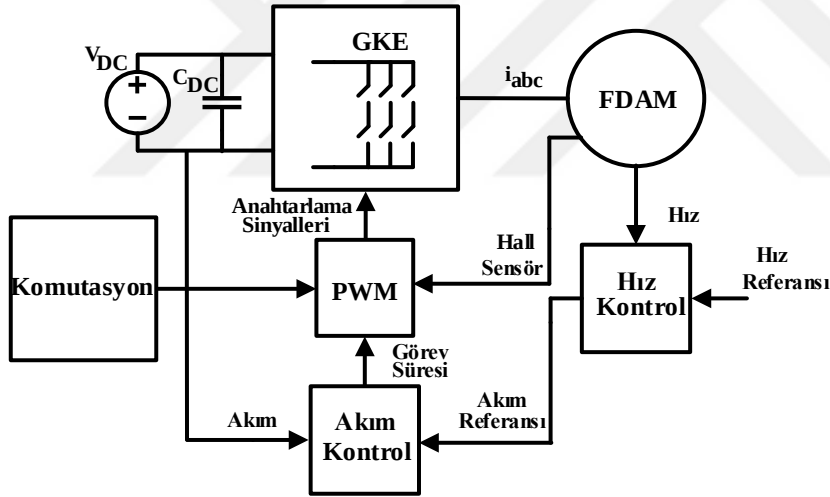
Şekil 6.1 Altı adım açık çevrim kontrol şeması

Altı adım kapalı çevrim hız kontrol yöntemi sabit bir DC bara ile hız regülasyonu ve hız regülasyonu ile birlikte akım regülasyonu da eklenerek yapılabilir. Şekil 6.2’de hız regülasyonu ile kapalı çevrim altı adım kontrol şeması gösterilmiştir.



Şekil 6.2 Altı adım kapalı çevrim hız kontrol şeması

Şekil 6.3’te hız regülasyonu ile birlikte akım regülasyonu da yapılarak kapalı çevrim altı adım kontrol şeması gösterilmiştir.



Şekil 6.3 Altı adım kapalı çevrim hız ve akım kontrol şeması

6.2 Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK)

Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) tekniği motor akı ve akımlarının birbirlerinden bağımsız ve anlık olarak kontrol edebilen kapalı çevrim bir kontrol yöntemidir. Maksimum tork üretmek için akı ve tork vektörleri arasında 90° faz farkı olmalıdır. Bu iki vektör arasında kuplaj olmayan rotor akı yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanılmıştır.

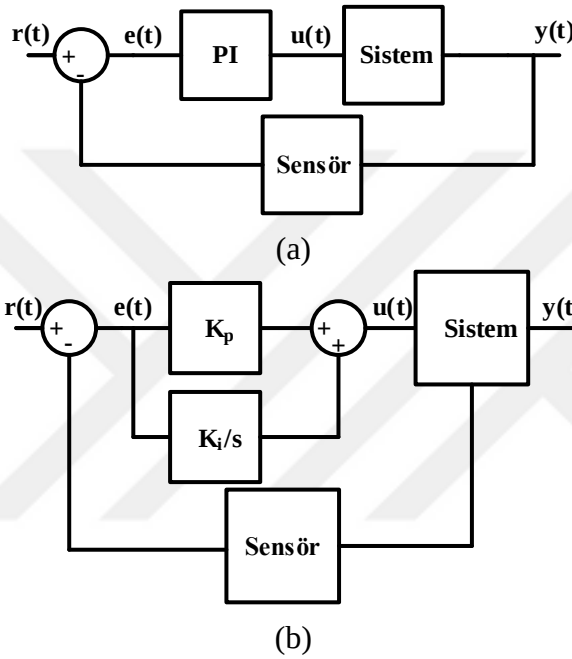
Üç fazlı i_{abc} stator akımları rotorun elektriksel açısı kullanılarak Clarke&Park dönüşümleriyle iki fazlı I_{dq} hareketli eksen takımı akımlarına dönüştürülür, bu akımlar DC büyüklüklerdir.

PI kontrolcülerde I_{dq} akımları referans değerler ile karşılaştırılarak V_{dq} gerilimleri elde edilir. Bu değerlere ters park dönüşümü uygulanarak duran eksen takımında AC sinyaller olan $V_{\alpha\beta}$ değerlerine dönüştürülür ve UVDGM algoritması ile yarı iletken anahtarların görev süresi belirlenir.

6.3 Kontrolcü Tasarımları

AYK yönteminde motorun hız ve tork kontrolü birbirine bağlı PI kontrolcüler ile sağlanmaktadır. Dış katmanda hız kontrolcüsü, iç katmanda ise iki adet akım kontrolcüsü bulunmaktadır.

PI kontrol, geri beslemeli bir kontrol yöntemidir. Referans değer ile gerçek değer arasındaki hatayı 0'a eşitlemek için çıkışında bir kontrol sinyali oluşturur. Şekil 6.5'te PI kontrolcünün blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 6.5 PI kontrolcünün blok şeması

PI kontrol yöntemi hızlı tepki yanıtı vermesi ve kalıcı hal hatasını sıfır olması sebebiyle motor sürücü sistemlerde yaygın olarak kullanılır. K_p , PI kontrolcünün oransal kazancıdır. K_p arttıkça sistemin hatalara verdiği tepki de artar. Ancak bu kazancı çok arttırmak sistemde kararsızlığa sebep olur. K_i , PI kontrolcünün integral kazancıdır. Anlık ve geçmiş hataların toplamının integrali alınır. Bu şekilde ortalama olarak sürekli hal hatası sıfıra eşitlenir.

Aşağıdaki denklemlerde PI kontrolcünün formülleri verilmiştir.

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (6.1)$$

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (6.2)$$

Herhangi bir t anı için, Denklem 6.1’de hata değeri $e(t)$, referans değeri $r(t)$ ile sistem cevabı $y(t)$ ’nin farkını göstermektedir. Denklem 6.2’de ise PI kontrolcü cevabı $u(t)$ ’nin denklemi verilmiştir.

Denklem 6.1 ve 6.2 sürekli zamanda verilmiştir. Gömülü sistemler için gerçek zamanlı uygulamalarda yukarıdaki denklemler ayrık zamanda yazılmalıdır. Ayrık zaman dönüşümü Backward-Euler yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Denklem 6.3-6.6 sırası ile Backward Euler yöntemi, toplam hata ve PI kontrolcü cevabını göstermektedir. T_n ise PI kontrolcünün örnekleme periyodudur.

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(n) - x(n-1)}{T_n} \quad (6.3)$$

$$e(n) = r(n) - y(n) \quad (6.4)$$

$$m(n) = \sum e(n) + e(n).T_n \quad (6.5)$$

$$u(n) = K_p.e(n) + K_i.m(n) \quad (6.6)$$

6.3.1 Akım Kontrolcüsü Tasarımı

AYK yönteminde I_d ve I_q akımları için birbirlerinden ayrı iki adet akım denetleyicisi, hız denetleyicisinin arkasında yer alır. Sabit mıknatıslı motorlarda I_{dref} değeri 0’dır. Hız denetleyicisi çıkışı I_{qref} değerini verir, tork I_q akımı ile kontrol edilir.

Anahtarlama frekansı stator akımlarının temel frekansından ve motorun elektriksel zaman sabitinden en az 10 kat büyük olacak şekilde belirlenir. (Sul, Seung-Ki, 2011) Motorun elektriksel zaman sabiti denklem 6.7’de verilmiştir.

$$\tau = \frac{L_s}{R_s} \quad (6.7)$$

$$f_s \geq 10 \frac{1}{\tau} \quad (6.8)$$

Akım kontrolcüsünün örnekleme frekansı anahtarlama frekansının yarısı veya anahtarlama frekansına eşit olarak alınır. (Sul, Seung-Ki, 2011)

6.3.2 Hız Kontrolcüsü Tasarımı

Hız kontrolcüsü, torku kontrol eden ekseninde en dış katmanda akım kontrolcüsünün önünde bulunur. Motor hızı mekanik bir büyüklüktür. Motorun mekanik zaman sabiti, elektriksel zaman sabitinden oldukça büyüktür. Ayrıca birbirlerine bağlı kontrolcü yapılarında dıştaki kontrolcünün örnekleme frekansı, kendinden sonra gelen kontrolcüsünün örnekleme frekansından daha az olmalıdır. Yaygın olarak kullanılan yöntem hız kontrolcüsünün örnekleme frekansının, akım kontrolcüsü örnekleme frekansından 5-10 kat arasında küçük olmasıdır. (Sul, Seung-Ki, 2011)

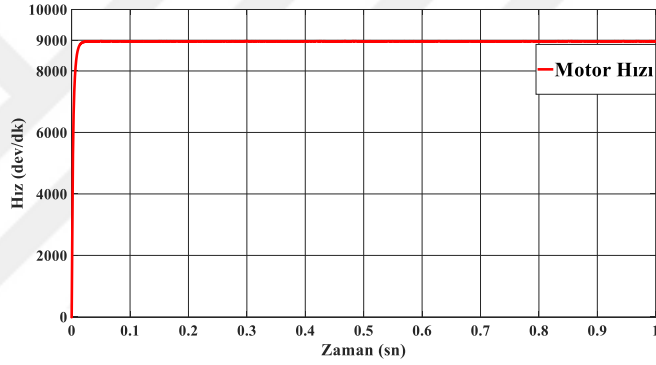


7. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

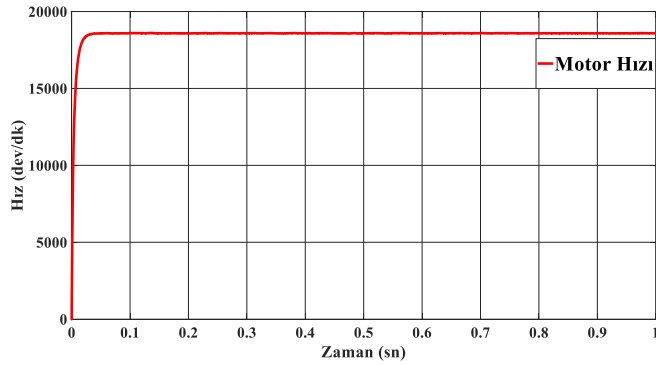
Bu bölümde ilk olarak, FDAM için açık ve kapalı çevrim altı adım kontrol yöntemi modellenmiştir. Daha sonra sabit bir R-L yükü üzerinde GKE ve AKE devreleri için UVDGM algoritması modellenmiştir. Son olarak ise yüksek hızlı bir SMM, AYK yöntemi ile GKE ve AKE devreleri kullanılarak modellenmiştir. Simülasyon çalışmaları Matlab/Simulink ile gerçekleştirilmiştir.

7.1 Açık çevrim Altı Adım Kontrol

FDAM'a ilk olarak açık çevrim altı adım kontrol yöntemi uygulanmıştır. Şekil 7.1'de evirici hız girişi gerilim değişimi ve yarı iletken anahtarlara uygulanan görev süresi değişimine göre motorun dönme hızı gösterilmiştir.



(a)



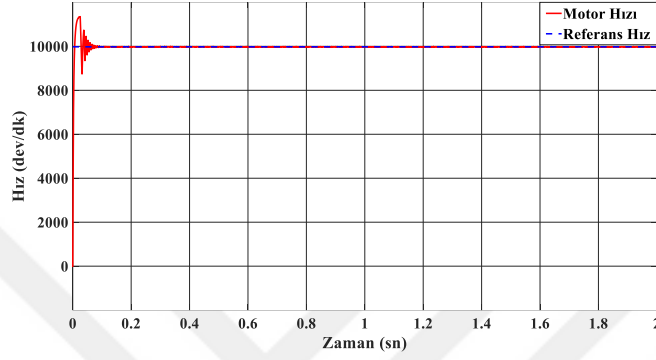
(b)

Şekil 7.1 Açık çevrim altı adım kontrol hız grafiği (a) $V_{DC}=12$ V (b) $V_{DC}=24$ V

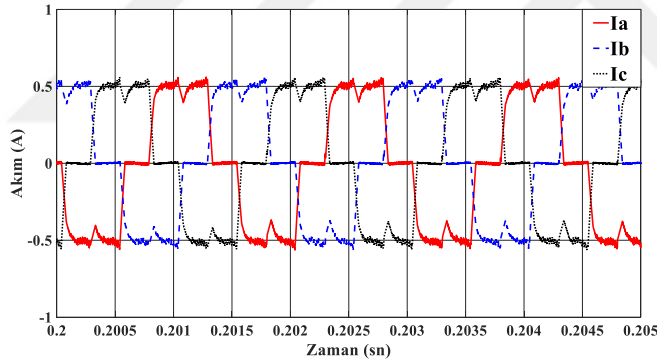
Şekil 7.1 (a)'da eviricine girişine 12 V uygulandığında motor yaklaşık 9000 dev/dk ile dönmektedir. Şekil 7.1 (b)'de ise evirici girişine 24 V uygulandığında motor yaklaşık 19000 dev/dk ile dönmektedir. Her iki durumda yarı iletken güç anahtarlarının görev süresi %100'dür.

7.2 Kapalı Çevrim Altı Adım Kontrol

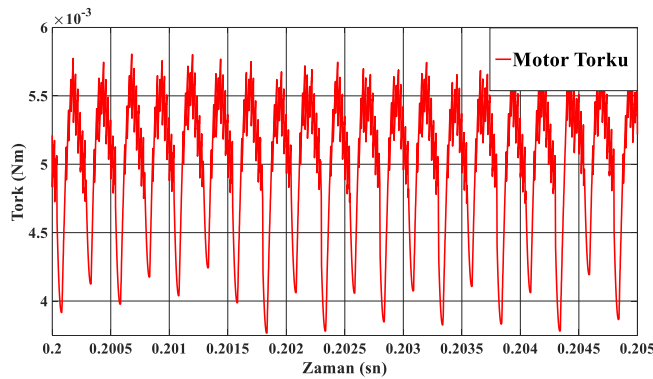
Bu kontrol yönteminde birbirlerine bağlı hız ve akım kontrolcüsü birlikte kullanılmıştır. Akım kontrolcüsü çıkışı güç anahtarlarının görev süresini belirlemektedir. 15 V giriş gerilimi uygulanan bir eviricide, FDAM 10.000 dev/dk hız referansı ile kontrol edilmiştir. Şekil 7.2’de motor hızı, Şekil 7.3’te üç fazlı motor akımları ve torku gösterilmiştir.



Şekil 7.2 Kapalı çevrim altı adım hız kontrolü hız grafiği



(a)



(b)

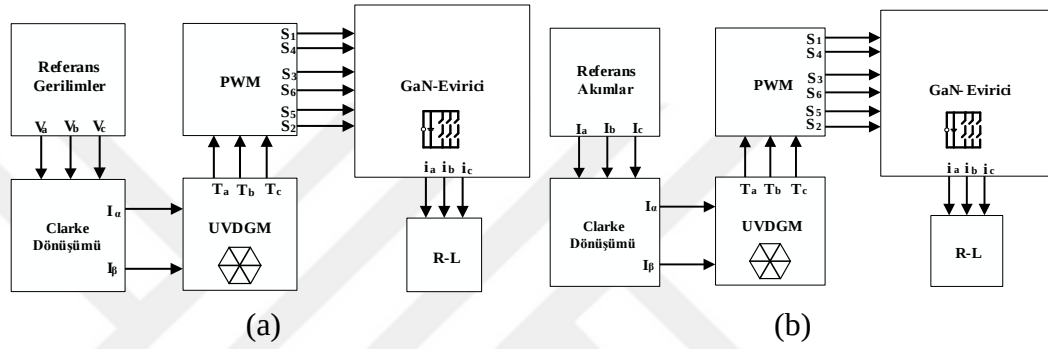
Şekil 7.3 Altı adım kapalı çevrim kontrol (a) Üç fazlı motor akımları, (b) Motor torku

7.3 UVDGM

UVDGM algoritması R-L yükü için Matlab/Simulink ile açık ve kapalı çevrim olarak modellenmiştir. Modelleme GKE ve AKE dönüştürücüler için ayrı ayrı uygulanmıştır.

7.3.1 Açık Çevrim UVDGM

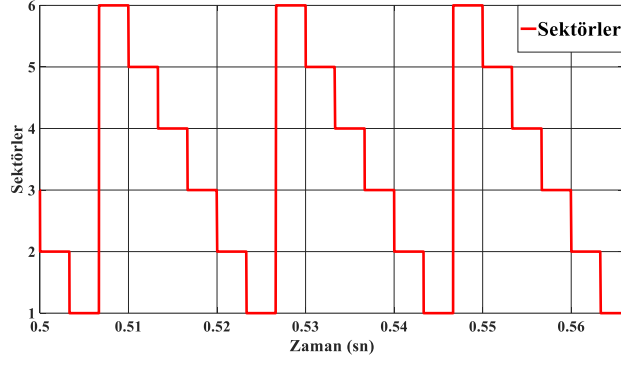
Şekil 7.4 (a)'da GKE, Şekil 7.4 (b)'de ise AKE için açık çevrim UVDGM blok şeması gösterilmiştir.



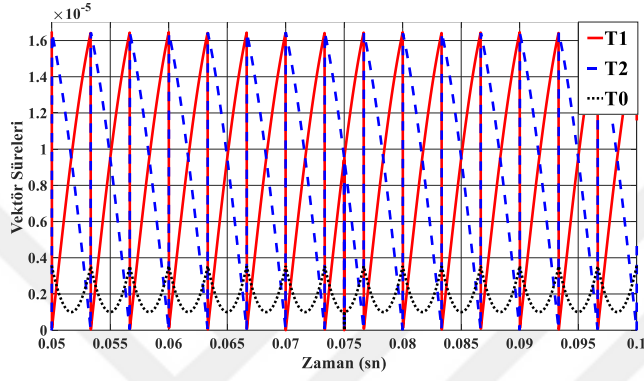
Şekil 7.4 Açık çevrim UVDGM blok şeması (a) GKE, (b) AKE

İki kontrol şeması arasındaki fark referans olarak GKE için gerilimlerin, AKE için ise akımların örneklenmesidir.

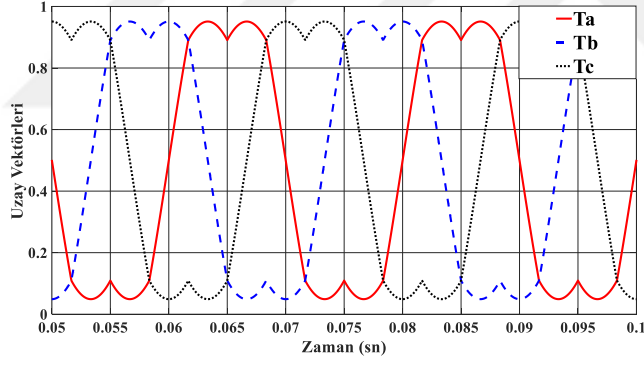
Şekil 7.5'te UVDGM algoritmasında sektörler, vektör süreleri (T_{120}), uzay vektörleri (T_{ABC}) ve UVDGM açısı gösterilmiştir.



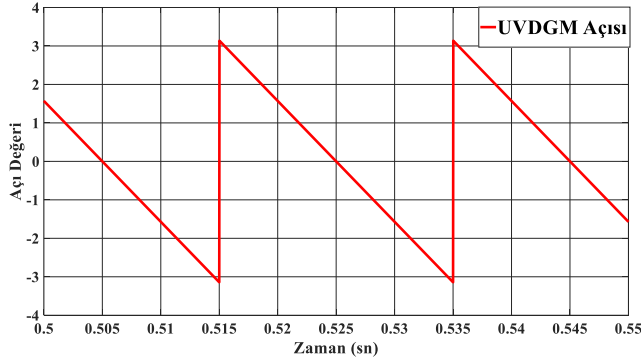
(a)



(b)



(c)

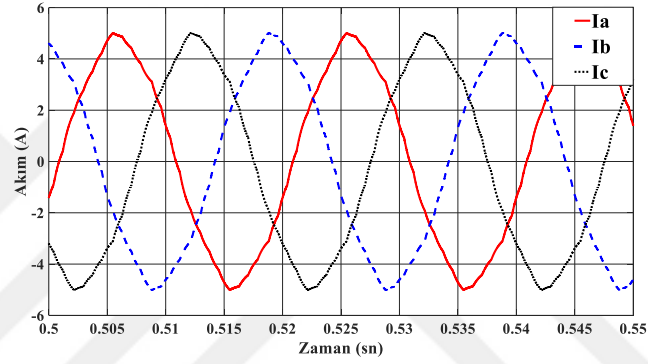


(d)

Şekil 7.5 Açık çevrim UVDGM (a) Sektörler, (b) Vektör Süreleri, (c) Uzay vektörleri, (d) UVDGM açısı

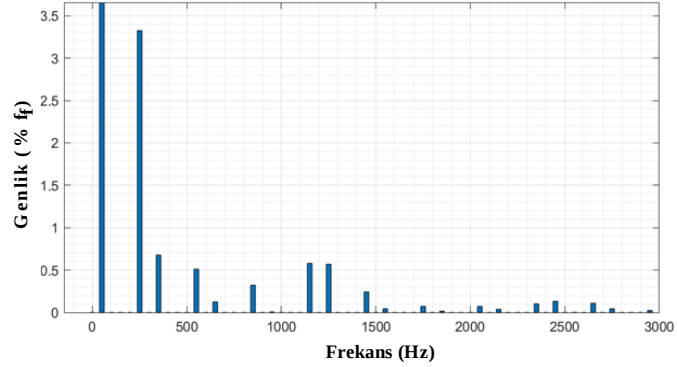
UVDGM algoritmasında anahtarlama frekansı, modülasyon indeksi, temel frekans ve örnekleme frekansına göre karşılaştırmalar yapılmıştır. Açık çevrim UVDGM algoritması GKE ve AKE dönüştürücüler için bir R-L yükü ile $f_s=50$ kHz, $m_a=0.95$ ve $f_f=50$ Hz parametreleri ile modellenmiştir.

Referans gerilimler/akımlar, Clarke dönüşümü ve UVDGM algoritması kontrol döngülerinin örnekleme frekansları anahtarlama frekansına eşittir. PWM döngüsünün örnekleme frekansının akımların THD'si üzerindeki etkisini göstermek için PWM döngüsü Şekil 7.6'da 500 kHz, Şekil 7.7'de ise 1 Mhz ile örneklenmiştir. Bu karşılaştırmalar AKE'de çıkış filtresi olduğu için GKE üzerinde gösterilmiştir.



(a)

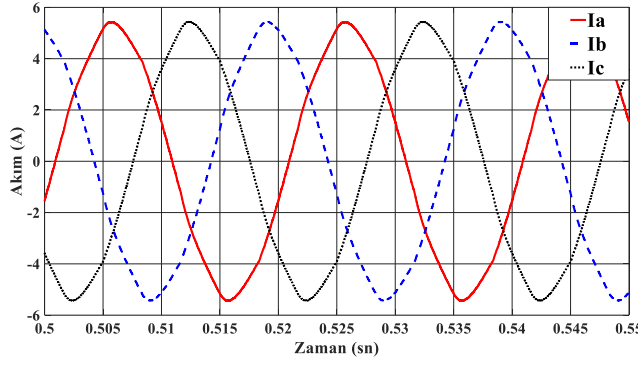
$F_f(50 \text{ Hz})=4.794$, THD=%3.56



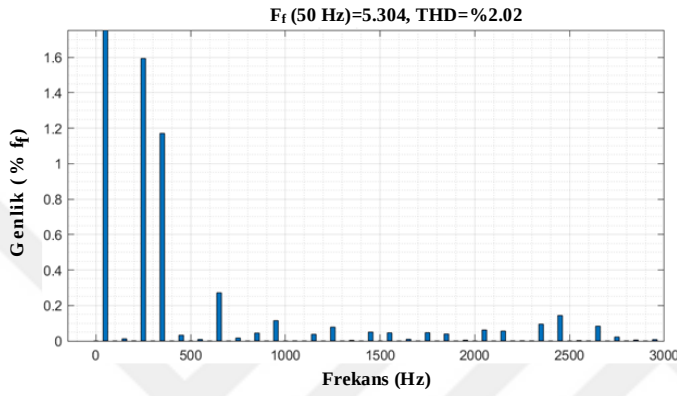
(b)

Şekil 7.6 GKE için açık çevrim UVDGM, $f_{spwm}=500$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si

Şekil 7.6 (a)'da üç fazlı çıkış akımları, Şekil 7.6 (b)'de ise bu akımların harmonik içeriği gösterilmiştir. 50 kHz'lik anahtarlama frekansı için, PWM döngüsü 500 kHz'de örneklendiğinde akımların THD'si %3.56'dır.



(a)



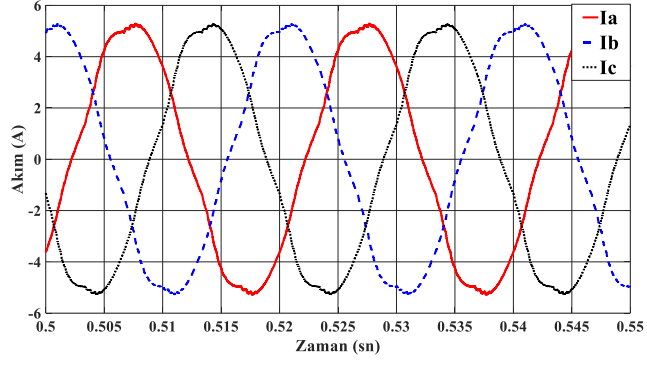
(b)

Şekil 7.7 GKE için açık çevrim UVDGM $f_{spwm}=1$ Mhz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si

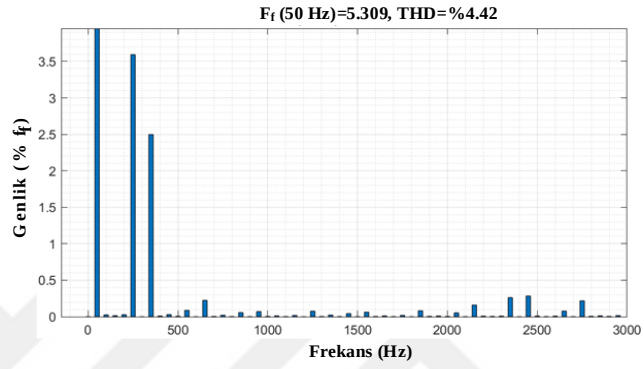
Şekil 7.7'de 50 kHz anahtarlama frekansı için PWM döngüsünün örnekleme frekansı 1 Mhz'e çıkartılmıştır. Şekil 7.7 (a)'da üç fazlı çıkış akımları, Şekil 7.7 (b)'de ise bu akımların harmonik içeriği gösterilmiştir. 50 kHz'lik anahtarlama frekansı için, PWM döngüsü 1 Mhz'de örneklendiğinde akımların THD'si %2.02'dir.

Şekil 7.6 ve 7.7'den PWM döngüsünün örnekleme frekansı arttıkça akımların THD'si azaldığı sonucuna ulaşılabilir. Literatürde düşük anahtarlama frekanslı uygulamalarda PWM döngüsü yaygın olarak anahtarlama frekansının 10 katı ile örneklenmiştir. Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarda PWM döngüsünü anahtarlama frekansının 10 katı ile örnekleme yeterli olmamaktadır.

Şekil 7.8'de AKE için R-L yükü üzerinde referans akımların genliği 5 A, $f_s=50$ kHz, $m_a=0.95$ ve $f_f=50$ Hz parametrelerinde modelleme yapılmıştır. AKE çıkışında bulunan çıkış filtresi (C_f) değeri 0.25 μF 'dır.



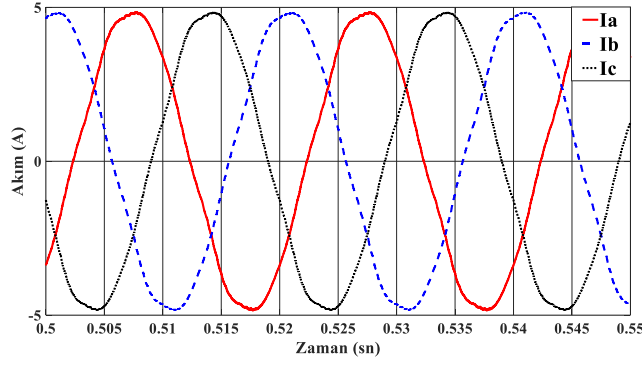
(a)



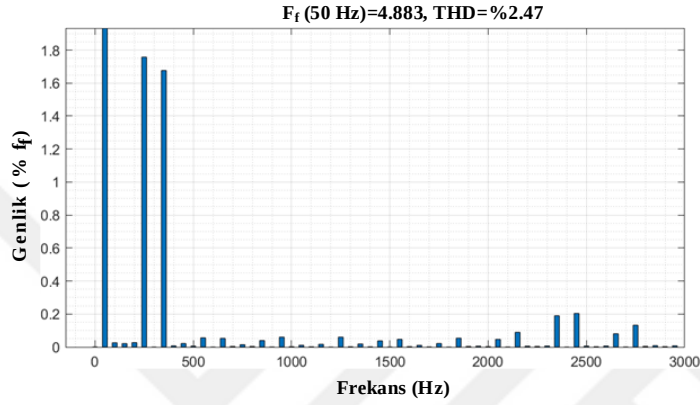
(b)

Şekil 7.8 AKE için açık çevrim UVDGM $f_{spwm}=1$ Mhz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si

Şekil 7.8'de akımların THD'si %4.42 olduğu görülmektedir. Çıkış filtresinin çıkış akımları üzerindeki etkisine bakmak için C_f değeri $0.5 \mu F$ 'a yükseltilmiştir. Şekil 7.9'da sonuçlar gösterilmiştir.



(a)



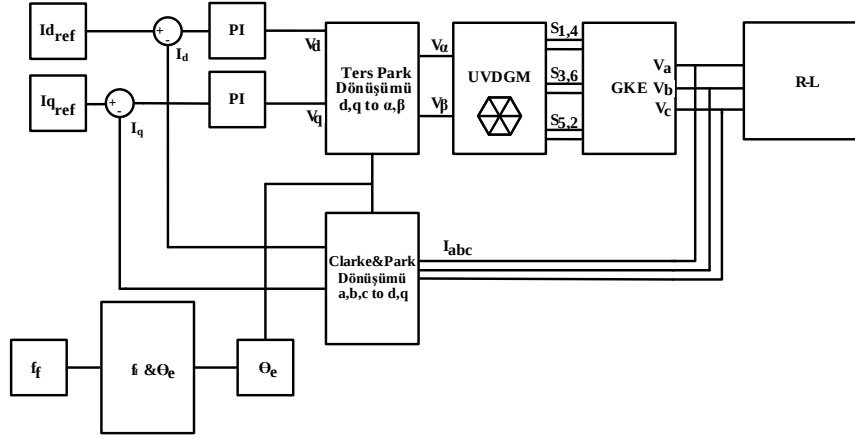
(b)

Şekil 7.9 AKE için açık çevrim UVDGM $f_{spwm}=1$ Mhz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si

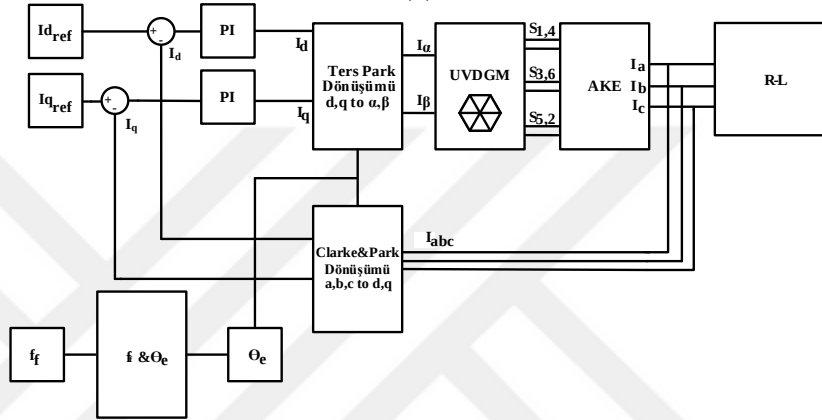
Şekil 7.8 ve Şekil 7.9 karşılaştırıldığında çıkış filtresinin kapasite değeri arttıkça akımların THD'si azalmıştır ancak filtre kaybının artmasından dolayı akımların genliği de azalmıştır.

7.3.2 Kapalı Çevrim UVDGM Algoritması

GKE ve AKE dönüştürücülerde çıkış akımlarının genliği ve temel frekansını kontrol edebilmek için kapalı çevrim UVDGM algoritması uygulanmıştır. Şekil 7.10'da kapalı çevrim UVDGM algoritmasının blok şeması gösterilmektedir.



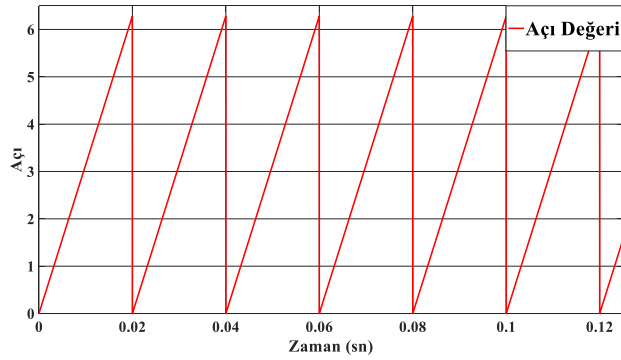
(a)



(b)

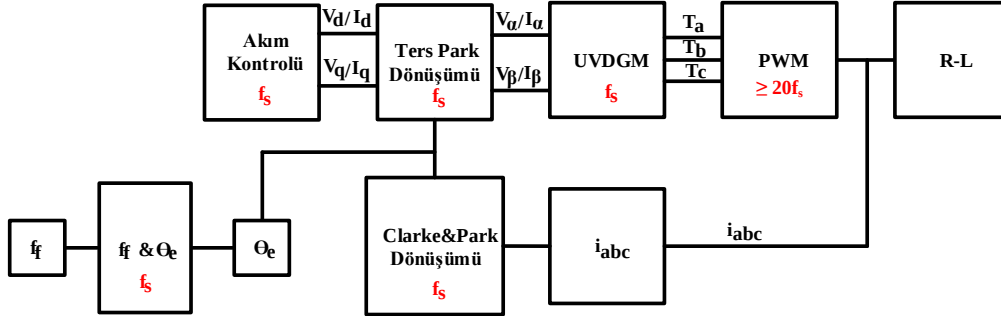
Şekil 7.10 Kapalı çevrim UVDGM blok şeması (a) GKE, (b) AKE

Şekil 7.10 (a)'da GKE, Şekil 7.10 (b)'de ise AKE için kapalı çevrim UVDGM blok şeması gösterilmiştir. D ve q eksenlerine girilen referans akım değerleri ile yük üzerinden okunan akım değerleri PI denetleyici kullanılarak çıkış akımının genliği kontrol edilmiştir. Eksen takımı dönüşümlerini yapmak için gerekli olan açı temel frekansa bağlı olarak hesaplanmıştır. Bu şekilde çıkış akımlarının genliği ve temel frekansı kontrol edilmiştir. Şekil 7.11'de temel frekansa göre örneklenen açı değeri gösterilmiştir.



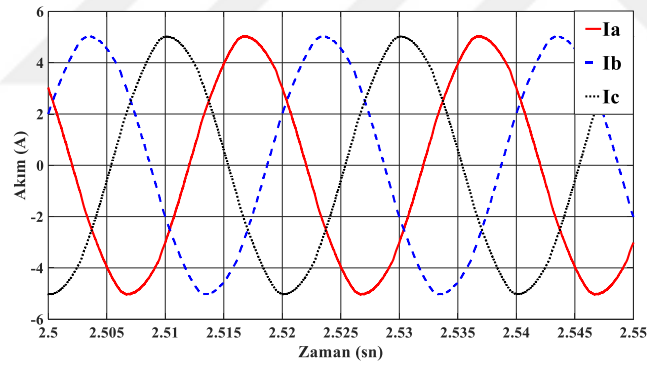
Şekil 7.11 Eksen dönüşümleri için açı değeri

Şekil 7.12’de kapalı çevrim UVDGM algoritmasının blok şeması ve ilgili örnekleme frekansları gösterilmiştir. PWM döngüsü anahtarlama frekansının en az 20 katı olacak şekilde, diğer kontrol döngüleri ise anahtarlama frekansı ile eşit örneklenmiştir.



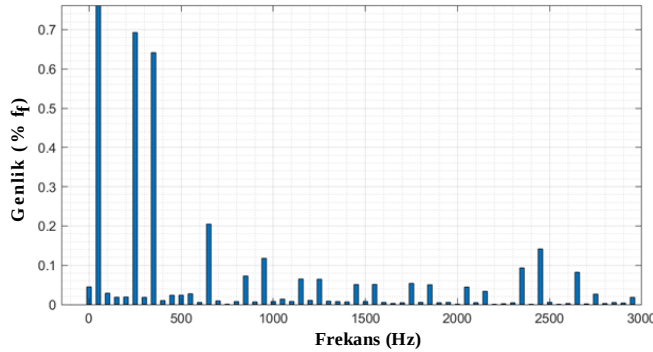
Şekil 7.12 Kapalı çevrim UVDGM blok şeması ve örnekleme frekansları

Şekil 7.13’te GKE için kapalı çevrim UVDGM algoritmasında üç faz I_{abc} akımları ve akımların THD’si gösterilmiştir. I_d ve I_q akımlarının bileşkesi olan I akımının genliği 5 A ve temel frekansı 50 Hz olarak kontrol edilmiştir. Modülasyon indeksi 0.95 ve anahtarlama frekansı 50 kHz’dir.



(a)

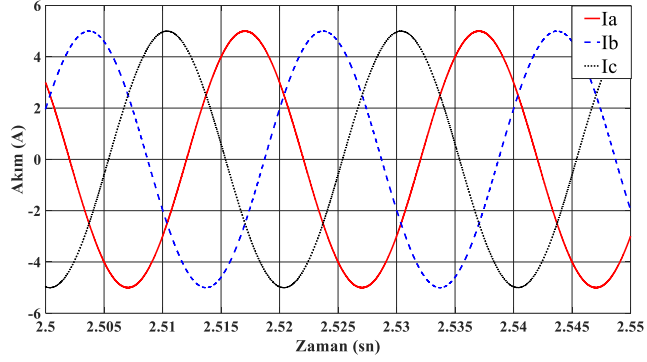
F_f (50 Hz)=4.794, THD=%1.04



(b)

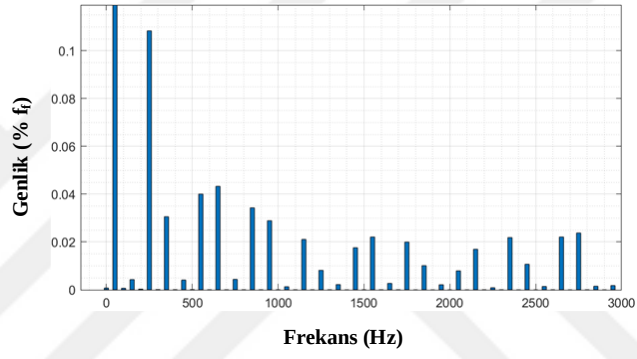
Şekil 7.13 GKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD’si

Anahtarlama frekansının 100 kHz olduğu durum Şekil 7.14’te gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı arttıkça akımların THD oranının azaldığı görülmüştür.



(a)

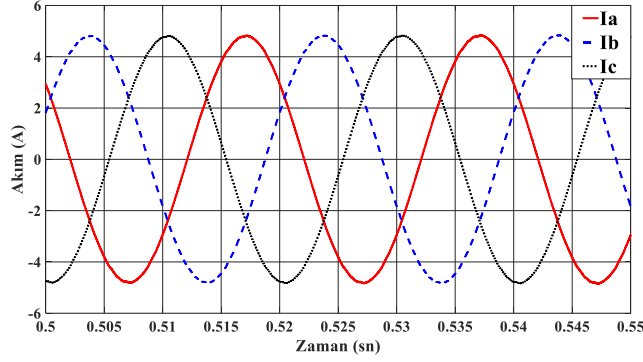
$F_f (50 \text{ Hz}) = 4.99, \text{THD} = \%0.17$



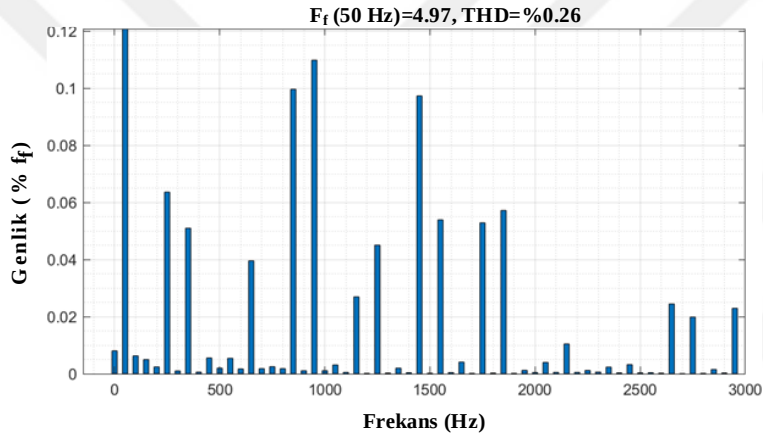
(b)

Şekil 7.14 GKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s = 100 \text{ kHz}$ (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD’si

100 kHz'lik anahtarlama frekansı ile çalışan bir sistem için m_a 0.5'e düşürülmüştür, sonuçlar Şekil 7.15'te verilmiştir. Modülasyon indeksi azaldıkça çıkış akımlarının THD oranının arttığı görülmüştür.



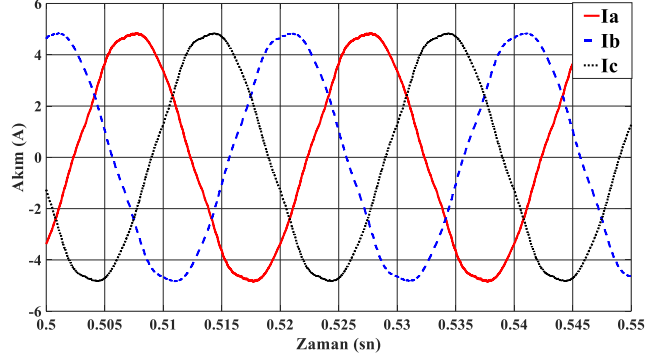
(a)



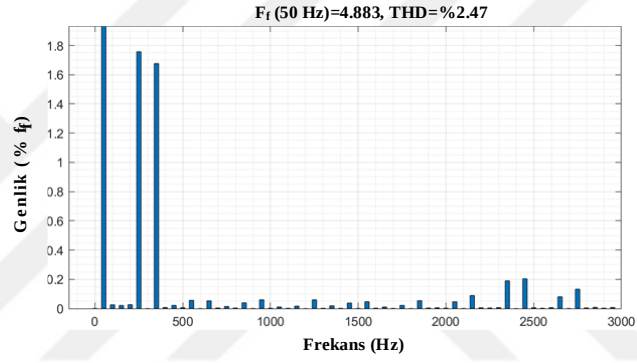
(b)

Şekil 7.15 GKE için kapalı çevrim UVDGM, $m_a=0.5$ (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si

AKE için kapalı çevrim UVDGM algoritmasında çıkış akımının temel frekansı (f_f) 50 Hz, anahtarlama frekansı (f_s) 50 kHz ve modülasyon indeksi (m_a) 0.95'tir. Sonuçlar Şekil 7.16'da verilmiştir.



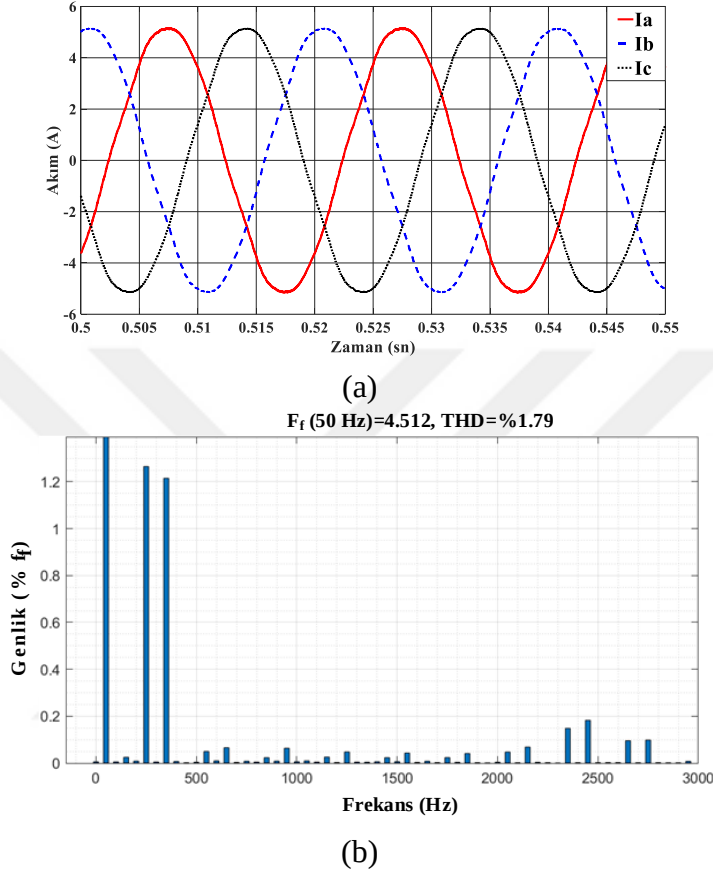
(a)



(b)

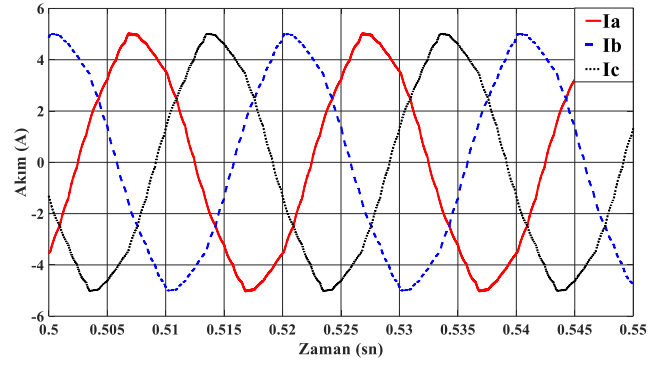
Şekil 7.16 AKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si

Anahtarlama frekansı 100 kHz değerine yükseltilmiştir ve sonuçlar Şekil 7.17’de verilmiştir. Artan anahtarlama frekansı ile çıkış filtresinde kullanılan kapasite küçülmüştür. Şekil 7.16 ve Şekil 7.17 karşılaştırıldığında anahtarlama frekansının artması ile THD azalmıştır.

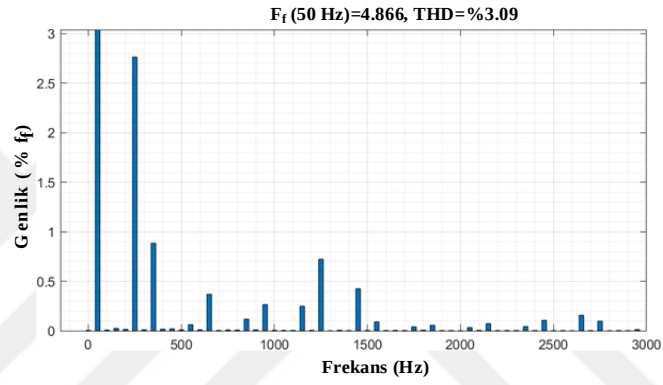


Şekil 7.17 AKE için kapalı çevrim UVDGM, $f_s=100 \text{ kHz}$ (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD’si

AKE'de m_a 0.5'e düşürülmüştür, anahtarlama frekansı ise 100 kHz'dir. Sonuçlar Şekil 7.18'de verilmiştir. m_a azaldıkça akımların THD'si artmıştır.



(a)



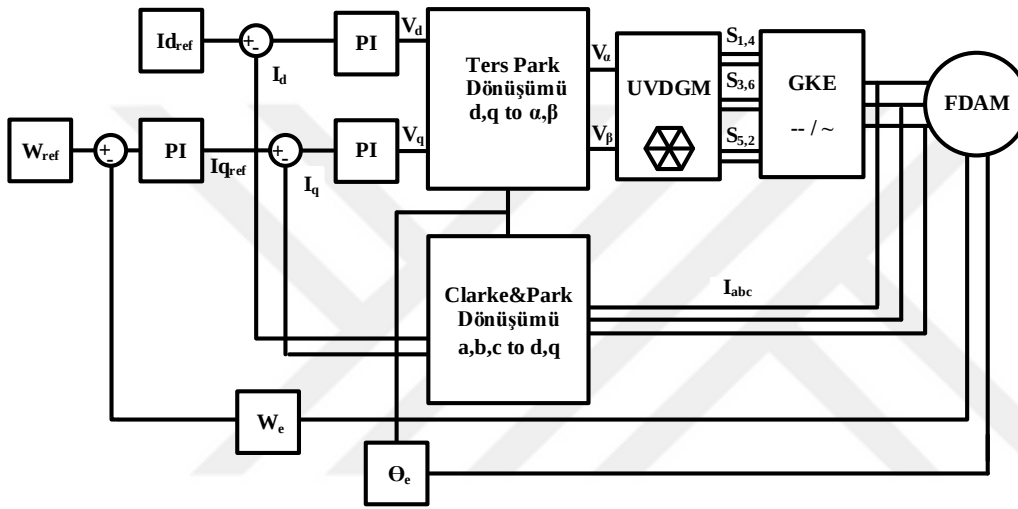
(b)

Şekil 7.18 AKE için kapalı çevrim UVDGM, $m_a=0.5$ (a) Çıkış akımları, (b) Çıkış akımlarının THD'si

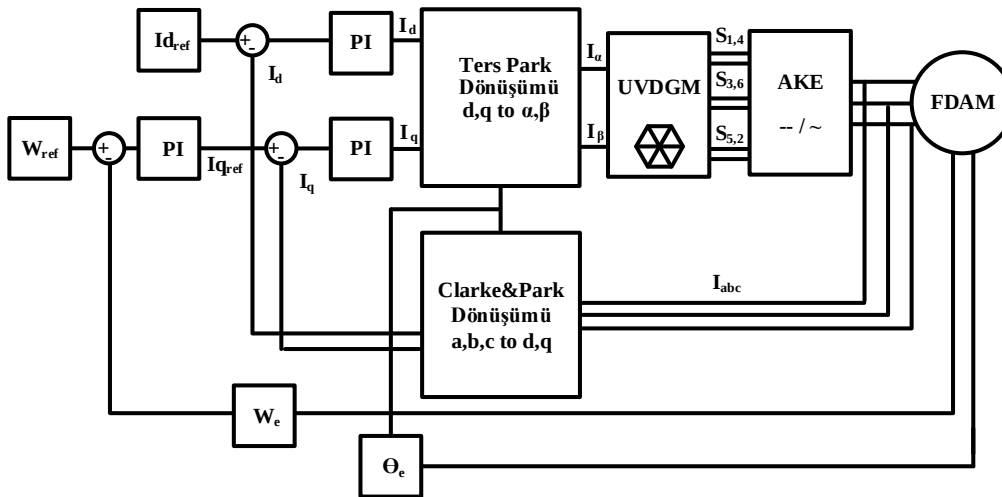
7.4 ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL (AYK)

Yüksek hızlı bir SMM, AYK yöntemi kullanılarak GKE ve AKE dönüştürücüler ile farklı anahtarlama frekansları, hız ve yük altında modellenmiştir. Çıkış akımlarının THD'si ve tork dalgalanması incelenmiştir.

Şekil 7.19 (a)'da GKE için AYK blok şeması, Şekil 7.19 (b)'de AKE için AYK blok şeması gösterilmiştir. İki motor sürücü uygulaması arasındaki fark akım kontrolcülerinin çıkış sinyalleridir. Akım kontrolü yapan PI denetleyici çıkışları GKE için V_{dq} gerilimleri, AKE için ise I_{dq} akımlarıdır.



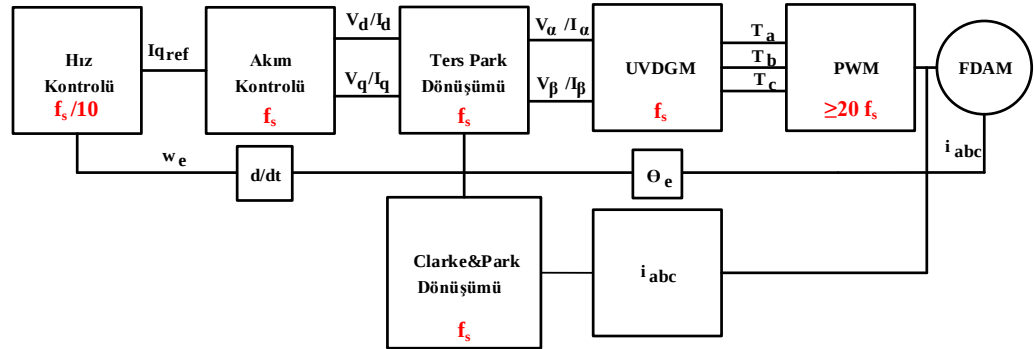
(a)



(b)

Şekil 7.19 AYK blok şeması (a) GKE, (b) AKE

Şekil 7.20’de AYK blok şeması ve ilgili örnekleme frekansları arasındaki ilişki verilmiştir.



Şekil 7.20 AYK döngüleri ve örnekleme frekansları

Akım kontrolü, ters Park dönüşümü, UVDGM, Clarke&Park dönüşümü ve sensör ile okunan akım ve rotor pozisyonu döngülerinin örnekleme frekansı anahtarlama frekansına eşittir. Hız kontrol döngüsünün örnekleme frekansı anahtarlama frekansının onda biridir. Yarı iletken güç anahtarları için kapı sinyallerinin oluşturulduğu PWM kontrol döngüsü ise anahtarlama frekansının 20 katı ile örneklenmiştir.

10, 15, 20 ve 25 krpm hızında çalışan yüksek hızlı bir FDAM 20, 50 ve 100 kHz anahtarlama frekanslarında çalışan GKE ve AKE tabanlı motor sürücüler ile tork dalgalanması ve çıkış akımlarının THD’si üzerinden karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar $m_a=0.95$ ve $T_e=1.2$ Nm ile yapılmıştır. Çizelge 7.1’de akımların harmonik içeriği, Çizelge 7.2’de ise tork dalgalanması gösterilmiştir.

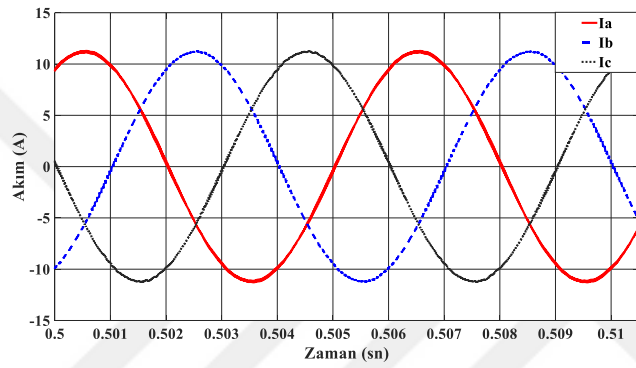
Çizelge 7.1 Harmonik bozulma ($T_e=1.2$ Nm)

THD (%)	Motor Hızı							
	10 krpm		15 krpm		20 krpm		25 krpm	
F _s (kHz)	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE
20	2.04	3.61	2.99	5.59	3.98	7.68	4.95	9.47
50	0.84	2.68	1.23	3.80	1.61	5.09	2.13	6.26
100	0.45	2.21	0.63	3.50	0.82	4.83	1.07	5.84

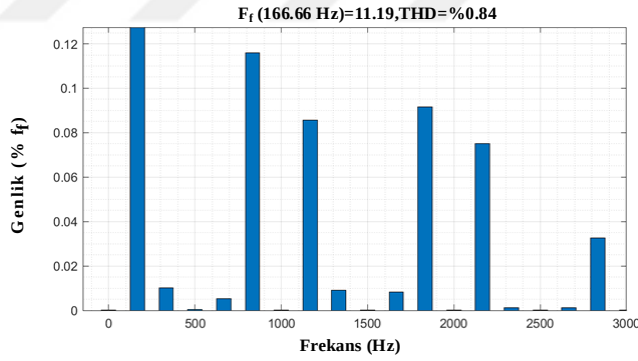
Çizelge 7.2 Tork Dalgalanması ($T_e=1.2$ Nm)

T_E (%)	Motor Hızı							
	10 krpm		15 krpm		20 krpm		25 krpm	
F_s (kHz)	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE
20	7.48	13.8	11.7	22.1	15.9	32.0	18.6	39.9
50	2.55	6.82	3.96	11.0	5.66	17.4	7.38	22.1
100	1.55	8.73	2.26	11.5	2.78	13.4	3.74	15.6

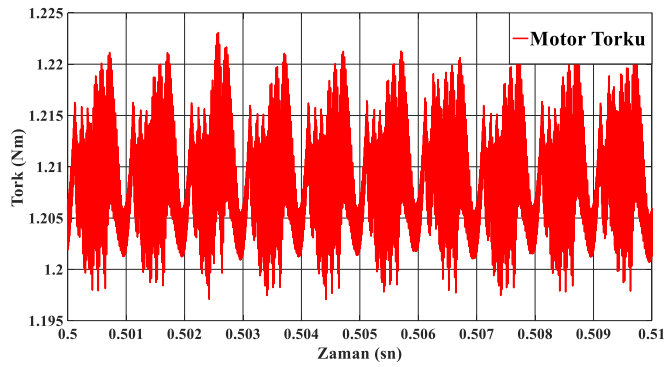
Şekil 7.21’de $f_s=50$ kHz ve $n=10$ krpm için GKE tabanlı AYK yönteminde çıkış akımları, akımların THD’si ve motor torku gösterilmiştir.



(a)



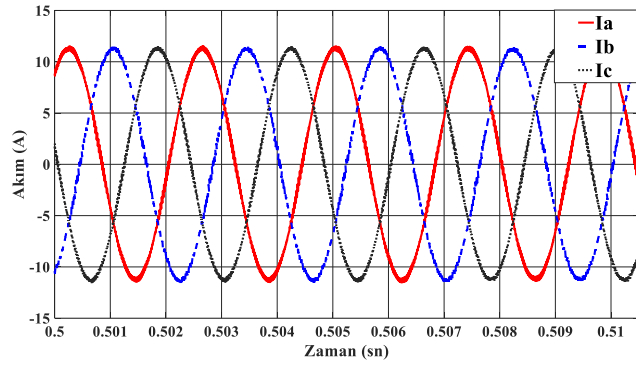
(b)



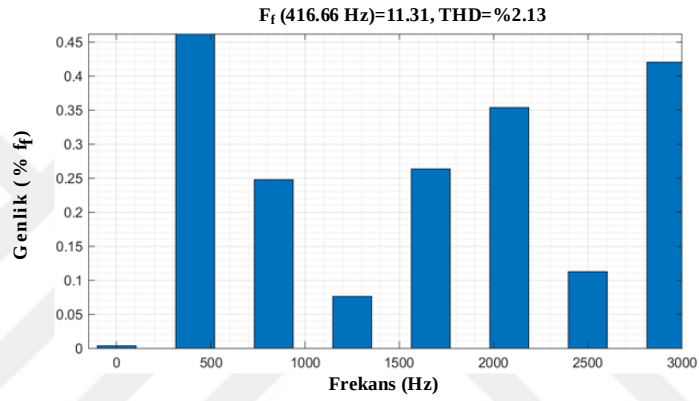
(c)

Şekil 7.21 GKE için $n=10$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD (c) Tork

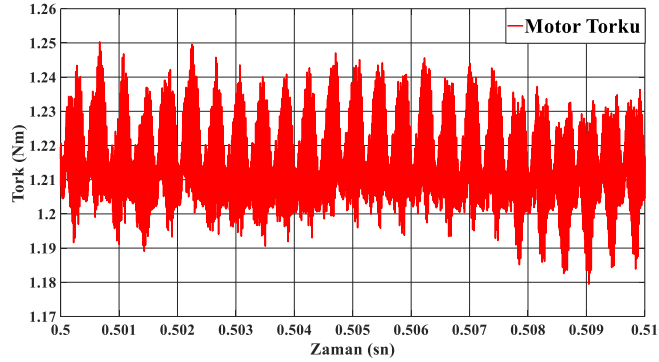
Şekil 7.22’de $f_s=50$ kHz ve $n=25$ krpm için GKE tabanlı AYK yönteminde çıkış akımları, akımların THD’si ve motor torku gösterilmiştir.



(a)



(b)

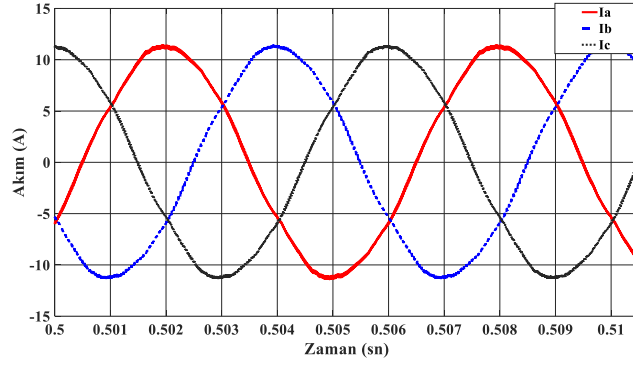


(c)

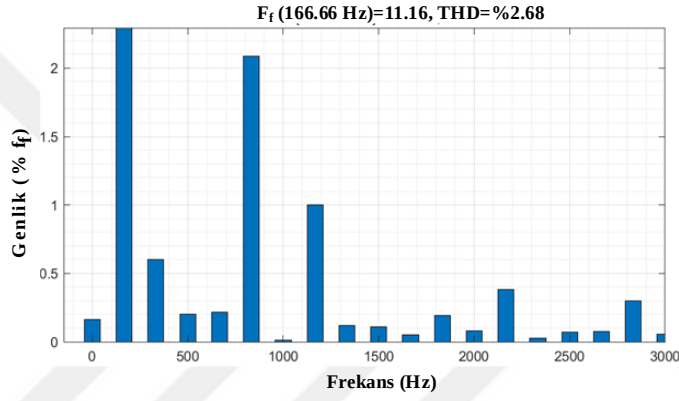
Şekil 7.22 GKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork

Şekil 7.21 ve Şekil 7.22 karşılaştırıldığında motor dönme hızı arttıkça stator akımlarının temel frekansı artmıştır. Temel frekans arttıkça akımların THD’si de artmıştır.

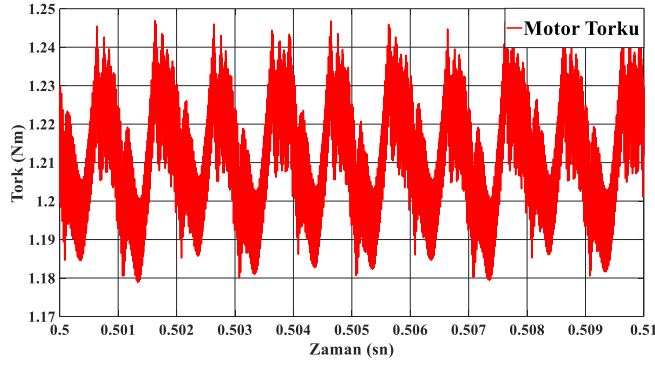
Şekil 7.23'te $n=10$ krpm, $f_s=50$ kHz için AKE tabanlı AYK yönteminde çıkış akımları, akımların THD'si ve motor torku gösterilmiştir.



(a)



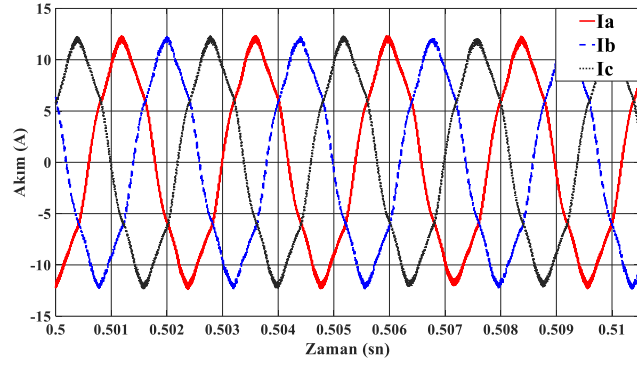
(b)



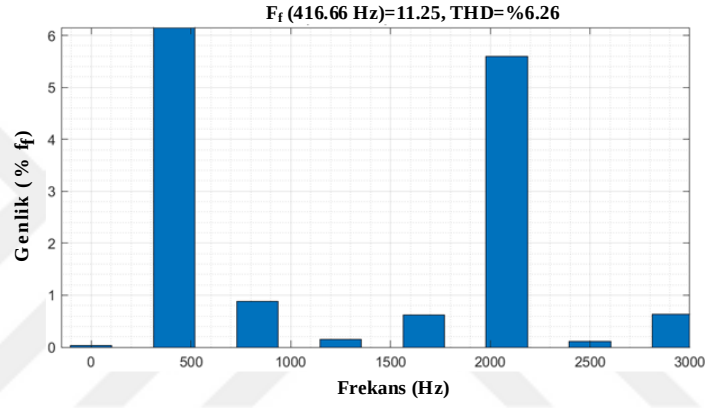
(c)

Şekil 7.23 AKE için $n=10$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork

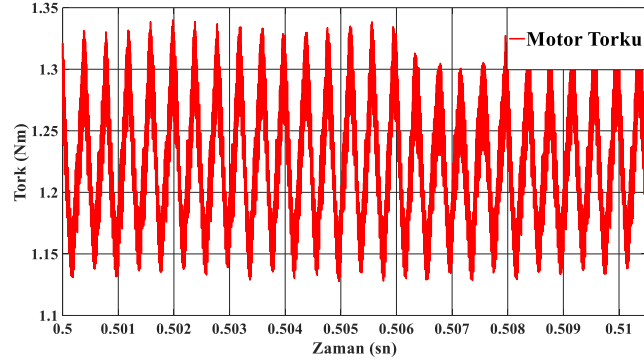
Şekil 7.24'te $f_s=50$ kHz ve $n=25$ krpm için AKE tabanlı AYK yönteminde çıkış akımları, akımların THD'si ve motor torku gösterilmiştir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 7.24 AKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork

Şekil 7.23 ve Şekil 7.24 karşılaştırıldığında motor dönme hızı arttıkça stator akımlarının temel frekansı artmıştır. Temel frekans arttıkça akımların THD'si de artmıştır.

Karşılaştırmalar $m_a=0.95$ ve $T_e=0.6$ Nm ile yapılmıştır, motor torku yarıya düşürülmüştür. Çizelge 7.3'te akımların harmonik içeriği, Çizelge 7.4'de ise tork dalgalanması gösterilmiştir.

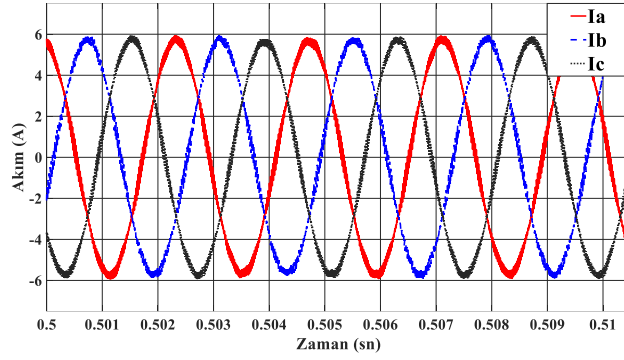
Çizelge 7.3 Harmonik bozulma ($T_e=0.6$ Nm)

THD (%)	Motor Hızı							
	10 krpm		15 krpm		20 krpm		25 krpm	
Fs (kHz)	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE
20	3.93	7.60	5.79	11.8	7.61	15.6	9.48	18.6
50	1.62	5.58	2.36	8.40	3.07	10.7	3.84	13.46
100	0.87	5.15	1.22	7.68	1.58	9.88	2.05	11.7

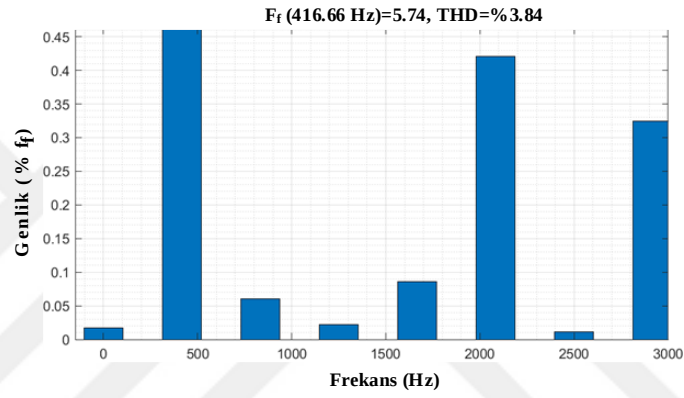
Çizelge 7.4 Tork dalgalanması ($T_e=0.6$ Nm)

Te (%)	Motor Hızı							
	10 krpm		15 krpm		20 krpm		25 krpm	
Fs (kHz)	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE	GKE	AKE
20	12.6	28.2	18.2	46.3	25.2	58.4	34.3	77.2
50	5.21	15.1	8.47	25.0	11.8	35.7	15.1	43.9
100	2.99	14.3	4.66	20.2	5.67	23.2	7.74	26.7

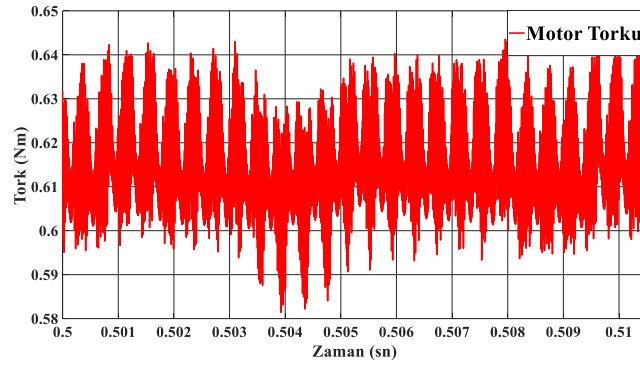
Şekil 7.25'te $f_s=50$ kHz, $n=25$ krpm ve $T_e=0.6$ Nm için GKE tabanlı AYK yönteminde çıkış akımları, akımların THD'si ve motor torku gösterilmiştir.



(a)



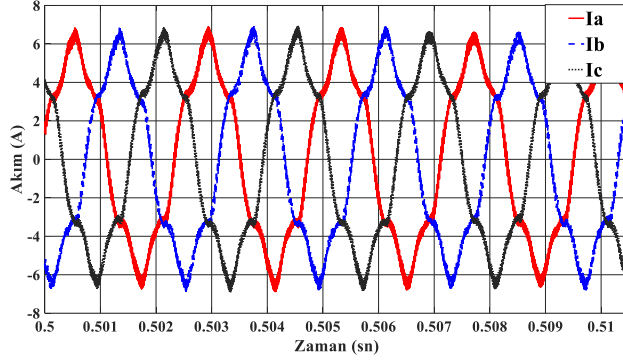
(b)



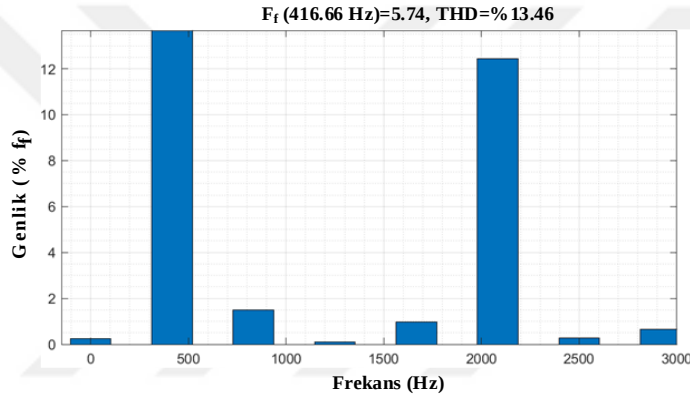
(c)

Şekil 7.25 GKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz, $T_e=0.6$ Nm (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork

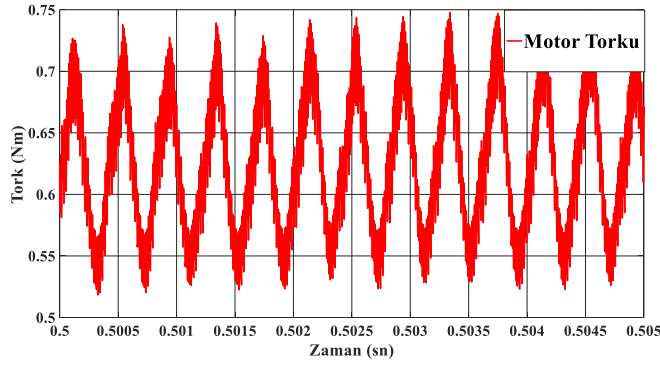
Şekil 7.26'da $f_s=50$ kHz, $n=25$ krpm ve $T_e=0.6$ Nm için AKE tabanlı AYK yönteminde çıkış akımları, akımların THD'si ve motor torku gösterilmiştir.



(a)



(b)

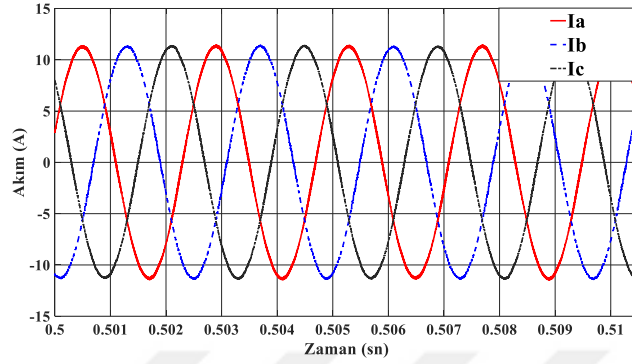


(c)

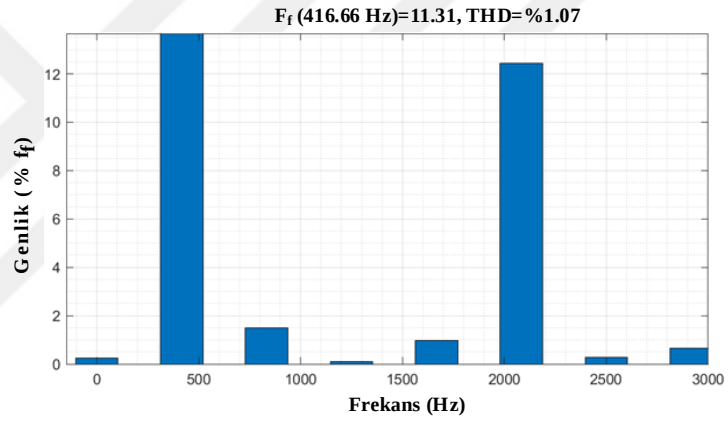
Şekil 7.26 AKE için $n=25$ krpm, $f_s=50$ kHz, $T_e=0.6$ Nm (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork

GKE ve AKE tabanlı AYK yönteminde aynı dönme hızı, anahtarlama frekansı ve modülasyon indeksi değerlerinde yük azaldıkça çıkış akımlarının genliği azalmıştır, çıkış akımlarının THD'si ve tork dalgalanması artmıştır.

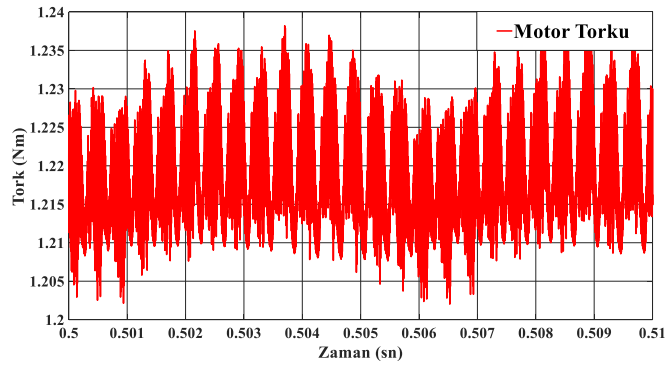
Şekil 7.27’de GKE için $n=25$ krpm, $f_s=100$ kHz, $m_a=0.95$ ve $T_e=1.2$ Nm değerlerinde çıkış akımları, akımların harmonik bozulması ve tork dalgalanması gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı 2 katına çıkartılmıştır, anahtarlama frekansı arttığında çıkış akımlarının harmonik bozulması ve tork dalgalanması azalmıştır.



(a)



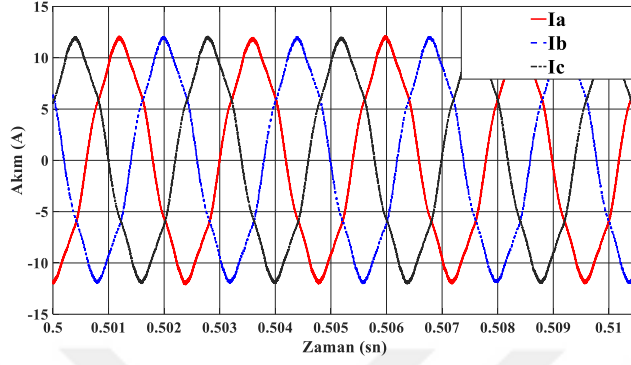
(b)



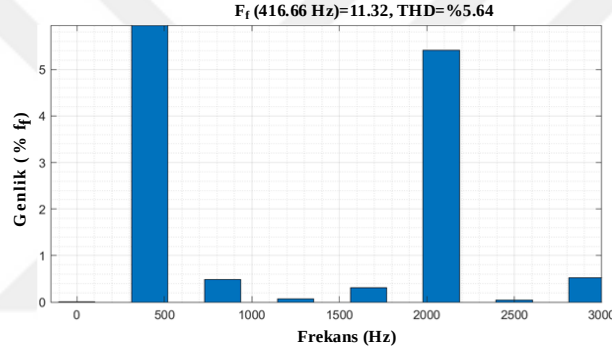
(c)

Şekil 7.27 GKE için $n=25$ krpm, $f_s=100$ kHz. (a) Çıkış akımları, (b) THD, (c) Tork

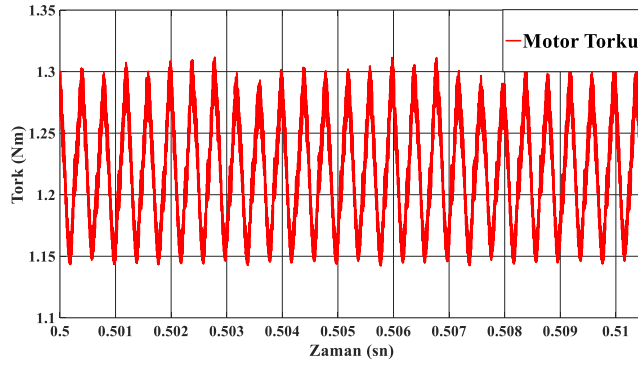
Şekil 7.28'de AKE için $n=25$ krpm, $f_s=100$ kHz, $m_a=0.95$ ve $T_e=1.2$ Nm değerlerinde çıkış akımları, akımların harmonik bozulması ve motor torku gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı 2 katına çıkartılmıştır, anahtarlama frekansı arttığında çıkış akımlarının harmonik bozulması ve tork dalgalanması azalmıştır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 7.28 AKE için $n=25$ krpm, $f_s=100$ kHz için, (a) çıkış akımları, (b) THD (c) Tork

7.4.1 GKE ve AKE Devrelerinin Karşılaştırılması

GKE ve AKE devreleri Matlab/Simulink ile sabit R-L yükü ve sabit mıknatıslı motor ile modellenerek UVDGM ve AYK yöntemleri ile kontrol edilmiş ve bu iki devre topolojisi arasında karşılaştırmalar yapılmıştır.

UVDGM yönteminde GKE için yarı iletken güç anahtarları arasında ölü zaman bulunması gereklidir ancak AKE için yarı iletken güç anahtarları arasında ölü zaman bulunmasına gerek yoktur.

GKE, girişinde bir güç dönüştürücüsü olmadan sabit bara ile kullanılabilir ancak AKE girişinde gerilim-akım dönüşümünü sağlamak için V-I güç dönüştürücüsü bulunmalıdır. Bu güç dönüştürücüsü sisteme ek bir maliyet ve kontrol karmaşıklığı getirir.

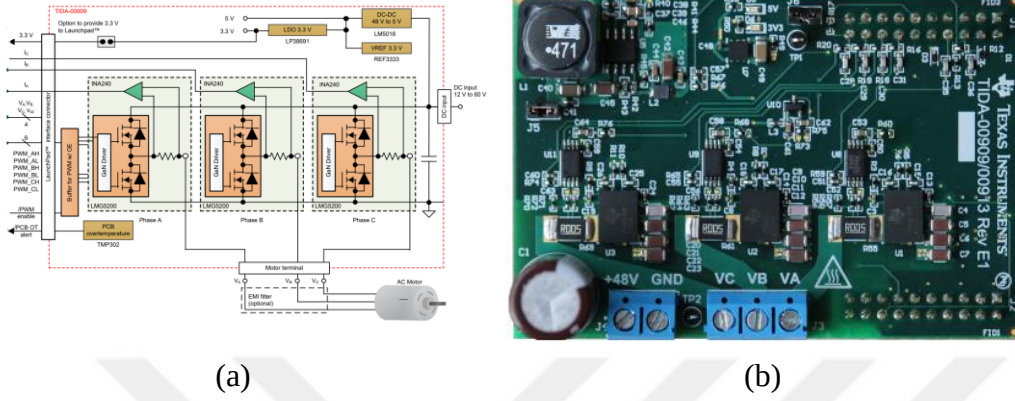
Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarda GKE için çıkış filtresi ihtiyacı ortadan kalkar ya da çıkış filtresi kullanılacaksa devre elemanlarının boyutları fiziksel olarak küçülür. AKE için ise çıkışında her zaman çıkış filtresi bulunması zorunludur.

AKE’de çıkış filtrelerinde kullanılan kapasitörlerin kapasitesi temel frekans, anahtarlama frekansı ve güce göre değişmektedir. Motor sürücü sistemde yukarıdaki parametrelerde bir değişiklik yapıldığında maksimum verimlilik için çıkış filtreleri de fiziksel olarak değişmelidir. Ancak GKE ise bu parametre değişimleri çıkış filtresi olmadığı için daha kolay bir şekilde yapılabilir.

GKE ve AKE tabanlı sistemler değişen hız, tork ve anahtarlama frekanslarında çıkış akımlarının THD’si ve motorun tork dalgalanmasına bağlı olarak karşılaştırmalar yapılmıştır. Bu karşılaştırmalarda GKE tabanlı sistemler, AKE tabanlı sistemlere göre çıkış akımlarının THD’si ve motorun tork dalgalanması açısından daha iyi sonuçlar vermiştir. (C. Kılıç ve E. Meşe, 2021)

8. TEST ÇALIŞMALARI

Bu çalışmada üç fazlı, gerilim kaynaklı TI-Boost XL GaN-Evirici devresi kullanılmıştır. Şekil 8.1’de TI-Boost XL GaN-Evirici devresi gösterilmektedir.



Şekil 8.1 TI-Boost XL GaN-Inverter

Her bir fazda bulunan LMG5200 entegresi içinde yarım köprü evirici yapısı ve kapı sürücü devreleri birlikte bulunmaktadır. Her bir faz üzerinde paralel bir direnç üzerinden INA240 entegresi ile akım okunmaktadır. LM5018 gerilim düşürücü entegresi (buck converter), 3.3 V ve 5 V gerilim regülatörleri ile DC baradan alınan gerilim değeri entegre beslemeleri, ADC referansı vb. işlemler için kullanılmaktadır.

Çizelge 8.1’de TI-Boost XL GaN-Inverter devre parametreleri gösterilmektedir.

Çizelge 8.1 TI-Boost XL GaN Inverter parametreleri

Parametreler	Değerler
$V_{DC,IN}$	12 V – 60 V
$I_{out,RMS} - I_{out,peak}$	7 A – 10 A
f_s	40 kHz – 100 kHz
Ölü Zaman	12.5 ns

Yüksek anahtarlama frekansı için yüksek bir işlem kapasitesi gerektiren bu çalışmada yüksek performanslı 32 bit RISC mimarisine sahip ARM-Cortex M7 ve ARM-Cortex M4 çekirdekleri bulunan çift çekirdekli STM32H747-XI mikro denetleyicisi kullanılmıştır. ARM-Cortex M7 çekirdeği 480 Mhz, 1027 DMIPS, ARM-Cortex M4 çekirdeği ise 240 Mhz, 300 DMIPS clock frekansları ve işlem kapasitelerinde çalışırlar. Her iki çekirdek de dijital sinyal işleme (DSP) işlemlerini

destekler ve kayan nokta birimi (FPU) bulunmaktadır.

Motor kontrol uygulamaları için STM32H747-XI üzerinde iki adet PWM zamanlayıcısı ve bir adet yüksek çözünürlüklü zamanlayıcı bulunur. Şekil 8.2’de STM32H747-XI mikro denetleyicisi gösterilmiştir.



Şekil 8.2 STM32H747xI mikro denetleyicisi

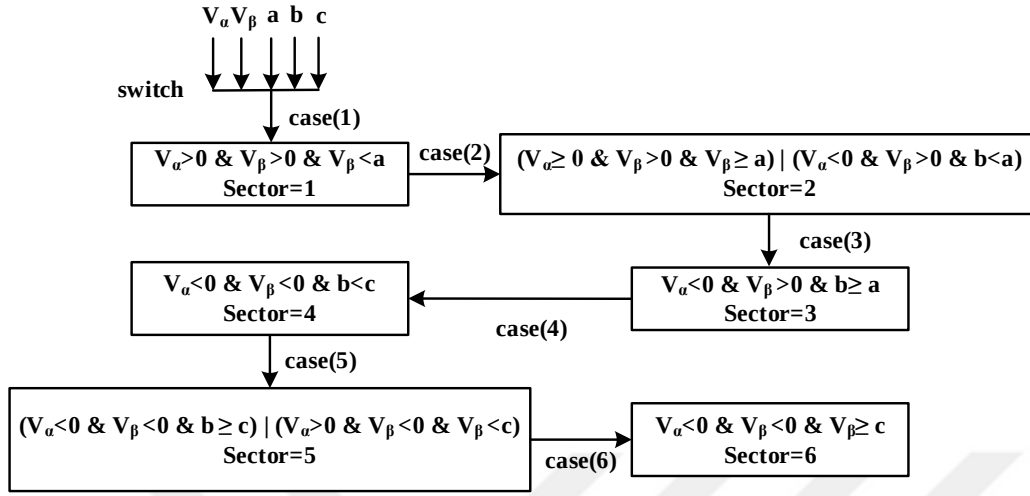
Motor sürücü uygulamalarında yaygın olarak kullanılan UVDGM yöntemi trigonometrik fonksiyonlar içermektedir. Gerçek zamanlı, yüksek anahtarlama frekanslı ve yüksek hızlı uygulamalarda algoritmanın hesaplama süresi gömülü sistem için oldukça fazladır. Gömülü algoritmanın hesaplama süresi anahtarlama frekansının üst sınırını belirler. (S. R. Bowes and D. Holliday, 2017)

Gerçek zamanlı UVDGM tabanlı yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarda algoritma süresini kısaltmak için trigonometrik fonksiyonlar içermeyen lojik denklemler kullanılmıştır. (Yaşa Y., 2017)

UVDGM’de ilk adımda a, b, c katsayıları hesaplanır. İlgili formüller Denklem 8.1’de verilmiştir.

$$\begin{aligned} a &= \sqrt{3}V_{\alpha} \\ b &= -V_{\beta} \\ c &= -a \end{aligned} \tag{8.1}$$

İkinci adımda sektör belirlenir. Şekil 8.3'te sektörlerin belirlenmesi için gerekli algoritma gösterilmektedir.



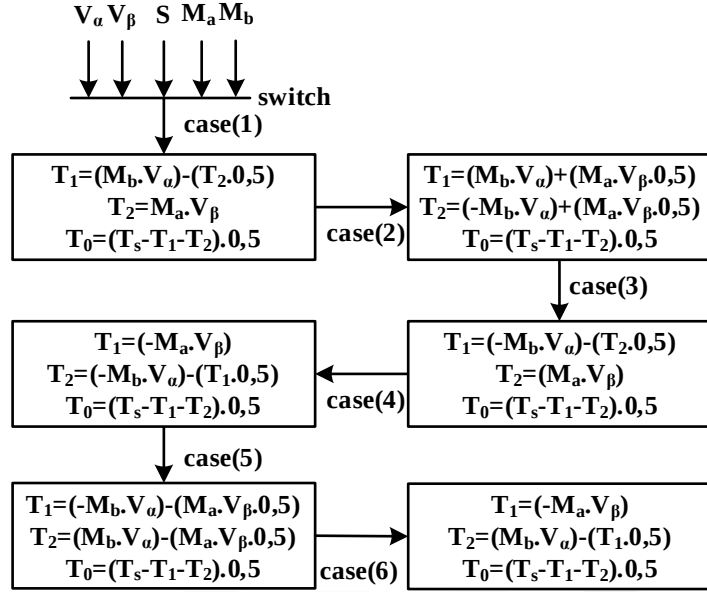
Şekil 8.3 Sektör algoritması

Üçüncü adımda aktif vektörlerin modülasyon indeksleri, m_a ve m_b hesaplanır. İlgili denklemler Denklem 8.2 ve Denklem 8.3'te verilmiştir.

$$m_a = \sqrt{3} \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (8.2)$$

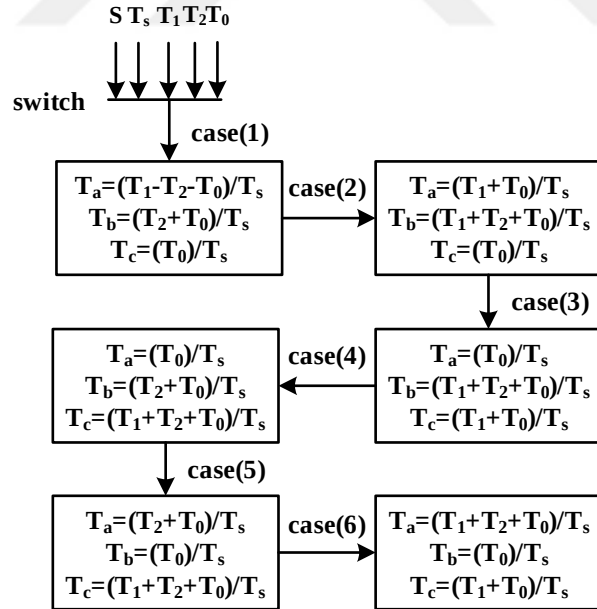
$$m_b = \frac{3}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (8.3)$$

T_1 ve T_2 aktif gerilim vektörlerinin uygulanma süresini, T_0 ise sıfır gerilim vektörünün uygulanma süresini göstermektedir. Bu üç vektörün toplam uygulanma süresi anahtarlama frekansının periyoduna (T_s) eşittir. Şekil 8.4'te her bir sektörde aktif vektörlerin uygulanma sürelerini belirlemek için gerekli algoritma gösterilmiştir.



Şekil 8.4 Vektör süreleri

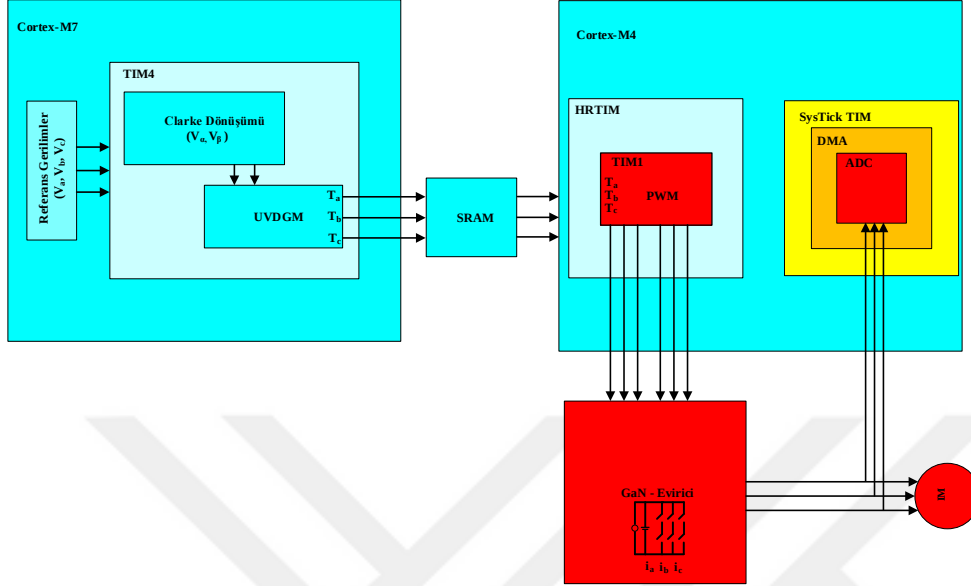
Dördüncü adımda her bir yarı iletken güç anahtarının görev süresini belirlemek için her bir fazda pozitif tarafta bulunan anahtarların uzay vektörleri belirlenir. Her bir fazın uzay vektörleri T_a, T_b, T_c için gerekli algoritma Şekil 8.5'te gösterilmiştir.



Şekil 8.5 Uzay vektörleri

Son adımda ise T_a, T_b, T_c değerleri anahtarlama frekansı ile karşılaştırarak her bir yarı iletken anahtar için görev süreleri belirlenir.

Açık çevrim UVDGM yöntemi bir asenkron motora bağlı olarak 50 kHz ve 100 kHz anahtarlama frekanslarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 8.6’da gömülü algoritmanın blok şeması gösterilmektedir.



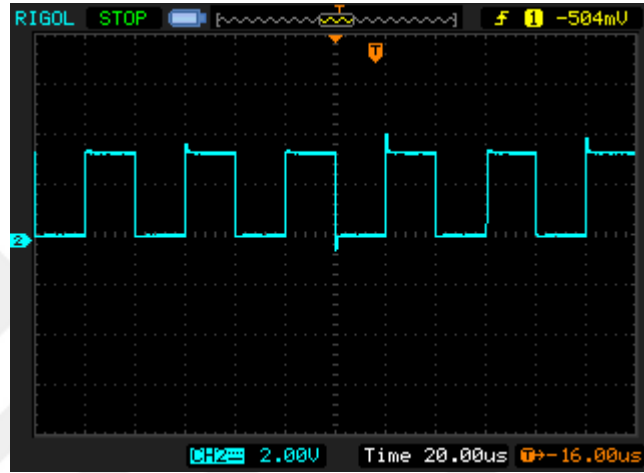
Şekil 8.6 Gömülü kontrolcü için UVDGM algoritması

Literatürde yapılmış, genellikle 10 kHz-20 KHz aralığındaki düşük anahtarlama frekanslı uygulamalarda PWM döngüsü bir veya iki defa örneklenmiştir. Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarda taşıyıcı sinyal çok hızlı değiştiği için yukarıda anlatılan yöntem PWM işlemi için iyi bir çözünürlük vermemektedir. Bunun yerine çoklu örnekleme PWM işlemi uygulanmıştır. Bu işlem için PWM örnekleme frekansı 1 Mhz olarak ayarlanmıştır ve bu örnekleme frekansında çalışabilen yüksek çözünürlüklü zamanlayıcı (HRTIM) kullanılmıştır. İşlemci üzerinde bulunan diğer TIM birimleri maksimum 500 kHz örnekleme frekansında çalışmaktadır.

Cortex-M7 içerisinde üç fazlı V_{abc} referans gerilimleri anahtarlama frekansı ile aynı örnekleme frekansında hesaplanmıştır. Gömülü işlemcide trigonometrik fonksiyon içeren bu denklemlerin hesaplama süresi uzundur. V_{abc} referans gerilimleri anlık olarak hesaplamak yerine algoritmanın başında hesaplanarak kaydedilmiştir. TIM-4 zamanlayıcısı anahtarlama frekansı ile aynı olacak şekilde kesme oluşturmaktadır. Bu zamanlayıcıda Clarke Dönüşümü uygulanarak iki fazlı $V_{\alpha\beta}$ gerilimleri ve UVDGM algoritması gerçekleştirilmiştir. UVDGM algoritması sonucunda elde edilen T_{ABC} uzay vektörleri SRAM üzerine yazılmıştır.

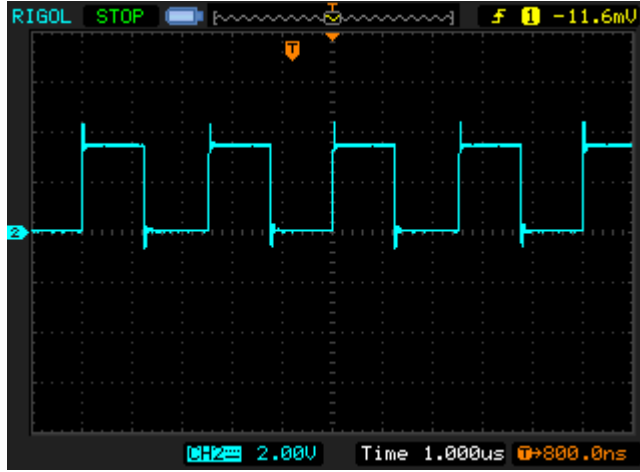
Cortex-M4 içerisinde yüksek çözünürlüklü zamanlayıcı (HRTIM) temel modda zaman tabanlı olarak 1 Mhz kesme oluşturacak şekilde programlanarak içerisinde PWM işlemi örneklenmektedir. Anahtarlama frekansı TIM-8 içerisinde üç kanal ve her birinin tersi alınarak oluşturulmaktadır. TIM-4'ün kesme frekansına eşit olacak şekilde T_{ABC} uzay vektörleri SRAM üzerinden okunmaktadır.

50 kHz'lik anahtarlama frekansı için Cortex-M7 içerisinde 50 kHz'lik bir zamanlayıcıda Referans Gerilimler, Clarke Dönüşümü ve UVDGM işlemi yapılmaktadır. Şekil 8.7'de bu işlemlerin süresi osiloskop üzerinden gösterilmiştir.



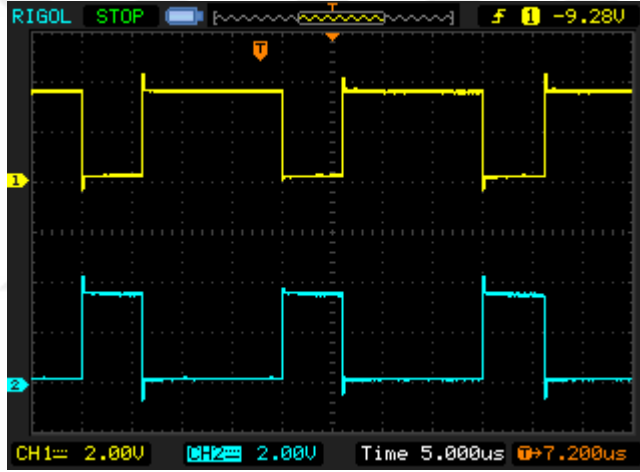
Şekil 8.7 $F_s=50$ kHz için Cortex-M7 işlem süresi

Cortex-M4 içerisinde 1 Mhz'lik yüksek çözünürlüklü zamanlayıcı (HRTIM) içerisinde PWM işlemi yapılmaktadır. TIM-8'de birbirlerini tersleyen 6 adet PWM kanalı ayarlanmıştır. Cortex-M7 içerisinde gerçekleştirilen UVDGM işlemi bittikten sonra T_{ABC} uzay vektörleri her 50 kHz'de bir SRAM üzerine yazılmaktadır. Cortex-M7 ile SRAM üzerine yazılan T_{ABC} uzay vektörleri, Cortex-M4'de HRTIM içerisinde bir sayıcı ile SRAM üzerinde okunmaktadır. Şekil 8.8'de HRTIM içerisinde PWM işlem süresi ve Şekil 8.9'da, 50 kHz'lik anahtarlama frekansına sahip TIM8 CH1 ve CH1N kanalları ile PWM sinyalleri gösterilmiştir.



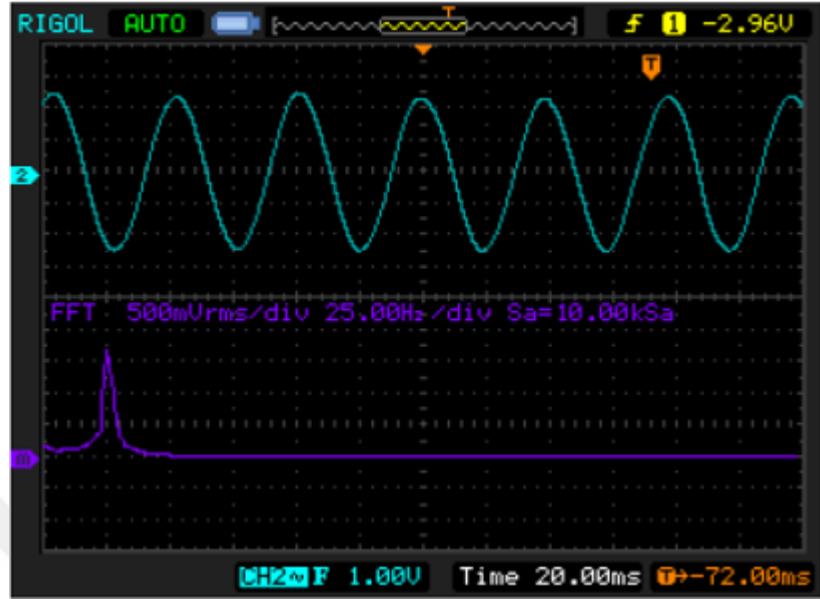
Şekil 8.8 $F_s=50$ kHz için Cortex-M4 işlem süresi

Şekil 8.8’de, $1\ \mu\text{s}$ değerine ayarlanan HRTIM için işlem süresi $0.2\ \mu\text{s}$ olduğu görülmektedir.



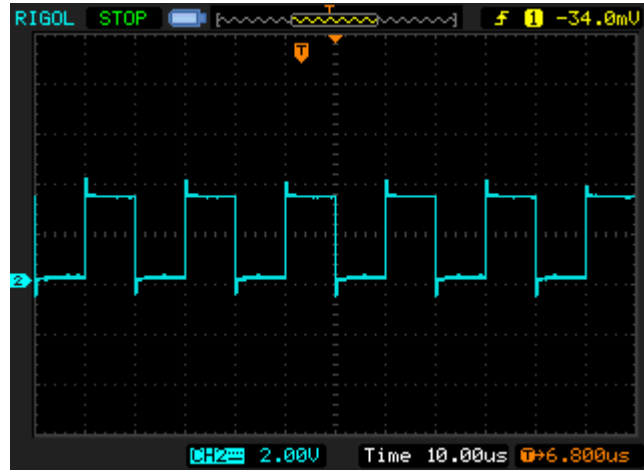
Şekil 8.9 $F_s=50$ kHz için TIM8 CH1 ve CH1N PWM sinyalleri

Şekil 8.10'da 50 kHz'lik anahtarlama frekansı için bir fazın akımı ve ilgili akımın harmonik içeriği gösterilmiştir.



Şekil 8.10 $F_s=50$ kHz için çıkış akımı ve harmonik içeriği

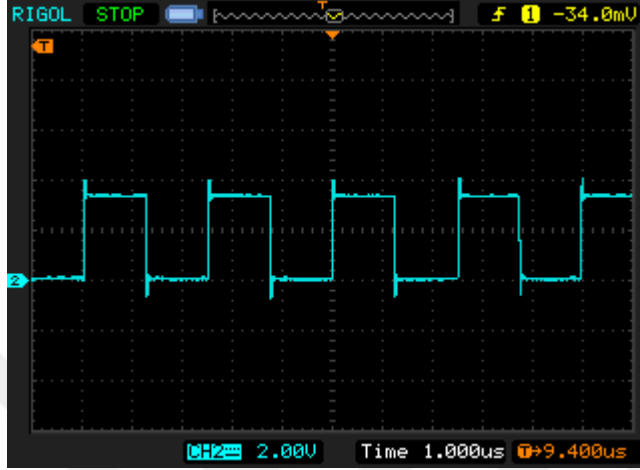
100 kHz'lik bir anahtarlama frekansı için Referans Gerilimler, Clarke dönüşümü ve UVDGM algoritması Cortex-M7 içerisinde TIM-4 ile 100 kHz'lik örnekleme frekansı ile hesaplanmıştır. Şekil 8.11'de Cortex-M7 çekirdeğinde 100 kHz'lik örnekleme frekansı için hesaplama süresi osiloskop ile gösterilmiştir.



Şekil 8.11 $F_s=100$ kHz için Cortex-M7 işlem süresi

Şekil 8.11'de, TIM-4 kesme frekansı 100 kHz'e ayarlanmıştır. Algoritma süresi oldukça kısadır.

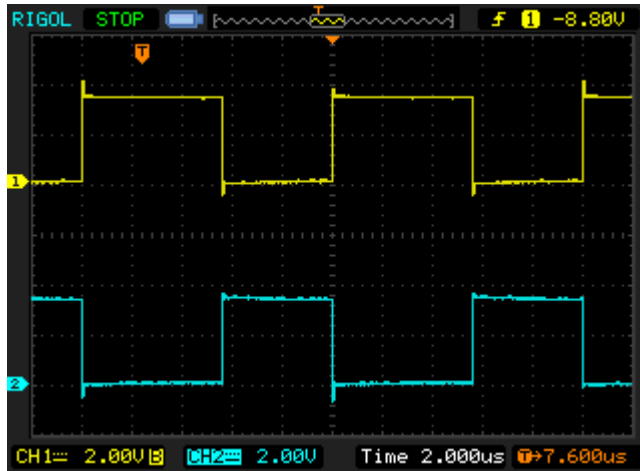
Cortex-M4 içerisinde PWM işlemi için HRTIM 1 Mhz'e ayarlanarak TIM-8 ile PWM işlemi yapılmaktadır. Cortex-M7 tarafından SRAM üzerine yazılan T_{ABC} uzay vektörleri 100 kHz örnekleme frekansı ile Cortex-M4 tarafında bir sayıcı ile okunmaktadır. Şekil 8.12'de Cortex-M4 içerisinde PWM işlem süresi gösterilmektedir.



Şekil 8.12 $F_s=100$ kHz için Cortex-M4 işlem süresi

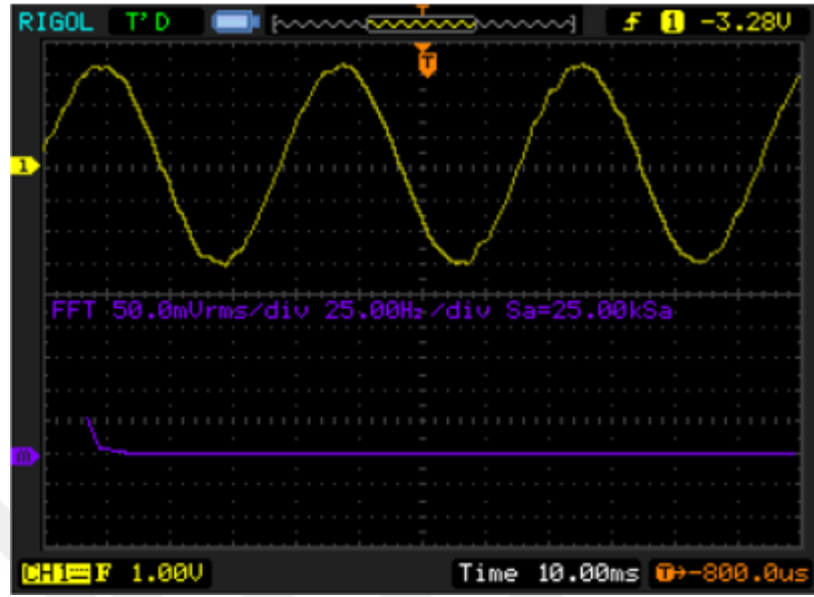
Şekil 8.12'de, 1 Mhz'e ayarlanan TIM için işlem süresi $0.2 \mu s$ olarak görülmektedir.

Şekil 8.13'te $f_s=100$ kHz için PWM sinyalleri gösterilmektedir.



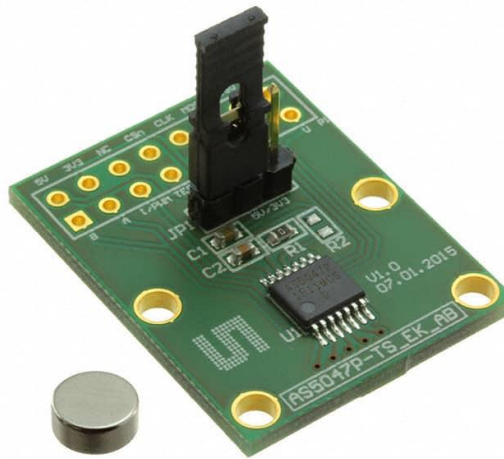
Şekil 8.13 $F_s=100$ kHz için TIM8 CH1 ve CH1N PWM sinyalleri

Şekil 8.14'te 100 kHz'lik bir anahtarlama frekansı için çıkış akımı ve ilgili akımın harmonik içeriği gösterilmiştir.

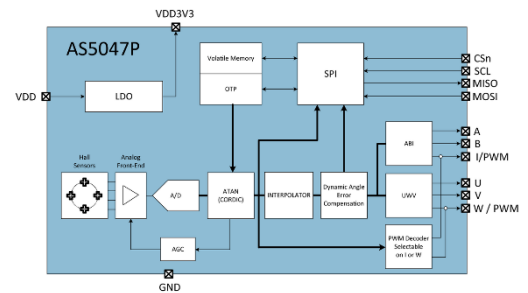


Şekil 8.14 $F_s=100$ kHz için çıkış akımı ve harmonik içeriği

Rotor pozisyonu ve rotor hızını okumak için AS5047P manyetik pozisyon sensörü kullanılmıştır. AS5047P, 28 krpm değerine kadar çalışabilir ve 12 bit boyutunda veri okuyabilir. Manyetik pozisyon sensörü Cortex-M7 çekirdeğinde TIM-Encoder Mod ile okunmuştur. Şekil 8.15'te ASP5047P manyetik pozisyon sensörü ve bu sensörün blok diyagramı gösterilmiştir.



(a)



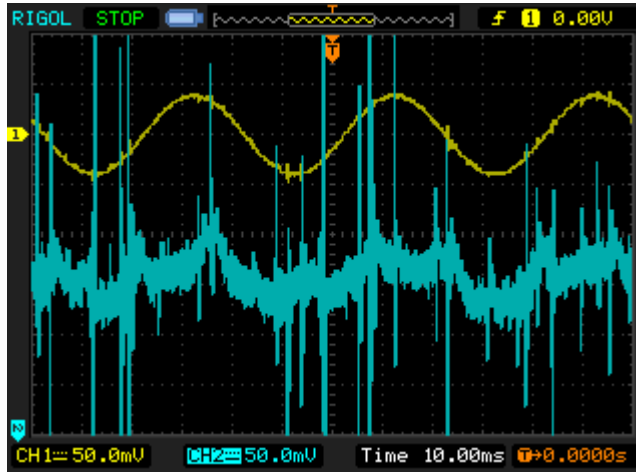
(b)

Şekil 8.15 AS5047P manyetik pozisyon sensörü ve blok diyagramı

Akım okuma işlemi doğrudan bellek erişimi (DMA) üzerinden analog-dijital dönüşüm (ADC) birimi ile okunmuştur. Bu yöntemin seçilmesinin sebebi diğer ADC yöntemlerinde olduğu gibi bir çevrim süresi gerektirmemesidir. Bu sayede algoritma süresi kısalmaktadır.

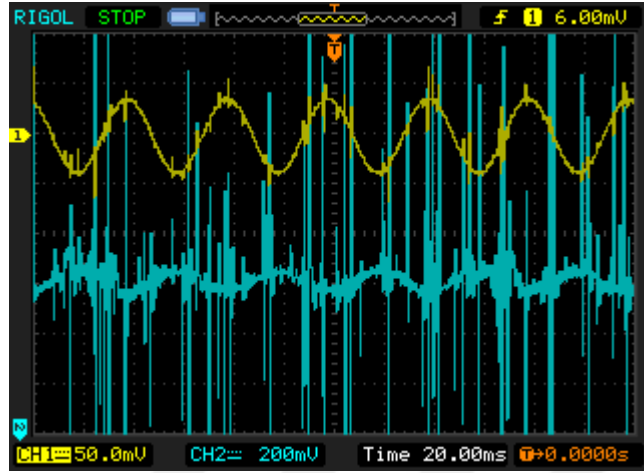
ADC, 0-4095 değerleri arasında 12 bit okunmuştur. Bu işlem için dört adet kanal kullanılmıştır. İlk kanalda ADC işlemi için STM32H747-XI içerisinde bulunan V_{REFBUF} ile gerilim referansı okunmuştur. Diğer üç kanalda ise I_{ABC} faz akımları okunmuştur. Akım kontrol döngüsünün örnekleme frekansı anahtarlama frekansı ile aynıdır. ADC ile okunarak DMA'ya yazılan değerler Cortex-M7'de TIM içerisinde çağırılmıştır.

TI-Boost XL GaN-Inverter üzerinde akım okumak için her bir faz üzerinde INA240 akım sensörü bulunur. Bu sensörler her bir fazda paralel bir direnç üzerinden akım geri beslemesi verir. Ancak anahtarlama frekansı arttıkça bu sensörler yüksek harmoniklerden dolayı iyi bir performans gösterememiştir. Sensörler üzerindeki gürültünün diğer bir sebebi de devre üzerinde bulunan LM5018 gerilim düşürücü entegresinin anahtarlama yaparak DC bara üzerinden ADC referans gerilimini elde etmesidir. Şekil 8.16'da, $f_s=50$ kHz için bir faz akımı ve ilgili faz akımı için INA240 akım sensöründen alınan sinyal gösterilmektedir.



Şekil 8.16 Faz akımı ve INA240 akım sensörü sinyali ($f_s=50$ kHz)

Şekil 8.17’de, $f_s=100$ kHz için bir faz akımı ve ilgili faz akımı için INA240 akım sensöründen alınan sinyal gösterilmektedir.



Şekil 8.17 Faz akımı ve INA240 akım sensörü sinyali ($f_s=100$ kHz)

Şekil 8.16 ve 8.17’den alınan ölçüm sonuçlarına göre ilgili devre için anahtarlama frekansı arttıkça akım sensöründen alınan sinyal üzerindeki gürültüde artmaktadır. Gürültünün oldukça yüksek olmasından dolayı akım sinyali doğru bir şekilde okunamamıştır.

9. SONUÇLAR

Geniş bant genişliğine sahip yarı iletken güç anahtarları yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilmeleri, düşük anahtarlama ve iletim kayıpları göstermeleri gibi özellikleri ile motor sürücü uygulamalarında gün geçtikçe artan bir ilgiye sahip olmaktadır.

Bu tez çalışmasında yeni nesil yarı iletken güç anahtarı olan GaN-Fet'in yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilme özelliği kullanılmıştır. Gerilim ve akım kaynaklı eviriciler için modeller oluşturulmuştur. Simülasyon sonuçlarından, anahtarlama frekansı arttıkça çıkış akımlarının harmonik bozulması ve motorun tork dalgalanmasının da azaldığı görülmüştür.

Anahtarlama frekansının artması ile düşük anahtarlama frekanslarında yüksek hızlı uygulamalar için kullanılan çok seviyeli evirici topolojisi yerine iki seviyeli evirici topolojisi kullanılmıştır. Devre yapısı basitleştirilmiş, sistemde kullanılan yarı iletken güç anahtarı sayısı ve sistemin kontrol karmaşıklığı azalmıştır.

Bu tezde geniş bant genişliğine sahip yeni bir yarı iletken güç anahtarı olan GaN-Fet kullanılarak bir motor sürücü tasarlanmıştır. UVDGM ve AYK algoritmaları geliştirilmiş ve bunların modellemeleri yapılmıştır. Deneyisel çalışmalarda anahtarlama frekansı 100 kHz değerine çıkartılmıştır ve açık çevrim kontrol yapılmıştır. Yüksek anahtarlama frekansından dolayı akımlarda meydana gelen harmonikler akım sensörlerinde bozucu bir gürültüye neden olmuştur. Akım sensörlerinden alınan sinyaller doğru okunamadığı için kapalı çevrim kontrol deneysel olarak istenilen başarı kriteri sağlanamamıştır.

Düşük anahtarlama frekanslı (10-20 kHz) uygulamalar için PWM döngüsü bir veya iki defa örneklenmesi yeterli iken yüksek anahtarlama frekanslı (50-100 kHz) uygulamalar için çoklu örnekleme yapılması gereklidir. PWM döngüsünün örnekleme frekansı arttıkça çıkış akımlarının harmonik bozulması azalmaktadır.

Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarda PWM döngüsünün başka bir döngü tarafından kesilmemesi için çift çekirdekli işlemci kullanılmıştır. Kullanılan işlemcide Cortex-M7 çekirdeğinde hesaplamalar yapılmış ve algoritma süresi yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalar için iyi bir performans göstermiştir. Hesaplanan değerler SRAM üzerinden Cortex-M4 çekirdeğine aktarılmıştır.

Cortex-M4 çekirdeğinde sürekli olarak PWM döngüsü çoklu örnekleme metodu ile gerçekleştirilmiştir.

Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarda, anahtarlama frekansı seçimi kullanılan mikro denetleyicinin TIM çözünürlüğü ve algoritmanın hesap süresine göre seçilmelidir. Anahtarlama frekansının 50 kHz ve 100 kHz olduğu PWM döngüsünün örnekleme frekansı Cortex-M4 çekirdeği içerisinde HRTIM ile ayarlanmıştır ve HRTIM'in maksimum çözünürlük frekansı 1 Mhz'dir.

50 kHz ve 100 kHz'lik anahtarlama frekansı değerleri çıkış akımlarının THD'si üzerinden karşılaştırıldığında, HRTIM'in maksimum çözünürlük frekansı 100 kHz'lik anahtarlama frekansı için yeterli değildir. HRTIM çözünürlüğü 50 kHz'lik anahtarlama frekansı için yeterli olduğundan çıkış akımlarında daha düşük THD görülmüştür.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- Borisavljevic, A.**, 2012, Limits, modeling and design of high-speed permanent magnet machines, *Springer Science & Business Media*, Delft, 228p.
- Bowes, S. R. and Holliday, D.**, 2007, Optimal Regular-Sampled PWM Inverter Control Techniques, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1547-1559.
- Bowes, S. R.**, 1995, Advanced regular-sampled PWM control techniques for drives and static power converters, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 367-373.
- Cho, U., Yim, J. and Sul, S.**, 2010, Parallel operation of PWM inverters for high speed motor drive system, *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1561-1567.
- Gu, C., Wang, X. and Deng, Z.**, 2021, Evaluation of Three Improved Space-Vector-Modulation Strategies for the High-Speed Permanent Magnet Motor Fed by a SiC/Si Hybrid Inverter, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4399-4409.
- Guenneqgues, V., Gollentz, B., Meibody-Tabar, F., Rael, S. and Leclere, L.**, 2009, A converter topology for high speed motor drive applications, *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-8.
- Huang, Z., Yang, T., Giangrande, P., Chowdhury, S., Galea, M. and Wheeler, P.**, 2021, Enhanced Performance of Dual Inverter With a Floating Capacitor for Motor Drive Applications, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6903-6916.
- Jafari, A. et al.**, 2020, Comparison of Wide-Band-Gap Technologies for Soft-Switching Losses at High Frequencies, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 12595-12600.
- Jahns, T. M. and Soong, W. L.**, 1996, Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives-a review, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 321-330.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Kilic, C. and Mese, E.**, 2021, Comparison of High Switching Frequency Operated High Speed Motor Drive Systems, *2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, pp. 56-61.
- Kilic, C., Kucukyildiz, G. and Mese, E.**, 2021, Experimental Comparison of GaN-Fet Based Motor Drives for High Switching Frequencies, *2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, pp. 91-96.
- Kim, J., Kim, S., Oh, W. and Park, S.**, 2018, Modeling and Analysis of Power Device Losses for Induction Cooker Applications, *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 780-783.
- L. Peng, Y. Kang, X. Pei and J. Chen**, 2007, A Novel PWM Technique in Digital Control, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 338-346.
- Martinez, W., Odawara, S. and Fujisaki, K.**, 2017, Iron Loss Characteristics Evaluation Using a High-Frequency GaN Inverter Excitation, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp. 1-7.
- Millán, J., Godignon, P., Perpiñà, X., Pérez-Tomás, A. and Rebollo, J.**, 2014, A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2155-2163.
- Morya, A. K. et al.**, 2019, Wide Bandgap Devices in AC Electric Drives: Opportunities and Challenges, in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 1, pp. 3-20.
- Nakayama, Y. et al.**, 2019, Efficiency Improvement of Motor Drive System by using a GaN Three Phase Inverter, *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1599-1604.
- Orti, G. and Julian, A. L.**, 2011, Three-Phase VSI with FPGA-Based Multisampled Space Vector Modulation, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1813-1820.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- Pillay, P. and Krishnan, R.**, 1989, Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives II. The brushless DC motor drive, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 274-279.
- Sang-Hoon, K.**, 2017, Electric motor control: DC, AC, and BLDC motors, *Elsevier*, Amsterdam, 438p.
- Shah, F. M., Xiao, H. M., Li, R., Awais, M., Zhou, G. and Bitew, G. T.**, 2018, Comparative performance evaluation of temperature dependent characteristics and power converter using GaN, SiC and Si power devices, *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, pp. 1-7.
- Shirabe, K. et al.**, 2012, Advantages of high frequency PWM in AC motor drive applications, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2977-2984.
- Sul, S., K.**, 2011, Control of electric machine drive systems, *John Wiley & Sons*, USA, Vol. 88, 415p.
- Vlatkovic, V. and Borojevic, D.**, 1994, Digital-signal-processor-based control of three-phase space vector modulated converters, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 326-332.
- Wang, K., Zheng, Z., Wei, D., Fan, B. and Li, Y.**, 2017, Topology and Capacitor Voltage Balancing Control of a Symmetrical Hybrid Nine-Level Inverter for High-Speed Motor Drives, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5563-5572.
- Yang, M. et al.**, 2020, Resonance Suppression and EMI Reduction of GaN-Based Motor Drive With Sine Wave Filter, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 2741-2751.
- Yasa, Y.**, 2013, Simulation and experimental analysis of doubly-fed induction generator under grid faults, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 87s.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim süresince bilgileriyle beni yönlendiren danışmanım Prof. Dr. Erkan MEŞE' ye çok teşekkür ederim.

Bu süreçte yardımlarını esirgemeyen Dr. Öğr. Üyesi Gürkan KÜÇÜKYILDIZ, Dr. Öğr. Üyesi Hilmi GÜRLEYEN ve Dr. Yavuz AŞCI' ya teşekkür ederim.

Son olarak ise hayatım boyunca maddi manevi her türlü desteğini esirgemeyen ailem Battal KILIÇ, Ayşe KILIÇ, Muzaffer Barış KILIÇ ve Uğur Savaş SELAMOĞULLARI' na teşekkür ederim.



ÖZGEÇMİŞ**Ad:****Soyad:****Uyruđu:****Doğum Yeri:****Doğum Tarihi:****E-mail Adresi:****Telefon****Adres****Lise Eğitimi**

Polatlı Duatepe Anadolu Lisesi

Lisans Eğitimi:

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Mühendislik Fakóltesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Uzmanlık Alanları:

Güç Elektroniği

Motor Sürücüler

Gömülü Sistemler

YAYINLAR

Bildiriler

- 1) **C. Kilic and E. Mese**, "Comparison of High Switching Frequency Operated High Speed Motor Drive Systems," 2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), 2021, pp. 56-61, doi: 10.1109/GPECOM52585.2021.9587633.
- 2) **C. Kilic, G. Kucukyildiz and E. Mese**, "Experimental Comparison of GaN-Fet Based Motor Drives for High Switching Frequencies," 2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), 2021, pp. 91-96, doi: 10.1109/GPECOM52585.2021.9587536.

