



**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA ARTIMLI AÇI
KODLAYICI KULLANILARAK ALAN VEKTOR KONTROLU
YAPILABİLMESİ İÇİN YENİ BİR ROTORU FAZ EKSENİ İLE
HİZALAMA YÖNTEMİ**

Sinan YILMAZ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

HAZİRAN 2016

Sinan YILMAZ tarafından hazırlanan SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA ARTIMLI AÇI KODLAYICI KULLANILARAK ALAN VEKTOR KONTROLU YAPILABİLMESİ İÇİN YENİ BİR ROTORU FAZ EKSENİ İLE HİZALAMA YÖNTEMİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Başkan : Prof. Dr. İres İSKENDER

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. K. Çağatay BAYINDIR

Enerji Sistemleri Mühendisliği, Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 27/06/2016

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Sinan YILMAZ

27/06/2016

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA ARTIMLI AÇI KODLAYICI
KULLANILARAK ALAN VEKTOR KONTROLU YAPILABİLMESİ İÇİN YENİ BİR
ROTORU FAZ EKSENİ İLE HİZALAMA YÖNTEMİ
(Yüksek Lisans Tezi)

Sinan YILMAZ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Haziran 2016

ÖZET

Bu çalışmada, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda (SMSM) rotorun faz eksenini ile hizalanması için yeni bir denetleme yöntemi önerilmektedir. Rotor, faz eksenini ile hizalandıktan sonra artımlı açı kodlayıcı kullanılarak Alan Vektör Kontrol (AVK) algoritmasında kullanılmak üzere rotorun kesin açısı bilinebilmektedir. AVK denetlemelerde genellikle q ekseninde akım oluşturuluyor olmasına rağmen önerilen yöntemde d ekseninde akım oluşturulmaktadır. Akım döngüsünde kullanılan PI denetleyici ile rotor herhangi bir ani hareket yapmadan kontrollü bir şekilde faz eksenini ile hizalanmaktadır. Bu yöntemin kullanılması durumunda oluşabilecek istisnai durumlar için de tedbirler alınmıştır. Yapılan denemeler ile önerilen yöntemin minimum hatalar ile çalıştığı gösterilmiştir.

Bilim Kodu : 90514
Anahtar Kelimeler : SMSM, Başlangıç rotor konumu, Artımlı açı kodlayıcı
Sayfa Adedi : 76
Danışman : Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR

A NOVEL INITIAL ROTOR POSITION ALIGNMENT METHOD FOR PERMANENT
MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR USING INCREMENTAL ENCODER

(M. Sc. Thesis)

Sinan YILMAZ

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

June 2016

ABSTRACT

A new control method for the alignment of the rotor of Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) with the phase axis of the stator is presented in this thesis. Precise value of the rotor position to be used in the Field Oriented Control can be determined by using an incremental encoder once the rotor is aligned with the phase axis. Typically a current is forced in q-axis in FOC technique. In this proposed method, a current is created in d-axis instead. Due to the use of a PI controller in the current control loop, rotor is aligned with the phase axis without any sudden motion. Preventive measures against exceptional situations that may occur during the application of this method are also proposed. Experimental results show that the performance of the proposed method is very satisfactory.

Science Code : 90514

Key Words : PMSM, Initial rotor position, Incremental Encoder

Page Number : 76

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR

TEŞEKKÜR

Öncelikli olarak, bu tezin hazırlanması sırasında bana her konuda yardımcı olan saygıdeğer hocam ve danışmanım Doç. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR'e teşekkürlerimi sunarım.

Aynı zamanda, yüksek lisans çalışmalarımı destekleyen ASELSAN A.Ş.'ye ve ASELSAN, REHİS Mekatronik ve Mekanizma Teknolojileri Müdürlüğü Bölümündeki çalışma arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca beni bu günlere getiren, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman eksik etmeyen aileme ve bu çalışma süresince beni her zaman teşvik eden sevgili eşim Ayşegül YILMAZ'a sonsuz saygı ve sevgilerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. ELEKTRİK MOTORLARININ DENETİMİ	5
2.1. Motor Çeşitleri.....	5
2.1.1. DA motorları.....	5
2.1.2. AA motorları.....	7
2.1.3. SMSM Motorlar.....	8
2.2. Kontrol Yöntemleri.....	13
2.2.1. Skaler yöntemler.....	14
2.2.2. Vektör yöntemler.....	15
2.3. Kontrol Stratejileri.....	18
2.3.1. Sabit tork açısı ($\delta=90^\circ$) veya sıfır d-ekseni akımı kontrolü.....	18
2.3.2. Birim güç katsayısı kontrolü.....	19
2.3.3. Amper başına maksimum tork kontrolü.....	20
2.3.4. Sabit stator akısı kontrolü.....	21
2.3.5. Maksimum verim kontrolü.....	23
2.4. Darbe Genişliği Modülasyon Yöntemleri.....	23
2.4.1. Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu.....	24
2.4.2. Uzak Vektör Darbe Genişlik modülasyonu.....	27

	Sayfa
2.5. Dönüştürücüler.....	29
2.5.1. Clarke dönüştürücü.....	30
2.5.2. Parke dönüştürücü.....	31
2.5.3. Ters Park ve Ters Clarke dönüştürücüler.....	31
2.6. Servo Sistem Yardımcı Elemanları.....	32
2.6.1. Akım okuma yöntemleri.....	32
2.6.2. Konum ölçme Yöntemleri.....	35
3. ARTIMLI AÇI KODLAYICI İLE BİRLİKTE KULLANILMASI ÖNERİLEN HIZALAMA YÖNTEMİ	41
3.1. Artımlı Açık Kodlayıcı Kullanıldığında Uygulamalarda Yaygın Olarak Kullanılan Hizalama Yöntemleri.....	42
3.2. Rotoru A Eksenine ile Hizalamak İçin Kullanılması Önerilen Yöntem.....	44
3.3. Hizalama Yöntemi Sırasında Karşılaşılan Sorunlar ve Çözümleri.....	45
4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	47
4.1. Hizalama Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	57
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	59
5.1. Sonuç.....	59
5.2. Öneriler.....	60
KAYNAKLAR.....	61
EKLER.....	65
EK-1. Yöntemlerin Karşılaştırılması İçin Yapılan Çalışmalarda Elde Edilen Veriler.....	66
ÖZGEÇMİŞ.....	76

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Skaler kontrol avantaj ve dezavantajları.....	15
Çizelge 2.2. AVK avantaj ve dezavantajları.....	16
Çizelge 2.3. DTK avantaj ve dezavantajları.....	17
Çizelge 2.4. Sabit tork açısı ($\delta=90^\circ$) kontrolü avantaj ve dezavantajları.....	19
Çizelge 2.5. Birim Güç katsayısı kontrolü avantaj ve dezavantajları.....	20
Çizelge 2.6. Birim akımda maksimum tork kontrolü avantaj ve dezavantajları.....	21
Çizelge 2.7. Sabit tork akısı kontrolü avantaj ve dezavantajları.....	22
Çizelge 2.8. Maksimum verim kontrolü avantaj ve dezavantajları.....	23
Çizelge 2.9. Anahtar durumları, faz nötr ve faz-faz gerilimleri.....	28
Çizelge 4.1. Açık kodlayıcı motorun özellikleri.....	47
Çizelge 4.2. Resolverlı motorun özellikleri.....	57

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1 SMSM'lere uygulanabilecek 8 gerilim vektörü.....	2
Şekil 2.1. DA Motor Yapısı	6
Şekil 2.2. Yüzey monteli ve içten monteli rotor yapıları (siyah mıknatıs, gri demir)...	10
Şekil 2.3: SMSM'nin elektriksel şeması.....	11
Şekil 2.4. dq eksen takımındaki gerilimlerin gösterimi.....	12
Şekil 2.5. Kontrol Yöntemleri	14
Şekil 2.6. DSMSM'lerin V/f kontrol altında tork ve gerilim karakteristiği.....	14
Şekil 2.7. AVK şeması.....	16
Şekil 2.8. DTK şeması.....	17
Şekil 2.9. Tork açısının gösterimi.....	18
Şekil 2.10. Stator akı bağı, akımı ve gerilimi vektörlerinin d-q eksen takımında gösterimi.....	19
Şekil 2.11. d ve q eksenlerinin elektriksel modelleri	23
Şekil 2.12. Taşıyıcı ve Referans sinyalleri.....	24
Şekil 2.13. Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu.....	25
Şekil 2.14. Üç fazlı evirici.....	25
Şekil 2.15.Kutup Gerilimleri	26
Şekil 2.16.Faz nötr gerilimleri.....	26
Şekil 2.17. Altı adımlı eviricinin temel sinüs bileşeni	27
Şekil 2.18. Sekiz evirici gerilim vektörü	28
Şekil 2.19. Gerilim vektörleri ve sektörler	29
Şekil 2.20. Eksen takımları	30
Şekil 2.21. Alan Vektör Kontrol algoritması.....	32
Şekil 2.22. Alt kısım akım okuma yöntemi.....	33
Şekil 2.23. Üst Kısım Akım okuma.....	34

Şekil	Sayfa
Şekil 2.24. Hall Algılayıcı ile Akım okuma.....	35
Şekil 2.25. Artımlı açi kodlayıcı	36
Şekil 2.26. İki kanallı açi kodlayıcı.....	37
Şekil 2.27. Kesin değeri açi kodlayıcı.....	37
Şekil 2.28. Resolver yapısı	38
Şekil 2.29. Resolver gerilimleri	39
Şekil 3.1. Artımlı açi kodlayıcıdan elde edilen konum bilgisi	41
Şekil 3.2. Hizalama işleminde statora uygulanabilecek olan 6 adet vektör	42
Şekil 3.3. Yeni önerilen yöntemin algoritması.....	44
Şekil 4.1. Başlangıçta rotorun A fazına göre -90° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti.....	49
Şekil 4.2. Başlangıçta rotorun A fazına göre 90° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti.....	50
Şekil 4.3. Başlangıçta rotorun A fazına göre 90° civarında olduğu ve Bölüm 3.1’de belirtilen önlem uygulandığı durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti.....	52
Şekil 4.4. Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti.....	53
Şekil 4.5. Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu ve Bölüm 3.1’de belirtilen önlem uygulandığı durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti.....	55
Şekil 4.6. Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti.....	56

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklamalar

ω	Motorun açısal hızı
δ	Stator akı vektörü ile rotor akı vektörü arasındaki açı
θ	Rotor açısı
I_d	Akımın rotor (d) eksen bileşeni
I_q	Akımın rotora dik (q) eksen bileşeni
I_s	Stator akımı
K_T	Motor tork sabiti
T	Tork

Kısaltmalar

Açıklamalar

AA	Alternatif Akım
AVK	Alan Vektör Kontrolü
DA	Doğru Akım
DGM	Darbe Genişliği Modülasyonu
DSMSM	Dahili Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
DTK	Doğrudan Tork Kontrolü
Emk	Elektromotor kuvvet
SMSM	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
YMSMSM	Yüzeye Monteli Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor

1. GİRİŞ

Günümüzde birçok uygulamada elektrik motorları kullanılmaktadır. Uygulama yerlerine göre kullanılan elektrik motorları çeşitlilik göstermektedir. Doğru akım motorları ve asenkron motorlar en yaygın olarak kullanılan elektrik motoru çeşidi olmasına rağmen enerji yoğunluklarının fazla olması sebebiyle Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların (SMSM) kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Bu sebeple, SMSM kontrol yöntemleri önem kazanmaktadır. Skalar ve vektör yapıda olmak üzere çeşitli kontrol yöntemleri bulunmaktadır. Bu yöntemler içinde SMSM'lerin kontrolünde en yaygın olarak kullanılan yöntem Alan Vektör Kontrol (AVK) yöntemidir [1].

SMSM'lerde rotoru hareket ettiren tork, rotor akısı ile stator akısının arasında oluşan çekim kuvvetinden oluşmaktadır. Dolayısıyla motor torku, rotor üzerindeki mıknatıslar nedeniyle rotorla aynı konumda oluşan rotor akı vektörü ile stator akı vektörünün vektörel çarpımından oluşmaktadır. Bu tork Eş. 1.1 ile tanımlanmaktadır.

$$T = K I_s \sin(\delta) \quad (1.1)$$

Bu bağtıda

- T , oluşan torku
- K , motorun tork sabitini
- I_s , stator akımını
- δ , stator akı vektörü ile rotor akı vektörü arasındaki açıyı göstermektedir.

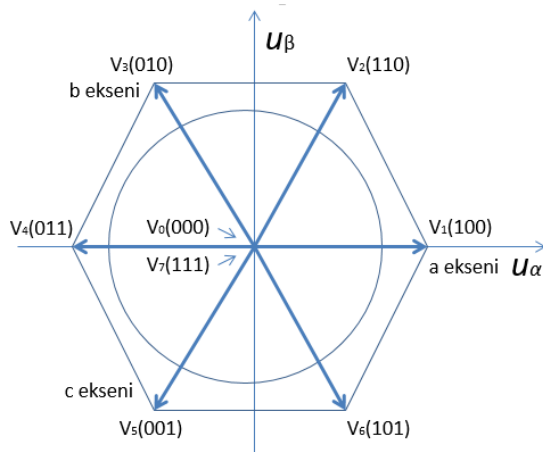
SMSM'ye uygulanan torkun kontrol edilebilmesi için stator akımının rotor konumuna bağlı olarak kontrol edilmesi gerekmektedir. Başlangıç durumunda uygulanan stator akımının rotor ile yaptığı açıya bağlı olarak rotor harekete başlar. Eğer rotor konumu bilinmiyorsa istenmeyen durumlar ortaya çıkabilir. δ açısının sıfıra yakın olması durumunda oluşturulacak tork çok küçük olacaktır. Bu durumda motor harekete geçemeyebilir. δ açısı negatif olduğunda ise negatif tork oluşacaktır. Bu durumda da rotor ters yönde dönecektir. Bu sebeplerden dolayı SMSM'lerin kontrol edilebilmesi için rotor konumunun başlangıçtan itibaren bilinmesi gerekmektedir.

Rotor konumunun bilinmesi için en kolay yöntem konum algılayıcı kullanmaktır. Fakat konum algılayıcı kullanımı sistemin boyutunu ve maliyetini artırmaktadır. Bu sebeplerden

ötürü SMSM'leri algılayıcısız denetlemek için birçok çalışma yapılmış ve yapılmaktadır. Rotor harekete geçtikten sonra rotorun konumu, akı ters-emk değerleri kullanılarak hesaplanabilmektedir. Fakat rotorun başlangıç konumunu bilmek çok kolay değildir. Algılayıcı kullanmadan rotorun başlangıç konumunu hesaplayabilmek için başta motor fazlarına yüksek frekanslı sinyal uygulamak [2-11], stator nüvesini manyetik doyuma ulaştırmak [12-16] ve rotor konumuna göre endüktans değişiminden faydalanma [17-20] gibi yöntemler olmak üzere birçok yöntem kullanılmaktadır. Algılayıcısız kontrol yöntemleri maliyet, ağırlık, hacim, tasarım karmaşıklığı gibi birçok açıdan avantajlı olmasına [5] rağmen, uygulama konum kontrolü yapılmasını gerektiriyorsa yüksek çözünürlükte konum doğruluğunu sağlayabilmek için konum algılayıcı kullanılması gerekmektedir.

Problem Durumu/ Konunun Tanımı

SMSM'ler ile birlikte kullanılabilecek artımlı açı kodlayıcı, kesin değerli açı kodlayıcı ve resolver gibi konum algılayıcılar vardır. Bunlardan kesin değerli açı kodlayıcı ve resolverin kullanılması durumunda rotor açısının başlangıç değeri de bilinebilmektedir. Fakat bu algılayıcıların hem maliyetleri hem de boyutları artımlı açı kodlayıcılara göre yüksektir. Bu sebeple uygulamalarda genellikle artımlı açı kodlayıcılar tercih edilmektedir. Artımlı açı kodlayıcılar konumdaki değişimi ölçtüklerinden, artımlı açı kodlayıcı kullanıldığında rotorun başlangıç açısı bilinmemektedir. Bu cihazlar başlangıç konumunu sıfır olarak verdiklerinden, artımlı açı kodlayıcı kullanılması durumunda rotorun başlangıç konumunun belirlenmesi veya rotorun bilinen bir konuma getirilmesi için bir yöntem gereksinim vardır. Uygulamada bu amaçla kullanılan çeşitli yöntemler bulunmaktadır.



Şekil 1.1. SMSM'lere uygulanabilecek 8 gerilim vektörü

Bu yöntemlerden en yaygın olanı stator akım vektörü I_s 'yi A fazı üzerinde oluşturmak ve rotorun A fazı ile hizalamaktır ($\theta = 0^\circ$). I_s 'nin A fazı üzerinde olması için Şekil 1.1'de gösterilen $V_1(100)$ vektörünün uygulanması gerekmektedir. Başlangıçta rotor A fazına çok yakın bir konumda ise uygulanan V_1 vektörü rotoru hareket ettiremeyebilir. Bu durumda gerçek θ değeri ile ölçülen θ değeri arasında bir fark oluşmaktadır. Bu fark motor kontrolü sırasında tork değerinde azalmaya neden olacaktır. Bu sorunu gidermek için Şekil 1.1'de gösterilen 6 vektörü sırayla uygulayarak rotoru elektriksel olarak bir tur döndürerek A fazına hizalamak [21], önce $V_3(010)$ sonra $V_1(100)$ vektörlerini uygulayarak rotoru A fazına hizalamak [22] gibi yöntemler kullanılabilir. Bu yöntemler kullanıldığında uygulanan vektörün büyüklüğü ve uygulama süresi önem taşımaktadır. Vektör genliği yeterince büyük değil ise rotor hareket etmeyebilir. Ayrıca, rotoru hareket ettirecek tork değeri sıcaklık, sürtünme gibi dış etkenlere bağlı olarak değişmektedir. Vektörün büyüklüğü gereğinden fazla ise rotor ani bir hareket yapabilir. Hareket ettirilen sistemin eylemsizliğine bağlı olarak ani hareket sisteme zarar verebilir veya bir salınıma sebep olur. Hizalamanın düzgün bir şekilde tamamlanması için rotorun A fazı etrafında yaptığı salınım bitene kadar vektörün uygulanmasına devam edilmesi gerekmektedir. Hassas uygulamalarda rotorun ani bir hareket yapması istenmez. Bu sebeple rotora uygulanacak torkun kontrol edilmesi gerekmektedir. Hizalama işlemi yapılırken torku kontrol etmek için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır [22].

Rotorun başlangıç konumunu belirlemek için farklı yöntemler de vardır. Örneğin, AVK algoritmasında belirlenen (AVK algoritması ile ilgili ayrıntılı bilgi Bölüm 2.2.2'de verilmiştir.) bir I_q referans değeri ile algoritmadaki θ açısının değerini değiştirerek rotoru harekete geçirecek açı değerini belirlenebilir. Daha sonra aynı yöntemi farklı bir I_q referans değeri ile tekrarlayıp, bulunan açı değerleri ve I_q referansları oranlanarak rotorun başlangıçtaki konumu hesaplanabilmektedir [23].

Araştırmanın Amacı

Rotorun başlangıç konumunu artımlı açı kodlayıcı kullanarak belirlemek için rotoru başlangıçta bilinen bir konuma kontrolsüz bir şekilde getiren yöntemler uygulandığında kontrolsüz hareket olabilmektedir. Kontrolsüz hareketin istenmediği durumlar için rotoru kontrollü bir şekilde bilinen bir konuma getirecek yeni bir yöntem üzerinde çalışılmıştır. Çalışılan yeni yöntemde AVK kontrol altyapısı kullanılarak hizalama için ayrı bir kontrol yapısının kullanılmaması sağlanmıştır.

Araştırmanın Önemi

Konum kontrolü gerektiren uygulamalar için konum algılayıcılar kullanılmaktadır. Kesin değerli açı kodlayıcıların ve resolverlerin maliyetleri ve boyutlarının yüksek olması sebebiyle konum kontrolü için artımlı açı kodlayıcının kullanılması tercih edilmektedir. Artımlı açı kodlayıcının en büyük dezavantajı olan rotorun başlangıç konumu belirleyememektir. Artımlı açı kodlayıcı kullanıldığında başlangıçta rotoru bilinen bir konuma hizalamak gerekmektedir. Hizalama işlemi kontrollü bir şekilde yapılabildiğinde artımlı açı kodlayıcıların daha güvenli bir şekilde kullanılması sağlanmaktadır.

Sınırlılıklar

Tez çalışması, SMSM ile konum kontrolü uygulamasında konum algılayıcı olarak artımlı açı kodlayıcı kullanıldığı durum için yapılmıştır.

Tezin Yapısı

Tezin, 2. bölümünde motorlar ve motor kontrolü hakkında bilgi verilmiştir. 3. bölümde, yeni önerilen yöntem anlatılmıştır, 4. bölümde yapılan benzetim ve deneysel çalışmalar sunulmuştur. 5. bölümde ise sonuç ve öneriler verilmiştir.

2. ELEKTRİK MOTORLARININ DENETİMİ

2.1. Motor Çeşitleri

Elektrik motorları kabaca doğru akım motorları ve alternatif akım motorları olarak iki sınıfa ayrılabilir.

2.1.1. DA motorları

DA motorlarda statorda sabit bir manyetik alan oluşturulmaktadır. Rotorda bulunan sargılara fırçalar üzerinden DA akım uygulanarak rotor manyetik alanı oluşturulmaktadır. Stator ve rotor manyetik alanları birbiri ile aynı hizaya gelebilmesi için oluşan tork ile rotor harekete geçer. Fakat hizalanma gerçekleşmeden rotora akım uygulamayı sağlayan komütatörler yer değiştirir ve rotor manyetik alanının yönü değişir. Rotor manyetik alanın yönünün devamlı değişmesi sayesinde rotor ve stator manyetik alanları hiçbir zaman hizalanamaz ve motor harekete devam eder. Motorun hızı rotor manyetik alanı ile doğru orantılıdır. Rotora uygulanan gerilim arttırıldıkça motorun hızı artmaktadır [24].

DA motorlarda stator manyetik alanını oluşturmak için çeşitli uyarma yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlere bağlı olarak DA motorlara farklı isimler verilir.

Paralel Uyarmalı DA Motorlar

Paralel uyarmalı motorlarda stator manyetik alanını oluşturan sargılara rotor sargılarına uygulanan gerilim paralel olarak uygulanır. Hız değiştirilirken stator manyetik alanının etkilenmemesi için paralel bağlı DA motorların ayrı kaynaktan beslenen modelleri de mevcuttur. Paralel bağlı DA motorlar geniş bir aralıktaki yük değerlerinde hız regülasyonunu başarılı bir şekilde yapabilmektedir. Paralel bağlı DA motorların dezavantajı ise başlangıç torkunun diğer DA motorlara göre daha düşük olabilmesidir [24].

Seri Uyarmalı DA Motorlar

Seri uyarmalı DA motorlarda stator ve rotor sargıları birbirine seri olarak bağlanmaktadır. Bu motorlarda bütün rotor akımı stator sargılarından da geçmektedir [24]. Bu sayede çok yüksek başlangıç torku oluşturulabilmektedir. Bu özelliği nedeniyle özellikle yüksek güçlü taşıma uygulamalarında tercih edilebilen seri motorlarda hız regülasyonu kötüdür.

Bileşik Uyarmalı DA Motorlar

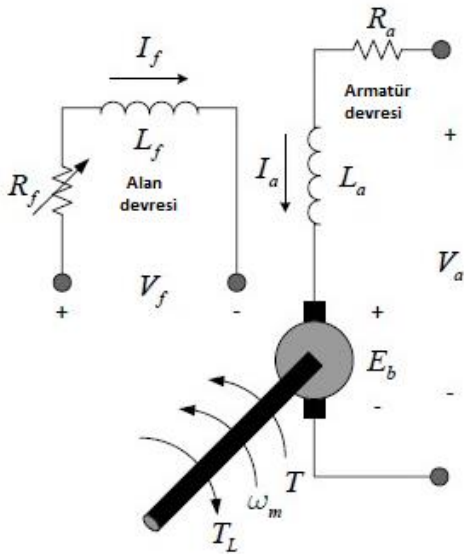
Bileşik bağlı DA motorlarda statorda rotor sargılarına seri ve paralel bağlı sargılar birlikte bulunmaktadır. Seri ve paralel bağlı sargıların oranı değiştirilerek çeşitli hız tork eğrileri elde edilmektedir. Bileşik DA motorlarda genellikle paralel bağlı sargılar daha yüksek oranda bulunmaktadır. Seri sargılar başlangıç torkunu sağlayabilmek için kullanılmaktadır [24].

Sürekli Mıknatıslı DA (SMDA) Motorlar

SMDA Motorlarda stator manyetik alanı sargılardan akım geçirerek değil statorda sürekli mıknatıs kullanılarak oluşturulmaktadır. Bu mıknatıslar bütün hızlarda sabit bir manyetik alan oluşturduğu için doğrusal bir hız tork eğrisi elde edilir [24].

DA Motorunun Tork Eşitliği

Statoru dış bir kaynakla beslenen DA motorun elektriksel modeli Şekil 2.1.'de gösterilmektedir. Şekil 2.1'deki V_f stator manyetik alanını oluşturan gerilimi göstermektedir. Uygulanan gerilim, manyetik alanın büyüklüğünü kontrol etmek için kullanılan ayarlanabilir R_f direnci ve endüktans değeri L_f olan sargı üzerinden I_f akımının geçmesini sağlar. Diğer tarafta ters-emk E_b , endüvi direnci R_a ve gerilim kaynağı V_a 'dan oluşan endüvi devresi bulunmaktadır.



Şekil 2.1. DA Motorunun Yapısı [25]

Motor modunda, $V_a > E_b$ olur ve sargıdan pozitif bir I_a akımı akar. Kalıcı durumda endüktör kısa devre etkisi gösterdiğinden devre eşitlikleri aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$V_a = R_a I_a + E_b \quad [V] \quad (2.1)$$

$$I_f = V_f / R_f \quad [A] \quad (2.2)$$

Dinamik durumdaki devre eşitlikleri ise aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a di_a(t)/dt + e_b(t) \quad [V] \quad (2.3)$$

$$v_f(t) = R_f i_f(t) + L_f di_f(t)/dt \quad [V] \quad (2.4)$$

Motorun oluşturduğu tork değerleri aşağıdaki gibidir.

$$T_{em}(t) = T_L + B w_m(t) + J dw_m(t)/dt \quad [Nm] \quad (2.5)$$

Eş. 2.5’de J motorun eylemsizliğini, B viskoz sürtünme katsayısını, T_L yük torkunu, w_m ise motorun açısal hızını göstermektedir. Motorun elektriksel torku (T_{em}) endüvi ve alan akımlarının birbirine yaptığı etkileşimden oluşmaktadır.

$$T_{em}(t) = k_T \Phi i_a(t) \quad [Nm] \quad (2.6)$$

$$\Phi = N_f / R \quad I_f = k_f I_f \quad (2.7)$$

Eş. 2.6’daki k_T tork sabiti, motorun manyetik yapısı ve yapısal geometrisi ile bağlantılıdır. Φ akı Eş. 2.7’de gösterildiği gibi I_f ile doğrudan ilişkilidir [25].

2.1.2. AA motorları

Dünya genelinde en çok kullanılan motorlar AA motorlardır. Çünkü AA motorlar genellikle sabit hızlıdır ve bu özellikleri sebebiyle birçok uygulamada kullanılmaktadırlar [24]. AA motorların hızı uygulanan gerilimin frekansına ve motorun kutup çifti sayısına bağlıdır. Temel olarak iki çeşit AA motor çeşidi bulunmaktadır: asenkron ve senkron motor.

Asenkron Motor

Asenkron motorun çalışma prensibi transformatöre benzerdir. Sabit kısımdaki sargıları trafonun birincil kısmı sayarsak, birincil kısma uygulanan gerilim sonucu oluşan akım ikincil kısımda (hareketli kısım) akım indüklemektedir. Birincil sargıda oluşan manyetik alan ve

ikincil sargıda oluşan manyetik alan birbirini etkilemektedir. İkincil sargıda oluşan manyetik alan birincil sargıdaki manyetik alanı yakalamak ister fakat yük sebebiyle birincil sargının hızına ulaşamaz. Bu iki manyetik alanın hızları arasındaki farka kayma denilmektedir [24].

Asenkron motorlar genellikle şebeke gerilim frekansına bağlı olarak sabit hızlıdır. Son yıllarda değişken hızlı motorlara ihtiyacın artması sebebiyle indüksiyon motorlar için denetleyiciler geliştirilmiştir. Fakat asenkron motorların hız ve torklarını kontrol etmek DA motorlara göre daha karmaşıktır. Çünkü asenkron motorlarda torkun motor akımı ile olan bağıntısı kayma frekansına da bağlıdır. Ayrıca motor hızı da stator manyetik alanı frekansına ve kayma frekansına bağlıdır.

Asenkron motorların avantajlarını basit tasarımları ve kolay üretimlerinden dolayı düşük fiyat, piyasada birçok standart boyda bulunması, güvenilirlik, sessiz çalışma ve titreşimsiz çalışma olarak sıralayabiliriz. Asenkron motorlarının düşük yüklerdeki veriminin kötü olması ve başlangıç torkunun düşük olması en önemli dezavantajıdır.

Senkron Motorlar

Senkron motorların yapıları genel olarak asenkron motorlara benzer fakat rotor yapıları kaymayı engelleyecek şekilde tasarlanmıştır. Bu sayede senkron motorlar stator manyetik alanı ile aynı hızda (senkron olarak) hareket ederler. Kendinden uyarmalı ve doğrudan uyarmalı olarak temelde iki çeşit senkron motor bulunmaktadır. Kendinden uyarmalı motorların yapısı asenkron motorlarınkine benzer fakat rotorlarında bazı çıkıklıklar bulunmaktadır. Bu çıkıklıklar manyetik alan için geçiş güzergahı oluşturur ve motorda kayma olmasını engeller. Doğrudan uyarmalı motorların rotorlarında sürekli mıknatıs bulunmaktadır. Bu motorlarda kaymayı engelleyen faktör ise sürekli mıknatısların kutuplarıdır. Bu motorlar yaygın olarak Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) olarak adlandırılmaktadır [24].

2.1.3. SMSM Motorlar

Son yıllarda yüksek enerji kapasiteli mıknatısların makul fiyatlara temin edilebilmesi ve motor kontrolünde kullanılabilecek mikroişlemcilerin ve yarı iletkenlerin gelişmesi sayesinde SMSM'lere olan ilgi artmaktadır. SMSM'ler armature sargılarına göre olmak Fırçasız Doğru Akım Motoru ve Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar olmak üzere iki guruba

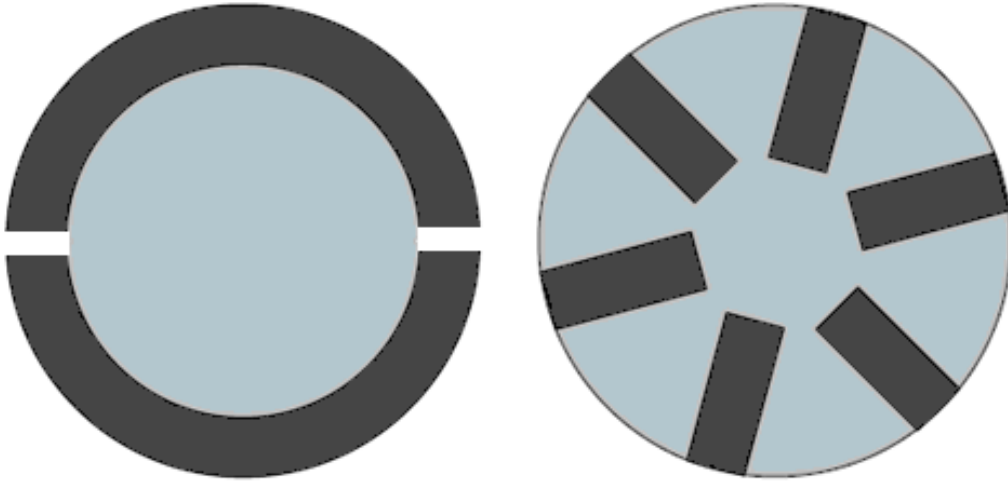
ayrılmaktadır. Fırçasız doğru akım motorlarda trapezoidal bir ters emk oluşurken, Sürekli mıknatıslı alternatif akım motorlarda sinüzoidal bir ters emk oluşmaktadır.

SMSM'lerin diğer motor çeşitlerine karşı olan özelliklerini aşağıdaki gibi sıralayabiliriz [25];

- Yüksek dinamik tepki
- Uzun çalışma süresi
- Sessiz çalışma
- Yüksek güç ağırlık oranı
- Yüksek tork/eylemsizlik oranı
- Yüksek tork/hacim oranı
- Yüksek hava aralığı akı yoğunluğu
- Doğrusal tepki
- Sıfır hızda tork kontrolü
- Yüksek verim
- Yüksek güç katsayısı
- Düşük bakım maliyeti
- Kompakt yapı

SMSM'ler, bunca özelliklerinin yanında fiyatının yüksek olması, çalışma sıcaklığı sınırı ve mıknatısların özelliklerini kaybetme riski gibi nedenlerden dolayı her uygulamada kullanılamamaktadır [25].

SMSM'ler rotor yapısına göre ikiye ayrılmaktadır. Mıknatıslar rotor yüzeyine monteli olan motorlara Yüzeye Monteli Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (YMSMSM), mıknatısları rotorun içine gömülü olan motorlara Dahili Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (DSMSM) denilmektedir.



Şekil 2.2. Yüzey monteli ve dahili mıknatıslı rotor yapıları (siyah renkler mıknatıs, gri renkler demir) [26]

YMSMSM

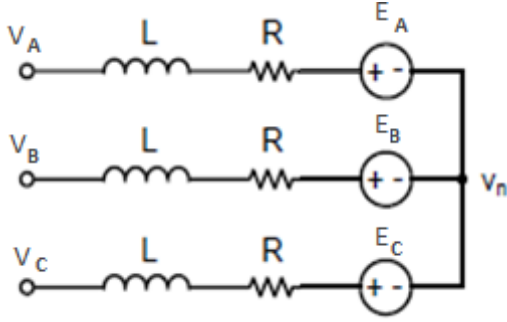
Mıknatısları rotor yüzeyine monte etmek daha kolaydır. Rotorun yüzeyi mıknatıs ile doldurulunca vuruş torku da en aza inmektedir. Ayrıca bu sayede etken hava boşluğu yüzeyi de artmaktadır. Bu durumda çıkıklık torku ihmal edilebilir seviyelere inmektedir. Etkin hava aralığının geniş olması nedeniyle motorun elektriksel zaman sabiti de düşüktür. Mıknatısların yüzeye monte etmenin kötü yanı ise yüksek hızlarda mıknatısların rotordan kopma ihtimalinin olmasıdır.

DSMSM

Mıknatıslar Şekil 2.2’de gösterildiği gibi rotorun içerisine monte edildiğinde mekanik açıdan daha sağlam bir rotor elde edilmektedir. Böylelikle yüksek hızlı uygulamalarda rahatlıkla kullanılabilirler. Bu motorlarda endüktans değeri rotor konumuna göre değişmektedir. Endüktans değerinin değişiminden kaynaklanan relüktans torku oluşmaktadır. Bu tork kontrol edildiğinde motor torkuna ek olarak kullanılabilir [25].

SMSM Modeli

SMSM’lerin fazlarının elektriksel modeli Şekil 2.3’te gösterilmektedir. Bu model stator direnci R , stator sargılarının endüktansı L ve hıza bağlı oluşan ters emk geriliminden oluşmaktadır.



Şekil 2.3. SMSM'nin elektriksel şeması

Motora sabit genlikli bir AA gerilim uygulandığında motor, gerilimin frekansına bağlı olarak sabit bir hızda hareket eder. Devre incelendiğinde hıza bağlı oluşan ters emk giriş gerilimine eşit olursa hat üzerinde akım oluşmaz. Motorun torku faz akımına bağlı olduğundan bu durumda motor torku da oluşurmaz.

Motorun elektriksel bağıntıları şu biçimde tanımlanır:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad [\text{V}] \quad (2.8)$$

İçten monteli SMSM'lerde endüktans değeri rotor konumuna bağlıdır. Devre analizi yapılırken rotora bağlı hareketli dq eksen takımı kullanılarak, eşitliklerin rotor konumuna bağımlılığını kaldırılır. dq eksen takımı ile ilgili detaylı bilgi Bölüm 2.5'te verilmektedir. Eş. 2.8 dq eksen takımında incelendiğinde Eş. 2.9 elde edilmektedir.

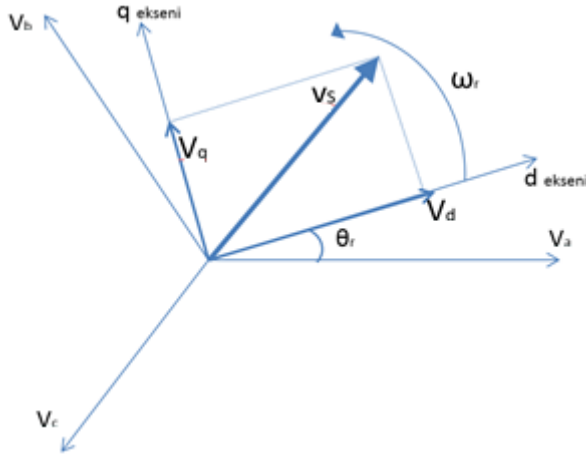
$$V_{dq} = R \cdot \dot{I}_{dq} + \frac{d}{dt} \lambda_{dq} + j\omega \lambda_{dq} \quad [\text{V}] \quad (2.9)$$

Eş. 2.9 d ve q eksenlerindeki bileşenlerine ayrılırsa Eş. 2.10 ve 2.11 elde edilmektedir.

$$V_d = R \cdot i_d + \frac{d}{dt} L_d \cdot i_d - \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \quad [\text{V}] \quad (2.10)$$

$$V_q = R \cdot i_q + \frac{d}{dt} L_q \cdot i_q + \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_{pm} \quad [\text{V}] \quad (2.11)$$

Eş. 2.10 ve 2.11'in vektör olarak gösterimi Şekil 2.4'te verilmektedir.



Şekil 2.4. dq eksen takımındaki gerilimlerin gösterimi

Sistemin güç akışı üzerinden motorun ürettiği elektromekanik tork T_e elde edilebilmektedir.

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_m} \text{ [Nm]} \quad (2.12)$$

Eş. 2.12’de belirtilen ω_m motorun mekanik hızıdır ve elektriksel hızın (ω_r) motorun kutup çifti sayısına bölümünden elde edilmektedir.

Motora aktarılan güç P_{in} Eş. 2.13’te gösterilmektedir. Motora aktarılan toplam güç bakır kayıpları P_{cu} , sargılarda depolanan anlık enerji P_d ve mekanik güç P_m ’ten oluşmaktadır.

$$P_{in} = \frac{3}{2}(i_d \cdot u_d + i_q \cdot u_q) \text{ [W]} \quad (2.13)$$

Eş. 2.13’te v_d ve v_q yerine Eş. 2.10 ve 2.11’deki değerleri yazıldığında Eş. 2.14 elde edilmektedir.

$$P_{in,dq} = \omega_e \frac{3}{2}(\lambda_d i_{sq} - \lambda_q i_{sd}) + \frac{3}{2}(R_s i_{sd}^2 + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} i_{sd} + R_s i_{sq}^2 + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} i_{sq}) \text{ [W]} \quad (2.14)$$

$$P_{cu} = \frac{3}{2}(i_d^2 \cdot R + i_q^2 \cdot R) \text{ [W]} \quad (2.15)$$

$$P_d = \frac{3}{2}(\frac{d}{dt} L_d \frac{i_d^2}{2} + \frac{d}{dt} L_q \frac{i_q^2}{2}) \text{ [W]} \quad (2.16)$$

Eş. 2.14'ten stator sargılarında ısıya dönüşen bakır kayıplarını ve sargılarda depolanan anlık enerjiyi çıkarttığımızda Eş. 2.17'deki mekanik güç eşitliği elde edilmektedir. Sargılarda depolanan anlık enerji, geçici durumlarda mevcut iken kalıcı durumda sıfır olmaktadır.

$$P_m = \frac{3}{2}(\omega_r \lambda_d i_q - \omega_r \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \text{ [W]} \quad (2.17)$$

Eş. 2.17'de elde edilen gücün bir kısmı rotorun demir bölümlerinde kaybolmaktadır. Fakat bu güç miktar olarak az olduğu için ihmal edilmektedir. Elde edilen mekanik güç eşitliği Eş. 2.12'de yerine konduğunda elektromekanik tork denklemi elde edilmektedir.

$$T_e = \frac{3n}{2} (\lambda_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d) \text{ [Nm]} \quad (2.18)$$

Motor çalışırken elde edilen torkun etkisi aşağıdaki gibidir.

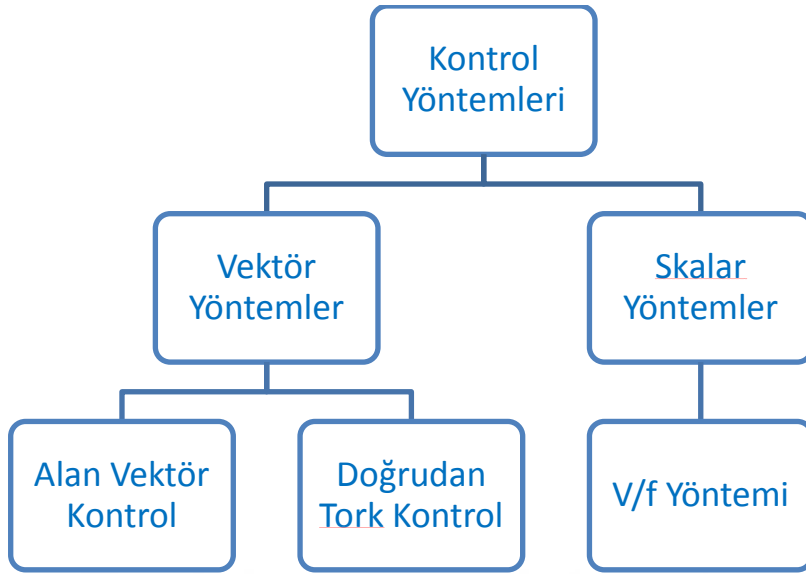
$$T_e = \frac{J \cdot 2}{P} \frac{d}{dt} \omega_r + \frac{B_m \cdot 2}{P} \omega_r + T_y + T_{df} \text{ [Nm]} \quad (2.19)$$

Burada;

- J eylemsizlik momenti
- B_m viskozite katsayısı
- T_y yüke aktarılan tork
- T_{df} sürtünme torku
- P motorun kutup sayısı
- ω_r rotorun elektriksel hızını ifade etmektedir. [26]

2.2. Kontrol Yöntemleri

Senkron motorların değişik hızlarda sürülebilmesi için değişken frekanslı sürücülere ihtiyaç duyulmaktadır. Kontrol yöntemleri, kontrol ettiği parametreye göre iki ana gruba ayrılmaktadır. Parametrenin sadece büyüklüğünün kontrol edildiği yöntemlere skalar yöntem, parametrenin büyüklüğü ile beraber yönünün de kontrol edildiği yöntemlere vektör yöntem denilmektedir. Bu iki ana grup Şekil 2.5'te gösterildiği gibi kendi içinde alt gruplara ayrılmaktadır [27].

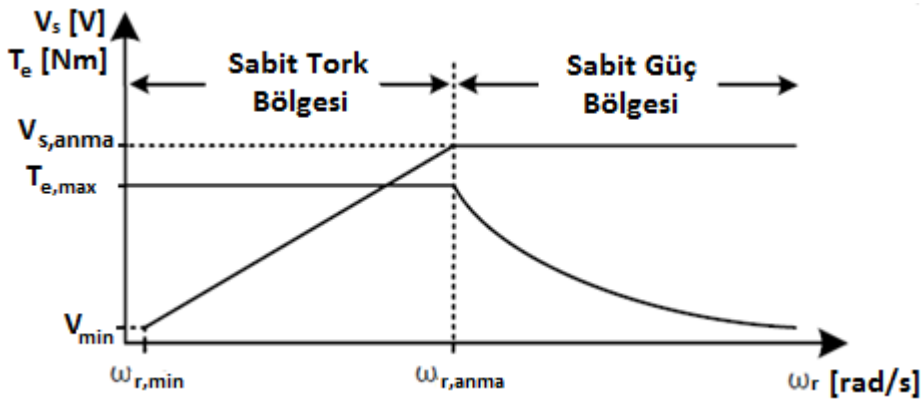


Şekil 2.5. Kontrol Yöntemleri [27]

2.2.1. Skalar yöntemler

Skalar yöntemlerin en yaygını olan V/f yöntemi açık döngülü bir yöntemdir. Bu yöntemde akım dolayısıyla tork kontrolü yapılmamaktadır. Tork yerine stator sargısına uygulanan gerilimin genliği ve frekansı denetlenmektedir. Motorun hızı değiştirilmek istendiğinde gerilimin frekansı değiştirilmektedir. Bu yöntemde tork denetlenmediği için dinamik tepki yavaş olmaktadır.

Stator sargılarındaki akının doyuma ulaşmaması için gerilim frekansındaki değişime doğru orantılı olarak geriliminin büyüklüğünün de motorun anma değerine kadar olan aralıkta değiştirilmesi gerekmektedir.



Şekil 2.6. DSMSM'lerin V/f kontrol altında tork ve gerilim karakteristiği [26]

Gerilim büyüklüğünün anma gerilimine kadar olduğu bölgede motor Şekil 2.6’da gösterilen sabit tork bölgesinde çalıştırılmaktadır. Eğer gerilimin değeri anma değerine ulaştıktan sonra motor hızı arttırılmaya devam edilirse motor sabit güç bölgesinde çalışmaya başlar ve motor hızlandıkça tork değeri düşer. Motor hızı teorik olarak ters emk gerilimi anma gerilimine eşit olana kadar arttırılabilir. Bu durumda motor torku sıfıra düşmektedir.

Çizelge 2.1. Skalar kontrol avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Düşük maliyet	Tork kontrolü yok
Basit uygulama	Zayıf dinamik tepkiler

Açık döngülü bir yöntem olması sebebiyle V/f yönteminin dinamik performansı kötüdür. Aşım değeri yüksek ve yerleşme süresine uzundur. Bu yöntemde tork kontrolü yapılmadığı için yük değişimlerinden diğer yöntemlere oranla daha fazla etkilenmektedir. Belirtilen negatif yanlarının yanı sıra bu yöntemi uygulamak kolay ve düşük maliyetlidir. Bu sebeple, pompa ve fan gibi hassas olmayan uygulamalarda bu yöntem uygulanmaktadır. [26]

2.2.2. Vektör yöntemler

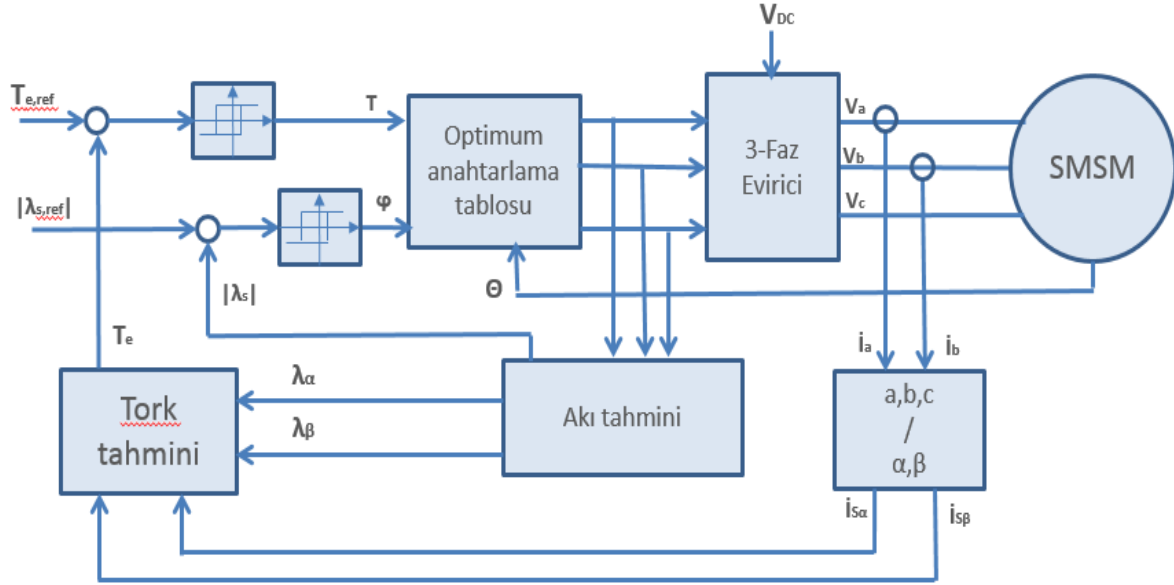
Vektör yöntemlerde stator geriliminin kontrolü ile hem akının genliği hem de konum kontrol edilir. Dolayısıyla skalar yönteme göre daha yüksek performans elde edilmektedir. Motor kontrol uygulamalarında Alan Vektör Kontrol (AVK) ve Doğrudan Tork Kontrol (DTK) olmak üzere yaygın olarak kullanılan iki çeşit vektör kontrol yöntemi bulunmaktadır.

Alan Vektör Kontrol

Alan vektör kontrol yönteminde tork referansı gerçek zamanlı kontrol edilerek motor hızı denetlenmektedir. SMSM’lerde tork stator akımına bağlı olması sebebiyle torku kontrol edebilmek için stator akımının okunması gerekmektedir. AVK yönteminin kontrol şeması Şekil 2.7’de gösterilmektedir.

Doğrudan Tork Kontrolü

Doğrudan Tork Kontrolü (DTK) yönteminde tork ve akı değerleri değişken olarak kullanılmaktadır. Akı ve tork hataları histerisiz karşılaştırıcıdan geçirilerek τ ve ϕ referansları elde edilmektedir. Bu referanslara ve motor açısına bağlı olarak uygun gerilimi sağlayacak olan anahtarlama yapısı belirlenmektedir. Doğrudan tork kontrol yöntemi Şekil 2.8’de gösterilmektedir.



Şekil 2.8. DTK şeması

DTC yöntemi ile akı ve tork değerleri taramalı tablodan uygun anahtar yapısı kullanılarak doğrudan kontrol edildiği için bu yöntemin tork tepkisi çok hızlıdır. DTK yönteminde rotor eksen takımına ihtiyaç duyulmaması sebebiyle çok fazla eksen takımı çevrimine ihtiyaç duyulmamaktadır.

Çizelge 2.3. DTK avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Hızlı dinamik tepkisi	Yüksek tork dalgalanması
	Doğrudan akım kontrolü yoktur.

Doğrudan Tork kontrolü yönteminde histerisiz karşılaştırıcı kullanıldığından tork dalgalanması yüksek olmaktadır ve akım kontrolü yapılmamaktadır. [26]

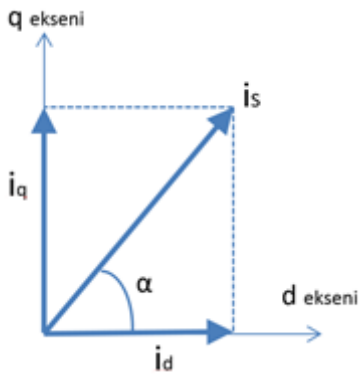
2.3. Kontrol Stratejileri

Motor kontrol uygulamalarında kullanılan kontrol yönteminin yanı sıra kullanılacak kontrol stratejisi de uygulamaya bağlı olarak önem arz etmektedir. Örneğin güç katsayısının önemli olduğu uygulamalarda birim güç katsayı stratejisi veya güç tüketiminin önemli olduğu uygulamalarda maksimum verimli kontrol stratejisi kullanılmaktadır. Yaygın olarak kullanılan stratejiler aşağıdaki gibidir;

1. Sabit tork açısı veya sıfır d-ekseni akımı kontrolü
2. Birim güç katsayısı kontrolü
3. Amper başına maksimum tork kontrolü
4. Sabit stator akısı kontrolü
5. Minimum kayıp veya maksimum verim kontrolü

2.3.1. Sabit tork açısı ($\delta=90^\circ$) veya sıfır d-ekseni akımı kontrolü

Bu yöntemde d-ekseni ile stator akım vektörü i_s arasındaki tork açısı olarak adlandırılan açının sabit olarak 90° 'de kalması amaçlanmaktadır. Şekil 2.9'da tork açısı gösterilmektedir. Tork açısının 90° olabilmesi için d-ekseni akımının sıfır olması gerekmektedir. Bu durumda stator akımı sadece q-ekseni bileşeninden oluşmaktadır.



Şekil 2.9. Tork açısının gösterimi

SMSM motorun tork denkleminde i_d yerine $|i_s|. \cos(\delta)$ ve i_q yerine $|i_s|. \sin(\delta)$ yazıldığında aşağıdaki eşitlikler elde edilmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} \cdot (\lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \sin \alpha + (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha) \quad (2.20)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} \cdot (\lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \sin \alpha + \frac{1}{2} \cdot (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \sin(2\alpha)) \quad [\text{Nm}] \quad (2.21)$$

Eş. 2.20’de $\delta=90^\circ$ olduğunda Eş. 2.22 elde edilmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} \cdot \lambda_{pm} \cdot i_q \quad [\text{Nm}] \quad (2.22)$$

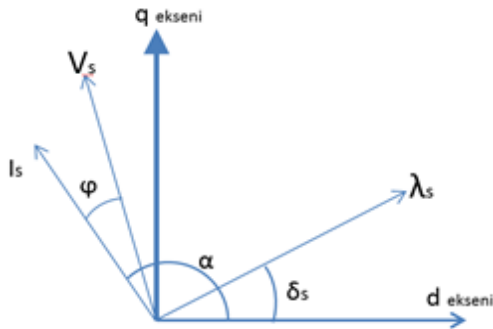
Eş. 2.21’de görüldüğü üzere bu yöntem ile tork ile akım arasında doğrusal bir bağıntı elde edilmektedir. Bunun yanında çıkıklık kaynaklı tork birleşeni sıfır olmaktadır. Diğer bir deyişle eğer motor çıkıklık torku oluşturabiliyorsa bu yöntem ile motordan tam anlamıyla faydalanılamamaktadır. Fakat yüzeye monteli bir SMSM kullanılıyor ise zaten motorun çıkıklık torku olmaması sebebiyle uygulaması kolay olan yöntem verimli bir şekilde kullanılabilir [26].

Çizelge 2.4. Sabit tork açısı ($\delta=90^\circ$) kontrolünün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Basit uygulama	Çıkıntı torkunun sıfır olması
Akım ve tork arasındaki doğrusal bağıntı	

2.3.2. Birim güç katsayısı kontrolü

Bu strateji ile güç katsayısının bir yapılarak kullanılan eviricinin VA değerinin düşük olması hedeflenmektedir. Bilindiği üzere güç katsayısı stator akım vektörü ile gerilim vektörü arasındaki açının kosinüs değeridir. Stator akı bağı, akımı ve gerilimi vektörlerinin d-q eksen takımında gösterimi Şekil 2.10’da gösterilmektedir.



Şekil 2.10. Stator akı bağı, akımı ve gerilimi vektörlerinin d-q eksen takımında gösterimi

Stator akı bağı açısı üzerinden gidildiğinde Eş. 2.24 elde edilmektedir.

$$|\lambda_s| \sin(\delta_s) = L_q \cdot i_q = L_q |i_s| \cos(\delta_s) \quad (2.23)$$

$$\tan(\delta_{s2}) = \frac{L_q |i_s|}{|\lambda_s|} = \frac{\frac{L_q \cdot i_q}{\cos(\delta_s)}}{\frac{\lambda_d}{\cos(\delta_s)}} = \frac{\frac{L_d \cdot i_q}{\cos(\delta_s)}}{\frac{L_d \cdot i_d + \lambda_{pm}}{\cos(\delta_s)}} = \frac{L_q \cdot i_q}{L_d \cdot i_d + \lambda_{pm}} \quad (2.24)$$

Güç katsayısının bir olduğu durumda stator akı bağı λ_s ile akım vektörü i_s 'nin birbirine dik olması gerekmektedir. Bu durumda stator akım vektörü açısı α , $\delta_s + 90^\circ$ olmaktadır. Bu bağıntı üzerinden $\tan(\delta_s)$ 'e ulaşılmak istendiğinde Eş. 2.27 elde edilmektedir.

$$i_d = -|i_s| \sin(\delta_s) [A] \Leftrightarrow \quad (2.25)$$

$$i_q = |i_s| \cos(\delta_s) [A] \Leftrightarrow \quad (2.26)$$

$$\tan(\delta_s) = \frac{\sin(\delta_s)}{\cos(\delta_s)} = \frac{-i_d}{i_q} \quad (2.27)$$

Eş. 2.24 ve 2.27'nin birbirine eşit olması gerektiğinden Eş. 2.28 elde edilir.

$$L_d \cdot i_d^2 + L_q \cdot i_q^2 + i_d \cdot \lambda_{pm} = 0 \quad (2.28)$$

Kontrol döngüsünde i_q ve i_d akımlarını Eş. 2.28'i sağlayacak şekilde oluşturduğunda güç katsayısı bir olarak elde edilmektedir [26].

Çizelge 2.5. Birim güç katsayısı kontrolünün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Düşük V-A ihtiyacı	Düşük verim
	Düşük maksimum tork

2.3.3. Amper başına maksimum tork kontrolü

Bu yöntemin amacı çıkıklık torkunu da göz önünde bulundurarak amper başına maksimum torku elde etmektir. Maksimum T_e/i_s oranını elde etmek için Eş. 2.21'in stator akımına göre türevinin sıfır olduğu durumun bulunması gerekmektedir.

$$\begin{aligned}
T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} \cdot (\lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \sin \alpha + \frac{1}{2} \cdot (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \sin(2\alpha)) \quad \Rightarrow \\
\frac{d}{d\alpha} T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} \cdot (\lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \cos \alpha + (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \cos(2\alpha)) \\
&= \lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \cos \alpha + (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \cos(2\alpha) = 0
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Eş. 2.29 çözüldüğünde aşağıdaki i_d ve i_q akımları elde edilmektedir.

$$i_d = \frac{\lambda_{pm} - \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_q - L_d)^2 |i_s|^2}}{4(L_q - L_d)} \quad [A] \tag{2.30}$$

$$i_q = \sqrt{|i_s|^2 + i_d^2} \quad [A] \tag{2.31}$$

Yukarıdaki denklemlerden görüldüğü gibi bu yöntemde birbirine bağlı i_d ve i_q akımlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Sabit tork açısı yöntemiyle karşılaştırıldığında bu yöntemi uygulamak için daha karmaşık denklemlerin çözülmesi gerekmektedir [26].

Çizelge 2.6. Amper başına maksimum tork kontrolünün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Yüksek tork kabiliyeti	Kompleks kontrol

2.3.4. Sabit stator akısı kontrolü

Stator manyetik alanının doyuma ulaşma tehlikesinin olduğu uygulamalarda stator akısının belirli bir seviyenin altında tutulması gerekmektedir. Stator akısı ile tork arasındaki bağıntı sebebiyle stator akısını sınırladığı zaman motor torku da sınırlanmaktadır.

Stator akı bağı Eş. 2.32'deki gibi ifade edilebilmektedir.

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{sd}^2 + \lambda_{sq}^2} = \sqrt{(L_d \cdot i_d + \lambda_{pm})^2 + (L_q \cdot i_q)^2} \tag{2.32}$$

Stator akı bağıntı rotor mıknatısının akı bağı değerinde sabit tutulması durumunda aşağıdaki denklemler elde edilecektir.

$$\lambda_{pm}^2 = (L_d \cdot i_d + \lambda_{pm})^2 + (L_q \cdot i_q)^2 \tag{2.33}$$

$$0 = L_q^2 \cdot i_q^2 + L_d^2 \cdot i_d^2 + 2 \cdot L_d \cdot i_d \cdot \lambda_{pm}$$

$$i_q = \frac{\sqrt{-L_d^2 \cdot i_d^2 - 2 \cdot L_d \cdot i_d \cdot \lambda_{pm}}}{L_q} \quad [\text{A}] \quad (2.34)$$

Eş. 2.20’de i_q yerine yukarıdaki ifade yazıldığında motor torkunu i_d ’ye bağlı olarak aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\lambda_{pm} \cdot \frac{\sqrt{-L_d^2 \cdot i_d^2 - 2 \cdot L_d \cdot i_d \cdot \lambda_{pm}}}{L_q} + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot \frac{\sqrt{-L_d^2 \cdot i_d^2 - 2 \cdot L_d \cdot i_d \cdot \lambda_{pm}}}{L_q} \right) \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{\sqrt{-L_d^2 \cdot i_d^2 - 2 \cdot L_d \cdot i_d \cdot \lambda_{pm}}}{L_q} (\lambda_{pm} + (L_d - L_q) \cdot i_d) \right) \quad [\text{Nm}] \end{aligned} \quad (2.35)$$

Eş. 2.35’in i_d ’ye göre türevi alındığında maksimum tork değerini verecek i_d değeri bulunmaktadır. Türev alındıktan sonra denklemin türevi aşağıdaki gibidir.

$$A \cdot i_d^3 + B \cdot i_d^2 + C \cdot i_d + D = 0 \quad (2.36)$$

$$A = 4 \cdot (L_d - L_q)^2 \quad (2.37)$$

$$B = 6 \cdot \lambda_{pm} \cdot L_d (L_d - L_q) (2L_d - L_q) \quad (2.38)$$

$$C = 2 \cdot L_d \lambda_{pm}^2 \cdot (5L_d - 4L_q) \quad (2.39)$$

$$D = 2 \cdot L_d \cdot \lambda_{pm}^3 \quad (2.40)$$

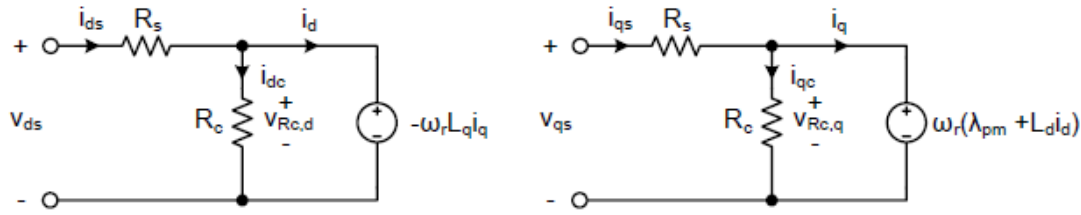
Bu eşitliğin üç adet çözümü vardır. Bu üç çözümden en küçük gerçel i_d akımını sağlayan çözüm seçilir [26].

Çizelge 2.7. Sabit tork akısı kontrolünün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Stator manyetik alanının doyuma ulaşmaması	Karmaşık kontrol

2.3.5. Maksimum verim kontrolü

Bu yöntemde stator sargı dirençleri R ve çekirdek kayıplarını temsil eden R_c değerleri dikkate alınarak güç kayıpları en düşük seviyeye indirme amaçlanmaktadır. Bu sayede maksimum verim elde edilmektedir. Şekil 2.11'de bu dirençlerin de eklendiği d ve q eksenleri elektriksel modelleri gösterilmektedir. Bu devrelerin akım denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.



Şekil 2.11. d ve q eksenlerinin elektriksel modelleri [26]

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-L_q \omega_r}{R_c} \\ \frac{L_d \omega_r}{R_c} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\lambda_{pm} \omega_r}{R_c} \end{bmatrix} \quad [A] \quad (2.41)$$

Çekirdek kayıpları aslında değişkendir fakat işlem kolaylığı için R_c sabit alınabilir. Bu durumda R ve R_c kaynaklı kayıpların toplamı aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$P_l = P_{lc} + P_{lr} = R \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{\omega_r^2}{R_c} \left((L_q i_q)^2 + (\lambda_{pm} + L_d i_d)^2 \right) \quad [W] \quad (2.42)$$

Eş. 2.42'de i_d ve i_q değerleri için Eş. 2.41'den yararlanarak minimum kayıp için gerekli olan i_d ve i_q algoritmaları elde edilmektedir [26].

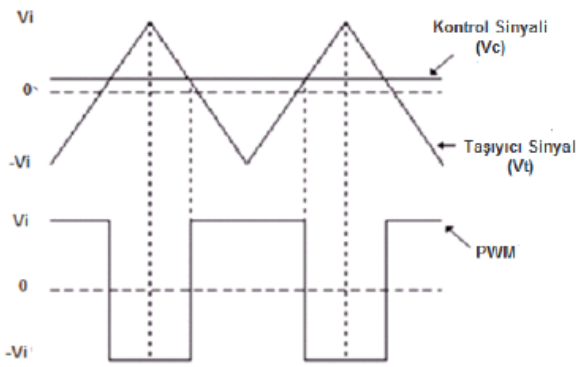
Çizelge 2.8. Maksimum verim kontrolünün avantaj ve dezavantajları

Avantajları	Dezavantajları
Minimum kayıp	Karmaşık kontrol

2.4. Darbe Genişliği Modülasyon Yöntemleri

Senkron Motorları sürmek için gerekli olan AA gerilim evirici sayesinde elde edilmektedir. Evirici girişindeki DA gerilimi yarı iletken anahtarlama elemanları belirli bir sırayla

anahtarlayarak istenilen frekans ve büyüklükteki AA gerilime evirmektedir. Bu anahtarlama sırasını belirleyen yöntem darbe genişlik modülasyon (DGM) yöntemidir. DGM yönteminin temeli taşıyıcı bir sinyal ile referans sinyalinin karşılaştırılmasına dayanmaktadır. Şekil 2.12’de gösterildiği gibi referans sinyali taşıyıcı sinyalden büyük ise DGM’nin çıkışı pozitif, taşıyıcı sinyal daha büyük ise DGM’nin çıkışı negatif olmaktadır. Referans sinyalin büyüklüğü darbe genişliğini, referans sinyalinin frekansı da evirici çıkışında elde edilen AA sinyalin frekansını oluşturmaktadır. Burada taşıyıcı sinyalin frekansı ise anahtarlama frekansını oluşturmaktadır.

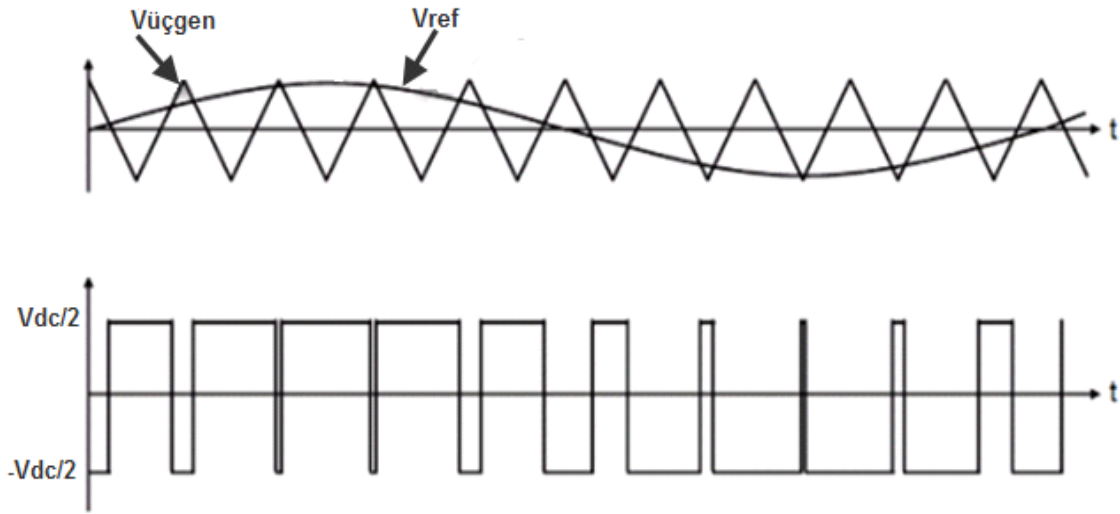


Şekil 2.12. Taşıyıcı ve Referans sinyalleri [28]

Evirici çıkışındaki AA gerilimin harmonikleri eviricinin performansını belirlemektedir. Evirici çıkışındaki harmonikleri azaltmak için çeşitli DGM yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemler içinde en yaygın olarak kullanılan Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) ve Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonudur (UVDGM).

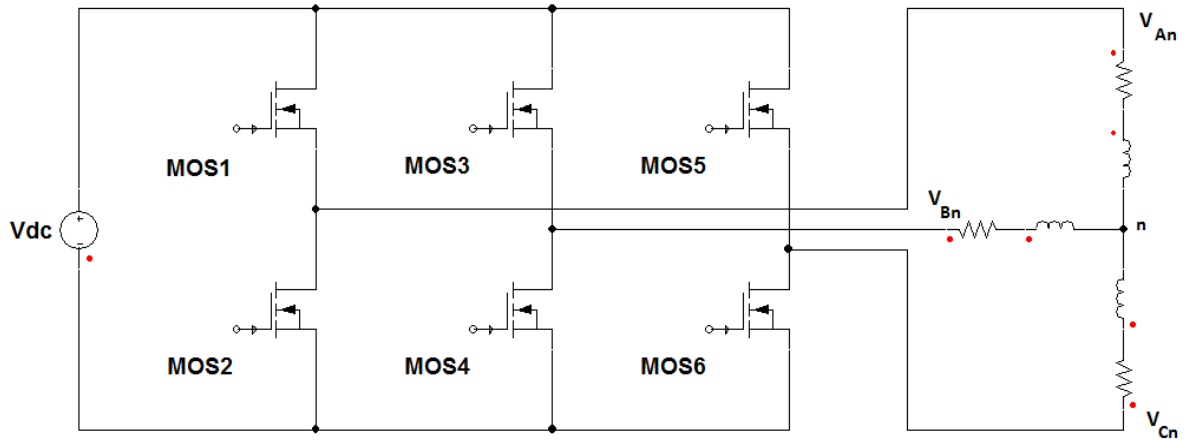
2.4.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Uygulaması kolay olması sebebiyle en yaygın olarak kullanılan DGM yöntemi Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu SDGM’dir [28]. Şekil 2.13’te gösterildiği gibi yüksek frekanslı taşıyıcı sinyal sinüzoidal bir referans sinyali ile karşılaştırılarak anahtarların iletim süreleri belirlenmektedir.



Şekil 2.13. Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu [28]

Taşıyıcı sinyalin frekansı anahtarlama frekansıdır ve bu frekans ne kadar büyük olursa anahtarlama frekansından kaynaklı harmonikler o kadar yüksek frekanslarda olur ve bu harmonikler motor sargılarında filtrelenebilir [26]. Referans sinyalinin genlik ve frekansı çıkış geriliminin genlik ve frekansı ile doğrudan bağlantılıdır. Referans sinyalinin tepe değeri ile taşıyıcı sinyalin tepe değerlerinin oranı modülasyon katsayısını m_a tanımlamaktadır.



Şekil 2.14. Üç fazlı evirici

Şekil 2.14'te verilen evirici devresi incelendiğinde motor faz gerilimleri aşağıdaki gibi oluşmaktadır.

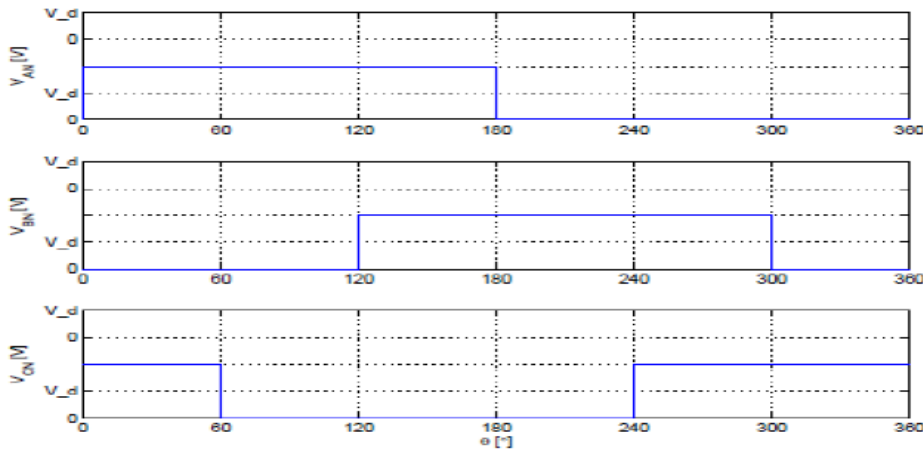
$$V_{An} = V_{AN} - V_{nN} \quad (2.43)$$

$$V_{Bn} = V_{BN} - V_{nN} \quad (2.44)$$

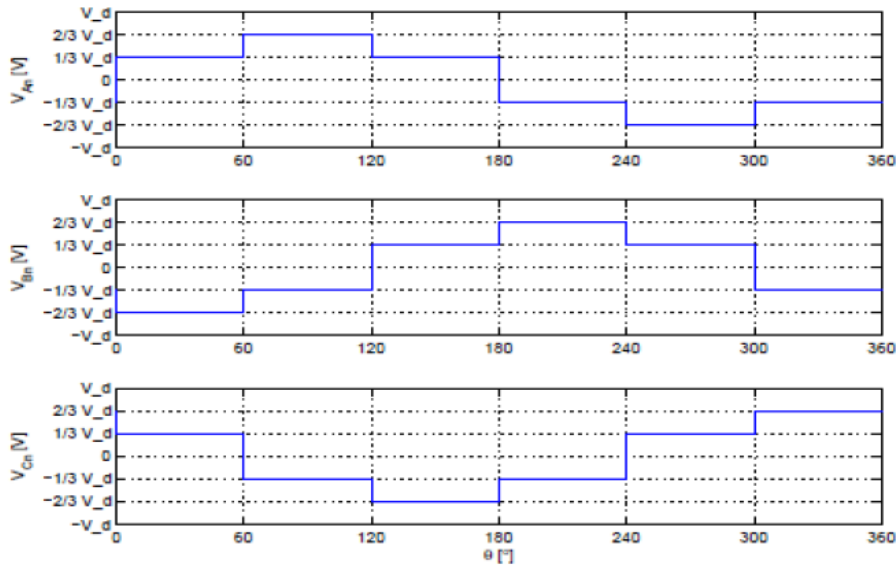
$$V_{Cn} = V_{CN} - V_{nN} \quad (2.45)$$

$$V_{Nn} = \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) \quad (2.46)$$

Altı basamaklı eviricide kutup gerilimleri Şekil 2.15'te gösterildiği gibi faz gerilimleri de Şekil 2.16'da gösterildiği gibi oluşmaktadır.

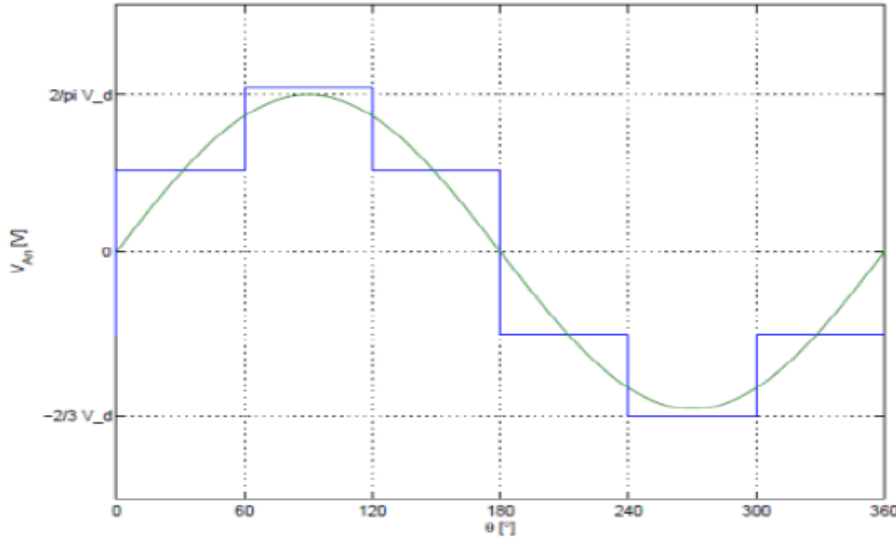


Şekil 2.15.Kutup Gerilimleri [26]



Şekil 2.16. Faz nötr gerilimleri [26]

Şekil 2.16'da görüldüğü ve yukarıdaki denklemlerden elde edildiği üzere faz gerilimlerinin maksimum değeri $2/3 V_{DC}$ olmaktadır. Fourier serisi kullanılarak faz geriliminin temel bileşeni $2/\pi V_{DC} \sin(\omega t)$ olarak hesaplanmaktadır [26].



Şekil 2.17. Altı basamaklı eviricinin temel sinüs bileşeni [26]

Modülasyon katsayısının evirici gerilimini kullanma oranı olduğu düşünüldüğünde SDGM için maksimum modülasyon katsayısı Eş. 2.47'deki gibi olmaktadır.

$$m_{amax} = \frac{V_{SPWMmax}}{V_{eviricimax}} = \frac{\frac{V_{DC}}{2}}{\frac{2}{\pi}V_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 0.785 \quad (2.47)$$

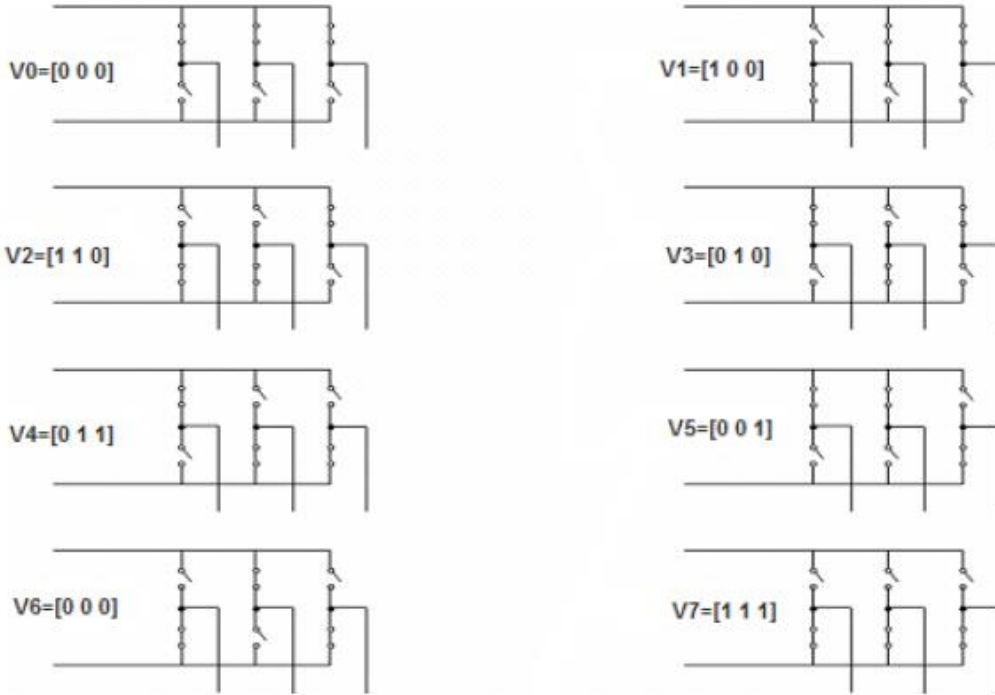
Eş. 2.47'de de görüldüğü üzere SDGM yöntemi ile evirici kapasitesinin % 78.5'i kullanılabilir [26].

2.4.2. Uzak Vektör Darbe Genişlik modülasyonu

3 fazlı eviricinin 3 bacağındaki anahtarlar düşünüldüğünde 23 toplam 8 adet vektör bulunmaktadır. Bu vektörlere bağlı oluşan gerilim değerleri Çizelge 2.9'da verilmiştir

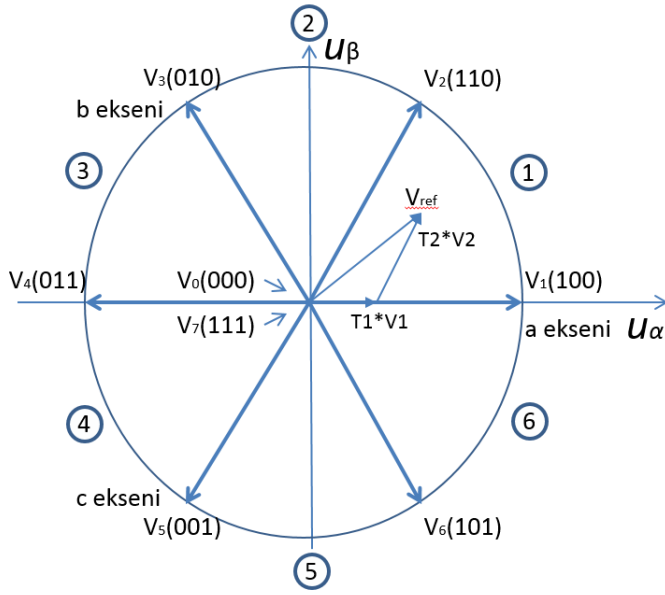
Çizelge 2.9. Anahtar durumları, faz nötr ve faz-faz gerilimleri [28]

Gerilim Vektörleri	Anahtarlar			Faz Nötr Gerilimi			Faz-Faz Gerilimi		
	1	3	5	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
V_2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
V_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
V_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
V_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
V_6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0



Şekil 2.18. Sekiz evirici gerilim vektörü [28]

Şekil 2.18’de gösterilen sekiz vektörden 2 tanesi sıfır vektörü diğerleri 60° farkla yer alan vektörlerdir. Şekil 2.19’da bu vektörler gösterilmektedir. Şekilde gösterilen 6 bölge içerisinde bir referans elde edilmesi için komşu iki vektör ve bir sıfır vektörü kullanılmaktadır.



Şekil 2.19. Gerilim vektörleri ve sektörler [26]

Uzay vektör DGM uygulanarak elde edilecek maksimum modülasyon katsayısı Eş. 2.48’de verildiği gibidir [26].

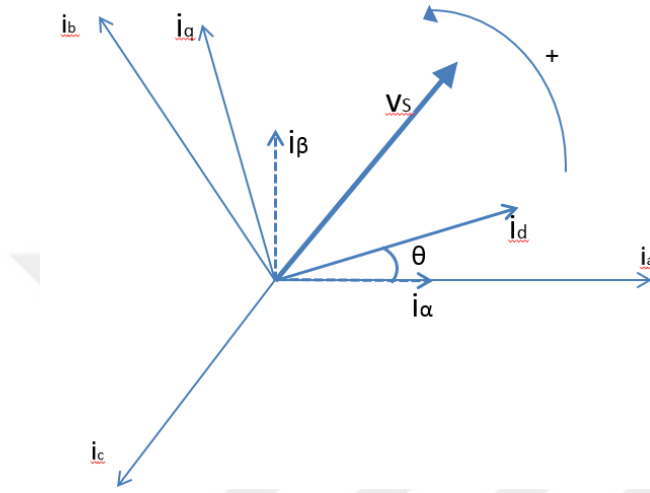
$$m_{amax} = \frac{V_{SPWMmax}}{V_{eviricimax}} = \frac{\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}}{\frac{2}{\pi}V_{DC}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.907 \quad (2.48)$$

2.5. Dönüştürücüler

Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda rotor akısının kaynağının mıknatıs olması sebebiyle, motor kontrolü stator akımları denetlenerek yapılmaktadır. Vektör kontrol yapılırken stator akımının rotora göre konumu önem taşımaktadır. Bu sebeple stator akımının rotor akısına göre konumunun da kontrol edilmesi gerekmektedir. Stator akımı sürücüler üzerinden statorun abc fazlarının akımı okunarak elde edilmektedir. abc fazları stator üzerinde sabittir ve bu fazların rotora göre konumlarının hesaplanması için karışık matematik işlemlerine gerek duyulmaktadır. Bu işlemlerdeki karışıklığı gidermek için statora göre sabit durumdaki abc eksen takımını rotora göre hareket eden dq eksen takımına dönüştüren dönüştürmeler kullanılmaktadır.

Bu dönüştürmeler yapılırken öncelikle 3 fazlı abc eksen takımından 2 fazlı $\alpha\beta$ eksen takımına geçilmektedir. abc eksen takımından $\alpha\beta$ eksen takımına geçilirken Clarke dönüştürücü kullanılmaktadır. $\alpha\beta$ eksen takımı abc eksen takımı gibi stator üzerinde ve sabittir. Daha

sonra $\alpha\beta$ eksen takımından rotor konumuna referanslı olan dq eksen takımına geçilmektedir. Burada ise Park dönüştürücü kullanılmaktadır. Park dönüştürümü sonrası elde edilen I_q ve I_d akımları denetleyiciler yardımıyla kontrol edildikten sonra motorun a, b ve c fazlarına uygulanacak gerilimlerin belirlenmesi için ters Park ve Clarke dönüştürmeleri uygulanmaktadır.



Şekil 2.20. Eksen takımları [29]

2.5.1. Clarke dönüştürümü

Statora göre sabit olan bu $\alpha\beta$ eksen takımı E. Clarke tarafından geliştirilmiştir. Bu sebeple Clarke dönüştürümü olarak adlandırılmaktadır. Bu dönüştürümü ile, birbirleri arasında 120° 'lik açılar olan 3 fazlı a, b ve c eksenleri, birbirine dik olan α ve β eksenlerine dönüştürülmektedir. Bu dönüştürüm yapılırken α ve β eksenlerine ek olarak üçüncü bir sıfır vektörü de kullanılmaktadır.

Şekil 2.20'de gösterilen eksenler incelenerek aşağıdaki denklemler elde edilmektedir [29].

$$i_\alpha = i_a \cos(0) + i_b \cos(120) + i_c \cos(240) \quad (2.49)$$

$$i_\beta = i_a \sin(0) + i_b \sin(120) + i_c \sin(240) \quad (2.50)$$

$$i_0 = i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.51)$$

Yukarıdaki eşitliklerden çözülerek aşağıdaki i_α ve i_β değerlerine ulaşılmaktadır.

$$i_\alpha = i_a \quad (2.52)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \quad (2.53)$$

2.5.2. Parke dönüşümü

1920'li yıllarda R.H. Park, rotor ile beraber hareket eden yeni bir dq eksen takımı tanımlayarak motor kontrolünde stator akımlarının kontrolünü basitleştirmiştir [29]. Park dönüşümü ile Clarke dönüşümü sonucu elde edilen α ve β fazlarındaki akımlar rotor ile birlikte hareket eden d ve q fazlarına dönüştürülmektedir.

$$i_{sd} = i_\alpha \cdot \cos \theta + i_\beta \cdot \sin \theta \quad (2.54)$$

$$i_{sq} = -i_\alpha \cdot \sin \theta + i_\beta \cdot \cos \theta \quad (2.55)$$

2.5.3. Ters Park ve Ters Clarke dönüşümleri

Park dönüşümü sonrası elde edilen I_q ve I_d akımları denetleyiciler yardımıyla kontrol edildikten sonra motorun a, b ve c fazlarına uygulanacak gerilimlerin belirlenmesi için ters Park ve Clarke dönüşümleri uygulanmaktadır.

Öncelikle rotor ile birlikte hareket eden dq eksen takımı Ters Park dönüşümü ile statora göre sabit $\alpha\beta$ eksen takımına dönüştürülür.

$$i_\alpha = i_{sd} \cdot \cos \theta - i_{sq} \cdot \sin \theta \quad (2.56)$$

$$i_\beta = i_{sd} \cdot \sin \theta + i_{sq} \cdot \cos \theta \quad (2.57)$$

Daha sonra iki eksenli $\alpha\beta$ eksen takımı Ters Clarke dönüşümü ile üç eksenli abc eksenlerine dönüştürülür.

$$i_a = i_\alpha \quad (2.58)$$

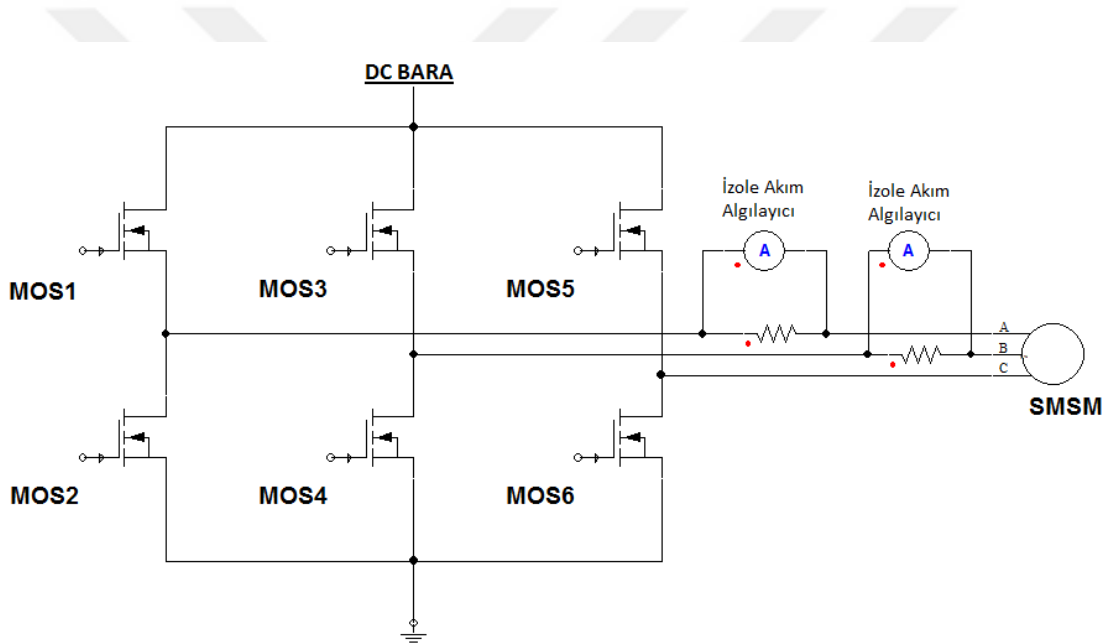
$$i_b = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta \quad (2.59)$$

$$i_c = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta \quad (2.60)$$

motor üzerinden toprağa bir kısa devre olduğunda motor üzerinden yüksek akım geçecektir. Fakat bu yöntem ile o yüksek akımın farkına varılamayacaktır [30]. Alt kısım akım okuma yönteminde dikkat edilmesi gereken bir diğer husus ise, direnç üzerindeki gerilimin okunmasının, bağlı olduğu transistör iletimdeyken gerçekleştirilmesinin gerekliliğidir. Aksi takdirde, anahtar tıkalıyken akım ve dolayısıyla direncin gerilimi sıfır olacağından, hatalı ölçüm yapılabilir.

Üst kısım akım okuma yöntemi

Şekil 2.23'te gösterildiği gibi kullanılan direncin doğrudan motor fazlarına bağlandığı yöntemde üst kısım seri akım okuma yöntemi denilmektedir.

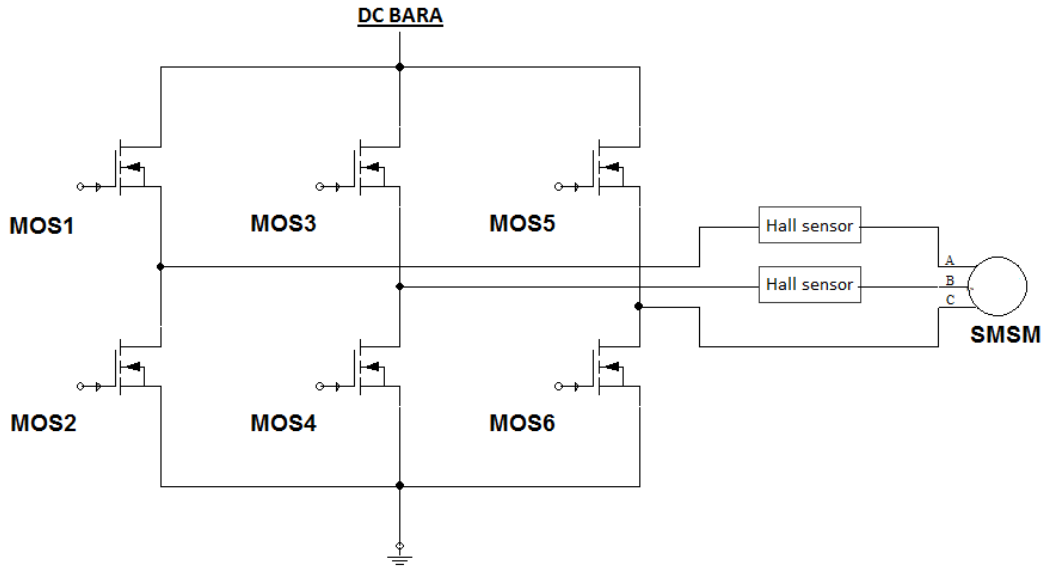


Şekil 2.23. Üst kısım akım okuma

Üst kısım akım okuma yöntemi ile faz akımları doğrudan okunduğu için direnç üzerindeki gerilim istendiği zaman okunabilmektedir ve motor üzerinde oluşabilecek bütün durumlar gözlemlenebilecektir. Diğer taraftan bu yöntem kullanılırken direnç üzerindeki gerilim devre toprağına referanslı olmadığı için izole bir gerilim okuma yöntemine ihtiyaç duyulmaktadır.

Hall Algılayıcılı akım okuma yöntemi

Bir iletken üzerinden geçen akımın iletken etrafında oluşturduğu manyetik alanın ölçülmesi prensibi ile çalışan Hall algılayıcılar kullanılarak motor faz akımları okunabilmektedir. Bu yöntem genellikle yüksek akımlı uygulamalarda kullanılmaktadır.



Şekil 2.24. Hall Algılayıcı ile akım okuma

Hall algılayıcıları motor fazlarına kolaylıkla eklenebilmeleri sebebiyle kullanımları kolaydır ve motor faz akımlarını doğrudan okuyabilirler. Fakat Hall algılayıcıların en büyük dezavantajı pahalı olmalarıdır [30].

2.6.2. Konum ölçme yöntemleri

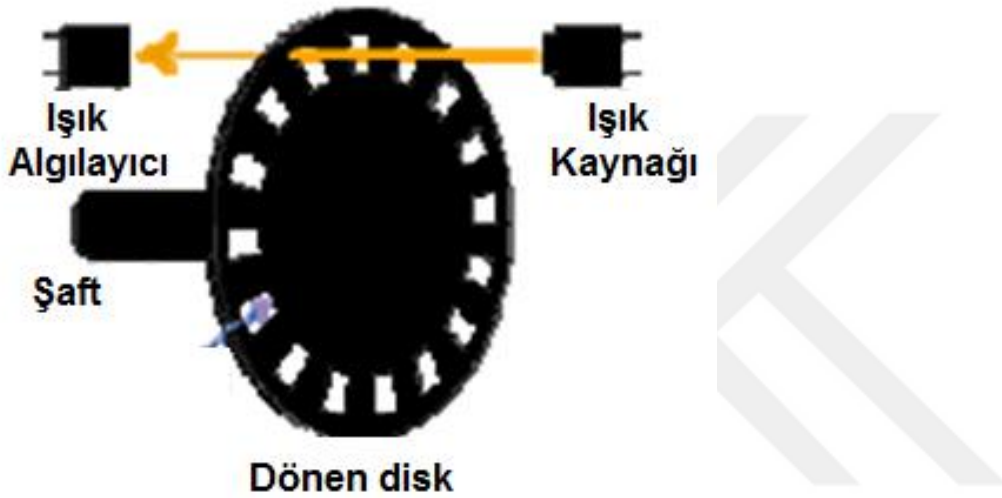
SMSM kontrolü için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulması sebebiyle konum ölçümü için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Temel olarak potansiyometre, değişken transformatör, aç kodlayıcı ve resolver olmak üzere dört ana konum ölçme algılayıcıları bulunmaktadır. Bu algılayıcılardan yaygın olarak aç kodlayıcı ve resolver kullanılmaktadır. Uygulamanın ihtiyacı olan doğruluğa göre konum sensörü seçilmektedir [31].

Açı kodlayıcı

En yaygın olarak kullanılan bu algılayıcı rotor şaftına takılan bir disk, ışık kaynağı ve ışın detektöründen oluşmaktadır. Işık kaynağı ve ışın detektörü diskin iki ayrı tarafındadır. Rotor hareketleri sonucu disk üzerindeki desene göre ışın detektörü ışığı algılamaktadır. Disk üzerindeki desene göre artımlı ve kesin değerli olmak üzere iki çeşit aç kodlayıcı bulunmaktadır [31].

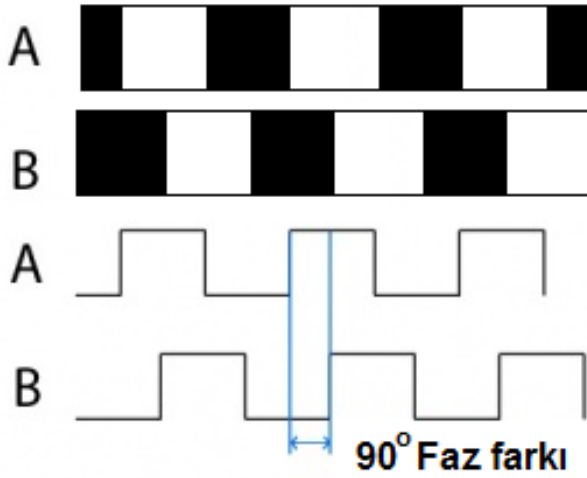
Artımlı açı kodlayıcı

Artımlı açı kodlayıcılar basit yapıları sebebiyle en yaygın kullanılan konum algılayıcısıdır. Şekil 2.25’de görüldüğü gibi disk üzerinde eşit aralıklarla delikler bulunmaktadır ve her boşluk ışık kaynağı önünden geçtiğinde açı kodlayıcı çıkış değeri değişmektedir. Açı kodlayıcı çıkışındaki değişimler sayılarak rotor konumun değişimi ölçülmektedir. Bu açı kodlayıcıların en büyük dezavantajı rotorun başlangıç konumunu ölçemeyip sadece rotor konumundaki değişimleri ölçebiliyor olmasıdır.



Şekil 2.25. Artımlı açı kodlayıcı [31]

Artımlı açı kodlayıcılar genellikle Şekil 2.26’da gösterildiği gibi bir birine 90° farkla yerleştirilmiş iki kanallı (A ve B kanalları) açı kodlayıcılardır [31]. Bu iki kanal sayesinde rotorun dönme yönü de ölçülmektedir. Örneğin B kanalının darbeleri A kanalının darbelerini takip ediyorsa rotor saat yönünde, A kanalının darbeleri B kanalının darbelerini takip ediyorsa saat yönünün tersine dönüyor demektir. Bazı açı kodlayıcılarda A ve B kanallarına ek olarak üçüncü bir kanal daha vardır. Bu kanal her turda bir kere darbe oluşturup turun tamamlandığını belirtirler. Artımlı açı kodlayıcılarda çözünürlük diskteki delik sayısına bağlıdır. Fakat A ve B kanallarındaki sinyalin hem artan kenarlarından hem azalan kenarlarından tetikleme alınarak çözünürlük artırılabilir [31].



Şekil 2.26. İki kanallı açı kodlayıcı

Kesin değerli açı kodlayıcı

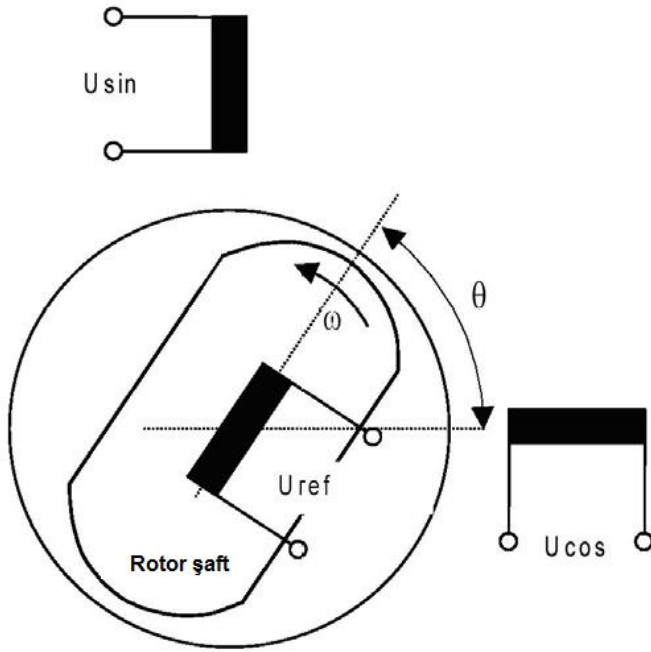
Kesin değerli açı kodlayıcılar Şekil 2.27’de gösterilen yapıdadırlar. Rotorun her bir konumu için disk üzerindeki desenin anlamı bulunmaktadır. Açı kodlayıcıların çözünürlüğü kaç bit ise disk üzerinde o kadar sıra bulunmaktadır. Güç kapatılıp açıldığında kesin değerli açı kodlayıcı rotor konum bilgisini kesin olarak bilmektedir. Bu açı kodlayıcılar konum bilgisinin hassas olduğu ve gücün ilk açıldığı zaman da konum bilgisine ihtiyaç duyan uygulamalarda kullanılmaktadır.



Şekil 2.27. Kesin değerli açı kodlayıcı

Resolver

Resolverlere dönen transformatörler de denilmektedir. Çünkü bu elemanlar transformatör mantığı ile çalışmaktadırlar. Şekil 2.28’de gösterilen rotor üzerindeki birincil sargıya gerilim uygulanır ve oluşan manyetik alan, statorda birbirine 90° açı ile konumlanan ikincil sargılarda gerilim endükler. Endüklenen bu gerilimler aracılığıyla motor konumu hesaplanmaktadır [31]. Birincil sargının rotorda, ikincil sargıların rotorda olduğu resolverler de bulunmaktadır; fakat onlar çok yaygın değildir.



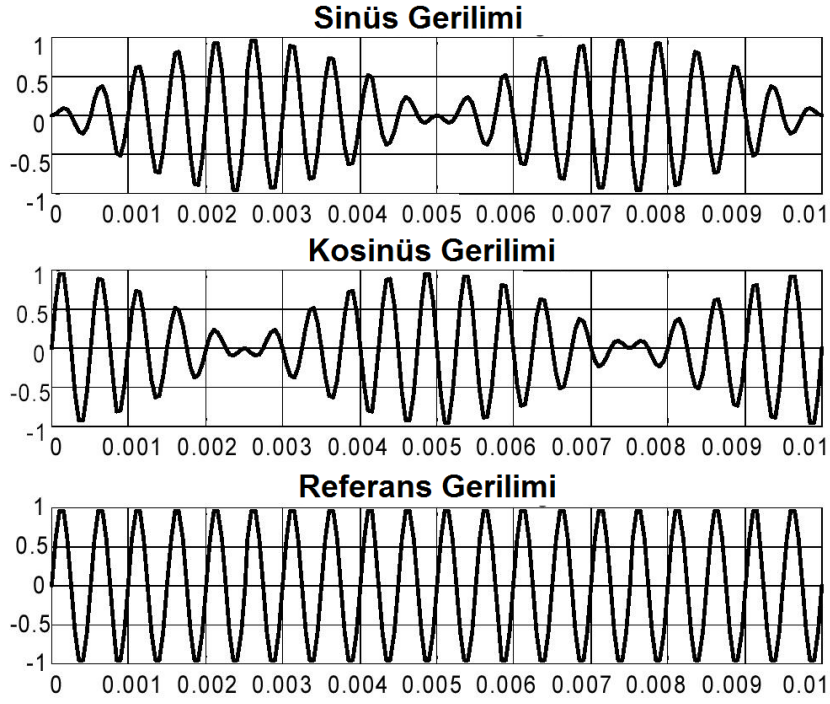
Şekil 2.28. Resolver yapısı [31]

Birincil sargıya Şekil 2.29’da gösterildiği gibi sinüs bir referans gerilimi uygulandığında ikincil sargılarda $V_{\sin}$ ve $V_{\cos}$ gerilimleri oluşmaktadır. Oluşan gerilimlerin frekansları uygulanan referans geriliminin frekansı ile aynıdır. Fakat gerilimlerin büyüklükleri ilgili sargının rotordaki sargı ile yani rotor ile yaptığı açığa bağlıdır. Rotor hangi sargı ile aynı hızda ise o sargıda indüklenen gerilimin büyüklüğü maksimum, diğer sargıdaki indüklenen gerilim sıfır olmaktadır. Rotorun diğer konumlarında ise indüklenen gerilim doğrudan rotor konumuna bağlıdır.

Rotor konumu, ikincil sargılarda oluşan gerilimlerin oranının ters tanjant değeri hesaplanarak bulunabilmektedir. Sürücü devrelerinde kullanılmak üzere resolve referans

gerilimini uygulayıp ikincil sargıların gerilimlerinden rotor konumu hesaplayan hazır entegreler bulunmaktadır.

$$\theta = a \tan \left(\frac{U_{sin}}{U_{cos}} \right) \quad (2.61)$$

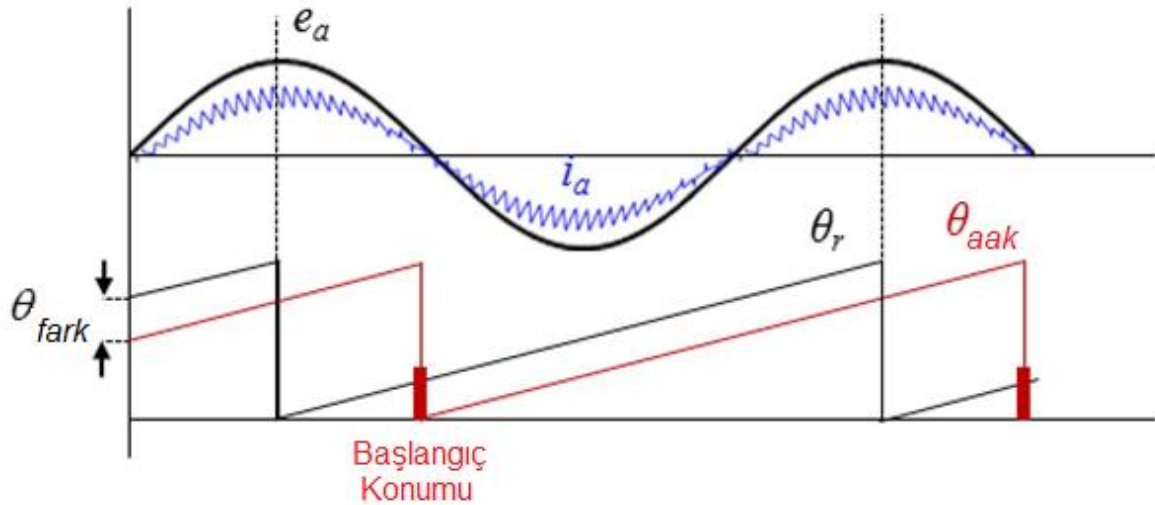


Şekil 2.29. Resolver gerilimleri [31]



3. ARTIMLI AÇI KODLAYICI İLE BİRLİKTE KULLANILMASI ÖNERİLEN HİZALAMA YÖNTEMİ

Alan Vektör kontrolü yönteminde ihtiyaç duyulan torku oluşturmak için rotor akısına dik veya belirli bir açı ile uygulanacak stator akısını oluşturacak stator geriliminin açısının bilinmesi için öncelikle rotor konumunun bilinmesi gerekmektedir. Fakat hassas konum kontrolü istemeyen uygulamalarda konum algılayıcısı olmadan algılayıcısız yöntemler kullanılarak AVK uygulanabilmektedir. Fakat konum kontrolü gerektiren uygulamalarda rotor konumunun net olarak bilinmesi gerekmektedir. Bu sebeple çeşitli konum algılayıcılar kullanılmaktadır. Düşük maliyetli olması ve basit yapıda olmaları sebebiyle artımlı açı kodlayıcılar en yaygın olarak kullanılan konum algılayıcılarıdır. Fakat artımlı açı kodlayıcılarda başlangıç konumu bilinmemektedir [21]. Artımlı açı kodlayıcı Şekil 3.1’de gösterildiği gibi açıldığı konumu referans (sıfır) kabul edip, başlangıç noktasına göre konum bildirmektedir.

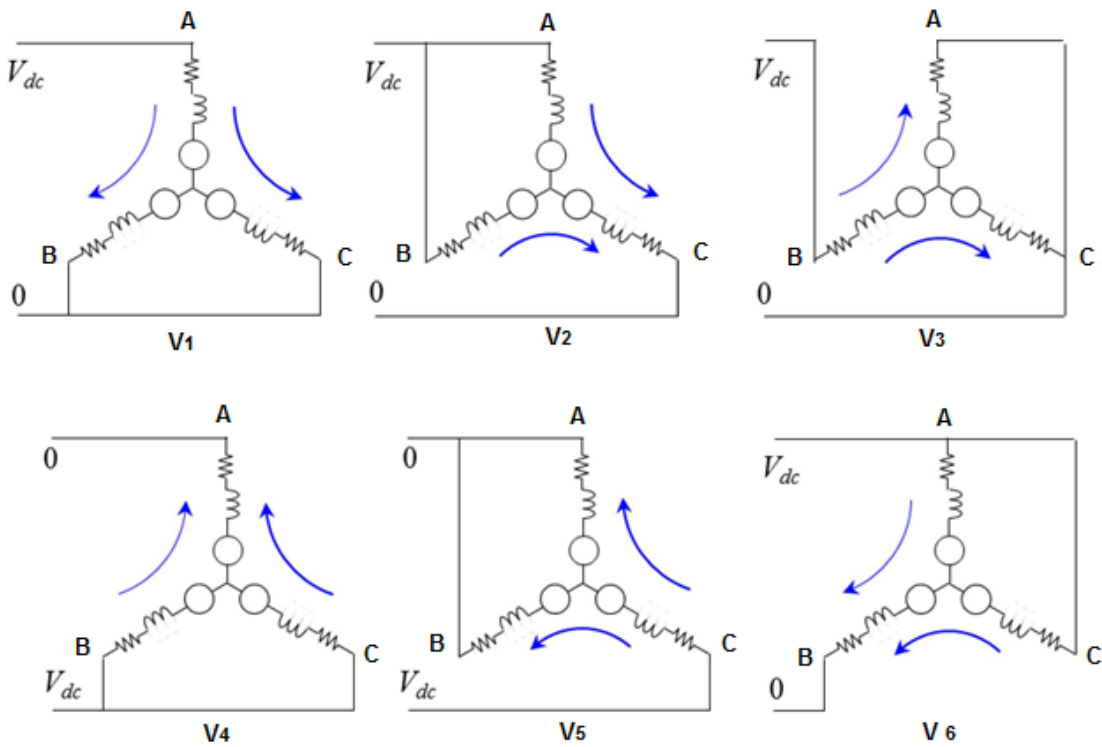


Şekil 3.1. Artımlı açı kodlayıcısından elde edilen konum bilgisi [21]

Bu sebeple, artımlı açı kodlayıcısının kullanılabilmesi için ya rotorun başlangıç konumu ile rotorun gerçek konumu arasındaki fark bilinip artımlı açı kodlayıcısının verdiği değere eklenmesi, ya da artımlı açı kodlayıcıyı başlatmadan rotoru sıfır (A ekseni) konumuna getirilmesi gerekmektedir. Artımlı açı kodlayıcı kullanılan uygulamalarda rotoru A ekseni ile hizalamak için kullanılan çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında, mevcut yöntemlerin sınırlamaları belirtildikten sonra, rotoru A ekseni ile kontrollü bir şekilde hizalamak için kullanılabilecek yeni bir yöntem anlatılmaktadır.

3.1. Artımlı Açı Kodlayıcı Kullanıldığında Uygulamalarda Yaygın Olarak Kullanılan Hizalama Yöntemleri

Artımlı açı kodlayıcıların başlangıç konumlarını belirlemek için en yaygın olarak kullanılan yöntem, rotoru A fazı ile hizalamaktır. Rotoru A fazı ile hizalama işlemi sırasında statora uygulanacak gerilime göre çeşitlilik gösteren yöntemler bulunmaktadır. Rotoru A fazı ile hizalamak için stator akısının A fazı üzerinde olması gerekmektedir. Bunu gerilimi sağlamak için Şekil 1.1’de gösterilen $V_1(100)$ vektörünün Şekil 3.2’de gösterildiği gibi stator sargılarına uygulanması gerekmektedir.



Şekil 3.2. Hizalama işleminde statora uygulanabilecek olan 6 adet vektör [21]

Eğer başlangıçta rotor A fazına çok yakın bir konumda ise V_1 vektörü uygulandığında oluşacak tork değeri düşük olacağından rotoru hareket ettiremeyebilir. Bu durumda artımlı açı kodlayıcının sağladığı konum değeri ile rotorun gerçek konum değeri arasında bir fark oluşmaktadır. Bu fark motor kontrolü sırasında tork değerinde azalmaya neden olacaktır. Tork değerinde oluşacak bu küçük azalma motor kontrolünü etkilemeyebilir. Fakat rotor başlangıçta $-A$ fazı konumunda ise yine uygulanan V_1 vektörü rotoru hareket ettirmeyecektir; ama bu sefer artımlı açı kodlayıcının sağladığı konum değeri ile rotorun gerçek konum değeri arasında 180 derece fark olacaktır. 180 derecelik fark motor

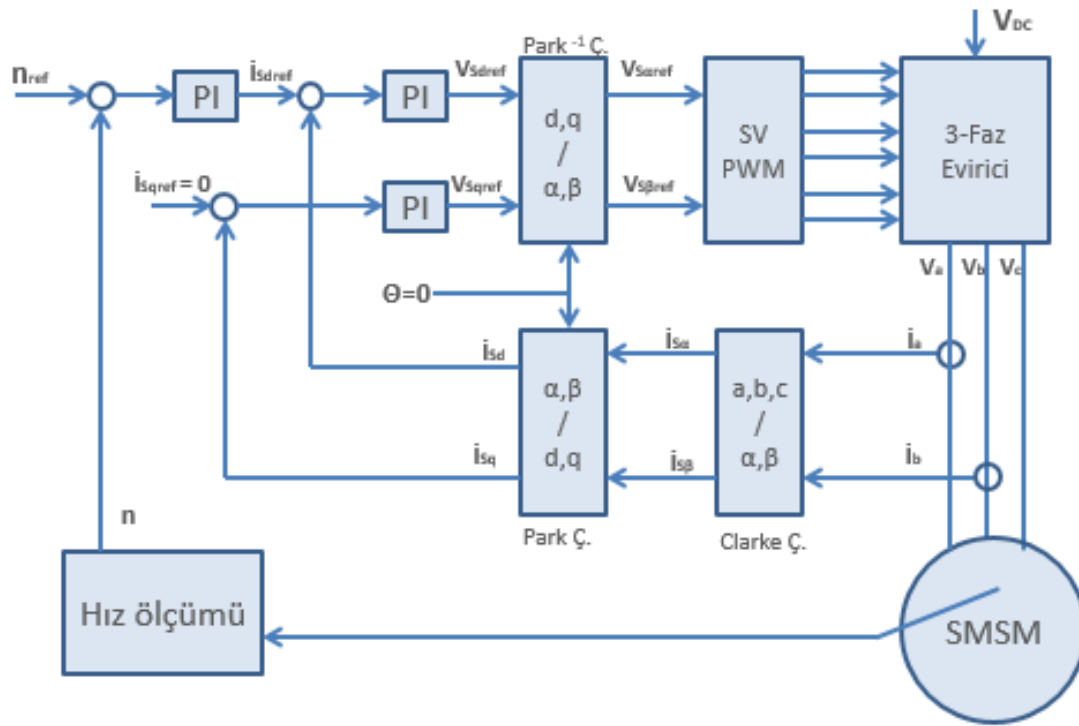
kontrolünün yapılamamasına neden olacaktır. Literatür araştırıldığında bu sorunu gidermek için çeşitli yöntemlerin kullanıldığı görülmektedir. Bu yöntemlerden en yaygın olarak kullanılanlar arasında, Şekil 3.2’de gösterilen altı vektörü sırayla uygulayarak rotoru elektriksel olarak bir tur döndürerek A fazına hizalamak [21] ve önce $V_3(010)$ sonra $V_1(100)$ vektörlerini uygulayarak rotoru A fazına hizalamak [22] gibi yöntemler gösterilebilmektedir. Altı vektörün sırayla uygulandığı yöntemde rotor ilk uygulanan vektör ile paralel yönde ise hareket etmeyebilir fakat başlangıç konumundan farklı yönde uygulanan ilk vektörle hareket etmeye başlayarak en son A fazı üzerinde durmaktadır. Diğer yöntemde rotor başlangıçta A fazı veya $-A$ fazı konumunda ise uygulanan V_3 vektörü ile B fazı konumuna gelmekte daha sonra V_1 vektörü uygulanarak A fazı ile hizalı konuma gelmektedir. Rotor başlangıçta B veya $-B$ fazı konumunda ise V_3 vektörü uygulandığında rotor hareket etmez fakat V_1 vektörü uygulandığında rotor A fazına yönelmektedir. Bu yöntemde V_3 ve V_1 vektörleri arasında V_2 vektörü de uygulanarak rotorun hareketleri sınırlandırılabilir.

Bu yöntemlerin uygulanması sırasında uygulanacak vektörün genliği ve uygulama süresi önem taşımaktadır. Vektör genliği yeterince büyük değil ise rotor hareket etmeyebilir veya vektörün genliği gereğinden fazla ise rotor ani kontrolsüz bir hareket yapabilir. Hareket ettirilen sistemin eylemsizliğine bağlı olarak ani hareket sisteme zarar verebilir veya bir salınımına sebep olabilir. Bu sebeple uygulanacak gerilim vektörünün genliğinin motor ve yükün parametrelerine bağlı olarak hesaplanması gerekmektedir. Fakat rotoru hareket ettirecek tork değeri sıcaklık, sürtünme gibi dış etkenlere bağlı olarak değişebildiğinden optimum bir gerilim belirlememek her zaman mümkün olmamaktadır. Hizalamanın düzgün bir şekilde tamamlanabilmesi için, rotorun A fazına gelmesi için gerekli olan süre veya rotor A fazına gelip salınım yapıyor ise yaptığı salınımın son bulması için gerekli olan süre boyunca ilgili vektörün uygulanmasına devam edilmesi gerekmektedir. Bu sebeplerden dolayı hizalama işlemi boyunca uygulanacak vektörün kontrol edilmesi önem kazanmaktadır.

Rotorun başlangıç konumunu belirlemek için yaygın olmayan bazı başka yöntemler de vardır. Örnek olarak, standart AVK algoritmasında sabit bir I_q referans değeri uygularken θ açısının değerini değiştirerek rotoru harekete geçirecek ilk açı değeri belirlenebilir. Daha sonra aynı yöntemi I_q referans değerini değiştirerek tekrarlamak suretiyle bulunan iki açı değerini ve uygulanan I_q referanslarını oranlayarak rotorun başlangıçtaki konumu hesaplanabilmektedir [23].

3.2. Rotoru A Eksenine ile Hizalamak İçin Kullanılması Önerilen Yöntem

Rotoru A eksenine ile hizalamak için en yaygın olarak kullanılan yöntemde motorun A fazına gerilim uygulandığında rotorun kontrolsüz bir hareket yaptığı görülmektedir. Bu sebeple, yeni yöntemde kontrollü bir gerilimin uygulanması önerilmektedir. Gerilimi kontrol etmek için yeni bir denetleyici eklemenin işlemci yazılımını karmaşıktırmasını engellemek için hâlihazırda bulunan AVK algoritmasında kullanılan denetleyicilerden bir tanesinin hizalama için de kullanılabilirliği değerlendirilmiştir. Yapılan değerlendirmede rotor açısı $\theta=0^\circ$ olduğunda dq eksen takımının d ekseninin motorun A fazı ile aynı hizada olduğu görülmüştür. Bu bilgi ışığında θ açısı sürekli olarak 0° kabul edilip, d ekseninde bir gerilim uygulamanın motorun A fazına gerilim uygulamak ile aynı olduğu anlaşılmaktadır. Bu yöntemde d eksenine uygulanacak gerilimin büyüklüğü AVK algoritmasında bulunan hız denetleyicisi ile belirlenecektir. Hız denetleyicisi sayesinde rotorun hızı kontrol edilerek hizalama sırasında rotorun kontrolsüz bir hareket yapması engellenecektir.



Şekil 3.3. Yeni önerilen yöntemin algoritması

Önerilen yeni yöntemde Bölüm 2.3.1’de anlatılan sabit tork açısı algoritmasından farklı olarak rotor açısı θ sürekli 0° kabul edilip, hız denetleyicisinin çıkışı I_{qref} yerine I_{dref} olarak verilmektedir. I_{qref} ’e ise 0 verilmektedir. Şekil 3.3’te önerilen yöntem için AVK algoritmasının değiştirilmiş hali gösterilmektedir. Burada verilen hız referansı motora ve

motorun kullanıldığı sistemin özelliklerine göre belirlenmektedir. Bu hız referansının büyüklüğü hizalama işleminin süresini etkilemektedir. Bu sebeple hız referansı yüksek seçilebilir ama hız referansının yüksek olması kontrollü dahi olsa rotorun ani hareket etmesine sebep olabilmektedir. Dolayısıyla sistem özelliklerine göre uygun bir hız referansı değeri seçilmesi gerekmektedir.

Hız denetleyicisinin denetimi altında oluşturulan I_d akımı rotoru A fazına getirecek şekilde bir tork oluşturmaktadır. Bu durumda rotor A fazına yönelmektedir. I_d 'nin değeri hız denetleyicisinin denetimi altında olduğundan rotor kontrollü bir şekilde hareket ettirilmektedir. Rotor A fazına geldikten sonra I_d referansı artsa bile rotor ile stator akılarının aynı hızda olmaları sebebiyle tork oluşamayacağından rotor A fazında sabit kalacaktır. Rotor hareket etmediği sürece hız denetleyici I_d referansını arttıracaktır. I_d referansının belirli bir değeri geçmesine rağmen rotorda halen hareket yok ise işlemci rotorun A fazı ile aynı hızaya geldiğini anlamaktadır. Hizalama işlemi tamamlandığında artımlı aç kodlayıcı değeri sıfırlanarak artımlı aç kodlayıcı ile AVK algoritması başarılı bir şekilde uygulanabilmektedir.

Bu yöntem uygulanarak yapılan rotor hizalama uygulamalarının deneysel sonuçları Bölüm 4'te verilmiştir.

3.3. Hizalama Yöntemi Sırasında Karşılaşılan Sorunlar ve Çözümleri

Yukarıda anlatılan bu yeni yöntem uygulanılırken rotorun başlangıçtaki konumuna bağlı olarak çeşitli sorunlar ile karşılaşılma olasılığı bulunabilir. Yapılan çalışmalar ile bu sorunlar için çözümler bulunmuştur. Sorunlar ve sorunlar için bulunan çözümleri aşağıdaki gibidir.

- Başlangıçta rotor 0° ile 180° arasında bir konumda bulunuyor ise I_d akımının uygulanması ile rotor A fazına (0° 'ye) doğru negatif yönde hareket etmeye başlar. Bu durumda hız denetleyicisinin geri beslemesine gelen negatif hız değeri sebebiyle denetleyici çıkış değerini arttırır. Hız denetleyicisinin çıkış değeri arttıkça rotor negatif yönde hızlanır. Rotor hızlı bir şekilde gelerek A fazını geçebilir. Uygulanan akının A fazı üzerinde olması sebebiyle rotor A fazını geçtikten sonra yavaşlayarak geri dönmektedir. Rotor Şekil 4.2'de görüldüğü gibi salınım yaparak A fazı ile hizalanmaktadır. Rotorun yaptığı bu kontrolsüz hareket uygulanan yöntemde istenmemektedir. Bu sorunu gidermek için başlangıçta rotor hızı negatif yönde algılanırsa istenilen hız referansının işareti

değiştirilmektedir. Rotor negatif yönde Şekil 4.3'te gösterildiği gibi kontrollü olarak A fazı ile hizalanmaktadır.

- Başlangıçta rotor –A fazında (180°) ise d ekseninde bulunan akı ile rotor akısı arasında 180 derece olması sebebiyle tork oluşmamaktadır. Rotorun hareket etmemesi sebebiyle denetleyicinin çıkışı artmaktadır. I_d referansı belirlenen değeri geçtiğinde hizalama algoritması hizalamanın tamamlandığını algılamaktadır. Bu durumda rotor konumu 180 derece hatalı ölçülmektedir. Oluşan 180 derecelik hata sebebiyle normal çalışma durumunda q ekseninde oluşturulması gereken akı $-q$ ekseninde oluşmaktadır ve motor ters yönde harekete başlamaktadır. Ters yöndeki hareket sebebiyle denetleyici I_{qref} değerini artırmaktadır ve rotor ters yönde maksimum hızda dönmektedir (Şekil 4.4). Hizalama algoritması başladıktan sonra rotor hızı belirli değeri geçmezse rotorun başlangıçta 0 veya 180 derecede olduğu anlaşılmaktadır. Rotor 0 derecede ise sorun olmamaktadır fakat 180 derecede ise anlatılan sorun oluşmaktadır. Bu sebeple, hizalama süresince rotor hareket etmezse belirli bir süre boyunca hız denetleyicinin çıkışı I_d yerine I_q 'ya referans olarak verilerek rotor konumu bir miktar değiştirilmektedir. Daha sonra yukarıda anlatılan yöntem uygulandığında rotor A fazına hizalanmaktadır (Şekil 4.5).

4. DENEYSEL SONUÇLAR

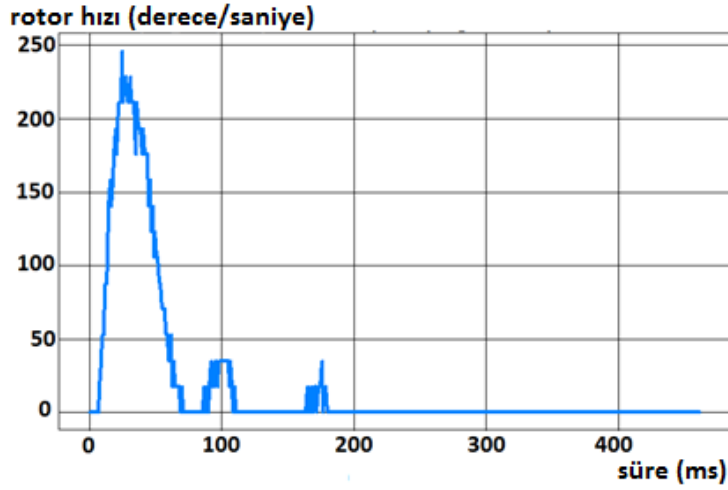
Yapılan teorik çalışmalar sonrası geliştirilen yeni yöntem deneysel olarak da denenmiştir. Denemeler için öncelikle özellikleri Çizelge 4.1’de verilen açılı kodlayıcı motor kullanılmıştır.

Çizelge 4.1. Açılı kodlayıcı motorun özellikleri

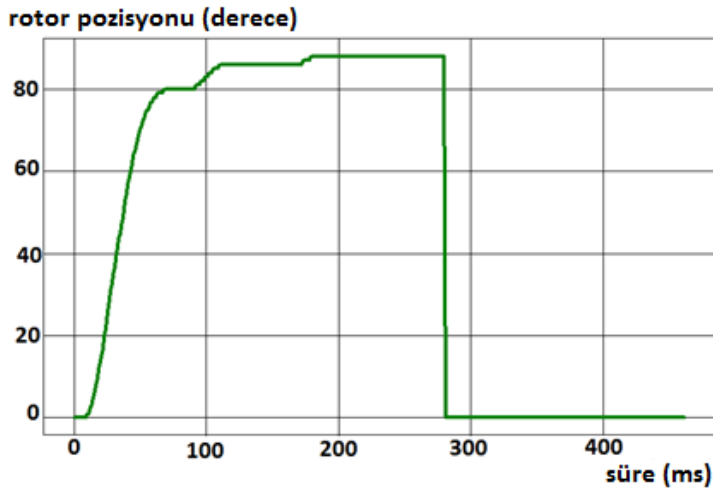
Firma –Model	MAXON –EC22
Anma Gerilim	24V
Anma Hızı	32200 rpm
Faz-Faz Direnci	612 mohm
Faz-Faz Endüktansı	0.0542 mH
Açılı Kodlayıcı darbe sayısı	512
Kutup çifti sayısı	3

Yapılan her denemede elde edilen rotor hızı, rotor konumu, d ve q eksen akımları ve hizalama tamamlanma işareti grafikleri elde edilmiştir. Bu grafikler rotorun başlangıç konumuna göre yapılan aşağıdaki çalışmalar için ayrı ayrı verilmiştir.

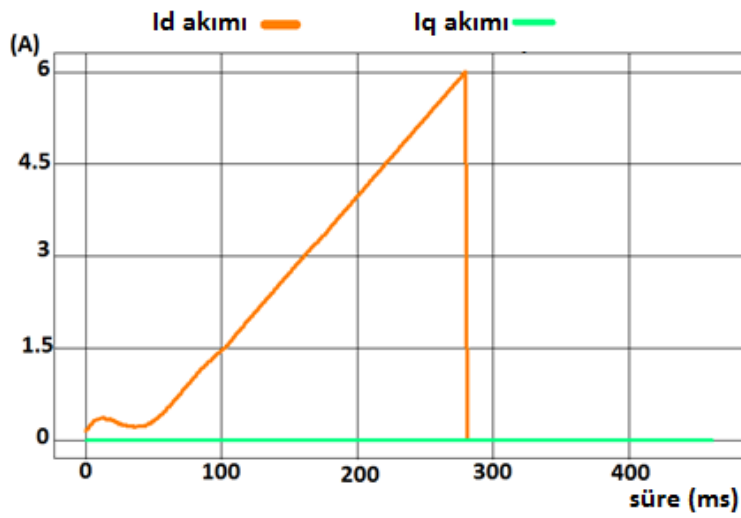
Rotorun başlangıç durumunda A fazına göre -90° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler Şekil 4.1’de gösterilmektedir. Şekil 4.1.a’da görüldüğü üzere hizalama işlemi başladıktan sonra rotor belirlenen hıza ulaşarak harekete devam etmektedir. Fakat A fazı üzerinde oluşturulan akı ile rotor akısı arasındaki δ açısının değerinin azalması sebebiyle oluşan tork azalmaktadır. Rotor hızının istenilen referans değerinde kalması için hız denetleyicisi I_d akım değerini arttırmaktadır (Şekil 4.1.c) fakat δ açısındaki azalma sebebiyle gerekli tork oluşmamaktadır ve rotor yavaşlamaktadır. Rotor A fazı ile aynı hizaya geldiğinde δ açısı dolayısıyla oluşan tork 0 olmaktadır. Bu durumda I_d değeri motor ve sürücünün özelliklerine göre belirlenen 6A değerine gelmesine rağmen rotor hareket etmediğinden hizalama algoritması hizalamanın tamamlandığına karar vermektedir (Şekil 4.1.d). Daha sonra rotor konumu sıfırlanıp (Şekil 4.1.b) standart AVK uygulamasına geçilmektedir.



(a)

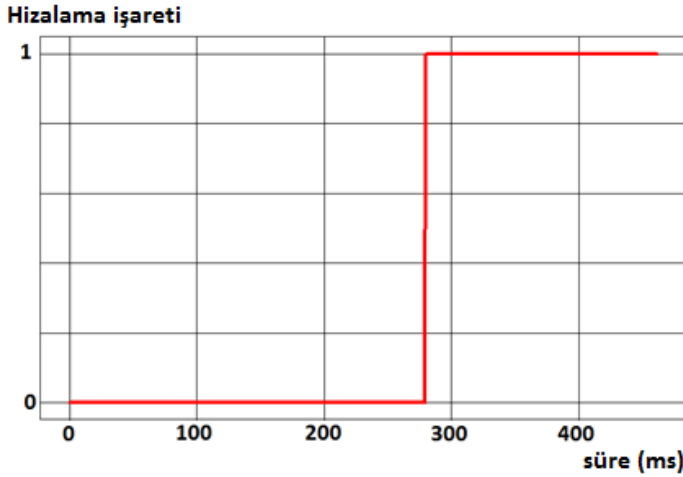


(b)



(c)

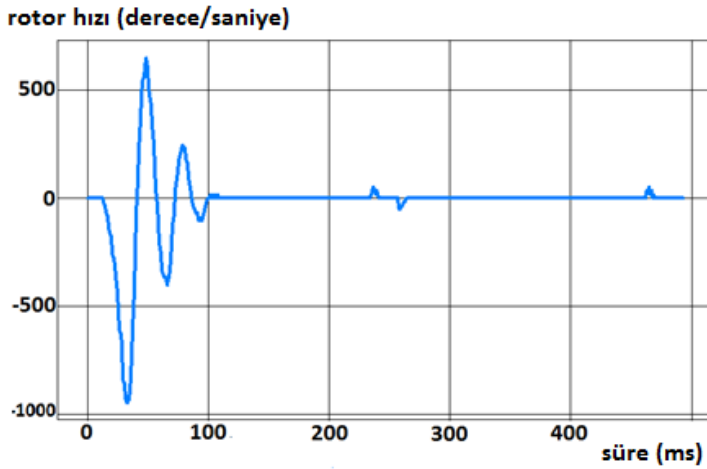
Şekil 4.1. Başlangıçta rotorun A fazına göre -90° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



(d)

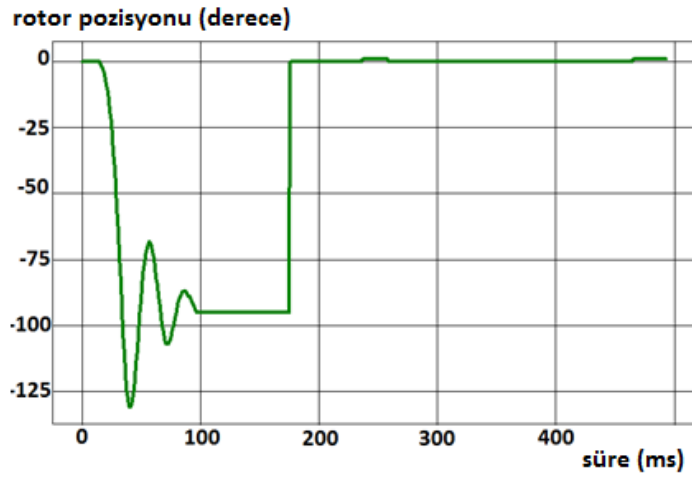
Şekil 4.1. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre -90° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

Şekil 4.2’de Bölüm 3.3’deki ilk durumda belirtilen rotorun başlangıçta A fazına göre 90° konumunda olduğunda elde edilen grafikler gösterilmektedir. Şekil 4.2.a’da görüldüğü gibi hizalamanın başlamasıyla rotor negatif yönde hızlanmaktadır. Rotorun negatif yönde hızlanması sebebiyle hız denetleyicisi I_d akımını artırmaktadır (Şekil 4.2.c). I_d akımının artması rotoru negatif yönde daha fazla hızlandırmaktadır. Rotor A fazını geçtiğinde A fazı üzerindeki yüksek akı sebebiyle rotor yavaşlayarak durmakta ve pozitif yönde hızlanmaktadır. I_d akımının yüksek olmasıyla oluşan o anki A fazı üzerindeki akının yüksek olması sebebiyle rotor A fazı etrafında bir salınım yapmaktadır (Şekil 4.2.b).

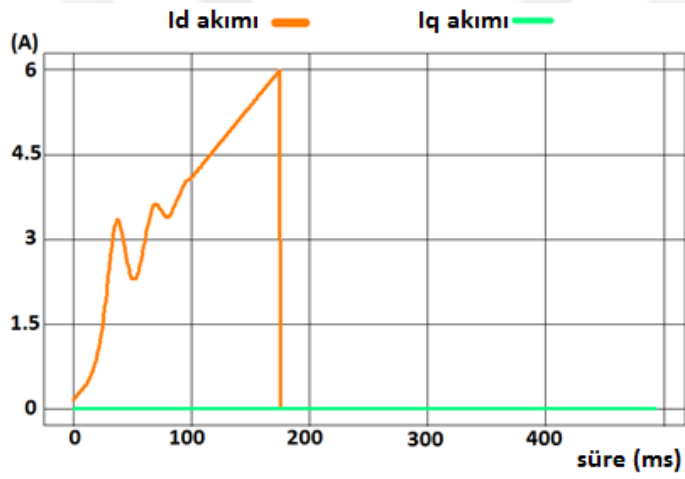


(a)

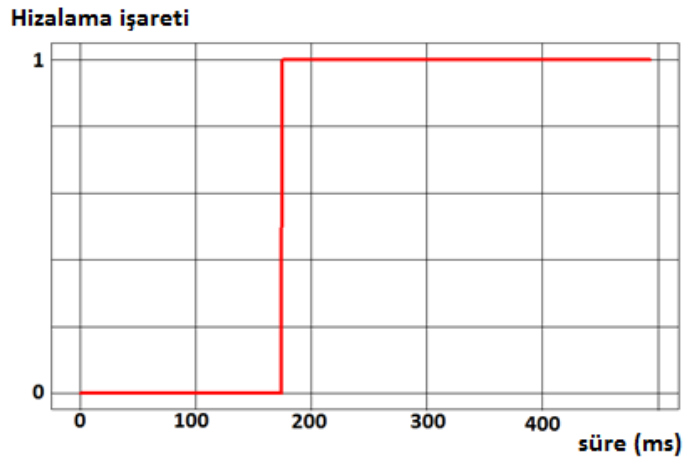
Şekil 4.2. Başlangıçta rotorun A fazına göre 90° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



(b)



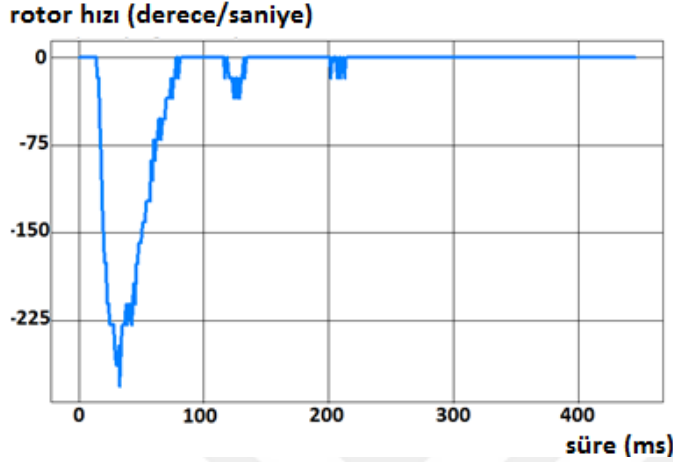
(c)



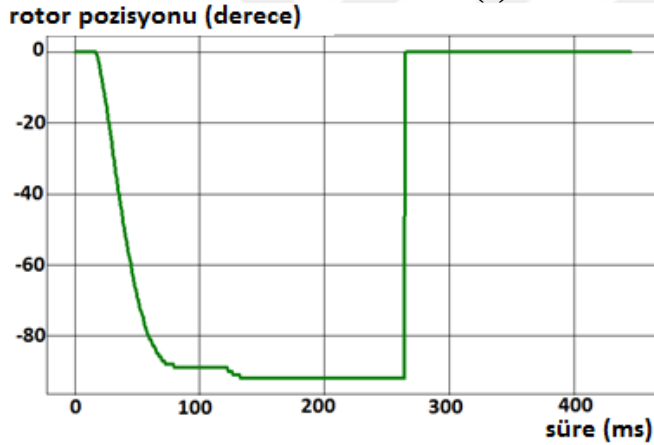
(d)

Şekil 4.2. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 90° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

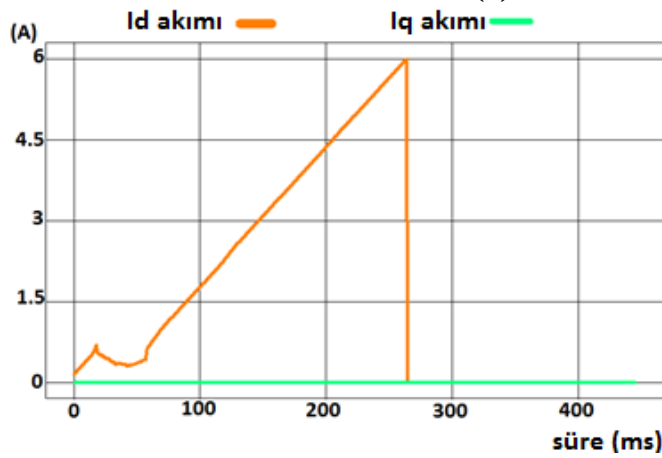
Şekil 4.3'te Bölüm 3.3'deki ilk durumda belirtilen önlemlerin alındığı zaman elde edilen grafikler gösterilmektedir. Hizalama işlemi başladığında rotor hızı negatif ölçülürse hız referansı negatife çevrilmiştir. Bu önlem alındığında Şekil 4.1'de belirtilen grafiklere benzer bir sonuç elde edilmektedir.



(a)

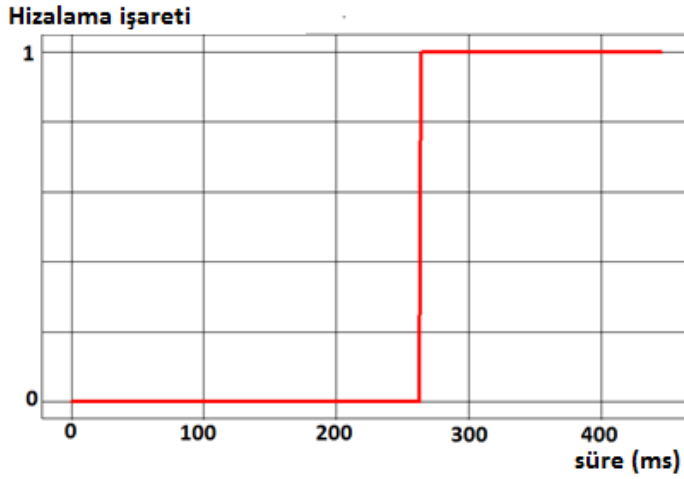


(b)



(c)

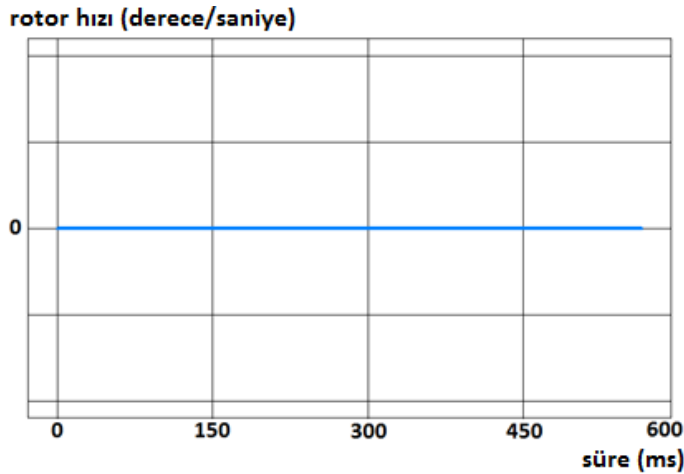
Şekil 4.3. Başlangıçta rotorun A fazına göre 90° civarında olduğu ve Bölüm 3.3'de belirtilen önlem uygulandığı durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



(d)

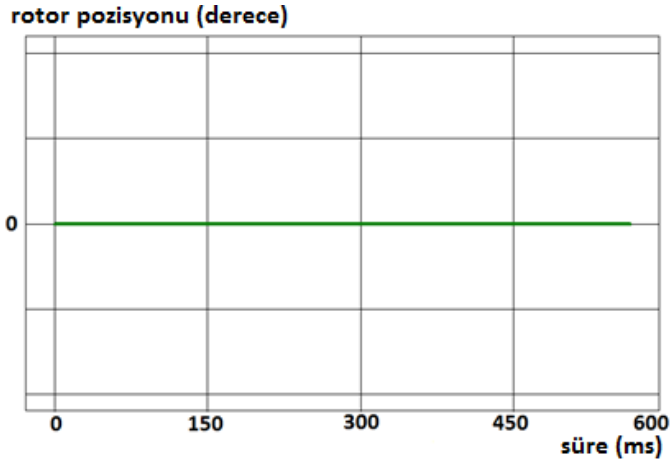
Şekil 4.3. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 90° civarında olduğu ve Bölüm 3.3’de belirtilen önlem uygulandığı durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

Şekil 4.4’te bölüm 3.3’deki ikinci durumda belirtilen rotorun başlangıçta A fazına göre 180° konumunda olduğunda elde edilen grafikler gösterilmektedir. Şekil 4.4.c’de görüldüğü gibi hizalamanın başlamasıyla rotorun hareket etmemesi sebebiyle I_d akımı sürekli artmaktadır. I_d akımının 6A’ya ulaşmasına rağmen rotor hareket etmemesi sebebiyle hizalama algoritması hizalamanın tamamlandığına karar vermektedir. Bu durumda hizalama işlemi 180° hata ile tamamlanmış olmaktadır.

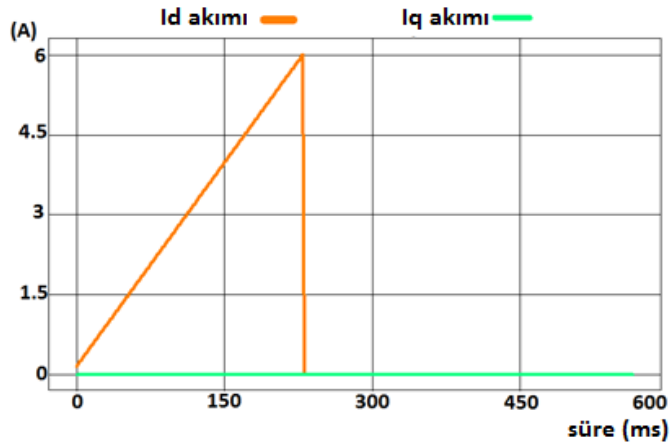


(a)

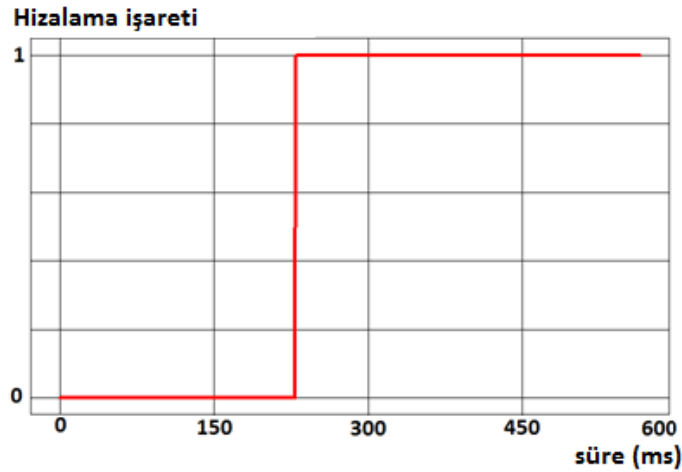
Şekil 4.4. Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



(b)



(c)

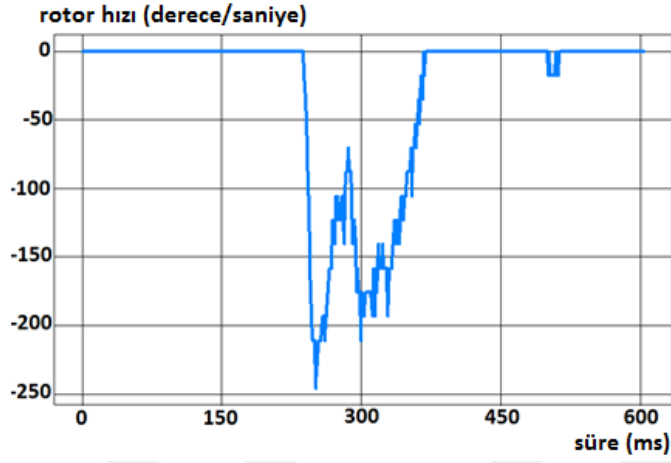


(d)

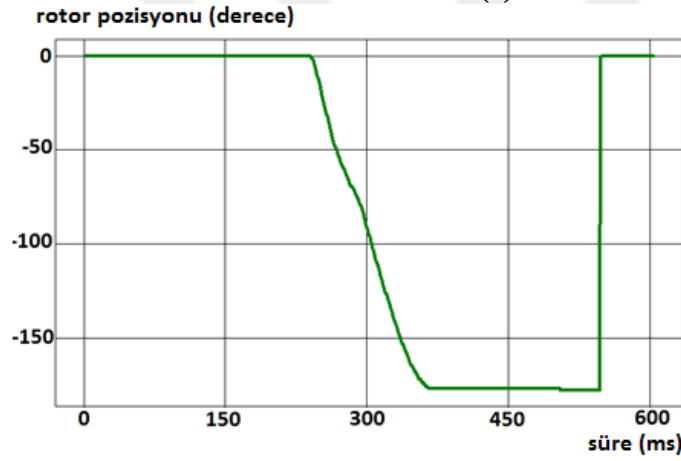
Şekil 4.4. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

Şekil 4.5'te Bölüm 3.3'deki ikinci durumda belirtilen önlemlerin alındığı zaman elde edilen grafikler gösterilmektedir. Hizalama işlemi tamamlandığında rotor hiç hareket etmemiş ise Şekil 4.5.c'de gösterildiği gibi kısa bir süre I_q akımı uygulanıp rotorun hareket etmesi

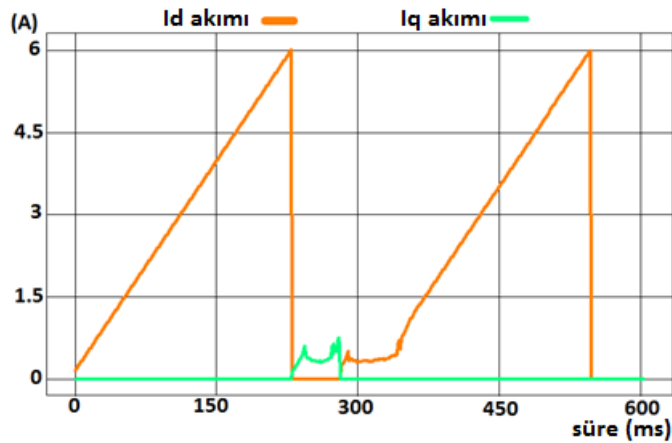
sağlanmaktadır. Rotor hareket ettikten sonra tekrar I_d akımı uygulanarak hizalama işleminin tamamlanması sağlanmaktadır.



(a)

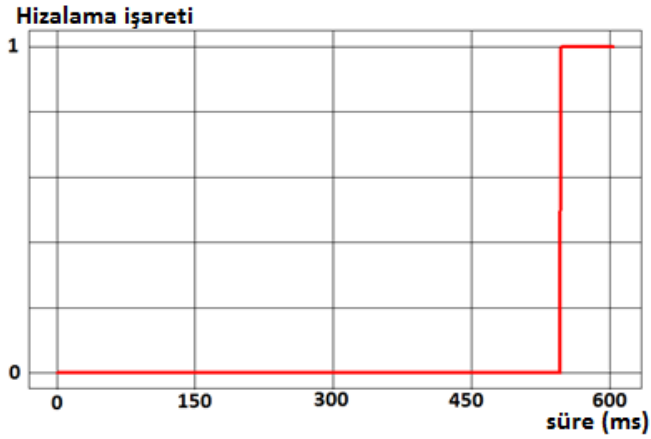


(b)



(c)

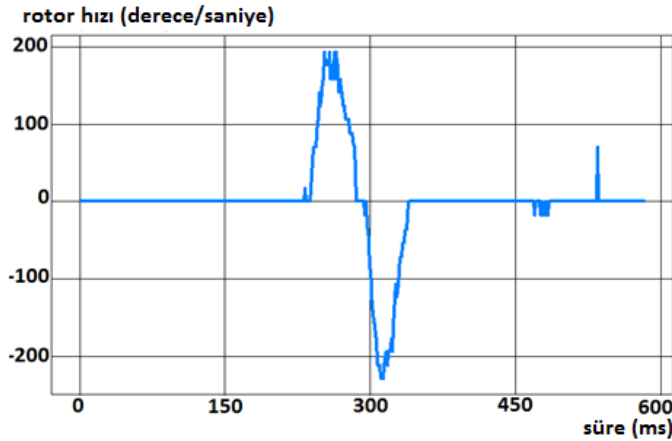
Şekil 4.5. Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu ve Bölüm 3.3’de belirtilen önlem uygulandığı durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



(d)

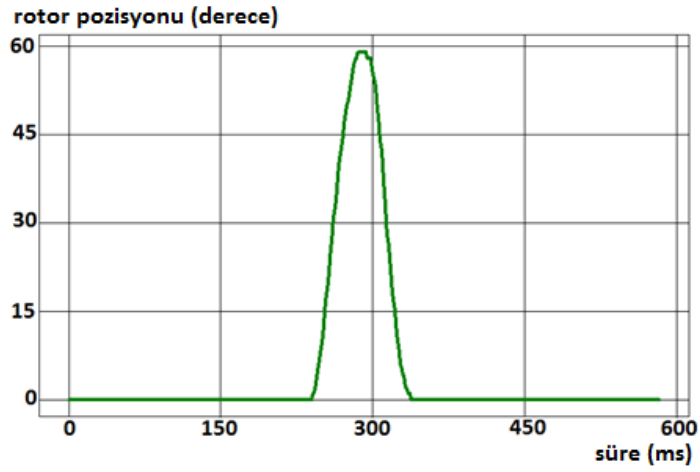
Şekil 4.5. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu ve Bölüm 3.3’de belirtilen önlem uygulandığı durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

Şekil 4.6’da rotorun başlangıçta A fazı üzerinde olduğu durumda elde edilen grafikler gösterilmektedir. Bir önceki denemede olduğu gibi hizalama işlemi tamamlandığında rotor hiç hareket etmemiş ise Şekil 4.6.c’de gösterildiği gibi kısa bir süre I_q akımı uygulanıp rotorun hareket etmesi sağlanmaktadır. Rotor hareket ettikten sonra tekrar I_d akımı uygulanarak hizalama işleminin tamamlanması sağlanmaktadır.

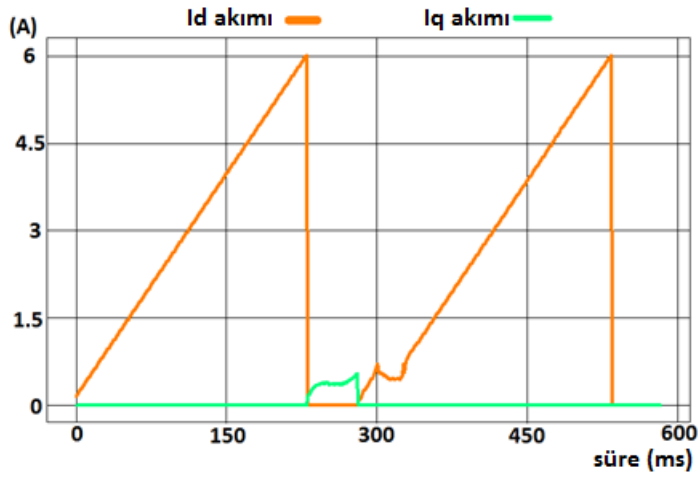


(a)

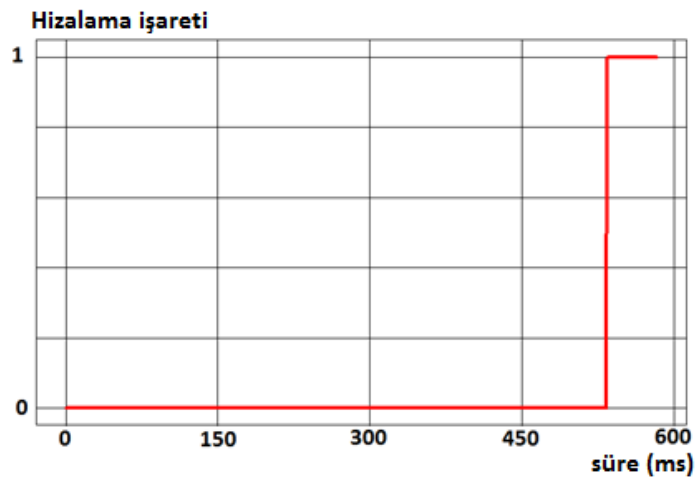
Şekil 4.6. Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.6. (devam) Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda elde edilen grafikler
a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

4.1. Hizalama Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Bu bölümde önerilen hizalama yöntemi ile Şekil 1.1’de gösterilen 6 vektörden önce $V_3(010)$ sonra $V_1(100)$ vektörlerini uygulayarak rotoru A fazına hizalama [6] yöntemi karşılaştırılmaktadır. Karşılaştırılan yöntemde önce motorun B fazına sonra A fazına gerilim uygulanması sebebiyle bu yöntem B-A yöntemi de denmektedir. Karşılaştırma sırasında rotor konumunu doğru takip edebilmek için testlerde özellikleri Çizelge 4.2’de verilen resolverlı motor kullanılmıştır. Karşılaştırmanın anlaşılır olması için motor eylemsizliği yüksek olan bir yük ile yüklenmiştir.

Karşılaştırmanın yapılabilmesi için rotorun başlangıçta 0° , 120° ve 180° ’de olduğu durumlarda iki yöntem için ayrı ayrı rotor hızı, rotor konumu, I_d ve I_q akımları ve hizalama tamamlanma işareti grafikleri EK-1’de verilmiştir.

Çizelge 4.2. Resolverlı motorun özellikleri

Firma –Model	KOLLMORGEN-D061A
Anma Gerilim	230 Vac
Anma Hızı	500 rpm
Faz-Faz Direnci	2.9 ohm
Faz-Faz Endüktansı	6.8 mH
Kutup çifti sayısı	1

Yapılan testler sonrası elde edilen grafiklerden aşağıdaki çıkarımlar yapılabilmektedir;

- Hizalama işleminin ne kadar süreceği önceden bilinmediği için B-A yöntemi uygulanırken belirli bir hata payı bırakarak gerilimlerin uygulanacağı süre belirlenmektedir. Yapılan denemelerde bu süre her bir gerilim için 0,5 saniye seçilmiştir. Bu sebeple, rotorun başlangıç konumundan bağımsız olarak bütün durumlar için hizalama işlemi B-A yöntemi ile toplamda 1 saniye sürmektedir. Yeni önerilen yöntemde hizalama işlemi kontrollü bir şekilde yapıldığı için hizalama işlemi rotorun başlangıç konumuna bağlı olarak değişmektedir. Bunun yanında rotorun A fazına en uzak olduğu durumda (EK-1 Şekil 1.7.d) bile 1 saniyeden daha az ($\sim 0,75$ saniye) sürmektedir. Yeni yöntemde verilen hız referans değeri arttırılarak hizalama işleminin daha kısa sürmesi sağlanabilmektedir.

- B-A yönteminde hizalama süresini azaltmak için uygulanan geriliminin büyüklüğü artırılabilir. Fakat gerilim artırılması yükün eylemsizliği yüksek olduğu durumlarda EK-1 Şekil 1.2.c’de görüldüğü gibi EK-1 Şekil 1.1.c’den farklı olarak rotorun 0° ’nin etrafında salınım yapmasına sebep olabilmektedir. Yeni önerilen yöntemde hareket kontrollü yapıldığından böyle bir salınım oluşmamaktadır.
- B-A yönteminde hız kontrol edilmemektedir. Yapılan denemelerde anlık olarak $1000^\circ/\text{s}$ ’nin üzerine çıkmaktadır. Yeni yöntemde hız kontrol edilmektedir ve $400^\circ/\text{s}$ ’nin üzerine çıkmamaktadır. Rotor hızı yeni yöntemde, B-A yöntemindeki hız değerlerine ulaşmamasına rağmen hizalama işlemi yeni yöntemde daha kısa sürede tamamlanmaktadır.
- Çevre koşullarına ve yükün değişimine bağlı olarak rotoru hizalamak için gerekli olan tork dolayısıyla gerilim değeri değişkenlik göstermektedir. B-A yönteminde uygulanan gerilimler sabit olması sebebiyle değişen koşullar hizalama hatasına sebep olabilmektedir. Yeni yöntemde ise hız denetleyicisi kullanılması sebebiyle değişen koşullara göre uygulanan gerilim de değişmektedir ve hizalama işlemi başarılı bir şekilde yapılmaktadır.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

5.1. Sonuç

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların kontrol edilmesi sırasında rotor konumun bilinmesi kritik bir öneme sahiptir. Algılayıcısız yöntemlerde olmasına rağmen sistemde konum denetimi gerekli ise konum algılayıcılar kullanılmaktadır. Resolver ve kesin değerli açı kodlayıcı kullanıldığında bütün durumlardaki konum bilgileri elde edilmektedir. Fakat bu algılayıcılar fiyat ve boyut açısından artımlı açı kodlayıcılara karşı dezavantajlıdır. Birçok uygulamada boyutunun ve maliyetinin küçük olması sebebiyle artımlı açı kodlayıcılar kullanılmaktadır. Fakat artımlı açı kodlayıcı kullanıldığında rotorun başlangıç konumu bilinmemektedir.

Artımlı açı kodlayıcı kullanıldığı durumda rotorun başlangıç konumunun bulunması veya rotoru bilinen bir konuma hizalamak için çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Bu çalışmada önceki yöntemlere göre daha güvenilir yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Yapılan deneysel çalışmalar ile yeni yöntemde hizalama süresince hızı kontrol etmesi sebebiyle klasik yöntemde görülen ani rotor hareketlerinin ve rotorun bir salınım hareketi yapmasının engellendiği görülmüştür. Ani hareketlerin engellenmesi ile sistemin güvenilirliği ve ani hareketler sonucu oluşan yüksek yükler ve aşınmaların engellenmesi ile sistemin ömrü de uzamaktadır. Ayrıca yapılan denemelerde görüldüğü gibi yeni yöntem kullanıldığında rotor ani yüksek hızlara çıkmamasına rağmen hız kontrolü yapılması sayesinde hizalama işlemi klasik yöntemde göre daha kısa sürmektedir. Hizalama işleminin kısa sürmesi sayesinde motor kontrolüne diğer yöntemde göre daha erken başlanılabilmektedir.

Hizalanması sırasında rotor hızını kontrol etmek için ayrı bir denetleyici kullanmak yerine kullanılan AVK algoritmasında bulunan denetleyicilerin kullanılması sayesinde işlemciye ek iş yükünün eklenmemesi bu yöntemde avantaj sağlamaktadır.

Yeni önerilen yöntem ile yapılan çalışmalarda rotorun başlangıç konumuna bağlı olarak bazı özel durumlar olduğu gözlemlenmiştir. Bu özel durumlarda yöntemin hatalı çalıştığı görülmüştür. Yapılan çalışmalar ile bu durumların sebep olduğu sorunlar incelenmiştir ve sorunların giderilmesi için izlenecek yollar belirlenmiştir. Bulunan çözümler uygulandığında sorunların giderildiği görülmüştür.

5.2. Öneriler

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar ile konum kontrolü uygulamalarında diğer konum algılayıcılara göre daha basit yapıda ve daha düşük maliyetli olan artımlı açılı kodlayıcıların kullanılması durumunda yapılması şart olan hizalama işlemi yeni önerilen yöntem ile güvenli bir şekilde yapılabilir.

Artımlı açılı kodlayıcı kullanıldığında rotorun başlangıç konumu bilinmemesi sebebiyle rotoru statorun A fazı ile hizalama yöntemleri kullanılmaktadır. Bu çalışmada da kontrollü bir hizalama yöntemi önerilmektedir. Fakat başlangıçta rotorun hareket etmesini istemeyecek uygulamalar için hizalama yapmak yerine rotorun başlangıç konumunu bulmak için çalışmalar yapılabilir.

KAYNAKLAR

1. Xu, K., Chen W., Xu, Y., Gao M. ve He, Z. (2014). Vector Control for PMSM. *Sensor & Transducers*, 170(5), 227-233.
2. Chung, D. V., Kang, J. K. ve Sul, S.K. (1999, 9-12 Mayıs). *Initial rotor position detection of PMSM at standstill without rotational transducer*. International Conference IEMD '99, Seattle.
3. Wang, G., Yang, R., Chen, W., Yu, Y., Xu, D. ve Chan, C.C. (2009, 7-10 Eylül). *Initial position estimation for sensorless surface-mounted PMSM with near-zero saliency at standstill*. 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn.
4. Benjak, O. ve Gerling, D. (2010, 10-13 Ekim). *Review of position estimation methods for PMSM drives without a position sensor, part III: Methods based on saliency and signal injection*. Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference, Incheon.
5. Ravikumar, S. A., Wekhande, S. ve Chatterjee, K. (2012, 6-8 Aralık). *Comparison of high frequency signal injection techniques for rotor position estimation at low speed to standstill of PMSM*. 2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE), Delhi.
6. Sabitha, A. R. ve Beevi, S. S. (2013, 22-23 Mart). *Encoderless vector control of interior PMSM with initial states*. Automation, Computing, Communication, Control and Compressed Sensing (iMac4s), 2013 International Multi-Conference on, Kottayam.
7. Suzuki, T., Hasegawa, M. ve Tomita, M. (2013, 2-6 Eylül). *Fast initial position estimation for IPMSMs at standstill using comb filters*. Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, Lille.
8. Park, N. C. ve Kim, S.H. (2014). Simple sensorless algorithm for interior permanent magnet synchronous motors based on high-frequency voltage injection method. *Electric Power Applications, IET*, 8(2), 68-75.
9. Huang, Z., You, L. ve Wang, Z. (2014, 31 Mayıs - 2 Haziran). *Motion simulation and analysis during initial rotor position identification for PMSM based on high frequency voltage injection*. The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC), Changsha.
10. Zhaobin, H., Linru, Y. ve Zhaodong, W. (2014). Sensorless initial rotor position identification for non-salient permanent magnet synchronous motors based on dynamic reluctance difference. *Power Electronics, IET*, 7(9), 2336-2346.
11. Liu, J.M. ve Zhu, Z.Q. (2014). Novel Sensorless Control Strategy with Injection of High-Frequency Pulsating Carrier Signal Into Stationary Reference Frame. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 50(4), 2574-2583.

12. Schmidt, P.B., Gasperi, M.L., Ray, C. ve Wijenayake, A.H. (1997, 5-9 Ekim). *Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine*. Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS'97., New Orleans.
13. Nakashima, S., Inagaki, Y. ve Miki, I. (1999, 9-12 Mayıs). *Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent magnet synchronous motor*. Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, Seattle.
14. Tanaka, K., Yuzawa, T., Moriyama, R. ve Miki, I. (2001, 18-20 Ağustos). *Initial rotor position estimation for surface permanent magnet synchronous motor*. Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on, Shenyang.
15. Yituo L., Haifeng L., Wenlong Q. ve Shuang S. (2012, 27-29 Mart). *A precise method to estimate the initial rotor position of IPMSM*. Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on, Bristol.
16. Scaglione, O., Markovic, M. ve Perriard, Y. (2012). First-Pulse Technique for Brushless DC Motor Standstill Position Detection Based on Iron B-H Hysteresis. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 59(5), 2319-2328.
17. Jang, G.H., Park, J.H. ve Chang, J.H. (2002). Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless BLDC motor utilizing inductance variation. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 149(2), 137-142.
18. Tursini, M., Petrella, R. ve Parasiliti, F. (2003). Initial rotor position estimation method for PM motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 39(6), 1630-1640.
19. Gun-Myoung K. ve Byoung-Gun P. (2011, 30 Mayıs -3 Haziran). *In-Soung Jung; Dong-seok Hyun;;An improved back-EMF based initial rotor position estimation for IPMSM*. Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on, Jeju.
20. Jun C. ve Zhiquan D. (2015). Initial Rotor Position Estimation and Sensorless Control of SRM Based on Coordinate Transformation,; Instrumentation and Measurement. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 64(4), 1004-1018.
21. Oh, H., Song, K., Cho, K., Kim, H. ve Han, B. (2013, 3-6 Haziran). *Initial Rotor Position Detecting Algorithm of PM Synchronous Motor using Incremental Encoder*. ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE, Melbourne.
22. Cascella, G., Cupertino, F., Salvatore, L. ve Stasi, S. (2003). PMSM Rotor Double-Alignment by PI and Sliding-Mode Controllers. *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC. IEEE International*, 3 (3), 1741-1747.
23. Popa, D., Kreindler, L., Giuclea, R. ve Sarca, A. (2007, 2-5 Eylül). *A novel method for PM synchronous machine rotor position detection*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, Aalborg.

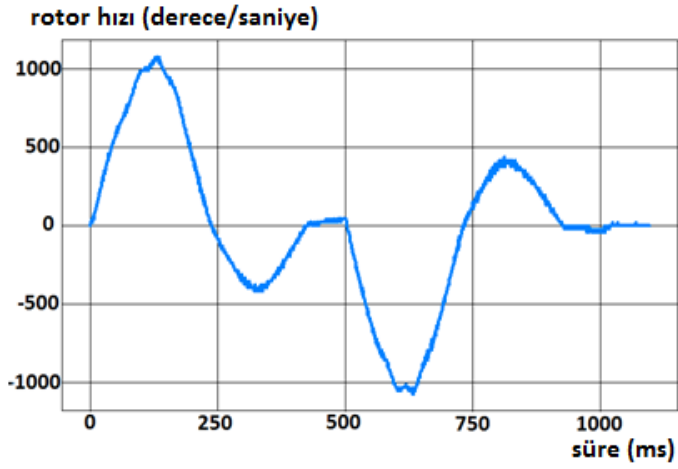
24. Baldor Electric Company. *Servo Control Facts*. Arkansas: Baldor Motors and Drives, 3-8.
25. Öztürk, S., B., (2005). *Modelling, Simulation and Analysis of Low-cost Direct Torque Control of PMSM Using Hall-effect Sensors*, Yüksek Lisans Tezi, Texas A&M University Electrical Engineering, Teksas, 6-15.
26. Schaltz, E., Sundvall, J., Vaerens, M. C. P., Ofeigsson, T. ve Swierczynski, M., (2007). *Dynamic Control of an Electrical Truck Motor*, 8. Semester Report, Aalborg University Institute of Energy Technology, Aalborg, 10-34.
27. Kronberg, A. (2012). *Design and Simulation of Field Oriented Control and Direct Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with Positive Saliency*, Yüksek Lisans Tezi, Uppsala University Teknisk- naturvetenskaplig fakultet, Uppsala, 12.
28. Boylu, M. (2010). *Asenkron Motorun Hız Kontrolü*, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 19-32.
29. Texas Instruments. (1997). *Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx*. : Application Report BPRA048, 5-9.
30. Microchip. (2003). *Motor Control Sensor Feedback Circuits*: Application Note AN894, 2-9.
31. Arroyo, E. L. C. (2006). *Modeling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System*, Yüksek Lisans Tezi, University of Puerto Rico Electrical Engineering, Porto Riko, 18-23.



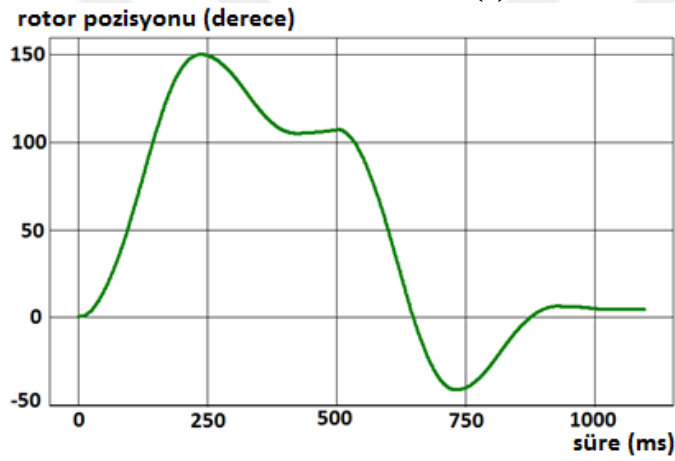


EKLER

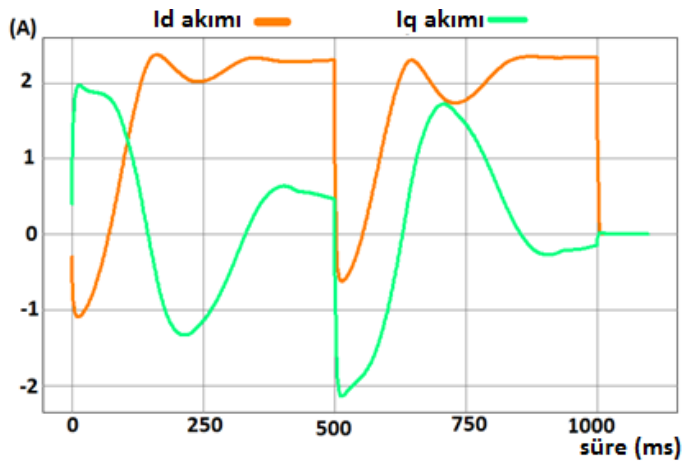
EK-1. Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler



(a)



(b)

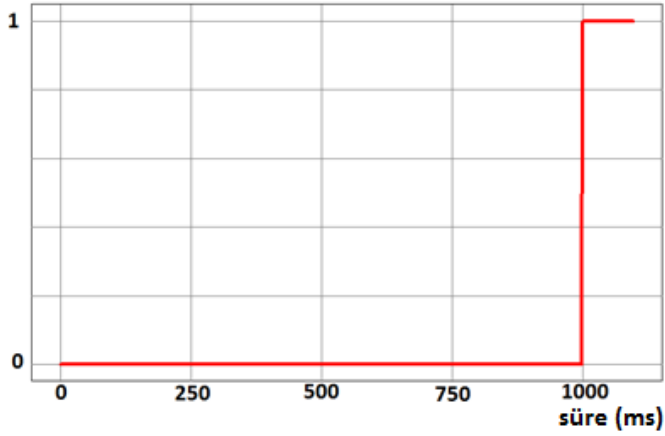


(c)

Şekil 1.1. Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

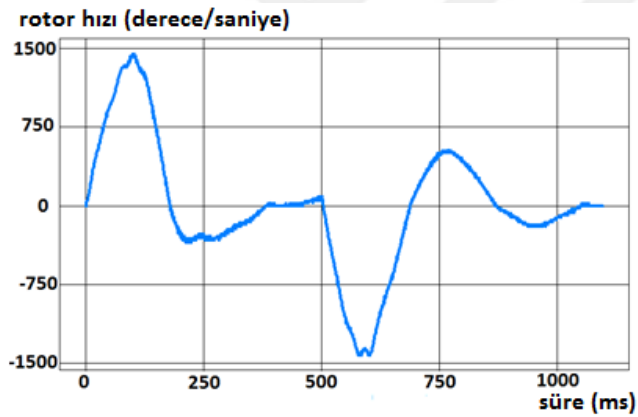
EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler

Hizalama işareti

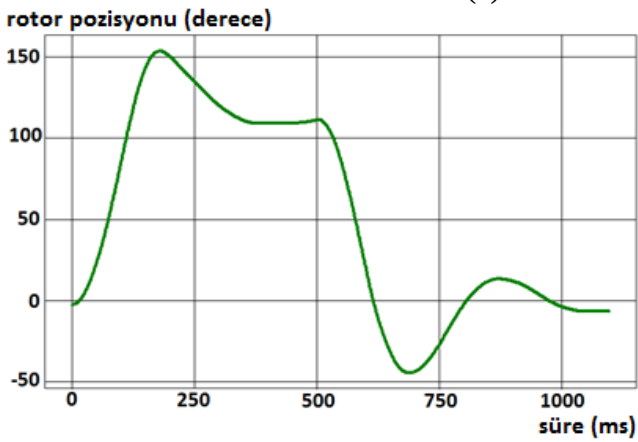


(d)

Şekil 1.1. (devam) Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



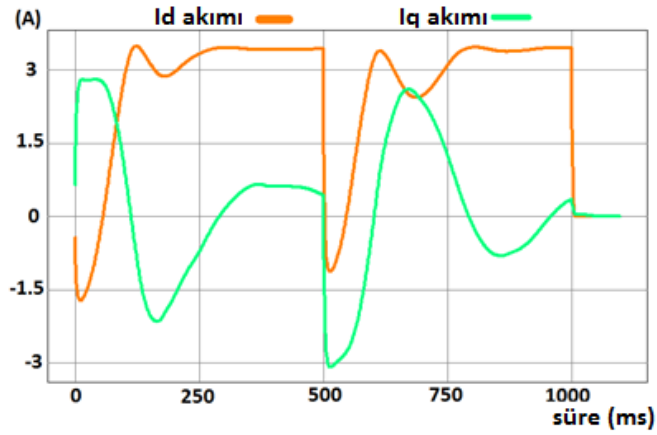
(a)



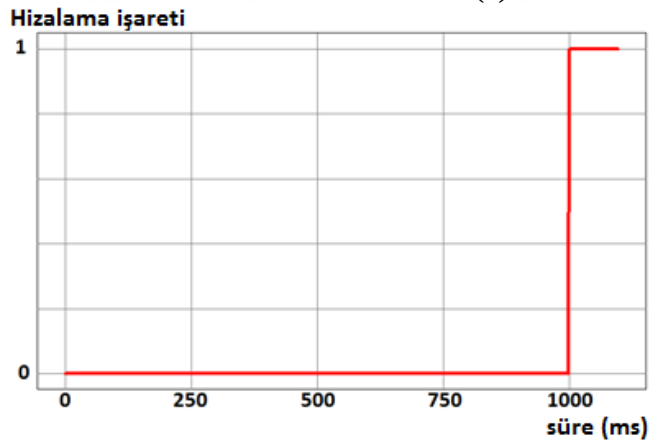
(b)

Şekil 1.2. Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda daha yüksek gerilim değerleri ile B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler

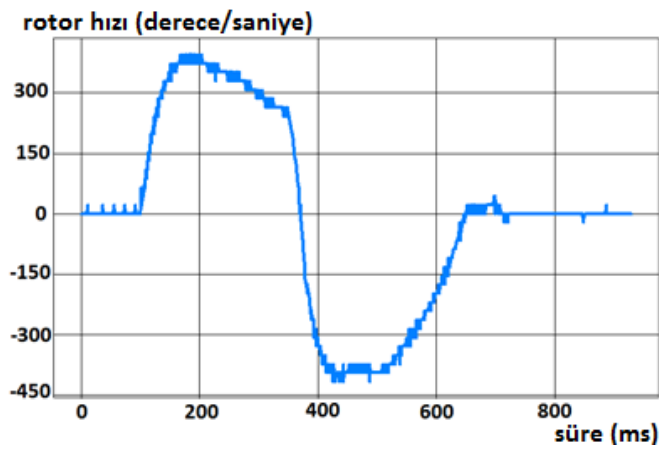


(c)



(d)

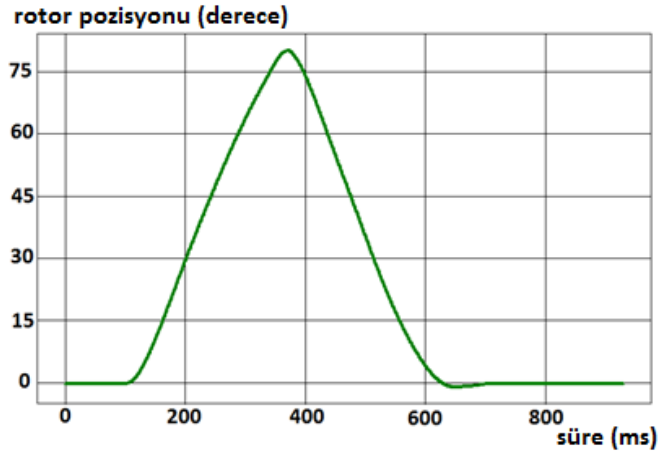
Şekil 1.2. (devam) Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda daha yüksek gerilim değerleri ile B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



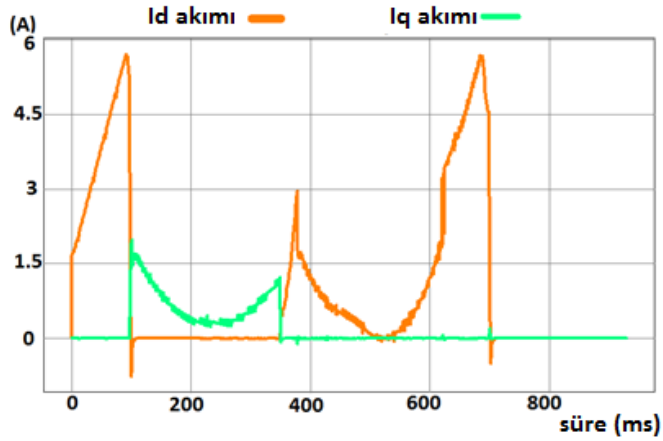
(a)

Şekil 1.3. Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda yeni önerilen yöntem uygulanarak elde edilen ikinci grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

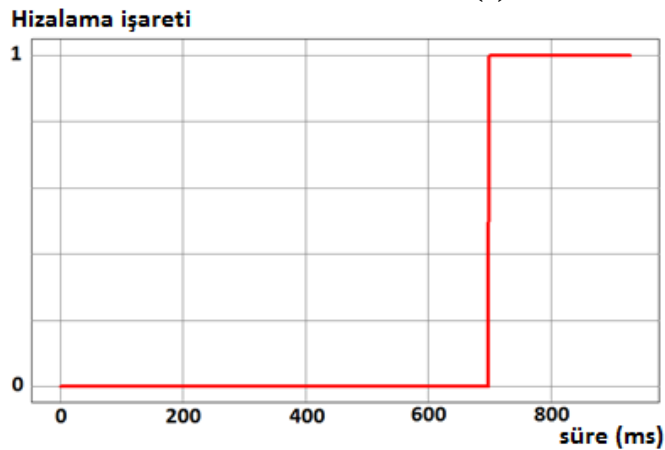
EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler



(b)



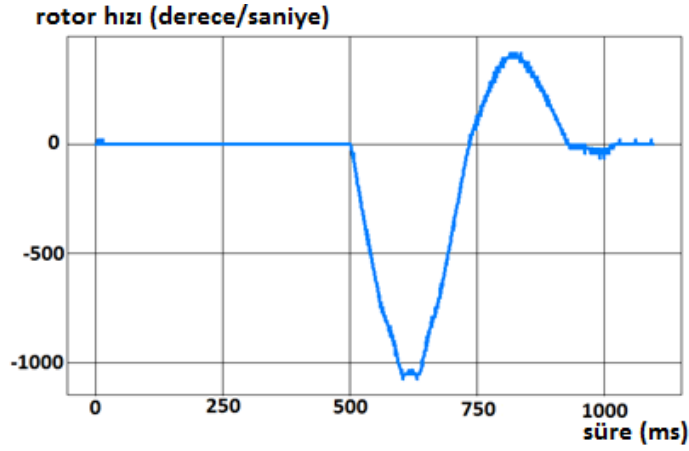
(c)



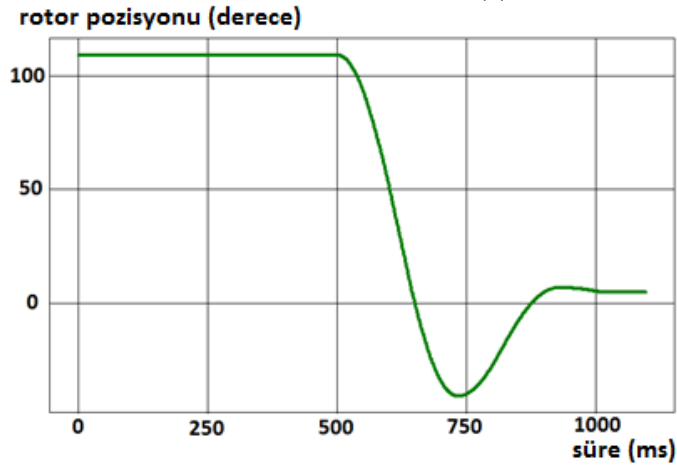
(d)

Şekil 1.3. (devam) Başlangıçta rotorun A fazı üzerinde olduğu durumda yeni önerilen yöntem uygulanarak elde edilen ikinci grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

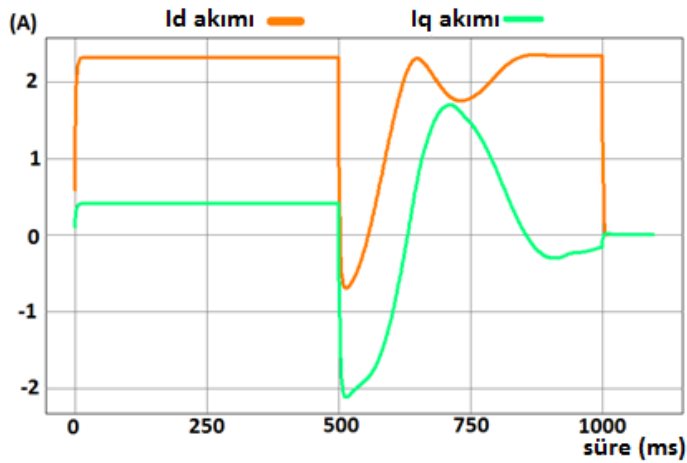
EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler



(a)



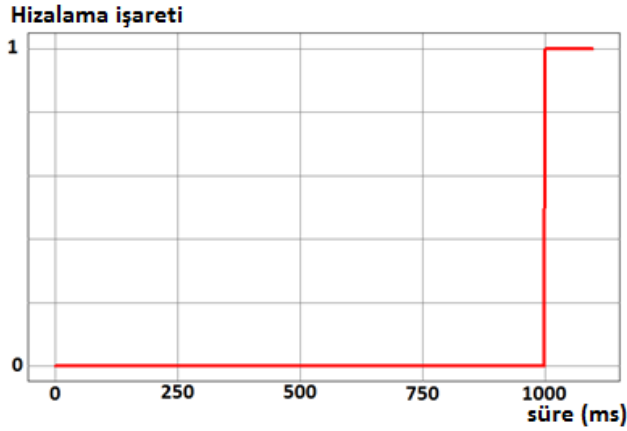
(b)



(c)

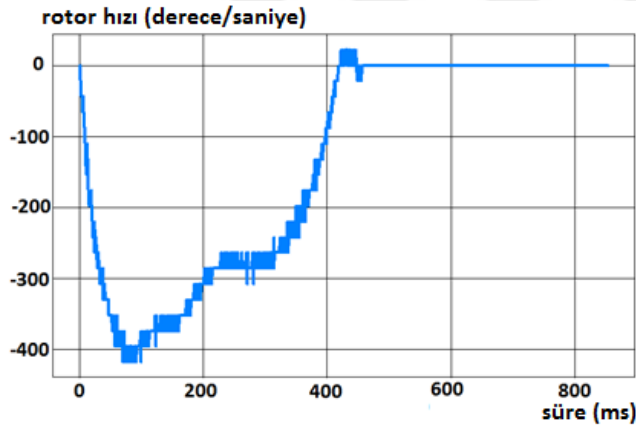
Şekil 1.4. Başlangıçta rotorun A fazına göre 120° civarında olduğu durumda B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler



(d)

Şekil 1.4. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 120° civarında olduğu durumda B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti



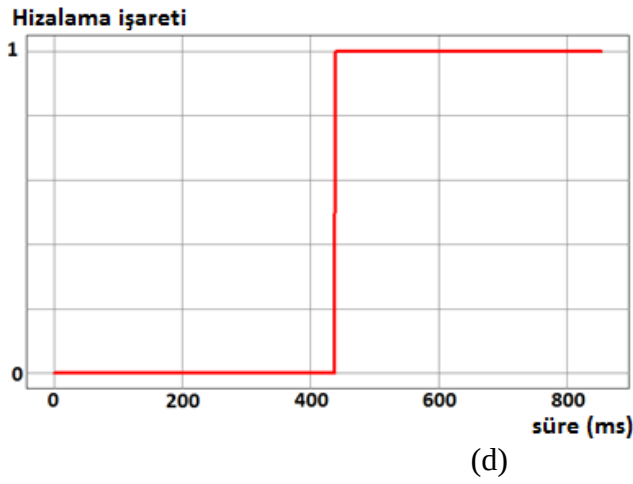
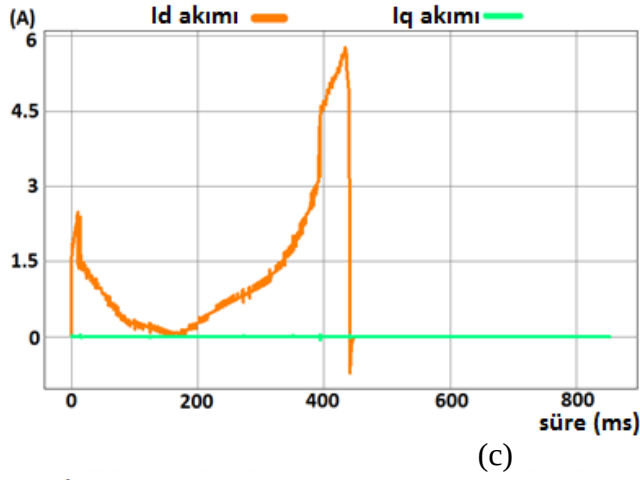
(a)



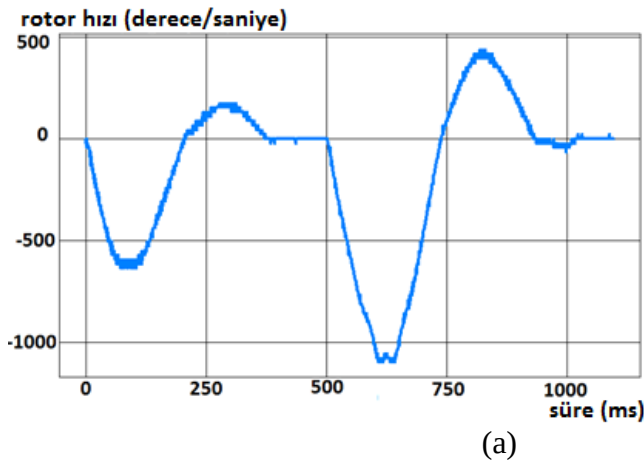
(b)

Şekil 1.5. Başlangıçta rotorun A fazına göre 120° civarında olduğu durumda yeni önerilen yöntem uygulanarak elde edilen ikinci grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler

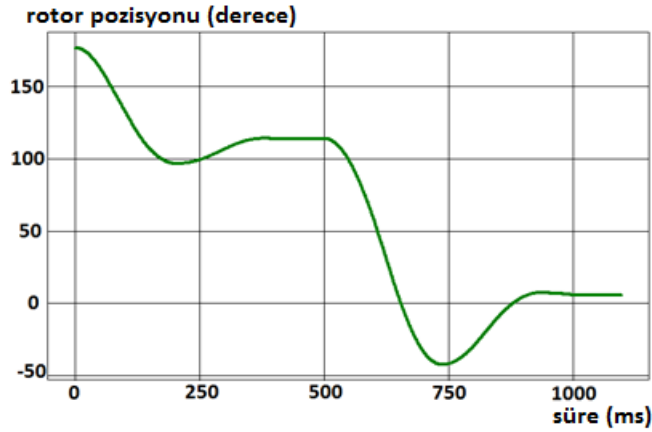


Şekil 1.5. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 120° civarında olduğu durumda yeni önerilen yöntem uygulanarak elde edilen ikinci grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

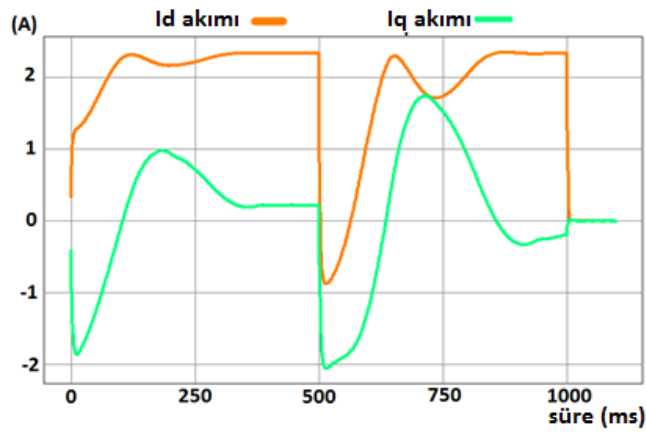


Şekil 1.6. Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu durumda B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

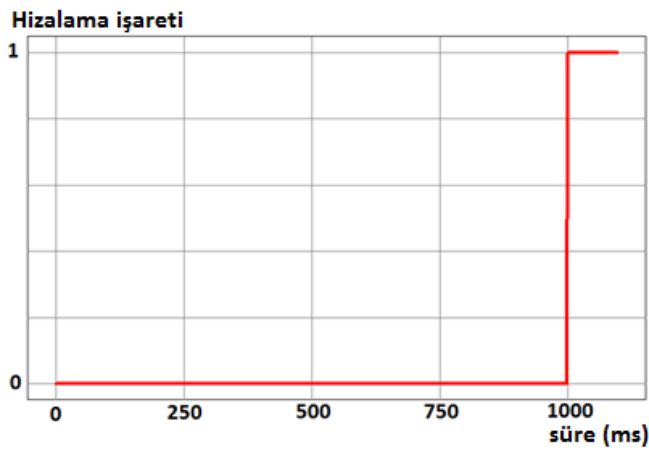
EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler



(b)



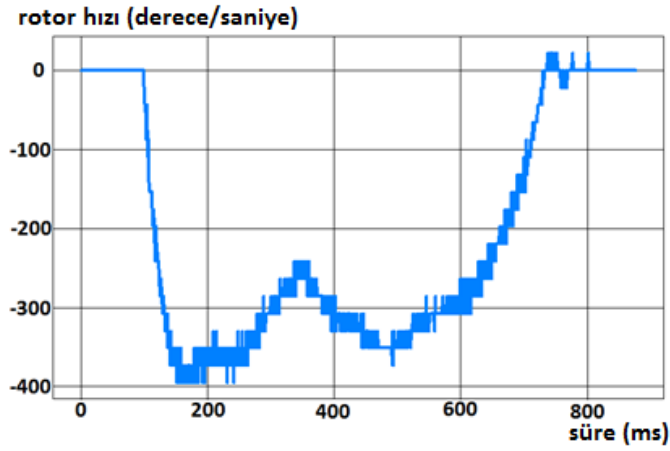
(c)



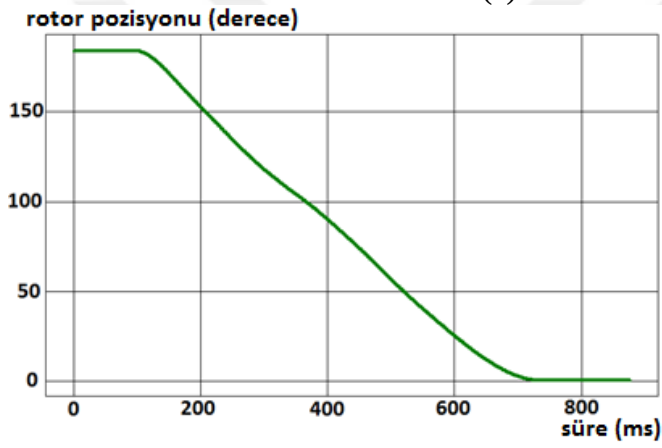
(d)

Şekil 1.6. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu durumda B-A yöntemi uygulanarak elde edilen grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

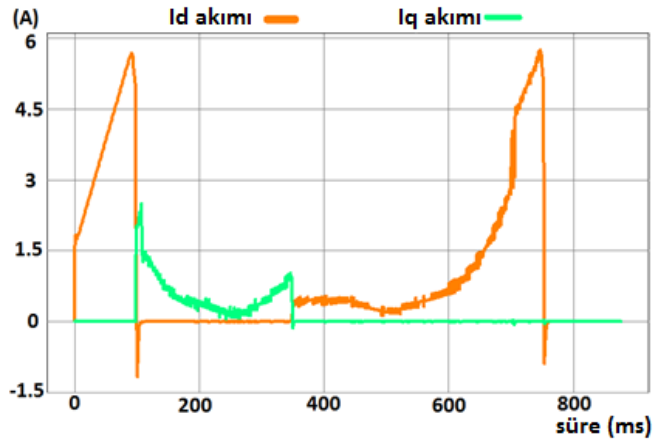
EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler



(a)



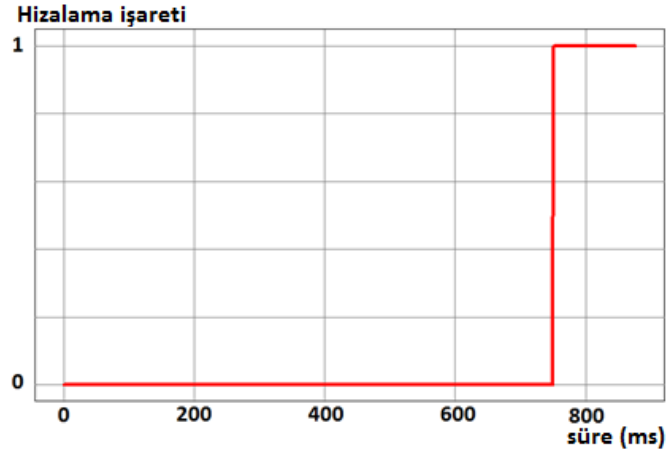
(b)



(c)

Şekil 1.7. Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu durumda yeni önerilen yöntem uygulanarak elde edilen ikinci grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

EK-1. (devam) Yöntemlerin karşılaştırılması için yapılan çalışmalarda elde edilen veriler



(d)

Şekil 1.7. (devam) Başlangıçta rotorun A fazına göre 180° civarında olduğu durumda yeni önerilen yöntem uygulanarak elde edilen ikinci grafikler a) rotor hızı b) rotor konumu c) q ve d eksen akımları d) hizalama tamamlanma işareti

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : YILMAZ, Sinan
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 05.05.1985, İzmit
Medeni hali : Evli
Telefon : 0 (536) 653 07 14
Faks : -
e-mail : sinany@aselsan.com.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi /Elektrik Elektronik Mühendisliği	Devam Ediyor
Lisans	ODTÜ / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2008
Lise	Kocaeli Körfez Fen Lisesi	2003

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2008-Halen	Aselsan A.Ş.	Analog Tasarım Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

-

Hobiler

Spor, Gezi



GAZİ GELECEKTİR..