T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORUN FREKANS ÇEVİRİCİLERİ İLE KONTROLÜ

HANİFİ SEMİZOĞLU

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

TEZ DANIŞMANI

Yrd. Doç. Dr. Şeref Naci ENGİN

GEBZE

2007

ÖZET

ASENKRON MOTORUN FREKANS ÇEVİRİCİLER İLE KONTROLÜ

Hanifi SEMİZOĞLU

Asenkron motorların ve özelikle sincap kafesli asenkron motorların işletim kolaylığı yüzünden kullanılmak istenmesine rağmen birçok uygulama da yeterli düzeyde kontrol edilebilirliğinin olmaması uzun süre DC motorların tercih edilmesine sebep olmuştur.

Bilimin ilerlemesi asenkron motorların dinamik davranışlarının anlaşılmasında yeni çözüm önerilerinin bulunması ve bunun yanında teknolojinin gelişmesi ve özelikle de güç elektroniği elemanlarındaki gelişmeler asenkron motorların DC motorlarla rekabet edecek seviyeye gelmesini sağlamıştır.
Buna karşılık asenkron motorun yapısı gereği tam anlamıyla statik ve dinamik çalışmada en yüksek verim elde edilememiştir.

Asenkron motorların V/F (gerilim / frekans) skalar kontrolü kontrol yöntemlerinin temelini oluştururken çeşitli dinamik davranış beklentilerine karşı yetersizliği vektör kontrolünü doğurmuştur. Fakat vektör kontrolü motorun sabit değerlerine bağımlı olduğundan her zaman verimli sonuç vermemektedir.

Bu tezde asenkron motorun temelleri en genel anlamda anlatılırken skalar ve rotor alan yönlendirmeli vektör kontrolünün teorisi verilmiş ve MOTEST test düzeneğinde performansları kıyaslanarak optimum ayar parametreleri bulunmaya çalışılmış. Her iki kontrol yönteminde elde edilen akım ve PWM grilim dalgalarının FFT si alınarak harmonikleri incelenmiş ve taşıyıcı frekansın harmonikleri üzerine etkisi ortaya konulmaya çalışılmıştır.

SUMMARY

CONTROL OF INDUCTOIN MOTOR WITH FREQUENCY CONVERTERS

Hanifi SEMİZOĞLU

Although AC induction motors, in particular squirrel cage induction motors, present ease of operation, since the lack of satisfactory control methods for them, DC motors have been preferred in many applications for a long time.

Progresses in system and control theory have led to a good understanding of the dynamic behavior of the AC induction motors. This fact together with the great advances in semiconductor technology made these motors competitive against the DC motors. However, due to the current structural design of AC induction motors, the highest efficiency cannot be obtained both in static and dynamic operation.

While the V/F (voltage / frequency) based scalar control constitutes the fundamentals of AC induction motor control methods, the inadequacy of the dynamic responses obtained with the scalar control has caused the vector control to be developed. On the other hand, since the vector control is dependent to motor parameters, any changes in motor constants during the operation, affects the efficiency of vector control.

The present thesis deals with the theory of scalar and sensorless rotor field oriented vector control. Hence, the optimum setting parameters are found through performance comparisons for two methods in various loading conditions by means of the MOTEST motor test system located in the Power Electronics Lab. The spectral harmonics, based on FFT computations, of the motor currents and PWM voltages obtained in both methods are analyzed and the effects of carrier frequency on the harmonics are tried to be determined.

TEŞEKKÜR

Çalışmalarımda beni yönlendiren ve yardımını esirgemeyen tez danışmanım Yrd. Doç.Dr. Şeref Naci Engin'e, tezin oluşmasında büyük katkısı olan Doç Dr. Hadi Sarul'a teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca tezin oluşması sırasında bana destek olan Elk. Müh. Şehla Aslan'a teşekkür ederim.

Son olarak bünyesinde çalıştığım Sisel Müh. A.Ş.'ye ve aileme desteklerinden dolayı sonsuz teşekkürler ederim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	Sayfa
ÖZET	IV
SUMMARY	V
TEŞEKKÜR	VI
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	VII
SİMGELER	XI
ŞEKİLLER	XII
TABLOLAR	XIV
1. GİRİŞ	1
2. ASENKRON MOTORLAR	3
2.1. Asenkron Motorlara Giriş	3
2.2. Asenkron Motorların Yapısı	3
2.3. Asenkron Motorların Çalışma Prensibi	4
2.4. Sincap Kafes Asenkron Motor Eşitlikleri ve Eşdeğer Devresi	7
2.5. Asenkron Motorda Hız Kontrol Metodları	12
2.5.1. Kaymanın Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu	12
2.5.2. Kutup Sayısı Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu	12
2.5.3. Stator Frekansının Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu	13
2.5.4. Stator Gerilim ve Frekansının Birlikte Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu	13
3. ASENKRON MOTOR FREKANS ÇEVİRİCİLERİ	15
3.1. Güç Elektroniği Devreleri	15
3.1.1. Akım Kaynaklı Frekans Çeviriciler	16
3.1.2. Gerilim Kaynaklı Frekans Çeviriciler	17

3.1.2.1. Kare Dalga Evirici 18
3.1.2.2. PWM Evirici 21
3.2. Hız Kontrol Cihazları 22
3.2.1. Hız Kontrol Cihazlarının Yapısı 23
3.2.2. Hız Kontrol Cihazlarının Çalışma Devresi 25
3.2.3. Hız Kontrol Cihazları ile Frenleme 26

4. SKALAR KONTROL METODU 29
4.1. Skalar Kontrole Giriş 29
4.2. Γ Endüktans Eşitliği 29
4.3. Açık Çevrim Skalar Kontrol 33
4.4. Kapalı Çevrim Skalar Kontrol 34
4.5. V_{s0} Gerilimi 36

5. VEKTÖR KONTROL METODU 37
5.1. Matematiksel Tanım 37
5.1.1. Uzay Vektör Tanımı ve Eksen Sistemindeki Dönüşümler 37
5.1.1.1. İleri ve Geri Clarke Dönüşümleri 42
5.1.1.2. İleri ve Geri Park Dönüşümleri 43
5.2. Vektör Kontrole Giriş 45
5.2.1. Rotor Alan Yönlendirme 45
5.2.2. Stator Alan Yönlendirme 50
5.2.3. Mıknatıslama Alan Yönlendirme 52
5.2.4. Uzay Vektör Modülasyonu 53
5.2.5. Sensörsüz Vektör Kontrol 58

6. SKALAR VE VEKTÖREL KONTROL PERFORMANSLARI 59
6.1. Giriş 59
6.2. Test Düzeneği 59
6.2.1. Sistem Elemanları 61
6.2.2. Sistemin Çalışma Prensibi ve Veri Gösterimi 62
6.2.3. Harmoniklerin Hesaplama Yöntemi 63

6.3. Verilerin Eldesi 66
6.3.1. Sistemi Besleyen Varyak Çıkışının Analizi 66
6.3.2. Boşta Çalışma 68
6.3.3. Yükte Çalışma 72
6.3.4. Taşıyıcı Frekans Etkisi 78

7. SONUÇ VE ÖNERİLER 82

KAYNAKLAR 84

ÖZGEÇMİŞ 85

EKLER

SİMGELER

ω_s	**:** Stator açısal hız (rad/s)
ω_r	**:** Rotor açısal hız (rad/s)
s	**:** Kayma
n_s	**:** Senkron hız (devir/dakika, d/d, rpm)
ω_{s1}	**:** Kayma açısal hız (rad/s)
ω_m	**:** Mekanik açısal hız (rad/s)
P_p	: Kutup sayısı
E	**:** Elektromanyetik kuvvet
ϕ	**:** Manyetik akı
N_b	**:** Sarım sayısı
k_{w1}, k_{w2}	**:** Stator ve rotor sargı faktörü
a	**:** Stator rotor dönüşüm oranı
I_{rr}	**:** Rotor akımı (A)
I_r	**:** Statordan görünen rotor akımı (A)
L_s, L_r	**:** Stator ve rotor toplam endüktans (H)
X_s, X_r	**:** Stator ve rotor toplam reaktans
T_m	**:** Elektromekanik tork (Nm)
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	**:** Faz gerilimleri (V)
V_{ab}, V_{ac}, V_{bc}	: Fazlar arası gerilimler (V)
m_a	: Modülasyon genliği (V)
m_f	: Frekans modülasyonu
γ	: Γ -Endüktans eşitliği çevrim sabiti
V_s	: Stator gerilimi (V)
V_{s0}	: V/f kontrol başlangıç gerilimi (V)
$i_{sa}(t), i_{sb}(t), i_{sc}(t)$	: Zamanda stator akımları (A)
$\vec{i}_s(t)$	: Stator akımı uzay fazörü (A)
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	: $\alpha - \beta$ eksenindeki stator akım bileşenleri (A)

i_{sd}, i_{sq}	: $d-q$ eksenindeki stator akım bileşenleri (A)
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	: $d-q$ eksenindeki stator akı bileşenleri
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	: $d-q$ eksenindeki rotor akı bileşenleri
$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$	: $\alpha-\beta$ eksenindeki rotor akı bileşenleri
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$	: $\alpha-\beta$ eksenindeki stator akı bileşenleri
i_{rq}^{e}	: d- eksem rotor akım bileşeni (ω_e hızında)
V_{sd}^{e}	: d- eksen stator gerilimi bileşeni (ω_e hızında)
V_{sq}^{e}	: q- eksen stator gerilim bileşeni (ω_e hızında)
i_{sq}^{e}	: q- eksen stator akım bileşeni (ω_e hızında)
i_{md}^{e}	: d- eksen mıknatıslanma akımı bileşeni (ω_e hızında)
i_{mq}^{e}	: q- eksen mıknatıslanma akım bileşeni (ω_e hızında)
V_{md}^{e}	: d- eksen mıknatıslanma gerilim bileşeni (ω_e hızında)
V_{mq}^{e}	: q- eksen mıknatıslanma gerilim bileşeni (ω_e hızında)
σ	: Kaçak endüktans sabiti
τ_r	: Rotor zaman sabiti (s)

ŞEKİLLER

Şekil **Sayfa**

2.1. Sincap Kafesli Rotor 4
2.2. Stator ve Rotorun Motor içinde Yerleşimi 4
2.3. 3-Fazlı 2 Kutuplu Asenkron Motor 5
2.4. Asenkron Motor Temel Eşdeğer Devresi 7
2.5. Asenkron Motor Eşdeğer Devresi 8
2.6. Stator frekansına indirgenmiş eşdeğer devre 9
2.7. Motor, jeneratör ve fren çalışmada Tork-Hız karakteristiği 11
2.8. Tork, Güç, Verim ve Stator Akımının Hıza Bağlı Değişimi 11
3.1. Akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı frekans çeviricilerin güç şeması 15
3.2. Akım Kaynaklı Frekans Çevirici 16
3.3. Akım Kaynaklı PWM Frekans Çevirici 17
3.4. Kare Dalga Evirici 18
3.5. Kare Dalga Evirici Gerilim Dalga Şekilleri 19
3.6. Sinüs – Üçgen Karşılaştırma PWM 21
3.7. Hız Kontrol Cihazlarının Genel Yapısı 23
3.8. Diyot Modülü Güç Şeması 24
3.9. DC Güç Kondansatörleri ve Frenleme transistorü 25
3.10. PWM Evirici 25
3.11. Hız Kontrol Cihazları Genel Devre Döngüsü 26
3.12. Frekans Kontrolünde Hızlanma – Yavaşlama 27
3.13. Frenleme Direnci 28
4.1. Γ - Eşdeğer Devresi 29
4.2. V/F kontrol Frekans –Gerilim Grafiği 32
4.3. V/F Kontrol Blok Diyagramı 33
4.4. Kayma Tahmin Edicili V/f kontrol 34
4.5. Kapalı Çevrim V/f kontrol Blok Diyagramı 34
4.6. V/F Kontrol Tork-Hız Karakteristiği 35
5.1. Stator akımı uzay vektör izdüşümü 38
5.2. Genel Referans Çerçevesi 40
5.3. Clarke Dönüşümü 42
5.4. Park Dönüşümü 43

5.5. Vektör Kontrol Blok Diyagramı 47
5.6. Güç Katı Diyagramı 53
5.7. Temel Uzay Vektörleri ve Gerilim Vektör İzdüşümü 56
5.8. Sensörsüz Vektör Kontrol 58
6.1. MOTEST Test Düzeneği ve Sistem Elemanlarının Yerleşimi 60
6.2. Sistem Verilerinin Gösterimi 64
6.3. Zamana Bağlı Tork Grafiğinin Formatı 65
6.4. Varyak Çıkış Gerilimi Tek Fazı 66
6.5. Varyak Çıkış Gerilimi Harmonik Analizi 67
6.6. V/F Kontrol Boşta Çalışma AC Sürücü Çıkış Gerilimi 68
6.7. Vektör Kontrol Boşta Çalışma AC Sürücü Çıkış Gerilimi 68
6.8. V/F Kontrol Boşta Çalışma AC Sürücü Çıkış Akımı 69
6.9. Vektör Kontrol Boşta Çalışma AC sürücü Çıkış Akımı 69
6.10.V/F Kontrol AC Sürücü Boşta Çıkış Akımı Harmonik Analizi 70
6.11.Vektör Kontrol AC Sürücü Boşta Çıkış Akımı Harmonik Analizi 71
6.12.V/F Kontrol 14Nm Yüklü Çıkış Akımı 72
6.13.Vektör Kontrol 14Nm Yüklü Çıkış Akımı 72
6.14. V/F Kontrol 14Nm Yüklü AC sürücü Çıkış Akımı Harmonik Analizi 73
6.15. Vektör Kontrol 14Nm Yüklü AC sürücü Çıkış Akımı Harmonik Analizi 74
6.16. V/F Kontrol 8Hz de 14Nm Tork Uygulama Paterni 75
6.17.V/F Kontrol 14Nm Yüklü 8 Hz de Harmonik Analiz ve RMS değerleri 77
6.18. Taşıyıcı Frekans 78
6.19. V/F Kontrol 2 kHz Taşıyıcı Frekans Çıkış Gerilimi 79
6.20. V/F Kontrol 7 kHz Taşıyıcı Frekans Çıkış Gerilimi 79
6.21. V/F Kontrol 16 kHz Taşıyıcı Frekans Çıkış Gerilimi 79
6.22. V/F Kontrol 16 kHz Çıkış Akımı Harmonik Analizi 80
6.23. V/F Kontrol 2kHz Çıkış Akımı Harmonik Analizi 81

TABLOLAR

Tablo **Sayfa**

5.1. Anahtarlama Paterni ve Anlık Hatlar Arası ve Faz Gerilimleri Sonuçları 55

6.1. Vektör Kontrol Sabit Akımda Değişken Frekans-Tork Değerleri 76

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1. Giriş

DC motorlar tork ve devir ayarlanması gereken uygulamalarda 70'li yılların başına kadar tercih edilmekteydi bunun en önemli sebebi de devir ve tork ayarının kolay olmasıydı, bunun yanında asenkron motorların işletiminin DC motorlara göre çok kolay ve ekonomik olmasına rağmen kontrolündeki zorluklar DC motorların egemenliğini sağlamıştı. 70'li yıllarda asenkron motorlar üzerine yapılan çalışmaların başarılı sonuçlar vermesi bilimin ve paralel olarak teknolojinin gelişmesi asenkron motorların kullanım alanlarını arttırmaya başladı.

Skalar kontrol yöntemiyle statora gönderilen sinyalin frekans ve genliğini istenilen seviyede tutan sürücü cihazların üretilmesi bu ivmelenmeyi arttırmış fakat asenkron motorun dinamik davranışına cevap verecek yeterli düzeye ulaşamamıştı. Skalar kontrol yönteminde asenkron motora uygulanan sinyalin sadece frekans ve genliğinin değiştirilmesi, ani yük değişikliğinde veya düşük frekanslardaki yüksek ataletli yüklerde yeterli sonuç vermemekteydi.

Bu gelişmelere paralel olarak frekans ve genliğin yanında fazın da ayrı kontrol edildiği vektör kontrol yöntemleri geliştirilerek motorun dinamik cevabı ve düşük frekansları DC motorlara yakın ölçülerde kontrol edilebilir seviyelere ulaştı.

Fakat vektör kontrol yönteminin standart motorlarda verimli olabilmesi yani motor parametrelerine doğrudan bağımlı olması özel uygulamalar için hala skalar kontrolün kullanıldığı uygulamalar olmaktadır.

Bu tez çalışmasında asenkron motorların temel teaorisi 2. bölümde verilerek ön bilgilendirme yapılmış, 3 bölümde gelişen güç elektroniği devreleri ve günümüzde kullanılan hız kontrol cihazlarının fiziksel yapısı ve çalışma devresi anlatılmış, 4. bölümde skalar kontrol yönteminin temel teorisi özelikle düşük devirlerde stator direncinde kaynaklanan gerilim düşüm değerinin hesaplanması, skalar kontrol yöntemleri çeşitlendirilerek izah edilmiş, 5. bölümde vektör kontrol yönteminin temelleri, çeşitleri, en çok tercih edilen rotor alan yönlendirmeli vektör

kontrolü ve artık günümüz hız kontrollerinde mevcut olan sensör otomasyonundan kurtararak bir gözlemci tasarımıyla gerçekleştirilen sensörsüz vektör kontrolünün teorisi anlatılmıştır.

6. bölümde MOTEST sistemi kullanılarak asenkron motor çeşitli devir ve torklu yüklere karşı skalar ve vektörel kontrolün performansları incelenmiş tork, devir, akım ve gerilim değerleri alınarak kontrol yöntemlerinin performansları üzerinde tartışılmıştır.

BÖLÜM 2

ASENKRON MOTORLAR

2.1. Asenkron Motorlara Giriş

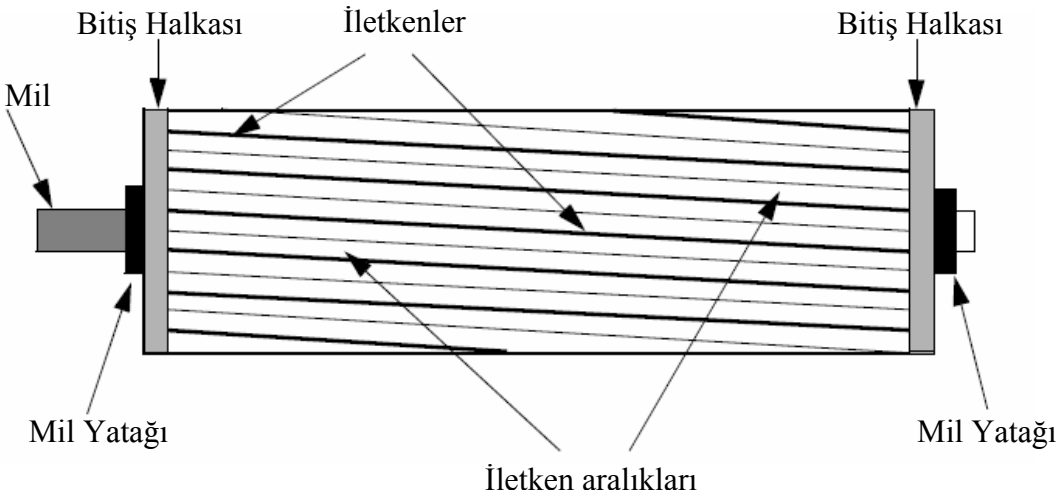
Asenkron motorlar (induction motor) günümüz endüstrisinde en çok kullanılan, basit ve sağlam, düşük kurulum maliyetli, düşük bakım ve onarım masrafı olan motorlardır. Günümüz endüstrisinde birçok çeşit asenkron motor ve uygulamaları vardır. AC motorun tasarımı, imalatı ve işletilmesi DC motordan daha kolay olmasına rağmen hız ve tork (moment) kontrolü daha zordur. Bu amaçla çeşitli kontrol metotları geliştirilmiş ve günümüzde endüstrinin her aşamasında kullanılabilecek duruma getirilmiştir.

2.2. Asenkron Motorların Yapısı

Asenkron motorlar temel olarak stator ve rotor diye tabir edilen aralarında hava boşluğu olan iki ana yapıdan oluşmaktadır. Stator motorun duran kısmıdır. Asenkron motorların dönen kısmına rotor denir. Kısa devreli rotor (sincap kafesli rotor) ve sargılı rotor (bilezikli rotor) olmak üzere iki çeşit rotor vardır.

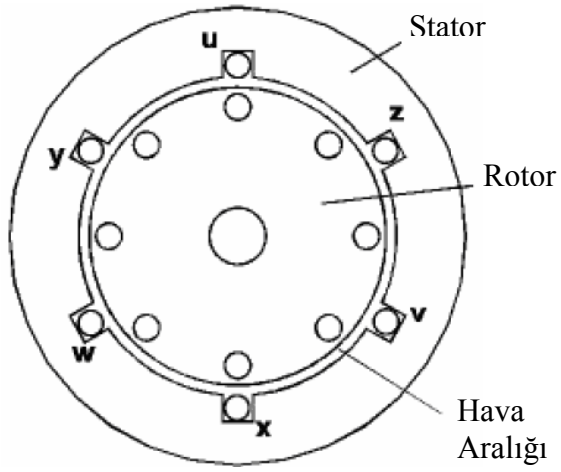
Sincap kafesli rotor sincap kafes yapısına benzer, bir grup kısa devre edilmiş çubuklardan oluşur.

Günümüzde en çok üretilen sincap kafesli rotorun yapısı Şekil 1 de gösterildiği gibidir.



Şekil 2.1 Sincap Kafesli Rotor

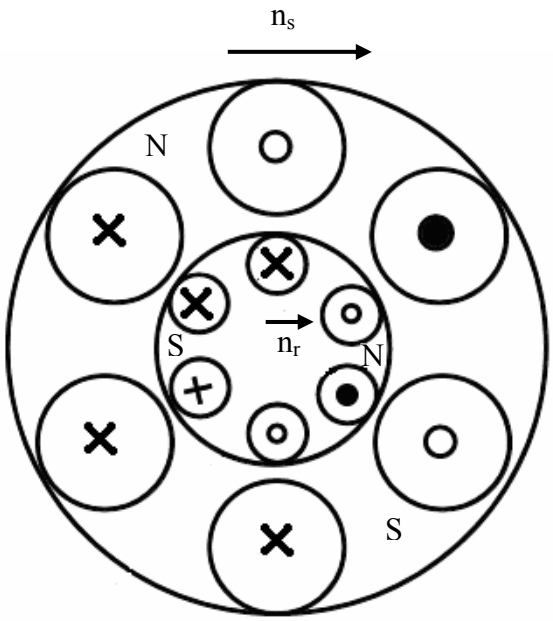
Sincap kafes rotor gövdesine yerleştirilmiş ve birbirinden izole edilmiş genellikle bakır olan çubuklardan oluşmuştur. Bu çubuklar her iki taraftan kısa devre edilmiş biçimdedir



Şekil 2.2 Stator ve Rotorun Motor İçinde Yerleşimi

2.3 Asenkron Motorların Çalışma Prensibi

Günümüzde en çok kullanılan sincap kafesli asenkron motorlar olduğunda bu çalışmada işlenen motor da sincap kafesli asenkron motordur. Şekil 2.3.' de gösterildiği üzere 3 fazlı 2 kutuplu asenkron motora şebekenin R S T fazları uygulandığında stator sargılarından geçen alternatif akımlar dönen N ve S kutuplarını meydana getirirler. Stator sabit olduğu halde dönen N ve S kutupları kısa devreli rotorun çubuklarını keserek çubuklar üzerinde EMK indükler, böylelikle rotor çubuklarından indüksiyon akımları geçer. Döner alan (N ve S kutupları) saat ibresi yönünde döndüğünden rotor çubukları üzerinden indüksiyon akımlarının yönleri Şekil 2.3' de gösterildiği gibi olur. Rotor içinde N ve S kutupları oluşur. Dönen stator kutupları rotorda oluşan kutupları etkileyerek rotorun saat ibresi yönünde dönmesine neden olur.



Şekil 2.3. 3 Fazlı 2 Kutuplu Asenkron Motor

Rotorun devir sayısı n_r arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesmesi azalacağından rotor çubuklarında indüklenen EMK ve kısa devre çubuklarından geçen endüksiyon akımları azalır dolayısıyla, rotoru döndüren moment azalır. Rotorun devir sayısında artış olmaz. Motor boşta çalışırken rotorun devir sayısı senkron devir sayısına yaklaşır. Döner alanın devir sayısı n_s ile rotor devir sayısı n_r

arasındaki farka rotorun kayması denir yani rotor devrinin senkron devirden geri kalmasına kayma denir. Kayma yüzde olarak ifade edilir.

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad veya \quad s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \tag{2.1}$$

Şu halde, rotorun devir sayısı, n_r döner alanın devir sayısına, n_s eşit olmaz. Rotor senkron devirden daha az bir devirle döner.

Senkron hız;

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad \text{rad / s} \tag{2.2}$$

ω_m mekanik rotor hızı için kaymanın hızı ω_{s1};

$$\omega_{s1} = \omega_s - \omega_r = \omega_s - \frac{P}{2}\omega_m \quad rad\ /\ s \tag{2.3}$$

Kayma aynı zamanda;

$$s = \frac{\omega_{s1}}{\omega_s} \tag{2.4}$$

Olarak da ifade edilir.

Rotorun hızı kayma cinsinde;

$$\omega_r = \omega_s(1 - s) \quad rad\ /\ s \tag{2.5}$$

veya

$$n_r = n_s(1 - s) \quad rpm \tag{2.6}$$

Stator da oluşan manyetik alan hızı veya senkron hız;

$$n_s = \frac{120 f_s}{P} \quad rpm \tag{2.7}$$

2.4. Sincap Kafesli Asenkron Motorun Eşitlikleri ve Eşdeğer Devresi

Herhangi bir iletken bir saniyede 10^{-8} Makswell (1 weber)' lik akıyı keserse, iletkende indüklenen EMK nın ortalama değeri 1V'dur.

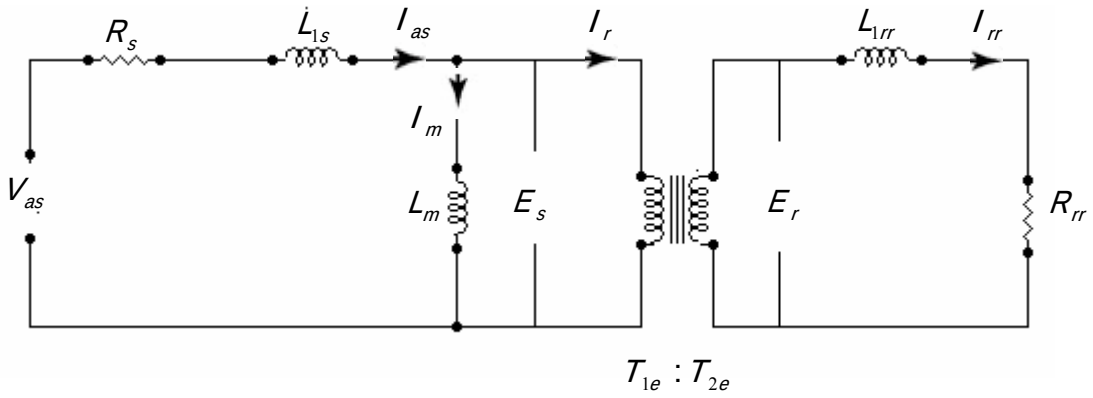
İletkende indüklenen EMK nın ortalama değeri;

$$E_{or} = \frac{P.\phi.n_s}{60.10^{-8}} \quad V \tag{2.8}$$

(2.7) eşitliği (2.8)' de yerine konulursa N_b sarım sayısına sahip bir bobinde indüklenen EMK;

$$E_{bobin} = kf\phi N_b 10^{-8} \quad V \tag{2.9}$$

Asenkron motorların eşdeğer devresi tanımlanırken asenkron motor 3 fazlı bir transformatör gibi düşünülebilir. Şekil 2.4' de 3 fazlı asenkron motorun 1 fazlı temel eşdeğer devresi verilmektedir.



Şekil 2.4 Asenkron Motor Temel Eşdeğer Devresi

Faz başına stator dönüşümü T_1 , rotor dönüşümü T_2 statorda indüklenen EMK E_s, rotorda indüklenen EMK E_{rr}' dır. Faz başına stator veya rotor efektif çevrim oranı, faz başına çevrim oranı ve stator ve rotorun sargı faktörleri (k_{w1}, k_{w2}) ile ifade edilir.

$$\frac{E_{rr}}{E_s} = \frac{s}{a} \tag{2.10}$$

Faz başına stator – rotor dönüşüm oranı "a " aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$a = \frac{T_{1e}}{T_{2e}} = \frac{k_{w1}T_1}{k_{w2}T_2} \tag{2.11}$$

Rotor akımı;

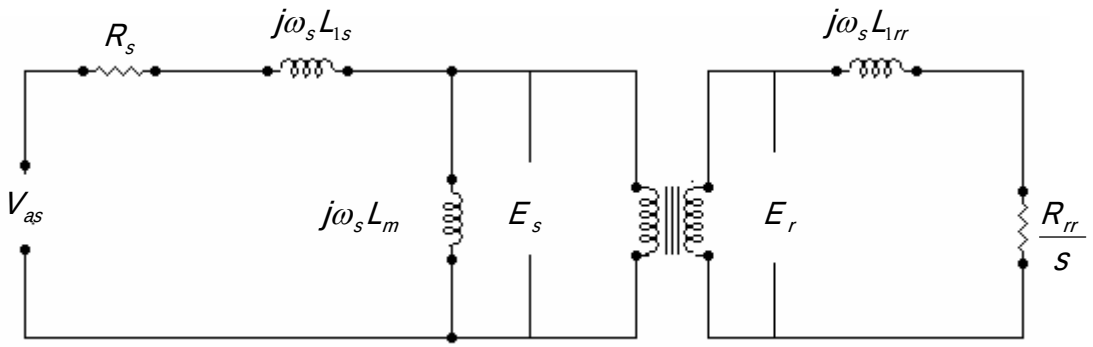
$$I_{rr} = \frac{E_{rr}}{R_{rr} + j\omega_{s1}L_{1rr}} = \frac{E_{rr}}{R_{rr} + js\omega_s L_{1rr}} \tag{2.12}$$

Olarak elde edilir.

(2.8) de ki eşitlikten E_2 çekilerek (2.10) eşitliğinde yerine konulursa rotor akımı;

$$I_{rr} = \frac{E_s}{\frac{aR_{rr}}{s} + j\omega_s(aL_{1rr})} = \frac{E_s / a}{\frac{R_{rr}}{s} + j\omega_s L_{1rr}} \tag{2.13}$$

Şekil 2.5 kayma ile değişen eşitlik (2.11) de elde edilen rotor akımını gösteren eşdeğer devredir.



Şekil 2.5 Asenkron Motor Eşdeğer Devresi

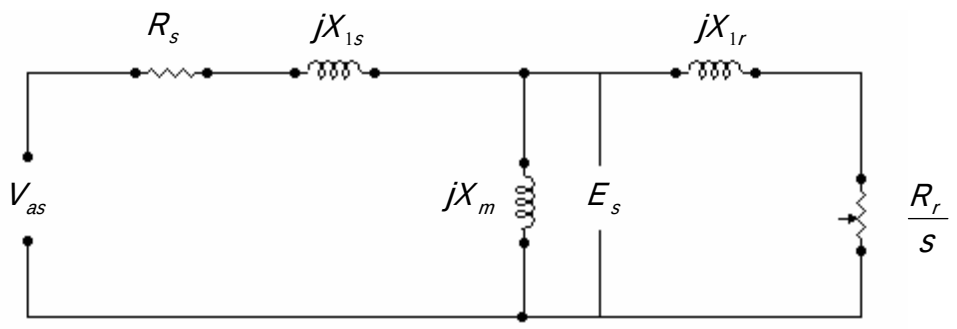
Şekil 2.5 den statordan görünen rotor akımı aşağıdaki gibi bulunur.

$$I_r = \frac{I_{rr}}{a} \tag{2.14}$$

Eşitlik (2.12), (2.11)' de yerine konulursa stator frekansındaki rotor akımı elde edilir.

$$I_r = \frac{E_s}{\frac{(a^2R_{rr})}{s} + j\omega_s(a^2L_{rr})} = \frac{E_s}{\frac{R_r}{s} + j\omega_s L_{1r}} \tag{2.15}$$

Sadeleştirilmiş ve statora indirgenmiş eşdeğer devre şekil 2.6' da gösterildiği gibi olacaktır.



Şekil 2.6 Stator Frekansına İndirgenmiş Eşdeğer Devre

Stator ve rotor indüktansı, manyetik indüktans ve kaçak indüktansın toplamıdır.

$$L_s = L_m + L_{1s} \tag{2.16}$$

$$L_r = L_m + L_{1r} \tag{2.17}$$

Ortalama tork;

$$T_M = \frac{P_{out}}{\omega_m} \tag{2.18}$$

P_{out} çıkış mekanik gücünü ifade eder, ve P_{in} giriş gücünden kayıpların gücü P_{loss} kadar küçüktür.

Çıkış gücü, eşdeğer devre ele alındığında eşdeğer yük direnci R_L kullanılarak tanımlanabilir. Devredeki rotor kısmındaki omik kayıplar R_r' de gerçekleşir. Yükün gelmesi ile beraber rotor tarafında oluşan direnç R_r / s aşağıdaki eşitlikteki gibi yük direnci ve rotor direnci şeklinde ifade edilebilir.

$$R_L = \left(\frac{1}{s} - 1\right) R_r \tag{2.19}$$

Rotorda yük tarafında tüketilen güç, rotor omik kayıpları çıkarıldığında eşitlik (2.20.) ile ifade edilir.

$$P_{out} = 3 R_L I_r^2 \tag{2.20}$$

Bu eşitlik, (2.18)' de yerine konulursa;

$$T_M = \frac{3R_L I_r^2}{\omega_M} \tag{2.21}$$

Elde edilir.

Toplam stator ve rotor reaktansları;

$$X_s = X_{1s} + X_m \tag{2.22}$$

$$X_r = X_{1r} + X_m \tag{2.23}$$

Çok düşük kaynak frekansları dışında manyetik reaktans, stator direnci ve kaçak reaktansdan çok büyük olduğundan etkisi büyük olmayacaktır. Bu durumda,

Şekil 2.6' da ki eşdeğer devreden rotor akımı tekrar yazılırsa;

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + X_1^2}} \tag{2.24}$$

$$X_1 = X_{1s} + X_{1r} \tag{2.25}$$

İfadesi elde edilir.

Eşitlik (2.24) ifadesi eşitlik (2.21)' de yerine konulursa, sürekli hal tork aşağıdaki ifadeyle tanımlanır.

$$T_M = \frac{3}{\omega_M} \cdot \frac{P_p}{2} \cdot \frac{V_s^2 \cdot \frac{R_r}{s}}{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + X_1^2} \tag{2.26}$$

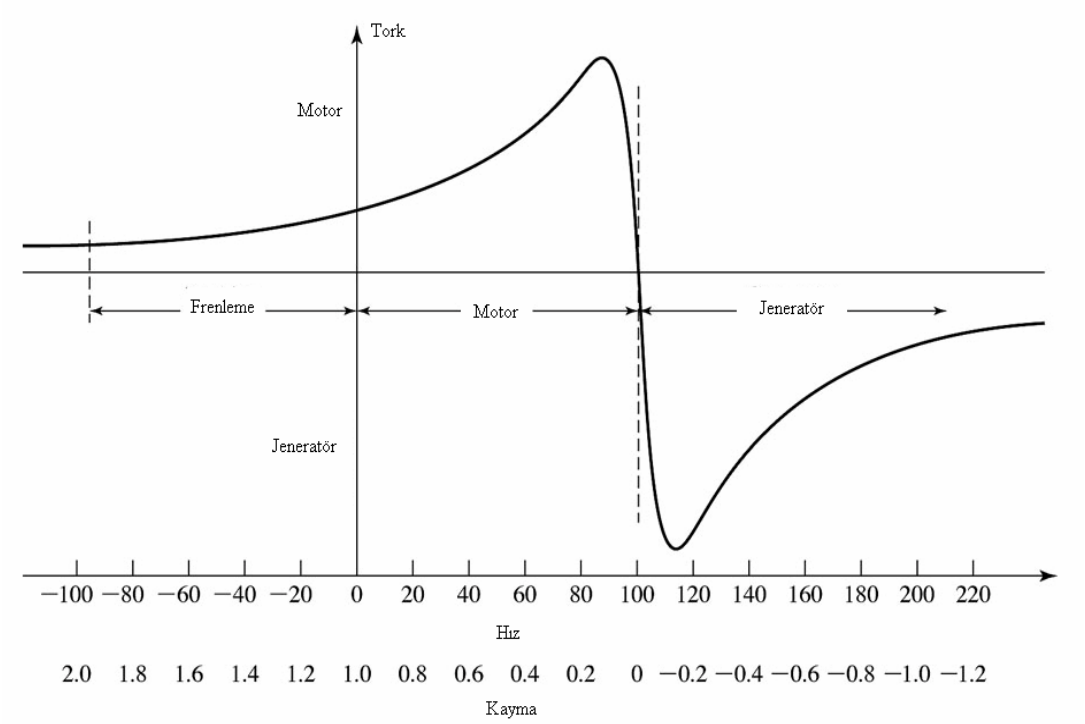
Başlangıç torku kaymanın 1 olduğu durumu ifade eder.

$$T_{M,st} = \frac{3}{\omega_M} \cdot \frac{P_p}{2} \cdot \frac{V_s^2 . R_r}{(R_s + R_r)^2 + X_1^2} \tag{2.27}$$

Maksimum tork kaymanın kritik değerinde elde edilir.

$$s_{cr} = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + X_1^2}} \tag{2.28}$$

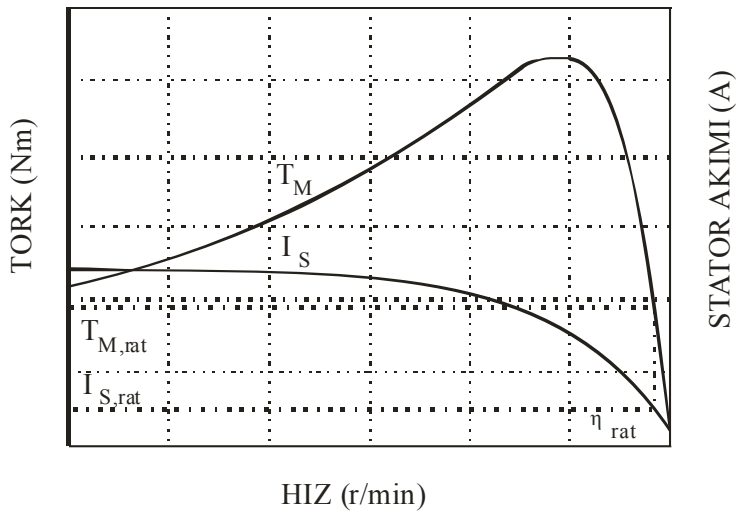
$$T_{M,\max.} = \frac{1.5}{\omega_m} . P_p \cdot \frac{V_s^2}{R_s + \sqrt{R_s^2 + X_1^2}} \tag{2.29}$$



Şekil 2.7 Motor, Jeneratör ve Fren Çalışmada Tork-Hız karakterisitiği

Motor milindeki mekanik güç;

$$P_m = 3I_r^2 R_r \frac{(1-s)}{s} W \tag{2.30}$$



Şekil 2.8 Tork, Güç, Verim ve Stator Akımının Hıza Bağlı Değişimi

2.5. Asenkron Motorlarda Hız Kontrol Metotları

Sincap kafesli asenkron motorlar için hız ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir

$$n_r = \frac{f}{P_p}(1 - s) \tag{2.31}$$

Bu ifadeye göre motorun hızı aşağıdaki dört metotla değiştirilebilir.

1. Kaymanın, s , değiştirilmesiyle
2. Kutup sayısının, P_p, değiştirilmesiyle
3. Stator frekansının, f , değiştirilmesiyle
4. Stator gerilim ve frekansının, V/F, değiştirilmesiyle

2.5.1. Kaymanın Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu

Stator hat geriliminin düşürülmesi ile kritik kaymaya kadar hız değişimi sağlanabilir. Kayma sabit kalırken, tork gerilimin karesiyle değişecektir. Standart motorlarda kritik kayma değerleri düşük olduğundan bu yöntem de hız değişimi aralığı kısıtlı olacaktır.

Standart motorlar için bu yöntemle hız kontrol aralığı %10 civarındadır.

2.5.2. Kutup Sayısı Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu

Kutup sayısının değişimi ideal yüksüz motorun ($n = f / p_p$) hızının değişmesine neden olacaktır. Kutup sayısı motor üretimi sırasında belirleneceği için hız ayarı oldukça sınırlı olmaktadır. Günümüzde 2-3-4-6- 8 kutuplu motorlar sıklıkla görülmektedir.

2.5.3. Stator Frekansının Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu

Eşitlik (2.31) den de görüldüğü gibi motora uygulanan frekansın değiştirilmesi motorun senkron devir sayısının da değişmesine neden olacaktır. Moment ve rotor akım ifadelerine bakıldığı zaman kaynak frekansının değişmesi motorun moment ve rotor akımını ters orantılı olarak etkileyecektir. Bu durum normalde torkun yükselmesi anlamına gelse de motorun doyma etkisinden dolayı tork artışı çok fazla olmayacak fakat rotor akımı istenilmeyecek düzeyde artacaktır. Bu dezavantajlarından dolayı stator gerilim ve frekansının aynı anda değiştirildiği metodlar kullanılmaktadır.

2.5.4. Stator Gerilim ve Frekansının Birlikte Değiştirilmesiyle Yapılan Hız Kontrol Metodu

Yukarda bahsedilen yöntemlerin sınırlı ölçüde çözümler ürettiği, hızın değiştirilmesi sağlanırken momentin sabit tutulamadığı ve akımların kritik seviyelere yükseldiği görülmektedir.

Eşitlik (2.29) ve (2.31) aynı anda göz ününe alınırsa senkron devir sayısının değişmesini sağlamak için kaynak frekansının değiştirilmesi, momentin sabit tutulması için de stator genliğinin frekansla orantılı olarak değiştirilmesi gerektiği anlaşılmaktadır.

Günümüzde stator genlik ve frekansının değiştirilmesine dayalı yöntemler iki ana başlıkta toplanabilir.

- Skalar kontrol yöntemi
- Vektörel kontrol yöntemi

Bu bölümde bu yöntemlerin temel tanımlamaları yapılacak Bölüm 4 ve 5’ de ayrıntılı işlenerek performansları karşılaştırılacaktır.

Her iki temel yöntemde de asıl nokta stator genlik ve frekansın oranının ayarlanmasıdır. Skalar kontrol en temel, basit ve geniş kullanım aralığına sahip bir yöntemdir. Bu yöntem, istenilen frekansa karşılık gelen gerilim miktarının önceden

belirlenerek sisteme uygulanması esasına dayanır. Açık çevrim kontrolü ile çalışan fan, pompa ve birçok basit uygulamalar için yeterli ve ekonomik bir çözümdür. Fakat bu yöntemde doğruluk yük değişikliklerine karşı üretilecek torkun tepki hızı ve kalkış momenti kötüdür.

Daha yüksek tork tepki performansı ve yüksek başlangıç torku gerektiren uygulamalarda vektör kontrol yöntemi tercih edilmektedir. Vektör kontrol yönteminde stator akımı iki bileşene ayrılır. Birinci bileşen akı üretiminden diğer bileşen tork üretiminden sorumlu olacaktır. Bunun anlamı stator genlik ve frekansının yanında gerilimin fazı da kontrol edilmesidir.

BÖLÜM 3

ASENKRON MOTOR FREKANS ÇEVİRİCİLERİ

3.1. Güç Elektroniği Devreleri

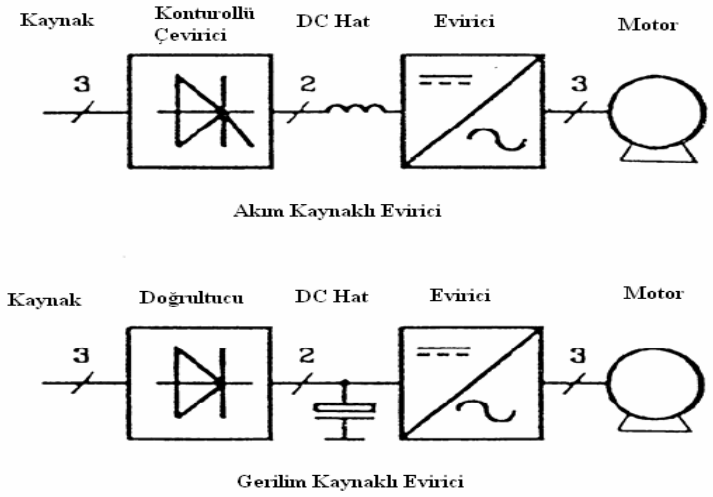
Asenkron motorların kullanımının yaygınlaşması bu motorların kontrolünün kolaylaşmasına paralel olarak artmıştır. Bölüm 2' de bahsedildiği gibi günümüzde asenkron motorların kontrolü frekans çevirici cihazlarla yapılmaktadır.

Frekans çevirici güç elektroniği devrelerini aşağıdaki başlıklar altında toplayabiliriz.

a) Akım Kaynaklı Frekans Çeviriciler
   1- VCVF –Değişken Akım Değişken Frekans
   2- PWM-Darbe Genişlik Modülasyonu

b) Gerilim kaynaklı Frekans çeviriciler
   1- VVVF- Değişken Gerilim Değişken Frekans
   2- PWM- Darbe Genişlik Modülasyonu

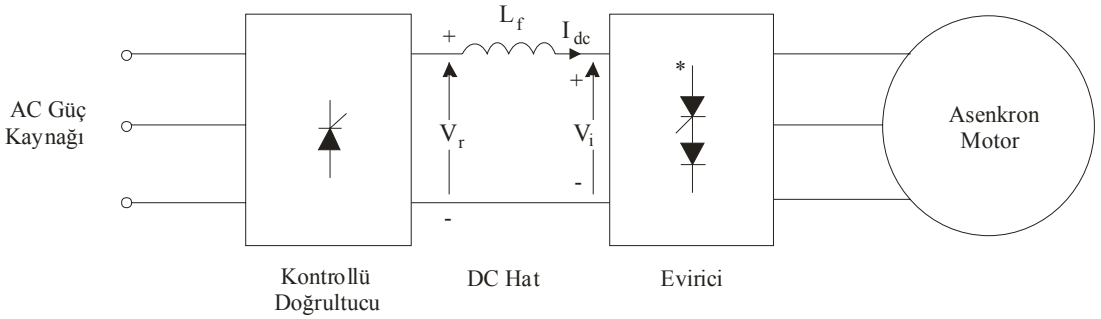
Akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı frekans çeviricilerin güç şeması Şekil 3.1' de verildiği gibidir.



Şekil 3.1 Akım Kaynaklı ve Gerilim Kaynaklı Frekans Çeviricilerin Güç Şeması

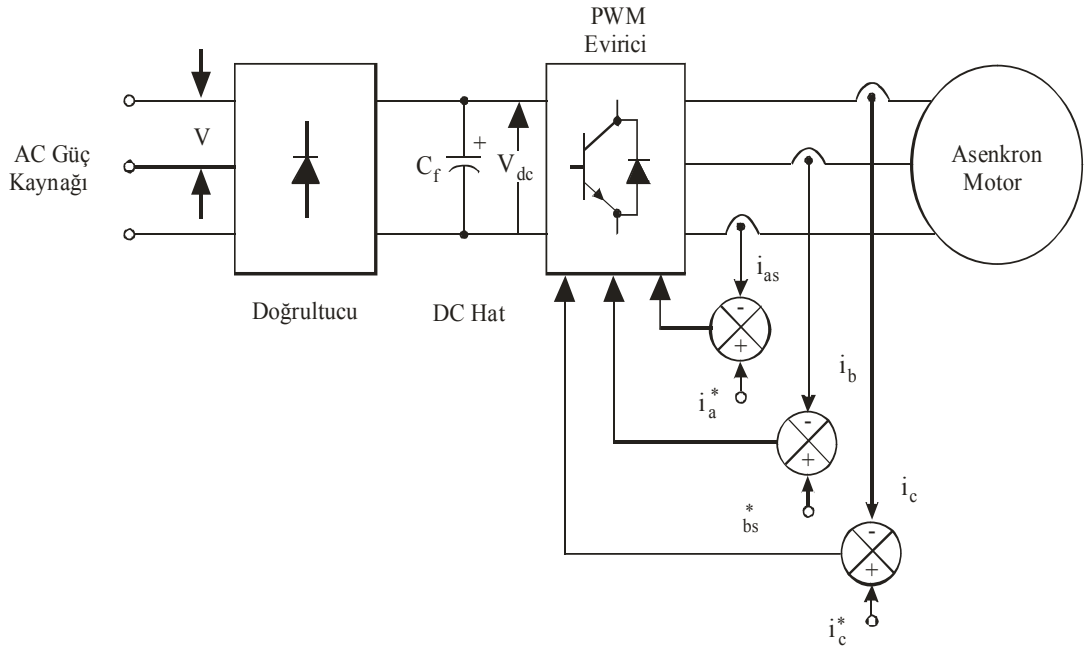
3.1.1. Akım Kaynaklı Frekans Çeviriciler

Akım kaynaklı frekans çevirici sistemde evirici kısmı büyük değerli bir endüktansın üzerinden geçen akımla beslenmektedir. Akımın genlik miktarı giriş kısmındaki kontrollü doğrultucu ile yapılırken evirici kısmı sadece frekansı ayarlamaktadır. Şekil 3.2'de verilen sistemde akım kaynaklı sürücü sistemi verilmiştir.



Şekil 3.2 Akım Kaynaklı Frekans Çevirici

Ayrıca ara devresinde büyük bir kondansatörle beslenmesine rağmen akımın hatasına göre çıkış frekansını ve gerilimi değiştiren sistemler de akım kaynaklı PWM frekans çeviriciler olarak kabul edilebilir. Şekil 3.3 de PWM kontrollü akım-sabit gerilim kaynaklı sürücü sistemi gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Akım Kaynaklı PWM Frekans Çevirici Electric

Akım kaynaklı sistemler daha çok büyük güçlü motorlar için kullanılmaktadır. Burada kontrol büyüklüğünün akım olması vektör kontrolün daha kolay olmasını sağlamsına rağmen, motorsuz çalışmaması ve şebekeden yüksek harmonikler çekebilmesi gibi durumlar sebebi ile günümüz hız kontrollerinde daha çok gerilim kaynaklı sistemler tercih edilmektedir.(Sarıoğlu, 2003).

3.1.2. Gerilim Kaynaklı Frekans Çeviriciler

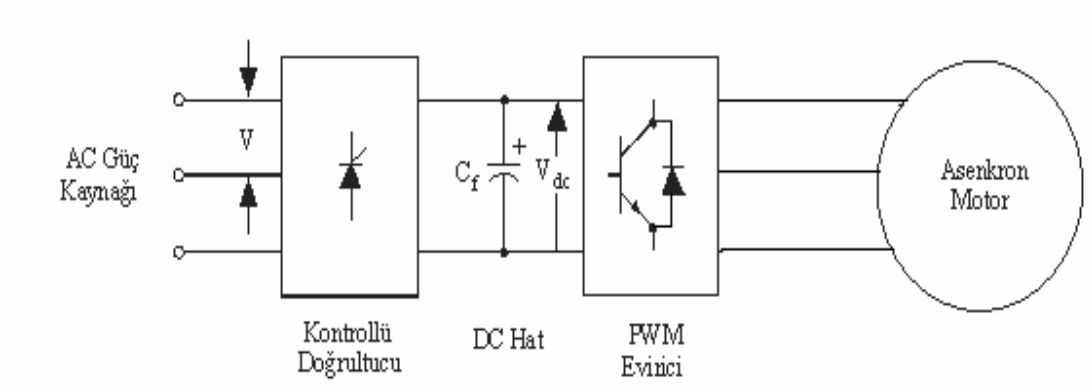
Gerilim kaynaklı frekans çevirici sistemlerinde evirici kısmını besleyen DC gerilimi sabit tutan büyük değerli kondansatörler vardır. Bu sistemlerde gerilimin genliği doğrultucu kısmında kontrollü doğrultucu kullanılarak yapılabildiği gibi, sabit doğrultucu kullanılarak evirici kısmında gerilim ve frekans ayarı aynı anda yapılabilmektedir.

Kontrollü doğrultucu kullanılarak yapılan frekans çevirici işlemine kare dalga frekans çeviriciler de denir. Bu sistemde giriş katında kontrollü doğrultucu kullanıldığında cos φ değeri büyük olacağından ve düşük devirlerde verim az olduğundan günümüz sürücü sistemlerinde tercih edilmemektedir.

Günümüz sürücü sistemlerinde motora uygulanacak 120° faz farklı gerilimin en kolay ve basit uygulama yöntemi olarak sabit doğrultuculu ve evirici kısmında frekans ve genliği ayarlanabilen PWM yöntemi kullanılmaktadır.

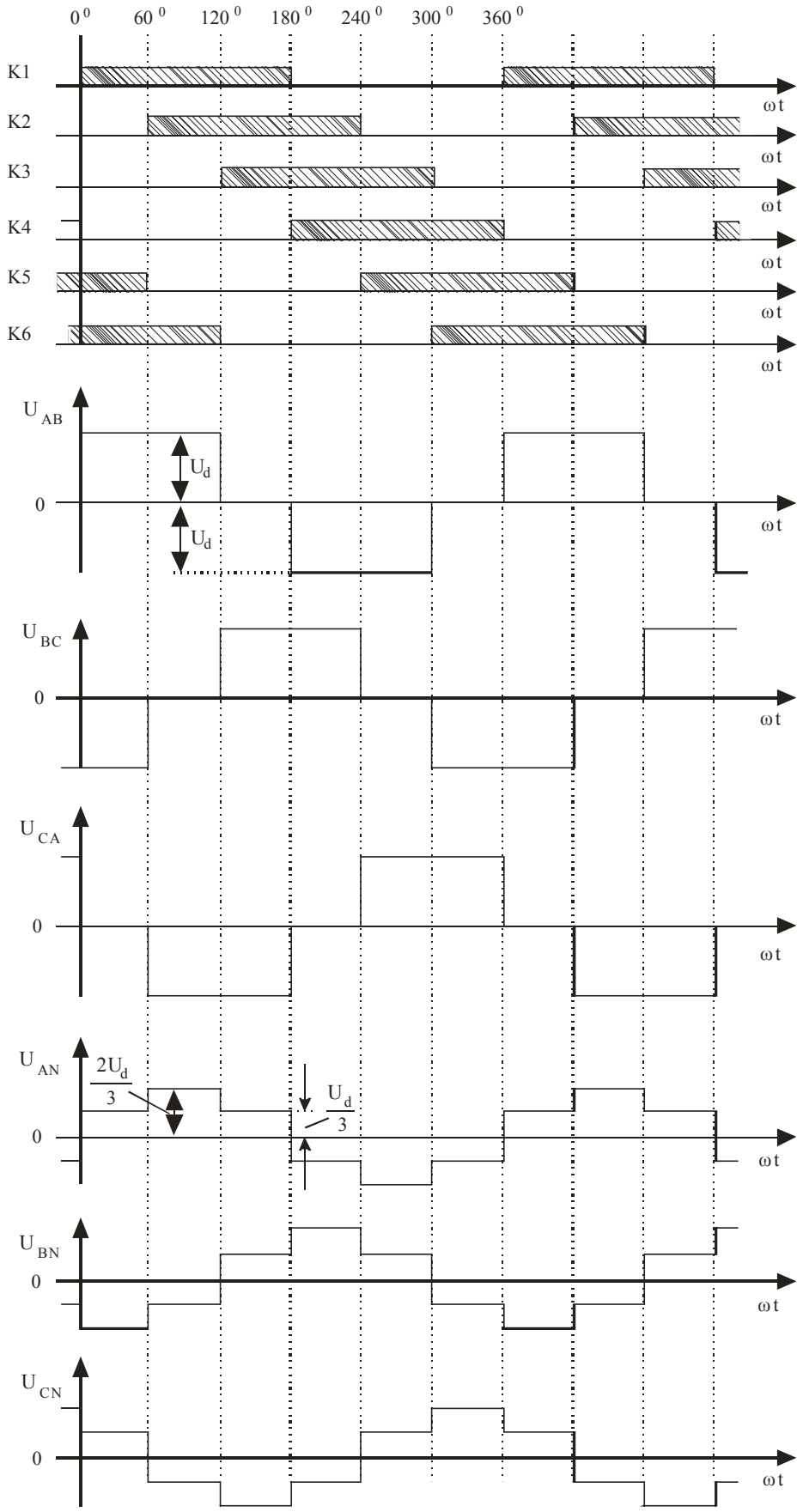
3.1.2.1. Kare Dalga Evirici

Kare dalga evirici sistemlerinde motor sargı uçlarına verilen sinyal; genliği doğrultucu kısmında ayarlanmış DC güçle beslenen tristor veya IGBT' lerden oluşan evirici ile ayarlanır. Şekil 3.4 kare dalga evirici anahtar uçları ve buna delta sisteminde bağlanmış motor gösterilmektedir.



Şekil 3.4 Kare Dalga Evirici

Sistemde anahtarlar ideal ve sıfır geçiş kayıpları ihmal edildiği varsayılmaktadır. Şekil 3.5'de motor fazlarına verilen 120° faz farklı sinyaller için anahtarların tetik açıları ve elde edilen gerilim şekilleri ifade edilmiştir.



Şekil 3.5 Kare Dalga Evirici Gerilim Dalga Şekilleri

Bu dengeli 3 fazlı sistem için fazlar arası gerilimler aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{as} - V_{bs} \\ V_{bc} &= V_{bs} - V_{cs} \\ V_{ca} &= V_{cs} - V_{as} \end{aligned} \tag{3.1}$$

Dengeli 3 fazlı sistemlerde faz gerilimlerinin toplamı sıfırdır.

Bu bilginin ışığında ve Eşitlik (3.1)' den faz gerilimleri aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} V_{as} &= \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bs} &= \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cs} &= \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{aligned} \tag{3.2}$$

120° faz farklı fazlar arası gerilimin zamana bağlı Frourier serisi alınırsa;

$$V_{ab}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} (\sin \omega_s t - \frac{1}{5} \sin 5\omega_s t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_s t \ldots) \tag{3.3}$$

$$V_{bc}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \left\{ \sin(\omega_s t - 120°) - \frac{1}{5} \sin(5\omega_s t - 120°) + \frac{1}{7} \sin(7\omega_s t - 120°) \ldots \right\} \tag{3.4}$$

$$V_{ca}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \left\{ \sin(\omega_s t + 120°) - \frac{1}{5} \sin(5\omega_s t + 120°) + \frac{1}{7} \sin(7\omega_s t + 120°) \ldots \right\} \tag{3.5}$$

elde edilir. Faz gerilimleri fazlar arası gerilimlerden 30° ötelenmiş ve genliği $\frac{2}{\pi} V_{dc}$ kadardır. Sadece temel bileşen kullanılabilir tork üreteceğinden temel rms faz gerilimi kare dalga için; (Krishman, 2001)

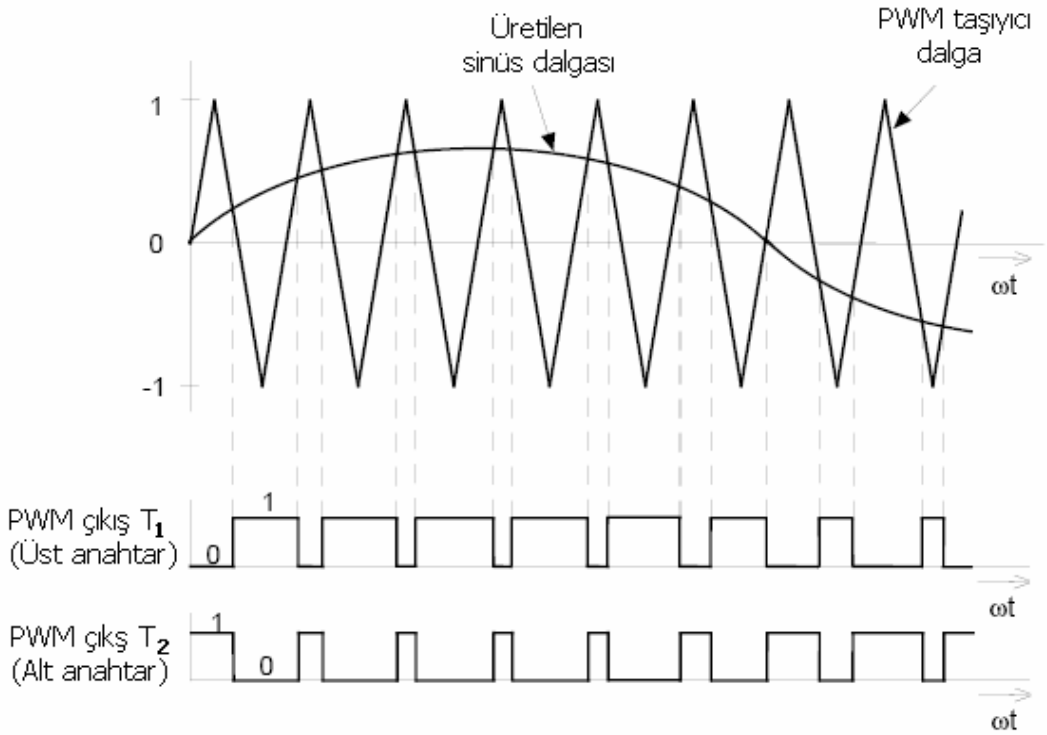
$$V_{ph} = \frac{V_{as}}{\sqrt{2}} = \frac{2.V_{dc}}{\pi.\sqrt{2}} = 0.45 V_{dc} \tag{3.6}$$

olarak elde edilir.

3.1.2.2. PWM Evirici

PWM eviriciler genelde sabit DC gerilimden beslenirler. Bu yöntemde eviricinin çıkışındaki hem frekans hem de gerilim ayarlanır. Darbelerin sönüm ve var olma süreleri değişken miktarda uygulanarak istenilen etkin değerde sinyal elde edilir. PWM yöntemiyle sinyal üretilirken sinyali mümkün olduğu kadar sinüs formatına benzetmeli ayrıca moment harmoniklerini de sönümlememiz gerekir.

En çok kullanılan PWM sinyal üretme yöntemi Sinüs – Üçgen karşılaştırılmasıdır. Bu karşılaştırma yönteminde frekansı kHz' ler mertebesindeki üçgen dalga ile istenilen frekans ve genlikteki referans sinüs dalgası karşılaştırılarak kesiştiği noktalarda anahtarlara tetik sinyalleri gönderilir. Şekil 3.6' da sinüs üçgen karşılaştırma ve oluşan darbeler verilmiştir.



Şekil 3.6 Sinüs – Üçgen Karşılaştırma PWM

Üçgen dalganın frekansının büyük seçilmesi evirici çıkışındaki sinyalin sinüse o kadar yakın olmasını sağlayacaktır, fakat bu durumda anahtarlama sayıları artacağından kayıplar artacak ısınma artacak ve sistemin etrafa yaydığı gürültü artacaktır. Bu sebeplerden dolayı üçgen dalganın frekansı optimum seviyelerde seçilir. Günümüz sürücü sistemlerinde üçgen dalganın frekansı diğer bir tanımıyla anahtarlama frekansı ayarlanabilmekle beraber 8 – 10 kHz seviyelerindedir.

PWM evirici ile yapılmış bir sinüs işareti hiçbir zaman saf bir sinüs gibi olamayacak ve temel frekansla orantılı frekanslarda harmonikler içerecektir.

m_a modülasyon genliği;

$$m_a = \frac{V_{kontrol}}{V_{üçgen}} \tag{3.7}$$

m_f frekans modülasyonu;

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{3.8}$$

olarak tanımlanır.

Modülasyon frekansın 1.0 dan küçük olduğu lineer çalışma bölgesinde PWM çıkışındaki gerilimin temel bileşeninin değeri

$$V_{an} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \tag{3.9}$$

olarak ifade edilir.

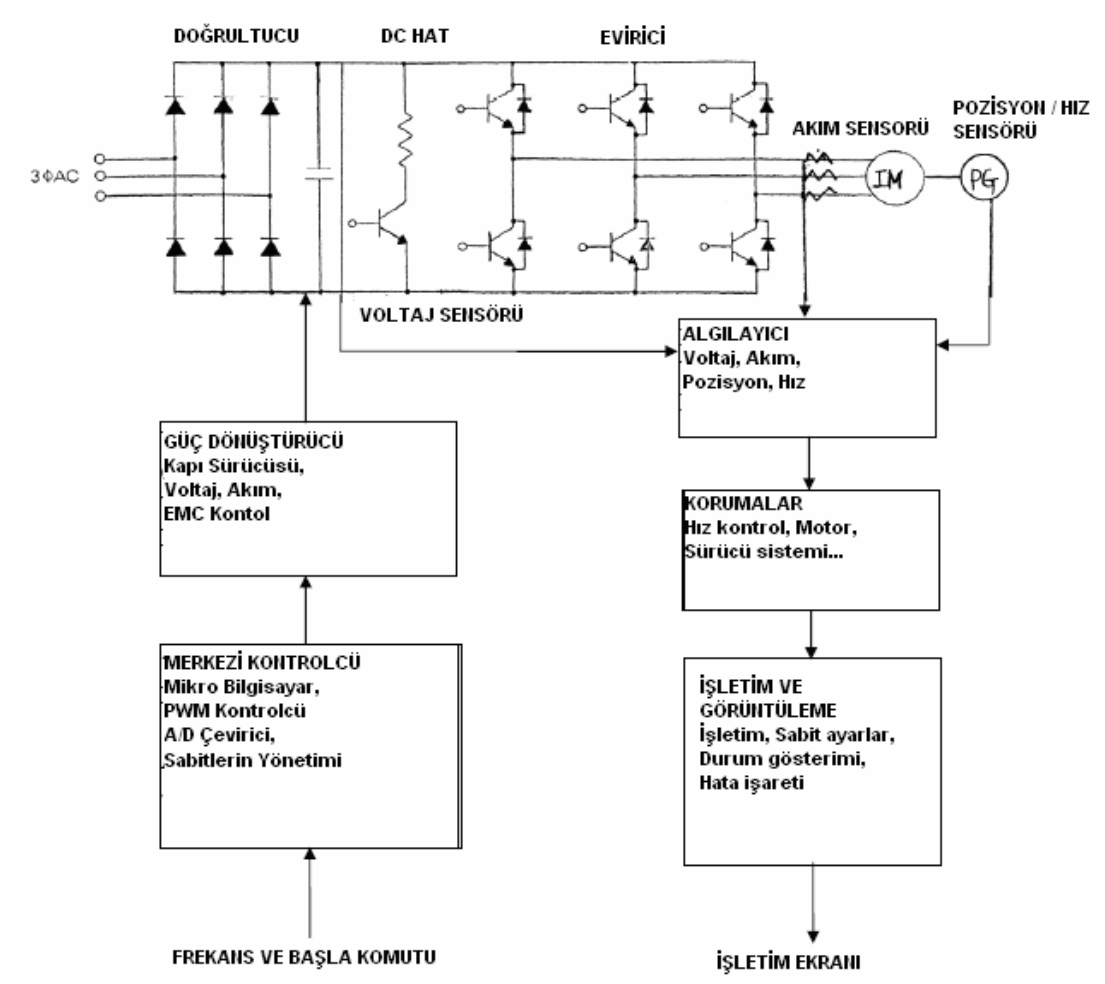
3.2. Hız Kontrol Cihazları

Frekans çevirici elektronik elemanlarını kullanarak Bölüm 3.1' de bahsedilen değişken frekans elde etme yöntemlerini bünyesinde bulunduran ve bir asenkron makine için istenen hız ayarını sağlayan ve istenen hızda sabit tork elde edilmesi için akıyı sabit tutmaya yarayan kompakt cihazlara hız kontrol cihazları denilmektedir.

Günümüz hız kontrol cihazları istenilen gerilim ve frekans ayarını elde etmek için PWM yöntemini kullanırken kontrol yöntemi olarak hem skalar hem de vektörel kontrol formlarını bünyesinde bulundurur.

3.2.1. Hız Kontrol Cihazlarının Yapısı

Son on yıl içerisinde hız kontrol cihazları teknolojiye paralel olarak birçok gelişme sağladı. Yeni nesil hız kontrol cihazları çok geniş kontrol ve koruma özelliklerini sunmakta ve günümüzde birçok sistemde kullanılmaktadır. Şekil 3.7' de örnek bir hız kontrol cihazının genel yapısı güç elektroniği devresi ve blok şeması sunulmuştur.



Şekil 3.7 Hız Kontrol Cihazlarının Genel Yapısı

Sürücüyü oluşturan elemanlar doğrultucu, DC hat (kapasitör ve frenleme transistor sistemi) ve eviricidir.

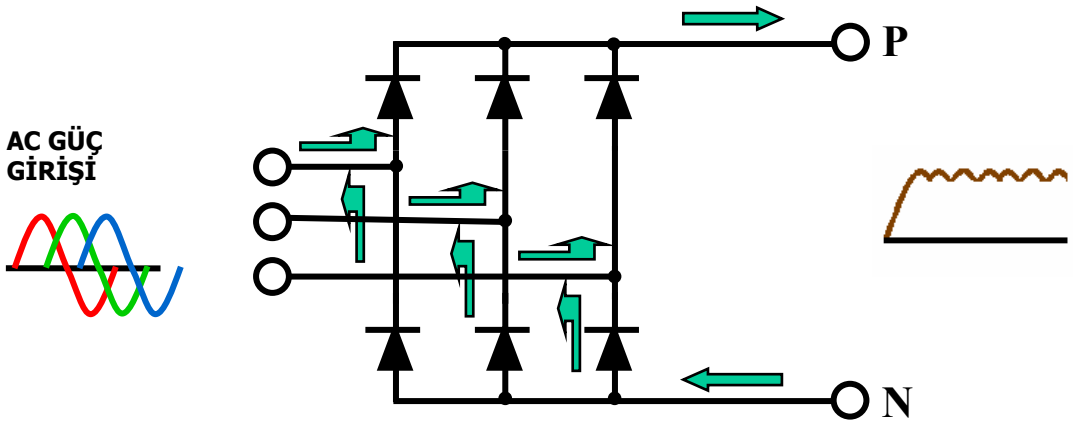
Her bir elemanın fonksiyonu aşağıda gösterildiği gibidir:

Doğrultucu sistemi: AC → DC dönüşümünü gerçekleştirir.

DC hat: Hız kontrol cihazı çıkışı için sabit gerilim kaynağı olan büyük bir kapasitördür.

Evirici sistemi: DC → AC dönüşümünü gerçekleştirir.

Doğrultucu, diyot modülü ile AC gücü DC güce çeviren bir cihazdır. Şekil 3.8' de diyot modülün güç devresi gösterilmiştir.



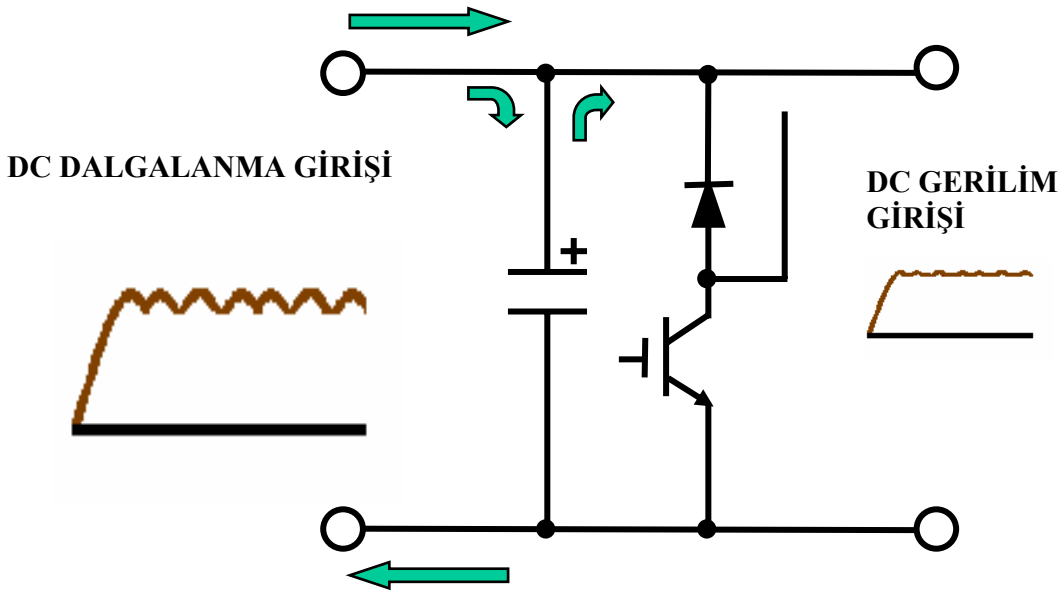
Şekil 3.8 Diyot Modülü Güç Şeması

Kapasitör: Gücü depo eder ve düzgün bir DC gerilim sağlar.

Frenleme transistörü: Kararlı aralıkta DC gerilim üretir.

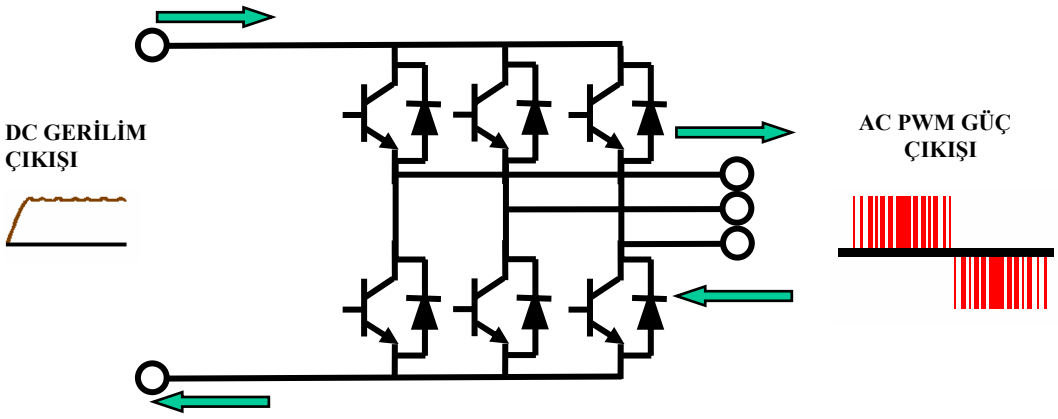
Doğrultma devresinde tam dalga doğrultulan AC sinyal büyük kapasiteli güç kondansatörlerini doldurur, eviriciyi beslemek için daha düzgün bir DC gerilim elde edilmiş olur.

Frenleme transistorü frenleme direnci ya da modülünün devreye girmesini sağlar. Şekil 3.9' da DC güç kondansatörlerinin ve frenleme transistorünün güç devresindeki şeması verilmiştir.



Şekil 3.9 DC Güç Kondansatörleri ve Frenleme Transistorü

Evirici, IGBT ile DC gücü ayarlanabilen AC güce çeviren bir cihazdır. Evirici devresi Şekil 3.10' da verilmiştir.



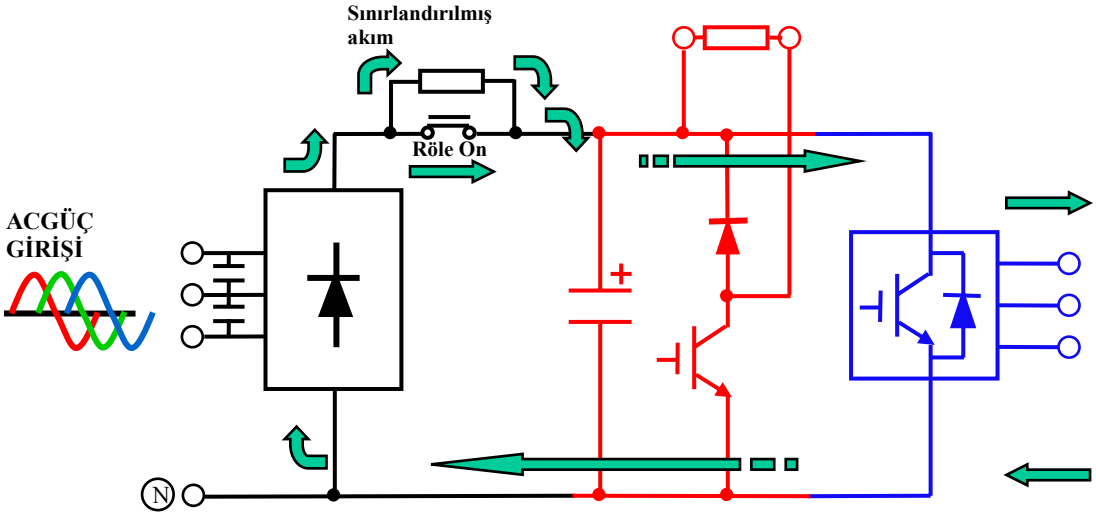
Şekil 3.10 PWM Evirici

3.2.2. Hız Kontrol Cihazlarının Çalışma Devresi

Şekil 3.11' de gösterildiği gibi enerji kaynağı açıldığında diyot modül ve akım sınırlayıcı üzerinden geçen AC güç, sabit DC güce çevrilir. DC güç, güç kondansatörlerinde depo edilir.

Tüm noktalar hazır olduğunda, kapasitörü şarj etmek üzere röle, *On* konumunda kalacaktır. Operatör tarafından verilen komutla evirici çalışarak DC güç

PWM formatında motora verilir. Hız kontrol cihazlarının genel çalışma döngüsü Şekil 3.11' de gösterilmiştir.



Şekil 3.11 Hız Kontrol Cihazları Genel Devresi ve Çalışma Döngüsü

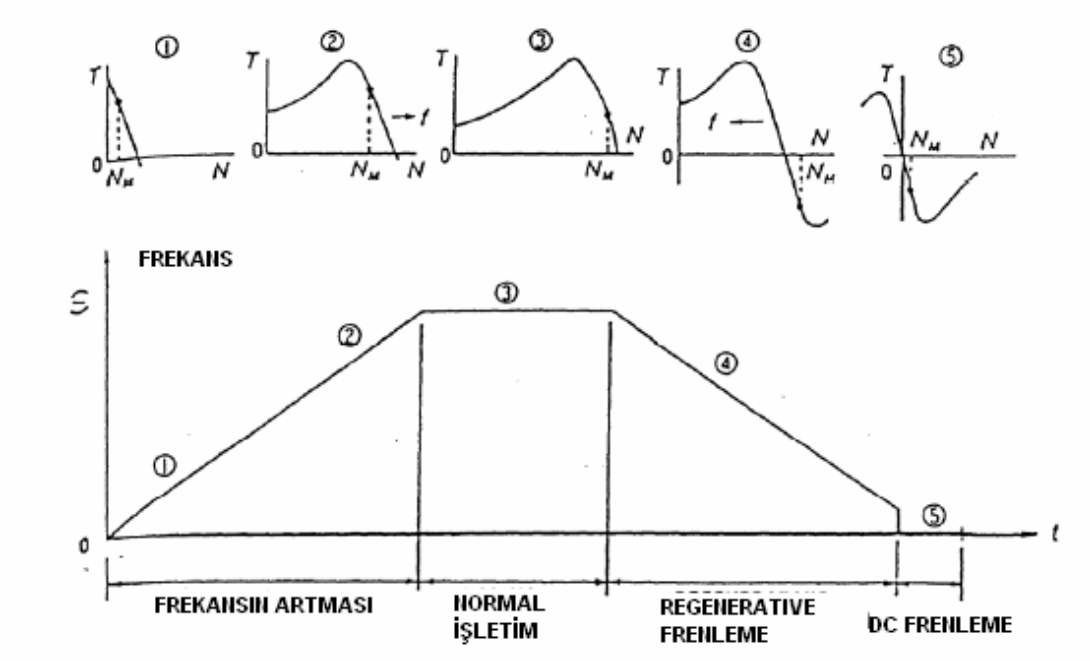
3.2.3. Hız Kontrol Cihazları ile Frenleme

Asenkron motor kaymanın eksi değerlere geldiği durumda jeneratör gibi çalışacaktır. Yükün ataleti büyük olduğunda evirici frekansının düşürülmesi ile motorun senkron hızı da düşecektir. Aynı anda atalet enerjisi motor veya yüke ait olan elektrik enerjisine dönüşecek, böylece motor jeneratör gibi çalışacak ve geri yönde hız kontrol cihazını besleyecektir. Bunun anlamı da motor frenlenecek ve hız düşecektir.

Motorun frenlendiği ve frekansın düşürüldüğü bu metot regenerative frenleme olarak adlandırılır ve oldukça etkili bir yöntemdir.

Düşük hız aralığında motora DC akım uygulayarak sabit bir manyetik alan oluşturulur. Bu durumda rotor manyetik akısının kesilmesi sebebiyle yüksek akım ile yüklenecek ve frenleme gerçekleşecektir. Bu yöntem dinamik frenleme olarak adlandırılır. Bu esnada atalet enerjisi motorda ısı olarak tüketilir.

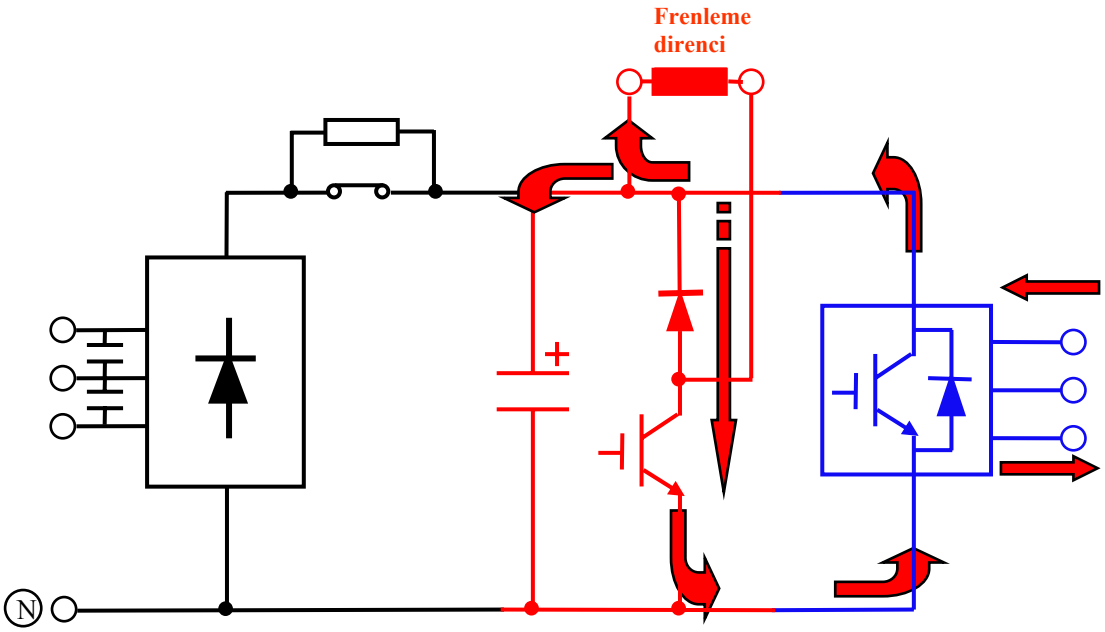
Aşağıdaki Şekil 3.12'de frekans kontrolünde hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri sunulmuştur.



Şekil 3.12 Frekans Kontrolünde Hızlanma – Yavaşlama

Frekans çevirici sistemler kullanılırken yavaşlama süresi çok küçük seçilirse rotor hızı statorun dönen alan hızından ani olarak büyük olacağından makine bir jeneratör davranışı gösterecek ve geri yönde motordan hız kontrol cihazını beslemeye başlayacaktır. Bu durumda güç kondansatörlerindeki gerilim seviyeleri kritik seviyelere ulaşıp cihazlara zarar verebilir.

Bu gibi durumlarda sistemi istenen sürede durdurmak için fazla gerilimin bir şekilde dışarı atılması gerekir. Frenleme direnç ya da modülleri bu durumda Bölüm 3.2' de bahsedilen frenleme transistorü aracılığı ile devreye girerek, fazla gerilimin sisteme zarar vermeden kendi üzerinden ısı yolu ile atılmasını sağlar. Şekil 3.13' de frenleme direnci üzerinden dolaşan akım gösterilmiştir.



Şekil 3.13 Frenleme Direnci

BÖLÜM 4

SKALAR KONTROL METODU

4.1. Skalar Kontrole Giriş

Günümüz asenkron motor hız kontrol sistemlerinde frekans çeviricilerine ait kontrol yöntemlerinin en temelini skalar kontrol oluşturur. Birçok uygulama için yeterli bir düzeyde kontrol sağlar. Skalar kontrol yöntemini açıklamak için endüktans metodu yöntemini kullanacağız.

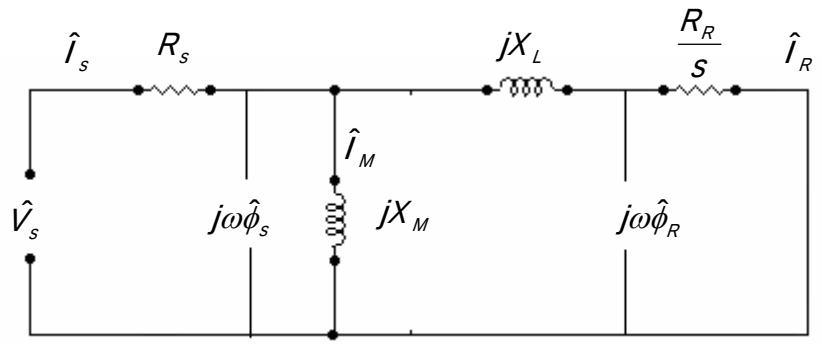
Bilindiği gibi asenkron motorun kontrolü derken hız ayarı ve istenilen hızda maksimum tork hedeflenir.

4.2. Γ-Endüktans Eşitliği

Γ - endüktans metodu için çevrim sabiti γ aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\gamma = \frac{X_s}{X_m} \tag{4.1}$$

Şekil 4.1'deki Γ -endüktansına göre çizilmiş devreden eşitlikleri yazarsak,



Şekil 4.1 Γ - Eşdeğer Devresi

Statora indirgenmiş rotor direnci;

$$R_R = \gamma^2 R_r \tag{4.2}$$

Manyetik reaktans;

$$X_M = \gamma X_m = X_s \tag{4.3}$$

Toplam kaçak reaktans;

$$X_L = \gamma X_{1s} + \gamma^2 X_{1r} \tag{4.4}$$

Statordan gözüken rotor akımı;

$$I_R = \frac{I_r}{\gamma} \tag{4.5}$$

Rotor akısı;

$$\phi_R = \gamma \phi_r \tag{4.6}$$

Şekil 4.1' deki eşdeğer devreden rotor akımı yazılır ve düzenlenirse,

$$I_R = \frac{\phi_s}{R_r} \cdot \frac{\omega_r}{\sqrt{(\tau_r \omega_r)^2 + 1}} \tag{4.7}$$

Bu eşitlikte

$$\tau_r = \frac{X_L}{R_R \omega} \tag{4.8}$$

Motor tarafından harcanan elektriksel güç P_{elec};

$$P_{elec} = 3R_R \frac{\omega}{\omega_r} I_R^2 \tag{4.9}$$

Rotor açısal hızı;

$$\omega_M = \frac{\omega - \omega_r}{P_p} \tag{4.10}$$

olarak ifade edilir.

Yukarıdaki eşitliklerin altında motorun milinden elde edilen tork ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$T_M = 3P_p \frac{\phi_s^2 \omega_r}{R_R (\tau_r \omega_r)^2 + 1} \tag{4.11}$$

Eşitlik (4.11)' e göre;

Eğer $\omega_r = \frac{1}{\tau_r}$ alınırsa elde edilecek tork maksimum olacaktır ve değeri de;

$$T_{M,\max} = 1.5 P_p \phi_s^2 / L_L \tag{4.12}$$

olacaktır.

Ve bu durumda kritik kayma;

$s_{cr} = \frac{1}{\tau_r \omega}$ olacaktır.

Eşitlik (4.11) stator akısının kaymadan bağımsız olarak sabit tutulduğunda geçerli olacaktır. Fakat gerçekte sabit olan stator gerilimidir. Bu yüzden manyetik akı kaymadan bağımsız olmayacaktır. Bu da şu anlama gelmektedir ki maksimum torku manyetik akıyı sabit tutarak elde edebiliriz. Stator direnci üzerine düşen stator geriliminin ihmal edildiği durumda stator manyetik akısı;

$$\phi_s \approx \frac{V_s}{2\pi f} \tag{4.13}$$

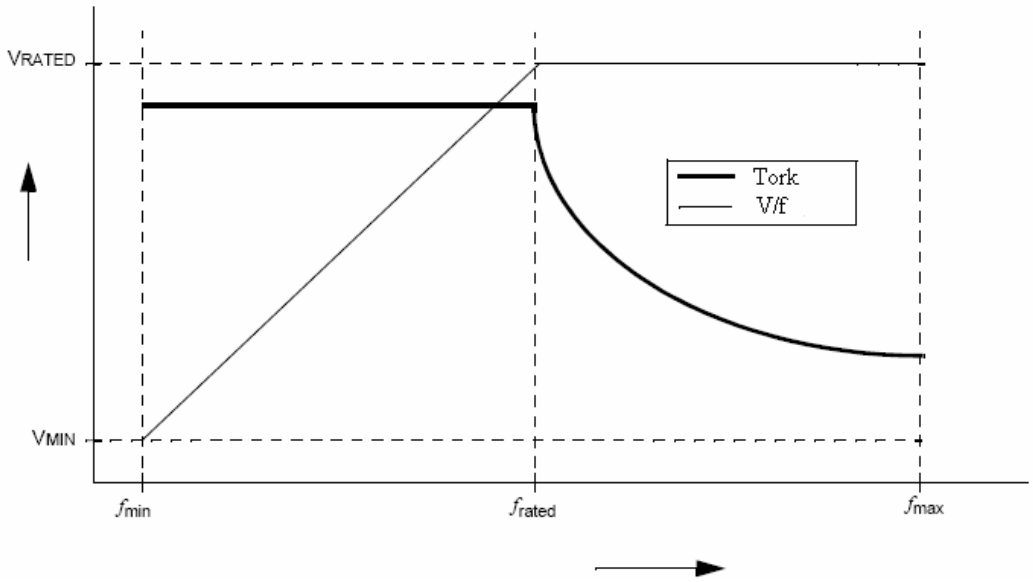
olacaktır.

Akının sabit kalmasının sağlanması için Eşitlik (4.13)' de görüldüğü gibi stator geriliminin ve kaynak frekansının sabit oran oluşturacak şekilde değiştirilmesi gerekmektedir. Gerilim ve frekansın sabit oranda değişimine dayana yönteme skalar kontrol veya V/F kontrol denir. (Trznadlowski 2001)

Burada iki önemli nokta vardır. Birincisi düşük hızlarda stator direnci üzerine düşen gerilim ihmal edilemez; bu yüzden sabit manyetik akı için bu direnç üstündeki gerilim kadar stator gerilim ötelenmelidir. İkincisi nominal frekansın üstündeki çalışmadır ki bu bölgede stator gerilimi değiştirilemeyeceğinden gücün sabit kalmasına paralel olarak tork düşecektir.

Bu sebepten stator gerilimi aşağıdaki formül ışığında hesaplanacaktır.

$$V_s = \begin{cases} (V_{s,rat} - V_{s,0})\dfrac{f}{f_{rat}} + V_{s,0}. & f < f_{rat} \\ V_{s,rat} & f \geq f_{rat} \end{cases} \tag{4.20}$$



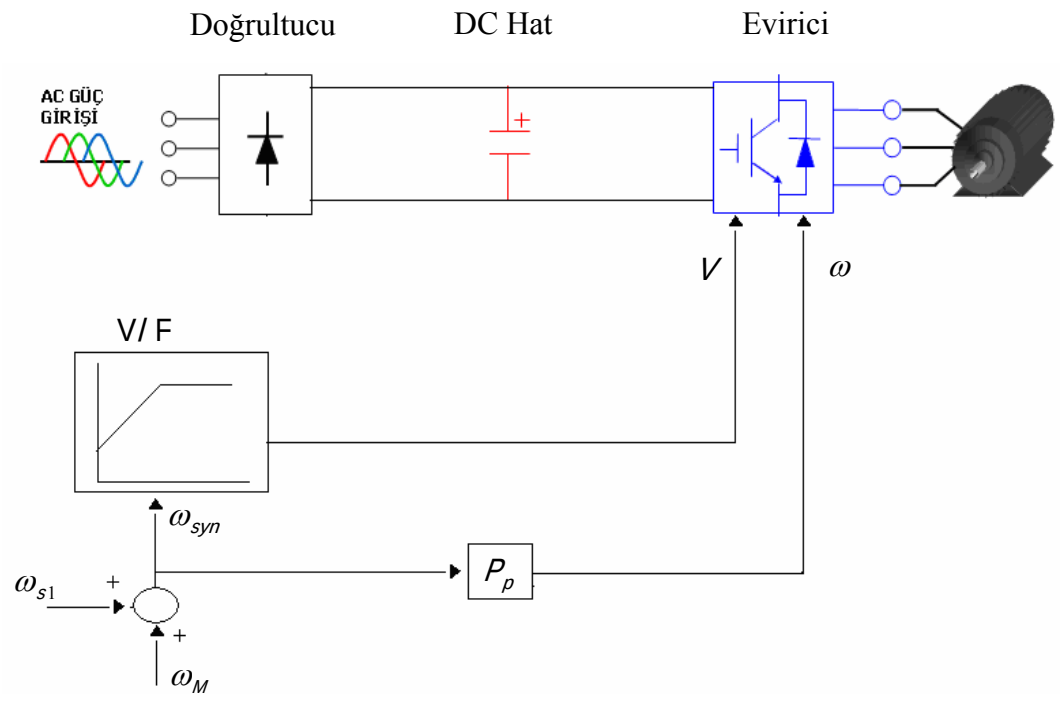
Şekil 4.2 V/F kontrol Frekans – Gerilim Grafiği

Şekil 4.2'de Nominal frekans altı çalışma bölgesinde V/F oranının sabit tutulmasıyla sabit tork elde edildiği nominal frekansın üstünde gücün sabit kaldığı fakat momentin düştüğü gösterilmiştir.

4.3. Açık Çevrim Skalar Kontrol

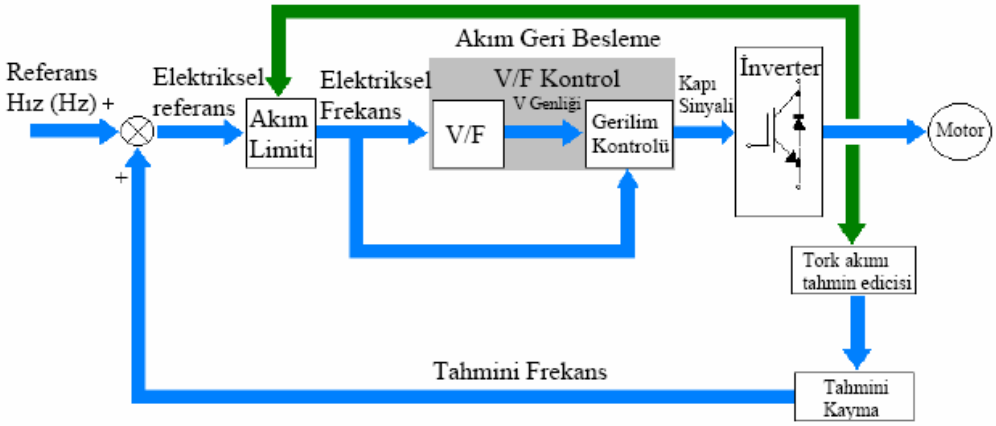
Şekil 4.3' de V/F kontrolün temel diyagramı görülmektedir. Referans frekans kayma frekansı ile toplanır elde edilen senkron hız eviriciye verilirken bu senkron hıza karşılık düşen gerilim miktarı V/F bloğunda hesaplanarak elde edilen bilgi eviriciye verilerek motorun sürülmesi gereken gerilim ve frekans belirlenmiş olur.

Yukarıdaki blok diyagramında da görüldüğü üzere bu yöntemde kayma sabit kabul edilmiştir. Hâlbuki pratikte kayma yük ile birlikte değişecektir.



Şekil 4.3 V/F Kontrol Blok Diyagramı

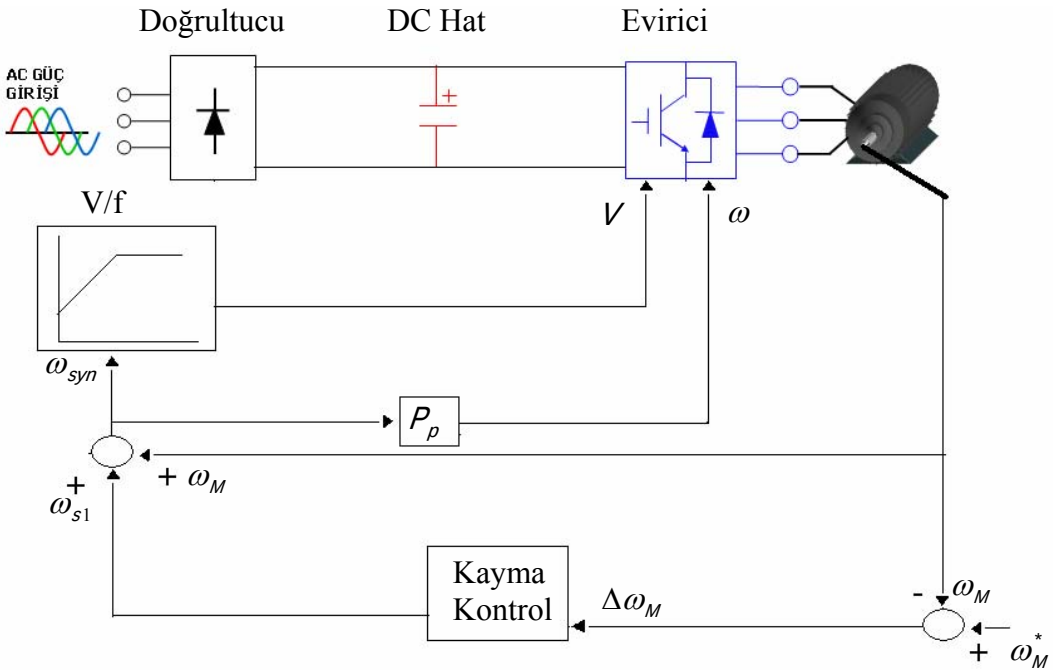
DC hat üzerinden çekilen akım miktarına göre sisteme bir kayma düzenleyicisi eklenerek doğruluk bir miktar daha artırılabilir. Şekil 4.4'de kayma kompansazyon bloğu eklenmiş açık çevrim V/F kontrol blok diyagramı görülmektedir. Günümüz hız kontrol cihazlarında kayma kompansazyonu parametreleri vardır ve operatör bu parametreleri uygun seçerek kaymayı iyileştirebilir.



Şekil 4.4 Kayma Tahmin Edicili V/F kontrol

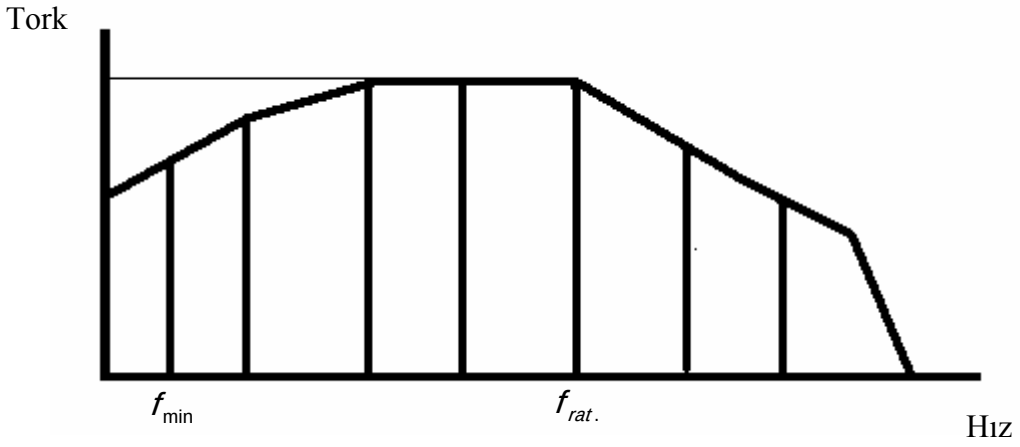
4.4. Kapalı Çevrim Skalar Kontrol

V/F kontrol bloğunda motor miline eklenen geri besleme bilgisi ile gerçek mekanik hız ölçülerek referans hızla kıyaslanır ve aradaki hata miktarı kayma kontrolcüsüne verilerek gerçek hız bilgisi elde edilebilir. Şekil 4.5'de hız sensörü eklenmiş V/F kapalı çevrim kontrol bloğu verilmiştir.



Şekil 4.5 Kapalı Çevrim V/F kontrol Blok Diyagramı

V/F kontrolün dinamik performansı özelikle ani yük değişikliklerindeki cevabı ve düşük hız aralıklarında ki çalışma veriminin düşük olmasına rağmen, yüksek kontrol doğruluğu gerektirmeyen pompa, fan, karıştırıcı ve öğütücü gibi sistemler için uygun ve ekonomik bir çözümdür. Bunun yanında skalar kontrol özel motorlar, bir hız kontrol ile birden çok motorun sürüldüğü uygulamalar ve motorun plaka değerlerinin bilinmediği uygulamalarda tercih edilmelidir. Şekil 4.6'da V/F kontrolde elde edilebilecek tork-hız grafiği gösterilmiştir. Bu eğriden de anlaşıldığı üzerine düşük hız bölgelerinde elde edilen tork düşmektedir.



Şekil 4.6 V/F Kontrol Tork-Hız Karakteristiği

Yukarıda da bahsedildiği gibi bazı uygulamalarda skalar V/F kontrol kullanılması daha uygun olabileceğinden, vektör kontrol ve skalar kontrol yöntemleri hız kontrol cihazlarında seçimli olarak bulunmaktadır. Hız kontrol cihazlarında önceden belirlenmiş sabit V/F karakteristikleri olmasına rağmen kullanıcının tarafında da ayarlanabilen V/F karakteristikleri vardır. Bu ayarlamada kullanıcı minimum, orta ve maksimum gerilim frekans oranını ve kayma kompansazyonunu programlaması gerekir.

4.5 V/F Kontrol de $V_{s,0}$ Gerilimi

Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi düşük hız bölgelerinde hıza karşılık gelen gerilim miktarının düşük olması, stator direnci üzerine düşen gerilimin ihmal edilemeyeceği anlamını taşımaktadır.

Düşük hız bölgesi için $V_{s,0}$ geriliminin hesaplanması aşağıdaki gibi yapılabilir;

$$V_s = V_{s,0} + Kf_{\min} \tag{4.21}$$

Nominal frekans için;

$$k = \frac{V_{rat}}{f_{rat}} \tag{4.22}$$

Çalışılan min frekanstaki kayma;

$$(s_{cr})_{f-\min} = \frac{R_R}{\sqrt{R_s^2 + \left(X_L \frac{f_{\min}}{f_{rat}}\right)^2}} \tag{4.23}$$

Minimum frekansa karşılık düşen gerilim miktarı;

$$(V_s)_{\min} = \sqrt{\frac{2T_{\max.-50Hz}.2\pi f_{\min}\left(\sqrt{R_s^2 + \left(X_L \frac{f_{\min}}{f_{rat}}\right)^2} + R_s\right)}{3P_p}} \tag{4.24}$$

Eşitlik (4.24)' den elde edilen gerilim ve Eşitlik (4.22)'de elde edilen oran Eşitlik (4.21) de yerine konulursa;

$$V_{s,0} = \frac{V_s}{f_{\min} k} \tag{4.25}$$

şeklinde bulunabilir.

Burada minimum frekanstaki kaymanın değerine dikkat edilmelidir. Ayrıca sistemin işletim sırasında ısınmadan kaynaklanan dirençlerdeki değişiklik, skalar kontrolün müdahalesi dışında kalacaktır.

Sonuç olarak skalar kontrol hafif yükler ve tork kontrolü gerekmeyen birçok uygulama için yeterli düzeyde çalışma verimi sağlayabilmektedir.

BÖLÜM 5

VEKTÖR KONTROL METODU

5.1. Matematiksel Tanım

Pek çok AC endüksiyon motor modeli vardır. Vektör kontrol tasarımında kullanılan model, uzay vektör teorisinin kullanılmasıyla elde edilir. 3-fazlı motorun gerilim, akım, manyetik akı vb. büyüklükleri uzay vektörleriyle ifade edilir. Böyle bir model, akım ve gerilimde herhangi bir anda anlık değişim olduğunda geçerli olup hem kararlı halde hem de geçici rejim altında motorun uygun olan performansını açıklar.3-fazlı asenkron motor, uzay vektörleri yardımıyla fazlı motor haline dönüştürülebilir. 2-fazlı motor modeli kullanılarak eşitliklerin sayısı azaltır ve kontrol tasarımı basitleştirilir.

5.1.1. Uzay Vektör Tanımı ve Eksen Sistemindeki Dönüşümler

Uzay vektör kavramı ile zamanla sinüzoidal olarak değişen büyüklükler uzay fazörleri ile gösterilebilir. Elektrik motorlarının uzay vektörle incelenmesi aşağıda belirtilen faydaları sağlamıştır.

- Motorun akım, gerilim ve akı büyüklükleri uzay vektörleri ile ifade edilir.
- Uzay vektörleri matematiksel eşitliklere çevrilir.
- Moment ifadesi çok daha basit hale getirilir.
- Bu yöntemle asenkron motorun etkileşimli denklemleri ayrıştırılır.
- Daha az denklem elde edilir.

Üç fazlı asenkron motorun manyetik devresi stator, rotor ve stator ile rotor arasındaki manyetik akıdan oluşur.

Dengeli üç fazlı asenkron motorda zamanla değişen stator akımlarının $i_{sa}(t), i_{sb}(t), i_{sc}(t)$ toplamları sıfırdır.

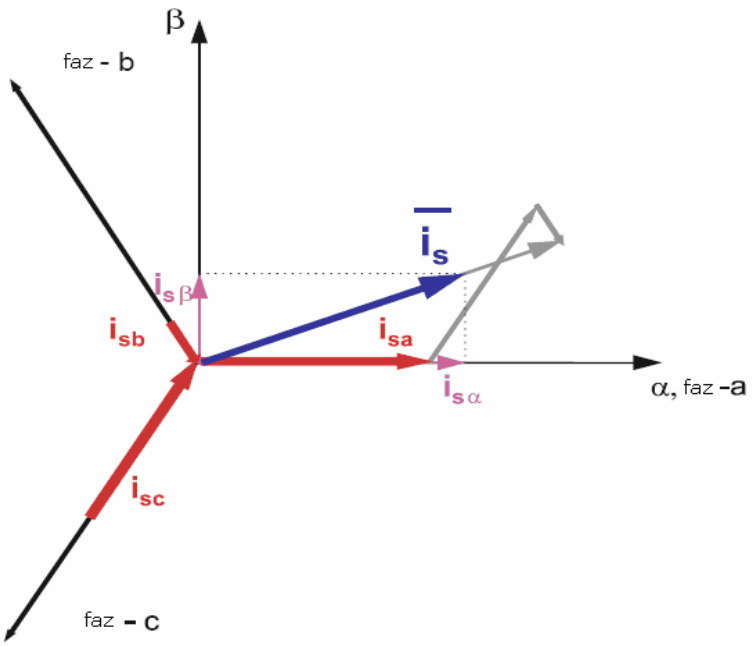
$$i_{sa}(t) + i_{sb}(t) + i_{sc}(t) = 0 \tag{5.1}$$

Stator sargısının efektif sarım sayısı eşit ve

$1, a, a^2$ Uzay operatörleri $a = e^{j2\pi/3}$ ve $a^2 = e^{j4\pi/3}$ olduğu dikkate alınarak stator akımı uzay fazör denklemi;

$$\overrightarrow{i_s(t)} = \frac{2}{3}\left[i_{sa}(t) + a i_{sb}(t) + a^2 i_{sc}(t)\right] \tag{5.2}$$

olarak ifade edilir. Şekil 5.1' de stator akımı uzay vektörünün elde edilişine ait vektör diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 5.1 Stator akımı uzay vektör izdüşümü

Eşitlik 5.2 ile tanımlanan uzay vektör, 2-eksen teorisi yardımıyla ifade edilebilir. Uzay vektörünün gerçek ve sanal bileşenleri bir dik eksen sisteminde gösterilirse stator akım uzay vektörü Eşitlik 5.3' deki gibi yazılabilir.

$$\vec{i_s} = i_{s\alpha}(t) + ji_{s\beta}(t) \tag{5.3}$$

Gerçek ve sanal eksenleri ayrıştırılırsa;

$$i_{s\alpha}(t) = \frac{2}{3}\left[i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc}\right] \tag{5.4}$$

$$i_{s\beta}(t) = \frac{2}{3}.\frac{\sqrt{3}}{2}\left[i_{sb} - i_{sc}\right] \tag{5.5}$$

Stator akımlarına bağlı sabit α - β koordinat sisteminde tanımlanan sistem modeli aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir.

Stator gerilimi;

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt}\phi_{s\alpha} \tag{5.6}$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt}\phi_{s\beta} \tag{5.7}$$

Rotor gerilimi;

$$V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt}\phi_{r\alpha} + \omega\phi_{r\beta} \tag{5.8}$$

$$V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt}\phi_{r\beta} - \omega\phi_{r\alpha} \tag{5.9}$$

Stator ve rotor akı eşitlikleri;

$$\phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \tag{5.10}$$

$$\phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \tag{5.11}$$

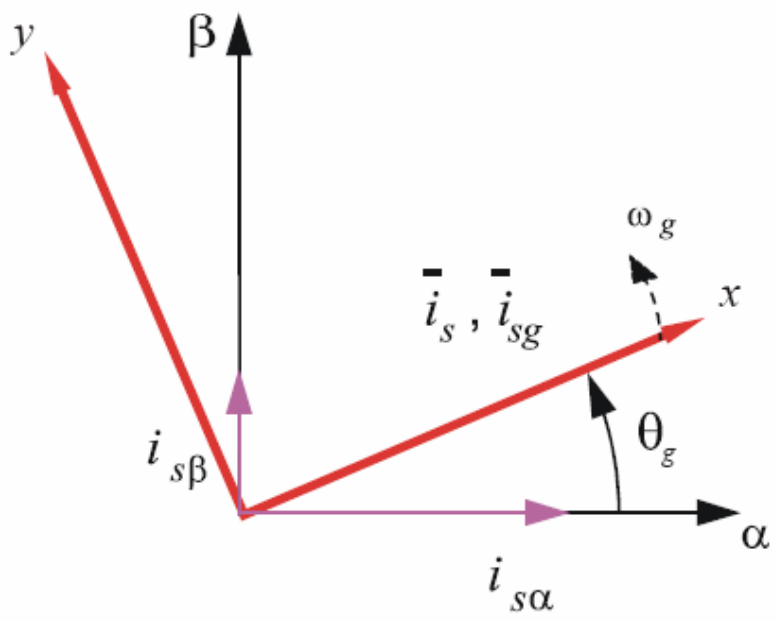
$$\phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \tag{5.12}$$

$$\phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \tag{5.13}$$

Elektromanyetik tork;

$$M_e = \frac{3}{2}p_p\ (\phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \phi_{s\beta}i_{s\alpha}) \tag{5.14}$$

Genel referans ($\alpha - \beta$) eksen sistemine göre, x-y eksen sisteminde $\omega_g = d\phi_g / dt$ hızı ile dönmekte olup her iki eksen sistemin vektör diyagramı Şekil 5.2' de gösterilmiştir.



Şekil 5.2 Genel Referans Çerçevesi

Stator akımı uzay vektörü ω_g hızı ile dönen x-y eksen sisteminde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\overrightarrow{i_{sg}} = \overrightarrow{i_s} e^{j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy} \tag{5.15}$$

Rotora bağlı referans eksen sisteminde (rα), rotor açısı θ_r ile stator referans çerçevesinin direk açısı ile yer değiştirir. Genel referans ekseninin gerçek ekseni (x) ile referans çerçevesinin gerçek ekseni arasındaki açı rotorla (rα) dönen θ_g-θ_r dir. Rotor akımlarının uzay vektörü şu şekilde ifade edilir:

$$\overrightarrow{i_{rg}} = \overrightarrow{i_r} e^{j(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + j i_{ry} \tag{5.16}$$

AC endüksiyon motor modeli çoğunlukla vektör kontrol algoritmaları için kullanılır. Vektör kontrolün amacı yüksek dinamik performans üreten ve DC makineleri kontrol etmek için kullanılanlara benzer kontrol çerçevelerini gerçekleştirmektir. Bunu başarabilmek için referans çerçeveleri stator akı bağlantıları, rotor akı bağlantıları

uzay vektörü veya mıknatıslanma uzay vektörü ile bağlantılı olmalıdır. En yaygın referans çerçevesi rotor akı uzay vektörü ile d-q bağlantılı olandır. d-q koordinat eksenine dönüştürüldükten sonra motor modeli eşitlikleri;

Stator ve rotor gerilimleri;

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt}\phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \tag{5.17}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt}\phi_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \tag{5.18}$$

$$V_{rd} = 0 = R_s i_{rd} + \frac{d}{dt}\phi_{rd} - (\omega_s - \omega)\phi_{rq} \tag{5.19}$$

$$V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt}\phi_{rq} - (\omega_s - \omega)\phi_{rd} \tag{5.20}$$

Elektromanyetik akı;

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \tag{5.21}$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \tag{5.22}$$

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \tag{5.23}$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \tag{5.24}$$

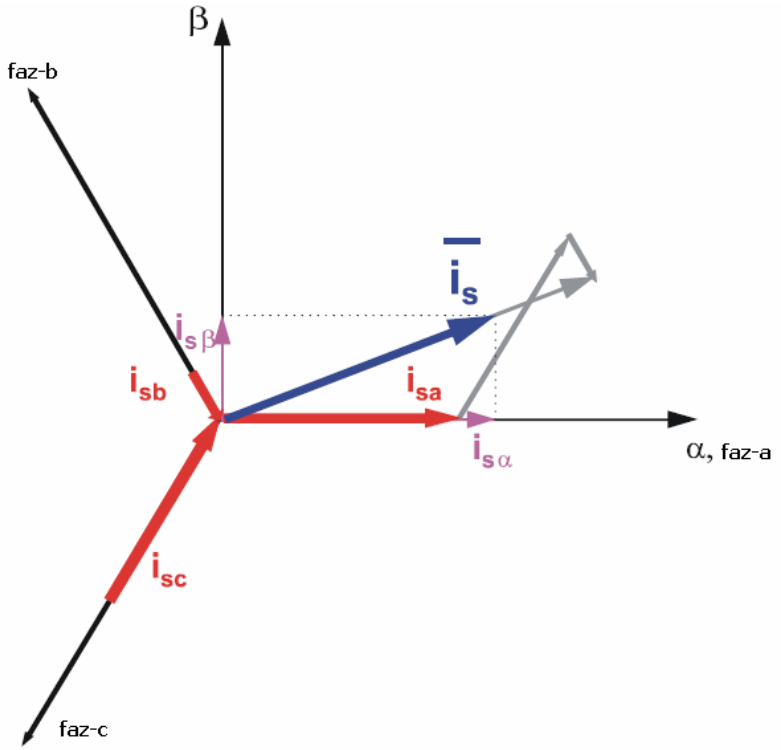
Elektromanyetik tork;

$$M_e = \frac{3}{2} p_p (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \tag{5.25}$$

5.1.1.1 İleri ve Geri Clarke Dönüşümleri

İleri Clarke dönüşümü 3-fazlı a,b,c sistemini 2-fazlı koordinat sistemi α-β'ya dönüştürür.

Şekil 5-3 uzay vektörün grafiksel yapısını ve 3-fazlı sistemden dönüşümü göstermektedir.



Şekil 5.3 Clarke Dönüşümü

a ve α eksenlerinin aynı yönde olduğunu farz edelim. Faz stator akımları $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ ile 3-fazlı stator akımları arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir:

$$i_{s\alpha} = k\,[\,i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc}\,] \tag{5.26}$$

$$i_{s\beta} = k\,\frac{\sqrt{3}}{2}\,(i_{sb} - i_{sc}) \tag{5.27}$$

Sabit güç değişken niceliği k=2/3 dür. Bu durumda i_{sa} ve $i_{s\alpha}$ nicelikleri eşittir. Dengeli sistemde $i_{sa}(t) + i_{sb}(t) + i_{sc}(t) = 0$ olduğu farz edilirse 3-fazlı sistemin 2-fazı gösterilerek açıklanabilir:

$$i_{s\alpha} = i_{sa} \tag{5.28}$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{sb} \tag{5.29}$$

Ters Clarke dönüşümü 2-fazdan (α-β) 3-fazlı $i_{sa}(t), i_{sb}(t), i_{sc}(t)$ dönüşümdür. k=2/3 sabiti için aşağıdaki eşitlikler verilmiştir.

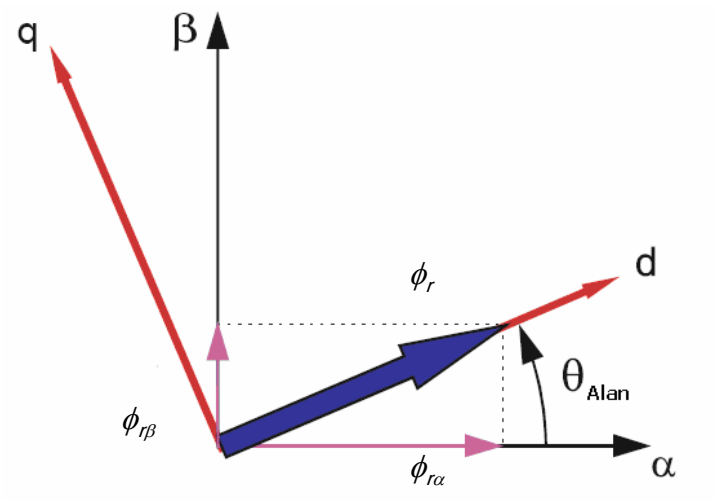
$$i_{sa} = i_{s\alpha} \tag{5.30}$$

$$i_{sb} = \frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \tag{5.31}$$

$$i_{sc} = \frac{1}{2} i_{s\alpha} \quad \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \tag{5.32}$$

5.1.1.2 İleri ve Geri Park Dönüşümleri

$i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ bileşenleri stator referans çerçevesi α,β'ya bağlantılı olarak Clarke dönüşümü ile hesaplanır. Vektör kontrolde tüm niceliklerin aynı referans çerçevesinde ifade edilmesi gereklidir. Stator referans çerçevesi kontrol prosesleri için uygun değildir. Uzay vektörü $\overline{i_s}$, faz akımının açısal frekansına eşit bir oranda dönmektedir. $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ bileşenleri zamana ve hıza bağlıdır. Biz bu bileşenleri stator referans çerçevesinden d-q referans çerçevesine faz akımının açısal frekansı ile aynı hızda döndürebiliriz. Böylece i_{sd} ve i_{sq} zamandan ve hızdan bağımsız olacaktır. Eğer d-eksenin rotor akısı ile bağlantılı olduğunu göz önünde bulundurursak, θ_{alan} 'nın rotor akısı konumu olduğu Şekil 5.4' deki dönüşümde gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Park Dönüşümü

d-q referans çerçevesindeki akım uzay vektörü bileşenleri i_{sd} ve i_{sq} aşağıdaki eşitliklerle ifade edilmiştir:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos\theta_{alan} + i_{s\beta} \sin\theta_{alan} \tag{5.33}$$

$$i_{sq} = i_{s\alpha} \sin\theta_{alan} + i_{s\beta} \cos\theta_{alan} \tag{5.34}$$

i_{sd} bileşeni akı üreten bileşen olarak ve i_{sq} eksen bileşeni tork üreten bileşen olarak adlandırılır. Bunlar zaman sabit nicelikleri olup bunlarla akı ve tork kontrolü kolayca yapılabilir. DSP üzerinde trigonometrik fonksiyonları kullanmamak için bölme işlemi kullanılarak doğrudan $\sin\theta_{Alan}$ ve $\cos\theta_{Alan}$ hesaplanabilir. Bunlar aşağıdaki eşitliklerle ifade edilir:

$$\phi_{rd} = \sqrt{\phi_{r\alpha} + \phi_{r\beta}} \tag{5.35}$$

$$\sin\theta_{Alan} = \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{rd}} \tag{5.36}$$

$$\cos\theta_{Alan} = \frac{\phi_{r\alpha}}{\phi_{rd}} \tag{5.37}$$

d-q koordinat sisteminden α,β koordinat sistemine ters Park dönüşümü aşağıdaki eşitlilerle ifade edilmiştir.

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos\theta_{alan} + i_{sq} \sin\theta_{alan} \tag{5.38}$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin\theta_{alan} + i_{sq} \cos\theta_{alan} \tag{5.39}$$

5.2. Vektör Kontrolüne Giriş

Asenkron motorların yapılarından kaynaklanan sınırlayıcı özellikleri vardır. Çıkış torkunun denetimini kısıtlayan özelliklerinden bazıları aşağıda verilmiştir.

- Hız-Tork karakteristiğinin, aynı yük ve torkunda kararlı ve karasız çalışma noktalarının olması ani hız-tork değişimlerinde motoru karasızlığa götürmektedir.
- Serbest uyartımlı DC motorlardaki uyarma ve rotor devrelerinin bağımsız denetiminin asenkron motorlarda olmaması.

DC motorlar ideal hız kontrolü sağlamasına rağmen bakım gerektirmeleri ve aynı güçteki asenkron motorlardan daha pahalı olmaları kullanım alanlarını sınırlamıştır. Buna karşın güç elektroniğinde ve kontrol sistemlerinde meydana gelen gelişmeler asenkron motor kontroldeki dezavantajları kaldırmıştır. Vektör kontrol yöntemiyle DC motorlardaki verimler elde edilecektir.
Asenkron motorlarda vektör kontrolü 3 farklı şekilde gerçekleştirilmektedir.

1. Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol
2. Stator Alan Yönlendirmeli Kontrol
3. Mıknatıslama Alan Yönlendirmeli Kontrol

İnceleyeceğimiz hız kontrol cihazı rotor alan yönlendirme prensibine göre çalıştığından rotor alan yönlendirmeli kontrol detaylı anlatılacak diğer yöntemler hakkında temel bilgiler verilecektir.

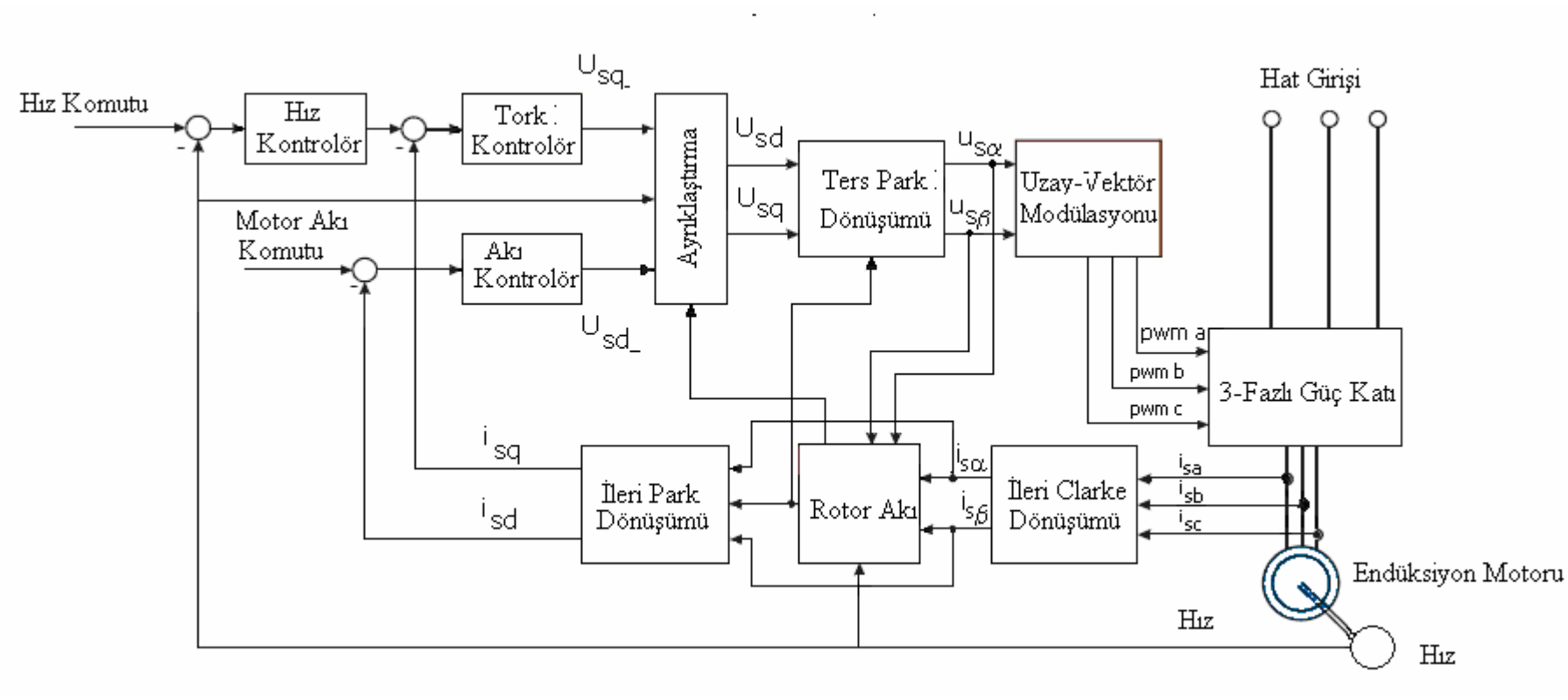
5.2.1. Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol

Vektör kontrol metodu kullanılarak yapılan kontrolde motor torku için verilen ifade DC motorun torku için verilen ifadeye benzerdir. Endüksiyon motorunun stator akımları d-q koordinat sisteminde akı ve tork üreten bileşenlerine ayrılabilir. Buradaki d-eksen rotor akı uzay vektörü ile aynı düzlemdedir. Bu da rotor akı uzay vektörü q-ekseni bileşenlerinin her zaman sıfır olduğu anlamına gelir.

$$\frac{d}{dt}\phi_{rq} = 0 \tag{5.40}$$

Şekil 5.7 endüksiyon motoru vektör kontrolünün temel yapısını göstermektedir. Vektör kontrolü yapmak için aşağıdaki adımları izlemek gerekir:

- Motor büyüklükleri ölçülür (Faz gerilimleri ve akımları)
- Bunlar Clarke dönüşümü kullanılarak 2 fazlı sisteme (α,β) dönüştürülür
- Rotor fluks uzay vektörünün genlik ve konum açısı hesaplanır
- Stator akımları Park dönüşümü kullanılarak d-q koordinat sistemine dönüştürülür
- Stator akımı tork (i_{sq}) ve akıyı (i_{sd}) üreten bileşenler ayrı kontrol edilir.
- Ayrıklaştırma kullanılarak çıkış stator gerilimi uzay vektörü hesaplanır
- Stator gerilimi uzay vektörü ters Park dönüşümü ile d-q koordinat sisteminden stator ile sabitlenmiş 2-fazlı ($\alpha - \beta$) sisteme dönüştürülür
- Uzay vektör modülasyonu kullanılarak 3-fazlı çıkış gerilimi üretilir



Şekil 5.5 Vektör Kontrol Blok Diyagramı

Endüksiyon motor vektör kontrolünde rotor akı uzay vektör genlik ve konumu anahtar bilgidir. Rotor manyetik akı uzay vektörünü temin etmenin pek çok metodu vardır. Uygulanan akı modeli, izlenen rotor hızını ve stator akım ve gerilimine ihtiyaç gösterir. Bunlar statora bağlı sabit referans çerçevesinde (α,β) hesaplanır. Rotor akının hesaplanan değerdeki hatası sıcaklıktaki değişimlerden etkilenebilir ve bu akının modeli için göz ardı edilebilir.

Rotor alan yönlendirme de değişkenlerimiz stator akımı ve rotor akısıdır. Bu yüzden rotor akımı ve stator akısı aşağıdaki gibi düzenlenir.

ω_e hızında dönen sistem referanstır.

$$I_r^e = \frac{1}{L_r}(\phi_r^e - L_m I_s^e) \tag{5.41}$$

$$\phi_s^e = \sigma L_s I_s^e + \frac{L_m}{L_r}\phi_r^e \tag{5.42}$$

Referans koordinat çerçevesi rotor akısı üzerine yerleştirilir. Bu sebepten referans açısal hız ve rotor akısı d-eksen üzerindedir. Bu durumda,

$$\phi_r^e(t) = \phi_{rd}^e(t), \quad \phi_{rq}^e(t) = 0 \tag{5.43}$$

dır.

d-eksen üzerine yerleştirilen rotor akısı;

$$I_r^e R_r + \frac{d\phi_r^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_r)\phi_r^e = 0 \tag{5.44}$$

$$I_r^e = \frac{1}{L_r}(\phi_r^e - L_m I_s^e) \tag{5.45}$$

şeklinde yazılabilir.

Eşitlik (5.44), (5.43) de yerine konulursa,

$$\frac{R_r}{L_r}(\phi_r^e - L_m I_s^e) + \frac{d\phi_r^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_r)\phi_r^e = 0 \tag{5.46}$$

elde edilir.

Eşitlik (5.42), (5.45)' de yerleştirilirse;

$$\frac{R_r}{L_r}(\phi_{rd}^e - L_m(I_{sd}^e + jI_{sq}^e)) + \frac{d\phi_{rd}^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_r)\phi_{rd}^e = 0 \tag{5.47}$$

$$\frac{R_r}{L_r}(\phi_{rd}^e - L_m I_{sd}^e) + \frac{d\phi_{rd}^e}{dt} = 0 \tag{5.48}$$

$$\frac{R_r L_m}{L_r} I_{sq}^e = (\omega_e - \omega_r)\phi_{rd}^e \tag{5.49}$$

elde edilir.

Rotor zaman sabiti $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ şeklinde tanımlanırsa (5.50)

Eşitlik (5.47),

$$\tau_r \frac{d\phi_{rd}^e}{dt} + \phi_{rd}^e = L_m I_{sd}^e \tag{5.51}$$

şeklinde yazılabilir. Kayma hızı

$$\omega_e - \omega_r = \omega_{s1} \tag{5.52}$$

olduğu dikkate alınırsa

Eşitlik (5.48),

$$\omega_{s1} = \frac{L_m}{\tau_r \iota_{rd}^e} I_{sq}^e \tag{5.53}$$

şeklinde elde edilir.

Stator gerilimi akımı ve rotor akısı arasında

$$I_s^e R_s + \frac{d\phi_s^e}{dt} + j\omega_e \phi_s^e = V_s \tag{5.54}$$

$$\phi_s^e = \sigma L_s I_s^e + \frac{L_m}{L_r}\phi_r^e \tag{5.55}$$

$$V_s = I_s^e R_s + \frac{d}{dt}(\sigma L_s I_s^e + \frac{L_m}{L_r}\phi_r^e) + j\omega_e(\sigma L_s I_s^e + \frac{L_m}{L_r}\phi_r^e) \tag{5.56}$$

ifadeleri yazılabilir. Burada σ kaçak endüktans sabiti olup,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \tag{5.57}$$

dir.

Stator geliminin gerçek kısmı;

$$V_{sd}^e = I_{sd}^e R_s + \sigma L_s \frac{dI_{sd}^e}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\phi_{rd}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s I_{sq}^e \tag{5.58}$$

$$I_{sd}^e R_s + \sigma L_s \frac{dI_{sd}^e}{dt} + \frac{L_m}{L_r}(\frac{L_m}{\tau_r} I_{sd}^e - \frac{\phi_{rd}^e}{\tau_r}) - \omega_e \sigma L_s I_{sq}^e = V_{sd}^e \tag{5.59}$$

Sanal kısmı;

$$I_{sq}^{e}R_s + \sigma L_s \frac{dI_{sq}^{e}}{dt} + \omega_e \sigma L_s I_{sd}^{e} + \omega \frac{L_m}{L_r}\phi_{rd}^{e} = V_{sq}^{e} \tag{5.60}$$

$$I_{sq}^{e}R_s + \sigma L_s \frac{dI_{sq}^{e}}{dt} + \omega_e \sigma L_s I_{sd}^{e} + \omega_e \frac{L_m}{L_r}\phi_{rd}^{e} + \frac{L_m^2}{\tau_r L_r} I_{sq}^{e} = V_{sq}^{e} \tag{5.61}$$

şeklinde elde edilir.

d-eksen giriş gerilimi sadece d-eksen akımını ve q-eksen giriş gerilimi sadece q-eksen akımını etkileye bilmesi için aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$V_{sd}^{e^*} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}^{e}}{dt} + I_{ds}^{e}(R_s + \frac{L_m^2}{\tau_r L_r}) \tag{5.62}$$

$$V_{sq}^{e^*} \sigma L_s \frac{dI_{sd}^{e}}{dt} + I_{sq}^{e}(R_s + \frac{L_m^2}{\tau_r L_r}) \tag{5.63}$$

$$I_{rq}^{e} = -\frac{L_m}{L_r} I_{sq}^{e} \tag{5.64}$$

Elektriksel tork;

$$M_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} I_{sq}^{e}\phi_{rd}^{e} \tag{5.65}$$

şeklinde yazılabilir.

Tork komutu ile q-eksen akım komutu arasındaki bağıntı;

$$I_{sq}^{e^*} = \frac{2}{3} p_p \frac{L_r}{L_m} \frac{M_e^*}{\phi_{rd}^{e}} \tag{5.66}$$

d-eksen akımı akıyı, q-eksen akımı torku kontrol eder.

5.2.2. Stator Alan Yönlendirmeli Kontrol

Asenkron motorun dinamik eşitlikleri olan 5.21 ve 5.22 eşitlikleri 5.25' de yerine konulursa tork ifadesi

$$M_e = \frac{3}{2} p_p L_m (I_{rd}^{e} I_{sq}^{e} - I_{sd}^{e} I_{rq}^{e}) \tag{5.67}$$

şeklinde elde edilir.

Stator akımı ve stator akısı durum değişkenleridir. Bu yüzden rotor akım ve akısı aşağıdaki şekilde olmalıdır.

$$I_r^e = \frac{1}{L_m}(\phi_s^e - L_s I_s^e) \tag{5.68}$$

$$\phi_r^e = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} + \frac{L_r}{L_m}\phi_s^e \tag{5.69}$$

Referans koordinat çerçevesi stator akısında yerleştirilir. Bu sebepten dolayı referans açısal hız ve stator akısı d ekseni üzerindedir. Bu durumda aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$\phi_s^e(t) = \phi_{sd}^e(t), \quad \phi_{sq}^e(t) = 0 \tag{5.70}$$

Eşitlik (5.19)' da (5.52) ve (5.53) eşitlikleri yerleştirilirse

gerçek kısmı;

$$R_r\phi_{sd}^e + L_r\frac{d\phi_{sd}^e}{dt} + \varpi_{s1}\sigma L_s L_r I_{sq}^e = R_r L_s I_{sd}^e + \sigma L_s L_r\frac{dI_{sd}^e}{dt} \tag{5.71}$$

Sanal kısmı;

$$R_r L_s I_{sd}^e + \sigma L_s L_r\frac{dI_{sq}^e}{dt} \tag{5.72}$$

şeklinde elde edilir.

Eşitlik 5.55'den

$$I_{sd}^e = \frac{1+\tau_r p}{L_s(1+\sigma\tau_r p)}\phi_{sd}^e + \frac{\omega_{s1}\sigma\tau_r}{1+\sigma\tau_r p}I_{sq}^e \tag{5.73}$$

Akının sadece d-eksen akımına bağlı olması için ayrıştırma yapmak gerekmektedir.

$$I_{sd}^e = I_{sd}^{e^*} + \frac{\omega_{s1}\sigma\tau_r}{1+\sigma\sigma_r p}I_{sq}^e \tag{5.74}$$

olduğundan

$$I_{sd}^{e^*} = \frac{1+\tau_r p}{L_s(1+\sigma\tau_r p)}\phi_{sd}^e \tag{5.75}$$

$$\omega_{s1} = \frac{L_s(1+\sigma\tau_r p)I_{sq}^e}{\tau_r(\phi_{sd}^e - \sigma L_s I_{sd}^e)} \tag{5.76}$$

şeklinde elde edilir.

Stator geriliminin

gerçek kısmı

$$I_{sd}^e R_s + \frac{d\phi_{sd}^e}{dt} = V_{sd}^e \tag{5.77}$$

Sanal kısmı

$$I_{sq}^{e} R_s + \omega_e \phi_{sd}^{e} = V_{sq}^{e} \tag{5.78}$$

şeklinde elde edilir.

d eksen giriş geriliminin sadece d eksen akımını ve q eksen giriş geriliminin sadece q eksen akımı etkileyebilmesi için ayrıştırma yapılmalıdır.

Gerçek kısmı için ayrıştırma gerilimi,

$$V_{sd}^{e^*} = I_{sd}^{e} R_s + \frac{d\phi_{sd}^{e}}{dt} \tag{5.79}$$

şeklinde elde edilir.

Sanal kısım için ayrıştırma gerilimi,

$$V_{sq}^{e^*} = I_{sq}^{e} R_s \tag{5.80}$$

dir.

Elektriksel tork,

$$M_e(t) = \frac{3p_p}{2} I_{sq}^{e} \phi_{sd}^{e} \tag{5.81}$$

şeklinde yazılır.

Tork q eksen akımına bağlı olarak,

$$I_{sq}^{e^*} = \frac{2}{3p_p} \frac{M_e^*}{\phi_{sd}^{e^*}} \tag{5.82}$$

şeklinde elde edilir.

d-eksen akımı akı seviyesini q- eksen akımı tork seviyesini kontrol eder.

5.2.3. Mıknatıslanma Alan Yönlendirme

Benzer şekilde bu kez de mıknatıslanma akısı bizim değişkenlerimiz olduğundan ifadelerimiz mıknatıslanma akısı cinsinde yazılmalıdır.

Stator akısı yönlendirme de ifade edilen formüller mıknatıslanma aksı için yazılabilir.

$$V_{md}^{e} = (R_s + (L_s - L_m)p) I_{md}^{e} + ((-\omega_e)(L_s - L_m)) I_{mq}^{e} + \phi_{md}^{e} \tag{5.83}$$

$$V_{mq}^{e} = (\omega_e (L_s - L_m)) I_{md}^{e} + (R_s + (L_s - L_m)p) I_{mq}^{e} + \omega_e \phi_{md}^{e} \tag{5.84}$$

Ayrıştırma yapıldığında

$$V_{mq}^{e^*} = I_{sd}^{e}(\omega_e(L_s - L_m)) + \omega_e \phi_{md}^{e} \tag{5.85}$$

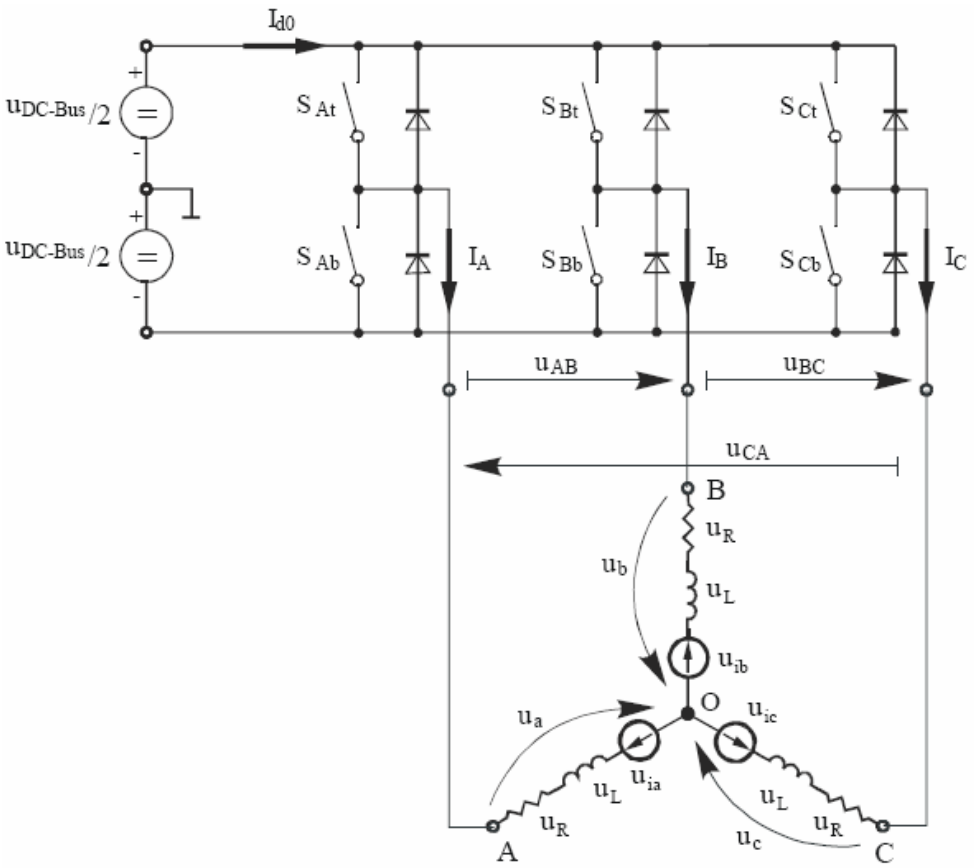
$$V_{md}^{e^*} = ((-\omega_e)(L_s - L_m))I_{mq}^{e} + p\phi_{md}^{e} \tag{5.86}$$

Elektriksel tork;

$$M_e = \frac{3}{2} p_p I_{mq}^{e} \phi_{md}^{e} \tag{5.87}$$

5.2.4 Uzay Vektör Modülasyonu

Uzay vektör modülasyonu (SVM), stator gerilim vektörlerini doğrudan α,β koordinat sisteminden darbe genişlik modülasyon (PWM) sinyallerine dönüştürebilir. 3-fazlı güç katı konfigürasyonuna ilişkin sekiz farklı anahtarlama durumu (vektörleri) mümkündür. α,β koordinatlarında tanımlanan altı tane sıfır olmayan vektör; U_0, U_{60}, U_{120}, U_{180}, U_{240}, U_{300} ve iki tane sıfır vektör; O_{000} ve O_{111} bulunmaktadır.

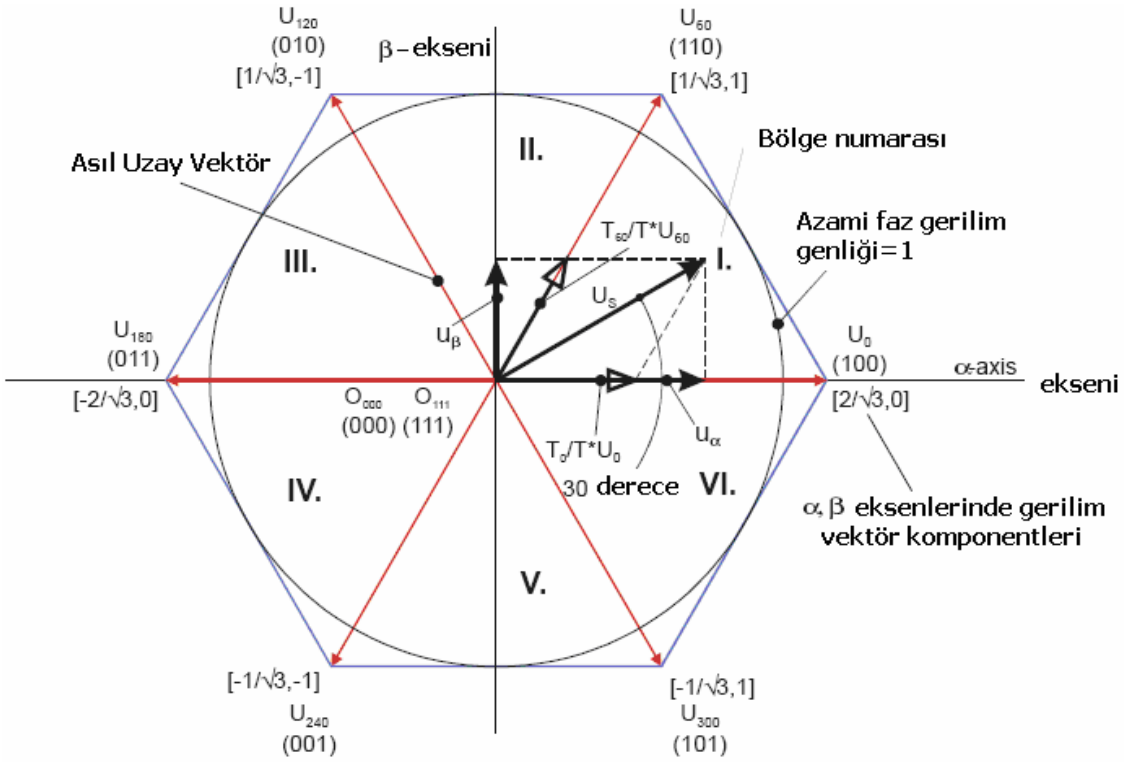


Şekil 5.6 Güç Katı Diyagramı

Her bir gerilim vektörü için, güç katının On/Off konumu kombinasyonu Şekil 5.9'da parantez içinde 3 haneli sayı olarak kodlanmıştır. Her hane bir fazı temsil etmektedir. Her bir faz için, 1 değeri, üst anahtarın On konumu ve alt anahtarın Off konumu demektir. 0 değeri ise üst anahtarın Off konumu ve alt anahtarın On konumu demektir. Bu konumların hepsi birlikte Tablo 5.1'de listelenen anlık hatlar arası anlık çıkış gerilimlerini, faz gerilimlerini ve gerilim vektörlerini belirtmektedir.

Tablo 5-1. Anahtarlama Paterni ve anlık hatlar arası ve faz gerilimleri sonuçları

a	**b**	**c**	$\mathbf{u_a}$	$\mathbf{u_b}$	$\mathbf{u_c}$	$\mathbf{u_{AB}}$	$\mathbf{u_{BC}}$	$\mathbf{U_{CA}}$	**Vektör**
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0_{000}
1	0	0	$2u_{DCBUS}/3$	$-u_{DCBUS}/3$	$-u_{DCBUS}/3$	u_{DCBUS}	0	$-u_{DCBUS}$	U_0
1	1	0	$u_{DCBUS}/3$	u_{DCBUS}	$-2u_{DCBUS}/3$	0	u_{DCBUS}	$-u_{DCBUS}$	U_{60}
0	1	0	$-u_{DCBUS}/3$	$2u_{DCBUS}/3$	$-u_{DCBUS}/3$	$-u_{DCBUS}$	u_{DCBUS}	0	U_{120}
0	1	1	$-2u_{DCBUS}/3$	$u_{DCBUS}/3$	$u_{DCBUS}/3$	$-u_{DCBUS}$	0	u_{DCBUS}	U_{240}
0	0	1	$-u_{DCBUS}/3$	$-u_{DCBUS}/3$	$2u_{DCBUS}/3$	0	$-u_{DCBUS}$	u_{DCBUS}	U_{300}
1	0	1	$u_{DCBUS}/3$	$-2u_{DCBUS}/3$	$u_{DCBUS}/3$	u_{DCBUS}	$-u_{DCBUS}$	0	U_{360}
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0_{111}



Şekil 5.7. Temel Uzay Vektörleri ve Gerilim Vektör İzdüşümü

SVM' nin ana prensibi, U_{xxx} ve O_{xxx} gerilim vektörlerinin örneğin PWM zamanı T_{PWM} 'nin "ortalama vektör" 'ünün istenen gerilim vektörüne eşit olduğu durumlar için uygulanmasıdır. Bu metot PWM zamanı süresince sıfır ve sıfır olmayan vektörlerin en büyük değişkenlik düzenlenmesini verir. Biri bu vektörlerin anahtarlama kayıplarını azaltırken, diğeri de merkez-bağlantılı PWM, kenar-bağlantılı PWM, minimum anahtarlama vb. farklı sonuçlara yaklaşmak isteyebilir.

SVM seçerken aşağıdaki kurallar tayin edilir:

İstenen uzay gerilim vektörü asıl bölge vektörlerine uygulanarak oluşturulur: diğer bölge üzerindeki sıfır olmayan vektörler (U_x, $U_{\pm 60}$) ve sıfır olan vektörler (O_{000} veya O_{111}).

Aşağıdaki ifadeler temel SVM' yi tanımlar:

$$T_{PWM} \,.\, V_{S[\alpha,\beta]} = T_1 \,.\, U_X + T_2 \,.\, U_{X\pm 60} + T_0 \,.\, (O_{000} \vee O_{111}) \tag{5.88}$$

$$T_{PWM} = T_1 + T_2 + T_0 \tag{5.89}$$

T_0, T_1 ve T_2 zaman aralıklarını çözmek için $U_{s[\alpha,\beta]}$ uzay gerilim vektörünü V_x, $V_{\pm 60}$ asıl bölge vektörleri yönüne ayrıştırmak gereklidir. Eşitlik 5.65, Eşitlik 5.67 ve Eşitlik 5.68' ye ayrılır.

$$T_{PWM} \,.\, V_{SX} = T_1 \,.\, V_X \tag{5.90}$$

$$T_{PWM} \,.\, V_{S(X\pm 60)} = T_2 \,.\, U_{X\pm 60} \tag{5.91}$$

Yukarıdaki denklemler çözülerek, doğru stator gerilimi üretmek için PWM zamanı T_{PWM} süresince V_x, $V_{\pm 60}$ asıl bölge vektörlerinin uygulama için gerekli süresi hesaplanabilir.

V_X vektörü için;

$$T_1 = \frac{|V_{SX}|}{|V_X|} T_{PWM} \tag{5.92}$$

$V_{X\pm 60}$ vektörü için;

$$T_2 = \frac{|V_{SX}|}{|V_{X\pm 60}|} T_{PWM} \tag{5.93}$$

O_{000} için veya O_{111} için;

$$T_0 = T_{PWM} \quad (T_1 + T_2) \tag{5.94}$$

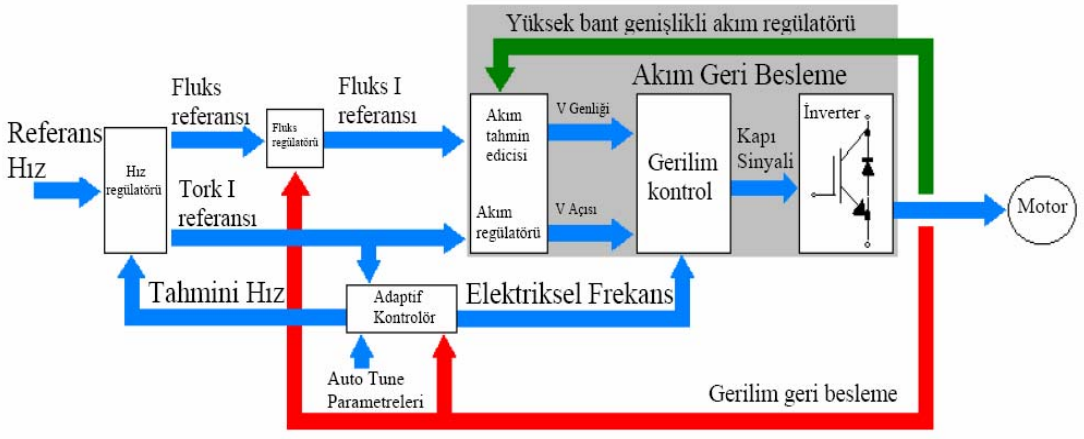
ifadeler elde edilir.

5.2.4. Sensörsüz Vektör Kontrol

Vektör kontrol yönetimi motorun sabit parametrelerine doğrudan bağımlı olması makinenin ısınması ile beraber değişmesi ayrıca hızın bir enkoder veya takojeneratör gibi sensörlere ihtiyaç duyması akı ölçülmesi için hall sensörlerine ihtiyaç duyulması gibi sebepler sensörsüz vektör kontrolün gelişmesini sağlamıştır. Dahili olarak yerleştirilen gözlemleyici devreleri ve yazılımlarıyla, stator akım ve geriliminden faydalanarak hız ve tork hesaplanabilmektedir.

Sensörsüz vektör kontrol yöntemi yüksek hızda sayısal işlem gerektirdiğinden DSP lerle çözümler üretilebilmektedir. Gözlemleyici tasarımı bu kontrol yönteminin doğruluğunu belirlediğinden yazılım mühendisliği burada ön plana çıkmaktadır.

Günümüz hız kontrollerinde sensörsüz vektör kontrolü ile 3Hz %150 tork elde etmek mümkün olmaktadır.



Şekil 5.8. Sensörsüz Vektör Kontrol

BÖLÜM 6

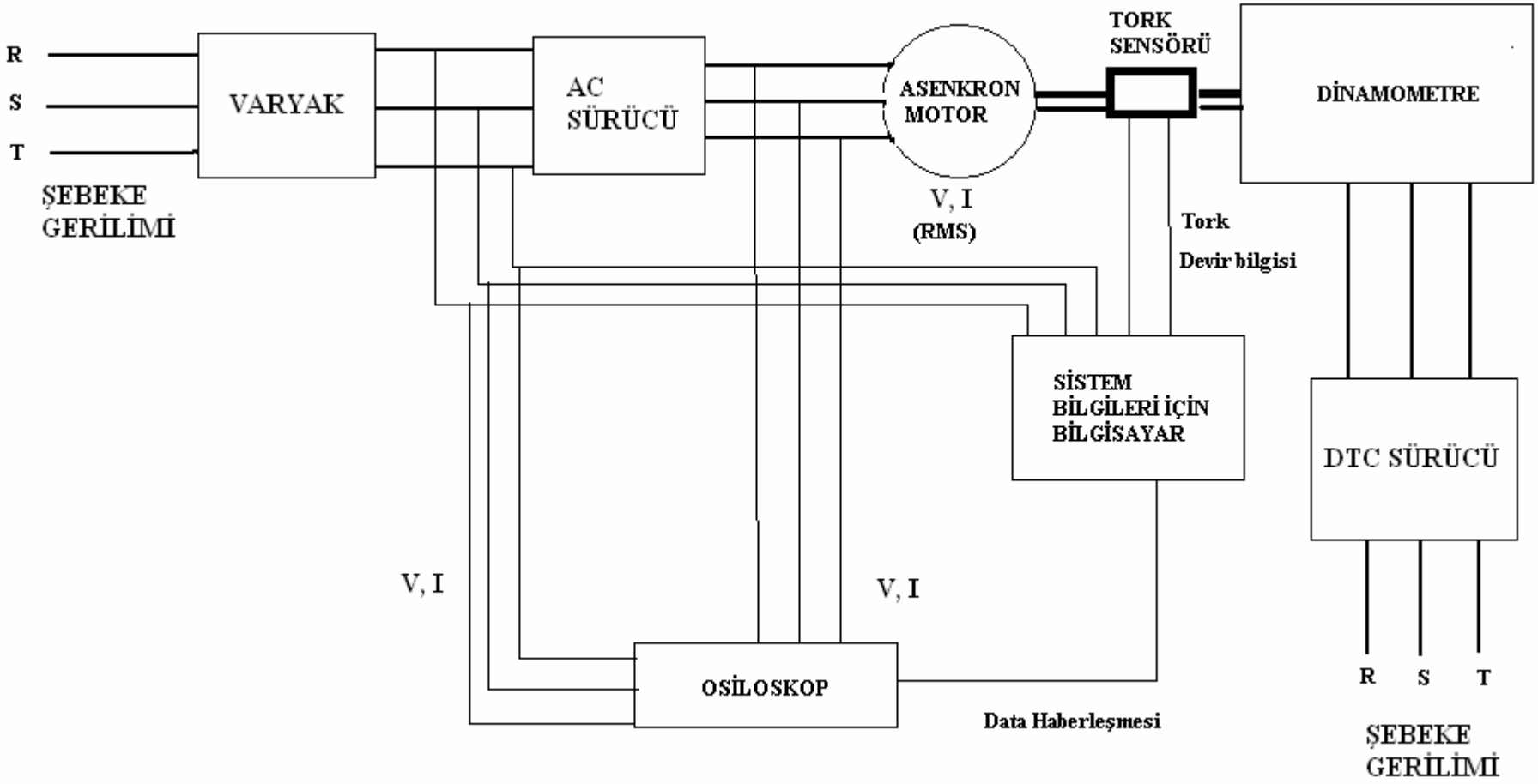
V/F VE VEKTÖREL KONTROL PERFORMANSLARI

6.1. GİRİŞ

Bu bölümde MOTEST test sistemi kullanılarak skalar ve vektörel kontrolün performansları akım ve gerilim dalga şekilleri ile oluşan harmonikler incelenmiştir. Hız kontrol cihazının her iki yöntemde de performans artırılması için parametre ayarları yapılarak sonuçlar değerlendirilmiştir.

6.2. TEST DÜZENEĞİ

MOTEST test düzeneğinin sistem elemanlarının yerleşimi Şekil 6.1' de verildiği gibidir. Şebekeden alınan 380VAC üç faz gerilim varyak aracılığı ile deneylerini yaptığımız hız kontrol cihazını beslemektedir. Hız kontrol cihazı sincap kafes asenkron motorunu sürmektedir. Asenkron motorun milinde tork ve devir bilgisini aldığımız sensörümüz ve milin diğer ucunda tork oluşumunu sağlayan büyük güçlü bir motor ve bu motoru süren ve sabit tork üretebilen bir başka sürücü bulunmaktadır.



Şekil 6.1 MOTEST Test Düzeneği ve Sistem Elemanlarının Yerleşimi

6.2.1. Sistem Elemanları

Varyak: Şebekeden alınan 380VAC üç faz gücün istenilen gerilim değerinde hız kontrol cihazının beslenmesini sağlar.

Hız Kontrol Cihazı:

Marka	: ENDA
Model	: Zeybek
Besleme Gerilimi	: 380 VAC
Kontrol Yöntemi	: V/F ve Vektör
Gücü	: 2.2 kW

ENDA Zeybek marka cihazın detaylı bilgileri Ek 1 bölümünde bulunabilir.

Asenkron Motor:

Marka	: Gamak
Besleme Gerilim	: 380 VAC (Yıldız Bağlı)
Frekans	: 50 Hz
Nominal Stator Akımı	: 3.7 A (Yıldız Bağlı)
Gücü	: 1.5 kW
Kutup Sayısı	: 6
Devir	: 925 d/d

Tork Sensörü:

Besleme Gerilimi	: 24 VDC
Max. Devir	: 12.000 RPM
Ölçüm Aralığı	: 20 Nm veya 100 Nm seçilebilir.
Hassasiyet	: % 0.1 (Tam Skala)
Tork Çıkış Sinyali	: -5 / +5 VDC

Enkoder:

12mm. Hallow şaftlı

0-30V çalışma gerilimi

200 kHz sinyal frekansı

0.3515 derece çözünürlük

Dinamometre:

Marka	: Gamak
Besleme Gerilim	: 380 VAC (Yıldız Bağlı)
Frekans	: 50 Hz
Nominal Stator Akımı	: 28.5 A
Gücü	: 15 kW
Kutup Sayısı	: 2
Devir	: 3000 d/d

Dinamometre ABB marka ACS800 model DTC sürücü cihaz ile sürülmektedir.

Bilgisayar: Sistemden alınan tork ve devir bilgilerinin okunmasını ve analiz yapılmasını sağlayan Labwiev'de yazılmış program ve osiloskoptan gelen dalga şekillerinin okunmasını sağlayan programları içeren arayüz.

Osiloskop:

Marka	: Fluke
Model	: 192 Scopemeter
Kanal Sayısı	: 2
Band Genişliği	: 60 MHz

6.2.2. Sistemin Çalışma Prensibi ve Veri Gösterimi

MOTEST sistem düzeneğinin temel amacı motora ait temel verilerin elde edilmesi ve bu bilgilerin bilgisayar ortamında kaydedilerek analizinin yapılabilmesidir.

Sistemde tork oluşumu kontrol edilen motor ile dinamometre arasında oluşturulan devir farkından doğmaktadır. Devir farkı artırılarak motor milindeki yük miktarı da arttırılmış olmaktadır.

Motorun verebildiği maksimum mil torkunun yanında motora ait diğer değerlerde alınabilmektedir. Sistemden alabileceğimiz veriler motorun milindeki tork, devir sayısı, R-S-T faz akımları, Faz-Faz gerilimi, Nötr akımı ve motora ait sıcaklık bilgileridir. Tork verisi zamana bağlı grafik şeklinde elde edilirken diğer veriler RMS

değerleri ifade edip Şekil 6.2'de gösterildiği formatta okunmaktadır. Tork bilgisinin anlık değerinin yanında alınabilen zaman bağlı değişim grafiği Şekil 6.3 formatında ki gibidir.

MOTEST sistemine eklediğimiz AC sürücünün çıkış verilerini bir osiloskop yardımıyla elde edip yine RS232 haberleşme metoduyla bilgisayar ortamına alınarak analizi yapılmaktadır. Ayrıca osiloskoptan elde edilen dalga şekillerinin yazılım aracılığıyla FFT si alınarak harmonik analizi de yapılmaktadır.

6.2.3. Harmoniklerin Hesaplama Yöntemi

Sistemden elde edilen verilerin FFT si alınarak harmonik analizi yapılmıştır. Harmonik analizi yapılırken FLUKE Scopemeter software programı kullanılmış ve harmoniklerin hesaplanması aşağıda verilen formüller ile yapılmıştır.
İki türlü harmonik hesaplanması yapılmıştır.

THD_r : Tüm dalga şeklinin RMS değerinin toplam harmonik distorsiyonu

$$THD_r = \frac{\sqrt{TotalRMS^2 - Rms_0^2 - RMS_1^2}}{\sqrt{TotalRMS^2 - RMS_0^2}} x100\% \qquad (6.1)$$

THD_f : Temel frekansın RMS değerinin toplam harmonik distorsiyonu

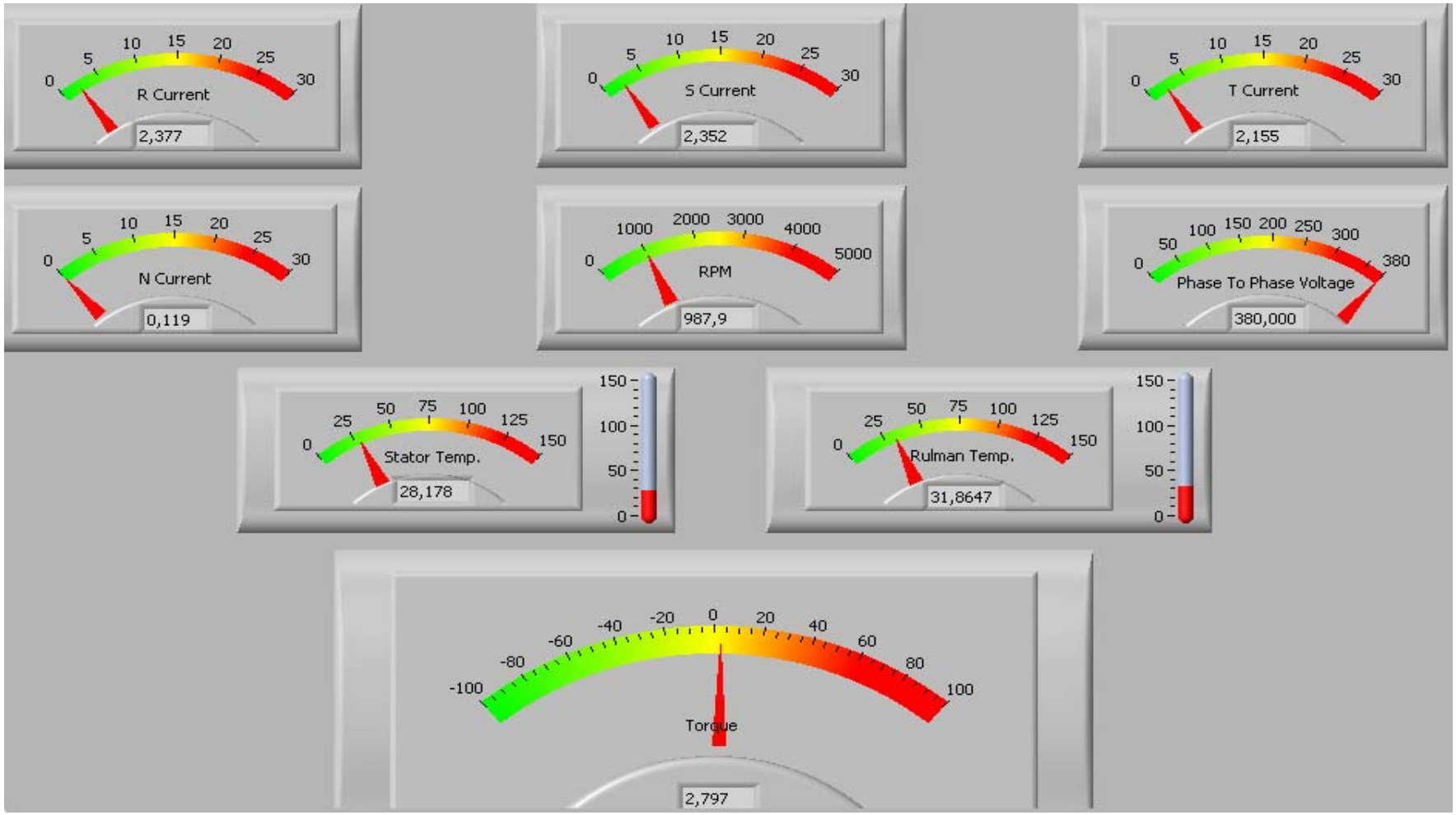
$$THD_f = \frac{\sqrt{TotalRMS^2 - Rms_0^2 - RMS_1^2}}{\sqrt{RMS_1^2}} x100\% \qquad (6.2)$$

$$RMS_i = \sqrt{\mathrm{Re}\,al_i^2 + \mathrm{Im}\,ag_i^2} \qquad (6.3)$$

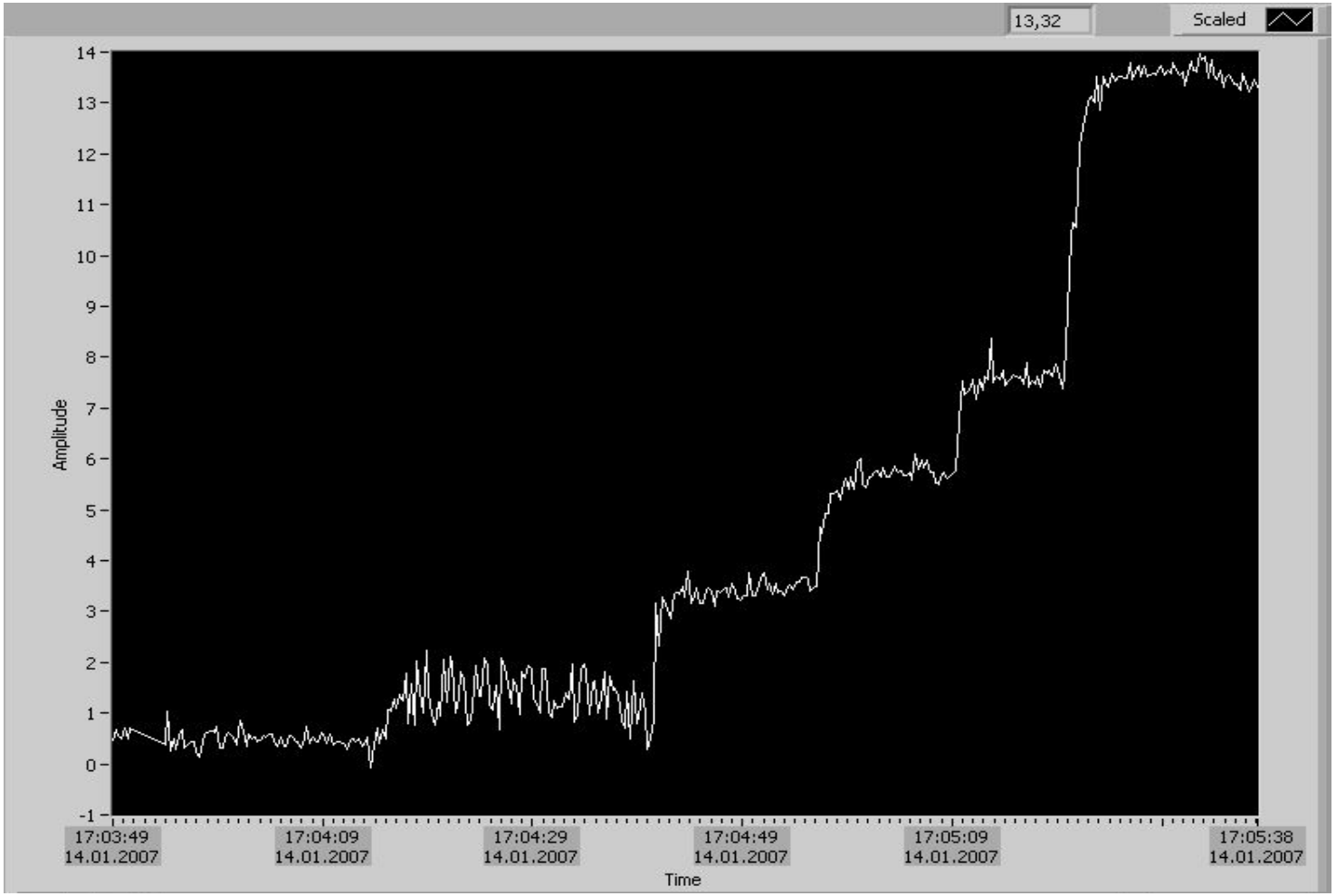
$\mathrm{Re}\,al_i$, i. frekansın gerçek kısmı

$\mathrm{Im}\,ag_i$, i. frekansın sanal kısmı

Rms_0 , DC bileşenin RMS değeri



Şekil 6.2 Sistem Verilerinin Gösterimi



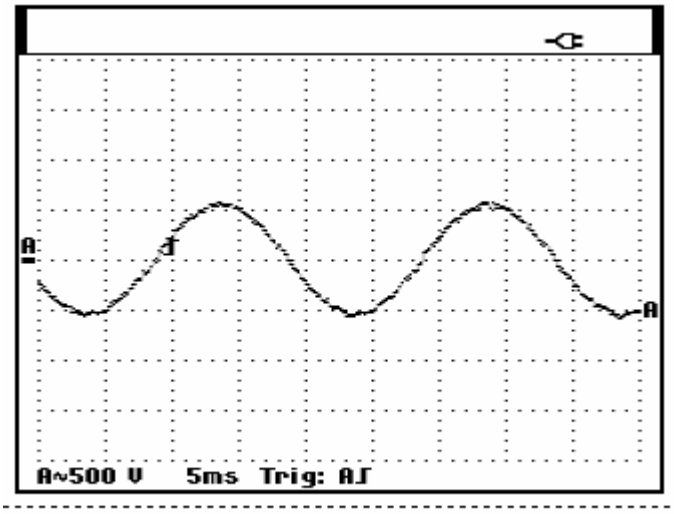
Şekil 6.3 Zamana Bağlı Tork Grafiğinin Formatı

6.3. VERİLERİN ELDESİ

Bu bölümde deneylerden elde edilen sonuçlar kısımlar halinde verilecek ve değerlendirmeleri yapılacaktır.

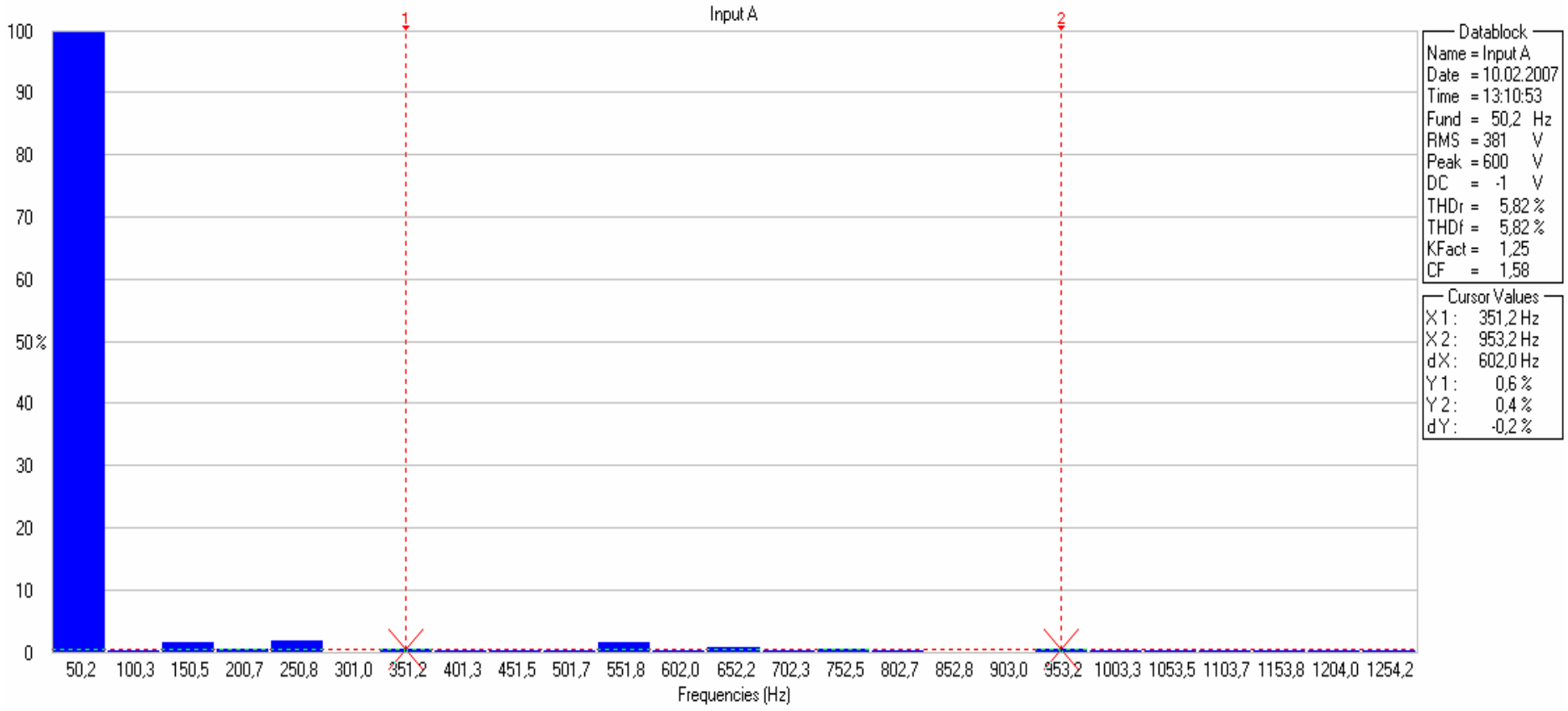
6.3.1. Sistemi Besleyen Varyak Çıkışının Analizi

Varyak çıkışı sistemdeki AC sürücüyü beslemektedir ve bizim için şebekeyi ifade etmektedir. Şekil 6.4 görülen varyak çıkışındaki üç faz gerilimimizin bir fazının dalga şeklidir.



Şekil 6.4 Varyak Çıkış Gerilimi Tek Fazı

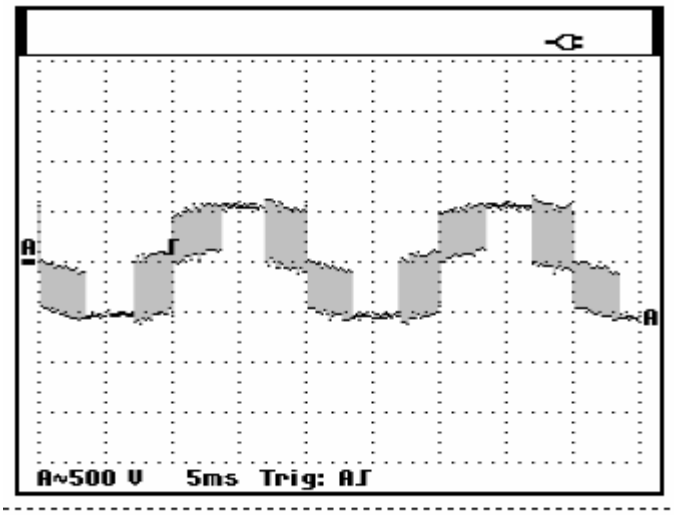
Harmonik analizi yapıldığında Şekil 6.5' deki değerler bulunmuştur.



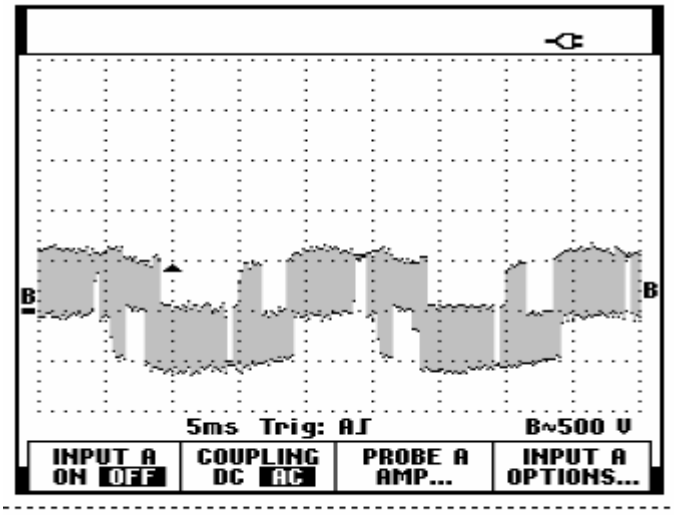
Şekil 6.5 Varyak Çıkış Gerilimi Harmonik Analizi

6.3.2. Boşta Çalışma

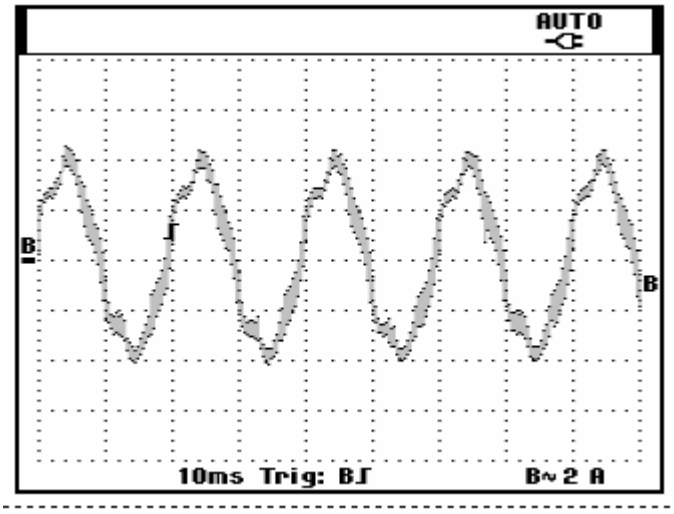
Bu bölümde motora yük verilmeden nominal frekansta AC sürücü ile yol verilen motor hem V/F kontrol metodunda hem de sensörsüz vektör kontrol metodunda değişik frekanslarda sürülerek akım ve gerilim dalga şekilleri incelenmiş ve harmonik analizleri yapılmıştır.



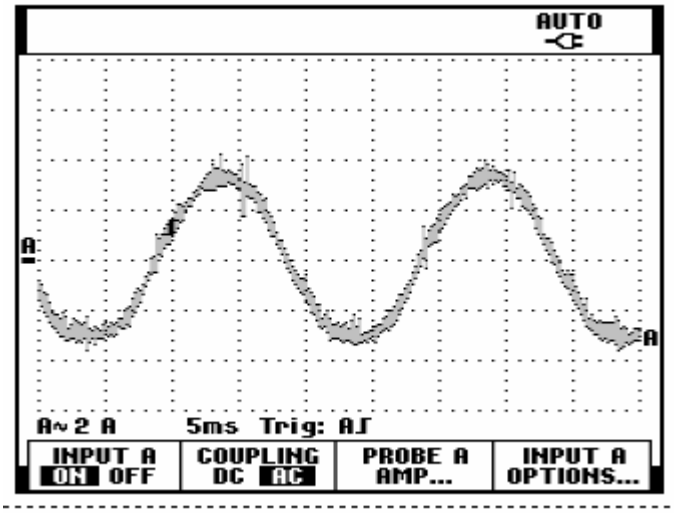
Şekil 6.6 V/F Kontrol Boşta Çalışma AC Sürücü Çıkış Gerilimi



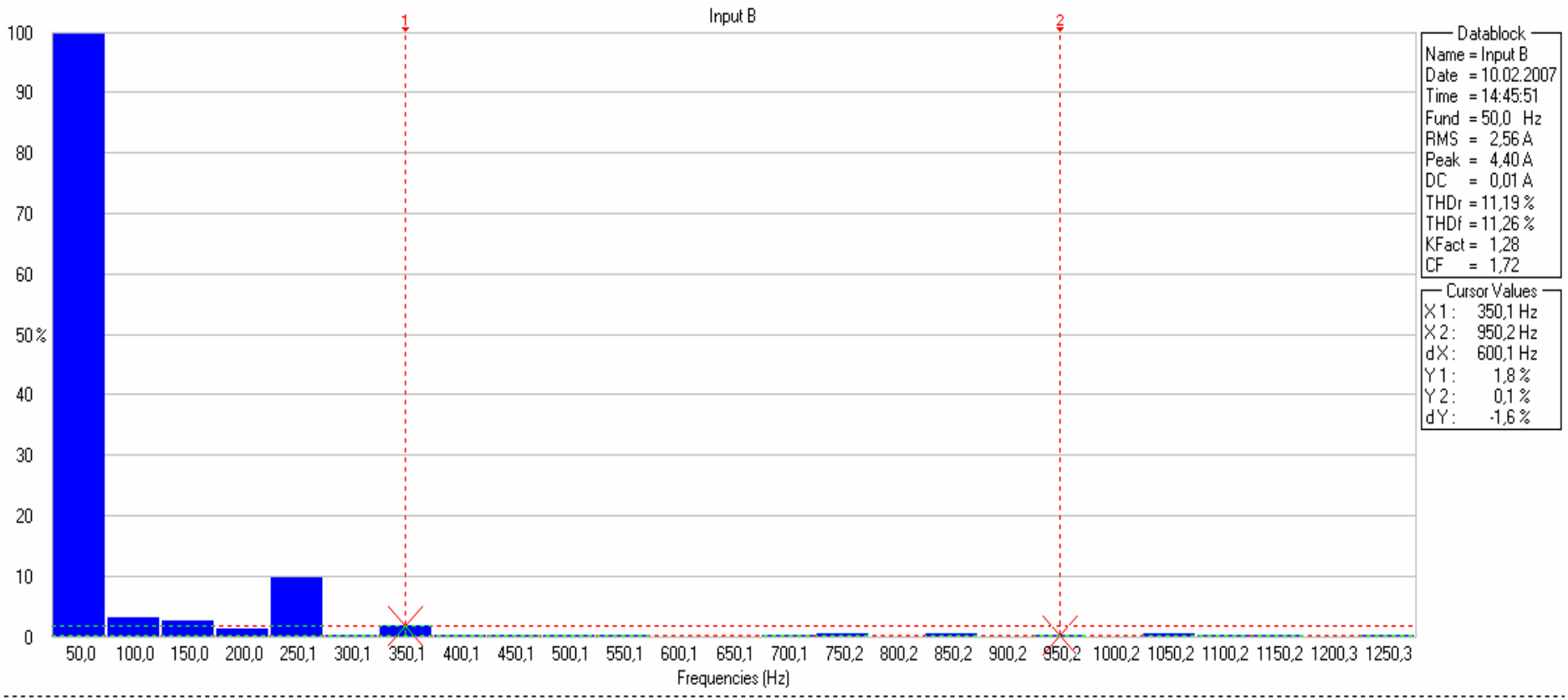
Şekil 6.7 Vektör Kontrol Boşta Çalışma AC Sürücü Çıkış Gerilimi



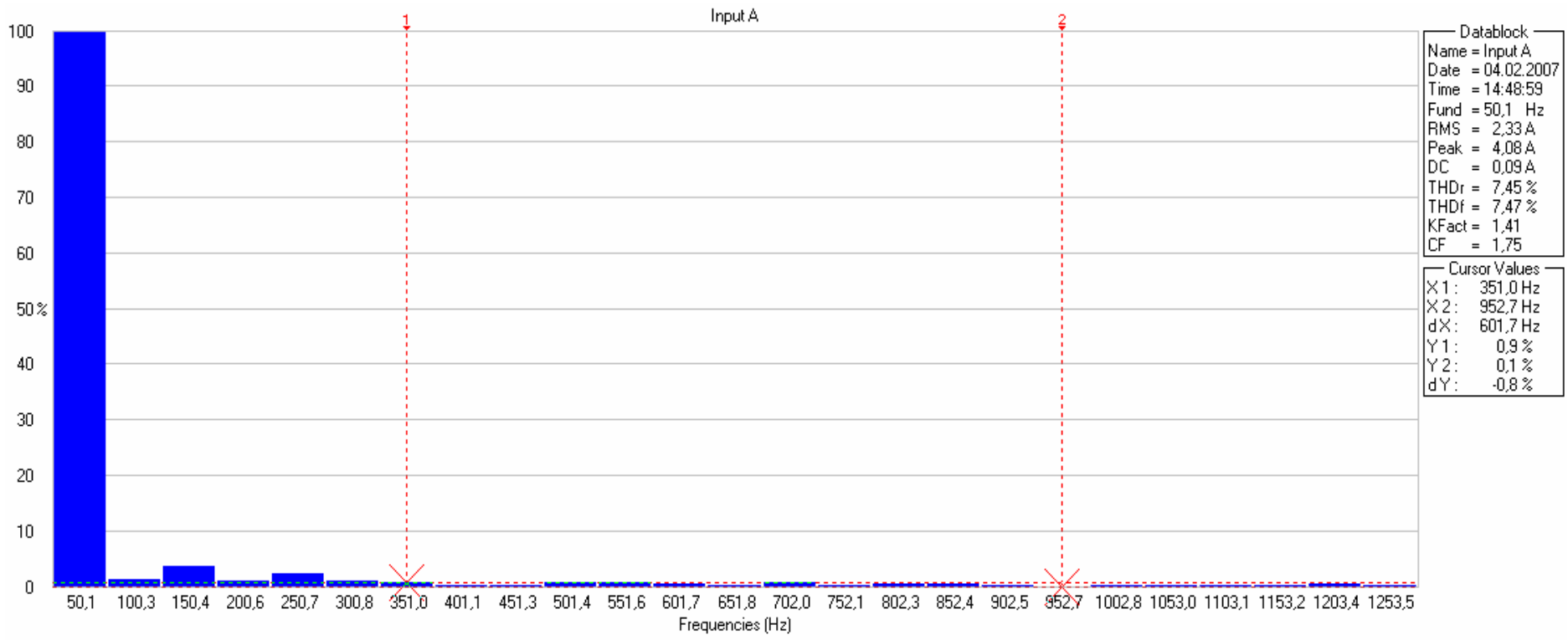
Şekil 6.8 V/F Kontrol Boşta Çalışma AC Sürücü Çıkış Akımı



Şekil 6.9 Vektör Kontrol Boşta Çalışma AC Sürücü Çıkış Akımı



Şekil 6.10 V/F Kontrol AC Sürücü Boşta Çıkış Akımı Harmonik Analizi

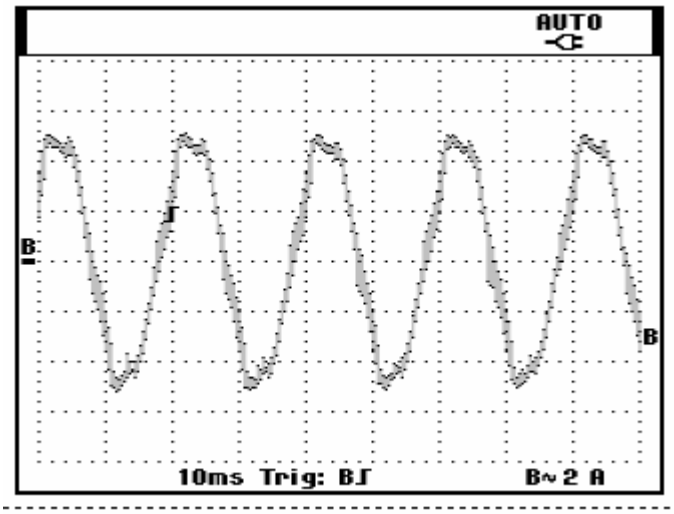


Şekil 6.11 Vektör Kontrol AC Sürücü Boşta Çıkış Akımı Harmonik Analizi

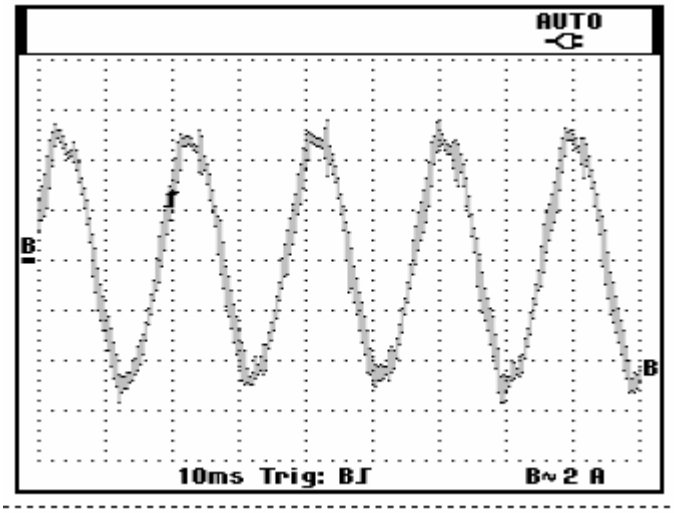
Şekil 6.8 ve 6.9 karşılaştırıldığında vektör kontrolde yüksüz motorun daha düşük akım çektiğini ve şekil 6.9 ve 6.10'dan V/F kontrolde oluşan harmoniklerin kabul edilebilir seviyede olduğunu fakat vektör kontrolden iyi olmadığı gözlemlenmiştir.

6.3.2. Yükte Çalışma

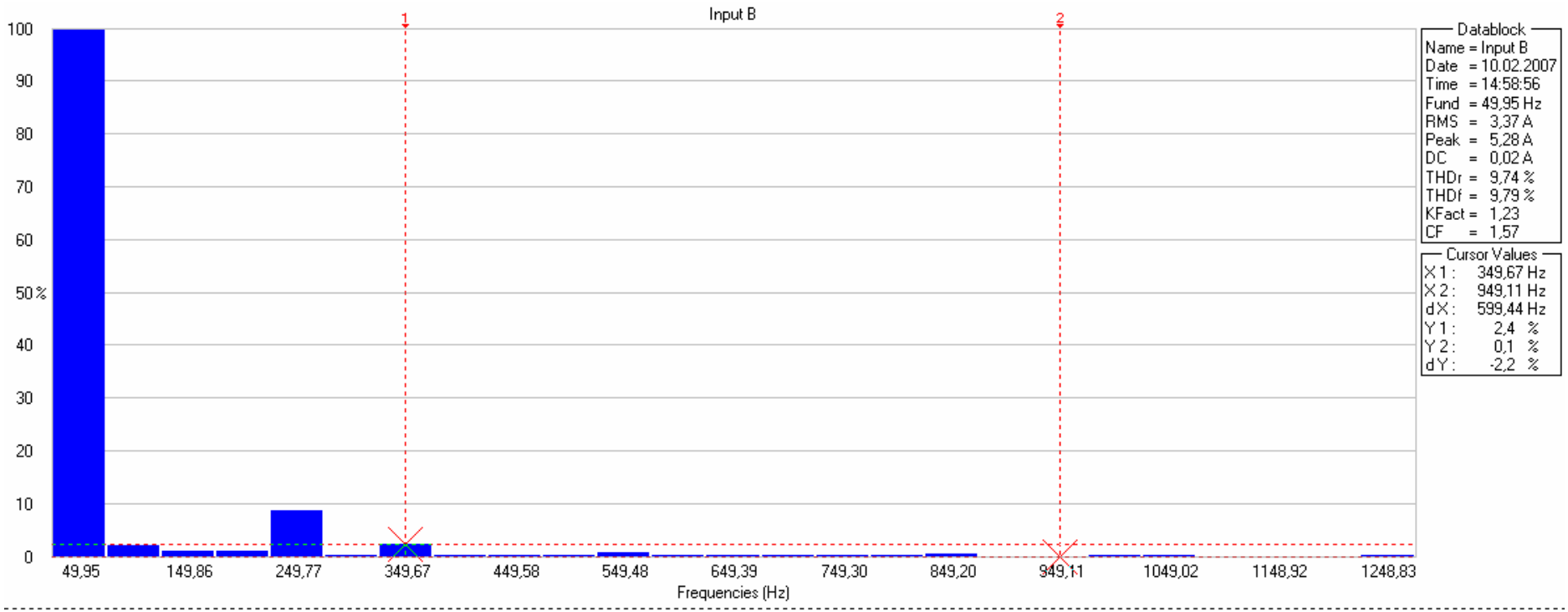
Bu kısımda motor sistem aracılığıyla 14 Nm yükle yüklenmiş hem vektör kontrolde hem de skalar kontrolde akım dalga şekilleri incelenmiştir.



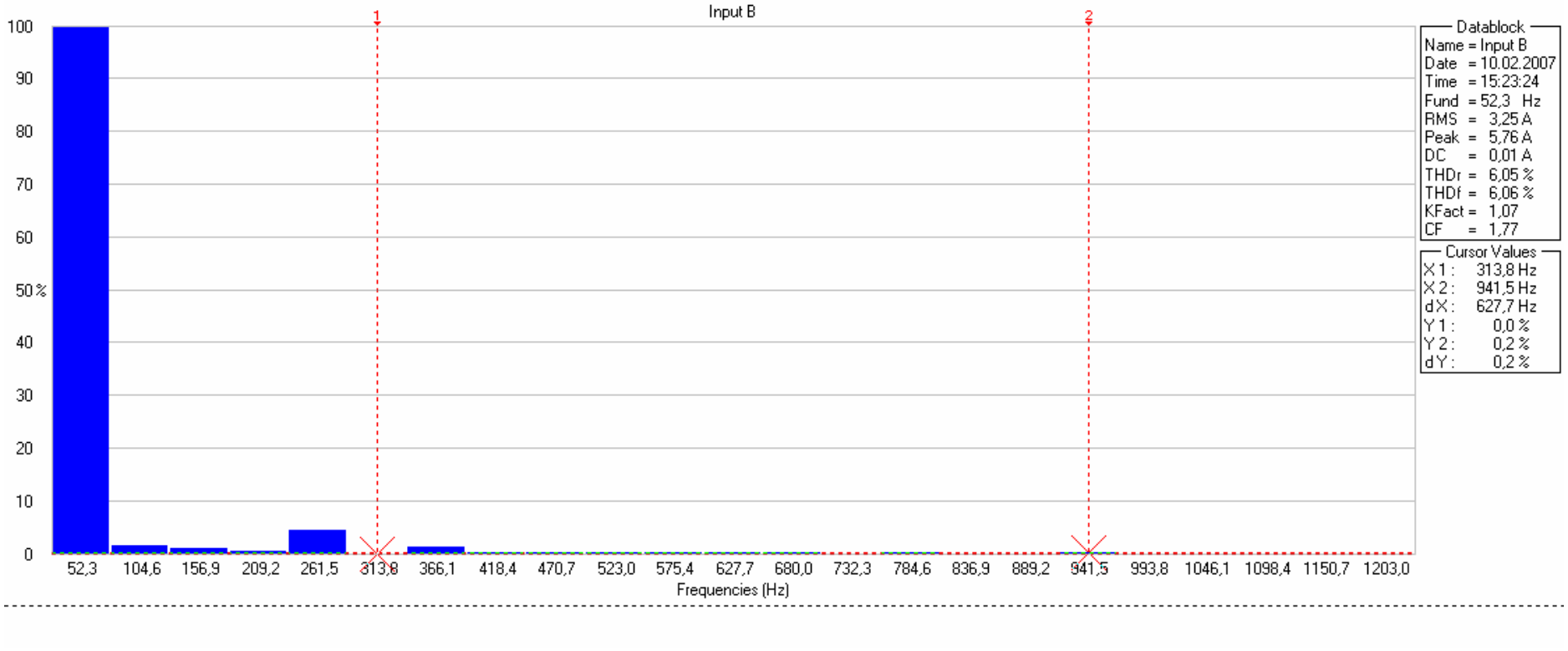
Şekil 6.12 V/F Kontrol 14 Nm Yüklü Çıkış Akımı



Şekil 6.13 Vektör Kontrol 14Nm Yüklü Çıkış Akımı



Şekil 6.14 V/F Kontrol 14 Nm Yüklü AC sürücü Çıkış Akımı Harmonik Analizi



Şekil 6.15 Vektör Kontrol 14 Nm Yüklü AC Sürücü Çıkış Akımı Harmonik Analizi

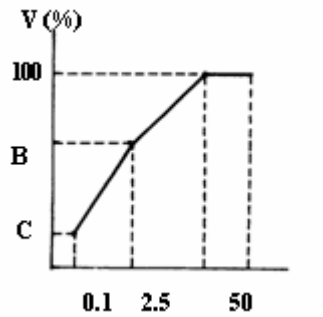
Nominal frekansta yüklü çalışmada hem vektör hem de V/F kontrolde yeterli verim alınmasına rağmen vektör kontrol yönteminin verileri daha iyi olduğu gözlemlenmiştir.

Hız kontrol sistemlerin asıl amacı o düşük frekanslarda maksimum tork elde etmektir. MOTEST sisteminde vektör kontrol ve V/F kontrol modlarında çalıştırılarak düşük frekanslarda tork değerleri deneysel olarak alınmış ve incelenmiştir..

Vektör kontrol yönteminde 1.2 Hz de sistemden 13.3 Nm tork elde edilebilmiştir. Tablo 6.1 'de bazı frekanslarda vektör kontrolden elde edilen değerler verilmiştir.

V/F kontrolde ise 4 Hz in altında sistem maksimum 6.6 Nm yükle yüklenebilirken vektör kontrolde 1,2 Hz de sistem 13.3 Nm yükle yüklenebilmiştir.

V/F kontrolde gerilim frekans oranları ayarlanmaya çalışılmış minimum frekanstaki gerilim miktarı ötelenmiş ve yapılan ayarların neticesinde Şekil 6.15' deki patern formatında minimum 8 Hz de 14 Nm mekanik tork elde edilebilinmiştir.



Şekil 6.16 V/F Kontrol 8 Hz de 14Nm Tork Uygulama Paterni

C: minumum frekans gerilim oranı: %5

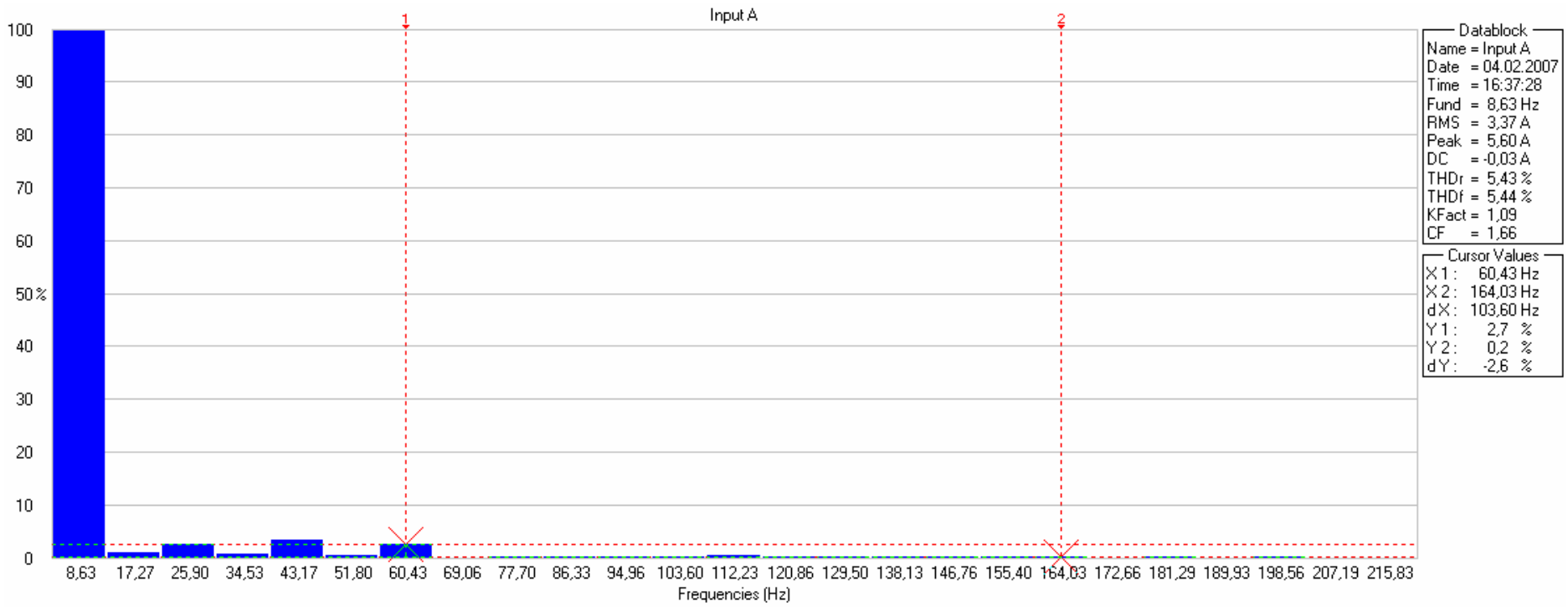
B:orta frekans gerilim oranı:%50

Patern parametreleri de değişiklikler yapılarak aynı tork miktarı daha düşük frekanslarda elde edilebilir. Fakat düşüş miktarı birkaç birimle sınırlı kalacaktır. Çünkü düşük frekanstaki gerilim miktarının daha fazla ötelenmesi alan zayıflamasına neden olduğundan dolayı motorun momentinin aşırı bir şekilde düşmesine neden olur.

Bunun sonucu olarak motor yüklü ise milindeki yük momentini karşılayamaz ve şebekeden aşırı akım çeker.

Tablo 6.1 Vektör Kontrol Sabit Akımda Değişken Frekans-Tork Değerleri

Vektör Kontrol			
Hız	Akım (RMS)	Gerilim (RMS)	Tork (Nm)
1.2 Hz	3.6A	147VAC	13.3Nm
5 Hz	3.6A	170VAC	14.3Nm
25 Hz	3.6A	204VAC	14.7Nm
50 Hz	3.6A	415VAC	14.7Nm



Şekil 6.17.V/F Kontrol 14 Nm Yüklü 8 Hz de Harmonik Analiz ve RMS Değerleri

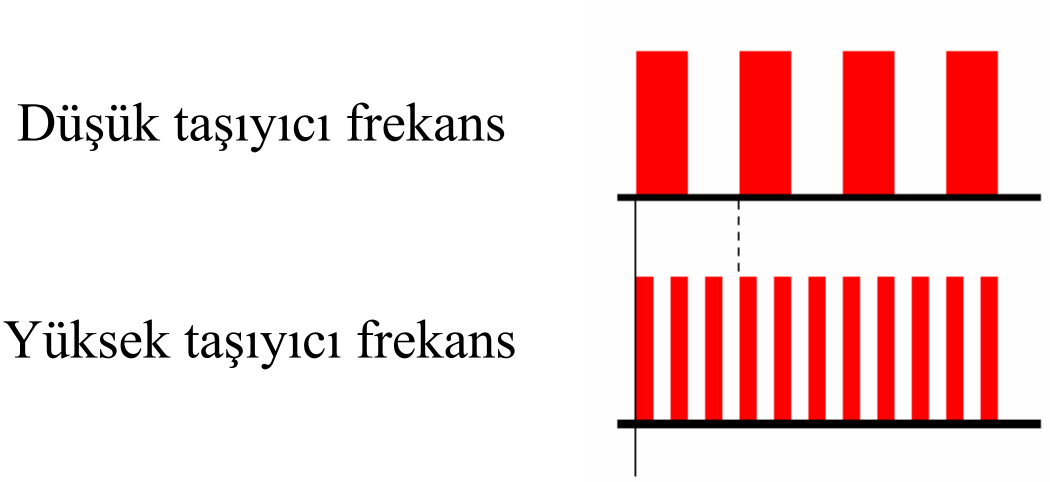
6.3.4. Taşıyıcı Frekans Etkisi

PWM dalga üretim metodunda önceki bölümlerde bahsedildiği gibi en çok kullanılan yöntem sinüs – üçgen karşılaştırma yöntemidir. Bu yöntemde referans sinyal frekansı belli aralıkta ayarlanabilen bir üçgen dalga ile karşılaştırılır ve kesişim noktalarında IGBT tetik sinyalleri üretilir.

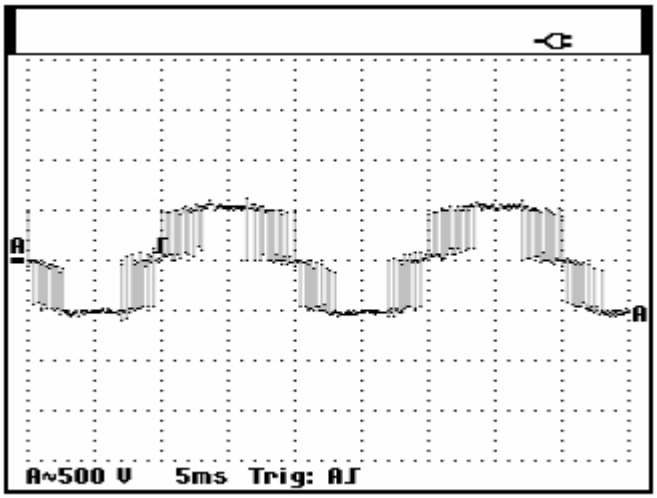
Üçgen dalganın frekansını ifade eden taşıyıcı frekans çıkıştaki akımın sinüse benzemesinde büyük rol oynar.

Temel olarak, taşıyıcı frekansın artırılması demek daha iyi bir sinüs dalgası demektir. Bu da daha yumuşak sessiz hareket eden bir motor anlamına gelir. Fakat taşıyıcı frekansın büyük seçilmesi ısınma, anahtarlama kayıpları ve etrafa yayılan elektromanyetik gürültü gibi kötü unsurları beraberinde getirir.

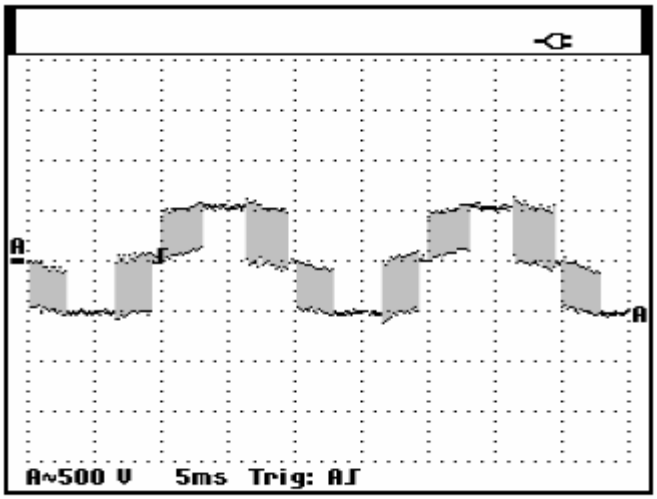
Taşıyıcı frekansın düşük seçilmesi kayıpları azaltır fakat bu seferde motorun yüksek gürültü ile çalıştığı ve yüksek harmonik içeren dalga ile sürüldüğü gözlenecektir. Günümüz evirici sistemlerinde taşıyıcı frekanslar kullanıcı tarafından 2-16 kHz arasında seçilebilmektedir.



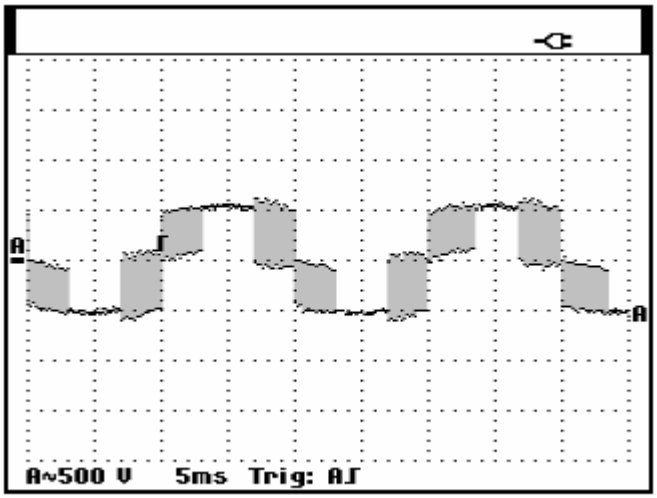
Şekil 6.18 Taşıyıcı Frekans



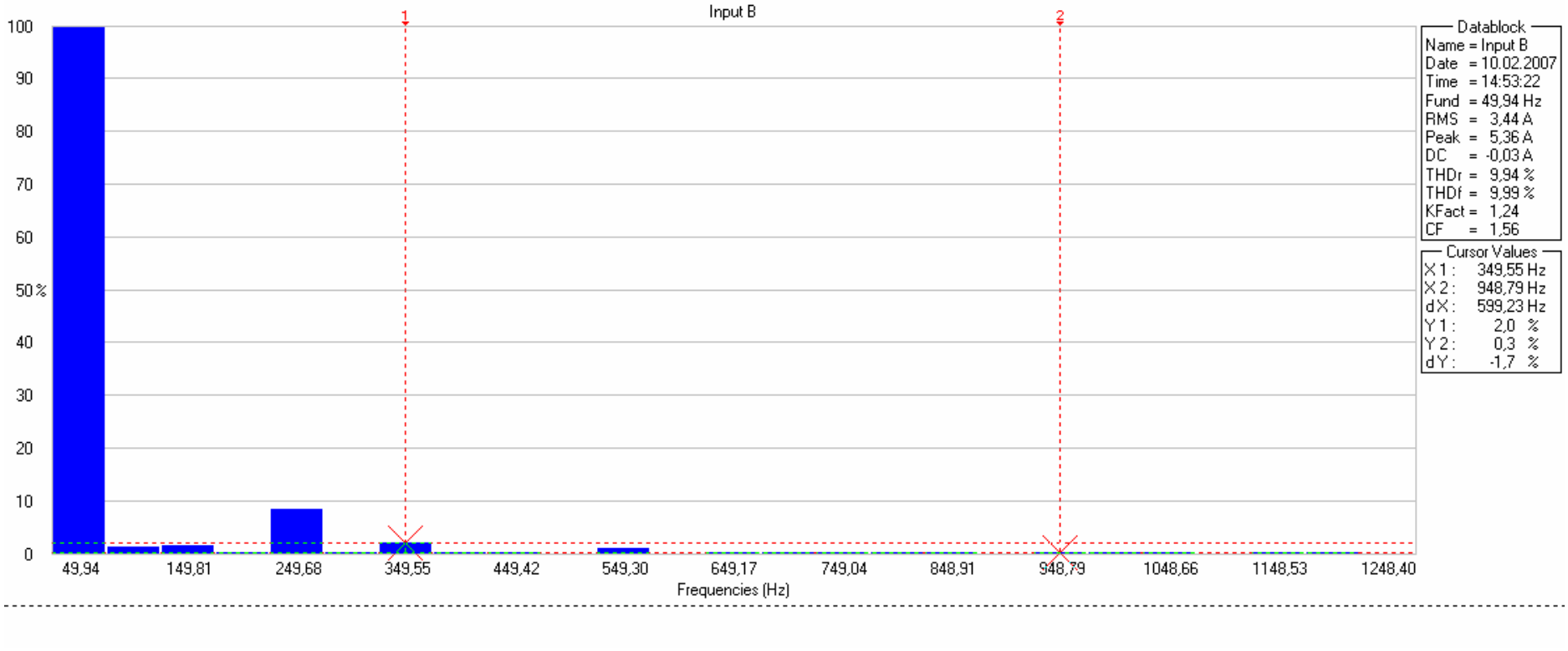
Şekil 6.19 V/F Kontrol 2 kHz Taşıyıcı Frekans Çıkış Gerilimi



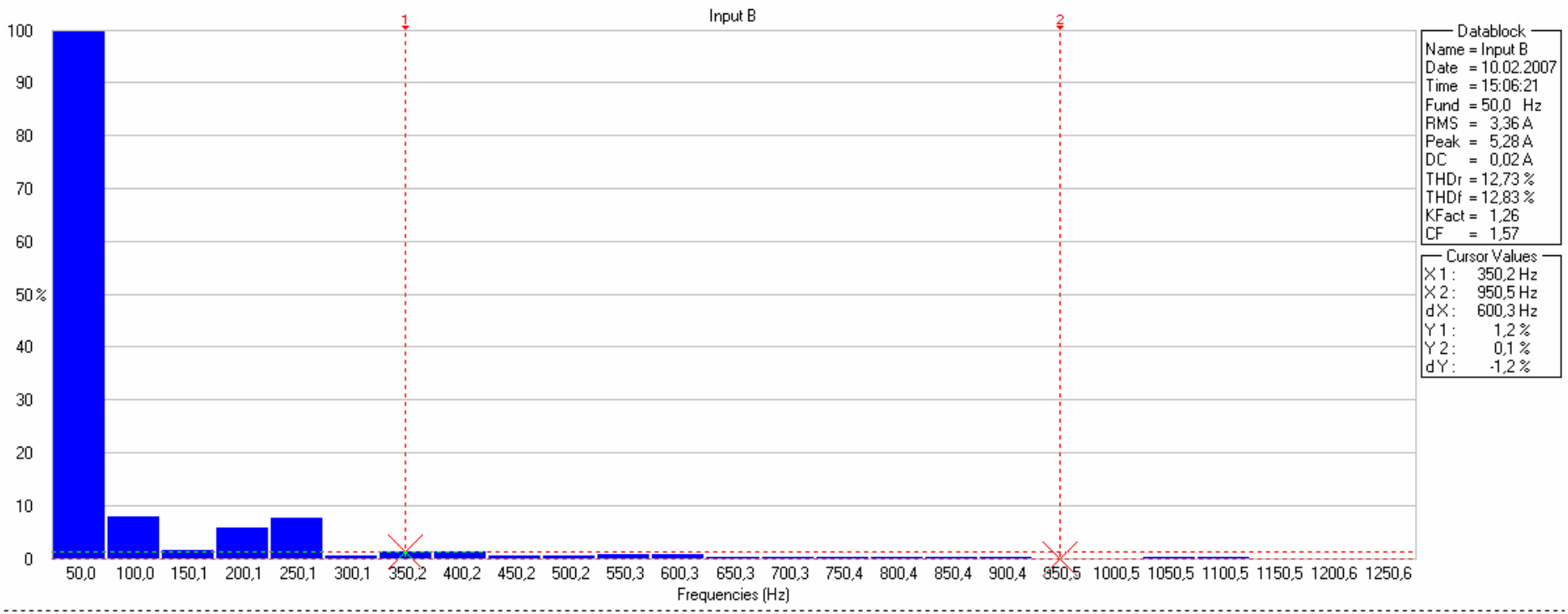
Şekil 6.20 V/F Kontrol 7 kHz Taşıyıcı Frekans Çıkış Gerilimi



Şekil 6.21 V/F Kontrol 16 kHz Taşıyıcı Frekans Çıkış Gerilimi



Şekil 6.22 V/F Kontrol 16 kHz Çıkış Akımı Harmonik Analizi



Şekil 6.23 V/F Kontrol 2 kHz Çıkış Akımı Harmonik Analizi

BÖLÜM 7

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüz sanayisi pratik bakım gerektirmeyen kurulumu, kullanılması kolay ve maliyeti düşük olan sanayi makinelerini tercih etmek zorundadır. Bu sebeplerden dolayı da günümüz sanayisinde birçok uygulamada asenkron motorlar kullanılmaktadır. Asenkron motorların yukarda bahsedilen avantajlarının yanında kontrolünün zor olması sanayide daha çok yer alması için teknolojinin gelişmesini beklemek zorunda bırakmıştır. Güç elektroniğin deki gelişmeler Özellikle IGBT' lerle gelen yüksek anahtarlama asenkron motorların kontrolünde ciddi yol alınmasını sağlamıştır.

Asenkron motorların kontrolü yapabilmek için motorun dinamik davranışının iyi analiz edilmesi gerekmektedir. Dinamik davranışında ne kadar çok ihmal edilen parametre varsa o oranda bazı dezavantajlarımız olmaktadır.

Güç elektroniğinin gelişmesinin yanında DSP ve beraberinde yazılım bölümünün gelişmesi asenkron motorların DC motorlar gibi kontrol edilebilirliğini sağlamıştır.

Skalar (V/F) ve Vektörel kontrol iki temel kontrol yöntemidir Skalar kontrolde motora verilen gerilim ve frekans miktarı aralarındaki oran sabit tutulacak şekilde uygulanırken Vektörel kontrol yönteminde bunların yanında gerilimin fazı da kontrol edilerek tork ve frekans bileşenlerine sistem ayrılarak daha iyi bir dinamik performans alınmaktadır.

Bu tez çalışmasında MOTEST düzeneği kullanarak 1.5kw asenkron motor hem skalar hemde sensorsüz vektör kontrole sahip bir sürücü ile değişik frekans ve yüklerde çalıştırılarak performanslarının incelenmesi yanında PWM üretme tekniği ile dalga üreten sistemin harmonikleri incelenmiştir.

Yapılan deneyler skalar kontrol yönteminin bir çok uygulama için yeterli olduğunu özelikle orta frekans değerinden nominal frekans değerine kadar olan aralıkta tüm asenkron motorlarda rahatça kullanılabildiğini gösterirken Düşük frekanslarda yeteri kadar tork veremediği gözlemlenmiştir. Skalar kontrolün ene temelde düşük frekanslarda düşük tork üretmesinin sebebi stator direncinin ihmal edilmesidir. Bu yüzden günümüz hız kontrol cihazlarında düşük frekanslarda gerilim ötelemeye imkan sağlayan parametreler bulunmaktadır. Deneylerde tork boast diye geçen gerilim öteleme parametreleri kullanılarak

düşük frekanslarda motora uygulana gerilim miktarı artırılmış ve elde edilen tork miktarı da artırılmıştır.

Vektörel kontrol yöntemine ilişkin yapılan deneylerde 1.2 hz gibi çok düşük devirlerde nominal tork değerleri elde edilebilmiştir.

Vektör kontrol yöntemi motroun sabit değerlerine bağımlı olduğundan bu değerlerin değişmesi ile beraber performansı da değişecektir. Ayrıca bu yöntem standart motorlar için verimli sonuç vermektedir. Hız kontrol cihazlarında skalar kontrolün olmasının diğer bir nedeni de motora bağımla olamamasıdır. Mesela bir sürücü ile birden çok motor sürüldüğünde skalar kontrol kullanılması gerekmektedir.

Her iki yönteminde gerilim ve akım dalga şekillerinin FFT si alınarak harmonikleri incelenmiştir. Gerilim üretme yöntemi PWM olduğundan harmoniklerin bastırılması gerekmektedir. Her iki yöntemde incelendiğinde harmoniklerin kabul edilebilir seviyeler de %5 civarında olduğu gözlemlenmiştir.

PWM gerilim elde etme yönteminde taşıyıcı frekansı etkisi harmonikler açısında incelenmiştir. Yüksek taşıyıcı frekanslarda daha düzgün bir sinüs dalgası daha düşük harmonik etkisi elde edilmiştir. Fakat bunun yanında sürücü anahtarlama kayıpları arttığı ısınmanın artığı ve etrafa yayılan elektromanyetik gürültünün arttığı gözlemlenmiş. Taşıyıcı frekans azaltıldığında gürültülü çalışan bir motor yüksek harmonik bozulum içeren bir dalga üretildiği gözlemlenmiştir.

Taşıyıcı frekansın 10kHz mertebelerinde olması en uygun seçim olmuştur. Fakat çok büyük güçlü motorlarda 90 kw üstünde sürücü sisteminde ekstra bir pasif filtre kullanılamıyorsa etrafta bulunan elektronik cihazların etkilenmesi yüksek olacağında 4khz mertebelerinde taşıyıcı frekans kullanılması gerekmektedir.

MOTEST sistemi oldukça açık bir sitemdir. Sistemde motorlar ve sürücüler ve okunan bilgiler değiştirilerek birçok deneyler yapılabilir. Özelikle vektör kontrolde standart olmaya motorlarla denemeler yapılabilirken Değişik kontrol yöntemlerine sahip sürücü sistemleri ve birçok çeşit yük tipti denenebilir.

KAYNAKLAR

Rakesh Parekh, AC Induction Motor Fundamantels,Microchip Technology Inc. 2003

M.Kemal Sarıoğlu,Metin Gökaşan, Seta Boğosyan, Asenkron makinelar ve Kontrolü,Birsen Yayınevi,2003

Menekşe Oğur, Asenkron Motor Vektör Kontrol Uygulamalarında Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı,Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü,2005

TECO Electric Machinery Co. Theory of Inverter Traning Notes, 2006

Andrzej M. Trznadlowski, Control Of Induction Motors, Academic Pres, 2001

Ion Boldea, Syed A. Nasar, The Induction Machine Handbook, CRC Press, 2002

Sinan Pravadalıoğlu, PC ile Üçfazlı Asenkron Motorun PWM Yöntemiyle ve Geribeslemeli Olarak Hızını Kontrol Eden Dijital Bir Sistemin Gerçekleştirilmesi ve Oluşan Harmoniklerin İncelenmesi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü,1995

Jaroslav Lepka, Petr Stekl, 3-Phase Induction Motor Vector Control Using DSP56F80x, Motorola Inc., 2002

R.Krıshman, Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control, Prentice Hall,2001

Sergey E. Lyshevski, Electromechanical Systemsi Electric Machines, and Applied Mechatronics, CRC Pres,2000

D.W.Norvotny and T.A.Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives,Oxford University Pres,1996

Hadi Sarul, Vektör Kontrol Yüksek Lisans Ders Notları, YTÜ

ÖZGEÇMİŞ

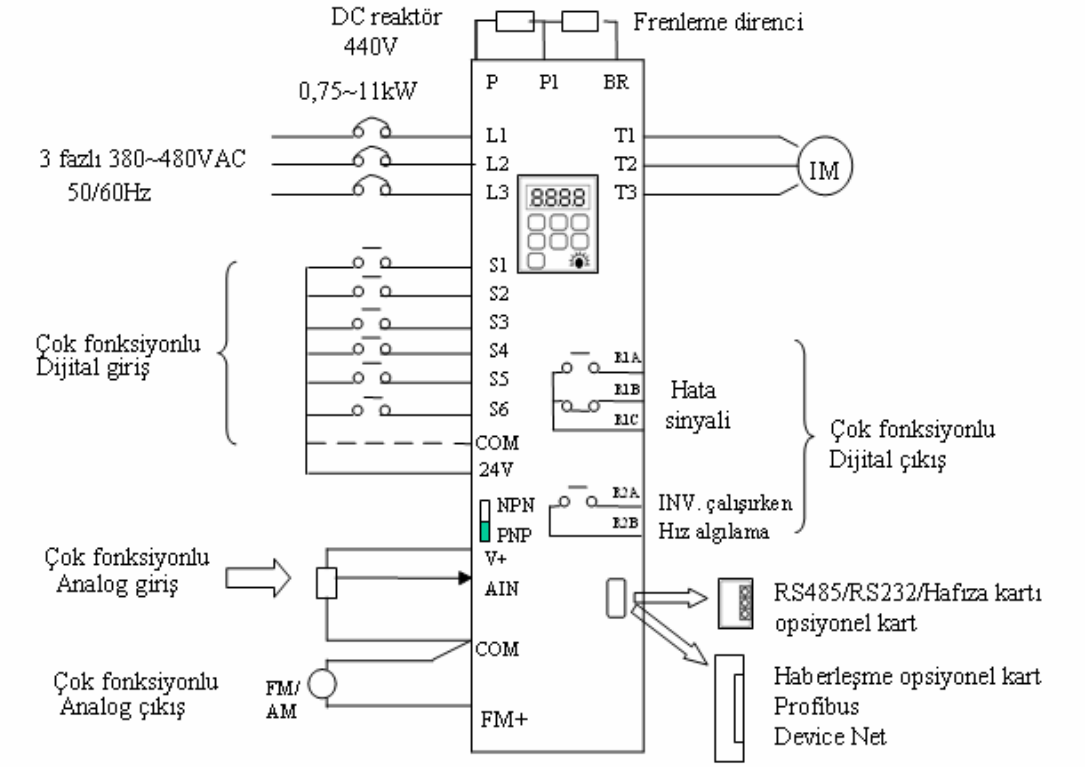
Hanifi SEMİZOĞLU 20 Şubat 1981 yılında İstanbul'da doğdu. İlköğretimini Şair Zihni İlköğretim okulunda tamamladı. Liseyi Pertevniyal Lisesinde tamamladı 1999 tarihinde girdiği Dumlupınar Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde 2003 yılında mezun oldu ve aynı sene GYTE'de Yüksek lisansa başladı.

EK 1

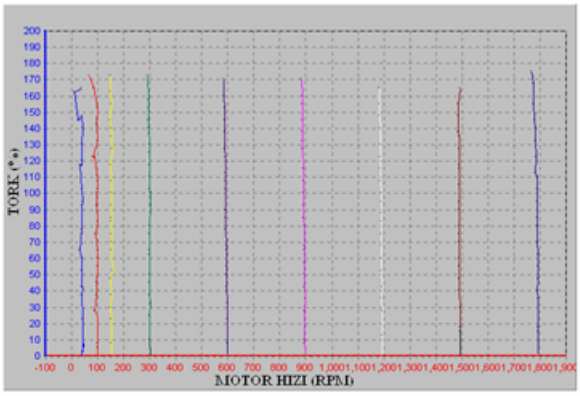
ENDA ZEYBEK SERİSİ V/F ve VEKTÖR KONTROL ASENKRON MOTOR FREKANS ÇEVİRİCİ

Tip		Zeybek
Kontrol modu		V/F veya vektör kontrol
Frekans kontrolü	Frekans aralığı	0.1~650.0 Hz
	Başlangıç torku	150%/1Hz (vektör kontrol)
	Hız kontrol aralığı	1:50 (vektör kontrol)
	Hız kontrol duyarlığı	±0.5% (vektör kontrol)
	Ayar çözünürlüğü	Dijital: 0.01Hz ; Analog: 0.06Hz/ 60Hz(10bit)
	Hız ayarı	▲▼ butonları, tuş takımı üzerindeki potansiyometre veya harici giriş ile yapılabilir.
	Gösterge	4 hane 7 parçalı LED ve durum göstergesi; frekans, hız, DC gerilim, çıkış gerilimi, akım, dönme yönü, hız kontrol parametreleri, hata, program versiyonu gibi değerleri gösterir.
	Harici sinyal girişi	0-5V/ 0-10V/ 4-20mA/ 5-0V/ 10-0V/ 20-4mA
	Frekans sınırlama fonksiyonu	Alt ve üst frekans limitleri ayarlanır ve bu aralıkta 3 adet kayma frekansı girilebilir.
	Taşıyıcı frekans	2 ~ 16 kHz
Genel kontrol	V/F paterni	18 sabit patern, 1 programlanabilir patern
	Hızlanma/yavaşlama zamanı	İki adımlı Hızlanma/Yavaşlama zamanı (0.1 – 3,600 sn) ve iki adımlı S eğrisi
	Çok fonksiyonlu analog çıkış	6 fonksiyon
	Çok fonksiyonlu dijital giriş	30 fonksiyon
	Çok fonksiyonlu dijital çıkış	16 fonksiyon
	Dijital sinyal girişleri	NPN/PNP
	Diğer fonksiyonlar	Anlık güç kesintisinde restart, Dönerken kalkış, aşırı yük algılaması,8 preset hız, Hızlanma/Yavaşlama Switch'i (2 kademeli), S Eğrileri, 3-telli kontrol, PID kontrol, Moment destekleme, Kayma kompanzasyonu, Frekans Alt/Üst Limitleri, Otomatik enerji korunması, Modbus ve PC/PDA, Otomatik yeniden devreye alma, PLC uygulama.

Tip		Zeybek serisi
Haberleşme kontrolü		1. RS485 (Opsiyonel kart ile) veya RS232 2. Birebir veya bire çoklu (sadece RS485 ile) kontrol
Frenleme torku		Yaklaşık %20
Çalışma sıcaklığı		-10 ~ 50 °C
Saklama sıcaklığı		-20 ~ 60 °C
Rutubet		0 – % 95Rh (yoğunlaşma olmadan)
Vibrasyon direnci		1G (9.8m/s^2)
EMC		EN 61800-3 (Filtre ile) standardına uygunluk
LVD		EN 50178 standardına uygunluk
Koruma sınıfı		IP20
Güvenlik seviyesi		UL 508C
Koruma Fonksiyonları	Aşırı yük koruması	Motoru (eğrisi ayarlanabilir) ve hız kontrol cihazını (%150 / 1dak) korumak için röle kullanılabilir
	Sigorta koruması	Sigortanın atmasıyla motor durur
	Aşırı gerilim koruması	400V serisi: DC Gerilim> 820V
	Düşük gerilim koruması	400V serisi: DC Gerilim<380V
	Anlık güç kesintinde Restart	Anlık güç kesintisinden (en fazla 2 sn'ye sürebilir) sonra spin start ile başlatılabilir
	Stall engelleme	Hızlanırken / Yavaşlarken / Normal çalışırken
	Kısa devre terminal çıkışı	Elektronik devre koruması
	Topraklama koruması	Elektronik devre koruması
	Diğer fonksiyonlar	Soğutucu aşırı ısınma koruması, aşırı tork algılama, kontak hatası kontrolü, parametre kilitleme, güç verildikten sonra çalışma ve hata giderme parametrelerinde sınırlama



- **Değişken Kontrol Mod Seçimi**
  - **Sensörsüz Vektör Kontrol Modu**
    - %150 / 1Hz



  - **V/F Kontrol Modu**
    - Tork boost (Otomatik/Manuel)
    - Kayma kompanzasyonu fonksiyonu
    - 18 adet sabit V/F patern, 1 adet sabit

Gösterge ve tuşların fonksiyonları

1. SEQ LED: 1_00 =1/2/3 olarak ayarlandığında LED yanar.
2. FRQ LED: 1_06 = 1/2/3/4 olarak ayarlandığında LED yanar.
3. FWD LED: İleri yön ayarlandığında LED yanar (durduğunda yanıp söner, çalışma esnasında sürekli yanar).
4. REV LED: Geri yön ayarlandığında, LED yanar (durduğunda yanıp söner, çalışma esnasında sürekli yanık kalır).
5. FUN, Hz/RPM, VOLT, AMP LED'i ve display tanımları için tuş takımı tanımlarına bakınız.

⚠ **İkaz**
Tuş takımının zarar görmemesi için, tuş takımını tornavida ya da benzeri sert aletlerle zorlamayınız.

Uzaktan/Lokal kontrol

Lokal kontrol – İşletim komutu tuş takımından RUN/STOP butonu ile

– Frekans komutu tuş takımından ▲▼ butonları ile

Uzaktan kontrol – İşletim komutu 1-00 ile

– Frekans komutu 1-06 ile

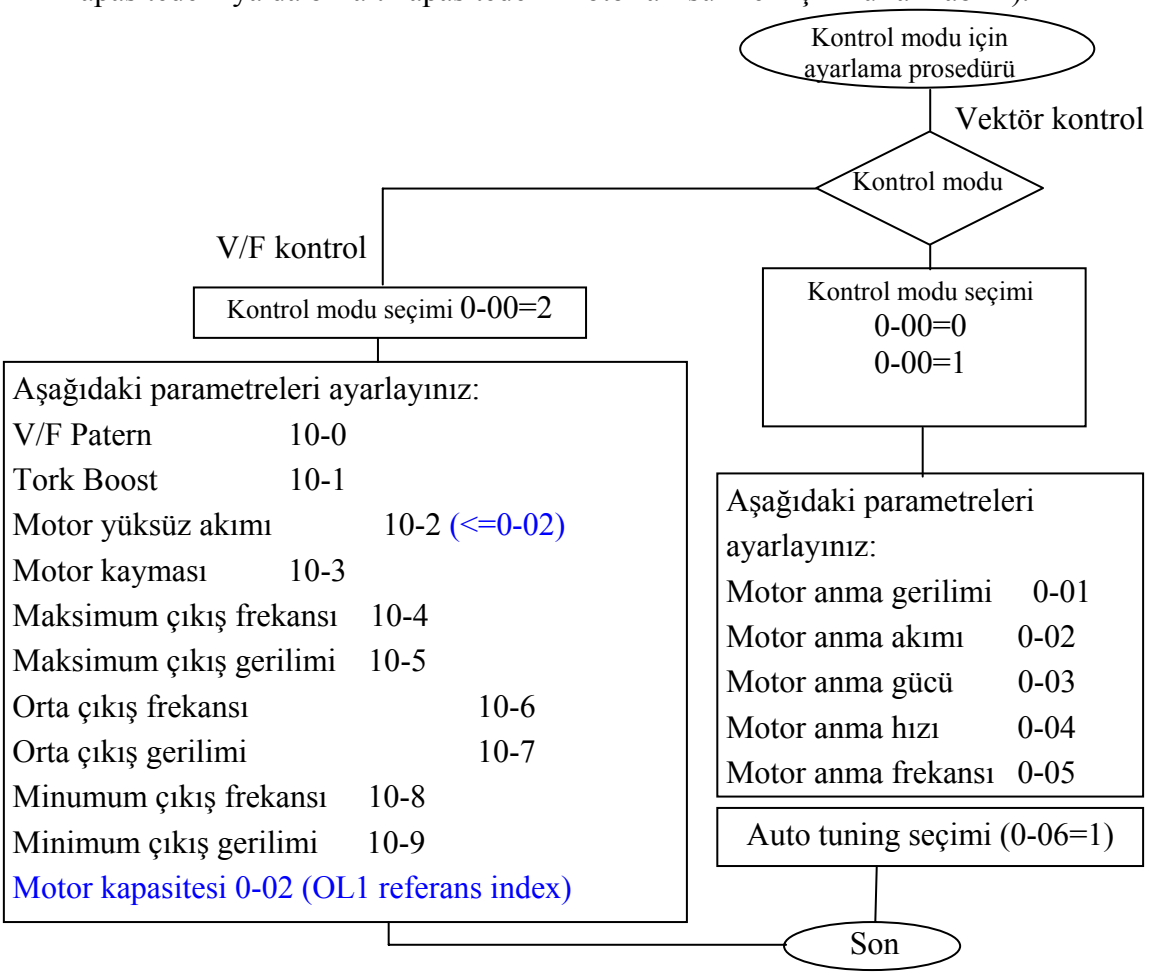
Uzaktan/Lokal kontrol değişikliği yapabilmek için, FWD/REV ve «/RESET butonlarına aynı anda basılmalıdır. **Uzaktan/Lokal kontrol değişikliği, STOP modunda kullanılabilir, RUN modunda kullanılamaz.**

Kontrol modu seçimi

Zeybek serisi üç kontrol modu sunar:

1. Genel vektör kontrol modu
2. VT (değişken tork) vektör kontrol modu
3. V/F kontrol modu

Kullanıcı ihtiyacına göre dijital tuş takımından modlardan birini seçebilir. Hız kontrol cihazı fabrika çıkışı olarak **genel vektör kontrol modu** ayarlıdır. Kullanım öncesinde, kontrol modu seçimini ve kullanılacak motorla ilgili parametreleri aşağıdaki akış diyagramına göre düzenleyiniz. (Vektör kontrol modunu içeren hız kontrol cihazı aynı kapasitedeki, bir üst kapasitedeki ya da bir alt kapasitedeki motorları sürmek için kullanılabilir).



(1) Bir sürücü ile birden fazla motor sürmek istediğinizde
(2) Motorun plaka bilgileri bilinmediğinde veya özel bir motor kullanıldığında
(3) Motor ve hız kontrol cihazının spesifikasyonları Sınıf 1'den farklıysa kullanınız.

2. Hız kontrol cihazı birden fazla motoru sürmek için kullanılıyorsa (yalnızca V/F modu kullanılabilir), aşağıdaki kurallara bağlı kalarak motor parametrelerini ayarlayınız
   (1) Akım için, bütün motorların anma akım değerlerini toplayınız.
   (2) Diğer bilgiler için, V/F Patern parameterlerini doğru giriniz(10 -4~10 -9).
3. Motorun plaka bilgileri mevcut değil ise, hız kontrol cihazı kendini içerisinde standart bulunan motor parametrelerine göre ayarlar.
4. Cihazın Auto-tuning'e başlayabilmesi için kontrol modunun vektör (0 -00=0000 ya da 0 -00=0001) olması gerekmektedir.

Zeybek serisi fonksiyon listesi

Parametre Grup No.	Açıklama
0-	Hız kontrol cihazı çalışma modu
1-	Start/Stop ve Frekans kontrol modu
2-	Manuel/Otomatik Restart modu
3-	İşletme parametreleri
4-	Dijital ekran çalışma parametreleri
5-	Çok fonksiyonlu giriş terminalleri (MFIT)
6-	Tuş takımından Jog ve Preset (MFIT) frekans ayarlaması
7-	Analog giriş işareti işletimi
8-	Çok fonsiyonlu çıkış röleleri ve çıkış işareti işletimi
9-	Hız kontrol cihazı ve yük koruma Modu
10-	Volt/Hz Patern işletim modu
11-	PID işletim modu
12-	PID "Limitleri" ve "Out of Range" modu
13-	Haberleşme modu
14-	Motor Auto-Tuning Parametreleri
15-	Hız kontrol cihazı durumu ve Reset fonksiyonu

Hız kontrol cihazı çalışma modu

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Ayarlar	Fabrika değeri	Notlar
0 -00	Kontrol modu	0000: Vektör (genel amaçlı) 0001: Vektör (değişken tork) 0002: Volt/Hz (parametre grubu 10)	0000	*3
0 -01	Motor anma gerilimi (Vac)	-----		*3*5
0 -02	Motor anma akımı (Amp)	-----		*3*5
0 -03	Motor anma gücü (kW)	-----		*3*5
0 -04	Motor anma hızı (RPM)**x100**	-----		*3*5
0 -05	Motor anma frekansı (Hz)	-----		*3*5
0 -06	Motor Auto Tuning parametresi	0000: Geçersiz 0001: Geçerli	0000	
0 -07	AC hat giriş gerilimi (Vac)	220V Seri:170.0~264.0 440V Seri:323.0~528.0		*3
0 -08	Dil seçimi	0000: İngilizce 0001: Almanca 0002: Fransızca 0003: İtalyanca 0004: İspanyolca	0000	Sadece LCD gösterge için

Start/Stop ve frekans kontrol modu

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar

1 -00	Run komutu kaynağı seçimi	0000: Tuş takımı aktif 0001: Harici kontrol terminali aktif 0002: Haberleşme portu aktif 0003: Built-in PLC aktif	0000	
1 -01	Harici terminaller ile Run/Stop-İleri/Geri işletim modu	0000: İleri/Stop-Geri/Stop 0001: Run/Stop-İleri/Geri 0002: 3-Telli kontrol modu-Run/Stop	0000	
1 -02	Geri dönüş yasağı seçimi	0000: Geri komutu aktif 0001: Geri komutu pasif	0000	
1 -03	Tuş takımı Stop tuşu	0000: Stop tuşu aktif 0001: Stop tuşu pasif	0000	
1 -04	Start metodu seçimi	0000: Normal Start 0001: Hız arama aktif	0000	
1 -05	Stop metodu seçimi	0000: DC enjeksiyon fren ile yavaşlamalı stop (ani Stop) 0001: Serbest stop	0000	
1 -06	Frekans komutu kaynağı seçimi	0000: Tuş takımı aktif 0001: Dijital operatördeki potansiyometre aktif 0002: Harici analog sinyal girişi veya uzaktan potansiyometre 0003: MFIT (S1 - S6) kullanarak Yukarı/Aşağı frekans kontrolü 0004: Frekans, haberleşme portu ile ayarlanır. 0005: Frekans, S5 (enkoder giriş terminali)'deki sinyal ile ayarlanır	0000	
1 -07	Run modunda Yukarı/Aşağı tuşları ile işletme	0000: Yukarı/Aşağı tuşları ile frekans ayarlandığında 'ENTER' tuşuna basılmalı 0001: Yukarı/Aşağı tuşlarına basıldığında frekans ayarlanır	0000	

Manuel/Otomatik Restart Modları

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar

2 -00	Anlık güç kaybı ve Restart	0000: Anlık güç kaybı ve restart pasif 0001: Anlık güç kaybı ve restart aktif 0002: CPU çalışırken anlık güç kaybı ve restart aktif **(DC gücün kapasitesine bağlı olarak)**	0000	
2 -01	Anlık güç kaybı algılama zamanı (saniye)	0.0 - 2.0	0.5	
2 -02	Otomatik Restart gecikme zamanı (saniye)	0.0 - 800.0	0.0	
2 -03	Otomatik Restart tekrarı	0 - 10	0	
2 -04	Otomatik Restart methodu	0000: Hız arama aktif 0001: Normal Start	0000	
2 -05	Gücün geri gelmesinin ardından doğrudan çalışma	0000: Güç gelir gelmez hız kontrol cihazı çalışır. 0001: Güç gelir gelmez hız kontrol cihazı çalışmaz.	0000	
2 -06	Delay-ON zamanlayıcı (saniye)	0.0-300.0	0.0	
2 -07	Hata durumunda Reset modu ayarı	0000: RUN komutu OFF konumunda iken Reset aktif 0001: RUN komutu ON veya OFF konumunda iken Reset aktif	0000	
2 -08	KEB fonksiyonu yavaşlama zamanı	0.0: Pasif 0.1~25.0: KEB fonksiyonu yavaşlama zamanı	0.0	

İşletme parametreleri

Fonksiyon kod No.	**Açıklama**	**Seçim**	**Fabrika değeri**	**Notlar**
3 -00	Frekans üst limiti (Hz)	0.01 - 650.00	50.00 60.00	*4
3 -01	Frekans alt limiti (Hz)	0.00 - 650.00	0.00	
3 -02	İlk Hızlanma zamanı (saniye)	0.1 – 3600.0	10.0	*1
3 -03	İlk Yavaşlama zamanı (saniye)	0.1 – 3600.0	10.0	*1
3 -04	İlk Hızlanma/Yavaşlama S-Eğrisi zamanı (saniye)	0.0 - 4.0	0.2	
3 -05	İkinci Hızlanma/Yavaşlama S-Eğrisi zamanı (saniye)	0.0 - 4.0	0.2	
3 -06	İkinci Hızlanma zamanı (MFIT) (saniye)	0.1 – 3600.0	10.0	*1
3 -07	İkinci Yavaşlama zamanı (MFIT) (saniye)	0.1 – 3600.0	10.0	*1
3 -08	Jog hızlanma zamanı (MFIT) (saniye)	0.1 - 25.5	0.5	*1
3 -09	Jog yavaşlama zamanı (MFIT) (saniye)	0.1 - 25.5	0.5	*1

3 -10	DC enjeksiyon fren Start frekansı (Hz)	0.1 - 10.0	1.5	
3 -11	DC enjeksiyon fren seviyesi (%)	0.0 – 20.0	5.0	
3 -12	DC enjeksiyon fren zamanı (saniye)	0.0 - 25.5	0.5	
3 -13	İlk kayma frekansı (Hz)	0.00 - 650.00	0.0	*1
3 -14	İkinci kayma frekansı (Hz)	0.00 - 650.00	0.0	*1
3 -15	Üçüncü kayma frekansı (Hz)	0.00 - 650.00	0.0	*1
3 -16	Kayma frekansı band genişliği (±Hz)	0.00 - 30.00	0.0	*1
3 -17	Parametre kilitleme seçimi	0000: Tüm fonksiyonlar aktif 0001: 6 -00 – 6 -08 değiştirilemez. 0002: Tüm fonksiyonlar 6 -00 – 6 - 08 hariç değiştirilemez. 0003: Tüm fonksiyonlar pasif	0000	
3 -18	Kopyalama ünitesi	0000: pasif 0001: Hız kontrol cihazından kopyalama ünitesine 0002: Kopyalama ünitesinden hız kontrol cihazına 0003: Karşılaştır	0000	
3 -19	Fan kontrol	0000: Otomatik (sıcaklığa bağlı kalarak) 0001: RUN modunda iken işletme 0002: Her zaman aktif 0003: Her zaman pasif	0000	
3 -20	Enerji tasarruf modu *[1]	0000: pasif 0001: Ayarlanan frekansta MFIT ile kontrol edilir.	0000	*6
3 -21	Enerji tasarrufu kazancı (%)*[1]	0 - 100	80	*6
3 -22	Taşıyıcı frekans (kHz)	2 - 16	10	
3 -23	Travers çalışmanın merkez frekansı (CF) (%)	5.00 – 100.00	20.00	
3 -24	Travers çalışmanın genliği (A) (%)	0.1 – 20.0	10.0	
3 -25	Travers çalışmanın düşmesi (%)	0.0 – 50.0	0.0	
3 -26	Travers çalışmanın hızlanma süresi (AT) (saniye)	0.5 – 60.0	10.0	
3 -27	Travers çalışmanın yavaşlama süresi (DT) (saniye)	0.5 – 60.0	10.0	
3 -28	Travers artma (X) sapması (%)	0.0 – 20.0	10.0	
3 -29	Travers azalma (Y) sapması (%)	0.0 – 20.0	10.0	

Not: 1. Enerji tasarruf modu sadece Volt/Hz modunda (0 -00 = 0002) geçerlidir.

Dijital ekran çalışma parametreleri

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
4 -00	Motor akımı gösterge seçimi	0000: Motor akımını gösterme 0001: Motor akımını göster	0000	*1
4 -01	Motor gerilimi gösterge seçimi	0000: Motor gerilimini gösterme 0001: Motor gerilimini göster	0000	*1
4 -02	DC Bus gerilimi gösterge seçimi	0000: Bus gerilimini gösterme 0001: Bus gerilimini göster	0000	*1
4 -03	PLC durumu gösterge seçimi	0000: PLC durumunu gösterme 0001: PLC durumunu göster	0000	*1
4 -04	Display ölçeklendirmesi	0 - 9999	1800	*1
4 -05	Display gösterim seçimi	0000: Çıkış frekansını göster 0001: Hat hızını tam sayı göster (xxxx) 0002: Hat hızını virgülden sonra 1 hane göster (xxx.x) 0003: Hat hızını virgülden sonra 2 hane göster (xx.xx) 0004: Hat hızını virgülden sonra 3 hane göster (x.xxx)	0000	*1
4 -06	PID geri besleme gösterge seçimi	0000: PID geri besleme gösterimi pasif 0001: PID geri besleme gösterimi aktif	0000	*1

Çok fonksiyonlu giriş terminalleri (MFIT)

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
5 -00	Çok fonksiyonlu giriş terminali S1	0000: İleri/Stop komutu *[1] 0001: Geri/Stop komutu *[2] 0002: Preset hız 1 (6 -02) 0003: Preset hız 2 (6 -03) 0004: Preset hız 3 (6 -05) *[3] 0005: Jog 0006: Hızlanma/Yavaşlama 2 0007: Acil Stop A kontağı 0008: Base-block 0009: Hız arama 0010: Enerji tasarrufu 0011: Kontrol sinyali seçimi 0012: Haberleşme kontrol sinyali seçimi 0013: Hızlanma/Yavaşlama pasif 0014: Yukarı komutu 0015: Aşağı komutu 0016: Master/Auxiliary hız 0017: PID fonksiyonu pasif 0018: Reset 0019: Encoder giriş terminali (terminal S)	0000	
5 -01	Çok fonksiyonlu giriş terminali S2		0001	
5 -02	Çok fonksiyonlu giriş terminali S3		0002	
5 -03	Çok fonksiyonlu giriş terminali S4		0003	
5 -04	Çok fonksiyonlu giriş terminali S5		0004	

5 -05	Çok fonksiyonlu giriş terminali S6		0018	
5 -06	Çok fonksiyonlu giriş terminali AIN		0023	
5 -07	Çok fonksiyonlu giriş terminali S1- S6 sinyal değişikliği tarama zamanı (msnx4)	1 – 100	5	
5 -08	MFIT kullanarak Stop modu	0000: MFIT'ler Yukarı/Aşağı frekans kontrolu için programlandığında, hız kontrol cihazının durması durumunda preset frekans değeri değişmez ve Yukarı/Aşağı fonksiyonu pasif olur. 0001: Yukarı/Aşağı kullanılabilir. Hız kontrol cihazı durduğunda preset frekans değeri 0 Hz'e reset olur. 0002: MFIT'ler Yukarı/Aşağı frekans kontrolu için programlandığında, hız kontrol cihazının durması durumunda preset frekans değeri değişmez ve Yukarı/Aşağı fonksiyonu aktif olur.	0000	
5 -09	Yukarı/Aşağı fonksiyonu (Hz)	0.00 – 5.00	0.00	
5 -10	**Enkoder darbe oranı**	**0.001 – 9.999**	**1.000**	
5 -11	**Auxilary (yardımcı) frekans kaynağı seçme komutu**	**0 - 4**	**0**	

Not: 1. 1 -01 = 0001 fonksiyon ile Run/Stop'a anahtarlama
2. 1 -01 = 0001 fonksiyon ile İleri/Geri anahtarlama
3. Preset hız 3, S3 ve S4 terminallerinin aktivasyonu ile sağlanır.

Tuş takımından Jog ve Preset (MFIT) frekans ayarı

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
6 -00	Tuş takımı frekansı (Hz)	0.00 - 650.00	5.00	*1
6 -01	Jog frekansı (Hz)	0.00 - 650.00	2.00	*1
6 -02	Preset hız 1 (Hz)	0.00 - 650.00	5.00	*1
6 -03	Preset hız 2 (Hz)	0.00 - 650.00	10.00	*1

6 -04	Preset hız 3 (Hz)	0.00 - 650.00	20.00	*1
6 -05	Preset hız 4 (Hz)	0.00 - 650.00	30.00	*1
6 -06	Preset hız 5 (Hz)	0.00 - 650.00	40.00	*1
6 -07	Preset hız 6 (Hz)	0.00 - 650.00	50.00	*1
6 -08	Preset hız 7 (Hz)	0.00 - 650.00	60.00	*1

Analog giriş işareti işletimi

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
7 -00	AIN kazancı (%)	0 - 200	100	*1
7 -01	AIN Bias (%)	0 - 100	0	*1
7 -02	AIN Bias Seçimi	0000: Pozitif 0001: Negatif	0000	*1
7 -03	AIN eğimi	0000: Pozitif 0001: Negatif	0000	*1
7 -04	AIN sinyal değişimi tarama zamanı (AIN, AI2) (msnx2)	1 - 100	50	
7 -05	AI2 kazancı (%)(S6)	0 - 200	100	*1

Not: Grup 7 5 -06=0023 olduğunda geçerlidir (AIN terminali=Analog giriş)

Çok fonksiyonlu çıkış röleleri ve çıkış işareti işletimi

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
8 -00	Analog çıkış gerilim modu (0-10 VDC, Terminal FM+)	0000: Çıkış frekansı 0001: Frekans set değeri 0002: Çıkış gerilimi 0003: DC Bus gerilimi 0004: Motor akımı 0005: PID geri besleme sinyali	0000	*1
8 -01	Analog çıkış kazancı (%)	0 - 200	100	*1
8 -02	R1 çıkış rölesi çalışma modu	0000: Run 0001: Frekansa ulaşıldı (frekans komutu) (set frekansı ± 8 -05) 0002: Set frekansı (8 -04 ± 8 -05) 0003: Frekans eşik seviyesi (> 8 -04)–frekansa ulaşır 0004: Frekans eşik seviyesi (<8 -04)–frekansa ulaşır 0005: Aşırı tork eşik seviyesi 0006: Hata 0007: Otomatik Restart 0008: Anlık AC güç kaybı	0006	

8 -03	R2 çıkış rölesi çalışma modu		0000	
8 -04	İstenen azami frekans (Hz) (Bakınız 8 -02: 0001)	0.00 - 650.00	0.00	*1
8 -05	Azami frekans set değerini algılama genişliği (± Hz)	0.00 - 30.00	2.00	*1

Hız kontrol cihazı ve yük koruma modu

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
9 -00	Hızlanma süresince Stall-engelleme seçimi	0000: Aktif 0001: Pasif	0000	
9 -01	Hızlanma süresince Stall-engelleme seviyesi (%)	50 - 300	200	
9 -02	Yavaşlama süresince Stall-engelleme seçimi	0000: Aktif 0001: Pasif	0000	
9 -03	Yavaşlama süresince Stall- engelleme seviyesi (%)	50 - 300	200	
9 -04	Run modunda Stall-engelleme seçimi	0000: Aktif 0001: Pasif	0000	
9 -05	Run modunda Stall-engelleme seviyesi (%)	50 - 300	200	
9 -06	Run modunda Stall-engelleme yavaşlama zamanı seçimi	0000: 3 -03 ile ayarlanan Stall-engelleme yavaşlama zamanı 0001: 9 -07 ile ayarlanan Stall-engelleme yavaşlama zamanı	0000	
9 -07	Stall-engelleme modunda yavaşlama zamanı (saniye)	0.1 – 3600.0	3.0	
9 -08	Elektronik motor aşırı yük koruma işletme modu	0000:Elektronik motor aşırı yük koruması aktif 0001: Elektronik motor aşırı yük koruması pasif	0000	
9 -09	Motor tipi seçimi	0000: Elektronik motor aşırı yük koruması Non-Inverter Duty Motor'a göre ayarlanmıştr. 0001: Elektronik motor aşırı yük koruması Inverter Duty Motor'a göre ayarlanmıştır.	0000	
9 -10	Motor aşırı yük koruma eğrisi seçimi	0000: Sabit tork (OL =%103) (%150 1 dakika için) 0001: Değişken tork (OL = %113) (%123 1 dakika için)	0000	

9 -11	Aşırı yük koruması aktivasyonundan sonra işletim	0000: Aşırı yük koruması aktivasyonundan sonra Coast-to-Stop 0001: Aşırı yük koruması aktivasyonundan sonra hız kontrol cihazı durmaz (OL1).	0000	
9 -12	Aşırı tork algılama seçimi	0000: Aşırı tork işletimi pasif 0001: Frekans set değerinde ise aşırı tork işletimi aktif 0002: Hız kontrol cihazı çalışma konumunda iken aşırı tork işletimi	0000	
9 -13	Aşırı tork algılamasından sonra işletim	0000: Hız kontrol cihazı aşırı tork algılamasından sonra çalışmaya devam eder. 0001: Aşırı tork algılamasından sonra Coast-to-Stop	0000	
9 -14	Aşırı tork algılama seviyesi (%)	30 - 200	160	
9 -15	Aşırı tork algılama gecikme zamanı (saniye)	0.0 - 25.0	0.1	

Volt/Hz İşletim modu

Fonksiyon Kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
10 -0	Volt/Hz Patern	0 - 18	0/9	*4*6
10 -1	Volt/Hz eğrisi ayarlanması (Torque Boost) (%)	0 – 30.0	0.0	*1*6
10 -2	Boşta motor akımı (Amps AC)	-----		*5*6
10 -3	Motor kayma kompanzasyonu (%)	0.0 – 100.0	0.0	*1*6
10 -4	Maksimum frekans (Hz)	0.20 - 650.00	50.00/ 60.00	*4*6
10 -5	Maksimum frekans gerilim oranı (%)	0.0 - 100.0	100.0	*6
10 -6	Orta frekans (Hz)	0.10 - 650.00	**25.00/ 30.00**	*4*6
10 -7	Orta frekans gerilim oranı (%)	0.0 - 100.0	**50.0**	*6
10 -8	Minimum frekans (Hz)	0.10 - 650.00	**0.50/ 0.60**	*6
10 -9	Minimum frekans gerilim oranı (%)	0.0 - 100.0	**1.0**	*6

PID işletme modu seçimi

Fonksyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar

11 -0	Mod Seçimi	0000: Pasif 0001: Bias (sapma) D kontrollü 0002: Geri besleme D kontrollü 0003: Bias (sapma) D tersine karakteristik kontrollü 0004: Geri besleme D tersine karakteristik kontrollü 0005: Frekans komutu + Bias (sapma) D kontrol 0006: Frekans komutu + geri besleme D kontrol 0007: Frekans kontrol + Bias (sapma) tersine D karakteristik kontrollü 0008: Frekans komutu + Geri besleme tersine D karakteristik kontrollü	0000	
11 -1	Geri besleme kalibrasyon kazancı (%)	0.00 - 10.00	1.00	*1
11 -2	Oransal kazanç (%)	0.0 - 10.0	1.0	*1
11 -3	İntegral zamanı (saniye)	0.0 - 100.0	10.0	*1
11 -4	Diferansiyel zamanı (saniye)	0.00 - 10.00	0.00	*1
11 -5	PID Offset	0000: Pozitif 0001: Negatif	0000	*1
11 -6	PID Offset ayarı (%)	0 - 109	0	*1
11 -7	Çıkış gecikme filtresi zamanı (saniye)	0.0 - 2.5	0.0	*1

PID "Limits" ve "Out of Range" Modu

Fonksiyon kod No.	**Açıklama**	**Seçim**	**Fabrika değeri**	**Notlar**
12 -0	Geri besleme kaybı algılama seçimi	0000: Pasif 0001: Aktif- geri besleme kaybı akabi hız kontrol cihazı çalışmaya devam eder. 0002: Aktif- geri besleme kaybı akabi hız kontrol cihazı durur.	0000	
12 -1	Geri besleme kaybı algılama seviyesi (%)	0 - 100	0	
12 -2	Geri besleme kaybı algılama gecikmesi zamanı (saniye)	0.0 -25.5	1.0	
12 -3	İntegral değeri için limit değeri (%)	0 - 109	100	*1
12 -4	İntegral değeri, geri besleme sinyali istenen değere eşit olduğunda sıfıra atlar.	0000: Pasif 0001: 1 saniye 0030: 30 saniye	0000	

12 -5	İzin verilen hata değeri (birim) (1 birim = 1/8192)	0 - 100	0	
12 -6	PID geri besleme sinyali	0000: 0~10V or **0~20mA** 0001: **2~10V** or 4~20mA	0000	
12 -7	Uyuma fonksiyonu işletim seviyesi	0.00-650.00	0.0	
12 -8	Uyuma fonksiyonu gecikme zamanı	0.0-25.5	0.0	

Haberleşme modu

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
13 -0	Haberleşme adresi	1 - 254	1	*2*3
13 -1	Baud Rate ayarı (bps)	0000: 4800 0001: 9600 0002: 19200 0003: 38400	0003	*2*3
13 -2	Stop biti seçimi	0000: 1 Stop biti 0001: 2 Stop biti	0000	*2*3
13 -3	Parity seçimi	0000: No Parity 0001: Even Parity 0002: Odd Parity	0000	*2*3
13 -4	Data format seçimi	0000: 8-Bit data 0001: 7-Bit data	0000	*2*3

Motor Auto-Tune Parametreleri

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
14 -0	Stator direnci (Ohm)	-----		*3*5
14 -1	Rotor direnci (Ohm)	-----		*3*5
14 -2	Eşdeğer endüktans (mH)	-----		*3*5
14 -3	Manyetize akım (Amps AC)	-----		*3*5
14 -4	Kayıp ferrit kondüktans (gm)	-----		*3*5

Hız kontrol cihazı durumu ve Reset fonksiyonu

Fonksiyon kod No.	Açıklama	Seçim	Fabrika değeri	Notlar
15 -0	Hız kontrol cihazı beygir gücü	(Bakınız sayfa 4 -56)		*3
15 -1	Yazılım versiyonu	-----	-----	*3
15 -2	Fault Jog (son 3 Fault)	(Bakınız sayfa 4 -56)	-----	*3
15 -3	Toplam çalışma süresi (saat)	0 - 9999	-----	*3
15 -4	Toplam çalışma süresi (saatx10000)	0 - 27	-----	*3

15 -5	Toplam çalışma süresi seçimi	0000: Toplam enerjililenme süresi 0001: Toplam çalışma süresi	0000	*3
15 -6	Fabrika ayarlarına geri dönme	1110: 50 Hz Motor işletimi için Reset 1111: 60 Hz Motor işletimi için Reset 1112: PLC Programını Resetle	0000	*4

Not: *1 İşletme sırasında değiştirilebilir.
*2 Haberleşme sırasında değiştirilemez.
*3 Fabrika parametrelerine geri dönüldüğünde bu parametreler değişmez
*4 Parametre fabrika ayarlarıyla bağlantılı
*5 Parametre, model değişikliği yapıldığında farklılaşacaktır.
*6 Sadece V/F modunda mevcuttur