

**BİR FAZLI SÜREKLİ KONDANSATÖRLÜ
ASENKRON MOTORLARDA HIZ KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Evren YÜCEL
504041015**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 11 Temmuz 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 13 Temmuz 2006**

**Tez Danışmanı : Yrd.Doç.Dr. Deniz YILDIRIM (İ.T.Ü.)
Diğer Jüri Üyeleri Yrd.Doç.Dr. Levent OVACIK (İ.T.Ü.)
Yrd.Doç.Dr. Tarık DURU (K.Ü.)**

TEMMUZ 2006

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tezinde bir fazlı asenkron sürekli kondansatörlü motorlarda hız kontrolünün incelenmesi ve ortam sıcaklığına göre motor hızının kontrol edilmesi hedeflenmiştir. Bu amaca ulaşmamda benden maddi ve manevi yardımlarını esirgemeyen Sayın Yrd. Doç. Dr. Deniz Yıldırım'a, aileme, Koray Kaya'ya, Orçun Otar'a ve Bahçıvan Elektrik Motorlarına teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	iv
TABLO LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
SEMBOL LİSTESİ	ix
ÖZET	x
SUMMARY	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş ve Çalışmanın Amacı	1
2. BİR FAZLI ASENKRON MOTORLAR	8
2.1. Dıştan Rotorlu Bir Fazlı Asenkron Motorlar	8
2.2. Literatür Araştırması	13
3. MOTOR HIZ KONTROLÜ YÖNTEMLERİ	16
3.1. Sabit Gerilim/Frekans Kontrolü	16
3.2. Gerilim Kontrolü	18
3.2.1. Faz kontrolü	18
3.2.2. Aç-Kapa kontrol	29
3.2.3. Faz kontrolü ile aç-kapa kontrolünün karşılaştırılması	31
3.2.4. Ana sargı gerilimi kontrol edilerek hız ayarı	33
4. KAPALI ÇEVİRİM HIZ KONTROLÜ	38
4.1. Sıcaklık Sensörleri	39
4.1.1. Termistör	39
4.1.2. Direnç Sıcaklığı Algılayıcısı (RTD)	40
4.1.3. Entegre ile Sıcaklık Ölçümü	42
4.2. Kontrol Devresi	43
4.3. Deneysel Sonuçları	50
5. DEĞERLENDİRME VE İLERİYE DÖNÜK ÇALIŞMALAR	72
KAYNAKLAR	73
ÖZGEÇMİŞ	75

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
NTC	: Negatif Sıcaklık Sabiti
PTC	: Pozitif Sıcaklık Sabiti
RTD	: Direnç Sıcaklık Algılayıcısı
THD	: Toplam Harmonik Distorsiyonu
PI	: Oransal Integral
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu

TABLO LİSTESİ

		<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1	Mekanik ve elektronik kontrol karşılaştırılması deney sonuçları	4
Tablo 2.1	Şekil 2.3’de gösterilen motorun ana parçalarını listesi	11
Tablo 3.1	Varyak ve triyak çıkış gerilimlerine göre motor karakteristikleri	34
Tablo 4.1	Değişik set ve sıcaklık değerlerinde devre parametreleri	50
Tablo 4.2	Set edilen değerdeki devre parametreleri	59
Tablo 4.3	Ayarlanan set değeri için devre çıkış parametreleri	60
Tablo 4.4	Ayarlanan set değeri için devre çıkış parametreleri	61
Tablo 4.5	Ayarlanan set değeri için devre çıkış parametreleri	62
Tablo 4.6	Ayarlanan set değerleri için devre çıkış parametreleri	63
Tablo 4.7	Ayarlanan set değerleri için devre çıkış parametreleri	64
Tablo 4.8	Ana sargı gerilimi kontrolü devre parametreleri	68

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1 : Fan çıkışındaki hava debisinin mekanik olarak kontrolüne ilişkin (a) tam açık (b) yarı açık (c) kapalı konumda mazgal kanat açıklıkları.	1
Şekil 1.2 : Mekanik ve elektronik olarak fan çıkış debisinin kontrolüne ilişkin (a) deney düzeneği (b) motor çıkış debisinin değiştirilmesi için kullanılan çeşitli çıkış ağzı çaplarında diyafram c) debi deney düzeneğinin genel görünümü.....	2
Şekil 1.3 : Fan çıkış debisinin kontrolüne ilişkin; (a) Mekanik kontrol elektriksel bağlantı şekli, (b) Elektronik kontrol elektriksel bağlantı şekli, (c) Elektronik kontrol devresi kayıplarını da kapsayan elektriksel bağlantı şekli.....	3
Şekil 1.4 : Farklı debi değerlerinde mekanik ve elektronik kontrolde çekilen güç değerleri.....	5
Şekil 1.5 : Değişik debi değerlerinde elektronik hız kontrolü kullanıldığında güçteki azalma.	6
Şekil 1.6 : Ortam sıcaklığına göre hız kontrolü blok şeması.....	7
Şekil 2.1 : Klasik asenkron motor yapısı.....	9
Şekil 2.2 : Dıştan rotorlu asenkron motorun (a) rotor, (b) stator laminasyonu, (c) rotor ve (d) stator parçalarının üç boyutlu görünümü.....	10
Şekil 2.3 : Bir fazlı dıştan rotorlu asenkron motor ana parçaları.....	11
Şekil 2.4 : Radyal fanın dıştan rotorlu motora montajı.....	12
Şekil 2.5 : Eş eksenli (in-line) kanal tipi radyal fanın kullanım yerindeki şematik resmi.....	12
Şekil 3.1 : Bir fazlı doğru gerilim aradevrelili gerilim / frekans kontrolü.....	16
Şekil 3.2 : Sabit gerilim / frekans kontrolü moment hız karakteristiği	17
Şekil 3.3 : Yarı iletken kontrollü gerilim ayar devreleri (a) çift tristör kullanarak (b) triyak kullanarak.....	18
Şekil 3.4 : Faz kontrol yöntemi çalışma prensibi ve dalga şekli.....	19
Şekil 3.5 : Motora uygulanan gerilimin efektif değeri değiştirildiğinde oluşan moment - hız grafiği.	24
Şekil 3.6 : Diyak ile ateşlenen triyak devresi.....	25
Şekil 3.7 : Giriş gerilimi ve ateşleme gerilimi arasındaki ilişki.....	25
Şekil 3.8 : Genel durum için dalga şekilleri.....	26
Şekil 3.9 : Sürekli ateşlemeli devre için dalga şekilleri.....	27
Şekil 3.10 : Sürekli ateşlemeli devrenin şeması.....	28
Şekil 3.11 : Geniş aralıklı faz kontrolü.....	28
Şekil 3.12 : Aç-kapa kontrol devre şeması.....	29
Şekil 3.13 : Aç-kapa kontrol gerilim dalga şekli $N=2$ $T=3$	30
Şekil 3.14 : $N=1$, $T=4$ için aç-kapa kontrolde çıkış geriliminin harmonik değer spektrumu.....	33
Şekil 3.15 : Genel yöntemlerin bağlantı şemaları (a) Ayarlı trafo (varyak) ile kontrol metodu (b) Triyak ile kontrol metodu.....	34
Şekil 3.16 : Triyaklı ve varyaklı kontrol yapılan fanın şematik gösterimi.....	34
Şekil 3.17 : Triyaklı ve varyaklı kontrol giriş gücü-hız grafikleri.....	35
Şekil 3.18 : Triyaklı ve varyaklı kontrol debi-hız grafikleri.....	36

Şekil 3.19	: Motor yükleme deneyi düzeneği.....	37
Şekil 3.20	: Motor akım - hız karakteristikleri.....	37
Şekil 4.1	: Güç ve kontrol devresi şematik gösterimi.....	38
Şekil 4.2	: NTC termistörü değerinin sıcaklık ile değişimi.....	40
Şekil 4.3	: RTD değerinin sıcaklık ile değişimi.....	41
Şekil 4.4	: Basit santigrat sıcaklık sensörü (+2°C - +150°C).....	42
Şekil 4.5	: Tam aralık santigrat sıcaklık sensörü (-55°C - +150°C).....	42
Şekil 4.6	: Tam aralık santigrat sıcaklık sensörü (-40°C - +125°C)	43
Şekil 4.7	: NTC gerilim dönüştürücü devresi.	45
Şekil 4.8	: NTC direnci ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi grafiği...	46
Şekil 4.9	: Sıcaklık ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi grafiği.....	47
Şekil 4.10	: Sıcaklık ile ateşleme açısı değişimi.....	49
Şekil 4.11	: 100 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	51
Şekil 4.12	: 451 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	51
Şekil 4.13	: 933 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	52
Şekil 4.14	: Yarı hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	52
Şekil 4.15	: 2645 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	53
Şekil 4.16	: Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	53
Şekil 4.17	: Motor dururken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	54
Şekil 4.18	: Motor kalkış gerilimine yakın iken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare ..	54
Şekil 4.19	: 810 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare....	55
Şekil 4.20	: 2640 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare....	55
Şekil 4.21	: Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare....	56
Şekil 4.22	: Motor dururken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare, sinüzoidal dalga) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare ..	56
Şekil 4.23	: 284 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare....	57
Şekil 4.24	: 2642 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare....	57
Şekil 4.25	: Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare....	58
Şekil 4.26	: 1348 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare....	58
Şekil 4.27	: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	59
Şekil 4.28	: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare,) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.....	59
Şekil 4.29	: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi (V_7 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare	60

Şekil 4.30 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi (V_7 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare	60
Şekil 4.31 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve testere dişi gerilim (V_9 , 5V/kare) dalga şekilleri , zaman 2ms/kare.....	61
Şekil 4.32 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve testere dişi gerilim (V_9 , 5V/kare) dalga şekilleri , zaman 5ms/kare.....	61
Şekil 4.33 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) testere dişi generatörü çıkış işareti (V_{IC9} , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	62
Şekil 4.34 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) testere dişi generatörü çıkış işareti (V_{IC9} , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.....	62
Şekil 4.35 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve triyak kapı işareti(V_5 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	63
Şekil 4.36 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve triyak kapı işareti(V_5 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 1ms/kare.....	63
Şekil 4.37 : Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve triyak kapı işareti(V_5 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.....	64
Şekil 4.38 : Triyak üzerindeki gerilim (V_3 ,130V/kare) ve triyak kapı işareti (5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.....	64
Şekil 4.39 : Triyak üzerindeki gerilim (V_3 ,130V/kare) ve triyak kapı işareti (5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	65
Şekil 4.40 : Triyak üzerindeki gerilim (V_3 ,130V/kare) ve triyak kapı işareti (5V/kare) dalga şekilleri, zaman 1ms/kare.....	65
Şekil 4.41 : Triyak üzerindeki gerilim (V_3 ,130V/kare) ve triyak kapı işareti (5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.....	66
Şekil 4.42 : Triyak üzerindeki gerilim (V_3 , 130V/kare) ve testere dişi gerilim (V_9 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	66
Şekil 4.43 : Yardımcı sargı nominal gerilimle beslenirken güç ve kontrol devresi.....	67
Şekil 4.44 : Motor dururken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	68
Şekil 4.45 : 910 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	69
Şekil 4.46 : Yarı hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	69
Şekil 4.47 : 1645 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	70
Şekil 4.48 : 2388 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	70
Şekil 4.49 : 2612 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.....	71
Şekil 4.50 : Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.....	71

SEMBOL LİSTESİ

Q	: Çıkış debisi
s	: Hava çıkış hızı
A	: Hava çıkış alanı
Q [%]	: Debinin yüzdesel değişimi
Q_a	: Mekanik kontrol ile ölçülen debi
Q_{nom}	: Nominal çalışma koşullarındaki fanın debi değeri
ΔP_f	: Güçteki yüzdesel azalma
P_a	: Mekanik kontrol ile harcanan güç
P_c	: Elektronik kontrol ile harcanan güç
K	: Sabit sayı
I_a	: Ana sargı akımı
I_y	: Yardımcı sargı akımı
δ	: Ana sargı ve yardımcı sargı arasındaki faz farkı
v	: Giriş gerilimi
v_l	: Endüktans gerilimi
v_T	: Tristörün gerilim düşümü
v_R	: Direncin gerilim düşümü
v_L	: Yük uçlarındaki gerilim
α	: Tetikleme açısı
β	: Kesim açısı
Φ	: Sinüzoidal faz farkı
i_{geçici}, i_{ss}	: Geçici ve sürekli durum akımı
I_m, V_m	: Akım ve gerilim tepe değeri
Z	: Empedans
L	: Endüktans
R	: Direnç
C	: Kapasite
S	: Kayma
D	: Diyak
T	: Triyak
R_a	: Ayarlı direnç
V_{B0}	: Diyak delinme gerilimi
T_r	: Zaman sabiti
φ	: Gerilim ve akım arasındaki faz farkı
N	: Anahtarın kapalı tutulduğu çevrim sayısı
T	: Anahtarın açık tutulduğu çevrim sayısı
ψ	: Faz açısı
B	: NTC sabiti
λ	: RTD sıcaklık sabiti
t	: Zaman
μ	: NTC sıcaklık sabiti
γ	: İletim zamanı
γ_T	: Triyak kesim zamanı

ÖZET

Bu çalışmada aspiratör ve fan tipi uygulamalar için istenilen sıcaklık değerini sabit tutacak şekilde, bir fazlı asenkron motorun değişik hızlarda çalışmasına olanak verecek bir hız ayar kontrol ünitesi gerçekleştirilmiştir.

Birinci bölümde mekanik ve elektronik kontrol yöntemleri incelenmiş ve bu yöntemler ile elde edilen güç ve debi karşılaştırılarak elektronik kontrol yönteminin daha avantajlı olduğu görülmüştür. Ortam sıcaklığına göre hız kontrol yöntemi hakkında genel bilgi verilmiştir.

İkinci bölümde fan ve aspiratör uygulamaları için tahrik elemanı olarak kullanılan bir fazlı asenkron motorların kullanım alanları ve çeşitleri anlatılmıştır. Özellikle dıştan rotorlu asenkron motorların iç yapısı kullanım yerine göre avantajları detaylı olarak açıklanmıştır. Hız kontrol yöntemleri hakkında literatür araştırması yapılarak daha önce konu ile ilgili yapılmış çalışmalar incelenmiştir.

Üçüncü bölümde asenkron motor hız kontrolü yöntemlerinden sabit gerilim/frekans ve gerilim kontrolü yöntemleri incelenerek, maliyet ve basitlik açısından gerilim kontrolünün bu tür bir çalışma için daha uygun olduğu belirlenmiştir. Gerilim kontrolü yöntemlerinden faz kontrolü ve aç-kapa kontrolü yöntemleri incelenmiş ve her iki metot için gerilim kaynağına verdikleri harmonik değerlerinin analizi yapılmıştır. Ana ve yardımcı sargısı olan iki sargılı bir asenkron motor için, gerilim kontrolü yönteminin sadece ana sargı üzerinde (yardımcı sargı doğrudan gerilim kaynağına bağlanmıştır) yapılması gerektiği yapılan testler sonucunda görülmüş ve kontrol devresi buna uygun olacak şekilde tasarlanmıştır.

Dördüncü bölümde kapalı çevrim kontrolünün yapılabilmesi için öncelikle olarak kapalı çevrim parametrelerinin çıkarılması konusu incelenmiştir. Sıcaklık sensörü tipleri olarak termistör, direnç sıcaklık algılayıcı ve entegre algılayıcı çeşitlerinin çalışma prensipleri ve ölçüm hassasiyetleri incelenerek, termistör tipi sıcaklık sensörünün uygulama için uygun olduğu görülmüştür. Kapalı çevrim kontrolü için kullanılan entegrenin yapısı ve çalışma prensibi açıklanarak, gerçekleşen devrenin değişik ayar ve ortam sıcaklıklarında ürettiği dalga şekilleri incelenmiştir.

SUMMARY

In this study, a variable speed control unit has been realized for keeping the temperature of a process constant at the desired level through modifying the applied voltage to a permanent-split-capacitor single phase induction motor used in the exhaust fans and ventilators.

In the first section, mechanical and electronic speed control methods are examined and the motor input power and air flow rate for these two methods are compared. It is seen that electronic control method has much lower input power requirements for the same amount of air flow. General information about speed control method according to ambient temperature has also been given in this section.

In the second section, the usage areas and types of single phase induction motors used for driving the exhaust fans and ventilators are researched. In this section particularly the internal properties and the advantages of the external rotor induction motor depending on the usage areas have been examined. Literature survey has been given about speed control methods by examining the studies that had been done before.

In the third section, various speed control methods for induction motors are examined and it has been specified that it would be more feasible to prefer input voltage adjustment because of simplicity and lower cost. Phase control and integral-cycle methods have been examined for voltage control methods and the harmonic characteristics of the waveforms have been analyzed for both methods. Tests revealed that controlling only the voltage of main winding with auxiliary winding voltage is kept at rated voltage gives satisfactory result for a single phase induction motor with two windings as main and auxiliary. Therefore, control circuit is designed based on this arrangement.

In fourth section, closed-loop control of the temperature controlled system is given. Temperature sensor types such as thermistors, resistor temperature detectors and specific integrated circuits are examined according to their operation principals, cost, range and measurement accuracy. It is concluded that thermistor type temperature sensors are the best choice for speed control applications. Temperature-controlled closed-loop speed control system is realized using a special integrated circuit designed for phase-control applications. Examination of various waveforms at different set points and process temperatures are given in detail at different test points of the circuit.

1. GİRİŞ

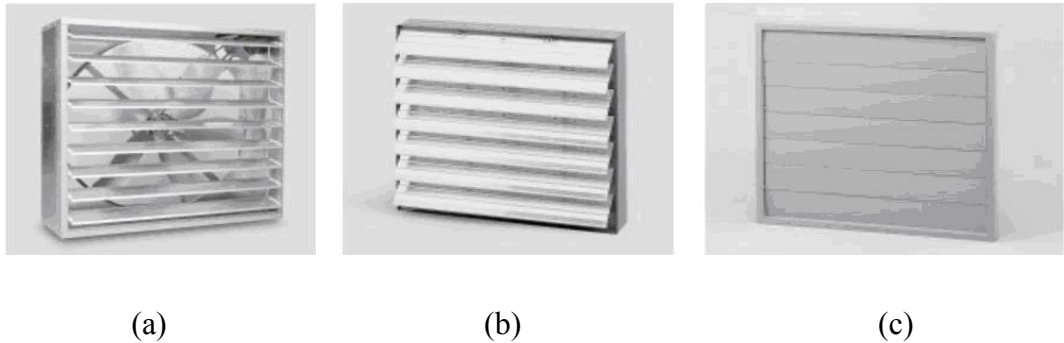
1.1 Giriş ve Çalışmanın Amacı

Asenkron motorlar kullanım kolaylığı, basit yapısı, bakım gerektirmemesi ve ucuz olması nedeniyle endüstride ve binalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Dünyada üretilen enerjinin %70 civarındaki kısmının asenkron motorlarda tüketiliyor olması bu motorların kullanım sıklığını ve önemini göstermektedir [8].

Günümüzde enerji kaynaklarının giderek azalması ve enerji maliyetlerinin artması sonucunda, her alanda enerji tasarrufu yapılması zorunlu hale gelmiştir. Enerjinin en büyük kısmının asenkron motorlar tarafından kullanıldığı düşünüldüğünde, bu motorların daha az enerji ile istenilen işi yapması istenilmektedir. Bu amaçla çeşitli yöntemler sürekli olarak araştırılmaktadır.

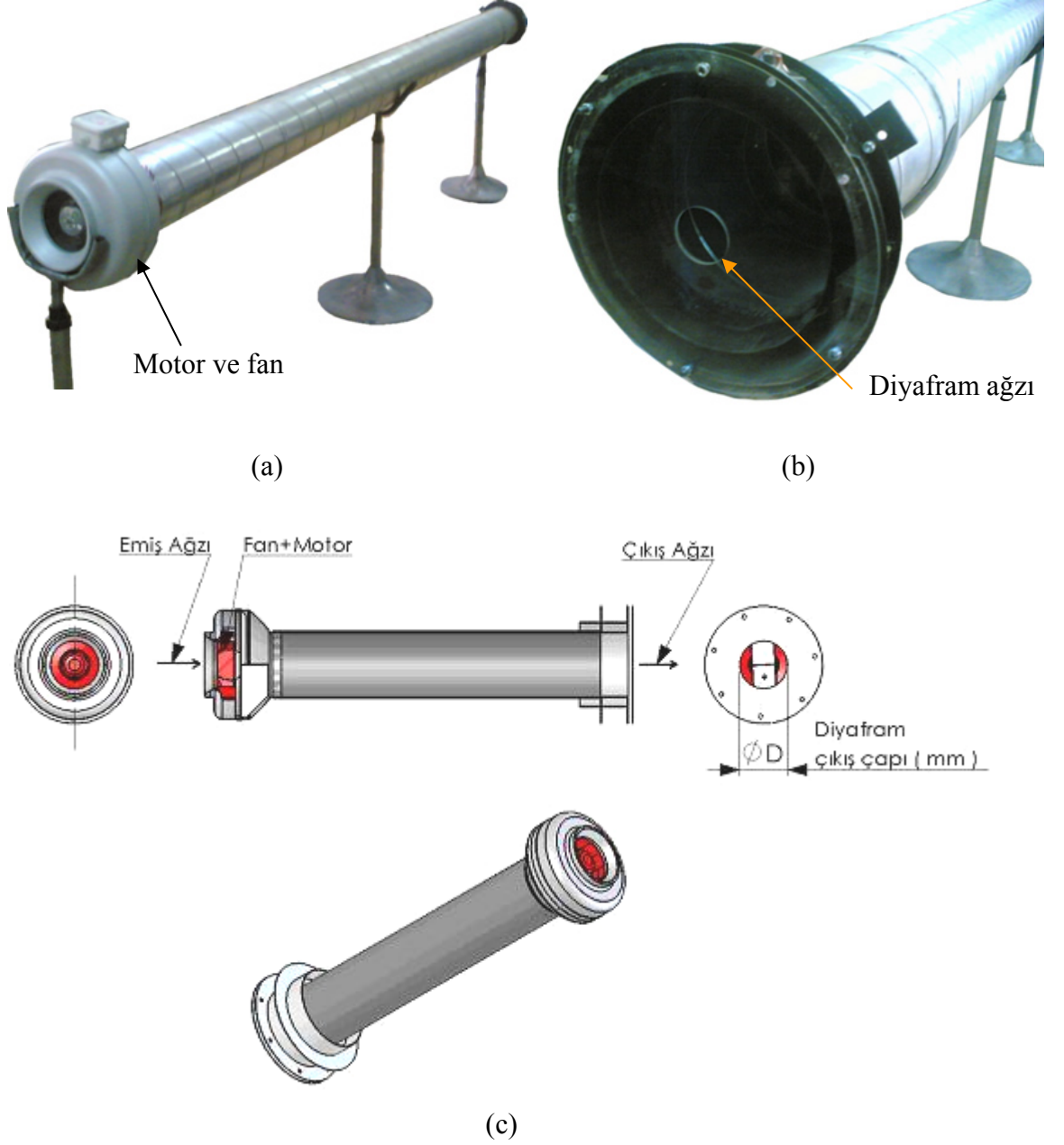
Bir fazlı fan motorları için kullanılan hız kontrol yöntemlerinden biri olan mekanik kontrol, fan çıkışına yerleştirilen mazgallarla yapılmaktadır. Şekil 1.1’de gösterilen mazgal kanatçıklarının hava akışına karşı yaptığı açı değiştirilerek, fanın dışarıya verdiği havanın debisi ayarlanmaktadır. Bu mazgallar mekanik olarak kontrol edilirken, motor nominal koşullarda çalışmakta ve ürettiği debi etkin olarak kullanılmamaktadır.

Bir fazlı asenkron motor hız kontrolünde kullanılan diğer yöntem ise elektronik kontroldür. Bu yöntemle motorun hızı istenilen aralıkta ayarlanmakta, böylece motorun nominal tüketiminden daha az enerjiyle aynı işi yapması sağlanmaktadır.

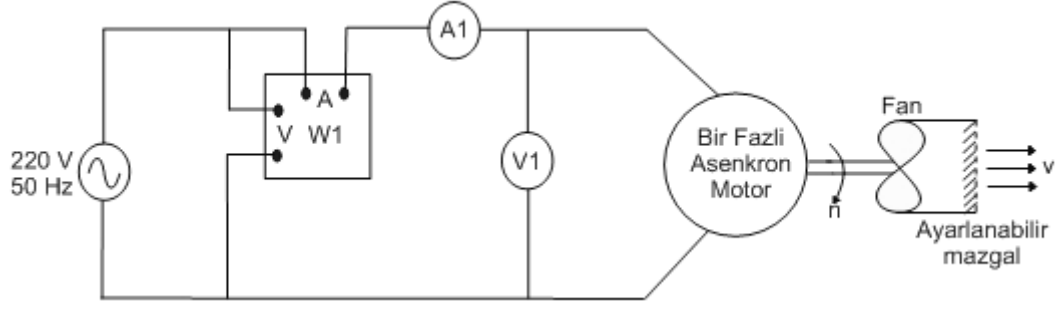


Şekil 1.1: Fan çıkışındaki hava debisinin mekanik olarak kontrolüne ilişkin (a) tam açık (b) yarı açık (c) kapalı konumda mazgal kanat açıklıkları.

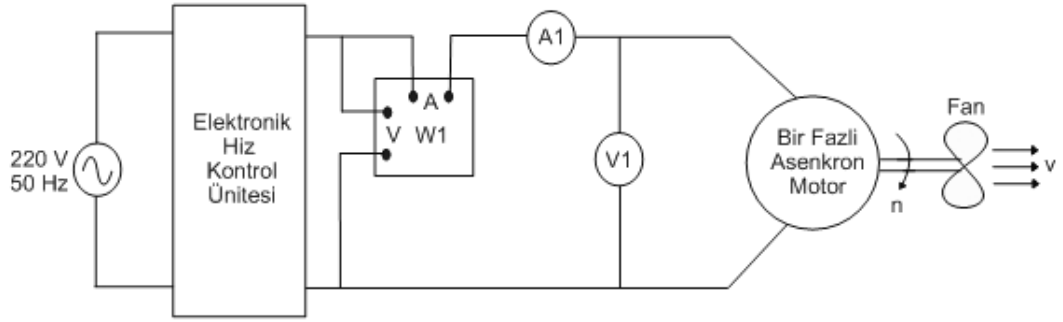
Şekil 1.2’de verilen deney düzeneğinde gösterildiği gibi kapalı bir boru sisteminde borunun bir ucuna fan diğer ucuna ise çıkışın çapını değiştirecek mekanik diyaframlar bağlanarak mekanik kontrol yapılmıştır.



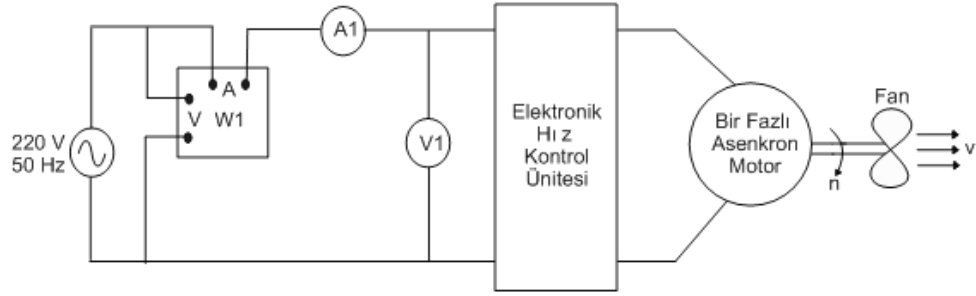
Şekil 1.2: Mekanik ve elektronik olarak fan çıkış debisinin kontrolüne ilişkin (a) deney düzeneği (b) motor çıkış debisinin değiştirilmesi için kullanılan çeşitli çıkış ağzı çaplarında diyafram (c) debi deney düzeneğinin genel görünümü (Bahçivan Elektrik Motor).



(a)



(b)



(c)

Şekil 1.3: Fan çıkış debisinin kontrolüne ilişkin; (a) Mekanik kontrol elektriksel bağlantı şekli, (b) Elektronik kontrol elektriksel bağlantı şekli, (c) Elektronik kontrol devresi kayıplarını da kapsayan elektriksel bağlantı şekli.

Mekanik kontrol sonucunda çıkan havanın debisi ölçülerek, aynı debi değerlerini elektronik kontrolde verecek motor dönüş hızı, Şekil 3.11 ile şematik olarak gösterilen triyaklı faz kontrolü yapan elektronik kart ile motor giriş gerilimi değiştirilerek sağlanmıştır. Deney düzeneğinin elektriksel bağlantı şeması Şekil 1.3’de gösterilmektedir. Deneyde elde edilen sonuçlar Tablo 1.1’de gösterilmektedir

Tablo 1.1: Mekanik ve elektronik kontrol karşılaştırılması deney sonuçları

	Gerilim, V_1 [V]	Akım, A_1 [mA]	Güç, W_1 [W]	Motor Dönüş Hızı n [d/d]	Hava Çıkış Hızı, v [m / saat]	Boru Çapı, D [mm]
Mekanik Kontrol (Şekil 1.3.a)	219	451	97	2672	10,3	167
	219	454	99	2659	11,5	154
	219	470	101	2640	13,8	140
	219	474	103	2630	15,2	134
	219	480	104	2616	15,8	126
	219	483	105	2605	17,2	118
	219	486	106	2600	18,1	110
	219	487	106	2596	19,5	100
	219	471	103	2636	22	77
	219	433	93	2710	18,2	45
Elektronik Kontrol (Şekil 1.3.b)	218	430	92,5	2707	7,2	200
	205	448	89	2664	6,8	200
	185	483	84	2580	6,7	200
	165	505	77	2430	6,4	200
	160	508	75	2391	6,2	200
	150	515	70	2238	6	200
	140	516	66	2112	5,5	200
	125	500	58	1822	4,9	200
	93	400	33	1102	3,3	200
	48	210	8	382	1	200
Elektronik Kontrol (Şekil 1.3.c)	218	433	94	2707	7,2	200
	218	449	89,5	2664	6,8	200
	218	481	84,2	2581	6,7	200
	218	506	78	2425	6,4	200
	218	508	76,9	2390	6,2	200
	218	513	71,8	2231	6	200
	218	512	67,7	2104	5,5	200
	218	495	59	1823	4,9	200
	218	406	35	1104	3,3	200
	218	225	11	373	1	200

Bu tablodan faydalananarak fan çıkışındaki debi;

$$Q = s.A \quad (1.1)$$

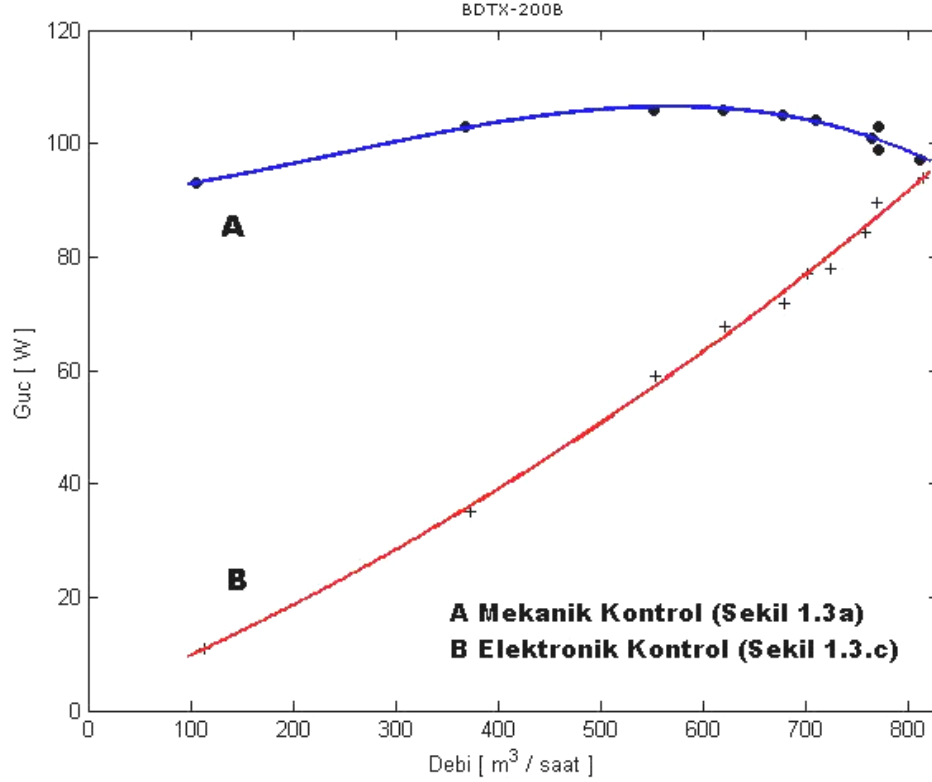
Burada;

Q , çıkış debisi [m³ / saat],

s , Hava çıkış hızı [m/saat],

A , Hava çıkış alanı [m²] olarak alınmıştır

Bu iki yöntemde farklı debi değerleri için motorun çektiği güçler Şekil 1.4'de gösterilmiştir.



Şekil 1.4: Farklı debi değerlerinde mekanik ve elektronik kontrolde çekilen güç değerleri.

Boru çıkışına diyaframlar bağlı değilken nominal gerilimde fanın verdiği debi 815m³/saat değerindedir. Bu değer referans alınarak debi eksenini yüzdesel olarak gösterildiğinde, güçte yapılan tasarruf Şekil 1.5'te gösterilmiştir. Burada güç farkı aynı debi değerleri için mekanik ve elektronik kontrolde harcanan güç farkının, mekanik kontrolde harcanan güce oranıdır. Elektronik kontrol esnasında devrede harcanan gücün de hesaplamalara katılması gerektiğinden Şekil 1.3.c ile gösterilen bağlantı şemasının sonuçları kullanılmıştır. Özellikle debinin % 70 değerinden küçük değerlerinde büyük güç farklılığının oluştuğu ve hız kontrolü için mekanik kontrolün verimli bir yöntem olmadığı görülmüştür.

$$Q (\%) = \frac{Q_a}{Q_{nom}} \cdot 100 \quad (1.2)$$

$$\Delta P_f = \frac{P_a - P_c}{P_a} \cdot 100 \quad (1.3)$$

Burada;

Q [%], debinin yüzdesel değişimini,

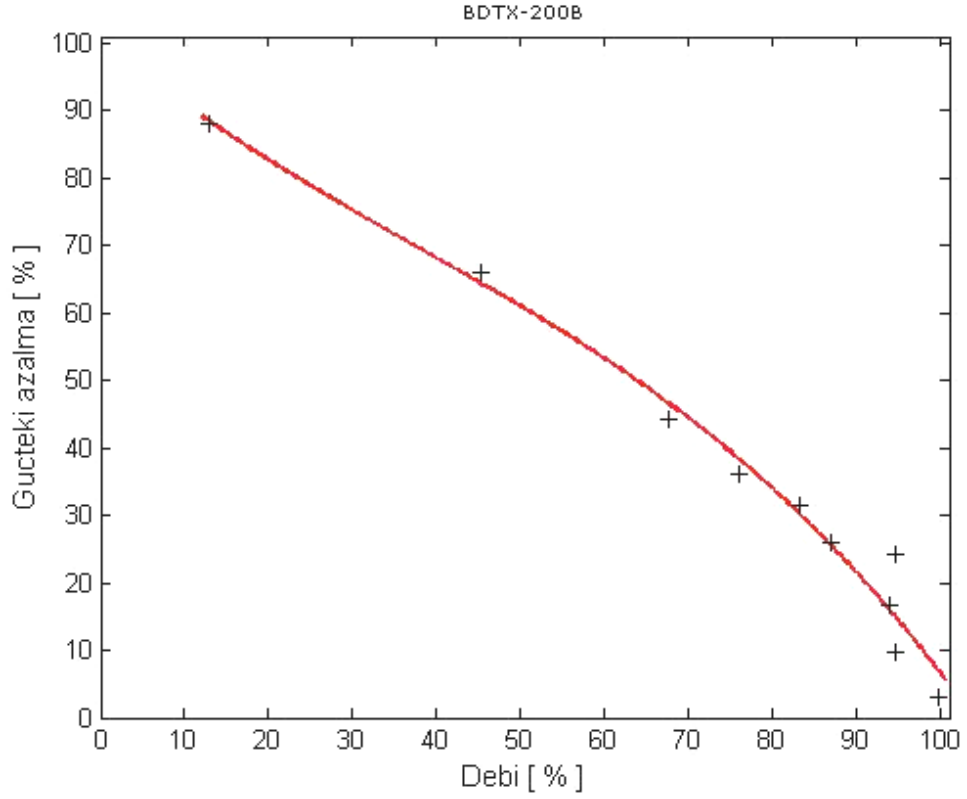
Q_a , Mekanik kontrol ile ölçülen debi [m^3/saat] (Şekil 1.3.a),

Q_{nom} , Nominal çalışma koşullarındaki fanın debi değeri [$815 \text{ m}^3/\text{saat}$],

ΔP_f , Güçteki yüzdesel azalma,

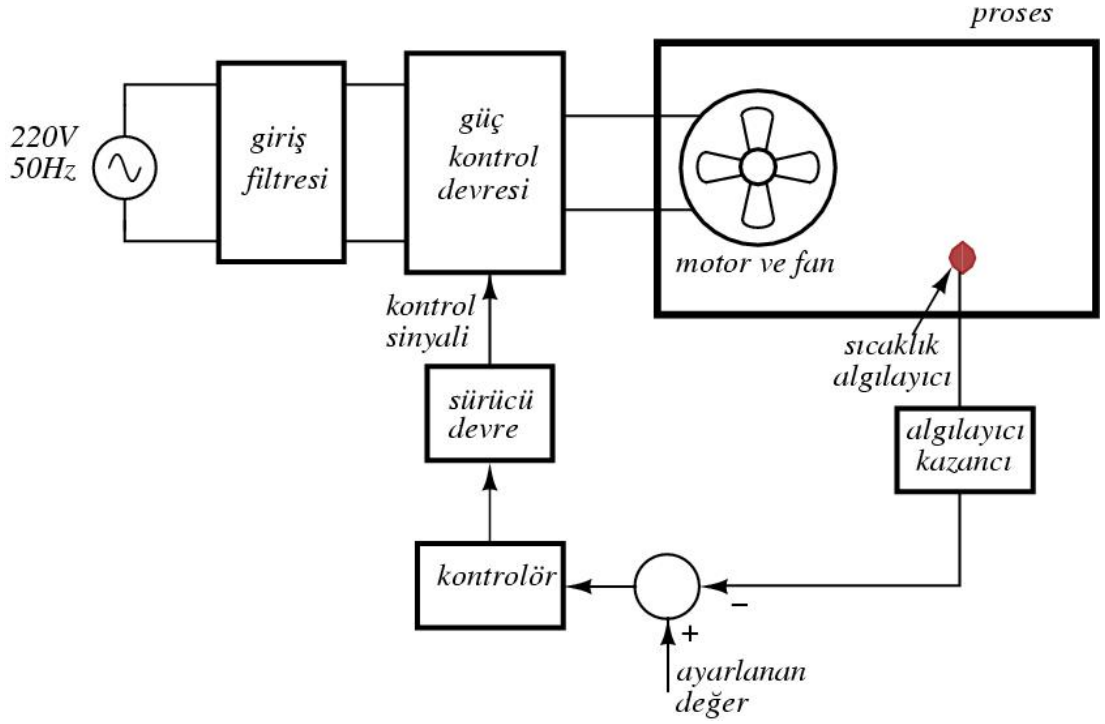
P_a , Mekanik kontrol ile harcanan güç [W] (Şekil 1.3.a),

P_c , Elektronik kontrol ile harcanan güç [W] (Şekil 1.3.c).



Şekil 1.5: Değişik debi değerlerinde elektronik hız kontrolü kullanıldığında güçteki azalma.

Bir fazlı asenkron motorların hızı, giriş geriliminin efektif değerinin ayarlanması veya gerilim / frekans sabit kalacak şekilde motora uygulanan frekansın değişimi ile kontrol edilebilir.



Şekil 1.6: Ortam sıcaklığına göre hız kontrolü devresi blok şeması.

Şekil 1.6 ile gösterilen blok şemasında ortam sıcaklığına göre motorun veya fanın hızını kontrol edebilmek için öncelikle ortam sıcaklık sensörü, sıcaklığı kontrol edilecek bölgeye yerleştirilir. Bu sensörün çıkışı algılayıcı kazançtan geçirilerek istenilen ortam sıcaklığı değeri ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucu çıkan hata sinyali kontrolörden geçirilerek, sürücü devre yardımıyla güç devresindeki anahtarları sürece tetikleme sinyali üretilir. Bu anahtarların uygun bir şekilde çalışması sonucunda motor giriş değerleri değiştirilerek motor hızı kontrol edilir ve istenilen set değerinde ortam sıcaklığı sağlanmaya çalışılır. Elektronik kontrolün oluşturacağı harmonikleri sönmölemek için giriş filtresi konulur.

2. BİR FAZLI ASENKRON MOTORLAR

2.1 Dıştan Rotorlu Bir Fazlı Asenkron Motorlar

Sincap kafesli asenkron motor basit yapısı, kullanım kolaylığı ve düşük maliyeti nedeniyle endüstride oldukça yaygın bir kullanım alanı bulmaktadır. Bu motorlar, rotoru statorun içerisinde tutmak için kullanılan iki adet rulmanın dışında fırça, bilezik, vb. gibi mekanik sürtünmeye neden olabilecek herhangi bir parça içermemesi nedeniyle hemen hemen hiç bakım gerektirmemekte ve oldukça uzun ömürlü olmaktadır. Çok geniş kullanım sahası olan küçük motorlar bir fazlı olarak yapılırlar. Bir fazlı motorlar genellikle birkaç beygir veya daha küçük güçte olurlar. Bir fazlı asenkron motor çeşitleri şunlardır [22];

1. Yardımcı sargılı motor
2. Yardımcı kutuplu (gölge kutuplu motor)

Statorunda bir faz sargısı olan bir asenkron motor tek fazlı şebekeye bağlandığı zaman motor içerisinde birbirine zıt yönde dönen eşit şiddette iki manyetik alan oluşmaktadır. Bunun neticesinde motorun kalkış momenti sıfır olmaktadır. Motora kendiliğinden yol vermek için bir fazlı asenkron motorun statoruna ana sargıya dik olacak şekilde ikinci bir yardımcı sargı yerleştirilir. Bu iki sargıdan akan akımlar arasındaki faz farkı 90° 'ye yakın yapıldığı zaman motorda oluşan moment maksimum olur. Motorda endüklenen başlangıç momenti;

$$M_{başlama} = K \cdot I_a \cdot I_y \cdot \sin \delta \quad (2.1)$$

ifadesi ile verilmektedir. Burada K bir sabit, I_a ana sargı akımı, I_y yardımcı sargı akımı ve δ , I_a ve I_y arasındaki faz farkını temsil etmektedir.

Genellikle kapasite kullanılan yardımcı sargılı asenkron motorlar, kapasitenin çalışma şekline göre sınıflandırılırlar [22];

1. Kondansatör yol vermeli motor
2. Çift kondansatörlü motor
3. Sürekli kondansatörlü motor

Kondansatör yol vermeli motorlarda, kondansatör sadece yol verme sırasında devredir ve motor çalışma hızına ulaştıktan veya yol aldıktan sonra devreden çıkar. Bu şekilde kalkış sırasında yüksek moment elde edilir.

Çift kondansatörlü motorlarda, kondansatörlerden biri sadece kalkış anında kullanılır ve motor kalkışı yaptıktan sonra devreden çıkarılır. Bu şekilde kalkış momenti

yüksek ve çalışma koşulları daha iyi motor elde edilmiş olur. Diğer kondansatör ise nominal çalışma koşullarında motorun performansını düzeltecek şekilde seçilir.

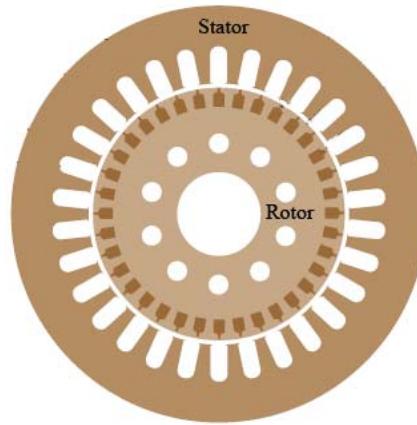
Sürekli kondansatörlü motorlarda, kondansatör hem kalkış hem de işletme sırasında devrededir. Bu motorlarda kalkış momenti kondansatör yol vermeli motorlara göre daha düşüktür. Yük altında yardımcı ve ana sargı akımlarını dengeli tutarak daha iyi koşullarda çalışma sağlar. Kondansatörü devreden çıkarmak için gerekli anahtar olmadığından daha az bakıma ihtiyaç duyar. En yaygın kullanılan bir fazlı asenkron motor, sürekli kondansatörlü motordur. Genellikle vantilatör, aspiratör, brülör ve sessiz çalışmaya ihtiyaç duyulan yerlerde kullanılır.

Gölge kutuplu motorlar içlerinde yardımcı sargı bulundurmayan, bunun yerine her kutba bir parça olarak eklenen ve kısa devre edilmiş gölge sargılı gölge kutuplar kullanılır. Bu kutuplar sayesinde değişken akı oluşturulur ve bu akı gölge kutbunda ters yönlü bir gerilim endükler. Böylece dönen stator magnetik alanında dengesizlik oluşturularak kalkış momenti oluşturulur.

Yukarıda anlatılan dört motor tipini çalışma ve işletme koşullarına göre en iyiden en kötüye doğru sıralandığında [22];

1. Çift kondansatörlü motorlar
2. Kondansatör yol vermeli motorlar
3. Daimi kondansatörlü motorlar
4. Gölge kutuplu motorlar

Standart bir asenkron motorun stator ve rotor yapısı Şekil 2.1’de gösterilmektedir.

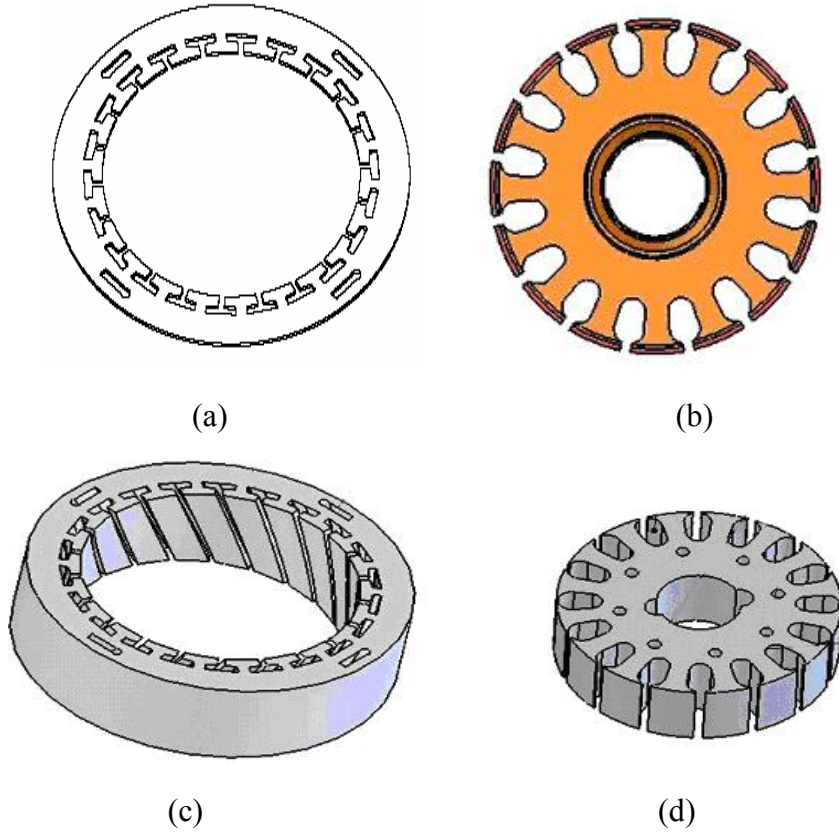


Şekil 2.1: Klasik asenkron motor yapısı

Stator kısmındaki oluklara alternatif akım (AA) sargıları yerleştirilir. Rotoru ise oldukça basit bir yapıda olup kısa devre edilmiş rotor çubuklarından oluşmaktadır.

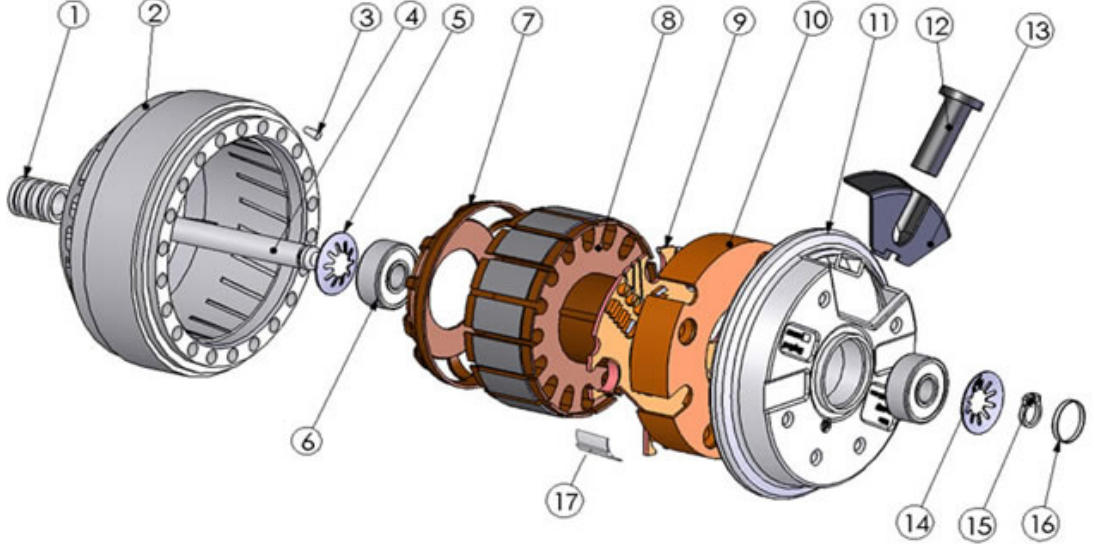
Statora yerleştirilen AA sargılarına alternatif gerilim uygulanmasıyla makine içerisinde, dönen manyetik alan oluşturulur. Oluşan bu döner alan rotor çubuklarında endüksiyon yoluyla bir gerilim endükler ve kısa devre edilmiş olan rotor çubuklarından akımın akmasıyla makine içerisinde ikinci bir manyetik alan oluşur. Bu iki manyetik alanın etkileşimi sonucu hareketli kısım (rotor) üzerinde döndürme momenti oluşur ve rotor dönmeye başlar.

Eğer sincap kafesli asenkron motorun rotoru, statorun içine değil de dışarısına yerleştirilirse, Şekil 2.2’de gösterildiği gibi dıştan rotorlu asenkron motor yapısı elde edilmektedir. Şekil 2.2.b ve Şekil 2.2.d’de gösterilen stator, rotorun içerisinde sabit olarak yer almaktadır ve dönen kısım olan rotor motorun dış kısmında yer almaktadır. Rotorun yüksek eylemsizliğinin değişken yüklerde daha kararlı bir çalışmaya olanak vermesi, stator sargılarının otomatik sargı makinesi kullanarak yerleştirilme işleminin basitleştirilmesi ve sargı sonlarının daha kısa olması, düşük güçlerde bu yapının bazı uygulamalar için oldukça avantajlı olmasını sağlamaktadır. Tahrik edilen yükün (pervane veya fan) doğrudan rotorun dış kısmına yerleştirilmesi yer tasarrufu sağlayan kompakt bir tasarım elde edilmesini sağlar.



Şekil 2.2: Dıştan rotorlu asenkron motorun (a) rotor, (b) stator laminasyonu, (c) rotor ve (d) stator parçalarının üç boyutlu görünümü (Bahçıvan Elektrik Motor).

Motorun iç kısmında yer alan statora, sargıların yerleştirilmesi klasik motorlara göre çok daha kolay olmaktadır. Dıştan rotorlu sincap kafesli bir fazlı bir asenkron motorun ana parçalarını gösteren montaj şeması Şekil 2.3’de gösterilmektedir. Bu şekil üzerindeki her bir parçaya ilişkin açıklayıcı bilgi Tablo 2.1’de gösterilmektedir. Dinamo saçlarından yapılmış olan stator paketi motor kapağındaki yataklama kanalının üzerine geçirilmiştir.



Şekil 2.3: Bir fazlı dıştan rotorlu asenkron motor ana parçaları (Bahçivan Elektrik Motor).

Tablo 2.1: Şekil 2.3’de gösterilen motorun ana parçalarını listesi.

1. Burç	10. Kablo paleti kapağı
2. Rotor	11. Motor Kapağı
3. Balans alma parçası	12. Kablo koruyucu plastik
4. Motor mili	13. Kablo çıkış kapağı
5. Dişli Rondela	14. Dişli Rondela
6. Rulman	15. Segman
7. Sargı Kapağı	16. Toz kapağı
8. Stator	17. Ankuş
9. Kablo Paleti	

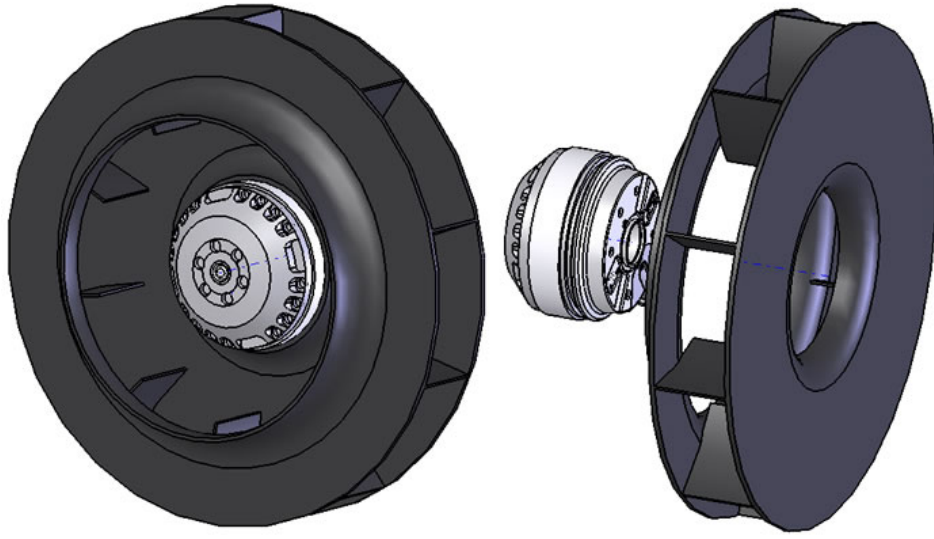
Klasik rotoru statorun içinde olan asenkron motorlarla karşılaştırıldığında, dıştan rotorlu asenkron motorun avantajları kısaca şöyle açıklanabilir:

1. Stator olukları stator dış yüzeyinde bulunduğundan, stator sargısı çok daha kolay yerleştirilebilir.
2. Stator sargısı yan bağlantılarının daha kısa olması kullanılan bakır miktarını azaltır ve bu durum stator direncinin düşük olmasına ve verimin artmasına olanak sağlar.

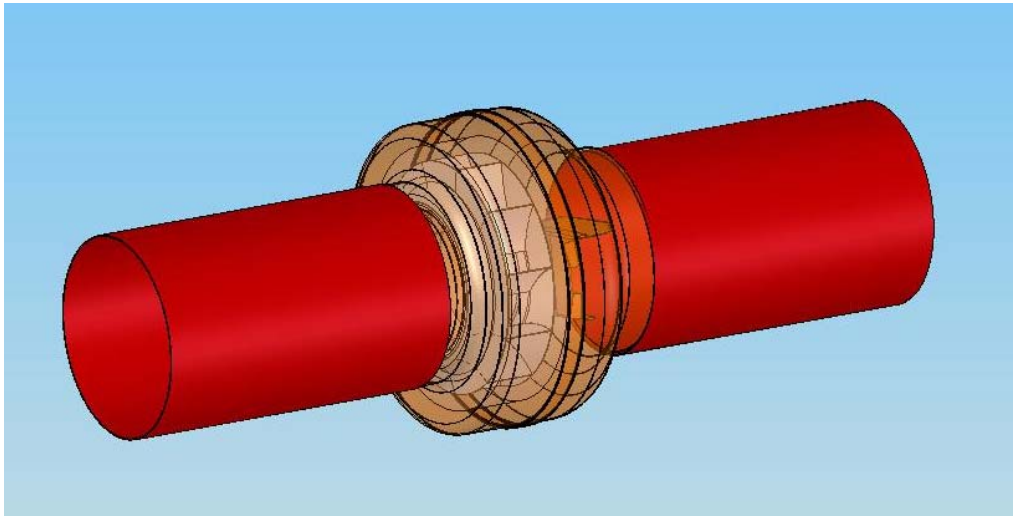
3. Döner kısmın çapının büyük olması nedeniyle rotorun eylemsizliği yüksektir. Bu durum motorun hareketinin yük değişimlerinde sabit kalmasını kolaylaştırır.

4. Tahrik edilen kısım rotor dış düzeyine monte edildiğinden, basitlik ve yer tasarrufu sağlanır.

Kalkış momentinin yüksek olması ve sürekli kondansatör ile çalıştığından motor çalışmasının iyileştirilmiş olması nedeniyle fan uygulamalarında sürekli kondansatörlü dıştan rotorlu motorlar kullanılır. Şekil 2.4'te radyal fanlarda kullanımı ve Şekil 2.5'te ise eş eksenli kanal tipi radyal fanlarda kullanımı gösterilmiştir.



Şekil 2.4: Radyal fanın dıştan rotorlu motora montajı (Bahçivan Elektrik Motor).



Şekil 2.5: Eş eksenli (in-line) kanal tipi radyal fanın kullanım yerindeki şematik resmi (Bahçivan Elektrik Motor).

2.2 Literatür Araştırması

Daimi kondansatörlü motorlarda kapasite, yardımcı sargıya seri olarak bağlanır. Kapasitenin değeri motorun kalkış ve çalışma momenti değerleri üzerinde etki yapar. Düşük kapasite değeri kullanıldığında kalkış momenti düşük değerlerde kalır. Yüksek değerde kapasite kullanıldığında ise motorun düşük yük değerinde verimi düşer, yardımcı sargıyı doymaya götürebilir ve magnetik titreşime neden olabilir. Motor hız değeri triyaklı faz kontrolü yaparak değiştirilip, değişik hız değerlerinde kapasite değerleri değiştirilerek kapasitenin etkisi gözlemlenmiştir. Elde edilen motor eşdeğer devresine göre moment, yardımcı sargı ve ana sargının vektör analizi ile hesaplanmıştır. MATLAB modeli ve deneysel sonuçların örtüştüğü görülmüştür. Buna göre motor momenti ve yönü ana sargı ile yardımcı sargı arasındaki gerilim faz farkından ve kapasite değerinden etkilenmektedir. Motor kalkış momenti ve ivmelenmesi %25 oranında uygun kapasite seçimi ile artırılabilir [11].

Üç fazlı motorların kontrolünde kullanılan sabit volt/hertz kuralı bir fazlı motorlarda, değişik frekanslarda sabit yük altında kaymanın sabit kalmamasından dolayı kullanılamaz. Yüksek hızlarda kullanılabilmesine karşın frekans değerinin nominal değerinin %50 aşağısına düştüğünde çıkış momenti hızlı bir şekilde düşer. Bu nedenle ve düşük çalışma karakteristikleri, karmaşıklık, kontrol edilme zorluğu nedeniyle frekans kontrolü özellikle düşük hızlarda tercih edilmez. Frekans kontrolü içim en uygun çözüm motor kayıplarını sabit tutup gerilim değerinin değiştirilmesidir. Böylece motor aşırı ısınmaya karşı korunmuş olup maksimum moment elde edilir. Frekans kontrolü sadece sürekli kapasiteli motorlara uygulanabilir. Kalkış kondansatörlü ve çift kondansatörlü motorlarda kullanılan anahtarların sert süreksizliği nedeniyle frekans kontrolü uygulanamaz. Büyük değerdeki kapasite kalkış momentini düşük frekanslarda artırsa da geniş bir aralıkta etkisi yoktur. Yüksek kalkış momenti elde etmek için kontrolör kalkış sırasında yüksek frekans sağlamalı ve normal çalışma sırasında ise frekansı ayarlamalıdır. Değişik değerli kapasiteye ihtiyaç duyuluyorsa kapasitenin elektronik anahtarlama ile ayarlanması zorunludur. Bu şekilde kontrolör, kapasite değerini istenilen değerde tutabilir [3].

Frekans kontrolünü 60Hz, 40Hz ve 30Hzlik üç kademe ile yapıldığında frekans düştükçe THD artmış ve verim giderek düşmüştür 30 Hz altında ise momentte çökmeler görülmüştür. Değişik frekans değerleri için daha düşük çalışma noktaları seçilerek en verimli çalışma noktaları tespit edilebilir. Elektronik kutup değişimi ile değişik hızlarda kontrol sağlanabilir. Simülasyon ve deney sonuçlarına göre kademeli olarak hız değişimi yapılarak kontrol yapılması fanlarda kullanılabilir. Böylece akustik gürültü seviyesi de azaltılabilir [12].

Akım ve gerilim bilgileri bilindikten sonra güç, vektör uzayı yöntemi ile hesaplanabilir. Güç bilgisi iki PI kontrolörüne, 40 dan 80Hz'e kadar frekans değeri ile ve 256 değişik şekilde olanak veren iki tabanlı oransal çarpma (*Binary Rate Multipliers*, BRM) için geri besleme olarak verilir. Cevap süresi kısalarak yüklü ve yüksüz durumda bir saniyede normal duruma dönülebilir. Ayrıca güç faktörü de düzeltilerek motorun uygun değerde güçle beslenip reaktif güç ihtiyacı azaltılabilir. Bu yöntem üç fazlı motorlar için de uygulanabilir [13].

Birçok değişik bir fazlı kontrol teknikleri incelendiğinde AA kıyıcı devrenin hız salınımlarının düşük olduğu, kontrol yapısının basit olduğu ve diğerlerine göre en düşük fiyatlı olduğu ama verimsiz olduğu görülmüştür. DGM'li köprü eviricili DA bağlantılı kontrolde ise performansının AA kıyıcıdan daha iyi olduğu daha verimli olduğu ama kontrol yapısının karmaşık ve pahalı olduğu görülmüştür. Geniş hız aralıklarında frekans kontrolü ile bir fazlı motor kontrol edilebilir. Motor iç kaybı sabit tutularak frekans/ gerilim kontrolü ile çıkış momenti artırılabilir [14].

DGM tekniğinde mikrokontrolör kullanılarak daha basit, kolay ve parametreleri daha kolay değiştirilebilen kontrol yapılabilir. Bu şekilde tek bir eleman içindeki parametrelerin değişimi ile kontrol yapısı daha kolay değiştirilir. Kontrolün yapısındaki en büyük sorun motor endüktansı nedeniyle ötelemelerin oluşması ve anahtarların iletim açılarının ayarlanmasının karmaşıklaşmasıdır. Pozitif ve negatif yarı dalgalarda oluşan geçici zamanlarda motor endüktansı anahtarlar üzerinden boşalır. Anahtarların iletim zamanları bu nedenle etkilenir ve istenilen zamanlarda tetikleme yapamaz [15].

Asenkron motorların doğru akım motorlarından üstün yanları, performans / ağırlık oranının yüksek olması, düşük eylemsizliği ve bakım gerektirmemesidir. Doğru akım motorları ise daha kolay kontrol edilebilir ve dinamik cevapları daha iyidir. Bunun nedeni doğru akım motorlarında endüvi ve alan sargılarının fiziksel olarak ayrı yerleştirilmiş olması ve bunların birbirine karşı dikey kesişiminden moment üretilmesidir. Alan sargıları endüvi sargılarından bağımsız olarak kontrol edilerek moment ve hız kontrolünün daha hızlı yapılır. Asenkron motorlar ise nonlineer ve karmaşık yapıları bir makine olduğundan bu teknik kullanılamaz fakat motorun dinamik cevabı doğru akım motoruna benzetilerek kontrol yapılabilir böylece vektör kontrolü asenkron motorda da uygulanarak akı ve moment kontrolü yapılabilir. Bu şekilde asenkron motor dinamik cevabı iyileştirilebilir [16].

Motor parametrelerinin değişiminden kaynaklanan demir kayıpları ve magnetik doyma elektronik kontrol devrelerinin performansının düşürmektedir. Bu etkiyi azaltmak için sadece üç fazlı asenkron mortlarda yöntemler geliştirilmiştir. Motorun d-q modeli çıkarılarak demir kayıpları ve doyma etkisi incelenebilir Demir kayıpları

ve ana akı doyma yolunun etkisi, d-q model parametreleri iki eksen için farklı olduğu düşünülerek, iki fazlı asimetrik vektör kontrollü sürücü ile rotor veya stator akısına uygulanarak d.a. ayarlama uygulanabilir. Bu şekilde moment ve hız kontrolündeki dalgalanmalar azaltılarak motor performansı artırılabilir [17].

Hava aralığı akısı değişimi elips şeklindedir bu akı değişimi asimetrik vektör yardımı ile DGM ile kontrol edilen üç fazlı evirici bir fazlı motorun ana sargı ve yardımcı sargısına uygulanarak daire şekline çevrilirse, moment artırılır ve moment salınımı da minimum düzeye iner [18].

Bir fazlı asenkron motorlardaki asimetrik vektör kontrolünde zamanla değişen iki sargı arasındaki eşitlikler ekstra denklemler getirir. Bunun üstesinden gelinebilmesi için histerezis akımın kontrolü tekniği kullanılır. Bağlantı denklemlerinden kurtulabilmek için çifte dizi kullanılabilir. Bu ise kontrol yöntemini karmaşıklaştırır. Bağlantı denklem sayısını düşürerek dolaylı vektör kontrol ile amper başına maksimum moment stratejisi kullanılabilir [19].

DA bağlantılı eviricide dört ateşlemeli anahtar yerine iki diyot ve iki anahtarlamalı kullanılabilir. Evirici çıkışları anahtarla tam hızda ana sargı, girişe direk ve düşük hızlarda ise evirici çıkışına bağlanarak hız kontrolü yapılır. Bu şekilde yapılan kontrol tam aralıklı kontrol yapmaz ve hız üzerinde dalgalanmalar meydana getirir. En önemli avantajları devrenin sağlamlığı ve ucuza mal edilebilir olmasıdır. Düşük güçlü fan tipi uygulamalarda kullanılabilir [20].

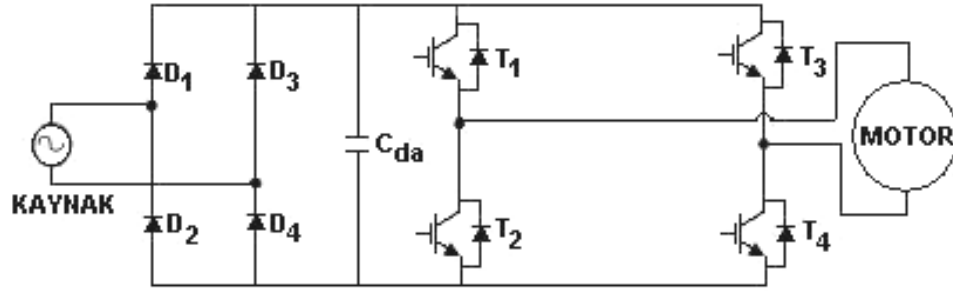
Aç-kapa kontrol adım adım kontrol yaptığı için ve faz kontrolü de harmonikler nedeniyle sorun çıkarır. Bu iki yöntemin birleştirilmesi ile yapılan kontrolde aç-kapa kontrolünün kapalı periyodunda ilk yarım dalgada gerilim kontrolü faz kontrolü ile yapılır. Bu şekilde harmonik problemi azaltılarak daha iyi kontrol edilebilir bir yöntem oluşturulabilir. Bu şekilde kontrol tekniği ile giriş gerilimi dolayısıyla motor hızı adımlar halinde kontrol edilebilir. Aç-kapa kontrolün iletim ve kesim sayıları ayarlanarak hız kontrolü yapılır. Uygulanan kontrolün en önemli dezavantajı aç-kapa kontrolün nominal frekans altında oluşan harmonik değerlerinin yüksek olması nedeniyle motor hızı lineer olarak değişmemesi ve bu harmoniklerin düşük hızlarda motorun durmasına neden olmasıdır. Sadece ana sargı gerilimi kontrol edilirse düşük harmoniklerin etkisi azaltılarak daha geniş aralıkta kontrol yapılabilir [21].

3. MOTOR HIZ KONTROLÜ YÖNTEMLERİ

3.1 Sabit Gerilim / Frekans Kontrolü

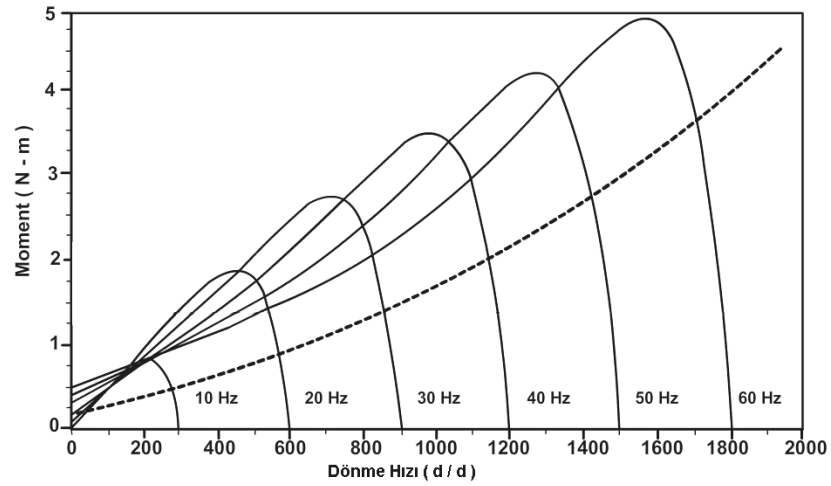
Bir fazlı asenkron motor, üç fazlı motorda olduğu gibi sabit frekans değerinde sabit hızla dönen bir motordur. Gelişen teknolojiyle birlikte frekansı kontrol edebilen devreler üç fazlı motorlar için çok küçük güç derecelerinde bile kontrol olanağı sağlamıştır.

Bu yöntemin temel prensibi motor gerilimi ile birlikte frekansını da aynı oranda azaltarak sabit bir oranda azaltılmış gerilim / frekans ile kontrol yapmaktır. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi alternatif dalga önce doğrultulup doğru akım bağlantısı yaratılır. Oluşturulan doğru akım köprü evirici tarafından istenilen frekans ve genlikte alternatif akıma çevrilir. Bu yöntem ile yapılan kontrol sonucunda Şekil 3.2'de gösterilen grafikteki gibi kontrol yapılması amaçlanır. Bu yöntem üç fazlı motorların kontrolünde en fazla tercih edilen yöntem olmasına karşın bir fazlı motorların kontrolünde bazı sorunlar doğurur.



Şekil 3.1: Bir fazlı doğru gerilim ara devreli sabit gerilim / frekans kontrolü.

Açık devre Volt / Hz kontrol kanunu, üç fazlı asenkron motorlara uygulanabildiği gibi bütün çalışma bölgelerinde tek fazlı asenkron motorlarda kullanılamamaktadır. Bunun nedeni sabit yük altında frekans değişimlerinde bir fazlı asenkron motorun kayma değerinin sabit kalmaması, kalkış problemi, çok düşük çalışma karakteristikleri, çok pahalı ve kontrolünün zor olmasıdır. Çalışma frekansına yakın bölgelerde sabit Volt / Hz kontrolü uygulanabilir ancak çalışma frekansının %50 değerinden düşük değerlerden sonra maksimum moment değeri hızlı bir şekilde düşmektedir.



Şekil 3.2: Sabit gerilim / frekans kontrolü moment ve hız karakteristiği.

Genellikle bir fazlı motorlarda giriş gerilimi kontrolü ile hız ayarı yapılarak, kayma değeri artışıyla yavaşlatma yapılmaktadır. Bu yöntem kaymanın verimle ters orantılı olduğu düşünüldüğünde, verim açısından düşük, motorun ısınması açısından elverişli olmamasına rağmen düşük maliyeti ve motorların düşük güçte çalıştığı göz önüne alındığında tercih edilmektedir. Ayarlı frekans kontrolünde meydana gelen iki önemli sınırlama şunlardır;

1. Düşük frekanslarda kapasitif reaktans artarak yardımcı sargı akımının düşmesine sebep olur.
2. Santrifüj anahtarlamalı çalışmada moment ve akım değerlerinde hızlı bir düşüş meydana gelir [3].

Çoğu skaler kontrollü üç faz sürücüler frekansla paralel olarak değişen çıkış gerilimi üretir. Bu şekilde stator sargı empedansı, gerilim düşümünü kompanze etmesi gereken düşük değerdeki frekans değerleri dışında, yaklaşık sabit değerde motorda magnetik alan oluşturur. Bu düşük değerdeki frekanslarda devrilme momenti de çok düşük değerler alır. Bu nedenle yaklaşık 20Hz'den daha küçük değerlerde motor momenti yetersiz kalarak durur. Düşük frekanslarda kapasitif reaktanstaki artıştan dolayı yardımcı sargı akımının düşmesi dışında bir başka sınırlayıcı ise nominal çalışma kayıplarıdır.

Sabit magnetik alan veya sabit kayma ile frekans kontrolü yapılabilir. Sabit magnetik alan yönteminde sabit V/Hz değerinde hesaplanan magnetik akımın, yani çift döner alan teorisinde gösterilen ileri ve geri magnetik alanların toplamı kadar kalacak şekilde sabit kalıp kalmadığına bakılır. Bu yöntemle yapılan kontrol ile motorun akımının yaklaşık % 50 frekans değerinde çok arttığı görülür. Stator akımını sınırlamak yöntemi ile uygulanabilir.

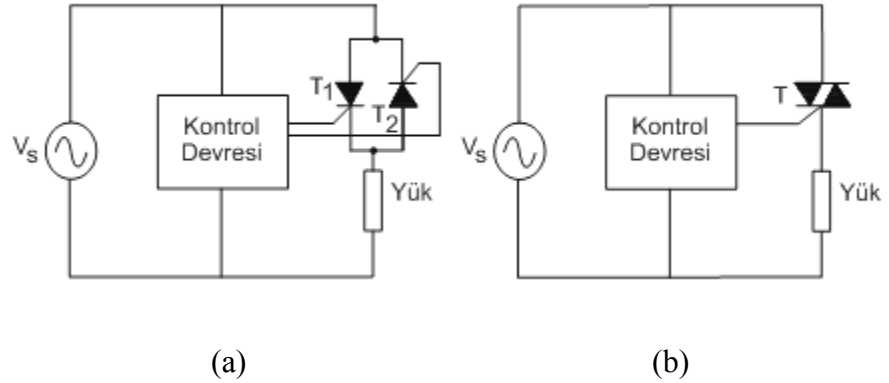
Sabit kayma yönteminde motorun nominal akım değerini %50 frekans değerinde aştığından, motorun akımı nominal akımda sabit tutularak, hem sabit kayma hem de sabit motor akımı elde edilebilir. Böylece %50 frekans değerinin altında normalde değişken olan motor kayıpları sabit alınarak daha düşük frekanslarda da moment değeri sağlanabilir. Böylece hem magnetik alan akımı hem de stator akımı sabit kılındığından sabit kayıp meydana gelmiş olur. Bu şekilde Volt / Hz yöntemi yapıldığında düşük frekanslara kadar inilebilir. Normal Volt / Hz yöntemi lineer bir eğri iken sabit güç kaybı yöntemi, tam lineer olmayan yüksek frekanslarda daha dik, düşük frekanslarda daha yatık bir eğri ile düşük frekanslarda da kontrol olanağı sağlar [3].

3.2 Gerilim Kontrolü

3.2.1 Faz Kontrolü

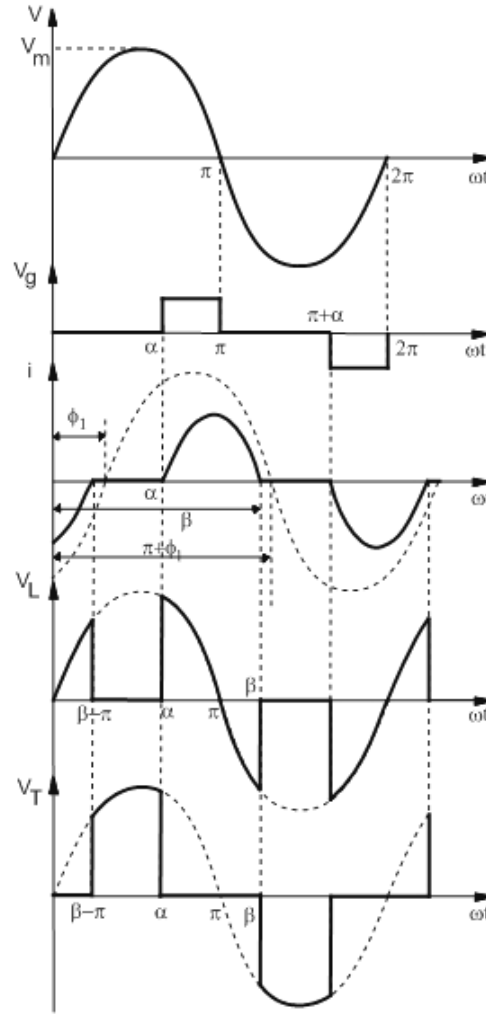
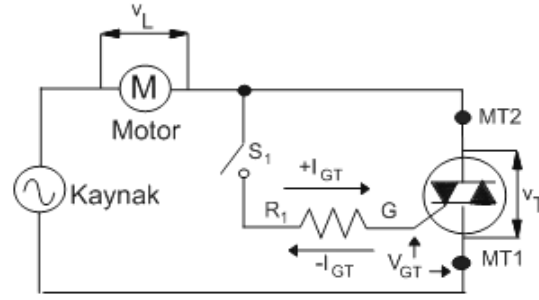
Tristörlü güç kontrolü yönteminin en yaygın biçimi faz kontrolüdür. Tristör açık konumdayken kaçak akımlar hariç, bütün akım tristör tarafından bloke edilen devre içinde akar. Ardından tristör kontrol devresi ile kapalı konuma getirilir.

Tam dalga alternatif akım kontrol için Şekil 3.3'te olduğu gibi tek triyak veya iki tristör; birbirlerine ters paralel şekilde bağlanarak kullanılabilir.



Şekil 3.3: Yarı iletken kontrollü gerilim ayar devreleri (a) çift tristör kullanarak (b) triyak kullanarak.

Şekil 3.4'de tristörle çalışmanın genel devre şekli ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Gecikme açısı tristörün ilettime geçme zamanını göstermektedir. Gecikme açısı sonunda uyarma verilerek tristörler ateşlenir ve tristörler akım geçirmeye başlar. İletim açısı ise tristörün kapalı aldığı süreyi göstermektedir. Akımın dalga şekli kaynağa ve yüke bağlı olarak değişir. Yükün endüktif karakterli motor olduğu düşünülürse devre şeması ve dalga şekilleri Şekil 3.4'de gösterildiği gibi oluşur [4].



Şekil 3.4: Faz kontrol yöntemi çalışma prensibi ve dalga şekli.

Bir fazlı asenkron motorun endüktif karakteri nedeniyle seri bağlı direnç ve endüktans olarak modellenebilir. Bu yüzden giriş gerilimi v üç ayrı kısmın toplamından oluşur; tristörün gerilim düşümü v_T , direncin gerilim düşümü v_R ve endüktansın gerilimi v_L [5].

$$v = v_T + v_R + v_L = v_T + v_L \quad (3.1)$$

Efektif değer,

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_L^2(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (3.2)$$

$$v_L(\omega t) = V_m \cdot \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\beta-\pi} (V_m \cdot \sin \omega t)^2 \cdot d\omega t + \int_\alpha^\beta (V_m \cdot \sin \omega t)^2 \cdot d\omega t + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} (V_m \cdot \sin \omega t)^2 \cdot d\omega t \right]} \quad (3.4)$$

$$V_L = V_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[(\beta - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\beta \right]} \quad (3.5)$$

Endüktif yük karakterli bir yüke ateşleme uygulanırken devamlı tetikleme veya seri kısa darbeler uygulamak gerekir. Darbe genişliği tristörün tetiklemesine yetecek kadar geniş olmalıdır.

Devrede kullanılan triyak yerine birbirine zıt yönlü tristör kullanılabilir. Tristörler uzun darbeli α tetikleme açılı, sinüzoidal faz açısı Φ ’dan daha küçük veya eşit olacak şekilde tetiklenirse bir soruna yol açar. Bu sorun $\alpha < \Phi$ durumunda tristörlerden sadece birinin tetiklenebilmesidir bunun nedeni, yarım dalga sonunda tristörün iletimde kalması nedeniyle ters yönlü tristöre uygulanan tetiklemenin hiçbir etkisi kalmamasıdır. Bu şekilde tristörler doğrultucu gibi çalışmaya başlar.

Tetikleme açısı $\alpha > \Phi$ olacak şekilde düzenlenirse kesintili, sinüzoidal olmayan, alternatif darbeler çıkışta üretilir.

$v(\omega t)$ sürekli halde $i_{ss}(\omega t)$ oluşmasını sağlar. Bu akım;

$$v(\omega t) = R \cdot i_{ss}(\omega t) + L \frac{d(i_{ss}(\omega t))}{dt} \quad (3.6)$$

$$i_{ss}(\omega t) = I_m \sin(\omega t - \Phi) = \frac{V_m}{|Z|} \sin(\omega t - \Phi)$$

Burada;

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (3.7)$$

$$\Phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (3.8)$$

Sürekli durum akımı $\omega t = \alpha$ olduğunda $i_{ss}(\alpha) = I_m \sin(\alpha - \Phi)$ değerini alır. Yük akımı sürekli durum akımı $i_{ss}(\omega t)$ ile $i_{geçici}(\omega t)$ geçici akımının toplamıdır. Geçici akım üstel olarak azalan ve $\tau = L/R$ zaman sabiti olan akımdır.

$$i_{ss}(\omega t) = I_m \sin(\omega t - \Phi) \quad (3.9)$$

$\omega t = \alpha$ durumunda akım sıfır değerini alır. Bu nedenle;

$$i(\omega t) = i_{ss}(\alpha) + i_{geçici}(\alpha) = 0 \quad (3.10)$$

3.6 ve 3.10 eşitliklerinin birleştirilmesi ile;

$$i_{geçici} = -i_{ss}(\alpha) = -\frac{V_m}{|Z|} \sin(\alpha - \Phi) \quad (3.11)$$

Bu geçici durum $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ aralığında,

$$i_{geçici}(\omega t) = -\frac{V_m}{|Z|} \sin(\alpha - \Phi) e^{-(\omega t - \alpha)/\omega \tau} \quad (3.12)$$

$$\frac{1}{\omega \tau} = \frac{R}{\omega L} = \cot \Phi \quad (3.13)$$

$\alpha \leq \omega t \leq \beta$ aralığında toplam akım,

$$i(\omega t) = \left\{ \frac{V_m}{|Z|} \sin(\omega t - \Phi) - \frac{V_m}{|Z|} \sin(\alpha - \Phi) e^{-\frac{1}{\omega \tau}(\omega t - \alpha)} \right\} \quad \alpha \leq \omega t \leq \beta \quad (3.14)$$

Şekil 3.6'da görülen akımın $\beta \leq \omega t \leq \pi + \Phi$ aralığında değeri negatiftir ama devrede tristör kullanıldığında, tristörün ters yönlü akıma izin vermemesi nedeniyle β noktasına kesim açısı denir. İlk periyot boyunca akım değeri şu şekilde hesaplanır;

$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_m}{|Z|} \left[\sin(\omega t - \Phi) + \sin(\alpha - \Phi) e^{-\frac{\omega t + \pi - \alpha}{\omega \tau}} \right] & 0 \leq \omega t \leq \beta - \pi \\ \frac{V_m}{|Z|} \left[\sin(\omega t - \Phi) - \sin(\alpha - \Phi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\omega \tau}} \right] & \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ \frac{V_m}{|Z|} \left[\sin(\omega t - \Phi) + \sin(\alpha - \Phi) e^{-\frac{\omega t - \pi - \alpha}{\omega \tau}} \right] & \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.15)$$

Harmonik bileşenlerini bulmak için akım fonksiyonunun fourier açılımı yapılırsa,

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t \\
a_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\beta-\pi} i(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t + \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t \right. \\
&\quad \left. + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} i(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t \right] \\
a_n &= \frac{V_m}{2\pi|Z|} \left[\frac{2}{n+1} \{ \cos[(n+1)\alpha - \Phi] - \cos[(n+1)\beta - \Phi] \} \right. \\
&\quad - \frac{2}{n-1} \{ \cos[(n-1)\alpha - \Phi] - \cos[(n-1)\beta - \Phi] \} \\
&\quad + \frac{4 \sin(\alpha - \Phi)}{n^2 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2} \left\{ \left(\frac{1}{\omega\tau} \cos n\beta - n \sin n\beta \right) e^{-\frac{1}{\omega\tau}(\beta-\alpha)} \right. \\
&\quad \left. \left. - \left(\frac{1}{\omega\tau} \cos n\alpha - n \sin n\alpha \right) \right\} \right] \tag{3.16}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin n\omega t \cdot d\omega t \\
b_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\beta-\pi} i(\omega t) \sin n\omega t \cdot d\omega t + \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) \sin n\omega t \cdot d\omega t \right. \\
&\quad \left. + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} i(\omega t) \sin n\omega t \cdot d\omega t \right] \\
b_n &= \frac{V_m}{2\pi|Z|} \left[\frac{2}{n+1} \{ \sin[(n+1)\alpha - \Phi] - \sin[(n+1)\beta - \Phi] \} \right. \\
&\quad - \frac{2}{n-1} \{ \sin[(n-1)\alpha - \Phi] - \sin[(n-1)\beta - \Phi] \} \\
&\quad + \frac{4 \sin(\alpha - \Phi)}{n^2 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2} \left\{ \left(\frac{1}{\omega\tau} \sin n\beta - n \cos n\beta \right) e^{-\frac{1}{\omega\tau}(\beta-\alpha)} \right. \\
&\quad \left. \left. - \left(\frac{1}{\omega\tau} \sin n\alpha - n \cos n\alpha \right) \right\} \right] \tag{3.17}
\end{aligned}$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \tag{3.18}$$

$$\psi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \tag{3.19}$$

Efektif değer

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\omega t) d\omega t} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} I^2 = \frac{V_m^2}{2\pi|Z|^2} & \left[(x - \alpha) - \frac{1}{2} \{ \sin 2(\beta - \Phi) - \sin 2(\alpha - \Phi) \} \right. \\ & + \frac{\sin^2(\alpha - \Phi)}{\frac{1}{\omega\tau}} \left\{ 1 - e^{-\frac{1}{\omega\tau}(\alpha - \beta)} \right\} \\ & \left. + 4 \sin \Phi \sin(\alpha - \Phi) \left\{ \sin \beta e^{\frac{1}{\omega\tau}(\alpha - \beta)} - \sin \alpha \right\} \right] \end{aligned} \quad (3.21)$$

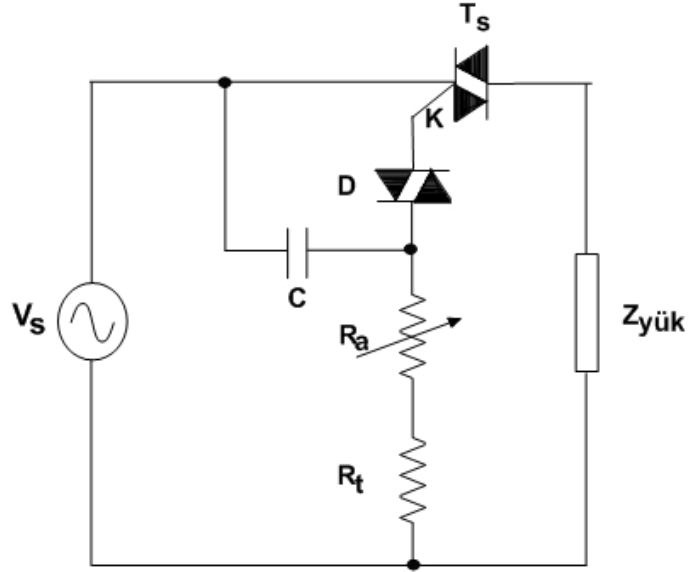
Yük gerilimi dikey olarak kesilmiş sinüzoidal dalgadır. Eksik kısımlar tristör üzerindeki gerilim düşümleridir. Sürekli hal için gerilim ifadesi;

$$V_L(\omega t) = \begin{cases} V_m \sin \omega t & 0 \leq \omega t \leq \beta - \pi \\ V_m \sin \omega t & \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ V_m \sin \omega t & \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_L(\omega t) d\omega t = 0 \quad (3.23)$$

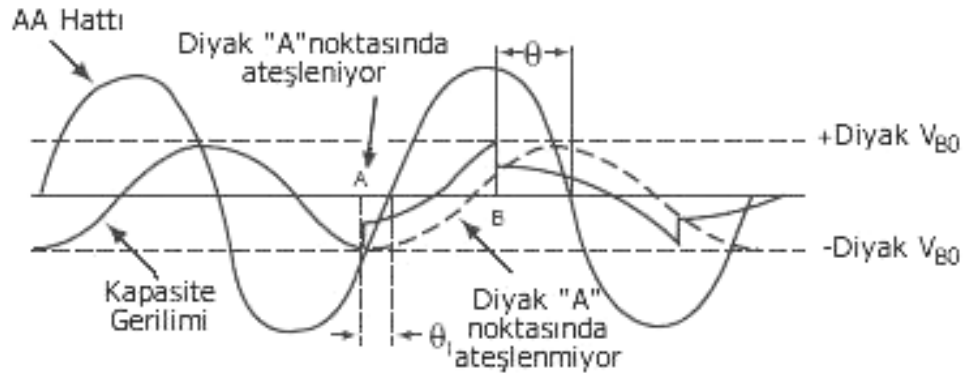
Genel ifadeler;

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_L(\omega t) \cos n\omega t d\omega t \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\beta - \pi} V_L(\omega t) \cos n\omega t d\omega t + \int_\alpha^\beta V_L(\omega t) \cos n\omega t d\omega t \right. \\ & \quad \left. + \int_{\pi + \alpha}^{2\pi} V_L(\omega t) \cos n\omega t d\omega t \right] \\ a_n &= \left[\frac{V_m}{2\pi} \frac{2}{n+1} \{ \cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta \} \right. \\ & \quad \left. - \frac{2}{n-1} \{ \cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta \} \right] \end{aligned} \quad (3.24)$$



Şekil 3.6: Diyak ile ateşlenen triyak devresi.

Triyak t ateşleme anından sonra sıfır geçişine kadar yani yarım periyot sonuna kadar iletimde kalır. Bu devrede ateşleme I ve III. bölgelerde yapılmaktadır. Bu basit devre küçük bir kontrol aralığında faz kontrolü yapmak için uygundur.



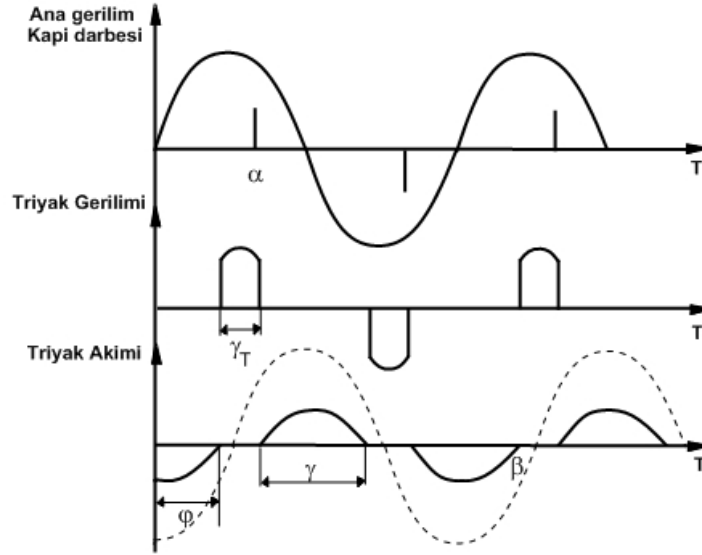
Şekil 3.7: Giriş gerilimi ve ateşleme gerilimi arasındaki ilişki

Şekil 3.7’de görüldüğü gibi C kapasitesinin gerilimi, diyakın delinme gerilimi V_{BO} değerine ulaştığında C, diyak D üzerinden kısmen boşalarak triyakın kapısına ateşleme sinyalini gönderir. Şekil 3.6’da gösterilen R_a ayarlı direnç değeri azaldığında kapasite uçlarındaki gerilim, diyakın ilk ateşleme noktası $-V_{BO}$ değerine ulaşana kadar artar, bu yarım periyotta iletim açısı ateşleme devresi, triyakı, akımın sıfıra düştüğü andan itibaren β açısı gecikmesiyle triyakı sürer. Bir sonraki tetikleme, kapasitede değerinin tekrar artıp $+V_{BO}$ değerinde diyakın delindiği B noktasında yapılır [6].

Bu açı;

$$\begin{aligned}\beta &= \omega T_r \\ \omega &= 2 \cdot \pi \cdot f\end{aligned}\quad (3.28)$$

T_r zaman sabiti $(R_a + R_t)C$ olarak tanımlanır. f giriş frekansıdır. Bu devrenin dalga şekilleri Şekil 3.8’de gösterildiği gibi olup burada α tetikleme açısını, β kesim zamanını, φ gerilimle akım açısının tam dalgadaki farkını, γ_T triyakın kesimde olduğu zamanı, γ iletim zamanını göstermektedir [6].



Şekil 3.8: Genel durum için dalga şekilleri.

Bu basit devrenin avantajları;

- Basit tasarım ve düşük maliyet
- Kutupsuz iki bağlantılı yapı
- Fazladan güç kaynağı gerektirmemesi
- R_a ve R_t üzerinde düşük güç kaybı

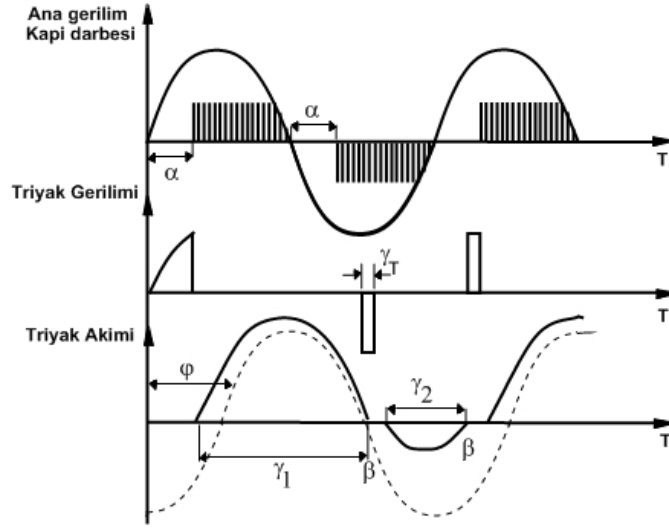
Devrenin yüksek endüktif yüklerde ($L\omega / R > 4$) çalışması sırasında ana gerilim sıfırını geçtikten sonra yani $\gamma_T > 90$ olduğunda ikinci periyotta ateşleme yapamaz ve yarım periyot boyunca açık konumda kalır. Sonraki periyotta ateşleme yaptığında da iletim açısı çok küçük değerde kalır.

Devrenin dezavantajları;

- Aşırı endüktif yüklerde istenen şekilde çalışmaması
- Çıkış gerilimi üzerinde çok fazla dalgalanma olmasıdır.

Tetikleme açısındaki gecikmeleri engellemek ve ateşlemenin daha kararlı bir halde çalışmasını sağlamak için her yarım dalgada asıl darbeden sonra sık aralıklarla Şekil

3.9'daki gibi darbe katarı verilmeye α ve 180 derece arasında devam edilirse ateşleme sorunu giderilmiş olur [6].



Şekil 3.9: Sürekli ateşlemeli devre için dalga şekilleri.

φ , gerilimle akım açısının tam dalgadaki farkını,

γ_1 , ilk iletim zamanını,

γ_2 , ikinci iletim zamanını,

β , kesim açısını,

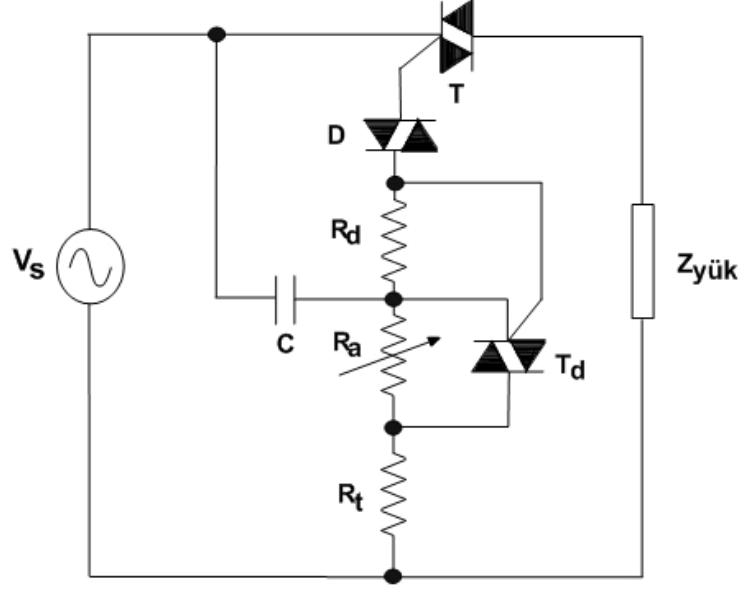
α , tetikleme açısını,

γ_T , triyakın kesimde olduğu zamanını göstermektedir

Örneğin θ ateşleme açısı 60° φ gecikme açısı 85° iken ilk ateşlemede triyak 60° de iletme geçer. α_1 süresi boyunca iletimde kalır ve 180° yi geçerek 240° olmadan kesime gider. İlk yarım dalgalarda devre asimetric olarak çalışır fakat daha sonra iletim ve kesim zamanları oturarak dengeli şekilde çalışmaya devam eder.

Şekil 3.10' da gösterilen devre şemasında T_d triyakı sürekli ateşlemeyi sağlamak amacıyla eklenmiştir. C kapasitesi, R_t direnci ve R_a ayarlı direnci, θ gecikme zamanı sabiti belirler. Kapasite 0V gerilimin değerinden başlayarak dolmaya başlar ve diyakın delinme gerilimine ulaştıktan sonra triyak ateşlenir. Açılar her yarım periyotta aynı olacak şekilde ayarlanır [6].

İlk darbe triyak T 'nin kapısına uygulanır. R_d direnci üzerinde bir darbe gerilimi meydana gelir ve bu darbe T_d triyakını da ateşler ve bir kez ateşlendikten sonra bu triyak R_a potansiyometresinin devre dışı kalmasını sağlayarak triyak T kapısında sürekli darbe oluşumunu sağlar. Böylece kapasitenin dolma zamanı kısalarak $R_t \cdot C$ değerine gelir.



Şekil 3.10: Sürekli ateşlemeli devrenin şeması.

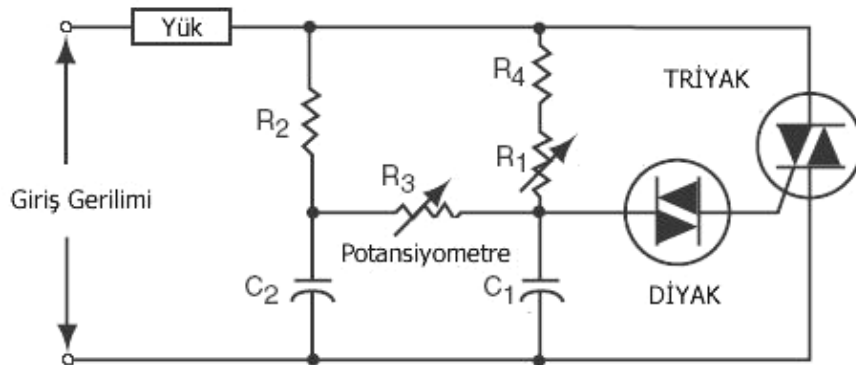
Yükün karakteristiği nedeniyle ateşlemenin yapılamaması durumu sürekli ateşleme ile aşılmış olur. Darbeler ana gerilim 0V değerine gelene kadar devam eder.

Bu devrenin avantajları;

- Basit tasarım
- Güvenilir kontrol yapabilme
- Yardımcı güç kaynağına ihtiyaç duymaması
- Değişik yük açılarında uygulanabilmesidir.

Devrenin dezavantajı ise pasif elemanlar üzerinde devamlı olarak güç tüketimi olmasıdır.

Sonuç olarak devre tasarımı yapılırken dikkat edilmesi gereken durum her yarım dalgada ateşlemenin tam simetrik olması ve giriş gerilimi ile simetrik olmasıdır.



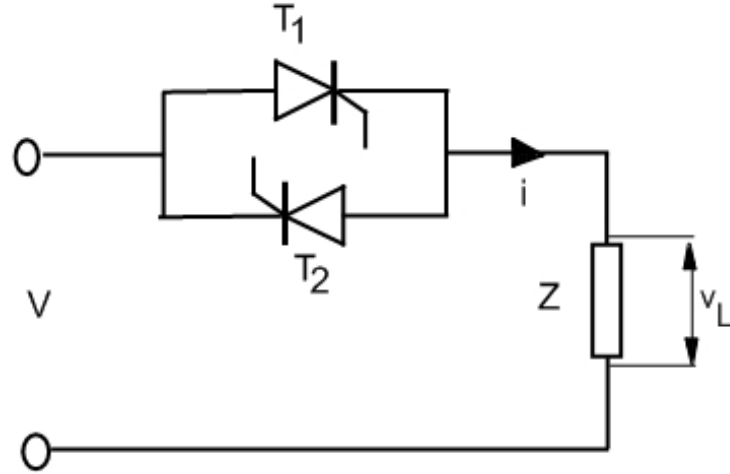
Şekil 3.11: Geniş aralıklı faz kontrolü.

Şekil 3.10’da gösterilen devrenin histerezis kayıplarını belli oranda azaltmak için ikincil RC faz ilerletici bağlantı ile kontrol aralığı arttırılabilir ve histerezis kayıpları azaltılabilir. Bu şekilde %5 - %95 aralığında gerilim kontrolü yapılabilir. Şekil 3.11 ile gösterilen devrede R_1 büyük değerdayken, C_1 , birincil olarak R_3 üzerinden C_2 üzerindeki faz ilerletici gerilim ile dolar. Bu şekilde C_1 üzerinde, fazlardan faz ilerletici sağlanarak diyak ateşlendikten sonra C_2 kapasitesinin C_1 üzerinden boşalmasına imkan tanınmış olur ve histerezis etkisi azaltılır. R_3 değeri R_1 değeri maksimum değerine ulaştığında iletimi kesecek şekilde ayarlanmalıdır. Bu nedenle R_3 ayarlı potansiyometre yerine hesaplanan değerde bir sabit direnç seçilerek kullanılabilir. Böylece R_1 değerinde oynama yapılarak her yarı periyotta 180° açığı kontrol edebilme sağlanmış olur [6].

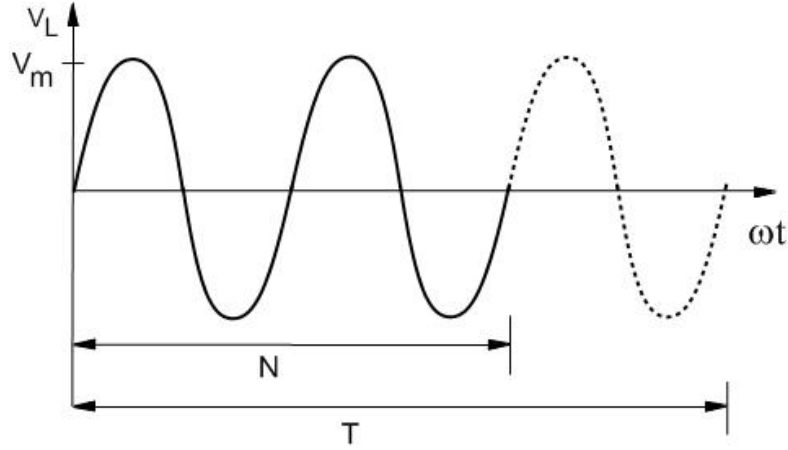
Motor hız kontrolü gibi uygulamalarda, hız ayarı motorun kalkış geriliminden sonraki değerler için düşünülebilir. Bunu sağlamak için R_3 direnci ayarlı seçilerek, motor kalkış gerilimine ayarlanıp, Çıkış gerilimi ayarı R_1 üzerinden yapılabilir.

3.2.2 Aç-Kapa Kontrol

Aç-kapa kontrolü bir tristör yardımı ile bir kaç periyot boyunca anahtarın açık, bir kaç periyot boyunca da kapalı kalarak efektif değerin düşürülmesi prensibine dayanır. Şekil 3.12’de tipik devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.12: Aç-kapa kontrol devre şeması.



Şekil 3.13: Aç-kapa kontrol gerilim dalga şekli $N=2$ $T=3$.

Daha çok omik yüklerde kullanılan bir yöntemdir. Anahtarın kapalı tutulduğu çevrim sayısına N toplam çevrime T denilirse Şekil 3.13’de gösterilen dalga şeması ile çıkış gerilimi [5];

$$v_L(\omega t) = \begin{cases} V_m \sin T\omega t & 0 \leq \omega t \leq 2\pi N/T \\ 0 & 2\pi N/T \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.29)$$

Efektif gerilim değeri;

$$\begin{aligned} V_L &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi N/T} v_L^2(\omega t) d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi N/T} V_m^2 \sin^2 T\omega t d\omega t} \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{N}{T}} = V \sqrt{\frac{N}{T}} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Harmonik bileşenleri $n \neq T$ için

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi N/T} v_L(\omega t) d\omega t = 0 \quad (3.31)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi N/T} v_L(\omega t) \cos n\omega t d\omega t = \frac{V_m T}{\pi(T^2 - n^2)} [1 - \cos(2\pi nN/T)] \quad (3.32)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi N/T} v_L(\omega t) \sin n\omega t d\omega t = \frac{V_m T}{\pi(T^2 - n^2)} [-\sin(2\pi nN/T)] \quad (3.33)$$

Tepe değeri $n \neq T$ için,

$$\begin{aligned}
c_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \frac{V_m T}{\pi(T^2 - n^2)} \sqrt{2[1 - \cos(2\pi nN/T)]} \\
&= \frac{2V_m T}{\pi(T^2 - n^2)} \sin(\pi nN/T)
\end{aligned} \tag{3.34}$$

Faz kontrolünden farklı olarak N ve T sayılarına göre tek ve çift harmonik içerir. Faz açısı;

$$\psi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1} \left[\frac{1 - \cos(2\pi nN/T)}{-\sin(2\pi nN/T)} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\sin(\pi nN/T)}{-\cos(\pi nN/T)} \right] \tag{3.35}$$

Aç-kapa kontrolü $n > T$ durumunda şebeke frekansından yüksek $n < T$ durumunda düşük harmonik üretir.

$n = T$ durumunda

$$a_{n=T} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi N/T} v_L(\omega t) \cos T\omega t \cdot d\omega t = \frac{V_m}{4T\pi} [-\cos(2T\omega t)]_0^{2\pi N/T} = 0 \tag{3.36}$$

$$b_{n=T} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi N/T} v_L(\omega t) \sin T\omega t \cdot d\omega t = \frac{V_m}{4\pi} \left(\frac{2\pi N}{T} \right) = V_m \frac{N}{T} \tag{3.37}$$

Tepe değeri;

$$c_{n=T} = \sqrt{2} V \frac{N}{T} = V_m \frac{N}{T} \tag{3.38}$$

$$\psi_{n=T} = \tan^{-1} \left(\frac{a_{n=T}}{b_{n=T}} \right) = 0 \tag{3.39}$$

Devre çıkışında yükün (R) omik olması durumunda akım ifadesi;

$$i_{n=T} = \frac{V_m}{R} \frac{N}{T} \sin \omega t \tag{3.40}$$

3.2.3 Faz Kontrolü ile Aç-kapa Kontrolünün Karşılaştırılması

Motor akımının sürekli olması istenir. Kesikli akım darbeleri elektro magnetik moment ve hız salınımlarına neden olur. Yüksek eylemsizliği olan motorlarda, büyük darbeli momentler mekanik stres oluşturur bu da rulmanlara zarar verir. Gerilim sadece adımlar halinde kontrol edilebilir bu nedenle yumuşak geçişlerle kontrol yapmak mümkün değildir. Aç-kapa kontrolünün daha iyi olması için toplam açık ve kapalı

olduğu sürenin uzaması gerekir. Bu yöntem ile her defasında stator gerilimi sıfıra indirilip tekrar gerilim verildiğinden geçici olayların etkisi artması ve herhangi bir gerilim kesintisinde motorun iç emk'sı düşük olduğundan daha çabuk durmasına neden olmasıdır [5].

Aç-kapa kontrolün en belirgin avantajı di/dt değerinin sinüzoidal bir gerilimle çalıştığı için düşük olmasıdır. Faz kontrolü yönteminde bu sıçramaları engellemek için ek düzenekler oluşturulması gerekirken aç-kapa için buna ihtiyaç duyulmaz.

Harmonik açısından karşılaştırıldığında, aç-kapa kontrol dalga şekli üzerinde bozma etkisi olmadığından için faz kontrolüne göre daha avantajlı gözüktür de temel frekans değerinden küçük harmonik değerlerinin, temel frekans gerilim değerinden yüksek olması büyük sorunlara yol açar.

Örneğin 300V tepe değerli bir kaynaktan beslenen $N=1$, $T=4$ ile iletim ve kesim yapan aç-kapa kontrollü kıyıcının çıkış geriliminin şebeke frekansı bileşeni temel değeri;

$$V_{n=T} = V_m \frac{N}{T} = \frac{300}{4} = 75V \quad (3.41)$$

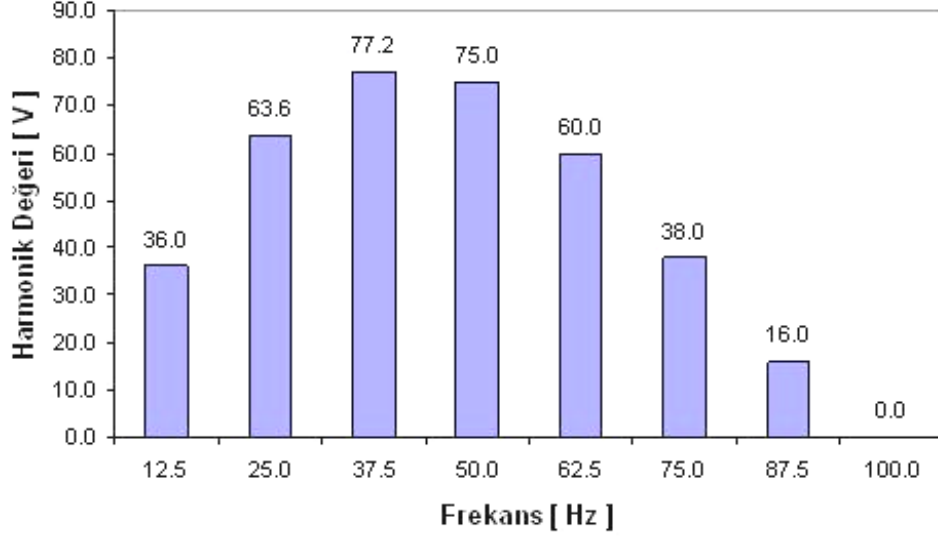
En düşük harmonik, $n=1$ değeri için temel frekansın $1/4$ oranında frekans değerine sahiptir.

$$c_{n=1} = \frac{2.300.4}{\pi(16-1)} \sin \frac{\pi}{4} = 36V \quad (3.42)$$

$$c_{n=2} = \frac{2.300.4}{\pi(16-4)} \sin \frac{\pi}{2} = 63,7V \quad (3.43)$$

$$c_{n=3} = \frac{2.300.4}{\pi(16-9)} \sin \frac{3\pi}{4} = 77,2V \quad (3.44)$$

100 Hz'e kadar olan harmonik değerleri Şekil 3.14'de gösterilmiştir. Aç-kapa kontrol yönteminde temel frekans değeri altındaki frekans değerlerine dikkat edilerek N ve T değerleri uygun olarak seçilmelidir.



Şekil 3.14: N=1, T=4 için aç-kapa kontrolde çıkış geriliminin harmonik değer spektrumu.

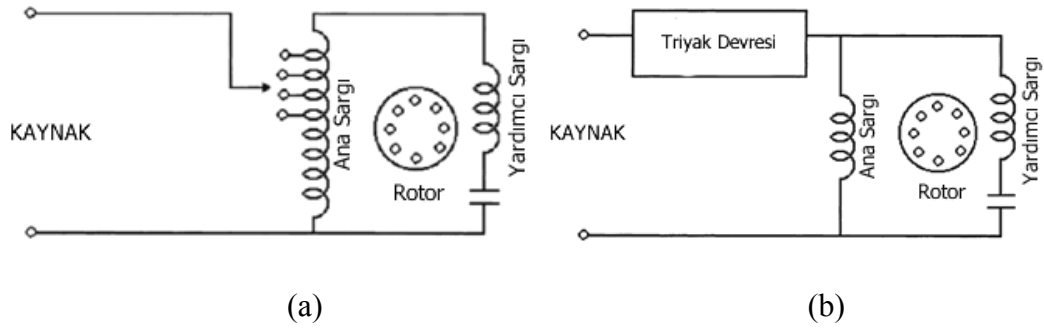
Endüktif yüklerde aç-kapa kontrolün sakıncaları nedeniyle motor giriş gerilimi kontrolü için faz kontrolü yöntemi benimsenmiştir. Triyaklı faz kontrolünde daha iyi motor performans değerleri alabilmek için motorun giriş gerilimi yerine sadece ana sargı gerilimi kontrol etmek mümkündür.

3.2.4 Ana Sargı Gerilimi Kontrol Edilerek Hız Ayarı

Sürekli kondansatörlü bir fazlı asenkron motorlar büyük ölçüde düşük güç gerektiren fan, pompa gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. Statora uygulanan gerilimi kontrol etmek bir fazlı asenkron motorların kontrolünde ana prensiptir. Gerilimi kontrol etmek için birçok yöntem vardır. Genel olarak iki kısma ayrılabilir:

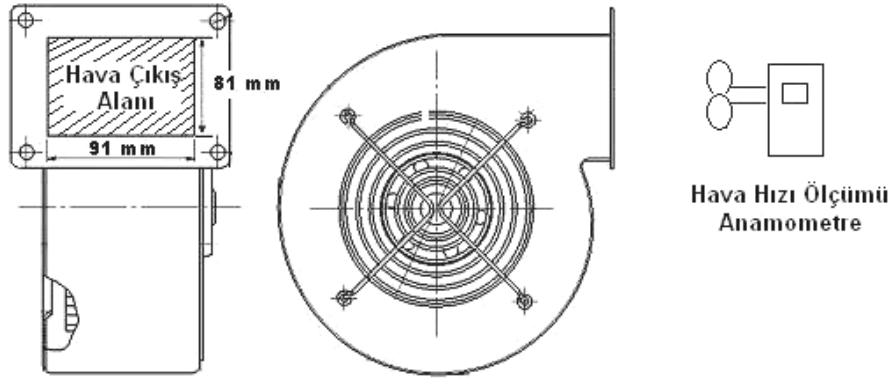
Birinci olarak ayarlı trafo (varyak) ile trafonun ayarlı kısmının sargıları ve motorun ana sargısının seri olarak bağlanması durumudur. İkincisi ise güç elektroniği devreleri kullanılarak uygulanan gerilimin değerinin değiştirilmesi ile kontrol edilmesi durumudur.

Fan motor hızı kontrolü için kullanılabilecek ayarlı sargı ve triyaklı faz kontrol yöntemleri Şekil 3.15 'de gösterilmiştir. Ayarlı trafo metodunda, giriş geriliminin efektif değeri mekanik bir anahtarla trafo kademeleri değiştirilerek hız kontrolü yapılır. Triyaklı faz kontrolünde ise gerilimin efektif değerinin değişimi anahtarlama elemanının tetikleme açısı değiştirilerek yapılır. Her iki yöntem de kontrol elemanı motora Şekil 3.15'de gösterildiği gibi seri olarak bağlanır. Bu durumda her iki yöntemde de ana sargı ve yardımcı sargı gerilimi birlikte kontrol edilmektedir. Gerilim azaltıldığında, ana sargı ve yardımcı sargı gerilimleri azalır ve bu durum endüklenen kalkış momentinin düşmesine neden olur [7].



Şekil 3.15: Genel yöntemlerin bağlantı şemaları (a) ayarlı trafo (varyak) ile kontrol yöntemi (b) triyak ile kontrol yöntemi.

İki yöntemin karşılaştırılmasının yapılabilmesi için aynı motor ve fan yükü kullanılarak triyak ve varyakın çıkış gerilimi değiştirilmiştir. Şekil 3.16'da triyak ve varyak karşılaştırılması deneyi için hava çıkış hızının ölçüm noktası ve fan çıkış ağzı boyutları gösterilmiştir. Ölçüm noktası fan çıkış ağzından 100mm uzakta alınmıştır. Tablo 3.1'de gösterilen deney sonuçlarına göre Şekil 3.17'de varyak ve triyakın gücü-hız, Şekil 3.18'de varyak ve triyak için oluşan debi-hız ilişkisi eğrileri verilmektedir.



Şekil 3.16: Triyaklı ve varyaklı kontrol yapılan fanın şematik gösterimi (Bahçıvan Elektrik Motor).

Tablo 3.1: Varyak ve triyak çıkış gerilimlerine göre motor karakteristikleri.

Varyak	Giriş gücü [W]	33.2	41.1	50	59.5	69.8	80.8	92.6	105.4	116.5	136.1	160	193.1
	Giriş gerilimi [V]	85.5	95.2	105.3	115.1	125.2	135	145	155.5	165	180	200	221.3
	Giriş akımı [A]	0.391	0.432	0.175	0.517	0.559	0.6	0.639	0.675	0.71	0.756	0.806	0.873
	Motorun dönüş hızı [d/d]	614	718	817	910	1013	1108	1216	1330	1426	1590	1780	1963
	Havanın çıkış hızı [m/s]	5.7	6.8	7.9	8.9	9.8	10.9	11.8	13.5	14.3	15.9	18.5	19.6
Trikak	Giriş gücü [W]	31.6	40	48.6	59.3	69.4	83.2	95	107.9	122.1	140.3	164.6	178.5
	Giriş gerilimi [V]	85	95.4	105	115.1	124.4	135.9	145.1	155.1	165.5	180.1	200.6	213
	Giriş akımı [A]	0.424	0.475	0.52	0.568	0.608	0.660	0.698	0.737	0.773	0.808	0.843	0.848
	Motorun dönüş hızı [d/d]	446	548	647	760	855	983	1080	1210	1321	1500	1723	1885
	Havanın çıkış hızı [m/s]	4.3	5.5	6.3	7.4	8.5	10.1	10.9	12.6	13.3	15.7	18.1	19.3

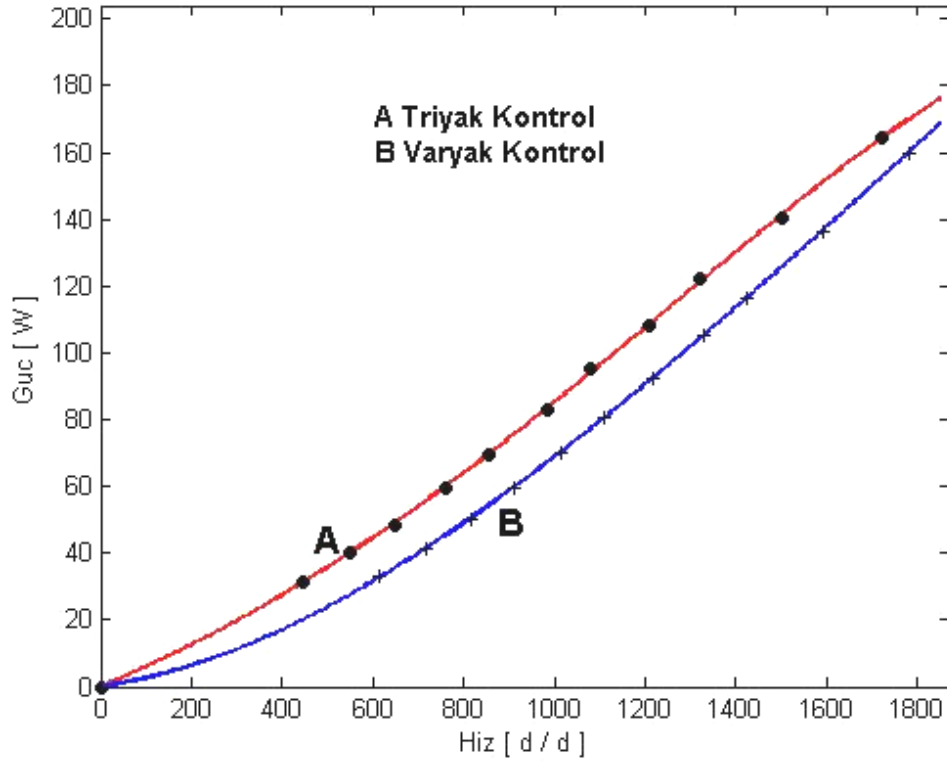
Debi;

$$Q = A.s \quad (3.45)$$

Q , debi [m^3 / saat]

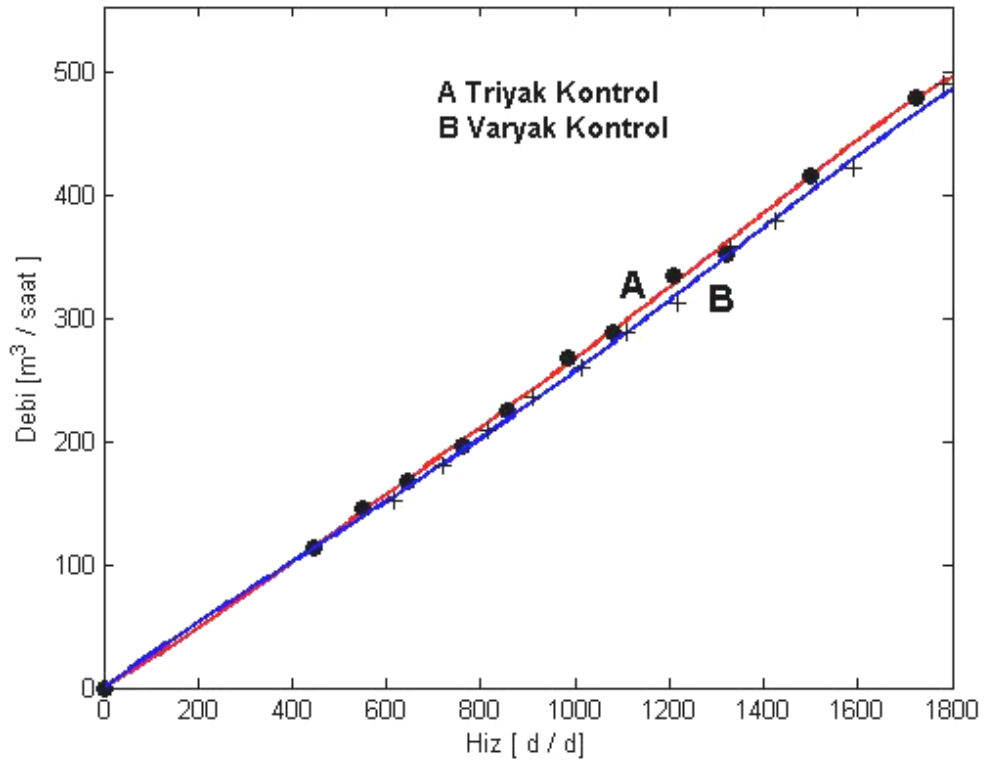
A , kesit alanı [m^2]

s , hız [m /saat]



Şekil 3.17: Triyaklı ve varyaklı kontrol giriş gücü-hız grafikleri.

Giriş gücü değerleri incelendiğinde aynı debi değeri için varyakın giriş gücünün daha düşük olduğu görülür. Bunun temel nedeni triyaklı kontroldeki anahtarlama kayıpları ve triyaklı kontrolün ürettiği harmoniklerdir. Ürettiği debi değerleri ele alındığında iki yöntem de birbirine yakın değerlerde çıkmıştır. Varyakın hem maliyet açısından daha pahalı hem de boyut açısından triyaklı devreden çok büyük olması nedeniyle triyaklı kontrolün uygulanmasının daha avantajlı olduğu görülmüştür.

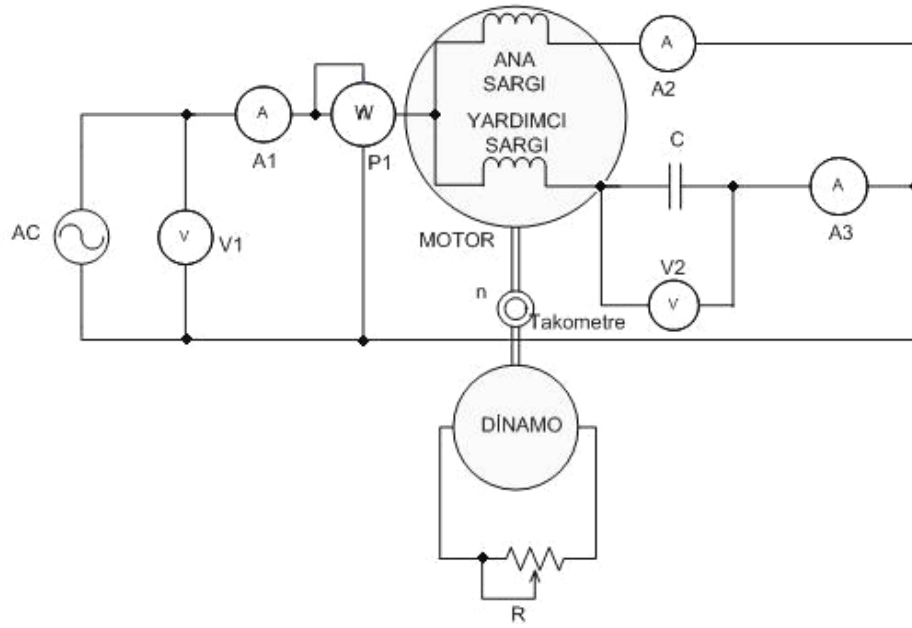


Şekil 3.18: Triyaklı ve varyaklı kontrol debi-hız grafikleri.

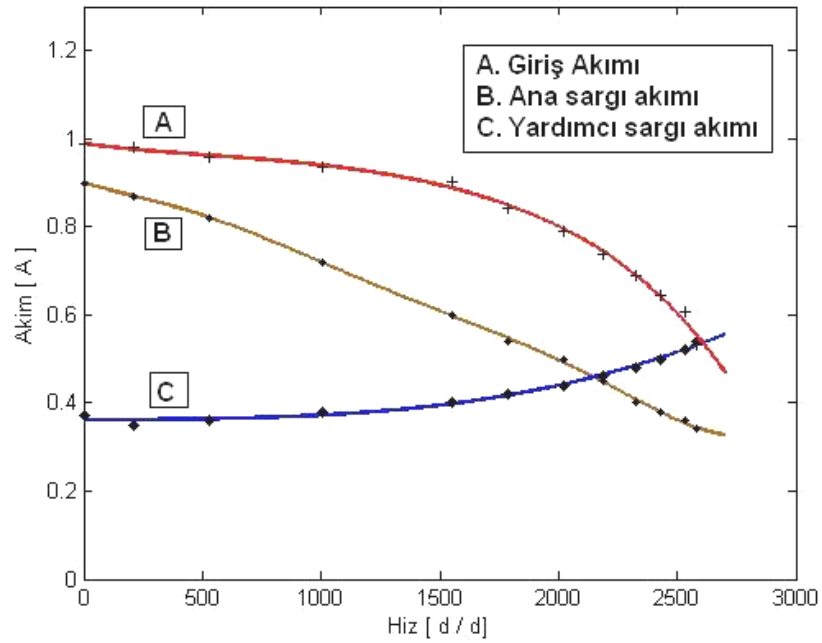
Bu iki yöntem, ana sargı ve yardımcı sargıya seri veya sadece ana sargıya seri bağlanarak uygulanabilir. Bu iki ayrı durum için motor parametrelerinin hıza göre değişimi incelenmelidir. Bu şekilde ana sargıya veya her iki sargıya birden uygulanan gerilim değişiminde motorun davranışı daha açık görülebilir.

Değişik hız değerlerinde ana sargı, yardımcı sargı ve toplam akım değişiminin incelenmesi için Şekil 3.19 ile gösterilen düzeneğe, motora dinamo bağlanarak yükleme yapılarak hız değeri azaltılmıştır. Motor sargılarının değişik hız değerlerinde çektiği akımlar incelendiğinde Şekil 3.20 grafiği elde edilmiştir.

Yardımcı sargı yüksek sarım sayısında olduğu için, üzerinden akan akım az ve tüm hız değerlerinde yaklaşık sabit kalmıştır, diğer taraftan ana sargı akımı düşük hızlarda yüksek başlamış ve hız arttıkça akım değeri düşmektedir. Bu nedenle yardımcı sargının akımın kontrol edilmesine gerçekte ihtiyaç yoktur.



Şekil 3.19: Motor yükleme deneyi düzeneği.

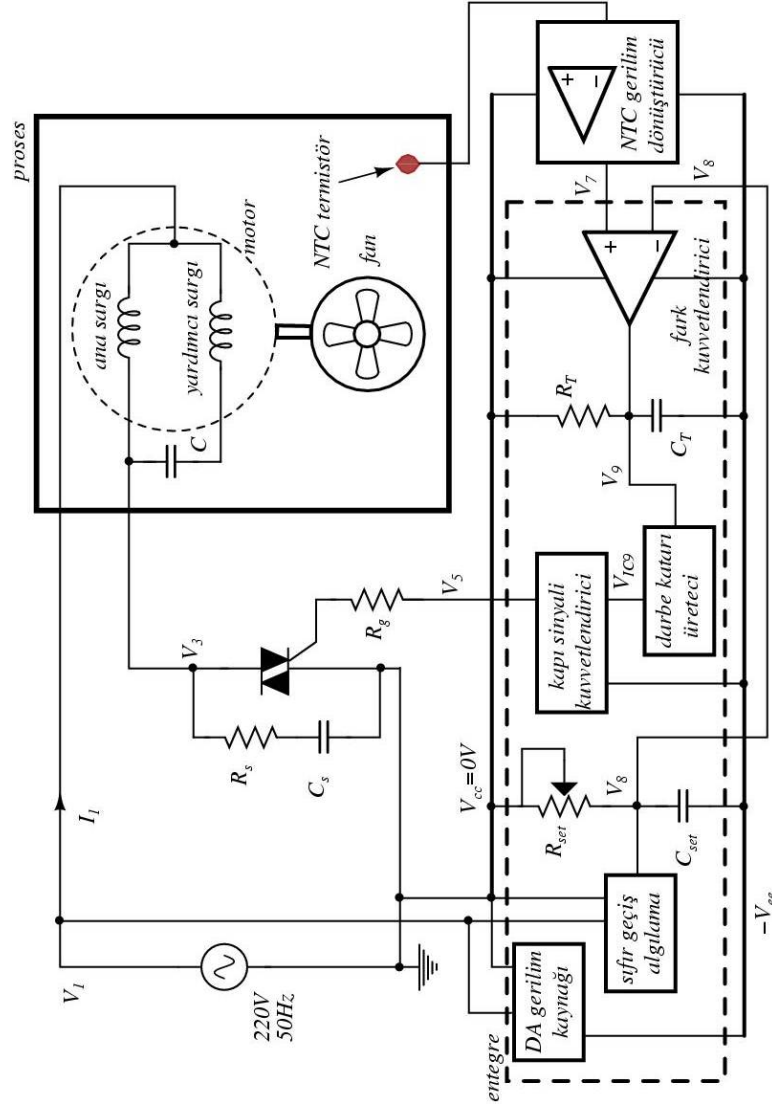


Şekil 3.20: Motor akım - hız karakteristikleri.

Kontrol devresi motora sadece ana sargıya seri olarak bağlanmalı ve yardımcı sargı nominal değerinde bırakılmalıdır. Yardımcı sargı akımı nominal değerde olduğu için motorün kalkış momentinde bir artış sağlayarak özellikle hız değeri düşük olan bölgelerde motorün kalkış değerine ulaşabilmesine imkan tanınması sağlanır. Böylece verimi yüksek, güç faktörü yüksek, yüksek kalkış momentli ve düşük maliyetli kontrol ekipmanı yapılabilir [7].

4. KAPALI ÇEVİRİM HIZ KONTROLÜ

Faz kontrolü ile gerilimin efektif değeri değiştirilmesi sonucu motorda hız kontrolü yapılabilir. Güç devresinde anahtarlama elemanı olarak triyak seçilmiş ve ateşleme sırasında oluşabilecek ani gerilim değişimlerini engellemek için söndürücü elemanlar eklenmiştir. Triyakın ateşleme açısı değiştirilerek faz kontrolü yapılmıştır. Triyakın ateşleme açısı kontrolü kapalı çevrim kontrolör tarafından ayarlanmaktadır. Kapalı çevrim hız kontrolü için oransal zaman kontrol yöntemi ile ortam sıcaklığı ölçülerek bu sıcaklığın set değeri ile karşılaştırılması yöntemi benimsenmiştir. Şekil 4.1’de gösterildiği gibi ortam sıcaklığı bir termistör ile ölçülüp gerilim değerine dönüştürüldükten sonra set değeri ile karşılaştırılır. Çıkan fark değerine göre darbe katarı üretilerek, triyakın kapı işaretleri oluşturulmuş ve kapı işaretine göre triyakın gerilimi kıyması ile motor giriş gerilimi efektif değeri değiştirilmiştir.



4.1 Sıcaklık Sensörleri

4.1.1 Termistör

Termistör yani termal direnç, küçük sıcaklık değişimlerine karşı büyük direnç değişimi yapan elemandır. Bu termal değişim ortam sıcaklığının değişimi veya termistör içinden geçen akımın değişimiyle yaratılabilir.

Termistör sıcaklıkla direnci değişen elemandır. İki çeşit termistör bulunmaktadır. Negatif sıcaklık sabitli yani sıcaklık arttıkça direnci düşen NTC termistörü tipi termistörler ve sıcaklık arttıkça direnç değeri artan PTC tipi termistörler.

NTC tipi termistörler yapı itibariyle krom, magnezyum, demir, kobalt ve nikelden oluşur. NTC tipi termistörün sıcaklıkla direncinin değişim formülü ;

$$R = Be^{\frac{\mu}{T}} \quad (4.1)$$

B ve μ NTC termistörü tipine ve değerine göre değişen sabitlerdir. Bu değerler sıcaklıkla tam olarak sabit olmasa da geniş bir aralıkta çalışma yapmak için sabit kabul edilebilirler.

T , NTC termistörün bulunduğu ortam sıcaklığı olup Kelvin cinsinden belirlenir [11]. μ sabiti, bilinen iki sıcaklık değerinde NTC termistörü direnci ölçülerek hesaplanabilir.

$$R_1 = Be^{\frac{\mu}{T_1}} \quad (4.2)$$

$$R_2 = Be^{\frac{\mu}{T_2}} \quad (4.3)$$

Bulunan iki değer birbirine bölünecek olursa;

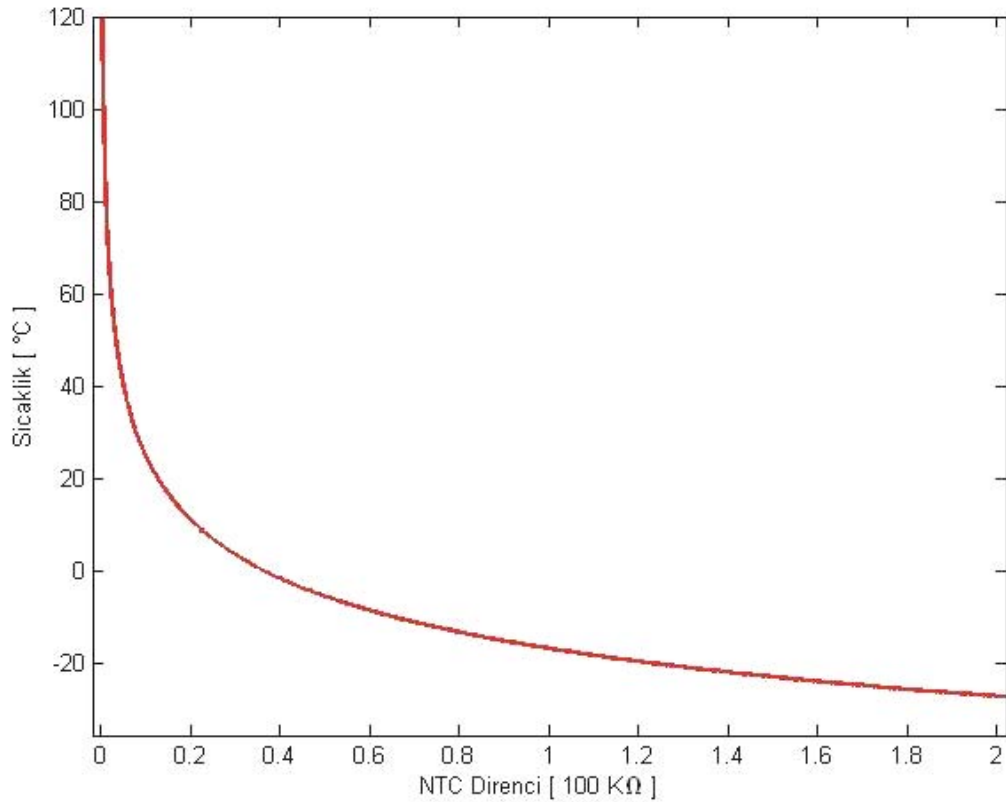
$$\frac{R_1}{R_2} = e^{\left(\frac{\mu}{T_1} - \frac{\mu}{T_2}\right)} \quad (4.4)$$

Buradan μ değeri;

$$\mu = \frac{\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)}{\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)} \quad (4.5)$$

$$R(T) = R_{NTC} \cdot e^{\left(\frac{NTC_A + NTC_B}{T_o + 273,15} + \frac{NTC_C}{(T_o + 273,15)^2} + \frac{NTC_D}{(T_o + 273,15)^3} \right)} \quad (4.6)$$

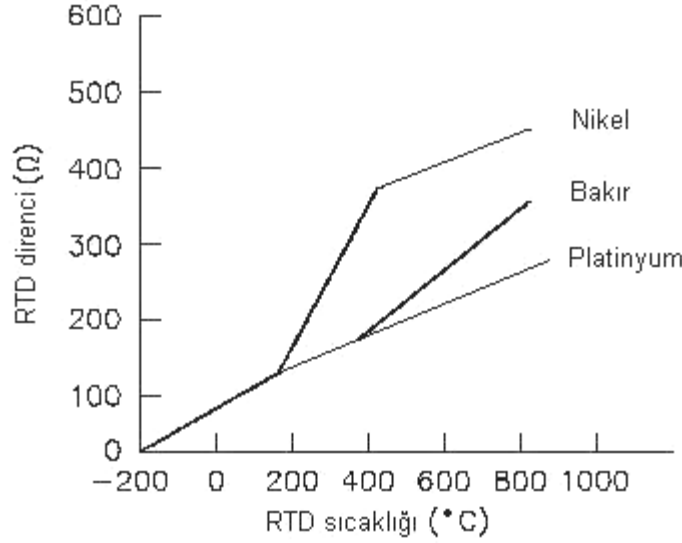
4.6 ile gösterilen eşitlikte, NTC termistörü A, B, C ve D değerleri her μ değeri için farklı değerde ve sabit olup NTC termistörü üretici firması tarafından belirlenir. Genel olarak düşük hata payı ile 4.1 ile verilen eşitlik kullanılır. Örneğin 25°C’de 100K değeri olan NTC termistörü için NTC termistörü direnç değerinin sıcaklık ile değişimi Şekil 4.2’de gösterilmiştir [11].



Şekil 4.2: NTC termistörü değerinin sıcaklık ile değişimi.

4.1.2 Direnç Sıcaklığı Algılayıcısı (RTD)

Metal malzemelerin direnci sıcaklıkla değişir. Bu yüzden metal malzemeler doğal olarak PTC sayılabilir. Sıcaklık arttıkça direnç değeri de artar aynı zamanda sıcaklık değeri azaldıkça direnç değeri de azalır. RTD’ler çevirici olarak düşünülebilir, sıcaklık değişimlerini, direncine bağlı olarak gerilim sinyali olarak çevirir.



Şekil 4.3: RTD değerinin sıcaklık ile değişimi.

Bazı metaller direnç sıcaklık algılayıcısı olarak kullanılır. Bu şekilde kullanılan malzemeler; nikel, bakır ve platinyumdur. Bu malzemelerin kullanılmasının nedeni sıcaklık ile direnç değişimlerinin Şekil 4.3’de görüldüğü gibi lineer değişimi ve ısıtma soğutma işlemlerinden sonra malzeme özelliklerinde değişimden kaynaklanan ölçüm hatası yapmamasıdır. Nikel sıcaklık değişiminde en fazla direnç değişimi gösteren madde olduğu için büyük oranda kullanılır. RTD’ler malzemelerin karıştırılmasıyla oluşturulur. Genellikle inconel yani nikel, demir ve kromdan oluşan karışımlar RTD olarak kullanılır [9].

RTD’ler sarım haline getirilmiş ve bir kutu içinde bulunan nikel tellerden oluşur. Direncin sıcaklıkla değişim ifadesi;

$$R_T = R_0(1 + \lambda \cdot T) \quad (4.7)$$

Burada;

R_T , ortam sıcaklığındaki direnç [Ω],

R_0 , 0°C deki direnç [Ω],

λ , RTD sıcaklık sabiti,

T , RTD sıcaklığı [$^{\circ}\text{C}$].

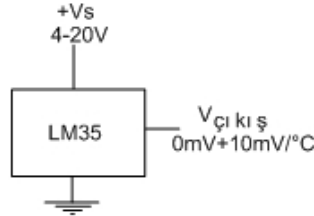
Aşırı akım koruma için pozitif sıcaklık sabiti karakteristikleri nedeniyle RTD ideal elemandır. Normal çalışma sırasında RTD direnci düşüktür. Bu yüzden normal çalışmada akım akışında bir etkisi olmaz ama kısa devre veya aşırı akım geçmesi durumunda direnci çok yükselerek akımın istenilen değerde sınırlanması sağlanır.

Bir fazlı asenkron motorda birbirine paralel kalkış ve çalışma sargıları vardır. Motor kalkışından sonra kalkış sargılarının görevi bitmektedir. Bu nedenle bir anahtar yardımı ile kalkış sargısı, devreden çıkarılır veya RTD ile motor kalkışından sonra içerde oluşan sıcaklık ve direnç değerinin artması ile devreden çıkarılabilir [9].

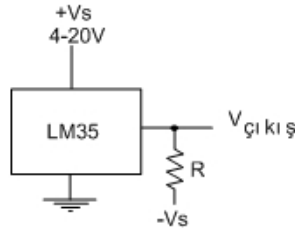
4.1.3 Entegre ile Sıcaklık Ölçümü

RTD'lerin direnci sıcaklıkla değişir fakat çok küçük değişimler gösterir ve uygulama için pahalıdır. Termistörler genellikle devre uygulamaları için tercih edilir fakat direnç değişimleri nonlineerdir ve devrede kullanabilmek için ekstra karşılaştırmacı gibi elemanlara ihtiyaç duyar.

LM35, LM34 serisi tümleşik entegre şeklindeki sıcaklık sensörlerinde sıcaklık değişimi ile çıkış gerilimi lineer olarak değişir. Özellikle santigrat derece ile tam lineer olarak davranması ve 0,5°C yaklaşıklık ile ölçüm yapması ve çıkışının gerilim olması nedeniyle özellikle mikroişlemci uygulamalarında sıkça kullanılır. -60 °C ile +150°C arasında her derece için yaklaşık 10mV üretir ve referans noktası 0°C olduğundan bu noktadaki gerilimi 0V'dur. Şekil 4.4'de +2°C ile +150°C aralığında kullanılabilen devre şeması verilmiştir ve Şekil 4.5'de -55°C ile +150°C tam aralıkta yani eksi dereceleri için de kullanılabilen devre şeması gösterilmiştir. Sıfırın altındaki dereceleri için entegre negatif gerilim üretir [10].



Şekil 4.4: Basit santigrat sıcaklık sensörü (+2°C - +150°C).



Şekil 4.5: Tam aralık santigrat sıcaklık sensörü (-55°C - +150°C).

Tam aralık sensöründe kullanılan Şekil 4.5'de gösterilen R direncinin değeri;

$$R = \frac{-V_s}{50\mu A} \quad (4.8)$$

Şekil 4.5’de gösterilen entegre çıkış gerilimi;

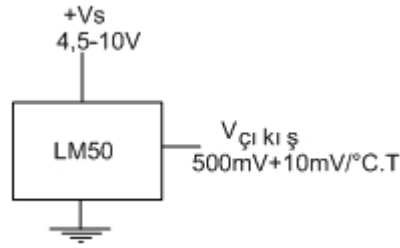
$$V_{\text{çıkış}} = 10 \cdot T \quad (4.9)$$

T [°C], ortam sıcaklık değerini,

$V_{\text{çıkış}}$ [mV], entegrenin birim sıcaklık değişiminde ürettiği gerilimi göstermektedir.

Negatif çıkış gerilimi istenmeyen uygulamalarda, tam aralık sensörü için LM50 kullanılabilir. Şekil 4.6 ile gösterilen LM50 -40°C ila 125°C sıcaklıklar arasında kullanılan çıkış gerilimi sıcaklık değişimi ile paralel olarak değişen ve birim sıcaklık değişimine 4.9 eşitliğinde verildiği gibi 10mV üreten entegredir. Bu gerilime ek olarak 500mV değerinde kompanze d.a. gerilimi üreterek negatif sıcaklıklarda da pozitif çıkış verilmesini sağlar. Böylece -40°C sıcaklıkta ;

$$V_{\text{çıkış}} = -40 \cdot 10 + 500 = 100 \text{ mV üretir.}$$



Şekil 4.6: Tam aralık santigrat sıcaklık sensörü (-40°C - +125°C).

Kalibrasyon istememesi ve düşük empedansı sayesinde verimli ve düşük güçte çalışarak devrede fazladan kayba neden olmaz. Kapasitif yüklerde her mikroişlemci gibi çalışması düzensizleşir. Bu yüzden kapasitif yüklerde izole edilmelidir [10].

4.2 Kontrol Devresi

Kullanılan entegre, faz kontrolü ve anahtarlama uygulamaları için genel amaçlı tümleşik devredir. Devrenin en önemli kolaylığı harici DA gerilim kaynağına ihtiyaç duymamasıdır. Entegre, triyak ateşleme açısını değiştirerek faz kontrolü için veya sıfır geçiş anahtarlama ihtiyacı duyulan herhangi bir anahtarlama uygulamasında kullanılabilir. Tasarımda kullanılan komponentlerin seçimi ile istenilen şekilde düzenlemeler yapılabilir. İçerisinde bulunan DA gerilim kaynağı (-14.7V) ile sensörlerin ve ekstra tümleşik devrelerin rahatlıkla kullanılmasını sağlar.

Entegre triyakın iletim açısını değiştirerek faz kontrolü yapar. İletim açısı, V_8 ile V_7 arasındaki değişime oransal olarak değişir. V_8 girişine uygulanan testere dalgası R_{set} , C_{set} ile oluşturulur. C_{set} kapasitesi R_{set} direnci üzerinden dolup, ana dalgaının her sıfır

geçişinde V_{ee} üzerinden boşalır. V_7 üzerinde oluşturulan sıcaklıkla değişen gerilim değeri V_8 gerilim set değerini aştığında triyak ateşlenir ve yük V_7 gerilimi V_{ee} değerine düşene kadar yarım periyot boyunca bir sonraki sıfır geçişine kadar beslenir. Proses bu şekilde tekrarlanır. V_8 üzerindeki gerilim set değeri direnç, potansiyometre ile ayarlanabilir.

V_8 0ms ile 10ms arasında R_{set} direnci üzerinden C_{set} kapasitesini doldurur. Bu testere dişi dalganın fonksiyonu;

$$V_8 = V_{ee} + (V_{cc} - V_{ee}) \left(1 - e^{\frac{-0.001t}{R_{set} \cdot C_{set}}} \right) \quad (1.1)$$

Sıcaklık ile değişen motor hız kontrolü için, sıcaklık sensörü NTC işlemsel kuvvetlendirici bağlantısı ile kuvvetlendirilerek V_7 sinyali oluşturulur. V_{ee} gerilimi sensörlerin ve işlemsel kuvvetlendiricinin beslemesinde kullanılır. NTC ile gerilim bölücü, birinci fark işlemsel kuvvetlendiricinin eviren girişini sağlamak için kullanılır. Diğer gerilim bölücü evirmeyen girişi için kullanılır. Negatif geri besleme birincil bölümün kazancının değişiminde kullanılır böylece çıkış besleme hattı gerilimini aşamaz.

Birinci işlemsel kuvvetlendiricinin çıkışı ikinci işlemsel kuvvetlendiricinin eviren girişi olarak kullanılır. Gerilim bölücü kullanılarak evirmeyen girişi oluşturulur. Negatif geri besleme ikinci kısmın kazancı olarak kullanılır. İkinci işlemsel kuvvetlendiricinin çıkışı V_7 girişi olarak entegreye bağlanır.

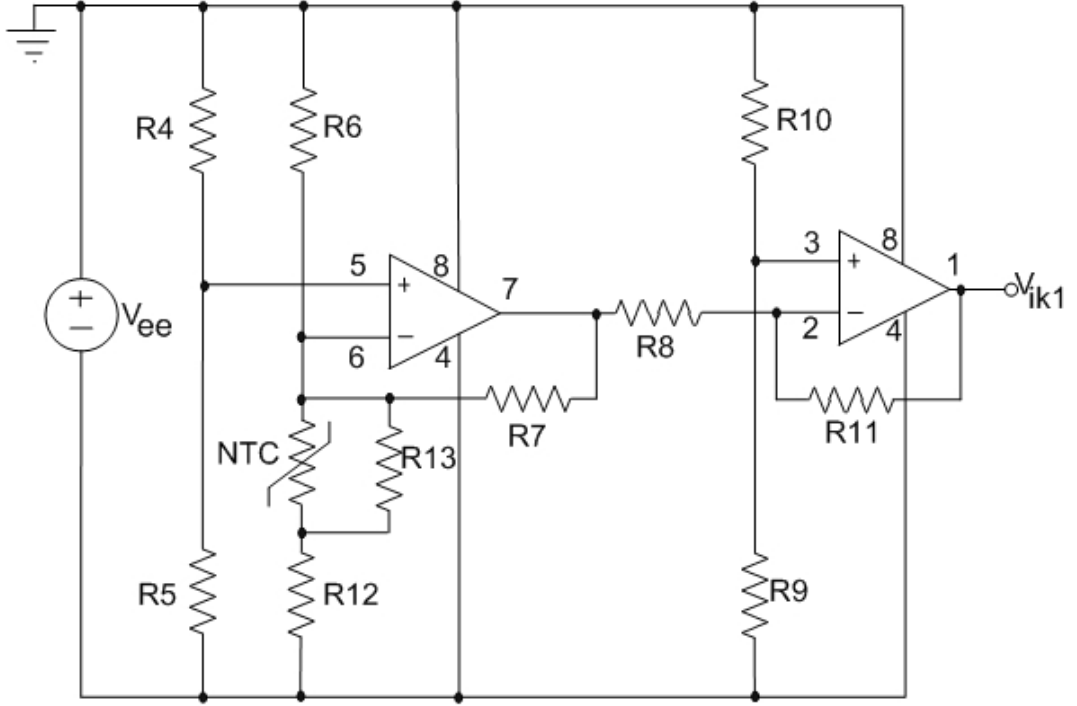
Tasarım kriterleri

DA güç kaynağı

V_{ee} hat gerilimi güç direnci ile sınırlandırılır. Bu direnç $k\Omega$ mertebesinde olmalıdır. NTC ve harici işlemsel kuvvetlendiriciyi beslemek için gereken gerilimi sağlamak gerilimi sabit -14,7V değeri sağlanır. Gerilimi artırmak için güç direnci değeri düşürülmelidir. Entegre ve harici komponentlerinin güç tüketimini en aza indirmek için yüksek dirençli ve düşük güçlü sensörler kullanılmalıdır.

İşlemsel kuvvetlendirici

İşlemsel kuvvetlendirici, düşük güç tüketimine sahip ve gerilim aralığı 15V civarında olan tiplerinden seçilmelidir.



Şekil 4.7: NTC gerilim dönüştürücü devresi.

Birinci işlemsel kuvvetlendiricinin giriş gerilimleri birbirine eşit ve gerilim bölücü dirençlerle sağlanmaktadır. Giriş gerilimi değerleri;

$$V_{ik5} = V_{ik6} = \frac{V_{ee}}{R_4 + R_5} \cdot R_4 \quad (1.2)$$

Birinci işlemsel kuvvetlendiricinin çıkış gerilimi için denklemler;

$$-\frac{V_{ik6}}{R_6} + \frac{(V_{ee} - V_{ik6})}{R_{12} + \frac{R_{13} \cdot R_{NTC}}{R_{13} + R_{NTC}}} + \frac{V_{ik7} - V_{ik6}}{R_7} = 0 \quad (1.3)$$

$$V_{ik7} = V_{ik6} \cdot R_7 \left(\frac{1}{R_6} + \frac{-\left(\frac{R_4 + R_5}{R_4}\right) + 1}{R_{12} + \frac{R_{13} \cdot R_{NTC}}{R_{13} + R_{NTC}}} + \frac{1}{R_7} \right) \quad (1.4)$$

İkinci işlemsel kuvvetlendiricinin giriş gerilimi değerleri birbirine eşit ve gerilim bölücü dirençlerle sağlanmaktadır. İkinci işlemsel kuvvetlendiricinin giriş gerilimi değerleri;

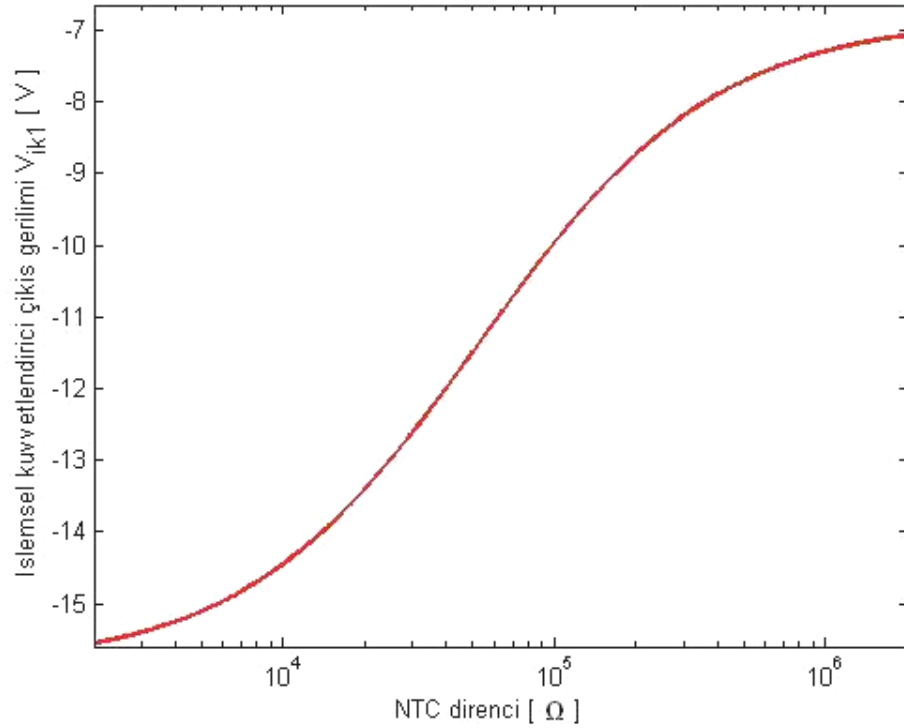
$$V_{ik3} = V_{ik2} = \frac{V_{ee} \cdot R_{10}}{R_{10} + R_9} \quad (1.5)$$

$$V_{ee} = V_{ik6} \cdot \frac{(R_4 + R_5)}{R_4} \quad (1.6)$$

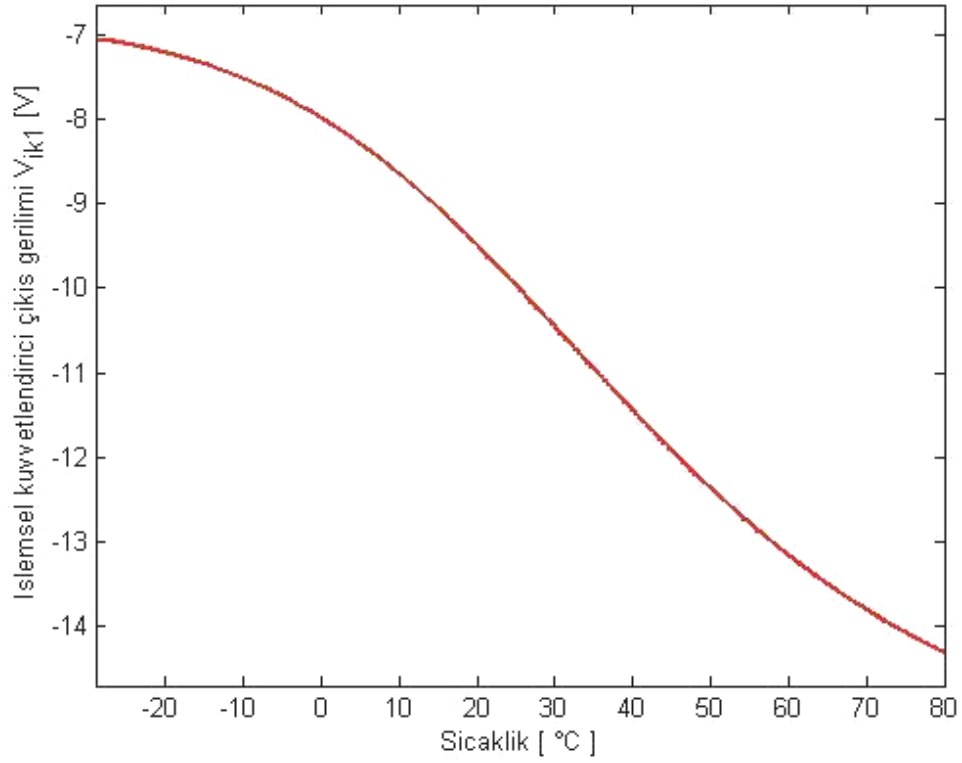
$$\frac{(V_{ik7} - V_{ik2})}{R_8} + \frac{(V_{ik1} - V_{ik2})}{R_{11}} = 0 \quad (1.7)$$

Bu denklemde V_{ik7} yerine 4.13 eşitliği ve V_{ik2} yerine 4.14 denkleminde V_{ee} yerine 4.15 yazılarak düzenlediğinde V_{ik1} ifadesinin V_{ik6} cinsinden ifadesi;

$$\frac{V_{ik1}}{V_{ik6}} = R_{11} \cdot \left[- \frac{R_7 \cdot \left(\frac{1}{R_6} + \frac{-\left(\frac{R_4 + R_5}{R_4}\right) + 1}{R_{12} + \frac{R_{13} \cdot R_{NTC}}{R_{13} + R_{NTC}}} + \frac{1}{R_7} \right)}{R_8} + \frac{\left(\frac{R_4 + R_5}{R_4}\right) \cdot R_{10}}{R_{10} + R_9} \left(\frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_{11}} \right) \right] \quad (1.8)$$



Şekil 4.8: NTC direnci ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi grafiği.



Şekil 4.9: Sıcaklık ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi grafiği.

Faz kontrolü

Tam dalga faz kontrolü triyakın iletim açısı değiştirilerek sürekli kontrol sağlanır, 180 derece iletim açısı tam gücü gösterir. Triyak gerilimi ve akımındaki adım değişimleri kapama sırasında RF girişiminin artmasına neden olur. Uygun RF girişim bastırma yöntemleri kontrol edilen yüke göre uygulanmalıdır. Yaklaşık olarak %94 çıkış gücü 30 derece ile 150 derece arasında elde edilir. Yük gücünün 0% ile 100% arasında kontrolü her zaman gerekli değildir çünkü 0dan 30 dereceye 150 dereceden 180 dereceye olan aralık motor hızında çok küçük hız değişimine neden olur.

Elektrik motorları

Elektrik motorları magnetik ve sürtünme kuvvetleri ile eylemsizliğe sahiptir. Bu nedenle motor 0% güç değerinden lineer olarak kalkış yapamaz. Gerekli güç eşik değeri aşıldıktan sonra motor kalkış yapar. Triyakın iletim açısı motor hızı ile direk olarak bağıntılı değildir. Bunun nedeni motorun yapısı, verimi ve üzerindeki yüke göre değişiklik göstermesidir.

Sıfır geçiş algılama

Yükün saf omik olduğu durumda gerilim senkronizasyonu ana giriş ile direnç üzerinden yapılabilir. Sonuç olarak ateşleme darbeleri kısa zaman sonra başlayarak

ve kısa bir süre sonra biterek her sıfır geçişinde anahtarlama yapılır. Radyo frekans girişimi minimumda tutulur.

Yük endüktif karakteri içerdiğinde, senkronizasyon sıfır geçiş dedektöründen farklı olarak dahili kapı işareti algılama devreleri kullanılmalıdır. Ateşleme darbeleri mümkün olan en kısa zamanda oluşturulur, örneğin ötelenmiş yük akımının sıfır geçişinden hemen sonra yapılabilir.

NTC

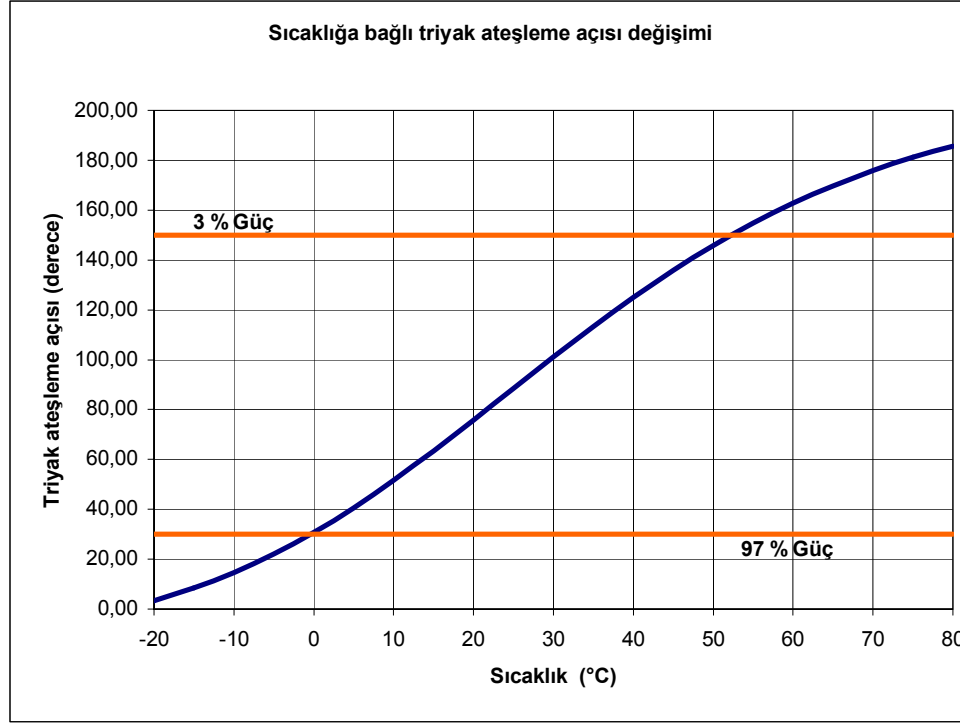
100k Ω NTC kullanılarak geniş sıcaklık aralığında belirgin değişimleri oluşturulması sağlanır. Bu sayede birinci işlemsel kuvvetlendiricinin girişinde büyük değişimler sağlanır. Düşük sıcaklık değerlerinde NTC değerinin çok büyümesi nedeniyle bu değer sınırlandırılması için 1M Ω değerinde direnç paralel olarak bağlanır. Değişik değerlerdeki NTC değerleri için değişik değerlerde gerilim bölücü bağlantı değerleri kullanılmalıdır. NTC'lerin lineer olmayan karakteristikleri, Şekil 4.1'de görüldüğü gibi değişik sıcaklık değerlerinde değişik değerler alır ve bu da sıcaklık ile değişen ateşleme açısı uygulamaları için kullanılabilir.

Ateşleme açısı

Ateşleme açısı eşitliğinin bulunması için V_7 ve V_8 girişlerinin eşit olduğu yani ateşleme yapılacağı zaman bulunarak çıkarılır. Bunu yapabilmek için V_8 eşitliğinden V_7 eşitliği çıkarılır. Ateşleme açısı α , 10 ms olan ana gerilim yarım dalga periyodunun yüzdesi olarak triyakın ateşleme açısı bulunur. Bu açı 10ms'den çıkarılarak iletim açısı bulunur. İletim açısı toplam yarım dalganın oranı olarak elde etmek için 10ms ye bölünürse ve derece olarak göstermek için 180ile çarpılırsa;

$$\alpha = 18 \left(10 - \frac{-R_{set} C_{set} \ln \left(\frac{V_7}{V_{ee}} \right)}{0.001} \right) \quad (1.9)$$

Bu eşitlik kullanılarak ateşleme açısının R_{set} direncinin değişimine göre grafiği Şekil 4.10'da gösterilmiştir.



Şekil 4.10: Sıcaklık ile ateşleme açısı değişimi.

Şekil 4.10 ile gösterilen grafikte V_7 yüksek sıcaklık aralığı girişini, düşük sıcaklıklar için ise testere dalgasına orantılı olarak V_8 değişimini gösterilmiştir. Ateşleme aralığı 0% ila 100% arasında yapılabilmesi için yüksek son değeri, hat gerilimi -14,7V değerinden düşük olmalı ve düşük son değer, C_{set} 'in şarj olarak ulaştığı testere dalganın değerini aşmalıdır. Yüksek son değer pratikte -14,7V değerinden düşük olamaz ve bu yükün tamamen kaldırılabilceğini gösterir.

R_7 : birinci kuvvetlendiricinin R_4 , R_5 , R_6 , R_{12} , R_{13} ve NTC değerine bağımlı olarak kazancı ayarlar.

R_4 ve R_5 : Birinci bölümdeki evirmeyen girişinin sabit gerilim değerini ayarlar.

R_6 ve R_{12} : Birinci bölümdeki evirilen girişin d.a. sapma değerini ayarlar. Değerleri NTC değerine bağlantılı olarak değişir, NTC'nin oluşturduğu gerilim değişimini belirler ve birinci bölümündeki kazanç üzerinde R_7 , R_4 ve R_5 'e bağlı olarak etki yapar.

NTC: Yüksek değerdeki ($>47k\Omega$) NTC, daha geniş aralıkta sıcaklık kontrolü yapılmasını sağlar. NTC karakteristiği sıcaklığın farklı aralıklarında lineer olmayan değişim gösterdiği için NTC değeri her uygulama için ayrı değerde seçilmelidir.

R_{13} : Düşük sıcaklık değerlerinde NTC direncini sınırlar. Yüksek değerlerde ise ihmal edilecek kadar küçük bir etkiye sahiptir.

R_8 ve R_{11} : İkinci kuvvetlendiricinin kazancını ayarlar. Yüksek değerler tercih edilir.

R_{10} ve R_9 : İkinci kısımdaki eviren girişi DA sapmasını ayarlar. R_8 ve R_{11} ile ilintili olarak ikinci kısım kazancında etkileri vardır.

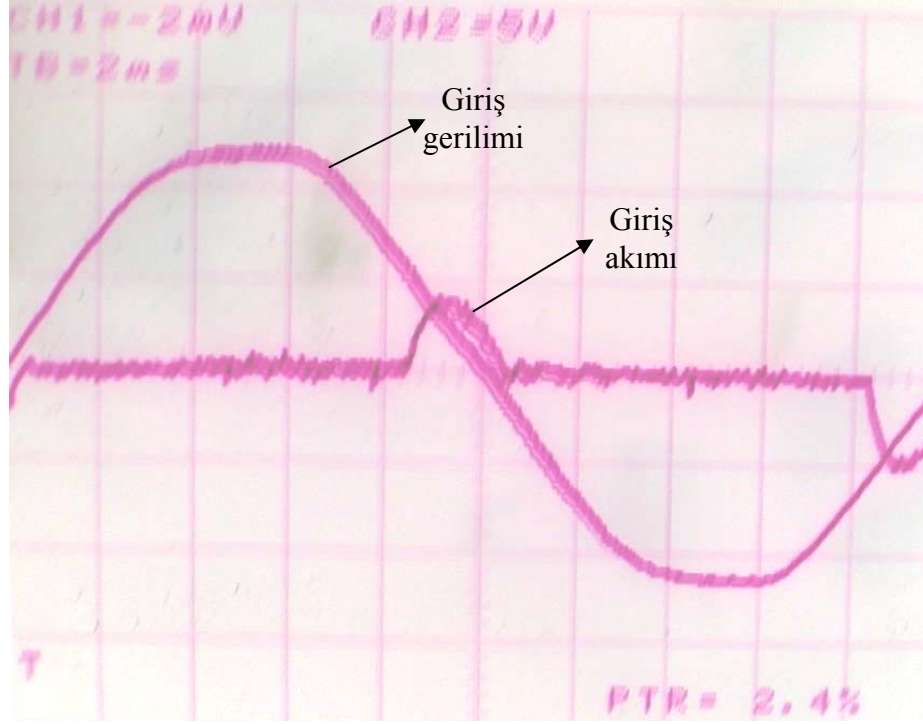
R_{set} : V_8 testere dalganın profilini ve maksimum değerini ayarlar. Kontrol karakteristiklerini ayarlamak için kullanılabilir. Potansiyometre kullanılarak aralığı ötelemekten çıkış verilmeyecek sıcaklık değeri ayarlanabilir. Tam olarak hatanın ve düzgün kontrol eğrisinin çıkarılması için tek direnç değişimi uygun olmasa da sabit değerde çalışılmaması ve ayarlanması gereken durumlarda, R_{set} direnci değiştirilerek ayar yapılabilir.

4.3 Deneysel Sonuçları

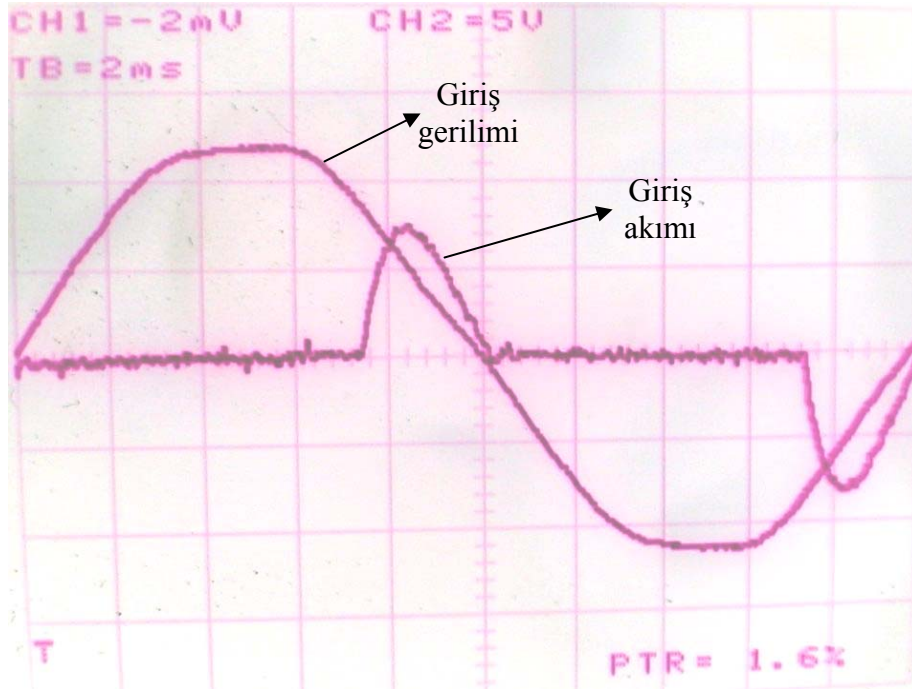
Şekil 4.1’de verilen test devresi kullanılarak, tasarlanan hız ayar devresinin farklı ayar değerleri için, değişen ortam sıcaklıklarında çalışma durumu ve buna ilişkin dalga şekilleri incelenmiştir. Bütün dalga şekilleri $V_{cc}=0V$ noktasına göre ölçülmüştür ve grafiklerin referans noktası grafiğin düşey ekseninin orta noktasıdır. Tablo 4.1’de test sonucu elde edilen değerleri verilmektedir. Giriş gerilimi ile kaynak akımı dalga şekilleri, ayar edilen sıcaklık değeri $25^{\circ}C$ iken Şekil 4.11 – 4.16 arasında, $45^{\circ}C$ iken Şekil 4.17 – 4.21 arasında ve $55^{\circ}C$ için Şekil 4.22 – 4.26’da verilmektedir.

Tablo 4.1: Değişik set ve sıcaklık değerlerinde devre parametreleri.

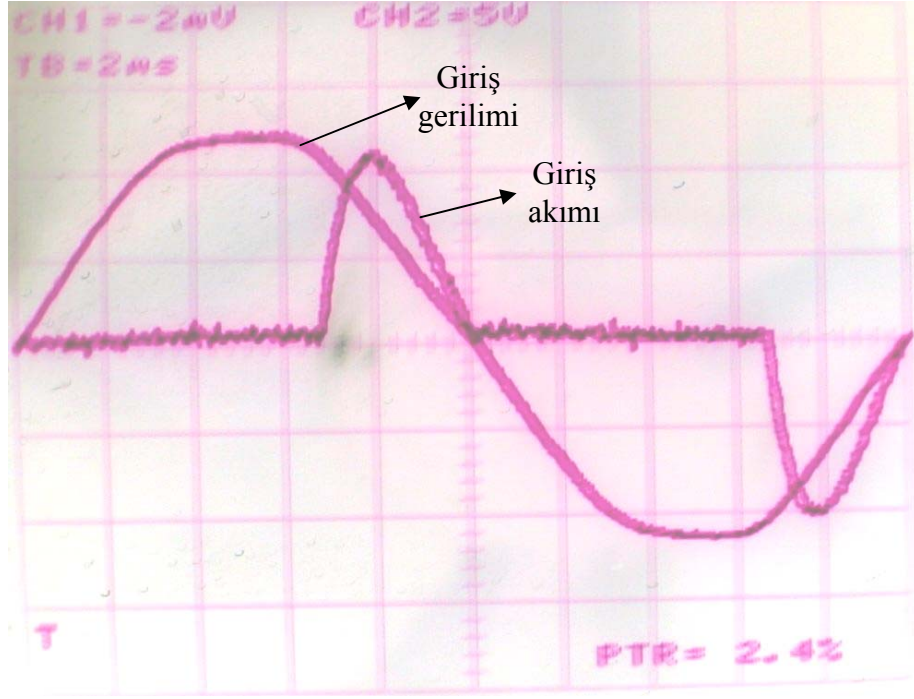
Giriş Gerilimi, V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
225.7	276	10.4	-8.8	-10.61	100	Şekil 4.11
225.1	559	34.1	-9.28	-10.63	451	Şekil 4.12
225.2	822	72.4	-9.7	-10.62	933	Şekil 4.13
224.6	921	95.8	-9.95	-10.62	1272	Şekil 4.14
224.2	860	186.4	-12.96	-10.63	2645	Şekil 4.15
223.8	854	189.1	-14.69	-10.62	2663	Şekil 4.16
225.2	256	2.91	-9.35	-11.96	0	Şekil 4.17
225.2	403	18.9	-10.95	-11.94	0	Şekil 4.18
224.8	747	62.2	-11.36	-11.96	810	Şekil 4.19
224.2	872	186.2	-13.7	-11.95	2640	Şekil 4.20
224.3	857	190.3	-14.7	-11.92	2667	Şekil 4.21
225.9	258	2.96	-11.65	-12.78	0	Şekil 4.22
225.5	459	24.8	-12.20	-12.78	284	Şekil 4.23
224.9	890	188.2	-13.41	-12.74	2642	Şekil 4.24
225.6	859	190.5	-14.70	-12.76	2663	Şekil 4.25
225.8	948	103.1	-11.26	-11.67	1348	Şekil 4.26



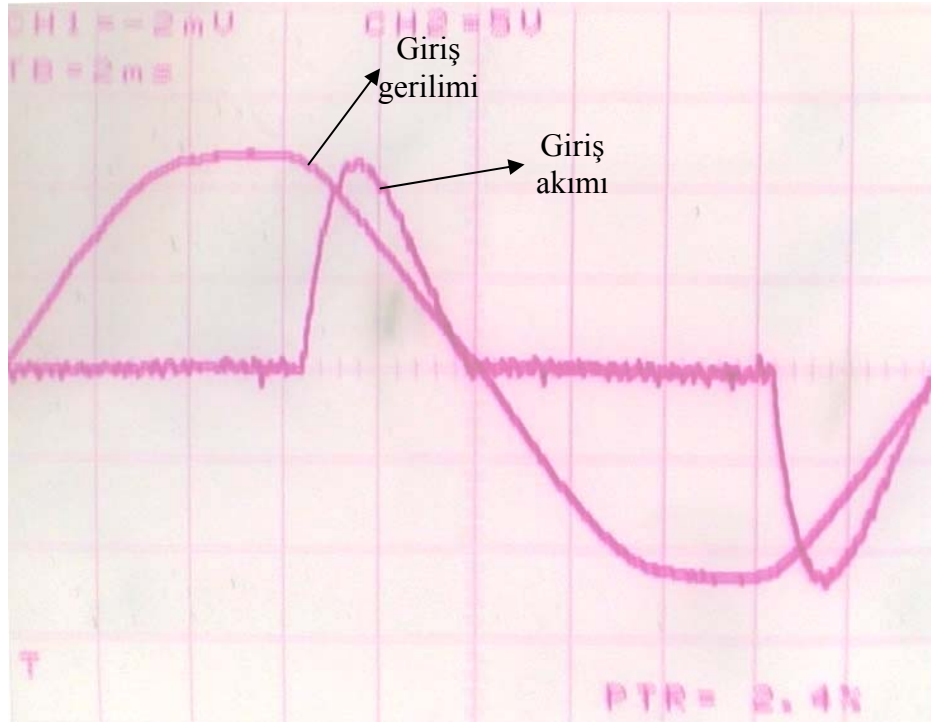
Şekil 4.11: 100 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



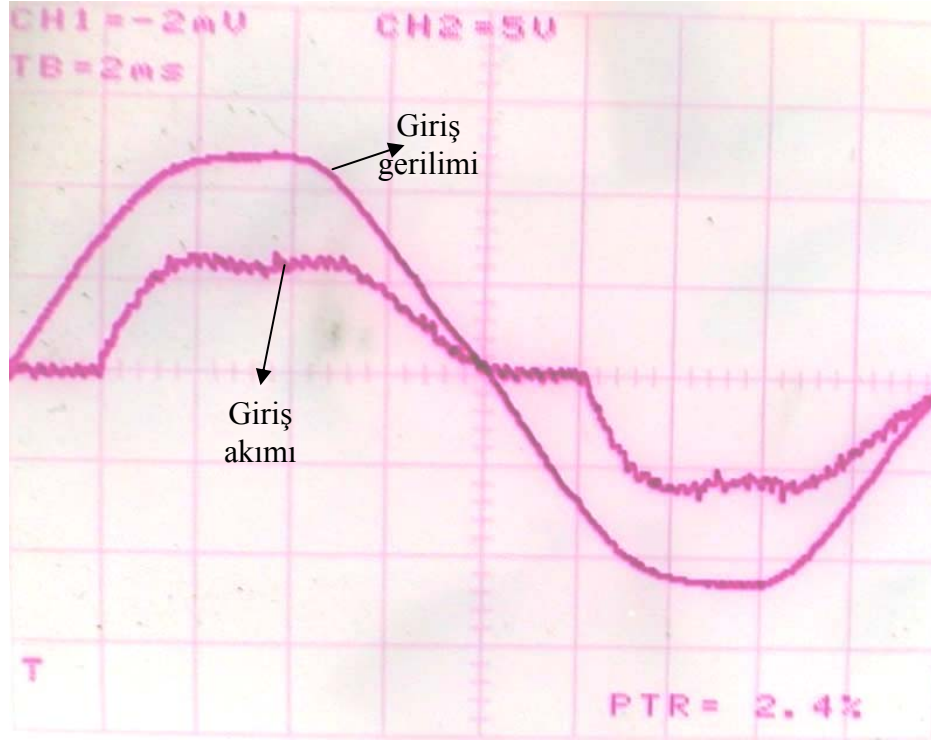
Şekil 4.12: 451 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



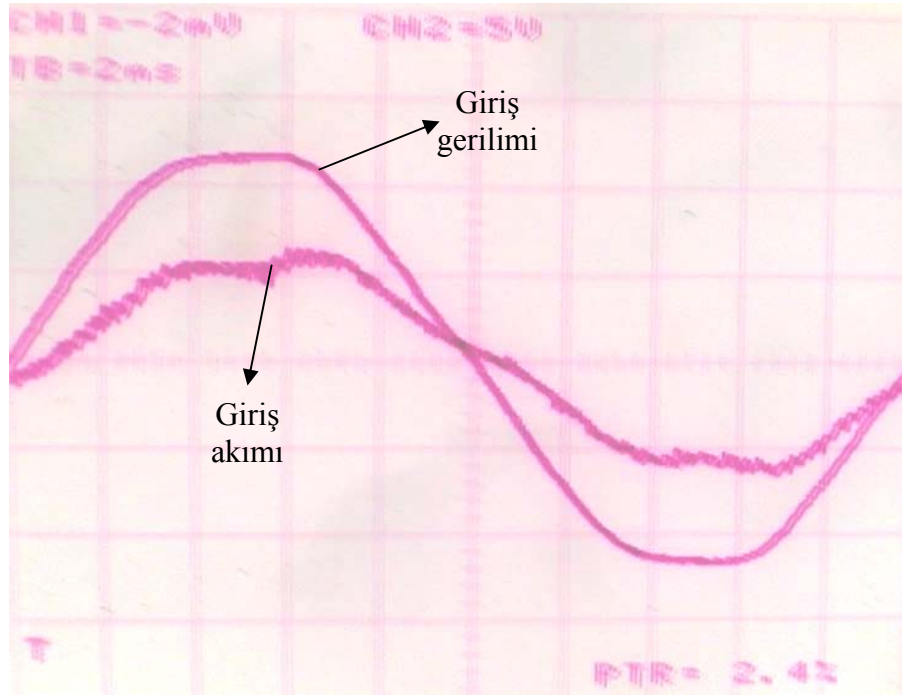
Şekil 4.13: 933 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



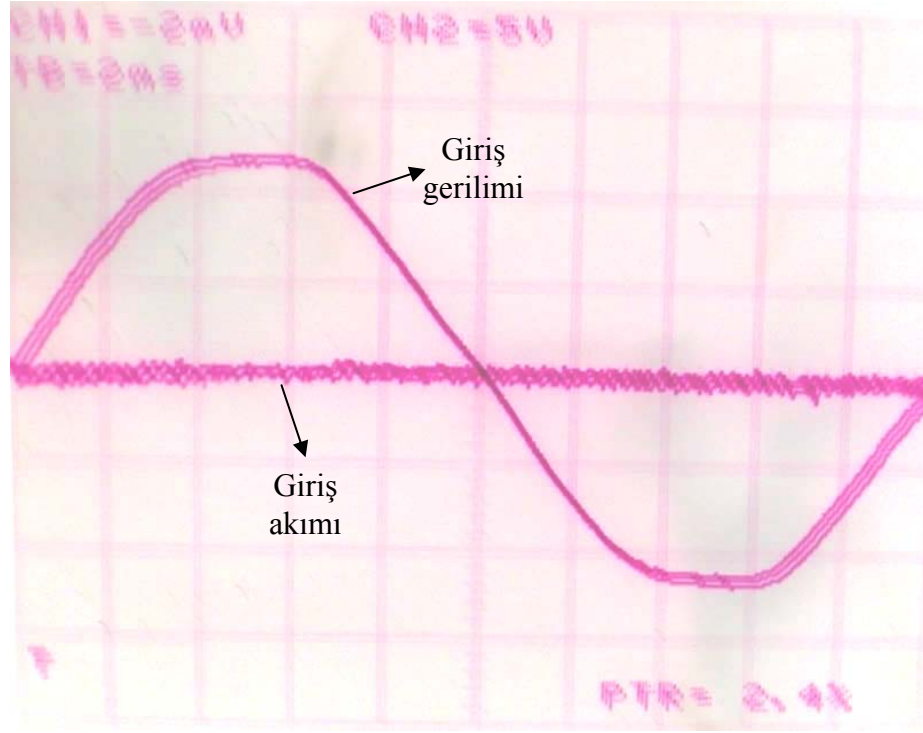
Şekil 4.14: Yarı hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



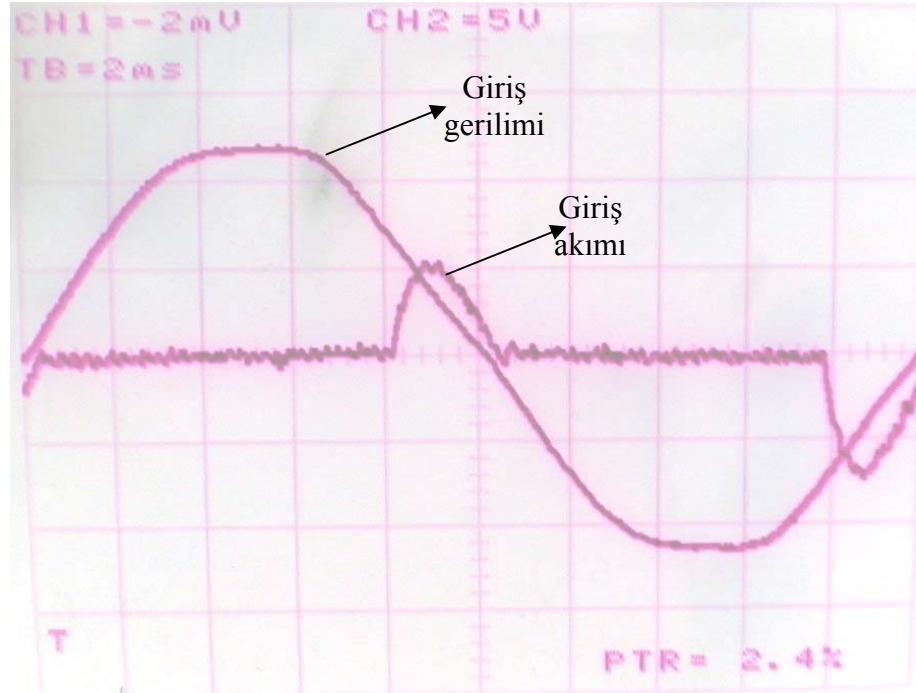
Şekil 4.15: 2645 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



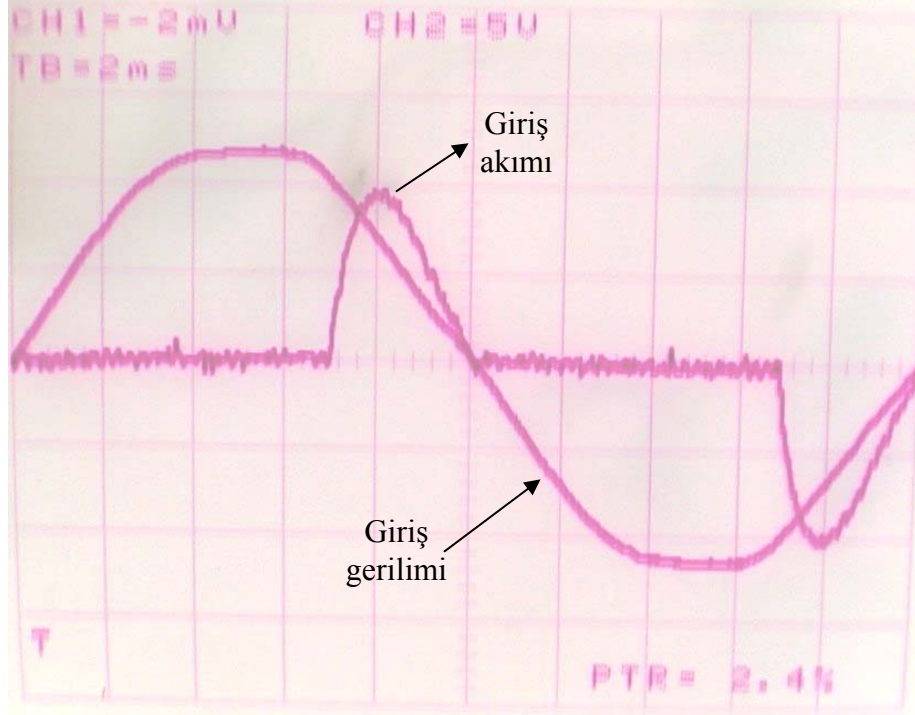
Şekil 4.16: Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



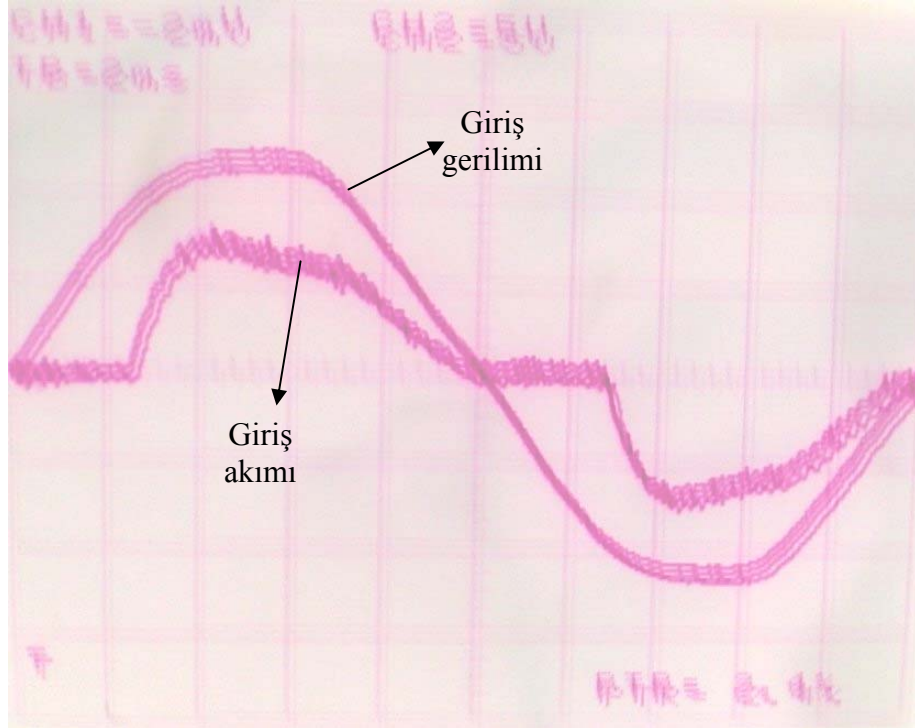
Şekil 4.17: Motor dururken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



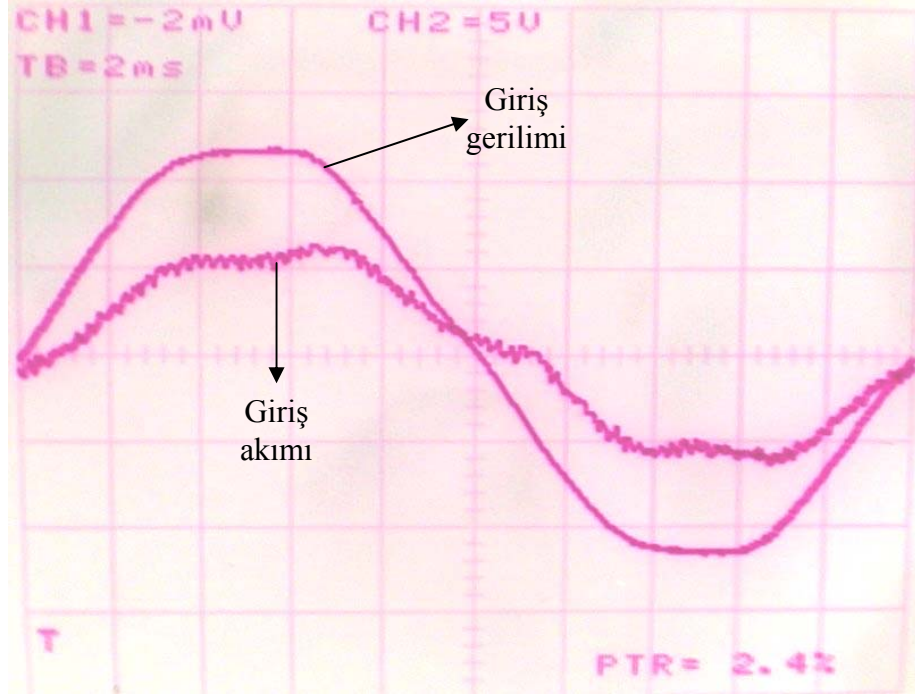
Şekil 4.18: Motor kalkış gerilimine yakın iken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



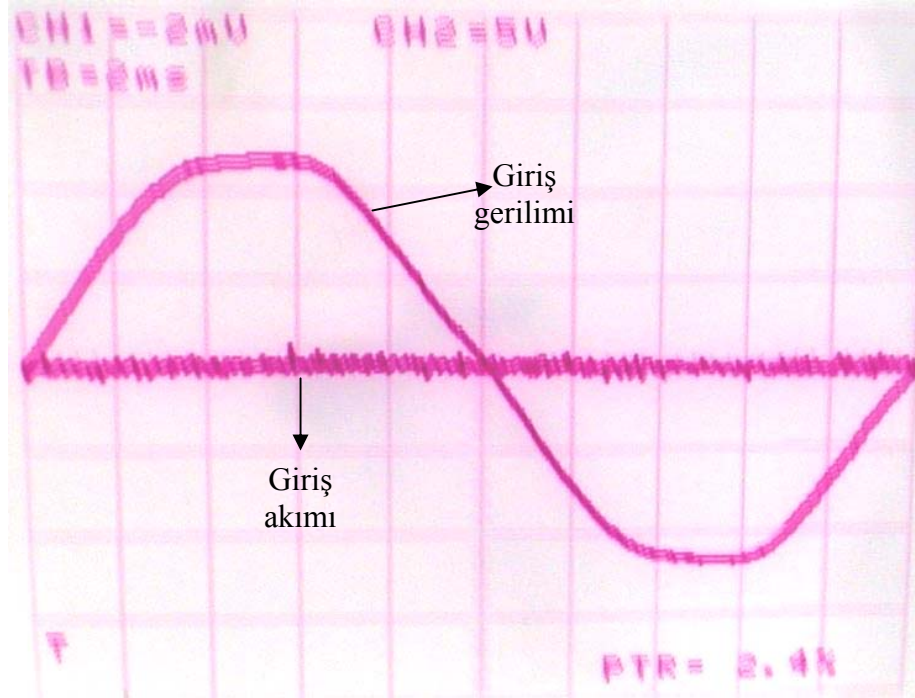
Şekil 4.19: 810 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



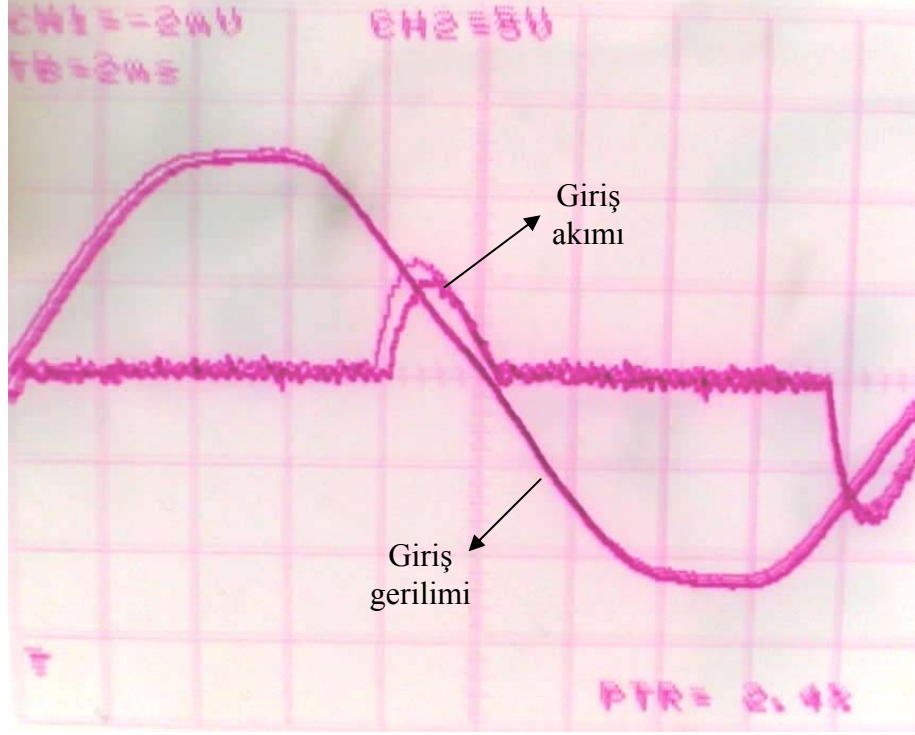
Şekil 4.20: 2640 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



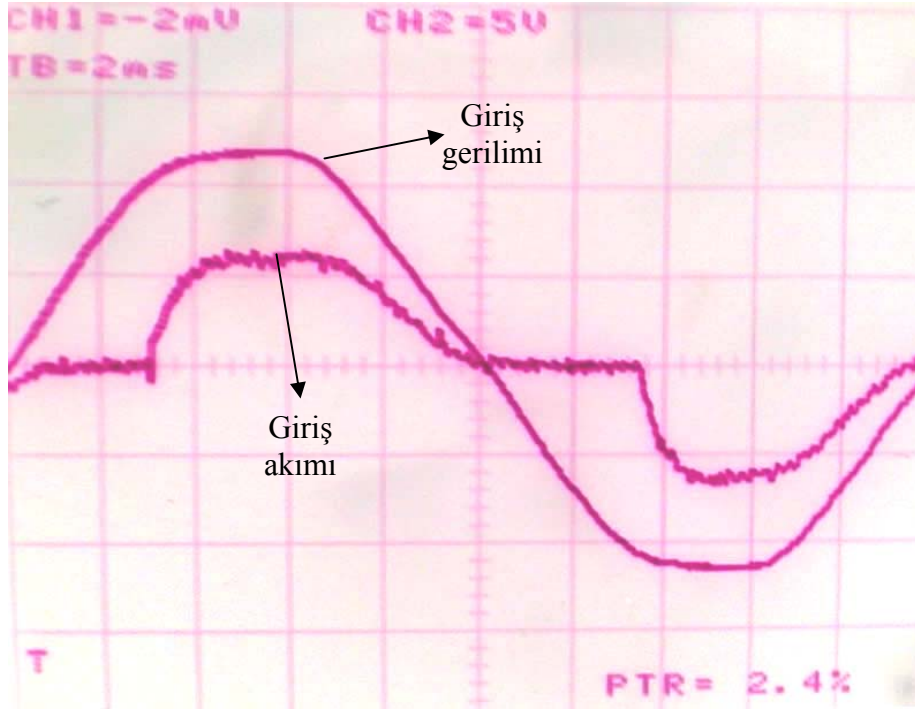
Şekil 4.21: Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



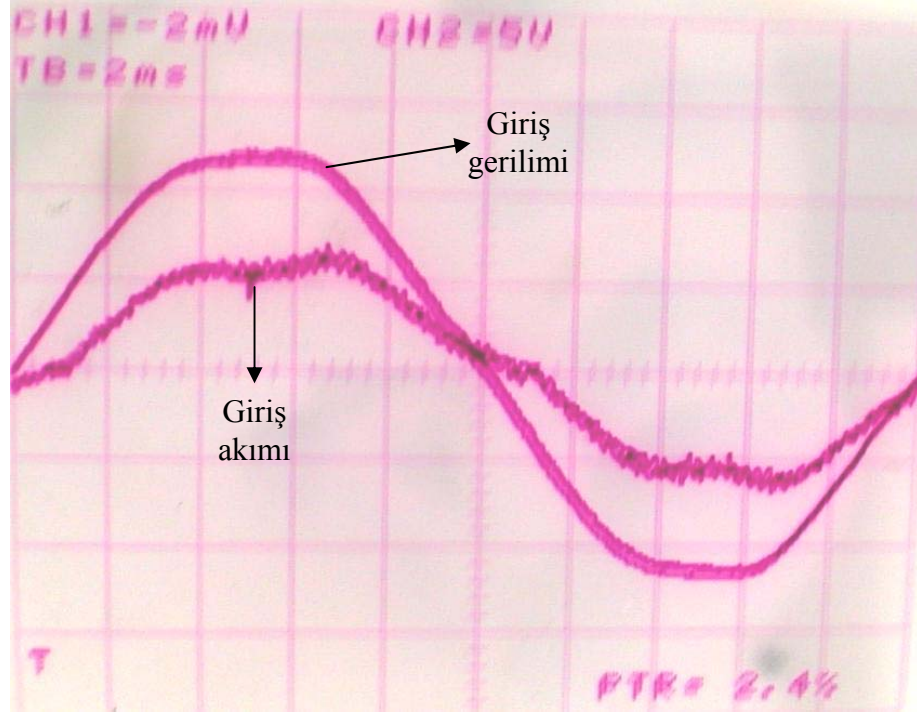
Şekil 4.22: Motor dururken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



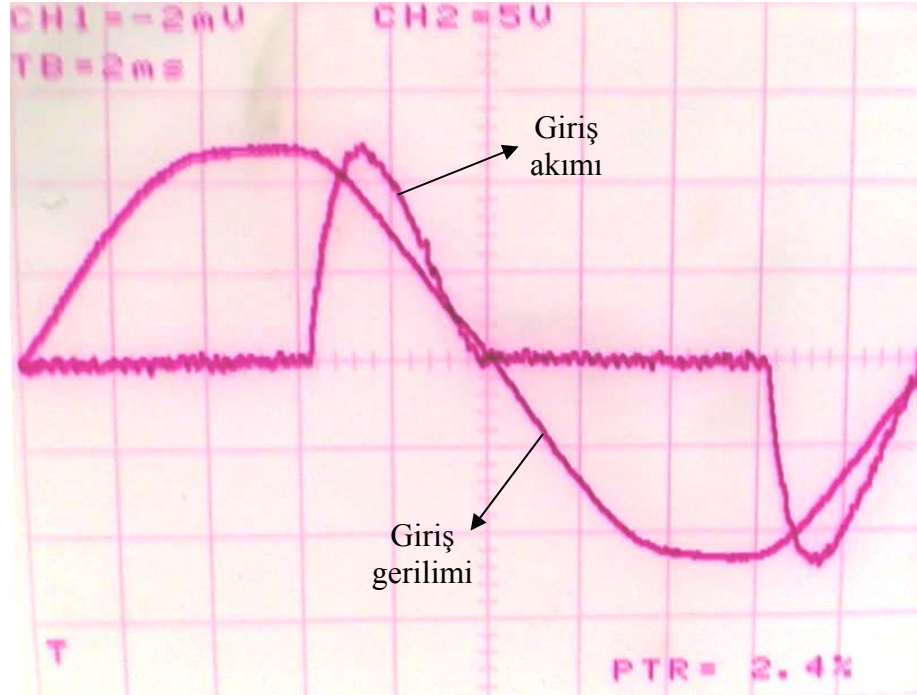
Şekil 4.23: 284 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



Şekil 4.24: 2642 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



Şekil 4.25: Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.

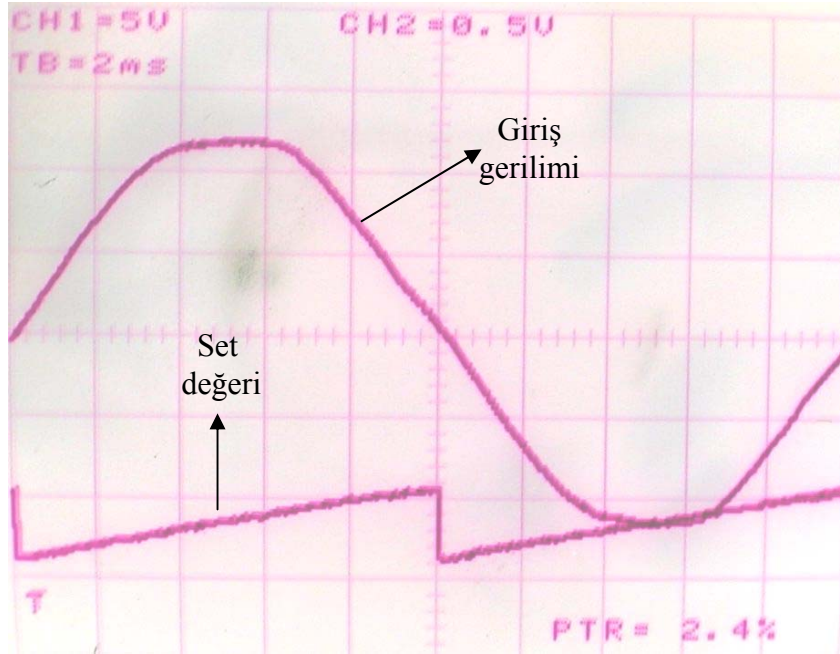


Şekil 4.26: 1348 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.

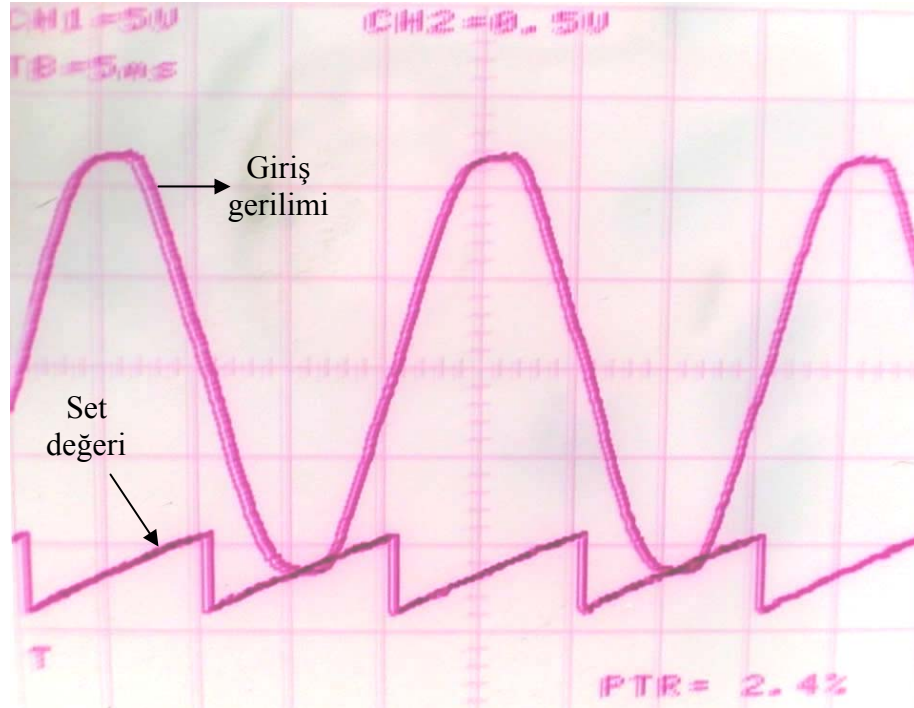
Devrenin farklı noktalarındaki dalga şekilleri Tablo 4.2 de verilen giriş gerilimi ile set değerinin ölçüm değerlerine göre Şekil 4.27-4.28'de gösterilmiştir.

Tablo 4.2: Set edilen değerdeki devre parametreleri.

Adım No	Giriş Gerilimi, V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
1	225.7	821	77.1	-11.13	-11.69	1093	Şekil 4.27
2	225.7	821	77.1	-11.13	-11.69	1093	Şekil 4.28



Şekil 4.27: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.

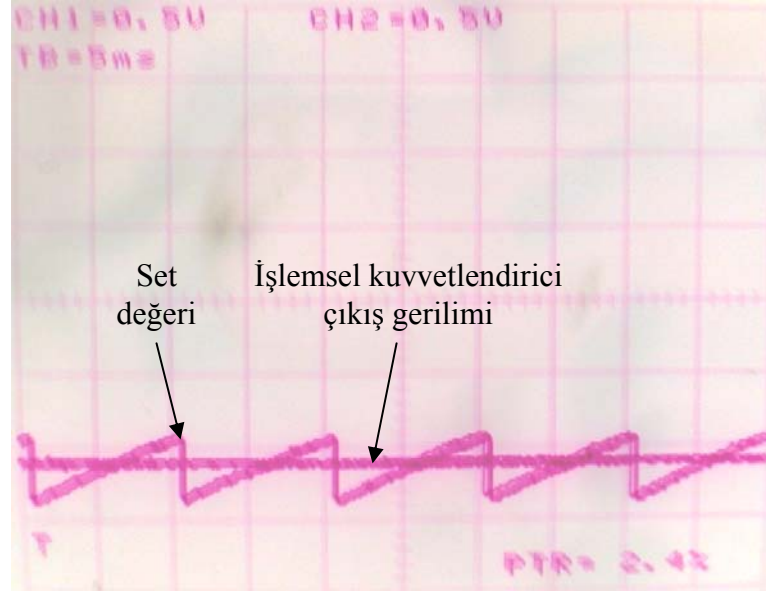


Şekil 4.28: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.

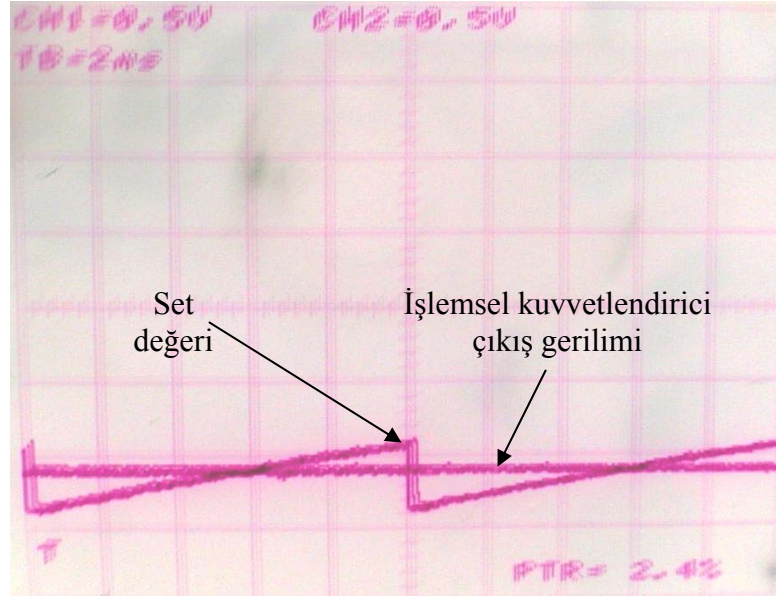
İşlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi ile set değeri fark kuvvetlendiricisinde karşılaştırılarak testere dişi dalganın oluşması sağlanır. Fark kuvvetlendirici girişindeki devre parametreleri Tablo 4.3'te, dalga şekilleri ise Şekil 4.29-4.30'de gösterilmiştir.

Tablo 4.3: Ayarlanan set değeri için devre çıkış parametreleri.

Giriş Gerilimi, V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
226.1	826	76	-11.14	-11.7	1097	Şekil 4.29-4.30



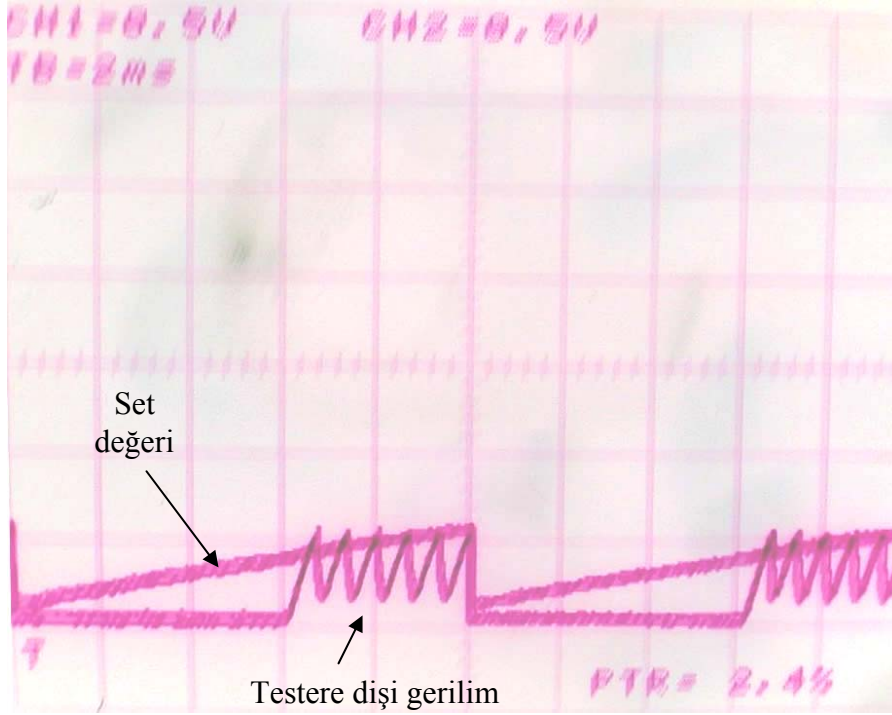
Şekil 4.29: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi (V_7 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.



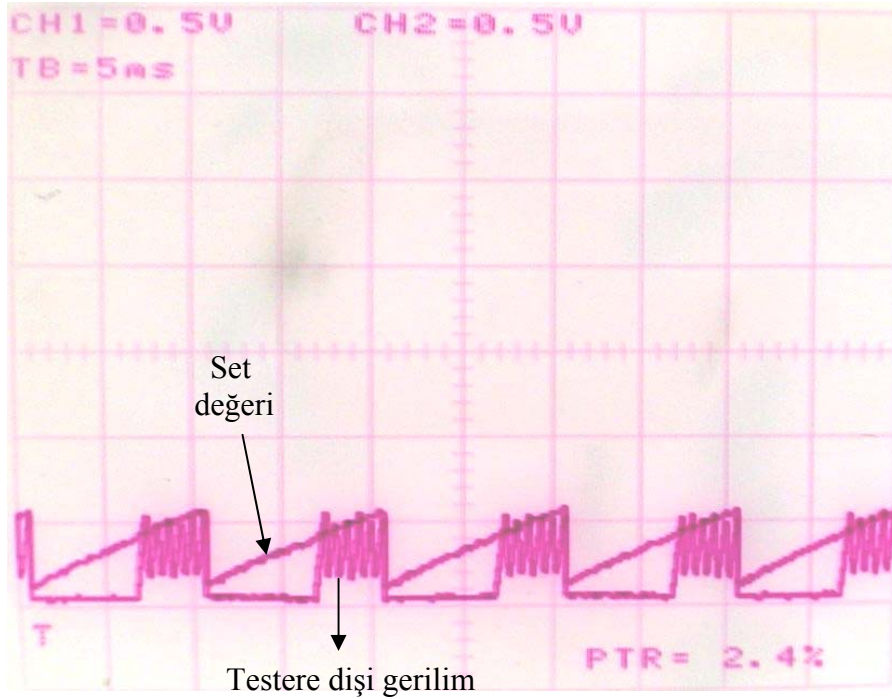
Şekil 4.30: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve işlemsel kuvvetlendirici çıkış gerilimi (V_7 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.

Tablo 4.4: Ayarlanan set değerleri için devre çıkış parametreleri.

Giriş Gerilimi, V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
225.8	821	75.2	-11.4	-11.7	1088	Şekil 4.31-4.32



Şekil 4.31: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve testere dişi gerilim (V_9 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.

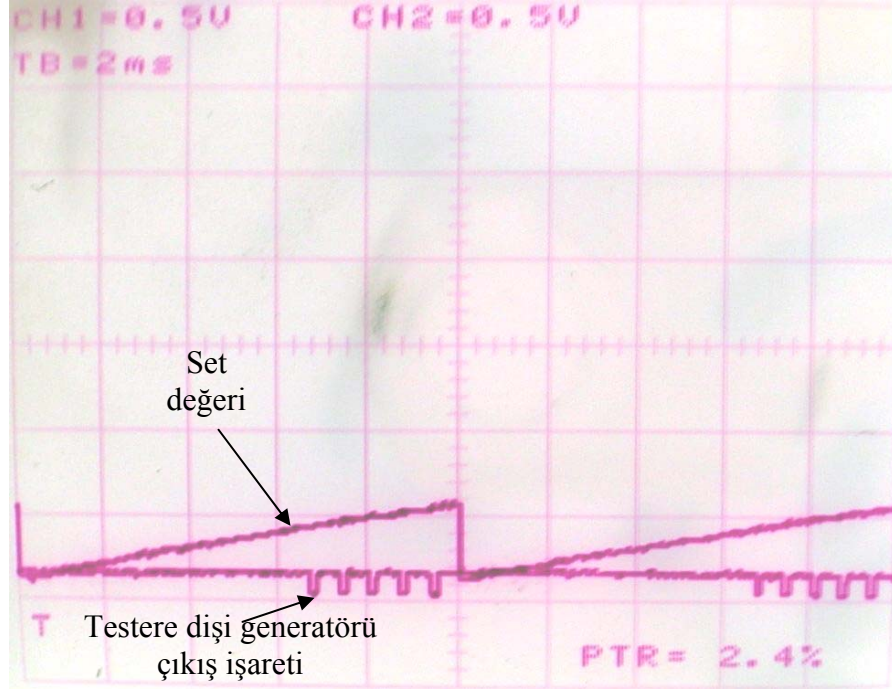


Şekil 4.32: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve testere dişi gerilim (V_9 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.

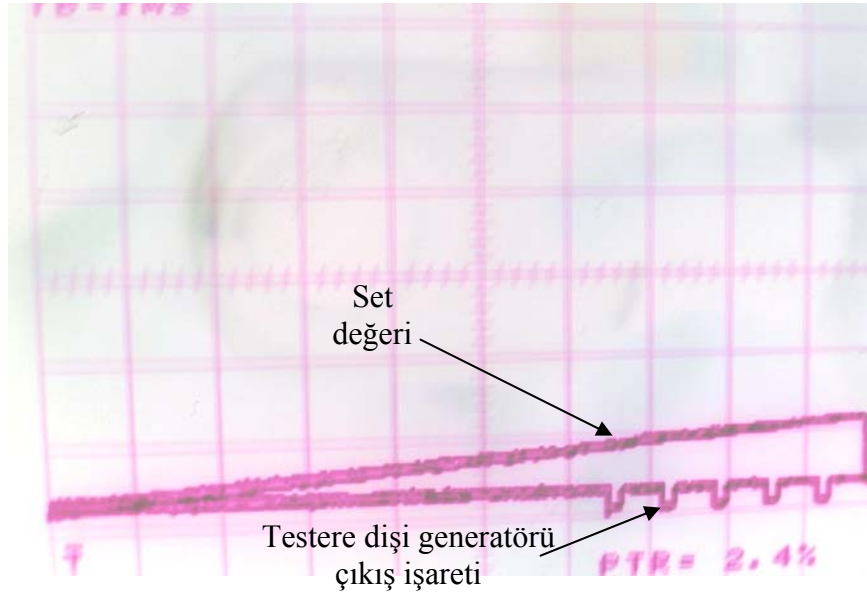
Testere dişi generatörü triyakın sürülmesi için gerekli işareti üretir. Tablo 4.5'te devre parametreleri, Şekil 4.33- 4.34'de ürettiği sinyaller gösterilmiştir.

Tablo 4.5: Ayarlanan set değerleri için devre çıkış parametreleri

Giriş Gerilimi, V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
225.5	818	74.7	-11.14	-11.7	1093	Şekil 4.33-4.34



Şekil 4.33: Set değeri (V_8 , 5V/kare) testere dişi generatörü çıkış işareti (V_{IC9} , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.

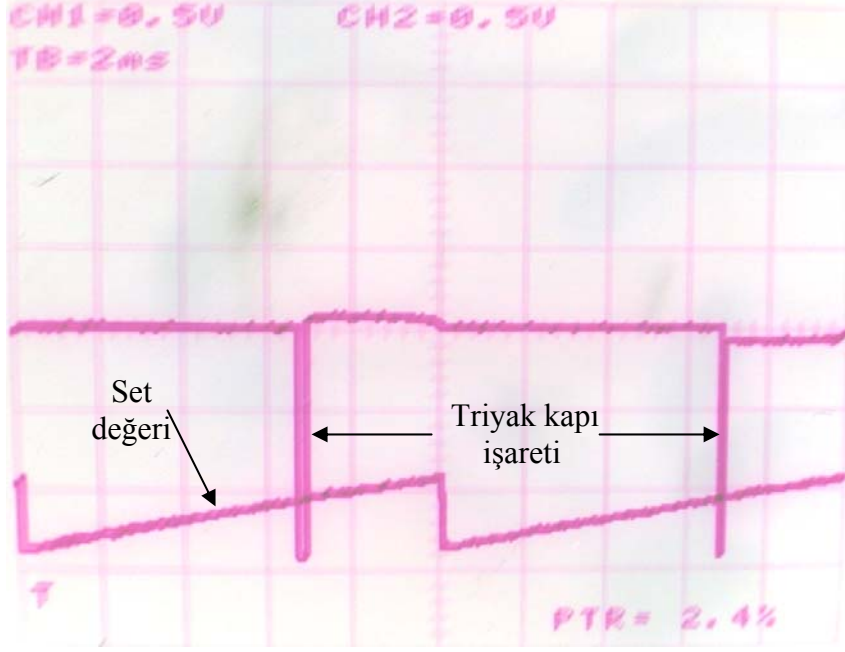


Şekil 4.34: Set değeri (V_8 , 5V/kare) testere dişi generatörü çıkış işareti (V_{IC9} , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.

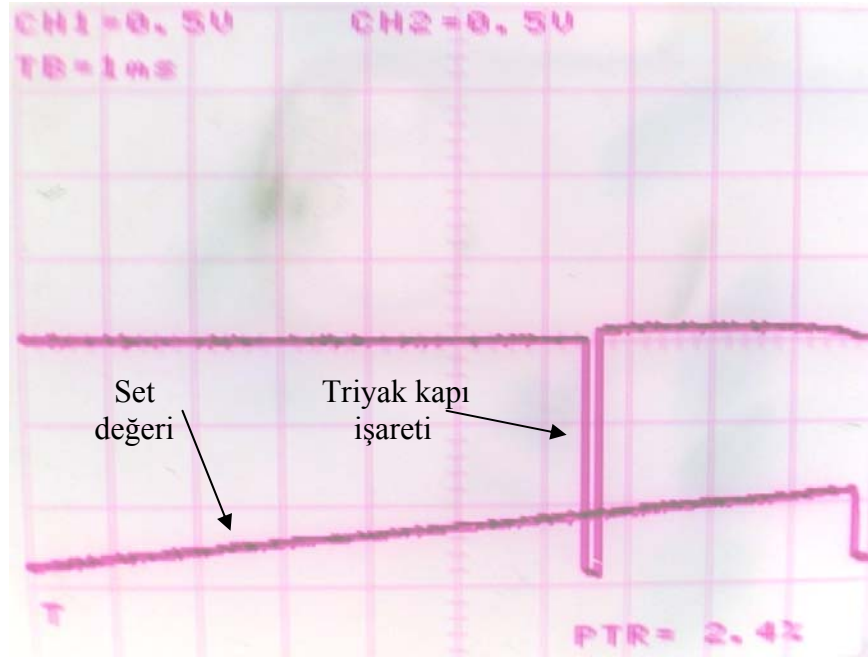
Triyakı sürmek için oluşturulan kapı işareti Şekil 4.35'te gösterilmiştir.

Tablo 4.6: Ayarlanan set değerleri için devre çıkış parametreleri.

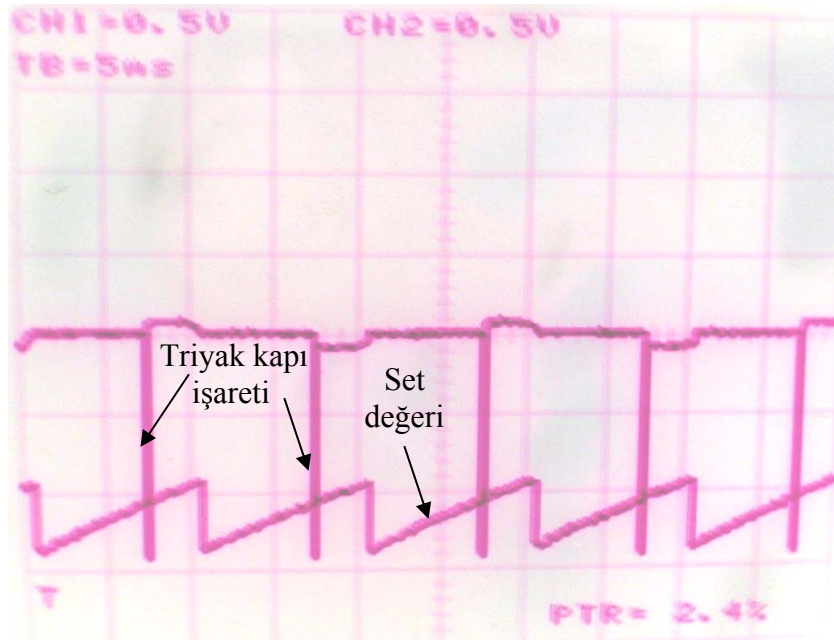
Adım No	Giriş Gerilimi, V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
1	225.2	821	75.8	-11.14	-11.7	1097	Şekil 4.35-4.36-4.37



Şekil 4.35: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve triyak kapı işareti (V_5 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



Şekil 4.36: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve triyak kapı işareti (V_5 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 1ms/kare.

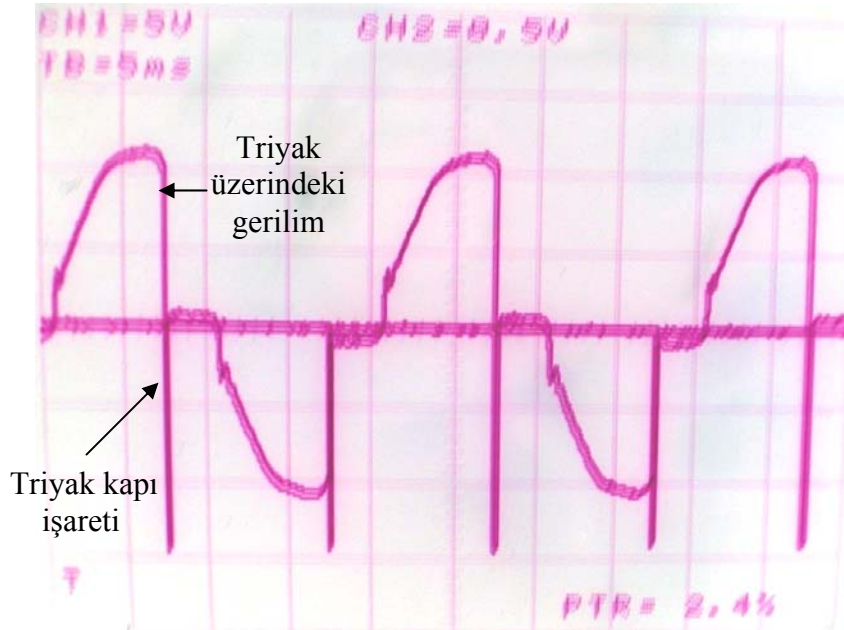


Şekil 4.37: Set değeri (V_8 , 5V/kare) ve triyak kapı işareti (V_5 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.

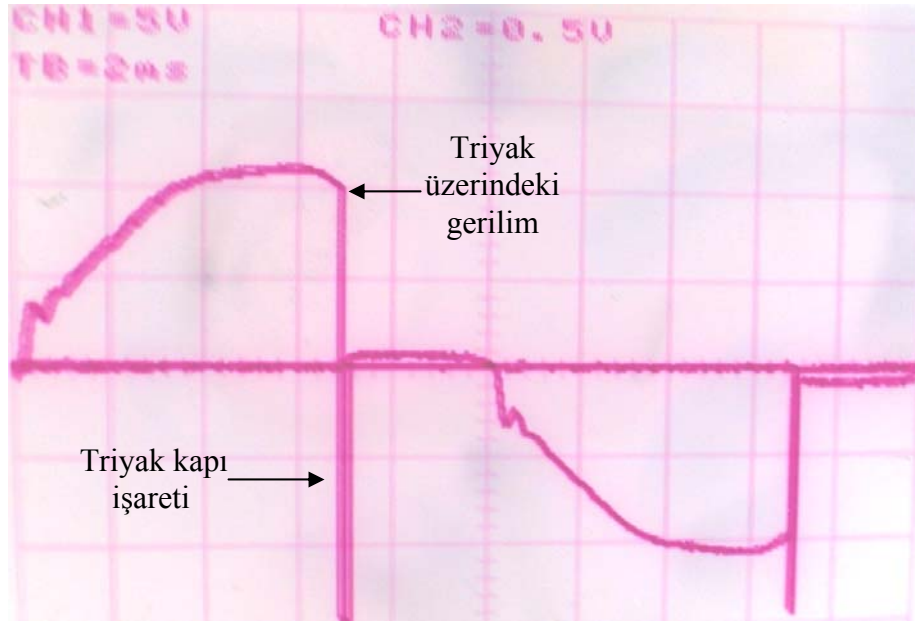
Uygulanan kapı işareti ile triyakın ilettime geçmesi Şekil 4.38-4.39-4.40-4.41 ile gösterilmiştir.

Tablo 4.7: Ayarlanan set değerleri için devre çıkış parametreleri.

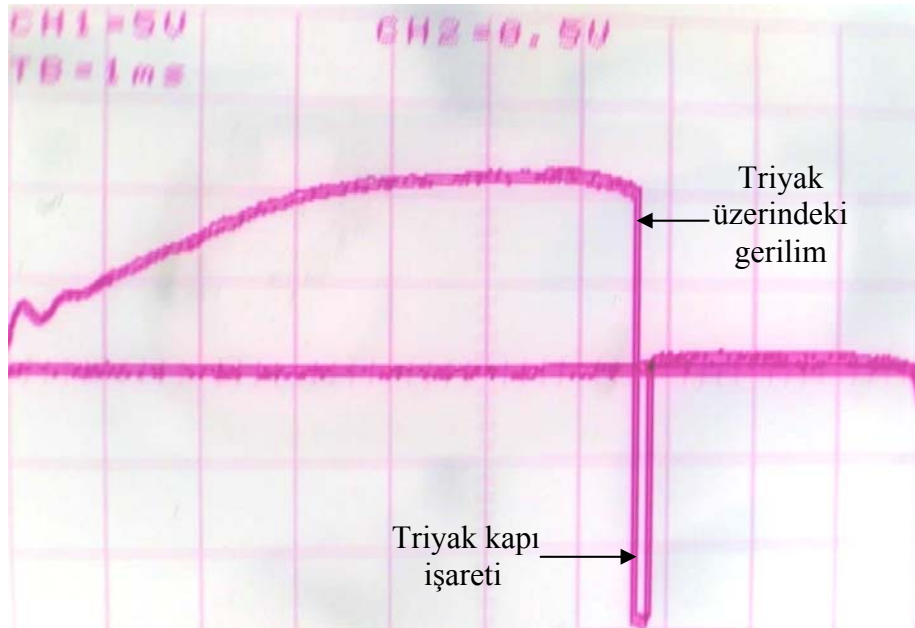
Giriş Gerilimi, V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
225.1	773	67.8	-11.15	-11.76	1097	Şekil 4.38-39-40-41-42



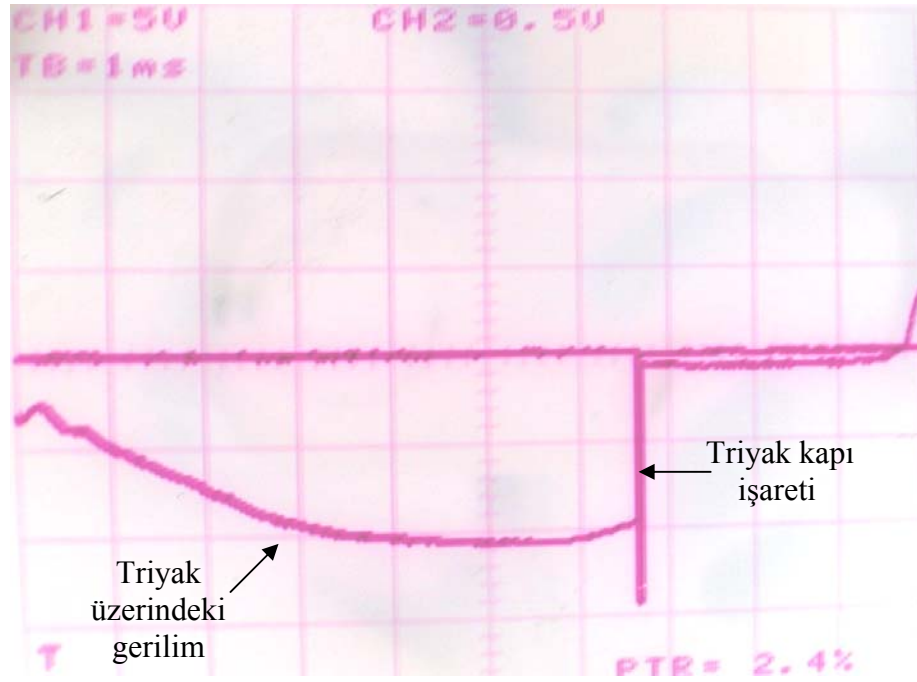
Şekil 4.38: Triyak üzerindeki gerilim (V_3 , 130V/kare) ve triyak kapı işareti (5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.



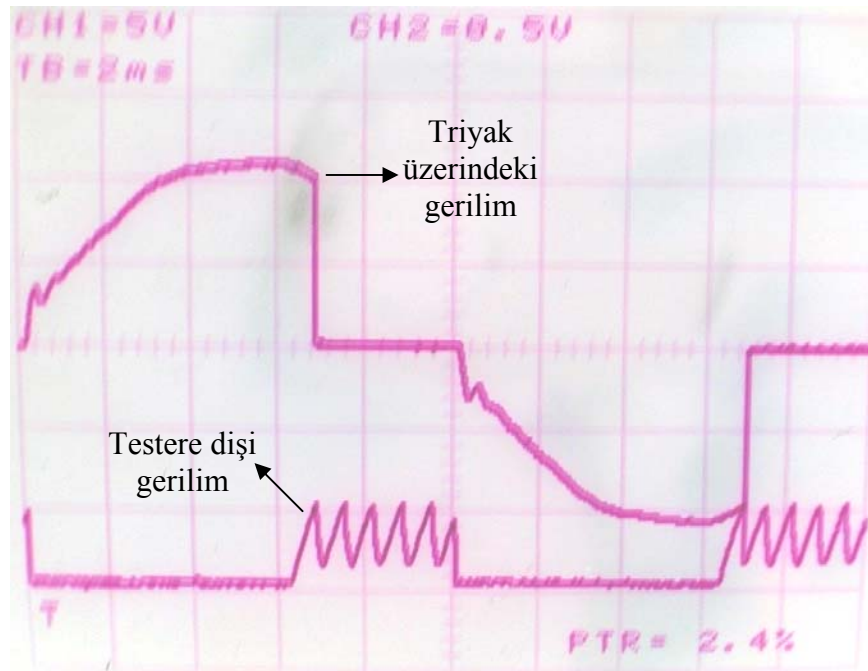
Şekil 4.39: Triyak üzerindeki gerilim ($V_3, 130V/kare$) ve triyak kapı işareti ($5V/kare$) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



Şekil 4.40: Triyak üzerindeki gerilim ($V_3, 130V/kare$) ve triyak kapı işareti ($5V/kare$) dalga şekilleri, zaman 1ms/kare.

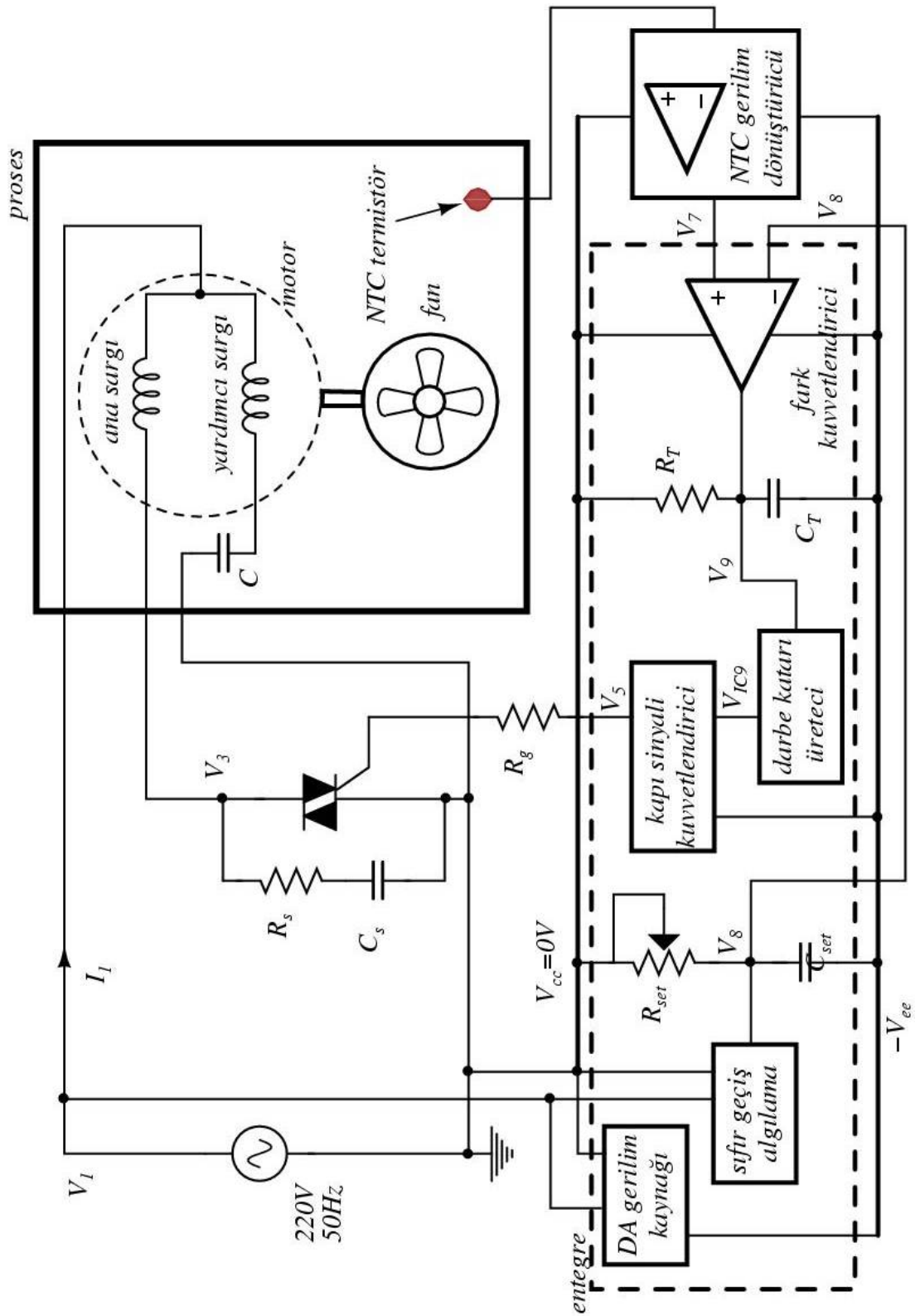


Şekil 4.41: Triyak üzerindeki gerilim (V_3 , 130V/kare) ve triyak kapı işareti (5V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.



Şekil 4.42: Triyak üzerindeki gerilim (V_3 , 130V/kare) ve testere dişi gerilim (V_9 , 5V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.

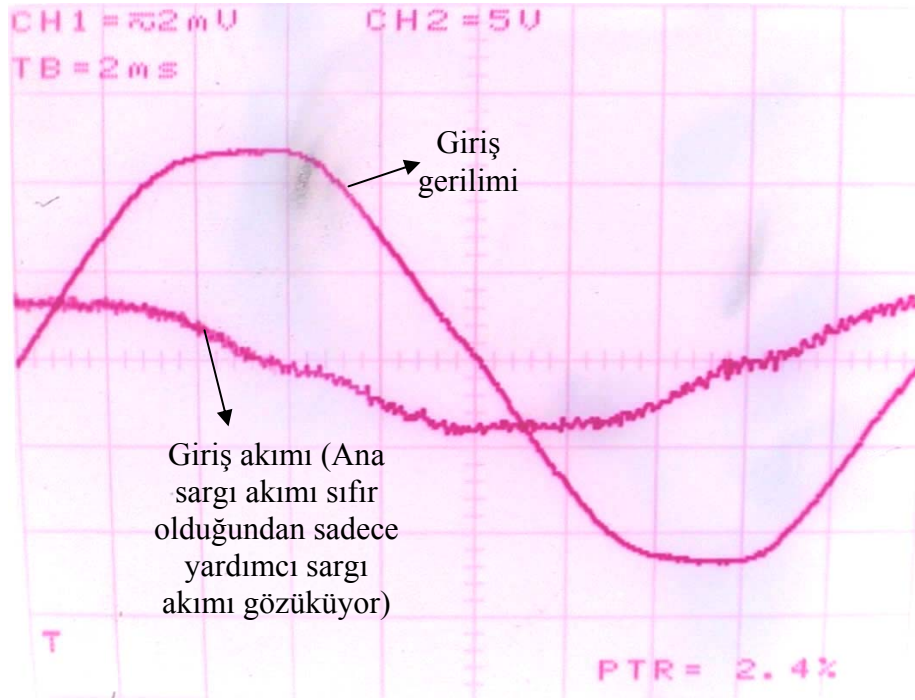
Şekil 4.43 ile gösterildiği gibi motorun yardımcı sargısı kontrol uygulanmadan nominal gerilimle beslenip, ana sargı gerilimi kontrol edilirse oluşan grafikler Şekil 4.44-4.50 ile gösterilmiştir.



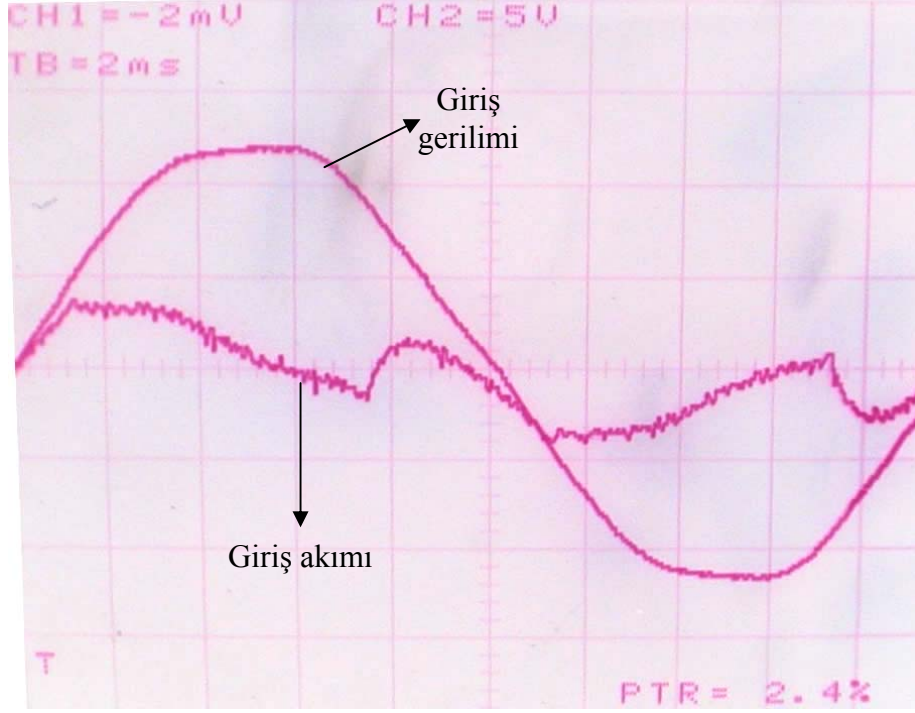
Şekil 4.43: Yardımcı sargı nominal gerilimle beslenirken güç ve kontrol devresi.

Tablo 4.8: Ana sargı gerilimi kontrolü devre parametreleri

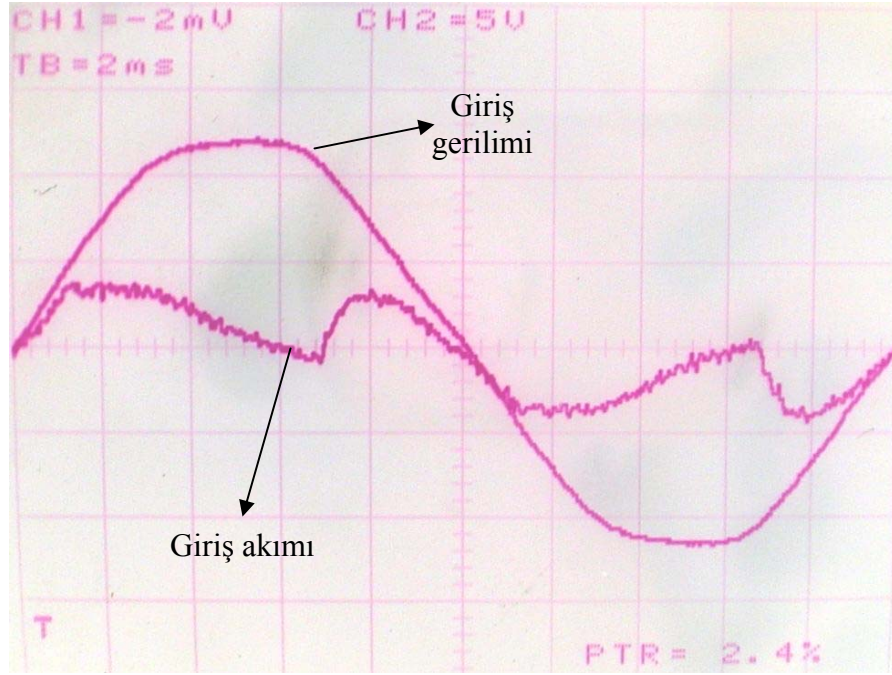
Adım No	Giriş Gerilimi V_1 [V]	Giriş Akımı, I_1 [mA]	Giriş Gücü [W]	V_7 [V]	V_8 [V]	Devir Sayısı [d/d]	Şekil Numarası
1	226.4	577	36.2	-8.75	-11.76	0	Şekil 4.44
2	226.1	448	61.9	-10.94	-11.75	910	Şekil 4.45
3	225.8	504	82.1	-11.15	-11.76	1290	Şekil 4.46
4	226.2	572	101.7	-11.31	-11.76	1645	Şekil 4.47
5	225.6	716	148.8	-11.63	-11.76	2388	Şekil 4.48
6	225.8	794	175.2	-11.96	-11.71	2612	Şekil 4.49
7	225.3	851	188.9	-12.5	-11.76	2667	Şekil 4.50



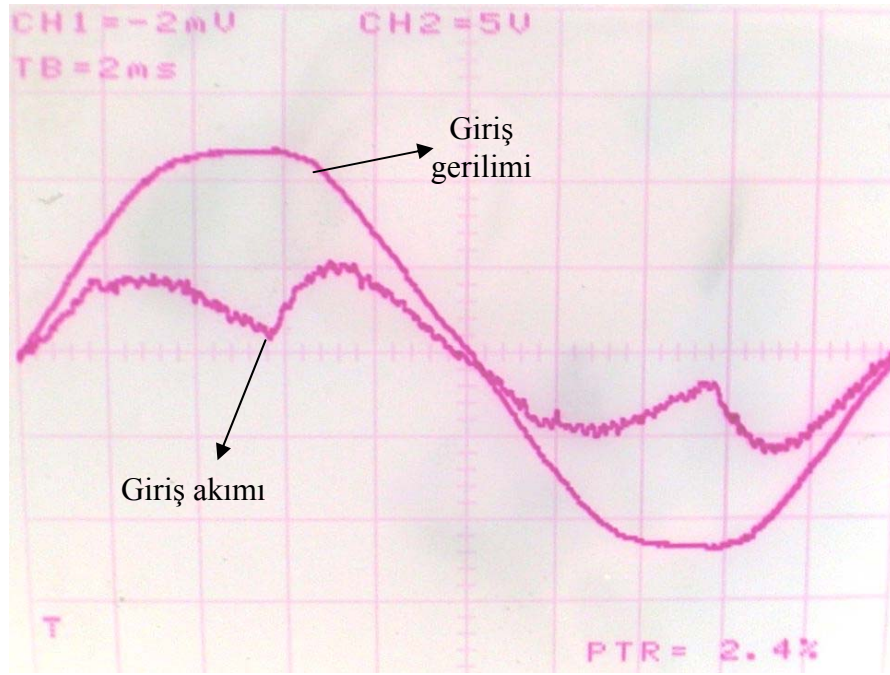
Şekil 4.44: Motor dururken giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



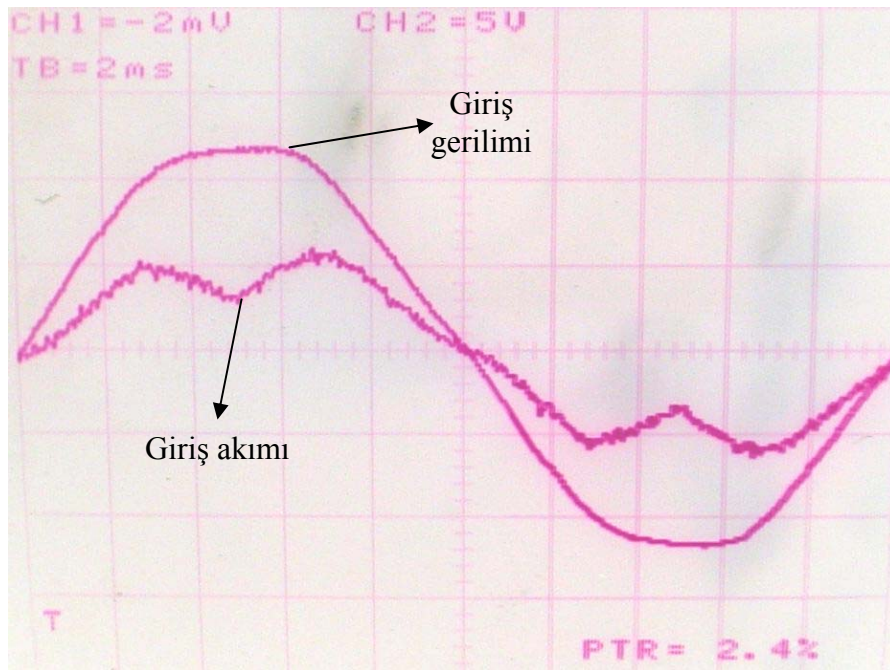
Şekil 4.45: 910 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



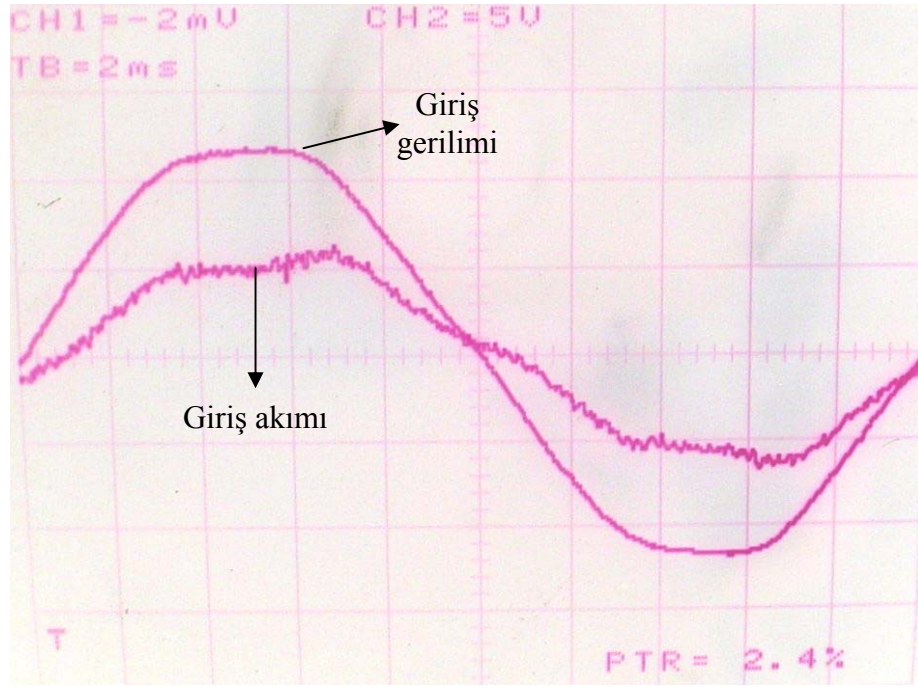
Şekil 4.46: Yarı hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



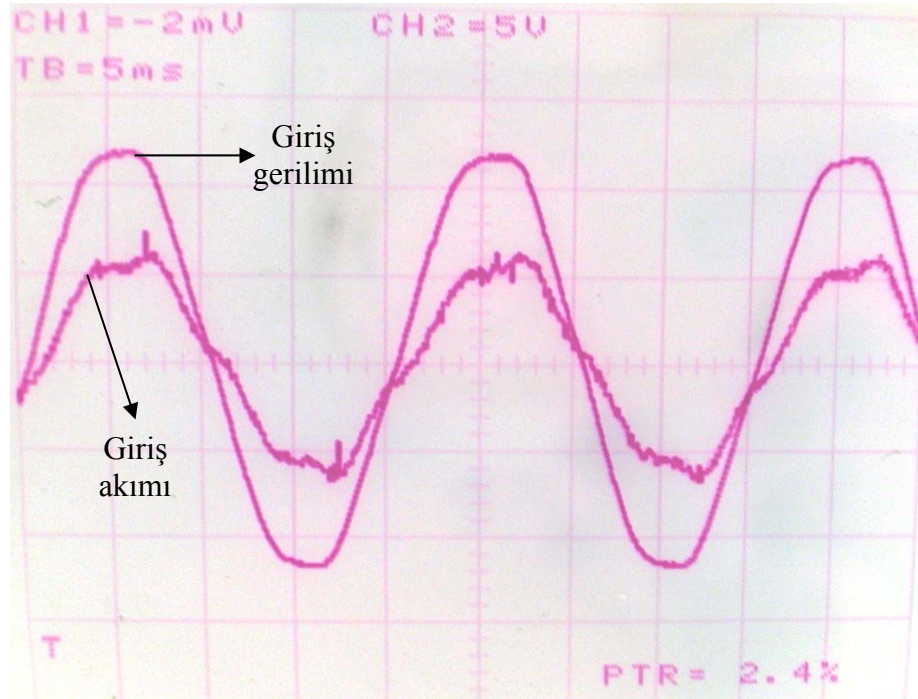
Şekil 4.47: 1645 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



Şekil 4.48: 2388 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



Şekil 4.49: 2612 d/d hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 2ms/kare.



Şekil 4.50: Tam hızda giriş akımı (I_1 , 1A/kare) ve giriş gerilimi (V_1 , 130V/kare) dalga şekilleri, zaman 5ms/kare.

5. DEĞERLENDİRME VE İLERİYE DÖNÜK ÇALIŞMALAR

Günlük yaşamımızın ve endüstriyel tesislerin birçok uygulamalarında oldukça yaygın olarak kullanılan fan, aspiratör ve benzeri uygulamalarda kullanılan bir fazlı bir asenkron motor için otomatik olarak istenilen sıcaklık değerine göre fan hızını ve dolayısıyla hareket ettirilen hava miktarını ayarlayan düşük maliyetli bir güç kontrol devresi gerçekleştirilmiştir. Kontrol devresinin maliyeti 1000 adet ürün için yaklaşık olarak 5.00USD mertebesinde-dir. Değişken hızlarda çalışma sonucu özellikle düşük hızlarda sistemin akustik gürültüsü oldukça azaltılmış ve ayrıca nominal hızda çalışmaya kıyasla büyük bir oranda enerji tasarrufu sağlanmıştır.

Kontrol devresi asenkron motora hem ana hem de yardımcı sargıya uygulanan gerilimin efektif değerinin kontrol edildiği ve sadece ana sargı geriliminin kontrol edildiği yardımcı sargı geriliminin ise nominal değerde sabit tutulduğu iki ayrı şekilde bağlanabilmektedir. Benzer çalışma koşullarında yapılan testler sonucunda, her iki sargıya uygulanan gerilimin kontrol edildiği bağlantıda motorun daha fazla güç çektiği gözlenmiştir. Ayrıca harmonikler açısından da incelendiğinde, sadece ana sargıya uygulanan gerilimin kontrol edildiği (yardımcı sargı gerilimi nominal değerde) durumda şebekeden çekilen akımın harmonik spektrumu dolayısıyla THD değeri daha düşüktür. Bu durum Şekil 4.48 ve 4.20'dan kolaylıkla görülmektedir.

Basit bir yapıya sahip olan gerilim kontrolü yönteminde motora uygulanan gerilimin efektif değerinin değiştirilmesi sonucu, motorun oluşturduğu moment karesel olarak azalmaktadır. Bu durum özellikle düşük gerilimlerde motorun yeterli kalkış momenti oluşturmaya olanak vermemekte ve sistemin performansı düşmektedir. Bu problemi ortadan kaldırmak için gerilim/frekans değeri sabit olacak şekilde motora uygulanan gerilimin frekansını ayarlayacak bir sistemin tasarlanması, ayrıca alternatif gerilimin yüksek frekansda kıyılması işleminin darbe genişlik modülasyonu ile yapılması bu çalışmanın devamı olarak değerlendirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Popescu, M.**, 2000. Analysis and Modeling of Single-Phase Induction Motor With External Rotor for Domestic Applications, *IEEE Thirty-fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy 2000*, Roma, Italy, October 8-12, Vol 1, 463-470.
- [2] **Krause, P.C.**, 1965. Simulation of Unsymmetrical 2-Phase Induction Machines, *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*, 1025-1037.
- [3] **Collins, E.R., Ashley R.E.**, 1991, Torque and Slip Behavior of Single-phase Induction Motors Driven from Variable-Frequency Supplies, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 1991*, Los Angeles, USA, 28 September-4 October, 52-57.
- [4] **Littelfuse**, 2004. Phase control using thyristors, Power Thyristor Application Note AN1003, 1-74.
- [5] **Shepherd, W. and Hulley, L.N.**, 1987. *Power Electronics and Motor Control*, Cambridge University Press, New York.
- [6] **ST**, 2004. Control by a triac for an inductive load: how to select a suitable circuit, Application Note AN308, 1-15.
- [7] **Hamid, M.B.M.**, 2000. New method for speed control of single phase induction motor with improved performance, *Energy Conversion and Management*, 941-950.
- [8] **Bartelt, T.**, 2006. *Industrial Control Electronics*, Thomson Delmar Learning, United Kingdom.
- [9] **Webb, J. and Grehock, K.**, 1990. *Industrial Control Electronics*, Macmillan Publishing Company, New York.
- [10] **Jacob, J.M.**, 1989. *Industrial Control Electronics Application and Design*, Prentice-Hall International, London.
- [11] **Cherl-Jin, K., Chul-Yong, C., Dal-Eun, L., Geun-Soo, C. and Soo-Hyun, B.**, 2003. Torque Characteristics of Single Phase Induction Motor for Phase Control Method, *Sixth International Conference Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003*, Beijing, China, Nov 9-11, 510 – 513.
- [12] **Julian A.R., Wallace R.S. and Sod P.K.**, 1995. Multi-Speed Control of Single-phase Induction Motors for Blower Applications, *IEEE Transaction On Power Electronics*, Vol 10 No.1, 72-77.

- [13] **Tipsuwanporn V., Piyarat W., Charean A., Numsomran A. and Thepsathorn P.**, 2000. New Adjustable Frequency Controlled Spim Drive, *Tencon Proceedings 2000*, Kuala Lumpur, Malaysia, 24-27 September, 46-50.
- [14] **Ba-thunya A.S., Khopkar R., Wei K., Toliyat H.A.**, 2001. Single Phase Induction Motor Drives - A Literature Survey, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Cambridge, USA, 17-20 June, 911-916.
- [15] **Cunha B.S., Camacho J.R., Bissochi C.A.**, 2001. Single-Phase Induction Motor Speed Control Through a PIC Controlled Sinusoidal PWM Inverter - The Mathematical Model and Various Load Conditions, *IEEE Power Tech Proceedings*, Porto, Portugal, 10-13 September.
- [16] **Mathew R., Houghton D., Oghanna W.**, 1995. Vector control techniques for induction motors, *IEEE Power Electronics and Drive Systems, Proceedings of 1995 International Conference*, 21-24 February, Vol 2, 813-818.
- [17] **Popescu M., Ionel D.M., Dorrell, D.G.**, 2001. Vector control of unsymmetrical two-phase induction machines, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference 2001*, Cambridge, USA, 17-20 June, 95 – 101.
- [18] **Yuanhai C., Blaabjerg, F., Andersen, G.**, 2002. An asymmetrical space vector method for single phase induction motor, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2002*, L'Aquila, Italy, 8-11 July, Vol 8, 1276 – 1278.
- [19] **Reicy S., Vaez-Zadeh S.**, 2005, Vector control of single-phase induction machine with maximum torque operation, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2005*, 20-23 June, Vol 3, 923 – 928.
- [20] **Chomat M., Lipo T.A.**, 2003, Adjustable-speed single-phase IM drive with reduced number of switches, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 819 – 825.
- [21] **Asghar, M. S. J.**, 1999, Smooth speed control of single-phase induction motors by integral-cycle switching, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1094 – 1099.
- [22] **Bal, G.**, 2004. *Özel Elektrik Makinaları*, Seçkin Yayıncılık A.Ş., İstanbul.

ÖZGEÇMİŞ

Evren Yücel 24.01.1981 tarihinde Sivas'ta doğdu. İlköğretimini Sivas Gaziosmanpaşa İlkokulu, orta öğretimini Sivas Selçuk Anadolu Lisesinde ve lisans eğitimini İstanbul Teknik Üniversitesi elektrik mühendisliği bölümünde tamamladı. Yüksek lisans eğitimini İstanbul Teknik Üniversitesi elektrik mühendisliği bölümünde sürdürmektedir. İlgilendiği alanlar elektrik makineleri ve güç elektroniğidir.