

**MİKRODENETLEYİCİLİ, SICAKLIK KONTROLLU AMGK SİSTEMİNİN
TASARIMI, GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE TERMoeLEKTRİK SİSTEMLERE
UYGULANMASI**

Hakan IŞIK

125829

**DOKTORA TEZİ
(ELEKTRONİK – BİLGİSAYAR EĞİTİMİ)**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

Ocak 2002

ANKARA

125829

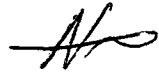
Hakan IŞIK tarafından hazırlanan MİKRODENETLEYİCİLİ, SICAKLIK KONTROLLU AMGK SİSTEMİNİN TASARIMI, GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE TERMOELEKTRİK SİSTEMLERE UYGULANMASI adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

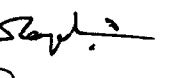

Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ

Tez Yöneticisi

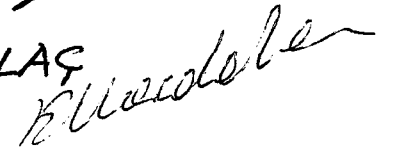
Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. İnan GÜLER 

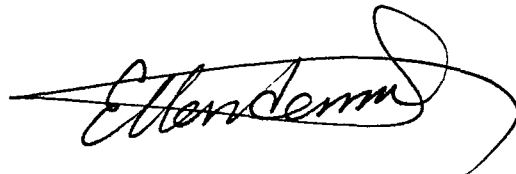
Üye : Doç. Dr. Rasit AHİSKA 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami Tezekici 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Fırat HARDALAS 

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	iv
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	v
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1.GİRİŞ.....	1
2. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAKLARI (AMGK)	4
2.1. Doğrusal Regülatörün Eksiklikleri.....	4
2.1.1. Doğrusal regülatörün çıkış gerilimine karşı güç verimi.....	5
2.2. Buck Anahtarlama Regülatör Topolojisi.....	7
2.2.1. Temel çalışma.....	7
2.2.2. Buck regülatörün verimi ve kayıplar.....	9
2.2.3. Buck regülatördeki uygun anahtarlama frekansı.....	12
2.2.4. Buck regülatörde çıkış filtre bobinin ve kapasitesinin seçimi.....	13
2.3. “Boost” Anahtarlama Regülatör Topolojisi.....	15
2.3.1. Temel çalışma.....	15
2.4. Kutup çevirici Anahtarlama Regülatör Topolojisi.....	16
2.5. Push-Pull ve Forward Konvertör Topolojileri.....	18
2.5.1. Push- Pull Topoloji.....	18
2.5.2. Konvertördeki kayıplar.....	20
2.5.2.1. AC anahtarlama kayıpları.....	20
2.5.2.2. DC iletim kayıpları.....	20
2.6. Forward konvertör topolojisi.....	21
2.7. Yarım ve Tam Köprü Konvertör Topolojisi.....	23
2.7.1. Yüksek frekans transformatörün tasarımı.....	24

2.7.2. Çıkış filtre dizaynı.....	28
2.8. Tam köprü konvertör topolojisi.....	30
2.9. Anahtarlama Modlu Güç Kaynakları Kontrol Devreleri.....	31
2.9.1. PWM sistemler.....	31
2.9.2. PWM sinyalin elde edilmesi.....	31
2.9.3. Entegre devre kontrol devreleri.....	31
2.9.3.1. TL494 entegre devre PWM kontrol devresi.....	32
3. SICAKLIK KONTROL SİSTEMLERİ , SICAKLIK SENSÖRLERİ VE TERMOELEKTRİK ELAMANLAR.....	35
3.1. Sıcaklık Kontrol Sistemleri.....	35
3.1.1. Açık – kapalı (on-off) kontrol.....	35
3.1.2. Oransal kontrol (proportional control)	38
3.1.3. Oransal + integral kontrol (PI kontrol)	42
3.1.4. Oransal + türevsel kontrol (PD kontrol)	43
3.1.5. Oransal +integral + türevsel kontrol (PID kontrol)	43
3.2. Sıcaklık Sensörleri.....	45
3.2.1. Sıcaklık sensörlerine genel bir bakış.....	45
3.2.2. Termokupullar.....	46
3.2.3. Termistörler	47
3.2.4. Direnç Sıcaklık Dedektörleri.....	47
3.2.5. Entegre Devre sıcaklık sensörleri	48
3.2.5.1. LM 135 IC (Entegre devre) sıcaklık algılayıcıları.....	49
3.2.6. Silikon Sıcaklık Sensörleri.....	51
3.3. Termoelektrik Eleman.....	53
3.3.1. Termoelektrik Etkiler.....	54
3.3.1.1. Seebeck etkisi.....	55
3.3.1.2. Peltier etkisi.....	56
4. YAPIMI GERÇEKLEŞTİRİLEN MİKRODENETLEYİCİLİ, SICAKLIK KONTROLLU AMGK SİSTEMİNİN TASARIMI.....	65
4.1. Materyal ve Metod.....	69

4.2. Ayar Değerlerinin Belirlenmesi.....	70
4.3. Kontrol Büyüklükleri.....	70
4.3.1. Sistemde sıcaklık kontrolü.....	70
4.3.2. Besleme ünitesi.....	75
4.3.3. Kanal seçimi.....	75
4.3.4. AMGK' nın tasarımı ve kontrolü.....	76
4.3.4.1. Yüksek frekans transformatörünün tasarımı.....	78
4.4. Mikrodenetleyici Kontrol Kısmı.....	80
 5. TASARLANAN MİKRODENETLEYİCİLİ, SICAKLIK KONTROLLU AMGK' NIN PERFORMANS ANALİZİ VE TERMoeLEKTRİK SİSTEMLERE UYGULANMASI.....	 83
5.1. Gerçekleştirilen AMGK' nın Performans Analizi.....	83
5.2. Termohipoterm Uygulaması.....	86
5.3. Termoelektrik Mikrotom Uygulaması.....	91
5.4. Termoelektrik Tıp Cihazı Uygulaması.....	97
 6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	 100
 KAYNAKLAR.....	 102
EKLER.....	107
ÖZGEÇMİŞ.....	142

**MİKRODENETLEYİCİLİ, SICAKLIK KONTROLLU AMGK SİSTEMİNİN
TASARIMI, GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE TERMoeLEKTRİK SİSTEMLERE
UYGULANMASI**

(Doktora Tezi)

Hakan IŞIK

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Ocak 2002

ÖZET

Bu çalışmada; elektronik ve termoelektrik sistemlerin sıcaklık kontrolunu ve güvenilir çalışmasını sağlayacak bir besleme ve kontrol sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Bu sistem “Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollu AMGK Sistemi” dir. Gerçekleştirilen bu sistem ile AMGK’ nın çıkış gerilimi, sıcaklığa bağlı olarak, oransal şekilde değiştirilebilmektedir. Bu çalışma esnasında AMGK sistemine sıcaklığa bağlı olarak akım ve gerilim ayar özelliği kazandırılmıştır. Mikrodenetleyici kullanılarak gerçekleştirilen kontrol sistemi ile kontrol edilecek 7 ayrı bölgedeki sensör seçilebilmektedir. Seçilen sensöre ait sıcaklık değeri bir LCD ekranda görülebilmekte, bu bölgeye ait set değeri tasarlanan klavyeden ayarlanabilmekte ve değeri de aynı ekranda görülebilmektedir. Tasarlanan sistemde, termoelektrik sistemlerde soğutma amaçlı gerekli olan devirdaim su kontrolu da bulunmaktadır. Tasarlanıp, gerçekleştirilen sistem önce, Termohipoterm Tıp Cihazının model uygulamasında, ikinci olarak, Termoelektrik Mikrotom Tıp Cihazında ve son olarak da Termoelektrik Tıp Kit’ in de uygulanmış ve farklı sıcaklık değerlerinde, sıcaklık kontrolu kararlı bir biçimde yapılabilmektedir. Bu çalışmada tasarlanıp gerçekleştirilen “ Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollu AMGK Sistemi” üç ayrı termoelektrik sistemde denenmiş ve alınan sonuçlardan, bu sistemin çeşitli termoelektrik sistemler için uygulanabileceği saptanmıştır.

Bilim Kodu : 626.04.01

**Anahtar Kelimeler : AMGK, Termoelektrik sistemler, Sıcaklık Kontrolu,
Mikrodenetleyici**

Sayfa Adedi : 142

Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN SMPS SYSTEM WITH
MICROCONTROLLER FOR TEMPERATURE CONTROL AND ITS
APPLICATION TO THERMOELECTRIC SYSTEMS**

(Ph.D. Thesis)

Hakan IŞIK

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

January 2002

ABSTRACT

In this study, a power supply and control system was designed and realized for the reliable control of the temperature of thermoelectric systems. This system is "SMPS system with microcontroller for temperature control". With the realized system, the output voltage of the SMPS can be adjusted proportionally to the temperature. The purpose of this system is to adjust its output voltage and current depending on the temperature. It is made possible to select sensors in 7 different zones by incorporating a microcontroller in the design. The temperature value of the selected sensor can be displayed on the LCD display, the set value can be entered from a keypad and this set value can also be shown on the display. The realized system also incorporates the control function of the mater cooling system's circulation pump which is a must for thermoelectric cooling systems. The system was used in the model application of the Medical Thermohypoterm device at first, secondly in the Medical Thermoelectric Microtom device and at last in the Thermoelectric Medical Kit. In all there applications, the stable temperature control for different temperature levels was achieved. The SMPS system with microcontroller for temperature control, which was designed and realized with this study, has been tested in three different thermoelectric systems and according to the results it has been found to be applicable to different thermoelectric systems.

Science Code : 626.04.01

**Key Words : SMPS, Thermoelectric Systems, Temperature
Control, Microcontroller**

Page Number : 142

Adviser : Asist. Prof. Yılmaz SAVAŞ

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım süresince yakın ilgi ve yardımlarını esirgemeyen danışmanım Sn. Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ' a, hocalarım Sn. Prof. Dr. İnan GÜLER' e, Sn. Doç. Dr. Raşit AHİSKA' ya, Elektronik- Bilgisayar Eğitimi Bölümü Araştırma görevlilerinden Sn. Metin KAPIDERE' ye ve çalışmalarımda beni özveri ile destekleyen aileme teşekkürlerimi ifade etmeyi bir borç bilirim.



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Doğrusal regülatördeki giriş verimi ile çıkış veriminin karşılaştırılması.....	5
Çizelge 2.2. Yüksek frekans güç transformatörleri için ferit nüve Materyalleri.....	28
Çizelge 3.1. Sıcaklık ölçme cihazlarının kullandıkları yöntemler.....	45
Çizelge 4.1. Sensörden algılanan sıcaklık değerine karşılık, V/F devresi çıkışındaki elde edilen frekans değerleri.....	71
Çizelge 5.1. Gerçekleştirilen AMGK' nın yük değişimine karşı, gerilim ve akım değişim sonuçları.....	83
Çizelge 5.2. Gerçekleştirilen AMGK' nın tam yükte zamana göre akım değişim sonuçları.....	85
Çizelge 5.3. Termohipoterm cihazı -1°C soğutma deney sonuçları.....	88
Çizelge 5.4. Termohipoterm cihazı 30°C ısıtma deney sonuçları.....	90
Çizelge 5.5. Termoelektrik Mikrotom cihazı -10°C soğutma deney sonuçları.....	95
Çizelge 5.6. Termoelektrik Mikrotom cihazı -15°C soğutma deney sonuçları.....	95
Çizelge 5.7. Termoelektrik Tıp Kiti $+6^{\circ}\text{C}$ soğutma deney sonuçları.....	98

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Doğrusal seri gerilim regülatörü blok şeması.....	4
Şekil 2.2. Buck anahtarlama regülatör prensip devre şeması.....	8
Şekil 2.3. Boost regülatör ve ilgili dalga şekilleri.....	16
Şekil 2.4. Kutup çevirici regülatör ve ilgili dalga şekilleri.....	18
Şekil 2.5. Push - pull konvertör ve dalga şekilleri.....	19
Şekil 2.6. Forward konvertör prensip devre şeması.....	22
Şekil 2.7. Yarım köprü konvertör prensip devre şeması.....	24
Şekil 2.8. Tam köprü konvertör prensip devre şeması.....	29
Şekil 2.9. PWM sinyalin elde edilmesi ve dalga şekilleri.....	32
Şekil 2.10. TL494 entegre devresinin blok olarak gösterimi.....	34
Şekil 3.1. İdeal bir açık-kapalı kontrolün sıcaklık-zaman eğrisi.....	36
Şekil 3.2. İdeal bir açık-kapalı kontrol transfer eğrisi.....	36
Şekil 3.3. Histerisizli açık-kapalı kontrol eğrisi.....	37
Şekil 3.4. Histerisizli açık-kapalı kontrol transfer eğrisi.....	37
Şekil 3.5. Oransal kontrol cihazı transfer eğrisi.....	39
Şekil 3.6. Geniş oransal band ve reaksiyon eğrisi.....	40
Şekil 3.7. Dar oransal band ve reaksiyon eğrisi.....	40
Şekil 3.8. Oransal kontrol blok şeması.....	41
Şekil 3.9. Oransal + İntegral kontrol blok şema ve reaksiyon eğrisi.....	42
Şekil 3.10. Oransal + türevsel kontrol blok şema ve reaksiyon eğrisi.....	43
Şekil 3.11. Oransal + integral + türevsel kontrol reaksiyon eğrisi.....	44
Şekil 3.12. Elektrikli Sıcaklık algılama yöntemlerinin karşılaştırılması.....	46
Şekil 3.13. Basitleştirilmiş termokupul devresi.....	47
Şekil 3.14. Entegre devre sıcaklık sensörünün devreye bağlantısı.....	48
Şekil 3.15. Çıkış gerilimi ve sıcaklığın tam orantılı algılandığı devre.....	49
Şekil 3.16. LM 135 gerilim çıkışlı, IC sıcaklık algılayıcısının tipik uygulaması.....	50

Şekil 3.17. Termostat ve Mikrodenetleyici ile yapılan kontrol sisteminin zaman- sıcaklık diyagramı.....	50
Şekil. 3.18. Köprü devresi ile ölçme İlkesi.....	51
Şekil 3.19 Sıcaklık ölçme devresinin tam şeması.....	52
Şekil 3.20. Seebeck Devresi.....	56
Şekil 3. 21. Peltier Devresi.....	56
Şekil 3.22. Yarı iletken materyallerden oluşan bir Peltier çift.....	58
Şekil 4.1. Tasarlanan sisteminin blok şeması.....	66
Şekil 4.2. Sistemin açık devre şeması.....	68
Şekil 4.3. Sistemin oransal sıcaklık kontrol döngüsü.....	69
Şekil 4.4. Ölçülen sıcaklığın 11 bit sayısal olarak gösterimi.....	72
Şekil 4.5. Sistemde kullanılan V/F dönüştürücünün prensip şeması.....	72
Şekil 4.6. V/F dönüştürücüsü çıkışındaki Sıcaklık- Frekans ilişkisi.....	73
Şekil 4.7. V/F dönüştürücüsü çıkışındaki gerilim-frekans ilişkisi.....	73
Şekil 4.8. Analog sensör katı.....	74
Şekil 4.9. Besleme ünitesi.....	75
Şekil 4.10. Sistemde kanal seçimi.....	76
Şekil 4.11. Tasarlanan AMGK' nın blok şeması.....	77
Şekil 4.12. Tasarlanan AMGK' nın açık devre şeması.....	77
Şekil 4.13. Kontrol devresi blok şeması.....	80
Şekil 4.14. Sistemin akış şeması.....	82
Şekil 5.1. AMGK' nın Yük – Gerilim değişim grafiği.....	84
Şekil 5.2. AMGK' nın Akım – Gerilim değişim grafiği.....	84
Şekil 5.3. AMGK' nın Zaman – Akım değişim grafiği.....	86
Şekil 5.4. Termohipoterm cihazının soğutucu modeli ve mikrodenetleyici sıcaklık kontrollü AMGK sistemi.....	87
Şekil 5.5. -1°C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği.....	89
Şekil 5.6. 30 °C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği.....	90
Şekil 5.7. Frieonla çalışan ithal mikrotom cihazı.....	92
Şekil 5.8. Mikrodenetlici kontrollü AMGK' lı termoelektrik mikrotom soğutucunun genel görünüşü.....	93

Şekil 5.9. -10°C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği.....	95
Şekil 5.10. -15°C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği.....	96
Şekil 5.11. Termoelektrik Tıp Kitin genel görüntüsü ve deney düzeneği...	98
Şekil 5.12. 6 °C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği.....	99



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simge ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte verilmiştir.

Simgeler

Açıklama

Ω	Ohm
μ	Mikro
m	mili
K	Kilo
M	Mega
IC	Entegre devre
R	Direnç
C	Kondansatör
L	Bobin
f	Frekans
V_c	Kontrol voltajı
V_r	Osilatör gerilimi
T	Peryot
T_c	Soğuk taraf sıcaklığı
T_H	Sıcak taraf sıcaklığı
α	Seebach katsayısı
P	Öz direnç
K	Isıl iletkenlik

Kısaltmalar

Açıklama

NASA

Amerikan Uzay Araştırmaları Merkezi

SMPS

Anahtarlama modlu güç kaynağı

AMGK	Anahtarlama Modlu Güç Kaynağı
EMI	Elektro manyetik etkileşim
PWM	Pals genişlik modülasyonu
P	Oransal
I	İntegral
D	Türevsel
PID	Oransal+ İntegral+ Türevsel
RTD	Direnç sıcaklık sensörü
ADC	Analog sayısal dönüştürücü



1. GİRİŞ

Gelişen yarı iletken ve elektronik teknolojisinde, sistemlerin güvenilir bir biçimde beslenmesi ve sıcaklık gibi parametrelerin kontrolü güncelliğini korumaktadır. Bir çok elektronik sistemde ve özellikle yarı iletken termoelektrik uygulamalarında güç kaynaklarının ve kontrol sistemlerinin gereken performansta çalışması önem kazanmaktadır. Bu sistemde kullanılan güç kaynaklarının, boyut ve ağırlıklarının küçük olması ile beraber, verimlerinin yüksek, dalgacık ve regülasyonlarının da düşük olması gerekmektedir [1, 2].

Bir çok elektronik sistemde ve termoelektrik uygulamalarda, sıcaklık kontrolü belirleyici bir faktör olarak öne çıkmaktadır. Buradaki temel problem sistemin sıcaklığının hassas bir biçimde ölçülmesi ve kontrol edilmesidir. Buna göre kontrol sisteminin sıcaklık kararlılığı açısından, kullanılan sensörlerin doğrusal seçilmesi önemlidir [1].

Daha hafif ve daha küçük güç kaynaklarına talebin artmasıyla, ilk defa 1960 lı yılların başında NASA (Amerika Uzay araştırmaları Merkezi) tarafından, lineer güç kaynaklarına alternatif güç kaynakları, Anahtarlama Modlu Güç Kaynakları-AMGK (Switching Mode Power Supply- SMPS) keşfedildi [3]. Bu güç kaynaklarında, DC giriş gerilimini anahtarlama için, hızlı bir anahtarlama transistörü kullanılmıştır [3]. Anahtarlama transistörünün iletim- yalıtım süresini (görev süresi, duty-cycle) kontrol edilebilen bir kare dalga PWM sinyalle kontrol edilmektedir, bu da çıkış gerilimini kontrol etme imkanı vermektedir [4,5].

Yapılan literatür araştırmalarında, bu konudaki çalışmalar içerisinde, sıcaklık kontrol amaçlı, çıkış gerilimi veya akımı sıcaklığa bağlı olarak değiştirilebilen, çıkış gerilimi ve akımı ayarlanabilir, AMGK sistemine rastlanamamıştır. Söylemez, 1991 yılında bir halojen lambayı kontrol amaçlı çıkışı ışık şiddetine duyarlı bir AMGK sistemi geliştirmiştir [6]. Brunoro, 1997 yılında faz kaydırma metodu ile çıkışı 0-50V/0-10A değiştirilebilen bir AMGK sistem geliştirmiştir [7].

Diğer çalışmaların çoğunluğu ise, sabit çıkışlı AMGK sistemlerinden daha yüksek güç çekme yönündedir.

Termoelektrik sistemlerde giriş parametresi akım ve gerilim, çıkış parametresi sıcaklık olduğundan, girişteki DC akım ve gerilim, çıkıştaki sıcaklığa göre ayarlanabilmeli ve kontrol edilebilmelidir [8]. Termoelektrik sistemlerin uygulamasındaki temel problemi çözebilmek için, sıcaklık kontrolü ayarlanabilir yüksek güçlü, verimi yüksek, dalgacık ve regülasyonu düşük besleme sistemlerinin tasarımına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tip besleme sisteminin gerçekleştirilmesi durumunda sadece termoelektrik sistemlerde değil, birçok elektronik ve bilgisayar donanım sistemlerinde de kullanılması mümkün olacaktır.

Bu amaçla, öncelikle termoelektrik uygulamalarda kullanılmak üzere “Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollu AMGK Sistemi” tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma esnasında AMGK sistemine sıcaklığa bağımlı gerilim ayar özelliği kazandırılmıştır. Mikrodenetleyici kullanılarak gerçekleştirilen kontrol sistemi ile 7 ayrı bölgeye ait sensör seçilebilmektedir. Seçilen bölgeye ait sıcaklık değeri bir LCD ekranda görülebilmekte ve yine bu bölgeye ait sıcaklık set değeri tasarlanan klavyeden ayarlanabilmektedir. Ayrıca, bu set değeri de aynı ekranda görülebilmektedir. Seçilen bölgenin sıcaklığı oransal olarak değiştirilebilmektedir. Tasarlanan sistemde, termoelektrik sistemlerde soğutma amaçlı gerekli olan devirdaim su kontrolü de bulunmaktadır. Sistemde yeterli miktarda su bulunmadığında ve sensör hatalarında, alarm sistemi etkin olmakta ve sesle uyarmaktadır. Hatanın türü de LCD ekranda görülebilmektedir. Ayrıca sıcaklık değerinin tehlikeli sınırları sisteme girilirse, bu tehlikeli sınırlara ulaştığında alarm sistemi yine etkin olmaktadır.

Bu çalışmada gerçekleştirilen “Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollu AMGK Sistemi”nde kullanılan AMGK’ na ait materyaller 2 Bölümde, kontrol, ölçüm sistemleri, sıcaklık sensörleri ve termoelektrik elamanlar 3 Bölümde verilmiştir.

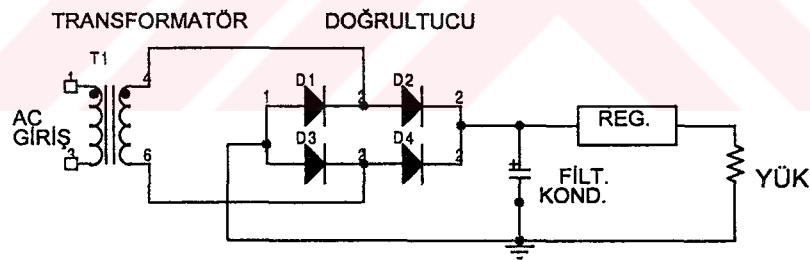
Ayrıca 3 Bölümde sistemin gerçekleştirilmesinde kullanılan metod ve yöntemler açıklanmıştır. Tezin 4'ncü Bölümünde sistemin gerçekleştirilmesinde kullanılan, akış diyagramları, blok şemalar ve açık devre şemaları ayrıntılı bir biçimde ele alınmıştır. Tezin 5'nci Bölümünde gerçekleştirilen sistemin performans analizi sonuçları verilmiş ve üç farklı Termoelektrik Sistem üzerindeki uygulamaları ele alınmıştır. Tezin 6'ncı Bölümü sonuç ve önerilere ayrılmıştır.



2. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAKLARI (AMGK)

Daha verimli, daha küçük ve hafif güç kaynaklarına talebin artması ve bu taleplerin doğrusal güç kaynakları tarafından karşılanamamasından dolayı anahtarlama modlu güç kaynakları gelişme göstermiştir. Doğrusal regülatörler, temelde seri ve paralel regülatörler olmak üzere ikiye ayrılırlar.

Şekil 2.1' deki seri regülatörlü doğrusal güç kaynağına bakılırsa, giriş gerilimi transformatör tarafından istenen gerilim seviyesine düşürülür. Düşürülen bu gerilim doğrultucu tarafından doğrultulur ve filtre kondansatörüne uygulanır. Filtre kondansatörünün depo ettiği enerji yük akımını beslemek zorundadır ve yük akımı arttığında filtre kondansatörünün değeri de büyütülmelidir [3,9]. Bu durumda doğrusal gerilim regülatörlerinden dolayı sakınca meydana gelir.



Şekil 2.1. Doğrusal seri gerilim regülatörü blok şeması

2.1. Doğrusal Regülatörün Eksiklikleri

Basit DC kuplajlı seri regülatör, 1960'lı yılların başına kadar güç kaynaklarının temelini oluşturmuştur [7,9]. Bu seri regülatörle, sadece tek kutuplu yüksek giriş geriliminden, düşük çıkış gerilimi elde edilebiliyordu ve sık sık girişle çıkış arasında DC izolasyon gerekiyordu. Burada kullanılan transformatör düşük

frekanslarda çalıştırıldığından boyut ve ağırlık olarak oldukça büyüktür. Doğrusal regülatörün birinci eksikliği burada ortaya çıkmaktadır.

Doğrusal regülatörün en büyük eksikliği seri bağlı eleman üzerinde oluşan kayıptır. Bütün yük akımları, bu eleman üzerinden geçtiği için buradaki güç kaybı $(V_{dc} - V_o)(I_o)$ dır. Minimum fark $(V_{dc} - V_o)$ bir NPN transistörde yaklaşık 2,5 V'tur. Yani bu fark hiçbir şekilde sıfıra indirilemez. Transformatorün sekonder gerilimi hesaplanırken, DC çıkış geriliminden 2,5 V fazla seçilir. AC giriş gerilimi arttığında seri bağlı eleman üzerindeki kayıp artar ve dolayısıyla bu eleman üzerindeki sıcaklığı artırır. Bu da güç kaynağının verimini azaltacaktır. Çizelge 2.1' de, aynı akım değerinde, üç farklı DC çıkış değerine sahip üç farklı doğrusal regülatör incelenmiştir. Doğrusal regülatörlerde ayrıca çıkış gerilimi arttıkça verimde artmaktadır [3,9].

Çizelge 2.1. Doğrusal regülatördeki giriş verimi ile çıkış veriminin karşılaştırılması

V_o V	I_o A	$V_{dc(min)}$ V	$V_{dc(max)}$ V	$V_{dc}-V_o$ V	$P_{in(max)}$ W	$P_{out(max)}$ W	Q_1 deki kayıp W	Verim % P_o/P_i
5	10	7,5	9,75	4,75	97,5	50	47,5	51,25
15	10	17,5	22,8	7,75	228	150	78,0	65,9
30	10	32,5	42,25	12,25	423	300	123	71,0

2.1.1. Doğrusal regülatörün çıkış gerilimine karşı güç verimi

Dalgalanma hesaba katılırsa, AC giriş gerilimindeki dalgalanma üçgen şeklindedir. Transformatorün sekonder sarım sayısı hesaplanırken, istenen çıkış gerilimine dalgacık gerilimi (V_r) ve seri eleman üzerine düşen en az 2,5 V'luk gerilim eklenir. Seri elemanın girişindeki DC giriş gerilimi şöyle hesaplanabilir;

$$V_{dc(max)} = \frac{1+0,01T}{1-0,01T} (V_o + 2,5 + V_r / 2) \quad (2.1)$$

Maksimum giriş gerilimi ve gücündeki maksimum verim ise şöyle hesaplanabilir;

$$Verim_{max} = \frac{P_o}{P_{in(max)}} = \frac{V_o I_o}{V_{dc(max)} I_o} = \frac{V_o}{V_{dc(max)}} = \frac{1-0,01T}{1+0,01T} \left(\frac{V_o}{V_o + 2,5 + V_r / 2} \right) \quad (2.2)$$

burada;

T= ac giriş gerilimindeki % değişim

V_r = giriş gerilimindeki dalgacık, V

V_o = giriş gerilimi, V

I_o = çıkış akımı, A

P_o = çıkış gücü, W

P_i = giriş gücü, W

Doğrusal regülatörler, seri bağlı eleman olarak NPN veya PNP transistörler kullanılırlar. Bu eleman devamlı doğrusal bölgede kaldığı için gücün neredeyse yarısına yakın bir bölümü bu eleman üzerinde ısı şeklinde kaybedildiğinden dolayı verim %40'lara kadar düşer.

Bir anahtarlamalı güç kaynağını tasarlama ile ilgili yaklaşık 14 adet topoloji vardır [3,9]. Her topolojinin amacı, mevcut uygulamaları daha da uygun hale getirmektir. Bazı topolojiler, 200 W' ın altındaki düşük güçlerde, AC/DC off-line dönüştürücüleri için uygun, bazıları ise yüksek çıkış gücü elde etmek için uygundur. Bazı topolojilerde, 220V ve daha büyük AC giriş gerilimleri, bazıları da 120 V ve daha altındaki AC giriş gerilimleri için en iyi çözümdür. Çıkış gerilimindeki dalgalanma ve gürültü de, topoloji seçiminde en önemli faktörlerdir [3,9].

Bazı topolojileri, yüksek veya düşük çıkış gerilimlerinde kullanılan, yüksek veya düşük güçlü DC/DC dönüştürücülerde kullanmak ve boyutları en aza indirmek en önemli seçim kriteridir [5].

Bu bölümde, anahtarlama tip güç kaynaklarına ilişkin ilk topolojiler (buck, boost, polarite çevirici regülatör) ve push-pull, forward, yarım ve tam köprü konvertör tanımlanacak, bunların temel şemaları verilir, çalışma prensipleri açıklanacak, dalga şekilleri verilecek, eksiklikleri anlatılıp, kullanma alanları tartışılacaktır. Çıkış gücü ve giriş gerilimine bağlı transistör üzerindeki, akım ve gerilim baskısı tartışılacaktır. Giriş akımının, giriş gerilimi ve çıkış gücüne bağımlılığı gösterilecektir. Verim, DC ve AC anahtarlama kayıpları tartışılmıştır.

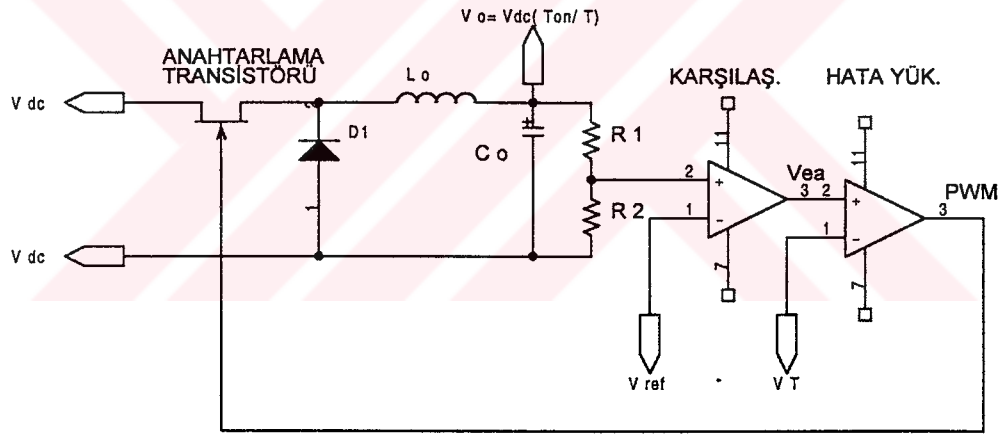
2.2. Buck Anahtarlama Regülatör Topolojisi

2.2.1. Temel çalışma

Seri bağlı eleman üzerindeki kayıpların yüksek olmasından dolayı, çıkış akımı 5 A ve üzerindeki güç kaynaklarında doğrusal regülatörlerin kullanılması uygun görülmüştür [7]. Kayıpların çoğu ısı şeklindedir. Yüksek kayıplar ve girişte kullanılan boyutça ve ağırlıkça büyük 50 Hz'lik transformatör güç kaynağının ağırlığını ve boyutlarını büyütür.

Bu güç kaynaklarına alternatif olan anahtarlama tip güç kaynaklarında, uygun bir LC filtresinin kullanılması ile çıkış gerilim ve akımındaki dalgalanma ortadan kaldırılabilir. Giriş gerilimindeki değişme ve çıkış yükündeki değişime karşı, çıkış gerilimi negatif bir geri besleme çevirimi ile PWM sinyalin duty-cycle oranı kontrol edilerek regüle edilebilir. Mevcut anahtarlama tip güç kaynaklarından tek bir girişten birden fazla çıkış alınabilmektedir, üstelik bu güç kaynaklarında 50 – 60 Hz'lik giriş transformatörüne de gerek yoktur [3].

Anahtarlama regülatörlerin ilki Şekil 2.2' de görülen Buck Regülatör' dür. DC giriş gerilimi " V_{dc} " seri bağlı " Q_1 " transistörünün girişine (kollektörüne) uygulanır. Transistör anahtarlama sinyalinin " T_{on} " anında iletimdedir. Transistör iletimde iken " V_1 " gerilimi transistörün karşı tarafına düşer. Transistör yalıtıma gittiğinde ise bu gerilim hızlı bir şekilde toprağa doğru giderek bu çıkışı negatif yapar bu hızlı tehlikeli düşüş, kenetleme diyodu diye adlandırılan D_1 diyodu ile önlenir. V_1 gerilimi sıfır, V_{dc} arasında değişen dikdörtgen şeklinde bir gerilim olarak oluşur. Bu gerilimin DC değeri " $V_{dc} \cdot (T_{on}/T)$ " değerine eşittir. " $L_o C_o$ " filtresi, DC gerilimdeki dalgalanmayı önlemek için V_1 ve V_o arasına seri olarak bağlanır.



Şekil 2.2. Buck anahtarlama regülatör prensip devre şeması

V_o gerilimi, R_1 ve R_2 dirençleri ile algılanır ve örneklenir, örneklenen gerilim hata yükseltecinde referans gerilimi ile karşılaştırılıp V_{ea} hata gerilimi elde edilir. Elde edilen hata gerilimi diğer karşılaştırmacı yükseltecin bir girişine uygulanır, bu yükseltecin diğer girişinde ise testere dişi şeklinde V_T sinyali vardır. Bu sinyalin genliği genellikle 3 V civarındadır. Bu iki sinyal (V_{ea} ve V_T) karşılaştırılıp dikdörtgen şeklinde olan PWM sinyal V_{wm} elde edilmiştir. PWM sinyalin T_{on}

oranı, hata yükselteci çıkışındaki V_{ea} DC geriliminin değerine bağlıdır. PWM çıkış sinyali bir akım yükseltecinden geçirilerek, bir negatif geri besleme ile Q_1 anahtarlama transistörünü kontrol eder. Çıkış gerilimi $V_o = V_{dc} \cdot T_{on}/T$ ye eşittir. Eğer çıkış artarsa, hata yükseltecinin çıkışı artar ve pwm sinyalin T_{on} oranını azaltıp, Q_1 transistörün iletim zamanını azaltıp, çıkışı aşağıya çeker, aksi durumda ise çıkış düştüğünde hata yükseltecinin çıkışı düşer. PWM sinyalin T_{on} süresi azaltılarak çıkış yukarı çekilir ve regülasyon işlemi yapılmış olur. Referans gerilimi $V_{ref} = V_o \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ ye eşittir. Buck regülatörün en büyük avantajı yüksek verimli ve düşük iç kayıplarına sahip olmasıdır [3].

2.2.2. Buck regülatörün verimi ve kayıplar

Akımlar Q_1 transistörü ve D_1 diyodundan akarken verim ve kayıplar hesaplanabilir. Eğer ilk akım, Q_1 transistörü ve D_1 diyodundan, gerilim sıfırken geçiyorsa toplam kayıplar sıfırdır ve verim %100 olur. Q_1 transistörü yalıtımda iken, transistör maksimum gerilimde çalışıyor ve akım sıfırsa hiçbir güç harcaması yoktur.

Kayıplar, devredeki " Q_1 " ve " D_1 " elamanlarındaki DC iletim kayıpları ve AC anahtarlama kayıplarıdır [9]. Transistördeki anahtarlama kayıpları transistörün iletim anında ortaya çıkar. Transistör yalıtımda iken de akımın azalıp gerilimin artmasından dolayı da AC anahtarlama kayıpları vardır. Bu iletim kayıpları;

$$P_{dc} = L(Q_1) + L(D_1) = I_o \frac{T_{on}}{T} + I_o \frac{T_{off}}{T} = I_o \quad (2.3)$$

burada;

T_{on} = Transistörün iletim süresi, sn

T_{off} = Transistörün yalıtım süresi, sn

Eğer AC anahtarlama kayıpları ihmal edilirse verim aşağıdaki gibi hesap edilebilir;

$$\%Verim = \frac{P_o}{P_o + K_{ay.}} \cdot 100 = \frac{V_o I_o}{V_o I_o + I_o} \cdot 100 = \frac{V_o}{V_o + 1} \cdot 100 \quad (2.4)$$

Anahtarlama esnasındaki güç;

$$P(T_{on}) = \int_0^{T_{on}} IV dt = I_o V_{dc} / 6 \quad (2.5)$$

bir saykıl bittiğindeki güç ise aşağıdaki gibidir;

$$P(T_{on}) = \int_0^{T_{on}} IV dt = I_o V_{dc} / 6 (T_{on} / T) \text{ (W)} \quad (2.6)$$

Transistörün yalıtım durumundaki (T_{off}) kayıplar ise şöyledir;

$$P(T_{off}) = \int_0^{T_{off}} IV dt = I_o V_{dc} / 6 \text{ (W)} \quad (2.7)$$

bir saykıl bittiğindeki kayıplar ise;

$$P(T_{off}) = \int_0^{T_{off}} IV dt = I_o V_{dc} / 6 (T_{off} / T) \text{ (W)} \quad (2.8)$$

İletim zamanı yalıtım zamanına eşit kabul edilirse ($T_{on} = T_{off} = T_s$) toplam anahtarlama kayıpları ve verim şöyledir;

$$P_{ac} = V_{dc} I_o T_s / 3T \text{ (W)} \quad (2.9)$$

$$\%Verim = \frac{P_o}{P_o + DCkay + ACkay} = \frac{V_o I_o}{V_o I_o + I_o + V_{dc} I_o T_s / 3T} = \frac{V_o}{V_o + 1 + V_{dc} T_s / 3T} \quad (2.10)$$

Örneğin, anahtarlama frekansı 50 kHz olan ve 48 V' u 5 V' a düşüren bir buck regülatörde AC anahtarlama kayıpları ihmal edilecek olursa verim şu şekilde hesap edilebilir;

$$\%Verim = \frac{5}{5+1} 100 = \%83.3 \quad (2.11)$$

AC anahtarlama kayıpları hesaba katılırsa verim;

$$\%Verim = \frac{5}{5+1+48*0,3/3*20} .100 = \%80.1 \quad (2.12)$$

Toplam yalıtım zamanı (T_{off}) kayıpları;

$$P(T_{off}) = \frac{I_o V_{dc}}{2} \frac{T_{vr}}{T} + \frac{V_{dc} I_o}{2} \frac{T_{cf}}{T} \quad (W) \quad (2.13)$$

$T_{vr} = T_{cf} = T_s$ kabul edilirse $P(T_{off})=V_{dc}I_o(T_s/T)$ olur ve toplam AC kayıplar ise;

$$P_{ac} = 2V_{dc} I_o \frac{V_{dc}}{T} \quad (W) \quad (2.14)$$

Toplam AC ve DC kayıplar ise;

$$P_t = P_{dc} + P_{ac} = I_o + 2V_{dc} I_o \frac{T_s}{T} \quad (W) \quad (2.15)$$

Regülatörün verimi ise şöyle hesaplanabilir;

$$\%Verim = \frac{P_o}{P_o + P_t} \cdot 100 = \frac{V_o I_o}{V_o I_o + I_o + 2V_{dc} I_o T_s / T} \cdot 100 = \frac{V_o}{V_o + 1 + 2V_{dc} T_s / T} \cdot 100 \quad (2.16)$$

Örneğin, 50 kHz'lik anahtarlama frekansına sahip ($T_s=0,3 \mu s$), 48V' u - 5V' a düşüren bir buck regülatörün verimi (Eşitlik 2.16'dan),

$$(\%)Verim = \frac{5}{5 + 1 + 2 + 48 * 0,3 / 20} \cdot 100 = \frac{5}{5 + 1 + 1,44} \cdot 100 = \%67,2$$

Eğer aynı işlem için doğrusal regülatör kullanılsaydı;

$$\%Verim = \frac{V_o}{V_{dc(max)}} 100 = \frac{5}{48} 100 = \%10.4 \text{ olurdu. Aradaki verim farkına bakılırsa,}$$

doğrusal regülatörle anahtarlmalı tip buck regülatör arasında , %56.8'lik bir verim farkı açıkça görülmektedir.

2.2.3. Buck regülatördeki uygun anahtarlama frekansı

T periyodu ne olursa olsun, buck regülatörün çıkış gerilimi bundan bağımsız olup $V_o=V_{dc}(T_{on}/T)$ ye eşittir. Uygun periyodu seçmede ilk akla gelen, L_o ve C_o filtre elemanlarını küçültmek için yüksek bir frekans seçmektir. Bütün etkenler hesaba katıldığında yüksek frekansı seçmek, bütün regülatör elemanlarının boyutlarını da azaltmaz ve AC anahtarlama kayıplarını artırıp anahtarlama elemanının sıcaklığını da istenen sınırların üstüne çıkartır. Eşitlik 2.14 D_1 diyodundaki kayıplar ihmal edildiğinde, anahtarlama transistöründeki kayıpları vermektedir. Genellikle 25 ve 50 kHz arasındaki anahtarlama frekansı bütün buck regülatörler için uygundur [11]. Anahtarlama frekansı 50 kHz'in üstüne çıkartıldığında büyük bir avantaj sağlamaz, aksine AC anahtarlama kayıplarını ve anahtarlama elemanındaki ısı kaybını artırır [3,9].

2.2.4. Buck regülatörde çıkış filtre bobinin ve kapasitesinin seçimi

Çıkış filtre bobininin akım dalga şekli, bir adımsal rampa şeklindedir. Çıkış akımı azaldığında bobin üzerindeki akım durmaktadır. Rampanın ortasındaki akımın değeri çıkış akımı I_o ya eşittir. $I_o = (I_2 - I_1)/2$ ye eşit olup değişim " dI " ile gösterilebilir. Akım en sonda sıfır değerine düşer. Bu noktada bobin "devamsız" çalışma moduna girmiştir. Bu noktada akım ve gerilim de sert bir değişim meydana gelir. Çıkış akımı bobin akımının rampa şeklindeki değişiminin yarısına eşittir. Çıkış akımı;

$$I_o = (I_2 - I_1)/2 \quad \text{veya} \quad (I_2 - I_1) = dI = 0.2I_{on} \quad (2.17)$$

$$dI = V_1 T_{on} / L = (V_1 - V_o) T_{on} / L \quad (2.18)$$

burada;

I_2 = çıkış akımının dalgacıklanma üst tepe değeri, A

I_1 = çıkış akımının dalgacıklanma alt tepe değeri, A

I_o = çıkış akımı, A

dI = çıkış akımındaki değişim, A

V_1 = giriş gerilimi, A

V_o = çıkış gerilimi, A

L = çıkış bobini, H

$$L = \frac{(V_{dc} - V_o) T_{on}}{dI} = \frac{(V_{dc} - V_o) T_{on}}{0.2I_{on}} \quad (H) \quad (2.19)$$

Burada, $T_{on} = V_o T / V_{dc}$ ye eşit olduğu için, çıkış filtre bobininin değeri şöyle bulunabilir;

$$L = \frac{5(V_{dc} - V_o)V_o T}{V_{dc} I_o} \quad (H) \quad (2.20)$$

Şekil 2.2' deki filtre kapasitesi çıkıştaki dalgacıklanmaları önlemek için kullanılmıştır. Fakat bu ideal bir seçim değildir, bu Şekil 2.4'de görüldüğü gibi seri bağlı R_o direncine ve L_o endüktansına sahiptir. Bunlardan, R_o eşit seri direnç (ESR) ve L_o 'da eşit seri endüktans (ESL) olarak gösterilir. 300 veya 500 kHz' in altındaki frekanslarda L_o ihmal edilebilir [12]. Çıkıştaki dalgacıklanma R_o ve C_o ile ortadan kaldırılabilir. R_o ve C_o dan dolayı iki dalgacıklanma unsuru vardır. Bobindeki akım değişimi $I_2 - I_1$ oransal olduğu için R_o ' da oransaldır. C_o ' da akımın integrali olarak oransaldır. Bu iki unsur yardımı ile kapasite seçilebilir. Fakat R_o değerini iyi bilmek gerekir. Bu değer nadiren üretici firmalar tarafından verilir. Fakat çoğu üretici firma kataloglarında çok sık kullandıkları (alüminyum elektrolitik) kapasitans ve gerilim değerlerini ($R_o C_o$) verir. Bu değer $50 \cdot 10^{-6}$ sn ile $80 \cdot 10^{-6}$ sn arasında değişir.

Örneğin rezistif dalgacık birleşeni (V_{rr}) 0,05 V, çıkış akımındaki dalgacıklanma $I_2 - I_1 = 1$ A, çıkış akımı 5 A, 20 V' u 5 V' a düşüren, anahtarlama frekansı 25 kHz olan bir buck regülatördeki çıkış filtre bobini ve kapasitesinin değeri şu şekilde hesaplanabilir;

$$R_o = \frac{V_{rr}}{I_2 - I_1} = \frac{0,05}{1} = 0,05 \Omega \quad R_o C_o = 50 \cdot 10^{-6} \text{ (sn)} \quad (2.21)$$

$$C_o = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{R_o} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0,05} = 1000 \mu F \quad (2.22)$$

$$L = \frac{5(V_{dc} - V_o)V_o T}{V_{dc} I_{on}} = \frac{5(20 - 5)5 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 5} = 150 \mu H \quad (2.23)$$

2.3. Boost Anahtarlama Regülatör Topolojisi

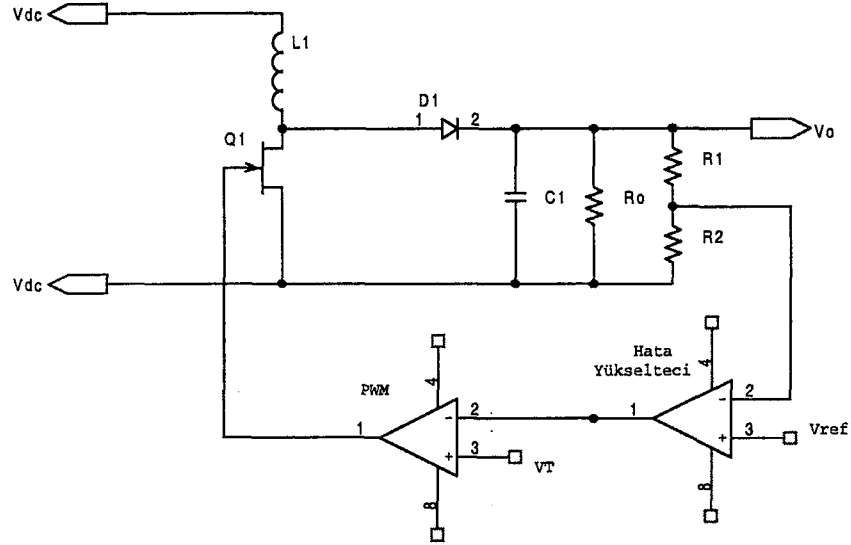
2.3.1. Temel çalışma

Şekil 2.3’de görülen boost regülatör regülesiz düşük giriş geriliminden, yüksek regüleli gerilim elde eder. Boost regülatör, “ringing choke” konvertör olarak adlandırılır [3]. L_1 endüktansı, V_{dc} gerilimi ve Q_1 anahtarlama transistörüne seri bağlıdır. L_1 endüktansının alt ucu D_1 diyodu üzerinden çıkış kapasitesi C_o ve yük direncini besler [Şekil 2.3].

Çıkış gerilimi V_o , DC giriş geriliminden büyüktür. Q_1 transistörü iletimde iken çıkış akımı C_1 kapasitesinden beslenir, bu sebepten C_1 kapasitesi yeterli büyüklükte seçilmelidir. Q_1 transistörü yalıtımda iken de L_1 endüktansı üzerindeki akım ani olarak değişemeyeceği için, ters olarak sürekliliğini korur. L_1 üzerindeki enerji D_1 diyodu ile C_1 kapasitesini, giriş gerilimi V_{dc} den daha fazla bir gerilime şarj eder. C_1 kapasitesinde depo edilen enerji 2.24 nolu Eşitlikte gösterilmiştir.

$$E = \frac{1}{2L_1(I_p)^2} = 0,5L_1I_p^2 \quad (V) \quad (2.24)$$

Eğer D_1 üzerinden geçen akım, Q_1 transistörü tekrar iletime geçmeden sıfıra düşerse, bütün enerji L_1 endüktansında depolanır [Eşit. 2.24] . Q_1 iletime geçtiğinde çıkış yük ve devresine enerji verilirse bu çalışma moduna “devamsız çalışma modu” denir.



Şekil 2.3. Boost regülatör prensip devre şeması

Boost regülatör genellikle düşük güçlerde kullanılır ($<10W$). Genellikle bilgisayarlarda 5V'luk lojik gerilim seviyesinden, işlemsel yükselteçler için gerekli 12 veya 15V'luk gerilim elde etmek için kullanılır. Batarya ile beslenen sistemlerde de çoğunlukla kullanılır. Sistemdeki 12 veya 28V'luk batarya gerilimi ani olarak 9 veya 22V' a düşer. Bu tip uygulamalarda bu batarya gerilimindeki düşüşleri engellemek için 12 ve 28V'luk uygulamaları vardır. Bu uygulamalar 50-200 W civarındadır [3,9].

2.4. Kutup Çevirici Anahtarlama Regülatör Topolojisi

Kutup çevirici anahtarlama regülatör topoloji Şekil 2.4' de görülmektedir. Boost regülatörle benzer enerji depolama yöntemlerini kullanır. Çalışma periyodunun bir kısmında endüktansda enerji depolanır, diğer kısmında ise bu enerji yüke aktarılır. Şekil 2.3'deki boost regülatörle karşılaştırıldığında transistör ve endüktansın yer değiştiği görülür. Boost regülatörde endüktansın altında olan transistör, kutup çevirici regülatörde, endüktansın üstündedir. Ayrıca doğrultucu

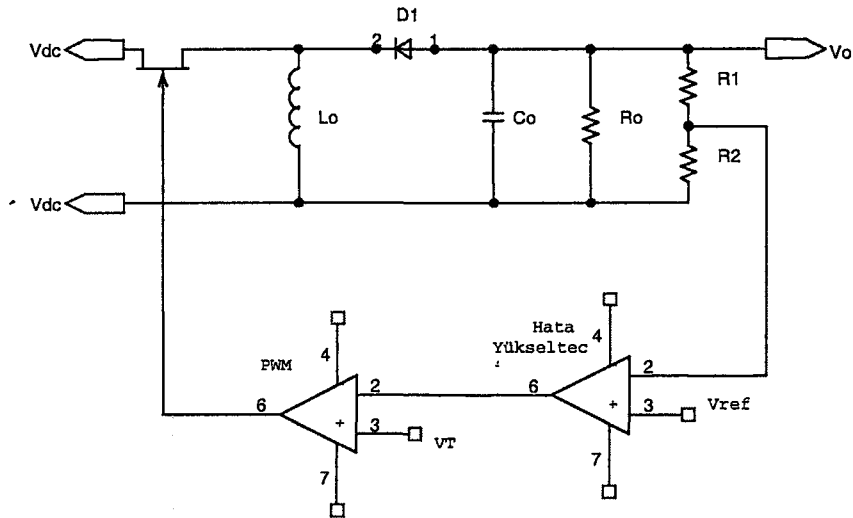
diyot D_1 de ters çevrilmiştir. Q_1 transistörü iletime geçtiğinde, D_1 diyotunun katodu ters kutuplanır ve L_o endüktansı üzerindeki akım doğrusal olarak $di/dt=V_{dc}/L_o$ oranında artar. İletim zamanı sonunda L_o endüktansı üzerindeki akım $I_p=V_{dc}t_{on}/L_o$ değerine ve üzerindeki enerji ise $E=L_o I_p^2/2$ seviyesine ulaşır. Transistör yalıtıma girdiğinde L_o üzerindeki akımın yönü ters çevrilir ve D_1 diyodu üzerinden C_o kapasitesini şarj eder. Çıkış gerilimi $[V_o R_2/R_1+R_2]$ olarak örneklenir. Örneklenen gerilim hata yükseltecinde referans gerilimi V_{ref} ile karşılaştırılır. Regülatör devamsız mod da çalışmaktadır ve yüke aktarılan enerji Eşitlik 2.25' de görülmektedir.

$$P_i = \frac{(1/2)L_o I_p^2}{T} \text{ (W)} \quad (2.25)$$

Dikkat edilirse boost regülatörden farklıdır. Q_1 transistörü yalıtıma gittiğinde depo edilen enerji kaynağa akmaz, güç sadece yüke aktarılır ve verim yaklaşık %100' e yakın farz edilir. Kutup çevirici regülatörde, minimum çıkış direncindeki R_o , çıkış gücü ve çıkış gerilimi;

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{(1/2)L_o I_p^2}{T} \text{ (W)} \quad (2.26)$$

$$V_o = V_{dc} T_{on} \sqrt{\frac{R_o}{2TL_o}} \text{ (V)} \quad (2.27)$$



Şekil 2.4. Kutup çevirici regülatör prensip devre şeması

2.5. Push-Pull ve Forward Konvertör Topolojileri

2.5.1. Push- Pull Topoloji

Push-pull topoloji Şekil 2.5' de görüldüğü üzere birden fazla çıkışa sahip bir T_1 transformatörünü içerir. Her biri aralarında 180° lik faz farkına sahip kare formunda gerilim üretir ve bu gerilimin genlik değeri sekonderdeki sarım sayısına bağlıdır . Çıkış gerilimlerinin puls genişliği ana sekonder çıkışta V_m çevresinde bulunan negatif geri besleme ve kontrol devresi ile ayarlanır. Kontrol devreleri buck ve boost regülatördeki devrelere benzer, Q_1 ve Q_2 transistörlerini süren $0-180^\circ$ arasında ayarlanabilen darbeler üretir.

Transistörler iletme geçirildiğinde her bir transistörde yaklaşık $1V'$ luk gerilim düşer. Sekonderde bulunan doğrultucu ileri yönlü hızlı schottky diyodun anodunda $(V_{dc}-1)(N_s/N_p)$ oranında bir gerilim oluşur. Burada kullanılan diyotlar hızlıdır ve üzerlerinde yaklaşık $0,5V'$ luk bir V_d gerilimi vardır. Diyotların çıkışındaki gerilimin değeri ise ;

$$V_m = \left[V_{dc} - 1 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - 0,5 \right] \frac{2T_{on}}{T} \text{ (V)} \quad (2.28)$$

burada;

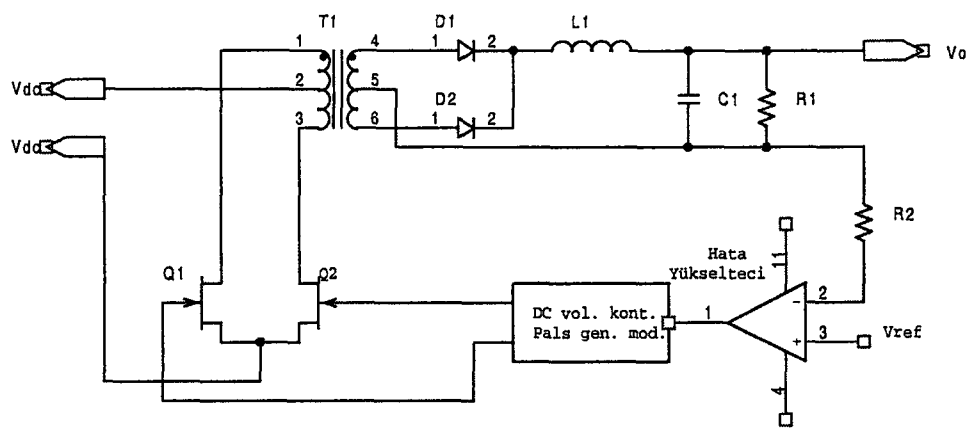
V_m = Diyot çıkışındaki gerilim, V

V_{dc} = çıkış gerilimi, V

N_s = sekonder sarım sayısı

N_p = primer sarım sayısı

Eşitlikteki 1V' luk gerilim kaybı transistör üzerinde, 0,5V' luk gerilim kaybı ise diyot üzerine düşmüştür. Push-pull konvertör ve dalga şekilleri Şekil 2.5' de gösterilmiştir. Çıkışta kullanılan filtre, buck ve boost regülatördeki gibi basit RC filtresidir. Çıkış gerilimi T_{on} süresi ile ayarlanabilir. Transistörleri sürmek için, kontrol devresi tarafından üretilen sinyalin yarısında bir transistör, diğer yarısında ise öteki transistör iletime sokulur. Dolayısı ile bir sayıklık zamanda iki transistör de iletime geçirilir.



Şekil 2.5. Push - pull konvertör prensip devre şeması

2.5.2. Konvertördeki kayıplar

Konvertörde kayıplar genelde transistör üzerinde AC anahtarlama kayıpları şeklinde yoğunlaşır . Ayrıca DC iletim kayıpları da vardır [4,5,12].

2.5.2.1. AC anahtarlama kayıpları

Transformatördeki kaçak akılar, anahtarlama transistörünün kollektöründeki gerilimin hızlı olarak düşmesine neden olur. Bu anda bobin sonsuz dirence sahip olduğundan akım bobinden ani olarak geçemez. Akım yavaşça artar. Akımın yavaşça artmasından dolayı kısa bir süre, gerilimle akım üst üste biner ve burada bir AC anahtarlama kaybı oluşur. Bu kayıp Eşitlik 2.29' da gösterilmiştir.

$$P_{t(ac)} = 3.12 \frac{P_o}{V_{dc}} V_{dc} \frac{T_s}{T} \text{ (W)} \quad (2.29)$$

burada;

T= toplam zamanı, sn

T_s= anahtarlama zamanı, sn

V_{dc}= giriş gerilimi, V

P_o= çıkış gücü, W

P_{t(ac)} = ac anahtarlama güç kaybı, W

2.5.2.2. DC iletim kayıpları

Transistörde oluşan DC iletim kayıpları giriş gerilimi, giriş akımı ve transistörün iletim süresine bağlıdır. Hasaplamalarda maksimum görev süresi toplam sürenin 0,8 katı olarak alınır [9]. DC anahtarlama kayıpları Eşitlik 2.31' de gösterilmektedir.

$$P_{dc} = I_{pft} V_{on} \frac{0.8T/2}{T} = 0.4 I_{pft} V_{on} \text{ (W)} \quad (2.30)$$

burada;

I_{pft} = çıkış akımının yükseldiği maksimum değeri, A

V_{on} = iletim anındaki giriş gerilimi, V

P_{dc} = dc iletim kaybı, W

$$I_{pft} = 1.56 \frac{P_o}{V_{dc}} \text{ (A)} \quad (2.31)$$

Transistör üzerine düşen gerilim, maksimum 1V olarak alınıp, Eşitlik 2.31' deki I_{pft} değeri Eşitlik 2.30' da yerine konursa toplam DC kayıplar Eşitlik 2.32' deki gibi bulunur.

$$P_{dc} = 0.4 \frac{1.56 P_o}{V_{dc}} = \frac{0.624 P_o}{V_{dc}} \text{ (W)} \quad (2.32)$$

Toplam güç kayıpları ise Eşitlik 2.33' de gösterilmiştir.

$$P_{top} = P_{t(ac)} + P_{dc} = 3.12 \frac{P_o}{V_{dc}} V_{dc} \frac{T_s}{T} + \frac{0.624 P_o}{V_{dc}} \text{ (W)} \quad (2.33)$$

2.6. Forward konvertör topolojisi

Forward konvertör topolojisi Şekil 2.6' da görülmektedir. Forward konvertör, 60-200 V giriş gerilim aralığında, 150 – 200 W' ın altındaki çıkış gücünde kullanılır. 60 V' un altındaki giriş gerilimlerinde primer akımı yetersiz kalmaktadır. Maksimum 250 V' un üzerindeki giriş gerilimlerinde ise anahtarlama transistörü üzerinde baskı oluşur. 200W' ın üstündeki her giriş geriliminde yine transistör üzerinde baskı oluşur [10].

Forward konvertör push-pull konvertörün biraz gelişmiş olarak kabul edilir ve her ne kadar onun kadar yeterli olmasa da push-pull konvertör de kullanılan iki transistör yerine, tek transistör kullanılması forward konvertörü daha ekonomik yapmış ve boyutlarını küçültmüştür [3]. Şekil 2.6.'daki forward konvertörün prensip şeması verilmiştir. Çıkış etrafında oluşturulan negatif geri besleme, çıkış gerilimi V_o sabit tutmak için, Q_1 anahtarlama transistörünün görev süresini kontrol eder. Konvertörün çıkış gerilim eşitliği aşağıda verilmiştir.

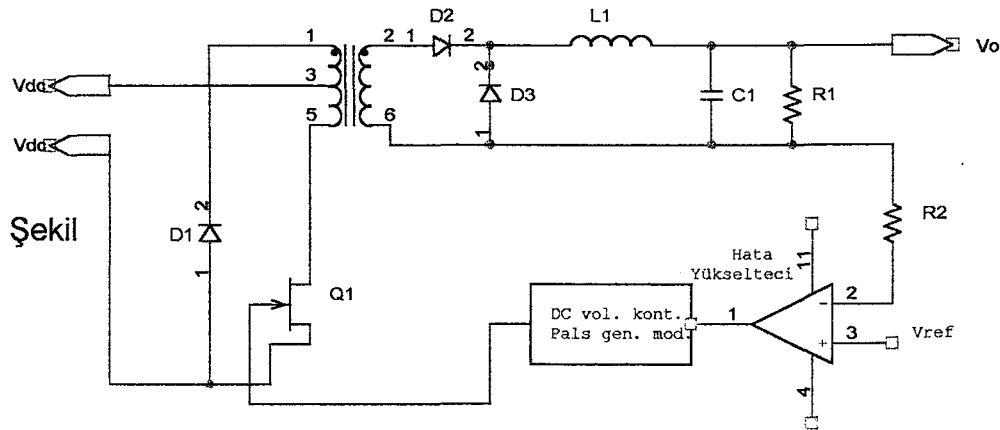
$$V_o = \left[(V_{dc} - 1) \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_d \right] \frac{T_{on}}{T} \quad (2.34)$$

Forward konvertörde transistör üzerindeki gerilim baskısı V_{ms} , giriş geriliminin V_{dc} iki katıdır [3,9].

$$V_{ms} = 1.3(2V_{dc}) \text{ (V)} \quad (2.35)$$

burada;

V_{ms} = transistör üzerine düşen gerilim, V



Şekil 2.6. Forward konvertör prensip devre şeması

Devredeki negatif geri besleme döngüsü için, (V_o) çıkışından, çıkış örneklenir, bu değeri bir hata yükseltecinde referans gerilimi V_{ref} ile karşılaştırarak transistörün iletim süresi T_{on} değeri değiştirilir ve yük değişimlerinde, konvertörün çıkış gerilimini V_o sabit tutulur.

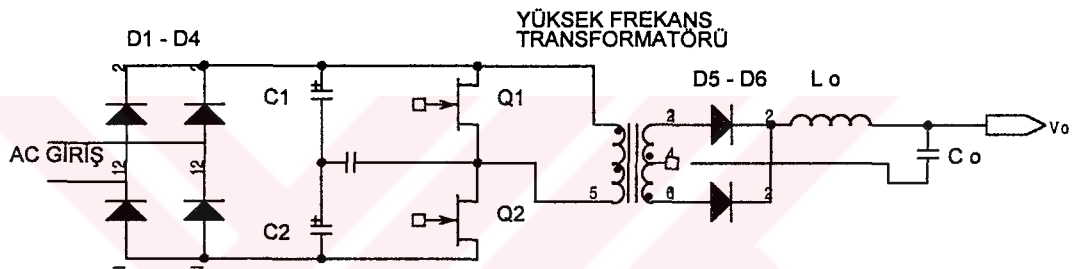
2.7. Yarım ve Tam Köprü Konvertör Topolojisi

Yarım köprü konvertör topolojisi Şekil 2.7' de gösterilmiştir. Bu konvertörün en büyük avantajı çift sonlu bir konvertör olması ve anahtarlama transistörlerinin sadece giriş gerilimi (V_{dc}) kadar bir gerilime maruz kalmalarıdır. Diğer konvertörlerde transistörlerin maruz kaldığı gerilim giriş geriliminin iki katıdır [3]. Bu özelliği, konvertöre şebeke gerilimleri 220V olan Avrupa piyasalarında rahatça yer edindirmiştir. Şekil 2.7' ye bakıldığında giriş gerilimi 110 V' ta olsa 220 V' da olsa doğrultucu çıkışı her zaman 320 V' luk bir DC değere sahiptir. Giriş 220 V konumuna alındığında devredeki C_1 ve C_2 kapasiteleri seri bir tam dalga doğrultmaç halini alır. Doğrultucu çıkışından tepe değeri $(1.41 \cdot 220) \cdot 2 = 308$ V' luk bir DC gerilim alınır.

Giriş 120 V konumuna alınırsa devre bir gerilim katlayıcı olarak çalışır. Birinci yarım saykıl da C_1 kapasitesi üst ucu +, alt ucu – olacak şekilde $(1.41 \cdot 220 - 1) = 168$ V' a şarj olur. Saykılın diğer yarısında ise C_2 kapasitesi üst ucu +, alt ucu – olacak şekilde şarj olur. Kapasiteler seri bağlı olduğu için toplam gerilim $2 \cdot 168 = 336$ V elde edilir. Transistörlerden birisi iletimde iken, diğeri yalıttımdadır ve her transistör sadece maksimum DC giriş gerilimine maruz kalır. Diğer konvertörlerde transistörün maruz kaldığı gerilim bunun iki katıdır. Yarım köprü konvertör, transistörün sadece DC giriş gerilimine maruz kalmasından dolayı, piyasada pahalı olmayan birçok MOSFET transistör kullanma imkanı sunar [13].

Devrenin DC giriş gerilimini 336 V olarak kabul edip, seri tıkama kapasitesi C_b ihmal edilirse, devrenin çalışması şöyledir [Şekil 2.7]. Transformatörün N_p

primer sargısının alt ucu C_1 ve C_2 kapasitelerine bağlıdır. Saykılın yarısında Q_1 transistörü, diğer yarısında ise Q_2 transistörü ilettime geçer. Transistörlerden birisi iletimde iken diğeri yalıtmadadır . İlk yarım saykılta, Q_1 transistörü iletimde iken N_p sargısına, üst ucu +, alt ucu – olacak şekilde 168 V' luk gerilim indüklenir. Saykılın diğer yarısında ise Q_1 transistörü yalıtıma sokulur, Q_2 transistörü ilettime sokulur ve N_p sargısına üst ucu -, alt ucu + olacak şekilde 168 V' luk bir gerilim oluşur. Devrenin primerinde maksimum değeri 168 V olan kare dalga gerilim elde edilir.



Şekil 2.7. Yarım köprü konvertör prensip devre şeması

Devrenin sekonderin de ise sarım sayısına bağlı olarak primer gerilimine benzer bir gerilim elde edilir. Doğrultma ve filtre devreleri push-pull topoloji'nin aynısıdır.

2.7.1. Yüksek frekans transformatörün tasarımı

Transformatörler faraday yasasının doğrudan bir uygulamasıdır [3]. Transformatör zamanla değişen bir ortak akı ile halkalanan iki sargıdan ibarettir. Sargılardan birisi, bir alternatif akım enerji kaynağına bağlanırsa, geçen alternatif akımın oluşturduğu zamanla değişen akı, faraday yasasına göre, diğer sargıda değişik büyüklükte bir alternatif gerilim endükler. Bir akım bir bobindeki sargılardan akıtılırsa burada bir manyetik alan yaratır.

Transformatörün giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve sarım sayıları arasında şu şekilde bir bağıntı vardır.

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2.36)$$

burada;

N_p = transformatörün primer tarafının sarım sayısı

N_s = transformatörün sekonder tarafının sarım sayısı

V_p = giriş gerilimi, V

V_s = çıkış gerilimi, V

Transformatörler, sekonder geriliminin giriş geriliminden düşük veya yüksek olmasına göre artırıcı ve azaltıcı olarak sınıflandırılırlar . Transformatörün en önemli karakteristiklerinden birisi giriş ve çıkış arasındaki elektriksel yalıttır. Transformatördeki temel manyetik ilişki şöyledir;

$$e = NA_e \left(\frac{dB}{dt} \right) 10^{-8} \text{ (V)} \quad (2.37)$$

Transformatörün akı yoğunluğu da ($B_{\max}$) Eşitlik 2.40' daki gibi hesaplanabilir.

$$B_{\max} = \frac{V_p 10^8}{K \cdot f N_p A_e} \text{ (wb /m}^2\text{)} \quad (2.38)$$

burada;

V_p = primer gerilimi, V

f = frekans, Hz

N_p = primer sarım tur sayısı

A_e = bobin aralığı, cm^2

$K = 4.44$

Anahtarlama modlu güç kaynaklarında yüksek frekans transformatörünün hesabında, push-pull ve köprü konvertörlerde $K=4$ alınır, forward konvertörlerde ise $K=2$ alınır [9].

Transformatörün primer sarım tur sayısı Eşitlik 2.39' da gösterilmiştir.

$$N_p = \frac{V_p 10^8}{KfB_{\max} A_e} \quad (2.39)$$

Nüvenin seçiminde, tasarım parametreleri arasında iki parametre çok önemlidir [3]. Bir tanesi bobinin sarım aralığıdır ve hesaplanan değerden büyük seçilmelidir. Diğer ise nüvenin güç kapasitesidir. Bu parametreler Eşitlik 2.40' dae ilişkilendirilmiştir.

$$P_{out} = (1.16B_{\max} fdA_e A_c) 10^{-9} \quad (2.40)$$

burada;

P_{out} = Nüvenin güç kapasitesi, W

$B_{\max}$ = maksimum akı yoğunluğu, wb /m²

f = frekans, Hz

d = iletkenin akım yoğunluğu, A/m²

A_e = etkin nüve alanı, cm²

A_c = bobin sarım aralığı, cm²

Çoğu üretici firmalar, sarım aralığı A_e yerine W_a sembolünü kullanmaktadır [14]. Normalde akım yoğunluğu, her bir turdaki akım yoğunluğu olarak alınır ve D sembolü ile gösterilir. Tur - Amper yoğunluğu D' nin, iletken akım yoğunluğu arasındaki ilişki Eşitlik 2.41' de gösterilmiştir.

$$d = \frac{1.27 * 10^6}{D} \quad (2.41)$$

Eşitlik 2.41 eşitlik 2.40' da yerine konursa

$$P_{out} = \frac{(1.47 f B_{max} A_e A_c) 10^{-3}}{D} \quad (W) \quad (2.42)$$

Eşitlik 2.42 yeniden düzenlenirse nüvenin seçimi Eşitlik 2.43' e göre yapılabilir.

$$A_e A_c = \frac{(0.68 P_{out} D) 10^3}{f B_{max}} \quad (2.43)$$

Yarım köprü konvertör teknolojisinde yüksek frekans güç transformatöründe sekonder sarım sayısı hesap edilirken, görev süresindeki değişimin yaklaşık %50 olduğu kabul edilir ve bu yüzden çıkış gerilimi iki kat olarak dikkate alınır [9]. Sekonder sarım sayısı Eşitlik 2.44' de verilmiştir.

$$N_s = N_p \frac{V_s}{V_p} \quad V_s = 2V_{out} \quad (2.44)$$

burada;

N_s = sekonder sarım sayısı

N_p = primer sarım sayısı

V_s = sekonder gerilimi, V

V_p = primer gerilimi, V

Çalışmadaki akım yoğunluğu anahtarlamalı mod güç kaynaklarında yaklaşık 500 civarında alınır [9]. Hemen hemen bütün manyetik materyaller yüksek frekans güç transformatörlerinin tasarımında kullanılmasına rağmen, modern konvertör tasarımlarında ferit nüveler tercih edilmektedir [9]. Feritler, belki çok yüksek akı yoğunluğunda çalışma imkanı sunmaz ama, düşük çekirdek kayıplarına sahip

olmaları, iyi sarım kuplajına sahip olmaları ve uygulamasının kolay olması bunları tercih sebebi yapmaktadır.

Feritler, birçok şekilde, boyutta ve değişik materyallerden üretilmektedir. Çizelge 2.2' de en çok kullanılan malzemeler ve üretici firmalar gösterilmektedir.

Çizelge 2.2. Yüksek frekans güç transformatörleri için ferit nüve materyalleri

Materyal	Üretici firma
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Faie- Rite Products
F,T	Magtetics. Inc.
H7C1	TDK
N27	Siemens

Konvertörden alınacak güce göre değişik şekillerde ferit nüveler kullanılır. E-E, E-I, E-C ve pot nüveler en çok tercih edilen tiplerdir. Pot nüveler düşük ve orta güçler için (20-200 W) çok uygundur. Pot nüveler eletromanyetik etkileşmeyi en aza indirir.

Yüksek güçlerde E-E, E-C, E-I nüveler kullanılabilir. Ferit nüvenin boyutu ($A_e A_c$) hesaplanır ve konvertörden alınacak güce göre ilgili tablodan uygun nüve seçimi yapılır [3,9].

2.7.2. Çıkış filtre tasarımı

Çıkış filtre tasarımının en önemli parçaları çıkış kapasitesi ve bobinidir. Çıkış filtre bobini şu şekilde hesap edilir.

$$\begin{aligned}
dI &= 2I_{dc} = V_L \frac{T_{on}}{L_o} = (V_1 - V_o) \frac{T_{on}}{L_o} \\
T_{on} &= \frac{V_o T}{2V_1} \quad V_1 = 1.25V_o \\
dI &= \frac{(1.25V_o - V_o)(0.8T/2)}{L_o} = 2I_{dc} \\
L_o &= \frac{0.05V_o T}{I_{dc}} \tag{2.45}
\end{aligned}$$

burada;

L_o = çıkış endüktansı, henri

V_o = çıkış gerilimi, V

T = periyot süresi, sn

I_o = çıkış akımı, A

Çıkış gerilimindeki maksimum çıkış dalgalanmasına bağlı olarak çıkış kapasitesi C_o seçilir [9]. Dalgacıklanma ile kapasitenin seri direnci ESR (equivalent series resistance) arasında da yakın bir ilişki vardır. Bu ilişki Eşitlik 2.46' de verilmiştir. R_o , kapasitenin ESR değerini gösterir.

$$V_r = R_o dI \tag{2.46}$$

Aluminyum elektrolitik kapasitör üreticileri $R_o \cdot C_o$ değerini $50 \cdot 10^{-6}$ sn ve $80 \cdot 10^{-6}$ sn arasında verirler [3]. Çıkış kapasitesi Eşitlik 2.47' den hesaplanabilir.

$$C_o = \frac{80 \cdot 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \cdot 10^{-6}}{V_r / dI} = \frac{(80 \cdot 10^{-6})(dI)}{V_r} \text{ (F)} \tag{2.47}$$

burada;

V_r = çıkış gerilimindeki dalgalanma, V

dI = çıkış akımındaki değişim, A

R_o = çıkış direnci, Ω

Tıkama kapasitesi C_b ise eşitlik 2.48' deki gibi hesaplanabilir.

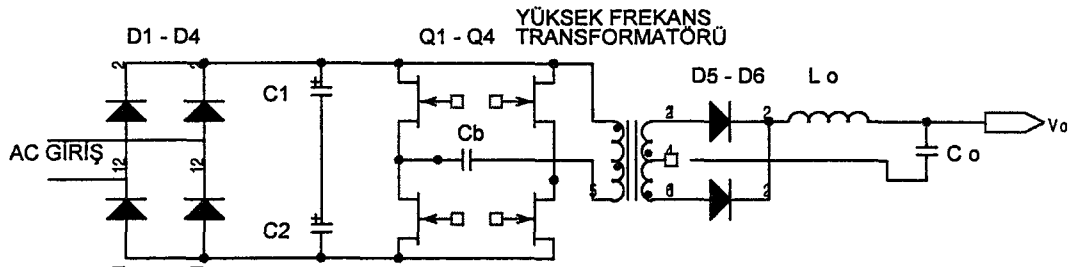
$$C_b = \frac{I_{pff} 0.8T / 2}{dV} \text{ (F)} \quad (2.48)$$

2.8. Tam köprü konvertör topolojisi

Tam köprü konvertör topolojisindeki gerilim katlama devresi ve çalışması yarım köprü konvertörün aynısıdır. Tam köprü konvertör, yarım köprü konvertörün iki katı güç verir. Bu konvertörün en büyük avantajı budur. Konvertörün eksikliklerinden birisi dört adet transistör kullanılmasıdır. Konvertörün verimi %80 civarındadır [9]. Transistör akımı Eşitlik 2.49' da verilmiştir.

$$I_c = \frac{1.6P_{out}}{V_{in}} \text{ (A)} \quad (2.49)$$

Tam köprü konvertöre ait devre şeması Şekil 2.8' de verilmiştir.



Şekil 2.8. Tam köprü konvertör prensip devre şeması

2.9. Anahtarlama Modlu Güç Kaynakları Kontrol Devreleri

Bugün anahtarlama mod güç kaynaklarında en çok kullanılan kontrol tekniği PWM (pulse-width-modulation) tekniğidir. PWM tekniği anahtarlama transistörünün iletim süresini değiştirerek, çıkış gerilimini regüle edip, sabit tutar, ayrıca çıkış gerilimine ayar özelliği kazandırır. Diğer teknikler kullanılmasına rağmen, PWM tekniği, yük değişimlerinde, sıcaklık değişimlerinde kararlılık ve çıkış regülasyonunda en verimli tekniktir. İlk zamanlarda PWM tekniği analog ağırlıklı devrelerle gerçekleştirilmekteydi, fakat son yıllarda entegre devrelerle gerçekleştirilmektedir.

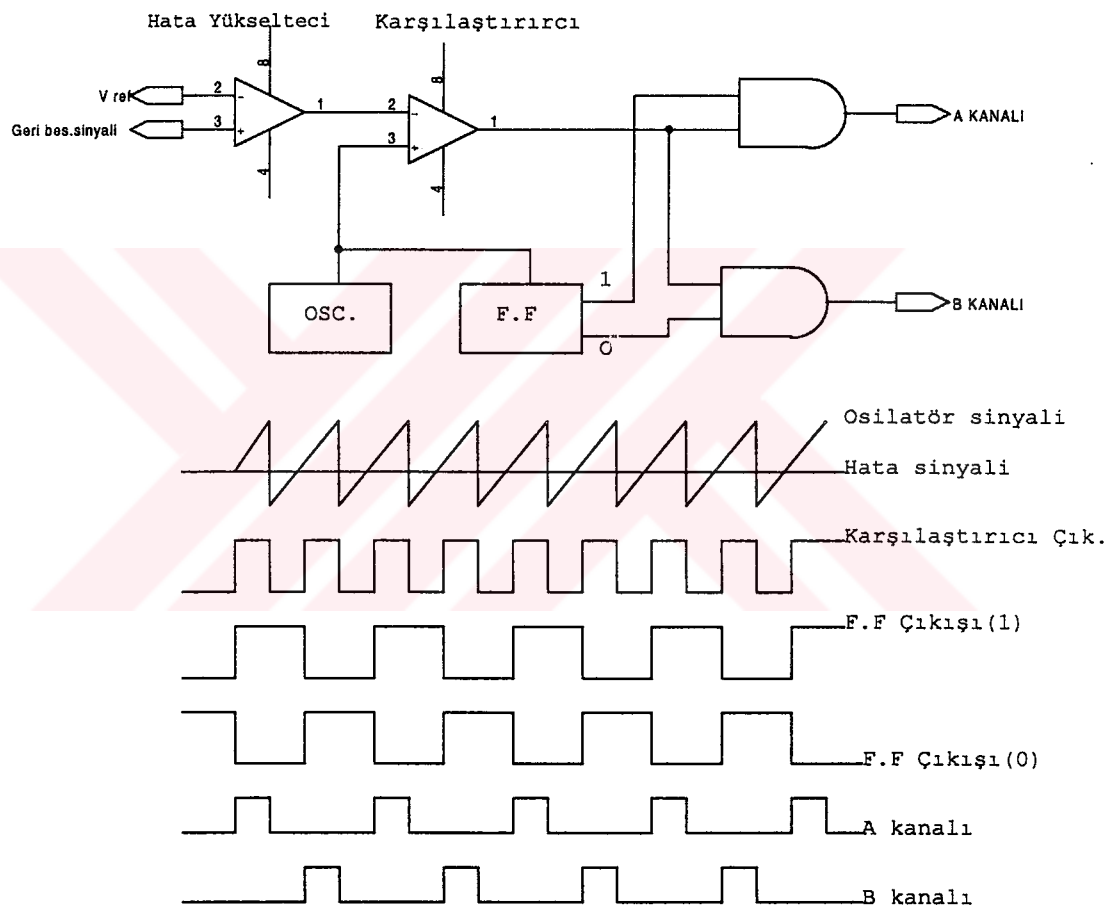
2.9.1. PWM sistemler

Anahtarlama mod güç kaynaklarında birçok teknik kullanılmasına rağmen, bugün kullanılan en yaygın teknik PWM yöntemidir [13]. PWM tekniğinde bir kare formunda darbe üretilir, bu darbe anahtarlama transistörünü sürer ve bu transistörün iletim zamanını değiştirir. Üretilen darbenin genişliği değiştirilerek, çıkış gerilimi regüle edilir. PWM kontrol devreleri, flyback ve forward konvertörlerde olduğu gibi tek bir transistörü kontrol edebilir veya yarım köprü ve tam köprü konvertörlerde birden fazla transistörü kontrol edebilir. Bunun için devreye iki çıkış kanalı gereklidir.

2.9.2. PWM sinyalin elde edilmesi

PWM sinyalin elde edilmesi ile ilgili temel devre, Şekil 2.9' da gösterilmiştir. Konvertörün çıkışında örneklenip, geri besleme döngüsünden alınan geri besleme sinyali, referans gerilimi V_{ref} ile hata yükseltecinde karşılaştırılır. Elde edilen fark sinyali, karşılaştırıcının bir girişine uygulanır. Sabit bir frekansta testere formunda sinyal üreten osilatörün çıkışı hem karşılaştırıcıya uygulanır hem de flip - flop' un tetikleme sinyali olarak kullanılır. Karşılaştırıcı çıkışında görev süresi değiştirilebilen sinyal elde edilir. Sinyalin görev süresi hata sinyaline

dolayısı ile geri besleme sinyali ve referans gerilimine bağlıdır. Görev süresi kontrol edilebilen bu sinyal flip - flop vasıtasıyla periyodun yarısında A kanalına, diğer yarısında ise B kanalına aktarılır. A kanalı lojik 1 seviyesinde iken, B kanalı lojik sıfır seviyesinde ve A kanalı lojik 0 seviyesinde iken, B kanalı lojik 1 seviyesindedir.



Şekil 2.9. PWM sinyalin elde edilmesi ve dalga şekilleri

2.9.3. Entegre devre kontrol devreleri

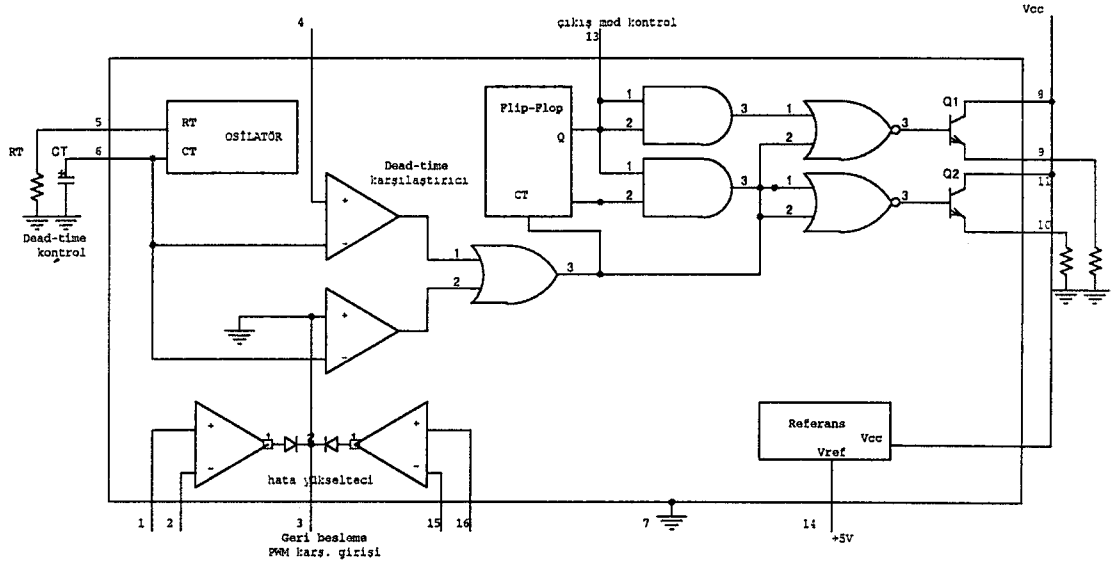
Son yıllarda PWM tekniği analog devreler yerine, entegre devrelerle gerçekleştirilmektedir. Bu entegre devrelere PWM tekniğinin yanı sıra bir anahtarlama güç kaynağının ihtiyacı olan bütün işlevler de eklenmiştir. Bu gelişmeler kontrolü kolaylaştırdığı gibi boyutları ve maliyeti de aşağı çekmiştir [14].

2.9.3.1. TL494 entegre devre PWM kontrol devresi

TL494 entegre devresi, PWM kontrol devresi ve bir anahtarlama güç kaynağı için gerekli tüm kontrol devrelerini içerir . TL494' ün blok olarak şeması Şekil 2.10' da görülmektedir. Testere dişi sinyal üreten dahili osilatörün frekansı, entegre devrenin 5 ve 6 nolu ayaklarına harici bağlanan R_T ve C_T elamanları ile ayarlanabilir. Osilatörün frekansı Eşitlik 2.50' de verilmiştir.

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \text{ (Hz)} \quad (2.50)$$

Çıkış darbe genişliği, C_T kapasitöründen elde edilen sinyalin, iki ayrı sinyalle karşılaştırılması ile yapılır. Bu da, entegre devreye, harici olarak görev süresini ayarlama imkanı sağlayarak, çıkış regülasyonunun yanında, çıkış gerilimini ayarlama imkanı verir .



Şekil 2.10. TL494 entegre devresinin blok olarak gösterimi

Harici olarak kontrol işlemi entegre devrenin 4 nolu ayağından yapılır. Entegre devrenin 1-2 ve 15-16 nolu ayakları ise diğer kontrol girişleridir, bu ayaklar güç kaynağında gerilim ve akım regülasyonu için kullanılır.

3. SICAKLIK KONTROL SİSTEMLERİ , SICAKLIK SENSÖRLERİ VE TERMOELEKTRİK ELEMANLAR

3.1. Sıcaklık Kontrol Sistemleri

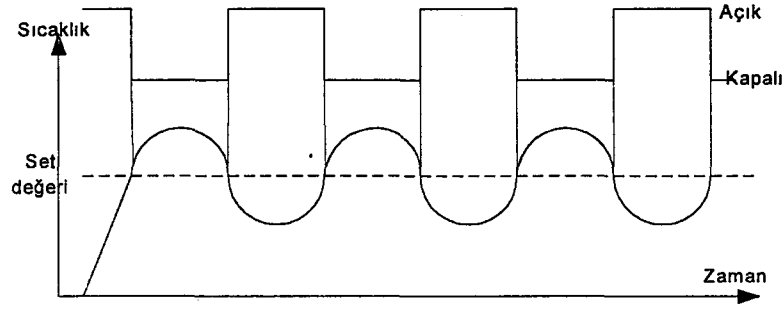
Sıcaklığı kontrol edecek bir otomatik kontrol döngüsünde kontrol edici blok yerine yerleştirilecek herhangi bir kontrol cihazı set değeri etrafında çalışması gereken hassasiyette sistemi kontrol etmelidir [16]. Prosesin gerektirdiği hassasiyette çalışacak, hatayı gereken oranda en aza indirecek çeşitli kontrol formları vardır. Bunlar;

- 1) Açık- Kapalı (on-off) kontrol
- 2) Oransal kontrol (P)
- 3) Oransal + Integral kontrol (P+I)
- 4) Oransal + Türevsel kontrol (P + D)
- 5) Oransal + Integral + Türevsel kontrol (P + I + D)
- 6) Zaman- oransal (time- proportional) kontrol formlarıdır.

3.1.1. Açık – kapalı kontrol

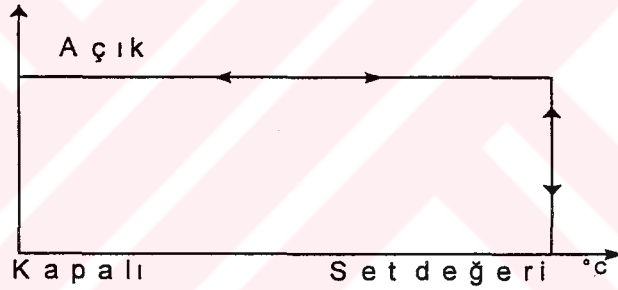
Açık – kapalı kontrol cihazı set değeri üzerinde veya altında ayar değişkenini açar veya kapar . Kontrol cihazının çıkışı iki konumludur; ya tamamen açık ya da tamamen kapalıdır. Örneğin ayar değişkeni elektrik enerjisi olan bir sistemde kontrol cihazı, set değerinin altında elektrik enerjisini sisteme tamamen verir, set değerinin üstünde ise tamamen keser veya tam tersi düşünülebilir.

Açık- kapalı kontrolde kontrol altında tutulan değişken sıcaklık, sürekli set değerinin etrafında salınım halindedir . Bu salınımda tepeden tepeye değişim ve salınım sıklığı proses karakteristiklerine bağlıdır [17]. Şekil 3.1' de açık- kapalı kontrol cihazı ile kontrol edilen bir sistemin sıcaklık-zaman eğrisi görülmektedir.



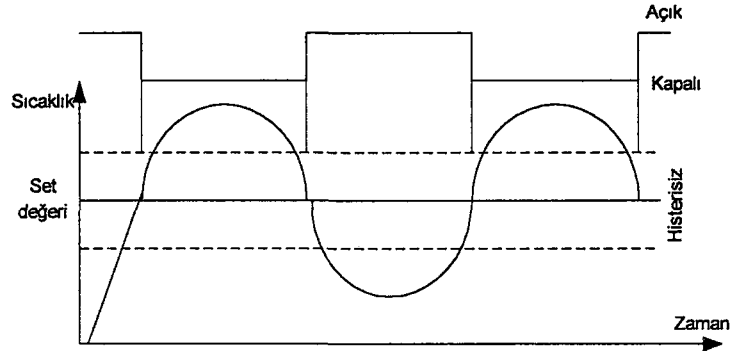
Şekil 3.1. İdeal bir açık-kapalı kontrolün sıcaklık-zaman eğrisi

Ancak pratikte endüstriyel sistemlerde bu tip ideal bir açık-kapalı kontrol sistemi kullanılmaz. Prosesteki bozucu faktörler ve elektriksel gürültü nedeniyle, set değeri geçişleri bu şekilde tek noktada olacak olursa sistem osilasyona geçer ve devamlı set değeri etrafında açma kapama yapar [18].



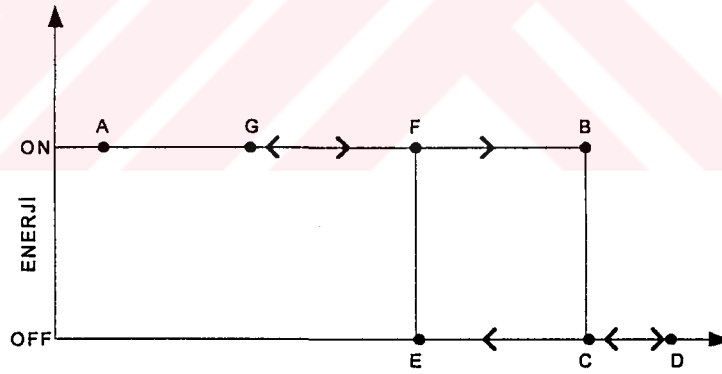
Şekil 3.2. İdeal bir açık-kapalı kontrol transfer eğrisi

Özellikle bu durum son kontrol elamanlarının çok kısa sürede tahrip olmasına sebep olur. Bu durumu önlemek için set değeri geçişlerinde "histerisiz" ya da sabit band oluşturulur. Şekil 3.3'de histerisizli ya da sabit bandlı açık-kapalı kontrol eğrisi görülmektedir.



Şekil 3.3. Histerisizli açık-kapalı kontrol eğrisi

Bu eğriden de anlaşılacağı üzere sıcaklık yükselirken, set değerini geçtiği anda enerji kesilmez, belli bir değere kadar yükselir ve o sabit değerden sonra kapanır. Sıcaklık düşmeye başlar, set değerine geldiğinde enerji açılmaz, set değerinin etrafında sabit bir sıcaklık bandı vardır. Bu bandın genişliği ya da darlığı tamamen prosesin gerektirdiği kadar olmalıdır. Şekil 3.4' de histerisizli açık-kapalı kontrol formu transfer eğrisi görülmektedir



Şekil 3.4. Histerisizli açık-kapalı kontrol transfer eğrisi

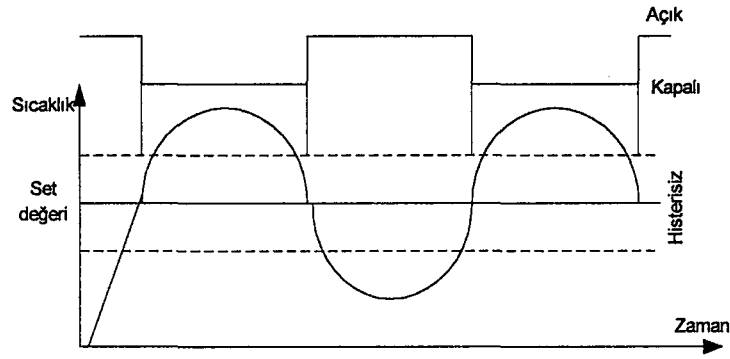
Isıtıcıya enerji verilmesine rağmen müteakip sıcaklık yükselmeye başlar. G, F ve set değerinde herhangi bir değişiklik olmayacaktır. Sıcaklık B noktasına geldiğinde ısıtıcının enerjisi kesilecektir. C noktasından, D noktasına kadar sıcaklık kendi kendine bir miktar yükselip tekrar düşecek, C noktasında ve set değerinde ısıtıcı kapalı, ancak D noktasının altına düştüğü anda ısıtıcının enerjisi verilecektir. F noktasından G noktasına kadar sıcaklık, ısıtıcı açık

olmasına rağmen kendi kendisine düşmeye devam edip, G noktasından sonra tekrar bir önceki şekilde kontrol fonksiyonuna devam edecektir. Burada sabit band, F ve B veya E ve C arasındaki sıcaklık fark değerleridir. Bu kontrol formunun yeterli olmadığı proseslerde bir üst konum olan oransal kontrole geçilir.

3.1.2. Oransal kontrol

Oransal kontrol, cihaza prosesin talep ettiği enerjiyi sürekli olarak ayar değişkenini ayarlayarak verir [16,17]. Gereksinim duyulan enerji ile sunulan enerji arasında bir denge vardır. Elektrik enerjisi kullanarak ısıtma yapan bir proseste, oransal kontrol cihazı, elektrik enerjisini prosesin sıcaklığını set edilen değerde tutabilecek kadar, prosesin gereksinim duyduğu kadar verir. Enerjinin %0' dan %100' e kadar ayarlanabildiği oransal kontrol yapabilen sıcaklık aralığına oransal band denir.

Genel olarak oransal band, cihazın tam skala değerinin bir yüzdesi olarak tanımlanır ve set değeri etrafında eşit olarak yayılır. Örneğin 1200 'lük skalası olan bir cihazda %5' lik bir oransal band demek, $0,05 \times 1200 = 60$ °C 'lik bir sıcaklık aralığı demektir. Bu 60 'lik aralığın 30 °C' si set değerinin altında, 30 °C' si set değerinin üzerinde yer alır ve kontrol cihazı 60 °C' lik aralıkta oransal kontrol yapar. Set değeri 400 °C' ye ayarlayan, %5' lik oransal band verilen bir oransal kontrol cihazında 380 °C ve 420 °C' ler bandın uç noktalarıdır. Kontrol cihazı düşük sıcaklıklardan başlamak üzere 380 °C' ye gelinceye kadar ısıtıcılara %100 enerji verir, yani enerji tamamen açıktır. Set değeri olan 400 °C' ye gelinceye kadar enerji yavaş yavaş kısılır ve set değerine gelindiğinde sisteme %50 enerji verilir. Eğer sıcaklık set değerini geçip yükselecek olursa 420 °C' ye kadar enerji giderek kısılır ve 420 °C' nin üzerine geçtiği taktirde artık enerji tamamen kapatılır. Sıcaklık düşüşünde ise anlatılanların tam tersi olacaktır. Oransal kontrol cihazı transfer eğrisi Şekil 3.5'de görülmektedir.



Şekil 3.5. Oransal kontrol cihazı transfer eğrisi

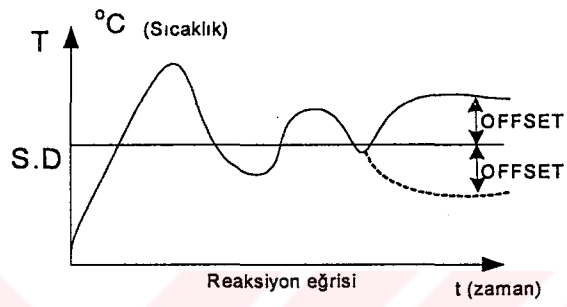
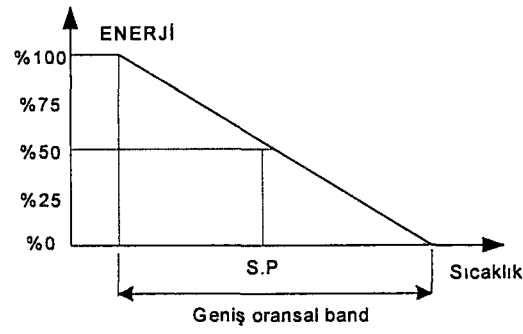
Değişik proseslerde uygun oransal band seçilerek oransal kontrol yapılır. Şekil 3.6' da geniş oransal band seçilmiştir. Bu seçilen bandın göreceli olarak reaksiyon eğrisi verilmiştir.

Geniş seçilmiş bandda, küçük oranda enerji artışı büyük sıcaklık artışına sebep olur veya küçük oranda enerji düşüşüne sebep olur. Şekil 3.7'de seçilen dar oransal bandda ise küçük bir sıcaklık artışı veya düşüşü sağlamak için büyük oranda enerji düşüşü yapmak gerekir. Bu band tamamen daraltılıp sıfırlanacak olursa, bu takdirde cihaz açık-kapalı kontrol cihazı gibi çalışacaktır.

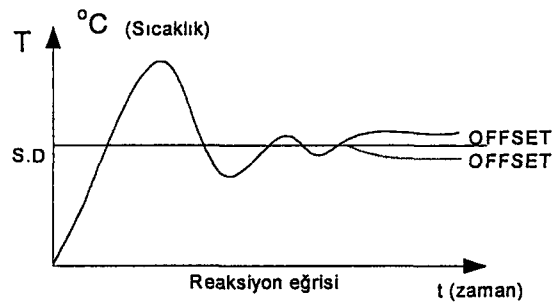
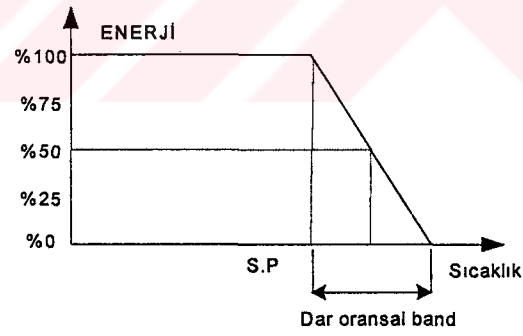
Oransal band birçok proseste tam skala değerinin yüzdesi olarak tanımlanıp yaygın olarak kullanılıyorsa da yine bazı proseslerde "kazanç" tanımı kullanılmaktadır. Oransal band ve kontrol cihazı kazancı arasındaki bağlantı aşağıdaki gibidir;

$$KAZANÇ = \frac{\%100}{\%Oransalband} \quad (3.1)$$

Oransal bad daraldıkça kazanç artmaktadır [16,17].

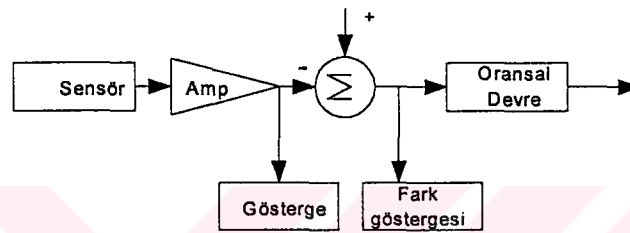


Şekil 3.6. Geniş oransal band ve reaksiyon eğrisi



Şekil 3.7. Dar oransal band ve reaksiyon eğrisi

Şekil 3.8'de gösterildiği gibi, sensör yardımıyla algılanan sıcaklık sinyali ortam sıcaklık kompanzasyonu yapıldıktan sonra yükseltici bir devreden geçerek set değeri ile karşılaştırılır. İkisi arasındaki fark alınarak hata değeri veya fark değeri bulunur. Eğer bu değer pozitif ise proses, set değerinin altındadır. Negatif ise, proses set değerinin üzerindedir. Fark sıfır ise, proses set değerindedir.

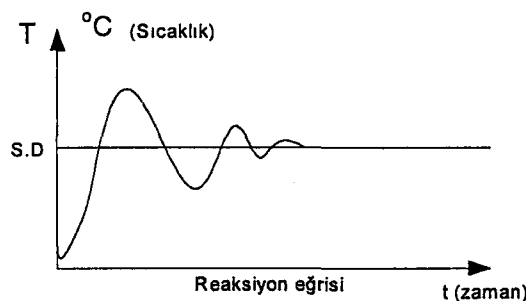
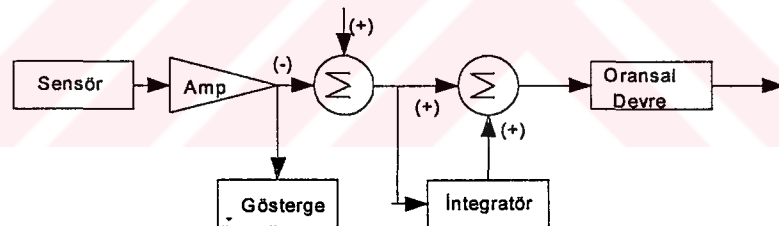


Şekil 3.8. Oransal kontrol blok şeması

Fark değeri oransal kontrol devrelerinden geçerek uygun çıkış formuna gelir. Fark değeri sıfır olduğu anda oransal çıkış %50'dir. Yani set değerinde çalışıyor demektir. %50'lik çıkışı koruyup prosesi tam set değerinde tutmak zordur. Denge durumuna gelinceye kadar sıcaklık değişimi olması, hatta sıcaklık değeri ile set değeri arasında belli bir fark kalması oransal kontrolün en belirgin özelliğidir. Set değeri ile sistemin oturduğu ve sabit kaldığı sıcaklık arasındaki farka off-set denir. Off-set'i azaltmak için oransal band küçültülebilir, ancak bu durumda sistem açık-kapalı kontrole yaklaşır ve set değeri etrafında salınımlar oluşur [17]. Geniş oransal band da off-set'in büyük olacağı düşünülerek prosese en uygun bandın seçilmesi gerekir. Şekil 3.6 ve 3.7' ye bakıldığında sıcaklık yükselir, birkaç kez set değeri etrafında salındıktan sonra set değerinin üzerinde veya altında sabit bir sıcaklık farkı ile gelip oturur. Off-set artı veya eksi olabilir.

3.1.3. Oransal + integral kontrol

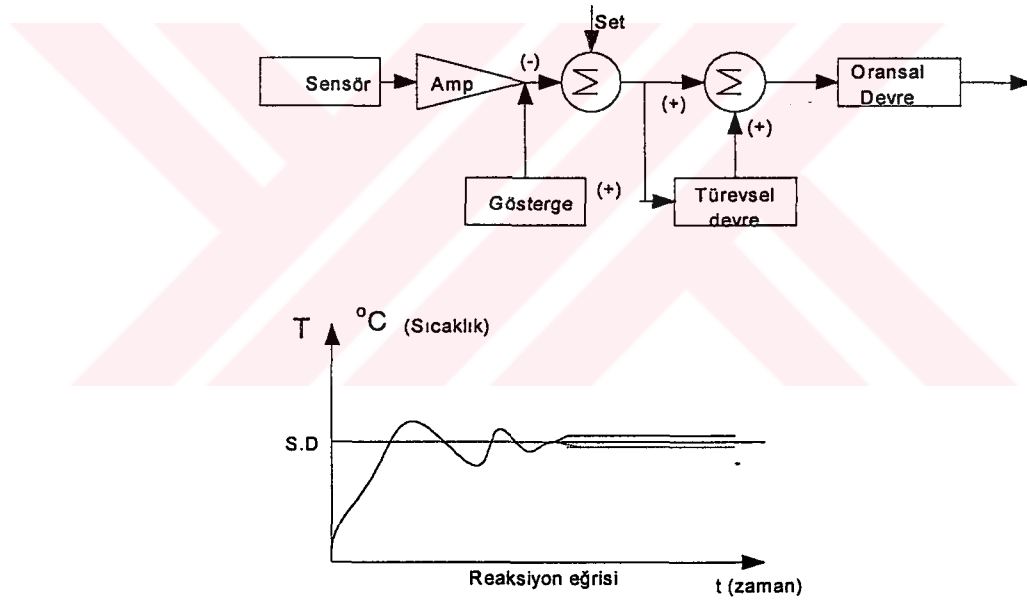
Oransal kontrolde oluşan off-set, manuel veya otomatik olarak kaldırılabilir. Otomatik resetleme için kontrol cihazı, elektronik integratör devresi kullanır [17]. Ölçülen değer ile set edilen değer arasındaki fark sinyalinin zamana göre integrali alınır. Bu değer, fark ile toplanır ve oransal band kaydırılmış olur. Bu şekilde sisteme verilen enerji otomatik olarak artırılır veya azaltılır ve proses değeri set değerine oturtulur. Integratör devresi gerekli enerji değişikliğine set değeri ile ölçülen değer arasında fark kalmayınca kadar devam eder. Fark sinyali sıfır olduğu anda artık integral devresinin integralini alacağı bir sinyal söz konusu değildir. Herhangi bir şekilde bir değişiklik olupta fark sinyali oluşacak olursa integral devresi gerekli düzeltmeyi yapar. Şekil 3.9'da Oransal + integral kontrol formu blok şema halinde verilmektedir. Ayrıca off-set' i kalkmış reaksiyon eğrisi de verilmektedir.



Şekil 3.9. Oransal + Integral kontrol blok şeması ve reaksiyon eğrisi

3.1.4. Oransal + türevsel kontrol (PD kontrol)

Oransal kontrolde oluşan off-set oransal+türevsel kontrolle de ortadan kaldırılabılır. Ancak türevsel etkinin asıl fonksiyonu overshoot – undershoot'ları azaltmaktır [16]. Bunlar azalırken bir miktar off-set kalabilir. Set edilen değer ile ölçülen değer arasındaki fark sinyali, elektronik türev devresine gider, türevi alınan sinyal, tekrar fark sinyali ile toplanır ve oransal devreden geçer. Türevsel etki düzeltici etkisini hızlı bir şekilde gösterir.



Şekil 3.10. Oransal + türevsel kontrol blok şema ve reaksiyon eğrisi

3.1.5. Oransal +integral + türevel kontrol

Kontrolü güç, karmaşık sistemlerde oransal kontrol, oransal + türevsel veya oransal+ integral kontrolün yeterli olmadığı yerlerde oransal + integral + türevsel kontrol kullanılır. Oransal + integral kontrol, oransal kontrolde oluşan off-set'leri giderir. Oransal + türevsel kontrol overshoot'ları kaldırır.

Teorik çalışmalarla belirlenen ve pratik olarak günlük hayatta kullanılan PID formülleri aşağıdaki gibidir.

Teorik açıdan;

$$CO(t)=P. [(e(t) + 1-(\int e(t).d(t))+ D.[(d/dt). e(t)]] \quad (3.2)$$

Pratik açıdan;

$$CO(t)=P. [(e(t) + (1/T_1).(\int e(t).d(t))+ T_D.[(d/dt). PV(t)]] \quad (3.3)$$

burada;

$CO(t)$ = prosese t anında gönderilen kontrol çıkışı

P = oransal değişim

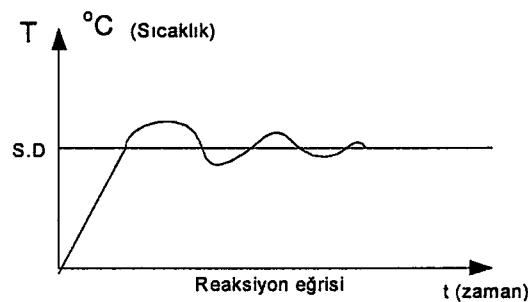
$PV(t)$ = prosesten t anında alınan proses değişkeni

$e(t)$ = istenen değer ile set değeri arasındaki fark

T_1 = integral zamanı

T_D = türev zamanıdır.

3.2 ve 3.3 nolu Eşitlikler aynı zamanda ISA (Instrument Society of America) tarafından da standart olarak kabul gören PID formülüdür. $CO(t)$ prosese t anında gönderilen kontrol çıkışı, $PV(t)$ prosesten t anında alınan proses değişkeni, $e(t)$ istenen değer ile set değeri arasındaki farktır. P oransal değişim (çarpan) faktörü, integral faktörü P/T_1 oranında, türev faktörü de P/T_D oranında etkilidir. Burada P oransal kazancını, T_1 integral zamanını, T_D ise türev zamanını göstermektedir.



Şekil 3.11. Oransal + integral + türevsel kontrol reaksiyon eğrisi

3.2. Sıcaklık Sensörleri

3.2.1. Sıcaklık sensörlerine genel bir bakış

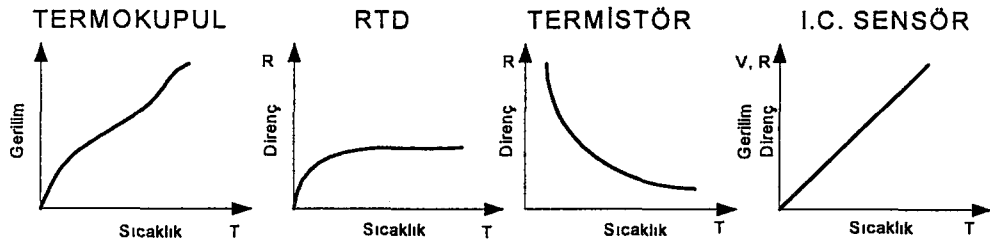
Sıcaklık ölçmek için birçok yöntem ve cihaz kullanılır [18]. Sıcaklık ölçme yöntemleri genel olarak iki sınıfta toplanır. Bu yöntemler, Termometre ve Pirometrelerdir. Eğer cihaz, sıcaklığı ölçülecek sisteme veya prosese yerleştirilmişse, böyle cihazlara termometre denir. Bu tip cihazlar sıcaklığı “conduction” veya convection” prensibi ile ölçerler. Cihaz, sıcaklık ölçülecek prosteden uzak bir yerden ölçme yapıyor ise bu cihazlara pirometre denir.

Pirometreler ısı kaynağından yayılan çeşitli özelliklerdeki radyasyonlardan faydalanarak sıcaklık ölçerler [19]. Sıcaklık, genellikle sıvı, gaz ve katı cisimler üzerinde meydana getirdiği değişikliklerle ölçülür. Şekil 3.12’ de sıcaklık sensörlerinin birbiri ile karşılaştırılması görülmektedir. Entegre devre sıcaklık algılayıcıları en doğrusal olanıdır [20].

Çizelge 3.1. Sıcaklık ölçme cihazlarının kullandıkları yöntemler ve sıcaklık aralıkları

Sıvı cam termometreler	Yoğunluk değişimi	-200, 620 °C
Bimetal termometreler ve doldurulmuş sistemler	Uzunluk veya hacimdeki değişme	-130, 530 °C
Isıl çiftler (Termokupullar)	İki farklı metalin birleşme noktasında üretilen gerilim	-185, 1620 °C
“Quartz termometreler	Kristallerin rezonans frekansı	-50, 300 °C
Dirençli termometreler ve termistörler	Elektriksel direnç değişikliği	-270, 650 °C
Pirometreler	Sıcak cisimlerin yaydığı elektromanyetik radyasyon	1100, 1760 °C

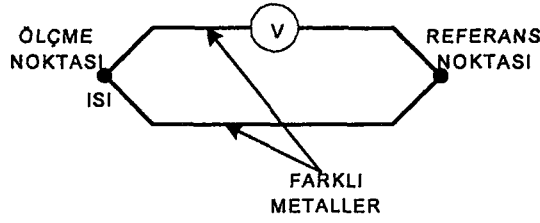
Sistemde termoelektrik modülün sıcaklığını algılayacak sıcaklık sensörünün seçimi de büyük önem taşımaktadır. Kullanılan sensörün ölçme aralığı son derece doğrusal olmalıdır. Kontrol edeceğimiz sıcaklık aralıkları çok küçük olduğu için sıcaklık sensörünün çok doğrusal ve duyarlılığının yüksek olması gerekir.



Şekil 3.12. Elektrikli Sıcaklık algılama yöntemlerinin karşılaştırılması

3.2.2. Termokupullar

Bir termokupul farklı materyallerden oluşan iki telin birleşiminden yapılır. Herhangi iki farklı metalin telleri bir termokupul olarak kullanılabilir [19]. Örneğin J tipi termokupul demir ve konstantan tellerinden yapılır. Çıkış gerilimi yaklaşık olarak sıcaklık farkı ile orantılıdır. Referans sıcaklık değeri almak için ikinci bir sensör kullanmak gerekir. Bu sensör tiplerinin kullanılabilen uygulama aralığı normal olarak pozitif Kelvin derecesindedir. Örneğin, bahsedilen J tipi termokupul 95 - 1260 °C arasında sıcaklık aralığına sahiptir. Bu yüzden bu sensör tipinin bu projede kullanılması mümkün değildir. Çünkü bu aralık -20 °C ve +30 °C arasında olmalıdır. Diğer bir dezavantajı ikinci bir referans sensörünün gerekli olmasıdır. Basitleştirilmiş bir termokupul devresi Şekil 3.13 de görülmektedir.



Şekil 3.13. Basitleştirilmiş termokupul devresi

3.2.3. Termistörler

Termistör kelimesi sıcaklıkla algılayıcı dirençten türemiştir. Daha doğru bir tanım seramik yarı iletkenidir. Negatif ve pozitif sıcaklık katsayısı anlamına gelen NTC ve PTC gibi sensörler olarak 2 tipi vardır. NTC termistörlerinin artan bir sıcaklıkla elektrik rezistansı azalır. PTC, NTC' nin tam tersidir.

Bir NTC termistörü için sıcaklık aralığı $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ ve $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ arasında değişmektedir. Sıcaklık karakteristiğine bağlı olan direnç nonlineer, negatif exponansiyel fonksiyondur. Direnç değerinden uygun sıcaklık değeri elde etmek için uygun bir ara değer bulma veya mikrodenetleyici ile tabloya bakma işbirliğini kullanmak gereklidir. Termistörlerin bir avantajı küçük boyutta olmasıdır. Bu özellik çabuk bir geri besleme ve ona bağlı olarak daha hızlı bir sıcaklık ölçme sistemi için kullanışlıdır. NTC termistörlerinin çoğu manganez, nikel, kobalt, bakır ve demirin metal oksitlerinin değişik bileşimlerinden yapılır [19].

Termistörlerin avantajları, küçük ebatlı olmaları, ucuz olmaları ve sıcaklık aralığıdır. Bununla birlikte tüm sistem için istenen doğruluğu elde etmek zordur. Bu zorluk bu sensör tipinin doğrusal olmaması ile ilgilidir [19].

3.2.4. Direnç sıcaklık dedektörleri

Rezistif sensörler direnci sıcaklıkla değişebilen bir element kullanırlar. Örneğin bir platinyum RTD bir alt tabaka üzerine tortulanmış bir platinyum filmi veya bir bobin etrafında çevrelenen platinyum tel halkasından oluşmuştur. Bundan başka, bir RTD üretmek için kullanılabilen diğer metal

3.2.5.1. LM 135 Entegre devre sıcaklık algılayıcıları

Şekil 3.15'de sıcaklık ve gerilimin, tam orantılı çıkış verdiği temel sıcaklık algılamada kullanılan devre gösterilmiştir. Bu devrede,

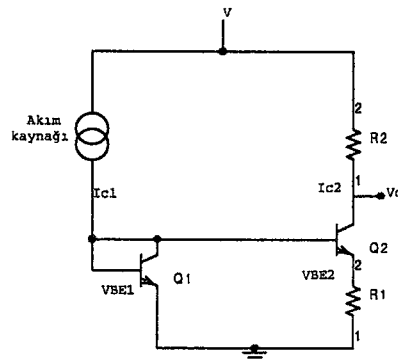
$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{\exp(qV_{BE1}/kT)}{\exp(qV_{BE2}/kT)} \quad (3.4)$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) \quad (3.5)$$

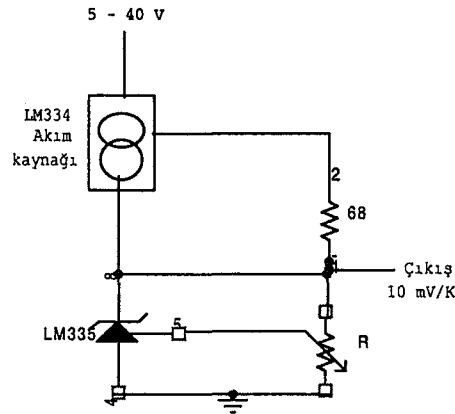
$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{C2} \cdot R_1 \quad (3.6)$$

$$R_1 I_{C2} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) \quad (3.7)$$

ifadeleri yazılabilir. Bu ifadelerden çıkış geriliminin sıcaklıkla değiştiği görülmektedir. LM 135 sıcaklık algılayıcısı olarak kullanıldığında $-135\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' den $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' ye kadar ölçüm yapabilir ve duyarlılığı $10\text{ mV} / ^{\circ}\text{K}$ ' dir. Çıkış gerilimi $273\text{ }^{\circ}\text{K}$ ($0\text{ }^{\circ}\text{C}$) de 2.73 volt ' tur. LM 135 son derece doğrusaldır. Sıcaklık kontrol sistemlerinde kullanılan sıcaklık sensörleri ve kontrol devreleri, sıcaklığın hassas bir biçimde ölçülmesi ve kontrol edilmesi için önemlidir.

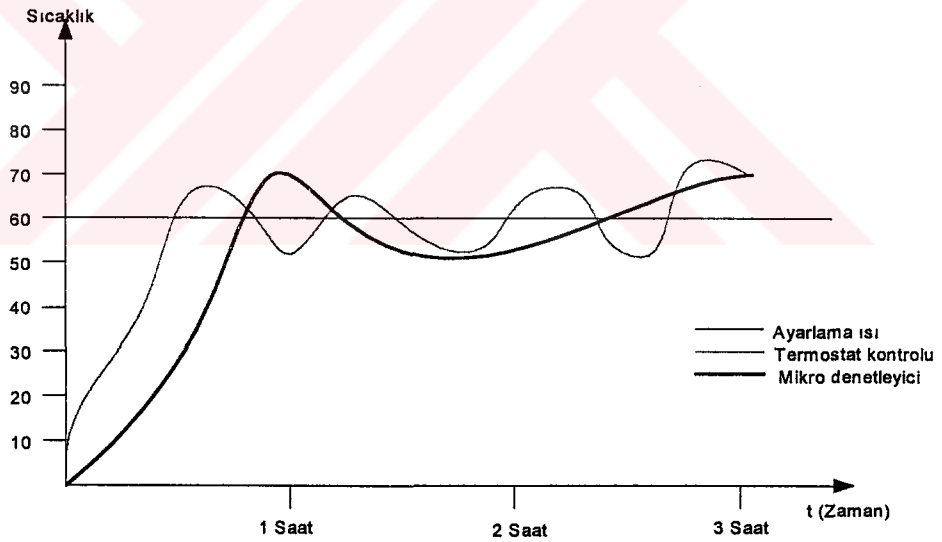


Şekil 3.15. Çıkış gerilimi ve sıcaklığın tam orantılı algılandığı devre



Şekil 3.16. LM 135 gerilim çıkışlı, IC sıcaklık algılayıcısının tipik uygulaması.

Mikro denetleyicili ve termostatlı sıcaklık kontrol sisteminin kıyaslaması Şekil 3.17' de gösterilmiştir [22].



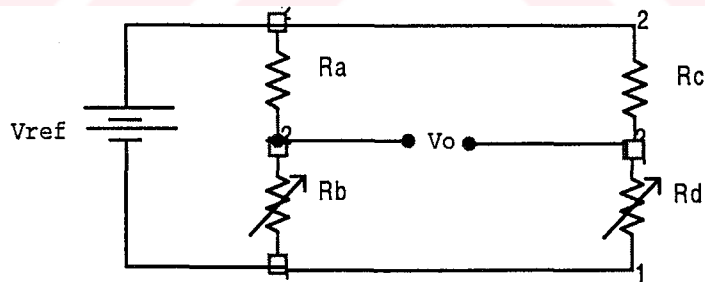
Şekil 3.17. Termostat ve Mikrodenetleyici ile yapılan kontrol sisteminin zaman- sıcaklık diyagramı

Ayarlanan sıcaklık ile termostat kontrollu sistemin sıcaklık farkı $\Delta T = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' dir. Bu sıcaklık farkı 1 saatten sonra $\Delta T = 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' ye düşer. Mikro denetleyicili sistemde $\Delta T = 10\text{ }^{\circ}\text{C}$ maksimum değerdir. İlerleyen zaman içerisinde bu fark $\Delta T = 0\text{ }^{\circ}\text{C}$ olur.

3.2.6. Silikon sıcaklık sensörleri

Diğer bir ihtimalde bir sensör entegresinin sadece sensör kısmını kullanmaktır. Son silikon sensör yaklaşık $\pm 0,8\%$ lik bir doğruluğa sahiptir. Böyle bir silikon sensörün direnci yaklaşık olarak uygun sıcaklıkla orantılıdır. Bu değer istenen sıcaklık aralığında daha iyi bir doğrusallık sağlamak için sensöre paralel bir R_p direncinin eklenmesini gerektirir. Silikon bir sensörün sıcaklık aralığı $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ ve $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ arasında değişir. Bununla beraber sadece ilgilenilen sıcaklık aralığını ölçmek mümkündür. Bu yüzden bir ilave yükselteç devresi gereklidir. Böyle bir devre oluşturmak için genel metod Şekil 3.18 devresi ile gösterilen ölçülen sıcaklığa bağlı olarak bir fark voltajı üreten bir köprü devresi kullanmaktır.

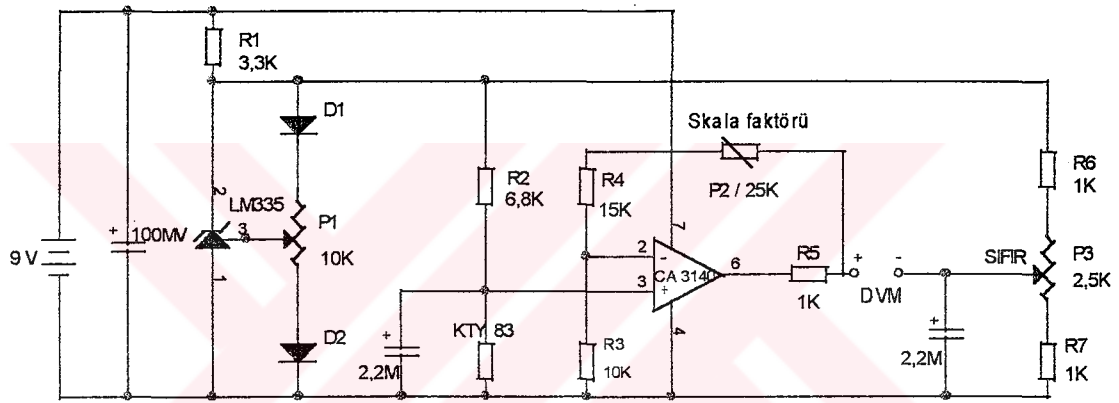
V_o gerilimi köprü ayarlı olduğu zaman, $R_a/R_b = R_c/R_d$ durumunda sıfır olur. Bir tarafın dengesi bozulunca voltmetre artı ya da eksi olabilen bir değer gösterir.



Şekil 3.18. Köprü devresi ile ölçme ilkesi

Şekil 3.18' deki prensip devrede R_b ' nin değişken bir direnç, R_d ' nin de ayarlanabilir bir direnç olduğu varsayılmaktadır. Sıcaklık sensörü olarak R_d ' nin yerine KTY83 kullanılır. KTY83 sıcaklık sensörünün direnç karakteristiğinin tüm ölçme bölgesinde hafif bir doğrusallık bozukluğu vardır. Şekil 3.19' daki devrede sensörün doğrusallaştırılması için ayrıca bir R_2 direnci konmuştur. KTY83 sensörü 2,390 V' luk bir referans gerilimine

bağlıdır. Bu referans gerilimi, LM336 devresi ve onun D1, D2 ve P1' den oluşan dış devresiyle üretilir. Bu üç dış eleman, referans gerilimi için minimum bir sıcaklık kayması elde etmek için gereklidir. R6, P3, R7' den oluşan gerilim bölücü de bu referans gerilimine bağlıdır. P3' ün orta ucu üzerinden gerilim ölçen voltmetrenin negatif girişine bir kompanzasyon gerilimi uygulanır. Bu durumda kompanzasyon gerilimiyle sıcaklığın sıfır noktası 0 °C' ye ayarlanır.



Şekil 3.19 Sıcaklık ölçme devresinin tam şeması

Sensörün bağlantıları 5mm' ye kısaltılır ve çift damarlı bir bağlantı lehimlenir. Lehim yaparken sensörün fazla ısınmamasına dikkat edilmelidir. Ardından sensör 5 mm çapında ince bir metal boruya sokulup reçineyle kapatılır. Metal boruyla sensör kılıfı arasında iyi bir termik bağlantı olmasına dikkat edilmelidir. Kapatma maddesi olarak örneğin uhu-plus, silikon, kauçuk yapışkanı kullanılabilir.

Sıcak su ve eriyen buzla; mümkün olduğu kadar doğru ölçen bir DVM ile LM 336 elemanındaki referans gerilimi P1 ile 2,390 V' a ayarlanır. Ölçme devresinin sıcaklık ayarı P2 ve P3 (çok turlu) ayarlı dirençleri ile yapılır. Bunun için ilk önce KTY 83 üzerindeki gerilim ölçülür. Ardından işlemsel yükseltecin çıkışındaki gerilim (negatif çıkış bağlantısı) toprağa karşı ölçülür. Bu gerilim P2 ile KTY 83 üzerindeki geriliminin yaklaşık 3,5 katına ayarlanmalıdır.

Sıra sıcaklık gösterimine geldiğinde ise iki ayrı kap gerekir; birinde buzlu su (çok buz, az su), diğesinde de kaynar su bulunmalıdır. İlk önce sensör buzlu suya sokulur, yaklaşık 1 dakikalık bir bekleme süresi sonra P3 ile DVM' de 0,0 V' luk bir değer ayarlanır (0 °C). P2 ile P3' ün ayarı birbirini etkilediği için belirtilen ayar sırası, doğru bir ayar elde edene kadar tekrarlanmalıdır. Bir referans termometresiyle daha doğru bir ayar yapılabilir. Devrenin çektiği akım sadece 5 mA kadar olduğundan 9V' luk bir pille beslenmesi mümkündür. Besleme voltajının 7V' a düşmesi ölçüm sonucunu etkilemez. Uzun süreli devamlı bir ölçüm yapılacaksa sabit gerilim regülatörlü (7805) küçük bir güç kaynağı hazırlanmalıdır. Ölçme devresi bir panelmetre ile birlikte termometre olarak kullanılacağından iki devre kesinlikle aynı besleme gerilimiyle çalıştırılmamalıdır. Aksi taktirde iki devreden biri ya da ikisi de harap olabilir. Çünkü ölçme devresinin eksi çıkışı toprak potansiyeli değildir.

3.3. Termoelektrik Eleman

Termoelektrik elemanlar (peltier eleman), 1960'lı yıllardan sonra ticari bir özellik kazanmıştır. Günümüzde değişik ülkelerde ; laboratuvarlarda, portatif soğutucu/ısıtıcılarda, askeri alanlarda ve tıpta kullanılmaktadır [21].

Termoelektrik modülün bazı avantajları maddeler halinde sıralanacak olursa;

- Boyutu küçük ve ağırlığı azdır,
- Yarıiletken olmasından dolayı, güvenilir, sessiz ve sarsıntısızdır,
- Ortalama ömrü 200 000 saatten fazladır (> 22 yıl),
- Sıcaklık kontrolünü etkin bir şekilde yapabilir,

- DC gerilim ile çalışır,
- Isıtma ve soğutma işlemi sadece akım yönü ters çevrilerek seçilebilir.

Genel uygulama alanı olarak;

- Askeri ve uzay çalışmaları,
- Bilgisayarlar,
- Laboratuvar ve bilimsel deneyler,
- Tıp, v.b.

sayılabilir.

Termoelektrik soğutma sistemleri çok sık olarak geleneksel soğutma sistemleri ile karşılaştırılır. Bu iki sistemden kısaca bahsedilecek olursa;

Geleneksel soğutma sistemleri üç ana parçadan oluşur. Bunlar;

- Buharlaştırıcı
- Kompresör
- Yoğunlaştırıcı

Buharlaştırıcı ya da soğuk bölge, basılan gazın kaynama ve buharlaştırma bölgesidir. Sıvıdan gaza geçme durumunda sıcaklık hapsedilir. Kompresör, soğutucunun pompası olarak gazı sıvıya dönüştürür. Hapseden ve buharlaştıran, emilen sıcaklığı ve hapsetme sırasında oluşan sıcaklığı havaya göderir. Geleneksel soğutma sistemi hem çok parçaya sahip, hem boyutları büyük, hem de maliyeti fazladır . Bu sistem yerine bir termoelektrik soğutma sistemi kullanılacak olursa bu dezavantajların bir çoğu ortadan kalkacaktır [21].

3.3.1. Termoelektrik etkiler

Seebach 1822 yılında; iki farklı materyalden oluşan kapalı bir devrede iki jonksiyon farklı sıcaklıklarda tutulduğunda, devreden bir akım aktığını gözlemledi. Bu gözlemini değişik materyaller kullanarak tekrarladı ve sonuçları seri halde yayınladı. 1833 yılında Peltier ters etkiyi, yani iki farklı materyalden oluşan kapalı bir devreden akım geçirildiğinde, jonksiyonlardan

birinin ısıyı absorbe ederken diğerinin ısı açığa çıkardığını gözlemledi [8]. Yıllarca bu etkilerin pratik uygulamaları sadece Seeback etkisinin, sıcaklık ölçümünde termokupul olarak kullanımıyla sınırlı kaldı. Çünkü metaller küçük Seeback katsayısına sahiptirler. Transistor ve diğer yarı iletken materyallerin keşfi ile bu yolda önemli adımlar atıldı ve yarı iletken fabrikasyona uygun, başarılı sonuçlar alınabilen Peltier elemanlar geliştirildi [8].

Ayrıca, bir iletkenin akım geçirildiğinde Joule ısı üretilir. Çubuk boyunca bir sıcaklık değişimi olduğu zaman ekstra bir ısı teriminin gözönüne alınması gerekir. Bu etkiye de Thomson etkisi denir [8].

3.3.1.1. Seeback etkisi

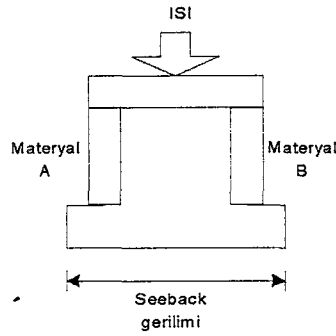
A ve B gibi iki farklı materyalden oluşmuş iki jonksiyon farklı sıcaklıklarda olduğunda materyal uçlarından bir gerilim ölçülür [Şekil 3.20]. Bu gerilim, jonksiyonlar arası sıcaklık farkı ile doğru orantılı olup;

$$E = \alpha_{AB} \cdot \Delta T \quad (3.8)$$

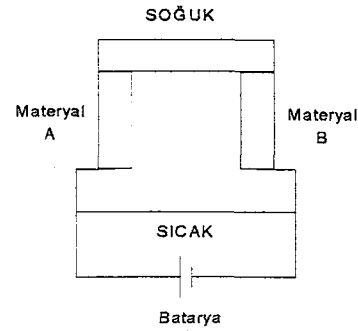
ifadesiyle verilir. Burada;

$\alpha_{AB} = \alpha_A - \alpha_B$ olup göreceli Seeback katsayısı; E, açık devre gerilimi; ΔT ise jonksiyonlar arası sıcaklık farkı olmaktadır.

Metallerde $\alpha < 0.00005$ Volt / °C, yarı iletkenlerde ise $0.0002 < \alpha < 0.0003$ Volt / °C arasında değişmektedir. Uygulamada bu etki, genellikle sıcaklık ölçümü amacıyla kullanılır.



Şekil 3.20. Seeback Devresi



Şekil 3.21. Peltier Devresi

3.3.1.2. Peltier etkisi

A ve B gibi iki farklı materyalden oluşmuş bir kapalı devreden I akımı geçirilirse, birim zamanda absorbe edilen veya açığa çıkarılan ısı miktarı, I akımı ile doğru orantılıdır [Şekil 3.21].

$$Q = \pi_{AB} I \quad (3.9)$$

burada;

Q = Birim zamanda transfer edilen ısı miktarı, W

π_{AB} = A ve B materyalleri için Peltier sabiti, V

I = Doğru akım, A

Bu iki etkinin birbirine tam ters olması dolayısıyla 3.8 eşitliğindeki α_{AB} ile 3.9 eşitliğindeki π_{AB} arasında bir ilişki olduğu düşünülebilir. Beklenen bu ilişki Lord Kelvin tarafından;

$$\pi = \alpha T \quad (3.10)$$

$$Q = \alpha T_c I \quad (3.11)$$

şeklinde ifade edilebilir.

burada;

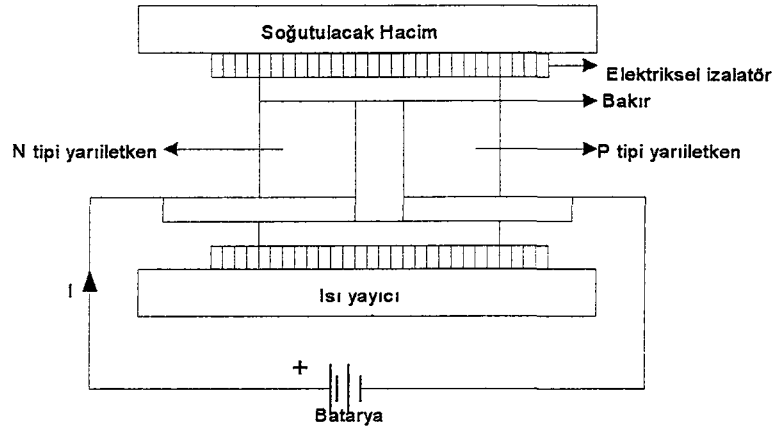
T: Mutlak sıcaklık, °K

α : Seeback katsayısı

Soğuk ve sıcak yüzeyler tamamen Peltier etkisi ile oluşan ısı transferinin doğal sonucudur. Yani Peltier etkisiyle ısı, soğuk yüzeyden sıcak yüzeye transfer edilmekte, ayrıca bir ısı üretilmemektedir.

Yarıiletken fiziği incelemeleri, termoelektrik soğutucunun, ısıyı transfer etmek için elektronların enerji seviyelerindeki değişimi kullanan bir ısı pompası olduğunu göstermektedir. Elektronlar iki farklı termoelektrik materyalin oluşturduğu jonksiyondan geçerken, bir enerji soğurucu (absorber) veya yayıcı (evolve) değişimine uğramaktadırlar. Akım, düşük enerji seviyesine sahip p-tipi yarı iletken, yüksek enerji seviyesine sahip n-tipi yarı iletken akarken, elektronlar soğuk yüzeyden aldıkları enerjiyi sıcak yüzeyde terk etmektedirler. Dışarıdan verilen elektriksel güç, elektronların sistem içinde hareket etmeleri için gerekli enerjiyi sağlamakta ve böylece hareketlenen elektronlar değişen enerji düzeyleri arasında ilerlerken ısı transfer etmekte, başka bir deyişle ısı taşımaktadırlar. Dışarıdan verilen elektriksel güç artırılırsa, hareketli elektron sayısı da artacağından soğuk yüzey ile sıcak yüzey arasındaki ısı transfer miktarı da artacaktır. Eğer akım yönü ters çevrilirse, bu işlem tersine işleyecek ve dolayısıyla sıcak ve soğuk yüzeyler kendi arasında yer değiştireceklerdir.

Şekil 3.22 deki iki farklı materyalden oluşan eleman çift (couple) olarak isimlendirilir. N-tipi termoelektrik materyal negatif Seeback katsayılıdır ve elektron fazlalığı vardır. P-tipi termoelektrik materyal ise pozitif Seeback katsayılıdır ve elektron eksikliği vardır. Akım yönü bilinen yönde olup, elektronların akış yönünün tersinedir. Termoelektrik materyallerle bakır levhalar arasında dört adet bağlantı noktası olmasına karşın, birisi üstte diğeri altta olmak üzere sadece iki termoelektrik jonksiyon vardır. Üst (veya soğuk) yüzeyden ısı absorbe edilirken, bu ısı alt (veya sıcak) yüzeyden açığa çıkar.



Şekil 3.22. Yarı iletken materyallerden oluşan bir Peltier çift

Bahsedilen bu ideal termoelektrik devrede iki etki daha vardır ki; bunlar performansı önemli ölçüde sınırlamaktadır. Birincisi joule ısıtma etkisi, ikincisi ise sıcaklık farkından dolayı kaçınılmaz olan, iki jonksiyon arasındaki kondüksiyon ile ısı transferidir.

Joule ısıtma etkisinden dolayı soğuk yüzey ile sıcak yüzey arasındaki sıcaklık değişimi doğrusal olmamaktadır. Buna göre soğuk yüzeye ulaşan (sıcak yüzeyden kondüksiyon ve Joule) ısı kazancı;

$$Q = K \cdot \Delta T + 0.5 \cdot I^2 \cdot R \quad (W) \quad (3.12)$$

Aynı şekilde sıcak yüzeyden ayrılan ısı miktarı ise;

$$Q = K \cdot \Delta T - 0.5 \cdot I^2 \cdot R \quad (W) \quad (3.13)$$

şeklinde ifade edilebilir.

burada;

K = Isıl iletkenlik, $W / ^\circ K$

R = Elektriksel direnç, Ω

Soğuk yüzeydeki sıcaklık ve giriş gücünde kararlı durum olduğu zaman Peltier elemanın soğuk yüzeyden soğurabileceği ısı miktarı; 3.11 eşitliğinden,

buna ters yöndeki istenmeyen ısı kazançlarının ifadesi olan 3.12 Eşitliği çıkartılarak 3.14 Eşitliği bulunabilir;

$$Q = \alpha \cdot T_c \cdot I - K \cdot \Delta T - 0.5 \cdot I^2 \cdot R \quad (3.14)$$

burada;

Q = Birim zamanda transfer edilen ısı miktarı, W

α = Seeback katsayısı, V / m²

K = ısı iletkenlik, W / °K

$R = R_n + R_p$, Elektriksel direnç, Ω

T_h = Sıcak yüzey sıcaklığı, °K

T_c = Soğuk yüzey sıcaklığı, °K

$\Delta T = T_h - T_c$, iki yüzey arasındaki sıcaklık farkı, °K

Böylece transfer edilecek ısının akım arttıkça artacağı ve sıcaklık farkı arttığında ise azalacağı gözükmemektedir.

Burada yarıiletken materyallerin elektriksel dirençleri;

$$R_n = \frac{\rho_n L_n}{A_n}$$

$$R_p = \frac{\rho_p L_p}{A_p}$$

burada;

R_n, R_p = Elektriksel direnç, Ω

ρ_n, ρ_p = Elektriksel iletkenlik, Ohm.cm

L_n, L_p = çift sütunlarının uzunluğu, m

A_n, A_p = Isıl akışına dik "çift" sütun alanı, m²

şeklindedir. Isıl iletkenlik ise;

$$k_n = \lambda_n \frac{A_n}{L_n}$$

$$k_p = \lambda_p \frac{A_p}{L_p}$$

burada;

λ_n, λ_p = Metal çiftin ısı iletim katsayıları, W/m °K

biçimindedir. Görüldüğü üzere K ve R sabitleri fiziksel boyutlara bağlı olduğundan Q ısı da fiziksel boyutlara bağlı olmaktadır. Eşitlik 3.14' de verilen soğutma gücünü sağlamak için gerekli giriş gücü ise;

$$W = I.V = I. (I.R + \alpha.\Delta T) \text{ (W)} \quad (3.15)$$

olup gerilim elektriksel iletkendeki gerilim düşümü ile Seeback geriliminin toplamı olmaktadır. Böylece giriş ve çıkış gücü belli olduğuna göre Peltier elemanın verim katsayısı bir başka deyişle performans katsayısı bulunabilir.

$$\eta = \frac{Q}{W} = \frac{\alpha.T_c.I - 0,5(I^2R) - K.\Delta T}{I^2R + \alpha.\Delta T.I} \quad (3.16)$$

Görüldüğü üzere sabit bir akımda verim, $\Delta T = T_h - T_c$ sıcaklık farkına bağlı olup ΔT arttıkça azalmaktadır. Akım için ise optimum bir değer vardır. Eşitlik 3.16 Eşitliği ile verilen verimi yüksek tutmak için 3.14 Eşitliğinde verilen Q' yu yüksek tutmak gerekmekte, bu ise daha önce bahsedildiği gibi fiziksel boyutlara da bağlı olmaktadır. Buna göre Şekil 3.22' deki "çift" için 3.16 Eşitliğinin kısmi türevleri alınırsa 3.17 Eşitliği elde edilir;

$$\frac{\partial Q}{\partial (A_p / L_p)} = 0 \quad \text{ve} \quad \frac{\partial Q}{\partial (A_n / L_n)} = 0$$

$$\frac{A_p / L_p}{A_n / L_n} = \sqrt{(\lambda_n \cdot \rho_p) / (\lambda_p \cdot \rho_n)} \quad (3.17)$$

Bundan sonraki eşitliklerde, optimum geometri şartına uygun geometrinin kullanıldığı varsayılmıştır. Optimum geometri şartını kullanarak, verim türevi sıfıra eşitlenir ve I ya göre çözülürse;

$$I_{p_{\max}} = \frac{\alpha \Delta T}{(M - I).R} \quad (3.18)$$

maksimum verimdeki akımın değeri bulunur. Verimi en büyük değerine çıkaran bu akım, optimum akım olmaktadır. Optimum akım verim ifadesinde Eşitlik 3.16' da yerine konulursa;

$$\eta_{\max} = \frac{T_c}{T_h - T_c} \cdot \left[\frac{M - (T_h / T_c)}{M + I} \right] \quad (3.19)$$

optimum akımdaki verimin ifadesi bulunur. 3.19 Eşitliğindeki M değişkeni materyal parametrelerine bağımlı bir sabit olup,

$$M = \sqrt{1 + \left[\sqrt{\alpha^2 / (\sqrt{\lambda_p P_p} + \sqrt{\lambda_n P_n})^2} \right] \cdot [(T_h + T_c) / 2]} \quad (3.20)$$

biçimindedir. Böylece verim; M eşitliğinden Eşitlik 3.20 görüldüğü üzere sadece iki materyalin çalışma sıcaklığına Seebach katsayılarına, elektriksel öz direncine ve ısı iletkenliklerine bağılı olmaktadır. Eşitlik 3.19'daki $T_c / \Delta T$ oranı ters durumu yani, jeneratör durumunun verimini göstermektedir. M denklemindeki materyal parametreleri ile ilgili kısım Z ile gösterilir ve "*Materyal Faktörü*" (*Figure of Merit*) olarak isimlendirilmektedir.

$$Z = \alpha^2 / (\sqrt{\lambda_p P_p} + \sqrt{\lambda_n P_n})^2 \quad (3.21)$$

Z parametresi, termoelektrik materyalin performansı açısından çok önemlidir. Eğer Z büyükse verim yüksek olacaktır. Dolayısıyla 3.21 eşitliğinden de

görülebileceği gibi, büyük Seeback katsayısı, düşük öz direnç ve kötü ısı iletkenli istenmektedir. Z parametresi materyal parametrelerine bağımlı olduğundan termoelektrik materyallerin karşılaştırılmasında da kullanılmaktadır.

Eşitlik 3.19' daki maksimum verimdeki akım değeri, Eşitlik 3.14 yerine konursa maksimum verimde transfer edilen ısı miktarını, aşağıdaki gibi bulanabilir;

$$Q_{n_{\max}} = \frac{2.K.\Delta T.M.[M - T_h/T_c]}{[M - I][1 + T_h/T_c]} \quad (3.22)$$

Termoelektrik materyaldeki $\Delta T = T_h - T_c$ sıcaklık farkı ısı yük tarafından belirlendiğinden maksimum ΔT , $Q = 0$ şartında oluşacaktır. Buna göre Eşitlik 3.14' deki denklemi sıfıra eşitleyerek;

$$\Delta T_{\max} = \left[\frac{\alpha I T_c - 0,5.(I^2 R)}{K} \right] \quad (3.23)$$

bulunur. Maksimum ΔT 'nin elde edilebileceği akımı bulabilmek için Eşitlik 3.23' ün akıma göre türevi sıfıra eşitlenir ve çözülürse maksimum akım elde edilecektir. Çünkü bu değerden sonra akımı artırmanın hiç bir faydası olmadığı gibi, ısı etkisinin değeri artacağı için peltier elemanın soğurabileceği net ısı düşecektir. Buna göre maksimum akım;

$$I_{\max} = \frac{\alpha T_c}{R} \quad (3.24)$$

şeklinde elde edilir ve Eşitlik 3.23' de yerine koyulursa termoelektrik materyalin sağlayabileceği maksimum sıcaklık farkı ;

$$\Delta T_{\max} = 0,5.(ZT_c^2) \quad (3.25)$$

şekline dönüşür. Görüldüğü gibi maksimum sıcaklık farkı, Materyal Faktörü (Z) ve soğuk yüzey sıcaklığına bağlıdır. Eşitlik 3.18' deki maksimum akım değerini, Eşitlik 3.14' de yerine koyarak elde edilebilecek maksimum ısı transferini;

$$Q_{\max} = \frac{0,5.\alpha^2 T_c^2}{R} - K.\Delta T \quad (3.26)$$

veya,

$$Q_{\max} = K.[0,5(ZT_c^2) - \Delta T] \quad (3.27)$$

şeklinde elde edebiliriz. Bu noktadaki verim ise, Eşitlik 3.17, Eşitlik 3.9'da yerine konularak bulunabilir.

$$\eta_{\max} = \frac{[0,5(ZT_c^2) - \Delta T]}{ZT_h T_c} \quad (3.28)$$

Eşitlik 3.28'den görüldüğü üzere ΔT sıfıra yaklaşırken $\eta_{\max}$ değerinde 0.5 limit değerine yaklaşmaktadır. Bir termoelektrik "çift" (couple), ısı pompası veya elektrik üretimi amacıyla çalışabilen iki yönlü bir elemandır.

Şekil 3.25' de görüldüğü gibi elektronlar P tipi yarı iletken elemente ki düşük enerji seviyesinden, N tipi yarı iletkendeki yüksek enerjili kısma geçerken soğuk bileşimdeki ısıyı alırlar. Bu sırada modülün bir tarafı sıcak, diğer tarafı ise soğuk halini alır [20]. Soğutma miktarı elektronların geçişine bağlıdır. Elektronların geçişi ise termoelektrik modülü besleyen güç kaynağı ile denetlenebilir, dolayısı ile modülü besleyen güç kaynağı ile modülün sıcak soğuk rejimi oransal olarak kontrol edilebilir.

Termoelektrik soğutma, soğutma süreci boyunca hareketli parçalarının olmaması nedeni ile geleneksel soğutuculardan farklıdır. Sıcak yüzeyinin ısı kanatçıklı yüzeyler (fan ilave edilebilir) veya devirdaim pompası kullanan akışkanlı sistemler kullanılarak alınmalıdır [1,8]. Termoelektrik sistemin ısıtma veya soğutma fonksiyonları sadece akım yönünü değiştirerek ters çevrilebilmektedir. Yani aynı düzenerle hem soğutma hem de ısıtma yapılabilir. Tek bir termoelektrik eleman ile düşük soğutma kapasiteli sistemler yapılabilir [21]. Infrared dedektörlerin soğutulmasında kaskat bağlantı kullanılarak 135 °K (-128 °C) elde edilmiştir. Paralel bağlantı yapılarak 35,2 kW' a kadar kullanılabilirler [24].

Bir termoelektrik eleman geniş bir sıcaklık aralığında rahatlıkla kullanılabilir. Buz yapıcı uygulama 0,363 kg suyu 6 saat içinde kübik buz yapabilmektedir [2]. Askeri ve tıp alanında termoelektrik eleman, gürültüsüzlük, karmaşık olmamak gibi avantajlar sunar [2]. 2500W 'lık bir ünite, denizaltı yiyecek muhafaza depolarında inceleme amaçlı olarak kurulmuştur [2]. Yine küçük bir denizaltında 31,7 kW' lık (9 ton) bir iklimlendirme uygulaması vardır [2]. Her iki uygulamada sıcak yüzeydeki ısı, deniz suyu ile alınmaktadır.

Ticari alandaki uygulamalardan; ulaşım araçları, özel araçlar, deniz, çöl gibi şebeke cereyanı olmayan yerlerde, işyerlerinde, ilaç muhafazasında kullanılan küçük portatif soğutucular ve oteller için buz yapıcılar sayılabilir.

4. YAPIMI GERÇEKLEŞTİRİLEN MİKRODENETLEYİCİLİ, SICAKLIK KONTROLLU AMGK SİSTEMİNİN TASARIMI

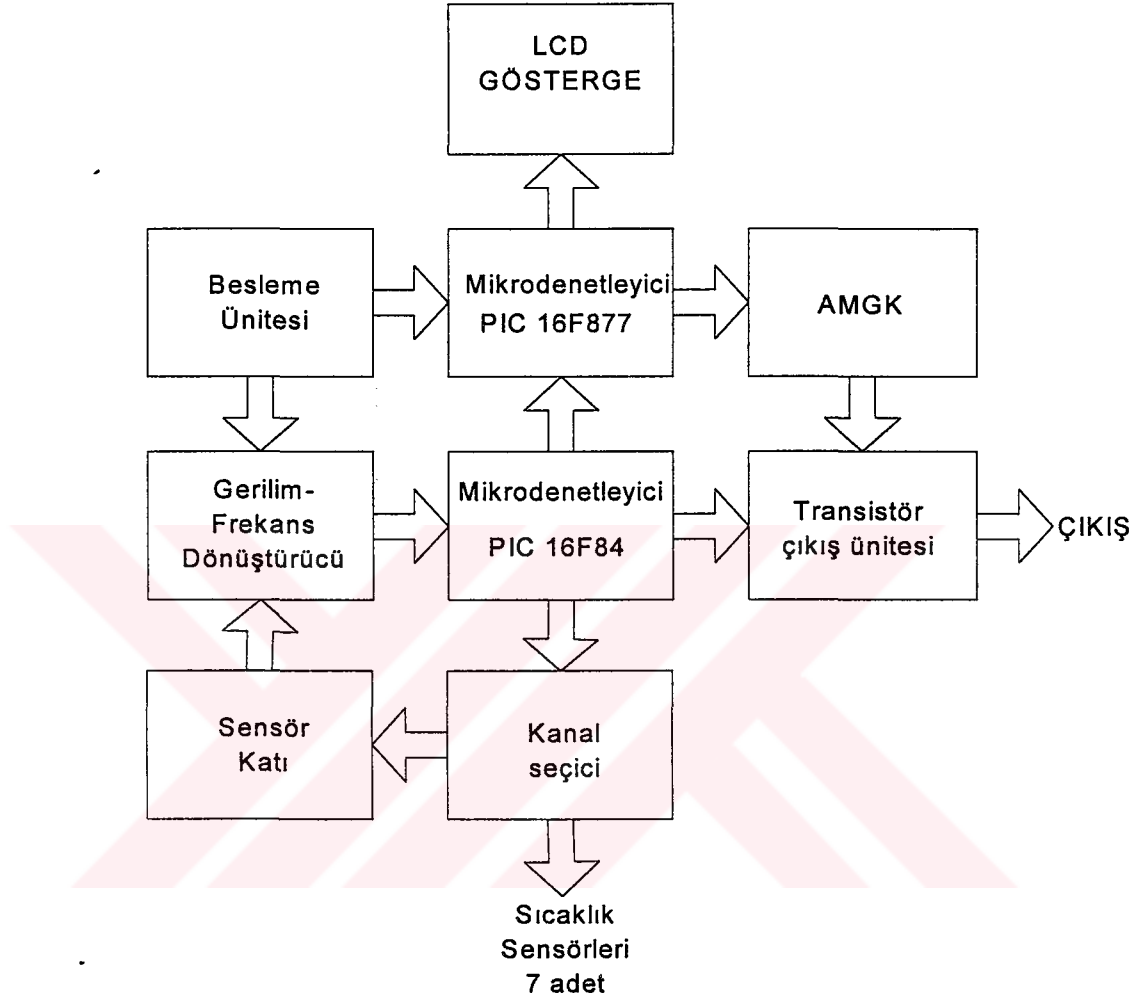
Termoelektrik sistemlerde giriş parametresi akım ve gerilim, çıkış parametresi sıcaklık olduğundan, girişteki DC akım ve gerilim, çıkıştaki sıcaklığa göre ayarlanabilmeli ve kontrol edilebilmelidir [1,8]. Termoelektrik sistemlerin uygulamasındaki temel problemi çözebilmek için sıcaklık kontrolü ayarlanabilir ve yüksek güçlü, verimi yüksek, dalgalanma ve regülasyonu düşük besleme sistemlerinin tasarımına ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu amaçla, öncelikle Termoelektrik uygulamalarda kullanılmak üzere “Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollu AMGK Sistemi” tasarlanmıştır. Bu çalışma esnasında AMGK sistemine, sıcaklığa göre değişebilen, gerilim ayar özelliği kazandırılmıştır.

Yapımı gerçekleştirilen bu tip besleme ve kontrol sisteminin sadece termoelektrik sistemlerde değil birçok elektronik, bilgisayar donanım sistemlerinde de kullanılması mümkün olacaktır.

Yapımı gerçekleştirilen sistem, birbirinden bağımsız, 7 ayrı bölgedeki termoelektrik modülün sıcaklığını algılayıp, istenen sıcaklık değeri ile karşılaştırır. Çıkışına, sıcaklığa bağlı olarak, gerilim ayar özelliği kazandırılmış bir AMGK ile termoelektrik modül beslenerek, modülün sıcaklığı oransal olarak kontrol edilir.

Yapımı gerçekleştirilen sistemin blok şeması Şekil 4.1' de verilmiştir.



Şekil 4.1. Tasarlanan sisteminin blok şeması

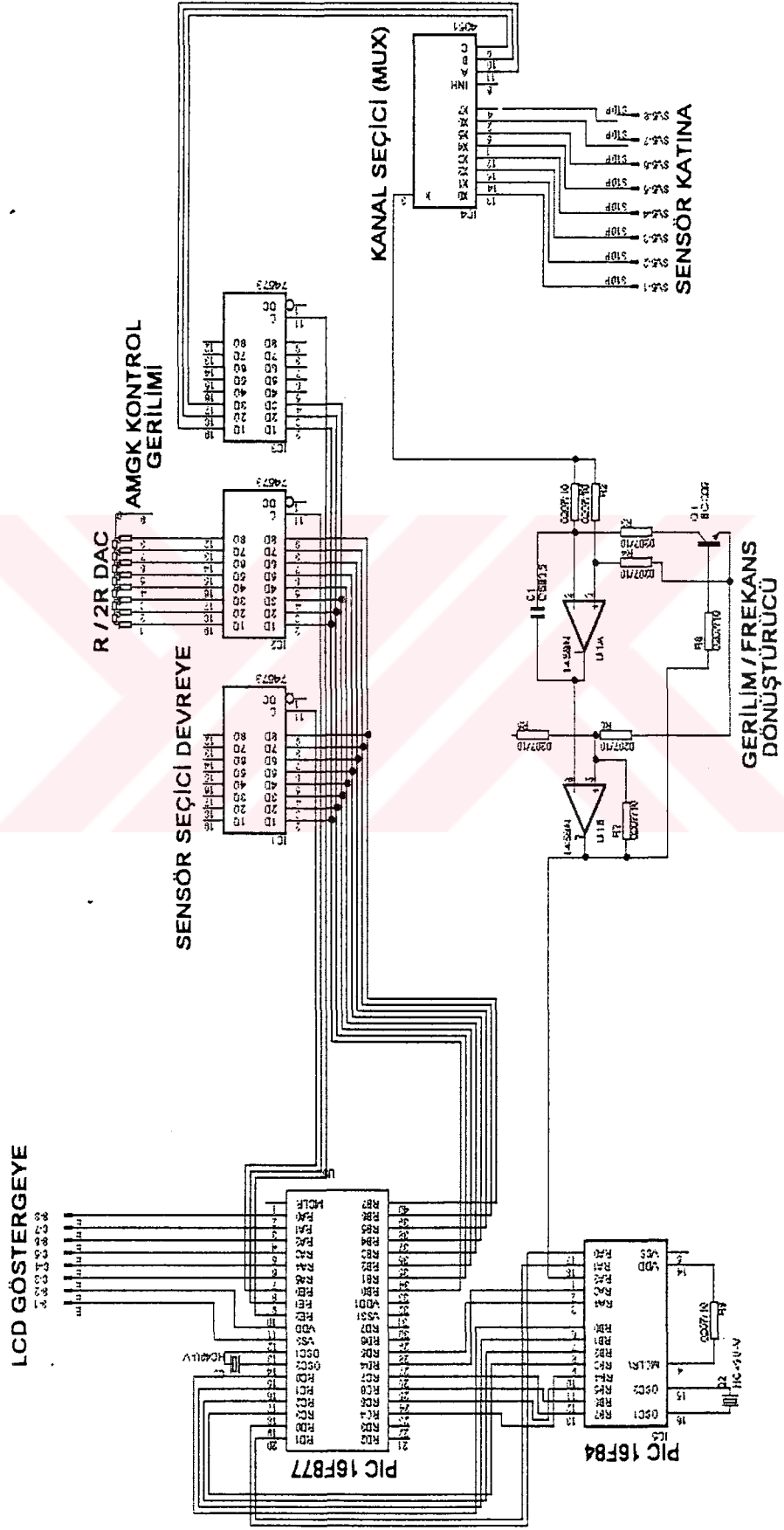
Tasarlanan sistem, 9 ayrı kısımdan oluşmaktadır. Oluşturulan key-pad ile, sıcaklığı algılanacak olan termoelektrik modül, buna ait sıcaklık değeri ve alarm değeri sisteme girilir. Sıcaklık sensörü, modülün sıcaklığını algılayarak Mikrodenetleyiciye besler. Mikrodenetleyici, ayar değeri ve ölçülen değer arasındaki sapmaya göre, bir Anahtarlama Modlu Güç Kaynağı'nın görev süresini (Duty-cylce) kontrol eder ve güç kaynağı tarafından termoelektrik

modüle oransal olarak güç vererek modülün sıcaklığının oransal olarak kontrol edilmesini sağlar.

Güç verildiğinde sistem, kendini 1sn içinde test yapar, sensör veya güç hataları durumunda alarm sistemini etkin hale getirir. Aynı şekilde aşırı ısı ve soğuma durumunda alarm sistemi etkin hale geçirilir.

Sistemde ayrıca termoelektrik sistemlerde gerekli yüzey soğutmasını yapacak bir devirdaim sistemi de bulunmaktadır. Bir kondanserde, oda sıcaklığına düşürülen su, bir devirdaim pompası ile termoelektrik modülün sıcak yüzeyinden dolaştırılarak, modülün yüzey sıcaklığı (T_H) sabit tutulur.

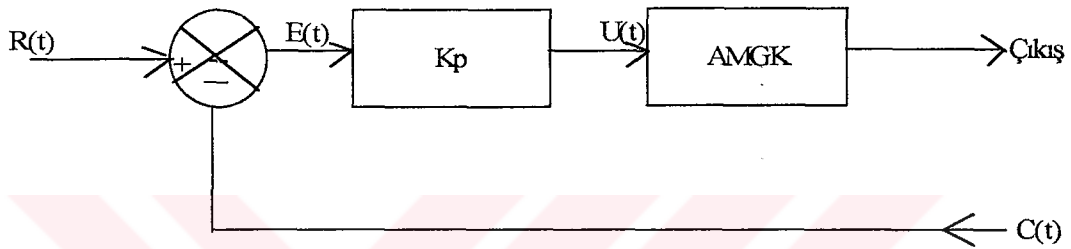
Seçilen, sensör, sıcaklık ayar değeri, ölçülen sıcaklık değeri, termoelektrik modülün çektiği akım ve gerilim değeri bir LCD göstergeden izlenebilir. Sistem $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$ ile $-70\text{ }^{\circ}\text{C}$ arasında çalışabilme özelliğine sahiptir. Sistemin besleme gerilimi 220V, 50 Hz'dir. Sistemin ısıtma veya soğutma gücü 600 W'dır. Küçük bir değişiklik ile ambulans ve helikopter gibi nakliye araçlarında da kullanılabilir hale getirilebilir. Sistemin açık devre şeması Şekil 4.2' de gösterilmiştir.



Şekil 4.2. Ölçüm ve Kontrol sisteminin açık devre şeması

4.1. Materyal ve Metod

Bu çalışmada AMGK' nın çıkışı bir mikrodenetleyici ile denetlenerek, güç kaynağına sıcaklığa bağlı olarak, gerilim ayar özelliği kazandırılmıştır. Bu ayarlı güç kaynağı, termoelektrik modülü oransal olarak beslemektedir. Sistem, termoelektrik modülün sıcaklığını oransal olarak kontrol etmektedir. Bu kontrol döngüsü Şekil 4.3' de görülmektedir.



Şekil 4.3. Sistemin oransal sıcaklık kontrol döngüsü

burada ;

$R(t)$: Set edilen sıcaklık değeri,

$C(t)$: Ölçülen sıcaklık değeri,

$E(t)$: Hata değeri,

K_p : Oransal kazanç,

$U(t)$: Sistemin çıkışı

$$E(t) = R(t) - C(t) \quad (4.1)$$

$$U(t) = E(t) \cdot K(p) \quad (4.2)$$

$$U(t) = [R(t) - C(t)] \cdot K_p \quad (4.3)$$

Sisteme istenilen sıcaklık değeri $R(t)$ bir key-pad ile girilir. Termoelektrik modülün sıcaklığı $C(t)$ sensör tarafından algılanır. 4.1 no' lu Eşitliğe bakıldığında bu iki sıcaklık farkından $E(t)$ hata sinyali elde edilir. Sistem sıcaklığı set değerine yaklaştıkça $C(t)$ oransal olarak artmakta ve $U(t)$

çıkışı oransal olarak azaltmaktadır. Oransal olarak değişen $U(t)$ çıkışı, AMGK' nın kontrol devresinde referans gerilimi olarak kullanılmaktadır. AMGK' nın referans girişi oransal olarak değiştiğinden, çıkışı da oransal olarak değişim göstermektedir. K_p oransal kazançtır ve oransal bandı göstermektedir.

4.2. Ayar Değerlerinin Belirlenmesi

Tasarlanan termoelektrik sistem, 7 ayrı bölgede ölçüm ve kontrol yapacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Ayrıca her bölgedeki termoelektrik modül sayısı da farklı olacağından, her bölgenin besleme gerilimi de farklı olacaktır. Bu sebeplerden dolayı gerçekleştirilen termoelektrik sistemin ayar değerleri dört duruma göre belirlenmiştir: 1.) Hangi bölgenin ısıtılacağı veya soğutulacağı 2.) Bu bölgede (kanalda) kaç adet termoelektrik modül bulunduğu 3.) Bu bölgenin sıcaklık değeri 4.) Alarm set değeri, bir key-pad' den sisteme girilir.

4.3. Kontrol Büyüklükleri

4.3.1. Sistemde sıcaklık kontrolü

Termoelektrik modülün sıcaklığı bir entegre devre sıcaklık algılayıcı ile algılanır [Şekil 4.1]. Sistemde kullanılan sıcaklık sensörü National Semiconductor firmasının ürettiği LM355 sıcaklık sensörüdür. Bu algılayıcının çıkışı $10 \text{ mV/}^\circ\text{K}$ dir [20].

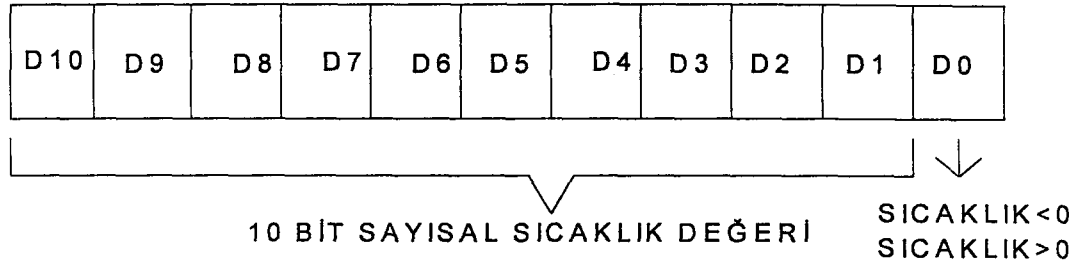
Entegre devre sıcaklık algılayıcıları diğer yöntemlere göre son derece doğrusaldır. Sıcaklık sensörünün çıkışında 0°C ' de $2,73\text{V}$ algılanmıştır ve bu değer her 1°C ' lik artışta 10 mV değişmektedir [Çizelge 4.1]. Algılanan sıcaklık değerinin Mikrodenetleciyi de sayısal olarak daha iyi işlenmesi amaçlandığı için bu gerilim değeri bir voltajdan frekansa dönüştürücü ile frekans değerine dönüştürülmüştür [Şekil 4.4]. Çizelge 4.1' den de görüldüğü

gibi frekans 0 °C' de 2730 Hz olarak algılanmakta ve her 0,1 °C' lik artışta ise 1Hz' lik değişim göstermektedir.

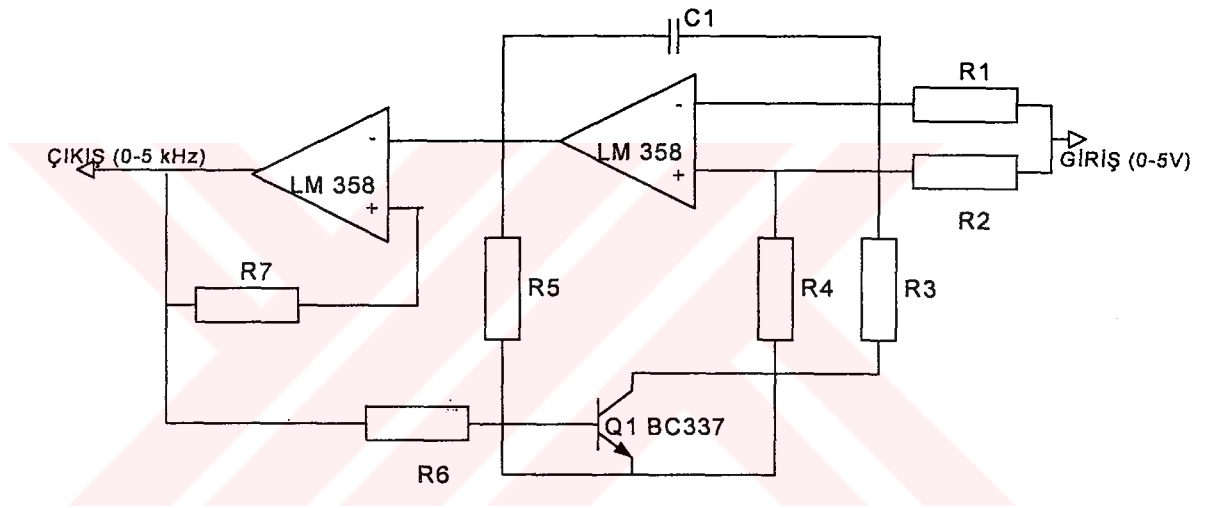
Çizelge 4.1. Sensörden algılanan sıcaklık değerine karşılık, V/F devresi çıkışındaki elde edilen frekans değerleri

Sensörden algılanan sıcaklık (°C)	Sensörden algılanan gerilim (V)	V / F dönüştürücü çıkışı (Hz)
-70	2,03	2030
0	2,73	2730
+70	3,43	3430

Elde edilen gerilim ve frekans değerleri son derece doğrusaldır [Şekil 4.6, 4.7]. Sensörden elde edilen sıcaklığa karşı gelen frekans değeri, mikrodenetleyici içinde uygun bir yazılımla 0 °C' nin karşılığı olan 2730 Hz' den çıkartılır. Bu değer +700 ile -700 Hz arasında değişmektedir. Bu değer sayısal 10 bit olarak ilk mikrodenetleyici çıkışından (PIC16F84) alınır ve ikinci mikrodenetleyiciye (PIC16F877) beslenir [Şekil 4.3]. 11' nci bit (D0), ölçülen sıcaklığın 0 °C' den büyük mü , yoksa küçük mü olduğunu göstermektedir. Bu aşamada sıcaklık sayısal olarak 10 bit halinde ifade edilmiştir [Şekil 4.4]. 11' nci bit "1" ise ölçülen sıcaklığın sıfırdan büyük olduğunu, "0" ise sıfırdan küçük olduğunu gösterir. Örneğin +70 °C sayısal olarak (10101111001) olarak veya -70 °C (10101111000) olarak kodlanır.



Şekil 4.4. Ölçülen sıcaklığın 11 bit sayısal olarak gösterimi



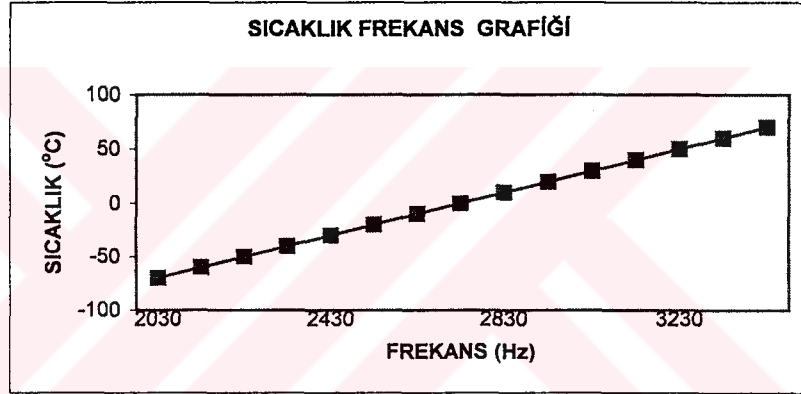
Şekil 4.5. Sistemde kullanılan V/F dönüştürücünün prensip şeması

Sistemde voltajdan frekansa dönüştürücü olarak Şekil 4.5' deki analog devre kullanılmıştır. Giriş gerilimi ile çıkış frekansı arasındaki değişim son derece doğrusaldır ve bu bağıntı 4.4 ve 4.5 no lu Eşitliklerde gösterilmektedir.

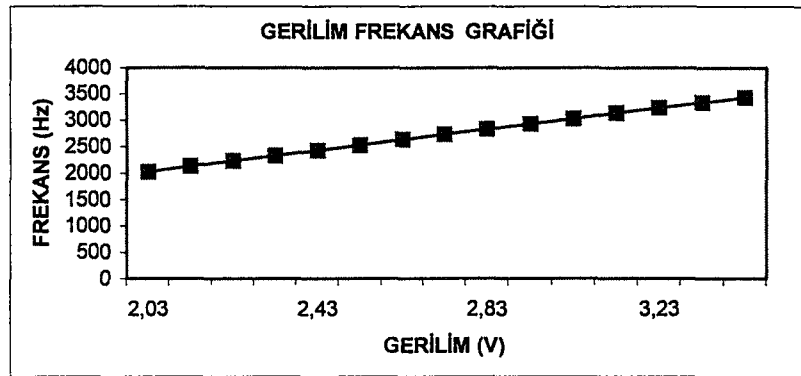
$$T = \frac{V_{ref}}{E_i / R_1 C_1} \quad (4.4)$$

$$f = \left(\frac{1}{R_1 C_1} \right) \frac{E_i}{V_{ref}} \quad (4.5)$$

Devrede R_1 ' in değeri $10K\Omega$, C_1 ' in değeri 10 nF ve V_{ref} değeri 10 V olarak kullanılmıştır. E_i gerilimi LM 355 sıcaklık sensörünün çıkışından elde edilen gerilim değeridir. Sıcaklıkla frekans arasındaki değişim Şekil 4.6' da ve gerilim frekans değişimi de Şekil 4.7 de gösterilmiştir.

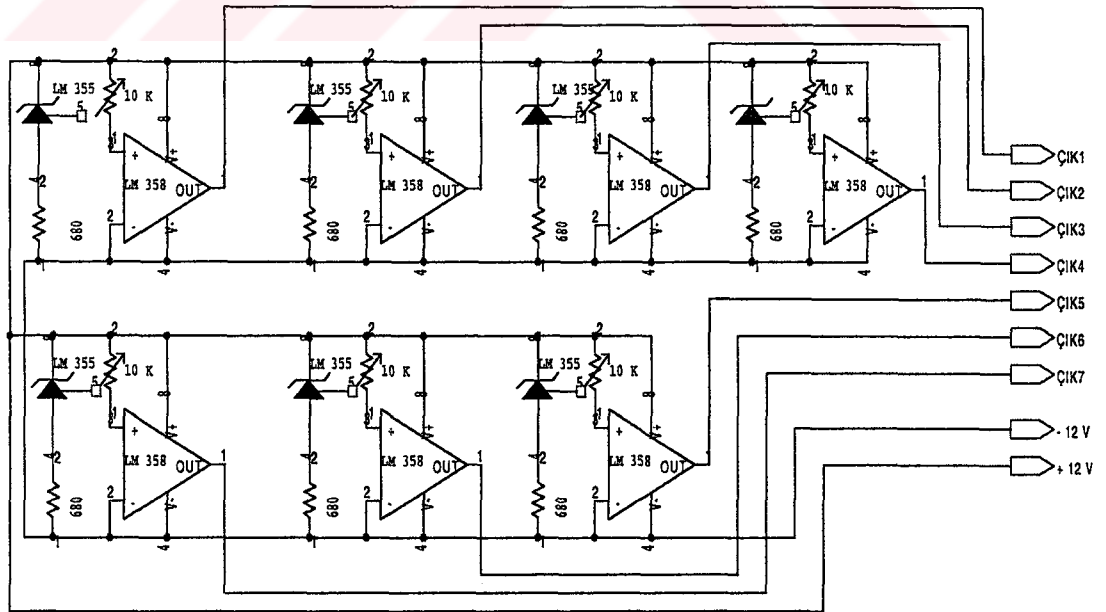


Şekil 4.6. V/F dönüştürücüsü çıkışındaki Sıcaklık- Frekans ilişkisi



Şekil 4.7. V/F dönüştürücüsü çıkışındaki gerilim-frekans ilişkisi

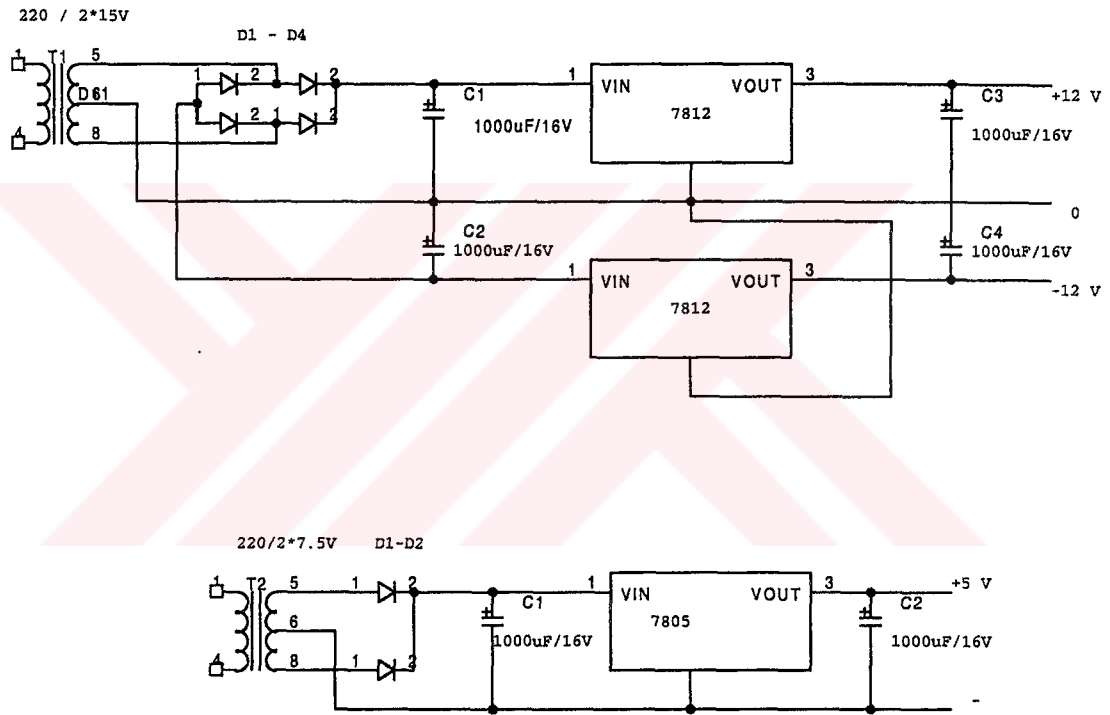
10 bitlik sayısal değer olarak, birinci mikrodeneleyici (PIC16F84) çıkışından elde edilen sıcaklık değeri, ikinci mikrodeneleyiciyi (PIC16F877) besler [Şekil 4.2]. Uygun yazılımla PIC 16F877 içinde her bölgenin set değeri için ayrı ayrı (7 adet) 0-700 arasında up-down olarak ayarlanabilen 10 bitlik bir sayıcı oluşturulmuştur. Her kanalın sıcaklık değeri kendi sayacından set edilir. Bu değer, sisteme key-pad' den girilir. Mikrodeneleyici de oluşturulan uygun bir yazılımla, set değeri ile sıcaklık değerinin farkı alınır ve Et elde edilir. Fark değeri yine uygun bir yazılımla sistemin oransal kazancı ile çarpılır. Oransal kazanç değeri key-pad' den girilir. Elde edilen bu oransal gerilim AMGK' nın kontrol voltajını oransal olarak değiştirerek, çıkış geriliminin oransal olarak değişimini sağlar. Elde edilen oransal AMGK çıkış gerilimi, termoelektrik modülleri besler. Sensörlerden alınan gerilim değeri 0 °C' de 2.73 V verecek şekilde ayarlanması gerekir [20,25]. Bu ayar işlemi için, her kanalda bir işlemsel yükselteç kullanılır. İşlemsel yükseltecin kazancı, bir dirençle değiştirilerek ayar işlemi yapılır. Kalibrasyon için kullanılan analog devre Şekil 4.8' de gösterilmektedir.



Şekil 4.8. Analog sensör kartı

4.3.2. Besleme ünitesi

Sistemde gerekli olan DC gerilimler, +5 V ve +12 V, -12 V simetrik gerilim şeklindedir. Bu gerilimler önce bir tam dalga doğrultucudan elde edilip, daha sonra 7805 ve 7812 IC regülatörlerinden geçirilerek elde edilmiştir. İlgili devre şemaları Şekil 4.9' da gösterilmiştir.

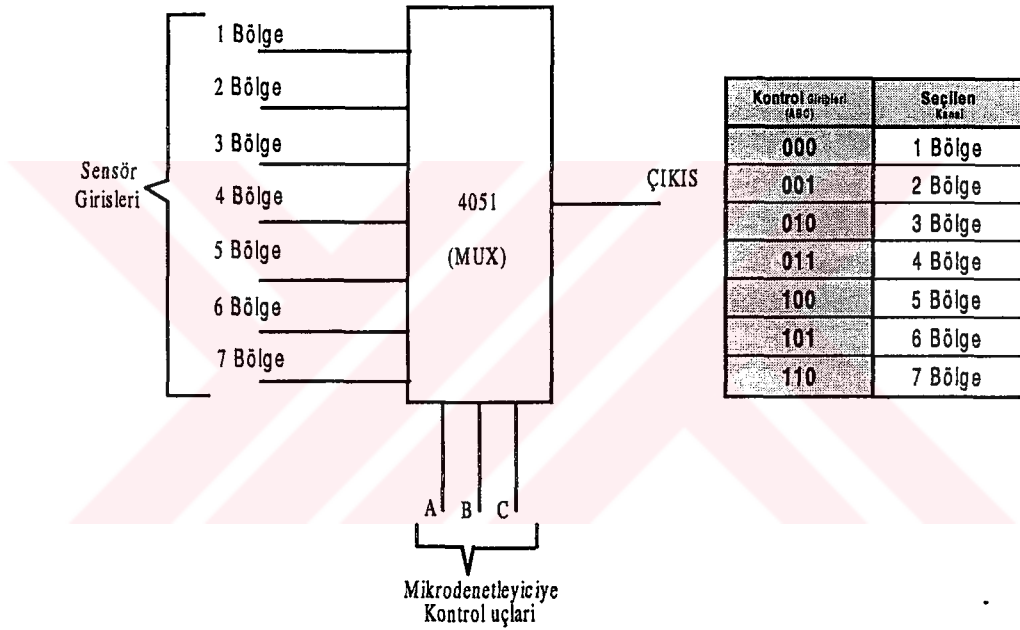


Şekil 4.9. Besleme ünitesi

4.3.3. Kanal seçimi

Yapımı gerçekleştirilen sistemde, birbirinden bağımsız kontrol edilebilen, 7 ayrı bölge bulunmaktadır (Şekil 4.2, 4.10). Her bölgede, bu bölgeye ait birbirinden bağımsız 7 adet sıcaklık sensörü (LM 355) bulunmaktadır. Sistemin girişinde bilgi seçici olarak bir multiplexer (4051 entegre devresi) kullanılmıştır. Bölgelere ait bütün sensörler bilgi seçici girişlerine bağlanmış,

mikrodenetleyici de oluşturulan uygun bir yazılımla, bilgi seçicinin kontrol uçları mikrodenetleyici ile kontrol edilerek istenilen kanalın seçilmesi sağlanmıştır [Şekil 4.10]. Sistemin, seçilen bölgeye ait sensörü algılaması gerekir. Aynı zamanda, seçilen bölgedeki termoelektrik modüllerin AMGK tarafından oransal olarak beslenmesi de sağlanır. Bölge seçimi key-pad' den yapılır.



Şekil 4.10. Sistemde kanal seçimi

4.3.4. AMGK' nın tasarımı ve kontrolü

Sistemde kullanılacak termoelektrik elemanlar yaklaşık 40 A akım çekebilmektedir. Bu amaçla 0-12V, 0-50A değerlerine sahip bir AMGK tasarlanmıştır. Anahtarlama Modlu Güç Kaynağında tam dalga, yarım-köprü konvertör kullanılmıştır [Şekil 5.11]. Bu konvertörden 1000 W' a kadar güç çekmek mümkün olabilmektedir. Konvertörde anahtarlama elamanı olarak 380V, 16A' lik değere sahip IRFP 350 tipinde N kanal Mosfet kullanılmıştır.

sürenin %80' ı alınır [9,30]. AMGK ' nın tasarımında, kullanılan yüksek frekans transformatörünü, R₁ kuplaj kapasitesi, anahtarlama transistörleri, çıkış filtre kapasitesi ve bobininin hesapları önemli derecede yer tutmaktadır [27,28].

4.3.4.1. Yüksek frekans transformatörünün tasarımı

Tasarlanan güç kaynağı (AMGK) yaklaşık 600 W değerindedir. Güç kaynağında yarım köprü konvertör kullanılmıştır. Buna ait tasarım parametreleri Bölüm 2' de verilmiştir. Buna göre yüksek frekans transformatörünün tasarımı aşağıda verilmiştir.

$$A_e A_c = \frac{(0.68 \cdot P_{out} \cdot D) 10^3}{f \cdot B_{max}} = \frac{0.68 \cdot 600 \cdot 400 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3 \cdot 1600} = 2.04 \text{ cm}^4 \quad (4.6)$$

burada;

P_{out} = Çıkış gücü, W

B_{max} = Manyetik akı yoğunluğu, wb/m²

D = Akım yoğunluğu (yaklaşık 400 alınır), cm/Amper

A_e = Nüve etkin aralığı, cm²

A_c = Bobin sarım aralığı, cm²

Hesaplamalarda $A_e A_c$ değerinin %50 fazlası alınır [9] ve

$$A_e A_c = 2.04 \cdot 1.5 = 3.06 \text{ cm}^4 \quad (4.7)$$

Ek 6' daki nüve seçimi için kullanılan tablodan bu değere en uygun Philips firmasının ferroxcube malzemeden ürettiği EC 52 nüvesi seçilmiştir. Bu nüveden 50 kHz' de 900 W çekilebilmektedir.

Primer sarım sayısı;

$$N_p = \frac{V_p 10^8}{K.f.B_{\max} A_c} = \frac{107.10^8}{4.1600.50.10^3 1.8} = 18.5 \text{ tur} \quad (4.8)$$

Sekonder sarım sayısı;

$$N_s = \frac{N_p N_s}{V_p} = \frac{18,5.12}{107} = 2.07 \text{ tur} \quad (4.9)$$

Kuplaj kapasitesi;

$$I_p = \frac{3,13.P_o}{v_{in}} = \frac{3,13.600}{252} = 7.45 \text{ Amper} \quad (4.10)$$

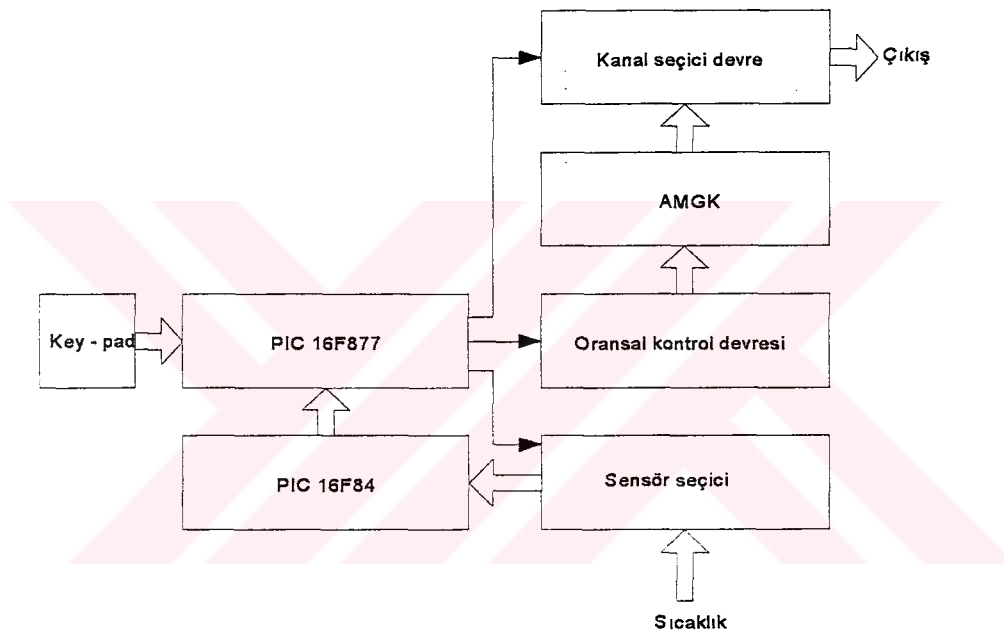
$$C_p = \frac{I_p 0.8T / 2}{dV} = \frac{7,45.0.8.(2.10^{-5} / 2)}{14} = 4.25 \mu F \quad (4.11)$$

Çıkış filtre bobini;

$$L_o = \frac{0.05V_o T}{I_{dc}} = \frac{0,05.12.2.10^{-5}}{50} = 0.24 \mu H \quad (4.12)$$

4.4. Mikrodenetleyici Kontrol Kısmı

Mikrodenetleyici, kontrol kartının beynidir. Tüm kontrol işlemleri, displaylerin sürülmesi, sensörden ve key-pad' dan gelen bilgilerin okunması, yük kontrolü (AMGK, sensör, kanal seçimi v.s.) hepsi bu elemanla yapılmıştır. Mikrodenetleyici olarak PIC16F84 ve PIC16F877 kullanılmıştır [Şekil 4.13].

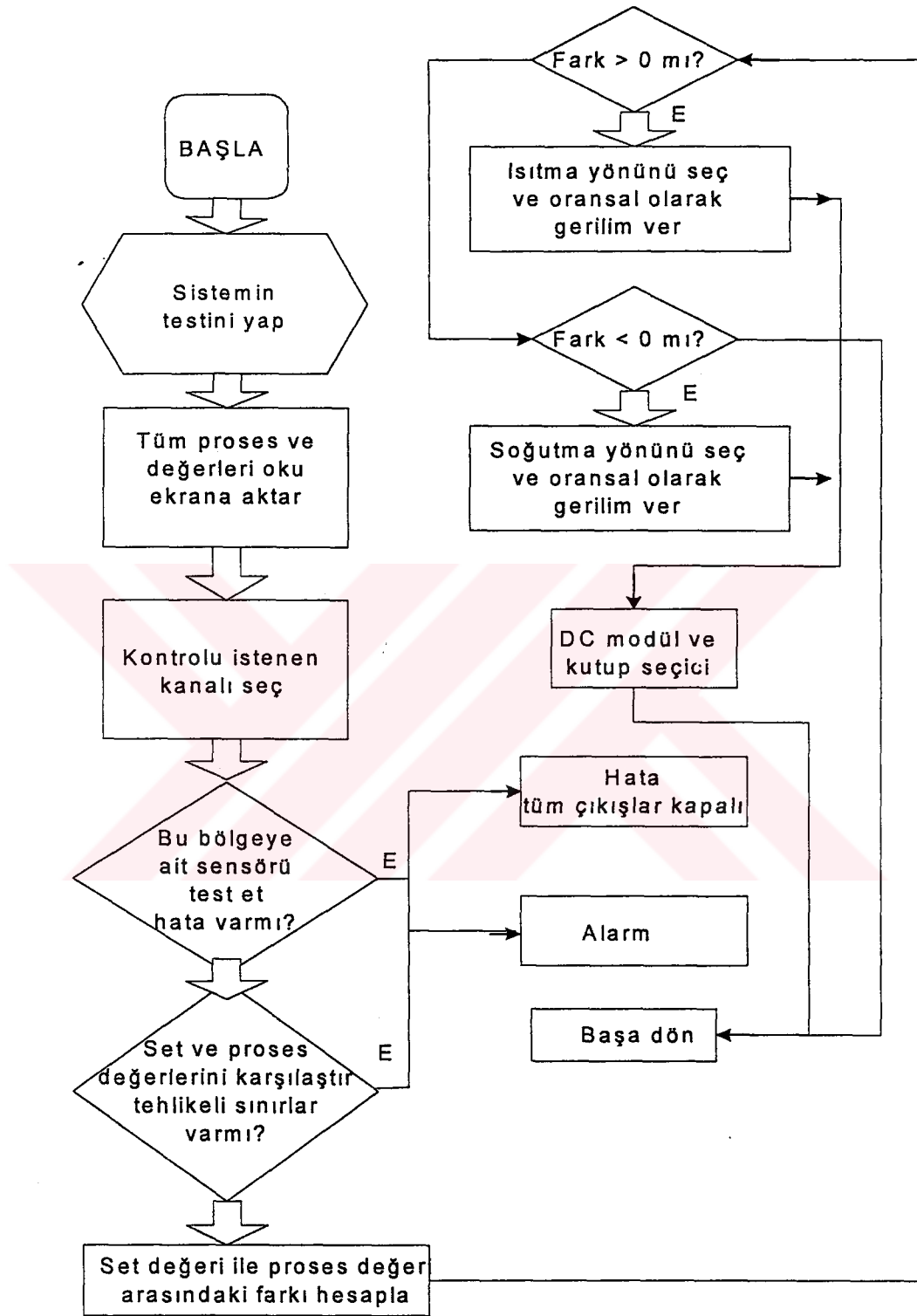


Şekil 4.13. Kontrol devresinin blok şeması

PIC16F84, V/F devresi çıkışındaki, sıcaklık değerinin karşılığında üretilen frekans değerini (2030 - 3430Hz) , uygun bir yazılımla 10 bitlik sayısal değere çevirir ve diğer mikrodenetleyici PIC16F877' yi besler. Bütün set değerleri bir key-pad' dan sistemdeki PIC16F877' ye girilir . Ayrıca yük kontrolü (AMGK, sensör, kanal seçimi v.s.) ve displaylerin sürülmesi gibi diğer işlemlerin hepsi uygun bir yazılımla PIC16F877' ye yaptırıldı [Şekil 4.2]. Sisteme ait akış şeması Şekil 4.14' de gösterilmiştir.

Mikrodenetleyicileri (PIC 16F84 ve 16F877) programlamak için PIC Assembly dili kullanıldı. Bu program Windows altında çalışan "pfe" editöründe yazıldı. Bu yazılım, "MPASM" derleyicisinde derlenerek, makine diline çevirildi. Derlenen program P16PRO yazılımı ve protoPIC programlama seti ile PIC' lere yüklendi. Programlama seti ve programları Microchip firmasından temin edilmiştir.





Şekil 4.14. Sistemin akış şeması

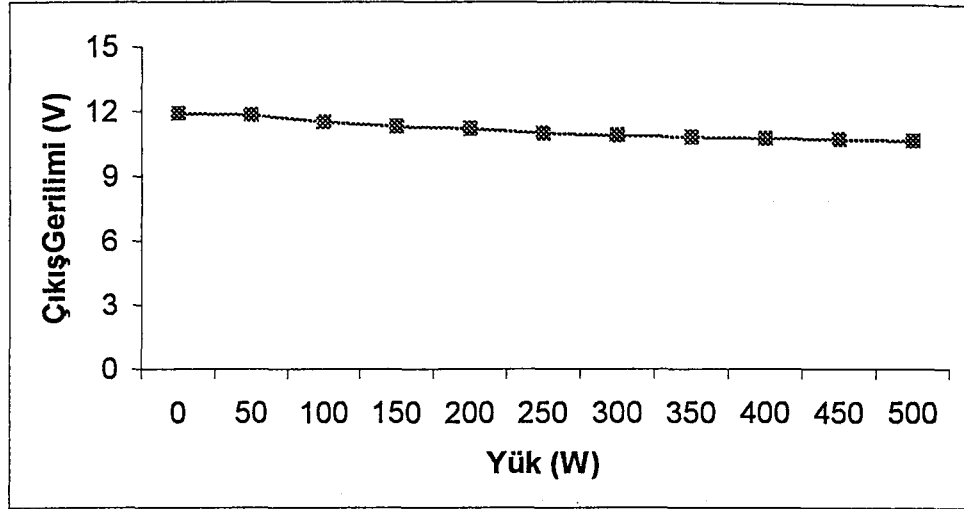
5. GERÇEKLEŞTİRİLEN MİKRODENETLEYİCİLİ, SICAKLIK KONTROLLU AMGK'NIN PERFORMANS ANALİZİ VE TĖRMOELEKTRİK SİSTEMLERE UYGULANMASI

5.1. Gerçekleştirilen AMGK' nın Performans Analizini

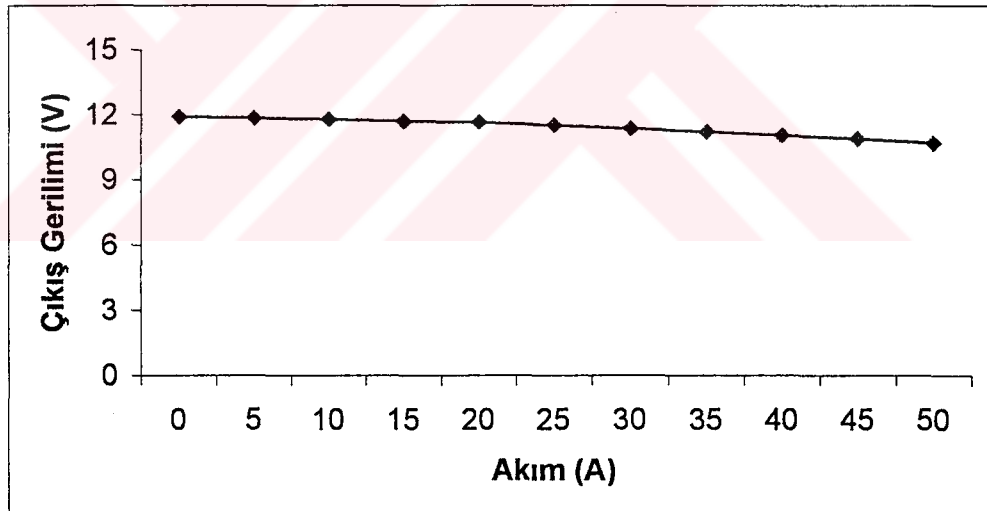
Gerçekleştirilen AMGK' nın değişik yük değerlerinde performans analizi yapılmış ve elde edilen değerler aşığıdaki çizelgeler ve grafiklerde gösterilmiştir.

Çizelge 5.1. Gerçekleştirilen AMGK' nın yük değişimine karşı, gerilim ve akım değişim sonuçları

Yük (W)	Çıkış Akımı (A)	Çıkış Gerilimi (V)	Çıkış Akımı (A)
0	11,91	11,91	0
50	11,84	11,85	5
100	11,50	11,79	10
150	11,30	11,70	15
200	11,20	11,65	20
250	11,00	11,51	25
300	10,90	11,36	30
350	10,85	11,21	35
400	10,80	11,05	40
450	10,76	10,90	45
500	10,70	10,70	50



Şekil 5.1. AMGK' nın Yük – Gerilim değişim grafiği



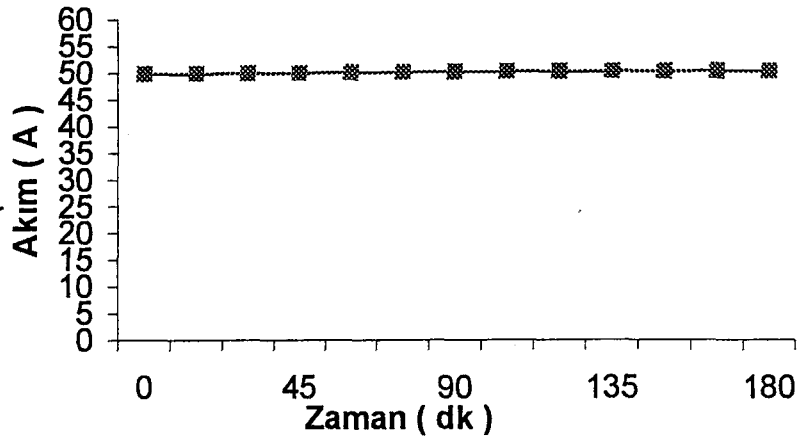
Şekil 5.2. AMGK' nın Akım – Gerilim değişim grafiği

$$\% \text{Regülasyon} = \frac{11.91 - 10.7}{10.7} * 100 = 11.3$$

Gerçekleştirilen AMGK tam yük değerinde 3 saat denenmiş ve performans analizi yapılmış elde edilen değerler aşağıdaki çizelge ve grafikte gösterilmiştir.

Çizelge 5.2. Gerçekleştirilen AMGK' nın tam yükte zamana göre çıkış akımı değişim sonuçları

Zaman (dk)	Akım (A)
0	49.80
15	49.85
30	49.90
45	49.97
60	50.03
75	50.09
90	50.14
105	50.20
120	50.26
135	50.32
150	50.38
165	50.53
180	50.58



Şekil 5.3. AMGK' nın Zaman – Akım değişim grafiği

5.2. Termohipoterm Uygulaması

Bu çalışmada gerçekleştirilen “Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi” nin bir çok uygulamalarından ilki Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik Bilgisayar Eğitimi Bölümü AR-GE Laboratuvarında geliştirilen 26708 patent no’ lu Termohipoterm Tıp Cihazı üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Termohipoterm Tıp Cihazı organizmayı dıştan soğutmak veya ısıtmak için kullanılmaktadır. Bu cihaz bir yarı iletken soğuk başlık (kask) ve bu başlığı çalıştırmak için besleme ve kontrol sistemlerinden oluşur. Termohipoterm cihazı ile kafa dıştan bir kask ile soğutulur. Soğutma işlemi hastanın iyileşme durumuna göre değiştirilmelidir [30].

Termohipoterm genellikle acil nörolojide kullanılmaktadır. Özellikle ağır kafa – beyin travması sonucu, beyin ödemi meydana gelmesinden dolayı kalp ve solunum fonksiyonları bozulan hastalarda Termohipoterm Cihazı kurtarıcı ve etkin olmaktadır. Beyindeki sıcaklık 30-32 °C’ ye düşürüldüğünde ve vücut

sıcaklığı 36.6 °C seviyesinde muhafaza edildiğinde kalp faaliyetinin ve solunumun kesin iyileşmesi izlenmektedir [31,32]. Bahsedilen nedenlerden dolayı beynin soğutulması büyük önem kazanmaktadır. Termohipoterm Cihazı ile yapılacak soğutma hastanın iyileşme durumuna göre yapılacağından, sıcaklık kararlılığı büyük önem kazanmaktadır.

İlk uygulamada "Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi" ni kullanarak termohipoterm cihazının modeli üzerinde testler yapılmıştır. Termoelektrik modelin üzerindeki sıcaklıklar -1°C ve 30°C ' ye ayarlanıp 4 modül seçilmiştir. Böylece sisteme uygulanan gerilim $4 \times 0,1 = 0,4 \text{ V}$ olup, güç kaynağının sağladığı akım 30 A olmuştur. -1°C , 30°C sıcaklık kontrolunun amacı, gerçek termohipoterm tıp cihazı hasta üzerinde uygulandığında, hastanın derisinin mikromodülle temasta olan yüzeyinin zarar görmeyecek şekilde olmasındandır.

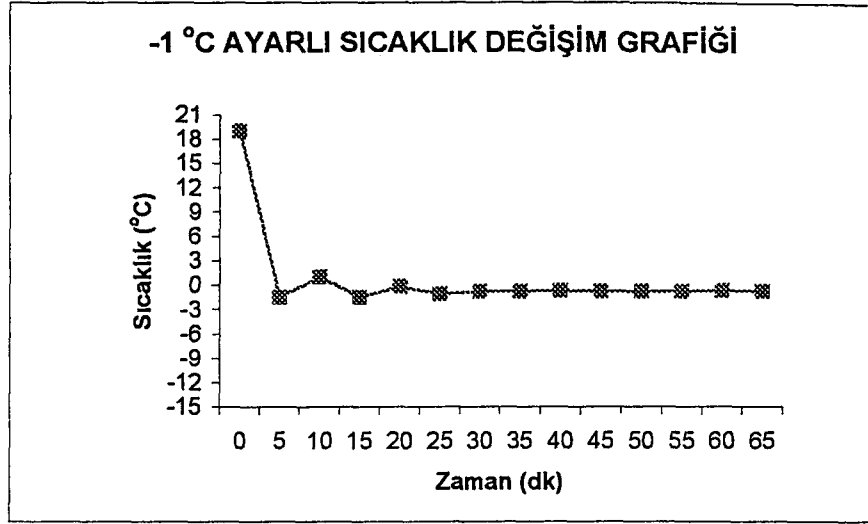


Şekil 5.4. Termohipoterm cihazının soğutucu modeli ve mikrodenetleyici sıcaklık kontrollü AMGK sistemi

Elde edilen sonuçlar Çizelge 5.3 ve 5.4' de gösterilmiştir. Ayrıca deney sonuçlarına göre, AMGK' nin dalgacık, verim ve regülasyonu hesaplanmıştır. Bu ölçümleri gerçekleştirmek için kullanılan deney seti Şekil 5.4' de gösterilmiştir. Bu çalışmada yapılan tüm test ve ölçümler Ar-Ge laboratuvarında 19 °C 'de, 65 dk süre ile yapılmıştır. Ölçümler her 5 dk' da bir kaydedilmiştir. Her ölçüm 10 defa yapıp ortalamaları alınmıştır. Böylece ortaya çıkabilecek hatalar önlenmiştir.

Çizelge 5.3. Termohipoterm cihazı (−1 °C) soğutma deney sonuçları

ZAMAN (dk)	T sensör (°C)	V cihaz.tar (V)	Akım (A)
0	19.0	0.4	30.5
5	-1.5	0.175	30.1
10	1.0	0.173	30.2
15	-1.5	0.173	30.3
20	-0.2	0.169	30.5
25	-1.1	0.161	30.4
30	-0.8	0.160	30.2
35	-0.8	0.163	30.1
40	-0.7	0.164	30.4
45	-0.8	0.162	30.3
50	-0.8	0.165	30.3
55	-0.8	0.163	30.1
60	-0.7	0.162	30.5
65	-0.8	0.161	30.6



Şekil 5.5. -1°C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği

$$\% \text{Regülasyon} = \frac{0.4 - 0.34}{0.34} \cdot 100 = 17.6$$

$$\% \text{Dalgacık} = \frac{0.055}{0.4} \cdot 100 = 13.7$$

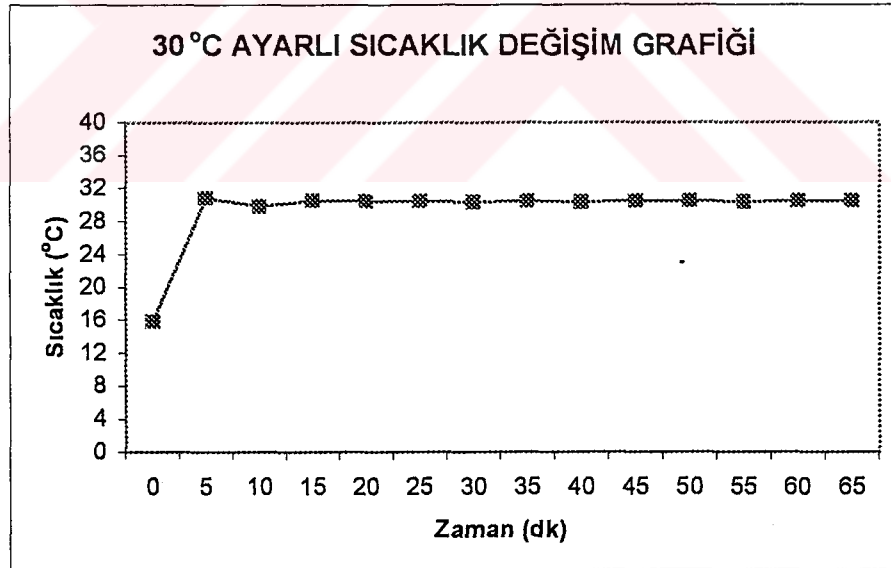
$$\% \text{Verim} = \frac{0.430}{0.062198} \cdot 100 = 97.7$$

Elde edilen sonuçlara göre, "Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi" nin $-1\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' de model soğutucunun yüzey sıcaklığını sabit tuttuğu saptanmıştır. Ayrıca bu çalışma rejiminde AMGK' nın verimi yüksek, dalgacık ve regülasyonu kabul edilebilir değerlerde olduğu görülmüştür.

Termohipoterm cihazı ile hastaların beyin sıcaklığının $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ - $32\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' ye kadar soğutup bu sıcaklıklarda uzun süre için kararlı tutulması söz konusu olduğundan tezde yapılan ikinci uygulamada, model üzerindeki sıcaklık $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' ye ayarlanıp, sıcaklığın sabit tutulması işlemi yapılmıştır.

Çizelge 5.4. Termohipoterm cihazı (30 °C) ısıtma deney sonuçları

ZAMAN (dk)	T sensör (°C)	V modül (V)	Akım (AMPER)
0	15,8	0.34	30.5
5	30,8	0.18	30.4
10	29,8	0.177	30.3
15	30,5	0.173	30.6
20	30,4	0.175	30.3
25	30,4	0.173	30.5
30	30,3	0.175	30.4
35	30,4	0.173	30.2
40	30,3	0.172	30.5
45	30,4	0.174	30.4
50	30,4	0.172	30.2
55	30,3	0.171	30.1
60	30,4	0.173	30.5
65	30,4	0.175	30.6



Şekil 5.6. 30 °C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği

$$\%Regülasyon = \frac{0.4 - 0.34}{0.34} \cdot 100 = \%17.6$$

$$\%Dalgacık = \frac{0.055}{0.4} \cdot 100 = \%13.7$$

$$\%Verim = \frac{0,4.30}{0,063.198} \cdot 100 = \%96.2$$

Elde edilen sonuçlara bakıldığında termoelektrik modelin yüzey sıcaklığı ise istenilen 30 °C' de kararlı bir biçimde tutulduğu görülmüştür. Ayar değeri ile oluşan sıcaklık değeri arasında, yaklaşık +0.3°C off-set oluşmuştur.

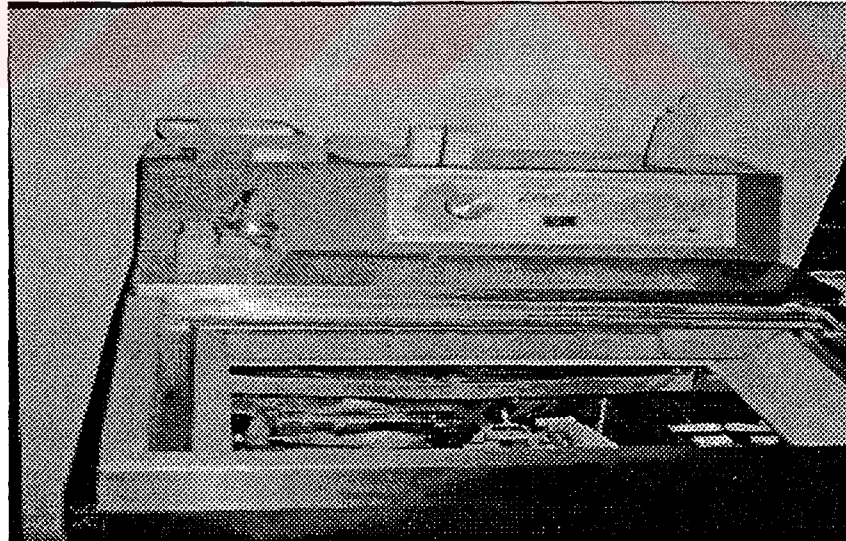
5.3. Termoelektrik Mikrotom Uygulaması

Kesit alma işlemi günümüzde mikrotomlama cihazı ile dokuya sertlik kazandırılarak yani dondurularak veya parafin içine batırılarak yapılır [1]. Doku uzun süre saklanacaksa parafin içine atılır. Eğer işlem kısa süreli ve bozulmadan yapılacaksa soğutma yöntemi kullanılır. Mevcut olan mikrotom soğutucularda dokunun soğutulması frieon, likid ve sıvı karbonik asit vasıtası ile bütün mikrotom aleti soğutularak gerçekleştirilmektedir. Bu mikrotomlama aletleri yapı olarak çok büyüktür.

Tıpta histoloji, patoanatom ve sitoloji incelemelerinde biyolojik dokunun ince kesitlerini elde etmek için geniş çapta mikrotomlama metodu kullanılmaktadır. Kaliteli doku kesiti elde etmek için dokuyu daha önce soğutmak gerekmektedir. Mevcut olan soğutucu mikrotomlarda dokunun soğutulması frieon, likid ve sıvı karbonik asit vasıtası ile bütün mikrotom aleti soğutularak gerçekleştirilmektedir [1].

Bu çalışmada gerçekleştirilen “Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi” nin ikinci uygulaması, Termoelektrik Mikrotom Şok Dondurucu Cihazı üzerinde yapılmıştır.

Şu anda, Türkiye’ deki hastanelerin patoloji bölümlerinde çok pahalı olan frieonla çalışan mikrotom cihazları kullanılmaktadır [Şekil 5.7]. İncelenecek dokuların ameliyathaneden ne zaman geleceği belli olmadığından frieonlu mikrotom cihazı 7 gün 24 saat aralıksız çalıştığından ekonomik açıdan büyük israfa yol açmaktadır. Termoelektrik mikrotom cihazı çok yüksek soğutma hızına sahip olduğundan sürekli çalışma gerektirmemektedir. Bir vaka söz konusu olduğunda, doku ameliyathaneden laboratuvara gelene kadar termoelektrik mikrotom cihazı hazır hale gelebilmektedir. Mikrotomların çalışma sıcaklıkları $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ - $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ aralığındadır. Bu sıcaklıklarda dokular bozulmadan şok bir dondurmaya tabi tutulup kesitleri sağlıklı olarak alınabilmektedir.



Şekil 5.7. Frieonla çalışan ithal mikrotom cihazı

Buna göre, mikrotom dondurucunun yüzey sıcaklığının bu değerlere ulaşabilmesi için ve bu değerlerde kararlı kalabilmesi gerekmektedir. Çünkü ancak bu şartlarda dokuların sağlıklı kesitleri alınabilir.

Termoelektrik mikrotom soğutucu daha basit ve ekonomik olup, kullanımda kolaylık ve çabukluk sağlamaktadır. AR-GE laboratuvarında gerçekleştirilen termoelektrik mikrotom soğutucunun genel görünüşü ise Şekil 5.8' de gösterilmiştir.



Şekil 5.8. Mikrodenetlici kontrollü AMGK' lı termoelektrik mikrotom soğutucunun genel görünüşü

Bu çalışmada gerçekleştirilen “Mikrodenetleyici Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi” ile termoelektrik mikrotom soğutucunun yüzey sıcaklığı $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' ve $-15\text{ }^{\circ}\text{C}$ ' ye ayarlanarak elde edilen sonuçlar Çizelge 5.5 ve 5.6 ve Şekil 5.9, 5.10' da gösterilmiştir.

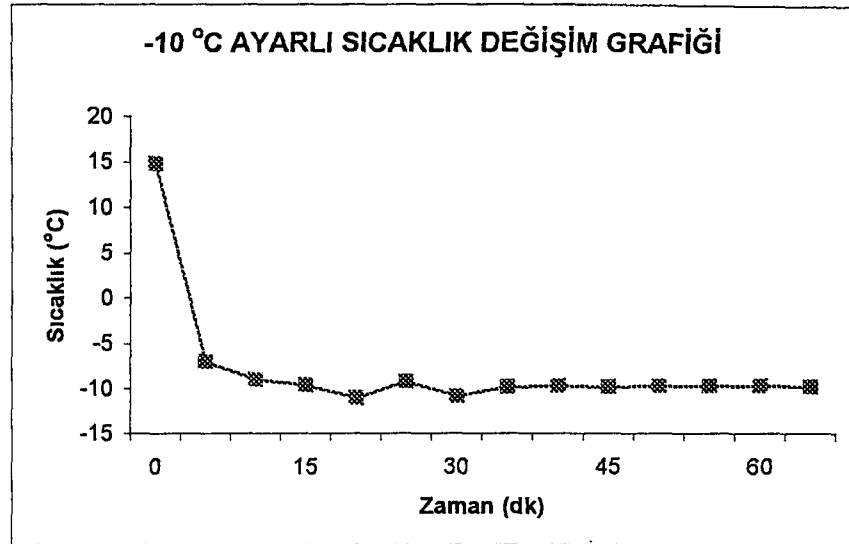
Çizelge 5.5. Termoelektrik Mikrotom cihazı -10 °C soğutma deney sonuçları

ZAMAN (dk)	T sensör (°C)	V modül (V)	Akım (AMPER)
0	14,8	0.35	28.9
5	-7,0	0.22	28.6
10	-9,0	0.18	28.8
15	-9,6	0.18	28.7
20	-11,0	0.19	28.4
25	-9,2	0.192	28.8
30	-10,8	0.19	28.3
35	-9,8	0.191	28.2
40	-9,7	0.19	28.3
45	-9,8	0.189	28.4
50	-9,7	0.192	28.3
55	-9,7	0.192	28.5
60	-9,7	0.193	28.4
65	-9,8	0.19	28.6

$$\% \text{Regülasyon} = \frac{0.4 - 0.35}{0.35} \cdot 100 = 14.2$$

$$\% \text{ Dalgacık} = \frac{0.055}{0.4} \cdot 100 = 13.7$$

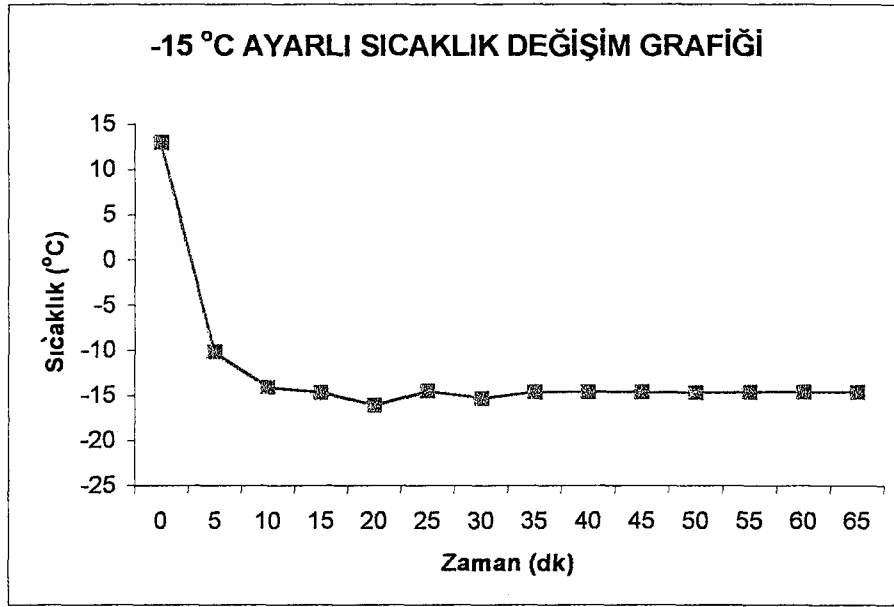
$$\% \text{ Verim} = \frac{0,4.28}{0,059.198} \cdot 100 = 95.8$$



Şekil 5.9. -10°C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği

Çizelge 5.6. Termoelektrik Mikrotom cihazı -15 °C soğutma deney sonuçları

ZAMAN (dk)	T sensör (°C)	V modül (V)	Akım (AMPER)
0	13,0	0.35	28.6
5	-10,2	0.22	28.2
10	-14,1	0.18	28.4
15	-14,7	0.18	28.3
20	-16,1	0.19	27.3
25	-14,5	0.192	28.6
30	-15,3	0.19	28.2
35	-14,6	0.191	28.1
40	-14,6	0.19	27.8
45	-14,6	0.189	28.2
50	-14,7	0.192	28.1
55	-14,6	0.192	28.2
60	-14,6	0.193	29.0
65	-14,6	0.19	28.7



Şekil 5.10. -15 °C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği

$$\% \text{Regülasyon} = \frac{0.5 - 0.42}{0.42} \cdot 100 = 19$$

$$\% \text{ Dalgacık} = \frac{0.055}{0.5} \cdot 100 = 11.$$

$$\% \text{ Verim} = \frac{0.5 \cdot 28.6}{0.075 \cdot 198} \cdot 100 = 96.2$$

Burada elde edilen sonuçlara göre “Mikrodenetleyici Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi” ile yapılan soğutma gereken sıcaklık düzeylerine yaklaşık 10 dk’ da ulaştığı görülmüştür. İster -10 °C, ister -15 °C’ ye ayarlandığında, besleme ve kontrol sistemi, mikrotom yüzey sıcaklığını kararlı bir biçimde sabit tuttuğu görülmüştür.

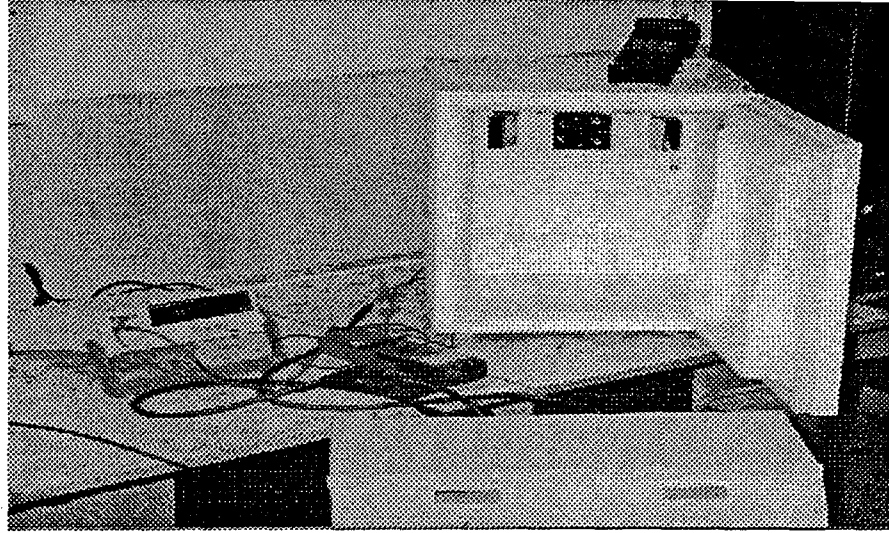
5.4. Termoelektrik Tıp Cihazı Uygulaması

Bu çalışmada gerçekleştirilen “Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi” nin üçüncü uygulaması, AR-GE Laboratuvarında geliştirilen termoelektrik soğuk zincirinin halkasını oluşturan Termoelektrik Tıp Kiti ,üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Tıbbi maddelerin bozulmasında en büyük etken, içinde bulundukları ortamın sıcaklık değerleridir [2,21,33,34] . Bu maddelerin bozulmadan saklanması ve taşınması için ortam sıcaklığı devamlı kontrol altında tutulmalıdır. Kan, aşı, serum ve ilaçların bozulmadan saklanabilmesi için belirli sıcaklık koşullarında bulundurulması gerekmektedir. Bu amaca yönelik olarak geliştirilmiş olan Taşınabilir Termoelektrik Tıp Kiti hem birey hemde toplum sağlığı açısından büyük önem taşımaktadır. Yüksek yoğunlukta, kaza alanlarında savaş ortamlarında kan, aşı ve ilaçların saklanması için gelişmiş depolama ünitelerinin kurulması gerekir. Bu merkezlerin bu tip ortamlarda kurulması oldukça zordur. Bu amaçla daha güvenli yerlerde kurulacak merkezler ile hasta ve yaralının bulunacağı yere kan, serum, aşı ve ilaçların naklinin yapılması daha doğru bir yaklaşım olacaktır.

Dünya Sağlık Örgütü (WHO) tarafından belirlenmiş olan standartda göre kanın depolanması için gerekli olan ısı ortamı 2°C ile 10 °C arasında olmalıdır [2,33]. AR-GE laboratuvarında bu standartlara uygun olarak ısıtma ve soğutma yapılabilen Termoelektrik Tıp Kiti cihazı geliştirilmiştir.

Şekil 5.11’ de orta hacimli (40 litre) Termoelektrik Tıp Kitinin genel görüntüsü ve deney düzeneği gösterilmiştir.

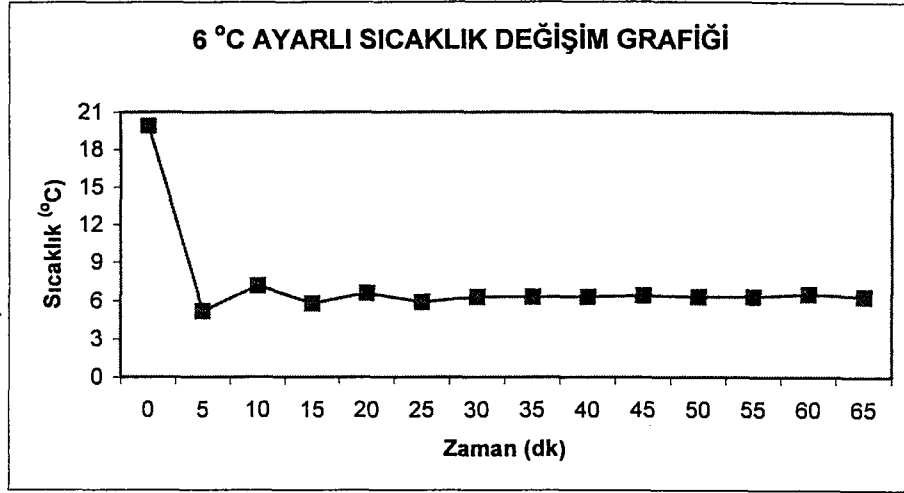


Şekil 5.11. Termoelektrik Tıp Kitin genel görüntüsü ve deney düzeneği

Gerçekleştirilen, besleme sistemi ile Termoelektrik Tıp Kitinin UNICEF standartlarına uygun olarak iç sıcaklığı 6 °C' ye ayarlanarak ölçümler yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Çizelge 5.7 ve Şekil 5.12' de gösterilmiştir.

Çizelge 5.7. Termoelektrik Tıp Kiti +6 °C soğutma deney sonuçları

ZAMAN (dk)	T sensör (°C)	V modül (V)	Akım (AMPER)
0	19,9	11.55	10.5
5	5,2	10.8	10.5
10	7,2	9.9	10.1
15	5,8	9.8	10.2
20	6,6	9.8	10.3
25	5,9	9.7	10.8
30	6,3	9.8	10.9
35	6,3	9.6	10.2
40	6,3	9.9	10.1
45	6,4	9.8	10.2
50	6,3	8.9	10.0
55	6,3	8.8	10.8
60	6,5	8.9	10.9
65	6,3	8.8	10.1



Şekil 5.12. 6 °C Ayarlı sıcaklık değişim grafiği

$$\% \text{ Regülasyon} = \frac{12 - 11.55}{11.5} \cdot 100 = 3.89$$

$$\% \text{ Dalgacık} = \frac{0.055}{12} \cdot 100 = 0.4$$

$$\% \text{ Verim} = \frac{12.9,5}{0,67.198} \cdot 100 = 85.9$$

Elde edilen sonuçlara göre 12V DC, 100 W' lık Termoelektrik Tıp Kitinin, gerçekleştirilen AMGK sistemi ile sürekli beslendiği ve UNICEF ' in standartlarına uygun olarak kitin içindeki sıcaklığın +6 °C' de sürekli ve kararlı bir biçimde sağlandığı görülmüştür.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada bir "Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi" tasarlanmış, gerçekleştirilmiş ve AMGK sistemine sıcaklığa göre değişebilen gerilim özelliği kazandırılmıştır. Mikrodenetleyici kullanılarak gerçekleştirilen kontrol sistemi ile 7 ayrı bölgedeki sensör seçilebilmektedir. Seçilen kanala ait sıcaklık değeri bir LCD ekranda görülebilmekte ve set değeri bir key-pad' den ayarlanabilmektedir. Bu set değeri de aynı ekranda görülebilmektedir. Seçilen bölgenin sıcaklığı, oransal olarak kontrol edilebilmektedir. Tasarlanan sistemde, termoelektrik sistemlerde soğutma amaçlı gerekli olan devirdaim su kontrolü de bulunmaktadır. Sistemde yeterli miktarda su bulunmadığında ve sensör hatalarında alarm sistemi etkin olmakta, çıkışları kapatıp, sesle uyarmaktadır. Hata çeşidi de LCD ekranda görülebilmektedir. Ayrıca sıcaklık değeri tehlikeli sınırlara ulaştığında alarm sistemi yine etkin olup çıkışlar kapanmaktadır.

Gerçekleştirilen "Mikrodenetleyicili Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi" ile AMGK' nin çıkış gerilimi sıcaklığa bağlı olarak, oransal şekilde değiştirilebilmektedir. Gerçekleştirilen sistem çıkışında 0-12V DC gerilim ve 0- 50 A akım aralığında tam yükte %11 regülasyon, %0.4 dalgalık ve %85 verim' le çalışabilmektedir. Sistemde, sıcaklık ölçümleri, 0.1°C hassasiyetde olup, bu hassasiyet sıcaklık değerine bakılmaksızın gerçekleştirilmektedir. Bütün sıcaklık ölçümlerinde, sistem ortalama (+,-) 0.3 °C off-set değerine sahiptir.

Gerçekleştirilen "Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollü AMGK Sistemi" üç ayrı termoelektrik sistemde denenmiş ve sonuçlar alınmıştır. Bu değerlerin ortalamaları alındığında şu değerler bulunmuştur:

1- Termohipoterm cihazının model uygulamasında 0.4V, 30 A çekilmiş ve sıcaklık kontrolü -1°C , ve 30°C ' de $+0.3^{\circ}\text{C}$ ' lik off-set değeri ile kararlı bir biçimde yapılmıştır,

2- Termoelektrik Mikrotom Cihazında AMGK sistemi ile 0.4 V, 28 A çekilmiş ve sıcaklık kontrolü -10°C ve -15°C ' de, -0.3°C ' lik off-set değeri ile kararlı bir biçimde yapılmıştır,

3- Termoelektrik Tıp Kit' in çalışması için gereken 12 V, 10 A' lik besleme sağlanmış ve kit' in iç sıcaklığı $+6^{\circ}\text{C}$ ' de, $+0.3^{\circ}\text{C}$ ' lik off-set değeri ile kararlı bir biçimde tutulabilmiştir.

Sonuç olarak gerçekleştirilen "Mikrodenetleyicili, Sıcaklık Kontrollu AMGK Sistemi" nin çeşitli Termoelektrik sistemler için uygulanabileceği tesbit edilmiştir. Bundan sonraki yapılacak çalışmalarda, bu sistemin, sadece termoelektrik sistemlerde değil, bilgisayar CPU soğutma sistemleri, telekomunikasyon cihazları v.b. elektronik kontrol sistemleri içinde uygulanabileceğini söylemek mümkündür.

KAYNAKLAR

1. Ioffe, A.F., 1960, Poluprovodnikoviyie Termoelementi, Rusya Bilim Akademisi Yayınevi, 131-146, Rusya.
2. Duncan, H., Monaghan, P., 1984, Blood Storage and Transport in the Field Using A Portable Thermoelectric Refrigerator: Assessment of Potential Use, Military Medicine, 149, 184-188, U.S.A.
3. Chrysis, G., 1989, High Frequency Switching Power Supplies, McGraw-Hill Inc., P. 13-63, 116-122, New York, U.S.A.
4. Işık, H., 1998, Gerilim ve Akım Sınırlama Özellikli SMPS Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
5. Jeff, D., Wayne, T., Roger, L., 1987, A 600 W Four- Stage Phase-Shifted-Parallel DC-to-DC Converter, **IEEE** Transaction on Power Electronics, PE-2, 2, U.S.A.
6. Söylemez, A., 1991, Switched-Mode Power Supply Controls Halogen Lamp, Siemens Components, 26, 1, 20-24, Germany.
7. Brunoro, M., 1997, A High Performance ZVS Full - Bridge DC - DC 0-50 V / 0 – 10 A Power Supply With Phase - Shift Control, **IEEE** Annual Power Electronic Special Conference, 1, 262-268, U.S.A.
8. Ahıska, R., Güler, F.N., Savaş, Y., 1999, Termoelektrik Soğutucunun Özelliklerinin Araştırılması, Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Politeknik Dergisi, 2, 3, 89-94, Ankara.

9. Pressman, A.I. , 1977, Switching and Linear Power Converter Design, McGraw-Hill Inc, 32-78, U.S.A.
10. Vescovi, T., 1990, A Switched-Mode 200 A 48 V Rectifier/ Battery Charger For Telecommunications Applications, **IEEE** International Telecommunication Energy Conference, 112-118, U.S.A.
11. Billings, K., 1989, Switching Mode Power Supply Handbook, McGraw-Hill, U.S.A.
12. Matthias, J., 1990, SMPS As General Purpose Power Supply, Siemens Components, 25, 3, 97-103, Germany.
13. Reinhard, B., 1991, Switched - Mode Power Supply Using Current-Mode with TDA 4949 Control IC, Siemens Components, 26, 2, 77-79, U.S.A.
14. Pichowicz, N., 1989, Integrated SMPS Control Circuit TDAC8380, Electronic Components and Application, 9, 1, 35-55, U.S.A.
15. Gülgün, R., Sarul, H., 1999, Flyback Konvertörlü Yeni Bir Anahtarlama Güç Kaynağı Tasarımı, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, 335-337, Türkiye.
16. Benjamin, C. K., 1984, Automatic Control Systems, Prentice – Hall Inc., U.S.A.
17. Anderson, N.A., 1980, Instrumentation For Process Measurement and Control, Chilton Cappong Render, U.S.A.

18. Kaliyugavaradan, S., 1997, A Microcontroller - Based Programmable Temperature Control, **IEEE** Transaction on Industry Applications, 1, 8, 66-70, U.S.A.
19. Borisov, B.A., 1986, Simple Proportional Temperature Regulator, Instruments and Experimental Techniques, 29, 6, 1473-1474, U.S.S.R.
20. National Acquisition Databook, 2000, Temperature Sensors, 5.5 - 5.29, U.S.A.
21. Fidan, U., Ahıska, R., Güler, F.N., 2000, Mikrodenetleyici Kontrollu Taşınabilir Termoelektrik Tıp Kiti, **ELECO** 2000, 255-259, Türkiye.
22. Kapıdere, M., 1998, Mikrodenetleyici Kontrollu Diş Protezi Pişirme Fırını, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
23. Reenstra, A.L., 1973, Solid - State Proportional Temperature Controller, **IEEE** Transaction on Industry Applications, IA-9, 1, 58-62, U.S.A.
24. Melcor Katalog, 1999, Thermoelectric Coolers, 1040 Spruce Street. Trenton, NJ 08648 U.S.A.
25. Temperature Measurement, 2001, TPC Training Systems, U.S.A.
26. Şahin, Ö., 1999, Anahtarlama Güç Kaynaklarında Sıfır- Gerilim Anahtarlama Yöntemi, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, 331-334, Türkiye.

27. Bilgin, O., 1999, Hafif Raylı Sistemlerde Kullanılabilecek Özellikte 2 KW, 800VDC/24VDC Bir Konvertör Devresinin Tasarımı ve İmalatı, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, 318-321, Türkiye.
28. Bedford, B., Hoft, R., 1964, Principles of Inverter Circuits, Wiley, New York.
29. Mysorski, L.I., 1965, Hypothermia Mosga, Varneş Yayınevi, 145-164, Rusya.
30. Miyazawa, T. , Bonnekoh, P. , Widmann, R. , Hossman, A. , 1993, Heating of The Brain To Maintain Normothermia During Brain Injury In The Rat, Acta Neuropathologica, 72, 2, 488-494, Berlin , Germany.
31. Jiang, Y. , Bruce, G. , Guy, L. , Larry, W. , Robert, J. , March-1991, Relationship between body and temperature in traumatically brain-injured rodents, Journal of Neurosurgery, 41, 4, 492-496, U.S.A.
32. William, C., Yang, K., Dixon, E., 1993, Hypothermia Attenuates The Loss of Hippocambal Microtubule - Associated Protein 2 (MPA2) Following Traumatic Brain Injury, Journal of Cerebral Blood Flow and Metabolism, 13, 5, 789-802, U.S.A.
33. Duncan, H., Monaghan, P., Deborah, H., 1988, Blood Storage and Transport A Portable Thermoelectric Refrigerator: Field Testing, Military Medicine, 153, 86 - 99, U.S.A.
34. Caldwell, W.M., 1977, DC proportional heater-cooler temperature controller for physiological research, Journal of Applied Physiology, 43, 1, 160-3, West Virginia, U.S.A.

35. Speteler, R.F., Rigomenti, D., 1988, Anourysms of The Basilar Artery Treated With Circulatory Arrest, Hypothermia and Lailiture Cerebral Protection, Journal of Neurosurgery, 68, 6, 868-879, U.S.A.
36. Gardner, N., 1998, A Beginner's Guide to The Microchip PIC, Blubird Press, U.S.A.
37. Altınbaşak, O., 2000, PIC Programlama, Altaş Yayınevi, Türkiye.
38. Cavenor, M., Arnold,, J., 1988, Microcomputer Interfacing and Experimental Approach Using The Z 80, Prentice Hall, U.S.A.
39. Microchip, 1996/1997, PIC 16 /17 Microcontroller Data Book.

EK-1

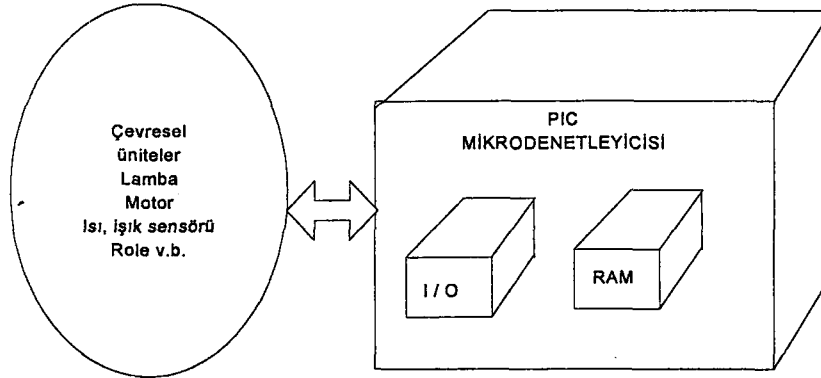
1. MİKRODENETLEYİCİLER

Mikrodenetleyici; bir entegre devre üzerinde üretilen bilgisayar olup, tüm devre üzerinde sunmuş olduğu hafıza, giriş/çıkış ve diğer donanım alt birimleri ile uygulama içinde gömülü olarak, doğrudan ve tek başına, bir mikroişlemciye göre çok daha basit ve ucuz arabirim teknikleriyle, kontrol amaçlı olarak kullanılır [Şekil 1.1]. Bir mikrodenetleyici, kullanıldığı sistemin bir çok özelliğini aynı anda gözleme, ihtiyaç anında gerçek zamanda cevap verme ve sistemi denetleme işlemlerinden sorumludur [36].

Bir mikroişlemci / mikrodenetleyicili sistem, işlemci, hafıza ve giriş/çıkış birimlerinden oluşan, adreslenebilir saklayıcılar topluluğu olarak basit bir şekilde modellenenir. Bu modelde, işlemcinin içindeki saklayıcılar, iç saklayıcılar ve dışındakiler (hafıza hücreleri ve giriş/çıkış birimleri) dış saklayıcılar olarak belirtilebilir [37].

Mikrodenetleyiciler, örneğin, otomobillerde motor kontrol, elektrik ve iç panel kontrol; kameralarda, ışık ve odaklama kontrolü, gibi amaçlarla kullanılmaktadırlar. Bilgisayarlar, telefon ve modem gibi çeşitli haberleşme cihazları, CD teknolojisi, fotokopi ve fax cihazları, radyo, TV, teyp, oyuncaklar, özel amaçlı elektronik kartlar ve sayılmayacak kadar pek çok alanda, yoğun olarak kullanılmaktadırlar [38]. Bu kadar geniş uygulamalarda kullanılan mikrodenetleyiciler, entegre devre üzerinde yer alan çok değişik donanım özellikleri sunmaktadır.

Bu özelliklerden bazıları: Paralel ve seri I/O portları, zamanlayıcı/sayıcılar, ADC ve RAM, ROM, EPROM ve EEPROM gibi değişik kapasite ve özelliklerde hafıza birimleri olarak sayılabilir.



Şekil 1.1. Bir mikrodnetleyici sistemin temel bileşenlerinin blok diyagramı

1.1. PIC Mikrodnetleyicisinin Tercih Sebepleri

PIC' lerin tercih sebeplerini aşağıdaki gibi sınıflandırabiliriz;

- a) Lojik uygulamalarının hızlı olması
- b) Fiyatının oldukça ucuz olması
- c) 8 bitlik mikrodnetleyiciler olması, bellek ve veri için ayrı yerleşik bus' ların kullanılması
- d) Veri ve belleğe hızlı olarak erişimin sağlanması
- e) PIC' e göre diğer mikrodnetleyicilerde veri ve programı taşıyan bir tek bus bulunması, dolayısıyla PIC' in bu özelliği ile diğer mikrodnetleyicilerden iki kat daha hızlı olması.
- f) Herhangi bir ek bellek veya giriş/çıkış elemanı gerektirmeden sadece 2 kondansatör ve bir direnç ile çalışabilmeleri.
- g) Yüksek frekanslarda çalışabilme özelliği.
- h) Stand-by durumunda çok düşük akım çekmesi.
- ı) Interrupt kapasitesi ve 14-bit komut işleme hafızası.
- j) Kod sıkıştırma özelliği ile aynı anda birçok işlem gerçekleştirebilmesi. PIC mikrodnetleyicileri çeşitli özelliklerine göre, PIC16C6X, 16C7X, 16C5X, 16F8X, 16F87X gibi gruplara ayrılırlar [37,38].

1.2. PIC Mikrodenetleyicilerin Kullanımı İçin Gerekli Aşamalar

I/O (Giriş) / (Çıkış): Mikrodenetleyicinin dış dünya ile ilişkisini sağlayan, girdi ve çıktı şeklinde ayarlanabilen bir bağlantı pinidir. I/O, çoğunlukla mikrodenetleyicinin iletişim kurmasına, kontrol etmesine veya bilgi okumasına izin verir.

Yazılım: Mikrodenetleyicinin çalışmasını ve işletilmesini sağlayan bilgidir. Başarılı bir uygulama için yazılım hatasız olmalıdır. Yazılım, C, Pascal veya Assembler gibi çeşitli dillerde veya ikilik olarak da yazılabilir.

Donanım: Mikrodenetleyici, bellek, arabirim bileşenleri, güç kaynakları, sinyal düzenleyici devreler ve bunları çalıştırmak ve arabirim görevini üstlenmek için bu cihazlara bağlantı bileşenleridir.

Simülatör: PC üzerinde çalışan ve mikrodenetleyicinin içindeki işlemleri simüle eden MPSIM gibi bir yazılım paketidir. Hangi olayların ne zaman meydana geldiği biliniyorsa bir simülatör kullanmak tasarımları test etmek için kolay bir yol olacaktır. Öte yandan simülatör, programları tümüyle veya adım adım izleyerek bug'lardan arındırma fırsatı sunar. Şu anda en gelişmiş simülatör programı, Microchip firmasının geliştirdiği MPLAB programıdır.

ICE: PIC MASTER olarak da adlandırılır. (In-Circuit Emulator/ İç devre takipçisi) PC ve mikrodenetleyicinin yer alacağı soket arasına bağlanmış yararlı bir gereçtir. Bu gereç yazılım, PC de çalışırken devre kartı üzerinde bir mikrodenetleyici gibi davranır. ICE, bir programa girilmesini, mikro içinde neler olduğunu ve dış dünyayla nasıl iletişim kurulduğunun izlenilmesini mümkün kılar.

Programcı: Yazılımın mikrodenetleyici belleğinde programlamasını ve böylece

ICE' nin yardımı olmadan çalışmasını sağlayan bir birimdir. Çoğunlukla seri porta (örneğin PICSTART, PROMASTER) bağlanan bu birimler çok çeşitli biçim, ebat ve fiyatlara sahiptir.

Kaynak Dosyası: Hem birleştiricinin, hem de tasarımcının anlayabileceği dilde yazılmış bir programdır. Kaynak dosyasını mikrodenetleyicinin anlayabilmesi için önceden assembler diline çevrilmiş olması gerekir.

Birleştirici: Kaynak dosyayı bir nesne dosyaya dönüştüren yazılım paketidir. Hata araştırma bu paketin yerleşik bir özelliğidir. Bu özellik assemble edilme sürecinde hatâlar çıktıkça programı hatalardan arındırırken kullanılır. MPASM, tüm PIC ailesini elinde tutan Microchip' in son birleştiricisidir.

Nesne dosyası: Birleştirici tarafından üretilen bu dosya: programcı, simülatör veya ICE' nin anlayabilecekleri ve böylelikle dosyanın işlevlerinin çalışmasını sağlayabilecekleri bir dosyadır. Dosya uzantısı, birleştiricinin emirlerine bağlı olarak, .OBJ veya .HEX olur.

1.3. PIC Mikrodenetleyicilerinin Kullanılmasında Yapılacak İşlemler

Bu işlemler şu şekilde sıralanabilir;

Program, bir edit, text veya başka bir programda yazılıp ASM uzantılı olarak kaydedilir.

Yazılan program istenirse bir simülatör program aracılığı ile simüle edilir (MPLAB,MPSIM vb.).

Eğer programda hata varsa, hata kodlarını ve nedenini gösteren ekstra dosyalar açılır.

Daha sonra bu dosyalar incelenerek hataların nereden kaynaklandığı tespit edilir (örnek ERR uzantılı hata dosyası).

Program, hatalara karşı denetlenerek, gerekli hatalar giderildikten sonra,

derlenerek .HEX formata çevrilir (Hatalı bir program derlenemez). Derleme işlemi PIC' lerde şu anda MPASM veya MPLAB gibi programlarla yapılabilmektedir.

Derlenen program, bir program vasıtasıyla, programlayıcı tarafından entegreye yüklenir.

Gerekli olan osilatör ve diğer donanım düzenekleri kurularak sistem test edilir. Bu aşamada portların çıkış akımı sınırlı olduğundan, portlara akım sınırlayıcı seri direnç veya akım yükseltmesi için transistör eklenmelidir. Aksi takdirde portlardan fazla akım çekildiği için program tam çalışmayabilir.

1.4. PIC Mikrodenetleyicilerinin Özellikleri

Güvenilirlik: PIC komutları bellekte çok az yer kaplarlar. Dolayısıyla bu komutlar 12 veya 14 bitlik bir program bellek sözlüğüne sığarlar. Harvard mimarisi teknolojisi kullanılmayan mikrodenetleyiciler de yazılım programının veri kısmına atlama yaparak bu verilerin komut gibi çalıştırılmasını sağlamaktadır. Bu da büyük hatalara yol açmaktadır. PIC' lerde bu durum engellenmiştir.

Hız : PIC oldukça hızlı bir mikrodenetleyicidir. Her bir komut döngüsü 1 sn' dir, (Örneğin 5 milyon komutluk bir programın 2 MHz' lik bir kristalle işletilmesi yalnız 1 sn. sürer). Bu süre 386SX33 hızının yaklaşık 2 katıdır. Ayrıca RISC mimarisi işlemcisi olmasının hızı etkisi oldukça büyüktür.

Komut seti: PIC' in 16C5X ailesinde bir yazılım yapmak için 33 komuta ihtiyaç duyarken 16CXX araçları için bu sayı 35' tir. PIC tarafından kullanılan komutların hepsi yazmaç temellidir. Komutlar 16C5X ailesinde 12 bit, 16CXX ailesindeyse 14 bit uzunluğundadır. PIC' te CALL, GOTO ve bit test eden BTFSS ve INCFSS gibi komutlar dışında diğer komutlar 1 saykıl çeker. Belirtilen komutlar ise 2 saykıl çeker.

Statik İşlem: PIC, tamamıyla statik bir işlemcidir. Yani saat durdurulduğunda da tüm yazmaç içeriğini korur. Pratikte bunu tam olarak gerçekleştirebilmek mümkün değildir. PIC mikrosu programı işletilmediği zaman uyuma (sleep) moduna geçirilerek mikronun çok düşük akım çekmesi sağlanır. PIC uyuma

moduna geçirildiğinde, saat durur ve PIC uyuma işleminden önce hangi durumda olduğunu çeşitli bayraklarla ifade eder. (elde bayrağı, 0 (zero) bayrağı v.b) PIC uyuma modunda 1 mA' den küçük değerlerde akım çeker (standby akımı).

Sürme özelliği (Sürücü kapasitesi): PIC yüksek bir çıkış kapasitesine sahiptir. Tek' bacaktan 40 mA akım çekebilmekte ve entegre toplamı olarak 150 mA akım akıtma kapasitesine sahiptir. Entegrenin 4 MHz osilatör frekansında çektiği akım çalışırken 2 mA, stand-by durumunda ise 2 mA kadardır.

Seçenekler: PIC ailesinde her türlü ihtiyacın karşılanacağı çeşitli hız, sıcaklık, kılıf, I/O hatları, zamanlama (Timer) fonksiyonları, seri iletişim portları, A/D ve bellek kapasite seçenekleri bulunur.

Çok yönlülük: PIC çok yönlü bir mikroişlemcidir ve ürünün içinde, yer darlığı durumunda birkaç mantık kapısının yerini değiştirmek için düşük maliyetli bir çözüm bulunur.

Güvenlik: PIC, endüstride en üstünler arasında yer alan bir kod koruma özelliğine sahiptir. Koruma bitinin programlanmasından itibaren, program belleğinin içeriği, program kodunun yeniden yapılandırılmasına olanak verecek şekilde okunmaz.

Geliştirme: PIC program geliştirme amacıyla programlanabilip tekrar silinebilme özelliğine sahiptir (EPROM, EEPROM). Aynı zamanda seri üretim amacıyla bir kere programlanabilir (OTP) özelliğine sahiptir.

Liste dosyası: Birleştirici tarafından yaratılan ve kaynak dosyadaki tüm komutları hexadecimal sistemdeki değerleri ve tasarımcının yazmış olduğu yorumlarıyla birlikte içeren bir dosyadır. Bir programı hatalardan arındırırken araştırılacak en yararlı dosya budur. Çünkü bu dosyayı izleyerek yazılımlarda neler olup bittiğini anlama şansı kaynak dosyasından daha fazladır. Dosya uzantısı .LST'dir.

Diğer dosyalar: Hata dosyası (Error file: uzantısı .ERR) hataların bir listesini içerir ancak bunların kaynağı hakkında hiç bir bilgi vermez. Uzantısı .COD olan dosyalar emülatör tarafından kullanılırlar.

Bug'lar: Tasarımcının farkında olmadan yaptığı hatalardır. Bu hatalar, basit yazılım hatalarından, yazılım dilinin yanlış kullanımına kadar uzanır. Hataların

çoğu derleyici tarafından bulunur ve bir .LST dosyasında görüntülenir. Kalan hataları bulmak ve düzeltmek de geliştiriciye düşer.

1.5. PIC Mikrodenetleyicilerinin Genel Özellikleri

PIC 16CXX ailesi dış elemanları azaltacak spesifik özelliklere sahiptir ve böylece maliyet minimuma inmekte, sistemin güvenilirliği artmakta, enerji sarfıyatı azalmaktadır [39]. Bunun yanı sıra tüm PIC' lerde 4 adet osilatör seçeneği mevcuttur. Bunlarda tek pinli RC osilatör, düşük maliyet çözümünü sağlamakta (4 MHz), LP osilatör (Kristal veya seramik rezonatör), enerji sarfıyatını minimize etmektedir, XT kristal veya seramik rezonatör osilatörü standart hızlı ve HS kristal veya seramik rezonatörlü osilatör çok yüksek hıza sahiptir (20 MHz).

PIC mikrodenetleyicileri SLEEP modla kullanılmaktadır. Bu mod ile PIC işlem yapılmadığı durumlarda uyuma moduna geçerek çok düşük akım çeker (1 mA). Kullanıcı, birkaç iç ve dış kesmelerle PIC' i uyuma modundan çıkarabilmektedir. Yüksek güvenilirlikli Watchdog Timer kendi bünyesindeki chip üstü RC osilatörü ile yazılımı kilitlemeye karşı korumaktadır. Programsal olarak Watchdog Timer aktif veya pasif yapılabilir.

Bu mikrodenetleyici ailesinin güvenilirliği son derece yüksektir. Güvenli bir biçimde uzak mesafelerdeki aygıtların kontrolünü seri haberleşme yapabildiği için gerçekleştirir.

Bu mikrodenetleyiciler EPROM teknolojisine sahiptirler (bu nedenle dönüştürme, motor kontrolü, frekans algılama v.b uygulamalar için kullanılır. Paket yapısı küçük, kullanımı kolay, esnek I/O' lara sahip, çok yönlü, her alanda kullanılabilen entegre devrelerdir. PIC 16C7X ailesi PIC 16C5X serisine yakın özellikler taşır.

PIC16C72 128 bayt' lık RAM' e ve 22 tane I/O pinine sahiptir. Eklenen bazı çevresel özelliklerle beraber 3 tane zamanlayıcı / sayıcı, 1 tane algılama /

karşılaştırma / PWM modülü ve 1 tane seri porta sahiptir. Senkron seri portta SPI (Serial Peripheral Interface) seri çevresel arabirimde iki, C yönteminde 2 yoldan seri bilgi alınır. 5 kanallı 8 bitlik A/D konvertöre sahiptir.

PIC 16C73/73A 192 bayt'lık RAM'e, PIC 16C76 368 bayt'lık RAM'e sahiptir. Her bir entegre 22 adet I/O pinine sahiptir. Eklenen bazı çevresel özelliklerle beraber 3 tane zamanlayıcı/sayıcı, 2 tane algılama / karşılaştırma / PWM modülü ve 2 adet seri porta sahiptir. Senkron seri portta SPI (Serial Peripheral Interface) seri çevresel arabirimde iki, I2C yönteminde 2 yoldan seri bilgi alınır. Universal Senkron Asenkron Alıcı Verici (USART) seri iletişim arabirimi olarak ya da SCI olarak bilinir. 5 kanallı 8 bitlik A/D konvertöre sahiptir.

PIC 16C74/74A 192 bayt'lık RAM'e, PIC 16C77 368 bayt'lık RAM'e sahiptir. Her bir entegre 33 adet I/O pinine sahiptir. Eklenen bazı çevresel özelliklerle beraber 3 tane zamanlayıcı/sayıcı, 2 tane algılama/karşılaştırma / PWM modülü ve 2 tane seri porta sahiptir. Senkron seri portta SPI seri çevresel arabirimde iki, C yönteminde 2 yoldan seri bilgi alınır. Universal Senkron Asenkron Alıcı Verici (USART) seri iletişim arabirimi olarak ya da SCI olarak bilinir. 8 kanallı 8 bitlik A/D konvertöre sahiptir. Bu seriye ait PIC'ler kesin, kararlılık gerektiren termostat kontrolü, basınç algılaması vb. gibi sistemlerde düşük maliyetlerinden dolayı tercih edilir.

PIC 16F87X serisi yüksek performanslı, CMOS, full - statik, 8 bit mikrodenetleyicidir. Tüm PIC16F87X mikroları birçok esas özelliklere sahiptir. 14 seviyeli, derin küme ve çoklu iç ve dış kesme kaynaklarına sahiptir. 2 aşamalı komut hattı tüm komutların tek bir saykıl ile işlenmesini sağlamaktadır. Yalnızca bazı özel komutlar 2 saykıl çekerler. Bu komutlar dallanma komutlarıdır. PIC16F873/874 microchip'i 192 bayt'lık RAM belleğine, 128 bayt EEPROM belleğine ve 22/33 (PIC 16F873-22 / PIC 16F874-33) I/O pinine sahiptir. Bunun yanı sıra, timer ve sayaç da mevcuttur. PIC16F87X ailesi dış elemanları azaltacak spesifik özelliklere sahiptir ve böylece maliyet minimuma inmekte,

sistemin güvenilirliği artmakta, enerji sarfiyatı azalmaktadır. Bunun yanısıra tüm PIC ler de 4 adet osilatör seçeneği mevcuttur. Bunlarda tek pinli RC osilatör, düşük maliyet çözümünü sağlamakta (4 MHz), LP osilatör (Kristal veya seramik rezonatör), enerji sarfiyatını minimize etmekte (asgari akım) (40 kHz), XT kristal veya seramik rezonatör osilatörü standart hızlı ve HS kristal veya seramik rezonatörlü osilatör çok yüksek hıza sahiptir (20 MHz). PIC mikrodenetleyicilerin en büyük özelliği sleep modu özelliğidir. Bu mod ile PIC işlem yapılmadığı durumlarda uyuma moduna geçerek çok düşük akım çeker. Kullanıcı birkaç iç ve dış kesmelerle PIC' i uyuma modundan çıkarabilmektedir. Yüksek güvenilirlikli Watchdog Timer kendi bünyesindeki RC osilatörü ile yazılımı kilitlemeye karşı korumaktadır. PIC16F87X EEPROM program belleği, aynı aygıt paketinin orijinali ve üretimi için kullanılmasına olanak vermektedir. Bu aygıtın kolayca erişilemediği, fakat prototipinin kod güncelleştirmesi gerekli olduğu durumlarda, bir çok uygulamanın geliştirilmesinde yararlıdır. Bunun yanı sıra bu kodun güncelleştirilmesi diğer ayrı uygulamalarda da yararlıdır.

Çizelge 1.1' de PIC16F87X ailesinin özellikleri ve Ek Şekil 1.1 ile Şekil 1.2' de de basitleştirilmiş iç yapısı gösterilmektedir .

Çizelge 1.1. PIC 16F87X ailesi Özellikleri

	PIC16F873	PIC16F874	PIC16F876	PIC16F877
Çalışma Frekansı(MHZ)	20	20	20	20
FLASH Program Belleği(14-Bit word)	4K	4K	8K	8K
Veri Hafızası (Byte)	192	192	368	368
EEPROM Veri Belleği (Byte)	128	128	256	256
Kesmeler	13	14	13	14
I/O Portları Sayısı	Port A,B,C	Port A,B,C,D,E	Port A,B,C	Port A,B,C,D,E
10-Bit ADC Modülü	5 Kanal	8Kanal	5Kanal	8 Kanal
Komut Seti	35 Komut	35 Komut	35 Komut	35 Komut

PIC' ler yüksek hızlı otomobillerden, motor kontrolü uygulamaları, düşük enerji sarfiyatlı uzaktan çalışan sensörler, elektronik kilitler, güvenlik aygıtları ve akıllı kartlara kadar bir çok uygulamalarda kullanılırlar. EEPROM teknolojisi uygulama programlarının uygulamasını son derece hızlı ve uygun hale getirmektedir. Küçük boyutlarıyla bu mikrodeneşleyiciler alan sınırlaması bulunan uygunlarda kusursuzdur. Düşük maliyet, düşük enerji sarfiyatı, yüksek performans, kullanım kolaylığı ve I/O esnekliği daha önce kullanılması hiç düşünülmeyen alanlarda kullanılmasını sağlamaktadır.

Seri sistem içi programlama özelliği ürünün tamamen toplanması ve test edilmesinden sonra ürünün alıştırılmasının esnekliğine olanak vermektedir. Bu özellik sayesinde ürün serileştirilebilmekte ve veriler saklanabilmektedir.

1.6. PIC 16C8X Mikrodenetleyicilerin Temel Özellikleri

Yüksek performanslı RISC mikroişlemcisine sahiptir.

Komut yapısı 35 adet özel komuttan oluşur.

Bütün komutlar tek saykıl çeker, fakat dallanma komutları 2 saykıl çeker.

Çalışma hızı 20 MHz' e kadar çıkabilmekte ve 1 saykıl, 200 ns zaman harcamaktadır.

14 kelimelik, 8 kilobaytlık program hafızasına sahiptir aynı zamanda 368x8 baytlık data hafızasına (RAM) sahiptir.

Birçok kesme (interrupt) özelliğine sahiptir.

8 bitlik bilgilerin geçici olarak saklandığı yığına sahiptir.

Enerji kesildiği anda programı resetler. (Power-on Reset) (POR)

Zaman aşımı zamanlayıcısı Power-up Timer (PWRT)

Osilatör başlatma zamanlayıcısı (Start-up Timer) (OST)

Watchdog Timer (WDT), RC osilatör kullanıldığında bile güvenle çalışır. (Program kilitlendiğinde PIC' i resetler)

Kod koruma özelliğine sahiptir. (Code Protection)

İşlem yapmadığı zaman uyku moduna geçer ve kaynaktan mikro amper düzeyinde akım çeker.

Pek çok osilatör seçeneğine sahiptir (RC, XT, LC, HS).

Düşük güç, yüksek hız CMOS EPROM teknolojisine sahiptir.

Tam statik dizayn edilmiştir.

Çalışma voltaj aralığı 2.5 V - 6.0 V arasındadır.

Yüksek çıkış sürme akımına sahiptir ve her port 20 mA akım verir.

Düşük güç tüketir.

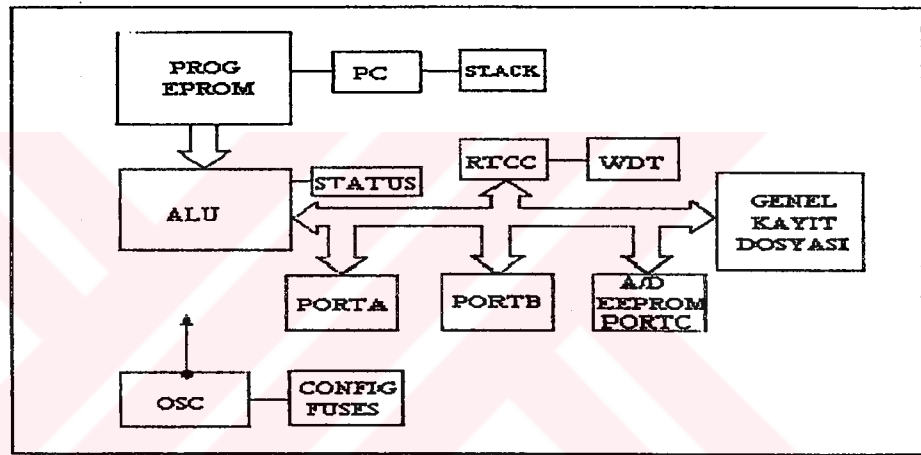
5 V, 4 MHz' de 2 mA' den az akım çeker,

3 V, 32 kHz' de 15 mA' den az akım çeker,

Stand-by konumunda 1 mA' den az akım çeker.

1.7. PIC Mikrodenetleyicilerinin İç Yapısı

CPU bölgesinin kalbi ALU' dur (Aritmetic Logic Unit – Aritmetik Mantık Birimi). ALU, W (Working – Çalışan) adında bir yazmaç içerir. PIC, diğer mikroişlemcilerden, aritmetik ve mantık işlemleri için bir tek ana yazmaca sahip oluşuyla farklılaşır. W yazmacı 8 bit genişliğindedir ve CPU' daki herhangi bir veriyi transfer etmek üzere kullanılır.



Şekil 1.2. Temel blok diyagram

CPU alanında ayrıca iki kategoriye ayrılabilen veri yazmaç dosyaları (Data Register Files) bulunur. Bu veri yazmaç dosyalarından biri I/O ve kontrol işlemlerinde kullanılırken, diğeri RAM olarak kullanılır. PIC' lerde Harvard mimarisi kullanılır. Harvard Mimarisi mikrodenetleyicilerde veri akış miktarını hızlandırmak ve yazılım güvenliğini arttırmak amacıyla kullanılır. Aynı bus' ların kullanımıyla veri ve program belleğinde hızlı bir şekilde erişim sağlanır.

1.7.1. Elektrikle silinebilen mikrodenetleyiciler

Bu mikrodenetleyiciler, programının silinip yeniden yazılabılme özelliğine sahiptir ve oldukça düşük maliyetli plastik ambalajlar halinde bulunmaktadır. Aynı zamanda bu tip mikroların üretimi kadar prototipinin geliştirilmesi ve pilot programlar için kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Bunun daha ötesindeki avantajlarından biri, bunların devre içi veya Microchip PICSTART Plus veya PROMATE II programlayıcıları tarafından silinebilmesi ve yeniden programlanabilmesidir.

1.7.2. Bellek organizasyonu

PIC16F87X'de bellek bloğu mevcuttur. Bunlar program belleği, veri belleği ve bunları ayıran veri hattıdır. Her bir bellek kendi taşıyıcısına sahiptir; böylece her bir bloğa erişim aynı osilatör süreci boyunca meydana gelebilmektedir. Bunun ötesinde, veri belleği genel amaçlı RAM ve özel fonksiyon kayıtları (SFR) olmak üzere ikiye ayrılır. SFR' ler her bir bireysel özelleşmiş modülü ele alan bölümde açıklanan özel modülleri kontrol etmek için kullanılmaktadır. Veri belleği EEPROM veri belleğini de içermektedir. Bu bellek, direkt veri belleğine planlanmamış, fakat indirekt olarak planlanmıştır; ve indirekt adres göstergeleri okumak / yazmak için EEPROM belleğinin adresini belirlemektedir. PIC16F876/877 aygıtları 8Kx14 ve PIC16F873/874 aygıtları 4Kx14 FLASH program belleğine sahiptir. Reset vektörü 0000h ve kesme vektörü 0004h adresindedir

1.7.2.1. Veri Bellek Organizasyonu

Veri belleği genel amaçlı yazmaçlar ve özel işlev yazmaçlar (SFR) olmak üzere ikiye ayrılır. RP0 ve RP1 bitleri sıra seçim bitleridir.

RP1	RP0
-----	-----

= 00 Bank 0

= 01 Bank 1

= 10 Bank 2

= 11 Bank 3

Her bir banka 7Fh'e kadar (128 bayt) uzanır. Her bankanın alt kısımları özel işlev yazmaçları için ayrılır. Üstteki özel işlev yazmaçları ise statik RAM olarak uygulanan yazmaçlardır. Bütün bankalarda özel işlev yazmaçları vardır. Özel işlev yazmaçlarındaki yüksek kullanım bir bankadan kod indirgemesi ve hızlı erişim için başka bankada gösterilebilir.

1.7.2.2. Özel işlev yazmaçları

Özel işlev yazmaçları, aygıtın istenen işlemi kontrol etmesi için CPU ve çevresel modüller tarafından kullanılan yazmaçlardır. Bu yazmaçlar statik yazmaç olarak kullanılırlar.

1.7.2.3. Giriş çıkış portları (I/O Portları)

I/O portları için bazı pinler aygıtta çevresel işlemlerde kullanılmak üzere yardımcı işlevlerle arttırılırlar. Genelde çevre birimleri etkinleştirildiğinde genel amaçlı giriş/çıkış pini kullanılmaz.

1.7.2.4. Port A ve Tris A yazmacı

PORTA 6 bit yönlendirilebilir porttur. Bu portu yönlendiren yazmaç ise TRISA yazmacıdır. TRISA kaydındaki herhangi bir bit 1 ise buna uygun çıkış sürücüsü yüksek direnç moduna getirilecektir. TRISA kaydındaki herhangi bir bitin 0 olması durumunda ise çıkış mandalı seçilen pinin üzerine getirilir. Analog giriş kullanıldığında TRISA yazmacı RA pininin yönünü kontrol eder.

1.7.2.5. Port B ve Tris B yazmacı

PORTB 8 bit yönlendirilebilir porttur. Bu portu yönlendiren yazmaç ise TRISB yazmacıdır. TRISB kaydındaki herhangi bir bit 1 ise buna uygun çıkış sürücüsü yüksek direnç moduna getirilecektir. TRISB kaydındaki herhangi bir bitin 0 olması durumunda ise çıkış mandalı seçilen pinin üzerine getirilir. Analog giriş kullanıldığında TRISB yazmacı RB pininin yönünü kontrol eder .

Her bir PORTB pin' i iç direnç düşürücü engellere sahiptir. Tekli kontrol biti tüm engelleri devreye sokabilir. Bu RBPU bitinin silinmesiyle yapılır. Düşürücü engeller, port pini çıkış olarak konfigüre edildiği zaman otomatik olarak kapanmaktadır. Engeller güç reset üzerinde etkinsizleştirilmektedir. Dört PORTB pini, RB7- RB4 değişim özelliklerinde kesmelere sahiptir. Yalnızca giriş olarak konfigüre edilen pinler kesmenin meydana gelmesine sebep olabilirler (yani, herhangi bir çıkış olarak şekillendirilen RB7: RB4 pini değişim ilişkisi üzerindeki kesmeden hariç tutulmuştur). Giriş modundaki pinlerin değeri PORTB'nin önceki okunmasındaki eski değeri ile karşılaştırılır. Pinlerin "uyuşmayan" kısımları RB port değişim kesmesini üretmek için birlikte OR' lanır.

1.7.2.6. Port C ve Tris C yazmacı

PORTC 8 bit yönlendirilebilir porttur. Bu portu yönlendiren yazmaç ise TRISC yazmacıdır. TRISC kaydındaki herhangi bir bit 1 ise buna uygun çıkış sürücüsü yüksek direnç moduna getirilecektir. TRISC kaydındaki herhangi bir bitin 0 olması durumunda ise çıkış mandalı seçilen pinin üzerine getirilir. Analog giriş kullanıldığında TRISC yazmacı RC pininin yönünü kontrol eder.

1.7.2.7. Port D ve Tris D yazmacı

Bu bölüm 28 pinli aygıtlarda yoktur. PORTD 8 bit Schmitt trigger tampon girişli

porttur. Bu port PSPMODE (TRISD) denetim biti tarafından kurulur. Giriş tamponu TTL tampondur.

1.7.2.8. Port E ve Tris C yazmacı

Bu bölüm 28 pin' li aygıtlarda yoktur Bu port RE0/RD/AN5, RE1/WR/AN6 ve RE2/CS/AN7 olmak üzere 3 adet pine sahiptir. Giriş veya çıkış portu olarak ayarlanabilir. PORTE kontrolü TRISE tarafından yapılır. PSPMODE denetim biti tarafından ayarlanır.

1.7.3. Veri EEPROM ve flash program hafızası

Veri EEPROM ve FLASH program hafızası normal işlem süresinde okunabilme ve yazılabilme özeliğine sahiptir. Veri belleği, kaydedici dosyaya doğrudan planlanmamıştır. Bunun yerine bu bellek, özel fonksiyon kaydı üzerinden dolaylı olarak adreslenmiştir. Burada bu belleği okuyan ve yazan 6 özel kaydedici mevcuttur:

EECON1

EECON2

EEDATA

EEDATH

EEADR

EEADRH

EEPROM okuma belleği okuma ve yazmaya izin verir. EEDATA yazma/okuma için 8 bitlik okuma tutar ve EEADR erişilen EEPROM adreslerini saklar. EEDATH ve EEADRH kaydedicileri okuma EEPROM' u kullanmak için erişemezler. Bu aygıtlar 0H ile FFH genişliğindeki adresli EEPROM belleğinin

256 byte' ına sahiptir. EEPROM okuma belleği yüksek silme/yazma süreçlerine oranlanmıştır. Yazma süresi yonga zamanlayıcısı tarafından denetlenmektedir. Yazma süresi chipten chipe olduğu gibi sıcaklık ve gerilimle de değişmektedir. Program hafızası kelime okuma ve yazmasına izin verir. Byte veya word verisi otomatik olarak silinir ve yeni okuma yazılır. Program hafızası arabirimi bloklandığı zaman, EEDATH, EEDATA kaydedicileri oku/yaz için 14 bit veriyi 2 byte word halinde tutar. EEADRH ve EEADR kaydedicileri EEPROM'da 13 bitlik 2 byte word adresini tutar. Bu aygıtlar 0H ile 3FFFh arasındaki adreste 8K word program EEPROM'una sahiptir [38].

1.7.3.1. Eeaddr

EEADR kaydı EEPROM verisinin maksimum 256 byte' ını veya FLASH' ın maksimum 8K Word' unu adresleyebilir. Program adres değeri seçilirken EEADRH kaydedicisi adresin MSByte' ını yazar, EEADR kaydedicisi ise LSByte' ını yazar.

1.7.3.2. Eecon1 ve Eecon2 yazmaçları

EECON1 belleğe ulaşmak için kontrol kaydedicisidir. EECON2 fiziksel kaydedici değildir. EECON2 yalnızca bellekteki yazı dizisini okumak için kullanılır. Eğer erişim, program veya okuma belleğine ulaşma olacaksa buna EEPGD denetim biti karar verir. Veri belleği temizlendiğinde, sonradan yapılan işlemler okuma belleğine işlenirler. Bellek ayarlandığında ise yine sonradan yapılan işlemler belleğe işlenirler. RD ve WR kontrol bitleri sırasıyla oku-yaz işlemlerini başlatır.

1.7.3.3. Flash program belleğinin okunması

Program belleğinin okuma EEADR ve EEADRH kaydedicilere adresin 2 byte' ı yazılarak okunabilir. Okuma kontrol biti bir kez ayarlanıp mikrodenetleyici veriyi okumak için komut çevrimini kullanacaktır.

1.7.3.4. Flash program belleğinin yazılması

WRT Kurulum biti ayarlanır ise FLASH program belleği sadece yazılabilir duruma getirilir. FLASH Belleğe yazma yeri, adresin ilk iki byte EEADR ve EEÁDRH kaydedicilerine yazılarak ve EEPGD/RD kontrol bitleri 1 yapılarak ilk iki byte EEDATA ve EFDATH kaydedicilerine yazılarak tespit edilir.

1.7.3.5. Yazım doğrulanması

EEPROM verisine yazılan değerlerin yazılması istenen değerlerle doğrulanması gerekmektedir. Bu EEPROM biriminin spesifikasyon limitine yakın uygulamalarda kullanılması gereklidir. Toplam kaldırma diski, uygunluk (rahatlık) derecesini belirlemeye yardımcı olacaktır. Genel olarak EEPROM yazım başarısızlığı "1" olarak yazılan, fakat geriye "0" olarak okunan bitten kaynaklanmaktadır.

1.7.3.6. Zamanlama 0 (Timer0) modülü ve TMR0 kaydı

Timer0 modül, timer / sayaç aşağıdaki özelliklere sahiptir:

8 bitlik timer / sayaç

Okunabilir ve yazılabilir

8 bitlik programlanabilir prescaler.

İçten veya dıştan saat ayarı

FFh' dan 00h'e taşma üzeri kesme

Dış saatin sınır seçimi

Timer modu, TOCS bitinin temizlenmesiyle seçilir. Timer modunda Timer0 modülü, her bir komut sürecini uzatır. Eğer TMR0 kaydı yazılıysa, uzama takip eden 2 süreci engeller.

Kullanıcı ayarlanan değeri TMR0 kaydına yazarak, bunun etrafından çalışabilir.

Sayaç modu TOCS bitinin ayarlanmasıyla seçilir. Bu modda, TMR0, RA4/TOCK1 pininin sınırlarının her bir artışında ya da düşüşünde artacaktır. Genişleyen sınır, TO kaynak sınır seçim biti tarafından, TOSE tarafından belirlenmektedir. TOSE bitinin temizlenmesi artan sınırları seçecektir.

Prescaler, Timer0 modülü ile Watchdog Timer arasında paylaşmaktadır. Prescaler ataması, yazılımda PSA biti kontrolü tarafından denetlenmektedir. PSA bitinin temizlenmesi, prescaler' ı Timer0 modülüne atayacaktır. Prescaler okunabilir veya yazılabilir değildir. Prescaler Timer0 modülüne atandığında prescaler değeri yazılım tarafından seçilebilir.

1.7.3.7. TMR0 kesmesi

TMR0 kesmesi, TMR0 kaydı FFH' dan 00H'e akışında üretilmektedir. Bu fazla akım TOIF bitini kurar. Kesme, aktif TOIE bitinin temizlenmesi ile gizlenebilir. TOIF biti, Timer0 modülü tarafından, bu kesmenin yeniden aktifleştirilmesinden önce yazılımdan silinmelidir. TMR0 kesmesi işlemciyi SLEEP' den çıkaramaz, çünkü, SLEEP boyunca timer kapalıdır.

1.7.3.8. TMR0' nun dıştan saat ile kullanımı

Dıştan saat girişi TMR0 için kullanıldığında, bazı ön şartların gerçekleştirilmesi gerekir. Dıştan saat gereksinimi, içten faz saati senkronizasyonundan kaynaklanmaktadır. Bunun yanı sıra, TMR0 kaydının senkronize edilmesinden sonra, fiili artmada gecikme mevcuttur.

1.7.3.9. Dıştan saat senkronizasyonu

Hiç bir prescaler kullanılmadığı takdirde, dıştan saat girişi prescaler çıkışındaki gibidir. RA4 / TOCK1 pininin içten faz saati ile senkronize edilmesi iç faz saatlerinin Q2 ve Q4 süreçlerindeki prescaler çıkışını örneklemek yoluyla yerine

getirilir. Bunun için , TOCKI' nın düşük değerinin en azından 2TOSC olması gerekir. Prescaler kullanıldığında, dış saat girişi asenkron sayıcı tipi prescaler' a bölünür ve böylece prescaler çıkışı simetrik olur. Dış saatin örnekleme gereksinmelerini karşılamak için sayaç dikkate alınmalıdır.

1.7.3.10. TMRO gecikme uzatılması

Prescaler çıkışı, iç saat ile senkronize edildiği için, dış saat sınırlarının meydana gelmesindeki zamandan TMRO modülünün fiili olarak uzatılması zamanına kadar küçük bir gecikme vardır.

1.7.3.11. Prescaler(Bölücü)

8 Bitlik sayaç Timer0 modülünde veya Watchdog timer' ında bulunur. Prescaler dışarıdan verilen sinyali 256 ya kadar bölmeye yarar. Timer0 modülü ile Watchdog timer' ı arasında karşılıklı istisna tutulan yalnızca bir tek prescaler mevcuttur. Böylece Timer0 modülüne prescaler ataması, Watchdog timer' ın prescaleri olmadığı anlamına gelmektedir. PSA ve PS2 , PSO bitleri prescaler atamasını ve prescaler oranını belirlemektedir. Timer0 modülüne yazılan bütün komutlar, timer0 modülüne atandığında prescaler' ı ölçecektir. WDT' ye atandığında, CLRWDT komutu Watchdog Timer boyunca prescaler' ı temizleyecektir. Prescaler yazılabilir veya okunabilir değildir.

1.7.3.12. Zamanlayıcı 1 (Timer1) modülü

Timer1 modül: Timer/sayaç aşağıdaki özelliklere sahiptir;

16 bit timer/sayaç

Okunabilir ve yazılabilir.

İçten ve dıştan saat seçimi

FFFFh' den 000h' a taşma üzeri kesme

CCP modülünden resetleme

1.7.3.13. Zamanlayıcı 1 (Timer1) İşlemleri

Timer1 aşağıdaki modlardan birini işletebilir:

Zamanlayıcı olarak

Senkronize sayacı olarak

Asenkronize sayacı olarak

TMR1CS (T1CON<1>) biti bu modlar dan hangisinin çalıştırılacağına karar verir. Zamanlayıcı modunda Timer1 her komut çevrimi artışları, sayaç modunda her harici saat girişi yükselmesini belirler.

1.7.3.14. Zamanlayıcı2 (Timer2) modülü

Timer2 modül aşağıdaki özelliklere sahiptir;

8 bit zamanlayıcı (TMR2 kaydedici)

8 bit periyot kaydedici (PR2)

Okunabilir ve yazılabilir

Yazılım programlanabilir prescaler

TMR2, PR2 eşlemesinde kesme

Saat kaymasını üretmek için TMR2 çıkışının seçimli kullanımı SSP modülü

1.7.3.15. Zamanlayıcı2 (Timer2) işlemleri

Timer2, CCP modülünün PWM modu için PWM zaman tabanı olarak kullanılabilir. Giriş saati ($f_{osc}/4$)' in prescaler seçeneğine sahip olur. Aşağıdaki durumlardan herhangi biri gerçekleştiğinde prescaler ve postcaler sayaçları temizlenirler.

TMR2 kaydedicisine yazıldığında

T2CON kaydedicisine yazıldığında

Herhangi bir aygıt hazır olduğunda

T2CON yazıldığında, TMR2 temizlenemez.

1.7.4. Usart adreslenebilir evrensel senkronize asenkronize alıcı vericileri

Bu 'modül iki seri I/O modülleri olabilen bir modüldür Aynı zamanda seri komünikasyon yüzleştiricisi, SCI olarak da bilinir. USART aynı zamanda tam dubleks asenkronize sistemi ile de konfigüre edilebilir. Bu sistem araçları CRT terminalleri, şahsi bilgisayarlar ile bağlantı kurulabilir. Ya da yarı dubleks senkronize olarak da diğer araçlarla komünike edilebilir. Örneğin; A/D veya D/A ve seri olarak EEPROM vs. USART aşağıdakiler gibi konfigüre edilebilir:

Asenk (Tam Duble)

Senkronize Master (Yarı Duble)

Senkronize Yardımcı (Yarı Duble)

1.7.5. Usart baud oran jeneratörü (Brg)

Bu cihaz USART' ın asenkronize ve senkronize modlarını destekler. Bu 8 bit' lik bir jeneratördür. Bu cihaz 8 bit' lik serbest zamanlı bir kontrol ile kontrol edilir. Asenkron mod' da bit BRGH olarak kontrol edilir. Senkronize mod' da ise bit BRGH istenmez.

1.7.6. Usart asenkronize durumu

Dönüşümsüz den sıfıra formatında kullanılır. En çok kullanılan şekli 8 bit' liktir. Bu yonga üzerinde osilatörden standart baud' un frekans oranına göre iletilir. USART gönderici ve alıcının birincisi LSB' dir. USART iletili ve kaydedici fonksiyonel olarak bağımsız fakat aynı data formatı şeklinde ve baud oranında kullanılır. Bu baud oranının jeneratörü üretim şekli saat gibi çalışır veya x16 ya da x64'lük bitlerin oranı şeklinde üretim yapar ve BRGH üzerinde destek görür (TXSTXZ). Bu oranlar hiçbir zaman donanım tarafından desteklenmez fakat

sistem içerisinde 9 data bitlik halde sistemde kullanılır. Asenkronize mod' da durdurmak için uyku moduna sokulur. Asenkronize mod SYNC bitinin yalın haliyle seçilir . Asenkronize modun önemli parçaları aşağıdadır.

Baud oran jeneratörü

Sade dolaştırıcı

Asenkronize kaydedici

Asenkronize iletici

1.7.7. USART asenkronize iletici

Bu ileticinin kalbi TSR' dir. Bu TSR bilgileri okuma / yazma işlemleri buffer tarafından iletilir (TXREG). Bu TXREG kaydedici ona hafızaya bilgi ile beraber yüklenir. TSR kaydedici hiçbir zaman sabit yüklenici gibi durmadan yüklenilmez. En yakın zamanda bit iletimi TSR yüklenmesiyle yeni bilgiler TXREG' in kaydı olması sonrasında yüklenir. TXREG kaydedici bilgi transferinde TSR kaydediciden, TXREG boşalmış ise büküme tamamlanır ve TXIF (PIR1<4>) müsaadesinde olur. Bu iletim kullanılabilir / kullanılamaz hali yükleme / boşalım TXIE (PIE1<4>) bit kullanım haliyle oluşur. Bu hiç bir zaman ana hafızadan silinemez ve TXIE bitinde ana şematik hal alır. Bu hal dondurulacak veya silinecek olursa veya silinirse sadece yeni bilgiler TXREG kaydedicisine yüklenir. Diğer bit TRMT (TXSTA<1>) TSR kaydedici içerisinde görülür ve bu hal TXIF içerisinde mevcuttur. TRMT bit' i küme halinde iken TSR kaydedicinin boşalabilmesi için küme halinde olması gerekir. Bu sayısal iletim bağlı olduğu bit ile olmaz elbette kullanıcı bu iletimi eğer TSR kaydedici boş ise o şekli seçer.

Asenkronize ileticinin kümelenmesi açıklaması:

1. SPBRG kaydedicisi baud rate' in hareketi dahilinde gözükür . Eğer çok yüksek hızlarda baud rate işlem haline geçerse bu da BRGH bit' nin kümelenmesini oluşturur.
2. Kullanılabilir asenkronize seri bağlantılarının temizlenebilmesi için SYNC bitinin temizlenmesi ve SPEN bitinin kümelenmesi gerekir.

3. Eğer bu iletimin tamamlanması oluşmuş ise TXIE bitinin kümelenmesi gerekir.
4. Eğer 9 bit' lik çevirici kullanılıyorsa, kümede TX9 bitinin iletimi ile çalışır.
5. Bu çeviricinin kullanılabilmesi için TXEN bitinin kümelenmesi ve de TXIF bitinin kümede yer alması gerekmektedir.
6. Eğer 9 bitlik çeviri seçilmiş ise TXD bitine 9 bit' lik yüklenmelidir.
7. TXREG kaydedicisine bilgi yüklenir ve iletim başlar.

1.7.8. USART senkronize kaydedici

Bilgi kaydedici RC7/RX/DT pini ve dönüşüm bilgi koruması bloğu üzerinde olur. Bu bilgi koruma bloğu kesinlikle yüksek hız sırasında kontrolü x16 kere baud rate' de olur. Ana kaydedici seri sıralı müdahaleleri de bit oranında ya da FOSC' de olur. USART şekli özel provizyonu multi işlemci iletim aracıdır. Ne zaman RX9 bitinde RCSTA kaydedicisinde kümeyi oluşturursa 9 bit kayıt olur ve 9 bit yerini RSTA kaydedicisinde RX9D biti statüsünde mevcuttur. Programın bağlanabilmesi için bit kaydedicinin durdurulması gerekir. Seri bağlantının aktif olabilmesi için RX9D bitinin bire eşit olması gerekmektedir. Bu çeşitlenmelerde kümelenmeler ADDEN bitinin RLSTA<3>'ün RCSTA kaydedicisinin içinde olması gerekmektedir.

1.7.8.1. 9-Bit mod'da adres denetiminin ayarı

Çalışma şekli aşağıda adım adım gösterilir:

SPBRG kaydedici Baud Rate' de mevcuttur ve yüksek hızda BRGF biti hali alır. Asenkronize seri bağlantısının işlemleri temizlenmiş SYNC biti ve SPEN biti halidir.

Eğer oluşum, iletilirse RCIE biti halinde oluşur.

RX9 biti kümelenmesi 9 bitlik olur.

ADDEN kümesi adres denetleyicisinde oluşur.

CREN bitinde çalışır.

RCIF kümelenmesi tamamlanması için RCIE bitinde kümelenmesi gerekir.

RCSTA kaydedici okursan 9 uncu bit de olur ve iletisimde de byte olusur.

8 inci kaydedici bitinde RCREG kaydedici bilgi hata vermez ve aygit adrese iletir.

Eger hata verirse, temizlenmis hali CREN bitidir.

Eger cihaz yerindeyse, ADDEN biti bilgi baytinda ve bu adresteki biti yerindeki byte kaydedici bufferin da okunur ve CPU da mevcuttur.

1.7.9. Usart senkronize ana modu

Senkronize ana mod da iken bilgi akisi yarim dubleks halde olur. Mesela iletim ve karasilama ayni anda gozukmezler.

Senkronize halde giris SYNC biti tarafından olur (TXSTA <4>) sartlar altında SPEN biti (RCSTA<7>) kümede R(6/TX/CK ve RC7/RX/DT I/O pini etkisi altında CK (saat) ve DT(bilgi) hatta düzgünce ilerlerler. Ana mod işlemci iletimini ana saatin CK hattı üzerinde hareket eder. Ana mod girişi CSRC (TXSTA<7>) bitleriyle kümeleşme mevcuttur.

1.7.10. USART Senkronize ana iletici

İleticinin kalbi iletim halinde sıralı kaydedilir (TSR). Sıralı kaydedici bilgileri okuma / yazma' dan tampon kaydediciye iletir (TXREG). (TXREG kaydedici bilgileriyle ana hafızaya yüklenir. TSR kaydedici de bunun arkasından kaydedilir. TSR yükleyici en kısa sürede son biti iletir ve TSR yeni bilgi halinde TXREG yükleyici bilgi akışında TSR kaydediciye yükler. TXREG boş ve etkili bit okuma TXIF (PIR1<4>) kümesindedir. Bu oluşum kullanılabilir veya kullanılamaz/yüklenebilir/boşalabilir halde TXIE biti (PIR1<4>) oluşur. TXIF bitinin silinmesi ana hafızada çok zordur. Onun sadece kitlenmesi için TXREG kaydedicinin yeni bilgileri içine yüklenmesi gerekmektedir. Destek bitlerinin bu verilerle bağlantısı yoktur.

1.7.11. Analog dijital konvertör modülü

Analog dijital konvertör modülü 5 girişli 28 pinli elemandır. Analog giriş örnekle ve tut kondansatörünü şarj eder. Örnekle ve tut kondansatörünün çıkışı dönüştürücünün girişine uygulanır. Dönüştürücü, ardışık yaklaştırma yoluyla bu analog düzeyin sayısal sonucunu üretir. Bu A/D dönüşümde, analog giriş sinyali 10 bitlik sayı karşılaştırma ile sonuçlanır. A/D çevirici eşsiz bir özelliğe sahiptir. İşlem yapmazken uyuma moduna geçer. Uyuma modunda A/D konvertörün saatinde bir iç RC osilatörü üretilmelidir. A/D Modül dört (4) kaydediciye sahiptir. Bunlar;

1. A/D Yüksek sonuç kaydedicisi (ADRESH)
2. A/D Düşük sonuç kaydedicisi (ADRESL)
3. A/D Kontrol kaydedici 0 (ADCON0)
4. A/D Kontrol kaydedici 1 (ADCON1)

ADRESH: ADRES2 kaydedicileri A/D dönüşümün 10 bit sonucunu kapsar. A/D dönüşümü bittiği zaman, sonuç A/D sonuç kaydedicisinin içine yüklenir.

A/D modülü konfigüre edildikten sonra, dönüştürme işlemi başlamadan önce kanal seçilmiş olmalıdır. Analog giriş kanallarında ilgili TRIS bitleri giriş için seçilmiş olmalıdır.

Aşağıdaki adımlar, A/D dönüşüm yapmak için takip edilmelidir:

1. A/D Modülü Konfigürasyonu

Analog pinler, referans voltajları ve digital I / O konfigürasyonu (ADCON1)

A/D giriş kanalı seçimi (ADCON0)

A/D dönüşüm saat çekimi (ADCON0)

A/D Modülünü Açma

2. A/D Kesme Konfigürasyonu

ADIF bitinin temizlenmesi

ADIE bitinin ayarlanması

GIE bitinin ayarlanması

3. Gerekli zamanı bekleme işlemi

4. Dönüşürken başlaması

GO/DONE bitinin ayarlanması (ADCON0)

5. A/D dönüşümünün beklenmesi
6. A/D dönüşüm sonucunu okuma ve kaydetme
7. Diğer dönüşüm için 1. ve 2. kez adımları tekrarlama

1.8. PIC 16C8X ve 16F8XX komut seti

Bu komut seti bütün 14 bitlik komut kelimesine sahip mikrodenetleyici için geçerlidir. Her bir PIC 16CXX komutu, komut tipi veya işlevini tanımlayan OPCODE bölünen 14 bitlik kelimedir. Çizelge 1.2' deki PIC 16FXX komut özeti, bayt yönlendiren bit yönlendiren ve harf (sembol) ve denetim işlemleri göstermektedir.

Bayt yönlendiren komutlarda "f" dosya kayıt atamacısını ve "d" hedef atamacısını temsil etmektedir. Dosya kayıt atamacısı, işlem sonucunun nereye yerleştirileceğini belirtir. Eğer "d" sıfır ise, sonuç W kaydına yerleştirilir. Eğer "d" bir ise, sonuç komutta belirtilen dosya kaydına yerleştirilir.

Bayt yönlendiren komutlarda "b", işlem tarafından etkilenen sayılan geçen bit alan atamacısını temsil eder, "f" ise bitin yerleştirildiği dosyaların sayısını temsil eder.

Harf (karakter) ve denetim işlemlerinde "k" sekiz veya dokuz bit sabitlerini veya karakter değerini temsil eder.

Komut seti yüksek simetriye sahiptir ve üç esas kategoride toplanır:

Bayt yönlendirilen işlemler

Bit yönlendirilen işlemler

Karakter ve denetim işlemleri

Çizelge 1.2. Op Code alan tanımlamaları

Alan	Tanımlama
F	Kayıt Dosya Adresi [0X00'dan X7F'e kadar]
W	Çalışma Kaydedicisi
B	8 Bitlik dosya kaydedicisi [akümülatör]
K	Karakter alanı, sabit veri veya etiket
X	Mevcut durum farketmez alanları [0 veya 1] Assembler x=0 kodunu üretecektir. Bu tüm Microchip yazılım araçları ile uyumlaştırılması için tavsiye edilen şekillerden biridir.
D	Hedef seçer. D= ise W yedepolar; d=1 ise f dosya kaydedicisine depolar. Varsayılan değeri "1"dir.
Label	Etiket adı
TOS	Yığının en üst düzeyi
PC	Program sayacı
WDT	Watchdog TIMER
TO	Zaman aralığı bitti
PD	Alçak güç biti
Dest	Hedef yer, ya W kaydı ya da belirtilen kayıt dosya yerleşimi
[]	Seçenekler
()	İçerikler (İçindekiler)
→	Atamak
< >	Kayıt bit alanı
<i>İtalik</i>	Kullanıcı tarafından tamamlanan terim (font)

Çizelge 1.3. Op Code alan tanımlamaları

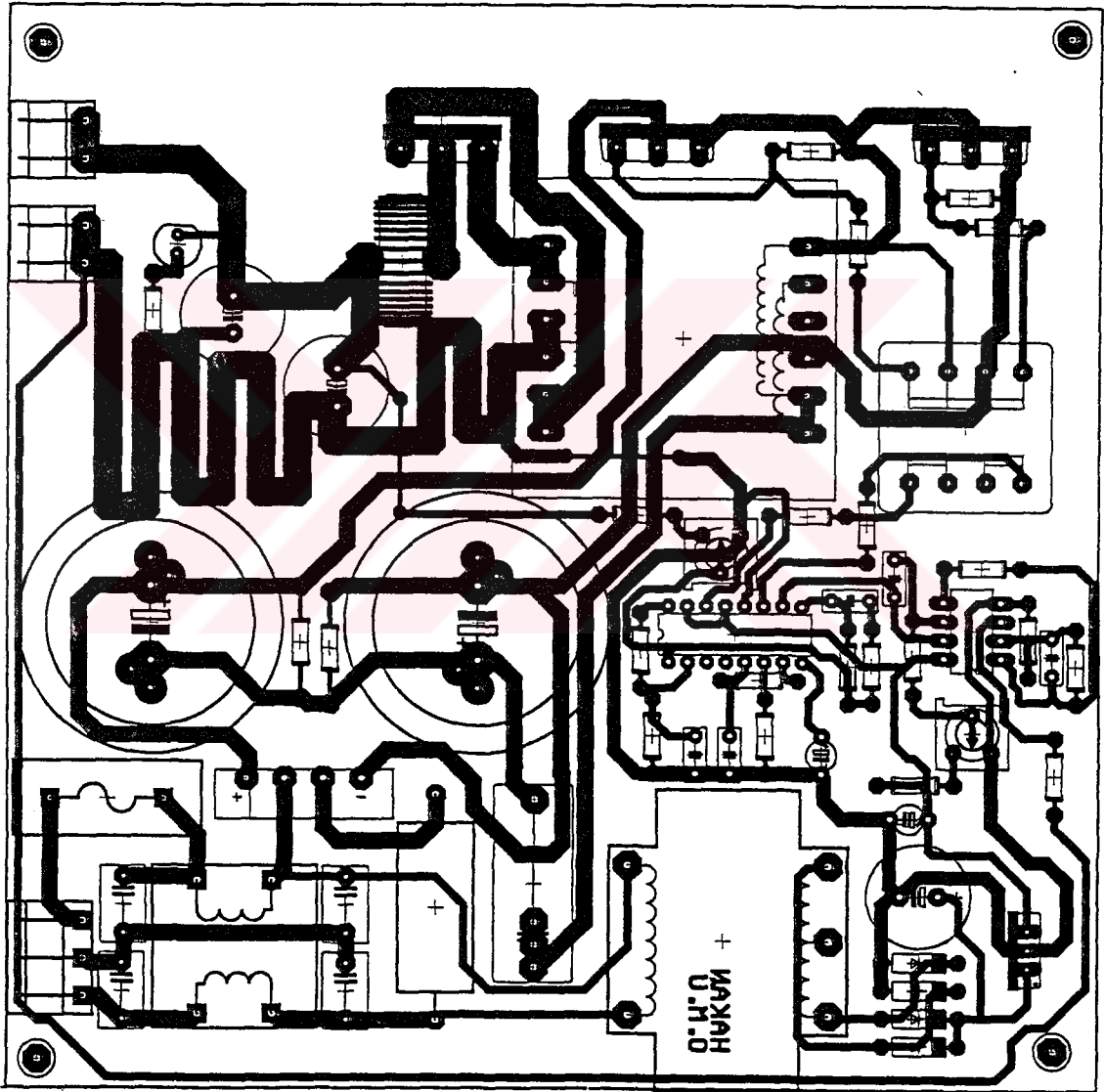
Hafızaya Yönelik İşlemler	Tanımlama	Dönüş	14 - Bit OpCode			Duruma Etkisi
			MSb		LSb	
BCF f, b	B bitin sıfırlar	1	0100	bbbf	ffff	Yok
BSF f, b	B bitini 1 yapar	1	0101	bbbf	ffff	Yok
BTFSC f, b	F'i tes eder, 0 ise atlar	1	0110	bbbf	ffff	Yok
BTFSS f, b	F'i tes eder, 1 ise atlar	1 (2)	0111	bbbf	ffff	Yok
ANDLW k	Karakter ile W'yi toplar	1	1110	kkkk	kkkk	Z
CALL k	Alt rutine çağrı yapmak	2	1001	kkkk	kkkk	Yok
CLRWD T k	Watchdog Timer'ı sıfırlar	1	0000	0000	0000	TO, PD
GOTO k	Şartsız sapma	2	101k	kkkk	kkkk	Yok
IORLW k	Karakter w yazmacıyla OR'lanır	1	1101	kkkk	kkkk	Z
MOVLW k	Karakteri W'ye taşır	1	1100	kkkk	kkkk	Yok
OPTION k	Option kaydedicisini hazırlar	1	0000	0000	0000	Yok
RETLW k	W içindeki karakterin yerine döner	2	1000	kkkk	kkkk	Yok
SLEEP -	Bekleme moduna geçer	1	0000	0000	0011	TO, PD
TRIS f	TRIS kaydedicisini hazırlar	1	0000	0000	0fff	Yok
XORLW k	Karakter ile W'ye özel veya uygular	1	1111	kkkk	kkkk	Z

Tüm komutlar, tek bir komut çevrimi içinde yürütülmektedir. Bu durumda, yürütme iki komut çevresinde uygulanır ve ikinci çevrim NOP olarak yürütülür. Bir komut süreci 4 osilatör periyodundan oluşmaktadır. Böylece 4 MHz'lik osilatör frekansında, normal komut yürütme zamanı 1 mikro saniyedir. Eğer şartlı test doğruysa veya program sayacı, komut işlemesi sonucunda değiştirilirse, komut yürütme zamanı 2 mikro saniye olur.

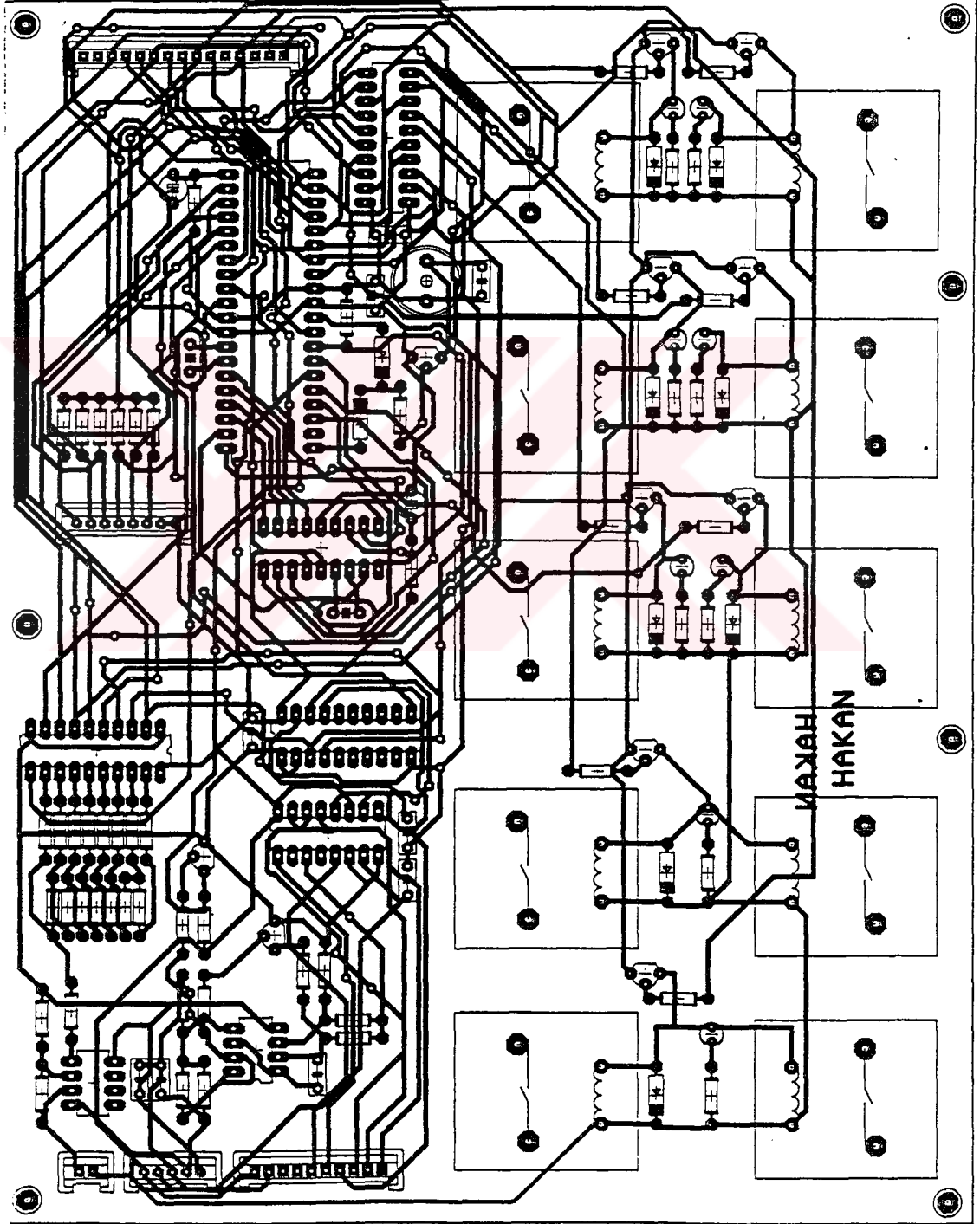


EK 2

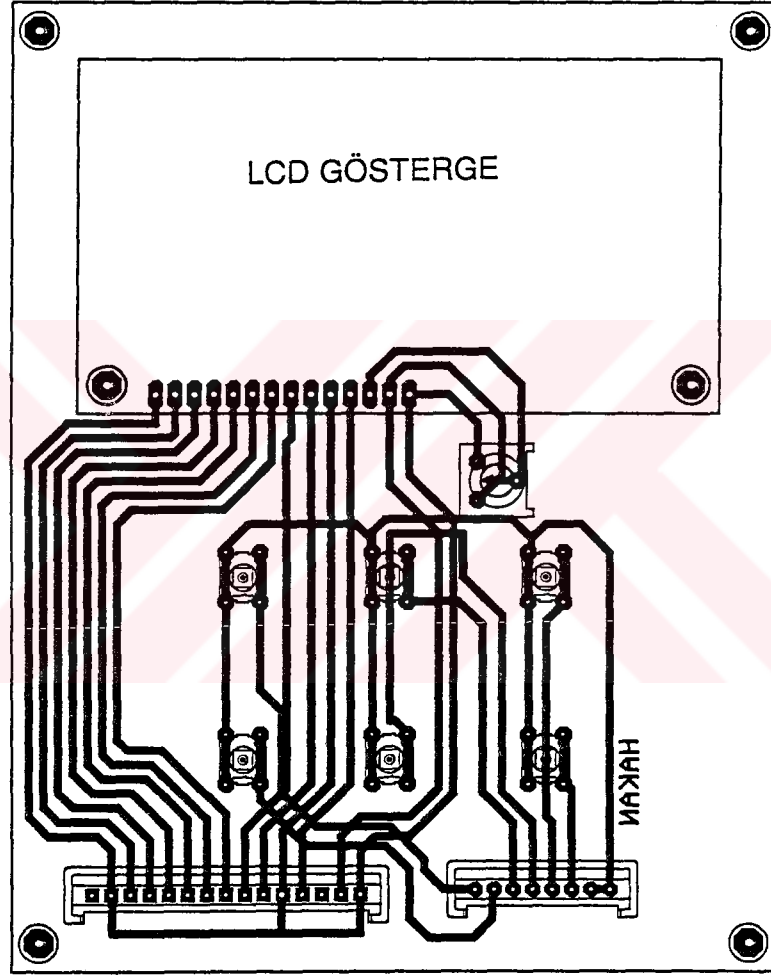
AMGK' NIN BASKILI DEVRE KARTI VE ELEMANLARIN YERLEŞİM PLANI



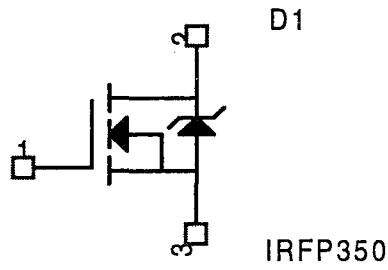
EK 3
KONTROLSİSTEMİNİN BASKILI DEVRE KARTI VE ELEMANLARIN
YERLEŞİM PLANI



EK 4

KEY-PAD VE LCD GÖSTERGE KATI BASKILI DEVRE KARTI VE
ELEMENLARIN YERLEŞİM PLANI

EK 5

ANAHTARLAMA ELAMANI IRFP350 MOSFET TRANSİSTÖRÜNÜN
ÖZELLİKLERİ

Drain-Source Kırılma Gerilimi	BV_{DSS}	400 V
Gate Eşik Gerilimi	$V_{GS(TH)}$	2 V
Sıfır Gate Geriliminde Drain Akımı	I_{DSS}	1000 μ A
Drain Akımı	I_D	16 A
Statik Drain- Source Direnci	r_{DS}	0.3 Ω
Giriş Kapasitesi	C_{iss}	2000 pF
Çıkış Kapasitesi	C_{oss}	400 pF
İletime Geçme Zamanı	$T_{d(ON)}$	18 ns
Sönüme Geçme Zamanı	$T_{d(OFF)}$	110 ns
Dahili Drain Endüktansı	L_D	5 Nh

EK 6

YÜKSEK FREKANS TRANSFORMATÖRLERİNDE NÜVE SEÇİM TABLOSU

Maximum Available Output Power in Half- or Full-Bridge Topology													
Core	A _w , cm ²	A _p , cm ²	A _w A _p , cm ⁴	Output power in watts at								Volume, cm ³	
				20 kHz	24 kHz	48 kHz	72 kHz	96 kHz	150 kHz	200 kHz	250 kHz		300 kHz
EE Cores, Ferroxcube-Philips													
814E250	0.202	0.171	0.035	3.1	3.7	7.4	11.2	14.9	23.2	30.9	38.7	46.4	0.57
813E187	0.225	0.329	0.074	6.6	8.0	15.9	23.9	31.8	49.7	66.3	82.9	99.5	0.89
813E343	0.412	0.359	0.148	13.3	18.0	31.8	47.8	63.6	99.4	132.5	165.7	198.8	1.84
812E250	0.395	0.581	0.229	20.6	24.8	49.3	74.1	98.7	154.2	205.6	257.0	308.4	1.93
782E272	0.577	0.968	0.559	50.0	60.3	120.1	180.4	240.2	375.3	500.4	625.6	750.7	3.79
E375	0.810	1.149	0.931	83.4	100.5	200.1	300.6	400.2	625.4	833.9	1042.4	1250.8	5.64
E21	1.490	1.213	1.807	161.9	195.2	388.6	583.8	777.2	1214.6	1619.4	2024.3	2429.1	11.50
783E608	1.810	1.781	3.224	288.8	348.1	693.1	1041.2	1386.2	2166.2	2888.4	3610.4	4332.5	17.80
783E776	2.330	1.810	4.217	377.9	455.5	906.7	1362.2	1813.4	2834.0	3778.7	4723.4	5668.1	22.90
E625	2.340	1.370	3.206	287.2	346.2	689.2	1035.5	1378.5	2154.3	2872.4	3590.5	4308.6	20.80
E55	3.530	2.800	9.884	885.6	1067.5	2125.1	3192.5	4250.1	6642.0	8856.1	11070.1	13284.1	43.50
E75	3.380	2.160	7.301	654.2	788.5	1569.7	2358.2	3139.3	4906.1	6541.5	8176.9	9812.3	36.00
EC Cores, Ferroxcube-Philips													
EC35	0.843	0.968	0.816	73.1	88.1	175.4	263.6	350.9	548.4	731.2	913.9	1096.7	6.53
EC41	1.210	1.350	1.634	146.4	176.4	351.2	527.6	702.4	1097.7	1463.6	1829.5	2195.4	10.80
EC52	1.800	2.130	3.834	343.5	414.1	824.3	1238.4	1648.6	2576.4	3435.3	4294.1	5152.9	18.80
EC70	2.790	4.770	13.308	1192.4	1437.3	2861.3	4298.6	5722.6	8943.2	11924.2	14905.3	17886.4	40.10
ETD Cores, Ferroxcube-Philips													
ETD 29	0.760	0.903	0.686	61.5	74.1	147.6	221.7	295.1	461.2	614.9	768.6	922.4	5.50
ETD 34	0.971	1.220	1.185	106.1	127.9	254.7	382.6	509.4	796.1	1061.4	1326.8	1592.1	7.64
ETD 39	1.250	1.740	2.175	194.9	234.9	467.6	702.5	935.3	1461.6	1948.8	2436.0	2923.2	11.50
ETD 44	1.740	2.130	3.706	332.1	400.3	796.8	1197.1	1593.7	2490.6	3320.8	4150.9	4981.1	18.50
ETD 49	2.110	2.710	5.718	512.3	617.6	1229.4	1846.9	2458.8	3842.6	5123.4	6404.3	7685.1	24.20
Pot Cores, Ferroxcube-Philips													
704	0.070	0.022	0.002	0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1.0	1.4	1.7	2.1	0.07
905	0.101	0.034	0.003	0.3	0.4	0.7	1.1	1.5	2.3	3.1	3.9	4.6	0.13
Maximum Available Output Power in Half- or Full-Bridge Topology (Continued)													
Core	A _w , cm ²	A _p , cm ²	A _w A _p , cm ⁴	Output power in watts at								Volume, cm ³	
				20 kHz	24 kHz	48 kHz	72 kHz	96 kHz	150 kHz	200 kHz	250 kHz		300 kHz
Pot Cores, Ferroxcube-Philips (continued)													
704	0.070	0.022	0.002	0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1.0	1.4	1.7	2.1	0.07
905	0.101	0.034	0.003	0.3	0.4	0.7	1.1	1.5	2.3	3.1	3.8	4.6	0.13
1107	0.187	0.054	0.009	0.8	1.0	1.9	2.9	3.9	6.1	8.1	10.1	12.1	0.25
1408	0.251	0.097	0.024	2.2	2.6	5.2	7.8	10.4	16.3	21.8	27.2	32.7	0.50
1811	0.433	0.187	0.081	7.3	8.7	17.4	26.2	34.8	54.4	72.6	90.7	108.8	1.12
2213	0.635	0.297	0.189	16.9	20.4	40.5	60.9	81.1	126.7	169.0	211.2	253.5	2.00
2616	0.948	0.407	0.386	34.6	41.7	83.0	124.6	165.9	259.3	345.7	432.1	518.6	3.53
3019	1.380	0.587	0.810	72.6	87.5	174.2	261.6	348.3	544.4	725.8	907.2	1088.7	6.19
3622	2.020	0.774	1.563	140.1	168.9	336.1	505.0	672.3	1050.7	1400.9	1751.1	2101.3	10.70
4229	2.660	1.400	3.724	333.7	402.2	800.7	1202.9	1601.3	2502.5	3336.7	4170.9	5005.1	18.20
RM Cores, Ferroxcube-Philips													
RM5	0.250	0.095	0.024	2.1	2.6	5.1	7.7	10.2	16.0	21.3	26.6	31.9	0.45
RM6	0.370	0.155	0.057	5.1	6.2	12.3	18.5	24.7	38.5	51.4	64.2	77.1	0.80
RM8	0.630	0.310	0.195	17.5	21.1	42.0	63.1	84.0	131.2	175.0	218.7	262.5	1.85
RM10	0.970	0.426	0.413	37.0	44.6	88.8	133.5	177.7	277.7	370.2	462.3	555.4	3.47
RM12	1.460	0.774	1.130	101.3	122.0	243.0	365.0	485.9	759.4	1012.5	1265.6	1518.8	8.34
RM14	1.980	1.100	2.178	195.1	235.2	468.3	703.5	936.5	1463.6	1951.5	2439.4	2927.2	13.19
PQ Cores, Magnetics, Inc.													
42016	0.620	0.256	0.159	14.2	17.1	34.1	51.3	68.2	106.7	142.2	177.8	213.3	2.31
42020	0.620	0.384	0.238	21.3	25.7	51.2	76.9	102.4	160.0	213.3	266.6	320.0	2.79
42620	1.190	0.322	0.383	34.3	41.4	82.4	123.8	164.3	257.5	343.3	429.2	515.0	5.49
42625	1.180	0.502	0.592	53.1	64.0	127.4	191.3	254.7	398.1	530.8	663.4	796.1	8.53
43220	1.700	0.470	0.799	71.6	86.3	171.8	258.1	343.6	536.9	715.9	894.9	1073.9	9.42
43230	1.610	0.994	1.600	143.4	172.8	344.1	516.9	688.1	1075.4	1433.9	1792.4	2150.9	11.97
43535	1.960	1.590	3.116	279.2	336.6	670.0	1006.6	1340.1	2094.2	2792.3	3490.4	4188.4	17.26
44040	2.010	2.490	5.005	448.4	540.5	1076.1	1616.6	2152.1	3363.3	4484.4	5605.3	6726.6	20.45

Note: From Eq. 7.18, $P_n = 0.0014 B_{max}^2 A_p A_w / D_{max}$, where P_n is in watts, B_{max} in gauss, A_p and A_w in square centimeters, f in hertz, D_{max} in circular mils per rms ampere, bobbin winding space factor = 40 percent. For $B_{max} = 1600$ G. For other B_{max} , multiply by $B_{max}/1600$. For $D_{max} = 500$ circular mils/rms ampere. For other D_{max} , multiply by $500/D_{max}$.

ÖZGEÇMİŞ

Hakan IŞIK 1968 yılında Adana’ da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Adana’ da tamamladı. Üniversite öğrenimini 1985-1990 yılları arasında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik – Bilgisayar Eğitiminde yaptı. 1990 – 1994 yılları arasında çeşitli özel ve Devlet sektörlerinde görev yaptıktan sonra Ondokuz Mayıs Üniversitesi Amasya Meslek Yüksek Okulunda Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. 1998 yılında Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik – Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalından Yüksek Lisans Derecesi aldı. Halen 19 Mayıs Üniversitesi Amasya Meslek Yüksek Okulu, Endüstriyel Otomasyon Teknolojisi Bölümünde Öğretim Görevlisi olarak çalışmakta olup, evli ve bir çocuk babasıdır.

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**