

T.C.

**PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BİR FAZLI BİR İNDÜKSİYON ISITMA SİSTEMİ
ANALİZİ VE DİZAYNI**

Sevilay ÇETİN

Yüksek Lisans Tezi

DENİZLİ-2005

BİR FAZLI BİR İNDÜKSİYON ISITMA SİSTEMİ ANALİZİ VE DİZAYNI

**Pamukkale Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Tarafından Kabul Edilen
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi**

Sevilay ÇETİN

Tez savunma tarihi: 15/08/2005

DENİZLİ-2005

TEZ SINAV SONUÇ FORMU

Bu tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.



Yard. Doç. Dr. Bekir Sami SAZAK

(Yönetici)



Yard. Doç. Dr. Abdullah Tahsin TOLA

(Jüri Üyesi)



Doç. Dr. Harun Kemal ÖZTÜRK

(Jüri Üyesi)

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
..... tarih vesayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. M. Ali SARIGÖL

Müdür

Fen Bilimleri Enstitüsü

TEŞEKKÜR

Çalışmalarımı yürütmemde yardımcı olan ve yol gösteren danışmanın sayın Yard.Doç.Dr. Bekir Sami SAZAK'a öncelikle teşekkür ederim.

Çalışmalarıma maddi ve manevi yönden destek olan, çalışmalarımın içinde bulunarak katkıda bulunan aileme teşekkür ederim.

Çalışmalarım sırasında manevi destek olan ve görüş alışverişinde bulunduğum değerli arkadaşım Şaziye SURAV YILMAZ'a, deneysel malzemelerin temininde katkıda bulunan Elektra Elektronik Sanayi ve Ticaret Limited Şirketi'ne ve mesai arkadaşlarıma ayrıca teşekkür ederim.

Sevilay ÇETİN

ÖZET

İndüksiyon ısıtma, alışlagelmiş ısıtma sistemlerine göre, işlem süresinin oldukça kısa olması, çevreye ısı dağılımının olmaması, yüksek verimliliği ve yanma, patlama gibi olaylara izin vermeyen güvenilir bir sistem olması gibi avantajlara sahiptir. Bu avantajlar doğrultusunda, günümüzde endüstri ve ev tipi uygulamalarda kullanımı giderek artmaktadır.

Bu çalışmada, evlerde mutfak tipi ısıtma işlemlerinde kullanılmak üzere alternatif bir indüksiyon ısıtma sistemi geliştirilmiştir. Mutfak tipi uygulamalarda kullanılan indüksiyon ısıtma sistemleri genellikle farklı çaplardaki tencereler için birden fazla ısıtma bobinine sahiptirler ve her bir bobin ayrı bir invertör devresi tarafından kontrol edilmektedir. Bu çalışmada sunulan sistemde ise, aynı invertör devresi üç tane ısıtma bobinini kontrol edebilmektedir. Aynı zamanda tasarlanan sistemde, kullanılan yarıiletken anahtarların sayısı azaltılarak sistemin uygulamaya geçişteki maliyeti azaltılmıştır.

Rezonans invertör olma özelliği ile anahtarlama kayıpları azaltılarak verimli bir sistem oluşturulmuştur. MOSFET anahtarlama elemanları ile gerçekleştirilen sistemde anahtarların kontrolü PIC mikrodenetleyicisi ile yapılarak pratik ve daha az yer kaplayan bir kontrol ünitesi elde edilmiştir. Sistemin güç kontrolü anahtarlama frekanslarının değiştirilmesi veya giriş güç kaynağının değerinin değiştirilmesi ile yapılabilmektedir. Bu çalışmada sunulan sistemde her bir ısıtma bobininden farklı çıkış gücü elde edilebilmektedir.

Anahtar kelimeler: Mutfak tipi indüksiyon ısıtma, yarım köprü seri rezonans invertör, PSPICE, PIC.

Sevilay ÇETİN

ABSTRACT

According to classic heating systems, induction heating has advantages because of its short heating time, no distribution of heat around, its high efficiency, no giving permission burn, explosion. Nowadays, use of induction heating in industry and home cooking application is increasing gradually.

In this thesis, an alternative induction heating systems is developed for home cooking applications. Induction heating systems used in home cooking application usually has more than one heating coil for different diameter vessels and each coil is fed by separate inverter circuit. At system is presented in this thesis, same inverter circuit is able to control three heating coil. However, decreasing cost in practice of system because of decreasing number of used semiconductor switches.

An efficiency system is formed by decreasing loss of semiconductor switches by property of resonant inverter. System is formed with MOSFET switching component and use of PIC microcontroller at control of these switches provided control unit that is simple and covering a few place. Power control of system is being changed switching frequency or value of input source. Presented system in this study is providing different output power from each coil.

Keywords: Induction heating for home cooking, half bridge series resonant inverter, PSpice, PIC.

Sevilay ÇETİN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İçindekiler	VII
Şekiller Dizini	XI
Çizelgeler Dizini	XV
Simgeler Dizini	XVI

BİRİNCİ BÖLÜM

GİRİŞ

1. Giriş.....	1
1.1 İndüksiyon Isıtmanın Tarihçesi.....	1
1.2 İndüksiyon Isıtma Yönteminin Diğer Isıtma Yöntemlerine Göre Üstünlükleri.....	4
1.3 Tezin tanımı.....	5

İKİNCİ BÖLÜM

İNDÜKSİYON ISITMA YÖNTEMİNİN TEMEL TEORİSİ VE UYGULAMA ALANLARI

2. İndüksiyon Isıtma Yönteminin Temel Teorisi ve Uygulama Alanları.....	7
2.1. Giriş.....	7
2.2. Temel Teorisi.....	8
2.2.1 Elektromanyetik İndüksiyon.....	9
2.2.2 Histerezis Kayıpları.....	11

2.2.3	Eddy Akımlarının Oluşumu ve Kayıpları.....	11
2.2.4	Dalma Derinliği.....	12
2.2.5.	Isı Transferi Aşamaları.....	13
2.3	İndüksiyon Isıtma Uygulama Alanları.....	14
2.3.1.	Kaynak Frekanslı Sistemler.....	15
2.3.2	Motor Alternatör Sistemleri.....	16
2.3.3	Statik İvertör Sistemleri.....	17
2.3.4	Yüksek Frekanslı Sistemler.....	18

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

STATİK İNVERTÖR SİSTEMLERİ

3.	Statik İvertör Sistemleri.....	20
3.1.	Giriş.....	20
3.2	Gerilim Kaynaklı İvertörler.....	21
3.3	Akım Kaynaklı İvertörler.....	23
3.4	Rezonans İvertörler.....	24
3.4.1	Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans İvertör.....	29
3.4.2	Akım Kaynaklı Paralel Rezonans İvertör.....	32
3.4.3	E Sınıfı Rezonans İvertör.....	34
3.5	İvertör Devrelerinde Kullanılan Anahtarlama Elemanları ve Anahtar Seçimi.....	35
3.6	İvertör Devrelerinde Anahtarlar Üzerinde Meydana Gelen Güç Kayıpları ve Azaltma Teknikleri.....	39
3.6.1	Anahtar Güç Kayıpları.....	39
3.6.2	Anahtarlama Kayıplarını Azaltma Teknikleri.....	42
3.6.2.1	Koruma Devrelerinin Tasarımı.....	43
3.6.2.2	Rezonans Anahtarlama Teknikleri.....	46

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

MUTFAK TİPİ ISITMA UYGULAMALARI İÇİN YARIM KÖPRÜ SERİ REZONANS İNVERTÖR

4.	Mutfak Tipi Isıtma Uygulamaları için Yarım Köprü Seri Rezonans İvertör.....	49
4.1.	Giriş.....	49
4.2.	Devrenin Çalışma Prensipleri.....	50
4.2.1	Devrenin Analizi.....	52
4.2.2	Rezonans Frekansının Altında Çalışma Durumu($f_a < f_r$).....	57
4.2.3	Rezonans Frekansının Üstünde Çalışma Durumu($f_a > f_r$).....	59
4.3	Çift Yarım Köprü Seri Rezonans İvertör.....	61
4.4	Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İvertör.....	64
4.4.1	Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İvertör Dizaynı.....	68
4.4.2	Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İvertörün PSPICE Benzetimi.....	75

BEŞİNCİ BÖLÜM

ÜÇ YARIM KÖPRÜ SERİ REZONANS İNVERTÖRÜN LABORATUAR ORTAMINDA UYGULANMASI

5.	Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İvertörün Laboratuar Ortamında Uygulanması.....	84
5.1	Giriş.....	84
5.2.	Bobin Tasarımı.....	85
5.3	Kontrol Birimi.....	89
5.3.1	PIC Programlama.....	89
5.3.2	Sürücü Devre.....	97

5.4	Deneysel Sonuçlar.....	104
5.5	İndüksiyon ısıtma sistemi ile rezistanslı bir ısıtma sisteminin verimlerinin karşılaştırılması.....	113

ALTINCI BÖLÜM

SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

6.	Sonuç ve Değerlendirme.....	116
6.1	Sonuç ve Değerlendirme.....	116

KAYNAKLAR

Kaynaklar.....	118
----------------	-----

EKLER

Ek 1	124
Ek 2	126
Özgeçmiş.....	147

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 1.1: Ev tipi indüksiyon ısıtma sistemi blok diyagramı	5
Şekil 2.1: (a) Transformatör eşdeğer devresi, (b) İndüksiyon ısıtma eşdeğer devresi	8
Şekil 2.2: Elektromanyetik indüksiyonun meydana gelişi	10
Şekil 2.3: Dalma derinliğinin üstel olarak azalması	13
Şekil 2.4: Kaynak frekanslı sistem blok diyagramı	15
Şekil 2.5: Statik invertör sistemi blok diyagramı	17
Şekil 3.1: (a) GKİ konfigürasyonu, (b) AKİ konfigürasyonu	21
Şekil 3.2: (a) Yarım köprü GKİ, (b) GKİ' e ait anahtar ve çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri	22
Şekil 3.3: Akım kaynaklı tam köprü invertör	24
Şekil 3.4: (a) Seri rezonans devresi, (b) Paralel rezonans devresi	26
Şekil 3.5: Çıkış akımının frekansa bağlı değişimi	28
Şekil 3.6: Gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans invertör	30
Şekil 3.7: Gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans inverterin değişik çalışma durumlarındaki dalga şekilleri	30
Şekil 3.8: Gerilim kaynaklı tam köprü seri rezonans invertör devresi.....	31
Şekil 3.9: Akım kaynaklı yarım köprü paralel rezonans invertör.....	32
Şekil 3.10: Akım kaynaklı yarım köprü paralel rezonans inverterin değişik çalışma durumlarındaki dalga şekilleri.....	33
Şekil 3.11: (a) E sınıfı rezonans invertör, (b) Anahtar iletimde iken E sınıfı rezonans invertör, (c) Anahtar yalıtımda iken E sınıfı rezonans invertör.....	35
Şekil 3.12: Genel kontrol edilebilir anahtar.....	36
Şekil 3.13: Yarım köprü invertör.....	40
Şekil 3.14: Endüktif bir akımın anahtarlama konumunda açma kapama işlemi..	40
Şekil 3.15: Yalıtım koruma devresi.....	43

Şekil 3.16:	İletim koruma devresi.....	45
Şekil 3.17:	Sıfır akım anahtarlama için anahtar konfigürasyonları.....	47
Şekil 3.18:	Sıfır gerilim anahtar konfigürasyonu.....	47
Şekil 4.1:	Yarım köprü seri rezonans invertör.....	50
Şekil 3.12:	Genel kontrol edilebilir anahtar.....	36
Şekil 3.13:	Yarım köprü invertör.....	40
Şekil 3.14:	Endüktif bir akımın anahtarlama konumunda açma kapama işlemi..	40
Şekil 3.15:	Yalıtım koruma devresi.....	43
Şekil 3.16:	İletim koruma devresi.....	45
Şekil 3.17:	Sıfır akım anahtar konfigürasyonları.....	47
Şekil 3.18:	Sıfır gerilim anahtar konfigürasyonu.....	48
Şekil 4.1:	Yarım köprü seri rezonans invertör devresi.....	50
Şekil 4.2:	Yarım köprü seri rezonans invertör anahtarlama sinyalleri.....	51
Şekil 4.3:	Rezonans akımının dalga şekli.....	52
Şekil 4.4:	Yarım köprü seri rezonans invertörün çalışma durumları.....	53
Şekil 4.5:	Rezonans frekansının altındaki çalışma durumuna ait dalga şekilleri	59
Şekil 4.6:	Rezonans frekansının üstündeki çalışma durumuna ait dalga şekilleri.....	60
Şekil 4.7:	Çift yarım köprü seri rezonans invertör devresi.....	62
Şekil 4.8:	Çift yarım köprü seri rezonans invertör anahtar tetikleme sinyalleri.	63
Şekil 4.9:	Çift yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans akımlarının dalga şekilleri.....	64
Şekil 4.10:	Üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi.....	65
Şekil 4.11:	Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait anahtar tetikleme sinyalleri.....	66
Şekil 4.12:	Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans akımlarının dalga şekilleri.....	67
Şekil 4.13:	Matlab editöründen görünen dizayn sonuçları.....	73
Şekil 4.14:	PSPICE ortamında oluşturulan üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi.....	79
Şekil 4.15:	Rezonans akımlarının dalga şekilleri ve maksimum değerleri.....	80
Şekil 4.16:	M ₄ anahtarının sıfır gerilimde anahtarlama.....	81

Şekil 4.17:	M ₄ anahtar akımının ve geriliminin dalga şekilleri, maksimum değerleri.....	82
Şekil 4.18:	Rezonans kondansatörleri gerilimlerinin tepe değerleri.....	83
Şekil 5.1:	Üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi	85
Şekil 5.2:	Dizayn edilen düz spiral tipi bobin	87
Şekil 5.3:	Asimetrik düz spiral tipi bobin.....	87
Şekil 5.4:	Endüktans ve direnç ölçümü için kullanılan paralel rezonans devresi.....	88
Şekil 5.5:	MPLAB editör penceresi.....	91
Şekil 5.6:	MPASM editör penceresi.....	91
Şekil 5.7:	PicUp editör penceresi.....	92
Şekil 5.8:	PPK U-1.00 programlama kartı.....	92
Şekil 5.9:	PIC16F84 mikrodnetleyicisinin görünüşü.....	93
Şekil 5.10:	PIC16F84 mikrodnetleyicisinden elde edilen kontrol sinyalleri (a) PIC16F84 mikrodnetleyicisi B portu RB ₃ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=0.1 ms), (b) PIC16F84 mikrodnetleyicisi B portu RB ₂ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=50 µs).....	95
Şekil 5.10:	PIC16F84 mikrodnetleyicisinden elde edilen kontrol sinyalleri (c) PIC16F84 mikrodnetleyicisi B portu RB ₁ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=50 µs), (d) PIC16F84 mikrodnetleyicisi B portu RB ₀ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=50 µs).....	96
Şekil 5.11:	TLP2200 pin görünüşü.....	97
Şekil 5.12:	TLP2200 sürücülerinden elde edilen tetikleme sinyalleri (a) A ₁ anahtarı için kullanılan TLP2200 V _C çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=50 µs), (b) A ₂ anahtarı için kullanılan TLP2200 V _C çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=50 µs).....	98
Şekil 5.12:	TLP2200 sürücülerinden elde edilen tetikleme sinyalleri (c) A ₃ anahtarı için kullanılan TLP2200 V _C çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=50 µs), (d) A ₄ anahtarı için kullanılan TLP2200 V _C çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=20 µs).....	99
Şekil 5.13:	Transformatör ile bağlantılı kapı sürme devresi.....	100

Şekil 5.14:	İzole edilmiş kapı tetikleme sinyalleri (a) A_1 anahtarı tetikleme sinyali V_{GS1} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).....	102
Şekil 5.14:	İzole edilmiş kapı tetikleme sinyalleri (b) A_2 anahtarı tetikleme sinyali V_{GS2} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s), (c) A_3 anahtarı tetikleme sinyali V_{GS3} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).....	103
Şekil 5.14:	İzole edilmiş kapı tetikleme sinyalleri (d) A_4 anahtarı tetikleme sinyali V_{GS4} (Volt/div=5 V, Time/div=20 μ s).....	104
Şekil 5.15:	Laboratuvar ortamında oluşturulan üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi.....	105
Şekil 5.16:	Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans akımlarının dalga şekilleri (a) Birinci rezonans devresi akımı I_{L1} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s), (b) İkinci rezonans devresi akımı I_{L2} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).....	106
Şekil 5.16:	Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans akımlarının dalga şekilleri (c) Üçüncü rezonans devresi akımı I_{L3} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).....	107
Şekil 5.17:	Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans kondansatörü gerilimlerinin dalga şekilleri (a) 10 kat küçültülmüş birinci rezonans kondansatörü gerilimi $V_{C1}/10$ (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).....	107
Şekil 5.17:	Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans kondansatörü gerilimlerinin dalga şekilleri (b) 10 kat küçültülmüş ikinci rezonans kondansatörü gerilimi $V_{C2}/10$ (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s), (c) 10 kat küçültülmüş üçüncü rezonans kondansatörü gerilimi $V_{C3}/10$ (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).....	108
Şekil 5.18:	A_2 anahtarına ait 10 kat küçültülmüş drain-kaynak gerilimi $V_{DS2}/10$ ve kapı-kaynak gerilimi V_{GS2} (Volt/div=5 V, Time/div=5 μ s).....	109
Şekil 5.19:	Değişik çalışma durumlarında her bir ısıtma yükünden elde edilen güç değişimi.....	113

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1: Kontrol edilebilir anahtarların bağıl özellikleri.....	38
Çizelge 4.1: ÜYKSRI'ın dizayn ve benzetim sonuçları.....	78
Çizelge 5.1: ÜYKSRI'de ısıtma yüklerinin zamana bağılı sıcaklık değerleri.....	110
Çizelge 5.2: ÇYKSRI'de ısıtma yüklerinin zamana bağılı sıcaklık değerleri.....	110
Çizelge 5.3: YKSRI'de ısıtma yüklerinin zamana bağılı sıcaklık değerleri.....	111
Çizelge 5.4: 200x200x1.4 mm'lik ısıtma yükünden alınan güç değerleri.....	112
Çizelge 5.5: 180x180x0.8 mm'lik ısıtma yükünden alınan güç değerleri.....	112
Çizelge 5.6: 160x160x1.4 mm'lik ısıtma yükünden alınan güç değerleri.....	112
Çizelge 5.7: Rezistanslı ısıtıcıdan alınan sıcaklık değerleri.....	114
Çizelge 5.8: İndüksiyon ısıtma sisteminden alınan sıcaklık değerleri.....	114

SİMGELER DİZİNİ

I_p	Primer akımı (A)
I_s	Sekonder akımı (A)
N_p	Primer spir sayısı
N_s	Sekonder spir sayısı
H	Manyetik alan (A/m)
i	Akım (A)
F	Manyetik itici kuvvet (A.t)
N	Spir sayısı (t)
ϕ	Manyetik akı (Wb)
A	Yüzey alanı (cm ²)
μ	Manyetik geçirgenlik katsayısı (H/m)
μ_r	Bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı
μ_o	Havanın manyetik geçirgenliği (H/m)
K_h	Histerezis katsayısı
f	Frekans (Hertz)
B_m	Akı yoğunluğunun maksimum değeri (Gauss)
ρ	Malzemenin özgül direnci ($\Omega\text{mm}^2/\text{m}$)
μ	Malzemenin manyetik geçirgenliği (H/m)
δ	Dalma derinliği (mm)
DA	Doğru akım
AA	Alternatif akım
IGBT	Isolated gate bipolar transistor
GTO	Gate turn off thyristors
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor
BJT	Bipolar junction transistor
GKİ	Gerilim kaynaklı invertör
AKİ	Akım kaynaklı invertör

A	Anahtar
D	Diyot
C	Kondansatör (F)
L	Endüktans (H)
R	Direnç (Ω)
V_g	Giriş gerilimi (V)
I_g	Giriş akımı (A)
$V_ç$	Çıkış gerilimi (V)
$I_ç$	Çıkış akımı (A)
V_A	Anahtar gerilimi (V)
I_A	Anahtar akımı (A)
T	Periyot (s)
I_L	Rezonans akımı (A)
EMI	Elektromanyetik girişim
X_L	Bobin reaktansı (Ω)
X_C	Kondansatör reaktansı (Ω)
ω	Açısal frekans (rad/s)
ω_a	Açısal anahtarlama frekansı (rad/s)
ω_r	Açısal rezonans frekansı (rad/s)
f	Frekans (Hz)
t	Zaman (s)
Z	Empedans (Ω)
f_r	Rezonans frekansı (Hz)
f_a	Anahtarlama frekansı (Hz)
I_C	Kondansatör akımı (A)
I_L	Rezonans akımı (A)
P_A	Anahtarın anahtarlama güç kaybı (W)
t_{ig}	Anahtarın ilettime geçiş süresi (s)
t_{yg}	Anahtarın yalıtıma geçiş süresi (s)
P_i	Anahtarın iletim güç kaybı (W)
V_i	Anahtarın iletim durumundaki kaçak gerilim düşümü (V)
T_A	Anahtarlama periyodu (s)

t_i	Anahtarın iletimde kalma süresi (s)
D_k	Koruma diyotu
L_σ	Anahtara ait kaçak endüktans (H)
SGA	Sıfır gerilim anahtarlama
SAA	Sıfır akım anahtarlama
V_T	Anahtarın tetikleme gerilimi (V)
Q	Kalite faktörü, ısı sığası (C)
Ψ	Faz açısı ($^\circ$)
I_{Lm}	Rezonans akımının maksimum değeri (A)
V_{Cm}	Rezonans kondansatörü gerilimi maksimum değeri (V)
$i_L(t)$	Rezonans akımının anlık değişimi (A)
$V_C(t)$	Rezonans kondansatörü geriliminin anlık değişimi (V)
YKSRI	Yarım köprü seri rezonans inverter
ÇYKSRI	Çift yarım köprü seri rezonans inverter
ÜYKSRI	Üç yarım köprü seri rezonans inverter
C_k	Koruma kondansatörü (F)
P_a	Sistemden alınan güç (W)
P_v	Sisteme verilen güç (W)
M	MOSFET
R_z	Zaman sabiti direnci (Ω)
R_A	PIC16F84 A portu
Q_g	Yarıiletken anahtarın kapı şarjı (nC)
m	Kütle (g)
c	Öz ısı (J/g $^\circ$ C)
Δt	Sıcaklık değişimi ($^\circ$ C)
η	Verim

BİRİNCİ BÖLÜM

GİRİŞ

1.1 İndüksiyon Isıtmanın Tarihçesi

İndüksiyon ısıtmanın temeli olan elektromanyetik indüksiyon 1831 yılında Michael Faraday tarafından bulunmuştur. Transformatör teorisi düşünüldüğünde, primer ve sekonder sargıları arasında hiçbir elektriksel bağlantı yoktur ve Michael Faraday, primer devresinde meydana gelen akım değişimi ile sekonder devresinde bir gerilim indüklenebileceği prensibini ortaya koyarak modern indüksiyon ısıtmanın kurucusu olmuştur. Bu prensibin özelliği ise primer devresine verilen alternatif akımın meydana getirdiği değişken manyetik akının sekondere bağlanarak burada bir gerilim meydana getirmesidir. Yaklaşık yüz yıldır bu prensip motorlarda, jeneratörlerde, transformatörlerde ve radyo iletişiminde kullanılmaktadır ve akımın veya manyetik devrelerin meydana getirdiği ısınma istenmeyen bir etki olarak bilinmektedir. Faraday'ın yaptığı deneyler sonucunda ısınma etkisi gösteren indüklenen gerilimlere bağlı olarak meydana gelen akımların, kendisine ters yönde bir akıya sebep olduğu ve bu akımın frekans ile doğrudan değiştiğini gösteren Lenz ve Neuman kanunları ortaya çıkmıştır. 1868 yılında Foucoult eddy akımlarının teorisi üzerine çalışmaları ve Heaviside (1884)'nin "The Induction of Currents in Cores" adlı makalesinin yayınlanması indüksiyon ısıtma ile ilgili ilk çalışmaları oluşturmaktadır. Heaviside'nin bu makalesi, bobin üzerinde meydana gelen elektromanyetik indüksiyon ile nüveye enerji iletilmesi prensibini ortaya koymuştur. İlk yıllarda indüksiyon ısıtma teorik olarak biliniyor olsa da yeterli güç kaynaklarının bulunamayışı uygulamaya geçişini zorlaştırmıştır.

İndüksiyon ısıtma ile ilgili ilk patent 1897 yılında İngiltere'de Ferranti tarafından alınmıştır. Ticari anlamda ilk uygulamalar 1900 yılında İsveç'de ve 1906 yılında Almanya'da kurulan çelik ergitme ocakları yapımıyla gerçekleştirilmiştir.

20.yy'ın başlarında İsviçre'de, İtalya'da ve Fransa'da orta frekans bölgesinde eritme işlemleri için indüksiyon fırınları önerilmiştir ve bununla beraber reaktif gücün meydana getirdiği kompanzasyon sorununu giderebilmek için kondansatörlerin kullanılması gerekliliği ortaya çıkmıştır. 1916 yılında Dr.Northrup endüstri kullanımı için orta frekansta çalışan fırınları geliştirmiştir. Fakat şebeke frekansından daha yüksek bir frekans ile çalışmada en büyük sorun uygun boyutta kompanzasyon kondansatörlerinin bulunamayışının yarattığı sorunlar olmuştur. Kağıt kondansatör üretimi ile bu sorun da çözümlenmiş ve şebeke frekansının üzerinde çalışma imkanları sağlanmıştır. İlk orta frekans ergitme ocağı 1927 yılında Sheffield'da Electric Furnace Company (EFCO) tarafından gerçekleştirilmiş ve bundan sonra bu fırınların sayısı artmaya başlamıştır. Bu tarihten sonra paslanmaz çelik üretimi, metallerin işlenmesi ve özel alaşım hazırlanmasında kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır.

İkinci dünya savaşından sonra otomotiv endüstrisinin gelişimi elektromanyetik indüksiyon ile ısı işlemlerin önemini artırmış, daha değişik uygulamalar için çalışmalar hızlandırılmış ve yüzey sertleştirme işlemleri için radyo frekansında ısıtıcılar geliştirilmiştir. Dalma derinliği etkisi dolayısıyla kontrol edilebilir işlem derinliği, kayıpların diğer sistemlere göre az oluşu, seri üretim için uygulama kolaylıkları, yüzey sertleştirme işlemlerinde elektromanyetik indüksiyon ile ısıtma yönteminin kullanımını yaygınlaştırmıştır (Cora ve Eroğlu, 1999; Egan ve Furlani, 1991).

İndüksiyon ısıtıcılarının ilk kullanılmaya başlandığı dönemlerde ilk yatırım maliyetlerinin diğer sistemlere göre yüksek olduğu bir gerçektir. Özellikle orta frekansta çalışan ısıtıcılar hem ilk yatırım, hem de periyodik bakım giderleri açısından pahalı bir sistem oluşturmaktadır.

Yarı iletken teknolojisinin gelişimi ile ekonomi sorunu önemini kaybetmiş ve bu alandaki çalışmalar günümüzde oldukça yaygınlaşmıştır. İndüksiyonla ısıtma uygulamalarında kullanılan klasik enerji kaynakları yerine, güç elektroniği sistemlerinden yararlanılması ekonomide kolaylık, temiz uygulama alanları, bakım ve işletme kolaylıkları sağlamaktadır (Yıldırım ve Gülgün, 1988).

1966'dan itibaren yarı iletken güç sistemlerinin geliştirilmesi ile indüksiyon ısıtmada yeni bir devir başlamıştır. Yarı iletken güç elemanlarının kullanılması ile statik invertörler tasarlanmıştır. Bu invertörlerin geliştirilmesi ile rezonans devreli invertörler ortaya çıkmıştır. Bu devreler ile elde edilen güç ve frekans değerleri, rezonans devreli invertörler ve güç elemanlarındaki gelişmeler sayesinde sürekli ve hızlı bir şekilde artmış, günümüzde MHz mertebesindeki frekanslara yaklaşmıştır. Rezonans devreli invertörlerde istenilen uygulama şartlarına göre değişik anahtarlama elemanları kullanılabilir, kapı sönümlü tristör (GTO) ile 50 kHz'lere, izole kapılı bipolar transistör (IGBT) ile 150 kHz'lere ve Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) ile de GHz'lere ulaşan frekans değerleri elde edilmiştir (Bodur ve diğ., 1993). Hızla ilerleyen gelişmeler sayesinde günümüzde 2 MW'a kadar çıkış gücü elde edilebilen invertörler gerçekleştirilmektedir (Atavi, 1991). Rezonans devreli invertörlerin geliştirilmesi sırasında modern anahtarlama tekniklerinden yararlanılması daha yüksek frekanslarda daha yüksek verimlerin alınmasını sağlamıştır.

İndüksiyon ısıtma için kullanılan alternatif gerilim kaynakları 50 Hz ile MHz'ler arasında değişir. Özellikle bu iş için seçilen frekans, verim ve fiyata dayanır. Frekans arttıkça, yüksek frekanslarda verimli bir şekilde çalışabilen daha pahalı güç kaynakları gerekir.

İndüksiyon ısıtma, değişik frekans aralıklarında farklı uygulama alanlarına sahiptir. Bunlardan, iş parçasının işlenmesi, fiziksel özelliklerinin değiştirilerek şekil verilmesi, eritilmesi gibi uygulamalar düşük frekanslarda gerçekleştirilebilmektedir. Malzemelerin yüzeylerinin ısıtılması, sertleştirilmesi gibi uygulamalar orta ve yüksek frekansları gerektirmektedir (Davies, 1979).

Son zamanlarda indüksiyon ısıtmanın verimli, hızlı sıcaklık kontrolü, güvenli oluşu ve temiz bir ortam oluşturması gibi özellikleri, tencere, tava v.b. pişirme kaplarının ısıtılması gibi mutfak tipi uygulamalarda da yer almasını sağlamıştır (Hobson ve diğ., 1985; Chatterjee ve Ramanarayanan, 1993; Imai ve diğ., 1997; Köroğlu ve Sazak, 2002; Sazak, 2004).

İndüksiyonla ısıtma, ilk sistemlerin üretiminin başlamasından bu yana kullanım kolaylığı, işlenen malzemenin kalitesinin çok iyi olması gibi avantajları sayesinde büyük ilgi görmüştür. Sanayi toplumları meydana gelirken bu konuya büyük ilgi gösteren firmalar, günümüzde yıllardır büyüyerek ve kendini geliştirerek piyasalarının büyük bir kısmına hakim olmuşlardır. Bu yüzden, geniş bir bilgi birikimi ve sermaye isteyen indüksiyon sistemleri üretimi çok fazla üreticiye sahip değildir. Ülkemizde ancak 1980'li yıllardan sonra indüksiyon ocaklarının sınırlı sayıdaki çeşitlerinin üretimine başlanabilmiştir (Ünver, 2003).

İndüksiyon ısıtmada kullanılan güç kaynakları dört ana kategoriye ayrılmaktadır:

- 1) Kaynak frekanslı ısıtma sistemleri (50 / 60 Hz)
- 2) Orta frekanslı motor alternatör sistemleri (500 Hz / 10 kHz)
- 3) Orta frekanslı katı hal sistemleri (500 Hz / 50 kHz)
- 4) Radyo frekanslı sistemler (50 KHz / 10 MHz)

Bu güç kaynaklarının ayrıntıları ikinci bölümde geniş olarak ele alınacaktır.

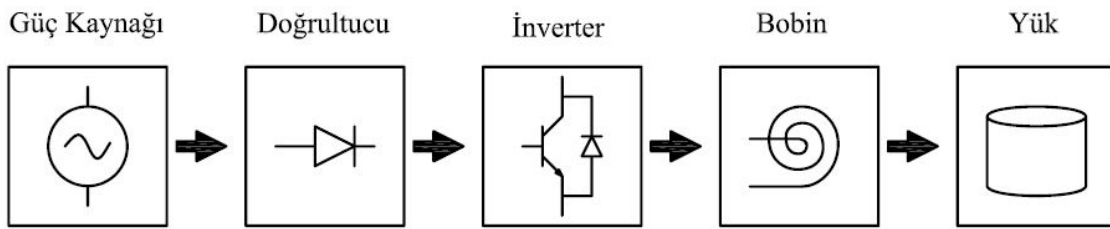
1.2 İndüksiyon Isıtma Yönteminin Diğer Isıtma Yöntemlerine Göre Üstünlükleri

- 1) Metalleri ısıtma süresi kısadır.
- 2) Bütün parçayı ısıtmak yerine malzemenin istenilen bölümlerini ısıtabilme yeteneğine sahiptir.
- 3) Sürekli fırın sıcaklığını korumak zorunluluğu yoktur, güç yalnızca gerektiğinde ısıtma için kullanılır.
- 4) Fuel-oil veya gaz ateşlemeli fırınlarda olduğu gibi çevreye ısı dağılımı yoktur. Bu yüzden fırının etrafında istenilen iş gücü oluşturulabilir.

- 5) Diğer fırınlarda kullanılan gazlar nedeni ile hava kirliliği yaratmaz, ısıtma alanında herhangi bir yanma ürünü bırakmaz. Hiçbir yanma ürünü ve ısı radyasyonu olmadığı için havalandırma ve duman çıkışı minimumdur.
- 6) İndüksiyon ısıtmanın işlem süresinin hızlı olması otomatik üretime uygunluğunu göstermektedir.
- 7) Gaz karışımlarının meydana getirdiği herhangi bir patlama olayı mümkün olmaması, zararlı dumanlar çıkarmaması ve fırının sebep olacağı herhangi bir yanık olmaması yüzünden sağlıklı ve güvenli bir uygulamadır.
- 8) Bazen fırınlarda işlem sıcaklığını değiştirmek saatleri alabilir, fakat indüksiyon ısıtma ile değiştirilen yeni sıcaklığın kurulması birkaç dakika içinde başarılabilir.

1.3 Tezin Tanıtımı

Bu çalışmada orta frekanslı bir ev tipi indüksiyon ısıtma sistemi tasarlanmıştır. Sistemde yarım köprü seri rezonans invertör temel alınarak, mutfak tipi uygulamalarda değişik ebatlardaki yükler için ve farklı frekanslarda ısıtma işleminin sağlanabilmesi için üç yüklü yarım köprü seri rezonans invertör geliştirilmiştir. Devrede kullanılan ısıtma bobini mutfaklarda kullanılan tencere, tava v.b. kaplara uygun olarak düz spiral (pancake) şeklinde dizayn edilmiştir. Şekil 1.1 üzerinde ev tipi bir indüksiyon ısıtma sisteminin blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 1.1 : Ev tipi indüksiyon ısıtma sistemi blok diyagramı.

Birinci bölümde, indüksiyon ısıtma sistemlerinin tarihçesinden, diğer ısıtma yöntemlerine göre üstünlüklerinden bahsedilmiş ve bu tez çalışmasında tasarlanan sistem kısaca tanıtarak blok diyagramı üzerinde gösterilmiştir.

İkinci bölümde indüksiyon ısıtmanın temel çalışma prensipleri, uygulama alanlarından bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde doğru akımı, alternatif akıma çeviren invertörlerin tanımı çalışma prensipleri, invertörler üzerinde kullanılan anahtarların özellikleri, tasarlanan invertörün verimi için çok önemli olan anahtarlama kayıplarından ve anahtarlama tekniklerinden söz edilmiştir.

Dördüncü bölümde tasarlanan indüksiyon ısıtma sisteminin temelini oluşturan yarım köprü seri rezonans invertör çalışma prensibi, analizi ve dizaynı üzerinde durulmuştur. Aynı zamanda bu invertör yardımı ile oluşturulan çift yarım köprü ve üç yarım köprü seri rezonans invertör yapıları oluşturulmuş, bunlardan üç yarım köprü seri rezonans invertörün bilgisayar ortamında benzetimi yapılarak çalışma şekli gözlemlenmiştir.

Beşinci bölümde laboratuvar ortamında oluşturulan üç yarım köprü seri rezonans invertörün güç ve kontrol devresinden bahsedilmiştir. Alınan deneysel sonuçlar yorumlanmıştır.

Son bölüm olan altıncı bölümde ise tasarlanan sistemden elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

İKİNCİ BÖLÜM

İNDÜKSİYON ISITMA YÖNTEMİNİN TEMEL TEORİSİ VE UYGULAMA ALANLARI

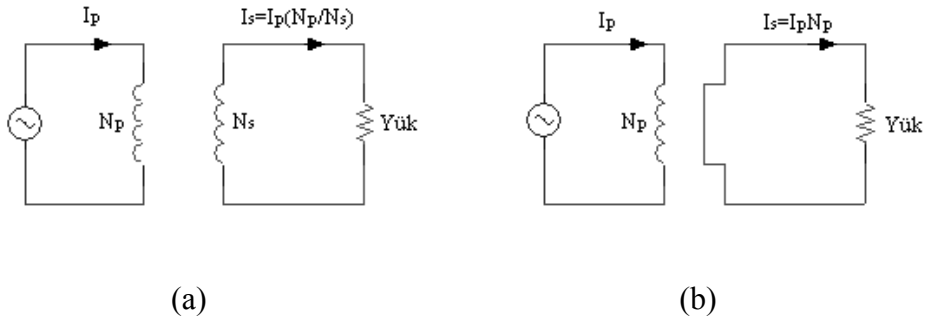
2.1 Giriş

İndüksiyon ısıtmanın genel prensibi elektromanyetik enerjinin ısı enerjisi haline dönüştürülmesine dayanır. Elektriksel olarak iletken bir malzemenin değişken bir manyetik alan içine bırakılması ile malzeme üzerinde indüklenen gerilimlerin oluşturduğu eddy akımlarının meydana getirdiği ısıya indüksiyon yolu ile ısıtma adı verilir. Klasik yolla yapılan ısıtma işlemlerinde sıcaklığın yükselmesi için gerekli olan ısı, malzemeye dış yüzeyinden verilirken, indüksiyon ile ısıtmada ise gerekli ısı malzemenin kendi içinde indüksiyon ile elde edilir.

İndüksiyon ısıtmanın temeli tanımından da anlaşılacağı gibi, değişken manyetik alan sonucu oluşan elektromanyetik indüksiyon, elektromanyetik indüksiyon sonucunda cisim üzerinde indüklenen gerilimlerin oluşturduğu eddy akımları, eddy akımlarının oluşturduğu dalma derinliği etkisi ve bu akımların meydana getirdiği ısının cisim üzerinde dağılımını konu alan ısı transferi teorileri üzerine kurulmuştur. Bunun yanında histerezis kayıpları eddy akımlarının oluşturduğu kayıpların yanında çok küçük olduğu için ihmal edilirler. İndüksiyon ile ısıtmada dalma derinliği özelliği göz önünde bulundurularak değişik uygulama alanları geliştirilmiştir. Bu uygulama alanları daha çok eritme işlemlerinin yapıldığı kaynak frekanslı sistemler, kaynak yapma, ısıtma, küçük çaplı eritme, lehimleme gibi uygulamaların yapıldığı motor-alternatör ve statik invertör sistemleri, daha çok yüzey sertleştirme işlemlerinde kullanılan yüksek frekanslı sistemler olmak üzere dört grupta toplanabilir.

2.2 Temel Teorisi

Transformatör teorisi ve transformatör eşdeğer devresi kullanılarak bir indüksiyon ısıtma sistemi elde edilebilir. İki eşdeğer devre arasındaki tek fark indüksiyon ısıtma modelinde sekonder sargı olmayışıdır, bu görevi bobin içindeki iş parçası tek sarımlık sekonder sargı gibi üstlenmektedir. Şekil 2.1 (b)'de görüldüğü gibi iş parçasının öz direncinden oluşan sekonder sargı iç direnci, ideal transformatör eşdeğer devresinde gösterilen yük direnci yerini alacaktır.



Şekil 2.1: (a) Transformatör eşdeğer devresi, (b) İndüksiyon ısıtma eşdeğer devresi.

I_p : Primer akımı (Amper)

I_s : Sekonder akımı (Amper)

N_p : Primer sarım sayısı

N_s : Sekonder sarım sayısı

Şekil 2.1 (a)'daki transformatör ideal bir transformatör olarak düşünüldüğünde, primer sekonder akımlarının sarım sayıları ile orantıları aşağıdaki gibidir.

$$I_s = I_p (N_p / N_s) \quad (2.1)$$

Şekil 2.1 (b)'deki gibi transformatörün sekonderinin tek bir sarıma sahip olduğu yani kısa devre olduğu düşünüldüğünde sekonder akımı aşağıda olduğu gibi primer akımı ve sarım sayısı ile ilişkili hale gelir:

$$I_s = I_p N_p \quad (2.2)$$

Bu durumda, sekonder akımı yükselir ve ideal bir transformator gibi düşünuldüğü için kaynaktan çekilen gücün tamamı iş parçasına aktarılır. İş parçasına aktarılan güç I^2R kayıpları olarak tanımlanan ısı kaybını ortaya çıkarır. Meydana gelen ısı kaybı genelde elektrik devrelerinde istenmeyen bir durumdur. Diğer taraftan bu ısı kaybından faydalanılarak indüksiyon ile ısıtma işlemi sağlanmaktadır.

Transformator ve kuplajlanmış indüktörler arasında her ikisinin de manyetik nüve üzerinde sarımları olması gibi özelliklerinden dolayı aralarında yüzeysel bir benzerlik olmakla birlikte kullanıldıkları amaçlar ve kullanıldıkları yerlerde oynadıkları roller birbirinden farklıdır (Witulski, 1995).

İndüksiyon ile ısıtma, ısıtılacak cisim üzerinde elektromanyetik indüksiyonla meydana getirilen eddy akımları, bu akımların meydana getirdiği dalma derinliği etkisi ve cisim üzerinde ısı transferinin oluşturulması sonucu meydana gelmektedir.

2.2.1 Elektromanyetik İndüksiyon

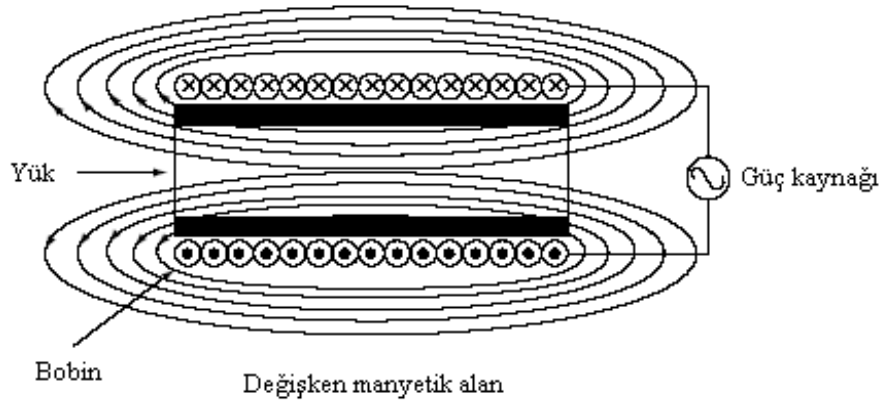
Bir iletken içinden akım geçirildiğinde iletken etrafında bir manyetik alan meydana gelir. İletken içinden geçirilen akım alternatif ise değişken bir manyetik alan meydana gelir.

Şekil 2.2'de görüldüğü gibi bobine alternatif bir akım uygulandığında amper kanununa göre etrafında değişken bir manyetik alan meydana gelir. Bobinin her bir sarımından geçen akımların oluşturduğu manyetik alan birbirine eklenerek manyetik alan güçlenir.

$$\int Hdl = Ni = F \quad (2.3)$$

$$\phi = \mu HA$$

- H : Manyetik alan (At/m)
i : Akım (A)
F : Manyetik itici kuvvet (At)
N : Spir sayısı (t)
 ϕ : Manyetik akı (Wb)
A : Yüzey alanı (m²)
 μ : Manyetik geçirgenlik katsayısı (Wb/At-m)



Şekil 2.2: Elektromanyetik indüksiyonun meydana gelişi.

Cisim üzerinde meydana getirilen manyetik akı μ cismin manyetik geçirgenliği ile orantılıdır. Daha yüksek manyetik geçirgenlikli malzemelerden yapılmış cisimler üzerinde, büyük bir akı dağılımı oluşturulur. Manyetik geçirgenlik katsayısı Denklem (2.4)'deki gibi ifade edilir. Burada μ_r malzemenin bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı, μ_0 ise boşluğun yani havanın manyetik geçirgenliğidir.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.4)$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ (Wb/At-m)}$$

Değişken manyetik alanın içinde kalan cisimde manyetik alanın yoğunluğu, frekansın etkisi ile yüzeyden merkezine doğru inildikçe azalır. Elektromanyetik indüksiyon ile cisim üzerinde oluşan eddy akımlarının meydana getirdiği ısı enerjisi, indüksiyon ile ısıtma işlemini sağlar.

2.2.2 Histerezis Kayıpları

Histerezis manyetik sürtünmenin bir sonucudur. Manyetik alandaki moleküllerin frekansın şiddetine bağlı olarak ileri ve ters yöndeki yer değiştirmeleri sırasında birbirlerine sürtünmeleri sonucu ısı şeklinde ortaya çıkan enerjidir (Agrawal, 2001). Genellikle ısı işlemlerde histerezis kayıplarının katkısının eddy akımları kayıplarına oranla çok düşük olması sebebi ile ihmal edilirler.

Histerezis kayıpları;

$$P_h = K_h f B_m^{1.6} \quad (2.5)$$

ile ifade edilmektedir. Burada;

K_h : Histerezis katsayısı

f : Frekans (Hertz)

B_m : Akı yoğunluğunun maksimum değeri (Wb/m^2)

2.2.3 Eddy Akımlarının Oluşumu ve Kayıpları

Manyetik nüve malzemeleri kendi yapısı içerisinde iletken malzemeleri içerir. Bu durumda bu iletken malzemeler, nüve içinde dikey bir düzlem şeklinde manyetik akı yolunu oluşturan kısa devre edilmiş bir iletken gibi davranır. Yani iletken malzemeler içinde indüklenen gerilimle meydana gelen elektrik akımlarıdır. Eddy akımları indüksiyon ile ısıtma uygulaması dışında istenmeyen bir durumdur.

Transformatör nüvesi düşünüldüğünde, nüve üzerindeki akı iletimi sekonder sargılarını keserek, sargılar üzerinde bir gerilim indüklenmesine sebep olur ve sekonder sargılar üzerinde oluşan bu gerilim transformatörün çalışmasını sağlar. Bu akı iletimi ile sekonder sargılarında meydana getirilen akıma eddy akımı denilmektedir. Eddy akımlarının sonucunda sekonder sargının R direnci üzerinde ısı şeklinde I^2R kayıpları ortaya çıkar. Burada R direnci, dalma derinliği etkisine bağlı olarak değişmektedir (Agrawal, 2001).

2.2.4 Dalma Derinliği (Deri etkisi)

Malzeme üzerinde meydana gelen eddy akımlarının, malzeme yüzeyinden itibaren erişebileceği derinliğe dalma derinliği adı verilir. Düzgün dağılıma sahip değişken manyetik alan etkisindeki bir malzeme içinde oluşan eddy akımları düzgün dağılıma sahip değildir. İş parçasına işleyen manyetik alanın şiddeti, dolayısıyla eddy akımlarının genliği, deri etkisi nedeniyle yüzeyden merkeze doğru gidildiğinde Şekil 2.2’de görüldüğü gibi azalmaktadır. Akım, malzeme üzerinde malzeme kalınlığının yaklaşık olarak üçte birine kadar iner. Bu derinlik dalma derinliği olarak adlandırılmaktadır ve Denklem (2.6)’ da görüldüğü gibi ifade edilir (Elfallah ve diğ., 1987; Sen, 1996).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu f \pi}} \quad (2.6)$$

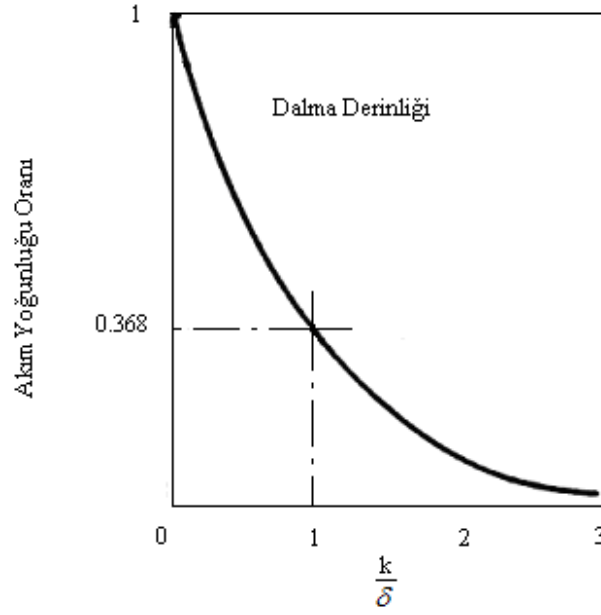
Burada;

ρ : Malzemenin özgül direnci ($\Omega\text{mm}^2/\text{m}$)

μ : Malzemenin manyetik geçirgenliği (Wb/At-m)

δ : Dalma derinliği (mm)

f : Frekans (Hertz)



Şekil 2.3: Dalma derinliğinin üstel olarak azalması.

Grafik üzerinde görüldüğü gibi k ısıtılan cismin kalınlığıdır. Cismin en dış yüzeyinde akım yoğunluğu maksimumdur ve merkeze doğru inildikçe azalmaktadır.

Denklem (2.6)'da görüldüğü gibi frekansın artması deri kalınlığını azaltır. Dolayısıyla akım parçanın en dış yüzeyine dağılır. Dalma derinliğinin malzemenin ρ ve μ katsayılarına bağlı olması ve bu sabit katsayıların sıcaklığa bağlı olarak değişmesi sistemin tasarımında göz önünde bulundurulması gereken özelliklerdir (Sazak, 1999).

2.2.5 Isı Transferi Aşamaları

Isıtma işlemi sırasında meydana gelen malzeme içindeki ısı dağılımı Şekil 2.3'de görüldüğü gibi malzemenin her tarafında aynı değildir. Malzeme yüzeyinden derinlere inildikçe ısı yoğunluğu azalmaktadır. İndüksiyon ile ısıtma işleminde meydana gelen ısı transferi geçici ısı depolama aşaması, sabit sıcaklık yükselişi ve soğurma zamanı olmak üzere üç bölümde incelenebilir.

Geçici ısı depolama aşamasında, malzeme içindeki ısı dağılımı malzemenin tabakaları arasında olmaktadır. Malzeme yüzeyinden itibaren her bir tabaka kendi üzerinde ısıyı depoladıktan sonra diğer tabakaya iletmektedir. Geçici ısı depolama aşamasından sonra ısı bütün bir malzeme boyunca aynı oranda yükselmektedir. Bu sabit sıcaklık yükselişinden sonra malzemelerin uygulamalarda hemen kullanılabilmesi için ısının malzeme tarafından soğurulma zamanına ihtiyaç vardır. Genellikle ısıtma işlemi sırasında malzemenin yüzeyi ile merkezi arasında düzgün sıcaklık dağılımı olmadığı için çok yüksek sıcaklık farkları oluşur. Soğurma zamanı ile bu sıcaklık farkı giderilir.

2.3 İndüksiyon Isıtma Uygulama Alanları

İndüksiyon ısıtma, ergitme, kaynak yapma, lehimleme, sıcak şekil verme amacı ile tavlama, yüzey sertleştirme, muhtelif ısıl işlemler için tercihen kullanılır. İndüksiyon fırınları ile metallerin ergitilmesi, iş gücü ve hammadde de düşük maliyet sağlar. Bu metotla alaşımların hazırlanması daha kolaydır ve üretim sonucu elde edilen ürünlerin kalitesi yüksektir (Khan, 2000; Yıldırım ve Gülgün, 1988).

İndüksiyon ısıtma teknikleri, güç kaynağı frekansları 50 Hz'den birkaç MHz'e kadar çıkabilen güç kaynağı frekansları ile çok çeşitli uygulama alanlarına sahip olmuşlardır (Tebb ve Hobson, 1987). İndüksiyon ile ısıtmada kullanılacak olan frekans, ısıtılacak olan parça üzerinde meydana getirdiği dalma derinliği etkisi göz önünde bulundurularak uygulanacak işlemin türüne göre seçilmelidir.

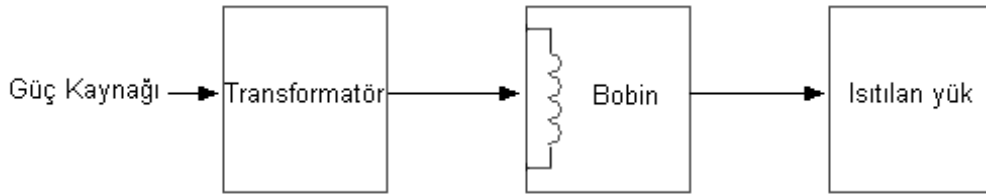
İndüksiyon ısıtma uygulamalarında, dalma derinliği özelliği göz önünde bulundurularak değişik frekans bölgeleri ve bu bölgelere göre değişik uygulama alanları geliştirilmiştir.

- 1) Kaynak frekanslı sistemler (50/60 Hz)
- 2) Motor alternatör sistemleri (500 Hz – 10 kHz)
- 3) Statik invertör sistemleri (500 Hz – 50 kHz)

4) Yüksek frekanslı sistemler (50 kHz – 10 MHz)

2.3.1 Kaynak Frekanslı Sistemler

Bu sistem tipinin en büyük avantajı, frekans dönüşümü olmamasıdır. Bundan dolayı güç kayıpları düşüktür ve dönüşüm veya kompleks elektronik cihazların yokluğu sistemi çok basitleştirmiştir. Bakım azaltılmıştır ve aynı zamanda anahtarlama elemanları, güç faktörü düzeltme kondansatörleri, kontrol devreleri ve diğer donanımları standart serilerden seçilebilir. Sekonder problemleri, örneğin; yayılan ısı kayıpları, kaçak akı ısınmaları ve istenmeyen yüksek frekans gerilimlerinin indüklenmeleri önemsenmeyecek kadar azdır. Temel donanımın sermaye fiyatları, orta ve yüksek frekanslı birimlerden genellikle daha azdır. Frekans arttıkça daha pahalı güç kaynakları gerekir. Bu sistemlerin blok diyagramı Şekil 2.4’de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.4: Kaynak frekanslı sistem blok diyagramı.

Uygulama alanlarına bakıldığında, 50/60 Hz kaynak frekanslarının temel kullanımı içten ısıtma uygulamaları içindir. İçten ısıtma çoğu uygulamaları, değişmez maksimum sıcaklık içermeyi gerektirdiği için, bu frekanslar yüksek frekans değerlerinden daha uygundur. Eritme fırınları da kaynak frekansında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Düşük frekans ile özellikle 50/60 Hz’de yapılan ısıtmanın en önemli dezavantajı verilen iş parçasının şekli ve bobinin manyetik yoğunluğu için giriş gücünün düşük olmasıdır. Giriş gücü frekans ile doğrudan değişmektedir. Bu dezavantajın etkisi,

yüzeyden içeriye doğru ısıtmak için minimum zaman gerektiren değişmeyen sıcaklık faktörü ile azaltılır.

İlk yatırım maliyetlerinin düşük olması, bakım ve onarımın kolay olması, büyük çaplı indüksiyon ısıtma uygulamalarında şebeke gerilimini kullanmayı yaygınlaştırmıştır. Dalma derinliği 10 mm ile 100 mm arasında değişmektedir. Dalma derinliğinin büyük olması nedeniyle düzgün sıcaklık dağılımı gerektiren büyük çaplı dövme işlemlerinde ve ergitme ocaklarında kullanılmaktadır. İşlem hızı yüksek frekanslı uygulamalara göre düşüktür.

2.3.2 Motor Alternatör Sistemleri

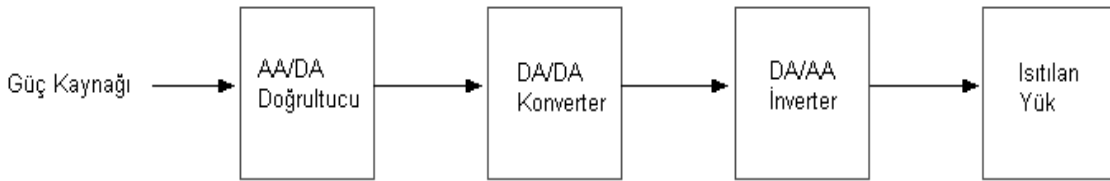
İndüksiyon ısıtıcıların seri üretime uyarlanabilmeleri, daha küçük çaplarda ve hızlı ısıtma gerektiren işlemlerde kullanılma gereksinimleri, çalışma frekansının yükseltilmesini gerektirmektedir. Bu amaçla asenkron motorlar ile sürülen, çıkış frekansları 500 Hz ile 10 kHz arası olan alternatörlerin kullanımı başlamıştır. 500 kW civarındaki güçlere kadar tek motor alternatör gurubu kullanılmaktadır. Daha büyük güçlerde tek grup yerine birden fazla motor alternatör grupları kullanılmaktadır. İlk yatırım maliyetleri yüksektir. Hareketli parça çokluğu sık bakım ve onarım gerektirmektedir. Sabit frekanslı olmaları nedeniyle güç faktörü düzeltme işlemi, çalışma anında güç faktörü gözlemlenerek kondansatörlerin devreye alınıp çıkarılmalarıyla sağlanır.

Demir kökenli metallerde belirtilen çalışma frekansları sınırlarında dalma derinliği 1 mm ile 10 mm arasında değişmektedir. Orta büyüklükteki ergitme ocaklarında ve 1 mm ile 10 mm arası dalma derinliği gerektiren ısıtma işlemlerinde bu sistemler kullanılmaktadır. Endüstride parçaya şekil verme, küçük çaplı eritme, ısıtma ve parçaların kaynak yapılması gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. Motor alternatör grupları statik invertörlerin geliştirilmesine kadar tek seçenek durumundaydı fakat statik invertörlerin kullanımının yaygınlaşması ile bu sistemlerin kullanımı da azalmıştır.

2.3.3 Statik İvertör Sistemleri

Altmışlı yıllarda yarı iletken teknolojisinin gelişimi statik invertörler kullanılmaya başlanmıştır. Son yıllarda gelişmeler, katı hal teknolojisinin getirdiği, daha verimli ve daha ucuz yarı iletken anahtarlar ile oluşturulan invertörlerin motor alternatör ve manyetik frekans çoğullayıcılarının yerine geçmesi üzerine olmuştur. Tristörler ile gerçekleştirilen invertörlerde günümüzde MW'lar mertebesinde güce sahip güç kaynakları oluşturmak mümkün hale gelmiştir. Az yer kaplamaları, sık bakım ve onarım gerektirmemeleri, değişen yük şartlarında çalışma frekansı değişimi ile kaynak-yük empedans uyumu sağlayarak sürekli maksimum güç iletme olanağı, güç kontrolünün kolay olması ve %90 verimin üzerine çıkılabilmesi statik invertörlerin diğer tip güç kaynaklarına göre daha yaygın kullanılmasını sağlamıştır.

Statik invertör sistemleri, Şekil 2.5'de görüldüğü gibi güç dönüşümleri içeren bir blok diyagramına sahiptir. İlk önce şebekeden alınan alternatif akım, bir konverter girişini oluşturabilmek için doğru akıma dönüştürülür ve konverter çıkışından elde edilen istenilen genlikteki doğru akım (DA) invertör girişine verilir. İvertör çıkışından elde edilen istenilen genlik ve frekanstaki alternatif akım (AA), yüke uygulanarak ısıtılmasını sağlamaktadır.



Şekil 2.5: Statik invertör sistemi blok diyagramı.

Bu sistemlerde frekans sabit değildir. Sistem frekansını kendiliğinden yükün gerektirdiği değere ayarlar. Bu nedenle ısıtma işlemi sırasında kondansatörlerin devreye sokulup çıkarılmasına gerek yoktur. Bu amaçla gerçekleştirilecek olan sistemde devreyi

hızlı açıp kapatan anahtarlara ihtiyaç vardır. Bu amaçla önceleri civa buharlı elemanlardan yararlanılmış, pek çok güçlüklerle rağmen 500 Hz mertebesindeki frekanslara ulaşılabilmektedir. Ancak tristörlerin kullanılması ile bu tür sistemler pratik bir önem kazanmıştır (Dede, 1991). Günümüzde gelişen yarı iletken teknolojisi ile tristör dışında anahtarlama elemanları da kullanılmaktadır. IGBT, GTO, MOSFET, BJT (Bipolar Junction Transistor) gibi anahtarlama elemanları ile daha yüksek frekanslarda, yüksek akım ve gerilim taşıma kapasitelerine sahip invertörler tasarlamak mümkündür.

Güç yarı iletken anahtarlarını içeren statik invertör sistemleri indüksiyon ısıtma alanında yaygın olarak uygulanmaktadır. Bu alanda çok sayıda invertör topolojisi geliştirilmiştir (Dawson ve Jain, 1991). Bunların arasından en çok kullanılanlar akım kaynaklı invertörler ve gerilim kaynaklı invertörlerdir.

Bu invertörlerin geçmişine bakıldığında gerilim kaynaklı invertörlerin performansı ilk başta tristörlerin yalıtıma geçme zamanının ve güç diyotlarının yeniden iletme geçme süresinin uzun olması yüzünden önemsenmemişti (Dawson ve Jain, 1991). Bunun yanında devam eden gelişmelerle güç diyotları ve tristörler üzerindeki bu sorunlar giderilerek yeniden incelenmiş ve amaca uygun hale getirilmiştir.

Endüstride parçaya şekil verme, ısıtma, kaynak yapma, lehimleme gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. Bunların yanında günümüzde mutfak tipi indüksiyon ısıtma uygulamalarında da kullanılmaları oldukça yaygınlaşmıştır (Hobson ve diğ., 1985; Chatterjee ve Ramanarayanan, 1993; Imai ve diğ., 1997; Köroğlu ve Sazak, 2002).

2.3.4 Yüksek Frekanslı Sistemler

İndüksiyon ısıtma uygulamaları, yüksek frekans değerlerinde yapıldığında hızlı ısıtma işlem yapma özeliğine sahiptirler (Thompson ve diğ., 2002; Grajales, 1995). 50-60 Hz kaynak frekanslarından, 100 kHz gibi yüksek frekans değerlerine dönüşüm yapmanın en büyük amacı yüksek güç yoğunluğu ve kısa süre içinde metallerin sığ bir derinliği ile ısıtılmasıdır. Megahertz mertebesindeki frekanslar (2-8 MHz) çok sığ bir derinliği

derinliği oluşturarak ısının yzeye alanında yoğunlaştırılmasını sağlamaktadır (Khan ve diğ., 2001). Yzsek anahtarlama frekansları IGBT anahtarlamaalı invertzrlerin kullanımı ile 150 kHz'e çıkarılır, zzel amaçlar için frekansın 500 kHz'e çıkarılması istenir. Bu durumlarda ise MOSFET anahtarları kullanılabilir (Zied ve diğ., 2000). Bu sistemlerin çoğu yzeye sertleştirme, lehimleme, kaynak yapma uygulamaları için kullanılır ve sığ bir dalma derinliği oluşturan akımlar indzksiyon ısıtmanın bu tipleri için çok uygundur. Bu sistemleri kullanmanın ikinci bir amacı bzyzck bir gzc yzckemesi elde etmektir. Giriş gzc doğrudan frekansla ilişkili olduğu için daha yzsek yzeye gzc yoğunluğu genellikle yzsek frekans değerlerinde elde edilir.

Yzsek frekanslı indzksiyon ısıtma sistemleri, kaynak ile birleştirme ve 0.1 mm ile 2 mm arası dalma derinliklerinde yzeye sertleştirme işlemleri gibi yzsek ısıtma hızı gerektiren işlemlerde kullanılmaktadır.

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

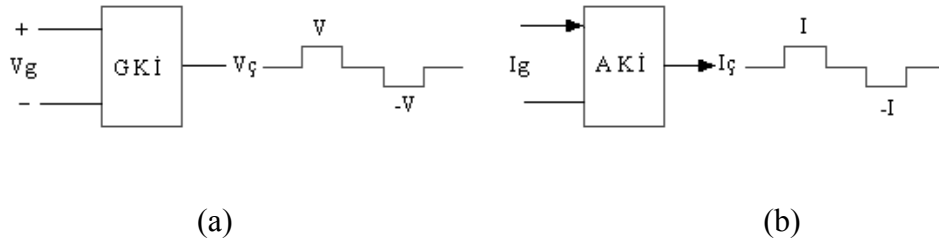
STATİK İNVERTER SİSTEMLERİ

3.1 Giriş

Güç elektroniği sistemleri günümüzde hesaplama ve haberleşmeden tıp elektroniğine kadar, kontrol uygulamaları, yüksek güç iletimi ve taşımacılığa kadar bir çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Güç seviye oranları miliwatlardan megawatlara kadar çıkabilmektedir (Maksimovic ve diğ., 2001). Güç elektroniği sistemleri doğru akımı alternatif akıma dönüştüren invertörler, doğru akımı doğru akıma dönüştüren konvertörler, AA/DA doğrultucular, vb. sistemler olabilir.

İnvertörler doğru akım kaynağından aldığı gücü, değişik frekans ve gerilim değerlerinde alternatif akıma çeviren statik devrelerdir. İnvertörler bir çok endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadırlar. Bunlardan bazıları; AA motor hız kontrolü, indüksiyon ısıtma, kesintisiz güç kaynakları gibi uygulamalardır. Genellikle, gerilim kaynaklı invertörler (GKİ) ve akım kaynaklı invertörler (AKİ) olmak üzere ikiye ayrılırlar.

GKİ'lerde, DA kaynağından alınan giriş gerilimi invertör devresi tarafından dalgalı bir çıkış gerilimine dönüştürülür, AKİ'lerde ise yine DA akım kaynağından alınan sabit ve sürekli giriş akımı invertör devresi tarafından dalgalı bir çıkış akımına dönüştürülür. Şekil 3.1'de her iki invertör konfigürasyonu görülmektedir.



Şekil 3.1: (a) GKİ konfigürasyonu, (b) AKİ konfigürasyonu.

İndüksiyon ısıtma uygulamalarında, anahtarlama kayıplarının az olması yani anahtarın iletimden yalıtıma geçerken veya yalıtım durumundan iletim durumuna geçerken anahtar geriliminin veya akımının sıfır yapılmasına olanak vermesi nedeniyle, çoğunlukla rezonans invertörler kullanılmaktadır. Bu çalışmada, rezonans invertörler gerilim kaynaklı seri rezonans invertörler, akım kaynaklı paralel rezonans invertörler ve E sınıfı invertörler olmak üzere üç alt grupta incelenmiştir.

İnverterlerde tasarlanmak istenen sistemin özelliklerine göre değişik anahtarlama elemanları seçilebilir. Bu anahtarlama elemanlarında yüksek frekansın etkisi ile anahtarlama kayıpları meydana gelmektedir, meydana gelen anahtarlama kayıplarını önlemek için farklı koruma devreleri ve rezonans anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir.

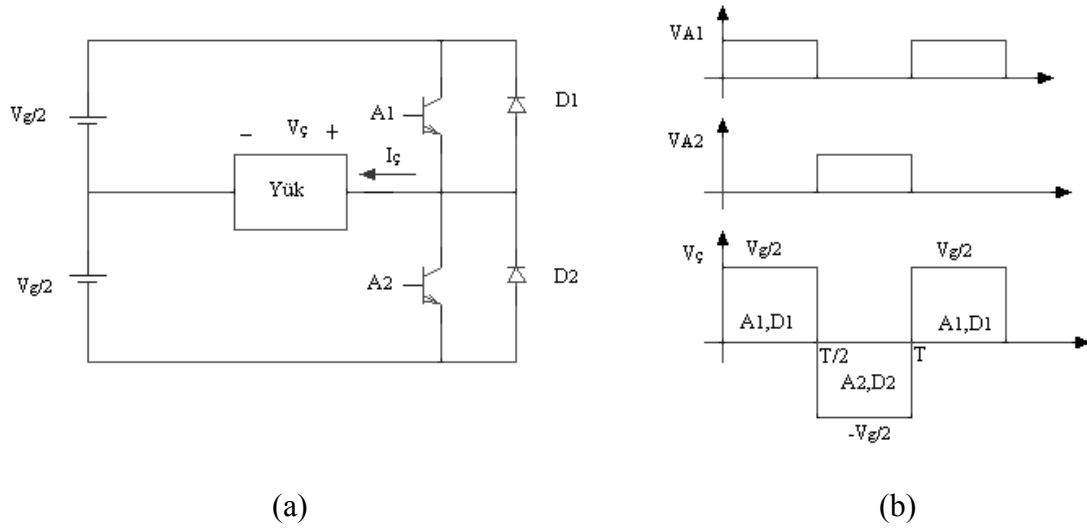
3.2 Gerilim Kaynaklı İnvertörler

GKİ'in girişi, batarya veya kontrollü bir doğrultucu çıkışından elde edilen DA gerilim kaynağı gücüdür. Tek fazlı veya üç fazlı GKİ'ler endüstride yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Anahtarlama elemanları olarak tristörler veya güç transistörleri kullanılmaktadır.

GKİ'lerin performansı, ilk başlarda tristörlerin hızlı bir şekilde yalıtıma geçememesi, ters toparlanma diyotlarının yavaş olması gibi sebeplerden dolayı çok

fazla önemsenmemişti fakat günümüzde gelişen yarı iletken teknolojisi ile tristörlerin yalıtıma geçme zamanı ve diyotların toparlanma süreleri geliştirilerek GKİ invertörler yeniden gündeme gelmiştir (Dawson ve Jain, 1991).

Bir fazlı ve gerilim kaynaklı, kare dalga anahtarlamalı yarım köprü invertör konfigürasyonu Şekil 3.2 (a)'da görülmektedir. Aynı değerli iki tane DA gerilim kaynağı A_1 ve A_2 anahtarlarına paralel olarak bağlanmıştır. A_1 ve A_2 anahtarları, tristör, GTO, BJT, MOSFET veya IGBT olabilir. D_1 ve D_2 diyotları yükün reaktif enerjisini kaynağa geri aktardıkları için geri besleme diyotları olarak bilinmektedirler.



Şekil 3.2: (a) Yarım köprü GKİ, (b) GKİ'ye ait anahtar ve çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri.

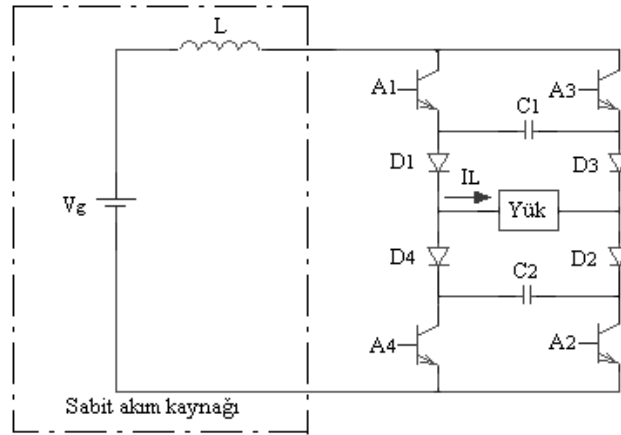
Devrenin çalışma şekline bakıldığında, A_1 ve A_2 anahtarları dönüşümlü olarak anahtarlama yaparlar. Çıkış geriliminin pozitif yarı periyodunda, A_1 anahtarı iletimdedir. Bu durumda kaynak geriliminin yarısı devreye uygulanmaktadır ve yük uçlarından elde edilen gerilim $V_g/2$ değerine eşittir. Çıkış geriliminin negatif yarı periyodunda ise A_2 anahtarı iletimdedir ve giriş kaynak geriliminin yarısı bu kez ters yönde devreye uygulanır ve yük uçlarından elde edilen gerilim $-V_g/2$ değerine eşittir.

Anahtar sürme sinyalleri ve çıkış geriliminin dalga şekilleri Şekil 3.2 (b)'de görülmektedir. Şekil üzerinde görüldüğü gibi anahtarlardan birisi iletim durumunda iken diğeri yalıtımda kalmalıdır. Her iki anahtarın da aynı anda iletimde kalması DA güç kaynağını kısa devre edeceği için dönüşümlü olarak çalışmaktadırlar.

Bu invertörlerde, çıkış gerilimi Şekil 3.2 (b)'de görüldüğü gibi kare dalgadır. Çıkış geriliminin genliği giriş geriliminin genliği değiştirilerek ayarlanabilir. Yarı iletken anahtarlar yardımı ile geniş bir aralıkta çıkış geriliminin frekans kontrolü yapılmaktadır.

3.3 Akım Kaynaklı İnvvertörler

GKİ'lerde giriş güç kaynağı, doğru akım üreten bir gerilim kaynağı, AKİ'lerde ise sabit ve sürekli bir akım üreten doğru akım kaynağıdır. Sabit ve sürekli bir akım oluşturmak için doğru akım gerilim kaynağına seri bir endüktans bağlanmıştır. Devre üzerindeki anahtarlar GKİ'lerde olduğu gibi gerilim ile değil daha çok akım ile kontrol edilmektedirler, bu yüzden AKİ olarak adlandırılmaktadırlar. GKİ'lerde, giriş gerilimi yüke uygulanır ve yük üzerindeki akımın anahtarların dönüşümlü olarak anahtarlama yapması ile değişken olması sağlanırdı. Bu invertörlerde ise akım sabittir ve yük üzerindeki gerilim, yüke paralel bağlı bir kondansatör yardımıyla değişime zorlanır. Kondansatör aynı zamanda akım harmoniklerini filtre ederek yük akımının sinüsoidal olmasını sağlar ve aşırı gerilim yükselmelerini önemli ölçüde azaltır. Akım kaynağı gerilim kaynağı ile sağlandığı için değişken değerli bir akım kaynağı elde etmek için ayarlanabilir bir güç kaynağına ihtiyaç vardır. Herhangi bir hata durumunda kısa devre korumasının bulunmasından dolayı GKİ'lere göre daha güvenilirdirler (Sen, 1997; Lander, 1993). İnvvertör çıkışında herhangi bir kısa devre durumu meydana gelse dahi akım yükselmez çünkü çıkış akımı, giriş akımı tarafından ayarlanmaktadır. Şekil 3.3'de akım kaynaklı bir invertör devresi görülmektedir.



Şekil 3.3: Akım kaynaklı tam köprü invertör.

A_1 ve A_2 transistörleri ikisi birlikte iletimde iken kondansatörler pozitif yönde şarj olurlar. A_3 ve A_4 transistörleri iletime geçtiğinde A_1 ve A_2 yalıttır, akım bu kez A_3 C_1 D_1 , yük ve D_2 C_2 A_4 yolu üzerinden dolaşmaya başlar. Bu sırada kondansatörlerin gerilimi de ters yönde şarj olmaya başlamıştır. Böylelikle yük üzerindeki gerilim değişime zorlanmıştır.

AKİ'lerde akım kaynağını oluşturmak için devreye ilave edilen bobin sistemin ağırlığını artırmış ve boyutlarını hantallaştırmıştır. Aynı zamanda endüktif etki yaratarak giriş güç faktörünü düşürmektedir. Bunların yanında, kısa devre korumasının bulunması ve geri kazanım özelliği sistemin avantajlarını oluşturmaktadır. AKİ'ler kısa devre korumasının olmasından dolayı GKİ'lere göre daha güvenilirlerdir. Bu yüzden daha çok büyük güçlü sistemlerde tercih edilmektedirler. Alternatif akımla çalışan asenkron ve senkron motorların sürüş sistemlerinde kullanılabilirler.

3.4 Rezonans İnvörtörler

Rezonans invertörler, bir AA sistemi için veya başka bir DA sistemi elde edebilmek için bir DA sistemine bağlı olarak çalışırlar ve bu sistemler arasında güç transferinin,

çıkış akımının veya çıkış geriliminin kontrolünü yaparlar (Skvarenina, 2002). Rezonans devreli invertör uygulamaları, DA/DA rezonans konvertörler, radyo vericileri, floresan lambalar için elektronik balastlar, indüksiyon ısıtma uygulamalarından yüksek frekanslı ısıtma işlemleri olan yüzey sertleştirme, kaynak yapma, lehimleme, fiber optiklerin üretimi, plastik kaynak yapmak için dielektrik ısıtma olarak sıralanabilir.

Rezonans devresi içermeyen DA/AA invertörlerde, kontrollü yarı iletkenler anahtarlama konumunda çalışmakta ve anahtarların ilettime ve yalıtıma geçişi tam yük akımı altında gerçekleşmektedir. Anahtarlar açma kapama sırasında anahtar uçlarında büyük gerilimlere maruz kalırlar. Aynı zamanda anahtarlarda, darbe genişlik modülasyonunun frekansıyla doğrusal olarak artan bir güç kaybı da meydana gelir. Anahtarlama konumunda çalışmanın bir diğer olumsuz yanı ise anahtarlama esnasında oluşan di/dt ve dv/dt nedeniyle çok yüksek elektromanyetik girişimin (EMI) meydana gelmesidir.

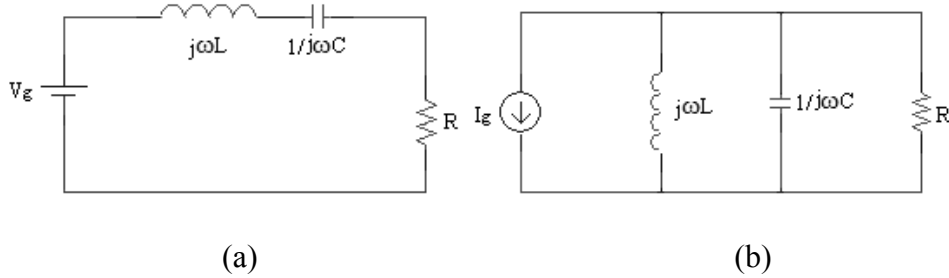
Güç elektroniği çeviricilerinin hacim ve ağırlığını küçültüp güç yoğunluğunu artırmak amacıyla anahtarlama frekansı artırılmak istenir. Bunun sonucunda ise anahtarlama konumunda çalışmanın ortaya çıkardığı sorunlar daha da büyür. Anahtar iletimden yalıtıma veya yalıtımdan ilettime geçerken, anahtar akımının veya geriliminin anahtarlama anında sıfır yapılmasıyla bu sorunlar en aza indirilebilir. Böylece yüksek frekanslarda da verimli çalışma olanağı sağlanmış olur. Bu devrelerin çalışma prensibinde bobin (L) ve kondansatör (C) elemanlarının birbiriyle etkileşimi sonucu rezonans olayı meydana geldiği için bu devreler genel olarak rezonans invertör devreleri olarak adlandırılırlar.

Rezonans invertörlerin avantajı kullanılan L-C devresinden kaynaklanmaktadır. Bunlar, filtre gibi davranarak sinüsoidale benzer dalga şekilleri oluşturması, dv/dt , di/dt parametrelerini azaltarak EMI etkisini azaltması, sıfır akım veya gerilimde anahtarlama ile çıkış gücünün, geriliminin anahtarlama frekansı ile değişimi sağlanmaktadır. Invertör devrelerinde kullanılan anahtarlar sıfır akımda veya sıfır gerilimde ilettime ve yalıtıma girdikleri için teorik olarak anahtar kayıplarına sahip değildirler. Bu yüzden rezonans

dönüşüm yaklaşımları, sıfır akım veya sıfır gerilim anahtarlama durumlarının kullanımı ile gündeme gelmişlerdir (Li ve Wolfs, 2002; Skvarenina, 2002).

Bu tür invertörlerde kaynak tarafında bulunan doğru gerilim, rezonanslı bir alternatif gerilime çevrilir. Eğer DA/DA bir konvertör söz konusu ise bu gerilim çıkışta tekrar doğrultularak yüke uygulanır. Çıkışta alternatif gerilimin kullanılması durumunda ise rezonanslı devredeki gerilim doğrudan yüke uygulanabilir.

Rezonans invertörler Şekil 3.4’de görüldüğü gibi rezonans devresinden enerji çıkışına göre seri rezonans veya paralel rezonans devresine sahip olabilirler. Seri rezonans invertörde rezonans akımı, güç kaynağından yüke enerji transferini sağlar. Paralel rezonans ise kondansatör gerilimi, güç kaynağından yüke güç iletimini gerçekleştirir. Her iki devre de L-C rezonansı sayesinde güç kaynağından çıkış devresine güç iletimi sırasında kayıpları azaltır (Bonsall ve diğ., 1994; Yaakov ve Rahav, 1996).



Şekil 3.4: (a) Seri rezonans devresi, (b) Paralel rezonans devresi.

f çalışma frekansında devre üzerinde meydana gelen endüktif ve kapasitif reaktanslar Denklem (3.1) ve (3.2) ile tanımlanmıştır. Burada ω ifadesi açısal frekansı göstermektedir. Rezonans devrenin endüktif ve kapasitif durumdaki empedansları Denklem (3.3) ve (3.4)’de verildiği gibidir.

$$X_L = j\omega L = j2\pi fL \quad (3.1)$$

$$X_c = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi f C} \quad (3.2)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L\right)^2} \quad (\text{kapasitif empedans}) \quad (3.3)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (\text{endüktif empedans}) \quad (3.4)$$

Rezonans frekansında (f_r) çalışma sırasında kapasitif reaktans ile endüktif reaktans birbirine eşit olur ve güç kaynağının gerilimi ile devre akımı aynı fazdadır. Rezonans frekansı L ve C parametrelerine bağlı olarak Denklem (3.5)'de görüldüğü gibi ifade edilir. Devre akımı rezonans frekansında çalışırken en yüksek değerine ulaşır. Rezonans frekansının altındaki veya üstündeki çalışma durumlarında devre akımında azalma görülür.

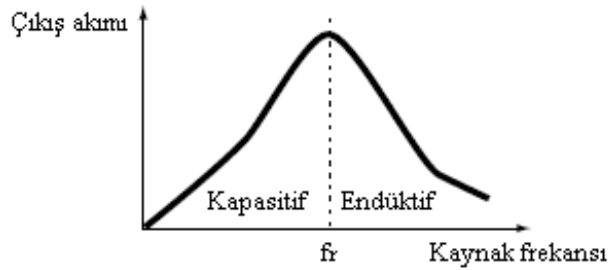
$$2\pi f_r L = \frac{1}{2\pi f_r C} \Rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.5)$$

Anahtarlama frekansı rezonans frekansından daha düşük seçildiğinde, Denklem (3.1)'e göre X_L frekans ile doğru orantılı olarak değiştiği için rezonans frekansının altındaki çalışma durumlarında endüktif etki kapasitif etkiye göre daha azdır. Tam tersi durumda ise yani anahtarlama frekansının rezonans frekansının üstünde olması durumunda Denklem (3.2)'ye göre, X_C frekansla ters orantılı olarak değiştiği için bu çalışma durumunda kapasitif etki azalır, frekansla doğru orantılı olarak değişen endüktif etkinin arttığı görülür.

Anahtarlama frekansının artışı endüktif ve kapasitif devrelerde farklı şekilde değişim gösterir. Kapasitif bir devrede frekansın artması Denklem (3.3)'e göre toplam empedans değerini azaltarak çıkış akımının artmasını sağlar. Bu durumda kapasitif rezonans devrelerinde yani rezonans frekansının altındaki çalışma durumunda, frekans

arttıkça çıkış gücü de artar. Frekansın düşürülmesi durumunda ise toplam empedans artarak çıkış gücünün azaltılmasını sağlar.

Endüktif rezonans devresinde frekans değişimi Denklem (3.4)'e göre incelendiğinde, frekans artışı durumunda toplam empedans frekansla doğru orantılı olarak artarak çıkış gücünü azaltır. Frekans azaltıldığında ise toplam empedans değeri düşerek çıkış gücünü azaltır. Şekil 3.5'de kapasitif ve endüktif devrede frekans değişiminin, çıkış akımına ve aynı zamanda çıkış akımı ile doğru orantılı olarak değişen çıkış gücüne etkisi gösterilmiştir.



Şekil 3.5: Çıkış akımının frekansa bağlı değişimi.

Şekil üzerinde görüldüğü gibi kaynak frekansı rezonans frekansına eşit tutulduğunda akım maksimum değerine ulaşarak maksimum çıkış gücünü verir. Rezonans invertör devrelerinde çıkış gücünün kontrolü giriş kaynağının gerilim veya akım değerinin veya çalışma frekansının değiştirilmesi ile yapılmaktadır. Daha pratik bir yöntem olan frekans kontrolü ile çıkış gücünün kontrolü için rezonans frekansının altındaki veya üstündeki çalışma durumları tercih edilmektedir.

Rezonans invertörlerin sunduğu avantajlar göz önünde bulundurularak, indüksiyon ısıtma uygulamalarında çoğunlukla tercih edilmektedirler. İndüksiyon ısıtma uygulamalarında kullanılan rezonans invertör devreleri yapılandırılışlarına göre,

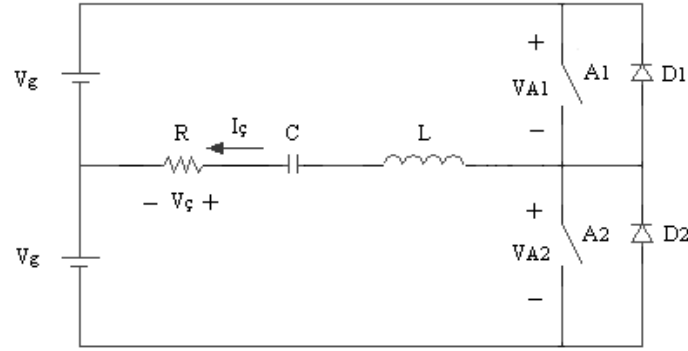
1. Gerilim kaynaklı seri rezonans invertör
2. Akım kaynaklı paralel rezonans invertör
3. E sınıfı rezonans invertör

olarak üç alt grupta incelenebilir.

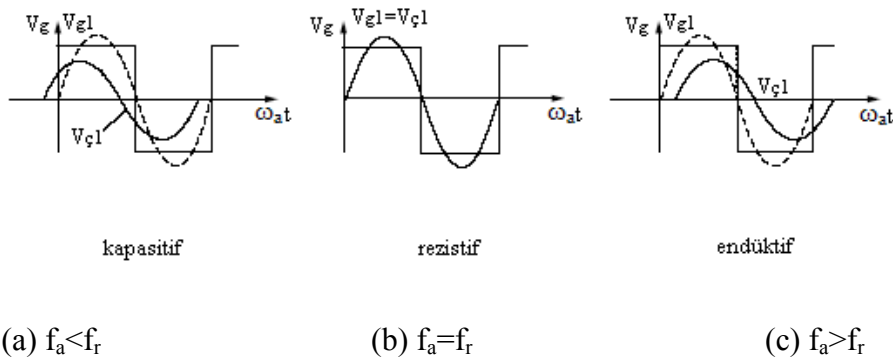
3.4.1 Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans İnvörtör

Gerilim kaynaklı seri rezonans invertörlerde giriş güç kaynağı doğru akım üreten bir gerilim kaynağıdır. Giriş güç katsayısı yüksektir, geniş bir frekans aralığında kontrol edilebilmektedirler, kontrol ve güç devresi oldukça basit bir yapıya sahiptir. İndüksiyon ısıtma uygulamalarında gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans invertör ve tam köprü seri rezonans invertör konfigürasyonlarına sıkça rastlanmaktadır. Gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans invertör devresi Şekil 3.6'da görüldüğü gibi bir devre yapısına sahiptir. Seri rezonans devresi R-L-C elemanlarının birbirine seri bağlanması ile oluşturulmuştur. Devrenin çalışmasını kontrol eden iki tane anahtarlama elemanı kullanılmıştır ve kullanılan anahtarlar tristör, GTO, BJT, IGBT, MOSFET gibi anahtarlama elemanlarından biri olabilir. Bu anahtarlar yalnızca pozitif yönde akım iletebilmektedirler, bunlara ters paralel bir diyot bağlandığında hem negatif hem de pozitif yönde akım iletebilme yeteneğine sahip olurlar.

Devre çalışırken A_1 ve A_2 anahtarları dönüşümlü olarak anahtarlama yaparlar. Çıkış geriliminin dalga şekli A_1 anahtarı iletim durumunda iken, anahtarlama frekansı f_a 'nın rezonans frekansı f_r 'ye göre durumuna bağlı olarak Şekil 3.7'de görülen dalga şekillerinden birisi olabilir. Burada V_{g1} gerilimi, devrenin giriş gerilimi ve aynı zamanda anahtarlardan birisi kapatıldığında rezonans devresi üzerine düşen toplam gerilim olan V_g geriliminin anlık değişimini göstermektedir. V_{c1} gerilimi ise yük üzerinden elde edilen V_c çıkış geriliminin anlık değişimini göstermektedir. $f_a < f_r$ durumunda devre kapasitifdir ve devre akımı gerilimden daha ileridedir, $f_a = f_r$ durumunda devre rezistiftir ve akım ile gerilim arasında faz farkı yoktur. Bu durumda iken devre akımı olması gereken maksimum değere ulaşmıştır. $f_a > f_r$ durumunda devre endüktif bir özelliğe sahiptir ve gerilim akımdan daha ileridedir.



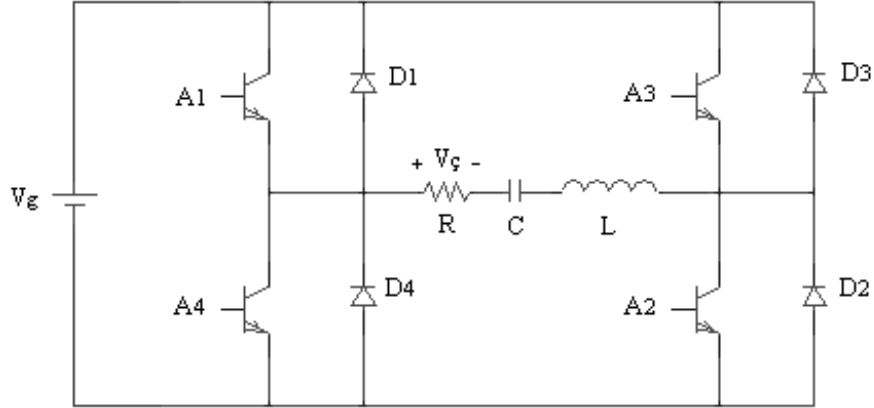
Şekil 3.6: Gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans invertör.



Şekil 3.7: Gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans invertörün değişik çalışma durumlarındaki dalga şekilleri.

Devre rezonans frekansında çalıştırıldığında anahtar, yük akımı veya gerilimi sıfır olduğunda iletme ve yalıtıma geçer ve bu durumda anahtar kayıpları sıfırdır. Bununla birlikte $f_a < f_r$ ve $f_a > f_r$ durumlarında anahtar kayıpları meydana gelmektedir. Örneğin $f_a < f_r$ durumunda Şekil 3.7 (a)'da görüldüğü gibi A_1 anahtarı iletme geçerken üzerinde belli değerde bir akım değeri bulundurulur. Bu yüzden bu çalışma durumunda iletim kayıpları meydana gelir. Rezonans frekansının altında veya üstünde çalışma durumlarında değişik frekans değerleri ile çıkış gücünün ve geriliminin kontrolü yapılabilir. Yarım köprü seri rezonans invertör devresi ayrıntılı olarak Bölüm 4'de incelenmiştir.

Daha yüksek güç çıkışı istenilen uygulamalarda tam köprü seri rezonans invertör devreleri tercih edilmektedir. Gerilim kaynaklı tam köprü seri rezonans invertör konfigürasyonu Şekil 3.8’de verilmiştir.



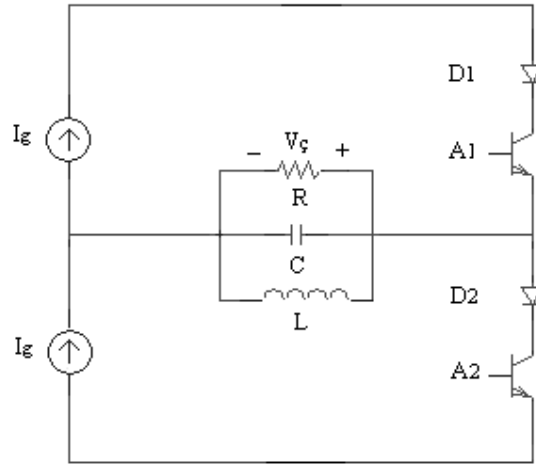
Şekil 3.8: Gerilim kaynaklı tam köprü seri rezonans invertör devresi.

Şekil 3.8’ de görüldüğü gibi yarım köprü seri rezonans invertörden farklı olarak dört tane yarı iletken anahtar kullanılmıştır. A_1 ve A_2 anahtarları iletim durumunda iken A_3 ve A_4 yalıtımdadır. Aynı şekilde A_3 ve A_4 anahtarları iletimde iken A_1 ve A_2 anahtarları yalıtımda kalmaktadır. Yarım köprü seri rezonans invertörde olduğu gibi aynı değerdeki DA giriş gerilimi uygulandığında tam köprü invertörden elde edilen çıkış geriliminin genliği yarım köprü seri rezonans invertörden elde edilen gerilimin genliğinin iki katıdır. Bu yüzden daha çok yüksek güç uygulamalarında yarım köprü invertöre göre tercih edilmektedirler (Mohan ve diğ., 2003).

Gerilim kaynaklı seri rezonans invertör devreleri, indüksiyon ısıtma uygulamalarının yanında flüoresan lambalar için balast uygulamalarında, DA/DA güç dönüşümü ara devrelerinde de kullanılmaktadırlar.

3.4.2 Akım Kaynaklı Paralel Rezonans İvertör

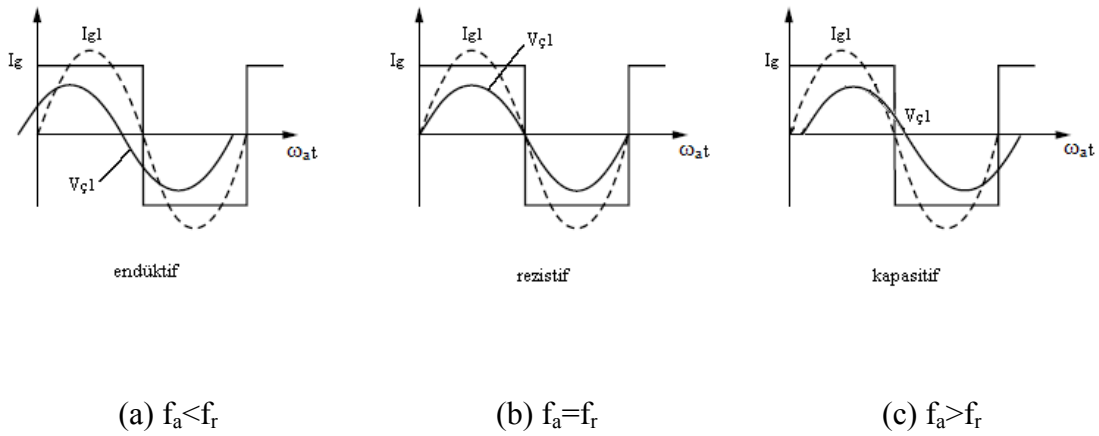
Akım kaynaklı paralel rezonans invertör devesinde giriş güç kaynağı sabit ve sürekli bir akım üreten doğru akım kaynağıdır. Gerilim kaynaklı seri rezonans invertörde akım, doğru akım gerilim kaynağı tarafından üretilen bir pals akımı iken, akım kaynaklı paralel rezonans invertörde ise sabit ve sürekli bir akım vardır. Bu invertör devreleri de yarım köprü ve tam köprü şeklinde yapılandırılabilirler. Şekil 3.9'da akım kaynaklı yarım köprü paralel rezonans invertör devresi gösterilmiştir. Paralel rezonans devresi R-L-C elemanlarının Şekil 3.9'da görüldüğü gibi birbirine paralel bağlanması ile sağlanmıştır. I_g akım kaynağı doğru akım gerilim kaynağına seri bağlı bir endüktans ile oluşturulmaktadır. Bu durumda endüktans devrenin güç katsayısını düşürmektedir. Çift yönlü anahtarlar seri rezonans invertörden farklı olarak bir transistör ve bir diyotun seri bağlanmasından meydana gelmiştir. Burada çift yönlü anahtarlar GKİ'lerde olduğu gibi çift yönlü iletim yapmaktan ziyade hem negatif hem de pozitif gerilim düşümlerini engellemektedirler. Akım kaynaklı bir devre olduğu için herhangi bir hata durumunda kısa devre korumasına sahiptir, bu özelliği açısından büyük güç uygulamalarında gerilim kaynaklı seri rezonans invertör devrelerine göre daha çok tercih edilmektedirler.



Şekil 3.9: Akım kaynaklı yarım köprü paralel rezonans invertör.

Devre çalışırken, $f_a < f_r$ durumunda endüktif etki gösterir, yük direnci üzerinden geçen akımın bir kısmı kendisine paralel bağlı endüktans üzerinden geçer ve yük direnci

içindeki akımı azaltır. $f_a=f_r$ durumunda L-C devresi sonsuz empedans gösterir ve giriş akımının tamamı yük direnci üzerinde yoğunlaşır. Akımın genliği bu durumda maksimum değerine ulaşmıştır ve akım ile gerilim aynı fazdadırlar. $f_a>f_r$ durumunda devre kapasitif etki gösterir. Giriş akımının bir kısmı eşdeğer kapasite üzerinden bir kısmı da yük direnci üzerinden geçmektedir. Bu durumda, endüktif ve kapasitif çalışma durumlarında paralel L ve C elemanlarının üzerinde meydana gelen akım, çıkış geriliminin genliğini rezistif durumda çalışmaya göre azaltmaktadır. Şekil 3.10 üzerinde anahtarlar dönüşümlü olarak anahtarlama yaparken, anahtarlama frekansının rezonans frekansına göre değişik durumlarında çıkış dalga şekilleri verilmiştir. Burada I_{g1} akımı anahtarlardan herhangi birisi kapandığında rezonans devresi üzerine düşen toplam akımın anlık değişimi, V_{c1} gerilimi ise çıkış geriliminin anlık değişimini göstermektedir.



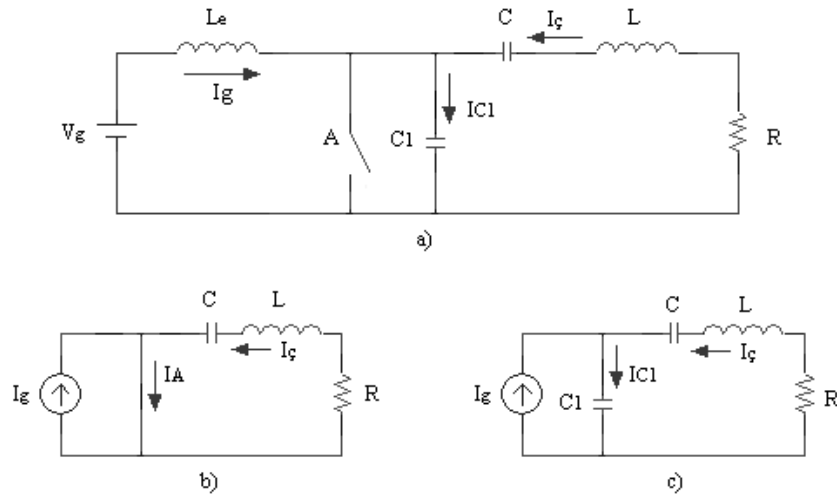
Şekil 3.10: Akım kaynaklı yarım köprü paralel rezonans invertörün değişik çalışma durumlarındaki dalga şekilleri.

Bu invertör devresinde de çıkış gücünü kontrol etmek için ya anahtarlama frekansı değiştirilir ya da giriş akımının genliği değiştirilir. Devre sabit giriş akımı ile endüktif durumda çalışırken anahtarlama frekansının artırılması çıkış gücünü azaltırken, devre yine sabit giriş akımı ile kapasitif çalışma durumundayken anahtarlama frekansının artırılması çıkış gücünü artırır. Bu invertör devreleri de gerilim kaynaklı seri rezonans invertörlerde olduğu gibi indüksiyon ısıtma uygulamalarının yanı sıra flüoresan lambaların için elektronik balast uygulamalarında, dielektrik ısıtma uygulamaları vb. uygulamalarda kullanılmaktadırlar (Kazimierczuk ve Czarowski, 1995).

3.4.3 E Sınıfı Rezonans İnvörtör

E sınıfı invörtörler Şekil 3.11 (a)'da görüldüğü gibi DA gerilim kaynağına seri bağlı bobinin oluşturduğu, sabit bir akım kaynağı tarafından beslenmektedir. Çıkış akımı sinüsoidaldir, devrede tek bir anahtar kullanılması anahtar kayıplarını ve devrenin maliyetini azaltmıştır. Anahtar iletme geçtiğinde üzerinden geçen akım Şekil 3.11 (b)'de görüldüğü gibi I_g+I_c toplamına eşittir. Anahtar yalıtıma girdiğinde ise C_1 kondansatörü üzerinde gerilim sıfır değerinden başlayarak yavaş yavaş şarj olmaya başlar ve anahtarın sıfır gerilimde yalıtıma geçişi sağlanmış olur. Anahtar yalıtım durumundayken, Şekil 3.11 (c)'de görülen devre salınımı meydana gelir. Rezonans akımı C_1 kondansatörü üzerinden geçerek kondansatör uçlarındaki gerilimi artırır, gerilim tepe değerine ulaştığında kondansatör deşarj olmaya başlayarak üzerine düşen gerilimi yavaş yavaş azaltır. Gerilim değeri sıfıra ulaştığında anahtar sıfır gerilim şartlarında tekrar iletme geçer.

Devrenin çalışmasında, yük direnci uygun değerde seçildiğinde, C_1 kondansatörü zamanında deşarj olarak anahtar iletme geçmeden önce üzerindeki gerilimi sıfır yapar. Böylece anahtar sıfır gerilim şartlarında iletme geçmiş olur. Yük direnci olması gereken değerden daha küçük olduğunda C_1 kondansatörünün deşarj süresi uzayarak anahtar gerilimini negatif bir değerle sıfıra yaklaşır. Bunu önlemek için anahtara ters paralel bir diyot bağlanarak anahtarın sıfır gerilimde iletme geçmesi sağlanır. Bu durum anahtarlama kayıplarını önemli ölçüde azaltılır ve devrenin verimi yükselir.



Şekil 3.11: (a) E sınıfı rezonans invertör, (b) Anahtar iletimde iken E sınıfı rezonans invertör, (c) Anahtar yalıtımda iken E sınıfı rezonans invertör.

Devrenin basit bir yapıya sahip olması, yüksek verimliliği, yüksek çıkış frekansı, düşük elektromanyetik parazit etki göstermesi E sınıfı invertörlerin avantajlarıdır. Bunların yanında anahtarın yüksek akım ve gerilim değerlerine sahip olması dezavantajlarını oluşturmaktadır (Skvarenina, 2002; Mohan ve diğ., 2003; Öncü ve Sazak, 2004). Yüksek frekanslı elektronik balast ve indüksiyon ısıtma uygulamalarında kullanılmaktadırlar.

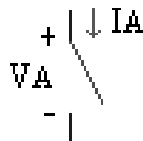
3.5 İnverter Devrelerinde Kullanılan Anahtarlama Elemanları ve Anahtar Seçimi

Güç elektroniği devrelerinde, günümüze göre var olan yarı iletken teknolojinin sunduğu ürün yelpazesine bağlı olarak çok değişik çalışma özelliklerine sahip anahtarlama elemanları kullanılmaktadır. Yarı iletken güç elemanları kontrol edilebilirlik derecelerine göre diyotlar, tristörler ve kontrol edilebilir anahtarlar olmak üzere üç gruba ayrılırlar.

Diyotlarda iletim ve yalıtım durumu güç devresi tarafından kontrol edilmektedir. 1 V gibi küçük bir gerilim ile ileri yönde ilettime geçerler ters yönde ise üzerlerinden ihmal edilebilecek büyüklükte bir sızıntı akımı akar. Diyotlar hızlı bir şekilde ilettime geçerler fakat yalıtıma geçmesi üzerindeki akımın sıfıra ulaşması için bir zaman gerektirir. Uygulama şartları doğrultusunda değişik diyot türleri geliştirilmiştir. Bunlardan biri olan schottky diyotlar, ileri yönde kutuplanmak için 0.3 V'luk düşük bir gerilime ihtiyaç duyarlar. Çıkış gerilimi çok düşük olan devrelerde kullanılırlar. Yine farklı bir diyot olan hızlı toparlanma diyotları, küçük bir ters toparlanma süresine sahip olan diyotlardır. Yüksek frekans devrelerinde kontrol edilebilir anahtarlar ile birlikte kullanılmaktadırlar.

Tristörler, bir kontrol işareti ile ilettime sokulan fakat güç devresi tarafından yalıtıma geçen elemanlardır. Pozitif bir akım darbesinin tetiklemesi ile ilettime geçerler ve iletimde kalırlar. Yalıtıma geçmesi ise güç devresi ile sağlanmaktadır. Büyük güçlü sistemlerde kullanılırlar, 10 kV'a ve 10 kA'e kadar gerilim ve akım taşıma kapasitelerine sahiptirler. Taşıdıkları akım ve gerilim değerlerine göre anahtarlama frekansları 20 kHz'e kadar çıkabilmektedir.

İndüksiyon ısıtma sistemlerinde genellikle kontrollü anahtarlar kullanılmaktadır. Kontrollü anahtar olan BJT'ler, MOSFET'ler, GTO'lar ve IGBT'lerin de içinde bulunduğu bazı yarı iletken güç elemanları kontrol uçlarına uygulanan kontrol işaretleriyle ilettime sokulup yalıtıma geçirilebilir. Kontrol edilebilir anahtar olarak adlandırılan bu elemanlar Şekil 3.12'de gösterilen devre sembolü ile genel bir şekilde ifade edilebilirler. Anahtar yalıtım durumunda iken üzerinden ihmal edilebilecek düzeyde olan sızıntı akımı dışında akım akışı yoktur, iletim durumunda ise yalnızca üzerinde gösterilen ok yönünde bir akım akışı vardır.



Şekil 3.12: Genel kontrol edilebilir anahtar.

GTO'lar 10 kHz'lere kadar anahtarlama frekanslarında 6.5 kV'a kadar büyüklükteki gerilimleri ve 6 kA'e kadar büyüklükteki akımları taşıyabilme yeteneğine ve daha küçük akım ve gerilim değerlerinde 50 kHz'e kadar anahtarlama hızına sahiptir. Tristörlerde olduğu gibi kısa süreli bir kapı akım darbesi ile ilettime geçirilebilir ve daha fazla kapı akımı uygulamaksızın iletimde kalabilir. Tristörlerden farklı olarak yeterince büyük bir kapı akımı etkisiyle yalıtıma geçirilebilir (Holtz ve diğ., 1997).

BJT'ler 50 kHz'e kadar anahtarlama frekansında 500 A'e kadar akım ve 1400 V'a kadar gerilim taşıma kapasitesine sahiptirler. Daha düşük gerilim ve akım değerlerinde ise frekansları GHz'ler mertebesine kadar çıkabilmektedir. Akım kontrollü anahtarlardır ve iletimde kalabilmeleri için sürekli bir kapı akımı ile beslenmelidirler.

MOSFET'ler gerilim kontrollü elemanlardır. Yeterli bir kapı geriliminde anahtar sürekli iletindedir ve kapı gerilimi eşik geriliminden düşük olduğunda her anahtar gibi yalıtımdadır. Eleman tiplerine bağlı olarak 200 kHz'den GHz'ler mertebesine kadar frekans aralıklarında değişen anahtarlama hızları çok yüksektir. Düşük akım değerlerinde 1000 V'a kadar gerilim taşıyabildikleri gibi 20 V gibi düşük gerilim değerlerinde ise 180 A'e kadar akım taşıma kapasiteleri vardır. Anahtarlama hızları yüksek olduğu için anahtarlama kayıpları da küçüktür. Minimum anahtarlama kayıpları için anahtarlar hızlı bir aralıkta anahtarlanmaktadır (Tebb ve Hobson, 1987).

Güç MOSFET'leri yüksek frekans yeteneğine sahiptirler, düşük bir sürme gücü gerektirirler ve yüksek güç birimleri oluşturmak için oldukça kolay paralel bağlanabilirler.

IGBT'ler, MOSFET, BJT ve GTO özelliklerinin birleşmesinden oluşmuş avantajlara sahiptirler. MOSFET'e benzer olarak anahtarlama için sadece küçük bir enerji gerektiren yüksek empedanslı bir kapısı vardır. BJT gibi yüksek gerilim tutma özelliğine sahiptir ve GTO'ya benzer olarak negatif gerilimleri tutmak için tasarlanabilirler. 20 kHz'in altındaki düşük frekans değerlerinde 3300 V'a ve 1200 A'e kadar gerilim, akım taşıyabilirler, 150 kHz gibi yüksek çalışma frekanslarında ise 600 V'a ve 13 A'e kadar gerilim ve akım taşıma kapasitelerine sahiptirler.

IGBT'lerin akım ve gerilim oranlarının yükselmesi, uygulama sınırlarını yüksek güç uygulamalarına doğru genişletmiştir (Sheng, 2000).

İndüksiyon ısıtma uygulamalarında kullanılan invertörler, IGBT'lerin kullanılması ile megawatt mertebelerine kadar gerçekleştirilmiştir. Frekansın 500 kHz'e kadar yükseltilmesi gibi özel amaçlı uygulamalarda ise yüksek anahtarlama hızlarından dolayı MOSFET'ler tercih edilmektedir (Zied ve diğ., 2002).

Güç elektroniği devrelerinde anahtarlama hızları ve güç kayıpları önemli parametrelerdir. Tasarlanan sistemden elde edilmesi istenen verim doğrultusunda veya sistemin üzerinde bulunan akım ve gerilim değerleri doğrultusunda anahtar seçimine gidilir. Sistemin çalışma frekansı da anahtar seçimini etkilemektedir. Anahtarların bağlı özellikleri olan çalışma frekansı aralıkları ve güç kapasiteleri Tablo 3.1'de verilmiştir.

Anahtarlama elemanlarının seçimi, yalnızca gerekli olan akım ve gerilim değerlerine bağlı değildir, bunun yanında anahtarlama karakteristikleri de önemlidir. Transistörler ve kapıdan tıkanan tristörler anahtarın iletim ve yalıtım zamanlarının kontrolüne olanak sağlarken, tristörlerde yalnızca iletim zamanı kontrol edilebilmektedir, diyotta ise iletim ve yalıtım zamanlarının ikisi birlikte kontrol edilememektedir (Hart, 1997).

İndüksiyon ısıtma sistemlerinde kullanılan kontrol edilebilir anahtarlar, anahtarlama elemanlarının bağlı özellikleri göz önünde bulundurularak belirlenmektedir. Kontrol edilebilir anahtarların bağlı özellikleri aşağıdaki Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1: Kontrol edilebilir anahtarların bağlı özellikleri.

Eleman	Güç Kapasitesi	Anahtarlama Hızı
BJT	Orta	Orta
MOSFET	Düşük	Hızlı
GTO	Yüksek	Yavaş
IGBT	Orta	Orta
Tristör	Yüksek	Yavaş

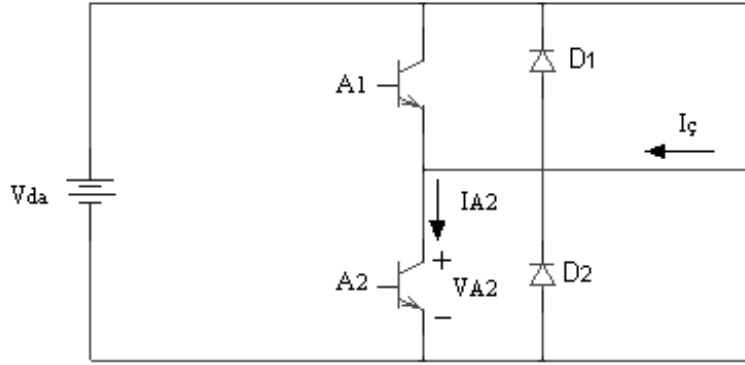
3.6 İvertör Devrelerinde Anahtarlar Üzerinde Meydana Gelen Güç Kayıpları ve Azaltma Teknikleri

3.6.1 Anahtar Güç Kayıpları

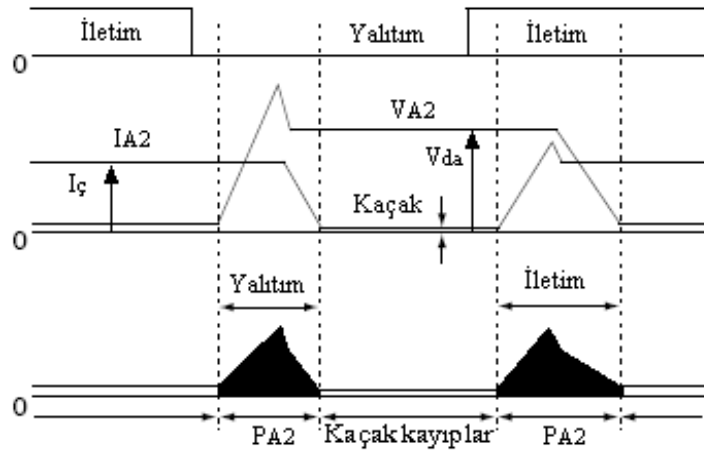
Bilindiği gibi güç üreten devrelerde manyetik elemanlar ve kondansatörler, enerji depolama, transfer etme, filtreleme gibi işlemlerde önemli rol oynamaktadır. Bu elemanlar diğer devre elemanları yanında ağırlık, hacim ve fiyat olarak yüksek değerlere sahiptir. Bu elemanların hacmi ve ağırlığı frekans ile ters orantılı olduğu için güç elektroniği devrelerinin boyutlarını düşürmek için frekansın yükseltilmesi gerekmektedir. Frekansın yükseltilmesi ise anahtar elemanları üzerinde akım, gerilim değerlerinin yükselmesi ve anahtarlama kayıplarının artması gibi stresler oluşturur (Liu ve diğ., 1985).

Bir anahtarın kayıpsız olabilmesi için ideal bir anahtarın özelliklerini göstermelidir. Bunlardan bazıları, tetiklendiğinde ani olarak yalıtımdan ilettime ve iletimden yalıtıma geçebilme, anahtarı tetiklemek için verilen gücün ihmal edilebilecek kadar küçük olması, iletim durumundayken sıfır gerilim düşümü ile büyük akımları iletebilmesidir. Fakat gerçek ortamda kullanılan elemanlar ideal özelliklere sahip olamadıkları için kullanıldıkları uygulamalarda güç kayıplarına yol açarlar. Bu güç kayıpları çok fazla olduğunda ise hem elemanın kendisine hem de kullanıldıkları sisteme zarar verirler. Anahtar güç kayıpları, anahtarlama sırasında meydana gelen anahtarlama kayıpları ve anahtar iletim durumunda iken meydana gelen iletim kayıplarıdır.

Anahtar iletimden yalıtıma veya yalıtımdan ilettime geçerken meydana gelen yüksek akım ve gerilimin neden olduğu kayıplar anahtarlama kayıplarıdır. Anahtarlama kayıplarını açıklamak için Şekil 3.13'deki devre ele alındığında alt kolda bulunan A_2 anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 3.14'de görülmektedir.



Şekil 3.13: Yarım köprü invertör.



Şekil 3.14: Endüktif bir akımın anahtarlama konumunda açma kapama işlemi.

Başlangıçta A_2 anahtarının iletimde olduğu düşünüldüğünde, bu andan sonra A_2 anahtarı yalıtıma geçirmek üzere bir kontrol sinyali uygulanır. Anahtarın gerilimi V_g gerilimine kadar hatta kaçak endüktanslardan dolayı bu değer de üzerine çıkar. Bu andan itibaren anahtar akımı sifıra yaklaşır ve yalıtıma geçiş süresinin sonunda sifır değerini alır. Akımın sifıra ulaşması ideal anahtarlarda olduğu gibi bir anda gerçekleşmediği için anahtar, üzerindeki akım sifır değerine ulaşincaya kadar üzerine düşen V_g gerilimi ile birlikte anahtarlama güç kayıplarını meydana getirir. Anahtarın yalıtıma girmesi ile birlikte $I_ç$ akımı D_1 diyotu üzerinden akmaya başlar. A_2 anahtarının

yalıtıma geçişi esnasındaki meydana gelen güç kaybı P_{A2} Şekil 3.14’de koyu boyalı alanda gösterilmiştir.

Aynı anahtarın ilettime geçişi incelenecek olursa, anahtar ilettime geçmeden önce $I_{}$ akımı D_1 diyotu üzerinden akmaktaydı, anahtarın üzerindeki sıfır akım iletim sinyalinin alınmasıyla birlikte $I_{}$ değerine ulaşır. Bu sırada D_1 diyotunun akımı da sıfıra yaklaşır ve Şekil 3.14 üzerinde de görüldüğü gibi D_1 diyotunun ters toparlanma akımı kadar $I_{}$ akımını aşar. İletim süresinin sonunda D_1 diyotu yalıtıma geçer ve akımın tamamı A_2 anahtarından akmaya başlar. Yalıtımdan ilettime geçerken meydana gelen anahtarlama kaybı P_{A2} yine Şekil üzerinde koyu boyalı alanda gösterilmiştir.

İletim ve yalıtıma geçiş durumlarında meydana gelen anahtarlama kayıpları Denklem (3.6) yardımı ile hesaplanabilir.

$$P_A = \frac{1}{2} V_A I_A f_a (t_{ig} + t_{yg}) \quad (3.6)$$

P_A :Anahtarlama kayıpları (W)

V_A :Anahtar gerilimi (V)

I_A :Anahtar akımı (A)

f_a :Anahtarlama frekansı (Hz)

t_{ig} :Anahtarın ilettime geçiş süresi (s)

t_{yg} :Anahtarın yalıtıma geçiş süresi (s)

Anahtarlama sırasında meydana gelen güç kaybı Denklem (3.6)’da görüldüğü gibi anahtarlama frekansı ile orantılıdır. Bu da yüksek frekanslarda daha fazla kayıpların meydana geldiğini açıkça göstermektedir.

Anahtar güç kayıplarını oluşturan diğer bir bileşen anahtar iletim kayıplarıdır. Anahtar iletim durumunda iken üzerine düşen gerilim teorik olarak ideal anahtarlarda sıfırdır fakat pratik uygulamada anahtar gövde direnci sebebi ile kaçak bir gerilim

düşümü meydana gelmektedir. Bu gerilim düşümü anahtar üzerinde bir ısı etkisi meydana getirir. Bu yüzden meydana gelen gerilim düşümünün olabildiğince minimum değerde olması istenmektedir. Meydana gelen ısı kaybının oluşturduğu iletim kayıpları Denklem (3.7)'de belirtilen parametreler doğrultusunda hesaplanabilir.

$$P_i = V_i I_A \frac{t_i}{T_A} \quad (3.7)$$

P_i : İletim kayıpları (W)

V_i : İletim durumundaki kaçak gerilim düşümü (V)

T_A : Anahtarlama periyodu (s)

t_i : İletimde kalma zamanı (s)

Anahtar üzerinde meydana gelen güç kayıpları iletim kaybı P_i ile anahtarlama kaybı P_A 'nın toplamıdır. Anahtarlama kayıplarının yarı iletken anahtarlar üzerinde oluşturduğu zorlanmaları azaltmak amacı ile bazı teknikler geliştirilmiştir.

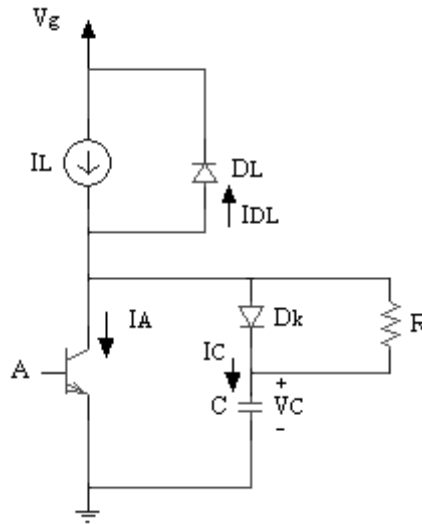
3.6.2 Anahtarlama Kayıplarını Azaltma Teknikleri

Anahtarların iletme ve yalıtıma geçiş anlarındaki yüksek akım ve gerilim değerlerinden dolayı meydana gelen zorlanma problemlerini azaltmak için koruma devrelerinin tasarımı, Kısım 3.4'de bahsedilen rezonans invertörler ve rezonans anahtarlama teknikleri gibi değişik yöntemler geliştirilmiştir. Koruma devreleri, anahtarlara seri ve paralel bağlı diyotlardan ve pasif devre elemanlarından oluşmaktadır. Yalıtıma geçiş anındaki anahtar üzerindeki zorlanmaları azaltmak için yalıtım koruma devreleri, iletim durumundaki zorlanmalar için de iletim koruma devreleri geliştirilmiştir. Koruma devreleri yarı iletken anahtarlar üzerindeki zorlanmaları azaltarak taşıdıkları akım ve gerilim değerlerinin nominal değerde olmasını sağlarlar. Bununla birlikte anahtarlama esnasında anahtar akımının veya geriliminin sıfır yapılabilmesi ile rezonans anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir. Bu yöntem ile anahtar zorlanmaları minimum düzeye indirilerek anahtarlama kayıpları azaltılabilir.

3.6.2.1 Koruma Devrelerinin Tasarımı

Koruma devreleri, iletim ve yalıtım anındaki yüksek akım ve gerilim değerlerinin meydana getirdiği zorlanmaları azaltmak amacı ile iletime ve yalıtıma geçiş durumları için farklı şekillerde tasarlanırlar.

İletim anı koruma devreleri genellikle, anahtar iletime geçerken meydana gelen zorlanmaları azaltmak amacıyla tasarlanırlar. Anahtar üzerinden geçen akım yükselirken anahtar uçlarındaki gerilimi düşürme tekniğine göre çalışırlar. Anahtarların yalıtıma geçişi sırasındaki sorunlarını azaltmak için ise yalıtım koruma devreleri tasarlanmaktadır. Bu devreler anahtar akımı sıfıra yaklaşırken uçlarındaki gerilimin sıfır yapılması prensibine göre çalışırlar. Şekil 3.15 üzerinde bir yalıtım koruma devresi görülmektedir.



Şekil 3.15: Yalıtım koruma devresi.

Şekil üzerinde görülen yalıtım koruma devresi, transistör yalıtımda iken yük akımı I_L için başka bir akış yolu sağlar. Transistöre yalıtıma geçmesi için kontrol sinyali gönderildiğinde uçlarındaki gerilim artar ve bu durumda D_k diyotu ileri yönde iletime geçerek kondansatörü şarj etmeye başlar. Böylece transistör uçlarındaki ani gerilim değişimi kondansatör ile azaltılır (Bronstein ve Yaakov, 2002). Kondansatörün şarjı

transistör yalıtımda kaldığı sürece devam eder. Transistör ilettime geçtiğinde ise kondansatör gerilimi R direnci ve transistör yardımı ile deşarj olmaya başlar.

Kondansatörün değeri, yalıtım sırasında transistör uçlarında meydana gelen gerilim artışının oranına göre belirlenir. Transistör yalıtıma girinceye kadar üzerinde yük akımı I_L 'yi taşır ve yalıtım anında üzerindeki akım lineer olarak sıfır değerine doğru azalmaya başlar. Kondansatör değeri anahtar akımı sıfır olduğu anda, anahtar uçlarında olması istenen gerilim değerine göre seçilir.

Anahtar akımı sıfıra ulaşmadan önce kondansatörün tamamen şarj olduğu düşünülürse, kondansatör gerilimi Denklem (3.8)'de ifade edildiği gibidir.

$$V_C = \frac{I_L t_{yg}}{2C} \quad (3.8)$$

$$C = \frac{I_L t_{yg}}{2V_C} \quad (3.9)$$

V_C : Kondansatör gerilimi (V)

I_L : Yük akımı (A)

Anahtar akımı sıfıra ulaştığında son gerilimi kaynak gerilimine eşit veya küçük olur ($V_C \leq V_g$). Bu durumda kondansatör değeri (3.10)'daki gibidir.

$$C = \frac{I_L t_{yg}}{2V_g} \quad (3.10)$$

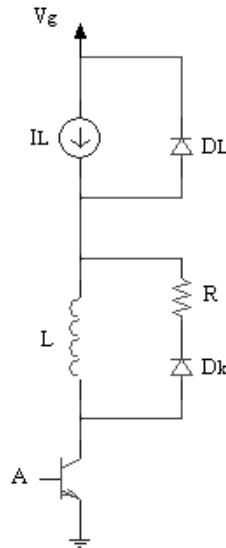
Belirlenen C kondansatörü kaçak endüktans etkisi ihmal edilerek belirlenmiştir. Anahtar yalıtım durumunda iken aynı zamanda kaçak endüktansların sebep olduğu aşırı gerilim düşümlerini önlemek için daha büyük kondansatör değerine ihtiyaç vardır. Denklem (3.11)'de belirtilen eşitlik doğrultusunda bu aşırı gerilim düşümlerini önleyen kondansatör değeri belirlenebilir. Denklem (3.12)'deki k parametresi anahtar üzerinde

koruma devresi yok iken meydana gelen aşırı gerilim yüzdesidir. Denklem (3.12)'de verilen eşitlikte görülen L_{σ} ifadesi ise anahtara ait kaçak endüktansı ifade etmektedir.

$$C = \frac{100kI_L t_{yg}}{V_g} \quad (3.11)$$

$$k = \frac{L_{\sigma} I_L}{t_{yg} V_g} \quad (3.12)$$

İletim durumu koruma devreleri, anahtar ilettime geçerken meydana gelen ani akım değişimini önlemek ve akımın sebep olduğu anahtar uçlarındaki gerilimi azaltmak için tasarlanırlar. Anahtara ait akım ve gerilim dalga şekillerini değiştirerek güç kayıplarını azaltırlar. Anahtara seri bağlı bir endüktans sayesinde akımın yükseliş oranı azaltılır. Şekil 3.16'da iletim anı koruma devresi görülmektedir. Endüktansa paralel bağlı diyot anahtar iletimde iken yalıtımdadır. Anahtar yalıtıma geçtiğinde endüktans üzerinde depolanan enerji diyot üzerinden geçerek direnç üzerinde harcanır.

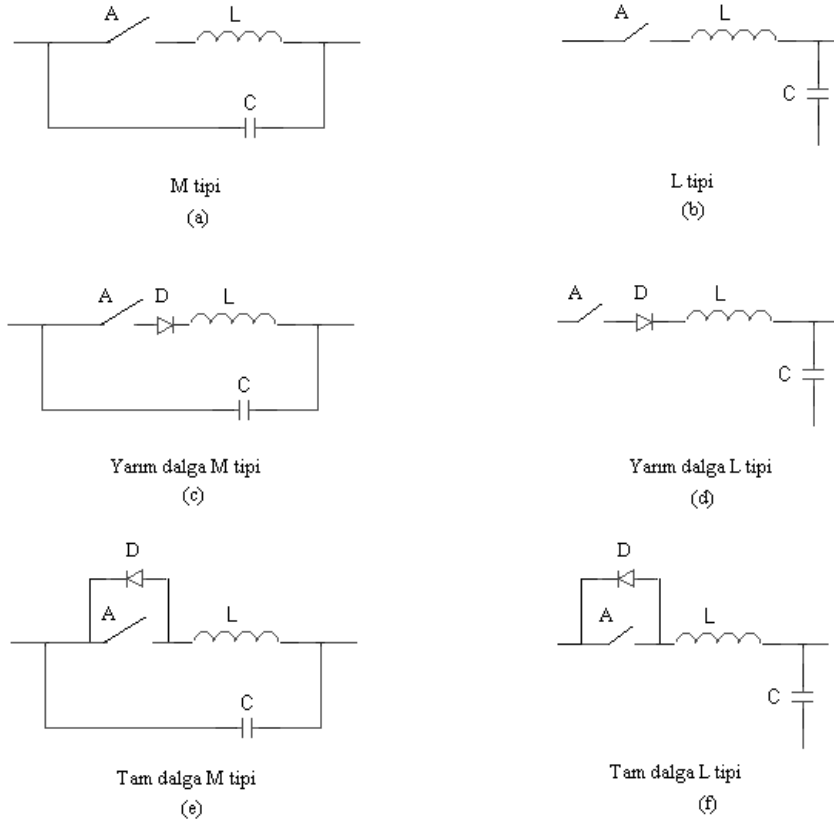


Şekil 3.16: İletim koruma devresi.

3.6.2.2 Rezonans Anahtarlama Teknikleri

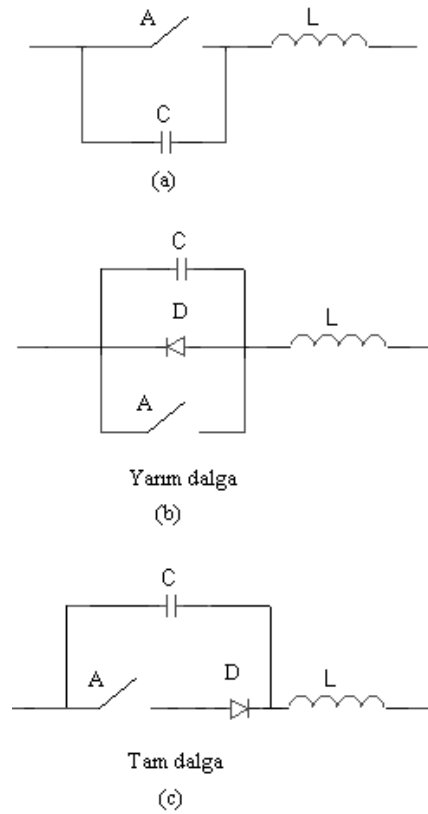
İnvertör devrelerinde daha yüksek frekans değerlerinde çalışarak, sistemi oluşturan elemanların boyut, ağırlık ve maliyetini düşürebilmek, anahtarlama durumunda çalışmanın meydana getirdiği yüksek di/dt ve dv/dt 'nin sebep olduğu yüksek elektromanyetik girişimi (EMI) ortadan kaldırmak için anahtar konfigürasyonları sıfır gerilim anahtarlama (SGA) ve sıfır akım anahtarlama (SAA) yapacak şekilde geliştirilmiştir. SAA tekniğinde rezonans akımı anahtar üzerinden akar ve sıfır akım geçişlerinde anahtarın iletme ve yalıtıma geçmesini sağlar. SGA tekniğinde ise anahtarın iletme ve yalıtıma geçiş durumlarında anahtar geriliminin sıfır olması sağlanır (Karlsson ve diğ., 2000). Anahtarların iletme ve yalıtıma geçiş anlarında sıfır akım veya sıfır gerilim şartlarına sahip olmaları anahtarlama güç kayıplarını önemli ölçüde azaltmaktadır. SGA ve SAA durumunu sağlamak için Şekil 3.17 ve Şekil 3.18'de görüldüğü gibi anahtar etrafına L-C rezonans elemanları ilave edilmektedir. Bazen parazit etkisi yaratan elemanlar, transformatörün kaçak endüktansı ve yarı iletken anahtarın kapasitif etkisi rezonans devresi elemanları gibi kullanılabilir. Anahtar etrafına ilave edilen rezonans elemanları ile sağlanan sıfır gerilim veya sıfır akım şartlarında anahtarlama yapmanın getirdiği avantajlar sayesinde sistemler çok yüksek frekanslarda dizayn edilebilirler ve sistemler üzerinden sürekli çok yüksek bir verim sağlanabilir. Aynı zamanda kaçak endüktans, kondansatörün parazit etkisi ve pratik devre üzerindeki diğer eksikliklerden kaynaklanan EMI etkisi azaltılır (He ve diğ., 2001; Chakraborty ve diğ., 2002).

Sıfır akım anahtarlama yapan anahtar konfigürasyonları Şekil 3.17'de görülmektedir. Anahtara eklenen L rezonans endüktansı, sıfır akım geçişlerinde anahtarı iletme ve yalıtıma sokmak için anahtara seri bağlanmıştır ve enerji depolama, transfer etme birimi olan rezonans kondansatörü ilave edilmiştir (Liu ve diğ., 1985). L ve M tipi olmak üzere iki çeşidi vardır, yarım dalga uygulamalarında diyot, tek yönlü akım akışına izin verirken tam dalga konfigürasyonunda iki yönlü akım akışı vardır.



Şekil 3.17: Sıfır akım anahtar konfigürasyonları.

Sıfır gerilim anahtarlama anahtar konfigürasyonlarında ise rezonans kondansatörü C, anahtara paralel olarak bağlanmış ve bu paralel bağlantıya seri olarak rezonans endüktansı bağlanmıştır. Şekil 3.18’de bir SGA anahtarlama yapan bir anahtar konfigürasyonu verilmiştir. Anahtara bağlı kondansatör üzerindeki gerilim sıfır olduğu anlarda anahtarın iletme ve yalıtıma geçmesi sağlanır. Aynı zamanda kondansatör anahtar yalıtım durumunda iken anahtarın gerilim piklerini azaltarak kayıplarını azaltır (Bronstein ve Yaakov, 2002). Yarım dalga ve tam dalga konfigürasyonları vardır. Anahtara ters paralel bir diyot eklendiğinde kondansatör gerilimi sıfıra yaklaştığı anda diyot iletme geçer ve kondansatör gerilimi negatif olamaz; bu durumda yarım dalga çalışma durumu elde edilir. Diyot anahtara seri bağlandığında ise kondansatör serbestçe osilasyona girer ve tam dalga çalışma durumu elde edilir.



Şekil 3.18: Sıfır gerilim anahtar konfigürasyonu.

Kısım 3.4’de bahsedilen rezonans invertörlerde L-C rezonans devresi, inverterin beslediği yüke ilave edilmiş olarak çalışmaktaydı, bu durumda yük devresinde meydana gelen rezonans sayesinde anahtarlama sırasındaki akım sıfıra kadar düşürülebilmektedir. Rezonans anahtarlama tekniğinde ise L-C rezonans devresi anahtarlama elemanına ilave edilmiştir. Meydana gelen rezonanslı akım anahtar üzerinden geçer ve anahtar akım veya gerilim dalga şekillerini değiştirerek sıfır akım veya sıfır gerilim durumlarında anahtarın iletme veya yalıtıma geçmesini sağlar. Yine rezonans anahtarlama tekniğinde, anahtarın üzerindeki akım veya gerilim maksimum değerleri, anahtara bağlı rezonans elemanlarının oluşturduğu rezonans akımının veya geriliminin maksimum değerine eşit olması sebebiyle rezonans invertörlerdeki normal anahtarlama durumunda çalışan anahtarların akım veya gerilim maksimum değerlerinden daha yüksektir. Rezonans invertörler, indüksiyon ısıtma, elektronik balast uygulamaları gibi yükün durumuna göre değişik tekniklerde kullanılabilir. Rezonans anahtarlama tekniği DA/DA güç dönüşüm sistemlerinde kullanılmaktadır, anahtarlama kayıplarını minimum düzeye indirmesi özelliği ile yüksek frekanslı uygulamalarda oldukça avantajlıdır.

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

MUTFAK TİPİ ISITMA UYGULAMALARI İÇİN YARIM KÖPRÜ SERİ REZONANS İNVERTÖR

4.1 Giriş

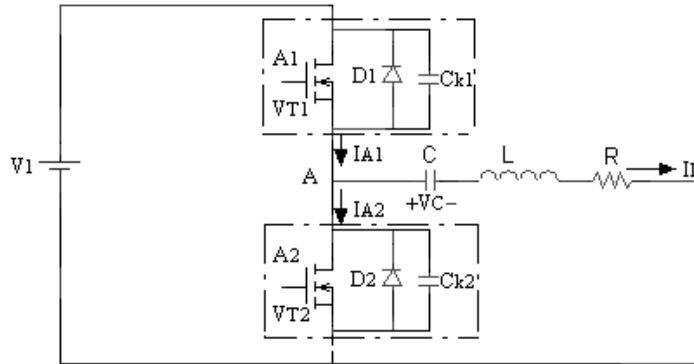
İndüksiyon ısıtma uygulamalarında Yarım Köprü Seri Rezonans İvertörler (YKSRI) çoğunlukla kullanılmaktadırlar (Koroğlu ve Sazak, 2002; Sadhu ve diğ., 2004). YKSRI yanında Bölüm 3'te bahsedildiği gibi seri veya paralel tam köprü ve E sınıfı rezonans invertörler de tercih edilmektedirler. E sınıfı invertörlerde, anahtar iletimde iken üzerinden giriş akımının yaklaşık 3 katı değerinde yüksek bir akım geçerken, yalıtım durumunda da anahtar üzerine giriş geriliminin yaklaşık 3.5 katı değerinde yüksek bir gerilim düşmektedir. Bu sebeplerden dolayı anahtar üzerinde zorlanmalar meydana gelir ve anahtar gerilimi kaynak geriliminden her zaman daha fazladır. Aynı zamanda, tek anahtarlı bir devre yapısına sahip oluşturma çıkış gücünün kontrolünü teorik olarak sınırlandırmıştır (Yusoff ve diğ., 2003; Sekiya ve diğ., 2003). Köprü tipi rezonans invertörlerin ise birden fazla anahtara sahip olması böyle bir sınırlandırmayı ortadan kaldırmıştır ve bu invertörlerde anahtar gerilimi kaynak gerilimi ile sınırlıdır (Chatterjee ve Ramanarayanan, 1993). E sınıfı rezonans invertörler, köprü tipi rezonans invertörlere göre daha az sayıda eleman gerektirdiği için düşük maliyet avantajı vardır (Sazak, 1999) ve tek bir anahtarı ile basit bir yapıya sahip olmuştur. Köprü tipi rezonans invertörlerden tam köprü rezonans invertör dört tane anahtarlama elemanı içerdiği için iki anahtardan meydana gelen yarım köprü invertöre göre daha fazla maliyet getirir. Yarım köprü invertörlerin tam köprü invertörlere göre maliyetinin daha az olması ve tek anahtarlı invertöre göre sunduğu avantajlar doğrultusunda bu tez çalışmasında tercih edilmiştir. Aynı zamanda akım kaynaklı paralel rezonans invertörlerde sabit akım kaynağını oluşturmak için devreye büyük değerli bir endüktans

ilavesinin giriş güç faktörünü düşürmesi, devrenin boyutlarını ve ağırlığını artırması gibi sebeplerden dolayı gerilim kaynaklı bir invertör devresi seçilmiştir.

Mutfak tipi uygulamalar için indüksiyon ısıtma sistemleri genellikle birden fazla ısıtma bobini içermektedirler (Hobson, 1985; Jung, 1999; Sazak, 2004). Bu ısıtma bobinleri farklı invertör devreleri tarafından beslenebildiği gibi aynı invertör devresi tarafından da beslenebilmektedir. Bu tez çalışmasında, ekonomik olarak sunduğu avantajlar doğrultusunda mutfak tipi uygulamalarda kullanılmak üzere üç tane ısıtma bobinine sahip üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi geliştirilmiştir. Bu bölümde üç yarım köprü seri rezonans invertörün analizi ve dizaynı yapılarak PSPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) programı ile bilgisayar ortamında benzetimi yapılmıştır.

4.2 Devrenin Çalışma Prensibi

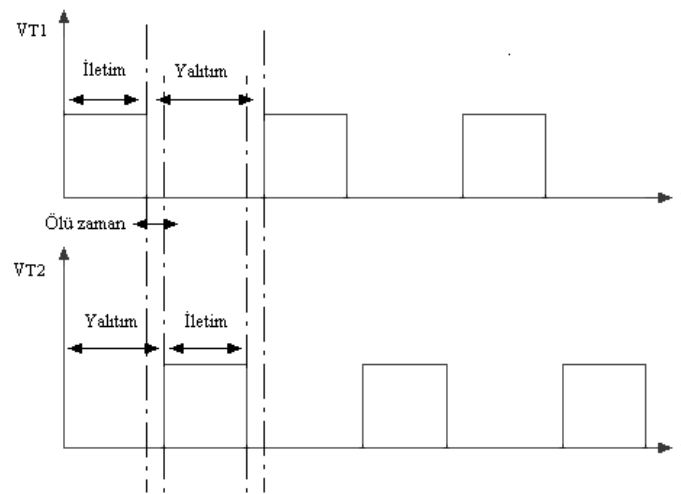
Bölüm 3'te bahsedildiği gibi seri rezonans invertörlerde rezonans elemanları L-C birbirine seri olarak bağlanmaktadır. Şekil 4.1'de gerilim kaynaklı bir yarım köprü seri rezonans invertör devresi görülmektedir. Devre şekil üzerinde görüldüğü gibi A_1 , A_2 anahtarları ve C-L-R seri rezonans devresinden oluşmaktadır. Her bir anahtar kendisine ters paralel bağlı bir diyottan ve paralel bağlı bir koruma kondansatöründen meydana gelmiştir.



Şekil 4.1: Yarım köprü seri rezonans invertör devresi.

A_1 ve A_2 anahtarları iletimde olduğu sürece içlerinden pozitif yönde akım akışı, yalıtıma girdiklerinde ise anahtar üzerinde, yalnızca diyot içinden geçen negatif yönde bir akım iletimi vardır. Anahtarlar, anahtarlama frekansında, anahtarın özelliğine göre belli değerlerdeki kare dalga gerilimlerle sürülürler. A_1 ve A_2 anahtarları dönüşümlü olarak anahtarlama yaparlar. Bu dönüşümlü anahtarlama görev oranı %50 veya bu değerden bir parça az olabilir. Anahtarlama periyodunda her iki anahtarın birlikte yalıtımda kaldığı süreye ölü zaman adı verilir. Anahtarlara ters paralel bağlı diyotlar akım kayıplarını minimum yapmak için tasarlanmıştır. A_1 anahtarı yalıtıma girdiğinde ölü zaman aralığında D_2 diyotu bobin üzerinde depolanan enerjiyi kaynağa geri vererek A_2 anahtarının iletime geçmeden önce sıfır gerilim veya akım durumunda olmasını sağlamaktadır. Aynı durum A_1 anahtarı için de geçerlidir, böylelikle diyot yalıtıma geçtikten sonra her iki tarafta da sıfır gerilim sağlandığı için ters toparlanma problemi ortadan kalkmış olur. Yalnızca yalıtım zamanında anahtarlama kayıpları meydana gelir. C_{k1} ve C_{k2} koruma kondansatörleri yalıtıma geçiş anında bir miktar kayıpları kendi üzerinde tutarak anahtarlama kayıplarını azaltır.

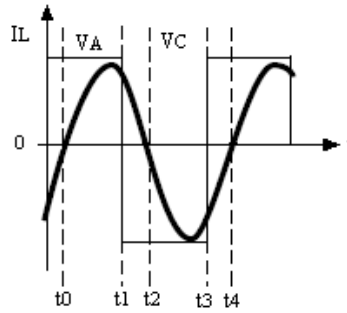
Yük üzerinde değişken bir gerilim elde etmek için görev oranı doğrultusunda, anahtarlama periyodunun ilk yarısında A_1 anahtarı, ikinci yarısında ise A_2 anahtarı iletime sokulur. Devrenin çalışma prensibini oluşturan anahtar tetikleme sinyalleri Şekil 4.2’de görüldüğü gibidir.



Şekil 4.2: Yarım köprü seri rezonans invertör anahtarlama sinyalleri.

4.2.1 Devrenin Analizi

Devre rezonans frekansının altında veya üstünde çalıştırılabilir. Anahtarlama frekansı rezonans frekansına eşit olduğunda anahtarlama kayıpları sıfırdır. Fakat devrenin çıkış gücü genellikle çalışma frekansının değiştirilmesi ile kontrol edildiği için bu değerler birbirine eşit tutulmaz. Devrenin endüktif etki gösterdiği rezonans frekansının üstünde çalışma durumu için devrenin çalışması dört ayrı durumda incelenmiştir. Bu durumların toplamında meydana gelen rezonans akımı I_L 'nin değişimi Şekil 4.3'de görülmektedir.



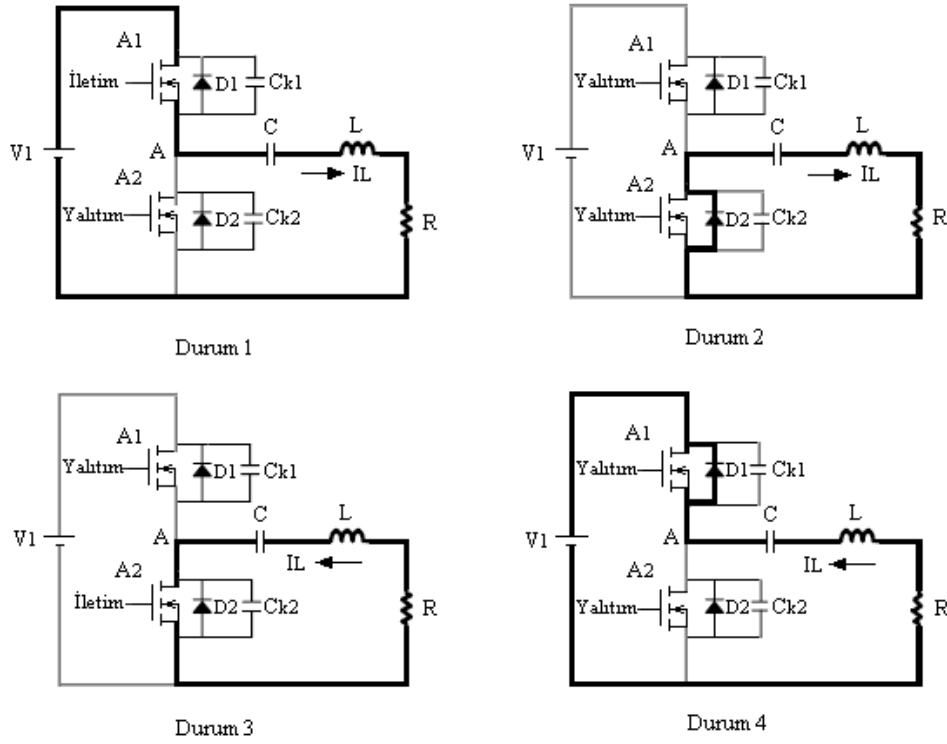
Şekil 4.3: Rezonans akımının dalga şekli.

Her bir duruma ait devre şeması Şekil 4.4 üzerinde gösterilmiştir. Koyu çizilen çizgiler her durumdaki iletim yolunu göstermektedir. Şekil 4.4'de gösterilen 4 durum aşağıdaki gibi incelenebilir;

Durum 1 (t_0-t_1): D_1 üzerinde ters yönde akmakta olan rezonans akımının yönü $t=t_0$ noktasında değişir. Bu noktada A_1 anahtarı ilettime geçer ve akım A_1 içinden dolaşmaya başlar. Bu durum gerçekleşirken rezonans devresi üzerinde bir enerji birikimi meydana gelir. Rezonans akımının anlık akım değişimi Denklem (4.1)'de verilmiştir.

$$i_L(t) = I_{Lm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.1)$$

Ψ akım ile gerilim arasındaki faz açısını vermektedir ve Denklem (4.2)'deki gibi ifade edilir.



Şekil 4.4: Yarım köprü seri rezonans invertör çalışma durumları.

$$\cos\Psi = \frac{R}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega_a}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_a}\right)^2}} \quad (4.2)$$

R direnci bobin yük kombinasyonunun toplam direncini, Z ifadesi seri rezonans devresinin giriş empedansını oluşturmaktadır.

$$Z = R + j\left(\omega_a L - \frac{1}{\omega_a C}\right) = R \left[1 + jQ \left(\frac{\omega_a}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_a} \right) \right] \quad (4.3)$$

Denklem (4.3) ifadesinde Q, rezonans devresinin kalite faktörünü; ω_r , açılmalı rezonans frekansını; ω_a ise açılmalı anahtarlama frekansını oluşturmaktadır.

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r C R} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \quad (4.4)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.5)$$

$$\omega_a = 2\pi f_a \quad (4.6)$$

Denklem (4.6) ifadesinde f_a anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Rezonans devresi üzerindeki akımın maksimum değeri Denklem (4.7) ile verilmiştir.

$$I_{Lm} = \frac{V_m}{Z} = \frac{2V_1}{\pi Z} = \frac{2V_1 \cos \Psi}{\pi R} \quad (4.7)$$

Denklem (4.7)'deki V_m ifadesi giriş geriliminin maksimum değerini ifade etmektedir. A_1 anahtarının iletme geçmesi ile birlikte rezonans devresine Denklem (4.8)'de verilen aralıklarda kare dalga gerilim uygulanmaktadır. Uygulanan gerilim Denklem (4.9) ile fourier serilerine açıldığında rezonans olayının meydana getirdiği yaklaşık olarak sinüs dalga gerilim değişimi elde edilir. Elde edilen gerilimin anlık değişimi Denklem (4.10)'da maksimum değeri ise Denklem (4.11)'de verilmiştir.

$$v_1(t) = \begin{cases} V_1, & 0 < \omega t \leq \pi \\ 0, & \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.8)$$

Denklem (4.9) ifadesi fourier serileri ile açıldığında,

$$v_1(t) = \frac{V_1}{2} + \frac{2V_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin n\omega t \quad (4.9)$$

$$v_1(t) = V_1 \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

$$v_1(t) = V_m \sin \omega_a t \quad (4.10)$$

$$V_m = \frac{2V_1}{\pi} \approx 0.637V_1 \quad (4.11)$$

Rezonans kondansatörü C üzerindeki gerilim düşümünün maksimum değeri Denklem (4.12) ile verilmiştir ve anlık gerilim değişimi Denklem (4.13) ile verildiği gibidir.

$$V_{Cm} = \frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.12)$$

$$v_C(t) = V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.13)$$

Durum 2 (t_1 - t_2): $t=t_1$ anında A_1 anahtarı yalıtıma geçer. Bu durumda A_1 anahtarı içinde dolaşmakta olan rezonans akımı D_2 diyotu üzerinden dolaşmaya başlar. Bu işlem sırasında A_1 anahtarı yalıtıma geçerken üzerinde bir miktar akım ve gerilim değerleri tutulduğu için yalıtım kayıpları meydana gelir. Bir sonraki aşamada $t_1 < t < t_2$ anında A_2 anahtarı ilettime geçer ve bu sırada A_2 anahtarı sıfır akım veya gerilim değerlerine sahip olduğu için iletim anı kayıpları önlenmiş olur.

Yalıtım anında meydana gelen kayıpları önlemek için A_1 anahtarı yalıtıma geçtikten sonra, rezonans akımı kısa bir süre C_1 kondansatörü üzerinden geçer ve daha sonra D_2 diyotu üzerinden dolaşmaya başlar. Rezonans akımının yönü Durum 1'deki akımın yönü ile aynı yöndedir. Rezonans akımın anlık değişimi ve maksimum değeri Denklem (4.14) ve Denklem (4.15) ile verilmiştir.

$$i_L(t) = I_{Lm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.14)$$

$$I_{Lm} = \frac{V_m}{Z} = \frac{2V_1}{\pi Z} = \frac{2V_1 \cos \Psi}{\pi R} \quad (4.15)$$

Rezonans kondansatörü üzerine düşen gerilimin anlık değişimi ve maksimum değeri ise Denklem (4.16) ve Denklem (4.17) ile verilmiştir.

$$v_C(t) = V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.16)$$

$$V_{Cm} = \frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.17)$$

Durum 3 (t_2 - t_3): $t=t_2$ anından sonra rezonans akımı, ters yönde ve halen iletimde olan A_2 anahtarı içinden dolaşmaya başlar. Burada rezonans kondansatörü olan C üzerinde depoladığı enerjiyi deşarj ederken devrenin gerilim kaynağı gibi davranır. Bu durumda iken rezonans akımının yönü önceki iki duruma göre ters yöndedir ve anlık değişimi ve maksimum değerinin tanımlaması Denklem (4.18) ve Denklem (4.19) ile verilmiştir.

$$i_L(t) = -I_{Lm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.18)$$

$$I_{Lm} = -\frac{V_m}{Z} = -\frac{2V_1}{\pi Z} = -\frac{2V_1 \cos \Psi}{\pi R} \quad (4.19)$$

Rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim değişimi ve maksimum gerilim değeri Denklem (4.20) ve Denklem (4.21) denklemleri ile tanımlanmıştır.

$$v_C(t) = -V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.20)$$

$$V_{Cm} = -\frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.21)$$

Durum 4 (t_3 - t_4): $t=t_3$ anında A_2 anahtarı sürme sinyali tarafından yalıtıma geçirilir ve A_2 içinde dolaşan akım D_1 diyotu üzerinden dolaşmaya başlar. Bu işlem sırasında da Durum 2'de olduğu gibi bir miktar yalıtım kayıpları meydana gelir. Bir sonraki durumda $t_3 < t < t_4$ noktasında A_1 anahtarı ilettime geçer. Bu sırada A_1 sıfır akım veya gerilim değerlerine sahip olduğu için iletim kayıpları meydana gelmez. Bu durum sırasında, A_2 anahtarı yalıtıma geçtikten hemen sonra rezonans akımı C_2 kondansatörü

üzerinden geçer ve C_2 kondansatörü bir miktar enerjiyi kendi üzerinde biriktirerek yalıtım kayıplarını azaltır. Rezonans akımı C_2 kondansatöründen sonra D_1 diyotu üzerinden dolaşmaya başlar. Dalgalı rezonans akımı D_1 diyotu üzerinden geçerken, rezonans enerjisinin kaynağı, tekrar V_1 gerilim kaynağı olur.

Bu durumda rezonans akımının yönü Durum 3'teki ile aynı yöndedir. Anlık akım değişimi ve maksimum akım tanımlaması Denklem (4.22) ve Denklem (4.23) ile ifade edilmiştir. Aynı şekilde rezonans kondansatörünün gerilim değişimi ve maksimum gerilim ifadeleri de Denklem (4.24) ve Denklem (4.25) ile verilmiştir.

$$i_L(t) = -I_{Lm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.22)$$

$$I_{Lm} = -\frac{V_m}{Z} = -\frac{2V_1}{\pi Z} = -\frac{2V_1 \cos \Psi}{\pi R} \quad (4.23)$$

$$v_C(t) = -V_{Cm} \sin(\omega_a t - \Psi) \quad (4.24)$$

$$V_{Cm} = -\frac{I_{Lm}}{\omega_a C} \quad (4.25)$$

4.2.2 Rezonans Frekansının Altında Çalışma Durumu ($f_a < f_r$)

Devrenin çalışma frekansı yani anahtarlama frekansı f_a 'nın, rezonans frekansı f_r 'nin altında iken meydana gelen çalışma durumudur. Bu durumda devre kapasitif ve rezonans akımı kendisini oluşturan gerilimden daha öndedir. Devrenin faz açısı sıfırdan küçüktür ($\psi < 0$). Bundan dolayı anahtar iletme geçtikten sonra anahtar akımı pozitif ve yalıtıma geçmeden önce negatiftir. Şekil 4.1 üzerinde incelenecek olursa, rezonans akımı ilk durumda pozitif olduğu için ilk önce A_1 anahtarı iletme geçer. Bu durumda yarı iletken anahtarların iletim sırası A_1 - D_1 - A_2 - D_2 şeklinde olur. Bu çalışma durumunda, rezonans akımı bir anahtarın diyotundan diğer anahtara doğru doğrultusunu değiştirir. Bu durumda, anahtar iletimde iken rezonans devresinde biriken enerjinin

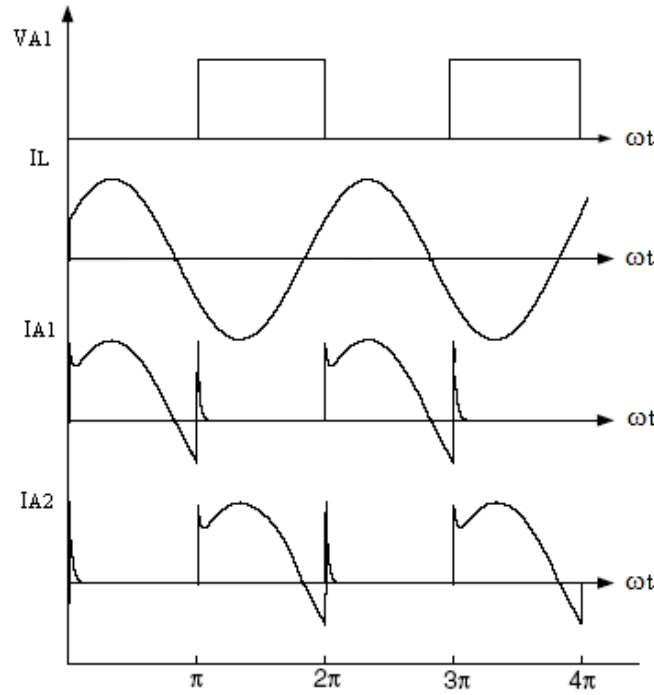
kaynağa geri verilmesi için anahtara ters paralel bağlı diyotun ters toparlanma süresi çok kısa olmalıdır. A_2 anahtarının ilettime geçtiği düşünülürse, bundan önceki durumda akım A_1 anahtarının diyotu üzerinde dolaşmaktaydı. A_2 anahtarı ilettime geçtiğinde, diyot üzerinde dolaşan akım A_2 anahtarı içinden dolaşmaya başlar ve D_1 diyotu yalıtıma girer.

Rezonans frekansının altındaki çalışma durumunda; anahtarlara ters paralel bağlı diyotların ters toparlanma süreleri, anahtarların çıkış kondansatörünün deşarjı gibi istenmeyen etkiler gözlemlenir.

Şekil 4.5 üzerinde de görüldüğü gibi diyotlar çok yüksek gerilim değerlerinde ilettime geçtikleri için yüksek akım değişimine maruz kalırlar. Bu çok yüksek akım değişimine rezonans bobini müsaade etmediği için akım diğer anahtar üzerinden geçerek bu anahtarı ilettime geçirir. Anahtar yüksek akım ve gerilim değerlerinde ilettime geçtiği için iletim anı kayıpları meydana gelir. Bu durum çok hızlı toparlanma süresine sahip diyotlar ile engellenebilir. Anahtarlar yaklaşık kaynak gerilimine eşit olan bir gerilim değeri ile ilettime geçtikleri için anahtarların iletim anında meydana gelen çıkış kondansatörünün (C_c) şarjı anahtarlama kaybına sebep olur. Bu kayıp Denklem (4.26) ile tanımlanmıştır. Bu tanımlanan eşitlikte V_1 kaynak gerilimi, f_a anahtarlama frekansıdır.

$$P=f_a C_c V_1^2 \quad (4.26)$$

Bu çalışma durumunda, iletim anında anahtarlar üzerinde kayıplar meydana gelirken, yalıtım anında anahtar üzerindeki kayıplar sıfırdır. Bu durum Şekil 4.1'deki devrenin rezonans frekansının altında çalışma durumuna ait dalga şekilleri Şekil 4.5'de görülmektedir. Rezonans frekansının altındaki operasyonun avantajı yalıtım durumundaki anahtarlama kayıplarının sıfır olmasıdır (Kazimierczuk ve Czarkowski, 1995).



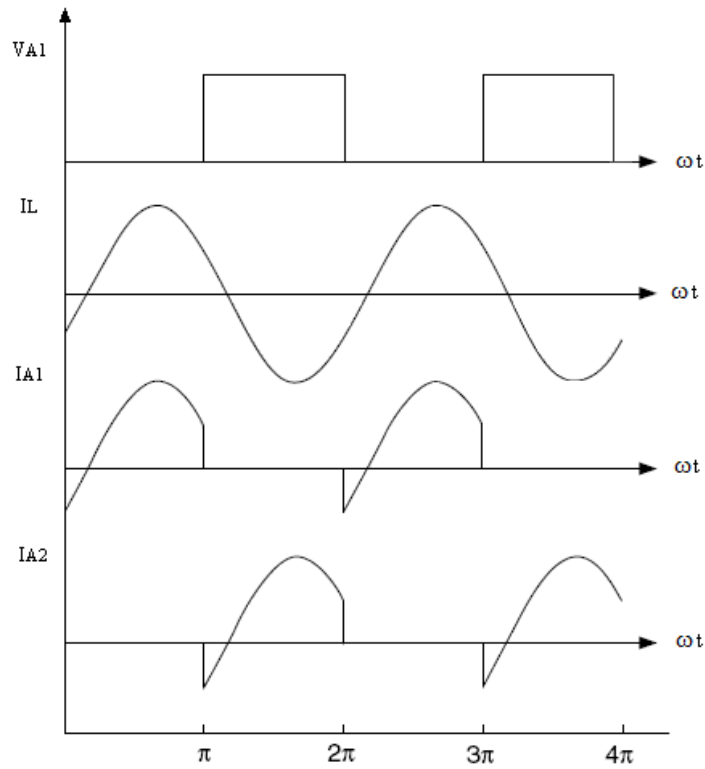
Şekil 4.5: Rezonans frekansının altındaki çalışma durumuna ait dalga şekilleri.

4.2.3 Rezonans Frekansının Üstünde Çalışma Durumu ($f_a > f_r$)

Devrenin çalışma frekansı aynı zamanda anahtarlama frekansı f_a 'nın, rezonans frekansı f_r 'den daha yüksek olması durumunda devrenin çalışmasıdır. Bu durumda devre endüktiftir ve rezonans akımı kendisini oluşturan gerilimden daha geridedir. Devrenin faz açısı sıfırdan büyüktür ($\psi > 0$). Bu yüzden, anahtar akımı anahtar iletime geçmeden önce negatiftir ve yalıtıma geçmeden önce pozitiftir. Anahtar iletime geçmeden önce rezonans akımı negatif olduğu için ilk önce diyot iletime geçer. Bu durumda yarıiletken anahtarların iletim sırası $D_1-A_1-D_2-A_2$ şeklindedir. Burada rezonans akımı bir anahtardan diğer anahtarın diyotuna doğru doğrultusunu değiştirir. Şekil 4.1'deki A_1 anahtarı V_{T1} gerilimi tarafından yalıtıma sokulur ve uçlarındaki gerilim artmaya başlar. Bu durumda D_2 diyotu uçlarındaki gerilim yaklaşık olarak -0.7 V'a ulaştığında iletime geçer ve A_1 anahtarı içinden dolaşan akım artık D_2 diyotu içinden dolaşmaya başlar.

Bu çalışma durumu, diyotlar düşük akım değeri ile ilettime geçtikleri için diyotların ters toparlanma problemini ve bunun meydana getirdiği kayıpları ortadan kaldırır. Bu yüzden ters paralel diyotların hızlı olmasına gerek yoktur. Anahtar sıfır gerilim koşullarında ilettime geçtiği için anahtarın çıkış kondansatörünün deşarjı gibi bir sorun da yoktur.

Şekil 4.1’de verilen devrenin rezonans frekansının üstünde çalışması durumuna ait dalga şekilleri Şekil 4.6’da verilmiştir. Şekil 4.6’da görüldüğü gibi anahtarlar iletim durumunda iken kayıpsızdırlar fakat yalıtım durumunda anahtarlama kayıpları vardır. Yalıtım durumundaki anahtarlama kayıplarını azaltmak için anahtara paralel bir kondansatör bağlanabilir (Kazimierczuk ve Czarkowski, 1995; Skvarenina, 2002).

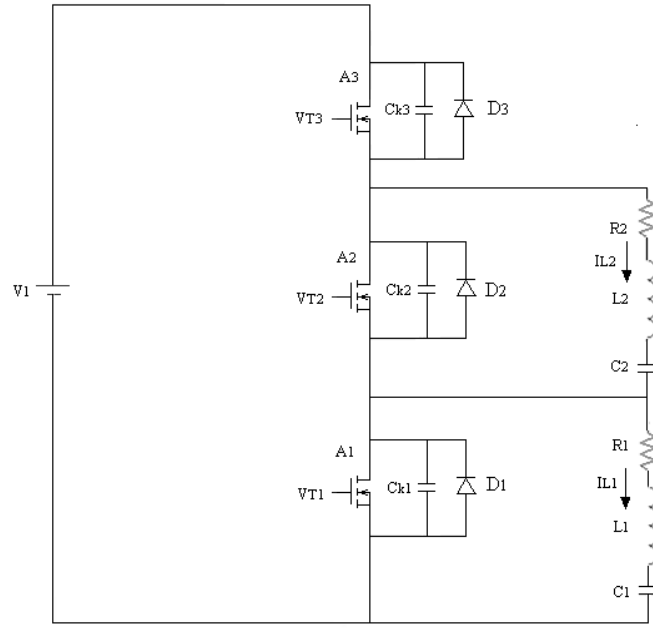


Şekil 4.6: Rezonans frekansının üstündeki çalışma durumuna ait dalga şekilleri.

4.3 Çift Yarım Köprü Seri Rezonans İnvörtör

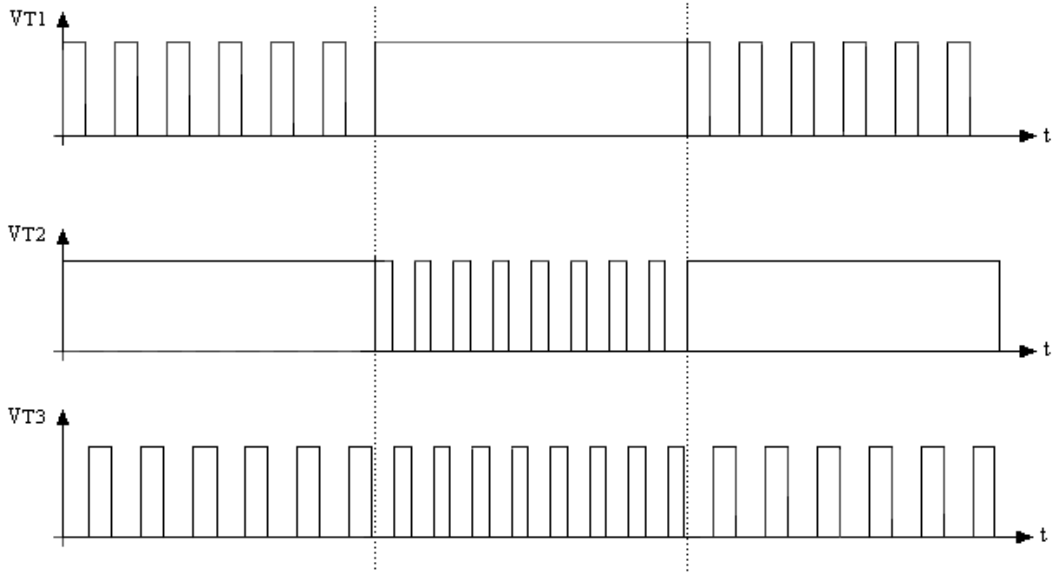
Mutfak tipi indüksiyon ısıtma uygulamalarında genellikle birden fazla ısıtma bobinini bulunmaktadır. YKSRI devresi işlem süresince bir tane yükü besler. Aynı anda birden fazla yükü besleyebilmek için çift yüklü invörtörler geliştirilmiştir. Bu devreler iki farklı şekilde dizayn edilebilirler. Bunlardan bir tanesi, her bir ısıtma bobininin farklı invörtör devresi tarafından beslenecek şekilde yapılan dizaynlardır (Hobson ve diğ., 1985). Burada dizayn edilen sistemde kullanılan anahtarlama elemanları aynı frekansta çalıştırıldıklarında ve frekanstan bağımsız olarak kontrol edilebildiklerinde, her bir invörtör biriminin aynı güç kaynağı ve aynı anahtar tetikleme devresini kullanması sağlanır. Fakat giriş gücü kontrolünün anahtarlama elemanlarının beslendiği güç kaynağını değiştirmek yerine anahtarların çalışma frekansının kontrolünü sağlayan bir devre kullanmak daha pratiktir. Bununla birlikte, yapılan bu tür dizaynlarda, invörtörler aynı anda farklı frekanslarda çalıştırıldıklarında, kullanılan anahtarlama elemanları farklı tetikleme devrelerine ihtiyaç duyacaklardır. Böyle olunca sistemde kullanılan eleman ve teçhizat sayısı arttığı için pahalı ve ağır bir sistem ortaya çıkar. Birden fazla ısıtma yükleri için geliştirilen diğer bir metot ise tek bir invörtör devresinin aynı anda iki tane ısıtma bobinini besleyecek şekilde dizayn edilmesidir (Jung, 1999; Sazak, 2004). Bu sistemlerde anahtarlama elemanlarından tasarruf sağlanmış ve boyut küçülmüştür. Getirdiği avantajlar doğrultusunda, burada tek bir güç kaynağı ile beslenen ve frekans ile çıkış gücü kontrolü sağlanan Çift Yarım Köprü Seri Rezonans İnvörtör (ÇYKSRI) üzerinde durulmuştur.

ÇYKSRI devresinde iki farklı invörtör kullanmak yerine tek bir invörtör üzerinde iki ayrı YKSRI'nin çalışması sağlanmıştır. Aynı ayrı dizayn edilen yarım köprü invörtörlerde kullanılan dört anahtarlama elemanı yerine bu devrede üç tane yarıiletken anahtar kullanılmıştır. Üzerinde birden fazla ısıtma bobini bulunduran bu sistemler mutfak tipi uygulamalara kolaylık getirmek amacıyla tasarlanmaktadır. Farklı çaplarda dizayn edilen ısıtma bobinleri ile mutfak uygulamalarında kullanılan farklı çaplardaki tencere tava gibi yüklerin ısıtılması sağlanmaktadır. Şekil 4.7'de ÇYKSRI devresi görülmektedir.



Şekil 4.7: Çift yarım köprü seri rezonans invertör devresi.

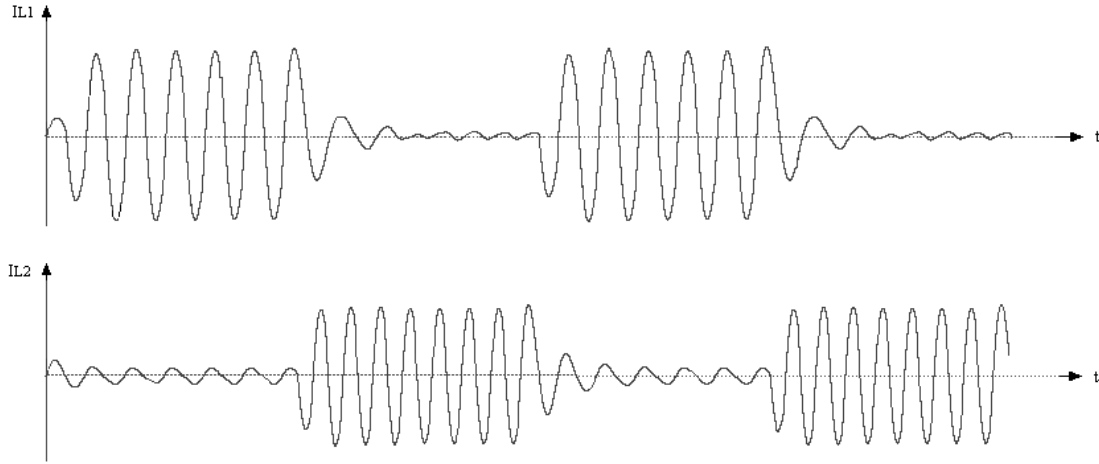
Sistem üç anahtar ve iki tane seri rezonans devresinden oluşmaktadır. L_1 ve L_2 ısıtma bobinlerini oluşturmaktadır. Sistem üç anahtarın kontrollü olarak çalışması sonucu gerçekleşir. İlk YKSRI, A_1 , A_3 , L_1 ve C_1 elemanlarından oluşmaktadır. Bu devre çalışırken A_2 anahtarı sürekli iletimdedir ve A_1 ve A_3 anahtarları dönüşümlü olarak anahtarlama yaparlar. A_1 ve A_3 anahtarları arasındaki devre A_2 anahtarının sürekli iletimde olması ile sağlanır. İkinci YKSRI devresi ise A_2 , A_3 , L_2 ve C_2 elemanlarından oluşur. Bu devre çalıştığında A_1 anahtarı sürekli iletimdedir, A_2 ve A_3 anahtarları dönüşümlü olarak anahtarlama yaparlar. Güç kaynağı ile olan iletim A_1 anahtarının sürekli iletimde olması ile sağlanmıştır. Değişik frekanslarda çalışan iki devreyi tek bir devre üzerinde toplamak için altı anahtarlama aralığına ihtiyaç vardır. Sistemin çalışabilmesi için gerekli olan anahtar tetikleme sinyalleri Şekil 4.8'de görülmektedir. Şekilde görülen anahtar tetikleme sinyalleri ile her bir rezonans devresi farklı frekanslarda çalışır.



Şekil 4.8: Çift yarım köprü seri rezonans invertör anahtar tetikleme sinyalleri.

A_1 , A_3 , L_1 ve C_1 'den meydana gelen birinci YKSRI'nin çalışması ele alındığında, A_3 anahtarı iletim durumunda iken akım A_3 ve A_2 anahtarları üzerinden geçerek L_1 - C_1 arasında rezonans meydana getirir ve rezonans akımı I_{L1} yükselir. Anahtarlama periyodunun sonunda A_3 anahtarı yalıtıma geçer. Bundan sonraki durumda, C_{k1} kondansatörü deşarj, C_{k3} kondansatörü şarj olur. L_1 ve C_1 arasındaki rezonans, rezonans akımı I_{L1} sıfır oluncaya kadar, A_1 anahtarına ters bağlı D_1 diyotu içinden devam eder. Bundan sonraki periyotta A_1 anahtarına bağlı C_{k1} kondansatörünün gerilimi sıfır olduğunda A_1 anahtarı uçlarındaki gerilim de sıfırdır ve A_1 anahtarı sıfır gerilim şartları altında iletime geçmektedir. L_1 ve C_1 arasındaki rezonans A_1 anahtarı içinde devam etmektedir, rezonans akımı I_{L1} bu kez ilk rezonans periyodundaki yükselişinin tersi yönünde yükselir. Anahtarlama frekansına göre hesaplanan anahtarlama periyodunun sonunda A_1 anahtarı yalıtıma geçer. Bundan sonra C_{k1} gerilimi sıfırdan kaynak gerilimine doğru yükselişe ve C_{k3} gerilimi kaynak geriliminden sıfıra doğru azalmaya başlar. I_{L1} rezonans akımı sıfıra ulaşincaya kadar A_2 'ye ters paralel bağlı D_2 diyotu ve A_3 'e ters paralel bağlı D_3 diyotu üzerinden geçer, bu durumdan sonra, tekrar A_3 anahtarı sıfır gerilim şartlarında iletimdedir ve çalışma biçimi aynı şekilde devam eder. Birinci devrenin çalışması bu şekildedir, ikinci YKSRI'nin çalışma şekli de A_2 , A_3 , L_2 ve C_2 elemanları üzerinde meydana getirilen iletim yolu ile birinci devrenin çalışma

prensibinde olduğu gibidir. Birinci ve ikinci rezonans devreler birbirlerine göre simetrik çalışırken rezonans devresi üzerinde meydana gelen I_{L1} ve I_{L2} akımlarının dalga şekilleri Şekil 4.9'da görüldüğü gibidir.



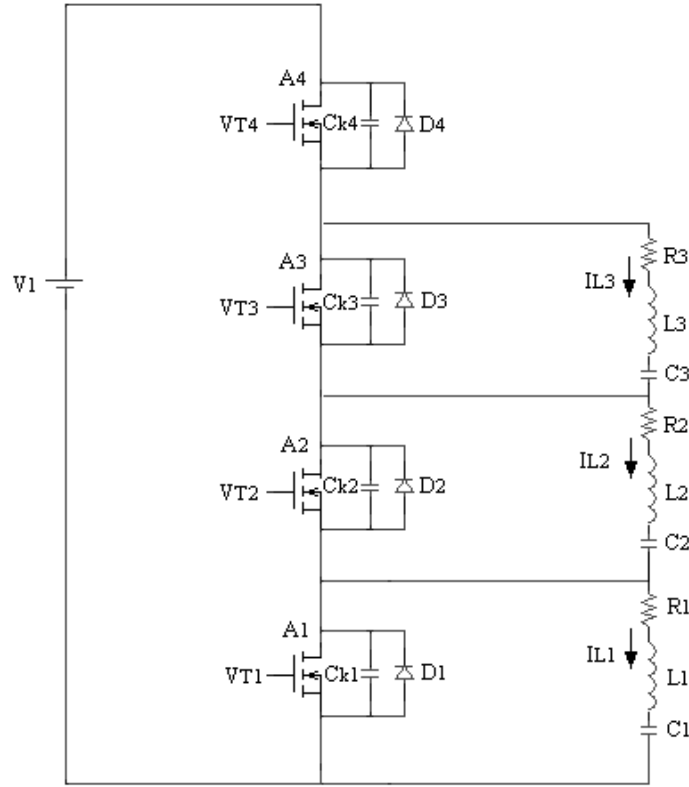
Şekil 4.9: Çift yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans akımlarının dalga şekilleri.

ÇYKSRI'de Şekil 4.9'da görüldüğü gibi toplam çalışma periyodu iki rezonans devresi tarafından paylaşılmıştır. Toplam çalışma periyodunun ilk yarısında birinci rezonans devresi, ikinci yarısında ise ikinci rezonans devresi çalışmaktadır. Bu durumda bobinlerden elde edilen çıkış gücü tam zamanlı çalışma durumuna göre %50 oranında azalmaktadır.

4.4 Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İnvörtör

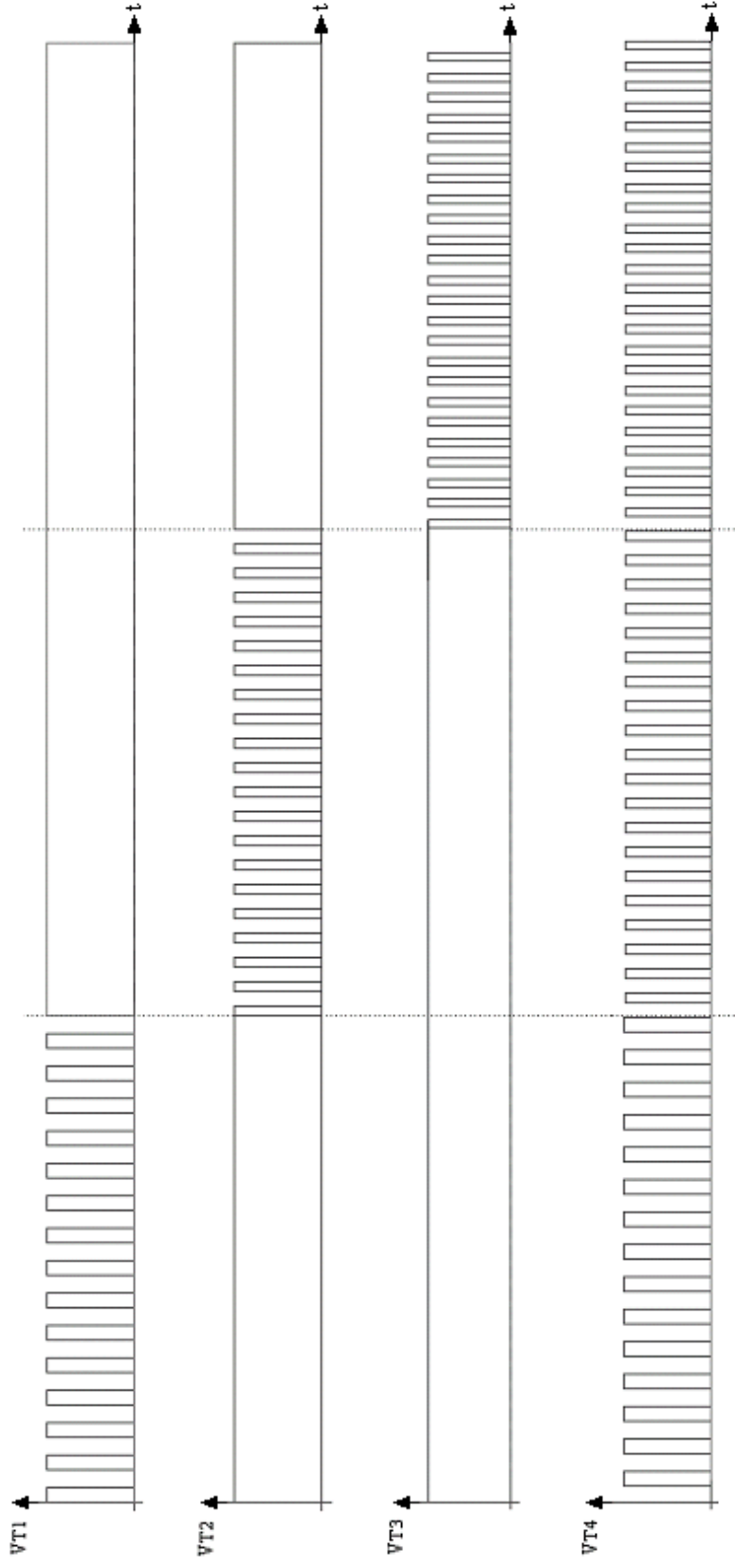
Bu tez çalışmasında ÇYKSRI devresi genişletilerek üç yükü besleyen üç yarım köprü seri rezonans invörtör (ÜYKSRI) devresi geliştirilmiştir. Bu devre Şekil 4.10'da da görüldüğü gibi üç yükü beslemek için üç tane rezonans devresi, 4 tane yarıiletken anahtar ve bir tane doğru akım güç kaynağı içermektedir. Aynı zamanda yarıiletken

anahtarlar üzerindeki stresi azaltmak için kullanılan koruma devresi elemanlarını da yapısında bulundurmaktadır.



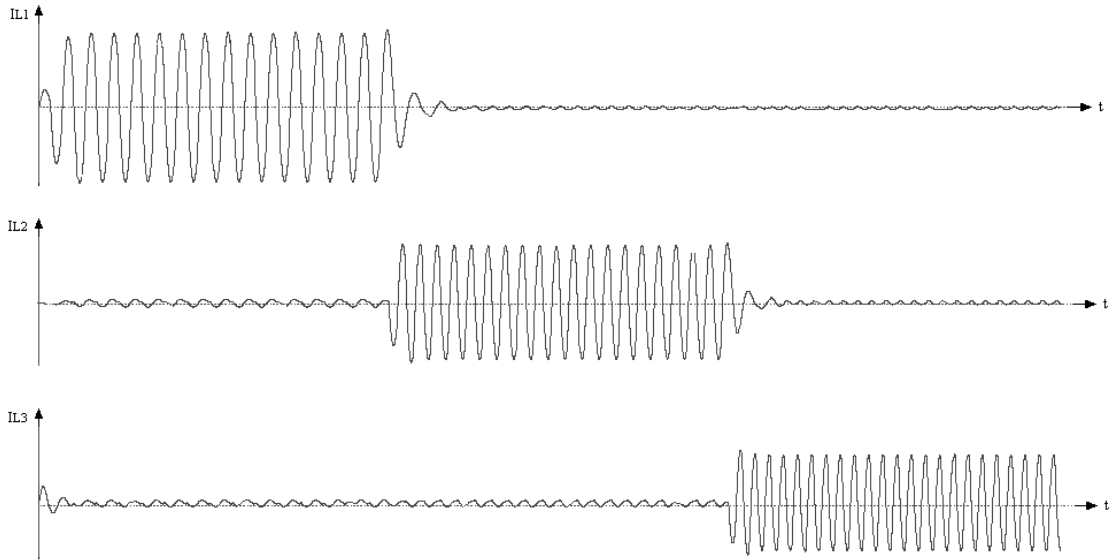
Şekil 4.10: Üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi.

Birinci rezonans devresi, A_1 , A_4 , L_1 , C_1 elemanlarından, ikinci rezonans devresi A_2 , A_4 , L_2 ve C_2 elemanlarından ve son olarak üçüncü devre ise A_3 , A_4 , L_3 , C_3 elemanlarından oluşmaktadır. Birinci rezonans devresi çalışırken A_2 ve A_3 anahtarlarının her ikisi birlikte sürekli iletimdedir. A_1 anahtarı A_2 ve A_3 anahtarının sürekli iletimde olması ile devreyi tamamlayarak A_4 anahtarı ile birlikte dönüşümlü olarak anahtarlama yapar. Aynı şekilde ikinci rezonans devresi çalışırken A_1 ve A_3 anahtarları, üçüncü devre çalışırken de A_1 ve A_2 anahtarları sürekli iletimde kalmaktadırlar. C_{k1} , C_{k2} , C_{k3} kondansatörleri ise yalıtım anında anahtarlar üzerindeki zorlanmaları azaltmak için kullanılan koruma elemanlarıdır. Üç devrenin dönüşümlü olarak birbirleriyle çalışmasını sağlayan farklı frekanslarda çalışan anahtarlara ait kontrol sinyalleri Şekil 4.11'de görülmektedir.



Şekil 4.1.1: Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait anahtar tetikleme sinyalleri.

Birinci rezonans devresi ele alındığında, A_4 anahtarı iletimde iken akım $A_4-A_3-A_2$ üzerinden dolaşarak L_1 ve C_1 arasında rezonans meydana getirir ve I_{L1} akımı oluşur. Anahtara uygulanan kontrol sinyali ile A_4 anahtarı yalıtıma geçirilir ve bu andan sonra C_{k4} kondansatörü şarj ve C_{k1} kondansatörü deşarj olmaya başlar ve rezonans akımı I_{L1} , sıfıra ulaşıncaya kadar D_1 diyotu içinden geçer ve akım sıfıra ulaştığında anahtarlama periyodunun yarısı tamamlanır. Anahtarlama periyodunu tamamlamak için kontrol sinyali ile A_1 anahtarı iletime geçirilir ve bu kez devrenin enerjisi C_1 kondansatörü tarafından karşılanır. İlk periyotta meydana gelen rezonans akımının tersi yönünde bir akım değişimi meydana gelir. A_1 anahtarı iletim süresinin sonunda yalıtıma girer ve rezonans devre üzerinde depolanan enerji D_2 , D_3 ve D_4 üzerinden kaynağa geri verilir ve bir periyot boyunca rezonans akımının değişimi tamamlanır. İkinci ve üçüncü rezonans devrelerinin çalışması da aynı prensibe göredir. Her bir rezonans devresi farklı frekanslarda çalışan bir ÜYKSRI devresinde, her bir rezonans devresi üzerinde meydana gelen rezonans akımlarının dalga şekilleri Şekil 4.12’de görüldüğü gibi olmalıdır. Şekil 4.12’de görüldüğü gibi toplam çalışma periyodu üç rezonans devresi tarafından paylaşılmıştır ve her bir ısıtma bobininden elde edilen çıkış gücü 1/3 oranındadır.



Şekil 4.12: Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans akımlarının dalga şekilleri.

4.4.1 Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İnvörtör Dizaynı

Devrenin dizaynı yapılırken, anahtarların çalışma frekansı rezonans frekansının üstünde seçilmiştir. Kısım 4.2.3’de bahsedildiği gibi rezonans frekansının üstünde çalışma durumunda anahtarın yalıtıma geçişi sırasında bir takım kayıplar meydana gelirken iletim durumunda herhangi bir kayıp söz konusu değildir. Aynı zamanda anahtarlara ters paralel bağlı diyotların ters toparlanma sürelerinin anahtarlama frekansının altında çalışma durumunda olduğu gibi çok kısa olmasına gerek yoktur. Rezonans frekansının altında çalışma durumunda, diyotlar üzerinde ters toparlanma sırasında meydana gelen stres, MOSFET’lerin çıkış kondansatörünün deşarjı sırasında meydana gelen kayıplar gibi istenmeyen nedenlerden dolayı rezonans frekansının üzerinde çalışma durumu tercih edilmiştir. Bu durumda meydana gelen yalıtım kayıpları anahtara paralel bağlanan bir koruma kondansatörü ile azaltılmıştır.

Tasarlanmak istenen sistemde farklı çaplarda üç yük vardır ve her birinden farklı çıkış gücü elde edebilmek için her bir rezonans devresi farklı frekanslarda çalıştırılmıştır. Bu çalışmada, Bölüm 5’te bahsedildiği gibi pancake şeklinde bir bobin dizaynı yapılmıştır Bobinin değişik çaptaki yük kombinasyonları ile farklı frekanslardaki endüktans ve direnç değişimleri ölçüm yolu ile saptanmıştır. Birinci devrede 200 mm çapındaki bir yük için anahtarlama frekansı $f_{a1}=33.3$ kHz seçildiğinde bobin ve yük kombinasyonunun endüktansı $L_1=37$ μ H ve direnci $R_1=2.5$ Ω olarak ölçülmüştür. Rezonans frekansını anahtarlama frekansının altında tutabilmek için rezonans kondansatörünün değeri Denklem (4.5) ile $C_1=0.762$ μ F olarak belirlenmiştir. Aynı şekilde ikinci devrede 180 mm çapında bir yük için anahtarlama frekansı $f_{a2}=50$ kHz seçildiğinde bobin ve yük kombinasyonunun endüktansı $L_2=30$ μ H, direnci ise $R_2=3.8$ Ω olarak ölçülmüştür. Aynı devrede Denklem (4.5) kullanılarak rezonans kondansatörünün değeri $C_2=0.47$ μ F olarak belirlenmiştir. Son olarak üçüncü devrede de 160 mm çapındaki bir yük için anahtarlama frekansı $f_{a3}=66.6$ kHz seçildiğinde bobin ile yük kombinasyonunun endüktansı $L_3=34.82$ μ H ve direnci $R_3=2.85$ Ω olarak ölçülmüş, bu değere göre rezonans kondansatörünün değeri Denklem (4.5) ile $C_3=0.302$ μ F olarak seçilmiştir.

Birinci rezonans devresinde yukarıda belirlenen eleman parametreleri doğrultusunda rezonans frekansı ve kalite faktörü Denklem (4.5) ve (4.4) ile hesaplandığında,

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{37 \times 10^{-6} \times 0.762 \times 10^{-6}}} = 29.97 \text{ kHz}$$

$$Q_1 = \frac{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}}{R_1} = \frac{\sqrt{\frac{37 \times 10^{-6}}{0.762 \times 10^{-6}}}}{2.5} = 2.79$$

olarak bulunur. Devrenin açısız rezonans frekansı, açısız anahtarlama frekansı ve faz açısı Denklem (4.5), (4.6) ve (4.2) ile hesaplandığında,

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{37 \times 10^{-6} \times 0.762 \times 10^{-6}}} = 188330.93 \text{ rad/sn}$$

$$\omega_{a1} = 2\pi f_{a1} = 2 \times \pi \times 33.3 \times 10^3 = 209230.07 \text{ rad/sn}$$

$$\cos \Psi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_1^2 \left(\frac{\omega_{a1}}{\omega_{r1}} - \frac{\omega_{r1}}{\omega_{a1}} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2.79^2 \left(\frac{209230.07}{188330.93} - \frac{188330.93}{209230.07} \right)^2}} = 0.86$$

değerleri bulunur. Giriş güç kaynağının değeri $V_1=30 \text{ V}$ seçildiğinde, rezonans akımının maksimum değeri Denklem (4.7) ile hesaplandığında,

$$I_{Lm1} = \frac{V_m}{Z_1} = \frac{2V_1}{\pi Z_1} = \frac{2V_1 \cos \Psi_1}{\pi R_1} = \frac{2 \times 30 \times 0.86}{\pi \times 2.5} = 6.59 \text{ A}$$

olarak elde edilir.

Rezonans akımının etkin değeri aşağıda verilen Denklem (4.27) ve (4.28) ile hesaplanabilir.

$$I_L = \sqrt{f_a \int_0^{(1/f_a)} (I_m \sin(\omega_a t - \Psi))^2 dt} \quad (4.27)$$

$$I_{L_{ort}} = I_{L_e} = \frac{1}{T_t} \int_0^{T_t} I_L dt \quad (4.28)$$

Denklem (4.28) ifadesinde T_t , ÜYKSRI'nin toplam çalışma periyodunu ifade etmektedir. ÜYKSRI çalışırken her bir rezonans devresi T_t 'yi ortak paylaştıkları için, her bir rezonans akımının etkin değeri, kendisine ayrılan çalışma periyodu boyunca belli bir değer ifade ederken, geriye kalan sürelerde yani diğer rezonans devreleri çalışırken sıfırdır. Bu yüzden ÜYKSRI'nin toplam çalışma periyodu boyunca her bir rezonans akımının etkin değerini bulabilmek için elde edilen etkin akım değerinin, toplam çalışma periyodu boyunca ortalaması alınmalıdır.

Birinci rezonans devresi için rezonans akımının etkin değeri hesaplandığında,

$$I_{L1} = \sqrt{f_{a1} \int_0^{(1/f_{a1})} (I_{Lm1} \sin(\omega_{a1} t - \Psi_1))^2 dt} = \sqrt{33.3 \times 10^3 \int_0^{30 \times 10^{-6}} (6.59 \times \sin(2\pi \times 33.3 \times 10^3 \times t - 0.86))^2 dt}$$

$$= 4.66 \text{ A}$$

bulunur. Bulunan akım değerinin toplam çalışma periyodu boyunca ortalaması alındığında,

$$I_{L1(ort)} = I_{L1e1} = \frac{1}{T_t} \left[\int_0^{60 \times 10^{-6}} I_{L1} dt + \int_{60 \times 10^{-6}}^{180 \times 10^{-6}} 0 dt \right] = 1.55 \text{ A değeri bulunur.}$$

Rezonans akımı aynı zamanda anahtar üzerindeki akım olduğu için anahtar akımına eşitlenebilir.

$$I_{Am1}=I_{Lm1}=6.59 \text{ A}, \quad I_{Ae1} = I_{Le1} = 1.55 \text{ A}$$

Sistemden alınan güç Denklem (4.29) ile hesaplanabilir. Rezonans akımının maksimum değeri doğrultusunda sistemden alınan güç hesaplandığında,

$$P_{al}=I_{Le1}^2 R_1 = 1.55^2 2.5 = 6 \text{ W}$$

olarak elde edilir. Rezonans kondansatörü üzerinde meydana gelen gerilimin maksimum değeri Denklem (4.12) eşitliği ile hesaplandığında,

$$V_{Cm1} = \frac{I_{Lm1}}{\omega_{a1} C_1} = \frac{6.59}{2 \times \pi \times 33.3 \times 10^3 \times 0.762 \times 10^{-6}} = 41.31 \text{ V}$$

bulunur. Kondansatör geriliminin tepeden tepeye değeri ise,

$$V_{Ctt1} = 2 \times V_{Cm1} = 2 \times 41.31 = 82.62 \text{ V}$$

olarak hesaplanır.

Aynı hesaplamalar ikinci ve üçüncü rezonans devreleri için de yapılmaktadır. Sistemin her üç devresi için akım gerilim ve güç hesaplamalarını pratikleştirebilmek, değişik frekanslarda meydana gelen değişiklikleri hızlı bir şekilde görebilmek ve uzun ve karmaşık işlemleri kolaylıkla aşabilmek için MATLAB simülatöründe bir program yazılmıştır.

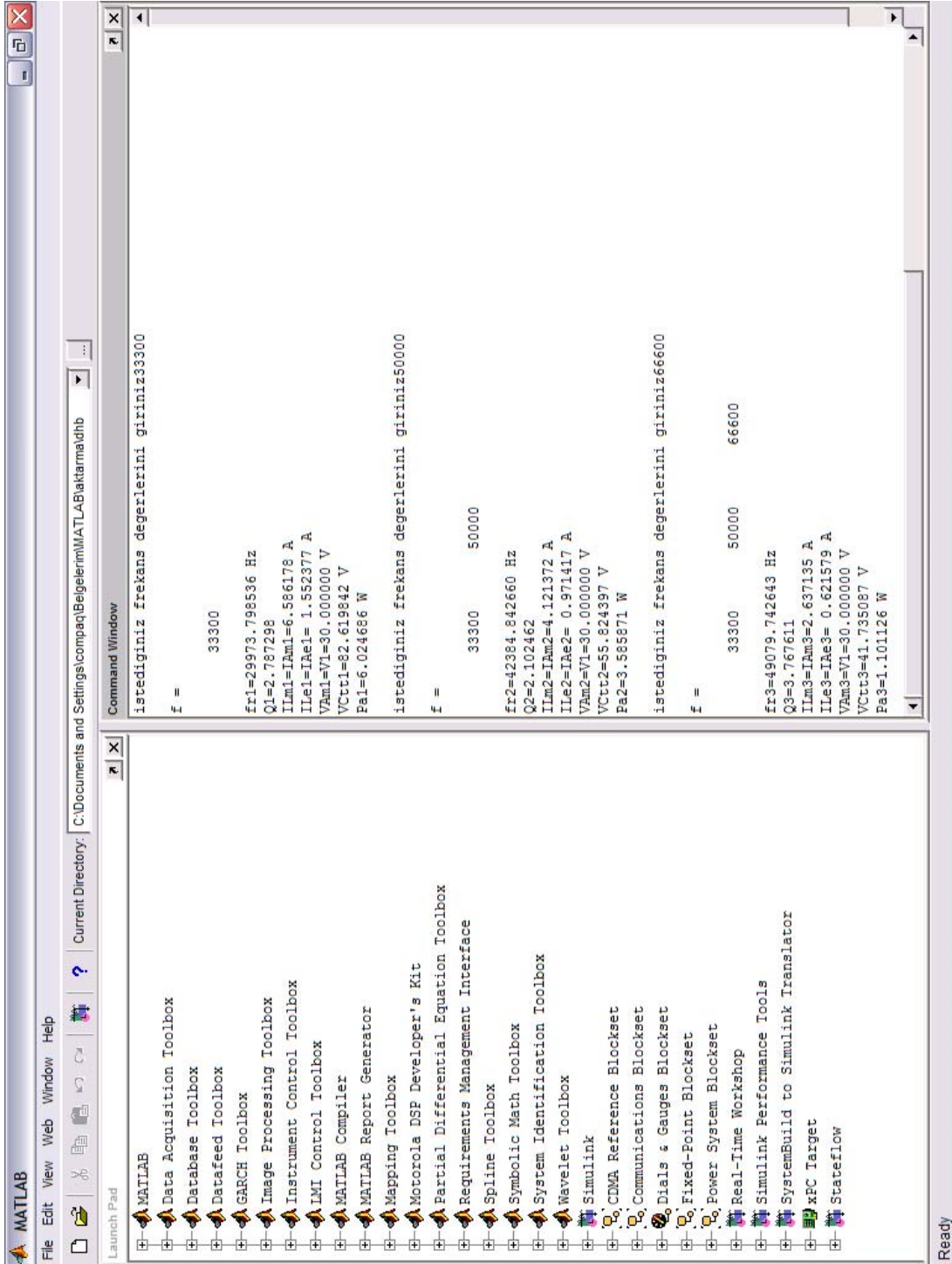
MATLAB (Matrix Laboratory) tüm mühendislik alanında, sayısal hesaplamalar, veri çözümlenmesi, grafik işlemlerinde kolaylıkla kullanılabilen bir programlama dilidir. fortran ve C dili gibi yüksek seviyeden programlama dili ile yapılabilen hesaplamaların pek çoğunu MATLAB ile yapmak mümkündür (Yüksel, 1996). Denklem takımlarının çözümü, doğrusal veya doğrusal olmayan diferansiyel denklem tiplerinin çözümü, integral hesabı gibi sayısal hesaplamalar, veri çözümleme işlemleri,

istatistiksel hesaplamalar ve çözümlenmeler, grafik çizimi ve çözümlenmeler gibi bir çok uygulamayı MATLAB ortamında gerçekleştirmek mümkündür.

Yazılan program Ek.1’de verilmiştir. Programda, üç rezonans devresi için çalışma frekansları kullanıcı tarafından girilmekte ve akım, gerilim, güç hesaplamalarının sonuçları aşağıda Şekil 4.13’te verilen haliyle programın editör penceresinden görülmektedir.

Bölüm 3’te ayrıntılı olarak bahsedildiği gibi yarıiletken anahtarlar çalışma frekansları ve taşıdıkları akım, gerilim değerleri doğrultusunda seçilmektedirler. Bu çalışmada da, orta frekans bölgesinde çalışabilen, hesaplanan veya benzetim sonuçlarında elde edilen akım gerilim değerlerini taşıyabilen anahtarlar belirlenmiştir. ÜYKSRI için IR (International Rectifier) firmasının ürettiği IRFP460 tipi MOSFET’ler tercih edilmiştir. Elemanın akım taşıma kapasitesi yani drain akımı 20 A, gerilim değeri yani drain-source gerilimi 500 V, iletim durumunda iken direnci 0.27Ω ve çalışma frekansı yaklaşık 4 MHz’e kadar çıkabilmektedir. Bu tasarımda maksimum 66.6 kHz’de çalışıldığı için seçilen anahtarın frekansı yeterlidir. Aynı zamanda Kısım 4.4.1’de yapılan dizayn sonuçlarına göre anahtarların taşıması gereken maksimum akım değeri yaklaşık olarak 6.59 A ve gerilim değeri 30 V olduğu için bu değerler doğrultusunda da uygun bir seçim olduğu görülmektedir.

Devrenin dizaynı yapılırken rezonans frekansının üstündeki çalışma durumu seçilmişti. Bu durumda anahtarın iletim anındaki kayıpları sıfırdır, fakat yalıtım kayıpları meydana gelmektedir. Yalıtım kayıplarını azaltmak için anahtara ters paralel bir diyot ve paralel bir kondansatör bağlanarak yalıtım koruma devresi oluşturulur. Seçilen IRFP460 tipi MOSFET’in gövdesinde zaten ters paralel bir diyot bulunduğu için burada anahtara paralel bir kondansatör bağlanmıştır. Bölüm 3’de anahtarların korunması konusunda açıklandığı gibi kondansatör değeri seçilirken anahtarın yalıtıma geçiş süresi göz önünde bulundurulur. Seçilen IRFP460 MOSFET’i katalog bilgilerine göre 58 ns’de yalıtıma geçmektedir. Bu durumda birinci devre için koruma kondansatörünün değeri Denklem (3.11) ve (3.12) kullanılarak,



Şekil 4.13: MATLAB editöründen görünen dizayn sonuçları.

$$k_1 = \frac{L_\sigma I_{Le1}}{t_{yg} V_g} = \frac{18 \times 10^{-9} \times 1.55}{58 \times 10^{-9} \times 30} = 0.016$$

$$C_{k1} = \frac{100k_1 I_{L1} t_{yg}}{V_g} = \frac{100 \times 0.016 \times 1.55 \times 58 \times 10^{-9}}{30} = 4.79 \text{ nF}$$

ikinci devre için,

$$k_2 = \frac{L_\sigma I_{L2}}{t_{yg} V_g} = \frac{18 \times 10^{-9} \times 0.97}{58 \times 10^{-9} \times 30} = 0.010$$

$$C_{k2} = \frac{100k_2 I_{Le2} t_{yg}}{V_g} = \frac{100 \times 0.010 \times 0.97 \times 58 \times 10^{-9}}{30} = 1.88 \text{ nF}$$

ve üçüncü devre için,

$$k_3 = \frac{L_\sigma I_{L3}}{t_{yg} V_g} = \frac{18 \times 10^{-9} \times 0.62}{58 \times 10^{-9} \times 30} = 0.0064$$

$$C_{k3} = \frac{100k_3 I_{L3} t_{yg}}{V_g} = \frac{100 \times 0.0064 \times 0.62 \times 58 \times 10^{-9}}{30} = 0.77 \text{ nF}$$

değerleri bulunur.

C_{k4} koruma kondansatörü A_4 anahtarına bağlıdır ve A_4 anahtarı üç ayrı frekansta çalışmaktadır. Bunun için üç ayrı frekansta meydana gelen ortalama akım değerine göre C_{k4} kondansatör değeri belirlenmiştir.

$$k_4 = \frac{L_\sigma I_{L4}}{t_{yg} V_g} = \frac{18 \times 10^{-9} \times \frac{1.55 + 0.97 + 0.62}{3}}{58 \times 10^{-9} \times 30} = 0.011$$

$$C_{k4} = \frac{100kI_{L_{yg}}}{V_g} = \frac{100 \times 0.011 \times \frac{3.29 + 1.98 + 1.75}{3} \times 58 \times 10^{-9}}{30} = 2.23 \text{ nF}$$

4.4.2 Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İvertörün PSPICE Benzetimi

ÜYKSRI devresinin çalışmasını daha ayrıntılı olarak incelemek amacı ile bilgisayar ortamında benzetimi yapılmıştır. Bu sistem aynı zamanda gerçek ortamda dizayn edileceği için bu aşamaya geçmeden önce çalışmasını daha iyi kavramak, yorum yapabilmek, çıkabilecek sorunları önceden saptayıp önlem alabilmek için öncelikle bilgisayar ortamında benzetim yoluna gidilmiştir.

Bilgisayar benzetimi ile çalışan bir kişi, sistemin yerleştirme düzeni ile ilgili gerekli olan bilgilerin çoğuna sahip olabilir. Aynı zamanda, sistem içindeki değişkenin veya değişken gurubunun izole edilmiş, akıcı bir şekilde ve deneysel çalışmadan daha hızlı bir şekilde çalışması sağlanabilir. Bunların yanında kullanıcı sistemin nasıl çalıştığını daha iyi anlar ve daha verimli dizaynlar için tahminlerde bulunur (Ruffini ve diğ., 2001).

PSPICE programı, analog devrelerin bilgisayar ortamında benzetimi için geliştirilmiş dünya standartlarında bir programdır. Bu program MicroSim şirketi tarafından geliştirilmiştir. PSPICE, elektriksel devre dizaynlarını oluşturmadan önce, deneme yapılmasına yardımcı olur. Hiçbir donanıma dokunmadan gerekli olan değişikliklerin yapılmasına müsaade eder. Kısaca PSPICE ile bir laboratuvar masası gibi bir ortamda test devresi oluşturarak, ölçümler yapılabilir (Tuinenga, 1992). Aynı zamanda güç elemanlarının yerleştirilme biçimlerinden kaynaklanan, kablo endüktansı etkisi ve geçmişte laboratuvarında uygulama dışında belirlenemeyecek bir çok etki de bilgisayar ortamında benzetim yoluyla incelenerek çözümler getirilebilir (Ertan ve Demirtürk, 1989).

PSPICE programında dizaynlar netlist veya şematik bölümlerinde yapılabilir. Netlist kısmında düğüm noktaları arasındaki elemanlar belirlenerek devreyi tanıtan, analiz

türünü ve özelliklerini belirten bir program yazılır ve çalıştırılır. Şematik kısmı ise daha görsel bir bölümdür, kullanılmak istenilen elemanlar programın kütüphanesinden seçilir. Seçilen elemanların bağlantı noktaları birleştirilir, elemanlar için gerekli tanımlamalar yapılır, yapılmak istenilen analiz metodu belirlenir ve devre çalıştırılarak çalışması gözlenir.

Bu çalışmada dizayn edilmek istenen sistem, şematik editörünün daha görsel olması, çalışmasının daha kolay ve anlaşılır olması gibi özelliklerinden dolayı şematik editöründe oluşturulmuş ve benzetimi yapılmıştır. Şematikte oluşturulan devre şekli Şekil 4.14’de görülmektedir.

Devrenin toplam çalışma periyodu $180 \mu\text{s}$ ’dir. Her bir rezonans devresi için $60 \mu\text{s}$ zaman ayrılmıştır ve şekilde en alttan başlamak üzere birinci, ikinci ve üçüncü rezonans devreleri çalıştırılmaktadır. Bu şekilde çalışmayı gerçekleştirebilmek için anahtarlar seri ve paralel olarak bağlanmıştır.

Birinci devreye bakıldığında, M_1 ve M_{11} anahtarları birinci devrenin 33.3 kHz ’de çalışmasını sağlayan dönüşümlü olarak anahtarlama yapan elemanlardır. M_2 anahtarı M_1 anahtarına, M_{12} anahtarı da M_{11} anahtarına seri olarak bağlanmıştır ve M_1 ile M_{11} anahtarlarının kendilerine ayrılan süre boyunca yani $60 \mu\text{s}$ boyunca devrede kalmalarını sağlamaktadırlar. İlk önce birinci rezonans devresi çalıştırıldığı için M_2 ve M_{12} anahtarları toplam anahtarlama periyodunun ilk $60 \mu\text{s}$ ’inde iletimde ve $120 \mu\text{s}$ boyunca M_1 ve M_{11} anahtarlarını devreden çıkarmak için yalıtımda kalmaktadırlar. M_2 ve M_{12} anahtarlarının yalıtıma girmesi ile ikinci rezonans devresi çalışmaya başlamaktadır. İkinci ve üçüncü rezonans devrelerinin güç kaynağı ile bağlantılarının yapılabilmesi için M_1 ve M_2 anahtarına paralel bağlı olan M_3 anahtarı kullanılmıştır. M_3 anahtarı, M_1 anahtarının anahtarlama süresi boyunca yalıtımda kalmaktadır yani $180 \mu\text{s}$ ’nin ilk $60 \mu\text{s}$ ’inde yalıtımda geri kalan bölümünde ise sürekli iletimdedir. M_{11} anahtarlarının $60 \mu\text{s}$ çalışma periyodunda devre M_6 , M_{10} , M_{12} , M_{16} ve M_{20} anahtarlarının sürekli iletimde kalması ile tamamlanmaktadır. Birinci devre çalışırken bu anahtarların dışındaki anahtarlar yalıtım durumundadır.

İkinci rezonans devresinin 50 kHz'de çalışmasını sağlayan ve dönüşümlü olarak anahtarlama yapan elemanları M_4 ve M_{14} anahtarlarıdır. M_4 anahtarına seri bağlı olan M_5 ve M_{14} anahtarına seri bağlı olan M_{15} anahtarları da birinci devrede olduğu gibi M_4 ve M_{14} anahtarlarının 60 μ s boyunca iletimde diğer sürelerde yani birinci ve üçüncü devre çalışırken yalıtımda kalmalarını sağlamaktadır. Bu durumda M_5 anahtarı 60 μ s'lik bir gecikmeyle çalışmaya başlamaktadır ve toplam çalışma periyodunun ikinci 60 μ s'inde iletimde geri kalan sürede yani üçüncü rezonans devresi çalışırken yalıtımda kalmaktadır. M_{14} anahtarının kendisine ayrılan ikinci 60 μ s'lik zaman diliminde anahtarlama yapması M_3 , M_{10} , M_{13} , M_{15} , M_{20} anahtarlarının sürekli iletim durumunda olması ile sağlanmaktadır. İkinci rezonans devresi çalışırken, bu anahtarların dışındaki anahtarlar yalıtım durumunda kalmaktadır.

Üçüncü rezonans devresi çalışırken M_8 ve M_{18} anahtarları devrenin 66.6 kHz'de çalışmasını sağlayan birbirleri ile dönüşümlü olarak anahtarlama yapan elemanlardır. M_9 ve M_{19} anahtarları, M_8 ve M_{18} anahtarlarına seri bağlanarak bu anahtarların toplam çalışma periyodunun ilk 120 μ s'inde yalıtımda son 60 μ s'de ise ilettime geçmelerini sağlamaktadırlar. M_{18} anahtarı toplam çalışma periyodunun son 60 μ s'i boyunca anahtarlama yapması M_3 , M_7 , M_{13} , M_{17} , M_{19} anahtarlarının sürekli iletimde kalması ile sağlanmaktadır. Üçüncü rezonans devresinin çalışma periyodu boyunca diğer anahtarlar yalıtım durumundadırlar. Toplam 180 μ s'lik çalışma periyodu her üç devrenin de sırası ile ilettime geçirilmesi ile sağlanmıştır. Bu sürenin sonunda tekrar birinci devre çalışmaya başlar ve aynı şekilde devam eder.

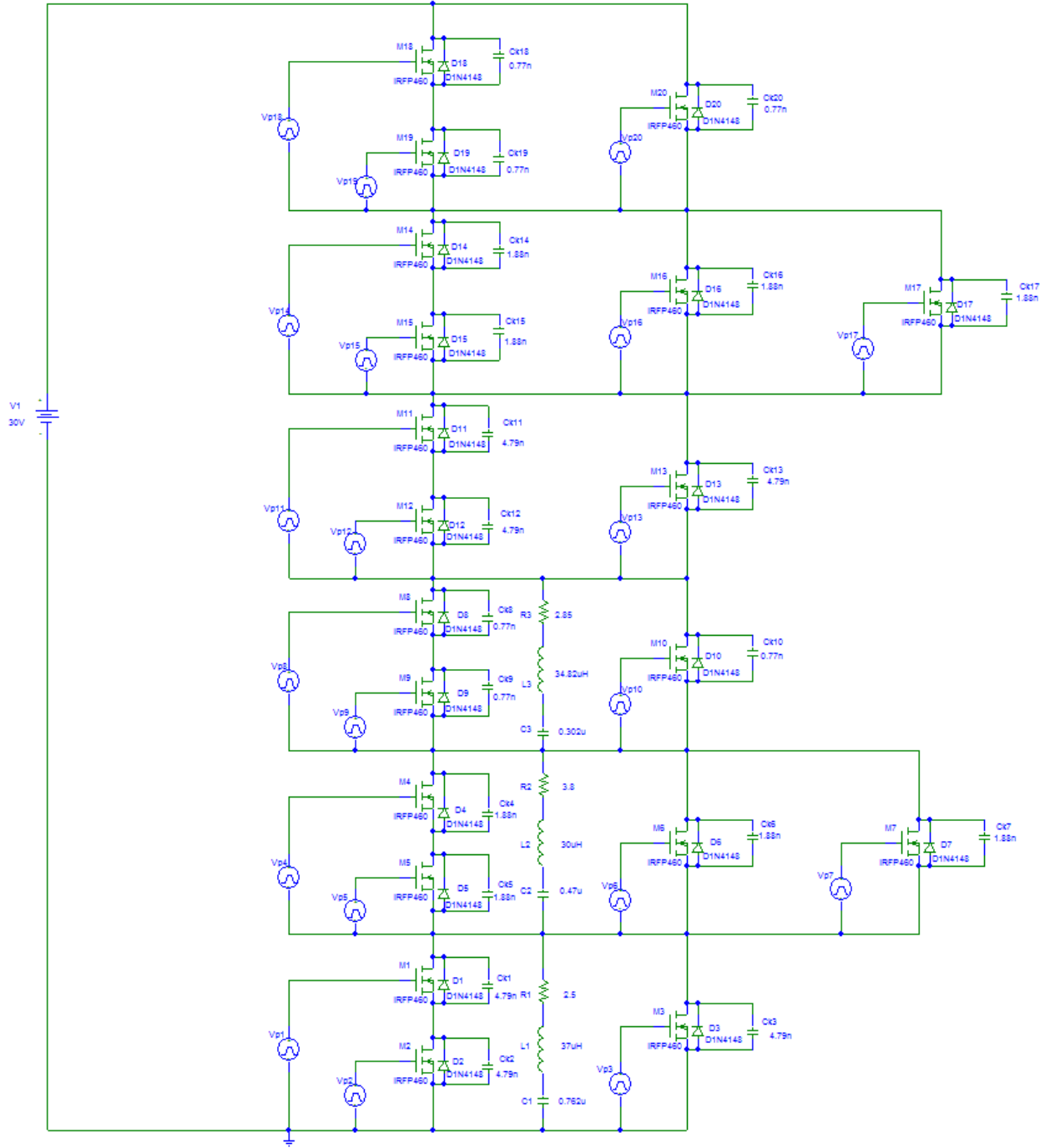
Devrenin benzetimi yapıldığında her bir rezonans akımının dalga şekli Şekil 4.15'deki gibi olmaktadır. Şekil 4.16'da sıfır gerilim anahtarlama göstermek için M_4 anahtarı seçilmiştir. M_4 anahtarının tetikleme ve uçlarındaki gerilimin dalga şekilleri gösterilmiştir ve anahtar gerilimi sıfır olduğu anda anahtarın yeniden ilettime geçtiği şekil üzerinde görülmektedir. Şekil 4.17'de M_4 anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Anahtar akımı aynı zamanda bobin akımı olduğu için bobin akımının maksimum değerleri ile aynıdır ve anahtar üzerine düşen maksimum gerilim kaynak gerilimi ile sınırlıdır. Şekil 4.18'de rezonans kondansatörleri üzerinde meydana

gelen gerilim dalga şekilleri verilmiştir ve dalga şekillerinin her iki saykıldaki maksimum değerleri işaretlenmiştir.

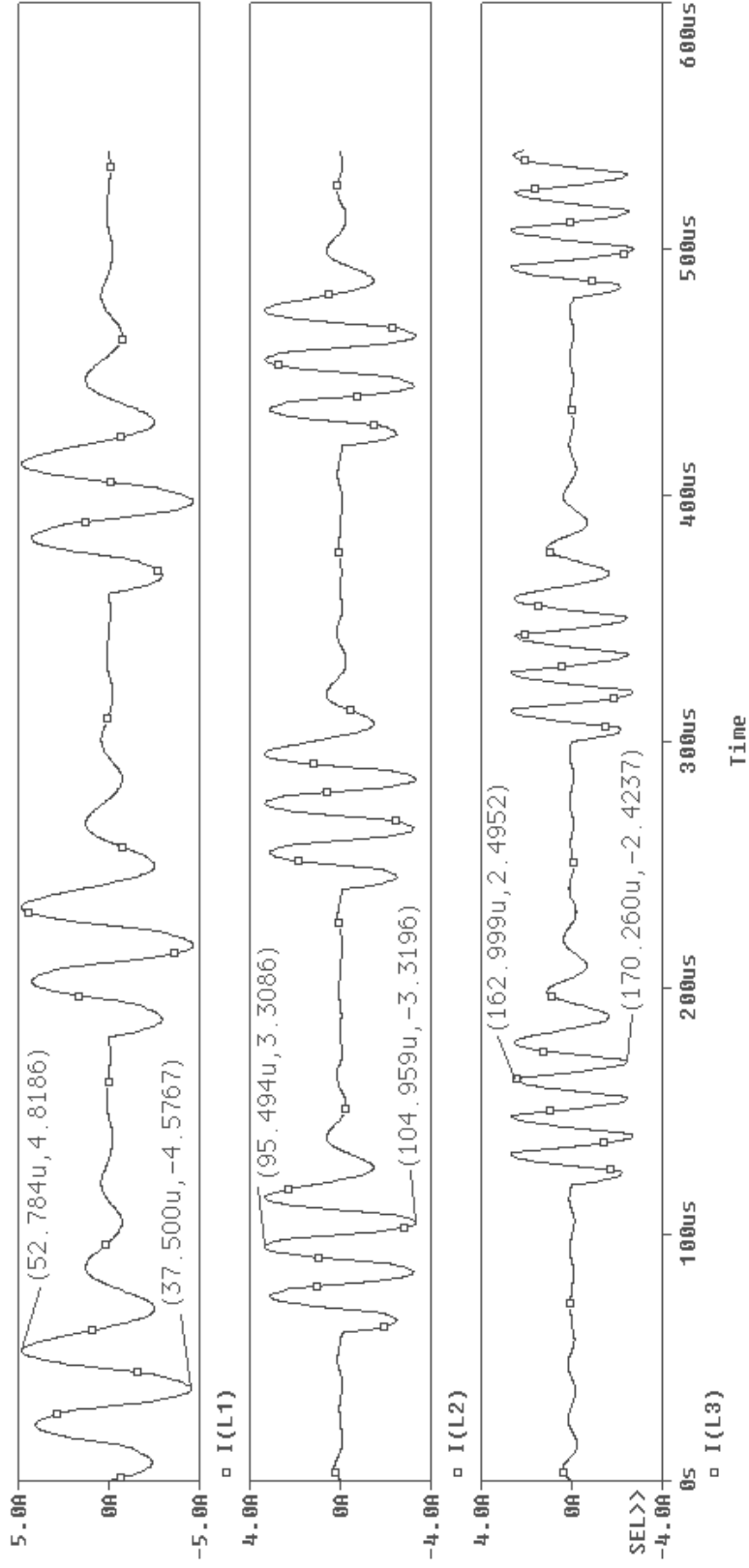
Çizelge 4.1’de analiz ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması görülmektedir. Benzetim ve analiz sonuçları birbirinden farklı çıkmasının sebebi, devre dizaynının ideal ortamda yapılmasından kaynaklanmaktadır. Devrenin benzetimi yapılırken anahtarların kontrol sinyallerini üretmek için çok sayıda anahtarlama elemanı kullanılmıştır ve anahtarların direnç ve endüktans etkisi sonuçların farklı çıkmasına sebep olmaktadır.

Çizelge 4.1: ÜYKSRI’ün analiz ve benzetim sonuçları.

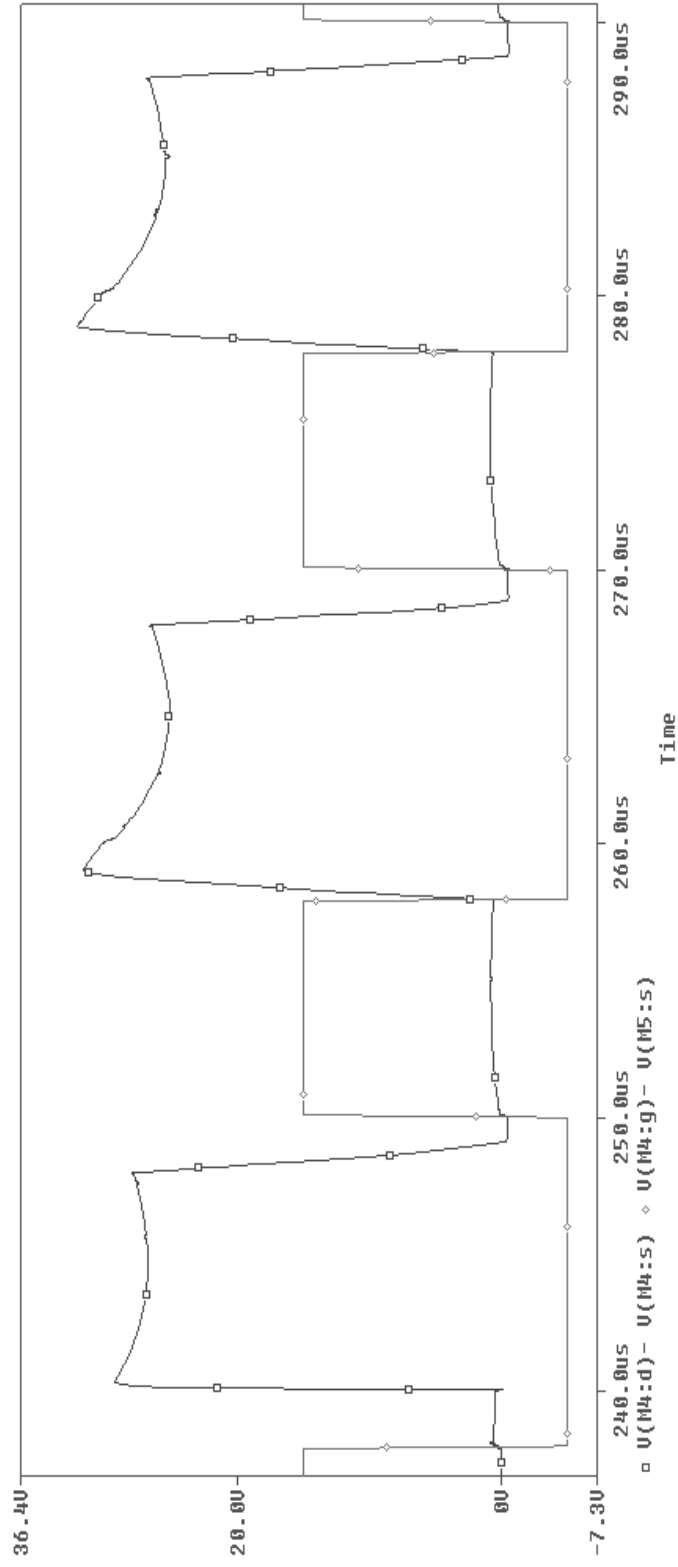
	Parametreler	İdeal ortamda yapılan analiz ve dizayn sonuçları	PSPICE benzetimi sonuçları
Akım (Amper)	$I_{L1m}=I_{A1m}$	6.59	4.82
	$I_{L2m}=I_{A2m}$	4.12	3.3
	$I_{L3m}=I_{A3m}$	3.5	2.5
Gerilim (Volt)	V_{C1tt}	82.62	67.90
	V_{C2tt}	55.82	48.32
	V_{C3tt}	55.5	38.36
	V_{A1m}	30	29.88
	V_{A2m}	30	31.76
	V_{A3m}	30	33.12
	V_{A4m}	30	30.77
Güç (Watt)	P_1	6.02	11.34
	P_2	3.59	4.03
	P_3	1.1	1.18



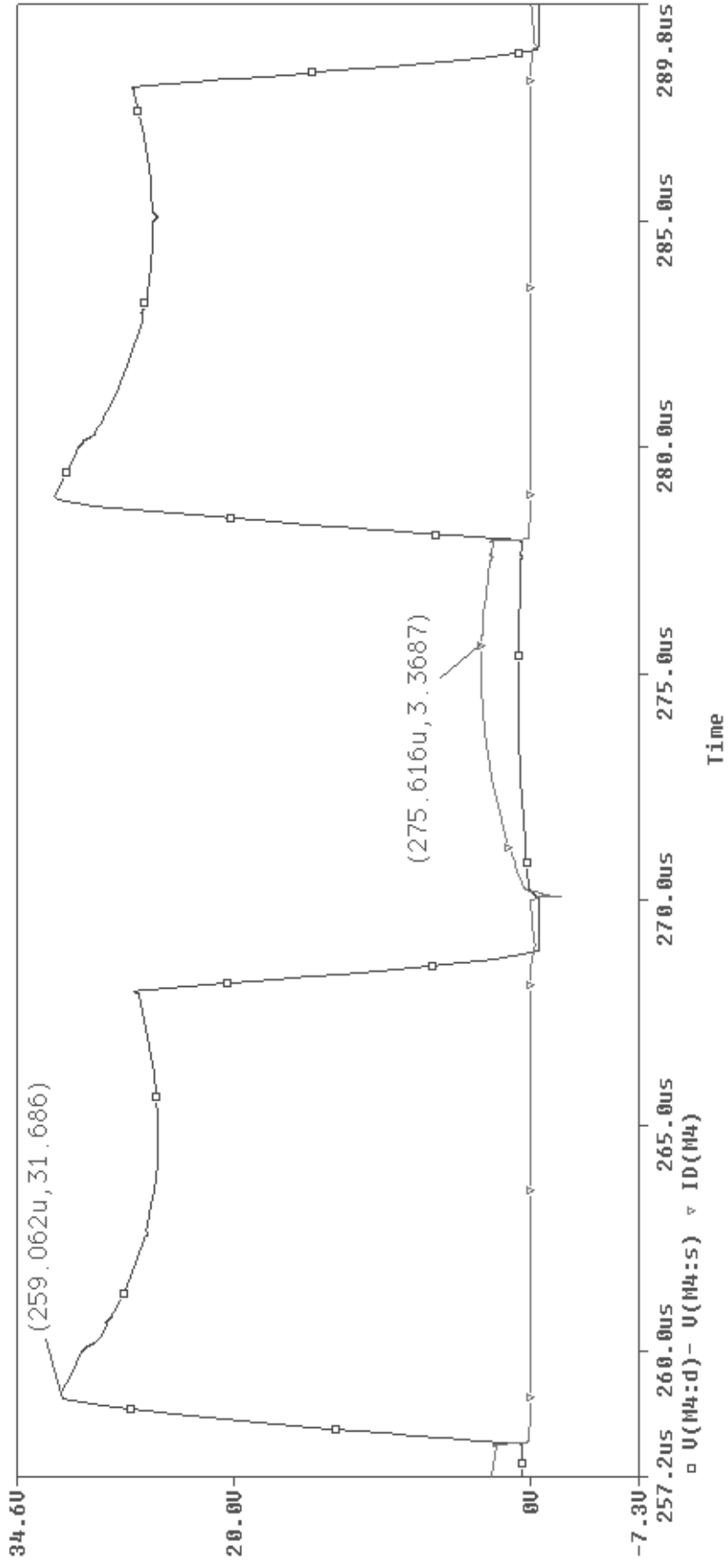
Şekil 4.14: PSPICE ortamında oluşturulan üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi.



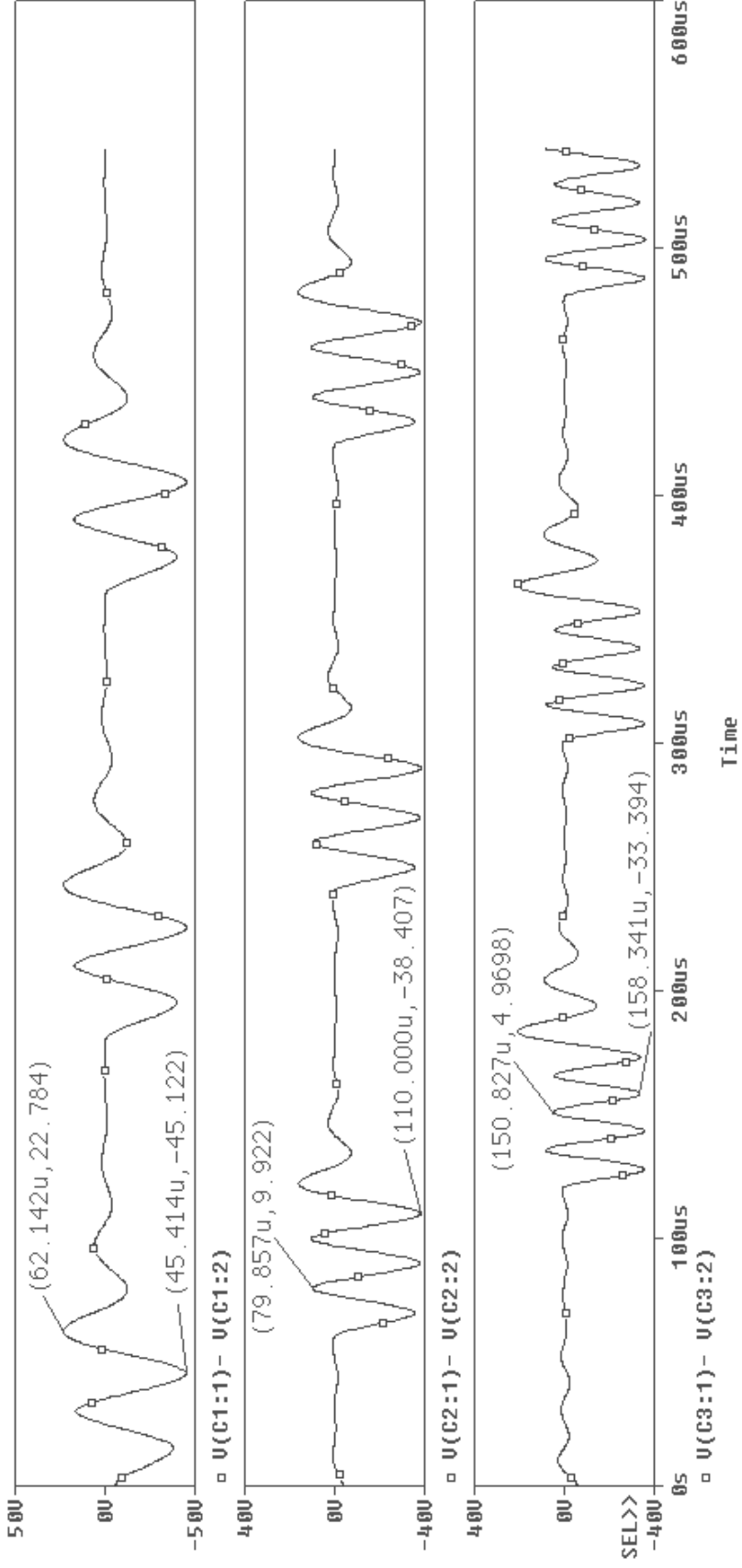
Şekil 4.15: Rezonans akımlarının dalga şekilleri ve maksimum değerleri.



Şekil 4.16: M₄ anahtarının sıfır gerilimde anahtarlama.



Şekil 4.17: $M4$ anahtar akımının ve geriliminin dalga şekilleri, maksimum değerleri.



Şekil 4.18: Rezonans kondansatörleri gerilimlerinin tepe değerleri.

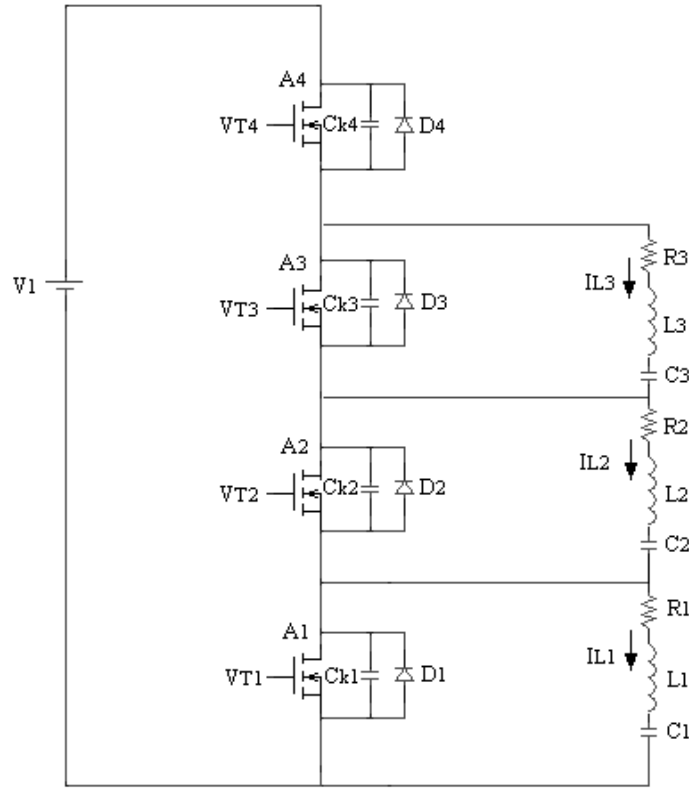
BEŞİNCİ BÖLÜM

ÜÇ YARIM KÖPRÜ SERİ REZONANS İNVERTÖRÜN UYGULAMASI

5.1 Giriş

Bu bölümde, bir önceki bölümde benzetimi yapılan ÜYKSRI'nın laboratuvar ortamında pratik uygulaması gerçekleştirilmiştir. Uygulamaya ilk önce bobin tasarımı ile başlanmıştır. Mutfak tipi bir uygulama olduğu için düz spiral (pancake) tipi bir bobin dizayn edilmiştir ve bobin-yük kombinasyonunun endüktans değerini saptayabilmek için gerekli ölçümler yapılmıştır. Hesaplanan akım gerilim değerleri doğrultusunda uygun olan yarı iletken anahtarlar seçilerek bu anahtarların kontrol devreleri tasarlanmıştır. Kontrol devresinin oluşturulmasında PIC (Peripheral Interface Controller) mikrodenetleyicisinden yararlanılmıştır ve elde edilen PIC kontrol sinyallerinin anahtarı iletime geçirebilecek duruma getirmek için gerilim yükseltici sürücü devreler kullanılmıştır.

Uygulanmak istenen ÜYKSRI devresi Şekil 5.1'de verilmiştir. Sistemin pratik çalışması sağlandıktan sonra, ÜYKSRI, ÇYKSRI ve YKSRI'nın belli zaman aralıklarında sıcaklık ölçümleri gerçekleştirilmiş ve her bir sistemden alınan güç belirlenerek, sonuçlar karşılaştırılmıştır.



Şekil 5.1: Üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi.

5.2 Bobin Tasarımı

İndüksiyon ile ısıtma işlemi bobin üzerinde elde edilen enerji ile gerçekleştirildiği için bu ısıtma sisteminde en önemli unsurlardan bir tanesi ısıtma bobinidir. Dizayn edilen bobin rezonans devresini oluşturan elemanlardan biridir. Sistem tasarlanırken rezonans devresi içindeki akım ve gerilim değerleri doğrultusunda anahtarlama elemanları seçildiği için rezonans devresinin oluşmasını sağlayan bobin dizaynı bu noktada önemlidir. Anahtarlar üzerlerine transfer edilen güce göre seçilmelidirler ve anahtarlama elemanlarının taşıyabileceği oranda giriş güç kaynağı seçilir. Anahtarlara transfer edilen güç bobin üzerinde üretildiği için indüksiyon ısıtma sistemleri tasarlanırken ilk önce bobin dizaynı yapılmalıdır (Atavi, 1991). İstenilen bobin gücü ise

kullanılan güç kaynağının değeri ile ilgili olduğu için güç kaynağının seçimi yapılırken de bobin tasarımı önemlidir.

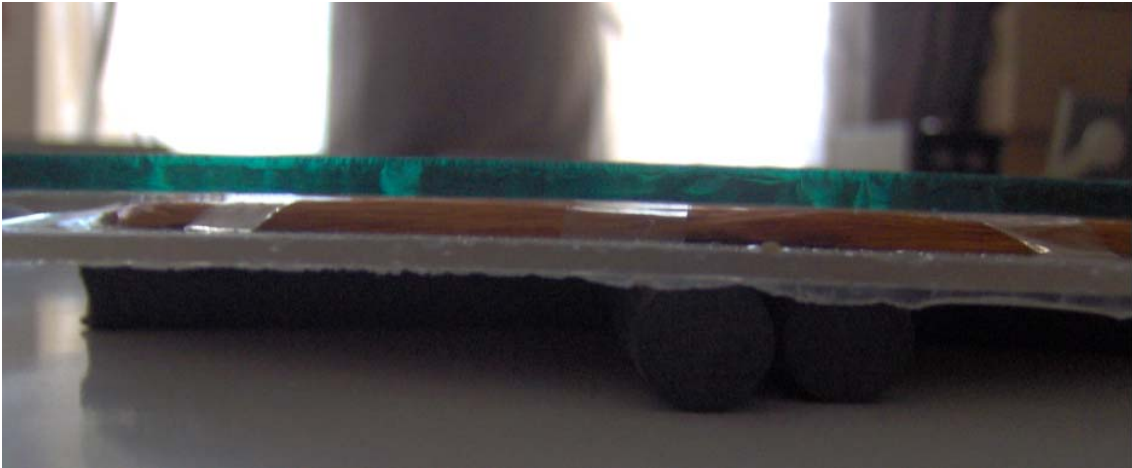
Mutfak tipi uygulamalarda, yüklerin geometrisine en uygun bobin tipi düz spiral geometrisine sahip bobinlerdir. Mutfak tipi uygulamalarda indüksiyon bobini tencerenin geometrisine uygun bir şekilde tasarlanmalıdır. Bu amaç için tasarlanmış uygun geometriler, basket bobin, helisel bobin ve düz spiral tipindeki bobinlerdir. Mutfaklarda kullanılan çoğu tencereler düz bir tabana sahip oldukları için düz spiral geometrisine sahip bir bobin kullanmak daha uygundur (Chatterjee, 1991).

Bu çalışmada, üç farklı çapta ısıtma yükleri için üç adet bobin dizaynı yapılmıştır. Burada yüksek frekansta deri olayı etkisini azaltarak, akım taşıma kapasitesini artırmak için 0.12 mm çapında litz teli kullanılmıştır. 30 kHz ile 66.6 kHz arasında akımın ulaşabildiği maksimum derinlik Denklem (2.6) ile hesaplanmış ve değerleri 0.39 mm ve 0.26 mm arasında değişmektedir. Bu sonuçlara göre seçilen litz telinin çap kalınlığı uygun bir seçimdir. Bu tellerin 150 tanesi bir araya getirilerek bir bobin spiri oluşturulmuş ve düz bir spiral şeklinde spirler arasında boşluk kalmayacak şekilde bobin sarımı gerçekleştirilmiştir. Sarım işlemi yapılırken, farklı çaplarda alternatif yükler kullanabilmek için, bobinin ortadaki spirlerine yakın yerden orta uç çıkarılmıştır. Bobinin dış çapından oldukça küçük çaptaki yüklerin verimli olarak ısıtılması için bu yöneme başvurulmuştur. Böylece bobin çok amaçlı olarak kullanılabilir. Dizayn edilen bobinlerden biri Şekil 5.2’de verilmiştir.

Bobinin altına çubuk şeklinde ferit nüveler yerleştirilerek asimetrik bir bobin yapısı oluşturulmuştur. Ferit nüveler sayesinde bobin üzerinde oluşan değişken manyetik akının havaya dağılarak meydana getirdiği kaçak akılar azaltılır. Asimetrik bobin yapısını oluşturan ferit nüveler bobinin bir tarafındaki manyetik akı yolunun direncini azaltarak, akının bobin üzerinde yoğunlaşmasını sağlamaktadır. Oluşturulan asimetrik bobin yapısı Şekil 5.3’de görülmektedir. Bobinin altına yerleştirilen ferit çubukların sayısının yani nüve hacminin artırılmasıyla, tencere ile nüveler arasındaki manyetik bağlantı güçlenerek bobin üzerinde depolanan enerji artar diğer taraftan ise havaya kaçak akı olarak dağılan enerji azalır (Imai ve diğ., 1997).

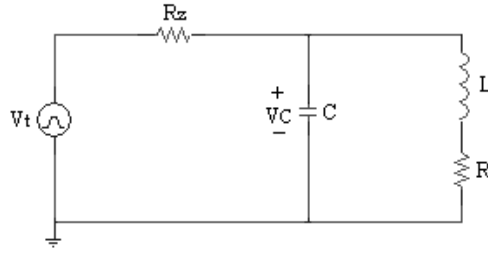


Şekil 5.2: Dizayn edilen düz spiral tipi bobin.



Şekil 5.3: Asimetrik düz spiral tipi bobin.

Bobin yüklü durumda iken değişik çalışma frekanslarında endüktans ve direnç değerini belirlemek için Şekil 5.4'deki paralel rezonans devresi kullanılmıştır. L ve C rezonans elemanları, R bobin direnci ve R_z ise rezonans akımını sınırlamaktadır.



Şekil 5.4: Endüktans ve direnç ölçümü için kullanılan paralel rezonans devresi.

Devre çalıştırıldığında, rezonans kondansatörü üzerine düşen geriliminin periyodu, bobin ile kondansatörün rezonansa girdiği periyodu göstermektedir. Ölçülen rezonans periyodu ile Denklem (5.1)'deki eşitlik kullanılarak rezonans frekansı bulunabilir.

$$f_r = \frac{1}{T_r} \quad (5.1)$$

Devre rezonans frekansında çalışırken bobinin reaktansı ile kondansatörün reaktansı birbirine eşittir. Bu eşitlikten faydalanarak endüktans ifadesi Denklem (5.2)'deki gibi bulunur. Burada kondansatör değeri değiştirilerek değişik rezonans frekanslarında çalıştırılabilir ve elde edilen frekans değerleri ile frekansa göre meydana gelen endüktans değişimi saptanabilir.

$$L = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C} \quad (5.2)$$

Yüklü durumdaki bobin direnci Denklem (4.4)'de verilen kalite faktörü eşitliği kullanılarak hesaplanabilir. Kalite faktörü ise kondansatör geriliminin maksimum değerleri kullanılarak Denklem (5.3) yardımı ile hesaplanabilir.

$$Q = \frac{\pi}{\ln(V_{Cm1}/V_{Cm2})} \quad (5.3)$$

Yukarıda anlatılan ölçüm metodu kullanılarak yapılan ölçümlerde birinci rezonans devresi için tasarlanan 200x200x1.4 mm ebatlarındaki yük ile yüklenmiş 33.3kHz'de

çalışan bobinin endüktansı $L_1=37 \mu\text{H}$ ve direnci $R_1=2.5 \Omega$ olarak ölçülmüştür. İkinci rezonans devresi için tasarlanan $180 \times 180 \times 0.8 \text{ mm}$ yük ile yüklenmiş 50 kHz 'de çalışan bobin endüktansı $L_2=30 \mu\text{H}$ ve direnci $R_2=3.8 \Omega$ olarak ölçülmüştür. Son olarak üçüncü rezonans devresi için tasarlanan $160 \times 160 \times 1.4 \text{ mm}$ yük ile yüklenmiş 66.6 kHz 'de çalışan bobin endüktansı $L_3=34.82 \mu\text{H}$ ve direnci $R_3=2.85 \Omega$ olarak ölçülmüştür.

5.3 Kontrol Birimi

Kontrol ünitesi, anahtarların anahtarlama zamanının ayarlandığı, sistemin çalışma frekansının kontrol edildiği ve frekans kontrolü ile aynı zamanda güç kontrolünün yapılabildiği bölümdür.

Anahtarların iletim ve yalıtım zamanları PIC programlamayla programlanmış ve yalıtım zamanında 0 V , iletim zamanında 5 V değerinde lojik çıkışlar elde edilmiştir. Bu 5 V 'luk gerilim seviyesi anahtarın sürülmesi için yeterli olmadığından sürücü devresi yardımı ile gerekli gerilim seviyeleri elde edilmiştir.

5.3.1 PIC Programlama

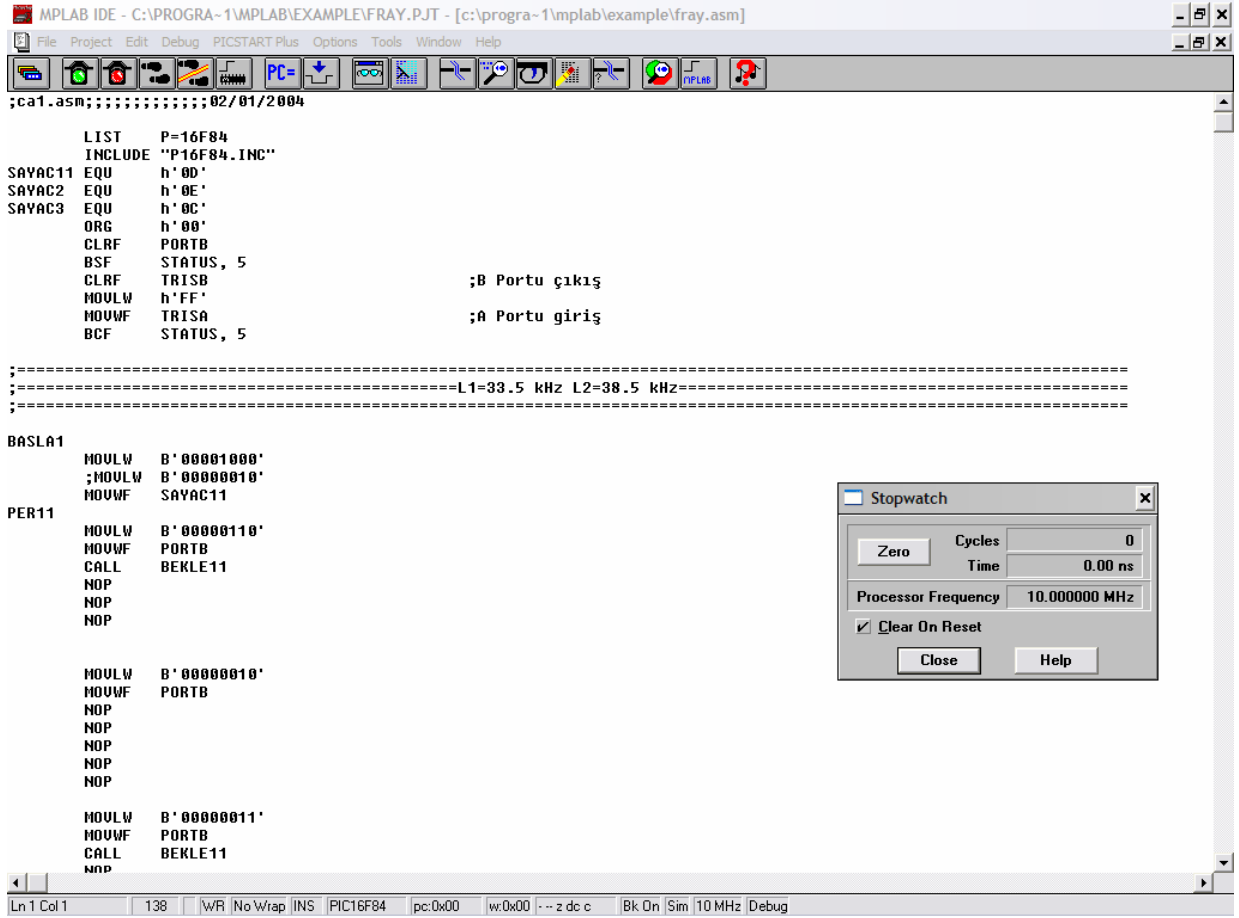
Bu çalışmada kontrol ünitesi olarak PIC mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. PIC programlamanın kolay bir şekilde yapılabilmesi, hem yazılım hem de donanım olarak kolay ve ucuz bir şekilde elde edilebilir olması, gerçek ortama geçmeden önce bilgisayar ortamında simülasyon yapılarak programın istenildiği gibi çalışıp çalışmadığının görülmesi gibi özellikleri PIC'i avantajlı kılmıştır (Altınbaşak, 2000).

Yapılan uygulamanın özelliklerine göre değişik PIC mikrodenetleyiciler vardır. Bunlardan PIC16F84 flash bellek teknolojisine sahiptir yani mikrodenetleyicisi üzerine yüklenen program, chip'e uygulanan enerji kesilse bile hafızasından silinmez. Aynı zamanda PIC16F84'ü programlayıp deneylerde kullandıktan sonra silip yeniden

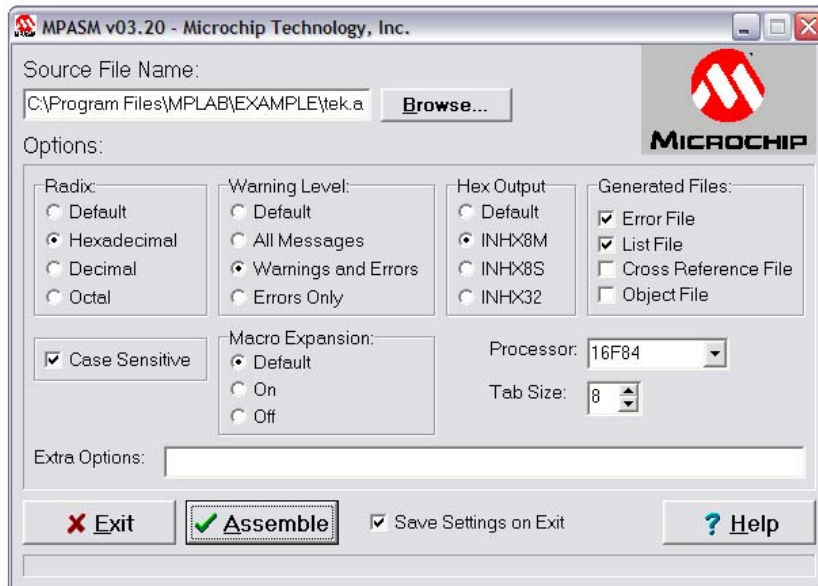
programlamak mümkündür. Diğer bir üstünlüğü programlama donanımının çok ucuz ve kullanışlı olmasıdır. Bu çalışmada da tercih edilen mikrodenetleyici, PIC16F84'dür (Altınbaşak, 2000).

PIC programlamayı yapabilmek için öncelikle bilgisayar ortamında bir metin editöründe program yazılır, yazılan program PIC'in anlayabileceği makine diline dönüştürülür ve programlama kartı ve bu kartın yazılımı aracılığı ile bilgisayar ortamındaki program PIC entegresine yüklenir. Program yüklendikten sonra doğru çalışıp çalışmadığını kontrol etmek için breadboard veya deneme kartı üzerinde çalışma şekli incelenir.

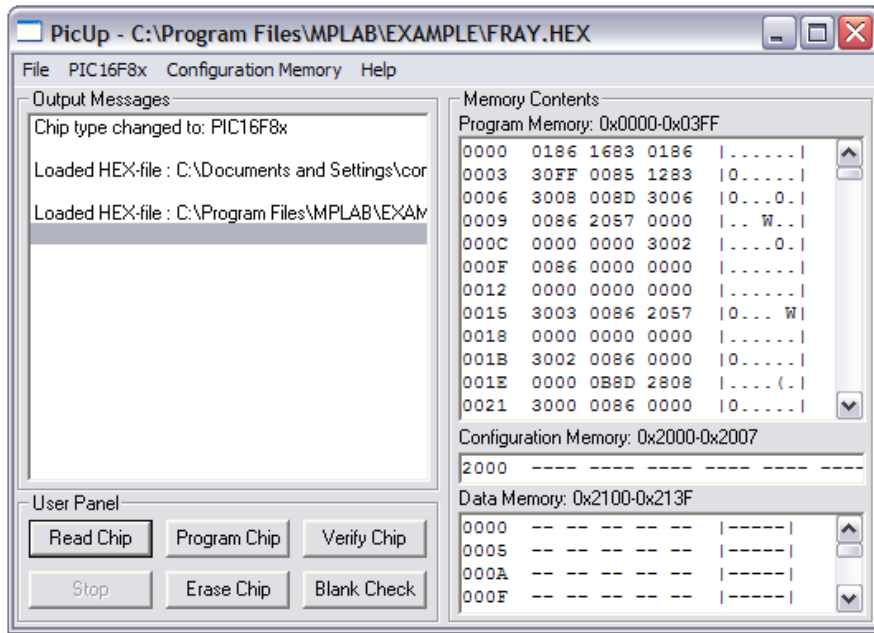
Burada anahtarların iletim yalıtım zamanını kontrol eden programı yazmak ve yazılan programı simülasyonunu yaparak nasıl çalıştığını görmek için Microchip firmasının ürettiği MPLAB programı kullanılmıştır. Şekil 5.5'de MPLAB programının windows ortamında görünüşü verilmiştir. Aynı zamanda MPLAB içinde yazılan programı makine diline dönüştüren Şekil 5.6'da gösterilen MPASM assembler programı da bulunmaktadır. Yazılan programı PIC16F84 üzerine yükleyebilmek için Şekil 5.7'de görünüşü verilen PicUp yazılımı kullanılmıştır. Programın chip üzerine yüklenebilmesi için kullanılan arabirim Şekil 5.8'de görülen PPK U-1.0 adı verilen yalnızca PIC16F84 ve PIC16F84A mikrodenetleyicilerine program yükleyebilmek için kullanılan elektronik karttır. Kart üzerindeki seri port aracılığı ile bilgisayar bağlantısı yapılır ve bilgisayardaki veriler PicUp programı aracılığı ile kart üzerine yerleştirilen PIC16F84 mikrodenetleyicisine aktarılır.



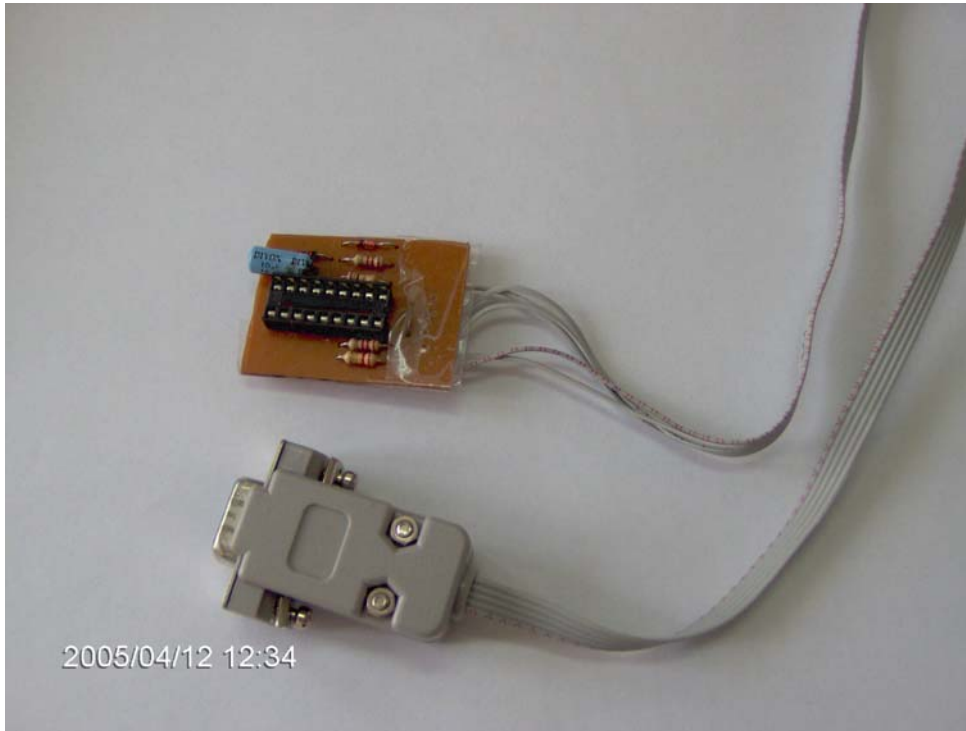
Şekil 5.5: MPLAB editör penceresi.



Şekil 5.6: MPASM editör penceresi.



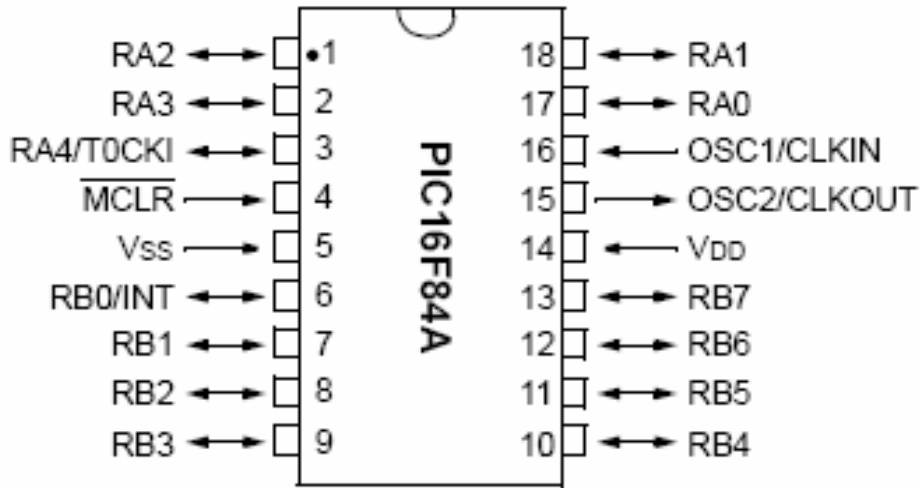
Şekil 5.7: PicUp editör penceresi.



Şekil 5.8: PPK U-1.00 programlama kartı.

Programda kullanılan PIC16F84 mikrodenetleyicisinin pin görünümü Şekil 5.9'da görülmektedir. RA0, RA1,...,RA4 uçları PortA çıkışlarıdır ve bilgi girişi olarak kullanılabilirler. RB0, RB1,...,RB7 uçları PortB çıkışlarıdır ve çıkış uçları olarak kullanılırlar. Gerekliğinde giriş uçları da çıkış uçları olarak kullanılabilir. V_{ss} çıkışı toprak ve V_{dd} çıkışı +5 V'luk kaynağa bağlanmaktadır. PIC'in çalışması sırasında enerji kesilmesi vb. durumlarda çalışması bozulabilir bu durumda MCLR çıkışı kullanılarak devrenin çalışması en baştan başlatılır. PIC'in belleğine yüklenen programların çalışması için bir kare dalga sinyale ihtiyaç vardır. Burada anahtarlama sinyalleri için yapılan kontrol işlem süresi mikro saniyeler mertebesinde çok hassas olmayı gerektirdiği için 20 MHz'lik kristal osilatör kullanılmıştır. 20 MHz'lik tetikleme sinyali kullanıldığında PIC bu frekansı kendi içinde dörde böler. Dörde bölündüğünde 5 MHz'lik dahili bir frekans elde edilir. Bu frekansın bir saykıl süresinde bir komut işlenir.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{5\text{MHz}} = 0.2 \mu\text{s} \text{ (Bir komutun işleme süresi)}$$



Şekil 5.9: PIC16F84 mikrodenetleyicisinin görünüşü.

Program yazılırken, ÜYKSRI devresinde dört anahtarın kontrolü için dört farklı çıkış gerekli olduğundan entegrenin çıkış uçları olan RB0, RB1, RB2 ve RB3 numaralı

bacakları kullanılmıştır. Birinci rezonans devresinin çalışma frekansı 33.3 kHz olarak seçilmiştir. Bu durumda toplam anahtar periyodu,

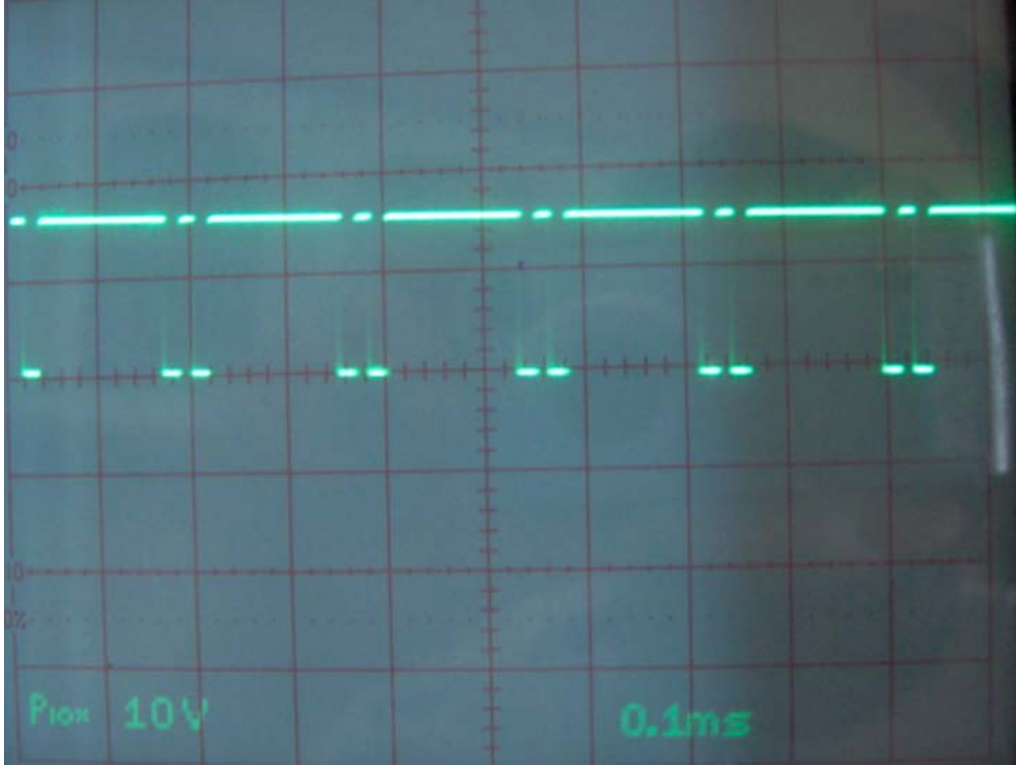
$$T_1 = \frac{1}{f_1} = \frac{1}{33.3 \times 10^3} = 30 \text{ } \mu\text{s}'\text{dir.}$$

İkinci anahtar için 50 kHz seçildiğinde anahtar periyodu 20 μs ve üçüncü rezonans devresi için 66.6 kHz seçildiğinde 15 μs elde edilmektedir. Birinci rezonans devresi için, 30 μs 'lik anahtar periyodu iki anahtar tarafından dönüşümlü olarak kullanılmaktaydı. Bu durumda, anahtarlardan birisi 13 μs iletimde kalmaktadır, iki anahtarın birlikte yalıtımda kaldığı ölü zaman aralığı ise 2 μs 'dir. İkinci rezonans devresi için bir anahtarın iletimde kalma süresi 18 μs , yine birinci devrede olduğu gibi ölü zaman aralığı 2 μs 'dir. Üçüncü devre için ise anahtarların iletimde kalma süresi 6 μs ve ölü zaman aralığı 1.4 μs olarak ayarlanmıştır.

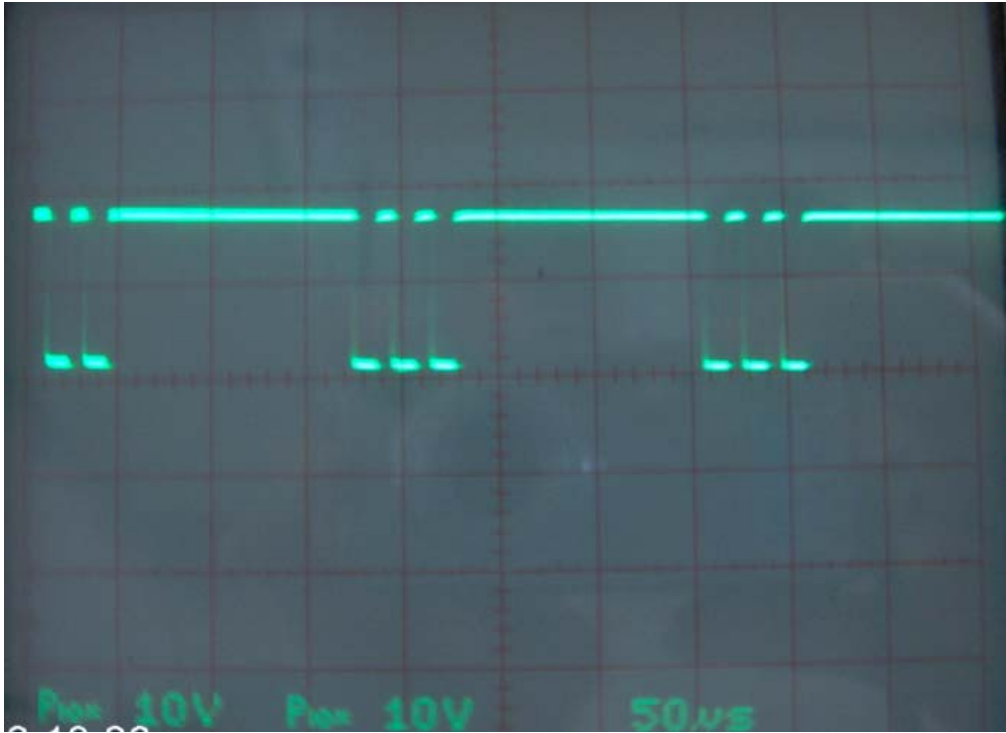
ÜYKSRI devresinin aynı zamanda ÇYKSRI ve YKSRI devresi olarak da çalıştırılabilmesi için programın en başında kullanıcı girişleri için test komutları kullanılarak A portundaki giriş butonları yardımı ile kullanıcıya istediği devreyi kullanma şansı sunulmuştur. Bu durumda ÜYKSRI devresi, iki ısıtma yükünün ısıtılması istenilen uygulamalarda, 33.3 kHz ile 50 kHz'de, 33.3 kHz ile 66.6 kHz'de ve 50 kHz ile 66.6 kHz frekans çiftlerinin herhangi birinde çalışan ÇYKSRI olarak da çalıştırabilir. Bir tane ısıtma yükünün ısıtılması istenilen uygulamalarda ise 33.3 kHz, 50 kHz ve 66.6 kHz çalışma frekanslarının herhangi birinde çalışabilen YKSRI devresi olarak da çalıştırılabilir.

Yazılan program Ek.2'de verilmiştir. Yazılan program MPSAM yardımı ile makine diline dönüştürülmüş ve bilgisayar ile bağlantılı programlama kartı üzerine yerleştirilen PIC16F84 entegresine PicUp yazılımı aracılığı ile komutlar gönderilmiştir. Programlama işi bittikten sonra programın çalışmasını izlemek için osiloskop kullanılmıştır. Breadboard üzerinde kurulan devrede ledlerin mikro saniyeler mertebesinde yanıp sönmeye gözle algılanamayacak kadar hızlı gerçekleştirildiği için

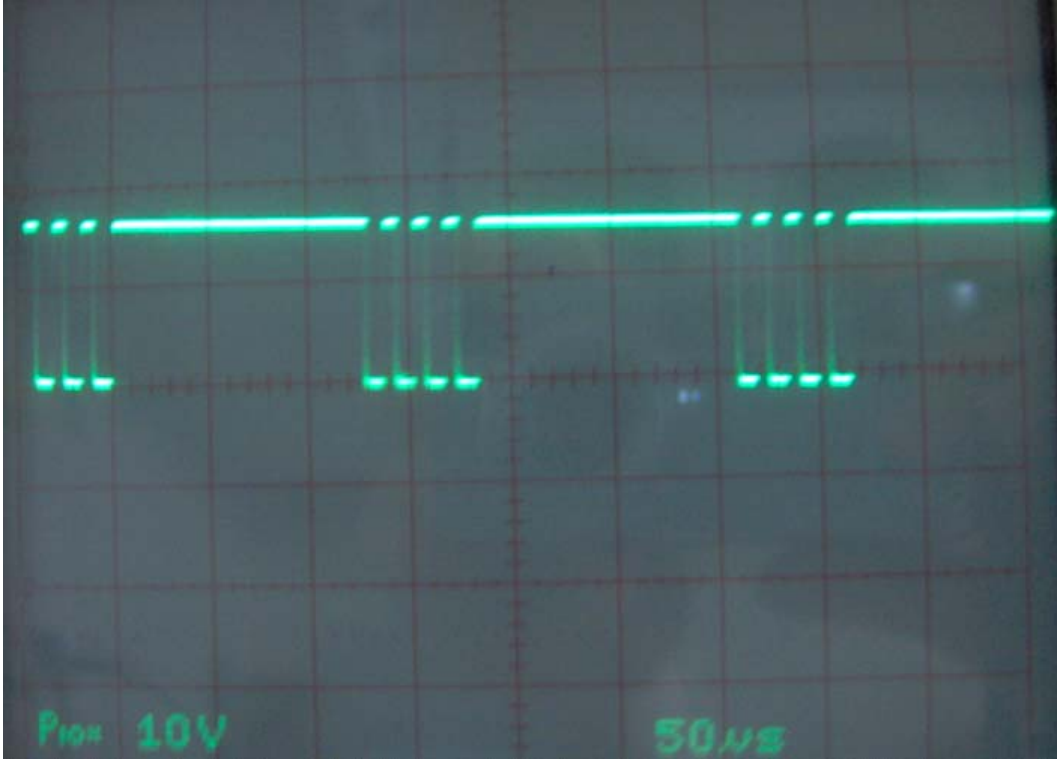
osiloskop ekranına ihtiyaç duyulmuştur. ÜYKSRI anahtar kontrolleri için PIC16F84'ün B birtu çıkışlarından elde edilen sinyaller Şekil 5.10'da verilmiştir.



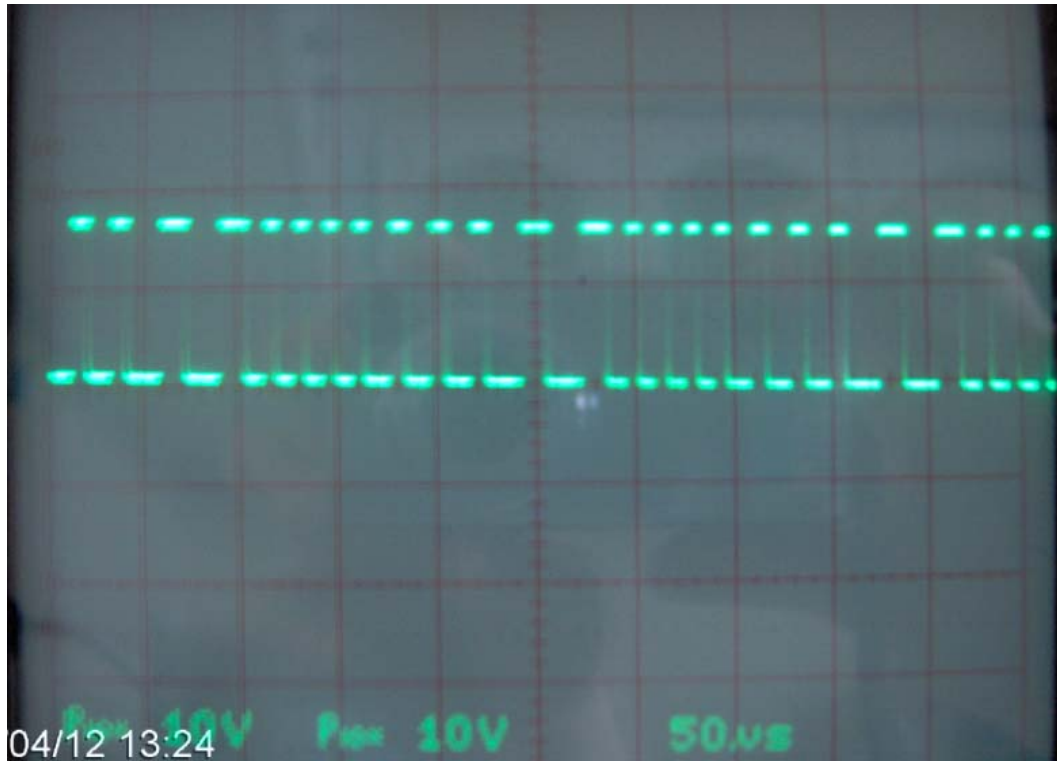
(a) PIC16F84 mikrodenetleyicisi B portu RB₃ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=0.1 ms).



(b) PIC16F84 mikrodenetleyicisi B portu RB₂ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=50 μ s).



(c) PIC16F84 mikrodenetleyicisi B portu RB₁ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=50 μ s).



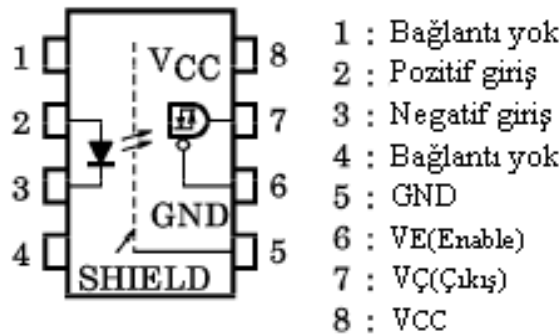
(d) PIC16F84 mikrodenetleyicisi B portu RB₀ çıkışı (Volt/div=1 V, Time/div=50 μ s).

Şekil 5.10: PIC16F84 mikrodenetleyicisinden elde edilen kontrol sinyalleri.

5.3.2 Sürücü Devre

Elde edilen PIC kontrol sinyalleri iletim durumunda +5 V, yalıtım durumunda ise 0 V'u göstermektedir. Tasarlanmak istenen invertör devresi için simülasyon aşamasında kullanılan IRFP460 MOSFET'leri kullanılmıştır. Bu anahtarların iletime geçmesi için gerekli gerilim seviyesi +15V/-15V'dur. Bu yüzden PIC çıkışından elde edilen sinyallerin yükseltilmesi için özel sürücü entegreler kullanılmıştır. Bu sürücü entegreler seçilen yarı iletken anahtarın zamanında iletime ve yalıtıma geçmesini sağlar.

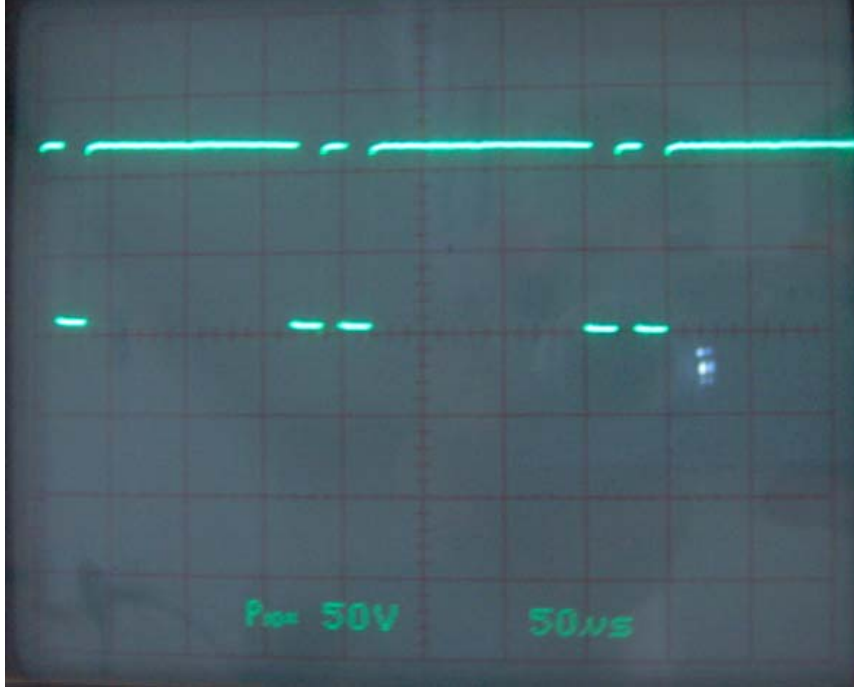
Bu amaç için Toshiba firması tarafından üretilen TLP2200 MOSFET sürücü entegreleri kullanılmıştır. TLP2200 entegresi içinde giriş sinyallerinin yüksek gerilimden izolasyonu için kullanılan, yaklaşık 2500 V'a kadar izolasyon sağlayan optik bir izolatör vardır ve 2.5 MHz'e kadar çalışma frekansına sahiptir. Şekil 5.11 üzerinde TLP2200 entegresinin pin görünüşü verilmiştir.



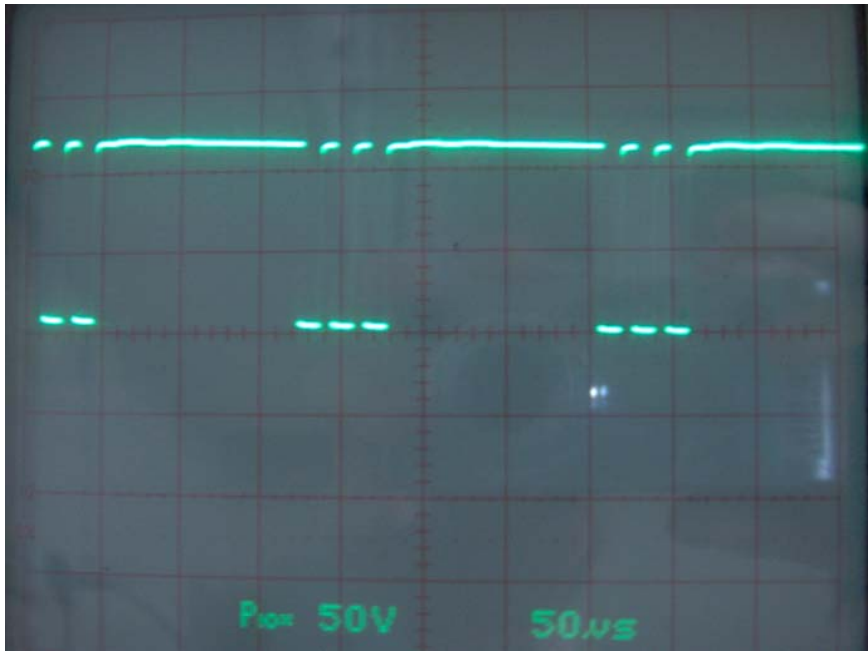
Şekil 5.11: TLP2200 pin görünüşü.

Yukarıdaki devre şemasında görüldüğü gibi 2 nolu uçtan PIC'den elde edilen kontrol sinyalinin pozitif girişi verilir. 3 nolu bacadan ise kontrol sinyalinin negatif girişi verilmektedir. Enable ucu 0 V seviyesine bağlanarak entegrenin çalışması aktif hale getirir. 7 nolu uçtan alınan yükseltilmiş çıkış sinyali anahtarın kapı girişine ve GND çıkışı da anahtarın kaynak girişine verilir.

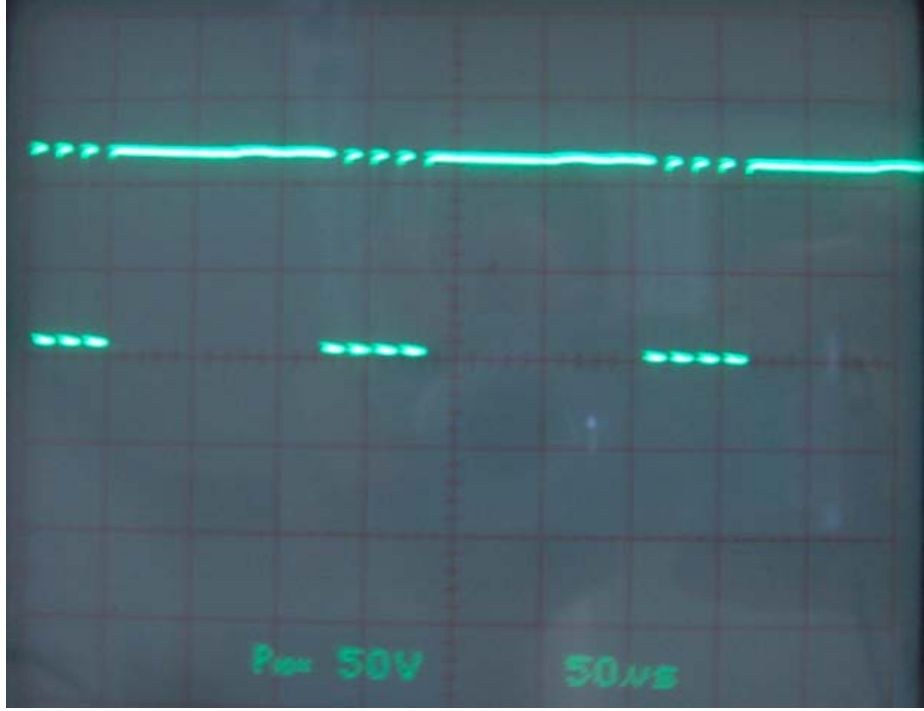
ÜYKSRI devresinde her bir anahtar için ayrı ayrı olmak üzere toplam dört tane sürücü entegre kullanılmıştır. PIC kontrol sinyalleri, gerilim ile beslenen TLP2200 sürücü entegreleri ile sürüldükten sonra meydana gelen her bir çıkış sinyalinin dalga şekli Şekil 5.12’de verilmiştir.



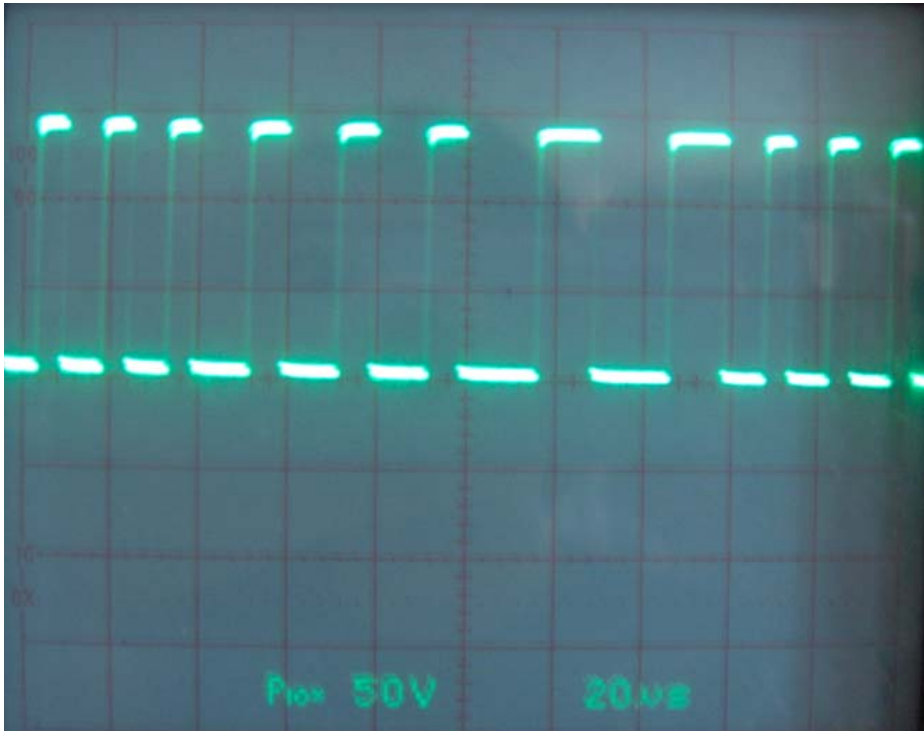
(a) A₁ anahtarı için kullanılan TLP2200 V_Ç çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=50 µs).



(b) A₂ anahtarı için kullanılan TLP2200 V_Ç çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=50 µs).



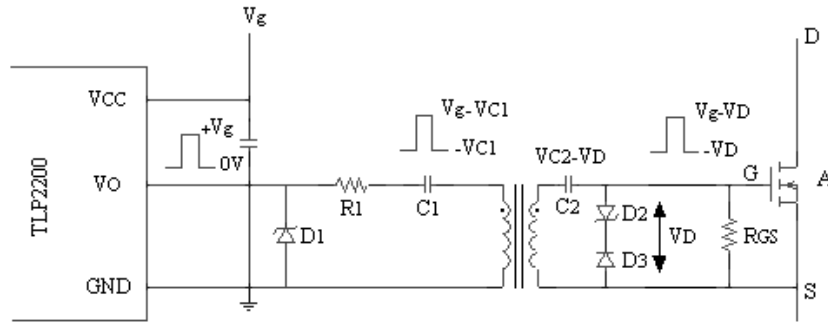
(c) A_3 anahtarı için kullanılan TLP2200 V_C çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).



(d) A_4 anahtarı için kullanılan TLP2200 V_C çıkışı (Volt/div=5 V, Time/div=20 μ s).

Şekil 5.12: TLP2200 sürücülerinden elde edilen tetikleme sinyalleri.

Sürücü devresinden alınan çıkışlar direkt olarak anahtarlara verildiğinde, güç devresi ile sürücü devresinin toprak seviyeleri farklı olduğu için bir toprak uyuşmazlığı meydana gelmektedir. Bunu problemi ortadan kaldırmak için iki devre arasındaki elektriksel izolasyonu sağlayan yüksek frekanslı izolasyon transformatörleri kullanılmıştır. Bu durumda sürücü çıkışından elde edilen sinyaller ilk önce izolasyon transformatörünün girişine uygulanır ve çıkışından elde edilen $-2V/8V$ 'luk izole edilmiş sinyaller anahtarın kapı ve kaynak uçlarına uygulanır. İzolasyon transformatörü ile sağlanan kapı sürme devresi Şekil 5.13'de verilmiştir.



Şekil 5.13: Transformatör ile bağlantılı kapı sürme devresi.

Transformatörün primer sargılarına uygulanan $0/+V_g$ 'lik bir doğru gerilim uygulandığında transformatör sargıları doyuma ulaşacaktır. Bu sebeple sargılar üzerinde ters yönlü gerilim düşümünü oluşturmak için C_1 kondansatörü kullanılmıştır. C_1 kondansatörünün değeri Denklem (5.4) ile hesaplanabilir.

$$C_1 = \frac{Q_g}{V_{C1}} + \frac{(V_s - V_D)D}{V_{C1} R_{GS} f_a} + \frac{V_s(D^2 - D^3)}{V_{C1} 4L_p f_a^2} \quad (5.4)$$

C_1 kondansatörü ile transformatörün primer sargısı endüktansı L_p ile arasındaki rezonans akımının ani değişimini sınırlayan R_1 direncinin değeri Denklem (5.5) ile hesaplanabilir,

$$R_1 \geq 2\sqrt{\frac{L_p}{C_1}} \quad (5.5)$$

L_p ifadesi izolasyon transformatörünün primer tarafına ait manyetik endüktansını ifade etmektedir.

Transformatörün sekonder tarafına bağlanan C_2 kondansatörü, D_2 ve D_3 diyotları anahtara uygulanacak olan tetikleme sinyalinin yeniden düzenlenmesi için kullanılmıştır. D_2 diyotu zener diyot olduğu için sınır gerilimine kadar olan gerilim geçişine izin verir. C_2 kondansatörünün değeri Denklem (5.6) ile hesaplanabilir.

$$C_2 = \frac{Q_g}{V_{C2}} + \frac{(V_g - V_D)D}{V_{C2}R_{GS}f_a} \quad (5.6)$$

Q_g ifadesi kullanılan MOSFET'in toplam kapı şarjını, V_D ifadesi D_2 ve D_3 diyotları üzerine düşen gerilimi ifade etmektedir. V_{C1} ve V_{C2} kondansatör gerilimleri Denklem (5.7) yardımı ile hesaplanabilir. Burada verilen D ifadesi anahtarın görev oranını ifade eder Denklem (5.8)'de verildiği gibi anahtarın iletimde kalma süresinin toplam anahtar periyoduna oranıdır.

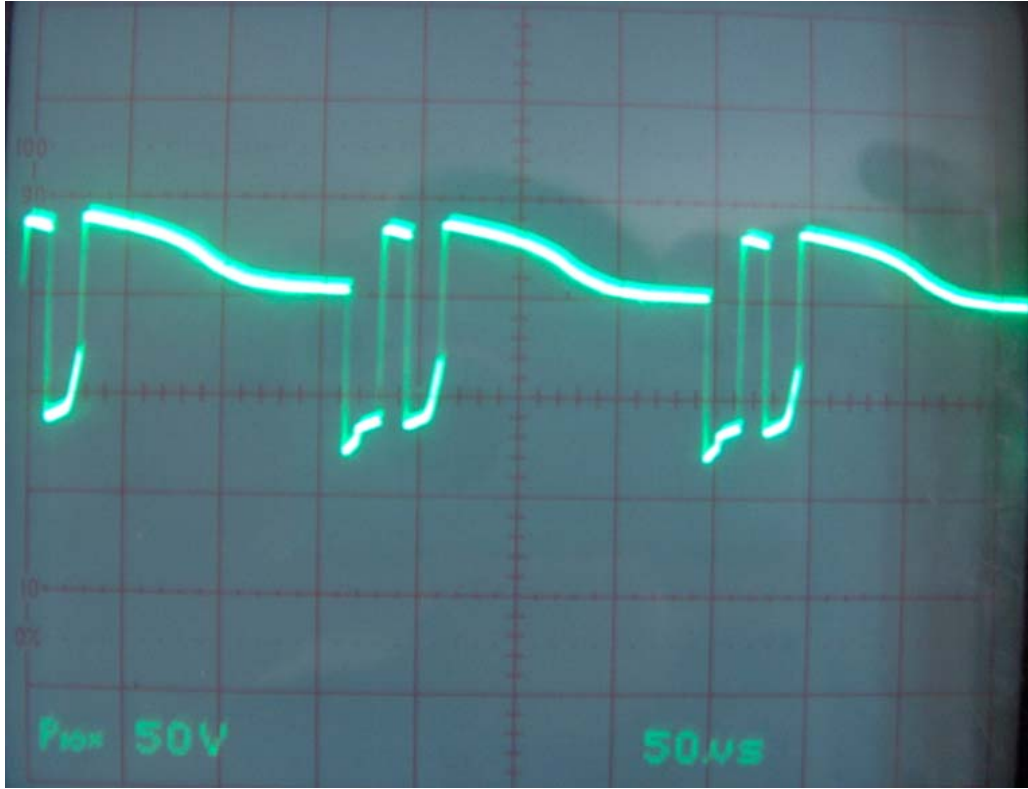
$$V_C = DV_g \quad (5.7)$$

$$D = \frac{t_i}{t_a} \quad (5.8)$$

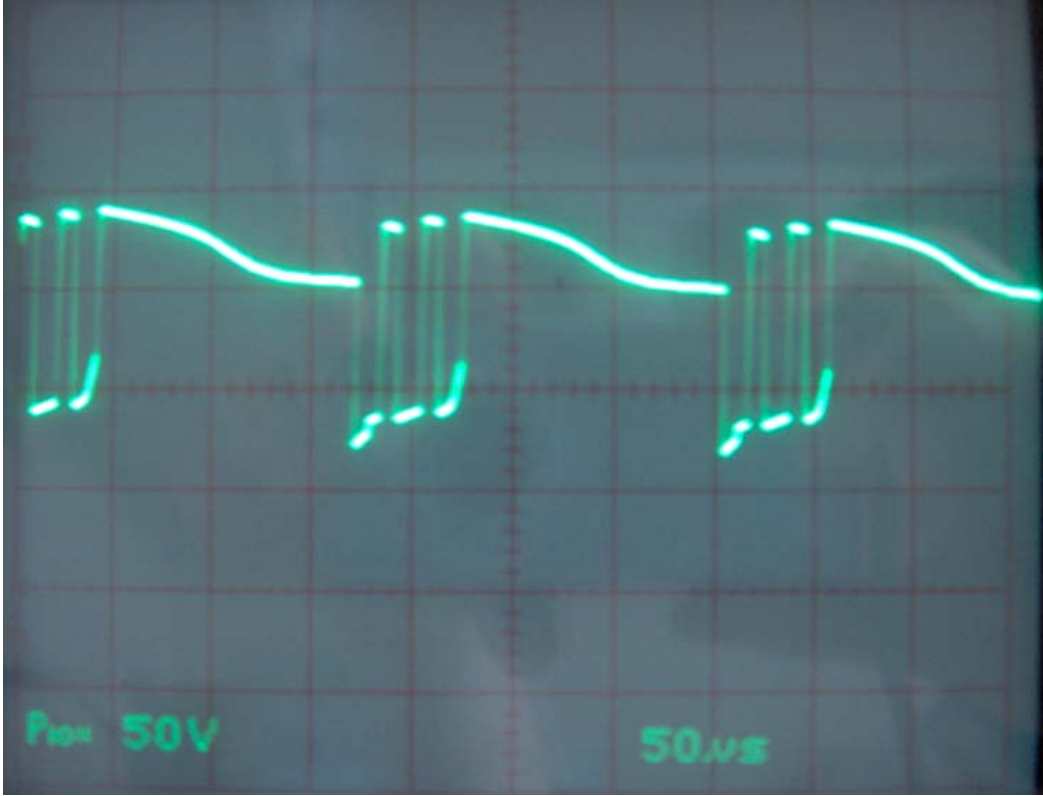
Bu çalışmada kullanılan IRFP460 tipi MOSFET'in toplam kapı şarjı $Q_g=210$ nC, kullanılan izolasyon transformatörünün primer endüktansı $L_p=3$ mH ve TLP2200 sürücü entegresinin giriş gerilimi 12 V'dur. Bu parametreler doğrultusunda 33.3 kHz'de çalışan A_1 anahtarına ait kapı izolasyon devresi için yapılan hesaplamalarda, $C_1=59$ nF, $R_1 \geq 450.99$ Ω , $C_2=40.7$ nF olarak bulunmuştur. 50 kHz'de çalışan A_2 anahtarı için; $C_1=51.8$ nF, $R_1 \geq 481.3$ Ω , $C_2=43.8$ nF, 66.6 kHz'de çalışan A_3 anahtarı için; $C_1=48.2$ nF, $R_1 \geq 498.4$ Ω , $C_2=43.8$ nF olarak hesaplanmıştır. A_4 anahtarı üç frekansta da sürekli

dönüşümlü olarak anahtarlama yaptığı için üç frekansın ortalama değeri hesaplanarak kapı izolasyon devresinin parametrelerini hesaplama yoluna gidilmiştir. Her üç frekansın ortalama değeri $(33.3+50+66.6) \text{ kHz}/3$ yaklaşık olarak 50 kHz'dir. Bu durumda A_2 anahtarı için belirlenen parametreler A_4 anahtarı için de kabul edilebilir.

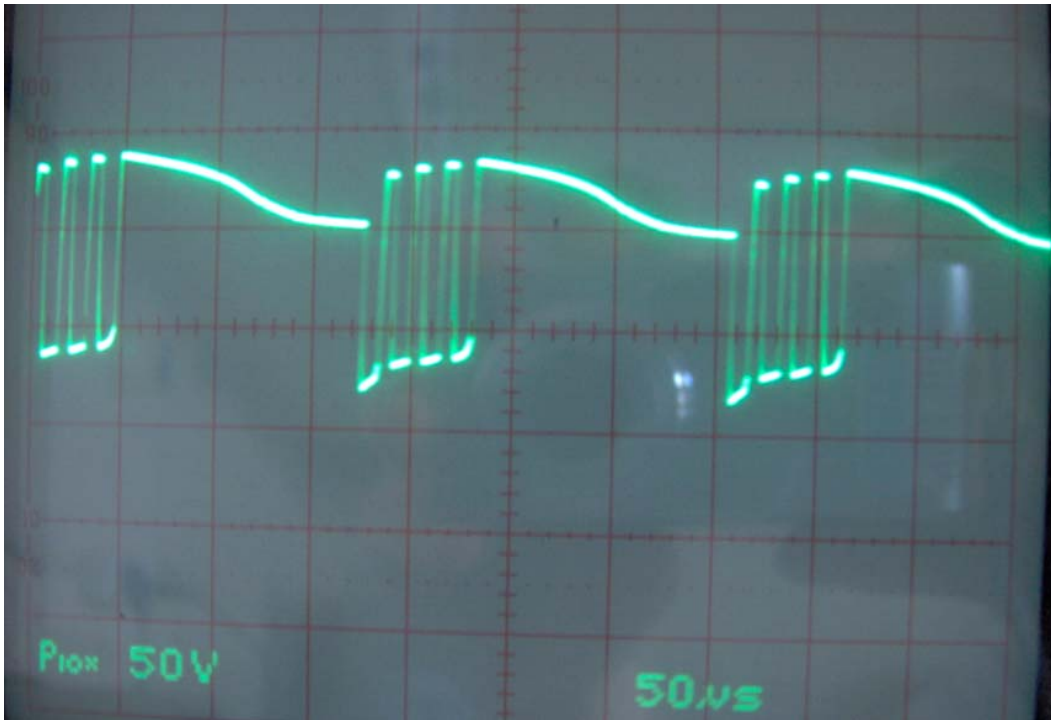
Sekonder tarafında D_2 diyotu olarak 2 V'luk zener diyot kullanılmıştır. Anahtarın kapı ve kaynak uçları arasındaki R_{GS} direnci $1 \text{ M}\Omega$ olarak seçilmiştir. Uygun eleman değerleri ile kurulan kapı izolasyon devresinden sonra anahtarın kapı ve kaynak uçlarından osiloskop yardımı ile ölçülen V_{GS} tetikleme sinyalleri Şekil 5.14'de verilmiştir.



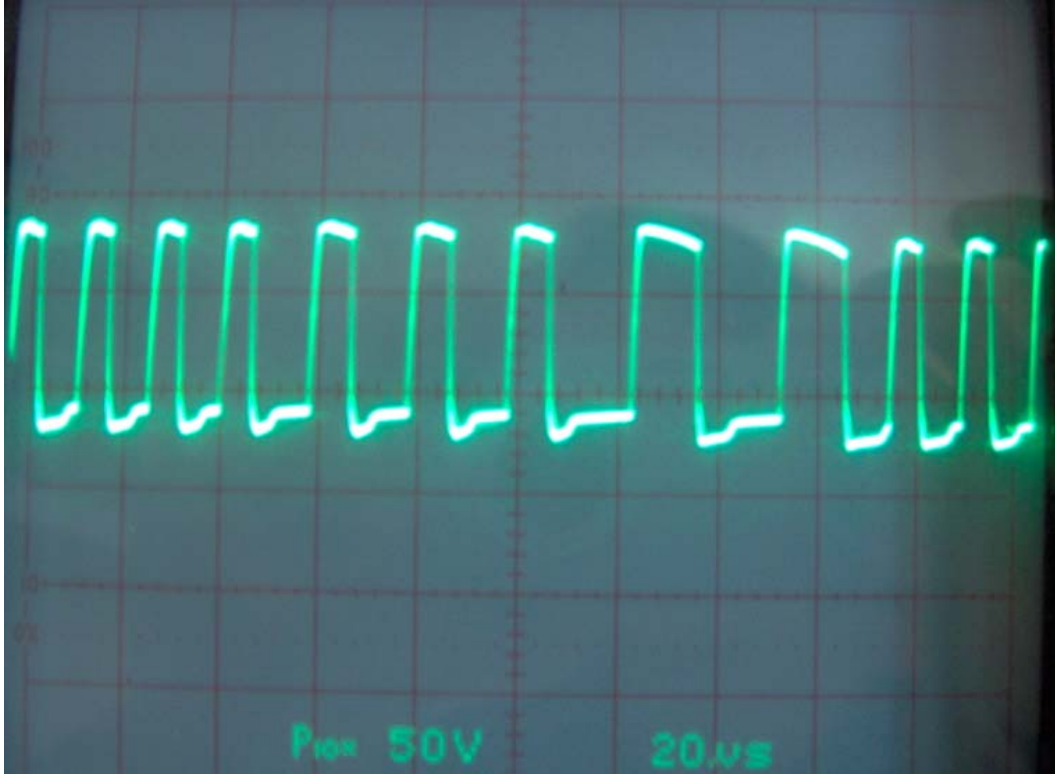
(a) A_1 anahtarı tetikleme sinyali V_{GS1} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).



(b) A_2 anahtar $\acute{ı}$ tetikleme sinyali V_{GS2} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μs).



(c) A_3 anahtar $\acute{ı}$ tetikleme sinyali V_{GS3} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μs).

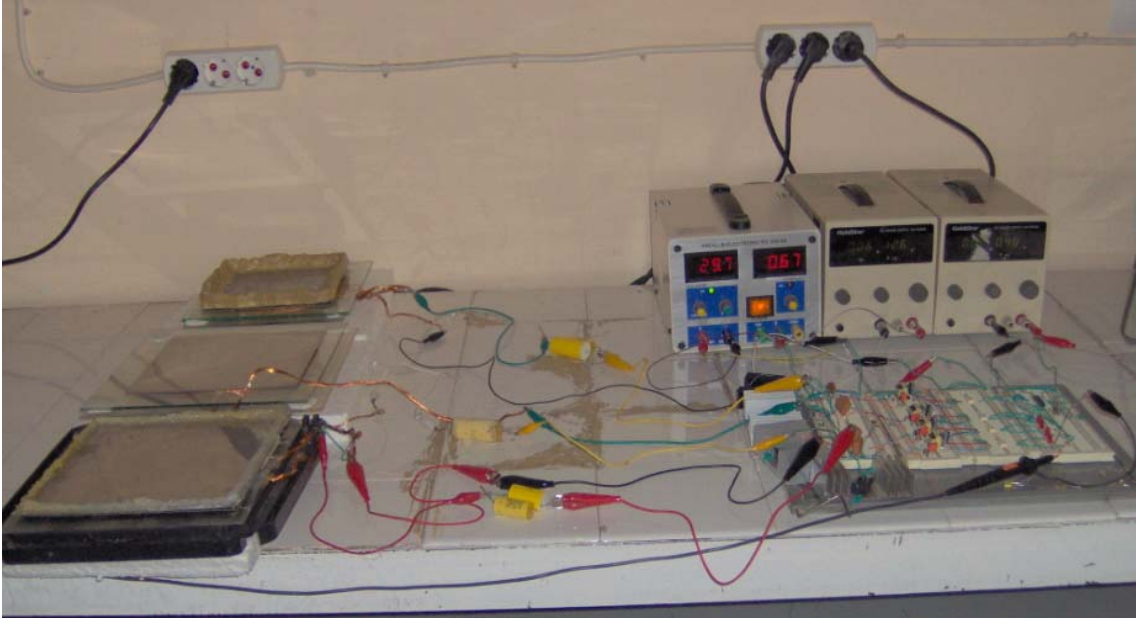


(d) A_4 anahtarı tetikleme sinyali V_{GS4} (Volt/div=5 V, Time/div=20 μ s).

Şekil 5.14: İzole edilmiş kapı tetikleme sinyalleri.

5.4 Deneysel Sonuçlar

Deneysel sonuçlar alınırken güç devresinde 30 V'luk DA güç kaynağı kullanılmıştır ve kullanılan yarı iletken anahtarlar dördüncü bölümde bilgisayar ortamında sistemin benzetimi yapılırken kullanılan IRFP460 tipi MOSFET'lerdir. Oluşturulan ÜYKSRI devresi Şekil 5.15'de verilmiştir.

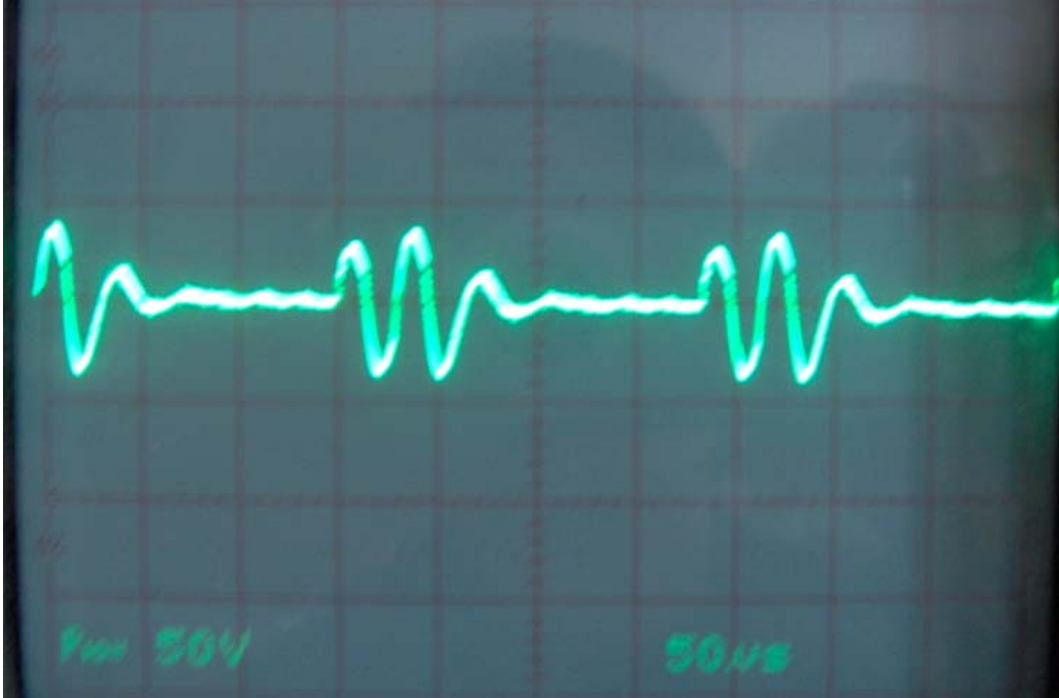


Şekil 5.15: Laboratuvar ortamında oluşturulan üç yarım köprü seri rezonans invertör devresi.

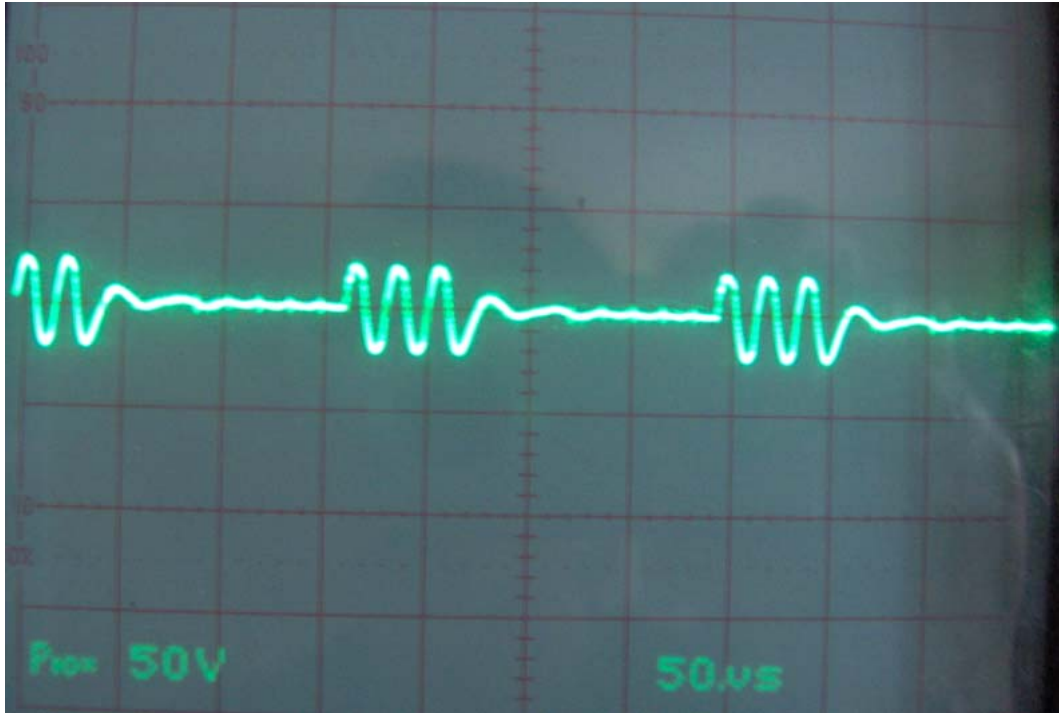
Anahtarlamalı olarak çalışan invertörlerde ve konverterlerde, kontrol devreleri ve anahtar sürücüleri için ayrı olarak lokal bir güç kaynağına ihtiyaç vardır (Yaakov ve diğ., 1999). Şekil 5.14’de de görüldüğü gibi PIC kontrol sinyallerini besleyen, sürücü devreyi besleyen ve yarı iletken anahtarları besleyen üç tane doğru akım güç kaynağı kullanılmıştır. Birinci rezonans devresinde 200x200x1.4 mm ebatlarında bir yükü besleyebilecek ve 33.3 kHz’de çalışabilecek şekilde, ikinci rezonans devresi 180x180x0.8 mm ebatlarında bir yükü besleyebilecek ve 50 kHz’de çalışabilecek şekilde ve üçüncü rezonans devresi 160x160x1.4 mm ebatlarında bir yükü besleyebilecek ve 66.6 kHz’de çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır.

ÜYKSRI devresi çalıştırıldığında meydana gelen rezonans akımlarının dalga şekilleri Şekil 5.16’da, rezonans kondansatörlerine ait dalga şekilleri de Şekil 5.17’de verilmiştir. Şekil 5.15’de, I_{L1} birinci rezonans devresinin, I_{L2} akımı ikinci rezonans devresinin ve I_{L3} akımı da üçüncü rezonans devresinin akımıdır. Osiloskopta akımı ölçebilmek için rezonans devresine seri olarak 1Ω ’luk direnç bağlanmıştır ve direnç üzerinden ölçülen gerilim akımı vermektedir. Şekil 5.17’de V_{C1} birinci rezonans devresinin, V_{C2} ikinci

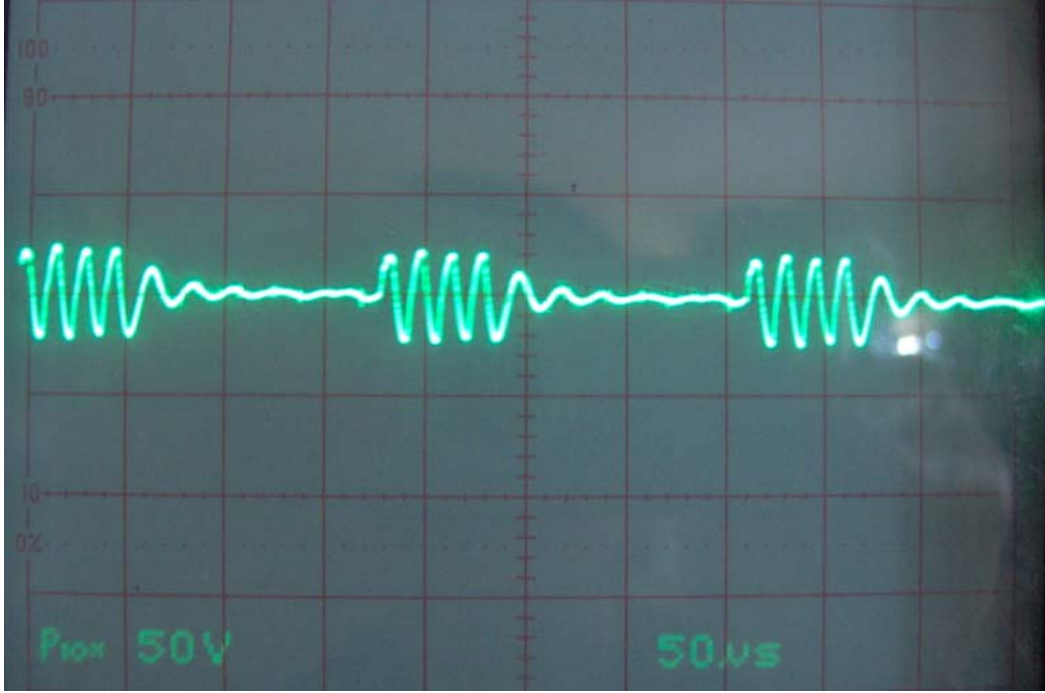
rezonans devresinin ve V_{C3} üçüncü rezonans devresine ait rezonans kondansatörlerinin gerilimleridir. Gerilim ölçümleri yapılırken, osiloskop probu 10 kat küçültülmüştür.



(a) Birinci rezonans devresi akımı I_{L1} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).

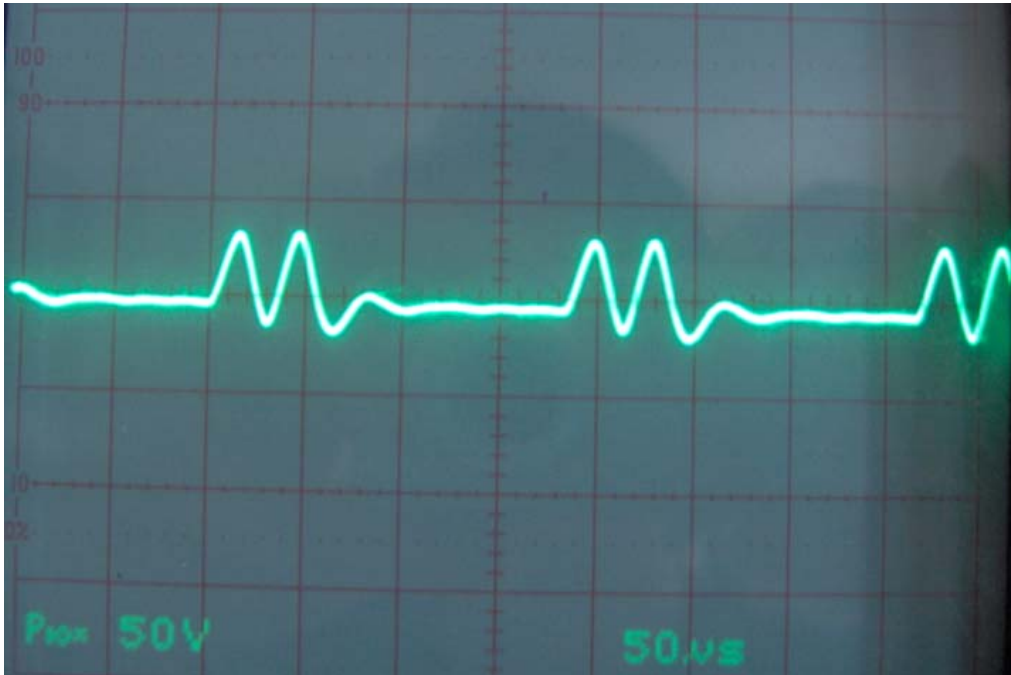


(b) İkinci rezonans devresi akımı I_{L2} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).

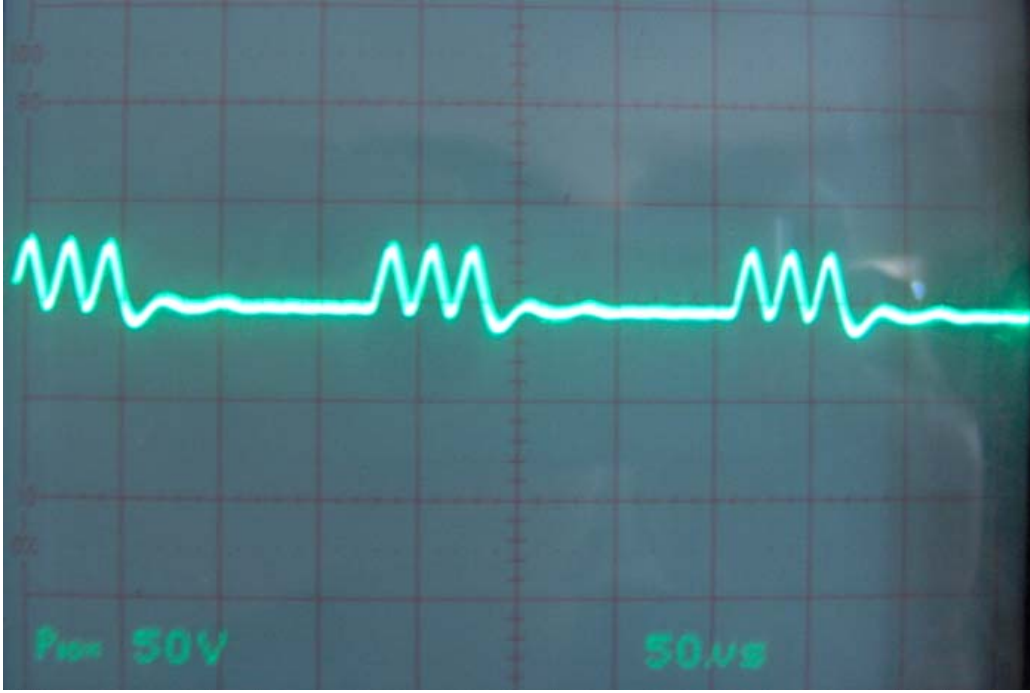


(c) Üçüncü rezonans devresi akımı I_{L3} (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).

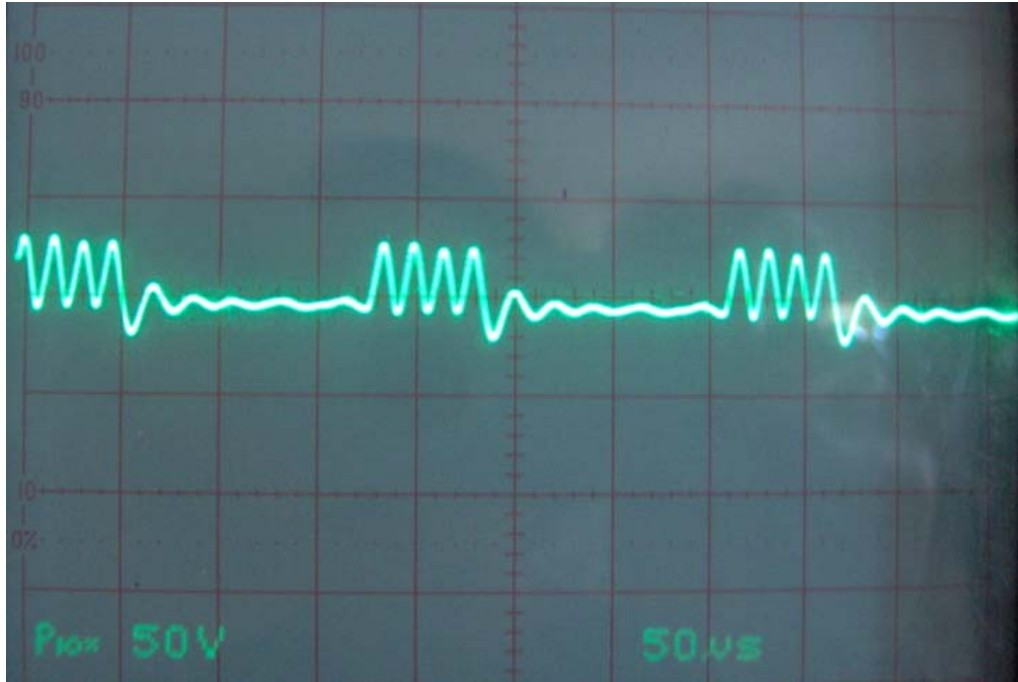
Şekil 5.16: Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans akımlarının dalga şekilleri.



(a) 10 kat küçültülmüş birinci rezonans kondansatörü gerilimi $V_{C1}/10$ (Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).



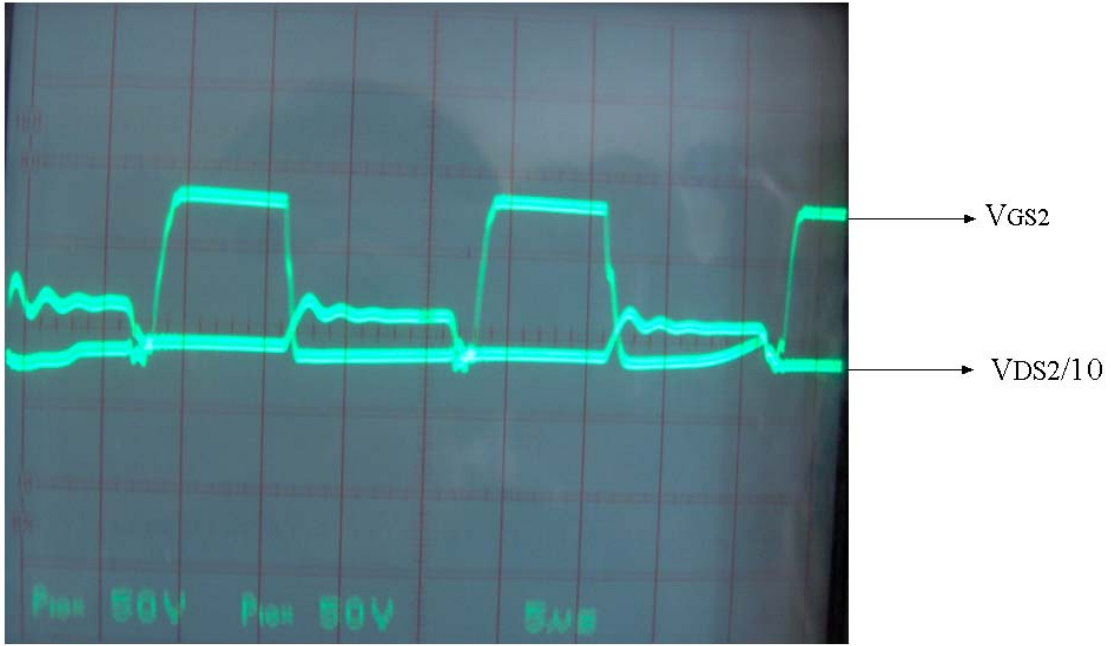
(b) 10 kat küçültülmüş ikinci rezonans kondansatörü gerilimi $V_{C2}/10$
(Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).



(c) 10 kat küçültülmüş üçüncü rezonans kondansatörü gerilimi $V_{C3}/10$
(Volt/div=5 V, Time/div=50 μ s).

Şekil 5.17: Üç yarım köprü seri rezonans invertöre ait rezonans kondansatörü gerilimlerinin dalga şekilleri.

Şekil 5.18’de birinci rezonans devresine ait A_2 anahtarının üzerine düşen gerilim ve tetikleme sinyali verilmiştir. Anahtar üzerine düşen gerilim, osiloskop probu ile on kat küçültülerek ölçülmüştür. Burada görüldüğü anahtar sıfır gerilim koşullarında iletme geçmektedir.



Şekil 5.18: A_2 anahtarına ait 10 kat küçültülmüş drain-kaynak gerilimi $V_{DS2}/10$ ve kapı-kaynak gerilimi V_{GS2} (Volt/div=5 V, Time/div=5 μ s).

ÜYKSRI’inde her bir ısıtma bobinini beslediği 200x200x1.4 mm, 180x180x0.8 mm ve 160x160x1.4 mm ebatlarındaki yüklerden elde edilen güç değerlerini bulmak için belli zaman aralıklarında her bir yükün sıcaklık değerleri ölçülmüştür ve değişik zaman aralıklarında elde edilen sıcaklık değerleri Çizelge 5.1’de verilmiştir. ÜYKSRI’deki ısıtma yüklerinden elde güç değerlerini, ÇYKSRI ve YKSRI durumunda çalışma ile karşılaştırmak için her bir yükün bu durumlarda çalışması sırasında da ÜYKSRI’de yapılan zaman aralıklarında sıcaklık değerleri ölçülmüştür. Sistem, ÇYKSRI ve YKSRI durumunda çalışırken her bir yükten elde edilen sıcaklık değerleri sırası ile Çizelge 5.2 ve Çizelge 5.3’de verilmiştir.

Çizelge 5.1: Üç yarım köprü seri rezonans invertörde ısıtma yüklerinin zamana bağlı sıcaklık değerleri.

Zaman (dk)	Sıcaklık Değerleri (°C)		
	200x200x1.4 mm $f_a=33.3$ kHz	180x180x0.8 mm $f_a=50$ kHz	160x160x1.4mm $f_a=66.6$ kHz
0	27	27	27
2	31	31	30
4	33	33	31
6	35	34	31
8	37	36	32
10	39	37	33

Çizelge 5.2: Çift yarım köprü seri rezonans invertörde ısıtma yüklerinin zamana bağlı sıcaklık değerleri.

Zaman (dk)	Sıcaklık Değerleri (°C)		
	200x200x1.4 mm $f_a=33.3$ kHz	180x180x0.8 mm $f_a=50$ kHz	160x160x1.4mm $f_a=66.6$ kHz
0	27	27	27
2	33	34	31
4	38	38	33
6	43	40	34
8	46	42	35
10	48	43	36

Çizelge 5.3:Yarım köprü seri rezonans invertörde ısıtma yüklerinin zamana bağlı sıcaklık değerleri.

Zaman (dk)	Sıcaklık Değerleri (°C)		
	200x200x1.4 mm f _a =33.3 kHz	180x180x0.8 mm f _a =50 kHz	160x160x1.4mm f _a =66.6 kHz
0	27	27	27
2	40	38	31
4	50	44	35
6	58	48	38
8	65	53	42
10	69	58	45

Elde edilen sıcaklık değerleri doğrultusunda ısıtma yüklerinden alınan güç bulunabilir, bunun için öncelikle ısıtma yüküne aktarılan ısı enerjisi bulunmalıdır. Isıtma yüküne aktarılan ısı enerjisi için Denklem (5.8) kullanılabilir.

$$Q = mc\Delta t \quad (5.8)$$

m: Isıtılan yükün kütlesi (g)

c: Isıtılan yükün yapıldığı malzemenin öz ısısı (J/g°C)

Δt : İlk ve son sıcaklık arasındaki değişim (°C)

Denklem (5.8)'de elde edilen ısı enerjisi joule cinsinden bulunmaktadır. Elde edilen ısı enerjisini watt cinsinden ifade edebilmek için Denklem (5.9)'da verilen bağıntı kullanılabilir.

$$1 \text{ joule} = 1 \text{ w} \times 1 \text{ s} = 1 \text{ watt} \times 1 \text{ saniye} \quad (5.9)$$

Isıtma yükleri Cr-Ni'den yapılmıştır ve öz ısısı $c_{\text{Cr-Ni}}=0.5 \text{ J/g}^\circ\text{C}$ 'dir. 200x200x1.4 mm'lik ısıtma yükü tartıldığında $m_1=432 \text{ g}$, 180x180x0.8 mm'lik ısıtma yükü tartıldığında $m_2=175 \text{ g}$ ve 160x160x1.4 mm'lik yük tartıldığında $m_3=270 \text{ g}$ olarak

ölçülmüştür. Bu değerler doğrultusunda, ÜYKSRI, ÇYKSRI ve YKSRI durumlarında çalışmada, her bir yük için sistemden alınan güç Çizelge 5.4, Çizelge 5.5 ve Çizelge 5.6'da verilmiştir.

Çizelge 5.4: 200x200x1.4 mm'lik ısıtma yükünden alınan güç değerleri.

Isıtma Yüğü			
200x200x1.4 mm ($f_a=33.3$ kHz)			
Alınan Güç	ÜYKSRI	ÇYKSRI	YKSRI
P_a (Watt)	4.32	7.56	15.12

Çizelge 5.5: 180x180x0.8 mm'lik ısıtma yükünden alınan güç değerleri.

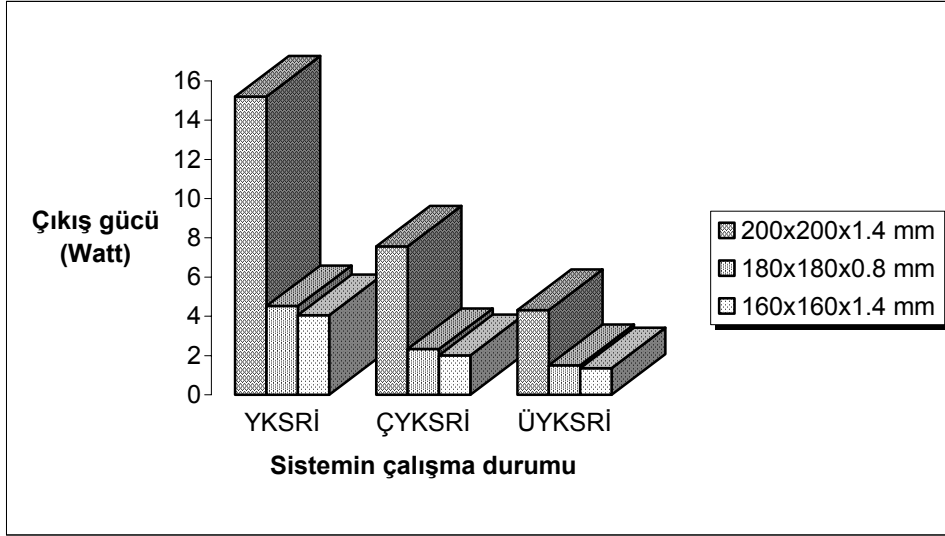
Isıtma Yüğü			
180x180x0.8 mm ($f_a=50$ kHz)			
Alınan Güç	ÜYKSRI	ÇYKSRI	YKSRI
P_a (Watt)	1.50	2.33	4.52

Çizelge 5.6: 160x160x1.4 mm'lik ısıtma yükünden alınan güç değerleri.

Isıtma Yüğü			
160x160x1.4 mm ($f_a=66.6$ kHz)			
Alınan Güç	ÜYKSRI	ÇYKSRI	YKSRI
P_a (Watt)	1.35	2.01	4.05

Elde edilen sonuçlarda görüldüğü gibi YKSRI, ÇYKSRI olarak çalıştırıldığında her bir ısıtma yükünden alınan güç, YKSRI'den elde edilen gücün yaklaşık 1/2'sine düşmektedir. Aynı şekilde YKSRI, ÜYKSRI olarak çalıştırıldığında her bir ısıtma yükünden alınan güç YKSRI'den alınan gücün yaklaşık 1/3'üne düşmektedir. ÜYKSRI'in YKSRI ve ÇYKSRI olarak çalışması durumunda, her bir ısıtma yükünde meydana gelen güç değişimi Şekil 5.19'daki grafikde verilmiştir. Bu güç değişimi,

ÇYKSRI ve ÜYKSRI'de rezonans devrelerinden birisinin çalışması süresince, diğer rezonans devrelerinin yalıtımda kalması için anahtarların uzun süren iletim süresinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 5.19: Değişik çalışma durumlarında her bir ısıtma yükünden elde edilen güç değişimi.

5.5 İndüksiyon ısıtma sistemi ile rezistanslı bir ısıtma sisteminin verimlerinin karşılaştırılması

Gerçekleştirilen sistemin geleneksel kullanılan ısıtıcılara göre veriminin karşılaştırılması için yine elektrik enerjisi ile çalışan rezistans bir ısıtıcı seçilmiştir. Karşılaştırma yapmak için ise ÜYKSRI devresinin kontrol ünitesinden seçilebilen çalışma durumlarından, 33.3 kHz'de çalışan YKSRI devresi tercih edilmiştir. Her iki ısıtma sisteminde 200x200x1.4 mm boyutlarındaki ısıtma yükü kullanılarak 207 gr su ısıtılmıştır. Her bir ısıtma sisteminden belli zaman aralıklarında ölçülen sıcaklık değerleri Çizelge 5.7 ve 5.8'de verilmiştir. Rezistanslı ısıtıcı 220 V şebeke geriliminden beslenirken, indüksiyon ısıtma sistemi 30 V doğru akım kaynağından beslenmektedir.

Suyun öz ısısı $c_{su} = 4.18 \text{ J/g}^\circ\text{C}$ 'dir. Alınan sıcaklık değerleri doğrultusunda rezistanslı ısıtıcıdan elde edilen güç değeri Denklem (5.8) ve (5.9) ile hesaplandığında $P_a = 26.44 \text{ W}$ bulunmuştur. Sisteme verilen güç sayaçtan 0.13 kWh olarak ölçülmüştür ve $P_v = 650 \text{ W}$ olarak ifade edilmiştir.

Çizege 5.7: Rezistanslı ısıtıcıdan alınan sıcaklık değerleri.

200x200x1.4 mm	
Zaman (dk)	Sıcaklık Değerleri ($^\circ\text{C}$)
0	24
2	28
4	30
6	33
8	37
10	41
12	46

Çizelge 5.8: İndüksiyon ısıtma sisteminden alınan sıcaklık değerleri.

200x200x1.4 mm	
Zaman (dk)	Sıcaklık Değerleri ($^\circ\text{C}$)
0	26
2	29
4	31
6	33
8	35
10	37
12	39

Denklem (5.10) ile sistemin verimi hesaplandığında,

$$\eta = \frac{P_a}{P_v} \times 100 \quad (5.10)$$

% 4.07 değeri elde edilmiştir. Aynı hesaplamalar Çizelge 5.8' de verilen sıcaklık değerleri doğrultusunda indüksiyon ısıtma sistemi için yapıldığında, $P_a=15.62$ W bulunmuştur. Rezonans devresi akımının maksimum değeri ve yüklü bobin direnci kullanılarak Denklem (5.11) ile sisteme verilen güç bulunabilir.

$$P_v = \frac{1}{2} I_{Lm} R \quad (5.11)$$

Bobin parametreleri belirlenirken, bobin 200x200x1.4 mm'lik yük ile yüklü durumda iken $R_l=2.5 \Omega$ olarak bulunmuştu, rezonans akımının osiloskop üzerinden maksimum değeri okunduğunda $I_{Lm}=4$ A olarak ölçülmüştür. Bu değerler doğrultusunda sisteme verilen güç hesaplandığında $P_v=20$ W, Denklem (5.10) ile indüksiyon ısıtma sisteminin verimi de hesaplandığında % 78 bulunmuştur.

Alınan değerler sonucunda indüksiyon ısıtma sisteminin rezistanslı ısıtıcıya göre oldukça verimli olduğu görülmektedir.

ALTINCI BÖLÜM

SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

6.1 Sonuç ve Değerlendirme:

İndüksiyon ısıtma, doğru frekans kullanımı ile geniş uygulama alanına sahip, verimli bir ısıtma yöntemidir. Bu çalışmada da mutfaklarda kullanılan tencere, tava, vb. ısıtma yüklerinin ısıtılması için mutfak tipi uygulamalarda kullanılmak üzere mutfak tipi bir indüksiyon ısıtma sistemi tasarlanmıştır. Sistemin tasarımı yapılırken günlük hayata getirdiği kolaylık ve düşük maliyet avantajları göz önünde bulundurulmuştur.

Sistemin tasarımı yapılırken öncelikle mutfak tipi ısıtma uygulamaları için uygun bobin geometrisi belirlenerek ısıtma bobininin dizaynı yapılmıştır. Mutfak tipi ısıtma uygulamaları için en uygun bobin geometrisi düz spiral(pancake) şeklinde olan bobinlerdir. Tasarlanan sistemde üç tane ısıtma yükünün ısıtılması planlandığı için üç tane düz spiral geometrisinde bobinler dizayn edilmiştir. Dizayn edilen bobinler farklı çaptaki ısıtma yüklerinde de kullanılmak üzere bobinin ortasından ikinci bir uç çıkartılmıştır. Aynı zamanda bobin dizaynı yapılırken bobin ve yük arasındaki bağlantıyı daha iyi duruma getirebilmek ve bobinden sağlanan verimi artırmak için bobinin altına çubuk şeklinde ferit nüveler yerleştirilmiştir.

Tasarımı yapılan sistemde, güç devresi olarak YKSRI topolojisi göz önünde bulundurulmuştur. YKSRI devresi normalde tek bir ısıtma bobinini beslerken, bu çalışmada geliştirilen ÜYKSRI devresi, üç tane ısıtma yükünü besleyebilmektedir. Aynı zamanda ısıtma bobinlerinden farklı çaptaki ısıtma yükleri için farklı çıkış güçleri alınabilmektedir. Sistemin çıkış gücünün kontrolü, giriş güç kaynağının veya yarı iletken anahtarların anahtarlama frekanslarının değiştirilmesi ile yapılabilmektedir. Yarı iletken anahtarların iletim ve yalıtım zamanlarının kontrolünde programlamanın kolay

olması, düşük maliyet ve az yer kaplaması gibi avantajları doğrultusunda PIC programlama yöntemi kullanılmıştır. Yarı iletken anahtarların tetikleme sinyallerinin programı yazılırken, ÜYKSRI devresinin aynı zamanda iki tane ısıtma yükünü beslenmesi istenilen uygulamalarda ÇYKSRI olarak ve tek ısıtma yükünün beslenmesi istenilen uygulamalarda YKSRI olarak çalışabilmesi için kullanıcıya istediği uygulamayı seçmesi için giriş sunan test komutları da kullanılmıştır.

ÜYKSRI devresinde dört tane yarı iletken anahtar kullanılmaktadır, YKSRI devreleri ayrı ayrı kullanılarak üç tane ısıtma yükünün beslenmesi istenildiğinde ise toplam sekiz tane yarıiletken anahtara ihtiyaç vardır. Bununla birlikte anahtar sürücülerinin sayısı da artmaktadır. ÜYKSRI devresi ile 2 tane yarı iletken anahtar ve anahtar sürücüsünden tasarruf edilerek sisteme düşük maliyet avantajı kazandırılmıştır. Bununla birlikte, ÜYKSRI' de her bir ısıtma bobini, diğer bobinlerin çalışması süresince yalıtımda kaldığı için her bir bobinden alınan güç, YKSRI durumunda çalışmada elde edilen güçlerin yaklaşık olarak 1/3' ü kadardır.

Elde edilen sistem ile indüksiyon ısıtma yönteminin mutfak tipi uygulamalarda da verimli bir şekilde kullanılabilceği gösterilmiştir. Sistemdeki üç farklı çıkış gücü veren ısıtma bobinleri sayesinde değişik çaptaki ısıtma yükleri için kullanıcıya kolaylık sunulmuştur. Rezonans invertör olma özelliğinin sunduğu sıfır gerilimde anahtarlama tekniği ile anahtarlama kayıpları minimum düzeye indirilmiştir. Elde edilen sistem, kısa işlem süresine sahip, verimli, güvenli, temiz bir işlem ortamında çalışabilen ve kolay ısı kontrolünün yapılabildiği bir sistemdir.

KAYNAKLAR

- Agrawal, J.P. (2001) Power Electronics Systems Theory and Design, P1, Prentice Hall Inc., 0-13-442880-3 New Jersey, 2001.
- Altınbaşak, O., Mikrodenetleyiciler ve Pic Programlama, Atlas yayımları, ISBN 975-969-973-7, 237 s., İstanbul, 2000.
- Atavi, M.K., İnverter Design for Maximum Power Transfer in Induction Heating, Master Thesis, M.E.T.U. Library, 143 s., 1991.
- Bodur, H., Akaya, R., Endüksiyonla Isıtmada Rezonans Devreli İnverterler ve Örnek bir Endüksiyonla Isıtma Uygulaması, Bursa III. Elektromekanik Sempozyumu, 384-391, 1993.
- Bonsall, A., Zaki, M., Issa, B., Modeling and PSPICE Simulation of A Power Resonant Converter, Southcon Conference Record, 270-275, 1994.
- Bronstein, S., Yaakov, S.B., Design Considerations for Achieving ZVS in A Half Bridge Inverter that Drives A Piezoelectric Transformer with No Series Inductor(yayımlanmamış), 2002.
- Chandan, C., Ishida, M., Hori, Y., Novel Half-Bridge Resonant Converter Topology Realized by Adjusting Transformer Parameters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, 197-205, 2002.
- Chatterjee, K., Design of Induction Heaters, Master Thesis, Indian University, 84 p., 1991.

- Chatterjee, K., Ramanarayanan, V., A Comparative Study of Inverter Circuits for Induction Heating, International Power Engineering Conference, 537-542, 1993.
- Cora, A., Eroğlu, Y.S., Endüksiyonlu Isıtma ve Endüksiyon Fırınlarının Tasarımı, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi, 723-726, 1999.
- Davies, J., Induction Heating Handbook, Mcgraw- Hill Book Company, ISBN 0-07-084515-8, 426 p., Maidenhead, 1979.
- Dawson, F.P., Jain, P., A Comparison of Load Commutated Inverter Systems for Induction Heating and Melting Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, 430-441, 1991.
- Dede, E.J., Gonzalez, J.V., Linares, J.A., Jordan, J., Ramirez, D., Rueda, P., 25-kW/50 kHz Generatör for Induction Heating, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, 203-209, 1991.
- Egan, L.R., Furlani, E.P., A Computer Simulation of An Induction Heating System, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, 4343-4354, 1991.
- Elfallah, A., Ermiş, M., Tosun, H., Endüksiyonla Düzgün Isıtma Uygulamalarında İş Bobinin Tasarımı, Elektrik Mühendisliği II. Ulusal Kongresi, 753-756, 1987.
- Ertan, H.B., Demirtürk, Y., Simülasyon Yazılımı Aracılığıyla Endüksiyonla Eritme Amaçlı Evirgeç Tasarımı, Elektrik Mühendisliği III. Ulusal Kongresi, 186-189, 1989.
- Grajales, L, Analysis and Design of a 500 KHz Seri Resonant Inverter for Induction Heating Applications, Ph.D., State University, 180 p., 1995.

- Grover, F.W., *Induction Calculations Working Formulas and Tables*, Special Edition Prepared for Instrument Society of America, ISBN 0-87664-557-0, 286 p., New York, 1973.
- Hart, D.W., *Introduction to Power Electronics*, Prentice Hall Inc., ISBN 0-02-351182-6, 418 p., New Jersey, 1997.
- He, X., Sheng, K., Williams, B.W., Qian, Z., Finney, S.J., A Composite Soft-Switching Inverter Configuration with Unipolar Pulsewidth Modulation Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, 118-126, 2001.
- Heaviside, O., The Induction of Currents in Cores, *The Electrician*, Vol. 149, 583-586, 1884.
- Hobson, L., Tebb, D.W., Turnbull, D., Dual-Element Induction Cooking Unit Using Power MOSFETs, *International Journal of Electronics*, Vol. 59, 747-757, 1985.
- Holtz, J., Stamm, M., Thur, J., Linder, A., High-Power Pulsewidth Controlled Current Source GTO Inverter for High Switching Frequency, *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, 1-6, 1997.
- Imai, T., Sakiyama, K., Hirota, I., Omori, H., A Study of Impedance Analysis for an Induction Heating Device by Applying New Interpolation Method, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 33, 2143-2146, 1997.
- Jung, Y.C., Dual Half Bridge Seri Resonant Inverter for Induction Heating Appliance with Two Loads, *Electronics Letters*, Vol. 35, 1345-1346, 1999.
- Karlsson, P., Bojrup, M., Alaküla, M., Gertmar, L., Zero Voltage Switching Converters, *Proc. Norpie, Aalborg*, 84-88, 2000.

- Kazimierczuk, M.K., Czarkowski, D., Resonant Power Converters, John Wiley & Sons Inc., ISBN 0-471-04706-6, 481 p., Canada, 1995.
- Khan, S., Ahamed, M., Khan, M.A., Innovative Applications of Induction Heating for Selective Heat- Treatment, Science Vision, Vol. 5, 14-19, 2000.
- Koroğlu, S., Sazak, B.S., Mutfak Uygulamaları için Yarım Köprü Seri Rezonans İnvörtörlü İndüksiyon Isıtma Sistemi Tasarımı, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt 8, 167-172, 2002.
- Lander, C.W., Power Electronics, The McGraw-Hill Companies, ISBN 0-07-707714-8, 480 p., England, 1993.
- Li, Q., Wolfs, P., A Resonant Half Bridge Dual Converter, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 22, 1-7, 2002.
- Liu, K.H., Oruganti, R., Lee, F.C., Resonant Switches- Topologies and Characteristics, IEEE Power Electronics Specialistis Conference, 106-116, 1985.
- Maksimovic, D., Stankovic, A.M., Thottuvelil, V.J., Verghese, G.C., Modeling and Simulation of Power Electronic Converters, Proceedings of The IEEE, Vol. 89, 898-912, 2001.
- Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., Güç Elektroniği(Çev: Nejat Tuncay, Metin Gökaşan, Seta Boğosyan), Literatür Yayınları, ISBN 975-8431-99-4, 874 p., İstanbul, 2003.
- Ruffini, R.S., Ruffini, R.T., Nemkov, V.S., Goldstein, R.C., Computer Simulation of Induction Heating, Flux Magazine, 4-7, 2001.

- Sadhu, P.K., Chakrabarti, R.N., Nath, N.L., Batchu, N.K., Kumari, S., Rimjhim, K., Analysis of a Seri Resonant Superimposed Inverter Applied to Induction Heating, IE(I) Journal, Vol. 84, 214-217, 2004.
- Sazak, B.S., A Capacitor Voltage Clamped Dual Half-Bridge Series-Resonant Inverter for Home Cooking Applications, International Journal of Electronics, Vol. 91, 279-287, 2004.
- Sazak B.S., Design of A 500 W Resonant Induction Heater, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt 5, 871-878, 1999.
- Sekiya, H., Lu, J., Yahagi, T., Design of Generalized Class E2 DC/DC Converter, International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol. 31, 229-248, 2003.
- Sen, P.C., Principles of Electric Machines and Power Electronics, John Wilkey & Sons Inc., ISBN 0-471-02295-0, 615 p., Canada, 1997.
- Sheng, K., Williams, B.W, Finney, S.J., A Review of IGBT Models, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, 1250-1266, 2000.
- Skvarenina, T.L, Power Electronics Handbook, CRC Press, ISBN 0-8493-7336-0, 664 p., Indiana, 2002.
- Tebb, D.W., Hobson, L., Design of Matching Circuitry for 100 kHz MOSFET Induction Heating Power Supply, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-34, 271-276, 1987.
- Thompson, K., Booske, J.H., Gianchandani, Y.B., Cooper, R.F., Electromagnetic Annealing for the 100 mm Technology Node, IEEE Electron Device Letters, Vol. 23, 127-129, 2002.

- Tuinenga, P.W., Spice:A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice, Prentice Hall Inc., ISBN 0-13-747270-6, 254 p., New Jersey, 1992.
- Ünver, M., Isıl İşlem Atölyelerinin Otomasyonu için PLC Kontrollü İndüksiyon Ocağı Tasarımı, 3. International Advanced Technologies Symposium, 416-423, 2003.
- Witulski, A.F., Introduction to Modeling of Transformers and Coupled Inductors, Transactions on Power Electronics, Vol. 10, 349-356, 1995.
- Yıldırım, G., Gülgün, R., Güç Elektroniğinin Endüksiyonla Isıtmada Kullanılması, Bursa II. Elektromekanik Sempozyumu, 69-75, 1988.
- Yaakov, S.B., Rahav, G., Average Modeling and Simulation of Series-Parallel Resonant Converters by SPICE Compatible Behavioral Sources, Applied Power Electronics Conference, Vol. 1, 116-120, .1996.
- Yaakov, S.B., Zeltser, I., Ivensky, G., A Resonant Local Power Supply with Turn- Off Snubbing Features, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 2, 1093- 1097, 1999.
- Yusoff, M.B.M., Sekiya, H., Jianming, L., Takashi, Y., Class E inverter using thinned-out method, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings), 713-720, 2003.
- Yüksel, İ., MATLAB ile Mühendislik Sistemlerinin Analizi ve Çözümü, Ceylan Matbaacılık, ISBN 975-564-049-5, 244 s., İstanbul, 1996.
- Zied, H.A., Mutschler, P., Banchmann, G., A Modular IGBT Converter System for High Frequency Induction Heating Applications(yayımlanmamış), 2002.

EK 1

```
clc
clear
syms t T
V1=30;
Tt=180*1e-6;

for i=1:3
    f(i)=input('istediginiz frekans degerlerini giriniz')

    if(f(i)==25000)
        L=32*1e-6;
        C=1.7*1e-6;
        R=1.45;
        Ryuk=1.45;
    elseif(f(i)==30000)
        L=28*1e-6;
        C=1*1e-6;
        R=1.7;
    elseif(f(i)==35000)
        L=26*1e-6;
        C=1*1e-6;
        R=1.8;
    elseif(f(i)==38500)
        L=25*1e-6;
        C=1*1e-6;
        R=1.9;
    elseif(f(i)==33300)
        L=37*1e-6;
        C=0.762*1e-6;
        R=2.5;
        Ryuk=2.5;
    elseif(f(i)==40000)
        L=27*1e-6;
        C=1*1e-6;
        R=1.8;
        Ryuk=1.8;
    elseif(f(i)==50000)
        L=30*1e-6;
        C=0.47*1e-6;
        R=3.8;
        Ryuk=3.8;
    elseif(f(i)==66600)
        L=34.82*1e-6;
        C=0.302*1e-6;
```

```

R=2.85;
Ryuk=2.85;
end

Wr=1/((L*C)^(1/2));
fr=Wr/(2*pi);
Tr=1/fr;
T1=(1/f(i));
W=2*pi*f(i);
Q=(Wr*L)/R;
Z=(L/C)^(1/2);
fr=Wr/(2*pi);
Im=2*(V1)/(pi*Z*[((R/Z)^2)+(((W/Wr)-(Wr/W))^2)]^(1/2));
fprintf('fr%1d=%f Hz\n',i,fr)
fprintf('Q%1d=%f \n',i,Q)
fprintf('ILm%1d=IAm%1d=%f A\n',i,i,Im)
aci=Q*((W/Wr)-(Wr/W));
fi=atan(aci);
cosfi=cos(fi);
I=Im*sin(W*t-fi);
I11=(Im*sin(W*t-fi))^2;
a=int(I11,t);
a1=subs(a,t,0);
a2=subs(a,t,T1);
Ie=(f(i)*(a2-a1))^(1/2);
b=int(Ie,t);
b1=subs(b,t,Tt/3);
Ieort=(1/Tt)*b1;
fprintf('ILe%1d=IAe%1d= %f A\n',i,i,Ieort)
fprintf('VAm%1d=V1=%f V\n',i,V1)
Vcp=2*(V1)/(pi*(W/Wr)*[((R/Z)^2)+(((W/Wr)-(Wr/W))^2)]^(1/2));
Vctt=2*Vcp;
fprintf('VCtt%1d=%f V\n',i,Vctt)
Vc=Vcp*sin(W*t-fi);
Vc11=Vc^2;
b=int(Vc11,t);
b1=subs(b,t,0);
b2=subs(b,t,T1);
Vcrms=(f(i)*(b2-b1))^(1/2);
P1=((Ieort)^2)*Ryuk;
P=(((Im)^2)*Ryuk)/2;
fprintf('Pa%1d=%f W\n',i,P1)
Ianh=Ieort;
fprintf('\n')
end

```

EK 2

```
;cal.asm,,,,,,,,,,,,,02/01/2004
```

```

LIST P=16F84
INCLUDE "P16F84.INC"
SAYAC1 EQU h'0D'
SAYAC2 EQU h'0E'
SAYAC3 EQU h'0C'
ORG h'00'
CLRF PORTB
BSF STATUS, 5
MOVLW h'C0'
MOVWF TRISB ;B Portu çıkış
MOVLW h'FF'
MOVWF TRISA ;A Portu ÇIKIŞ
BCF STATUS, 5

```

```

TEST
BTFSC PORTA, 0
GOTO BASLA1
BTFSC PORTA, 1
GOTO BASLA2
BTFSC PORTA, 2
GOTO BASLA3
BTFSC PORTA, 3
GOTO BASLA4
BTFSC PORTA, 4
GOTO BASLA5
BTFSC PORTB, 6
GOTO BASLA6
BTFSC PORTB, 7
GOTO BASLA7

```

```

=====
;
=====
;
=====ÜYKSİRİ=====
;
=====

```

```

BASLA1
MOVLW d'3'
MOVWF SAYAC1

```

```

PER1

MOVLW B'00001110'

```



```
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001100'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001101'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001100'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
```

```
DECFSZ   SAYAC1,F
GOTO PER1
NOP
```

```
MOVLW    B'00001110'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
```

NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001101'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP

MOVLW d'2'
MOVWF SAYAC1
NOP
NOP
NOP
NOP

PER2

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

NOP

```
MOVLW    B'00001010'  
MOVWF    PORTB  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001011'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE2  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'  
MOVWF    PORTB  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
DECFSZ   SAYAC1,F  
GOTO PER2  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001110'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE2  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'
```

```
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001011'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
```

```
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    d'1'
MOVWF    SAYAC1
```

PER3

```
MOVLW    B'00001110'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00000110'
MOVWF    PORTB

NOP
NOP
```

NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000111'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000110'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

DECFSZ SAYAC1,F
GOTO PER3
NOP

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000110'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

```
MOVLW    B'00000111'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE3  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00000110'  
MOVWF    PORTB  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    d'3'  
MOVWF    SAYAC1
```

```
GOTO PER1
```

```
BASLA2
```

```
MOVLW    d'2'  
MOVWF    SAYAC1
```

```
PER21
```

```
MOVLW    B'00001110'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE2  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'  
MOVWF    PORTB  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001011'
```

```
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
DECFSZ   SAYAC1,F
GOTO PER21
NOP
```

```
MOVLW    B'00001110'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001011'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
```

NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001010'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW d'1'
MOVWF SAYAC1

PER22

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000110'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000111'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000110'


```
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

DECFSZ   SAYAC1,F
GOTO PER22
NOP

MOVLW    B'00001110'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW    B'00000110'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW    B'00000111'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW    B'00000110'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW    d'3'
MOVWF    SAYAC1
```

GOTO PER21

BASLA3

MOVLW d'3'
MOVWF SAYAC1

PER31

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001101'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP

DECFSZ SAYAC1,F

GOTO PER31
NOP

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001101'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP

MOVLW d'1'
MOVWF SAYAC1
NOP
NOP
NOP
NOP

PER32

```
MOVLW    B'00001110'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE3  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00000110'  
MOVWF    PORTB
```

```
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00000111'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE3  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00000110'  
MOVWF    PORTB  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
DECFSZ   SAYAC1,F  
GOTO PER32  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001110'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE3  
NOP  
NOP
```

NOP
NOP

MOVLW B'00000110'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000111'
MOVWF PORTB

CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000110'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW d'3'
MOVWF SAYAC1

GOTO PER31

BASLA4

MOVLW d'3'
MOVWF SAYAC1

PER41

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP

NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001101'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP

DECFSZ SAYAC1,F
GOTO PER41
NOP

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

```
MOVLW    B'00001100'  
MOVWF    PORTB  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001101'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE1  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001100'  
MOVWF    PORTB  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    d'2'  
MOVWF    SAYAC1  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

PER42

```
MOVLW    B'00001110'  
MOVWF    PORTB  
CALL BEKLE2  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP  
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'
```

```
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001011'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
DECFSZ   SAYAC1,F
GOTO PER42
NOP
```

```
MOVLW    B'00001110'
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW    B'00001010'
MOVWF    PORTB
NOP
NOP
NOP
```


NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001011'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001010'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW d'3'
MOVWF SAYAC1

GOTO PER41

BASLA5

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000110'
MOVWF PORTB

NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

NOP

MOVLW B'00000111'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE3
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00000110'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

GOTO BASLA5

BASLA6

MOVLW B'00001110'
MOVWF PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001010'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001011'

```
MOVWF    PORTB
CALL BEKLE2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW   B'00001010'
MOVWF   PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
GOTO BASLA6
```

```
BASLA7
```

```
MOVLW   B'00001110'
MOVWF   PORTB
CALL BEKLE1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW   B'00001100'
MOVWF   PORTB
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
```

```
MOVLW   B'00001101'
MOVWF   PORTB
CALL BEKLE1
NOP
```

NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

MOVLW B'00001100'
MOVWF PORTB
NOP
NOP
NOP

GOTO BASLA7

BEKLE1

MOVLW d'5'
MOVWF SAYAC2
SAY1
DECFSZ SAYAC2, F
GOTO SAY1
RETURN

BEKLE2

MOVLW d'9'
MOVWF SAYAC2
SAY2
DECFSZ SAYAC2, F
GOTO SAY2
RETURN

BEKLE3

MOVLW d'18'
MOVWF SAYAC2
SAY3
DECFSZ SAYAC2, F
GOTO SAY3
RETURN
END

ÖZGEÇMİŞ

Adı, soyadı : Sevilay ÇETİN
Ana adı :Mukaddes
Baba adı :Necati
Doğum yeri ve tarihi :Denizli, 22/03/1980
Lisans Eğitimi :Pamukkale Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, 2001
Çalıştığı Yer :Pamukkale Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü
Bildiği yabancı dil :İngilizce
Mesleki etkinlikler :Elektrik Mühendisleri Odası(EMO) üyeliği