

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ENDÜKTANS BAĞLANTILI ÇİFT KÖPRÜ İLE JİRATÖR  
TASARIMI ANALİZİ VE GERÇEKLEMESİ**

Elektronik ve Haberleşme Yük. Müh. Cenk DİNÇBAKIR

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programında  
Hazırlanan**

**DOKTORA TEZİ**

**Tez Savunma Tarihi** : 31 Temmuz 2008  
**Tez Danışmanı** : Prof. Dr. M. Oruç BİLGİÇ (YTÜ)  
**Jüri Üyeleri** : Prof. Dr. Feriha Erfan KUYUMCU (KOÜ)  
: Prof. Dr. Hacı BODUR (YTÜ)  
: Prof. Dr. Uğur ÇELTEKLİGİL (Haliç Ünv.)  
: Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU (YTÜ)

**İSTANBUL, 2008**

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ .....	iv
KISALTMA LİSTESİ .....	v
ŞEKİL LİSTESİ .....	vi
ÇİZELGE LİSTESİ .....	viii
ÖNSÖZ .....	ix
ÖZET .....	x
ABSTRACT .....	xi
1. GİRİŞ .....	1
2. JİRATÖR KAVRAMI .....	4
2.1 Jiratör Tanımı .....	4
2.2 İdeal Jiratör ile Pasif Devre Elemanlarının Elde Edilmesi .....	5
2.2.1 İdeal Jiratör ile Direnç-Direnç Dönüşümü .....	5
2.2.2 İdeal Jiratör ile Kondansatör-Endüktans Dönüşümü .....	5
2.2.3 İdeal Jiratör ile Endüktans-Kondansatör Dönüşümü .....	6
2.2.4 İdeal Jiratör ile Gerilim-Akım Dönüşümü .....	6
2.2.5 İdeal Jiratör ile Akım-Gerilim Dönüşümü .....	7
3. ENDÜKTANS BAĞLANTILI ÇİFT KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ VE SİMÜLASYONU .....	8
3.1 Endüktans Bağlantılı Çift Köprülü Dönüştürücünün Jiratör Davranışı .....	8
3.2 İki Köprü Arasındaki Faz Farkının Jirasyon İletkenliğine Etkisinin İncelenmesi ..	9
3.3 Basitleştirilmiş Devre Modeli Üzerinden Jirasyon İletkenliğinin Elde Edilmesi ..	11
3.4 Girişten Görülen Endüktansın Hesaplanması .....	13
3.5 Çift Köprülü Dönüştürücü Devresinin Çalışma Durumlarının İncelenmesi .....	14
3.6 Anahtar Gerçeklenmesi .....	17
3.7 Farklı Anahtar Tipleri için Jiratör Özelliğinin Simülasyon ile İncelenmesi .....	18
3.7.1 İdeal Anahtar ile Gerçekleştirilen Jiratörün Simülasyonu .....	18
3.7.2 İki MOSFET ile Oluşturulan İki Yönlü Anahtarlı Jiratör'ün Simülasyonu .....	21
3.7.3 PSpice Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması .....	29
4. ÖNERİLEN JİRATÖR DEVRESİNİN UYGULAMASI .....	31
4.1 Tüm Sistemin Blok Şeması .....	31
4.2 Çift Köprülü Endüktans Bağlantılı Dönüştürücü Devre Şeması .....	32
4.3 Osilatör Devre Şeması .....	33
4.4 Sürücü Devre Şeması .....	34

4.5	İzole Sürme Devre Şeması .....	35
4.6	Baskı Devre .....	36
4.7	Jirator Devresine DC Giriş Uygulanması ile Elde Edilen Deneysel Sonuçlar .....	37
4.8	Jirator Girişine İlk Şartlı Kondansatör Bağlanmasıyla Elde Edilen Deney Sonucu41	
4.9	Jirator Devresine AC Giriş Uygulanması ile Elde Edilen Deney Sonucu.....	43
5.	GİRİŞİNDEN ENDÜKTANS GÖRÜLEN JİRATORÜN DOĞRULTUCU DEVRESİNDEKİ FİLTRE ENDÜKTANSI YERİNE UYGULANMASI .....	45
6.	SONUÇLAR.....	53
	KAYNAKLAR.....	55
	ÖZGEÇMİŞ.....	58

## SİMGE LİSTESİ

C	Yük kondansatörü
$f_r$	Rezonans frekansı
$f_a$	Anahtarlama frekansı
g	Jirasyon iletkenliği
$g_L$	Çift köprülü endüktans bağlantılı dönüştürücü için jirasyon iletkenliği
$g_C$	Çift köprülü kondansatör bağlantılı dönüştürücü için jirasyon iletkenliği
$I_1$	DC giriş akımı
$I_2$	DC çıkış akımı
$i_1$	AC giriş akımı
$i_2$	AC çıkış akımı
L	Çift köprülü dönüştürücüdeki bağlantı endüktansı
$L_g$	Jiratör girişinden görülen endüktans
$R_g$	Jiratör girişinden görülen kayıp direnç
R	Yük direnci
$V_1$	DC giriş gerilimi
$V_2$	DC çıkış gerilimi
$V_{ac}$	AC giriş gerilimi
$X_L$	Endüktif empedans
$\phi$	Çift köprülü dönüştürücüde iki köprü arasındaki faz farkı
$\alpha$	Akım ile gerilim arasındaki faz farkı

## KISALTMA LİSTESİ

AC	Değişken Akım (Alternative current)
DC	Doğru Akım (Direct current)
MOSFET	Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör (Metal oxide semiconductor field effect transistor)
PWM	Darbe genişlik modülasyonu (Pulse width modulation)

## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 İdeal jiratör .....	4
Şekil 2.2 Jiratör ile direnç-direnç dönüşümü.....	5
Şekil 2.3 Jiratör ile kondansatör-endüktans dönüşümü.....	5
Şekil 2.4 Jiratör ile endüktans-kondansatör dönüşümü.....	6
Şekil 2.5 Jiratör ile gerilim-akım dönüşümü .....	7
Şekil 2.6 Jiratör ile akım-gerilim dönüşümü .....	7
Şekil 3.1 Çift köprülü kondansatör bağlantılı jiratör topolojisi.....	8
Şekil 3.2 Çift köprülü endüktans bağlantılı jiratör topolojisi .....	8
Şekil 3.3 Jirasyon iletkenliği grafiği.....	10
Şekil 3.4 Sadeleştirilmiş jiratör modeli .....	11
Şekil 3.5 Sadeleştirilmiş jiratör modeli kullanılarak elde edilen dalga şekilleri .....	11
Şekil 3.6 Kondansatör yüklü jiratörün girişinden görülen endüktansın hesaplanması .....	14
Şekil 3.7 Jiratörün çalışması sırasında oluşan dört durum .....	15
Şekil 3.8 Birinci duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri .....	15
Şekil 3.9 İkinci duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri .....	16
Şekil 3.10 Üçüncü duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri.....	16
Şekil 3.11 Dördüncü duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri .....	17
Şekil 3.12 İki yönlü çalışan anahtar yapıları .....	18
Şekil 3.13 İdeal anahtarlı jiratör devresi.....	19
Şekil 3.14 Anahtar direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi grafiği.....	20
Şekil 3.15 Jiratörün girişinden görülen devre modeli.....	20
Şekil 3.16 İki yönlü anahtarlarla oluşturulan çift köprülü dönüştürücü .....	22
Şekil 3.17 (a) Jiratörün giriş-çıkış karakteristiği devresi, (b) Test devresi.....	23
Şekil 3.18 Jiratörün giriş-çıkış karakteristiği simülasyonu sonucu .....	23
Şekil 3.19 Darbe şeklindeki girişe karşılık jiratörün kaynaktan çektiği akım.....	25
Şekil 3.20 Jiratörün sinüsoidal girişe karşılık çektiği akım.....	27
Şekil 3.21 (a) Jiratörlü rezonans devresi (b) Test devresi .....	28
Şekil 3.22 Rezonans simülasyonu .....	28
Şekil 3.23 İdeal anahtar, 2-MOS'lu ve 4-Diyot 1-MOS'lu jiratörün DC giriş cevabı .....	29
Şekil 3.24 İdeal anahtar, 2-MOS'lu ve 4-Diyot 1-MOS'lu jiratörün rezonans simülasyonu...	30
Şekil 4.1 Tüm sistemin blok şeması .....	31
Şekil 4.2 Çift köprülü bağlantı endüktanslı dönüştürücü devre şeması .....	32
Şekil 4.3 Osilatör devre şeması .....	33

Şekil 4.4 Sürücü devre şeması.....	34
Şekil 4.5 İzole sürücü devre şeması.....	35
Şekil 4.6 Baskı devre kartı üstten görünüşü .....	36
Şekil 4.7 DC çalışma deney düzeneği .....	37
Şekil 4.8 Jiratör devresinin DC karakteristiği .....	38
Şekil 4.9 Farklı anahtarlama frekansları için DC çıkış gerilimleri.....	39
Şekil 4.10 Çıkış direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi grafiği .....	41
Şekil 4.11 Rezonans deney devresi .....	41
Şekil 4.12 Rezonans deneyi ölçüm sonucu .....	42
Şekil 4.13 (a) AC giriş deney devresi (b) AC giriş test devresi .....	43
Şekil 4.14 Jiratör devresinin AC giriş için ölçüm sonucu .....	43
Şekil 5.1 Yarım dalga doğrultma devresi .....	45
Şekil 5.2 Yarım dalga doğrultucu devresinin kaynaktan çektiği akım simülasyon sonucu .....	45
Şekil 5.3 Yarım dalga doğrultucunun kaynaktan çektiği akım ölçüm sonucu .....	46
Şekil 5.4 Yarım dalga doğrultucunun kaynaktan çektiği akımın harmonik analizi .....	47
Şekil 5.5 Yarım dalga doğrultucunun kaynaktan çektiği akımın harmonik ölçümü .....	47
Şekil 5.6 Filtre endüktanslı doğrultma test devresi .....	48
Şekil 5.7 Filtre endüktansı bağlanmış yarım dalga doğrultucu simülasyonu .....	48
Şekil 5.8 Filtre endüktansı bağlanmış yarım dalga doğrultucu devresinin kaynaktan çektiği akımın harmonik analizi .....	49
Şekil 5.9 Yarım dalga doğrultucuda filtre endüktansı yerine jiratör bağlanması.....	50
Şekil 5.10 Yarım dalga doğrultucu devresinde endüktans yerine jiratör bağlanması ile elde edilen simülasyon sonucu .....	50
Şekil 5.11 Yarım dalga doğrultucu devresinde endüktans yerine jiratör bağlanması ile elde edilen ölçüm sonucu .....	51
Şekil 5.12 Filtre endüktansı yerine jiratör bağlanmış yarım dalga doğrultucu devresinin kaynaktan çektiği akımın harmonik ölçümü.....	51

## ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 Anahtar direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi .....	19
Çizelge 3.2 İki köprü arasındaki anahtarlama faz açısı değişimine karşılık giriş endüktansı ve direnci değişimi.....	21
Çizelge 3.3 Jiratörün giriş ve çıkış akımları .....	24
Çizelge 4.1 DC çalışma teorik, simülasyon ve gerçek sonuçların karşılaştırılması.....	37
Çizelge 4.2 Jiratör devresinin DC karakteristiği .....	38
Çizelge 4.3 Farklı anahtarlama frekansları için DC çıkış gerilimleri.....	39
Çizelge 4.4 Çıkış direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi.....	40



## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, endüktans bağlantılı çift köprülü dönüştürücünün jirator davranışı incelenmiş, gerçekleşmesi teorik ve uygulamalı olarak sunulmuştur.

Öncelikle beni bu konu üzerinde çalışmam için teşvik eden, doktora tezimin başlangıcından bitimine kadar takıldığım her noktada bana destek olan, yol gösteren, teorik ve pratik çalışmalarım sırasında, sonuca ulaşmakta zorlandığım anlarda değerli zamanını bana ayırarak fikir veren, beraber çalışma fırsatı tanıyarak teorik ve laboratuvar tecrübelerinden yararlanmamı sağlayan çok değerli danışman hocam Prof. Dr. M. Oruç BİLGİÇ'e sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisansa başladığım günden bugüne, beni doğru yönlendiren, fikirlerine danıştığım da geri çevirmeyerek bugünlere gelmemde önemli pay sahibi olan değerli hocalarım Prof. Dr. Atilla ATAMAN'a ve Prof. Dr. Tülay YILDIRIM'a, tez çalışmalarım sürecince bilgi ve tecrübeleriyle bana yol göstererek tezimin şekillenmesinde ve hatalarımın giderilmesinde değerli katkılarını esirgemeyen değerli hocalarım Prof. Dr. Hacı BODUR'a ve Prof. Dr. Feriha ERFAN KUYUMCU'ya en içten saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım sırasında her konuda fikir alışverişinde bulunduğum, yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen sevgili oda ve çalışma arkadaşlarım Yük. Müh. Tankut AÇAR'a, ve Yük. Müh. Ahmet SERBES'e, baskı devre kartımın oluşmasında tecrübe ve bilgileriyle katkıda bulunan arkadaşlarım Elektronik ve Haberleşme Müh. İlkin YENAL'a, Elektronik ve Haberleşme Müh. Seyhan ŞENGELİR'e ve Elektronik Teknikeri Gökhan CALAYIR'a minnet ve teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak beni bugünlere getiren, maddi manevi arkamda her zaman desteklerini hissettiğim, annem Nevin DİNÇBAKIR'a, babam N. Güner DİNÇBAKIR'a ve kardeşim Ceyda DİNÇBAKIR'a, son olarak; her zaman yanımda olan, kendisine ayırmam gereken zamanda çalışmama rağmen bana olan sevgisini ve anlayışını yitirmeyen değerli eşim Sultan DİNÇBAKIR'a en derin sevgilerimi sunarım.

Cenk DİNÇBAKIR

# ENDÜKTANS BAĞLANTILI ÇİFT KÖPRÜ İLE JİRATÖR TASARIMI ANALİZİ VE GERÇEKLEMESİ

## ÖZET

Bu tezde, endüktans bağlantılı çift köprülü dönüştürücü kullanılarak yapılan bir jiratörün tasarım, analiz ve uygulaması sunulmuştur. Tasarlanan jiratör devresinin, çift yönlü MOSFET anahtarlar kullanılarak ve herhangi bir geribesleme devresine ihtiyaç duymadan jiratör tanım bağıntılarını sağladığı ve iki yönlü enerji transferini gerçekleştirebileceği teorik ve deneysel olarak gösterilmiştir. Böyle bir jiratör devresi, gerilim-akım, akım-gerilim, kondansatör-endüktans ve direnç-direnç gibi dönüşümlerde kullanılabilir.

Tezin başlangıcında ilk olarak jiratör kavramı ve jiratör gerçekleşmesi üzerine geniş bir literatür taraması yapıldıktan sonra çift köprülü endüktans bağlantılı dönüştürücü kullanılarak jiratör analizi, tasarımı ve gerçekleştirilmesi sunulmuştur. Yapılan teorik çalışmalar neticesinde genel jirasyon iletkenliğin denkleminin özel bir durumu daha basit formda elde edilmiştir. Elde edilen jirasyon iletkenliği ve ideal jiratör tanım bağıntılarından yararlanılarak kondansatör yüklü jiratörün girişinden görülen endüktans teorik olarak hesaplanmış, hesaplanan endüktansın prototip devre üzerinden yapılan ölçümlerde %9 hatayla elde edildiği deneysel ölçüm sonuçlarında gösterilmiştir. Jiratör devresi, iki yönlü kontrollü çalışabilen MOSFET anahtarlar ve bu anahtarları sürmek için kullanılan izole sürme devreleriyle oluşturulmuştur. Jiratörün dinamik ve statik davranışı önce teorik olarak, sonra simülasyonlar ile gösterilmiş ve son olarak yukarıda bahsedilen dönüşümlerden bazıları prototip devre yardımıyla test edilmiştir. Gerçeklenen jiratör devresi yarım dalga doğrultucu devresindeki seri filtre endüktansı yerine uygulanmış, yapılan simülasyonlar ile elde edilen deneysel sonuçlar tezde sunulularak yorumlanmıştır.

Elde edilen teorik, simülasyon ve deneysel sonuçların değerlendirilmesiyle endüktif enerji transferi ile gerçekleştirilen çift köprülü jiratör devresi, jirasyon işlevini herhangi bir geribeslemeli kontrol devresine ihtiyaç duymadan gerçekleştirilmiştir. Önerilen devrenin iki yönlü enerji transferini gerçekleştirdiği, dört bölgeli çalıştığı ve dinamik ve statik davranışı gösterdiği yapılan deneylerle ispatlanmıştır.

**Anahtar kelimeler:** Jiratör, çift köprülü dönüştürücü, kayıpsız devre elemanı gerçekleştirme.

# INDUCTANCE COUPLED DOUBLE BRIDGE GYRATOR DESIGN ANALYSIS AND REALIZATION

## ABSTRACT

This thesis presents a gyrator design and realization based on an inductor-coupled double bridge converter. It is shown that this gyrator can operate in four-quadrant mode by using bi-directional MOSFET switches without the necessity of any feedback control circuit. There are different usage areas of such a gyrator, some of which are conversions of voltage to current, current to voltage, capacitor to inductor and resistance to resistance.

In this thesis, first of all, a wide range of literature about gyrator concept is searched and then four-quadrant gyrator realization by double-bridge converter is proposed. After a theoretical study, a special case of the general gyration conductance “ $g$ ” is calculated. By using this “ $g$ ” and ideal gyrator equations the inductance seen from the input of the capacitor loaded four-quadrant gyrator is studied. The experimental results showed that the input inductance is realized with %9 error. The realization of the gyrator circuit is obtained by using bidirectional MOSFET switches and isolated driver circuit. The dynamic and static gyrator behavior is theoretically proved, then simulated and then some of above conversions are also tested by using prototype circuit. Some applications of the proposed gyrator are experimentally shown. The prototype gyrator circuit is applied instead of a series filter inductance in a half wave rectifier. The simulation and the experimental results are discussed.

By evaluating all the theoretical, simulation and experimental results, the proposed double bridge power gyrator with inductive energy transfer enables control-free gyration. It is proved with experiments that the proposed gyrator can realize two direction energy transfer and four-quadrant operation and work under both dynamic and static conditions.

**Keywords:** Gyrator, double-bridge converter, loss-free component realization.

## 1. GİRİŞ

Bu tezin amacı, çift köprülü endüktans bağlantılı dönüştürücü kullanılarak iki yönlü enerji transferi yapabilen bir jirator gerçekleştirmektir.

Kayıpsız devre elemanlarının anahtarlama güç dönüştürücüleri ile gerçekleştirilmesi kavramı ilk olarak Singer tarafından 1990 yılında ortaya atılmıştır (Singer, 1990). Burada bahsedilen kayıpsız devre elemanı kavramı, anahtarlama güç dönüştürücülerinin bir özelliği olan yüksek verimlerde çalışmalarının bir sonucudur. Literatürde, bu tip dönüştürücülerle direnç (Singer, 1990; Singer, 1991; Singer vd., 1996; Giral vd., 1997; Singer vd., 1998; Sebastian vd., 2001; Wang vd., 2001; Valderama vd., 2002; Singer vd., 2004) ve endüktans ya da kondansatör gibi devre elemanlarının gerçekleştirilebildiği (Shmilovitz, 2006) görülmektedir. Gerçeklenen devre elemanları, güç faktörü düzeltme ve verimi yükseltme amaçlarıyla kullanıldıkları gibi, kayıpsız devre elemanı modelleri ayrıca sistemin bütünü modellemede kolaylık sağlama için de kullanılmıştır. Literatürde geçen kayıpsız devre elemanı gerçekleştirmeleri birbirlerine göre avantaj ve dezavantajlar içermelerine karşın hepsinin sadece kararlı halde çalışabilmeleri topolojik bir eksiklik olarak görülmektedir.

Literatürde jiratorların analog yapılar kullanılarak (Bogert, 1955; Sheno, 1965; Bialko, 1968; Holmes vd., 1969; Inigo, 1971; Voorman vd., 1972; Antoniou vd., 1973) ve anahtarlama devreleri kullanılarak (Singer, 1987; Singer, 1988; Ehsani vd., 1993a; 1993b; Shmilovitz vd., 1998; Pastor vd., 2005a; 2005b; Shmilovitz, 2006; Pastor vd., 2006a; 2006b) gerçekleştirildiği görülmektedir. Analog jiratorlar transistör veya operasyonel amplifikatörler kullanılarak gerçekleştirilmektedir ancak bu devrelerin verimleri oldukça düşüktür. Anahtarlama devreleri kullanılarak geliştirilen jiratorların çoğunda (Singer, 1987; Singer, 1988; Pastor vd., 2005a; 2005b; Shmilovitz, 2006; Pastor vd., 2006a; 2006b) kontrol devreleri kullanılmaktadır. Literatürde ek bir kontrol devresiyle gerçekleştirilen bu tip jirator devreleri ile enerjinin sadece tek yönlü kontrollü olarak iletilebildiği verilen performans sonuçlarından görülmektedir.

Anahtarlama dönüştürücüler kullanılarak geliştirilen ilk jirator devresi Singer tarafından ortaya atılmıştır (Singer, 1987; Singer, 1988). Daha sonra, endüktif ya da kapasitif enerji transferi ile çift köprülü dönüştürücünün bir jirator gibi davrandığı sunulmuştur (Ehsani vd., 1993a; 1993b). Bu iki topolojinin en önemli ortak özelliği herhangi bir kontrol devresine sahip olmamasıdır. Bir başka çalışmada, iki anahtarlama devreleri arasına transimiyon hattı bağlanarak jirator davranışı elde edilmiştir (Shmilovitz vd., 1998). Yakın geçmişte, her ne

kadar özel PWM teknikleri kullanılarak geliştirilen anahtarlamalı devrelerin jirator davranışı gösterdikleri belirtildiyse de, bu topolojiler hala kontrol devresi içermekte ve sadece kararlı halde çalışabilmektedirler (Pastor vd., 2005a; 2005b; Pastor vd., 2006a; 2006b).

İkinci bölümde ideal jirator tanım bağıntıları verilmiş, bu bağıntılar kullanılarak jirator ile direnç, kondansatör ve endüktans gibi pasif devre elemanları ile gerilim kaynağı ve akım kaynağı elde edilmesinden bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde bu tezin konusu olan, çift köprülü dönüştürücünün jirator davranışı incelenmiştir. Bu bölümde ayrıca analog ve anahtarlamalı devreler kullanılarak gerçekleştirilen jiratorlara ait yapılan literatür taraması sonucunda elde edilen bilgiler ile bu topolojilerin avantajlı ve dezavantajlı yönleri sunulmuştur.

Dördüncü bölümde, endüktans bağlantılı çift köprülü dönüştürücünün analizi yapılmıştır. Basitleştirilmiş jirator modeli üzerinden, geometriden de yararlanılarak jirasyon iletkenliğinin özel bir hali oldukça basit bir formda elde edilmiştir. Daha sonra dönüştürücünün çalışma durumları ayrı ayrı incelenmiş ve simülasyon ile deneysel çalışmada kullanılacak iki yönlü anahtar yapısından bahsedilmiştir. Son olarak jirator devresine ait PSpice simülasyon sonuçları test devreleriyle karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Beşinci bölümde tüm sistemin blok şeması ile alt bloklara ait devre şemaları sunularak, devreler ve kullanılan devre elemanları ile ilgili bilgi verilmiştir.

Altıncı bölümde, jirator devresinin deneysel sonuçları, hesap ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Yedinci bölümde ise, girişi endüktans özelliği gösteren jirator devresinin, yarımdalga doğrultucu devresindeki seri filtre endüktansı yerine uygulanması ile elde edilen deneysel sonuçlar simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Sonuç bölümünde, bu tezde yapılan tüm teorik ve pratik çalışmalara ait elde edilen sonuçlar sunulmuş ve yorumlanmıştır.

Bu tezde yapılan yenilik, çift köprülü endüktans bağlantılı jirator devresinin hem tek yönlü hem de çift yönlü enerji transferi yaparak, her iki koşul altında da jirator tanım bağıntılarını sağladığının gösterilmesidir.

Sunulan jirator devresinin hem dinamik hem de statik çalışmayı gerçekleştirdiği deneysel yolla gösterilmiş olup bu tarz bir çalışmaya literatürde rastlanamamıştır.

İki köprü arasındaki faz farkının  $90^\circ$  olduğu özel durum için genel jirasyon ifadesinin özel bir hali daha basit bir formda elde edilerek doğruluğu deneysel yolla ispatlanmış olup bu şekilde bir çıkarılışa literatürde rastlanamamıştır.

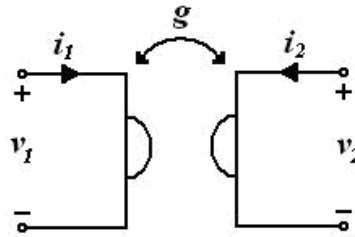
Tüm teorik ve deneysel sonuçları değerlendirdiğimde bu çalışmayı bilime ve teknolojiye yenilik getiren bir çalışma olarak görmekteyim.

## 2. JİRATÖR KAVRAMI

### 2.1 Jiratör Tanımı

Literatürde jiratör kavramı ilk olarak Tellegen tarafından ortaya atılmıştır (Tellegen, 1948). İdeal jiratör Şekil 2.1'deki gibi iki kapılı bir devre elemanıdır ve (2.1)'deki tanım bağıntıları ile ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g \\ -g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$



Şekil 2.1 İdeal jiratör

Burada “g”, iletkenlik boyutunda reel bir sayı olup siemens veya mho [ $1/\Omega$ ] birimi ile ölçülür. “g”, jirasyon iletkenliği olarak tanımlanır. Jiratörün içinde harcanan ani güç (2.2) ifadesinden de görüldüğü gibi her “t” anı için sıfırdır.

$$p(t) = v_1 i_1 + v_2 i_2 = 0 \quad (2.2)$$

Bu nedenle jiratör ideal transformatör gibi pasif ve kayıpsız dört uçlu bir elemandır.

$$p_1(t) = v_1 i_1 = (-v_2) \cdot i_2 = -p_2(t) \quad (2.3)$$

olduğu için de bir kapıdan aldığı enerjiyi diğer kapıdan aynen verir ve üzerinde enerji depolamaz. Güç bağıntısı, jiratör tanım bağıntılarından

$$p(t) = v_1 i_1 = g v_1 v_2 \quad (2.4)$$

olarak bulunur.

Jiratör ile Gerilim-Akım, Akım-Gerilim, Endüktans-Kondansatör, Kondansatör-Endüktans, Direnç-Direnç dönüşümleri kolayca yapılabilir. Girişten elde edilen devre elemanının değeri “g” ile bağıntılı olacaktır, dolayısıyla girişten “g” ile kontrol edilebilen kayıpsız bir devre elemanı elde edilmiş olur.

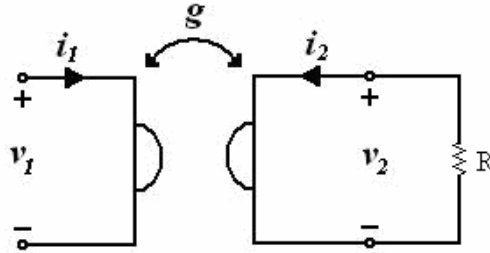
## 2.2 İdeal Jiratör ile Pasif Devre Elemanlarının Elde Edilmesi

### 2.2.1 İdeal Jiratör ile Direnç-Direnç Dönüşümü

Jiratör çıkışına Şekil 2.2'deki gibi bir direnç bağlandığında girişten

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{1}{g^2} \frac{(-i_2)}{v_2} = \frac{1}{g^2} \frac{1}{R} \quad [\Omega] \quad (2.5)$$

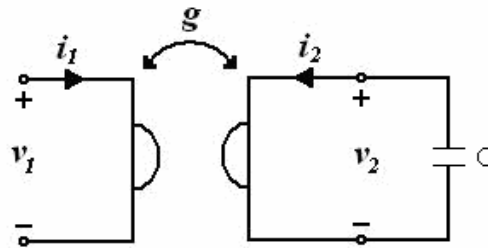
değerinde bir direnç görülür. Elde edilen bu yeni direnç “g” ile ayarlanabilen bir dirençtir.



Şekil 2.2 Jiratör ile direnç-direnç dönüşümü

### 2.2.2 İdeal Jiratör ile Kondansatör-Endüktans Dönüşümü

Manyetik bir çekirdek üzerine iletken sarmak suretiyle ideal endüktans gerçeklemek manyetik ve ısı kayıpları nedeniyle çok zordur. Oysa günümüzde yalıtkan teknolojisi iletken teknolojisine göre çok daha gelişmiş olduğundan ideal olmasa da ideale çok yakın bir kondansatör gerçeklemek mümkündür. Böyle bir kondansatör ve jiratör kullanarak Şekil 2.3'teki gibi bir devreyle ideale yakın endüktans gerçeklemek mümkün olabilir.



Şekil 2.3 Jiratör ile kondansatör-endüktans dönüşümü



Jirator tanım bağıntıları kullanılarak

$$v_1 = \left(-\frac{1}{g}\right) \cdot i_2 = \left(-\frac{1}{g}\right) \cdot \left(-C \times \frac{dv_2}{dt}\right) = \frac{C}{g} \cdot \left(\frac{1}{g} \frac{di_1}{dt}\right) = \left(\frac{C}{g^2}\right) \cdot \left(\frac{di_1}{dt}\right) = L \frac{di_1}{dt} \quad (2.6)$$

$$L = \left(\frac{C}{g^2}\right) [\text{H}] \quad (2.7)$$

elde edilir. Girişten görülen endüktansın değeri “g” ile kontrol edilebilir.

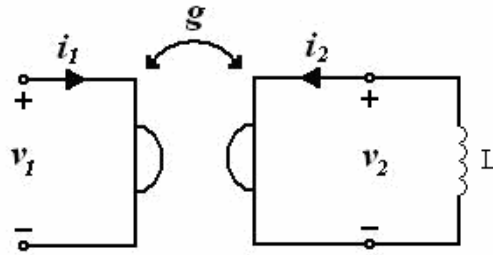
### 2.2.3 İdeal Jirator ile Endüktans-Kondansatör Dönüşümü

Her ne kadar jirator çıkışına bir endüktans bağlayarak girişten kondansatör gerçeklemek günümüzde çok kullanışlı ve verimli bir uygulama olmasa da, elde edilen kondansatörün “g” ile kontrol edilebilen ayarlı bir devre elemanı olması bir avantaj olarak görülebilir. Jirator tanım bağıntılarından:

$$i_1 = gv_2 = g \cdot \left(-L \frac{di_2}{dt}\right) = g \cdot \left(gL \frac{dv_1}{dt}\right) = (g^2L) \cdot \left(\frac{dv_1}{dt}\right) = C \frac{dv_1}{dt} \quad (2.8)$$

$$C = (Lg^2) [\text{F}] \quad (2.9)$$

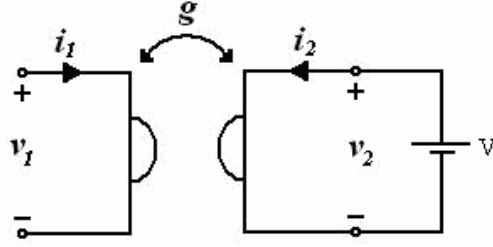
elde edilir.



Şekil 2.4 Jirator ile endüktans-kondansatör dönüşümü

### 2.2.4 İdeal Jirator ile Gerilim-Akım Dönüşümü

Jirator çıkışına Şekil 2.5'teki gibi bir gerilim kaynağı bağlandığında,



Şekil 2.5 Jiratör ile gerilim-akım dönüşümü

jiratör tanım bağıntısı gereği

$$i_1 = gv_2 \quad (2.10)$$

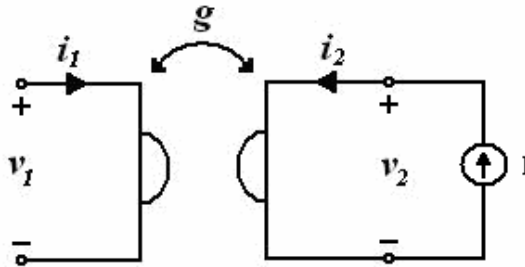
olduğundan jiratör girişinden

$$i_1 = gV \text{ [A]} \quad (2.11)$$

değerinde bir akım kaynağı görülür.

### 2.2.5 İdeal Jiratör ile Akım-Gerilim Dönüşümü

Jiratör çıkışına Şekil 2.6'daki gibi bir akım kaynağı bağlandığında,



Şekil 2.6 Jiratör ile akım-gerilim dönüşümü

jiratör tanım bağıntısı gereği

$$i_2 = (-g) \cdot v_1 \quad (2.12)$$

olduğundan jiratör girişinden

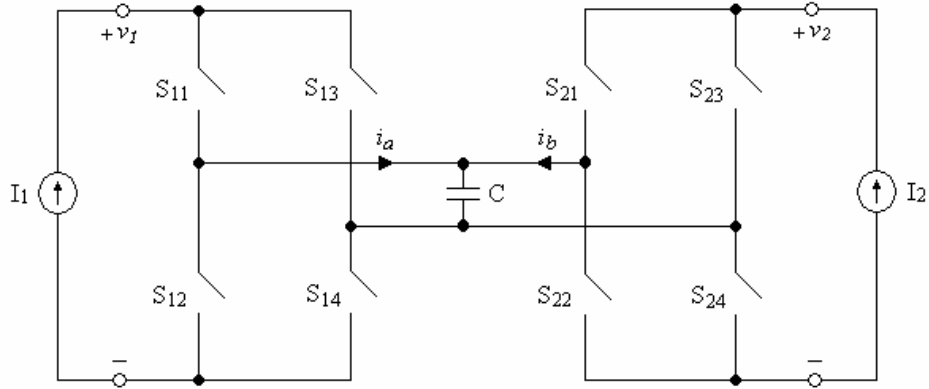
$$v_1 = -\frac{I}{g} \text{ [V]} \quad (2.13)$$

değerinde bir gerilim kaynağı görülür.

### 3. ENDÜKTANS BAĞLANTILI ÇİFT KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ VE SİMÜLASYONU

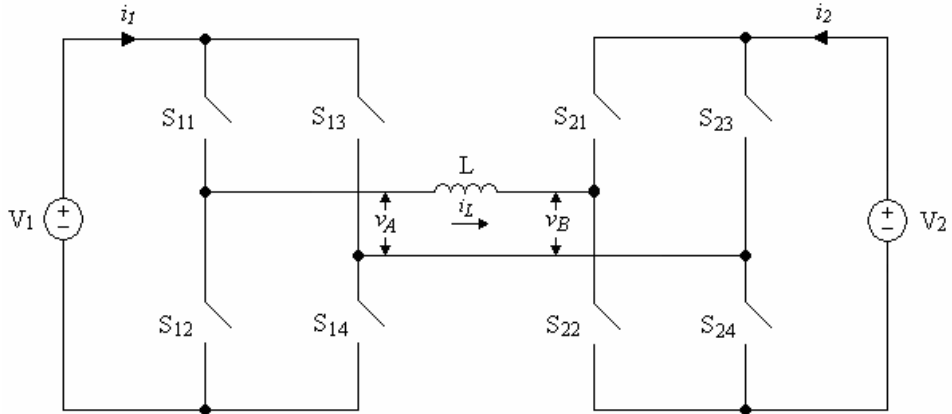
#### 3.1 Endüktans Bağlantılı Çift KöprülÜ Dönüştürücünün Jiratör Davranışı

Çift köprülÜ dönüştürücüler enerji dönüşümünü sağlayan bir giriş bir de çıkış köprüsünden oluşurlar. Şekil 3.1’de görülen çift köprülÜ dönüştürücü devresinde enerjinin geçici olarak depolandığı “C” bağlantı kondansatörü kullanılmaktadır.



Şekil 3.1 Çift köprülÜ kondansatör bağlantılı jiratör topolojisi

Şekil 3.2’de görülen çift köprülÜ dönüştürücü devresinde ise enerji geçici olarak depolanmaktadır.



Şekil 3.2 Çift köprülÜ endüktans bağlantılı jiratör topolojisi

Ortalama durum denklemleri kullanılarak jiratör tanım bağıntılarının, böyle iki dönüştürücü ile herhangi bir kapalı çevrim kontrol yapılmaksızın gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir (Ehsani vd., 1993a; 1993b).

$$g_C = \frac{\omega C}{\phi - (\phi^2 / \pi)} \quad (3.1)$$

$$g_L = \frac{\phi - (\phi^2 / \pi)}{\omega L} \quad (3.2)$$

Sunulan jirator devrelerine ait “ $g_C$ ” ve “ $g_L$ ” jirasyon iletkenligi denklemlerinde, “ $\phi$ ” iki anahtar grubu arasındaki faz farkı, “ $\omega$ ” anahtarlama frekansı, “ $C$ ” bağlantı kondansatörü, “ $L$ ” ise bağlantı endüktansıdır. Bu denklemlerden, jirasyon iletkenliğinin anahtarlama frekansına, faz farkına ve bağlantı elemanının değerine bağlı olduğu görülmektedir.

Şekil 3.1’de verilen kondansatör bağlı çift köprülü jirator devresi ile akım-akım, gerilim-gerilim ve endüktans-kondansatör dönüşümleri yapılabilmektedir ancak devre teorisindeki sınırlama gereği iki ilk şarta sahip kondansatör paralel bağlanamayacağından böyle bir dönüştürücü ile kondansatör-endüktans dönüşümü yapılamamaktadır.

Şekil 3.2’de verilen endüktans bağlı çift köprülü jirator devresi ile akım-akım, gerilim-gerilim ve kondansatör-endüktans dönüşümleri yapılabilmektedir ancak devre teorisindeki sınırlama gereği iki ilk şarta sahip endüktans seri bağlanamayacağından böyle bir dönüştürücü ile endüktans-kondansatör dönüşümü yapılamamaktadır.

Bu tezin konusu olan endüktans bağlantılı çift köprülü dönüştürücü devresi incelendiğinde (Şekil 3.2),  $V_1$  ve  $V_2$ ’nin değişken oldukları ancak yüksek frekanslı anahtarlama dikkate alındığında anahtarlama periyodu içinde sabit olarak düşünülebilecekleri görülür. Bu şekilde bakıldığında devre, bu kısa zaman aralıklarında bir DC-DC dönüştürücü gibi davranmaktadır. Dönüştürücüde, kaynak tarafındaki anahtar grubu S11-S14, S12-S13, S11-S14, ... şeklinde kapanıp açılmakta iken, yük tarafındaki anahtar grubu da benzer bir şekilde S21-S24, S22-S23, S21-S24, ... kapanıp açılmaktadır. Ancak bu iki anahtar grubunu tetikleyen darbe işaretleri arasında bir faz farkı vardır, dolayısıyla  $v_A$  ve  $v_B$  gerilimleri kare dalga şeklindedir. Bu düşünceyle jirator devresi, Şekil 3.4’teki gibi basitleştirilip incelenebilir.

### 3.2 İki Köprü Arasındaki Faz Farkının Jirasyon İletkenliğine Etkisinin İncelenmesi

Jirasyon iletkenliğinin iki köprü arasındaki faz farkına göre değişimini grafiksel olarak görebilmek için aşağıdaki inceleme yapılabilir.

$$(3.2)'den \quad g_L = \frac{\phi - (\phi^2 / \pi)}{\omega L} \quad \text{ise payın } \phi \text{ 'ye göre türevi alınıp sifıra eşitlenerek eğrinin}$$

maksimum noktası bulunur.

$$\frac{d}{d\phi} \left( \phi - \frac{\phi^2}{\pi} \right) = \left( 1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) = 0 \quad (3.3)$$

$$\pi - 2\phi = 0 \Rightarrow \phi = \pi/2 \quad (3.4)$$

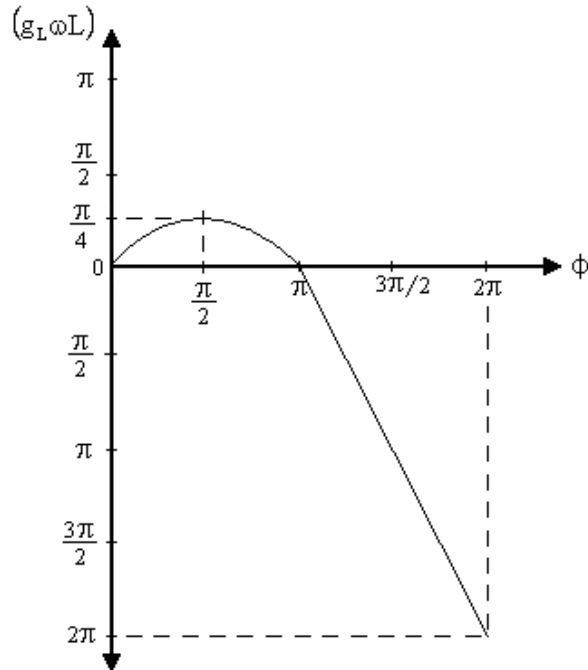
(3.4)'te elde edilen “ $\phi$ ” değeri,  $(g_L \omega L)$  denkleminde yerine koyulursa

$$g_L \omega L = \phi - \left( \phi^2 / \pi \right) \quad (3.5)$$

$$\frac{\pi}{2} \cdot \left( 1 - \frac{\pi/2}{\pi} \right) = \frac{\pi}{4} \quad (3.6)$$

fonksiyonun maksimum noktasının değeri elde edilir.

$\left( \phi - \frac{\phi^2}{\pi} \right)$  ifadesi,  $\phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right)$  iki doğrunun çarpımı şeklinde ayrı ayrı çizilip çarpılırsa  $(g_L \omega L)$  grafiği elde edilir (Şekil 3.3).

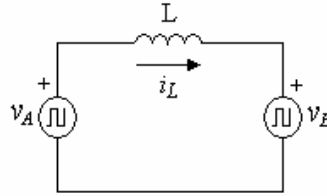


Şekil 3.3 Jirasyon iletkenliği grafiği

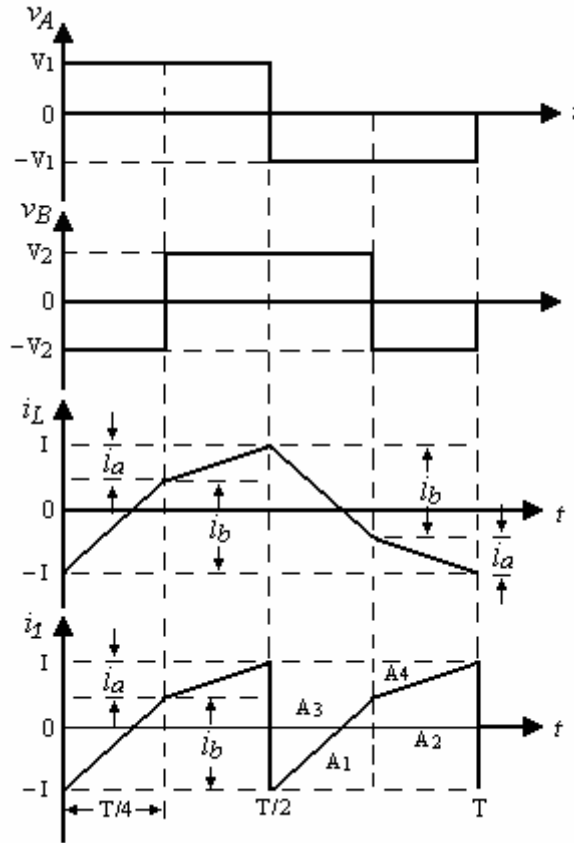
Şekil 3.3'teki jirasyon iletkenliği grafiğinden, giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz farkının  $90^\circ$  olduğu durum için jirasyon iletkenliğinin maksimum olduğu görülmektedir.  $0^\circ$  ve  $180^\circ$ 'lik faz farkları için ise jirasyon iletkenliği “0” değerini almaktadır.

### 3.3 Basitleştirilmiş Devre Modeli Üzerinden Jirasyon İletkenliğinin Elde Edilmesi

Çift köprülü endüktans bağlantılı jirator devresinin sadeleştirilmiş modeli Şekil 3.4'te görülmektedir. Bu model kullanılarak, iki köprü arasındaki faz farkının  $90^\circ$  olduğu özel durum için Şekil 3.5'te görülen dalga şekilleri çizilebilir (Dinçbakır vd., 2007).



Şekil 3.4 Sadeleştirilmiş jirator modeli



Şekil 3.5 Sadeleştirilmiş jirator modeli kullanılarak elde edilen dalga şekilleri

Şekil 3.5'ten yararlanılarak  $\langle i_1 \rangle$  kaynak akımı ortalama değeri şu şekilde hesaplanabilir.

$$V = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \text{ denklemini kullanılarak, } \frac{T}{4} \text{ süresince } i_a \text{ ve } i_b \text{ akımları için}$$

$$i_a = \frac{(V_1 - V_2) \cdot T}{L} \cdot \frac{T}{4} \quad (3.7)$$

$$i_b = \frac{(V_1 + V_2) \cdot T}{L} \cdot \frac{T}{4} \quad (3.8)$$

denklemleri yazılabilir.

$A_1, A_2, A_3$  ve  $A_4$  alanlarından geometri kullanılarak,

$$\langle i_1 \rangle = \frac{A_1 + A_2 - A_3 - A_4}{T} \quad (3.9)$$

elde edilir.

Alan ifadeleri geometri yardımıyla

$$A_1 = \frac{i_b \cdot T/4}{2} \quad (3.10)$$

$$A_2 = \frac{(i_a + 2i_b) \cdot T/4}{2} \quad (3.11)$$

$$A_3 = \frac{(2i_a + i_b) \cdot T/4}{2} \quad (3.12)$$

$$A_4 = \frac{i_a \cdot T/4}{2} \quad (3.13)$$

elde edilir. Bu eşitlikler (3.9)'da yerine yazılırsa

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{T} \left( \frac{i_b \cdot T/4}{2} + \frac{(i_a + 2i_b) \cdot T/4}{2} - \frac{(2i_a + i_b) \cdot T/4}{2} - \frac{i_a \cdot T/4}{2} \right) \quad (3.14)$$

$$\langle i_1 \rangle = \frac{i_b - i_a}{4} \quad (3.15)$$

elde edilir. (3.7) ve (3.8)'deki akım ifadeleri (3.15)'te yerlerine yazılırsa

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{4} \left( \frac{(V_1 + V_2) \cdot T}{L} \cdot \frac{T}{4} - \frac{(V_1 - V_2) \cdot T}{L} \cdot \frac{T}{4} \right) \quad (3.16)$$

$$\langle i_1 \rangle = \left( \frac{T}{8L} \right) \cdot V_2 [A] \quad (3.17)$$

elde edilir. (2.1)'de verilmiş olan jiratorün iki tanım bağıntısından biri

$$I_1 = gV_2 \quad (3.18)$$

kullanılarak, (3.17)'de elde edilen bağıntıdan jirasyon iletkenliği

$$g = \frac{T_a}{8L} = \frac{1}{8Lf_a} \left[ \frac{1}{\Omega} \right] \quad (3.19)$$

bulunur. Bu şekilde çok daha uzun yolla çıkarılabilen ifade, geometriden de yararlanılarak daha basit bir şekilde elde edilmiştir. Bu denklemden “L” bağlantı endüktansı, “f<sub>a</sub>” ise anahtarlama frekansdır. (3.19) ile elde edilen yeni jirasyon iletkenliği bağıntısı (3.2) ile verilen genel denklemin özel bir halidir ve oldukça basit bir formdadır. Bu bağıntıdan, “L” bağlantı endüktansı sabit tutulduğunda jirasyon iletkenliğinin, anahtarlama frekansı “f<sub>a</sub>” ile ters orantılı olarak değiştiği görülmektedir.

### 3.4 Girişten Görülen Endüktansın Hesaplanması

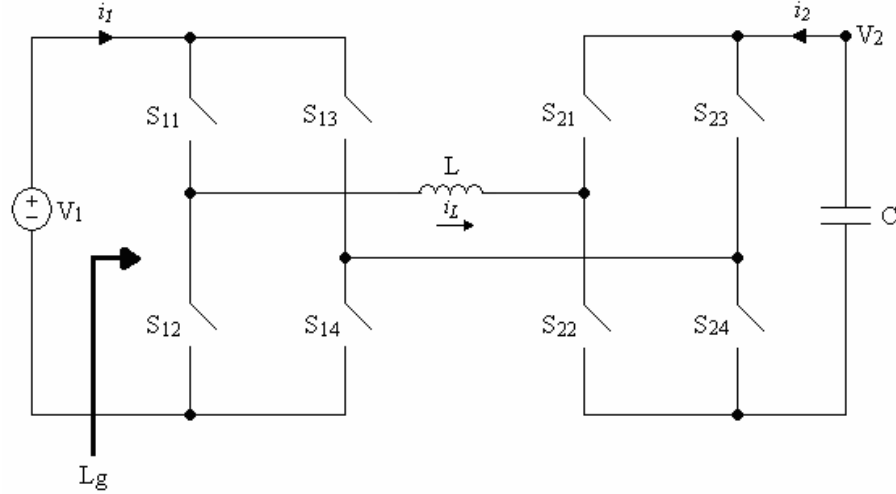
(3.19)'da elde edilen jirasyon iletkenliği bağıntısı (2.7)'de yerine yazılarak

$$L_g = \left( \frac{C}{g^2} \right) = \frac{C}{\left( \frac{1}{8Lf_a} \right)^2} [H] \quad (3.20)$$

$$L_g = 64L^2f_a^2C [H] \quad (3.21)$$

girişten görülen endüktans değerine veren denklem elde edilir. Bu ifadeden giriş endüktansı değerinin, “L” bağlantı endüktansı ve “C” yük kondansatörü sabit olduğu düşünüldüğünde “f<sub>a</sub>” anahtarlama frekansına bağlı olduğu görülmektedir.





Şekil 3.6 Kondansatör yüklü jiratorün girişinden görülen endüktansın hesaplanması

Bir örnek olarak, bağlantı endüktansı  $L = 2 \text{ mH}$ , anahtarlama frekansı  $f_a = 25 \text{ kHz}$  ve yük kondansatörü  $C = 2,2 \mu\text{F}$  seçilirse, giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz farkının  $90^\circ$  olduğu özel durum için

$$g = \frac{1}{8Lf_a} = \frac{1}{8 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^3} = 2,5 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1} \quad (3.22)$$

$$L_g = \left( \frac{C}{g^2} \right) = \frac{2,2 \cdot 10^{-6}}{(2,5 \cdot 10^{-3})^2} = 352 \text{ mH} \quad (3.23)$$

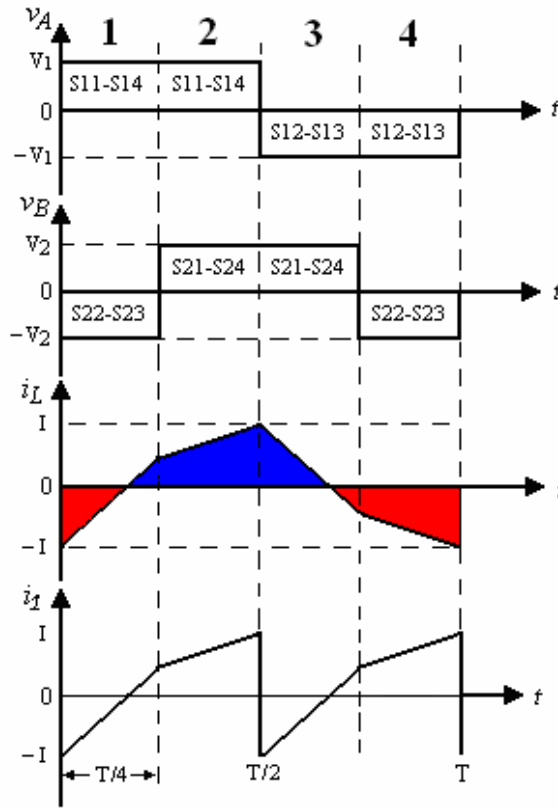
ya da değerler doğrudan (3.21)'de yerine yazılarak

$$L_{in} = 64L^2f_a^2C = 64(2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (25 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} = 352 \text{ mH} \quad (3.24)$$

elde edilir.

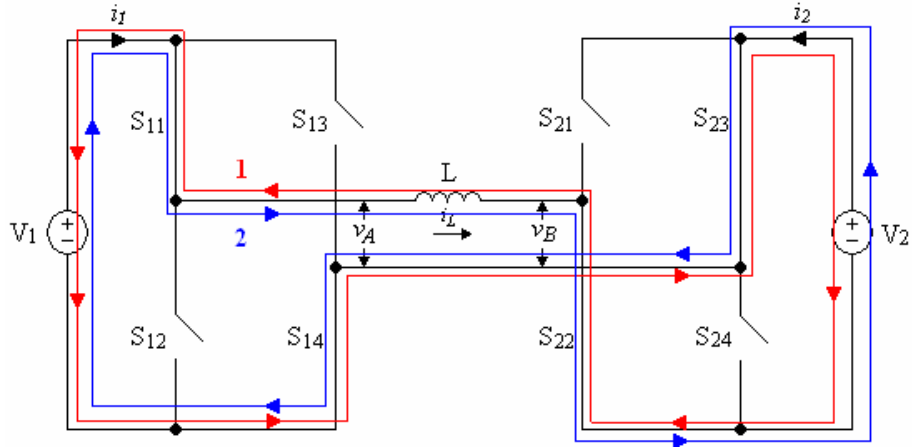
### 3.5 Çift Köprülü Dönüştürücü Devresinin Çalışma Durumlarının İncelenmesi

Çift köprülü dönüştürücü devresinin çalışması sırasında 4 farklı durum oluşur. Bu durumlar Şekil 3.7'de rakamlarla gösterilmiştir ve her durum için hangi anahtarların iletimde olduğu yazılmıştır. Endüktans akımı yönünün, kolay anlaşılabilmesi için mavi ve kırmızı renklerle gösterilmiştir. Mavi renk endüktans üzerindeki akımın pozitif olduğunu, kırmızı renk ise akımın negatif olduğunu göstermektedir. Şekil 3.8 – Şekil 3.11'de dört çalışma durumuna ait anahtar konumları ve akım yönleri devre üzerinden ayrıntılı olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.7 Jiratorün çalışması sırasında oluşan dört durum

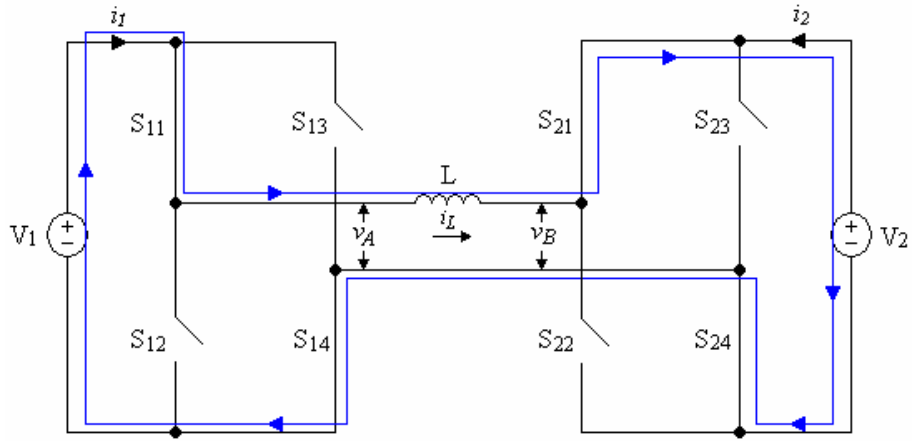
### 1. Durum (S11-S14 ve S22-S23 İLETİMDE)



Şekil 3.8 Birinci duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri

Bu safhada akım ilk önce “1” yönünde (negatif) akmakta iken “2” (pozitif) yöne geçmektedir. Bu durumda enerji hem sola hem de sağa aktarılmaktadır.

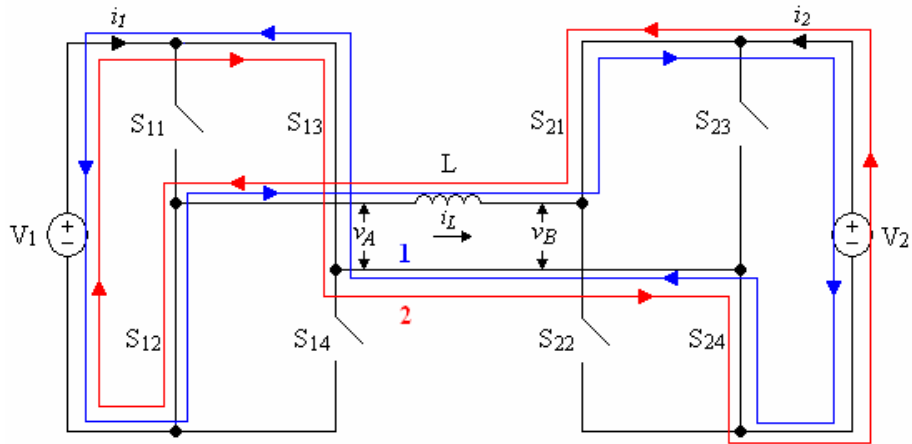
## 2. Durum (S11-S14 ve S21-S24 İLETİMDE)



Şekil 3.9 İkinci duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri

Bu safhada akım hep pozitifdir ve enerji soldan sağa aktarılmaktadır.

## 3. Durum (S12-S13 ve S21-S24 İLETİMDE)

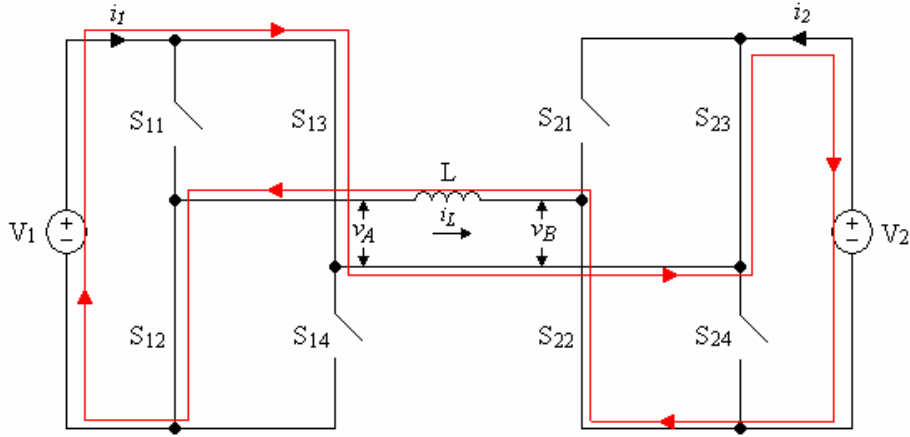


Şekil 3.10 Üçüncü duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri

Bu safhada akım ilk önce "1" yönünde (pozitif) akmakta iken "2" (negatif) yöne geçmektedir.

Bu durumda enerji hem sola hem de sağa aktarılmaktadır.

#### 4. Durum (S12-S13 ve S22-S23 İLETİMDE)



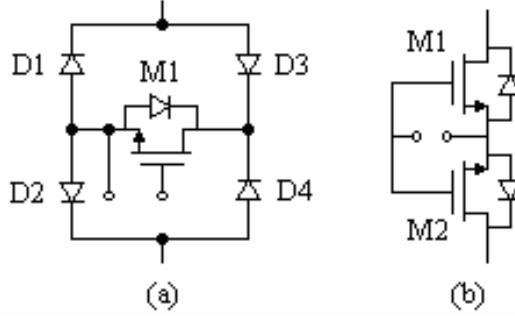
Şekil 3.11 Dördüncü duruma ait anahtar konumları ve akım yönleri

Bu safhada akım hep negatiftir ve enerji sağdan sola aktarılmaktadır.

4 çalışma durumundan görüldüğü gibi her bir anahtar üzerinden iki yönde de akım geçebilmektedir. Bu tip bir çalışma, klasik tek bir transistör ile sağlanamaz. Çünkü tek bir transistör sadece tek yönlü kontrollü bir anahtardır. Diğer yönde paralel bağlı koruma diyotu sebebiyle kontrolsüz olarak iletir. Böyle bir yapıda kullanılabilen anahtar iki yönlü kontrollü çalışabilen bir anahtar olmalıdır.

### 3.6 Anahtar Gerçeklenmesi

Şekil 3.12’de iki farklı iki yönlü anahtar yapısı görülmektedir. Bunlardan Şekil 3.12.(a)’daki anahtar, dört diyot ve bir MOSFET ile oluşturulmuş, Şekil 3.12.(b)’deki ise sadece iki MOSFET kullanılarak oluşturulmuştur. Şekil 3.12.(a)’daki anahtarda iletim sırasında iki diyot ve bir MOSFET devreye girerken Şekil 3.12.(b)’deki anahtarda ise sadece bir MOSFET ve bir diyot devreye girmektedir, bu diyot MOSFET’in iç yapısında bulunan diyottur. İletim yönündeki dirençler ve toplam eleman sayıları dikkate alındığında Şekil 3.12.(b)’deki anahtarın daha avantajlı olduğu görülmektedir.

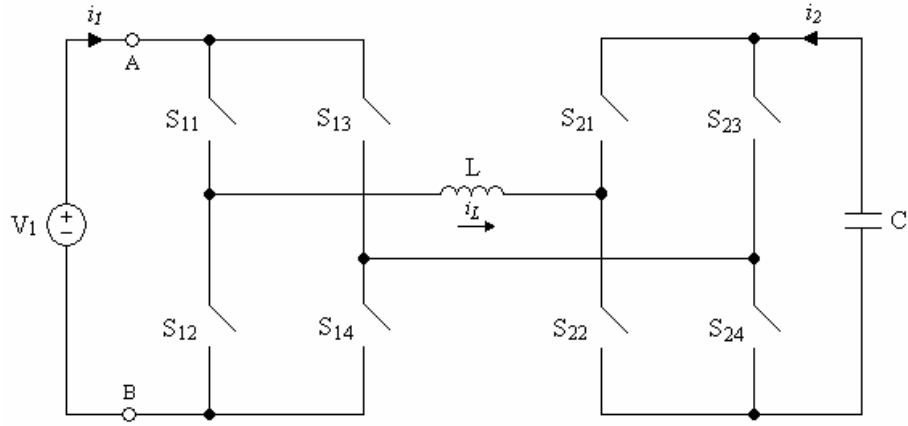


Şekil 3.12 İki yönlü çalışan anahtar yapıları

### 3.7 Farklı Anahtar Tipleri için Jiratör Özelliğinin Simülasyon ile İncelenmesi

#### 3.7.1 İdeal Anahtar ile Gerçekleştirilen Jiratörün Simülasyonu

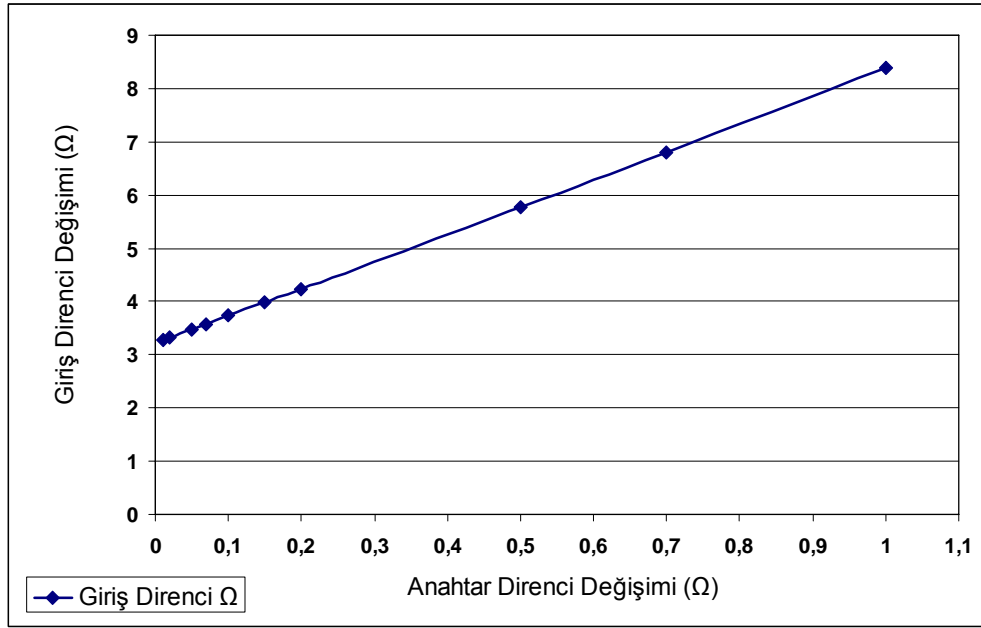
Şekil 3.13'te görülen jiratör devresinde, anahtar direncinin değişimine karşılık değişen giriş direncini gözlemleyebilmek için bir dizi PSpice simülasyonu yapılmış ve simülasyonlarda iletim ve kesim direnç değerleri tanımlanabilen anahtarlar kullanılmıştır. Devrede giriş gerilimi 100 VDC, bağlantı endüktansı 2 mH, yük kondansatörü 2,2  $\mu$ F seçilmiştir. Simülasyonda, anahtarların iletim dirençleri sırayla değiştirilerek jiratörün girişten çektiği akım ve çıkış gerilimi Çizelge 3.1'e kaydedilmiştir. Giriş gerilimi ve giriş akımı bilgileri kullanılarak jiratör girişinden görülen kayıp direnç hesaplanmış ve yine Çizelge 3.1'e kaydedilmiştir. Çizelge 3.1'deki veriler kullanılarak, Şekil 3.14'te anahtar direnci değişimine karşılık giriş direncinin değişimi grafiği elde edilmiştir. Bu grafikten görüldüğü gibi anahtar direncinin lineer artışına karşılık, giriş direnci de lineer olarak artmaktadır. Buradan, anahtar iletim direnci ne kadar küçük seçilirse giriş direncinin de o kadar küçük olacağı sonucuna varılmıştır. Bu sonuçtan yararlanılarak, 4. bölümde tasarımı sunulan jiratör devresinde küçük iletim direncine sahip anahtarların seçilmesine dikkat edilmiştir. Simülasyonda çıkış kondansatörüne paralel yük direnci bağlanmadığı için çıkış geriliminin 12kV'a kadar yükseldiği görülmektedir. Bu durum çıkış gerilimini sınırlayıcı bir direnç bulunmaması sebebiyle enerjinin sürekli kondansatör üzerine aktarılması sonucunda meydana gelmiştir.



Şekil 3.13 İdeal anahtarlı jirator devresi

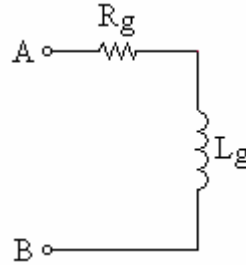
Çizelge 3.1 Anahtar direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi

<b>Anahtar Direnci (<math>\Omega</math>)</b>	<b><math>I_1</math> (A)</b>	<b><math>V_2</math> (kV)</b>	<b><math>R_g</math> (Hesap) (<math>\Omega</math>)</b>
0,01	30,4	12	3,28
0,02	30	11,9	3,33
0,05	28,7	11,3	3,48
0,07	27,9	11,1	3,58
0,1	26,8	10,6	3,73
0,15	25,1	10	3,98
0,2	23,6	9,4	4,23
0,5	17,3	6,9	5,78
0,7	14,7	5,8	6,8
1	11,9	4,7	8,4



Şekil 3.14 Anahtar direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi grafiği

Bölüm 2.2.2’de jirator çıkışına kondansatör bağlandığında girişte endüktans özelliği gözlemlendiği gösterilmişti. Pratik gerçekleştirilmede, anahtar kayıpları nedeniyle gözlenen giriş endüktansı kayıplı bir endüktans olacaktır (Şekil 3.14). Bu kayıp Şekil 3.15’te görüldüğü gibi seri bir  $R_g$  direnciyle modellenmiştir.



Şekil 3.15 Jiratorun girişinden görülen devre modeli

Çift köprülü endüktans bağlantılı dönüştürücü devresinde, iki köprü arasındaki “ $\phi$ ” faz farkı değişiminin giriş direncine ve giriş endüktansına etkisini görebilmek için giriş gerilimi 100 V ve anahtarlama frekansı 25 kHz’de sabit tutulup simülasyonlar yapılmış ve sonuçları Çizelge 3.2’de verilmiştir. Anahtarlama frekansının 25 kHz olması periyodun 40  $\mu$ s olması demektir. Çizelge 3.2’nin ilk sütununda, iki köprü arasındaki faz farkı zaman ekseninde ifade edilmiş, ikinci sütunda ise bu faz farkının açısal karşılığı verilmiştir. Simülasyon için anahtar iletim direnci 0,02  $\Omega$  seçilmiştir.

Çizelge 3.2 İki köprü arasındaki anahtarlama faz açısı değişimine karşılık giriş endüktansı ve direnci değişimi

$\phi$ ( $\mu\text{sn}$ )	$\phi$ ( $^{\circ}$ )	$I_1$ (A)	$R_g$ ( $\Omega$ )	$L_g$ (mH)	$V_C$
1	9	1,08	92,5	9000	pozitif
3	27	7,8	12,8	1300	pozitif
5	45	16,8	5,9	600	pozitif
7	63	24,8	4	450	pozitif
10	90	30	3,3	350	pozitif
13	117	24,8	4	450	pozitif
15	126	16,8	5,9	600	pozitif
17	153	7,8	12,8	1300	pozitif
20	180	0	$\infty$	$\infty$	-

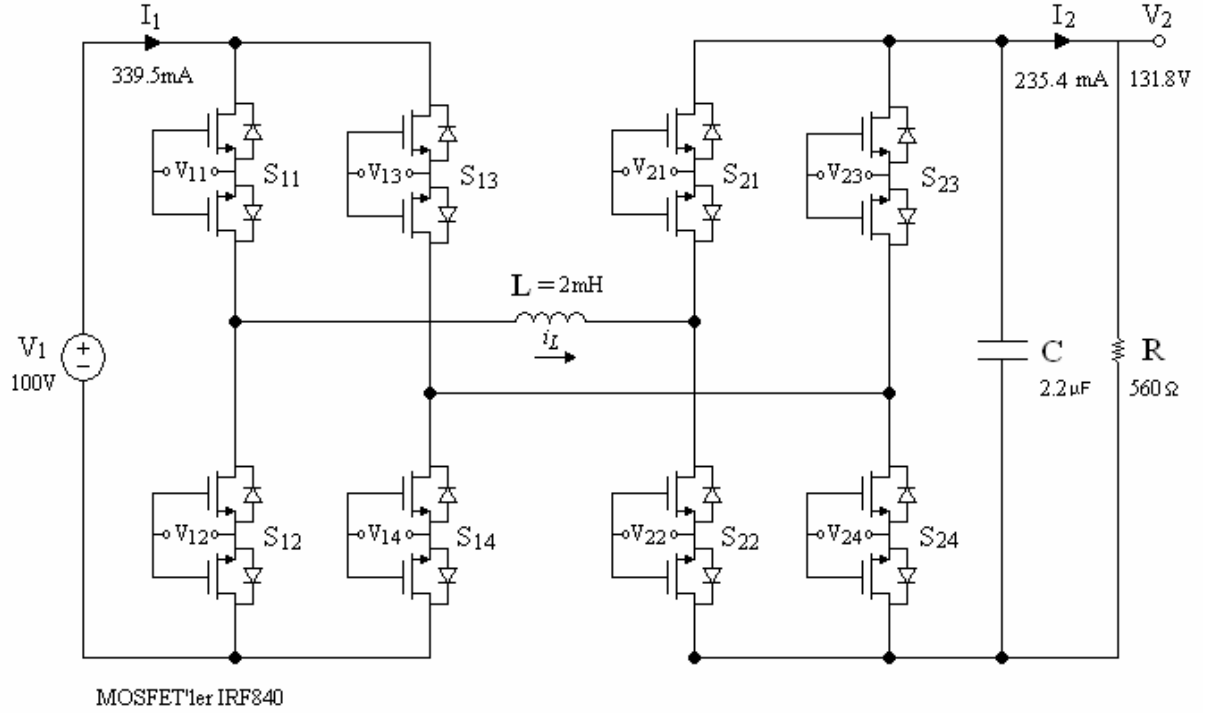
Sonuçlar değerlendirildiğinde, iki köprü arasındaki faz farkının  $90^{\circ}$  olduğu durum için girişten elde edilen direnç ve endüktansın en küçük değerlerini aldıkları görülmektedir. Girişten görülen kayıp direncin değerini küçük tutmak ve  $90^{\circ}$ 'lik faz farkının uygulamada oluşturulmasının kolay olması sebebiyle simülasyon ve uygulamada bu durum yaratılmıştır.

### 3.7.2 İki MOSFET ile Oluşturulan İki Yönlü Anahtarlı Jirator'ün Simülasyonu

Endüktans bağlantılı çift köprülü dönüştürücü devresi, Şekil 3.12.(b)'deki iki yönlü anahtarlarla gerçekleştirilip  $L = 2$  mH bağlantı endüktansı,  $C = 2,2$   $\mu\text{F}$  yük kondansatörü ve  $R = 560$   $\Omega$  yük direnci ile Şekil 3.16'daki jirator devresi oluşturulmuştur. Jirator devresinin,  $f_a = 25$  kHz anahtarlama frekansında çalışması PSpice simülasyonları ile incelenmiştir. PSpice simülatöründe MOSFET'ler için IRF840 model parametreleri kullanılmıştır.

Simülasyonda devrenin girişine 100 VDC kaynak bağlanması sonucunda elde edilen giriş ve çıkış akımları ile çıkış gerilimi Şekil 3.16'da devre şeması üzerinde gösterilmiştir.





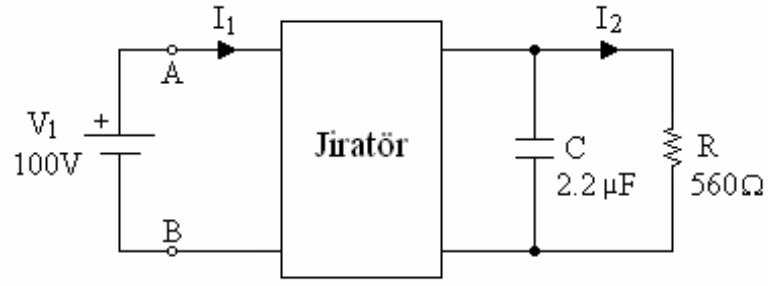
Şekil 3.16 İki yönlü anahtarlarla oluşturulan çift köprülü dönüştürücü

Anahtarlama frekansı  $f_a = 25 \text{ kHz}$  için jirasyon iletkenliği

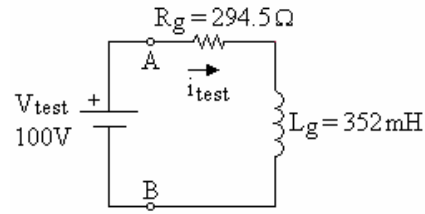
$$g = \frac{1}{8Lf_a} = \frac{1}{8 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^3} = 2,5 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1} \quad (3.25)$$

olarak hesaplanır.

Sistemin giriş-çıkış karakteristiğini inceleyebilmek için Şekil 3.17.(a)'daki jiratör devresi ile Şekil 3.17.(b)'deki test devresinin PSpice simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Burada amaç jiratör girişine DC gerilim uygulandığında girişten seri RL devresi davranışı görebilmektir. Seri RL devresinin girişine DC gerilim uygulandığında, bir süre sonra endüktans kısadevre olup devrede sadece direnç kalacaktır ve devrenin kaynaktan çektiği akım maksimuma ulaşacaktır. Şekil 3.18 incelendiğinde jiratör devresi ile test devresinin girişten çektikleri akım dalga şekilleri üst üste çakıştığı görülmektedir. Buradan, jiratör devresinin girişinden, test devresindeki gibi seri bir direnç ve endüktans elde edildiği sonucuna varılmıştır.

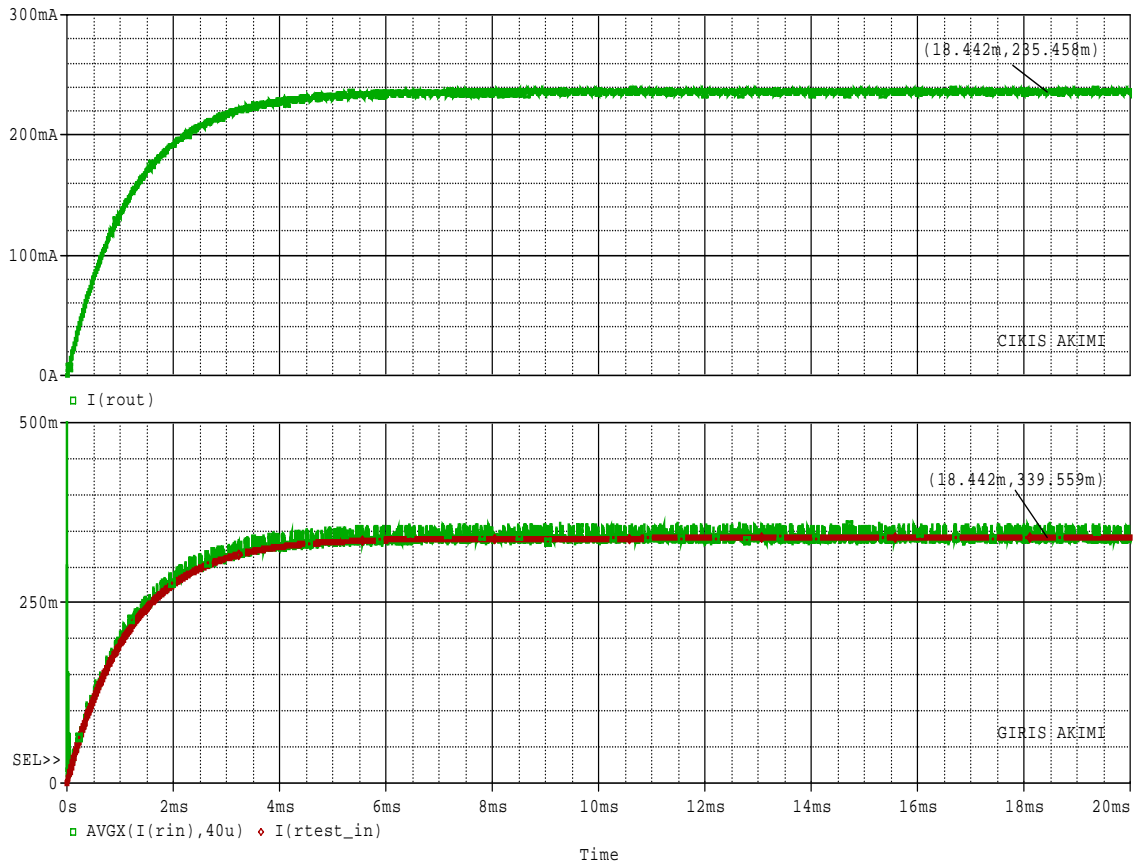


(a)



(b)

Şekil 3.17 (a) Jiratorün giriş-çıkış karakteristiği devresi, (b) Test devresi



Şekil 3.18 Jiratorün giriş-çıkış karakteristiği simülasyonu sonucu

Şekil 3.18'den elde edilen giriş akımı kullanılarak sistemin giriş direnci

$$R_g = \frac{100}{339,55 \cdot 10^{-3}} = 294,5 \Omega \quad (3.26)$$

olarak hesaplanır.  $560 \Omega$  çıkış direnci bağlanan jiratorün girişinde olması beklenen direnç (2.5) bağıntısı kullanılarak

$$R_g = \frac{1}{g^2 R} = \frac{1}{(2,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 560} = 285,7 \Omega \quad (3.27)$$

olarak hesaplanır. Bu durumda

$$R_{\text{fark}} = 294,5 - 285,7 = 8,8 \Omega \quad (3.28)$$

değerindeki direnç jiratorün içinde kullanılan anahtarlar sebebiyle ortaya çıkan dirençtir. Buradan jirator girişinde beklenen direncin

$$\frac{|285,7 - 294,5|}{285,7} \cdot 100 = \%3 \quad (3.29)$$

hatayla elde edildiği görülmektedir.

Jirator tanım bağıntıları kullanılarak giriş ve çıkış akımları

$$I_2 = gV_1 = 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 250 \text{ mA} \quad (3.30)$$

$$I_1 = gV_2 = g(I_2 R) = 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (250 \cdot 10^{-3} \cdot 560) = 350 \text{ mA} \quad (3.31)$$

olarak hesaplanır. Giriş ve çıkış akımları için teorik olarak hesaplanan değerler ile PSpice ile ölçülen değerler karşılaştırmalı olarak Çizelge 3.3'te verilmiştir.

Çizelge 3.3 Jiratorün giriş ve çıkış akımları

	<b>Teorik</b>	<b>Simülasyon</b>
<b>I<sub>1</sub> [mA]</b>	350	339,5
<b>I<sub>2</sub> [mA]</b>	250	235,4

Simülasyon sonucundan elde edilen verilerle giriş ve çıkış güçleri

$$P_{in} = 100 \cdot 339,5 \cdot 10^{-3} = 33,95 \text{ W} \quad (3.32)$$

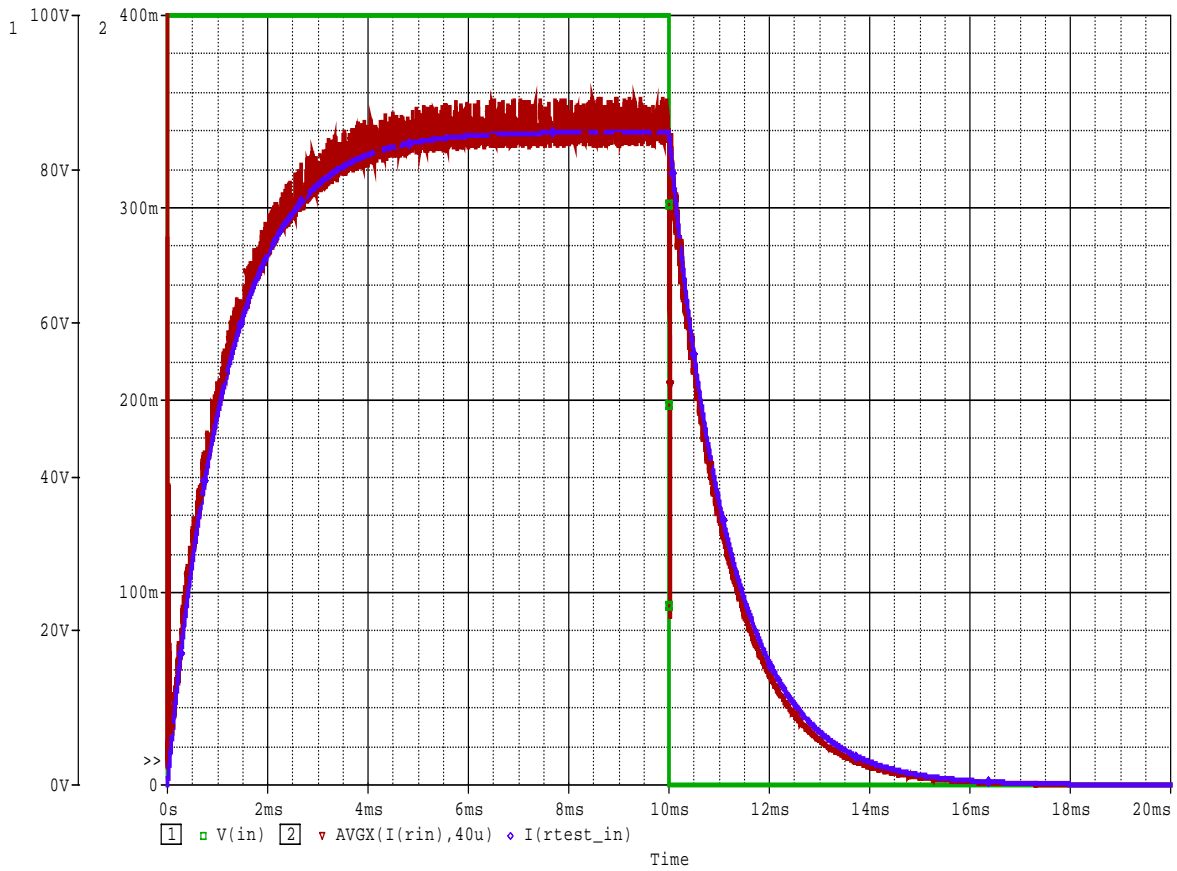
$$P_{out} = 131,8 \cdot 235,4 \cdot 10^{-3} = 31,02 \text{ W} \quad (3.33)$$

şeklinde hesaplanır. Buradan

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{31,02}{33,95} \cdot 100 = \%91,3 \quad (3.34)$$

sistemin %91,5 verimle çalıştığı görülmektedir. Bu durumda giriş ve çıkış güçleri arasındaki fark olan 2,93 W anahtarlar üzerinde harcanmıştır.

Jirator devresinin girişinden elde edilen seri direnç ve endüktansı doğrulamak için yapılan bir diğer simülasyon, girişten uygulanan 10 ms'lik darbe işaretine karşılık jirator ve test devrelerinin kaynaktan çektikleri akımların dalga şekilleri izlemektir (Şekil 3.19).



Şekil 3.19 Darbe şeklindeki girişe karşılık jiratorün kaynaktan çektiği akım

Şekil 3.19’da, beklendiği gibi jiratör devresinin ve test devresinin girişten çıktıkları akım dalga şekillerinin üst üste çakıştığı görülmektedir.

Jiratör ve test devresinin AC giriş işaretine karşılık davranışlarını inceleyebilmek için girişe 100 V, 50 Hz’lik sinüsoidal kaynak bağlanımsimülasyon yapılmış ve jiratör davranışı Şekil 3.20’de verilmiştir.

Jiratör devresinin kapasitif bir yükte girişten endüktif özellik gösterdiği bilindiğinden, (3.23)’de elde edilen endüktans değeri (3.35)’de yerine yazılırsa

$$X_L = 2\pi fL_g = 2\pi \cdot 50 \cdot 352 \cdot 10^{-3} = 110,5 \Omega \quad (3.35)$$

$$R_{in} = 294,5 \Omega \quad (3.36)$$

akım ile gerilim arasındaki açısal faz farkı (3.37)’deki gibi hesaplanabilir.

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{X_L}{R_{in}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{110,5}{294,5}\right) = 20,5^\circ \quad (3.37)$$

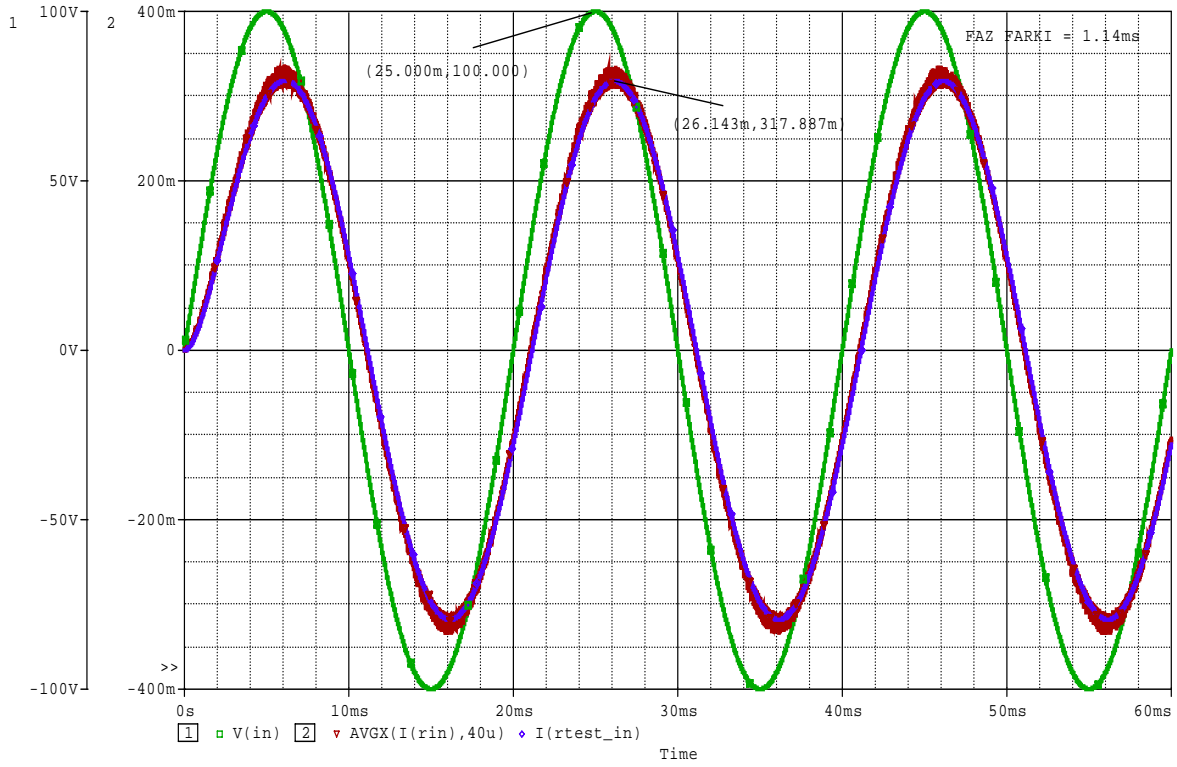
(3.37)’de elde edilen 20,5°’lik açısal faz farkı zaman ekseninde 1,13 ms’lik farka karşılık gelir.

Şekil 3.20’de görülen PSpice simülasyonu sonucunda giriş gerilimi ile akımı arasında 1,14 ms’lik faz farkı elde edilmiştir, bu değer 20,52°’lik faz farkına karşılık gelmektedir.

Bu sonuçlardan

$$\frac{|1,13 \cdot 10^{-3} - 1,14 \cdot 10^{-3}|}{1,13 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = \%0,8$$

hata oranıyla girişten endüktans elde edildiği görülmektedir.



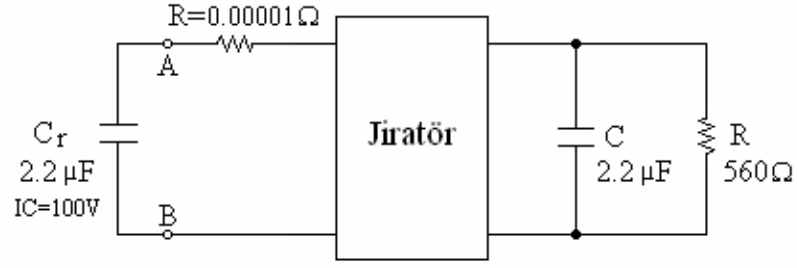
Şekil 3.20 Jiratorün sinüsoidal girişe karşılık çektiği akım

Önerilen jirator devresinin önemli bir özelliği girişten çıkışa ve çıkıştan girişe iki yönlü enerji aktarabilmesidir. Bu özelliğini görebilmenin bir yolu, girişe ilk şartlı bir kondansatör bağlayarak, jirator girişinden görülen seri direnç ve endüktans ile oluşacak olan rezonansı incelemektir. Bunu için, Şekil 3.21.(a)'daki devre ve Şekil 3.21.(b)'deki test devresi kullanılarak PSpice simülasyonu yapılmış, sonuçlar karşılaştırmalı olarak Şekil 3.22'de verilmiştir.

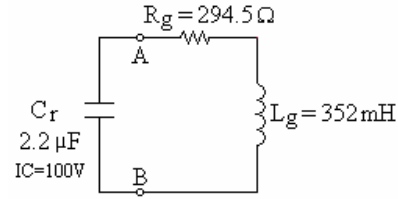
Jirator girişinden görülen 352mH'lik endüktansın jirator girişine bağlanan 2,2µF'lık kondansatör ile rezonans frekansları (3.38)'deki gibi hesaplanır.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{352 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}}} = 180 \text{ Hz} \quad (3.38)$$

$$T_r = 5,55 \text{ ms} \quad (3.39)$$

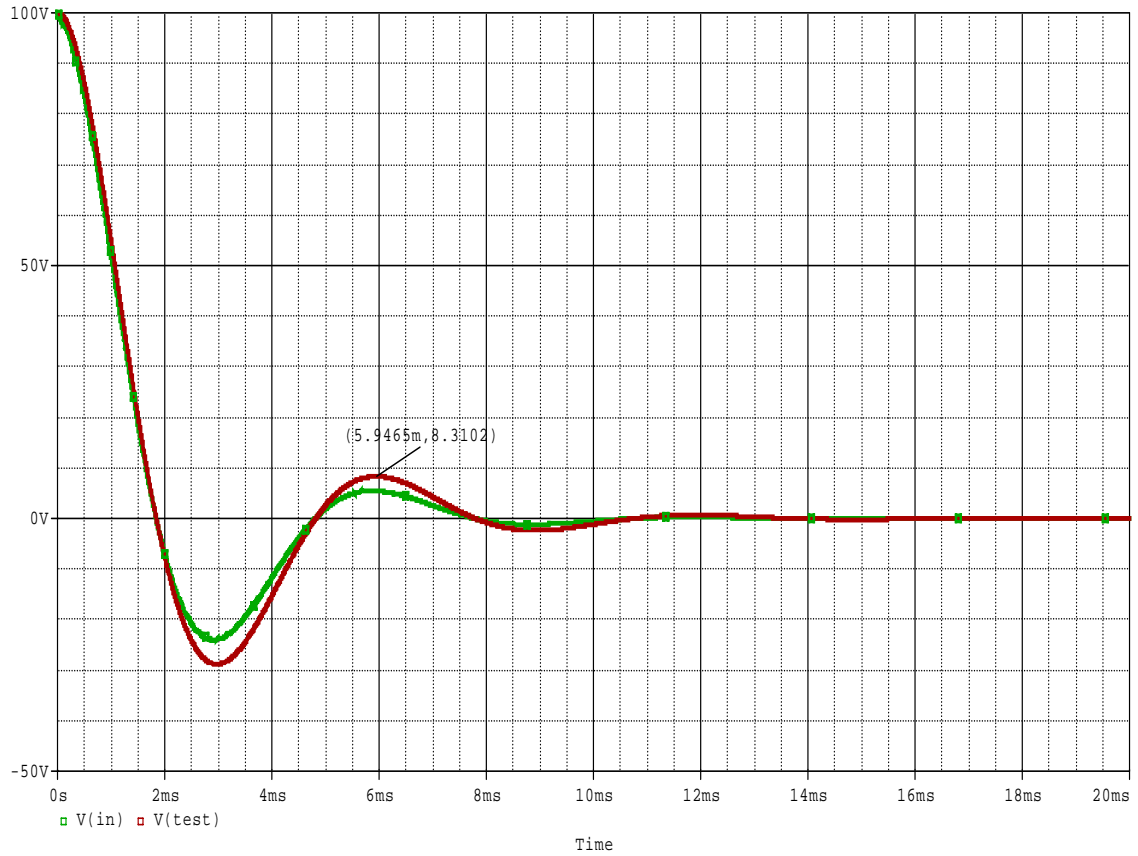


(a)



(b)

Şekil 3.21 (a) Jiratorlı rezonans devresi (b) Test devresi



Şekil 3.22 Rezonans simülasyonu

Simülasyon sonucundan devrenin rezonans frekansı

$$f_r = \frac{1}{T_r} = \frac{1}{5,94\text{ms}} = 168,3 \text{ Hz} \quad (3.40)$$

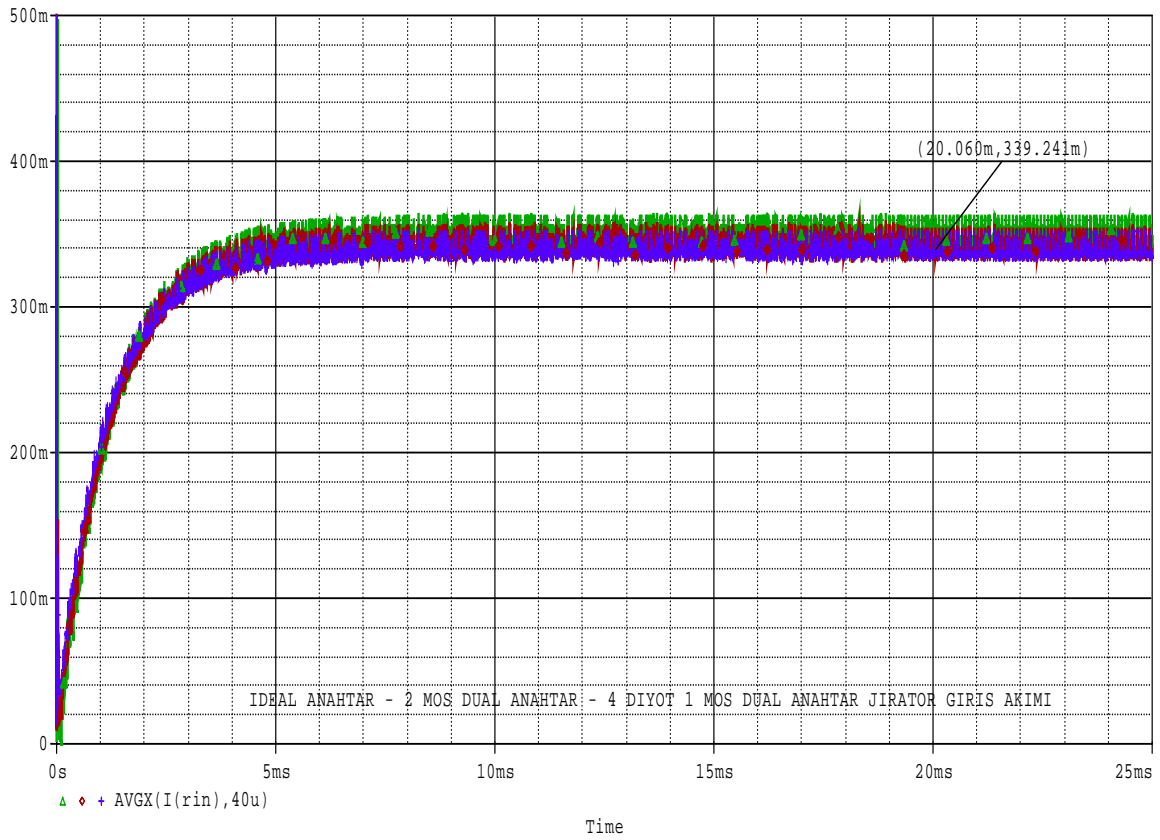
bulunur. Buradan

$$\frac{|180 - 168,3|}{180} \cdot 100 = \%6,5 \quad (3.41)$$

hata oranıyla rezonans sonucunun alındığı görülmektedir.

### 3.7.3 PSpice Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

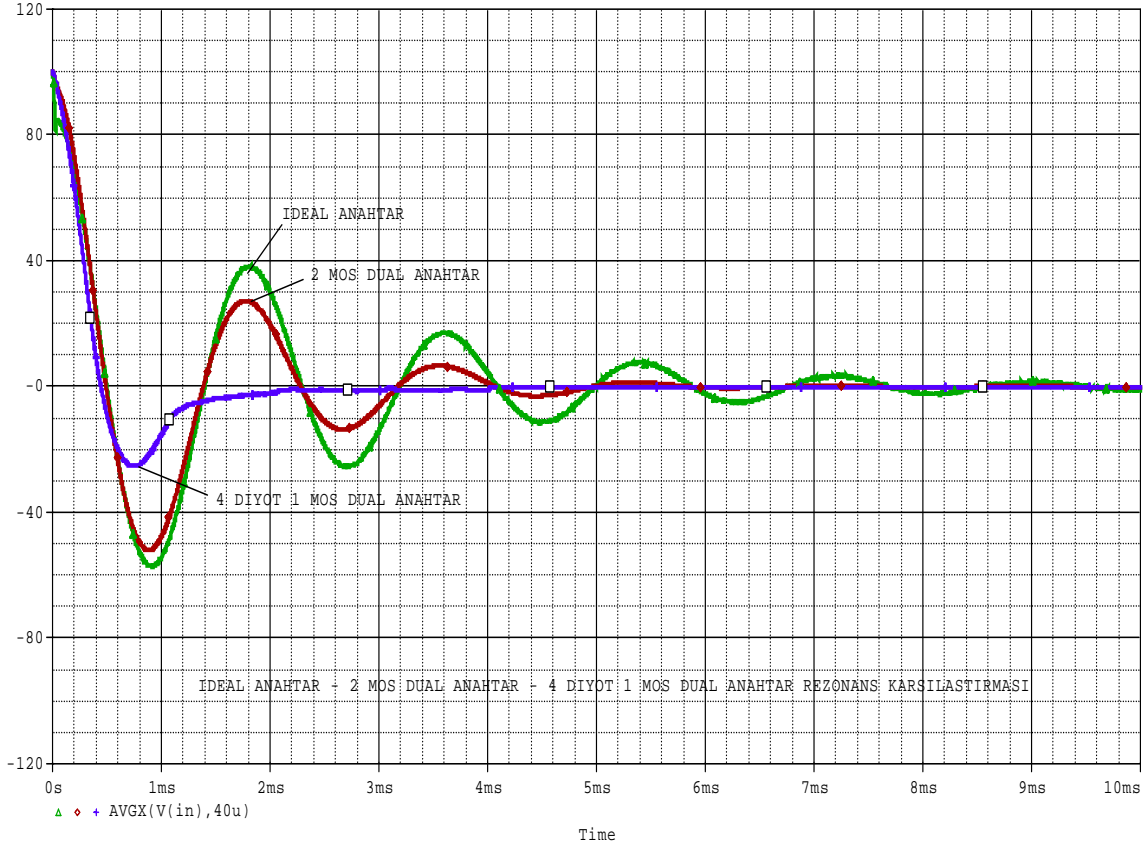
Bu bölümde ideal anahtarlı, 4-diyot 1-MOS'lu ve 2-MOS'lu iki yönlü anahtarlarla gerçekleştirilen jirator devrelerinin simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Jirator ve test devresinin girişlerinde 100VDC, çıkışlarında  $C = 2,2 \mu\text{F}$  yük kondansatörü ve  $R = 560 \Omega$  yük direnci vardır. MOSFET'ler için PSpice IRF840 model parametreleri kullanılmıştır.



Şekil 3.23 İdeal anahtar, 2-MOS'lu ve 4-Diyot 1-MOS'lu jiratorün DC giriş cevabı



Şekil 3.23'te, sırasıyla ideal anahtarlarla, 2-MOS'lu ve 4-diyot 1-MOS'lu iki yönlü anahtarlarla oluşturulmuş jiratör devrelerinin, girişe uygulanan 100 VDC giriş gerilimi altında kaynaktan çektikleri  $\langle i_1 \rangle$  giriş akımı ortalama değerlerinin daha önceden hesaplandığı ve simülasyonlarda gösterildiği gibi 339 mA değerinde sabitlendiği görülmektedir.

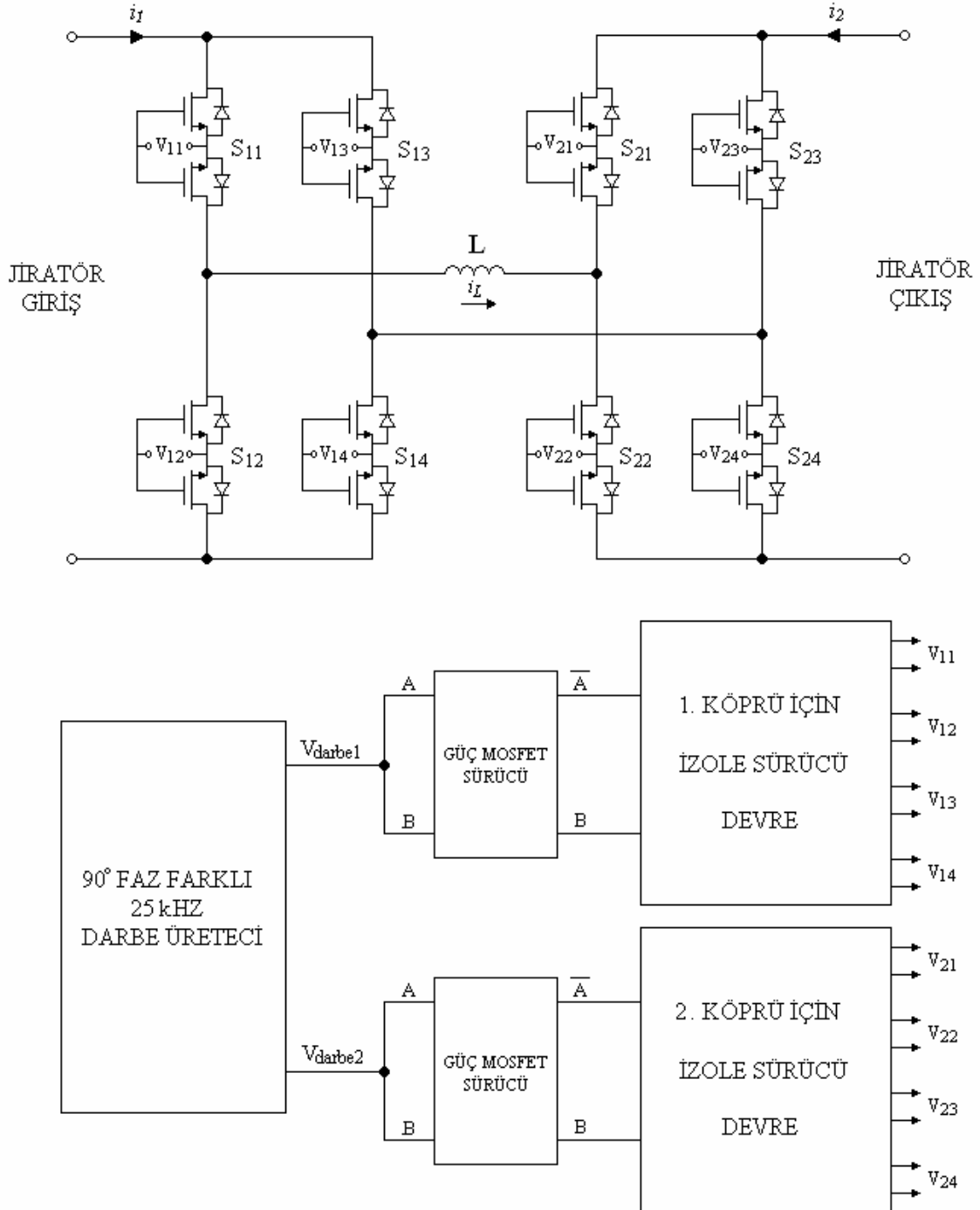


Şekil 3.24 İdeal anahtar, 2-MOS'lu ve 4-Diyot 1-MOS'lu jiratörün rezonans simülasyonu

Şekil 3.24'te ilk koşulu 100 VDC olan 220 nF'lık kondansatörün girişe bağlanması sonucunda oluşan rezonans simülasyonundan, 2 MOSFET ile oluşturulan iki yönlü anahtarın 4-diyot 1-MOS'lu iki yönlü anahtar ile karşılaştırıldığında ideale daha yakın olduğu görülmektedir. Bu yapıdaki bir iki yönlü anahtarın jiratör devresinde kullanılması, daha önce de belirtildiği gibi devrenin toplam kayıplarını ve eleman sayısını azaltmak açısından avantaj sağlayacaktır.

## 4. ÖNERİLEN JİRATÖR DEVRESİNİN UYGULAMASI

### 4.1 Tüm Sistemin Blok Şeması

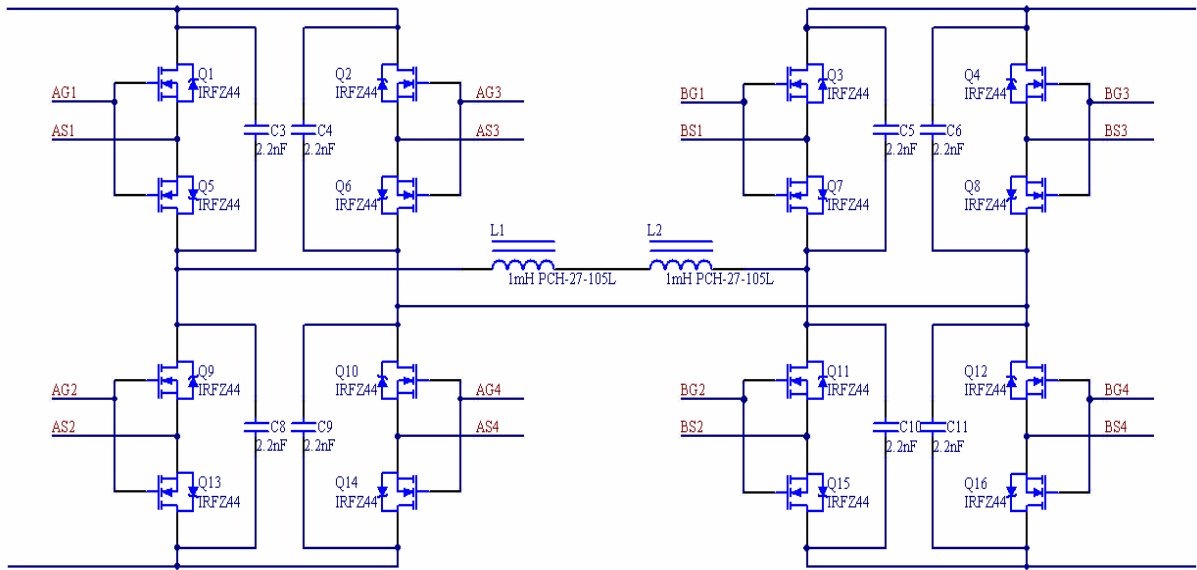


Şekil 4.1 Tüm sistemin blok şeması

Şekil 4.1'de tüm sistemin blok şeması görülmektedir. Çift köprülü dönüştürücü devresinin jirator özelliği gösterebilmesi için iki köprünün faz farklı olarak sürülmesi gerekliliği daha

önceki bölümlerde bahsedilmişti. Ayrıca anahtar yapıları gereği, köprülerdeki her iki yönlü anahtar birbirinden izole olarak sürülmelidir. Bu sebeple Şekil 4.1’de görülen osilatör ve izole sürme devresi tasarlanmıştır. Bu işlem için öncelikle 25 kHz frekansında ve  $90^\circ$  faz farklı iki darbe üretilir. Üretilen bu iki darbe, iki güç MOSFET sürücü devreye uygulanır. Bu devreler, girişine uygulanan işaretin akımını kuvvetlendirme özelliğine sahip olmakla birlikte, çıkışındaki karedalğanın yükselme ve düşme gecikmesinin değerini tipik olarak 20ns seviyelerinde tutar. Güç MOSFET sürücü devre çıkışları ayrı ayrı birinci ve ikinci izole köprü sürücü devrelere uygulanır. İzole köprü sürücü devreler, çıkışlarında köprüdeki dört anahtar için dört tane izole darbe işareti oluşturabilen, darbe transformatörleri ve yardımcı devre elemanları ile oluşturulmuş devrelerdir. Bu devreler ile her anahtarın birbirinden bağımsız olarak sürülebilmesi için en uygun darbe işareti elde edilmektedir.

#### 4.2 Çift Köprülü Endüktans Bağlantılı Dönüştürücü Devre Şeması

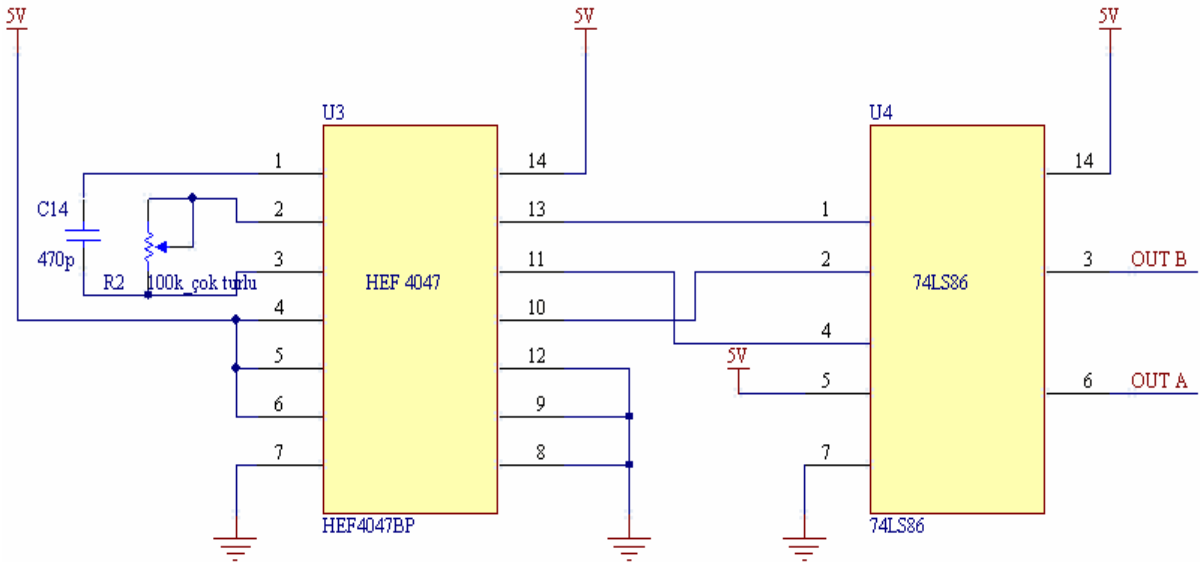


Şekil 4.2 Çift köprülü bağlantı endüktanslı dönüştürücü devre şeması

Şekil 4.2’de görülen çift köprülü bağlantı endüktanslı dönüştürücü devresinde Şekil 3.12.(b)’de verilen ve diğer anahtar tiplerine göre avantajları sunulan 2-MOS’lu iki yönlü anahtar bağlantısı yapılmıştır. Böylece devrede anahtar direncinden kaynaklanan kayıpların minimum seviyede tutulması amaçlanmıştır. Güç MOSFET’i için International Rectifier firmasının IRFZ44 MOSFET’i, bağlantı endüktansı için Coilcraft firmasının PCH-27-105L kılıf numaralı 1mH’lik endüktanslarından 2 tane seri bağlanarak 2mH değeri elde edilmiştir. İki yönlü anahtarların iki ucu arasında 2,2 nF’lık koruma kondansatörleri bağlanarak,

anahtarlama geçişleri sırasında olası ani gerilim ve akımlardan devrenin çalışmasının etkilenmesini önlemek amaçlanmıştır.

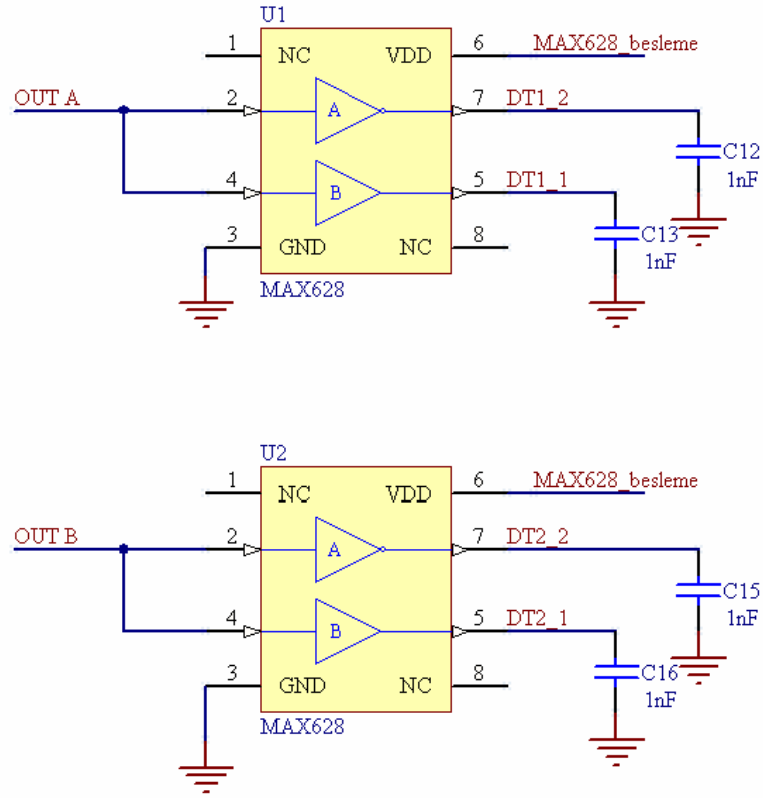
### 4.3 Osilatör Devre Şeması



Şekil 4.3 Osilatör devre şeması

Şekil 4.3'te  $90^\circ$  faz farklı iki çıkışa sahip darbe osilatörü devresi görülmektedir. Devrede, darbe trafolarını besleyecek 25 kHz frekanslı  $90^\circ$  faz farklı iki darbe işareti, HEF4047 kararsız ikili devre ve iki 7486 Ayrıcılı-VEYA kapısı ile üretilerek OUTA ve OUTB çıkışları oluşturulur.

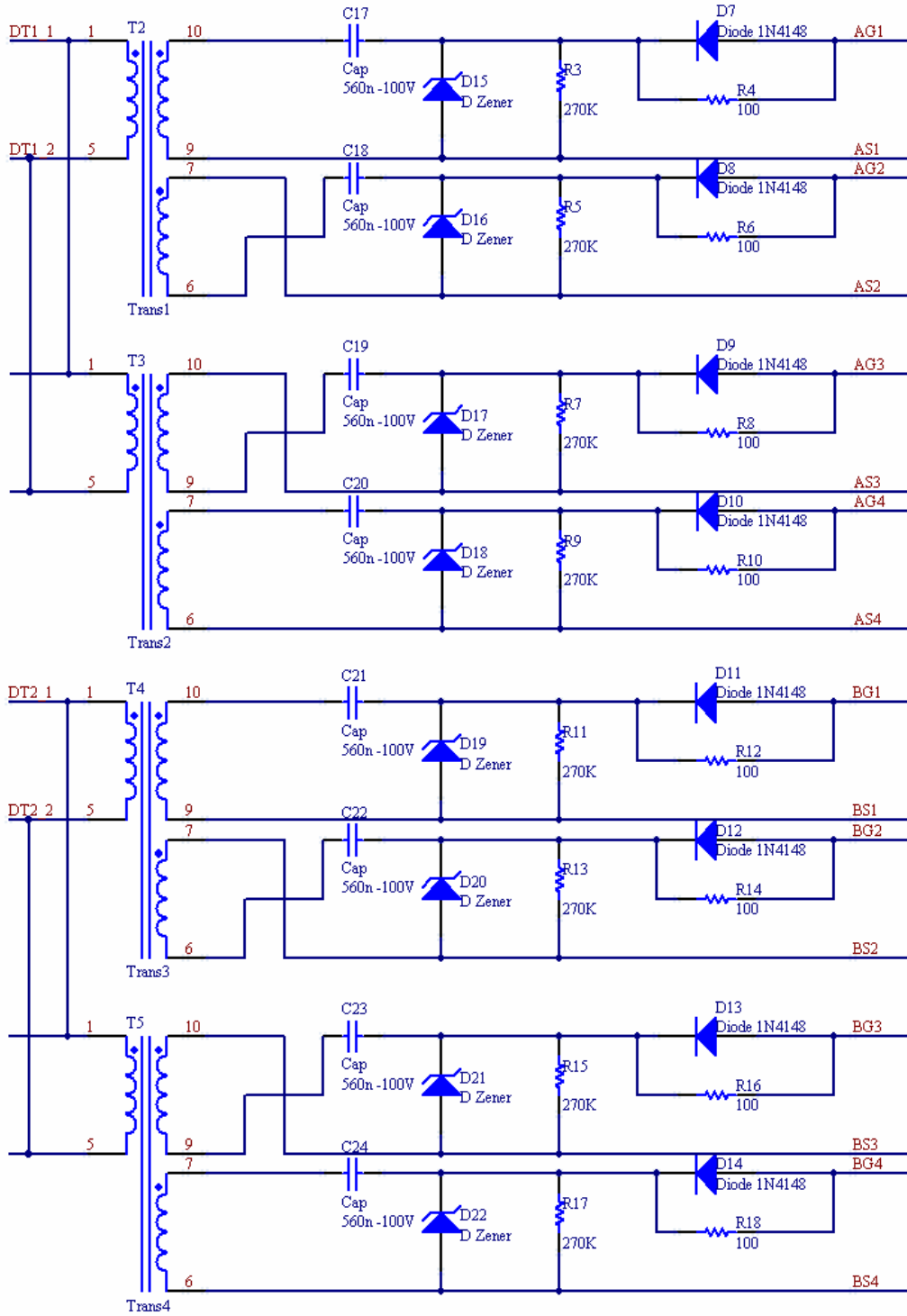
#### 4.4 Sürücü Devre Şeması



Şekil 4.4 Sürücü devre şeması

Şekil 4.4'te verilen sürücü devre, iki adet MAX628 iki çıkışlı izole MOSFET sürücü tümdevresiyle oluşturulmuştur. Bu devre ile osilatörden gelen, birbirine göre 90° faz farklı iki 25 kHz'lik darbe işaretinin, tipik 20 ns seviyelerinde yükselme ve düşme gecikmeleri ve akım kuvvetlendirmesi ile darbe trafolarına en uygun şekilde iletilmesi sağlanmaktadır.

#### 4.5 İzole Sürme Devre Şeması



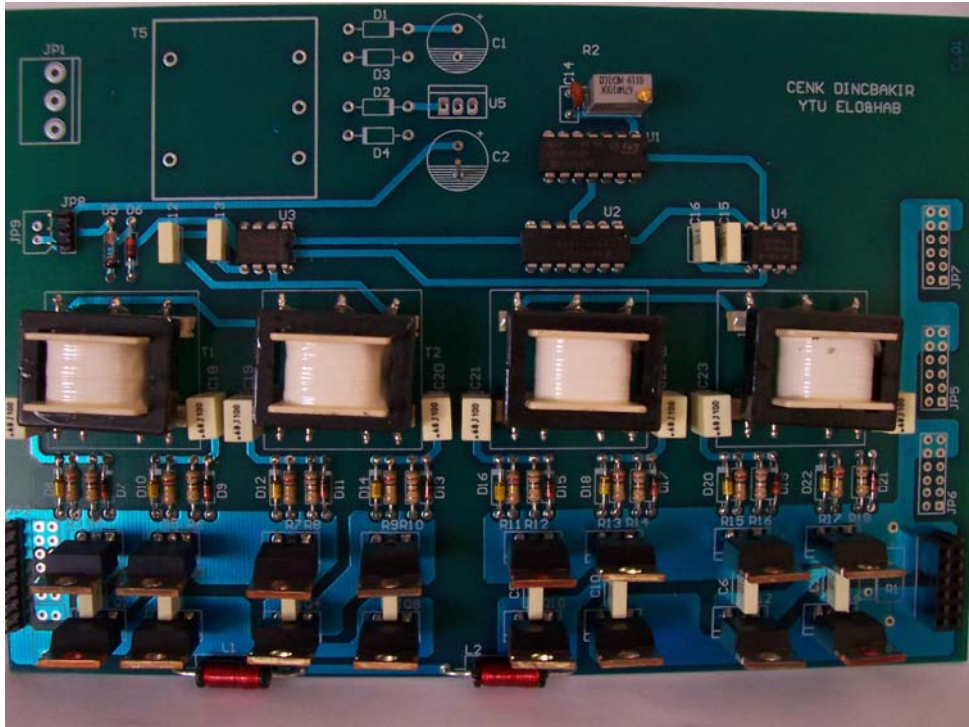
Şekil 4.5 İzole sürücü devre şeması

Çift köprülü dönüştürücü devresindeki her anahtar izole sürmek zorunluluğu olduğu için Şekil 4.5'teki transformatörlü izole sürme devresi tasarlanmıştır. Giriş ve çıkış köprüleri için toplam 8 adet darbe işareti, 1 giriş-2 çıkışlı Coilcraft SD250-3 darbe trafolarından 4 tane

kullanılmıştır. Trafo çıkışlarındaki darbe işaretlerinin ortalama değerlerinin pozitif yönde ötelemesi, kapı-kaynak kondansatörünün anahtarlama olmadığı durumlarda hızlı bir şekilde deşarj ettirilmesi ve gerekli koruma işlemleri ayrıca ek devre elemanları kullanılarak elde edilmiştir.

Bu devrede transformatörlerin sekonder çıkışlarına seri bağlanmış olan 560 nF'lık kondansatör ve zener diyotlar, trafo çıkışındaki ortalama değeri "0" olan darbe işaretinin ortalamasını gerilimin maksimum değeri kadar yukarı öteler. N-kanal MOSFET transistörleri sürmek için negatif genlikli darbe işaretine ihtiyaç olmadığından böyle bir devre tasarlanmıştır. MOSFET'ler 100  $\Omega$ 'luk seri direnç üzerinden sürülür, anahtarlama olmadığı zamanlarda MOSFET'lerin kapı-kaynak kondansatörünü hızlı bir şekilde boşaltabilmek için ters yönlü bağlanan 1N4148 diyotları kullanılmıştır.

#### 4.6 Baskı Devre

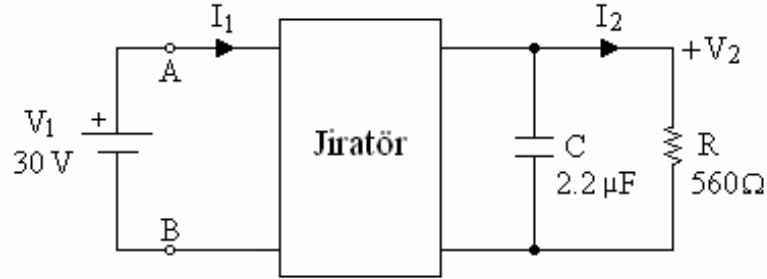


Şekil 4.6 Baskı devre kartı üstten görünüşü

Tüm sistem, PROTEL Altium programı ile baskı devre şeması çizildikten sonra bakır plakete üzerine aktarılmış ve dizgisi yapılmıştır. Dizgisi yapılmış baskı devre kartının üstten görünüşü Şekil 4.6'da görülmektedir.

#### 4.7 Jiratör Devresine DC Giriş Uygulanması ile Elde Edilen Deneysel Sonuçlar

Şekil 4.7'deki deney düzeneği kurularak jiratör devresinin DC şartlardaki çalışması test edilmiştir. Deney için girişe 30 VDC kaynak bağlanmış, çıkışa 2,2  $\mu$ F ve 560  $\Omega$ 'dan oluşan yük paralel bağlanmıştır. Devrenin çalışma frekansı 25 kHz'dir. Elde edilen sonuçlar Çizelge 4.1'de simülasyon ve teorik sonuçlar ile karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur.



Şekil 4.7 DC çalışma deney düzeneği

Çizelge 4.1 DC çalışma teorik, simülasyon ve gerçek sonuçların karşılaştırılması

$f_a=25$ kHz	$V_1$ (V)	$I_1$ (mA)	$V_2$ (V)	$I_2$ (mA)	$P_{kaynak}$ (W)	$P_{yük}$ (W)	$P_{kayıp}$ (W)	Verim (%)
<b>Hesap</b>	30	103,8	41,5	74,1	3,1	3,07	0,03	99
<b>Simülasyon</b>	30	102,6	39,7	70,8	3,07	2,81	0,26	91,5
<b>Deney</b>	30	100	38	67,8	3	2,57	0,43	85,8

Çizelge 4.1'de karşılaştırmalı olarak verilen DC karakteristik sonuçlardan görüldü gibi 2-MOS'lu iki yönlü anahtar ile gerçekleştirilen jiratör devresi uygulamada %85,8 verimle çalışmıştır.

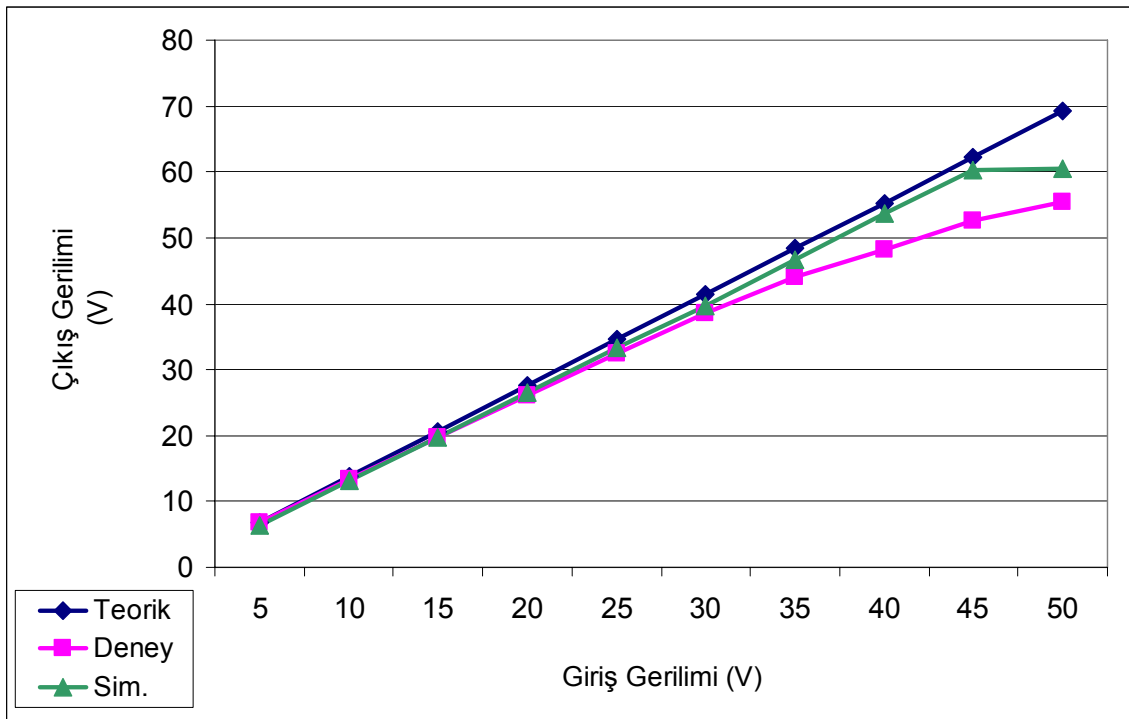
Çift köprülü jiratör devresinden 25 kHz anahtarlama frekansı için farklı giriş gerilimlerine karşılık çıkış gerilimlerinin teorik, simülasyon ve uygulama sonuçları Çizelge 4.2'de verilmiştir. Bu çizelgeye ait grafikler Şekil 4.8'de görülmektedir.



Çizelge 4.2 Jiratör devresinin DC karakteristiği

$V_1$ (V)	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$V_2$ (Teorik) (V)	6,9	13,8	20,7	27,6	34,6	41,5	48,4	55,3	62,2	69,2
$V_2$ (Sim.) (V)	6,3	13,1	19,8	26,5	33,4	39,7	46,7	53,6	60,3	60,4
$V_2$ (Deney) (V)	6,7	13,4	19,7	26,1	32,4	38	44	48,2	52,5	55,5

DC ölçüm sonuçlarından, IRFZ44 MOSFET'ler kullanılarak yapılan çift köprülü dönüştürücü devresinin, 40 V'luk giriş geriliminden sonra çıkış geriliminin doğrusallığının bozulduğu gözlenmiştir. Bu durum jiratör girişinden görülen direnç değerinin kayıplar nedeniyle beklenilenden daha büyük olmasından kaynaklanmaktadır. Çıkış gerilimi arttıkça ısı faktörlerinden dolayı devre elemanlarının dirençlerinin ve yük direncinin değerlerinin değişmesi giriş direncinin de değerini değiştirmektedir. Giriş direncinden dolayı giriş akımının artmaması, (2.1)'deki jiratör tanım bağıntısı gereği çıkış geriliminin de artmamasına neden olmaktadır.

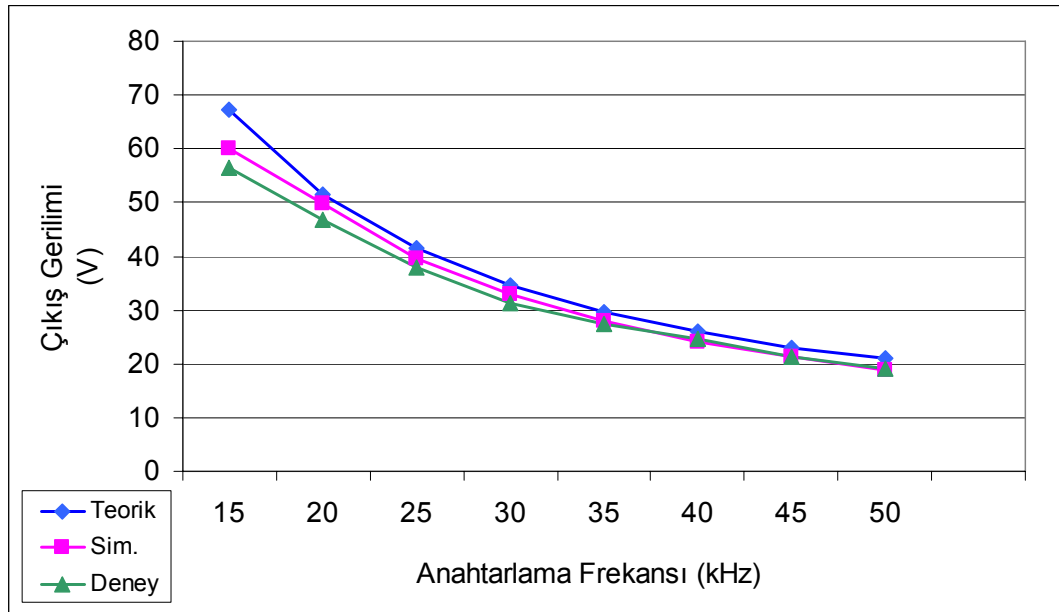


Şekil 4.8 Jiratör devresinin DC karakteristiği

Jirator devresinde anahtarlama frekansı değişimine karşılık çıkış geriliminin değişimini inceleyebilmek için yapılan teorik hesaplama, simülasyon ve uygulama sonuçları Çizelge 4.3'te verilmiştir. ( $V_1 = 30 \text{ VDC}$ ,  $C = 2,2 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $R = 560 \text{ } \Omega$ )

Çizelge 4.3 Farklı anahtarlama frekansları için DC çıkış gerilimleri

	Teorik	Simülasyon	Deney
$f_a$ (kHz)	V2 (V)	V2 (V)	V2 (V)
15	67,4	60	56,6
20	51,4	49,7	46,8
25	41,5	39,7	38
30	34,6	32,9	31,2
35	29,7	27,9	27,4
40	26	24,2	24,5
45	23	21,2	21,4
50	20,9	18,8	19



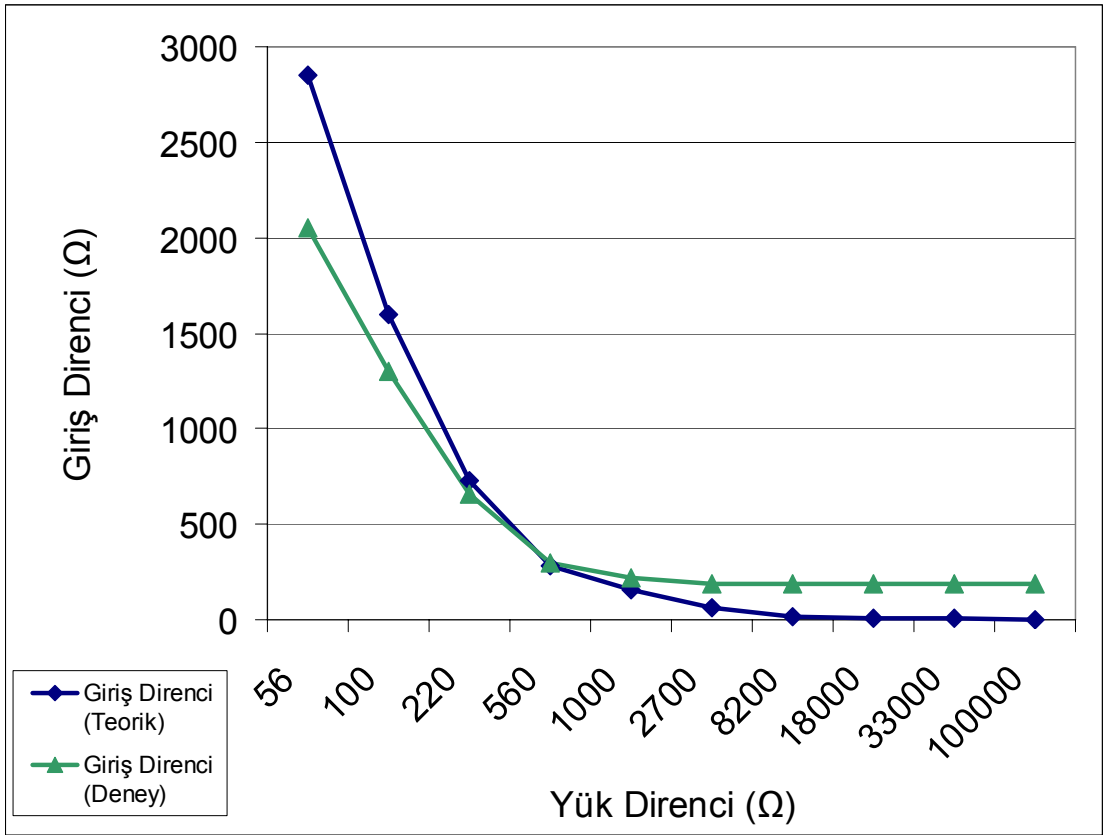
Şekil 4.9 Farklı anahtarlama frekansları için DC çıkış gerilimleri

Çizelge 4.3'e ait sonuçların grafiksel çizimi Şekil 4.9'da sunulmuştur. Buradan anahtarlama frekansının artışı (3.19)'da gösterilmiş olduğu gibi jirasyon iletkenliğini azaltacaktır. Giriş gerilimi ve çıkış direnci sabit olduğundan çıkış gerilimi de Şekil 4.9'da olduğu gibi azalacaktır.

Jirator devresinde çıkış direnci değişimine karşılık giriş direncinin değişimini inceleyebilmek için çıkışa Çizelge 4.4'te görülen dirençler sırayla bağlanarak her seferinde çıkış gerilimi ve giriş akımı ölçülmüş, elde edilen veriler ile giriş direncinin teorik ve deneysel sonuçları Çizelge 4.4'te ve Şekil 4.10'da karşılaştırmalı olarak sunulmuştur ( $V_1 = 30 \text{ VDC}$ ,  $C = 2,2 \mu\text{F}$ ).

Çizelge 4.4 Çıkış direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi

<b>R (<math>\Omega</math>)</b>	<b>I<sub>1</sub>(deney) (mA)</b>	<b>V<sub>2</sub>(deney) (V)</b>	<b>V<sub>2</sub>(teorik) (V)</b>	<b>R<sub>g</sub>(deney) (<math>\Omega</math>)</b>	<b>R<sub>g</sub>(teorik) (<math>\Omega</math>)</b>
56	14,6	4	4,2	2,054	2,850
100	22,8	7,2	7,5	1,300	1,600
220	45,6	16,2	16,5	657,8	727
560	100	38	42	300	285
1,000	137,5	52,5	75	218	160
2,700	156,6	60	202,5	191,5	59
8,200	157	60	615	191	19,5
18,000	157	60	1,350	191	8,8
33,000	157	60	2,475	191	4,8
100,000	157	60	7,500	191	1,6

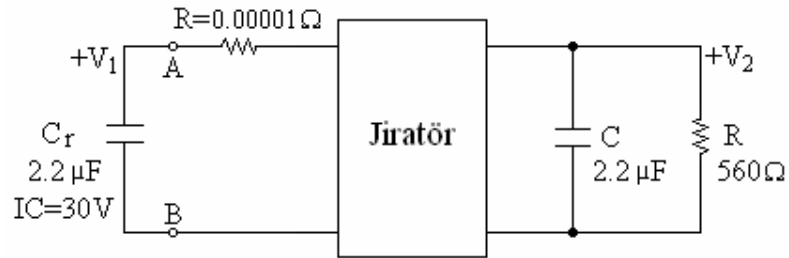


Şekil 4.10 Çıkış direnci değişimine karşılık giriş direnci değişimi grafiği

Çizelge 4.4 ve Şekil 4.10'dan görüldüğü gibi simülasyon ve uygulamalarda kullanılan  $560\Omega$ 'luk yük direnciyle girişten teorik olarak hesaplandığı gibi  $285\Omega$  yerine  $300\Omega$ 'luk direnç elde edildiği tespit edilmiştir. Ortaya çıkan %5,26'lık fark jirator devresinde kullanılan anahtar ve bağlantı endüktansı kayıplarından kaynaklanmaktadır.

#### 4.8 Jirator Girişine İlk Şarh Kondansatör Bağlanmasıyla Elde Edilen Deney Sonucu

Bu deney için Şekil 4.11'de görülen deney düzeneği kurulmuştur.



Şekil 4.11 Rezonans deney devresi

Jirator girişine  $C_r = 220 \text{ nF}$ 'lık bir kondansator, 30 VDC'ye şarj edilerek bağlanmış ve oluşan rezonans osiloskop ile gözlenmiştir.

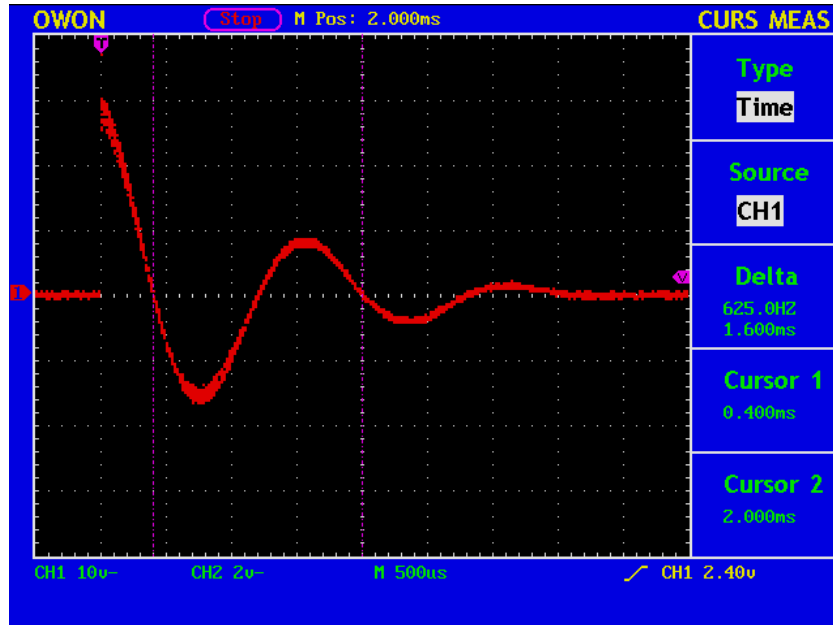
Sistemin rezonans frekansı

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{352 \cdot 10^{-3} \cdot 220 \cdot 10^{-9}}} = 572 \text{ Hz} \quad (4.1)$$

$$T_r = 1,74 \text{ ms} \quad (4.2)$$

olarak hesaplanır.

Şekil 4.12'de, Şekil 4.11'deki deney devresi için osiloskop ile elde edilen rezonans sonucu görülmektedir.



Şekil 4.12 Rezonans deneyi ölçüm sonucu

Elde edilen deneysel ölçüm sonuçlarından 1,6 ms'lik periyot 625 Hz'lik osilasyon frekansına karşılık gelmektedir. Bu sonuçtan

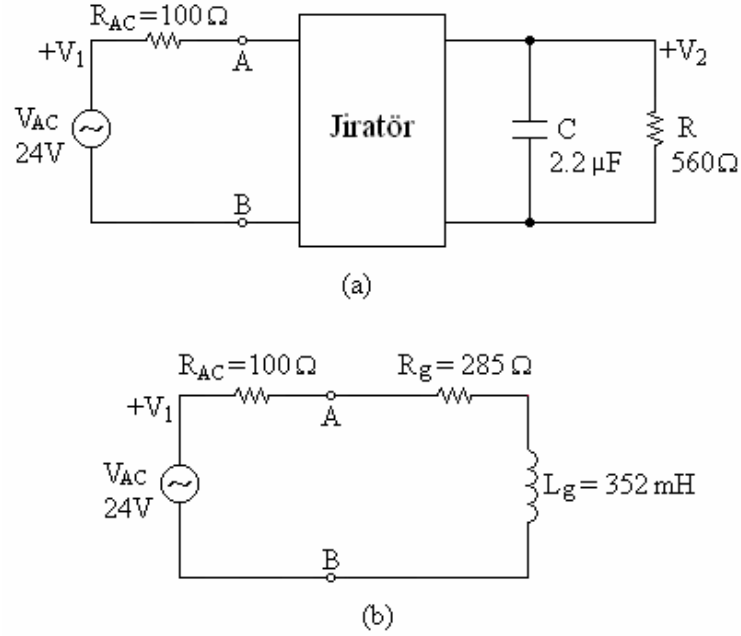
$$\frac{1,74 \cdot 10^{-3} - 1,6 \cdot 10^{-3}}{1,74 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = \%8 \quad (4.3)$$

hatayla rezonansın oluştuğu görülmektedir.

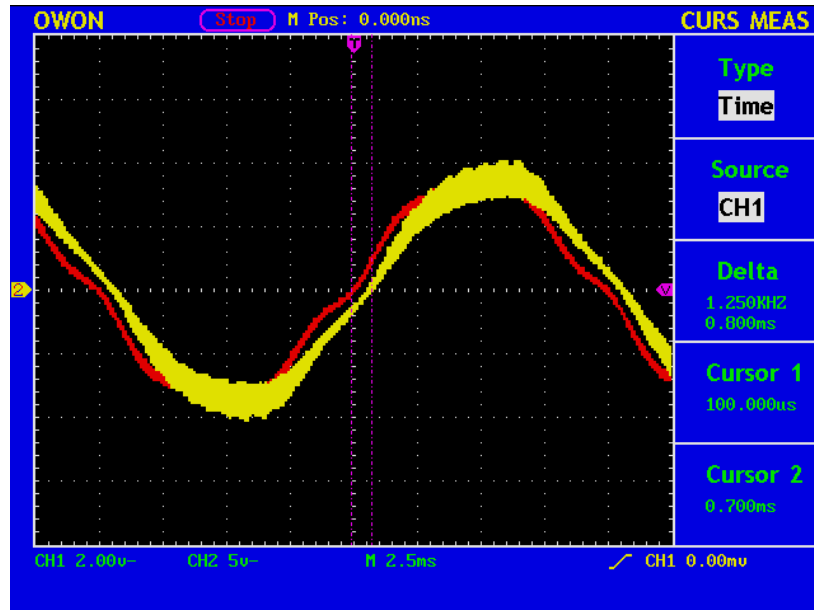
Elde edilen rezonans frekansından uygulamada girişten görülen endüktans değerinin 295 mH olduğu hesaplanır.

#### 4.9 Jiratör Devresine AC Giriş Uygulanması ile Elde Edilen Deney Sonucu

Kondansatör ve direnç yüklü jiratörün 24 VAC girişe karşı davranışı inceleyebilmek için Şekil 4.13.(a)'daki deney devresi kurulmuş, hesaplamalar Şekil 4.13.(b)'de görülen test devresindeki eleman değerleri kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 4.13 (a) AC giriş deney devresi (b) AC giriş test devresi



Şekil 4.14 Jiratör devresinin AC giriş için ölçüm sonucu

Şekil 4.14'deki devre için akım ile gerilim arasındaki faz farkı (4.4-4.6)'te hesaplanmıştır.

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \cdot 50 \cdot 352 \cdot 10^{-3} = 110,5 \Omega \quad (4.4)$$

$$R_{in} = 285 + 100 = 385 \Omega \quad (4.5)$$

ise akım ile gerilim arasındaki faz farkı

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{X_L}{R_{in}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{110,5}{385}\right) = 16^\circ \quad (4.6)$$

elde edilir.  $16^\circ$ 'lik faz farkı, zaman ekseninde  $0,88 \text{ ms}$ 'lik farka karşılık gelir. Şekil 4.14'te, prototip devre üzerinde osiloskoplara yapılan ölçüm sonucundan akım ile gerilim arasındaki faz farkının  $0,8 \text{ ms}$  olduğu görülmektedir. Zaman ekseninde  $0,8 \text{ ms}$ 'lik faz farkı  $14,4^\circ$ 'lik açısal farka karşılık gelmektedir. Bu sonuçlardan uygulamada

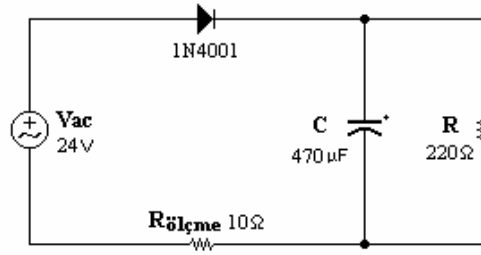
$$\frac{0,88 \cdot 10^{-3} - 0,8 \cdot 10^{-3}}{0,85 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = \%9$$

hatayla endüktans gerçekleştirildiği görülmektedir.

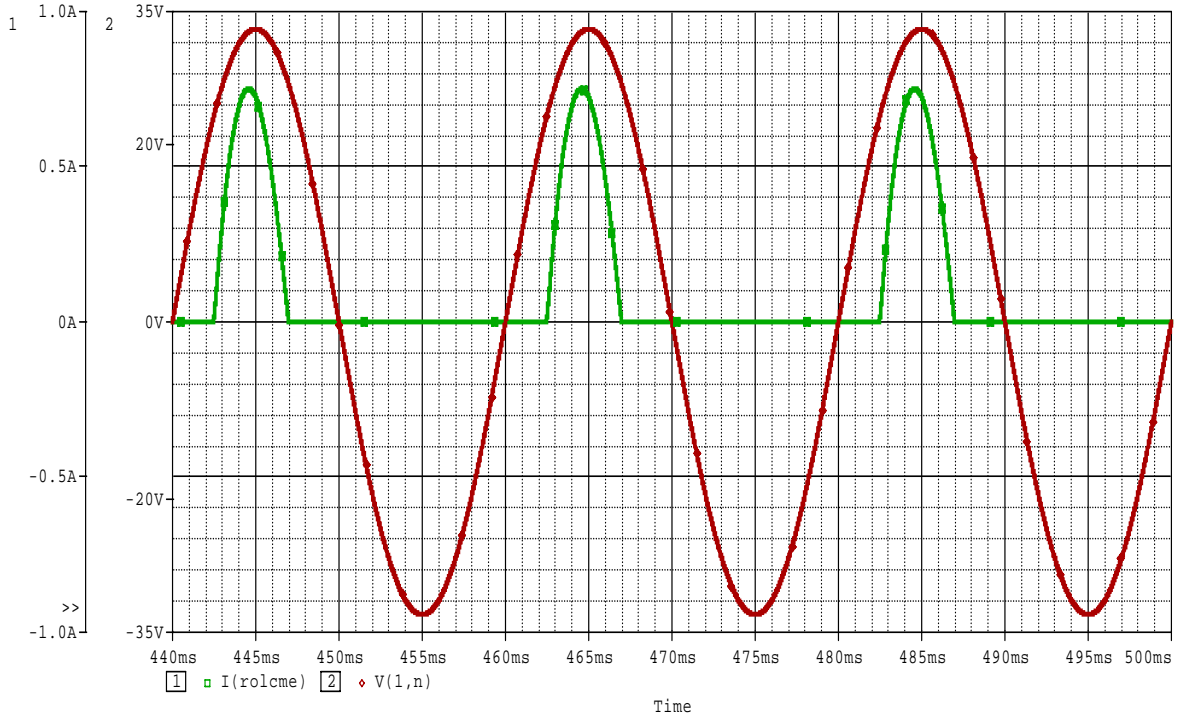
## 5. GİRİŞİNDEN ENDÜKTANS GÖRÜLEN JİRATÖRÜN DOĞRULTUCU DEVRESİNDEKİ FİLTRE ENDÜKTANSI YERİNE UYGULANMASI

Bu uygulamadaki amaç, jiratör devresinin yarımdalga doğrultucudaki seri filtre endüktansı yerine bağlandığında devrede gerçek bir endüktans ile aynı davranışı gösterip göstermediğini incelemektir.

Öncelikle klasik bir yarımdalga doğrultucu devresinde kaynaktan çekilen akımı inceleyebilmek için Şekil 5.1'de görülen devrenin PSpice ortamında simülasyonu yapıldı. Simülasyon sonucundan görüldüğü gibi (Şekil 5.2), kaynaktan sadece kondansatörün şarj akımı çekilmektedir.

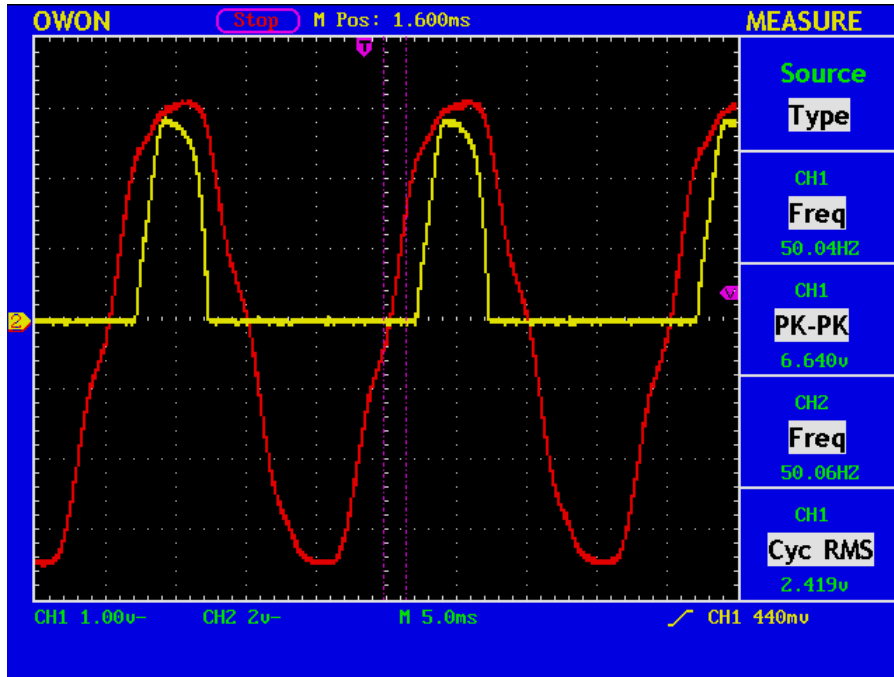


Şekil 5.1 Yarımdalga doğrultma devresi



Şekil 5.2 Yarımdalga doğrultucu devresinin kaynaktan çektiği akım simülasyon sonucu

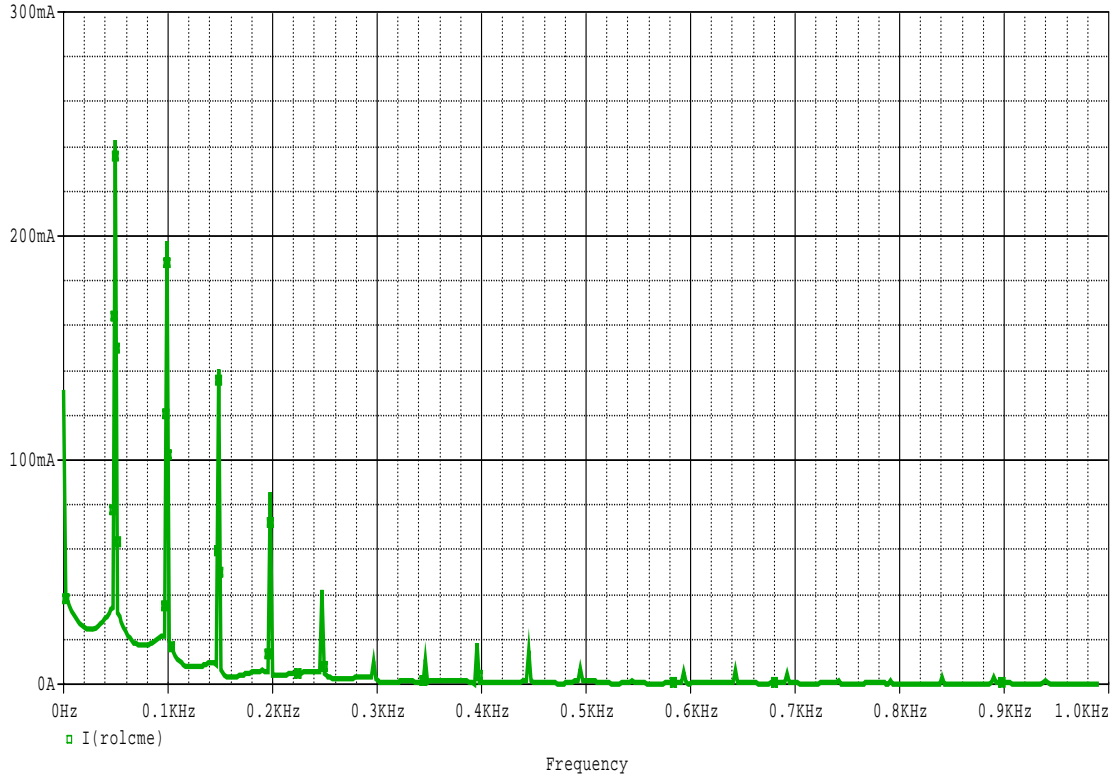




Şekil 5.3 Yarımdalga doğrultucunun kaynaktan çektiği akım ölçüm sonucu

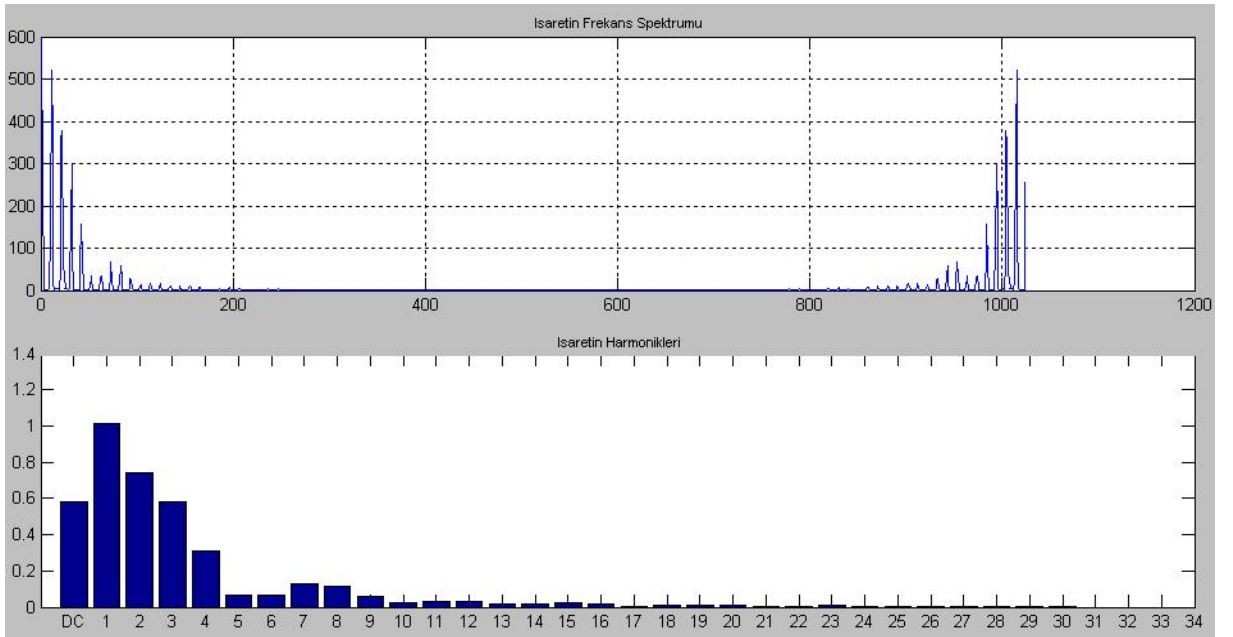
Şekil 5.1'deki devrenin deneysel ölçüm sonucu Şekil 5.3'te verilmiştir. Simülasyon ve deney sonuçları karşılaştırıldığında kaynaktan çekilen akım dalga şekillerinin uyumlu olduğu görülmektedir. Simülasyonda kaynaktan 0,75 A çekilmesine karşın uygulamada 0,56 A çekilmiştir.

Şekil 5.4'te ise bu akım için harmonik analizi sonucu verilmiştir. Simülasyon sonucundan ilk üç harmoniğin 100 mA üzerinde olduğu ve ilk beş harmoniğin belirgin olduğu görülmektedir.



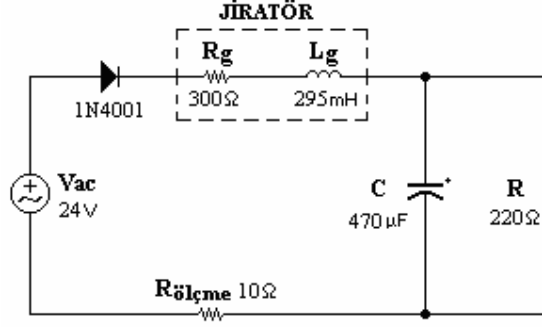
Şekil 5.4 Yarımdalga doğrultucunun kaynaktan çektiği akımın harmonik analizi

Aynı test devresine ait deneysel harmonik ölçüm sonucu Şekil 5.5'te verilmiştir. Şekil 5.4'teki simülasyon ile Şekil 5.5'teki deneysel ölçüm sonuçları beklendiği gibi benzerlik göstermiştir.



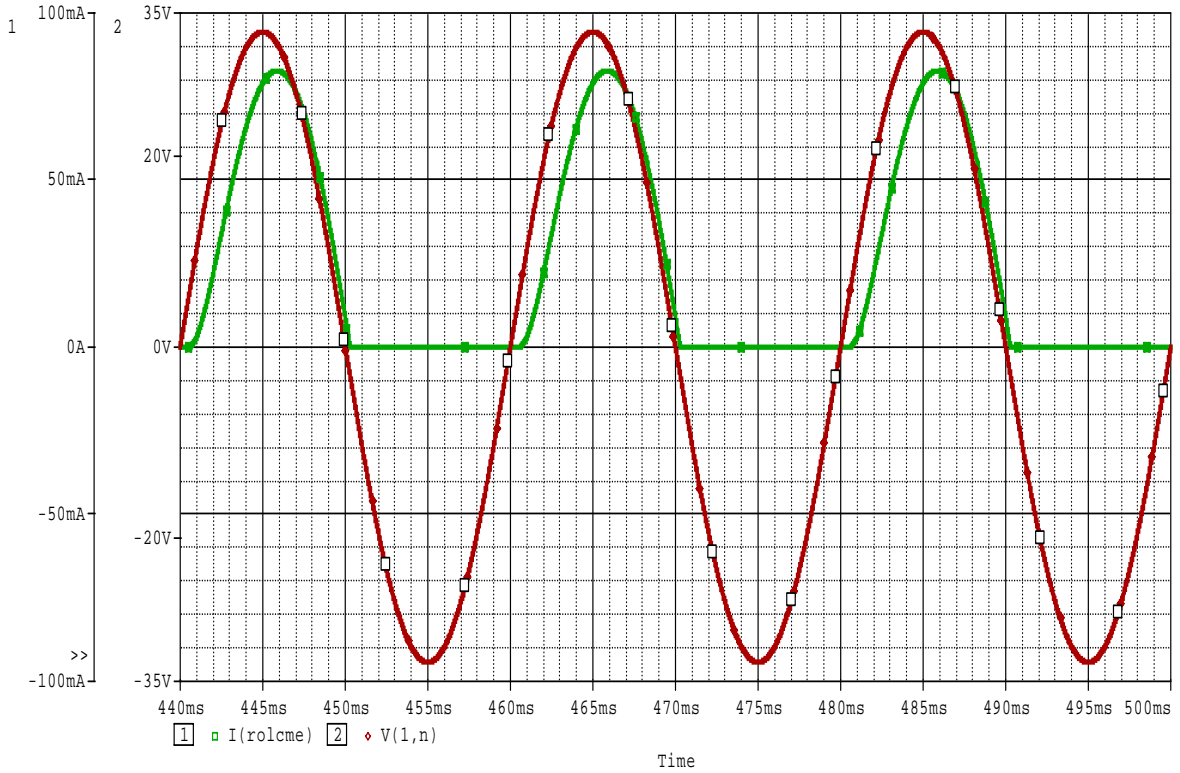
Şekil 5.5 Yarımdalga doğrultucunun kaynaktan çektiği akımın harmonik ölçümü

Yarımdalga doğrultucu devresine seri filtre endüktansı bağlanması durumunda kaynak akımı değişimini izleyebilmek için Şekil 5.6'daki devrenin simülasyonu yapılmıştır. Burada seri endüktans yerine,  $2,2 \mu\text{F}$  ve  $560 \Omega$  ile yüklenmiş jirator girişinden gözlenen eşdeğer direnç ve endüktans elemanları bağlanmıştır.



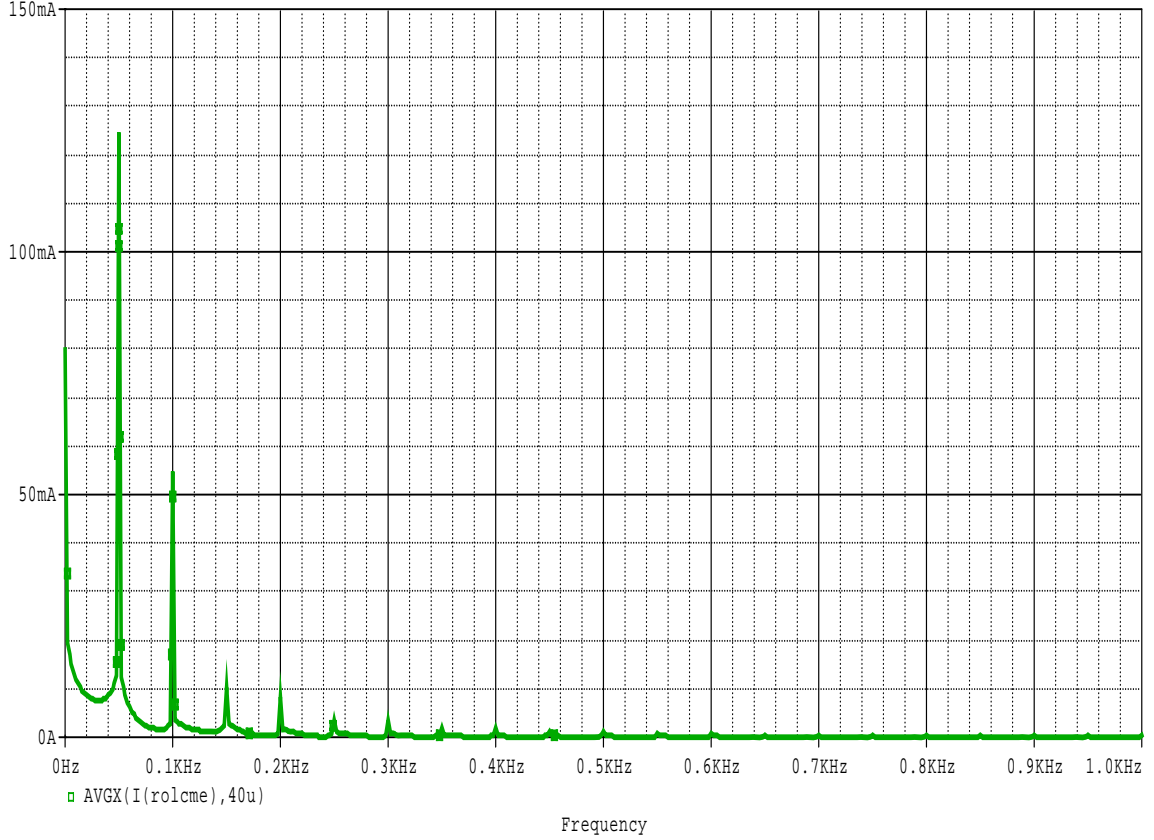
Şekil 5.6 Filtre endüktanlı doğrultma test devresi

Şekil 5.6'daki devre için yapılan simülasyonda kaynaktan çekilen akım ve şebeke gerilimleri Şekil 5.7'de görülmektedir.



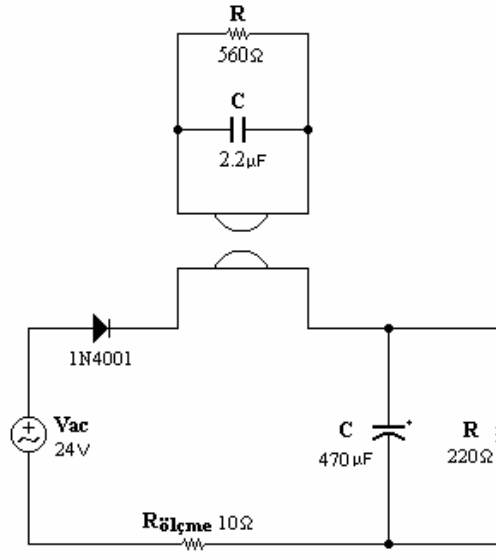
Şekil 5.7 Filtre endüktansı bağlanmış yarımdalga doğrultucu simülasyonu

Bu devre için simülasyon ile harmonik analiz sonucu Şekil 5.8’de verilmiştir. Önceki sonuçlarla karşılaştırma yapılabilmesi açısından simülasyon yapılırken  $300 \Omega$ ’luk  $R_g$  direnci devreye bağlanmamıştır. Bu sonuçlar filtre endüktansı olmayan doğrultucu sonuçlarıyla karşılaştırıldığında beklendiği gibi harmonik sayısının azaldığı ve genliklerinin düştüğü görülmektedir.

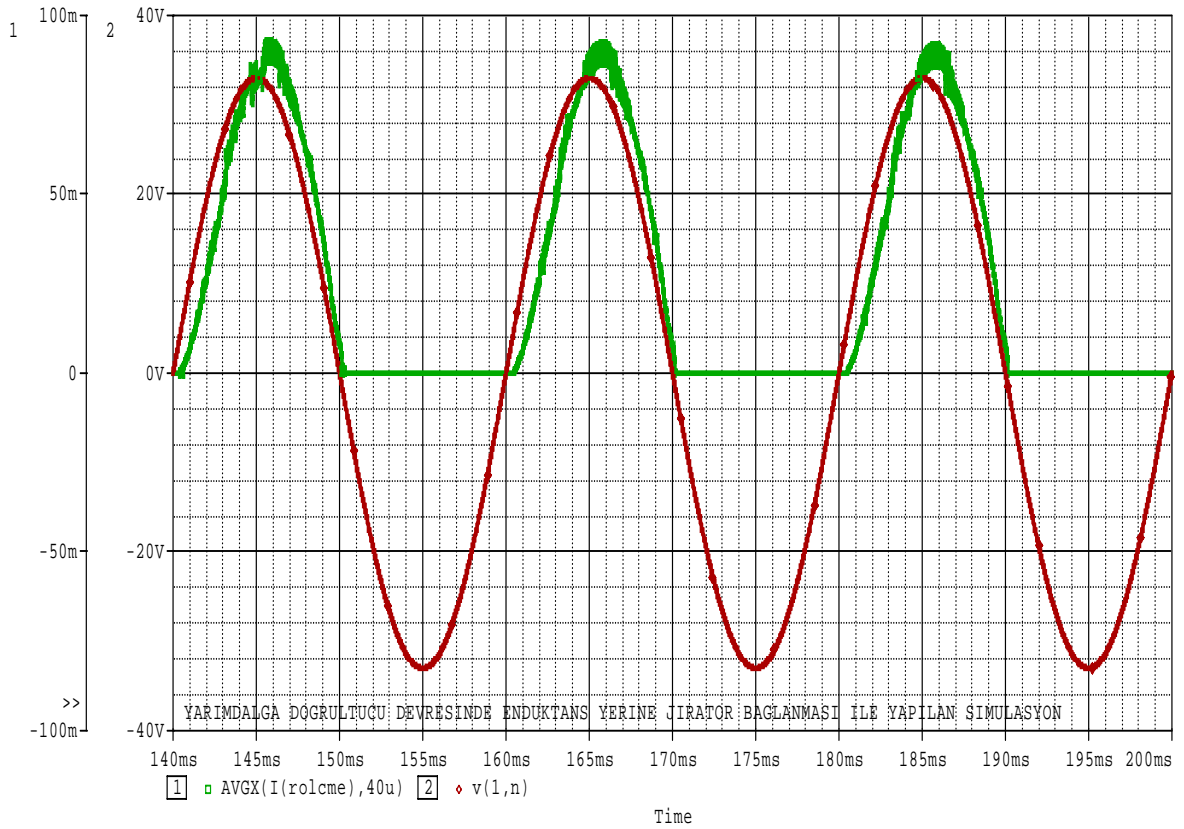


Şekil 5.8 Filtre endüktansı bağlanmış yarımdalga doğrultucu devresinin kaynaktan çektiği akımın harmonik analizi

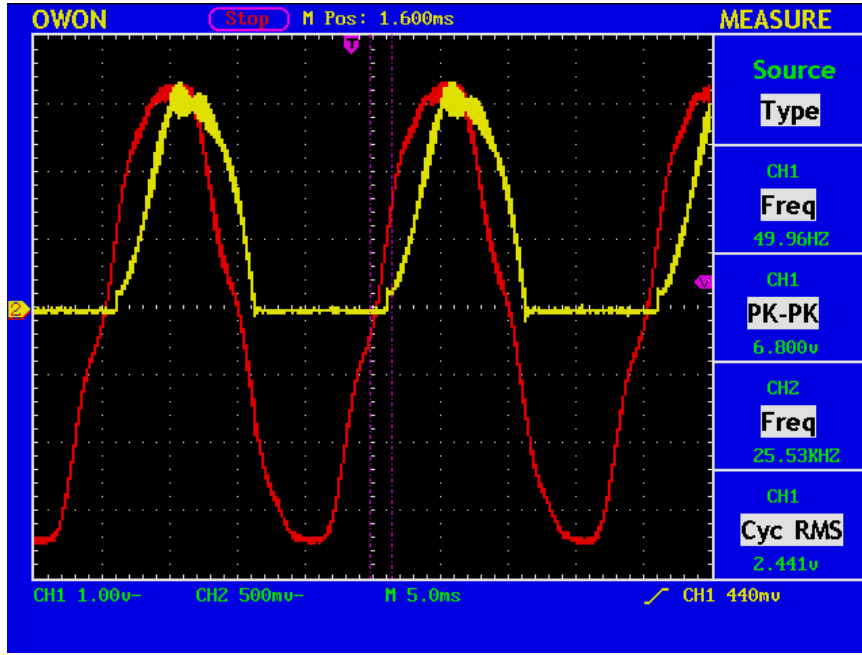
Doğrultucu devresinde filtre endüktansı yerine jirator devresi bağlandığında kaynaktan çekilen akımı izleyebilmek için öncelikle Şekil 5.9’daki devrenin simülasyonu yapılmış, ardından deneysel ölçüm sonuçları alınmıştır.



Şekil 5.9 Yarım dalga doğrultucuda filtre endüktansı yerine jirator bağlanması

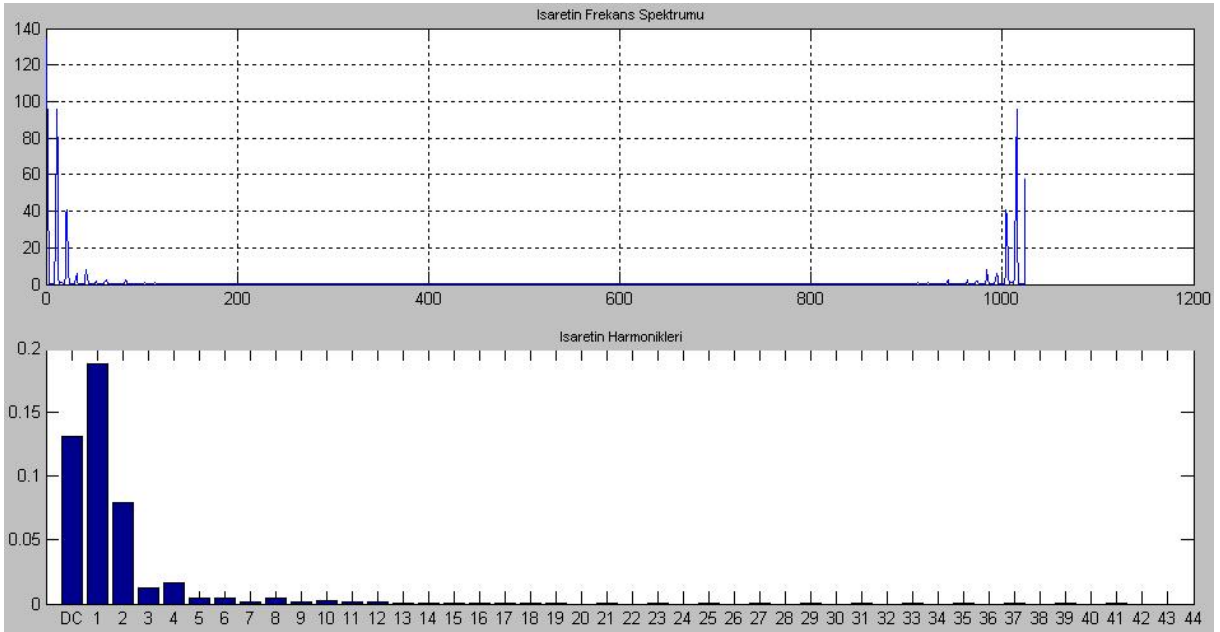


Şekil 5.10 Yarım dalga doğrultucu devresinde endüktans yerine jirator bağlanması ile elde edilen simülasyon sonucu



Şekil 5.11 Yarım dalga doğrultucu devresinde endüktans yerine jirator bağlanması ile elde edilen ölçüm sonucu

Şekil 5.10'daki simülasyon sonucu ile Şekil 5.11'deki deneysel ölçüm sonuçları karşılaştırılırsa jirator devresinin doğrultucuda seri filtre endüktansı yerine bağlandığında tıpkı bir endüktans gibi davrandığı görülmektedir.



Şekil 5.12 Filtre endüktansı yerine jirator bağlanmış yarım dalga doğrultucu devresinin kaynaktan çektiği akımın harmonik ölçümü

Şekil 5.12'deki harmonik ölçüm sonucundan, yarımdalga doğrultucu devresindeki seri endüktans yerine kondansatör yüklü jiratör devresi bağlandığı durumda harmoniklerin sayısındaki azalma göze çarpmaktadır. Deneysel ölçüm sonucunda tıpkı simülasyonda olduğu gibi belirgin harmoniklerin sayısı ikiye düşmüş, genliklerinde de azalma olmuştur. Simülasyonda girişten 90 mA akım çeken jiratör devresinin uygulamada 140 mA çektiği gözlenmiştir. Bunun sebebi devreye seri endüktans ile birlikte bir de jiratör girişinden görülen seri direncin getirmiş olduğu etkidir.

Bu sonuçlardan önerilen jiratör devresinin, yarımdalga doğrultucu devresindeki seri filtre endüktansı yerine uygulandığında endüktans davranışı gösterdiği ispatlanmıştır.

## 6. SONUÇLAR

Bu tezde, endüktans bağlantılı çift köprülü jirator devresinin jirator tanım bağıntılarını gerçekleştirdiği teorik olarak incelenmiş, simülasyon ve deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır.

Çıkışına yük kondansatörü bağlanan jirator devresi girişinden bir endüktans ve ona seri bir kayıp direnç görüldüğü deneysel yolla ispatlanmıştır. Deneysel sonuçlardan giriş endüktansının %9'luk hata ile elde edildiği, DC çalışma için ise devrenin %85,8 verimle çalıştığı gösterilmiştir.

Tezde sunulan, endüktans bağlantılı çift köprülü dönüştürücüde, iki köprü arasındaki faz farkının  $90^\circ$  olduğu özel durum için jirasyon iletkenliği literatürde sunulmuş olan genel jirasyon iletkenliği ifadesine göre çok daha basit bir formda elde edilmiştir. Bu denklem ile "L" bağlantı endüktansı ve yük olarak bağlanan eleman değeri sabit tutulduğunda jirator girişinden elde edilen eleman değerinin " $f_a$ " anahtarlama frekansına bağlı olduğu gösterilmiştir.

Önerilen devrenin, kararlı halde çalışmasının yanı sıra dinamik davranışının da deneysel yolla gösterilmesi ile literatürde sunulan diğer jirator devreleri ile farklılığı ispatlanmıştır.

Bu tezde sunulan çift köprülü endüktans bağlantılı jiratorü, literatürde sunulmuş olan diğer analog ve anahtarlama jirator devrelerinden ayıran bir diğer önemli özelliği jirasyon işlevini gerçekleştirirken herhangi bir geribesleme devresine gereksinim duymamasıdır. Böyle bir geribesleme devresi, ek kontrol devresi kullanılmasına neden olarak topolojinin büyümesine neden olacaktır.

Çift-köprülü dönüştürücü devresi iki yönlü iletebilen MOSFET anahtarlarla oluşturulduğu için gerçekleştirilen jirator devresi ile iki yönlü enerji transferini gerçekleştirebilmektedir.

Deneysel olarak gerçekleştirilen çift-köprülü jirator devresinde, çift-yönlü anahtarlar iki MOSFET transistör ile gerçekleştirilmiştir. Bu sebeple toplam olarak onaltı ayrı güç transistörü kullanılması her ne kadar devre boyutlarını büyütse de yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler düşünüldüğünde tümleşik çift yönlü anahtarlar ile boyutların oldukça küçüleceği bir gerçektir.

Tezde sunulan jirator a ait gerçekleştirilen prototip devresi testleri laboratuvar koşullarında küçük güçlerde yapılmıştır. Gerçeklenen devrenin bir güç devresi olması sebebiyle küçük güçlerde çalışabildiği gibi devrede kullanılan anahtar, seri bağlantı endüktansı ve yük için gerekli değişiklikler yapılarak devre kolaylıkla yüksek akım ve gerilimler altında çalışabilecek hale



getirilebilir.

Önerilen devre, akım-akım, gerilim-gerilim gibi dönüşümlerin yapıldığı güç devrelerinde ya da endüktans kullanma zorunluluğu olan ancak boyut ve çalışmasından kaynaklanan bazı sınırlamalar sebebiyle tercih edilmeyen yerlerde endüktans yerine kullanılabilir. Ayrıca tümdevre içinde endüktans gerçekleştirilmenin zorlukları düşünüldüğünde tamamen MOSFET transistörler, küçük değerli bir bağlantı endüktansı, yük kondansatörü ve sürme devresiyle gerçekleştirilmiş olan jirator devresi kolaylıkla bir tümdevre içine yerleştirilebilir ve tümdevre içinde büyük değerli endüktanslar gerçekleştirilebilir.

Sonuç olarak bu tezde, çift köprülü endüktans bağlantılı dönüştürücü için farklı bir bakış açısıyla ortaya konulan dört bölgeli çalışan jirator tasarımı ve gerçekleştirilmesini literatürde yenilikçi bir çalışma olarak görülmekteyim. Bu çalışmanın, gelecekte yapılacak olan kayıpsız devre elemanı gerçekleştirme çalışmalarına katkıda bulunmasını dilerim.

**KAYNAKLAR**

- Antoniou, A., Naidu, K. S., (1973), "Modeling of a Gyrator" IEEE Trans. on Circuit Theory vol. 20, no.5, pp.533-540, September 1973.
- Bialko, M., (1968), "Realization of Inductive and Capacitive Gytrators", IEEE Trans. on Circuit Theory, vol.15, no.2, pp.158-160, September 1968.
- Bogert, B. G., (1955), "Some Gyrator and Impedance Inverter Circuits", Proc. IRE, vol.43, pp. 793-796, July 1955.
- Diñçbakır, C., Bilgiç, M. O., (2007), "Four-quadrant Switch-mode Gyrator", European Conference on Circuit Theory and Design, p.1022-1025, Seville Spain, August 2007.
- Ehsani, M., Husain, I., Bilgic, M.O., (1993), "Power converters as natural gyrators", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, v 40, n 12, p 946-949, Dec, 1993.
- Ehsani, M., Husain, I., Bilgic, M. O., (1993), "Inverse Dual Converter (IDC) for High-Power DC-DC Applications" IEEE Trans. On Power Electronics vol.8, no:2, p.216-223, Oct. 1993.
- Ehsani, M., Kustom, R. L., (1988), "Converter Circuits for Superconductive Magnetic Energy Storage", TEES Monograph Series, 1988.
- Erickson, E., Madigan, M., and Singer, S., (1990), "Design of a simple high-power-factor rectifier based on the flyback converter," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC'90), Mar. 1990, pp. 792-801.
- Fernandez, A., Sebastian, J., Alou, P., Cobos, J. A., Rascon, M., (2003), "Low Output Voltage AC/DC Converter With a New Scheme of Synchronous Rectification That Complies With IEC 1000-3-2 Regulations" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 4, July 2003.
- Giral, R., Martinez, L., Calvente, J., Leyva, R., and Vidal-Idiarte, E., (1997), "Self-oscillating interleaved boost regulator with loss-free resistor characteristic," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Systems, 1997, pp. 825-828.
- Glaser, J. S., (2002), "A Simple Low Loss Linear Negative Resistor Emulator", Power Electronics Specialists Conference, 2002, pesc 02 2002 IEEE 33rd Annual, vol 1, page(s) 173-178, June 2002.
- Harada, K., Sakamoto, H., Shoyama M., (1988), "Phase-Controlled DC-AC Converter with High-Frequency Switching", IEEE Trans. On Power Elect. vol.3, no:4, p.406-411, Oct. 1988.
- Holmes, W. H., Heinlein, W. E. Grutzmann, S., (1969), "Sharp-Cutoff Low-Pass Filters Using Floating Gyrator", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 4, no.1, pp.38-50, February 1969.
- Inigo, R. M., (1971), "Gyrator Realization Using Two Operational Amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 6, no.2, pp.88-89, April 1971.
- Jackson, D. K., Leeb, S. B., (2000), "A Power Factor Corrector with Bidirectional Power Transfer Capability" Power Elec. Specialits Conference, Vol. 1, pp. 365-370, 2000.
- Jang, S. J., Lee, T.W., Lee, W.C., Won, C. Y., Chung, Y. W., (2004), "Bi-directional DC-DC Converter for Fuel Cell Generation System", IEEE Power Elect. Specialist Conf., pp.4722-

4728, 2004.

Lai, Z., and Smedly, K. M., (1998), "A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse width modulator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 501-510, May 1998.

Li, H., Peng, F.Z., Lawler, J. S., (2003), "A Natural ZVS Medium Power Bidirectional DC-DC Converter with Minimum Number of Devices", *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol.39, no.2, pp.525-535, March-April 2003.

Mader, U., and Horn, P., (1992), "A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent lamps", *IEEE Industry Appl. Society Meeting, Conf. Rec.*, pp. 1928-1934, 1992.

Madigan, M. T., Erickson, R. W., Ismail, E. H., (1999), "Integrated High-Quality Rectifier Regulator" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 4, August 1999.

Maksimovic, D., Jang, Y., and Erickson, R. W., (1996), "Nonlinear-carrier control for high-power-factor boost rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.* Vol. 11, pp. 578-584, July 1996.

Miwa, B. A., Otten, D. M., and Schlecht, M. F., (1992), "High efficiency power factor correction using interleaving techniques," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC'92)*, Mar. 1992, pp. 557-568.

Newcomb, R. W., (1981), "The semistate description of nonlinear time-variable circuits," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-28, pp.62-71, Feb. 1981.

Pastor, A. C., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., Calvente, J., Schweitz, G., (2005), "Synthesis of PWM-Based Power Gytrators", *Industrial Electronics Proceedings, ISIE*, v.3 pp. 1013-1018, June 2005.

Pastor, A. C., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., Estibals, B., Alzieu, J., Schweitz, G., Shmilovitz, D., (2005), "Analysis and design of power gytrators in sliding-mode operation", *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, vol.152, issue.4, pp. 821-826, July 2005.

Pastor, A. C., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., Schweitz, G., Calvente, J., Singer, S., (2006), "Classification and synthesis of power gytrators", *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, vol. 153, issue. 6, pp.802-808, November 2006.

Pastor, A. C., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., Schweitz, G., Calvente, J., Singer, S., (2006), "Synthesis of power gytrators operating at constant switching frequency", *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, vol. 153, issue. 6, pp.842-847, November 2006.

Qiao, C., and Smedley, K., (2000), "A topology survey of single-stage power factor corrector with boost type input-current-shaper cell," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. Expo. (APEC'00)*, vol.1, pp. 460-467, Feb, 2000.

Sarv, V., (1995), "Harmonic reduction in single-phase diode rectifier circuits using a switch-controlled inductor" *Journal of Circuits Systems and Computers* 5 (4): 813-825, Dec. 1995.

Sebastian, J., Hernando, M. M., Fernandez, A., Villegas, P. J., Diaz, J., (2001), "Input Current Shaper Based on the Series Connection of a Voltage Source and a Loss-Free Resistor", *IEEE Trans. on Industry Appl.*, vol.37, no:2, March/April 2001.

Shenoi, B. A., (1965), "Practical Realization of a Gytrator Circuit and RC-Gytrator Filters", *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol.12, no.3, pp. 374-380, September 1965.

Shmilovitz, D., (2006), "Gytrator Realization Based on a Capacitive Switched Cell", *IEEE*

Trans. On Circuits and Syst. Vol. 53, no.12, pp1418-1422, December 2006.

Shmilovitz, D., (2006), "Loss-Free Complex Impedance Network Elements" IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 53, no:3, pp.704-711, March 2006.

Shmilovitz, D., Yaron, I., Singer, S. (1998), "Transmission Line Based Gyrator", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Part I, Vol.45, No.4, pp. 428-433, April 1998.

Singer, S., (1987), "Gyrators Application in Power Processing Circuit", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-34, No.2573, pp. 313-318, August 1987.

Singer, S., (1988), "Loss Free Gyrator Realization", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. CAS-35, No. 1, pp. 26-34, January, 1988.

Singer, S., (1986), "Canonical approach to energy processing network synthesis," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CA33, pp.767-774, Aug. 1986.

Singer, S., (1990), "Realization of loss-free resistive elements," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 37, pp.54-60, Jan. 1990.

Singer, S., (1991), "The Application of loss-free resistors in power processing circuits," IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, pp.595-599, Oct. 1991.

Singer, S., Erickson, R.W., (1992), "Canonical Modeling of Power Processing Circuits Based on the POPI Concept" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 1 Jan. 1992, pp. 37-43

Singer, S., Fuchs, A., (1996), "Multiphase AC-DC conversion by means of loss-free resistive networks", IEE Proc.-Circuits Devices Syst. Vol. 143, No:4, pp. 233-240, August 1996.

Singer, S., Giral, R., Calvente, J., Leyva, R., Martinez-Salamero, L., and Naunin, D., (1998), "Maximum power point tracker based on a loss-free resistor topology," in Proc. 5th Eur. Space Power Conf., Tarragona, Spain, Sept. 21-25, 1998, ESA SP-416, pp. 65-70.

Singer, S., Ozeri, S. and Shmilovitz, D., (2004), "A Pure Realization of Loss-Free Resistor" IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 51, pp. 1639-1947, Aug. 2004.

Tellegen, B. D. H., (1948), "The Gyrator, a New Electric Network Element" Philips Res. Rept. Vol 3, pp. 81-101, April 1948.

Valderama-Blavi, H., Alonso, C., Martinez-Salamero, L., Singer, S. Estibals, B., and Maixe-Altes, J., (2002), "AC-LFR concept applied to modular photovoltaic power conversion chains", IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol.149, no:6, November 2002.

Voorman, H. O., Biesheuvel, A., (1972), "An Electronic Gyrator", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 7, no.6, pp.469-474, December 1972.

Wang, A., Yin, H., and Wang, S., (2001), "Realization of source with internal loss-free resistive characteristic," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 48, pp 830-839, July 2001.

Wei, H., Batarseh, I., Zhu, G., Kornetzky, P., (2000), "A Single-Switch AC-DC Converter with Power Factor Correction", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 15, No.3, May 2000.

**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi 06.09.1975

Doğum yeri İzmir

Lise 1991-1995 İzmir Çınarlı Anadolu Teknik Lisesi  
Elektronik Bölümü

Lisans 1995-1999 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 1999-2002 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,  
Elektronik Programı

Doktora 2002-2008 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,  
Elektronik Programı

**Çalıştığı kurum(lar)**

1999-Devam ediyor Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Araştırma Görevlisi