

**T.C. İSTANBUL KÜLTÜR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

ANAHTARLAMALI JİRATÖRÜN ENERJİ SİSTEMLERİNDE UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ali Napeyda

2200000859

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Program: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ

MAYIS 2025

**T.C. İSTANBUL KÜLTÜR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

ANAHTARLAMALI JİRATÖRÜN ENERJİ SİSTEMLERİNDE UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ali Napeyda

2200000859

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Program: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ

Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Uğur ÇELTEKLİGİL

Prof. Dr. Atilla ÖZMEN

MAYIS 2025

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans yolculuğum boyunca bilgisi, sabrı ve rehberliğiyle bana her adımda ışık tutan, tez sürecimin her aŐamasında engin deneyimiyle yol gösteren ve akademik hayatıma katkıları paha biçilemez olan çok kıymetli danışmanım Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ'e sonsuz Őükranlarımı sunarım. Kendisine yalnızca bir hoca olarak değil, aynı zamanda bir mentor ve yol gösterici olarak da minnettarım. Bu süreçte bana kattığı her değer için kalpten teşekkürlerimi iletiyorum.

Hayatımın her döneminde olduğu gibi, yüksek lisans sürecimde de beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan, her koşulda sevgileri ve desteğiyle yanımda olan aileme en derin Őükranlarımı sunarım. Sabırları, anlayıŐları ve sonsuz inançlarıyla bana güç verdiler. Bu zorlu akademik yolculukta attığım her adımda, onların sevgisi ve teşvikleri benim için en büyük motivasyon kaynağı oldu. Aileme olan minnettarlığım kelimelerle ifade edilemeyecek kadar büyük. Her birine ayrı ayrı teşekkür ediyorum, onları çok sevdiğimi bir kez daha belirtmek istiyorum.

MAYIS, 2025

Ali Napeyda

İÇİNDEKİLER

| | |
|---|------|
| TEŞEKKÜR | i |
| KISALTMALAR | iv |
| TABLO LİSTESİ..... | v |
| ŞEKİL LİSTESİ..... | vi |
| SİMGE LİSTESİ..... | viii |
| KISA ÖZET..... | ix |
| ABSTRACT..... | xi |
| 1. GİRİŞ..... | 1 |
| 2. ENERJİ SİSTEMLERİ | 2 |
| 2.1. Güç İletimi..... | 2 |
| 2.2. Kompanzasyon Yöntemleri | 3 |
| 2.2.1. Seri Kompanzasyon | 3 |
| 2.2.2. Şönt Kompanzasyon | 4 |
| 2.3. Kompanzasyon Sınıflandırılması..... | 6 |
| 2.3.1. Birinci Nesil Seri-Şönt Topolojisi..... | 6 |
| 2.3.2. İkinci Nesil Seri-Şönt Topolojisi..... | 6 |
| 3. İDEAL JİRATÖR | 7 |
| 3.1. İdeal Jiratör ile Pasif Devre Elemanlarının Dönüşümü | 8 |
| 3.1.1. Direnç-Direnç Dönüşümü | 8 |
| 3.1.2. Kondansatör-Endüktans Dönüşümü | 9 |
| 3.1.3. Endüktans-Kondansatör Dönüşümü | 9 |
| 3.1.4. Gerilim-Akım Dönüşümü | 10 |
| 3.1.5. Akım-Gerilim Dönüşümü | 10 |
| 4. ÇİFT KOPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN JİRATÖR DAVRANIŞI | 11 |
| 4.1. DAB Konvertör..... | 11 |

| | | |
|--------|---|----|
| 4.2. | Faz Farkının Jirasyon İletkenliği Üzerindeki Etkisi | 13 |
| 4.3. | Değişken Kondansatör Elde Edilmesi | 16 |
| 4.4. | C-Kuplajlı Jiratörün AC Analizi | 19 |
| 4.5. | C-Kuplajlı Jiratörün Rezonans Analizi..... | 20 |
| 4.6. | Değişken Endüktans Elde Edilmesi | 21 |
| 4.7. | İki Yönlü Anahtarın Gerçekleştirilmesi..... | 24 |
| 5. | SİMÜLASYON..... | 26 |
| 5.1. | PSPice For TI ile Yapılan Simülasyon..... | 26 |
| 5.1.1. | İdeal Anahtar ile Gerçekleştirilen C-Kuplajlı Jiratör | 26 |
| 5.1.2. | İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen C-Kuplajlı Jiratör..... | 28 |
| 5.1.3. | İdeal Anahtar ile Gerçekleştirilen L-Kuplajlı Jiratör..... | 34 |
| 5.1.4. | İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen L-Kuplajlı Jiratör | 35 |
| 5.1.5. | Jiratörün Sürücü Devresi..... | 37 |
| 5.2. | MATLAB ile Yapılan Simülasyon | 39 |
| 5.2.1. | İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen C-Kuplajlı Jiratör..... | 39 |
| 5.2.2. | İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen L-Kuplajlı Jiratör | 40 |
| 6. | UYGULAMALAR | 42 |
| 6.1. | Güç Faktör Düzeltmesi (PFC)..... | 42 |
| 6.2. | Harmonik Filtresi | 50 |
| 7. | SONUÇ..... | 55 |
| | KAYNAKLAR | 56 |

KISALTMALAR

| | |
|---------|---|
| AC | : Alternating Current |
| DC | : Direct Current |
| V | : Voltage |
| A | : Amper |
| R | : Resistor |
| L | : Inductor |
| C | : Capacitor |
| Z | : Impedance |
| X | : Reactance |
| S | : Apparent Power |
| P | : Active Power |
| Q | : Reactive Power |
| FACTS | : Flexible Alternating Current Transmission System |
| UPFC | : Unified Power Flow Controller |
| STATCOM | : Static Synchronous Compensator |
| SSSC | : Static Synchronous Series Compensator |
| SVC | : Static Var Compensator |
| DAB | : Dual Active Bridge |
| PF | : Power Factor |
| PFC | : Power Factor Correction |
| MOSFET | : Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor |
| IGBT | : Insulated Gate Bipolar Transistor |
| VA | : Volt-Ampere |
| W | : Watt |
| VAR | : Volt-Ampere Reactive |
| H | : Henry |
| F | : Farad |
| Hz | : Hertz |
| RF | : Radio Frequency |

TABLO LİSTESİ

| | |
|---|----|
| Tablo 5.1 MOSFET parametreleri (CSD19536KCS)..... | 29 |
|---|----|



ŞEKİL LİSTESİ

| | |
|--|----|
| Şekil 2.1 Güç iletimi | 2 |
| Şekil 2.2 Seri kompanzasyon | 3 |
| Şekil 2.3 Şönt kompanzasyon | 4 |
| Şekil 3.1 Jiratorün sembolik gösterimi | 7 |
| Şekil 3.2 Jiratorün eşdeğer devresi | 8 |
| Şekil 3.3 Jirator ile direnç-direnç dönüşümü | 9 |
| Şekil 3.4 Jirator ile kondansatör-endüktans dönüşümü | 9 |
| Şekil 3.5 Jirator ile endüktans-kondansatör dönüşümü | 10 |
| Şekil 3.6 Jirator ile gerilim-akım dönüşümü..... | 10 |
| Şekil 3.7 Jirator ile akım-gerilim dönüşümü..... | 10 |
| Şekil 4.1 C-kuplajlı DAB konvertör | 11 |
| Şekil 4.2 Sadeleştirilmiş C-kuplajlı DAB konvertör | 11 |
| Şekil 4.3 L-kuplajlı DAB konvertör | 12 |
| Şekil 4.4 Sadeleştirilmiş L-kuplajlı DAB konvertör..... | 13 |
| Şekil 4.5 C-kuplajlı jiratorde faz farkına göre değişen jirasyon iletkenliği..... | 14 |
| Şekil 4.6 L-kuplajlı jiratorde faz farkına göre değişen jirasyon iletkenliği | 16 |
| Şekil 4.7 Girişten kondansatör görülen devre..... | 16 |
| Şekil 4.8 Anahtarlama frekansına göre değişen kondansatör | 17 |
| Şekil 4.9 Anahtarlama frekansına göre değişen jirasyon iletkenliği..... | 18 |
| Şekil 4.10 Jirasyon iletkenliğine göre değişen kondansatör | 18 |
| Şekil 4.11 C-kuplajlı jirator | 19 |
| Şekil 4.12 Jiratorün gördüğü kondansatör ile yapılan rezonans devresi..... | 20 |
| Şekil 4.13 Paralel RLC devresi..... | 21 |
| Şekil 4.14 Girişten endüktans görülen devre | 22 |
| Şekil 4.15 Anahtarlama frekansına göre değişen endüktans | 23 |
| Şekil 4.16 Anahtarlama frekansına göre değişen jirasyon iletkenliği..... | 23 |
| Şekil 4.17 Jirasyon iletkenliğine göre değişen endüktans | 24 |
| Şekil 4.18 İki yönlü anahtar yapısı | 25 |
| Şekil 5.1 İdeal anahtar ile yapılan C-kuplajlı jirator..... | 27 |
| Şekil 5.2 C-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı..... | 27 |
| Şekil 5.3 İki yönlü anahtar ile yapılan C-kuplajlı jirator | 28 |
| Şekil 5.4 C-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı..... | 29 |
| Şekil 5.5 Giriş ve çıkış portların gerilim ve akımı..... | 30 |

| | |
|---|----|
| Şekil 5.6 İki yönlü anahtar ile yapılan C-kuplajlı jirator | 31 |
| Şekil 5.7 C-kuplajlı jiratorün giriş akımı | 32 |
| Şekil 5.8 Test devresi | 33 |
| Şekil 5.9 Test devresi ve jiratorün giriş akımı | 33 |
| Şekil 5.10 İdeal anahtar ile yapılan L-kuplajlı jirator | 34 |
| Şekil 5.11 L-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı | 35 |
| Şekil 5.12 İki yönlü anahtar ile yapılan L-kuplajlı jirator | 36 |
| Şekil 5.13 L-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı | 36 |
| Şekil 5.14 Birinci köprünün kontrol devresi..... | 38 |
| Şekil 5.15 İkinci köprünün kontrol devresi..... | 38 |
| Şekil 5.16 C-kuplajlı jiratorün devresi..... | 39 |
| Şekil 5.17 a) İki yönlü anahtar b) Sürücü devresi..... | 39 |
| Şekil 5.18 C-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı..... | 40 |
| Şekil 5.19 L-kuplajlı jiratorün devresi | 40 |
| Şekil 5.20 a) İki yönlü anahtar b) Sürücü devresi..... | 41 |
| Şekil 5.21 L-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı | 41 |
| Şekil 6.1 Güç üçgeni | 43 |
| Şekil 6.2 Düşük güç faktörü..... | 43 |
| Şekil 6.3 Uygun güç faktörü | 43 |
| Şekil 6.4 Güç ölçümü..... | 44 |
| Şekil 6.5 Yük modeli | 45 |
| Şekil 6.6 Güç faktör düzeltmesi..... | 46 |
| Şekil 6.7 Fazör diyagramı | 46 |
| Şekil 6.8 Şebeke modeli..... | 48 |
| Şekil 6.9 Güç faktör düzeltmesi..... | 49 |
| Şekil 6.10 Şebekenin eski ve yeni gerilim ve akımı | 49 |
| Şekil 6.11 Güç sistemi | 50 |
| Şekil 6.12 Filtresiz şebeke modeli | 51 |
| Şekil 6.13 Filtresiz şebeke gerilimi..... | 52 |
| Şekil 6.14 Filtresiz şebeke akımı | 52 |
| Şekil 6.15 Filtreli şebeke modeli | 53 |
| Şekil 6.16 Filtreli şebeke gerilimi..... | 53 |
| Şekil 6.17 Filtreli şebeke akımı | 54 |

SİMGE LİSTESİ

| | |
|-----------------|------------------------------------|
| V_1, V_A | : Giriş gerilimi |
| V_2, V_B | : Çıkış gerilimi |
| I_1, I_A, I_S | : Giriş akımı |
| I_2, I_B, I_L | : Çıkış akımı |
| I_F | : Filtre akımı |
| X_C | : Kondansatörün reaktansı |
| X_L | : Endüktansın reaktansı |
| X_T | : Toplam reaktans |
| Z_S | : Kayıplar |
| Q_C | : Kondansatörün reaktif gücü |
| Q_L | : Endüktansın reaktif gücü |
| g | : Jirostatik katsayısı |
| g_c | : C-kuplajlı jiratörün iletkenliği |
| g_L | : L-kuplajlı jiratörün iletkenliği |
| C_{AB} | : Girişten görülen kondansatör |
| L_{AB} | : Girişten görülen endüktans |
| f_a | : Anahtarlama frekansı |
| f_r | : Rezonans frekansı |
| ω | : Açısal frekans |
| ϕ | : Açık |
| η | : Verim |
| E_r | : Hata |

| | |
|---------------------------|---|
| Üniversite | : İstanbul Kültür Üniversitesi |
| Enstitüsü | : Lisansüstü Eğitim Enstitüsü |
| Dalı | : Elektrik-Elektronik Mühendisliği |
| Program | : Elektrik-Elektronik Mühendisliği |
| Tez Danışmanı | : Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ |
| Tez Türü ve Tarihi | : Yüksek lisans – MAYIS 2025 |

KISA ÖZET

ANAHTARLAMALI JİRATÖRÜN ENERJİ SİSTEMLERİNDE UYGULAMALARI

Ali Napeyda

Elektrik güç sistemleri, hızla büyüyen ve giderek karmaşıklaşan bir yapıya sahiptir. Bu sistemlerde, üretim ile talep arasındaki dengeyi sağlamak için güvenilir ve istikrarlı bir enerji temini büyük önem taşır. Ayrıca, sistemin tüm bileşenlerinin etkin ve verimli bir şekilde çalışması da kritik bir rol oynar. Ancak, artan yük talebi ve büyük ölçekli yenilenebilir enerji kaynaklarının sisteme entegrasyonu ile birlikte, düzensiz güç akışı dağılımı, hat aşırı yüklenmesi, artan kayıplar ve azalan güç iletimi gibi sorunlar ortaya çıkmaktadır. Bu sorunlar, şebekenin zayıflamasına yol açmaktadır.

Zayıf şebekelerin iki temel özelliği bulunmaktadır: yüksek şebeke empedansı ve zengin arka plan harmonikleri. Bu özellikler, sistemin kararlılığı ve verimliliği üzerinde ciddi zorluklar yaratmakta ve elektrik güç sisteminin performansını olumsuz yönde etkilemektedir.

Güç iletim sistemlerinde karşılaşılan temel sorunlardan biri, reaktif güç dengesizliği ve iletim kayıplarıdır. Bu durum, sistem kararlılığını ve güç kalitesini olumsuz yönde etkileyebilir. Reaktif güç kompanzasyonu, bu dengesizliği gidermek ve güç kalitesini iyileştirmek için kullanılan etkili bir yöntemdir. Aynı zamanda, sistem verimliliğini artırarak enerji kayıplarını azaltır ve şebekenin daha kararlı çalışmasını sağlar.

Yarı iletken teknolojisinin yaygınlaşmasından önce, reaktif güç kompanzasyonu gibi sorunlar elektromekanik anahtarlar aracılığıyla çözülmüyordu. Bu yöntemde, şebekeye kondansatör, reaktör veya senkron jeneratör gibi bileşenler uygulanıyordu. Ancak mekanik anahtarların kullanımı birçok dezavantajı beraberinde getiriyordu. Bunlar arasında, tepki sürelerinin oldukça yavaş olması ve zamanla aşınmalarının yaygın bir sorun haline gelmesi öne çıkıyordu. Bu durum, sistemin verimliliğini ve güvenilirliğini olumsuz etkiliyordu. Ancak günümüzde güç elektroniği tabanlı esnek "AC" iletim sistemleri (FACTS) ve özellikle birleşik güç akış denetleyicisi (UPFC) gibi modern teknolojiler, iletim hatları ve bara gerilimlerinde reaktif ve aktif gücün aynı anda bağımsız olarak kontrol edilmesini mümkün kılmaktadır. Bu teknolojiler, iletim hatlarının hem statik hem de dinamik işleyişi açısından önemli avantajlar sunar. Ayrıca, bu tür cihazlar, akıllı şebekelerin gelişimine öncülük ederek, güç sisteminin esneklik, kararlılık ve verimliliğini artıran etkili bir çözüm sağlamaktadır.

Bu alandaki yenilikçi uygulamalardan biri, anahtarlama jirator ile değişken kondansatör elde ederek reaktif güç kompanzasyonu sağlamasıdır. Bu yöntem, reaktif güçten kaynaklanan sorunlara karşı ileri düzey bir teknoloji sunar ve güç sistemlerindeki güç akışının daha etkili bir şekilde yönetilmesini ve kontrol edilmesini mümkün kılar. Jiratorlar, temelde bir tür aktif devre elemanı olarak, reaktif ve aktif güç arasındaki ilişkiyi optimize edebilir ve enerji akışını daha verimli hale getirebilir. Bu çalışmada, bu prensibi temel alan benzer uygulamalar incelenmektedir.

Özellikle çift yönlü "MOSFET" anahtarlarıyla entegre edilen anahtarlama jiratorlar, dört bölge çalışma modları sayesinde enerji transferinde büyük bir esneklik sağlar ve sistem kararlılığını artırır. Bu özellikleri nedeniyle anahtarlama jiratorlar, geleceğin enerji sistemlerinde kritik bir rol oynayabilecek ve yeni nesil teknolojiler arasında yer almaya adaydır. Bu teknoloji, enerji şebekelerinin daha esnek, kararlı ve verimli çalışmasına doğrudan katkıda bulunmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Anahtarlama Jirator, Enerji sistemleri, Kompanzasyon, Reaktif güç, Harmonik Filtre.

University : Istanbul Kultur University
Institute : Institute of Graduate Studies
Department : Electric-Electronic Engineering
Program : Electric-Electronic Engineering
Supervisor : Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ
Degree Awarded and Date : MS – MAYIS 2025

ABSTRACT

APPLICATIONS OF THE SWITCHED GYRATOR IN ENERGY SYSTEMS

Ali Napeyda

The electric power systems is a rapidly growing and increasingly complex structure. In this systems, ensuring a reliable and stable energy supply to balance generation and demand is of great importance. Additionally, the effective and efficient operation of all system components plays a critical role. However, with the increasing load demand and the integration of large-scale renewable energy sources, issues such as irregular power flow distribution, line overloading, increased losses, and reduced power transmission have emerged. These problems lead to the weakening of the grid.

Weak grids have two fundamental characteristics: high grid impedance and rich background harmonics. These characteristics create significant challenges for system stability and efficiency, negatively impacting the performance of the electric power system.

One of the primary issues encountered in power transmission systems is reactive power imbalance and transmission losses. This situation can adversely affect system stability and power quality. Reactive power compensation is an effective method used to address this imbalance and improve power quality. At the same time, it enhances system efficiency, reduces energy losses, and ensures more stable grid operation.

Before the widespread adoption of semiconductor technology, issues such as reactive power compensation were resolved using mechanical switches. In this method, components such as capacitors, reactors, or synchronous generators were applied to the grid. However, the use of electromechanical switches came with several disadvantages. Among these, the slow response times and the eventual wear and tear were prominent issues. This situation negatively affected the system's efficiency and reliability. Today, power electronics-based flexible AC transmission systems (FACTS) and particularly advanced technologies like the unified power flow controller (UPFC) enable the independent and simultaneous control of reactive and active power in transmission lines and bus voltages. These technologies offer significant advantages in both the static and dynamic operation of transmission lines. Moreover, such devices lead the development of smart grids, providing an effective solution that enhances the flexibility, stability, and efficiency of the power system.

One of the innovative applications in this field is the use of a switched gyrator to achieve variable capacitance for reactive power compensation. This method offers advanced technology to address issues arising from reactive power and enables more effective management and control of power flow in power systems. Gyrators, essentially a type of active circuit element, can optimize the relationship between reactive and active power and make energy flow more efficient. This study examines similar applications based on this principle.

Switched gyrators integrated with bidirectional MOSFET switches, in particular, provide significant flexibility in energy transfer and enhance system stability through their four-quadrant operation modes. Due to these features, switched gyrators are poised to play a critical role in future energy systems and are candidates to be among the next-generation technologies. This technology directly contributes to making energy grids more flexible, stable, and efficient.

Keywords: Switched Gyrator, Energy Systems, Compensation, Reactive Power, Harmonic Filter.

1. GİRİŞ

Bu çalışma, enerji sistemlerinin verimli, güvenilir ve sürdürülebilir olması için reaktif güç kompanzasyonu gibi teknik konuların önemini vurgulamaktadır. Özellikle anahtarlamalı jiratorlerin enerji iletim ve dağıtım sistemlerindeki uygulamaları incelenmekte ve bu teknolojinin enerji sistemlerini nasıl optimize edebileceği araştırılmaktadır. Jiratorler, güç elektroniği alanında sunduğu yenilikçi çözümlerle dikkat çekmektedir. Bu çalışmanın temel amacı, jiratorlerin teorik analizini yapmak, enerji sistemlerindeki uygulamalarını incelemek ve simülasyon yöntemleriyle doğruluk analizlerini gerçekleştirmektir.

İkinci bölümde, enerji sistemlerinin temel bileşenlerinden olan enerji iletim kapasitesi ve kompanzasyon yöntemleri gibi konular ele alınmaktadır. Bu kapsamda, seri ve şönt kompanzasyon tekniklerinin enerji iletim kapasitesi, gerilim profili ve reaktif güç yönetimi üzerindeki etkileri incelenmektedir. Ayrıca, kompanzasyon topolojilerinin sınıflandırılması ve bu topolojilerin nesilsel gelişimi açıklanmaktadır.

Üçüncü bölümde, ideal jiratorlerin tarihçesi, teorik temelleri ve modelleri incelenmektedir. İdeal jiratorler, direnç, kondansatör ve endüktans gibi pasif devre elemanlarının dönüşümünde ve gerilim-akım dönüşümlerinde kullanılarak, enerji sistemlerinde esnek ve verimli çözümler sunmaktadır.

Dördüncü bölümde, çift köprü konvertör ile jiratorün modellenmesi, iki köprü arasındaki faz farkının jirasyon iletkenliği üzerindeki etkisi, "C-kuplajlı" ve "L-kuplajlı" jiratorlerin analizi ele alınmaktadır. Ayrıca, çift yönlü anahtarların gerçekleştirilmesi gibi konular, enerji sistemlerinin kontrolünü ve yönetimini daha da geliştiren yenilikçi çözümler olarak incelenmektedir.

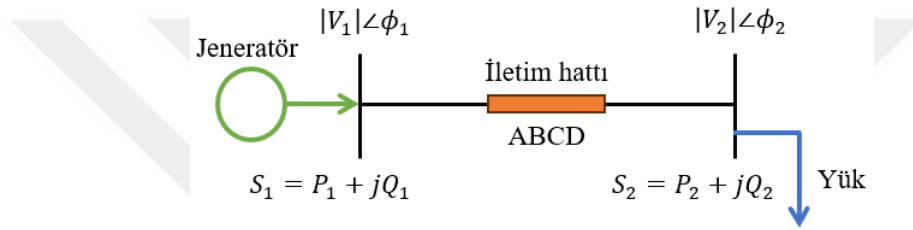
Beşinci bölümde, "Pspice for TI" ve "MATLAB" gibi simülasyon araçları kullanılarak, "C-kuplajlı" ve "L-kuplajlı" jiratorlerin güç kaybı, verimlilik ve sürücü tasarımları gibi parametreler incelenmektedir.

Altıncı bölümde, "C-kuplajlı" anahtarlamalı jiratorün güç sistemlerindeki uygulamaları, yani güç "faktörü düzeltmesi" ve "harmonik filtresi" incelenmektedir. Örnek problem ve simülasyon aracılığıyla, bu teknolojinin pratikte nasıl etkili bir şekilde uygulanabileceği gösterilmektedir.

2. ENERJİ SİSTEMLERİ

2.1. Güç İletimi

Şekil 2.1’deki güç iletim hattının kapasitesi (P), gönderici ve alıcı uçlardaki gerilim değerleri (V_1 ve V_2), hattın reaktansı (X_L) ve iki uç arasındaki faz açısı (ϕ) gibi temel faktörlere bağlıdır. Hattın reaktansı, iletim hattının endüktif özelliklerini ifade eder ve reaktans arttıkça hat üzerindeki gerilim düşümleri de artar. Bu durum, enerji iletim kapasitesini olumsuz etkiler çünkü gerilim düşümleri, alıcı uçta istenen gerilim seviyesinin korunmasını zorlaştırır. Ayrıca, gönderici ve alıcı uçlar arasındaki faz açısı (ϕ), güç iletiminde kritik bir rol oynar.



Şekil 2.1 Güç iletimi

İki nokta arasında güç iletimi, aşağıdaki prensibe göre hesaplanır: [1]

$$P = \frac{V_1 V_2}{X_L} \sin(\phi) \quad (2.1)$$

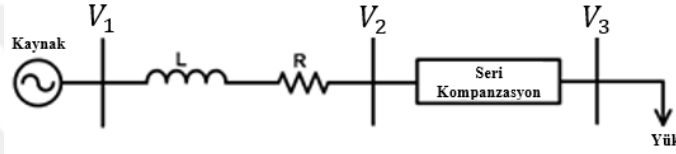
Faz açısı (ϕ), iki uç arasındaki gerilim dalgalarının zamanlamasındaki farkı ifade eder ve uygun bir seviyede tutulması, enerji iletiminin verimli bir şekilde gerçekleşmesini sağlar. Faz açısı çok büyüdüğünde, sistemin kararlılığı bozulabilir ve iletim kapasitesi düşebilir. Bununla birlikte, gönderici (V_1) ve alıcı (V_2) uçlardaki gerilim değerleri de iletim kapasitesi üzerinde doğrudan etkilidir. Gerilim seviyeleri arttıkça, hat üzerinden iletilen güç miktarı da artar. Ancak, gerilim seviyelerinin çok yüksek olması, izolasyon ve ekipman maliyetlerini artırabilir. Bu nedenle, gerilim seviyeleri, sistemin teknik ve ekonomik sınırları dikkate alınarak optimize edilmelidir. [1]

2.2. Kompanzasyon Yöntemleri

Kompanzasyon teknikleri, seri ve şönt olmak üzere iki ana kategoriye ayrılır: [1]

2.2.1. Seri Kompanzasyon

Şekil 2.2'de gözlemlendiği üzere seri kondansatörler, iletim hattına seri olarak bağlanarak hattın toplam empedansını azaltır. Bu, güç iletim kapasitesini artırır ve gerilim profilini iyileştirir. Seri kondansatörler, özellikle uzun mesafeli iletim hatlarında gerilim kontrolü ve sistem kararlılığı için çok önemlidir. Kullanılan cihazlar arasında seri kondansatörler, seri reaktörler ve Seri Statik Senkron Kompansatör (SSSC) bulunmaktadır. [1]



Şekil 2.2 Seri kompanzasyon

Bu yöntemin avantajları aşağıdaki gibidir:

- **Toplam Reaktans**

Seri kondansatör kullanıldığında, hattın toplam reaktansını aşağıdaki formüle göre hesaplanır:

$$X_T = X_L - X_C \quad (2.2)$$

Kapasitif reaktans (X_C), iletim hattının endüktif reaktansını (X_L) kısmen dengeleyerek toplam reaktansın azalmasına katkıda bulunur. Bu dengeleme, özellikle uzun iletim hatlarında gerilim regülasyonunu iyileştirir ve enerji iletim kapasitesini artırır.

- **Enerji İletim Kapasitesi**

Seri kondansatör kullanıldığında, hattın enerji iletim kapasitesi aşağıdaki formüle göre hesaplanır:

$$P = \frac{V_1 V_2}{X_T} \sin(\delta) \quad (2.3)$$

Hattın toplam reaktansının azalması, enerji iletim kapasitesinin artmasına doğrudan katkıda bulunur.

▪ Gerilim Profili

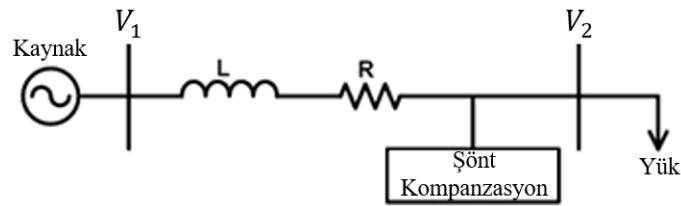
Seri kondansatör kullanıldığında, hattın (ϕ) açısı aşağıdaki formüle göre hesaplanır:

$$\phi = \arcsin\left(\frac{P \cdot X_T}{V_1 V_2}\right) \quad (2.4)$$

Hattın toplam reaktansının azalması, gönderici ve alıcı uçlar arasındaki faz açısını (ϕ) küçültür. Faz açısının küçülmesi, sistemin kararlılığını artıran önemli bir faktördür çünkü faz açısı büyüdükçe sistemin senkronizasyonu zorlaşır ve kararsızlık riski artar.

2.2.2. Şönt Kompanzasyon

Şekil 2.3'te gözlemlendiği üzere şönt kondansatörler, iletim hattına şönt olarak bağlanarak hattın reaktif gücünü temin eder. Bu, güç faktörünü ve gerilim profilini iyileştirir. Şönt kondansatörler, özellikle iletim hattı sonunda yer alan gerilim düşüşünü dengelemek için kullanılır. Kullanılan cihazlar arasında şönt kondansatörler, şönt reaktörler, Statik Var Kompansatör (SVC) ve Statik Senkron Kompansatör (STATCOM) bulunmaktadır. [1]



Şekil 2.3 Şönt kompanzasyon

Bu yöntemin avantajları aşağıdaki gibidir:

▪ Reaktif Güç

Şönt kondansatör kullanıldığında, sistemin reaktif gücü aşağıdaki formüle göre hesaplanır:

$$Q_c = \frac{V^2}{X_c} = V^2 \cdot \omega C \quad (2.5)$$

Reaktif güç (Q_C), sistem geriliminin karesiyle (V^2) doğru orantılıdır. Bu, gerilim seviyesi arttıkça kondansatörün sağladığı reaktif gücün de karesel olarak arttığı anlamına gelir. Dolayısıyla, şönt kondansatörler, özellikle yüksek gerilim seviyelerinde reaktif güç kompanzasyonu için oldukça etkilidir.

▪ Güç Faktörü

Şönt kondansatör kullanıldığında, güç faktörü ($\cos \phi$) aşağıdaki formüle göre hesaplanır:

$$\cos \phi = \frac{P}{|S|} \quad (2.6)$$

Güç faktörü, bir elektrik sisteminde yükün aktif gücü (P) ile görünür gücü (S) arasındaki açının kosinüsü olarak tanımlanır.

$$S = P + jQ \quad (2.7)$$

Reaktif güç (Q) azaldığında, görünür güç (S) de azalır bu durum, güç faktörünün iyileşmesine yol açar. Güç faktörünün 1'e yaklaşması, sistemin daha verimli çalıştığını ve enerji kayıplarının azaldığını gösterir.

▪ Gerilim Profili

Şönt kondansatör kullanıldığında, gerilim desteği aşağıdaki formüle göre hesaplanır:

$$V_1 = V_2 + \Delta V \quad (2.8)$$

$$\Delta V = (I_L - I_C)(R + X_L) \quad (2.9)$$

Kondansatörler, endüktif yükün (X_L) ihtiyaç duyduğu reaktif gücü kısmen sağlayarak hat üzerinden geçen akımı (I_L) azaltır dolayısıyla gerilim düşümlerini telafi ederek alıcı uçtaki gerilim seviyesini (V_2) korumaya yardımcı olur. Özellikle uzun iletim hatlarında veya yüksek yük koşullarında, şönt kondansatörlerin kullanılması, gerilim regülasyonunu iyileştirir ve sistemin kararlılığını artırır.

2.3. Kompanzasyon Sınıflandırılması

"AC" şebekelerinde esnek güç akışı kontrolünü sağlayan çeşitli topolojiler bulunmaktadır; bunlar arasında (UPFC) ve diğer yeni yaklaşımlar öne çıkar. Seri-şönt güç akışı kontrol cihazları, iki ana kategoriye ayrılır: [2]

2.3.1. Birinci Nesil Seri-Şönt Topolojisi

Birinci seri-şönt konfigürasyonunda, seri dönüştürücü güç akışını düzenlerken şönt dönüştürücü ise gerilim desteği ve reaktif güç kompanzasyonu sağlar. İki dönüştürücü arasında doğrudan enerji transferi olmadığından, güç akışı bağımsız kontrol edilir; bu yapı işlevselliği sadeleştirir ancak bazı kontrol kısıtlamaları getirebilir. [2]

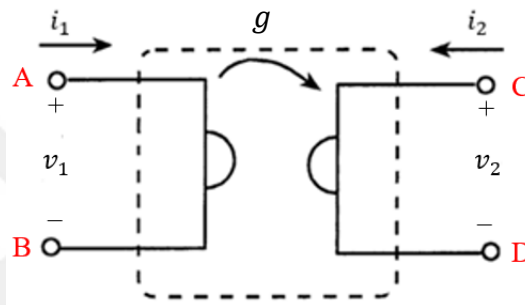
2.3.2. İkinci Nesil Seri-Şönt Topolojisi

İkinci seri-şönt konfigürasyonunda, seri ve şönt dönüştürücüler arasında enerji kuplajı bulunur, bu da enerji akışı sağlayarak daha esnek bir güç yönetimi sunar. Elektriksel, manyetik ve elektromanyetik olmak üzere üç kuplaj türü içerir; bu tür kuplajlar, sistemin ihtiyaçlarına uyum sağlama kapasitesini artırır. [2]

3. İDEAL JİRATÖR

Jiratör, ilk kez "1948" yılında Bernard D.H. Tellegen tarafından elektrik devrelerindeki enerji dönüşümlerini açıklamak amacıyla tanıtılmıştır. Endüktans ve kondansatör gibi elemanların davranışlarını dönüştürerek, tasarımlarda esneklik sağlamaktadır. Elektrik devrelerinde kullanılan jiratör, iki portlu bir aktif devre elemanı olarak tanımlanmıştır. [3]

Şekil 3.1’de gözlemlendiği üzere ideal jiratör, jirostatik katsayı (g) aracılığıyla portlar (AB ve CD) arasında bağlantı kurarak, kayıpsız, enerji depolamayan ve karşılıklı olmayan bir ağ oluşturur.



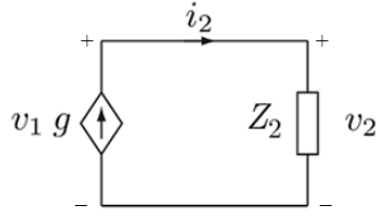
Şekil 3.1 Jiratörün sembolik gösterimi

İdeal jiratör, enerji kaybı olmadan gerilim-akım, kondansatör-endüktans gibi çeşitli dönüşümleri gerçekleştirir. Portların gerilim ve akım arasındaki ilişkiler aşağıdaki şekilde verilmiştir: [4] [3] [5]

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g \\ -g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} i_1 = +gv_2 \\ i_2 = -gv_1 \end{cases}, g = \Omega^{-1} \quad (3.2)$$

Transformatörden farklı olarak, jiratörde çıkış akımı giriş gerilimiyle ilişkilidir. Şekil 3.2’de gösterildiği gibi, jiratörün iletkenliği (g) sayesinde girişteki akım kaynağı, çıkış portunda eşdeğer bir akım kaynağı ile temsil edilir. [3]



Şekil 3.2 Jiratörün eşdeğer devresi

(Z_2) Empedansına iletilen güç aşağıdaki şekilde bulunur:

$$p_2 = i_2 v_2 = g v_1 v_2 = (g v_1)^2 z_2 = \frac{(v_2)^2}{z_2} \quad (3.3)$$

İdeal jiratörün çıkış gücü, giriş gücüne eşittir ve portları arasında iletilen güç (p) ise aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$p_1 = p_2 \quad (3.4)$$

$$p_1 = v_1 v_2 g \quad (3.5)$$

$$p_2 = \frac{i_1 i_2}{g} \quad (3.6)$$

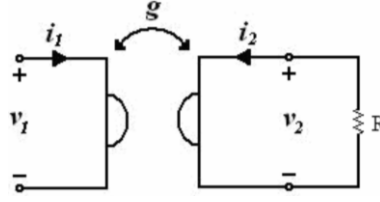
3.1. İdeal Jiratör ile Pasif Devre Elemanlarının Dönüşümü

Jiratör, "gerilim-akım", "akım-gerilim", "endüktans-kondansatör", "kondansatör-endüktans" ve "direnç-direnç" dönüşümlerini kolaylıkla gerçekleştirir. Giriş portundaki devre elemanının değeri, " g " ile doğrudan ilişkilidir. Bu özellik sayesinde, " g " ile kontrol edilebilen ve kayıpsız bir aktif devre elemanı elde edilir. [6]

3.1.1. Direnç-Direnç Dönüşümü

Şekil 3.3'te gösterildiği gibi, jiratör çıkışına bir direnç bağlandığında, girişte " g " ile ayarlanabilen bir "direnç" elde edilir. [6]

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \left(\frac{1}{g^2}\right) \left(\frac{|-i_2|}{v_2}\right) = \left(\frac{1}{g^2}\right) \left(\frac{1}{R}\right) \quad (3.7)$$



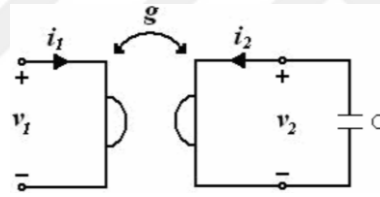
Şekil 3.3 Jirator ile direnç-direnç dönüşümü

3.1.2. Kondansatör-Endüktans Dönüşümü

Şekil 3.4'te gösterildiği gibi, jirator çıkışına bir kondansatör bağlandığında, girişte "g" ile ayarlanabilen bir "endüktans" elde edilir. [6]

$$v_1 = \left(-\frac{1}{g}\right) i_2 = \left(-\frac{1}{g}\right) \left(-C \frac{dv_2}{dt}\right) = \frac{C}{g} \left(\frac{1}{g} \frac{di_1}{dt}\right) = \left(\frac{C}{g^2}\right) \left(\frac{di_1}{dt}\right) \Leftrightarrow L \frac{di_1}{dt} \quad (3.8)$$

$$L = \left(\frac{C}{g^2}\right) \quad (3.9)$$



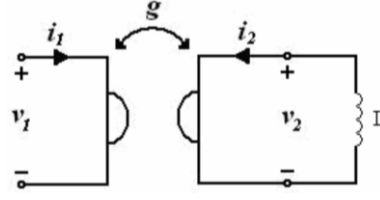
Şekil 3.4 Jirator ile kondansatör-endüktans dönüşümü

3.1.3. Endüktans-Kondansatör Dönüşümü

Şekil 3.5'te gösterildiği gibi, jirator çıkışına bir endüktans bağlandığında, girişte "g" ile ayarlanabilen bir "kondansatör" elde edilir. [6]

$$i_1 = g v_2 = g \left(-L \frac{di_2}{dt}\right) = g \left(gL \frac{dv_1}{dt}\right) = (g^2 L) \left(\frac{dv_1}{dt}\right) \Leftrightarrow C \frac{dv_1}{dt} \quad (3.10)$$

$$C = (g^2 L) \quad (3.11)$$

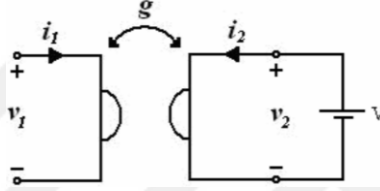


Şekil 3.5 Jirator ile endüktans-kondansatör dönüşümü

3.1.4. Gerilim-Akım Dönüşümü

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi, jirator çıkışına bir gerilim kaynağı bağlandığında, girişte "g" ile ayarlanabilen bir "akım" kaynağı elde edilir. [6]

$$i_1 = gv_2 \quad (3.12)$$

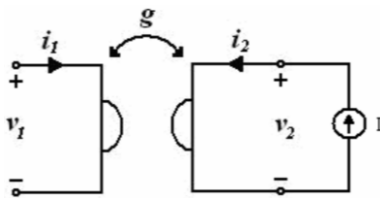


Şekil 3.6 Jirator ile gerilim-akım dönüşümü

3.1.5. Akım-Gerilim Dönüşümü

Şekil 3.7'de gösterildiği gibi, jirator çıkışına bir akım kaynağı bağlandığında, girişte "g" ile ayarlanabilen bir "gerilim" kaynağı elde edilir. [6]

$$v_1 = -\frac{1}{g}i_2 \quad (3.13)$$



Şekil 3.7 Jirator ile akım-gerilim dönüşümü

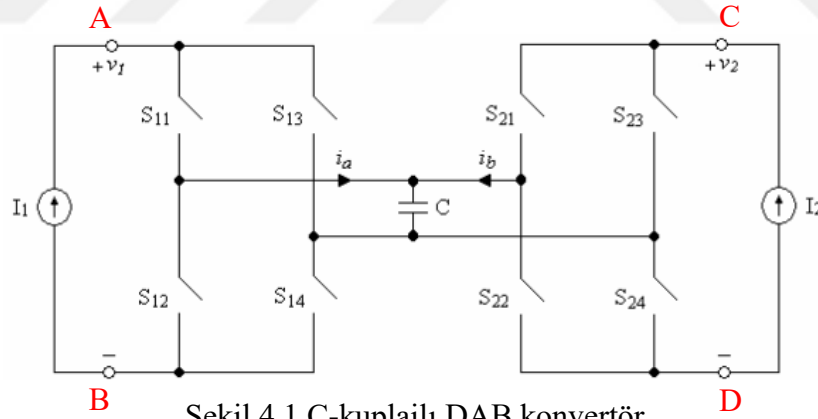
4. ÇİFT KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN JİRATÖR DAVRANIŞI

4.1. DAB Konvertör

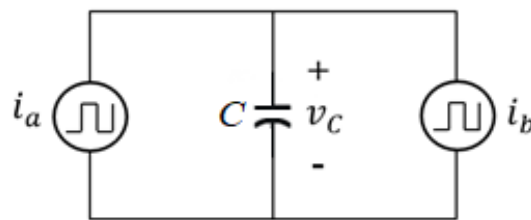
Çift köprülü dönüştürücüler "DAB", anahtarlama frekansı yeterince yüksek olduğunda jirator gibi davranarak enerjiyi kayıpsız ve depolamasız bir şekilde iki port (AB ve CD) arasında aktarır. Bu portlar arasında enerji aktarımını sağlayan bir pasif eleman bulunur. Kaynak ve yük tarafında (S11-S14), (S12-S13), (S11-S14), ... şeklinde bir anahtarlama sırası izlenir. Kaynak ve yük dönüştürücülerinin anahtarlama frekanslarının aynı olması gerekir. İki dönüştürücü arasındaki anahtarlama faz açısı ise (ϕ) ile ifade edilir. DAB dönüştürücüler, yüksek frekanslı uygulamalar, enerji depolama sistemleri ve elektrikli araç şarj istasyonları gibi alanlarda oldukça verimli çalışmalarını sağlar. [5] [7]

Sunulan C-kuplajlı ve L-kuplajlı jirator devrelerine ait " g_c " ve " g_L " jirasyon iletkenliğini, iki köprü arasındaki faz farkı " ϕ ", anahtarlama frekansı " f_a ", kuplaj kondansatörü " C " ve kuplaj endüktansı " L " ile ifade edilmektedir.

Şekil 4.1'de gösterilen çift köprü dönüştürücü devresinde, iki köprü arasında enerji transferi kondansatör kuplajı ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 4.1'deki devreyi sadeleştirerek şekil 4.2'deki gibi ifade edebiliriz: [4] [5]



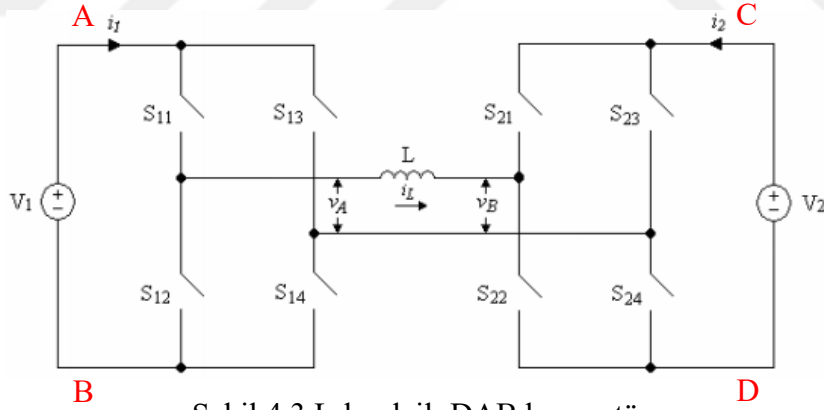
Şekil 4.2’de akım kaynakların kare dalga formunda olduğu varsayıldığında, ortalama güç bir anahtarlama döngüsü boyunca hesaplanabilir. Kayıplar göz ardı edildiğinde, portlar arasında aktarılan güç aşağıdaki gibi ifade edilir: [5] [7] [4]

$$\langle p_c \rangle = \frac{1}{g_c} i_a i_b \quad (4.1)$$

$$g_c = \frac{\omega C}{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}} \quad (4.2)$$

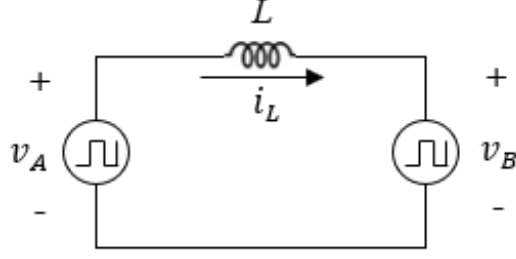
Şekil 4.1’de gösterilen kondansatör kuplajlı çift köprülü jirator devresi, "akım-akım", "gerilim-gerilim" ve "endüktans-kondansatör" dönüşümlerini gerçekleştirebilir. Ancak devre teorisindeki sınırlamalar nedeniyle, iki farklı ilk şartına sahip kondansatörlerin paralel bağlanamaması sebebiyle bu dönüştürücü ile "kondansatör-endüktans" dönüşümü yapılamaz.

Şekil 4.3’te gösterilen çift köprü dönüştürücü devresinde, iki köprü arasında enerji transferi endüktans kuplajı ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 4.3 L-kuplajlı DAB konvertör

Şekil 4.3’teki devreyi sadeleştirerek şekil 4.4’teki gibi ifade edebiliriz: [4] [5]



Şekil 4.4 Sadeleştirilmiş L-kuplajlı DAB konvertör

Şekil 4.4’de gerilim kaynakların kare dalga formunda olduğu varsayıldığında, ortalama güç bir anahtarlama döngüsü boyunca hesaplanabilir. Kayıplar göz ardı edildiğinde, portlar arasında aktarılan güç aşağıdaki gibi ifade edilir: [5] [7] [4]

$$\langle p_L \rangle = g_L v_A v_B \quad (4.3)$$

$$g_L = \frac{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}}{\omega L} \quad (4.4)$$

Şekil 4.3’te gösterilen endüktans kuplajlı çift köprülü jirator devresi, "akım-akım", "gerilim-gerilim" ve "kondansatör-endüktans" dönüşümlerini gerçekleştirebilir. Ancak devre teorisindeki sınırlamalar nedeniyle, iki farklı ilk şartına sahip endüktansların seri bağlanamaması sebebiyle bu dönüştürücü ile "endüktans-kondansatör" dönüşümü yapılamaz.

4.2. Faz Farkının Jirasyon İletkenliği Üzerindeki Etkisi

Jirasyon iletkenliğinin iki köprü arasındaki faz farkına (ϕ) göre nasıl değiştiğini grafiksel olarak göstermek için aşağıdaki inceleme yapılabilir. Bu durumda, kuplaj elemanına bağlı olarak (g_L) veya (g_C)'nin (ϕ)'ye göre türevi alınarak sıfıra eşitlenir ve eğrinin maksimum noktası belirlenir.

C-kuplajlı jiratorde;

$$g_C = \frac{\omega C}{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}} \quad (4.5)$$

$$\frac{\omega C}{g_c} = \phi - \frac{\phi^2}{\pi} \quad (4.6)$$

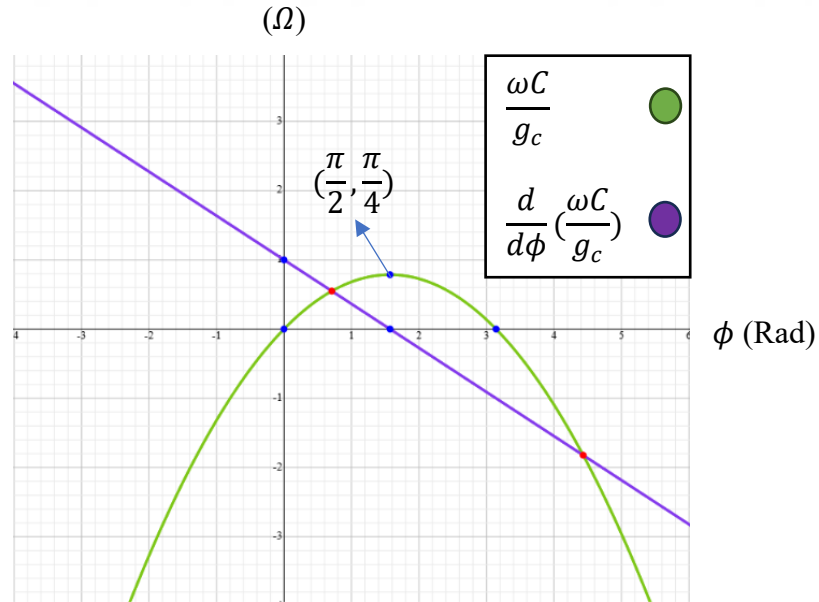
$$\frac{d}{d\phi} \left(\frac{\omega C}{g_c} \right) = \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) \quad (4.7)$$

$$\left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) = 0 \Rightarrow \phi = \frac{\pi}{2}$$

Elde edilen " ϕ " değeri, (4.5) numaralı denklemde yerine konulduğunda, fonksiyonun maksimum değeri aşağıdaki şekilde bulunur.

$$\frac{\omega C}{g_c} = \frac{\pi}{4}$$

Şekil 4.5'te giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz farkının "90°" derece olduğunda, jirasyon iletkenliğinin maksimum olduğu görülmektedir. Ayrıca, "0°" ve "180°" faz farklarında jirasyon iletkenliği sıfır değerine düşmektedir.



Şekil 4.5 C-kuplajlı jiratörde faz farkına göre değişen jirasyon iletkenliği

L-kuplajlı jiratorde;

$$g_L = \frac{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}}{\omega L} \quad (4.8)$$

$$g_L \omega L = \phi - \frac{\phi^2}{\pi} \quad (4.9)$$

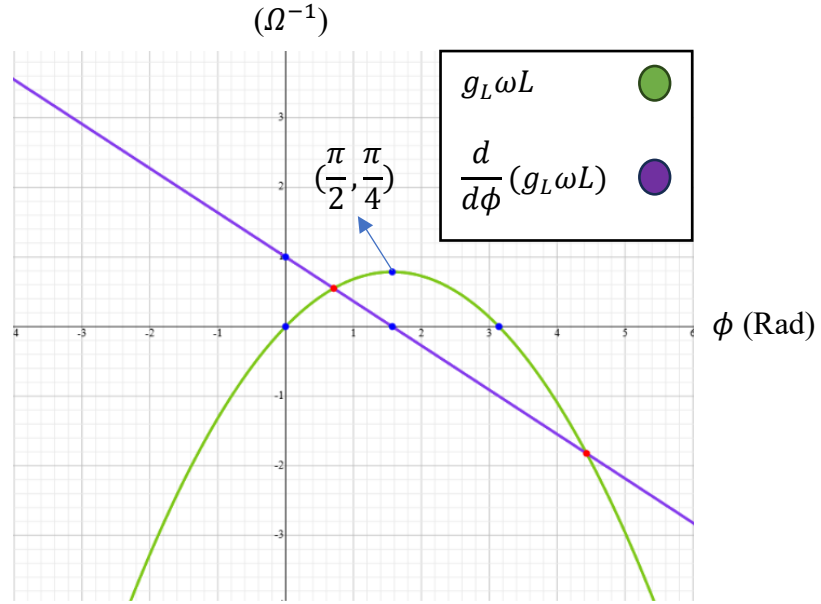
$$\frac{d}{d\phi}(g_L \omega L) = \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) \quad (4.10)$$

$$\left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) = 0 \Rightarrow \phi = \frac{\pi}{2}$$

Elde edilen " ϕ " değeri, (4.8) numaralı denklemde yerine konulduğunda, fonksiyonun maksimum değeri aşağıdaki şekilde bulunur.

$$g_L \omega L = \frac{\pi}{4}$$

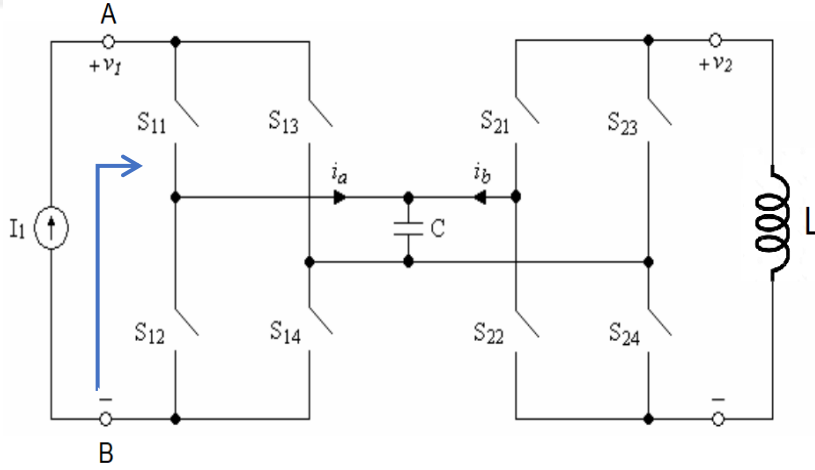
Şekil 4.6'da giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz farkının "90°" derece olduğunda jirasyon iletkenliğinin maksimum olduğu görülmektedir. Ayrıca, "0°" ve "180°" faz farklarında jirasyon iletkenliği sıfır değerine düşmektedir.



Şekil 4.6 L-kuplajlı jiratorde faz farkına göre değişen jirasyon iletkenliği

4.3. Değişken Kondansatör Elde Edilmesi

Şekil 4.7'de jirasyon iletkenliği (g_c) ve girişten görülen kondansatör (C_{AB}), anahtarlama frekansına bağlı olarak nasıl değiştiğini grafiksel olarak gösterebilmek için aşağıdaki inceleme yapılabilir.



Şekil 4.7 Girişten kondansatör görülen devre

$$C_{AB} = g_c^2 L \quad (4.11)$$

$$g_c = \frac{\omega C}{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}} \quad (4.12)$$

$$C_{AB} = \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot C}{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}} \right)^2 L \quad (4.13)$$

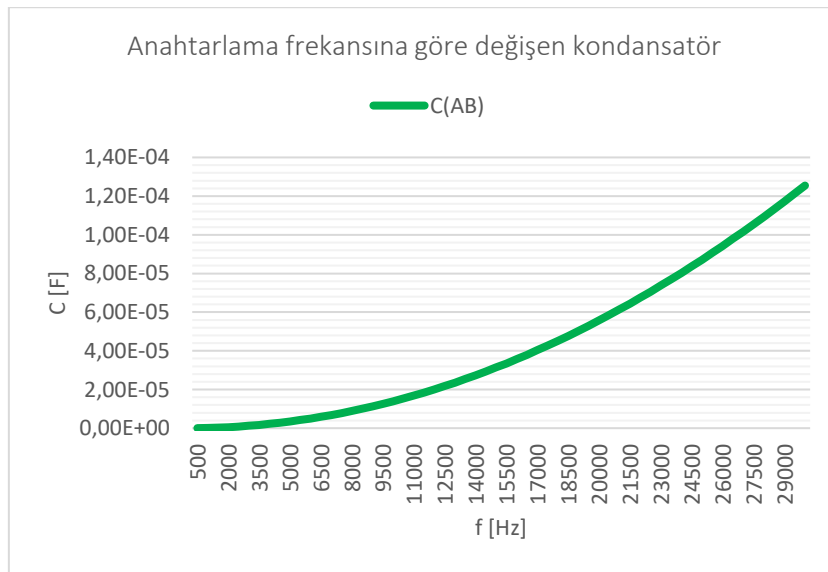
Yukarıdaki hesaplamalar sonucunda, girişten görülen kondansatör değerini ifade eden denklem (4.13) elde edilir. Bu denkleme göre, jiratorün kuplaj kondansatörü (C) ve yük endüktansı (L) sabit kabul edildiğinde, girişten görünen kondansatörün (C_{AB}) anahtarlama frekansına (f_a) bağlı olduğu anlaşılır.

Örnek olarak, kuplaj kondansatörü (220 nF), yük endüktansı (45 mH) seçildiğinde, giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz farkının "90°" derece olduğu özel durum kabul edildiğinde (g_c) ve (C_{AB}) değerleri anahtarlama frekansına " f_a " bağlı olarak aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz;

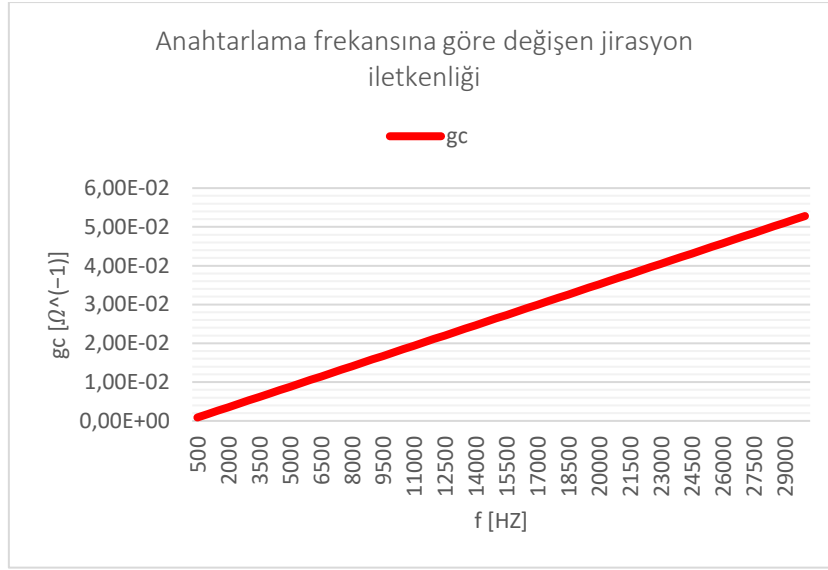
$$g_c = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot 220 \cdot 10^{-9}}{\frac{\pi}{2} - \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2}{\pi}} = 1760 \times 10^{-9} \times f_a \quad (4.14)$$

$$C_{AB} = (1760 \times 10^{-9} \times f_a)^2 \times 45 \times 10^{-3} = \frac{f_a^2 \times 1089}{516 \times 51200} \quad (4.15)$$

Şekil 4.8 ve 4.9'da görüldüğü üzere, anahtarlama frekansı arttıkça jirasyon iletkenliği ve girişten görülen kondansatör değeri de artış göstermektedir.

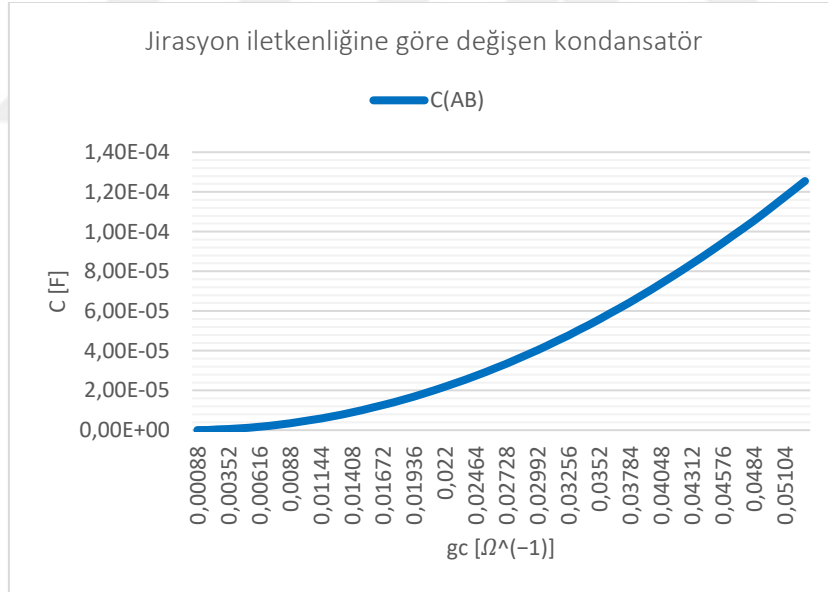


Şekil 4.8 Anahtarlama frekansına göre değişen kondansatör



Şekil 4.9 Anahtarlama frekansına göre değişen jirasyon iletkenliği

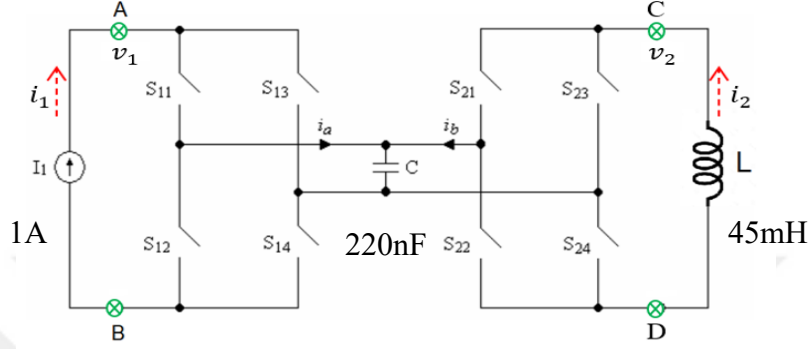
Şekil 4.10’da görüldüğü üzere, jirasyon iletkenliği arttıkça girişten görülen kondansatör değeri de artış göstermektedir.



Şekil 4.10 Jirasyon iletkenliğine göre değişen kondansatör

4.4. C-Kuplajlı Jiratörün AC Analizi

Şekil 4.11’de örnek olarak, kuplaj kondansatörü (220 nF), anahtarlama frekansı (25 kHz) ve yük endüktansı (45 mH) seçildiğinde, giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz farkının "90°" derece olduğu özel durum kabul edildiğinde (g_c) ve (C_{AB}) değerleri aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz;



Şekil 4.11 C-kuplajlı jiratör

$$g_c = \frac{\omega C}{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-9}}{\frac{\pi}{2} - \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2}{\pi}} = 44 \times 10^{-3} \Omega^{-1}$$

$$C_{AB} = g_c^2 L = (44 \times 10^{-3})^2 \times 45 \times 10^{-3} = 87.12 \mu F$$

Önceki bölümlerde, jiratörün çıkış gücünün giriş gücüne eşit olduğu açıklanmıştır. Bu prensibe göre, giriş akım kaynağı (1 A- 50 Hz) seçildiğinde, jiratör devresinin giriş (AB) ve çıkış (CD) portlarındaki akım ve gerilim değerleri kullanılarak iki port arasındaki güç kaybı ve verim aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$p_{in} = p_{out} \Leftrightarrow i_1 \cdot v_1 = i_2 \cdot v_2 \quad (4.16)$$

$$\begin{cases} i_1 = +g v_2 \\ i_2 = -g v_1 \end{cases}, g_c = 44 \times 10^{-3} \Omega^{-1} \quad (4.17)$$

$$i_2 = \frac{v_2}{X_L} \quad (4.18)$$

$$v_1 = \frac{i_2}{-g} \quad (4.19)$$

$$v_2 = \frac{i_1}{+g} \quad (4.20)$$

$$v_2 = \frac{1}{44 \times 10^{-3}} \approx 22.73 \text{ V}$$

$$i_2 = \frac{22.73}{2\pi \times 50 \times 45 \times 10^{-3}} \approx 1.60 \text{ A}$$

$$v_1 = \frac{1.60}{44 \times 10^{-3}} \approx -36.53 \text{ V}$$

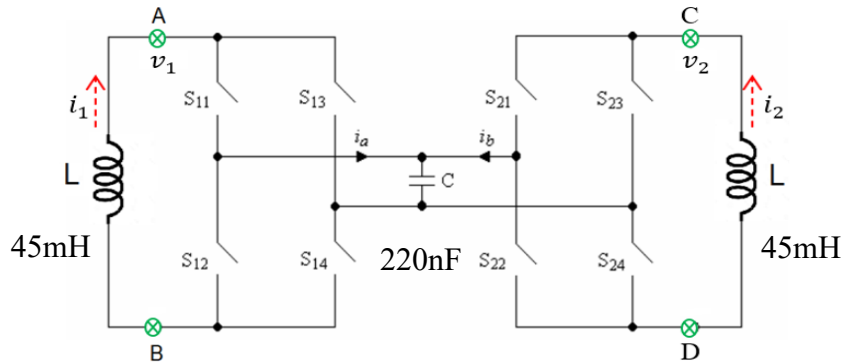
$$p_{in} = 1 \times 36.53 \approx 36.53 \text{ W}$$

$$p_{out} = 1.60 \times 22.73 \approx 36.53 \text{ W}$$

Anlaşıldığı gibi, teorik hesaplamalara göre, ideal anahtar kullanıldığında iki port arasında herhangi bir güç kaybı bulunmamaktadır. Buna bağlı olarak, iki port arasındaki verim tam seviyededir. Bu yüksek verim, jirator yapısının enerji iletimindeki etkinliğini göstermektedir.

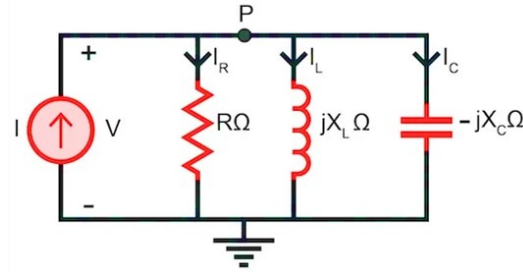
4.5. C-Kuplajlı Jiratorün Rezonans Analizi

Şekil 4.12’de jirator devresinin giriş (AB) portuna (1 A) başlangıç şartına sahip (45 mH) bir endüktans uygulayarak, oluşan rezonans devresi aşağıdaki şekilde incelenmiştir.



Şekil 4.12 Jiratorün gördüğü kondansatör ile yapılan rezonans devresi

Çıkış (CD) portuna bağlanan endüktans, jirator etkisiyle girişe kondansatör olarak yansır, böylece şekil 4.13'te gösterildiği gibi paralel bir rezonans (RLC) devresi oluşur. "R" değeri ise devrenin kayıplarından kaynaklanmaktadır. Bu yapı, sistemin frekans tepkisini analiz etmek için önemli bir temel sağlar.



Şekil 4.13 Paralel RLC devresi

Oluşan paralel (RLC) devresinin rezonans frekansını aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

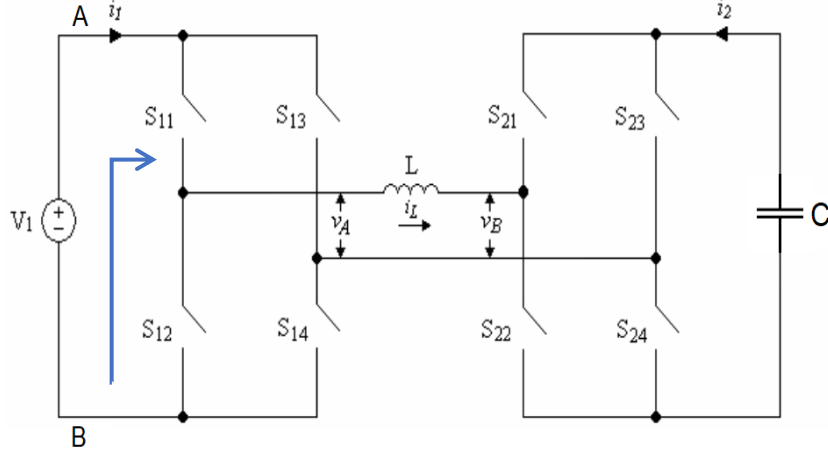
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.21)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(45 \times 10^{-3}) \times (87 \times 10^{-6})}} \approx 80 \text{ Hz}$$

Görüldüğü gibi, devrenin rezonans frekansı yaklaşık olarak 80 Hz'dir.

4.6. Değişken Endüktans Elde Edilmesi

Şekil 4.14'te jirasyon iletkenliği (g_L) ve girişten görülen endüktans (L_{AB}), anahtarlama frekansına bağlı olarak nasıl değiştiğini grafiksel olarak gösterebilmek için aşağıdaki inceleme yapılabilir.



Şekil 4.14 Girişten endüktans görülen devre

$$L_{AB} = \frac{C}{g_L^2} \quad (4.22)$$

$$g_L = \frac{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}}{\omega L} \quad (4.23)$$

$$L_{AB} = \frac{C}{\left(\frac{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot L} \right)^2} \quad (4.24)$$

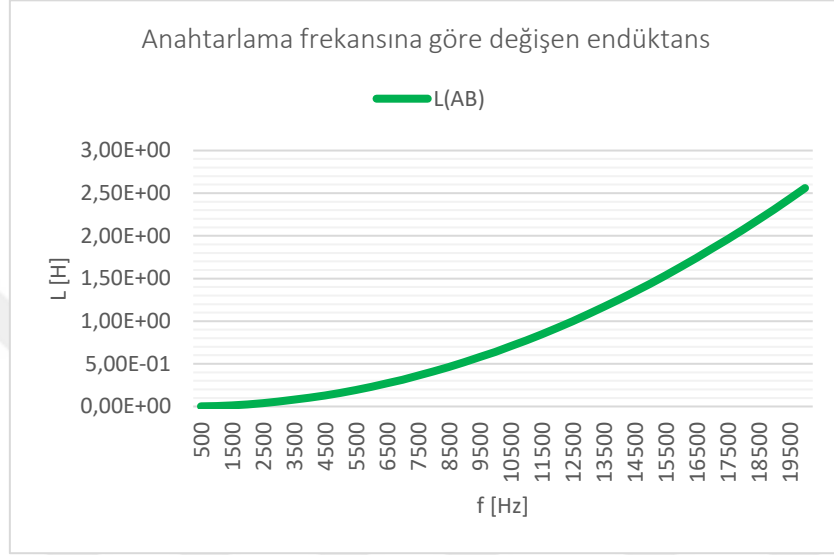
Yukarıdaki hesaplamalar sonucunda, girişten görülen endüktans değerini ifade eden denklem (4.24) elde edilir. Bu denkleme göre, jiratorün kuplaj endüktansı (L) ve yük kondansatörü (C) sabit kabul edildiğinde, girişten görülen endüktans (L_{AB}) anahtarlama frekansına (f_a) bağlı olduğu anlaşılır.

Örnek olarak, kuplaj endüktansı (1 mH), yük kondansatörü (100 uF) seçildiğinde, giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz farkının "90°" derece olduğu özel durum kabul edildiğinde (g_L) ve (L_{AB}) değerleri anahtarlama frekansına " f_a " bağlı olarak aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz;

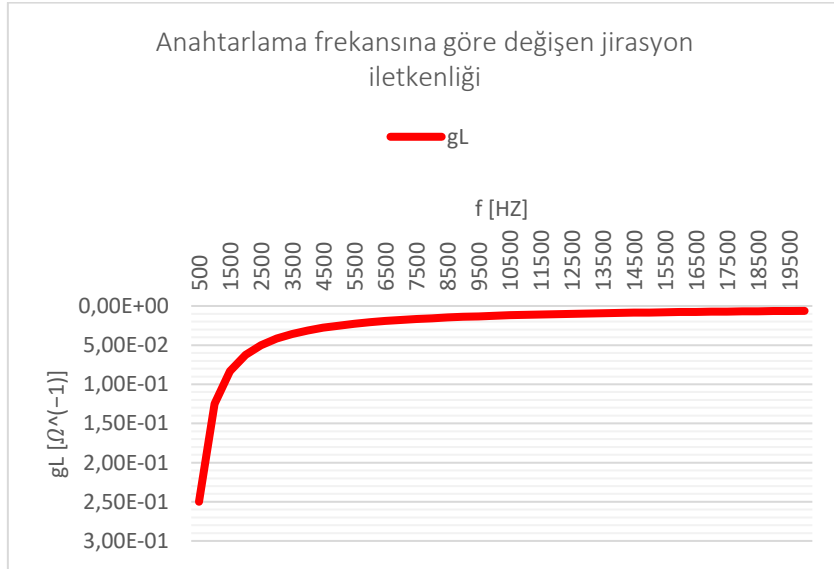
$$g_L = \frac{\frac{\pi}{2} - \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2}{\pi}}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = \frac{125}{f_a} \quad (4.25)$$

$$L_{AB} = \frac{100 \times 10^{-6}}{\left(\frac{125}{f_a}\right)^2} = f_a^2 \times 64^{-10} \quad (4.26)$$

Şekil 4.15 ve 4.16’da görüldüğü üzere, anahtarlama frekansı arttıkça jirasyon iletkenliği düşüş ve girişten görülen endüktans değeri de artış göstermektedir.

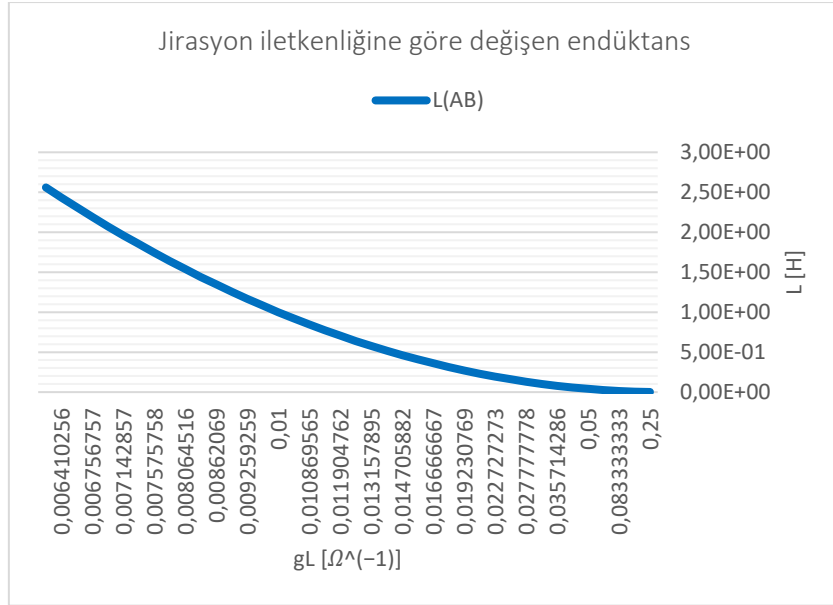


Şekil 4.15 Anahtarlama frekansına göre değişen endüktans



Şekil 4.16 Anahtarlama frekansına göre değişen jirasyon iletkenliği

Şekil 4.17’de görüldüğü üzere, jirasyon iletkenliği arttıkça girişten görülen endüktans değeri de düşüş göstermektedir.



Şekil 4.17 Jirasyon iletkenliğine göre değişen endüktans

Örnek olarak, 4.25 ve 4.26 denkleminde anahtarlama frekansı (10 kHz) kabul edildiğinde (g_L) ve (L_{AB}) değerleri aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz;

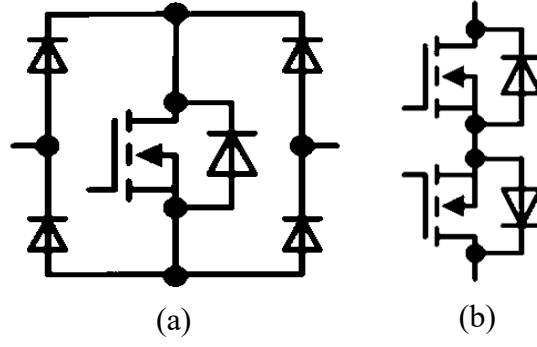
$$g_L = \frac{125}{f_a} = \frac{125}{10 \times 10^3} = 125 \times 10^{-4} \Omega^{-1}$$

$$L_{AB} = f_a^2 \times 64 \times 10^{-10} = (10 \times 10^3)^2 \times 64 \times 10^{-10} = 640 \text{ mH}$$

4.7. İki Yönlü Anahtarın Gerçekleştirilmesi

"İki yönlü anahtar", dört çalışma bölgesinde faaliyet göstererek hem pozitif hem de negatif yönlerde akım ile gerilim iletebilen bir yapıdır. MOSFET, IGBT veya çift yönlü tristörler gibi bileşenler kullanılarak tasarlanan bu anahtarlar, AC-DC dönüştürücüler, motor sürücüleri, invertörler ve enerji geri kazanım sistemleri gibi uygulamalarda yaygın olarak kullanılır. Çift yönlü enerji akışını desteklemeleri, esnek kontrol imkânı sunmaları ve sistem verimliliğini artırmaları nedeniyle, güç elektroniği devrelerinde temel bir rol oynarlar.

Şekil 4.18'de iki farklı iki yönlü anahtar yapısı görülmektedir. İlk yapıda (a), iki yönlü anahtar dört diyot ve bir (MOSFET) ile oluşturulmuştur. İkinci yapıda (b) ise yalnızca iki (MOSFET) kullanılmıştır. İlk yapıda iletim sırasında iki diyot ve bir (MOSFET) devrede olurken, ikinci yapıda yalnızca bir (MOSFET) ve MOSFET'in iç yapısında bulunan dahili diyot devreye girmektedir.



Şekil 4.18 İki yönlü anahtar yapısı

İkinci yapı, pek çok açıdan avantajlıdır. Bu yapı, daha az sayıda eleman içermesi, iletim sırasındaki direnç kayıplarının daha düşük olması ve anahtarın daha verimli çalışabilmesi gibi özellikleriyle öne çıkar. Bunun yanı sıra, daha az güç kaybına neden olması ve küçük boyutlu devre tasarımlarına uygunluğu, modern teknolojilerde sıkça tercih edilmesini sağlar. Özellikle yüksek frekanslı anahtarlama uygulamalarında ve güç elektroniği sistemlerinde, verimliliğin ön planda olduğu durumlarda bu tür anahtar yapıları yaygın olarak kullanılır.

5. SİMÜLASYON

Teorik analizlerin yanı sıra, elde edilen sonuçların doğruluğunu ve uygulanabilirliğini değerlendirmek amacıyla, jiratorün güç ve sürücü devre tasarımları, "PSpice for TI" ve "MATLAB" gibi iki farklı simülasyon aracı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

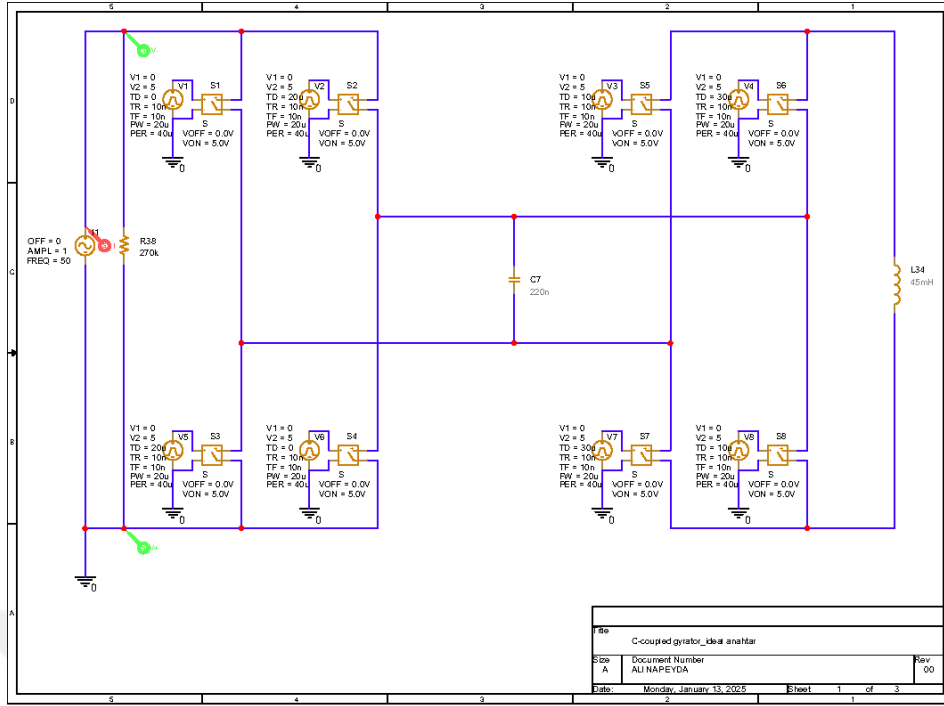
PSpice for TI, devre seviyesinde ayrıntılı analizlere olanak tanırken, MATLAB ise sistem seviyesinde daha genel bir bakış açısı sunarak tasarım süreçlerini hızlandırmaktadır. Bu kombinasyon hem doğruluk hem de esneklik açısından bir değerlendirme yapılmasını sağlamaktadır. Ayrıca, simülasyonların sonuçları, teorik analizlerle kıyaslanarak tasarımların pratikteki uygulanabilirliği tartışılacaktır.

"DAB" konvertör ile tasarladığımız jirator devresinin kayıplarını ve verimini daha ayrıntılı bir şekilde analiz edebilmek için devreye farklı giriş değerleri uygulanmış ve devrenin çalışma koşullarına bağlı olarak bu değerler altında nasıl davrandığı incelenmiştir. Bu yaklaşım, oluşan kayıpları ve verimi değerlendirmek için daha uygun bir yöntem sunmaktadır.

5.1. PSpice For TI ile Yapılan Simülasyon

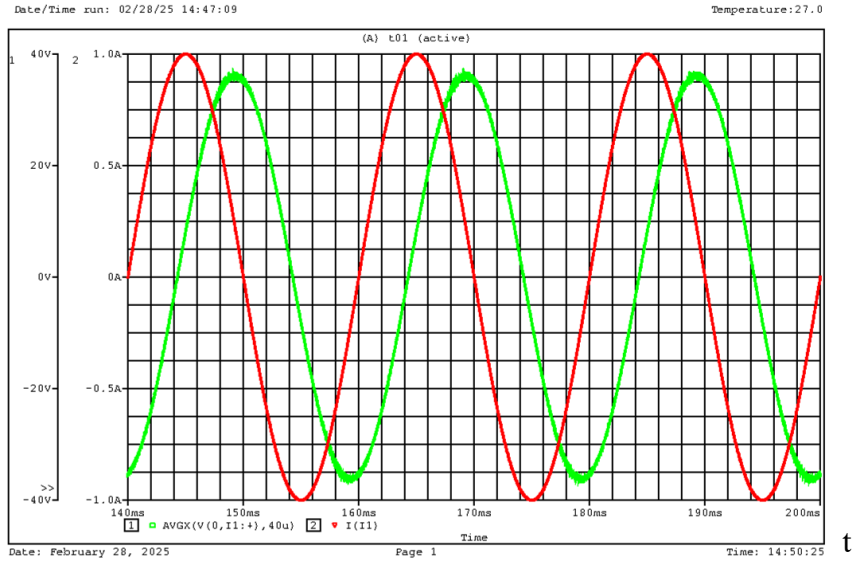
5.1.1. İdeal Anahtar ile Gerçekleştirilen C-Kuplajlı Jirator

İdeal anahtarlarla tasarlanan C-kuplajlı jiratorün güç devresi, Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Devrenin giriş portu, 1 A- 50 Hz'lik bir sinüzoidal akım kaynağı ile beslenmiş olup, kaynağa paralel olarak (270 k Ω) değerinde bir direnç bağlanmıştır. Anahtarların ideal olduğu varsayıldığından, kayıplar göz ardı edilebilir. Kuplaj kondansatörü (220 nF) olarak seçilmiş, çıkış portuna ise (45 mH) değerinde bir endüktans bağlanmıştır.



Şekil 5.1 İdeal anahtar ile yapılan C-kuplajlı jirator

Şekil 5.2’de gözlemlendiği üzere, jiratorün girişinden ölçülen akım ve gerilim arasında yaklaşık "90°" derecelik bir faz farkı bulunmaktadır. Başka bir ifadeyle, çıkışa bağlanan endüktans, jirator etkisiyle girişe kondansatör olarak yansımış ve gerilim sıfır noktasındayken akım maksimum değere ulaşmıştır.

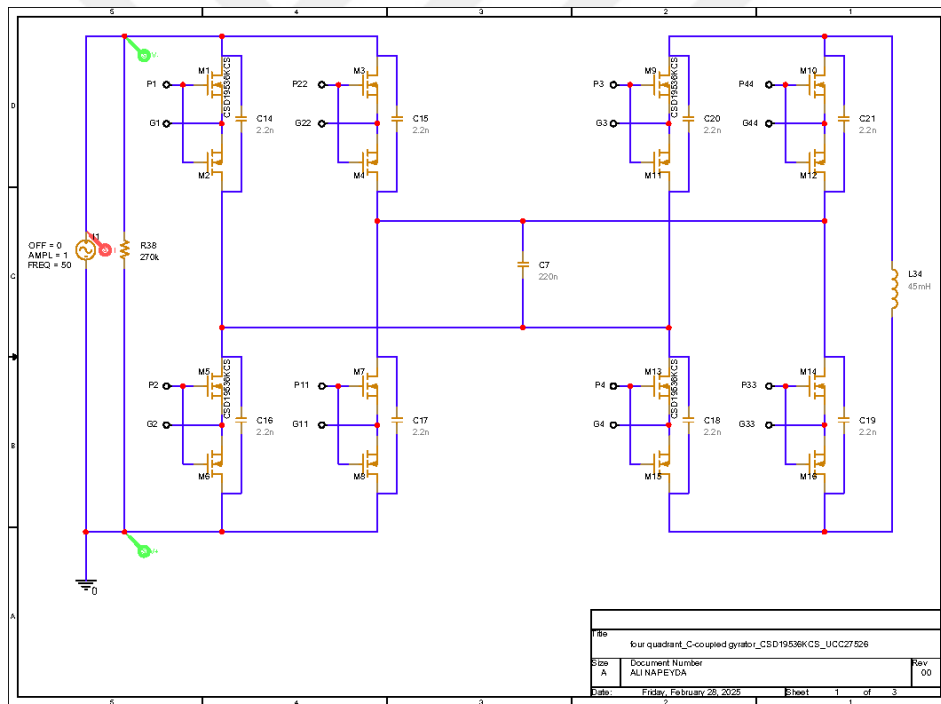


Şekil 5.2 C-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı

Kırmızıyla gösterilen giriş portunun akımı (± 1 A) aralığında değişim göstermektedir. Yeşil ile gösterilen gerilim ise yaklaşık "90°" derece faz gecikmesiyle (± 37 V) aralığında değişim göstermektedir. Bu durum, jiratorün teorik özelliklerini doğrulayan bir simülasyon sonucu olarak değerlendirilebilir.

5.1.2. İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen C-Kuplajlı Jirator

İki yönlü anahtarlarla tasarlanan C-kuplajlı jiratorün güç devresi, Şekil 5.3'te gösterilmektedir. Devrenin giriş portu, 1 A- 50 Hz'lik bir sinüzoidal akım kaynağı ile beslenmiş olup, kaynağa paralel olarak ($270 \text{ k}\Omega$) değerinde bir direnç bağlanmıştır. Kuplaj kondansatörü (220 nF) olarak seçilmiş, çıkış portuna ise (45 mH) değerinde bir endüktans bağlanmıştır. İki yönlü anahtarlar kullanılarak, devrenin enerji aktarımındaki kayıpların azaltılması ve yüksek verimlilik sağlanması amaçlanmaktadır.



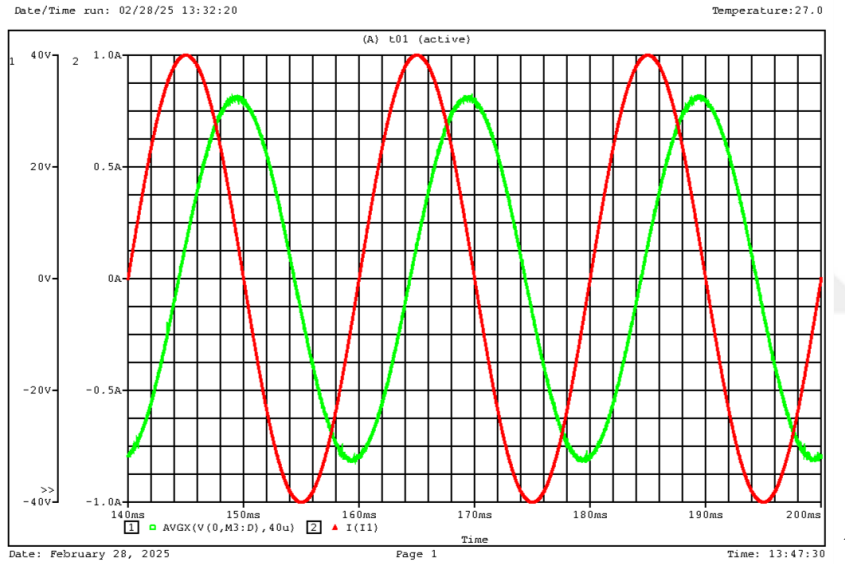
Şekil 5.3 İki yönlü anahtar ile yapılan C-kuplajlı jirator

Kayıpları en aza indirmek ve hızlı anahtarlama sağlamak amacıyla MOSFET'ler (CSD19536KCS) modeli tercih edilmiş olup, parametreleri tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 5.1 MOSFET parametreleri (CSD19536KCS)

| $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | TYPICAL VALUE | | UNIT |
|--------------------------|-------------------------------|-----------------------|-----|------------|
| V_{DS} | Drain-to-Source Voltage | 100 | | V |
| Q_g | Gate Charge Total (10V) | 118 | | nC |
| Q_{gd} | Gate Charge Gate to Drain | 17 | | nC |
| $R_{DS(on)}$ | Drain-to-Source On-Resistance | $V_{GS} = 6\text{V}$ | 2.5 | m Ω |
| | | $V_{GS} = 10\text{V}$ | 2.3 | m Ω |
| $V_{GS(th)}$ | Threshold Voltage | 2.5 | | V |

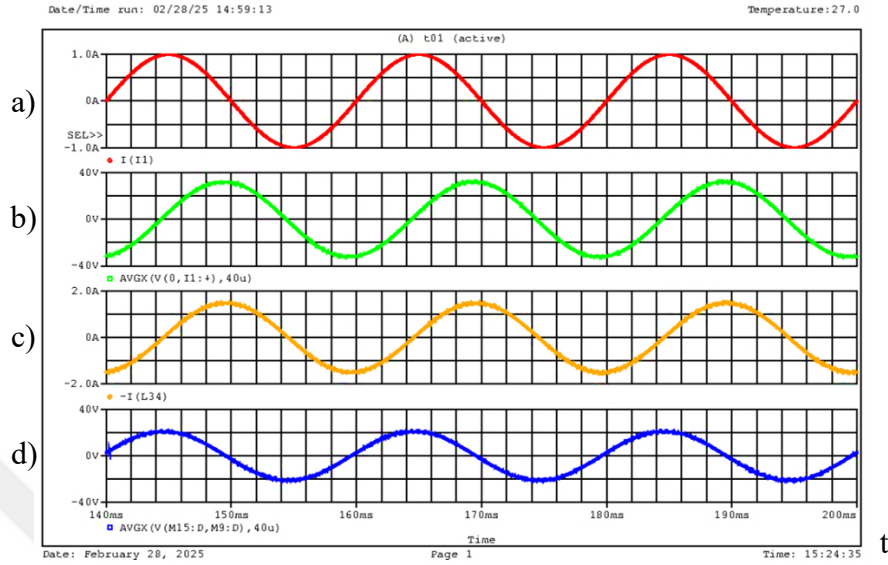
Şekil 5.4'te gözlemlendiği üzere, jiratorün girişinden ölçülen akım ve gerilim arasında yaklaşık "90°" derecelik bir faz farkı bulunmaktadır. Başka bir ifadeyle, çıkışa bağlanan endüktans, jirator etkisiyle girişe kondansatör olarak yansımış ve gerilim sıfır noktasındayken akım maksimum değere ulaşmıştır.



Şekil 5.4 C-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı

Kırmızıyla gösterilen giriş portunun akımı (± 1 A) aralığında değişim göstermektedir. Yeşil ile gösterilen gerilim ise yaklaşık "90°" derece faz gecikmesiyle (± 33 V) aralığında değişim göstermektedir. Bu durum, jiratorün teorik özelliklerini doğrulayan bir simülasyon sonucu olarak değerlendirilebilir.

Şekil 5.3'teki jiratörün giriş ve çıkış portundaki akım ve gerilim değerleri şekil 5.5'te gösterilmektedir.



Şekil 5.5 Giriş ve çıkış portların gerilim ve akımı

Şekil 5.5'te gözlemlendiği üzere jiratörün giriş portunun akımı "a" ile ifade edilmektedir ve (± 1 A) aralığında değişim göstermektedir. Gerilim ise "b" ile ifade edilmektedir ve (± 32.5 V) aralığında değişim göstermektedir. Jiratörün çıkış portunun akımı "c" ile ifade edilmektedir ve (± 1.5 A) aralığında değişim göstermektedir. Gerilim ise "d" ile ifade edilmektedir ve (± 21.2 V) aralığında değişim göstermektedir. Bu değerleri kullanarak iki port arasındaki güç kaybı ve verim aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$p_{in} = 1 \times 32.5 = 32.5 \text{ W}$$

$$p_{out} = 1.5 \times 21.2 = 31.8 \text{ W}$$

$$\Delta P = 0.6 \text{ W}$$

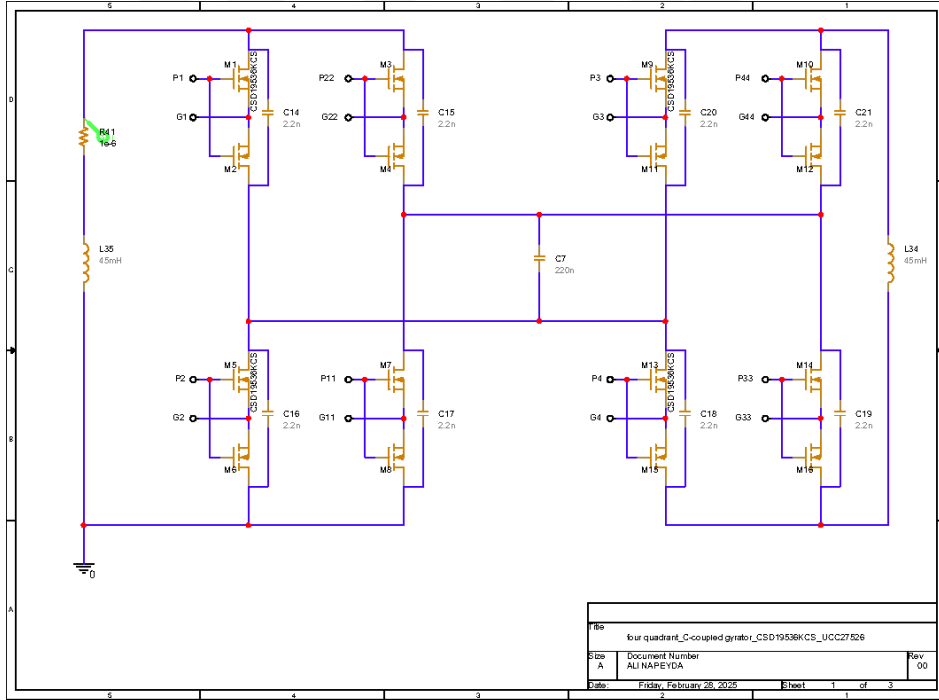
Görüldüğü gibi, jiratörün iki port arasında yaklaşık (0.7 W) değerinde güç kaybı oluşmaktadır. Bu kayıp, devrede kullanılan bileşenlerin ideal olmamasından kaynaklanmaktadır. İki port arasındaki verimi ise aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz;

$$\eta = \frac{p_{out}}{p_{in}} \times 100 \quad (5.1)$$

$$\eta = \frac{31.9}{32.5} \times 100 \approx 98 \%$$

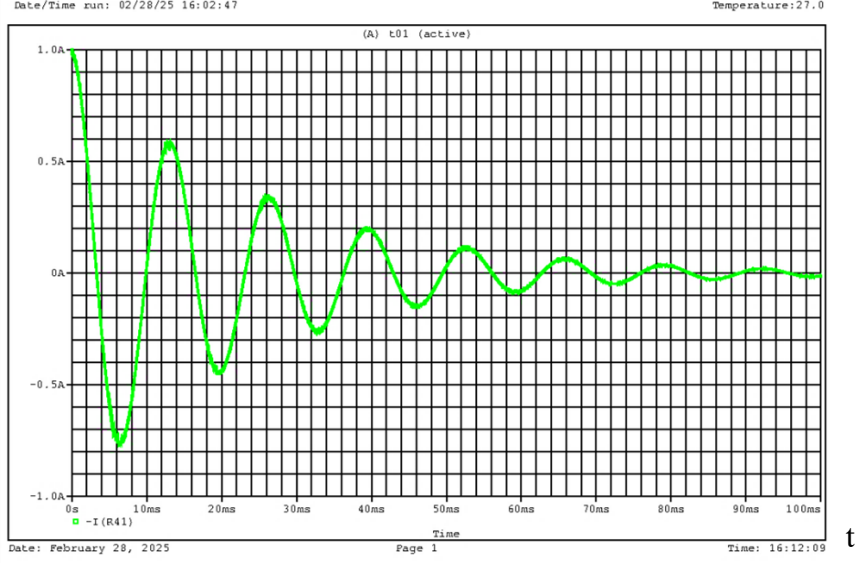
Anlaşıldığı gibi, jiratorün iki port arasındaki verim yaklaşık "%98" olarak hesaplanmıştır. Bu yüksek verim, jirator yapısının enerji iletimindeki etkinliğini göstermektedir.

Şekil 5.6'da jirator devresinin giriş portuna (1 A) başlangıç şartına sahip (45 mH) değerinde bir endüktans uygulanmıştır. Çıkış portuna bağlanan (45 mH) endüktans, jirator etkisiyle giriş kondansatör olarak yansır ve böylece paralel bir rezonans (RLC) devresi oluşur. "R" değeri ise devrenin kayıplarından kaynaklanmaktadır. Bu yapı, sistemin frekans tepkisini analiz etmek için önemli bir temel sağlar.



Şekil 5.6 İki yönlü anahtar ile yapılan C-kuplajlı jirator

Şekil 5.7'de jiratorün giriş portunun akımını inceleyerek oluşan paralel (RLC) devresinin rezonans frekansını aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.



Şekil 5.7 C-kuplajlı jiratorün giriş akımı

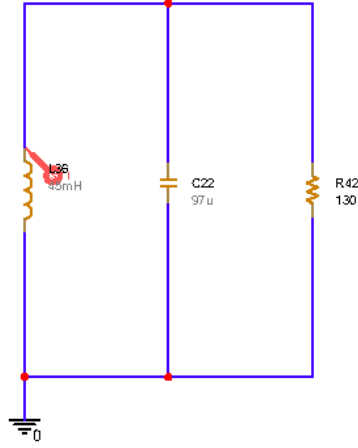
$$f_r = \frac{1}{T_r} \quad (5.2)$$

$$f_r = \frac{1}{13ms} \approx 77 \text{ Hz}$$

Anlaşıldığı üzere, jirator ile oluşan devrenin rezonans frekansı yaklaşık olarak 77 Hz'dir. Teorik hesap ile simülasyon değeri arasındaki hata oranı aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$E_r = \frac{80\text{Hz} - 77\text{Hz}}{80\text{Hz}} \times 100 = 3.75\%$$

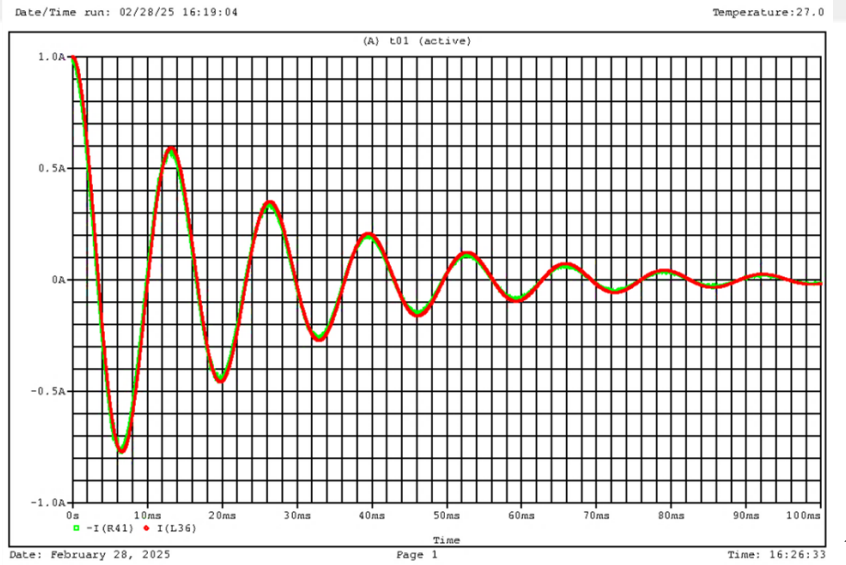
Bu hata, kabul edilebilir seviyededir ve devredeki bileşenlerin ideal olmamasından kaynaklanmaktadır. Bu durum, sistemin hassasiyeti ve performansı açısından önemlidir. Şekil 5.8'de paralel (RLC) "test" devresi oluşturarak, şekil 34'teki devreyle karşılaştırmayı ve devre davranışını daha ayrıntılı bir şekilde analiz etmeyi planladık.



Şekil 5.8 Test devresi

Test devresinde (1 A) başlangıç şartına sahip (45 mH) değerinde bir endüktansa, (97 uF) değerinde bir kondansatör ve (130 Ω) değerinde bir direnç paralel olarak uygulanmıştır.

Şekil 5.9’da gözlemlendiği üzere, kırmızıyla gösterilen test devresinin akımı ve yeşil ile gösterilen jiratorün giriş portunun akımı birbirini takip etmektedir. Bu analiz doğrultusunda, test devresinin rezonans frekansını aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz.



Şekil 5.9 Test devresi ve jiratorün giriş akımı

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(45 \times 10^{-3}) \times (97 \times 10^{-6})}} \approx 76 \text{ Hz}$$

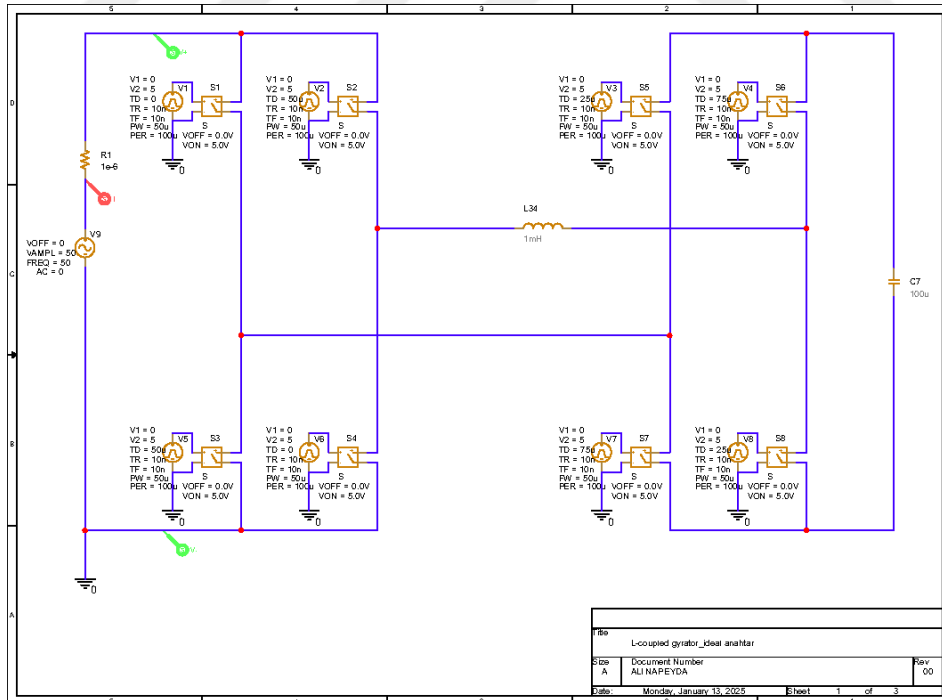
Anlaşıldığı üzere, test devresinin rezonans frekansı yaklaşık 76 Hz'dir. Test devresi ve jirator devresi arasındaki hata oranı aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$E_r = \frac{77\text{Hz} - 76\text{Hz}}{76\text{Hz}} \times 100 = 1.3\%$$

Bu hata, kabul edilebilir seviyededir ve devredeki bileşenlerin ideal olmamasından kaynaklanmaktadır. Bu durum, sistemin hassasiyeti ve performansı açısından önemlidir. Devredeki bileşenlerin ideal olmamasından kaynaklanan kayıplar ise (130 Ω) bir direnç olarak modellenebilir.

5.1.3. İdeal Anahtar ile Gerçekleştirilen L-Kuplajlı Jirator

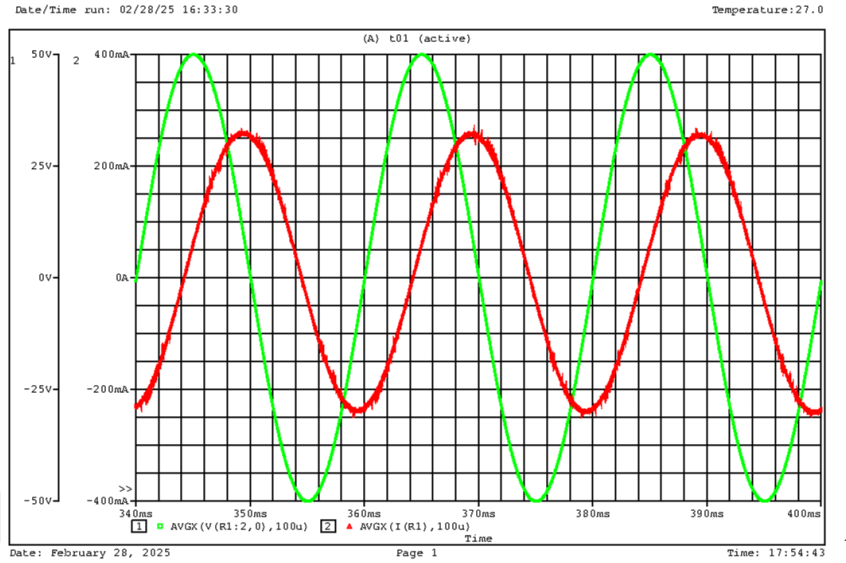
İdeal anahtarlarla tasarlanan L-kuplajlı jiratorün güç devresi, Şekil 5.10'da gösterilmektedir. Devrenin giriş portu, 50 V- 50 Hz'lik bir sinüzoidal gerilim kaynağı ile beslenmiş. Anahtarların ideal olduğu varsayıldığından, kayıplar göz ardı edilebilir. Kuplaj endüktansı (1 mH) olarak seçilmiş, çıkış portuna ise (100 μF) değerinde bir kondansatör bağlanmıştır.



Şekil 5.10 İdeal anahtar ile yapılan L-kuplajlı jirator

Şekil 5.11'de gözlemlendiği üzere, jiratorün girişinden ölçülen akım ve gerilim arasında yaklaşık "90°" derecelik bir faz farkı bulunmaktadır. Başka bir ifadeyle, çıkışa bağlanan

kondansatör, jirator etkisiyle girişe endüktans olarak yansımış ve gerilim sıfır noktasındayken akım minimum değere ulaşmıştır.



Şekil 5.11 L-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı

Yeşil ile gösterilen giriş portunun gerilimi (± 50 V) aralığında değişim göstermektedir. Kırmızıyla gösterilen akım ise yaklaşık "90°" derece faz gecikmesiyle (± 260 mA) aralığında değişim göstermektedir. Bu durum, jiratorün teorik özelliklerini doğrulayan bir simülasyon sonucu olarak değerlendirilebilir.

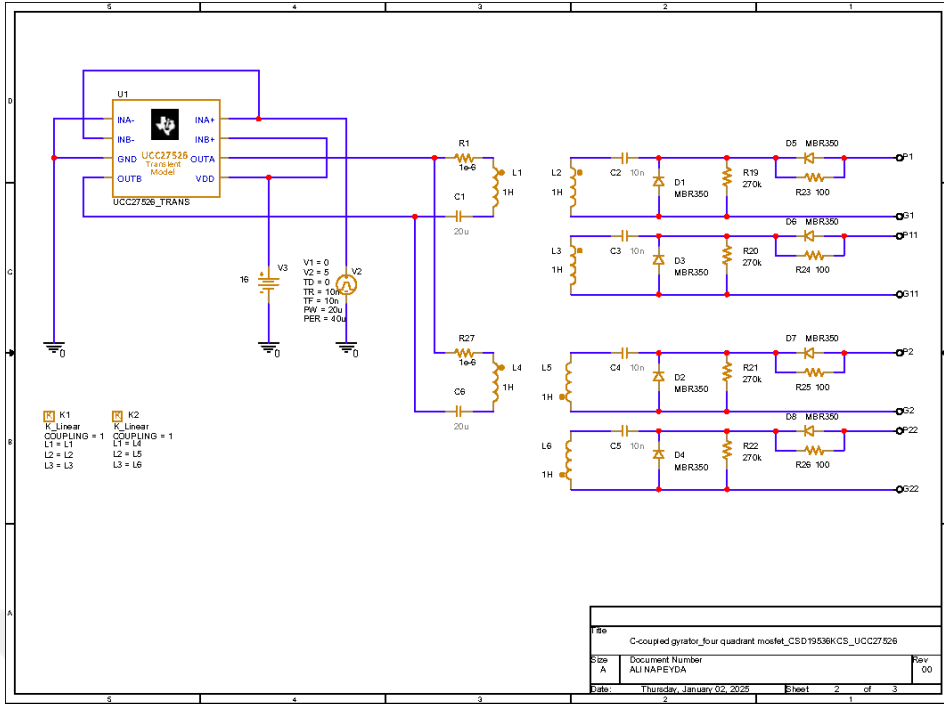
5.1.4. İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen L-Kuplajlı Jirator

İki yönlü anahtarlarla tasarlanan L-kuplajlı jiratorün güç devresi, Şekil 5.12'de gösterilmektedir. Devrenin giriş portu, 50 V- 50 Hz'lik bir sinüzoidal gerilim kaynağı ile beslenmiş. Kayıpları en aza indirmek ve hızlı anahtarlama sağlamak amacıyla MOSFET'ler (CSD19536KCS) modeli tercih edilmiş. Kuplaj endüktansı (1 mH) olarak seçilmiş, çıkış portuna ise (100 uF) değerinde bir kondansatör bağlanmıştır. İki yönlü anahtarlar kullanılarak, devrenin enerji aktarımındaki kayıpların azaltılması ve yüksek verimlilik sağlanması amaçlanmaktadır.

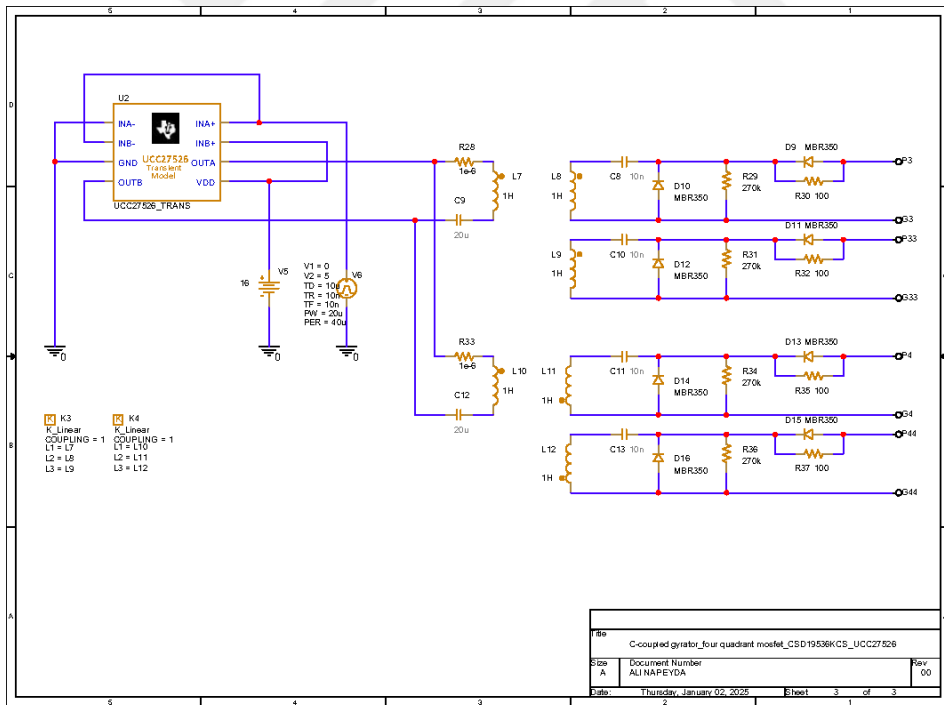
Yeşil ile gösterilen giriş portunun gerilimi (± 50 V) aralığında değişim göstermektedir. Kırmızıyla gösterilen akım ise yaklaşık "90°" derece faz gecikmesiyle (± 260 mA) aralığında değişim göstermektedir. Bu durum, jiratorün teorik özelliklerini doğrulayan bir simülasyon sonucu olarak değerlendirilebilir.

5.1.5. Jiratorün Sürücü Devresi

PSpice'ta tasarlanan four-quadrant jiratorün sürücü devresi şekil 5.14 ve 5.15'te gösterilmektedir. Çift köprü dönüştürücünün jirator özelliği gösterebilmesi için, iki köprünün belirli bir faz farkı ile sürülmesi gerekmektedir. Bu konu önceki bölümlerde detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Ayrıca, köprülerdeki iki yönlü anahtarlar, yapısal özellikleri gereği izole bir şekilde sürülmelidir. Bu işlem için öncelikle (25 kHz) frekansında birinci köprü için ve "90°" derece faz farkına sahip ikinci köprü için darbe üretilmiştir. Üretilen darbeler, her köprü için ayrı ayrı güç (MOSFET) sürücüsüne uygulanır. Sürücü olarak (UCC27526) modeli tercih edilmiştir. Bu sürücüler, girişlerine uygulanan sinyallerin akımını güçlendirerek çıkışlarındaki kare dalgaların yükselme ve düşme gecikmelerini sırasıyla yaklaşık (6 ns) ve (7 ns) seviyelerinde tutar. Sürücülerin çıkışları, birinci ve ikinci izolasyon devrelerine ayrı ayrı uygulanır. Her köprüde bulunan dört adet iki yönlü anahtar için, dört adet izole darbe sinyali gerekmektedir. Bu sinyaller, darbe transformatörleri ve yardımcı devre elemanları tarafından sağlanır.



Şekil 5.14 Birinci köprünün kontrol devresi



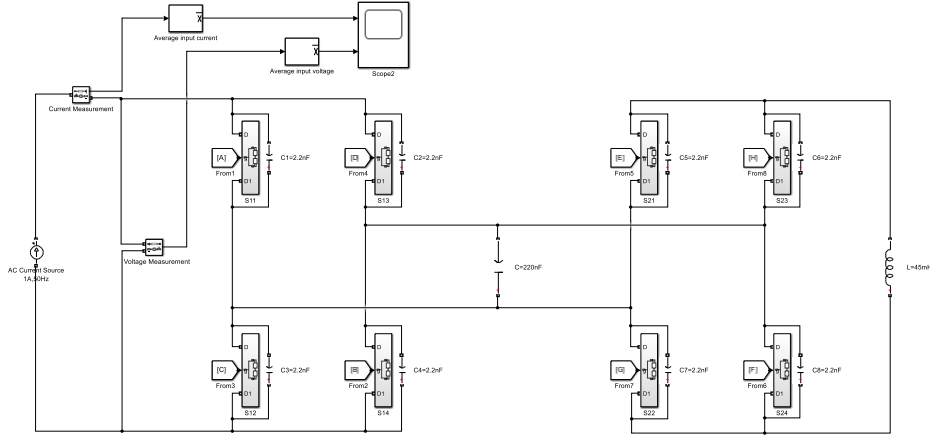
Şekil 5.15 İkinci köprünün kontrol devresi

5.2. MATLAB ile Yapılan Simülasyon

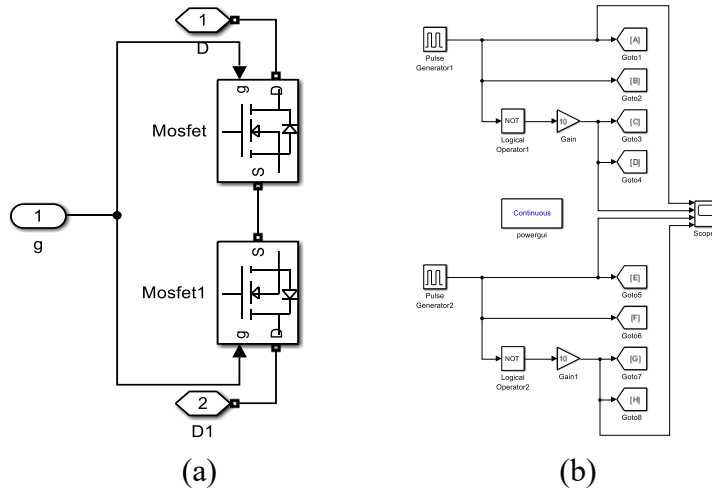
Aynı parametrelere sahip olacak şekilde, iki yönlü anahtara sahip C-kuplajlı jirator ve sürücü devresini (MATLAB) Simulink platformunda yeniden tasarlayarak, sonuçların doğruluğunu ve güvenilirliğini test etmeyi amaçladık.

5.2.1. İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen C-Kuplajlı Jirator

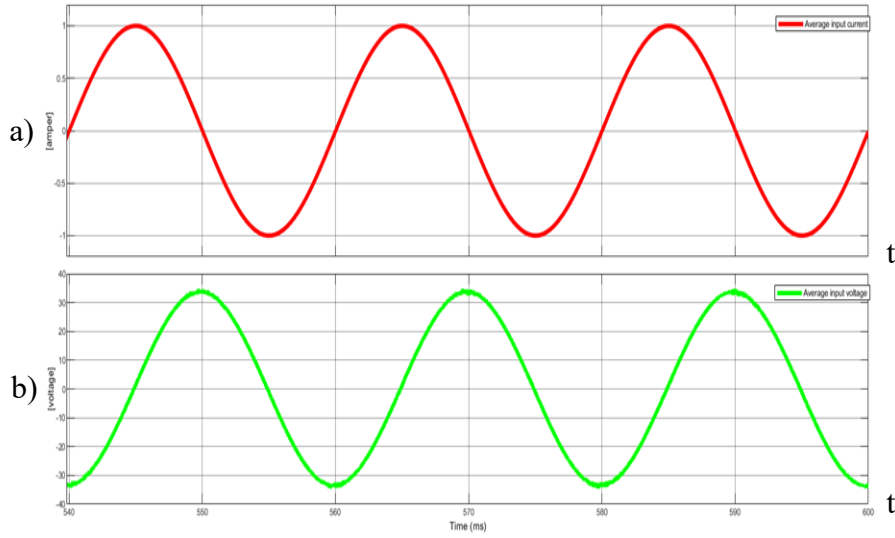
Şekil 5.16 ve 5.17’de yapılan simülasyonlar sonucunda, her iki platformda da aynı sonuçların elde edildiği şekil 5.18’de gözlemlenmiştir. Çıkış portuna bağlanan endüktans, jirator etkisiyle girişe kondansatör olarak yansımış ve gerilim sıfır noktasındayken akım maksimum değere ulaşmıştır.



Şekil 5.16 C-kuplajlı jiratorün devresi



Şekil 5.17 a) İki yönlü anahtar b) Sürücü devresi

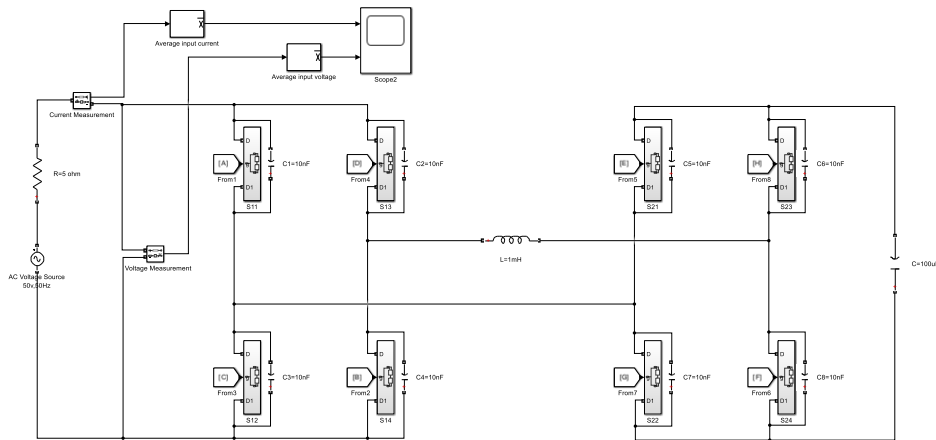


Şekil 5.18 C-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı

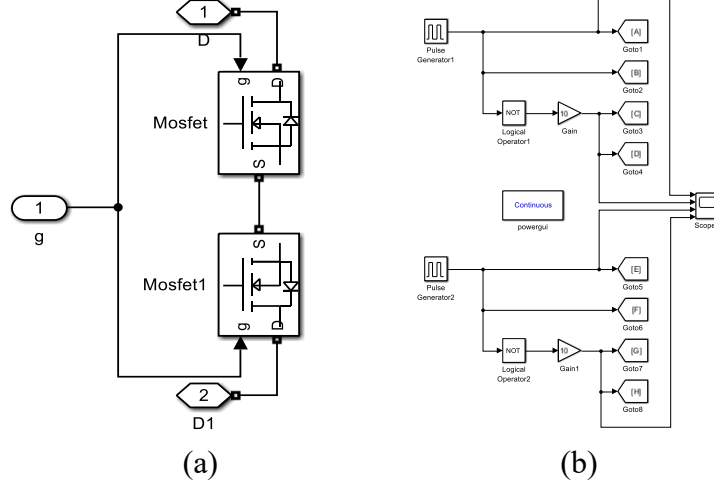
Şekil 5.18’de gözlemlendiği üzere jiratorün giriş portunun akımı "a" ile ifade edilmektedir ve (± 1 A) aralığında değişim göstermektedir. Gerilim ise "b" ile ifade edilmektedir ve (± 33 V) aralığında değişim göstermektedir. Bu durum, jiratorün teorik özelliklerini doğrulayan bir simülasyon sonucu olarak değerlendirilebilir.

5.2.2. İki Yönlü Anahtar ile Gerçekleştirilen L-Kuplajlı Jirator

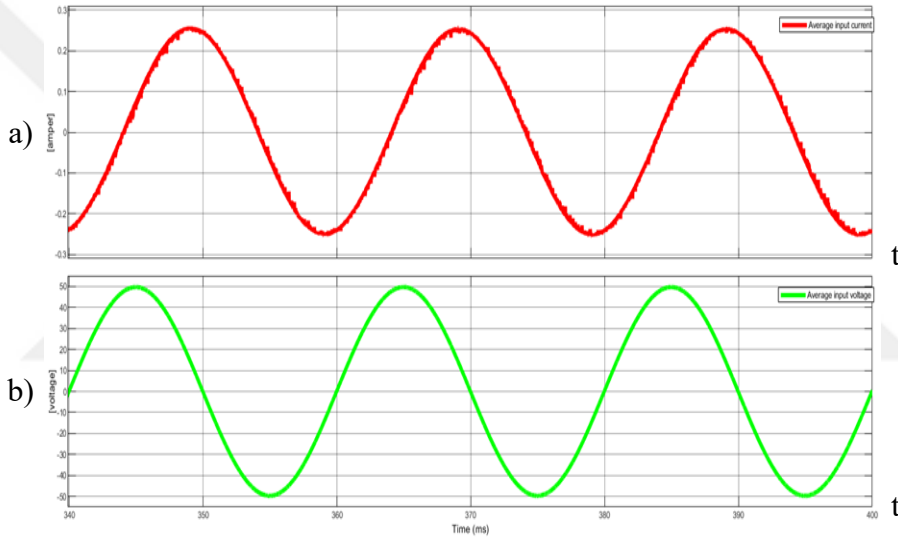
Şekil 5.19 ve 5.20’de yapılan simülasyonlar sonucunda, her iki platformda da aynı sonuçların elde edildiği şekil 5.21’de gözlemlenmiştir. Çıkışa bağlanan kondansatör, jirator etkisiyle girişe endüktans olarak yansımış ve gerilim sıfır noktasındayken akım minimum değere ulaşmıştır.



Şekil 5.19 L-kuplajlı jiratorün devresi



Şekil 5.20 a) İki yönlü anahtar b) Sürücü devresi



Şekil 5.21 L-kuplajlı jiratorün giriş gerilim ve akımı

Şekil 5.21’de gözlemlendiği üzere jiratorün giriş portunun akımı "a" ile ifade edilmektedir ve (± 250 mA) aralığında değişim göstermektedir. Gerilim ise "b" ile ifade edilmektedir ve (± 50 V) aralığında değişim göstermektedir. Bu durum, jiratorün teorik özelliklerini doğrulayan bir simülasyon sonucu olarak değerlendirilebilir.

6. UYGULAMALAR

(DAB) konvertör ile tasarlanan jirator devresi, endüktif ve kapasitif elemanlar arasında dönüşüm sağlayarak çeşitli elektronik sistemlerde önemli avantajlar sunar. Özellikle kablosuz güç transferi, güç elektroniği ve (RF) devre tasarımlarında yenilikçi uygulamalara imkân tanır. Bu bölümde iki örnek uygulama ele alınmaktadır: birincisi güç faktörü düzeltmesi, ikincisi ise harmonik filtresidir

6.1. Güç Faktör Düzeltmesi (PFC)

Modern elektrik dağıtım sistemlerindeki yüklerin çoğu endüktiftir. Motorlar, transformatörler, gaz deşarjlı aydınlatma balastları ve endüksiyon ocakları bu tür yüklerle örnektir. Endüktif yükler çalışabilmek için manyetik alana ihtiyaç duyar ve bu nedenle hem aktif güç (faydalı iş yapan güç) hem de reaktif güç (manyetik alan için gereken güç) tüketir.

- Aktif Güç (P): Elektrik enerjisini, ısı, ışık, hareket gibi faydalı enerji türlerine dönüştüren güçtür. Wattmetre ile ölçülür ve watt (W) birimiyle ifade edilir. Endüstriyel makineler, ev aletleri ve aydınlatma gibi yüklerin işlevlerini yerine getirmesi için gereklidir ve aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$P = |V||I| \times \cos \varphi \quad (6.1)$$

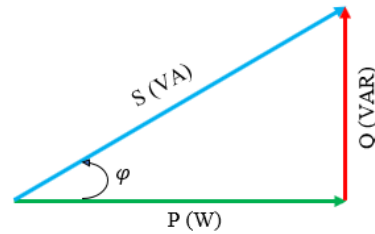
- Reaktif Güç (Q): Manyetik alanı oluşturan, ancak doğrudan iş yapmayan güçtür ve enerji sistemi üzerinde ek bir yük oluşturur. Bu güç, manyetik alan gerektiren motorlar, transformatörler ve endüktif yükler için zorunludur. (VAR) birimiyle ifade edilir ve aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$Q = |V||I| \times \sin \varphi \quad (6.2)$$

Görünür Güç (S): Aktif ve reaktif gücün vektörel toplamıdır ve (VA) birimiyle ifade edilir. Görünür güç, bir sistemin toplam çektiği gücü gösterir ve jeneratörlerin, transformatörlerin ve iletim hatlarının boyutlandırılmasında dikkate alınır ve aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$S = P + jQ \quad (6.3)$$

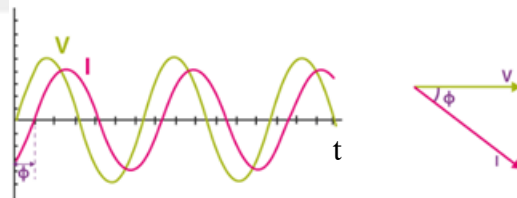
Şekil 6.1’de güç faktörü (PF), aktif gücün görünür güce oranı olarak tanımlanır. Sinüzoidal sistemlerde ise bu oran, faz açısının kosinüsü ($\cos \varphi$) olarak bilinir ve aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.



Şekil 6.1 Güç üçgeni

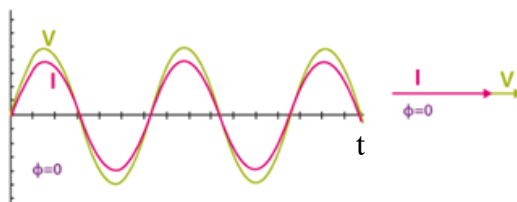
$$PF = \frac{P}{S} \quad (6.4)$$

Şekil 6.2’de gösterilen düşük güç faktörü, elektrik faturalarında reaktif güç cezasına yol açarak maliyetleri artırır. Jeneratör, transformatör ve iletim sistemlerinde ekstra yük oluşturarak cihazların verimini düşürür ve ömrünü kısaltır.



Şekil 6.2 Düşük güç faktörü

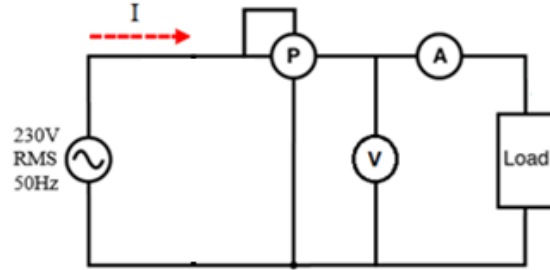
Şekil 6.3’de gösterilen uygun güç faktörü, elektrik faturalarında tasarruf sağlayarak güç faktörü cezasını önler. Jeneratör, transformatör ve kablo kapasitelerinin daha verimli kullanılmasını sağlarken, iletim hatlarındaki kayıpları azaltır. Gerilim regülasyonunu iyileştirerek daha kararlı bir enerji dağıtımını sunar ve enerji verimliliğini artırarak çevre dostu bir sistem oluşturur.



Şekil 6.3 Uygun güç faktörü

Bu uygulamanın işleyişini göstermek amacıyla aşağıdaki örnek problem incelenmiştir.

Şekil 6.4'teki sistemde wattmetre ile ölçülen güç (600 W), voltmetre ile ölçülen gerilim (230 V) ve ampermetre ile ölçülen akım ise (4.34 A) değerindedir. Görünür gücü aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.



Şekil 6.4 Güç ölçümü

$$S = V \cdot I \quad (6.5)$$

$$S = 230 \times 4.34 \approx 1 \text{ KVA}$$

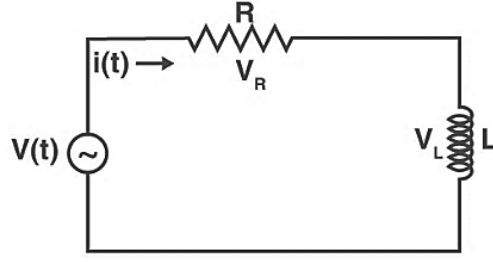
Görüldüğü gibi, (1 KVA), (600 W)'tan oldukça büyük bir değerdir. Bu da devredeki güç faktörünün düşük olduğunu (1'den önemli ölçüde küçük) gösterir. Güç faktörünü aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$PF = \frac{600}{1000} \approx 0.6$$

Reaktif gücü aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$Q_L = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{1000^2 - 600^2} \approx 800 \text{ VAR}$$

Şekil 6.5'te şebekeye bağlanmış olan yük, direnç ve endüktans olarak modellenmiştir ve değerlerini aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.



Şekil 6.5 Yük modeli

$$P = RI^2 \quad (6.6)$$

$$R = \frac{600}{(4.34)^2} \approx 31.85 \, \Omega$$

$$Q_L = X_L I^2 \quad (6.7)$$

$$X_L = \frac{800}{(4.34)^2} \approx 42.41 \, \Omega$$

$$X_L = \omega L \quad (6.8)$$

$$L = \frac{42.41}{2\pi \times 50} \approx 135 \, mH$$

$$Z_{RL} = R + jX_L \quad (6.9)$$

$$Z_{RL} \approx 31.85 + j42.41$$

$$Z_{RL} \approx 53.03 \angle 53.09^\circ \, \Omega$$

Bu yük, bir elektrik motoru veya başka bir endüstriyel (AC) yükü olabilir ve gecikmeli (endüktif) bir güç faktörüne sahiptir. Bu nedenle, uygun boyutta bir kondansatörün paralel bağlanmasıyla düzeltme yapılmalıdır. İhtiyaç duyduğumuz reaktif gücün (800 VAR) değerinde olduğunu bildiğimize göre, bu reaktif gücün etkilerini dengelemek için gerekli kondansatör değerini aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

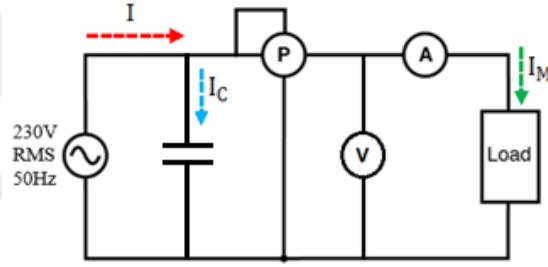
$$Q_C = \omega CV^2 \quad (6.10)$$

$$C = \frac{800}{2\pi \times 50 \times 230^2} \approx 48 \mu F$$

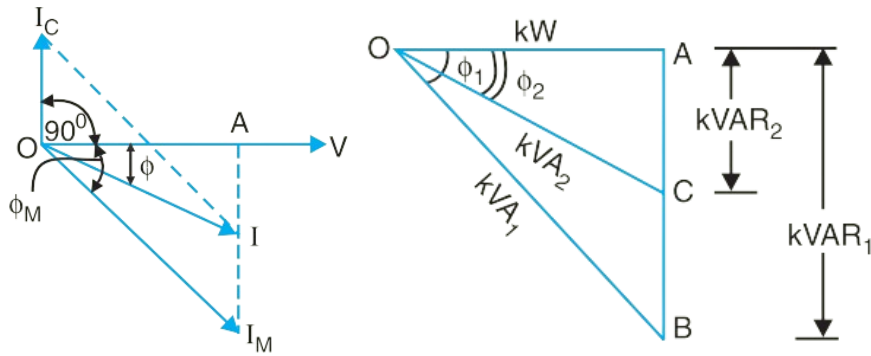
$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (6.11)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 48 \times 10^{-6}} \approx 66.31 \Omega$$

Şekil 6.6'da devreye yaklaşık (48 μF) değerinde bir kondansatörü paralel olarak eklediğimizde, sistemin yeni reaktif gücünü ve güç faktörünü aşağıdaki şekilde yeniden hesaplayabiliriz. Devrenin fazör diyagramı şekil 6.7'de gösterilmektedir.



Şekil 6.6 Güç faktör düzeltmesi



Şekil 6.7 Fazör diyagramı

$$Q_C = \omega CV^2 \quad (6.12)$$

$$Q_C = 2\pi \times 50 \times 48 \times 10^{-6} \times 230^2 \approx 798 \text{ VAR}$$

$$Q_L = 800 \text{ VAR}$$

$$Q_{new} = Q_L - Q_C \quad (6.13)$$

$$Q_{new} = 800 - 798 = 2 \text{ VAR}$$

$$S_{new} = \sqrt{600^2 + 2^2} \approx 600 \text{ VAR}$$

$$PF = \frac{600}{600} = 1$$

Bu düzeltme, yükün tükettiği gerçek gücü değiştirmez ancak görünür gücü ve (230 V) kaynaktan çekilen toplam akımı önemli ölçüde azaltır.

$$Z_{new} = Z_{RL} \parallel Z_C \quad (6.14)$$

$$Z_{new} = \frac{Z_{RL} \times Z_C}{Z_{RL} + Z_C} \quad (6.15)$$

$$Z_{new} = \frac{(31.85 + j42.41) \times (-j66.31)}{31.85 + j42.41 - j66.31} = 88.32 - j0.0344$$

$$Z_{new} = 88.32 \angle 0^\circ \Omega$$

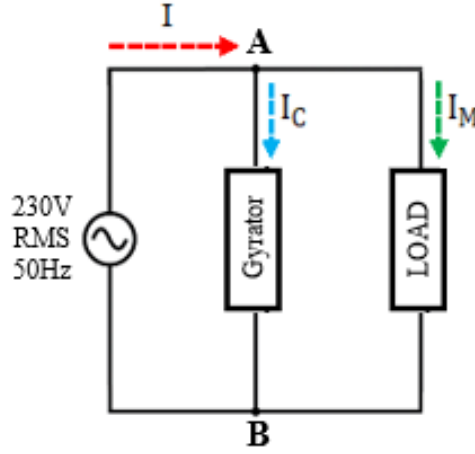
$$I_{new} = \frac{V}{Z_{new}} \quad (6.16)$$

$$I_{new} = \frac{230}{88.32} \approx 2.60 \text{ A}$$

$$I_{old} = 4.34 \text{ A}$$

Gözlemlendiği gibi eklenen kondansatör, sistemin faz açısını sıfırlayarak akımı 4.34 A'den (2.60 A) ampere düşürmüştür.

Şekil 6.8’de gözlemlendiği üzere bu uygulamada kondansatör yerine jirator devresini kullanmayı planladık. Önceki bölümlerde C-kuplajlı jirator ile değişken kondansatör elde etme yöntemi incelenmiştir.



Şekil 6.8 Şebeke modeli

Jiratorde, MOSFET’lerin anahtarlama frekansını (10 kHz), iki köprü arasındaki faz açısını "90°" derece ve kuplaj kondansatörünü (2 µF) değerinde kabul ettiğimizde, jirostatik katsayısını aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$g_c = \frac{\omega C}{\phi - \frac{\phi^2}{\pi}} \quad (6.17)$$

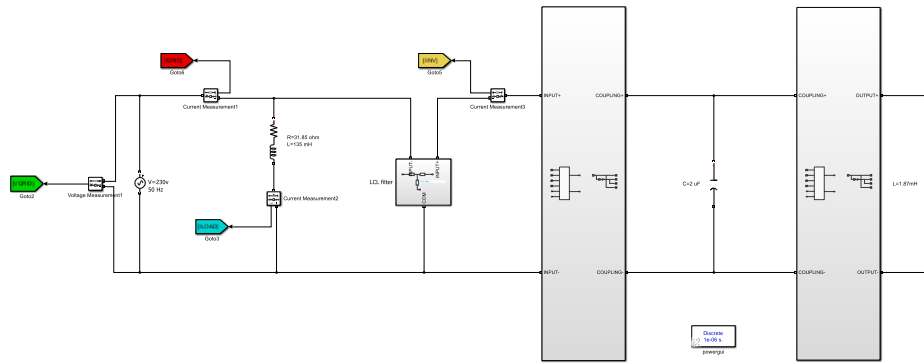
$$g_c = \frac{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 2 \times 10^{-6}}{\frac{\pi}{4}} = 0.16 \Omega^{-1}$$

$$C_{AB} = g_c^2 L \quad (6.18)$$

$$L = \frac{48 \times 10^{-6}}{(0.16)^2} = 1.87 \text{ mH}$$

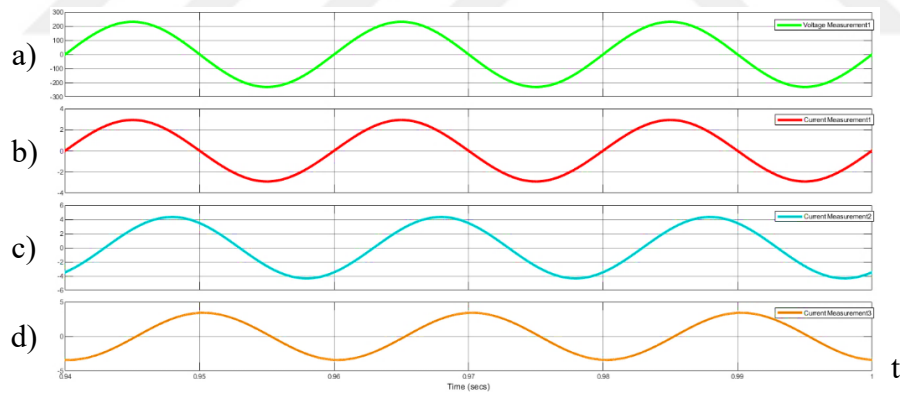
Bu nedenle, jiratorün çıkışına bağlanan (1.87 mH) endüktans, girişte (48 µF) değerinde bir kondansatör olarak yansımaktadır.

Şekil 6.9’da teorik olarak incelediğimiz örnek problemi (MATLAB) Simulink ortamında tasarlayarak sonuçlar aşağıdaki gibidir.



Şekil 6.9 Güç faktör düzeltmesi

Şekil 6.10’da gözlemlendiği üzere şebeke gerilimi "a" ile ifade edilmektedir ve (± 230 V) aralığında değişim göstermektedir. Akım ise "b" ile ifade edilmektedir ve (± 2.91 A) aralığında değişim göstermektedir. Şebeke gerilimi ile akımı aynı fazdadır ve yükün ihtiyaç duyduğu reaktif güç tamamen jirator tarafından sağlanmaktadır. Başka bir deyişle, ($\cos \varphi$) sıfırdır.



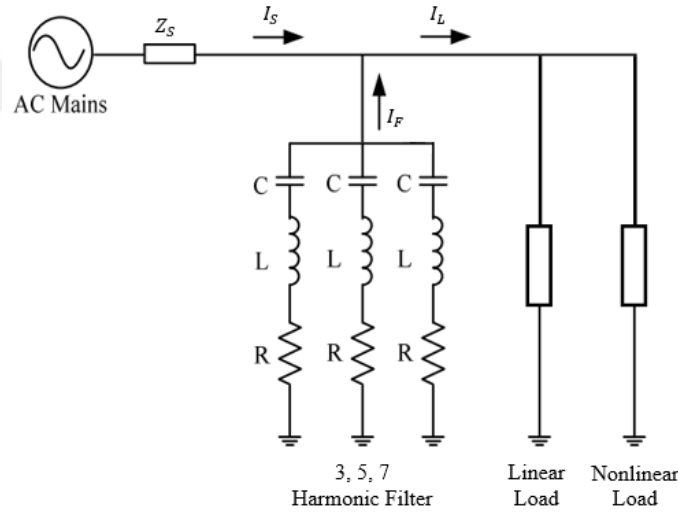
Şekil 6.10 Şebekenin eski ve yeni gerilim ve akımı

Yük akımı "c" ile ifade edilmektedir ve (± 4.33 A) aralığında değişim göstermektedir. Jirator akımı ise "d" ile ifade edilmektedir ve (± 3.41 A) aralığında değişim göstermektedir.

6.2. Harmonik Filtresi

Şekil 6.11’de gösterilen bir güç sisteminde harmonikler, temel frekansın tam katlarından oluşan bileşenlerdir. Bu harmonikler, genellikle doğrusal olmayan yükler (örneğin, elektronik cihazlar, motor sürücüler, invertörler) tarafından üretilir ve sistemde istenmeyen etkilere neden olabilir. Harmonikler, cihazların verimliliğini düşürebilir, aşırı ısınmaya yol açabilir ve ömrünü kısaltabilir. Özellikle üçüncü harmonik (50 Hz. temel frekanslı bir sistemde 150 Hz), nötr hat üzerinde ciddi sorunlara neden olabilir.

Bu tür harmonik sorunlarını çözmek için seri rezonans bant-durduran filtreleri kullanılabilir. Bu filtre, seri "LC" devresinden oluşur ve belirli bir frekans bandını (harmonik frekansını) zayıflatmak veya engellemek için etkili bir yöntemdir. Rezonans frekansında, "LC" devresinin empedansı çok düşük olur (teorik olarak sıfıra yaklaşır). Bu durumda, harmonikli akım filtre üzerinden geçer ve yük üzerinden geçmez, böylece harmonik sistemden uzaklaştırılmış olur ve cihazların daha güvenli ve verimli çalışmasını sağlar. [8] [9] [10] [11] [12] [13] [14]



Şekil 6.11 Güç sistemi

Bu uygulamanın işleyişini göstermek amacıyla aşağıdaki örnek problem incelenmiştir:

Şekil 6.11’de şebeke gerilimi (230V- 50Hz) değerindedir. Şebeke empedansı, (0.1 Ω) ve (0.1 mH) ile temsil edilmektedir. (0.1 Ω) direnç ise jeneratör kayıpları, trafo kayıpları ve iletim hattı kayıplarını ifade etmektedir. İletim hattının sonuna iki farklı yük bağlanmıştır; Lineer yük (2 kW) değerinde ve harmonik üreten nonlineer yük ise (1.5 A-150 Hz) değerinde bir akım kaynağı ile modellenmiştir. Lineer yükün çektiği akımı aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$P = VI \quad (6.19)$$

$$I_1 = \frac{2000}{230} \approx 8.7 \text{ A}$$

Şebekeden çekilen toplam akım, üçüncü harmonikten dolayı iki bileşenden oluşmaktadır;

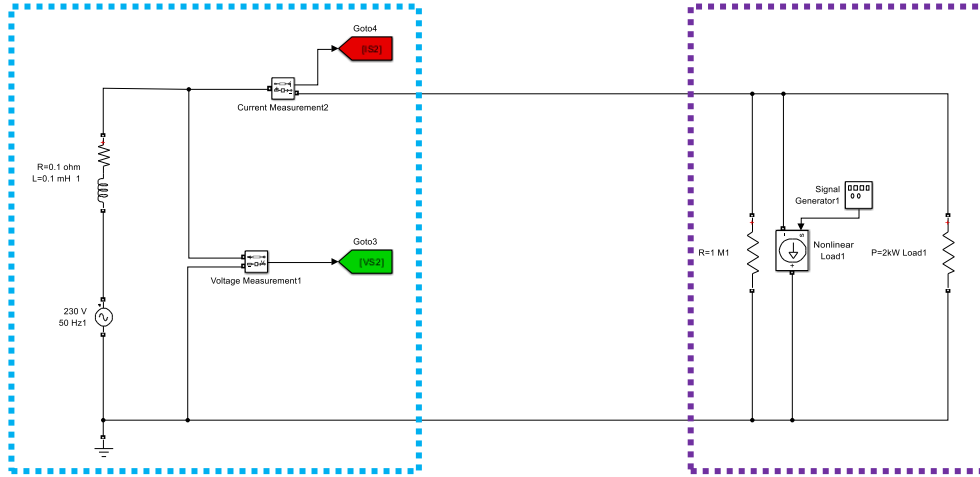
$$I(t) = I_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + I_3 \cdot \sin(3\omega t + \varphi_3) \quad (6.20)$$

Bu örnekte yükün reaktif bileşeni olmadığı için gerilim ve akım arasındaki faz açısını sıfır olarak kabul ettiğimizde denklemi aşağıdaki şekilde yazabiliriz:

$$I(t) = I_1 \cdot \sin(\omega t) + I_3 \cdot \sin(3\omega t) \quad (6.21)$$

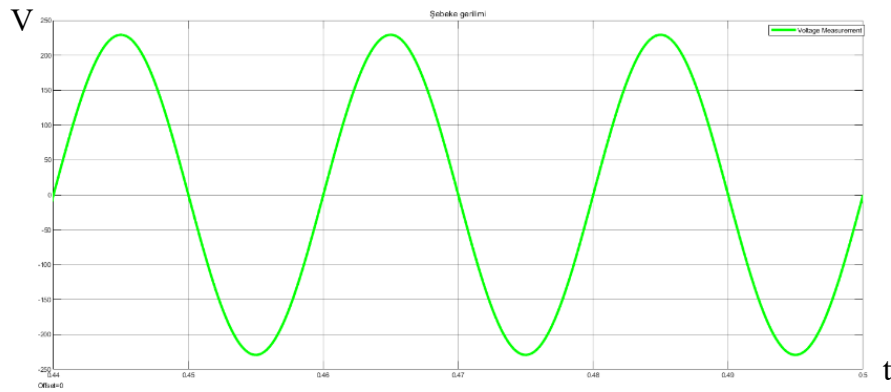
$$I(t) = 8.7 \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) + 1.5 \sin(3 \times 2\pi \cdot 50 \cdot t) \quad (6.22)$$

Şekil 6.12’de teorik olarak incelediğimiz örnek problemi (MATLAB) Simulink ortamında tasarlayarak sonuçlar aşağıdaki gibidir.

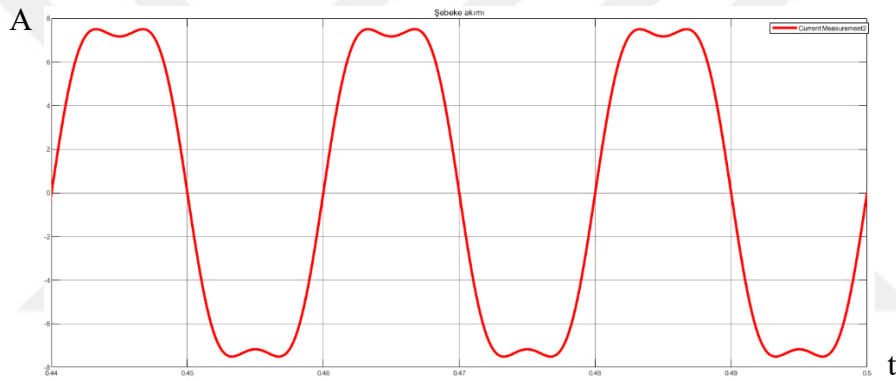


Şekil 6.12 Filtresiz şebeke modeli

Şekil 6.13'te şebekenin gerilimi gösterilmektedir. Şekil 6.14'te ise şebekenin akımı gösterilmektedir. Anlaşıldığı gibi, şebeke akımı üçüncü harmonik bileşenini içermektedir.



Şekil 6.13 Filtresiz şebeke gerilimi



Şekil 6.14 Filtresiz şebeke akımı

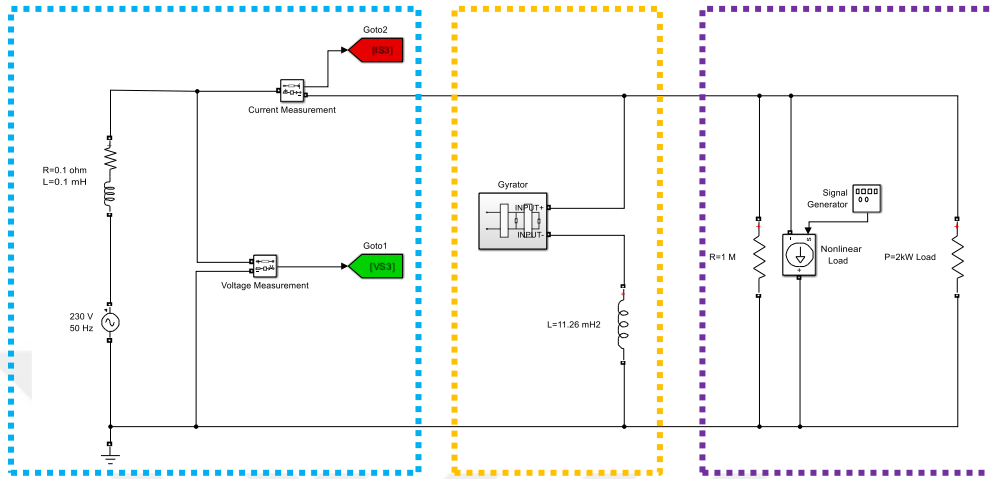
Sistemdeki üçüncü harmonik bileşenini zayıflatmak için, iletim hattına şönt olarak bir "LC" filtresi bağlanması gerekmektedir. Burada kondansatör değeri (100 μ F) olarak seçildiğinde, endüktans değerini aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.23)$$

$$150 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times 100 \times 10^{-6}}}$$

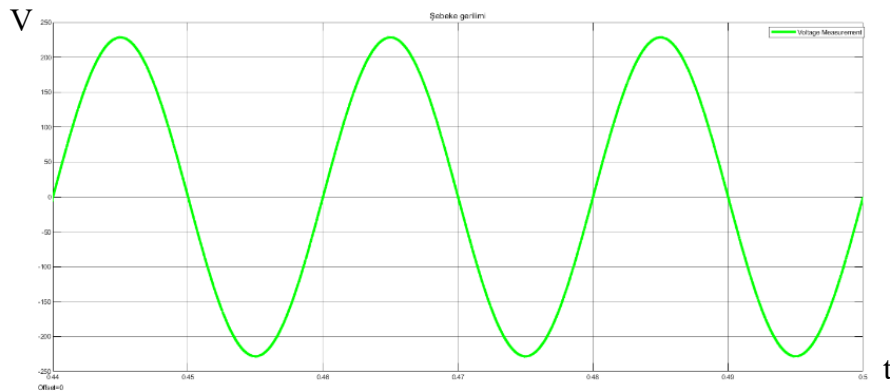
$$L \approx 11.26 \text{ mH}$$

Şekil 6.15'te gözlemlendiği üzere bu uygulamada kondansatör yerine jirator devresi kullanmayı planladık. Önceki bölümlerde C-kuplajlı jirator ile değişken kondansatör elde etme yöntemi incelenmiştir. Ayarlanabilir bir kondansatör kullanıldığında, frekans aralığı değiştirilebilir ve farklı uygulamalar için esneklik sağlanabilir.

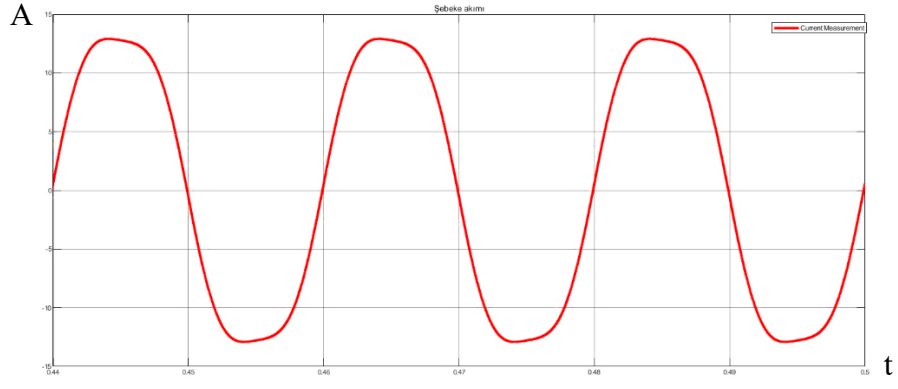


Şekil 6.15 Filtreli şebeke modeli

Şekil 6.16'da şebekenin gerilimi gösterilmektedir. Şekil 6.17'de ise şebekenin akımı gösterilmektedir. Gözlemlendiği üzere, Jirator aracılığıyla sisteme uygulanan "LC" filtresi, şebeke akımındaki üçüncü harmonik bileşenini zayıflatmıştır.



Şekil 6.16 Filtreli şebeke gerilimi



Şekil 6.17 Filtreli şebeke akımı



7. SONUÇ

Çift köprülü konvertör, kondansatör veya endüktans bağlantılı olmak üzere iki türlü gerçekleştirilebilmekte olup jirator özelliği göstermektedir.

Bu tez çalışmasında, jirator teorisini kullanan, kondansatör bağlantılı çift köprülü konvertörün tasarımı, kontrol mekanizmaları ve güç sistemlerindeki uygulama potansiyeli incelenmiştir. Tez'in 5. Bölümü'nde, kondansatör bağlantılı jirator yapısında, çıkışa bağlanan endüktansın girişte bir kondansatör olarak yansıdığı ve jiratorün girişine sinüs gerilimi uygulandığında akımda 90° faz kayması gözlemlendiği belirtilmiş olup, ayrıca jiratorün girişine yansıyan kondansatör ile oluşturulan rezonans devresi, endüktans-kondansatör dönüşümünü doğrulamaktadır.

Ayrıca, kondansatör değerinin anahtarlama frekansı ve köprüler arasındaki faz farkı ile dinamik olarak kontrol edilebilmesi, güç sistemlerine önemli bir esneklik sağlamaktadır. Bu çalışma kapsamında, anahtarlama jiratorlerin iki önemli uygulaması incelenmiştir: reaktif güç kompanzasyonu ve harmonik filtreleme.

Her iki uygulama, simülasyon örnekleri üzerinden test edilmiş ve jiratorlerin değişken koşullar altında etkili bir şekilde çalışabildiği gösterilmiştir. Özellikle kondansatör değerinin kontrol edilebilmesi, şebeke kararlılığının sağlanması ve harmonik bozulmaların en aza indirilmesi açısından pratik bir çözüm sunmaktadır.

Bu teknolojinin yalnızca geleneksel güç sistemleriyle sınırlı kalmayacağını, aynı zamanda akıllı şebekeler, yenilenebilir enerji entegrasyonu ve kablosuz enerji transferi gibi gelecek vaat eden alanlarda da geniş bir uygulama yelpazesi sunabileceği için adaydır. Bu çalışma, anahtarlama jiratorlerin teorik temellerini pratik uygulamalarla birleştirerek, enerji sektöründe karşılaşılan teknik zorluklara yönelik çözüm önerileri sunmakta ve sürdürülebilir sistemlerin geliştirilmesine katkı sağlamaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] R. Mathur and R. K. Varma, Thyristor based FACTS controllers for electrical, IEEE Press John Wiley & Sons Inc. Publication, 2002.
- [2] R. Chen, H. Huang, W. Bao and et al, "Topology Comparison for Power Flow Controller in AC Grid," in *2023 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC)*, 2023.
- [3] W. M. d. Santos and D. C. Martins, "Dual Active Bridge converter as gyrator," in *2012 IEEE Third International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2012.
- [4] M. Oruc Bilgic and C. Dincbakir, "Four-quadrant switch-mode gyrator," in *2007 18th European Conference on Circuit Theory and Design*, 2007.
- [5] M. Ehsani, I. Husain and M. Bilgic, "Power converters as natural gyrators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 40, no. 12, pp. 946-949, 1993.
- [6] C. DİNÇBAKIR, "Inductance coupled double bridge gyrator design analysis and realization," Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2008.
- [7] M. Ehsani, I. Husain and M. Bilgic, "Inverse dual converter (IDC) for high-power DC-DC applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 216-223, 1993.
- [8] B. P. d. C. and et al, "Mitigation of harmonic distortion with passive filters," in *17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Belo Horizonte, 2016.
- [9] Y.-S. Cho and H. Cha, "Single-tuned Passive Harmonic Filter Design Considering Variances of Tuning and Quality Factor," *Journal of International Council on Electrical Engineering*, vol. 1, no. 1, pp. 7-13, 2011.
- [10] A. K. Mishra and et al, "Design and Analysis of Shunt Passive Filter for Harmonic and Reactive Power Compensation," in *International Conference in Advances in Power, Signal, and Information Technology (APSIT)*, Bhubaneswar, 2023.
- [11] A. B. Nassif and W. Xu, "Passive Harmonic Filters for Medium-Voltage Industrial Systems: Practical Considerations and Topology Analysis," in *39th North American Power Symposium*, Las Cruces, 2007.
- [12] Q. Shi and et al, "Passive filter installation for harmonic mitigation in residential distribution systems," in *IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Chicago, 2017.
- [13] A. F. Zobaa and et al, "A New Approach for Harmonic Distortion Minimization in Power Systems Supplying Nonlinear Loads," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1401-1412, 2014.
- [14] J. . J. Grainger and W. D. Stevenson, "Power and Energy," in *POWER SYSTEM ANALYSIS*, McGraw-Hill, 1994.