

**T.C.  
TUNCELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN ÇİFT YÖNLÜ ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ  
DC-DC KONVERTÖR TASARIMI VE KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Burhan ŞEKER**

**Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği**

**DANIŞMAN**

**Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE**

**EKİM-2014**

**T.C.  
TUNCELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN ÇİFT YÖNLÜ ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ DC-  
DC KONVERTÖR TASARIMI VE KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Burhan ŞEKER**

**102103102**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 19.09.2014**

**Tezin Savunulduğu Tarih: 08.10.2014**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE (T.Ü)**

**Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Dr. Zeki OMAÇ (T.Ü)**

**Yrd. Doç. Dr. Hakan ÇELİK (F.Ü)**

**EKİM-2014**

Burhan ŞEKER tarafından hazırlanan ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN ÇİFT YÖNLÜ ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ DC-DC KONVERTÖR TASARIMI VE KONTROLÜ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE

Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği/oy çokluğu ile Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir. Bu tez, Tunceli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

Başkan : Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hakan ÇELİK

Tarih : 08.10.2014

## ÖNSÖZ

Çalışmalarım boyunca, değerli görüş ve katkılarıyla beni yönlendiren, aynı zamanda beni sürekli yüreklendiren kıymetli danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye teşekkürü bir borç bilirim. Tecrübesinden faydalandığım ve yardımları dokunan Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde görevli değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ'a teşekkür ederim. Ayrıca çalışmalarım sırasında motivasyonumun düşmemesi adına sürekli beni cesaretlendiren Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Bilgisayar Mühendisliği ve Jeoloji Mühendisliği bölümü araştırma görevlilerine ve Arş. Gör. Işıl GÜRSUL'a da teşekkür ederim.

**Burhan ŞEKER**

**TUNCELİ-2014**

## İÇİNDEKİLER

|   | <b><u>Sayfa No</u></b> |
|---|------------------------|
| ÖNSÖZ .....                                   | I                      |
| İÇİNDEKİLER .....                             | II                     |
| ÖZET .....                                    | IV                     |
| ABSTRACT .....                                | V                      |
| ŞEKİLLER LİSTESİ.....                         | VI                     |
| TABLolar LİSTESİ .....                        | VIII                   |
| KISALTMALAR .....                             | IX                     |
| SEMBOLLER .....                               | X                      |
| 1. GİRİŞ.....                                 | 1                      |
| 1.1. Bu Konuda Yapılan Çalışmalar.....        | 2                      |
| 2. MATERYAL VE METOT .....                    | 4                      |
| 2.1. DC Kısıyıcı.....                         | 4                      |
| 2.2. DC-DC Konvertörler .....                 | 6                      |
| 2.2.1. Yalıtımsız Konvertörler .....          | 6                      |
| 2.2.1.1. Alçaltıcı Konvertör .....            | 6                      |
| 2.2.1.1.1. İdeal Alçaltıcı Konvertör .....    | 6                      |
| 2.2.1.2. Yükseltici Konvertör .....           | 15                     |
| 2.2.1.2.1. İdeal Yükseltici Konvertör .....   | 16                     |
| 2.2.1.3. Alçaltıcı-Yükseltici Konvertör ..... | 21                     |
| 2.2.2. Yalıtımlı Konvertörler .....           | 24                     |
| 2.2.2.1. Asimetrik Konvertörler .....         | 25                     |
| 2.2.2.1.1. Fly Back DC-DC Konvertör .....     | 25                     |
| 2.2.2.1.2. Forward DC-DC Konvertör .....      | 29                     |
| 2.2.2.2. Simetrik Konvertörler .....          | 33                     |
| 2.2.2.2.1. Push-Pull DC-DC Konvertör .....    | 33                     |
| 2.2.2.2.2. Yarım Köprü DC-DC Konvertör .....  | 36                     |
| 2.2.2.2.3. Tam Köprü DC-DC Konvertör .....    | 37                     |

|        |   |    |
|--------|---|----|
| 3.     | ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN DC-DC KONVERTÖRLER .....                  | 40 |
| 3.1.   | Elektrikli Araçlarda Güç Aktarımı .....                           | 40 |
| 3.2.   | Elektrikli Araçlarda DC-DC Konvertörler .....                     | 41 |
| 3.2.1. | Çift Yönlü Yarım Köprü DC-DC Konvertör .....                      | 41 |
| 3.2.2. | Üç Fazlı Ayrık Çift Yönlü DC-DC Konvertör .....                   | 45 |
| 3.2.3. | Çift Yönlü Alçaltıcı-Yükseltici DC-DC Konvertör .....             | 46 |
| 3.2.4. | Yarım Köprü Kaskad DC-DC Konvertör .....                          | 48 |
| 4.     | BULGULAR .....  | 53 |
| 4.1.   | Yarım Köprü Kaskad DC-DC Konvertörün Matlab/Simülink Modeli ..... | 53 |
| 4.2.   | Benzetim Sonuçları.....   | 58 |
| 5.     | SONUÇLAR VE TARTIŞMA .....  | 63 |
|        | KAYNAKLAR .....   | 65 |
|        | ÖZGEÇMİŞ .....  | 68 |

## ÖZET

Günümüzde dünyada kullanılan araçların büyük çoğunluğu insan hayatı ve çevre için ciddi problemler doğurmaktadır. Hava kirliliği, küresel ısınma ve petrol kaynaklarının azalması ile beraber farklı enerji kaynakları kullanan araçlara yönelim artmıştır. Batarya, süper kondansatör veya yakıt hücresini enerji kaynağı olarak kullanabilen elektrikli araçlar otomotiv endüstrisinin geleceği olarak görülmektedir.

Elektrikli araçların güç sistemleri için yüksek güçlü dc-dc konvertörler gereklidir. Araç tasarımındaki kısıtlamalardan dolayı kullanılacak olan güç konvertörleri çift yönlü, güvenilir, düşük ağırlıklı, düşük hacimli, yüksek verimli ve düşük gerilim ve akım dalgalanmaları sunan yapıda olmalıdır.

Bu çalışmada farklı dc-dc konvertörler incelenmiştir. Elektrikli araçlarda kullanılan dc-dc konvertörlerin çalışması detaylandırılmıştır. Elektrikli araçlarda kullanılan yarım köprü kaskad dc-dc konvertörün Matlab/Simülink programı kullanılarak benzetimi gerçekleştirilmiş ve benzetim sonuçları elde edilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Elektrikli Araçlar, Çift Yönlü DC-DC Konvertör, Yarım Köprü Kaskad DC-DC Konvertör

## SUMMARY

### **Design and Control of Bidirectional Buck-Boost Dc-Dc Converter for Electric Vehicles**

The majority of vehicles in the present world causes serious problems for human life and environment. Tendency to the vehicles using different energy sources has been increasing due to air pollution, global warming and diminishing oil supplies. Electric vehicles which can use battery, super capacitor or fuel cell as energy source are seen as the future of the automotive industry.

High power dc-dc converters are required for power systems of electric vehicles. Due to limitations in design of vehicle, the power converters should be bidirectional, reliable, low weight, low volume, high efficiency and low ripple in voltage and current.

In this study, different dc-dc converters are investigated. The operation of dc-dc converters used in electric vehicles is detailed. The simulation of half bridge cascaded dc-dc converter using in electric vehicles is performed and simulation results are obtained.

**Key Words:** Electric Vehicles, Bidirectional DC-DC Converter, Half Bridge Cascaded DC-DC Converter



## ŞEKİLLER LİSTESİ

|             | <b><u>Sayfa No</u></b>   |
|-------------|--|
| Şekil 2.1.  | DC kıyıcı devre şekli ..... 4  |
| Şekil 2.2.  | DC kıyıcı çıkış gerilimi dalga şekli ..... 5   |
| Şekil 2.3.  | İdeal alçaltıcı konvertör devre şekli ..... 6  |
| Şekil 2.4.  | İdeal alçaltıcı konvertör çıkış gerilimi dalga şekli ..... 7   |
| Şekil 2.5.  | Geliştirilen alçaltıcı konvertör devre şekli ..... 8   |
| Şekil 2.6.  | Yük akımının yükselmesi ve azalması ..... 8  |
| Şekil 2.7.  | Pratik anahtarlı alçaltıcı konvertör devre şekli ..... 9   |
| Şekil 2.8.  | Alçaltıcı konvertörde anahtar durumu a) anahtar 1 nolu konumda<br>b) anahtar 2 nolu konumda ..... 10 |
| Şekil 2.9.  | Sürekli iletim modunda endüktans gerilimi ve akımı ..... 11  |
| Şekil 2.10. | Endüktans akımındaki dalgalanma ..... 13   |
| Şekil 2.11. | Sürekli iletim modu ve süreksiz iletim modu arasındaki sınır durumu ..... 14                         |
| Şekil 2.12. | İdeal yükseltici konvertör devre şekli ..... 16  |
| Şekil 2.13. | Yükseltici konvertörde anahtar durumu a) anahtar kapalı konumda<br>b) anahtar açık konumda ..... 17  |
| Şekil 2.14. | Sürekli iletim modunda endüktans gerilimi ve akımı ..... 18  |
| Şekil 2.15. | Endüktans akımındaki dalgalanma ..... 19   |
| Şekil 2.16. | Sürekli iletim modu ve süreksiz iletim modu arasındaki sınır durumu ..... 20                         |
| Şekil 2.17. | Alçaltıcı-yükseltici konvertör devre şekli ..... 21  |
| Şekil 2.18. | Alçaltıcı-yükseltici konvertör devresindeki dalga şekilleri ..... 22                                 |
| Şekil 2.19. | Alçaltıcı-yükseltici konvertörde anahtarın kapalı olduğu durum ..... 23                              |
| Şekil 2.20. | Alçaltıcı-yükseltici konvertörde anahtarın açık olduğu durum ..... 23                                |
| Şekil 2.21. | Simetrik konvertörlerde B-H eğrisi ..... 24  |
| Şekil 2.22. | Yalıtımlı fly back dc-dc konvertör devre şekli ..... 25  |
| Şekil 2.23. | Çift anahtarlı yalıtımlı fly back dc-dc konvertör devre şekli ..... 27                               |
| Şekil 2.24. | Fly back konvertörde süreksiz çalışma durumu için dalga şekilleri ..... 28                           |
| Şekil 2.25. | Fly back konvertörde sürekli çalışma durumu için dalga şekilleri ..... 29                            |
| Şekil 2.26. | Tek anahtarlı yalıtımlı forward dc-dc konvertör devre şekli ..... 30                                 |

|             |   |    |
|-------------|---|----|
| Şekil 2.27. | Tek anahtarlı forward konvertörde dalga şekilleri .....   | 31 |
| Şekil 2.28. | Çift anahtarlı forward konvertör devre şekli .....  | 32 |
| Şekil 2.29. | Çift anahtarlı forward konvertörde dalga şekilleri .....  | 33 |
| Şekil 2.30. | Yalıtımlı push-pull dc-dc konvertör devre şekli .....   | 34 |
| Şekil 2.31. | Push-pull konvertörde dalga şekilleri .....   | 35 |
| Şekil 2.32. | Yalıtımlı yarım köprü dc-dc konvertör devre şekli .....   | 36 |
| Şekil 2.33. | Yalıtımlı yarım köprü yalıtımlı dc-dc konvertörde dalga şekilleri .....   | 37 |
| Şekil 2.34. | Yalıtımlı tam köprü dc-dc konvertör devre şekli .....   | 38 |
| Şekil 2.35. | Yalıtımlı tam köprü dc-dc konvertörde dalga şekilleri .....   | 39 |
| Şekil 3.1.  | Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertör devre şekli .....  | 42 |
| Şekil 3.2.  | Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde motoring çalışma durumu<br>( $S_2$ anahtarı iletimde, $S_1$ anahtarı kesimde).....       | 43 |
| Şekil 3.3.  | Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde motoring çalışma durumu<br>( $S_2$ anahtarı kesimde, $S_1$ anahtarı kesimde) .....       | 43 |
| Şekil 3.4.  | Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde rejenaratif çalışma durumu<br>( $S_1$ anahtarı iletimde, $S_2$ anahtarı kesimde).....    | 44 |
| Şekil 3.5.  | Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde rejenaratif çalışma durumu<br>( $S_1$ anahtarı kesimde, $S_2$ anahtarı kesimde) .....    | 44 |
| Şekil 3.6.  | Üç fazlı ayırık çift yönlü dc-dc konvertör devre şekli .....  | 45 |
| Şekil 3.7.  | Çift yönlü alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertör devre şekli .....   | 46 |
| Şekil 3.8.  | Çift yönlü alçaltıcı-yükseltici konvertörde motoring çalışma durumu<br>a) $S_1$ anahtarı iletimde, b) $S_1$ anahtarı kesimde..... | 47 |
| Şekil 3.9.  | Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör devre şekli .....  | 48 |
| Şekil 3.10. | Yarım köprü kaskad konvertörde motorin alçaltıcı çalışma durumu;<br>a) $S_1$ anahtarı iletimde, b) $S_2$ anahtarı kesimde.....    | 49 |
| Şekil 3.11. | Yarım köprü kaskad konvertörde motoring yükseltici çalışma durumu;<br>a) $S_1$ anahtarı iletimde, b) $S_2$ anahtarı kesimde ..... | 51 |
| Şekil 4.1.  | Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör devre şekli .....  | 53 |
| Şekil 4.2.  | Yarım köprü kaskad dc-dc konvertörün Matlab/Simülink kontrol<br>diyagramı .....   | 54 |
| Şekil 4.3.  | Çalışma durumunu belirleyen simülink bloğu .....  | 55 |
| Şekil 4.4.  | Anahtarların durumlarının belirlendiği simülink bloğu .....   | 56 |
| Şekil 4.5.  | Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör simülink bloğu .....   | 57 |
| Şekil 4.6.  | Doğru akım motorunun simülink bloğu .....   | 58 |
| Şekil 4.7.  | Doğru akım motorunun yük momentinin zamana göre değişimi .....  | 59 |
| Şekil 4.8.  | Doğru akım motorun hızının zamana göre değişimi .....   | 59 |

|             |  |    |
|-------------|--|----|
| Şekil 4.9.  | Doğru akım motorunun elektriksel momentinin zamana göre değişimi ..... | 60 |
| Şekil 4.10. | Doğru akım motorunun endüvi akımının zamana göre değişimi .....        | 60 |
| Şekil 4.11. | Giriş geriliminin zamana göre değişimi .....                           | 61 |
| Şekil 4.12. | Batarya akımının zamana göre değişimi .....                            | 61 |
| Şekil 4.13. | Çıkış gerilimin zamana göre değişimi .....                             | 62 |
| Şekil 4.14. | Çıkış akımının zamana göre değişimi .....                              | 62 |



## TABLolar LİSTESİ

### Sayfa No

|   |    |
|---|----|
| Tablo 4.1. Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör parametreleri ..... | 53 |
| Tablo 4.2. Doğru akım motorunun parametreleri .....               | 57 |



## SEMBOLLER LİSTESİ

### KISALTMALAR

- DC** : Doğru akım  
**IGBT** : Yalıtılmış kapılı iki kutuplu transistör  
**PI** : Oransal integral

### SEMBOLLER LİSTESİ

- $B_m$  : Sürtünme katsayısı  
 $C$  : Kondansatör  
 $C_i$  : Giriş kondansatörü  
 $C_o$  : Çıkış kondansatörü  
 $D$  : Görev periyodu  
 $f_s$  : Anahtarlama frekansı  
 $I_0$  : Çıkış akımı  
 $I_i$  : Giriş akımı  
 $I_{LB}$  : Sınırdaki ortalama endüktans akımı  
 $I_{LB(max)}$  : Sınırdaki maksimum ortalama endüktans akımı  
 $I_{OB}$  : Sınırdaki çıkış akımı  
 $i_C$  : Kondansatör akımı  
 $i_D$  : Diyot akımı  
 $i_L$  : Endüktans akımı  
 $i_{mag}$  : Manyetik akım  
 $i_T$  : Anahtar akımı  
 $J$  : Atalet momenti  
 $L$  : Endüktans, bobin  
 $L_a$  : Endüvi endüktansı  
 $L_{af}$  : Alan-endüvi karşılıklı endüktansı  
 $L_f$  : Alan endüktansı  
 $n$  : Transformator dönüştürme oranı  
 $N_d$  : Transformator manyetik alanın oluşmasını engelleyen sargı sayısı  
 $N_p$  : Transformator primer sargı sayısı  
 $N_s$  : Transformator sekonder sargı sayısı  
 $R$  : Direnç  
 $R_a$  : Endüvi direnci  
 $R_f$  : Alan direnci  
 $t_d$  : Ölü zaman  
 $T_f$  : Coloumb sürtünme momenti

|            |                                 |
|------------|---------------------------------|
| $t_{off}$  | : Anahtarın kapalı kaldığı süre |
| $t_{on}$   | : Anahtarın açık kaldığı süre   |
| $T_s$      | : Anahtarlama periyodu          |
| $V_0$      | : Çıkış gerilimi                |
| $V_{0ort}$ | : Ortalama çıkış gerilimi       |
| $V_C$      | : Kondansatör gerilimi          |
| $V_{DC}$   | : Dc gerilimi                   |
| $V_i$      | : Giriş gerilimi                |
| $V_L$      | : Endüktans gerilimi            |
| $V_T$      | : Anahtar gerilimi              |
| $\Delta i$ | : Akımdaki dalgalanma           |



## 1. GİRİŞ

Doğru akım-doğru akım (DC-DC) konvertörler girişe uygulanan bir dc gerilim seviyesini çıkışta farklı bir dc gerilim seviyesine dönüştüren güç elektroniği devreleridir.

Çoğu endüstriyel uygulama alanlarında sabit gerilimli bir DC kaynağın, değişken gerilimli bir DC kaynağa çevrilmesi gerekmektedir. Bu yüzden DC-DC konvertörler elektrikli otomobillerde, DC motor sürücülerinde, bilgisayar sistemlerinde, güç depolama sistemlerinde, medikal uygulamalarda ve telefon, radyo gibi iletişim araçları dâhil birçok uygulamada kullanılırlar.

Temel olarak bir dc-dc konvertör devresinde endüktans, kondansatör, diyot ve direnç bulunmaktadır. Bu devre elemanlarının farklı şekillerde bir araya getirilmesi ile çeşitli konvertör devreleri oluşturulabilir. Giriş gerilimini çıkışta azaltan alçaltıcı konvertör, giriş gerilimini çıkışta artıran yükseltici konvertör ya da giriş gerilimini çıkışta hem azaltabilen hem de artırabilen alçaltıcı-yükseltici konvertör dc-dc konvertörlerin temel devreleridir.

DC-DC konvertörler genellikle tek yönlü enerji akışına izin verirler. Fakat özellikle elektrikli araçlarda kullanılan konvertörler başta olmak üzere birçok uygulamada çift yönlü enerji akışını sağlayan konvertörler tasarlanmaktadır. Çift yönlü konvertörler enerji akışını hem girişten çıkışa doğru hem de çıkıştan girişe doğru sağlarlar.

Benzin kullanımını ve doğaya salınan zararlı gazları azaltmak amacı ile günümüzde yaygınlaşmaya başlayan elektrikli araçlarda kullanılan enerji kaynakları çeşitlilik göstermektedir. Bunlar bataryalar, süper kondansatörler ve yakıt hücreleri gibi güç sağlayan kaynaklardır. Elektrikli araçlarda yüksek gerilimli motor sürücü sistemlerinin yerini düşük gerilimli motor sürücü devreleri almıştır. Böylelikle motor sürücü devrelerindeki yüksek akımlar azalmıştır ve bu da kayıpları azaltarak verimliliğin yükselmesine neden olmuştur.

Elektrikli araçlar belirli bir güç kaynağı kapasitesine göre tasarlanırlar. Motor sürücü devreleri için gerekli olan gerilimi elde edebilmek için kullanılacak olan ek güç kaynakları bütün tasarımı etkileyecektir. Daha fazla güç kaynağının kullanılması ile ihtiyaç duyulan hacim, ağırlık ve maliyet artacaktır. Bu da istenilen bir çözüm yolu değildir. Bu yüzden motor sürücü devreleri için gerekli olan gerilimi elde edebilmek için DC-DC konvertörler kullanılmaktadır.

## 1.1. Bu Konuda Yapılan Çalışmalar

Çift yönlü DC-DC konvertörler ile ilgili literatürde birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalarda önerilen DC-DC konvertörler elektrikli araçlar, yakıt hücreli hibrid güç sistemleri, fotovoltaik hibrid güç sistemleri, enerji depolama sistemleri gibi alanlarda kullanılmıştır.

Elektrikli araç uygulamalarında kullanılan ilk dc-dc konvertörlerde anahtarlama elemanı olarak ilk nesil yalıtılmış kapılı iki kutuplu transistör (IGBT) kullanıldığı için bu dc-dc konvertörler düşük verimlilik göstermiştir (Doncker vd., 1991). Ancak son yıllarda güç elektroniğindeki gelişmeler dc-dc konvertörün verimliliğinin %97 lere ulaşmasını sağlamıştır (Inoue ve Akagi 2006). Elektrikli araçların son yıllarda özellikle petrol türevi yakıt rezervlerinin azalması ve bu yakıtların yanması ile açığa çıkan zararlı atıkların artmasından dolayı önemi artmıştır. Elektrikli araçlarda kullanılacak olan dc-dc konvertörler sistemin kararlı, verimli ve güvenilir bir şekilde çalışmasını sağlamaktadır. Bu amaçla çift yönlü dc-dc konvertörler elektrikli araç uygulamaları için çalışılmıştır (Caricchi vd., 1994; Caricchi vd., 1995; Caricchi vd., 1996; Caricchi vd., 1998).

Enerji kaynağı olarak yakıt hücrelerinin kullanıldığı elektrikli araçlar yüksek verim, temiz elektrik üretimi gibi avantajlara sahiptirler (Lipman, 2000; Rajashekara, 2003). Fakat yakıt hücrelerinin yapısı klasik bataryalardan farklıdır. Yakıt hücresi yüke ilk bağlandığı anda çıkış gerilimi hemen düşer ve çıkış akımı arttıkça çıkış gerilimi yavaş yavaş düşmeye devam eder. Ayrıca yakıt hücrelerinin depolama özellikleri yoktur. Elektrikli araç uygulamalarında rejeneratif enerjiyi depolayabilecek batarya gibi yedek depolama birimlerine ihtiyaç duyulmaktadır (Chiu ve Lin 2006). Enerjiyi yedekleyecek depolama birimi (batarya) ile motor arasındaki enerji akışını sağlayacak bir dc-dc konvertör bulunmalıdır. Böylelikle motorun çalışması için gerekli enerji bataryadan motora doğru sağlanırken, aracın frenlemesinden kaynaklı oluşan rejeneratif enerji ile de bataryanın şarj edilmesi sağlanır. Bu ihtiyacı karşılayan bir tam köprü çift yönlü dc-dc konvertör önerilmiştir (Wang vd., 1998). Ancak önerilen bu konvertörün yapısının karmaşık olması, yüksek maliyeti ve yüksek boyutlarından dolayı daha az maliyetli ve yüksek verimli yarım dalga köprü konvertörler konusunda çalışmalar yapılmıştır (Jain vd., 2000; Su vd., 2002; Peng vd., 2004; Li ve Peng, 2004).

Tasarlanan konvertörlerde verimin yüksek olması çok önemlidir. Bu ihtiyacı karşılamak için yumuşak anahtarlama teknolojisi kullanılmıştır. Ancak önerilen



konvertörler düşük güçlü ve tek yönlüdür (Jain vd., 2000; Chan vd., 2000; Zhang vd., 2004). Yumuşak anahtarlama teknolojisi ile yüksek verim ve düşük anahtarlama kaybı sağlamak için çift yönlü tam köprü dc-dc konvertör çalışılmıştır (Reimann, 1997; Wang vd., 1998).

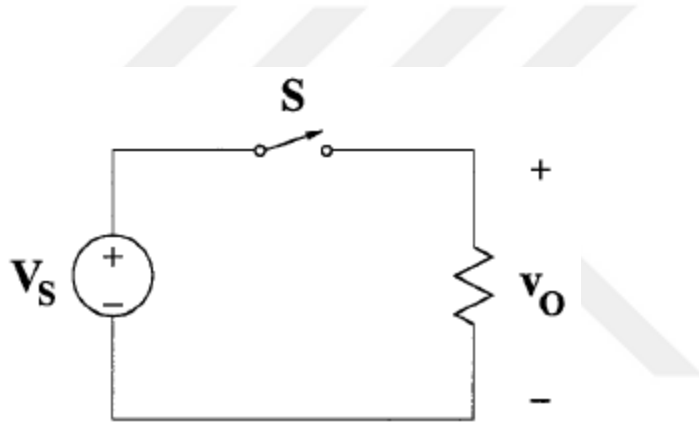
Sistemin kararlılığını artırabilmek için bobin akımı ve kondansatör geriliminin kontrolünün ayrı olarak yapılabildiği çift yönlü buck-boost konvertör tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir (Boora vd., 2008). Aynı şekilde elektrikli araçların çift batarya sisteminin performansını doğrulamak için 14/42 V luk bir prototip devrenin kullanıldığı özgün bir çift yönlü dc-dc konvertörün analizi yapılmıştır (Yang ve Liang 2012). Elektrikli hibrid araçlarındaki güç yönetimi için de dc-dc konvertör tasarlanmıştır (Bhattacharya vd., 2009; Camara vd., 2010; Amjadi ve Williamson 2010). Ayrıca elektrikli hibrid araçlar için çok fazlı çift yönlü dc-dc konvertör önerilmiştir (Bhattacharya vd., 2009).

Elektrikli araçlarda kullanılan dc-dc konvertörün kontrolü de sistemin verimli çalışabilmesi açısından önemlidir. Çift yönlü dc-dc konvertörler için geleneksel kontrol yöntemi analog kontrole dayanmaktadır. Elektrikli araçlar gibi dijital sistemler için bu kontrol yöntemi yetersiz kalmaktadır. Bu yetersizliği ortadan kaldırmak için dijital kontrole dayalı dc-dc konvertörler önerilmiştir. Tek kontrolör kullanılarak buck ve boost işlemleri arasında yumuşak anahtarlama ile geçişin yapılabildiği yeni bir dijital kontrol yöntemi çalışılmıştır (Xuhui vd., 2011). Ayrıca akümülatörün yüksek gerilimini elektrikli aracın elektronik ekipmanlarının kullanacağı düşük gerilime dönüştüren dijital kontrole dayalı dc-dc konvertör tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir (Kim vd., 2011). Dijital kontrolün dışında çok girişli bir dc-dc konvertörde enerji akışını düzenlemek için oransal integral (PI) kontrolör kullanılmıştır (Zheglov ve Gao 2009; Pany vd., 2011). Bunların yanı sıra current mode control ve sliding mode control yöntemleri dc-dc konverterler için çalışılmıştır (Johansson 2004; Ibanez vd., 2012; Gargies vd., 2006; Hedlund 2010).

## 2. MATERYAL VE METOT

### 2.1.DC Kıyıcı

DC-DC konvertörlerin yapısını ve nasıl çalıştıklarını anlamak için dc kıyıcıları öğrenmek gereklidir. Dc kıyıcılar, dc-dc konvertörlerin en basit yapısı olarak bilinir ve dc-dc konvertörlerin devre analizini yapabilmek için basit bir devre sunmaktadır. DC kıyıcı basit olarak bir kaynak ve yük arasında bir anahtarlama elemanı koyularak oluşturulur. DC kıyıcının devre şekli şekil 2.1’de gösterilmiştir.



Şekil 2.1. DC kıyıcı devre şekli

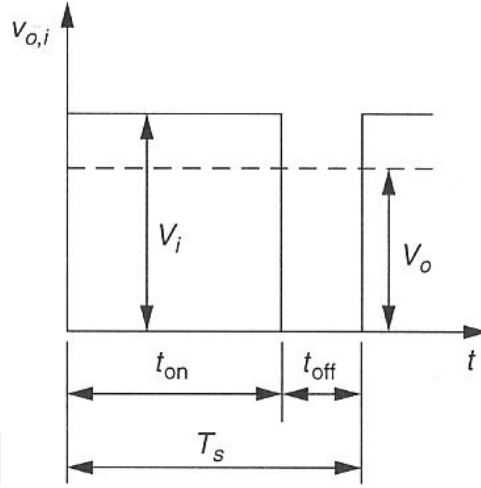
Anahtarlama elemanı belirli zamanlarda açılıp belirli zamanlarda kapatılarak kaynak geriliminin yük ile enerji akışı sağlanır. Enerji akışı belirli bir görev periyodu süresince yapılırsa etkin gerilim kaynak geriliminden düşük olacaktır. DC kıyıcının çıkış gerilimi denklem 2.1 ile ifade edilir.

$$V_0 = DV_i \quad (2.1)$$

Burada;

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.2)$$

ile ifade edilir. Denklem 2.2’de yer alan  $t_{on}$ , S anahtarının açık kaldığı süreyi,  $T_s$  ise anahtarlama periyodunu ifade etmektedir. Çıkış geriliminin dalga şekli ise şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. DC kıyıcı çıkış gerilimi dalga şekli (Mohan vd., 1995)

Noktalı çizgi ile gösterilen gerilim, ortalama çıkış gerilimidir. Ortalama çıkış gerilimi denklem 2.3 ile hesaplanabilir.

$$V_{0ort} = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^T 0.0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T} V_{in} = D V_{in} \quad (2.3)$$

Dc kıyıcının en büyük avantajı yapısının oldukça basit olmasıdır. Dezavantajı ise anahtarlama karakteristiğinden dolayı harmonik yaratmasıdır. Dc kıyıcının kullanıldığı alana bağlı olarak bu harmonikler ciddi sorunlar yaratabilmektedir. En büyük dezavantajı ise anahtarın kapalı olduğu durumda çıkış geriliminin sıfır olmasıdır. Çıkış gerilimi sıfır olduğu zaman çıkış akımı da sıfır olacaktır. Eğer akım sıfır olursa dc kıyıcı süresiz iletim modunda çalışacaktır.

## 2.2.DC-DC Konvertörler

Giriş ve çıkış arasında bir yalıtıma ihtiyaç olması durumuna göre dc-dc konvertörler yalıtımsız konvertörler ve yalıtımlı konvertörler olmak üzere ikiye ayrılırlar.

### 2.2.1. Yalıtımsız Konvertörler

Yalıtımsız konvertörler genellikle gerilim artırımının ve azaltımının küçük olduğu ve giriş ile çıkış arasında yalıtıma ihtiyacın olmadığı durumlarda kullanılmaktadır. Yalıtımı sağlayacak bobin ya da transformatör olmadığı için ağırlık ve hacmin önemli bir etken olduğu uygulamalarda yalıtımsız konvertörler tercih edilirler.

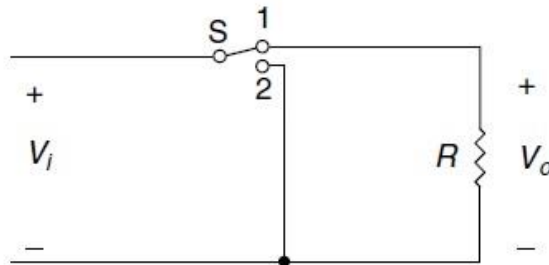
Alçaltıcı, yükseltici ve alçaltıcı-yükseltici konvertörler tek yönlü yalıtımsız konvertörlerden bazılarıdır.

#### 2.2.1.1. Alçaltıcı Konvertör

Alçaltıcı konvertör, çıkış gerilimini giriş geriliminden düşük bir seviyeye düşüren konvertördür. Anahtarlama elemanının kontrol edilmesi ile giriş gerilimi periyodik olarak açılır ve kapanır böylelikle çıkışta düşük bir gerilim elde edilir (Wies vd., 2002).

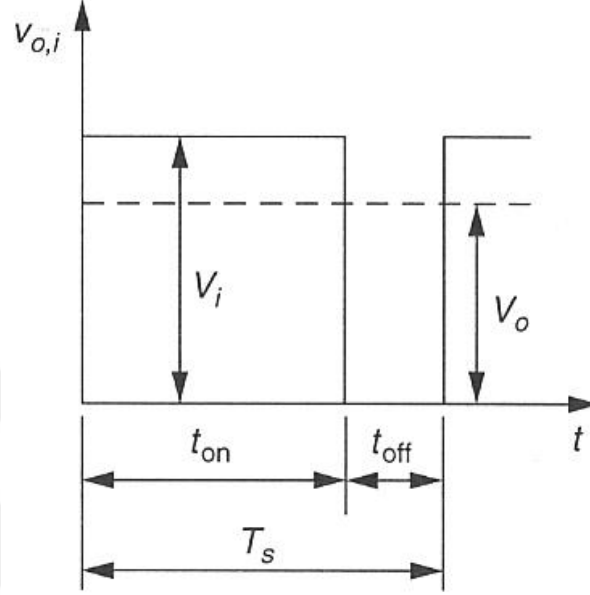
##### 2.2.1.1.1. İdeal Alçaltıcı Konvertör

Alçaltıcı konvertörün temel işleyişini gösteren ve ideal bir anahtar ile rezistif bir yükten oluşan devre şekil 2.3’de gösterilmiştir.



Şekil 2.3. İdeal alçaltıcı konvertör devre şekli

Anahtar 1 nolu konumda olduğu zaman çıkış gerilimi giriş gerilimine eşit olacaktır. Anahtar 2 nolu konumda olduğunda ise çıkış gerilimi sıfır olacaktır. ıkış gerilimi kare dalga şeklinde olup şekil 2.4’de gösterilmiştir.

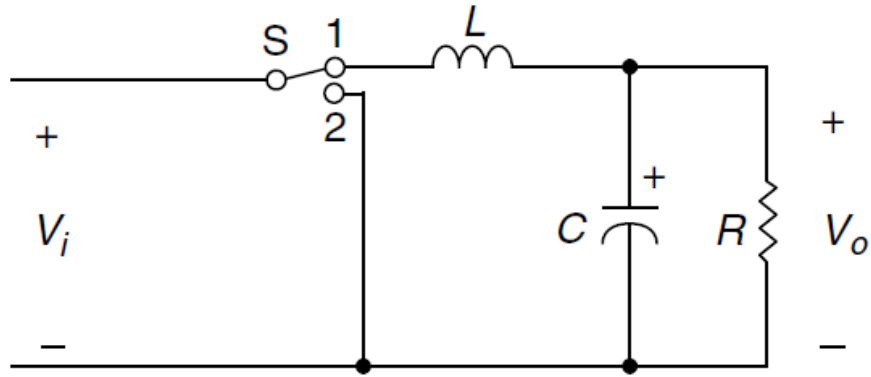


şekil 2.4. İdeal alçaltıcı konvertör çıkış gerilimi dalga şekli (Mohan vd., 1995)

Ortalama ıkış gerilimi, anahtarın 1 nolu veya 2 nolu konumda olduğu sreler ya da görev periyodu değiştirilerek ayarlanabilir. Sonuç olarak ortalama çıkış gerilimi  $V_o$  ifadesi görev periyodu ve giriş gerilimi cinsinden ifadesi denklem 2.4’de verilmiştir.

$$V_o = DV_i \quad (2.4)$$

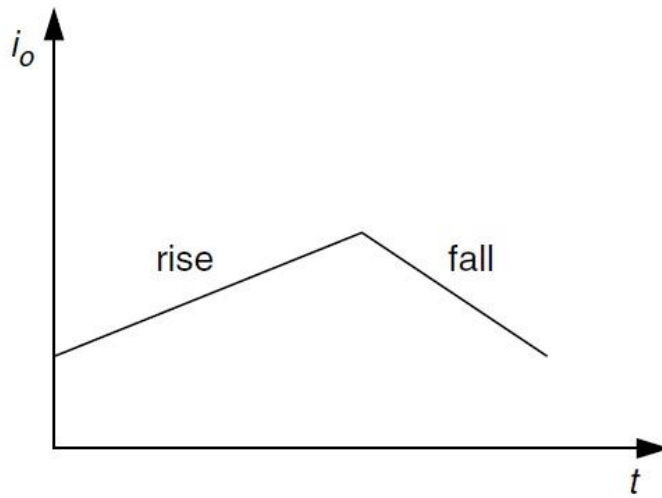
İdeal alçaltıcı konvertör devresinde çıkış gerilimi dalga şekli istenmeyen gerilim dalgalanmaları içermektedir. Bundan dolayı devreye seri olarak bir endüktans ve yüke paralel olarak bir kondansatör eklenir. Seri olarak bağlanan endüktans, yüke giden akımdaki dalgalanmaları azaltır, yüke paralel olarak bağlanan kondansatör ise çıkış gerilimindeki dalgalanmaları azaltır. Bu şekilde geliştirilen devre şekil 2.5’de gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Geliştirilen alçaltıcı konvertör devre şekli (Wies vd., 2002)

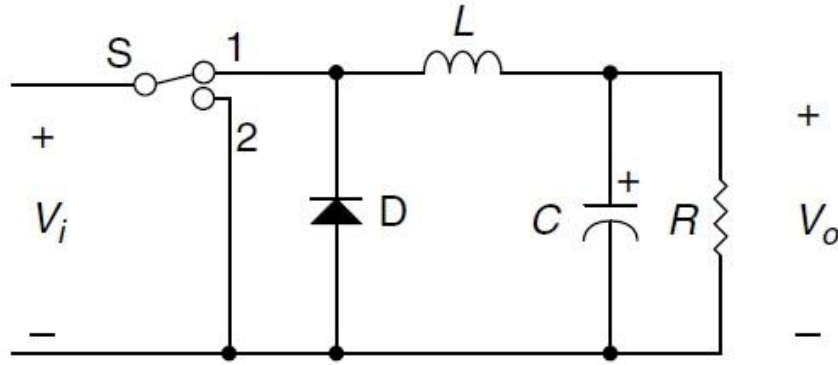
Yükten geçen akım endüktanstan geçen akıma eşit olduğundan çıkış gerilimi daha az dalgalanma içermektedir.

Anahtar 1 nolu konumda olduğu zaman endüktanstan geçen akım artmaktadır. Endüktanstan geçen akım arttığı zaman, endüktansta depolanan enerji artacaktır. Anahtar 2 nolu konuma getirildiği zaman yükten geçen akım ve endüktansta depolanan enerji azalacaktır. LR kombinasyonunun zaman sabiti, anahtarın açık ve kapalı olduğu süreden yeterince büyük olduğu düşünülürse yükten geçen akımın yükselmesi ve azalması şekil 2.6’da gösterildiği gibi lineer olacaktır.



Şekil 2.6. Yük akımının yükselmesi ve azalması

Şekil 2.5'te gösterilen devre tasarlanırken anahtarın ideal olduğu varsayılmıştır. Pratik bir anahtar modeli diyot ve güç yarı iletken anahtarları kullanılarak şekil 2.7'deki gibi oluşturulur.



Şekil 2.7. Pratik anahtarlı alçaltıcı konvertör devre şekli (Wies vd., 2002)

Şekil 2.7'de gösterilen devredeki anahtar, darbe genlikli modülasyon ya da frekans modülasyonu kullanılarak kontrol edilir.

#### a. Sürekli İletim Modu

Sürekli iletim modu, şekil 2.5'de verilen devrede endüktanstan geçen akımın sürekli olduğu durumdur. Yani endüktans akımı her zaman sıfırdan büyüktür. Sürekli iletim modunda ortalama çıkış gerilimi, denklem 2.4'deki gibi görev periyodu ile dc giriş geriliminin çarpımı olur. Bu devrenin çalışması denklem 2.5'e göre dc transformatörlerin çalışmasına benzer.

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \quad (2.5)$$

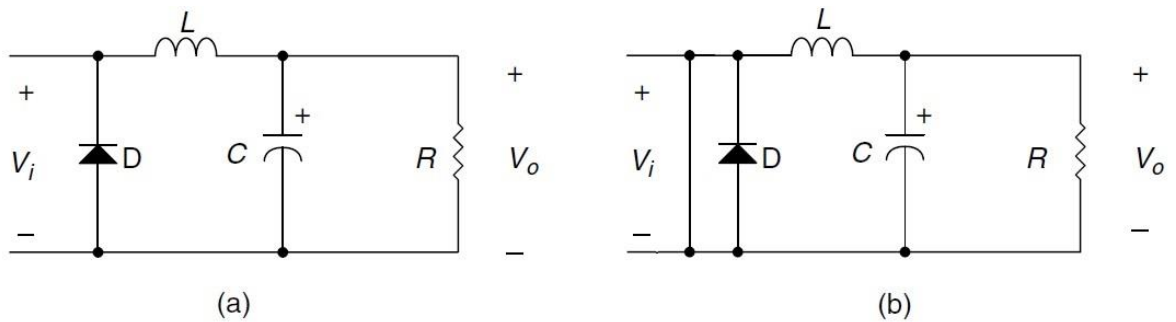
Şekil 2.7’de verilen alçaltıcı devre kararlı durumda iken şekil 2.8’de verildiği gibi iki farklı durumda çalışır. İlk durum anahtarın 1 nolu konumda olduğu durumdur. Bu durumda diyot ters polarlanır ve akım, gerilim kaynağından yüke doğru endüktans üzerinden geçerek devresini tamamlar. Bu durumda endüktansın uçları arasındaki gerilim giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki fark kadardır.

$$V_L = V_i - V_o \quad (2.6)$$

Anahtar 2 nolu konuma geldiği zaman transistorün kesimde diyotun iletimde olduğunu görürüz. Endüktansta depolanan enerji yüke doğru akar. Bu durumda endüktans üzerinde, çıkış gerilimine eşit ve ters polariteli bir gerilim gözlemleriz.

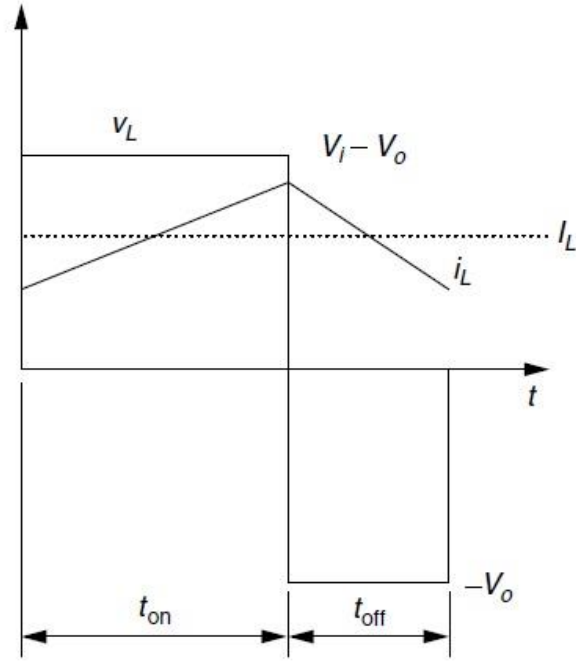
$$V_L = -V_o \quad (2.7)$$

Bu işlem anahtarlama periyodunun sonunda tekrarlanır ve anahtar tekrar 1 nolu konuma gelir.



Şekil 2.8. Alçaltıcı konvertörde anahtar durumu a) anahtar 1 nolu konumda b) anahtar 2 nolu konumda





Şekil 2.9. Sürekli iletim modunda endüktans gerilimi ve akımı

Endüktans gerilimi ve akımını gösteren grafik şekil 2.9'da gösterilmiştir. Kalıcı duruma ulaşmış, dengedeki bir sistemde, bir anahtarlama periyodu süresinde endüktans akımındaki net değişim sıfırdır. Bu endüktans volt-saniye dengesi olarak bilinir. Buna göre denklem 2.8'deki ifadeyi yazabiliriz.

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow [i_L(t)]_0^{T_s} = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_L(t) dt \rightarrow i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_L(t) dt \quad (2.8)$$

Burada  $T_s$  ifadesi bir anahtarlama periyodunu ifade etmektedir ve yukarıda da söylediğimiz gibi bir anahtarlama periyodunda akım değişimi sıfırdır. En sondaki eşitliğin sol tarafı bir anahtarlama periyodunun başı ve sonundaki akım değerlerinin birbirinden çıkarılmasını yani bir anahtarlama periyodu boyunca akımdaki değişimini ifade etmektedir. Dolayısıyla sıfıra eşittir ve bu şekilde eşitliğin sol tarafının da sıfıra eşit olmasını gerektiren denklem 2.9'u elde ederiz.

$$\frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_L(t) dt = 0 \rightarrow \int_0^{T_s} V_L(t) dt = 0 \quad (2.9)$$

Denklem 2.9, şekil 2.9’da gösterilen endüktans gerilimi dalga şeklinin altında kalan alanların toplamının sıfır olduğunu ifade etmektedir. Buna göre;

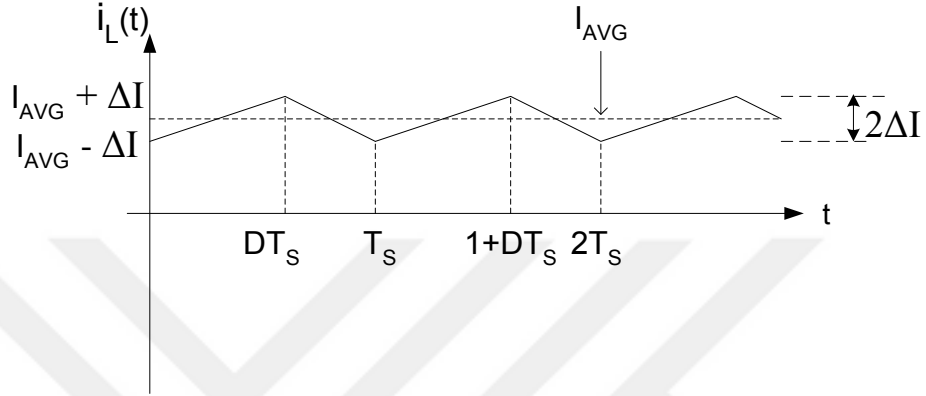
$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} V_L(t) dt &= (V_i - V_0)(DT_s) + (-V_0)(1-D)T_s = 0 \\ V_iDT_s - V_0DT_s - V_0T_s + V_0DT_s &= 0 \rightarrow V_iDT_s - V_0T_s = 0 \\ T_s(V_iD - V_0) &= 0 \rightarrow V_iD - V_0 = 0 \\ DV_i &= V_0 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Burada D görev periyodu (duty cycle) değeri olup 0 ile 1 arasında değişmektedir. Son olarak, önemli olan bir başka parametremiz de endüktans akımıdır. Çünkü devreden de görüldüğü gibi yük akımının sürekliliği endüktans sayesinde sağlanmaktadır. Kapasitör ve yükün çektiği akımların toplamı bize endüktans akımını verecektir.

Endüktans da devrede sürekli olarak enerji alışverişinde bulunan bir eleman olduğu için akımında değişimler olacaktır. Bu salınımların seviyeleri endüktansın her durumda maruz kaldığı gerilimler bilindiği takdirde hesaplanabilir. Denklem 2.11’de endüktans üzerindeki gerilimin ifadesi verilmiştir.

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow \frac{V_L(t)}{L} = \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.11)$$

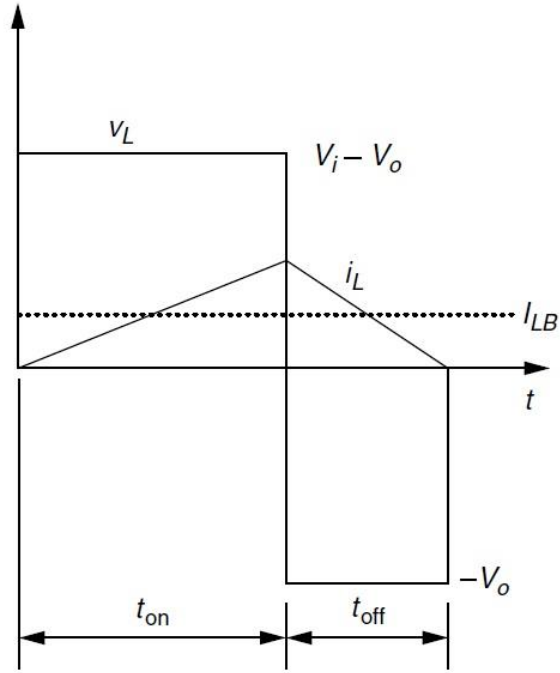
Denklem 2.11’de yer alan  $\frac{di_L(t)}{dt}$  ifadesi bize bobin akımının eğimini vermektedir. Yani bobin akımı mod 1’de  $\frac{V_i - V_0}{L}$  eğimiyle  $DT_s$  süresince artarken mod 2’de  $\frac{-V_0}{L}$  eğimiyle azalmaktadır. Bu değişim şekil 2.10’da gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Endüktans akımındaki dalgalanma

## b. Süreksiz İletim Modu

Süreksiz iletim modu, verilen bir anahtarlama periyodu sonunda yük akımının sıfır ya da sıfırdan küçük olduğu durumdur. Endüktanstan geçen akımın yükselmesine ve azalmasına bakıldığında, sürekli durum ve süreksiz durum arasındaki sınır, bir periyod boyunca ortalama endüktans akımının değeri, tepe noktasının değerinin yarısı olduğu zamandır. Şekil 2.11’de sürekli iletim modu ile süreksiz iletim modu arasındaki sınır gösterilmiştir.



Şekil 2.11. Sürekli iletim modu ve süreksiz iletim modu arasındaki sınır durumu

Sınırdaki ortalama endüktans akımını veren ifade denklem 2.12’de verilmiştir.

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(peak)} = \frac{DT_s}{2L} (V_i - V_o) \quad (2.12)$$

Yapılan uygulamaya göre giriş gerilimi ya da çıkış gerilimi sabit olabilmektedir. Eğer giriş gerilimi sabit tutulursa, sınırdaki ortalama endüktans akım ifadesi denklem 2.13’deki gibi olur.

$$I_{LB} = \frac{DT_s}{2L} (V_i)(1 - D) \quad (2.13)$$

Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı denklem 2.14'deki gibi olur.

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{I_0}{I_{LB(max)}} \right)} \quad (2.14)$$

Eğer çıkış gerilimi sabit tutulursa, sınırdaki ortalama endüktans akım ifadesi denklem 2.15'deki gibi olur.

$$I_{LB} = \frac{T_s}{2L} (V_0)(1 - D) \quad (2.15)$$

Görev periyodu denklem 2.14 düzenlenerek denklem 2.16'daki gibi elde edilir.

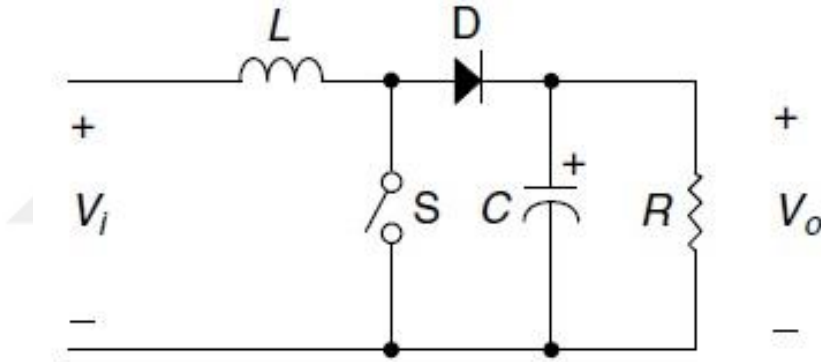
$$D = \frac{V_0}{V_i} \left[ \frac{I_0/I_{LB(max)}}{1 - \left( \frac{V_0}{V_i} \right)} \right]^2 \quad (2.16)$$

### 2.2.1.2. Yükseltici Konvertör

Yükseltici konvertör çıkış gerilim seviyesini giriş gerilim seviyesine göre yükselten konvertördür. Dc giriş gerilimi bir endüktans ile seri bağlı olduğundan akım kaynağı gibi davranır. Akım kaynağına ve çıkış gerilimine paralel olarak bağlı olan bir anahtar periyodik olarak açılıp kapanarak çıkış gerilimi yükseltilir. Bu şekilde enerji akışı kaynaktan ve endüktanstan çıkışa doğru olur. Yükseltici konvertör yaygın olarak dc güç kaynaklarında ve dc motorların rejeneratif frenlemede kullanılır.

### 2.2.1.2.1. İdeal Yükseltici Konvertör

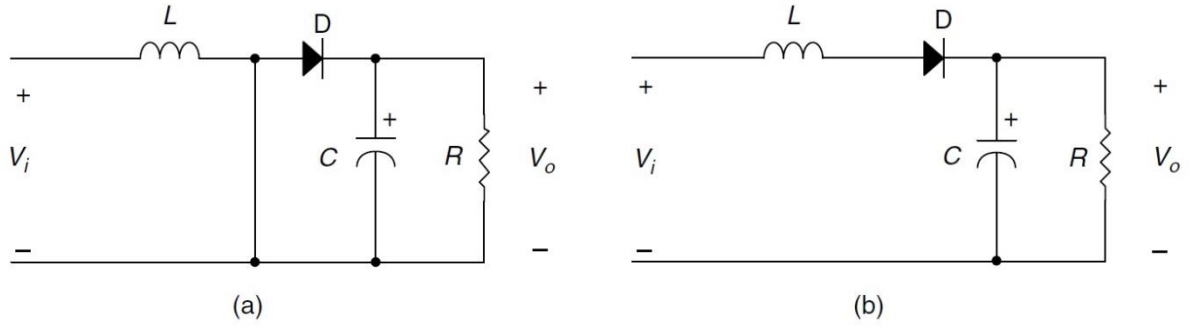
Yükseltici konvertörün temel işleyişini gösteren devre şekil 2.12’de gösterilmiştir. İdeal yükseltici konvertör, alçaltıcı konvertörde kullanılan devre elemanlarının farklı yerlerde kullanılması ile oluşturulur. Endüktansa seri olan giriş gerilimi akım kaynağı gibi davranır. Anahtar kapalı olduğu durumda endüktansta enerji depolanır. Anahtar açıldığı zaman ise akım endüktans üzerinden yüke doğru akmaya devam eder. Hem kaynaktan hem de endüktansta biriken enerjiden beslenen yüke gerilim artar. Yük direnç ve bu dirence paralel bağlı olan bir kondansatörden oluşur. Kondansatör gerilimi giriş geriliminden yüksek olur. Kondansatör, çıkış gerilimini sabit tutmak ve çıkış gerilimindeki dalgalanmaları azaltmak için yüksek değerlerde seçilir.



Şekil 2.12 İdeal yükseltici konvertör devre şekli

#### a. Sürekli İletim Modu

Sürekli iletim durumu şekil 2.12’de gösterilen devrede endüktans üzerinden akan akımın sürekli ve bu akımın sıfırdan büyük olması durumunda oluşur. Şekil 2.12’de gösterilen devre kararlı durumda iken şekil 2.13’de gösterildiği gibi iki farklı durumda çalışır.



Şekil 2.13. Yükseltici konvertörde anahtar durumu a) anahtar kapalı konumda b) anahtar açık konumda

Transistörün iletimde diyotun kesimde olduğu durumda endüktans, transistör üzerinden doğrudan toprağa bağlanmış durumdadır. Dolayısıyla üzerinde giriş gerilimi denklem 2.17’de olduğu gibi görünecektir.

$$V_L = V_i \quad (2.17)$$

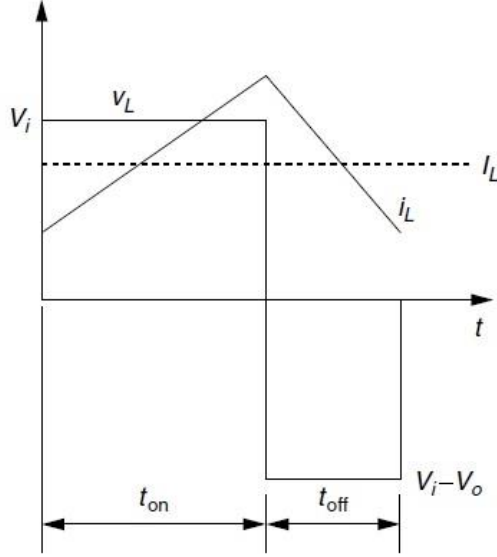
Anahtar kapalı olduğu durumda endüktans kaynaktan beslenir ve endüktansta enerji depolanır.

Diğer durumda transistör kesimdedir ve devre diyot üzerinden çıkışa enerji aktarmaktadır. Bu durumda endüktans gerilimi denklem 2.18’de gösterildiği gibi giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farka eşit olacaktır.

$$V_L = V_i - V_o \quad (2.18)$$

Anahtar açık olduğu zaman yük hem kaynaktan hem de endüktansta depolanan enerjiden beslenir. Böylelikle kondansatördeki çıkış gerilimi giriş geriliminden yüksek olur. RC zaman sabiti anahtarın kapalı olduğu süreden yeterince büyük olursa çıkış

gerilimi sabit olur. Sürekli iletim modunda endüktans üzerindeki gerilim ve akımın dalga şekilleri şekil 2.14’de gösterilmiştir.



Şekil 2.14. Sürekli iletim modunda endüktans gerilimi ve akımı

Bu durumda endüktans volt-saniye dengesi prensibini uygulayarak giriş-çıkış gerilimi ifadesini bulabiliriz. Bir önceki kısımda açıkladığımız şekliyle volt-saniye dengesi

için  $\int_0^{T_s} V_L(t)dt = 0$  durumu sağlanmalıdır. Bu da aynı şekilde endüktans gerilim dalga şeklinin altında kalan alanlar toplamıdır.

$$\int_0^{T_s} V_L(t)dt = (V_i)(DT_s) + (V_i - V_o)(1 - D)T_s = 0$$

$$\underline{V_iDT_s} + V_iT_s - V_oT_s - \underline{V_iDT_s} + V_oDT_s = 0$$

$$V_iT_s - V_oT_s + V_oDT_s = 0 \rightarrow T_s(V_i - V_o + V_oD) = 0$$

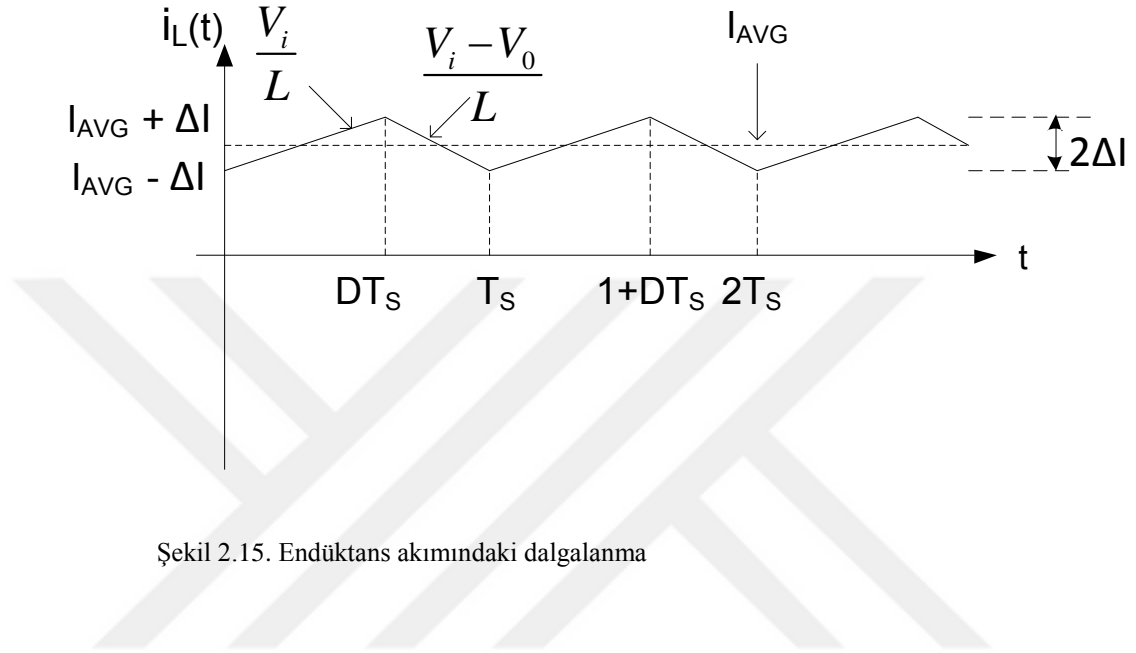
$$V_i - V_o + V_oD = 0 \rightarrow V_i = V_o - V_oD \rightarrow V_i = V_o(1 - D)$$

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D}$$

(2.19)



Bobin akımının eğimini yine benzer şekilde gerilimlerden hesaplayabiliriz. Buna göre mod 1’de bobin akımı  $\frac{V_i}{L}$  eğimiyle artacak ve mod 2’de  $\frac{V_i - V_0}{L}$  eğimiyle azalacaktır. Bu durum şekil 2.15’te gösterilmiştir.

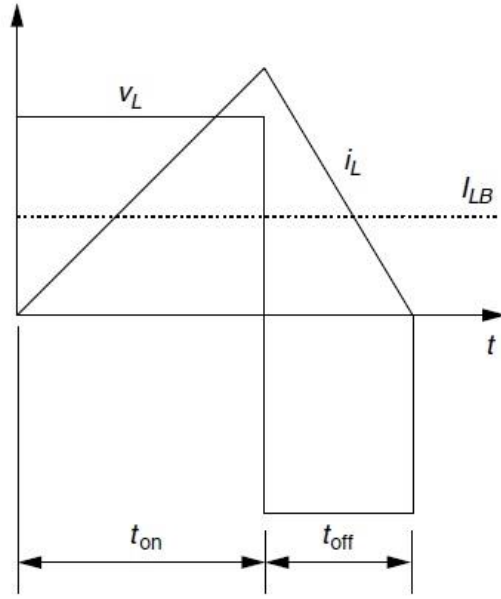


Şekil 2.15. Endüktans akımındaki dalgalanma

Gerilim oranı, anahtarlama periyodunun, anahtarın açık kaldığı süreye oranına eşittir. İdeal transformatördeki gibi giriş gücünün çıkış gücüne eşit olduğu varsayılırsa akımların oranı gerilimlerin oranından bulunabilir.

## b. Süreksiz İletim Modu

Süreksiz iletim modu, verilen bir anahtarlama periyodu sonunda yük akımının sıfır ya da sıfırdan küçük olduğu durumdur. Endüktanstan geçen akımın yükselmesine ve azalmasına bakıldığında, sürekli durum ve süreksiz durum arasındaki sınır, bir periyod boyunca ortalama endüktans akımının değeri, tepe noktasının değerinin yarısı olduğu zamandır. Şekil 2.16’da sürekli iletim modu ile süreksiz iletim modu arasındaki sınır gösterilmiştir.



Şekil 2.16. Sürekli iletim modu ve süreksiz iletim modu arasındaki sınır durumu

Sınırdaki ortalama endüktans akımını veren ifade denklem 2.20’de verilmiştir. Sınırdaki çıkış akımını veren ifade denklem 2.21’de verilmiştir. Görev periyodunun gerilim oranı cinsinden ifadesi denklem 2.22’de verilmiştir.

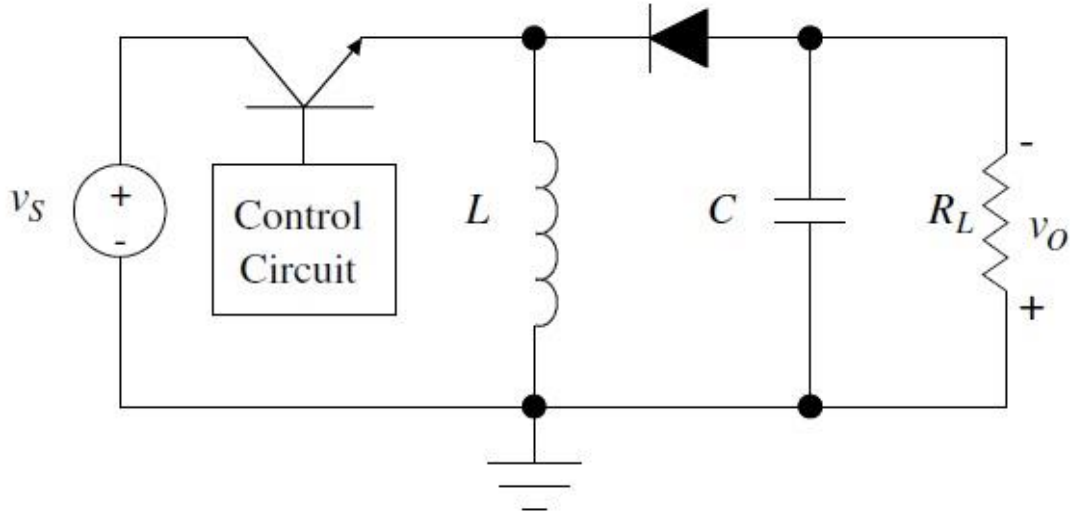
$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(peak)} = \frac{V_0 T_s}{2L} D(1 - D) \quad (2.20)$$

$$I_{OB} = \frac{V_0 T_s}{2L} D(1 - D)^2 \quad (2.21)$$

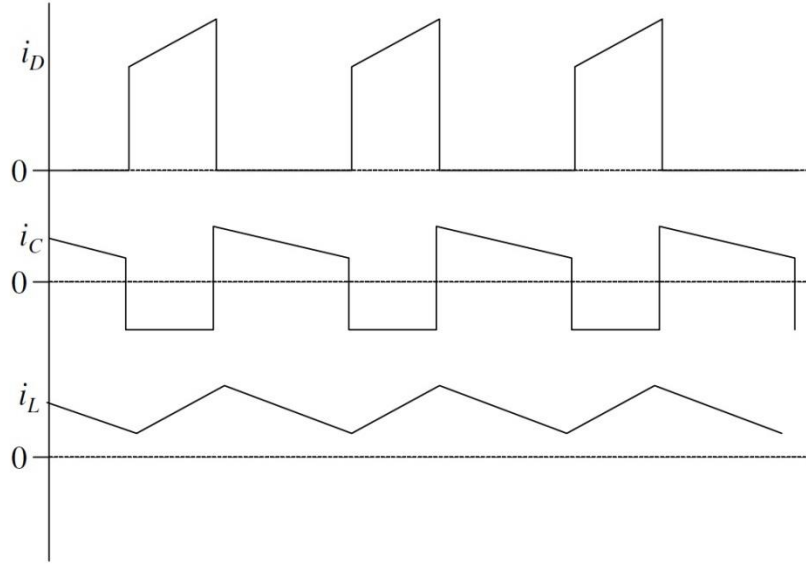
$$D = \left[ \frac{4 V_0}{27 V_i} \left( \frac{V_0}{V_i} - 1 \right) \frac{I_0}{I_{OB(max)}} \right]^2 \quad (2.22)$$

### 2.2.1.3. Alçaltıcı-Yükseltici Konvertör

Alçaltıcı-yükseltici konvertör giriş gerilimini çıkışta hem yükseltebilen hem de düşürebilen bir konvertördür. Alçaltıcı-yükseltici konvertörün en basit yapılarından biri şekil 2.17’de gösterilmiştir. Temel anahtarlama elemanı olarak çift kutuplu transistör gösterilmiştir fakat bu anahtar bir MOSFET ya da kontrol edilebilir açılıp kapanma özelliği gösteren herhangi bir devre elemanı olabilir. Şekil 2.17’de gösterilen alçaltıcı-yükseltici konvertör gücün dc kaynaktan düşük dalgalanma içeren dc çıkışa doğru olmasını sağlar. DC çıkış gerilim değeri, dc giriş gerilim değerinden alçak veya yüksek olabilir. Bu devrede dalga şekilleri şekil 2.18’de gösterildiği gibi kare dalga olarak görülür (Sinüs dalgası ya da yarı sinüs dalgası üreten devreler de mevcuttur).



Şekil 2.17. Alçaltıcı-yükseltici konvertör devre şekli

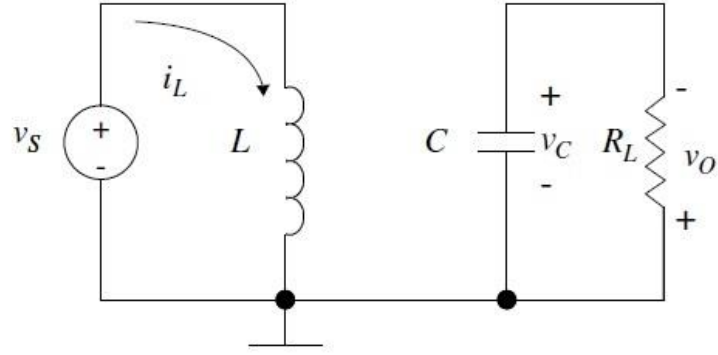


Şekil 2.18. Alçaltıcı-yükseltici konvertör devresindeki dalga şekilleri

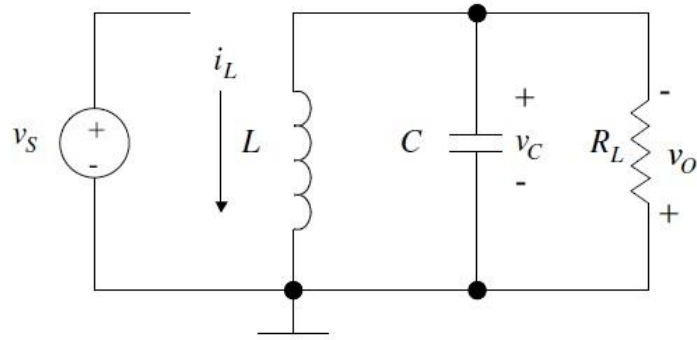
Şekil 2.18’de gösterilen  $i_L$  endüktans üzerinden geçen akımı,  $i_D$  diyot akımını ve  $i_C$  kondansatör akımını göstermektedir.

#### a. Sürekli İletim Modu

Şekil 2.19’da anahtarın kapalı, diyodun ters kutuplandığı durumdaki devre şekli gösterilmiştir. Bu durumda endüktans akımı artacak ve endüktansta enerji depolanacaktır. Kondansatör ise yük üzerinden enerjisini boşaltacaktır ve çıkış gerilimi düşecektir. Anahtarın açık olduğu durum ise şekil 2.20’de gösterilmiştir. Anahtar açık konuma getirildiği zaman endüktans üzerindeki polarite değişir ve üzerinde depolanmış olan enerjiyi kondansatöre aktarır. Endüktans deşarj olurken kondansatör şarj olur ve çıkış gerilimi artar. Çıkış gerilimi üzerinde ise negatif bir gerilim oluşur.



Şekil 2.19. Alçaltıcı-yükseltici konvertörde anahtarın kapalı olduğu durum



Şekil 2.20. Alçaltıcı-yükseltici konvertörde anahtarın açık olduğu durum

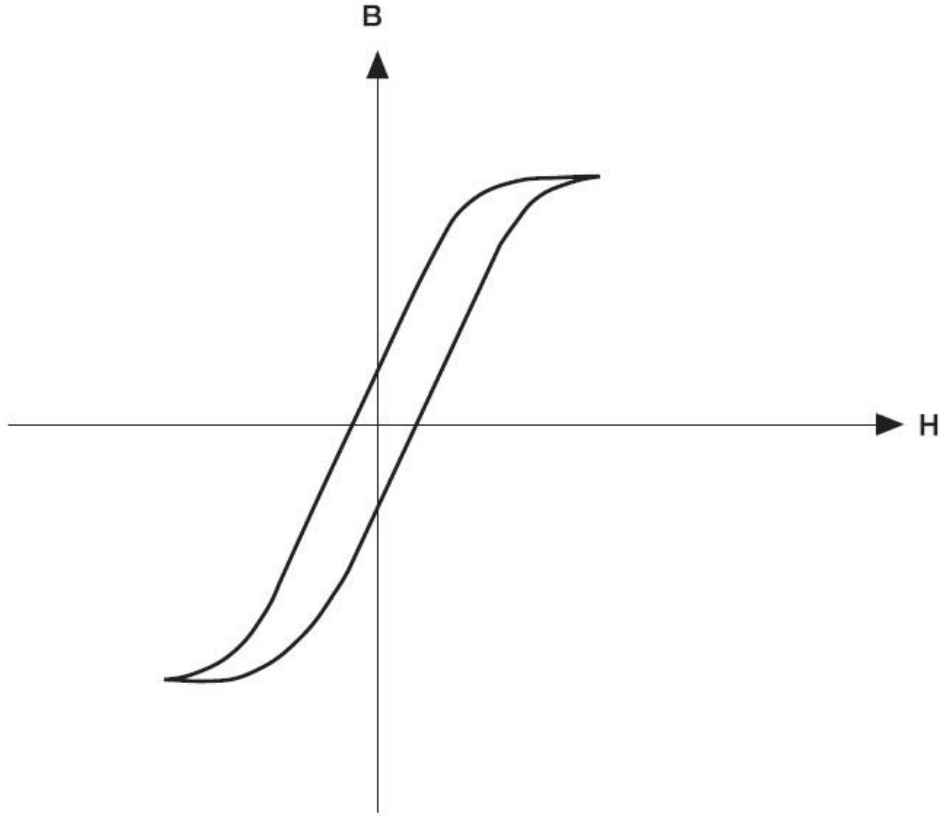
Gerilim oranının görev periyodu cinsinden ifadesi denklem 2.23’de verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (2.23)$$

Denklem 2.23’de  $D=0.5$  olduğunda çıkış gerilimi giriş gerilimine eşit olacaktır. Dolayısı ile  $D=0.5$  noktası alçaltıcı ve yükseltici durum arasındaki sınır noktasıdır.  $D$ ’yi artırtığımız zaman çıkış gerilimi artacaktır,  $D$ ’yi azalttığımız zaman ise çıkış gerilimi azalacaktır.

### 2.2.2. Yalıtımlı Konvertörler

Yalıtımlı konvertörlerde genellikle yüksek frekanslı bir transformator kullanılır. Transformatorün eklenmesi ile maliyet ve kayıplar artacaktır. Ancak çıkışın girişten tamamen izole olmasını gerektiren uygulamalarda kullanılan yalıtımlı konvertörler giriş ve çıkış arasında empedans uyumu da sağlarlar. Yalıtımlı konvertörler şekil 2.21’de gösterilen B-H grafiğindeki manyetik salınım döngülerine göre sınıflandırılırlar. Transformatorün manyetik çalışma noktası aynı çeyrek içinde kalırsa, yalıtımlı konvertör asimetrikdir. Diğer konvertörler ise simetrik olarak adlandırılırlar.



Şekil 2.21. Simetrik konvertörlerde B-H eğrisi

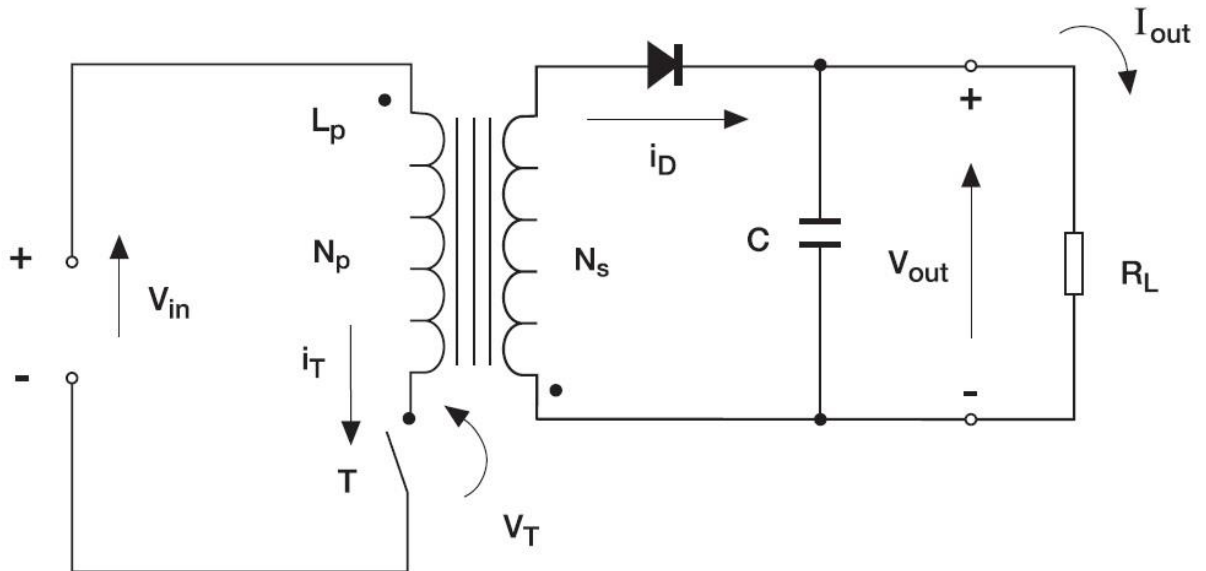
## 2.2.2.1. Asimetrik Konvertörler

### 2.2.2.1.1. Fly Back DC-DC Konvertör

Alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertörden türetilen tek anahtarlı fly back dc-dc konvertörü şekil 2.22’de gösterilmiştir. Alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertörde yer alan bobinin yerine pratikte bobin gibi davranan fly back transformatörü kullanılmıştır. Yalıtımın yanı sıra, transformatörün dönüştürme oranı değiştirilerek çıkış geriliminin ayarlanması da sağlanır. Transformator kullanıldığı için birden fazla çıkış elde etmek mümkündür.

Transformatörün sekonder gerilimi primer gerilimine göre ters polariteli olduğu için alçaltıcı-yükseltici konvertör ile karşılaştırıldığında diyot ve kondansatörün gerilimi ters olur.

T anahtarı iletimde iken, transformatörün primer sargısında enerji depolanır. Transformatörün sekonder kısmı ise diyotu kesime sokarak girişten çıkışa doğru güç iletimi kesilir. T anahtarı kesimde olduğu zaman primer sargıda depolanan enerji sekonder sargıya transfer edilir ve bu enerji diyot üzerinden geçerek çıkış akımını oluşturur (Erickson, 2007).



Şekil 2.22. Yalıtımlı fly back dc-dc konvertör devre şekli

Transformatör için dönüştürme oranı 'n' denklem 2.24'de verilmiştir. Fly back dc-dc konvertörünün dc gerilim dönüştürme oranı transformatör üzerinde gerilim-saniye denge kuralı uygulanarak denklem 2.25'deki gibi elde edilir.

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.24)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1-D} = \frac{1}{n} \frac{D}{1-D} \quad (2.25)$$

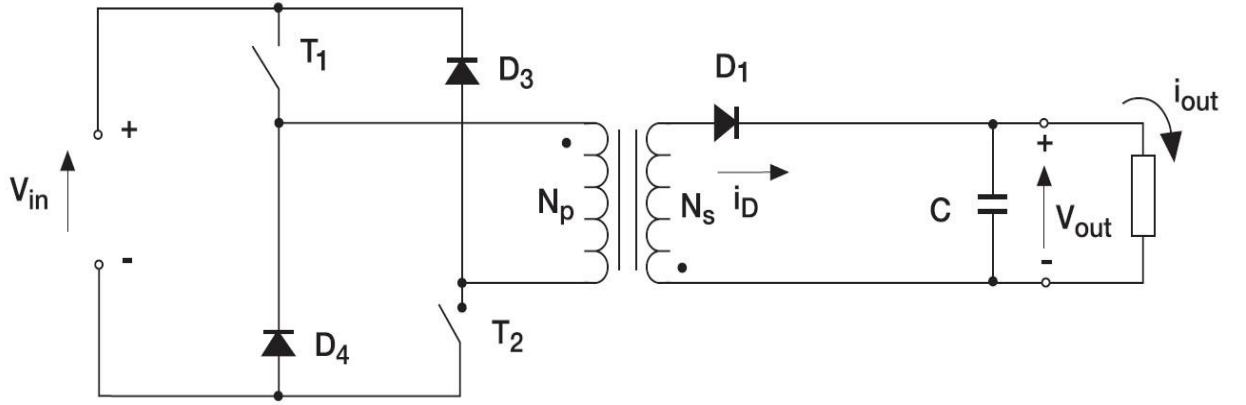
Fly-back konvertörünün yapısının basit olmasından dolayı 30W-250W arası düşük güçlü uygulamalarda diğer yalıtımlı konvertörlere göre kullanımı daha yaygındır. Ayrıca tek bir depolama bobinine ihtiyaç duyması diğer yalıtımlı konvertörlere göre avantajdır. Fakat çıkış akımının 10 A'ı geçtiği uygulamalar için uygun değildir.

#### **a. Tek Anahtarlı ve Çift Anahtarlı Fly Back Konvertör**

Şekil 2.22'te gösterilen tek anahtarlı fly back konvertörde anahtarın kesime gittiği her durumda anahtar uçlarına aşırı gerilim uygulanır. Bu aşırı gerilimin tepe noktası, anahtarlama periyoduna, devrede kullanılan kondansatöre ve transformatördeki sızıntı endüktasına bağlıdır. Bu yüzden tek anahtarlı fly back konvertörlerin hemen hemen hepsinde bu aşırı gerilimi sınırlamak için frenleme (snubber) devresi kullanılır.

Şekil 2.23'de gösterilen çift anahtarlı fly back konvertörde transformatördeki sızıntı endüktansı tek anahtarlı duruma göre daha az önemlidir. Çift anahtarlı fly back konvertör, tek anahtarlı fly back konvertöre göre daha yüksek frekanslarda çalışma imkânı sunar ve verimliliği de daha iyidir. Çift anahtarlı fly back konvertör, asimetrik yarım köprü fly back olarak da adlandırılır.





Şekil 2.23. Çift anahtarlı yalıtımlı fly back dc-dc konvertör devre şekli

## b. Süreksiz ve Sürekli Durum

Transformatörün primer sargısının tamamen manyetik olup olmamasına göre süreksiz ve sürekli olmak üzere iki farklı çalışma durumu vardır.

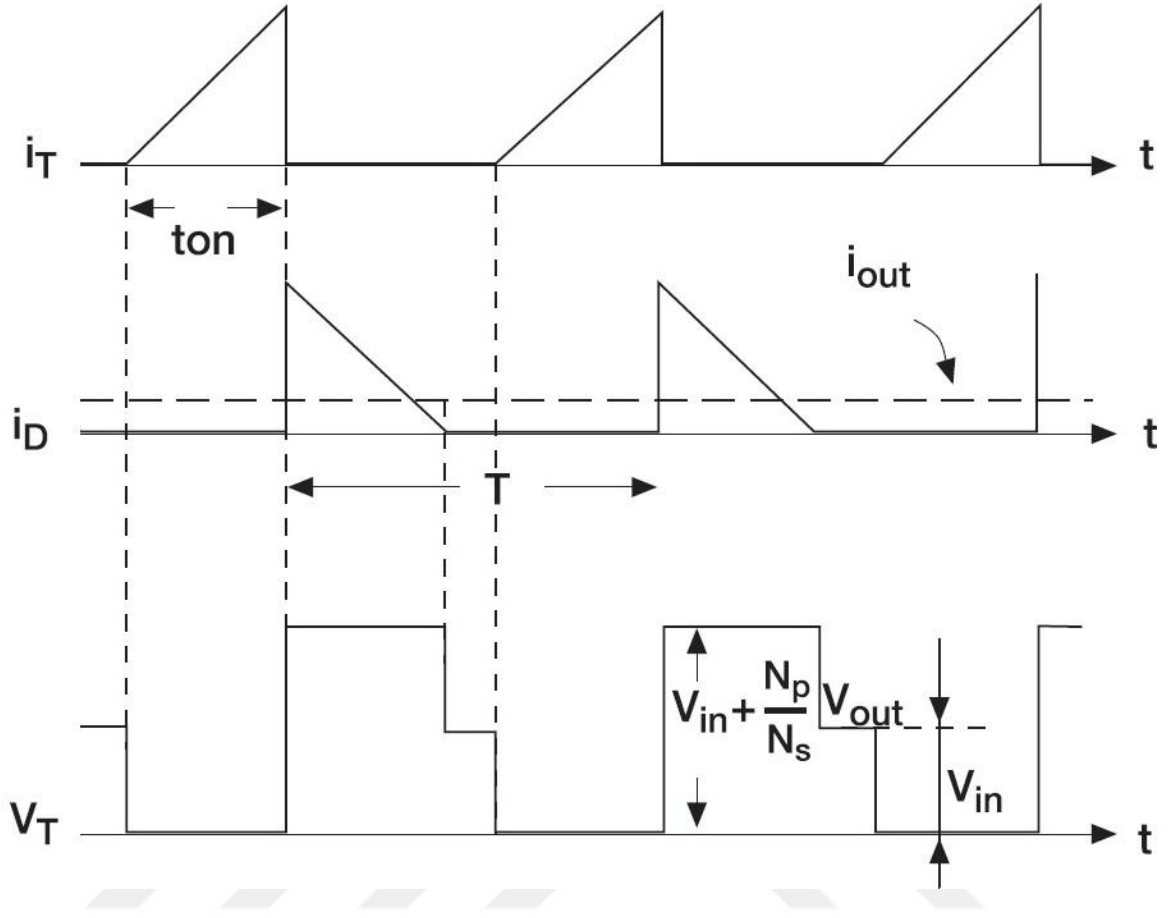
Süreksiz çalışma durumunun avantajları şöyledir;

- Anahtarda sıfır iletim kaybı
- Geçici yük yanıtının iyi olması
- Geri besleme döngüsünün kolaylıkla dengelenmesi

Süreksiz çalışma durumunun dezavantajları ise şöyledir;

- Doğrultucu devresinde ve anahtarlarda aşırı gerilim oluşur.
- Çıkış akımı ve geriliminde yüksek dalgalanmalar oluşur.

Süreksiz çalışma durumu için dalga şekilleri şekil 2.24’de verilmiştir.



Şekil 2.24. Fly back konvertörde süreksiz çalışma durumu için dalga şekilleri

Şekil 2.24’de yer alan  $i_T$  anahtar üzerinden geçen akımı,  $i_D$  diyot üzerinden geçen akımı ve  $V_T$  anahtar üzerindeki gerilimi göstermektedir.

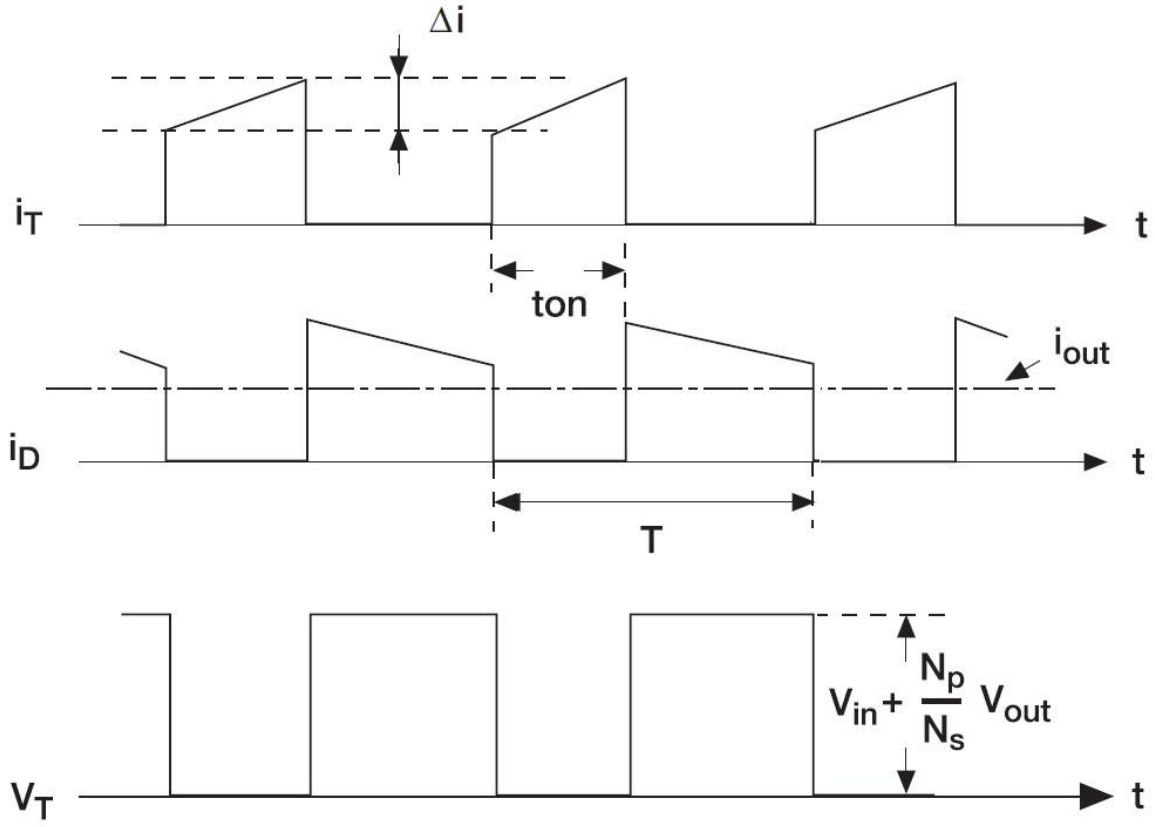
Süreklili çalışma durumunun avantajları şöyledir;

- Doğrultucu ve anahtarlardaki aşırı akım değeri süreksiz çalışma durumunun yarısı kadardır.
- Çıkış akımı ve geriliminde düşük dalgalanmalar oluşur.

Süreklili çalışma durumunun dezavantajları ise şöyledir;

- Geri besleme döngüsünün dengelenmesi zordur.
- Doğrultucuda kurtarma zamanı kayıpları oluşur.

Süreklili çalışma durumu için dalga şekilleri şekil 2.25’te verilmiştir.



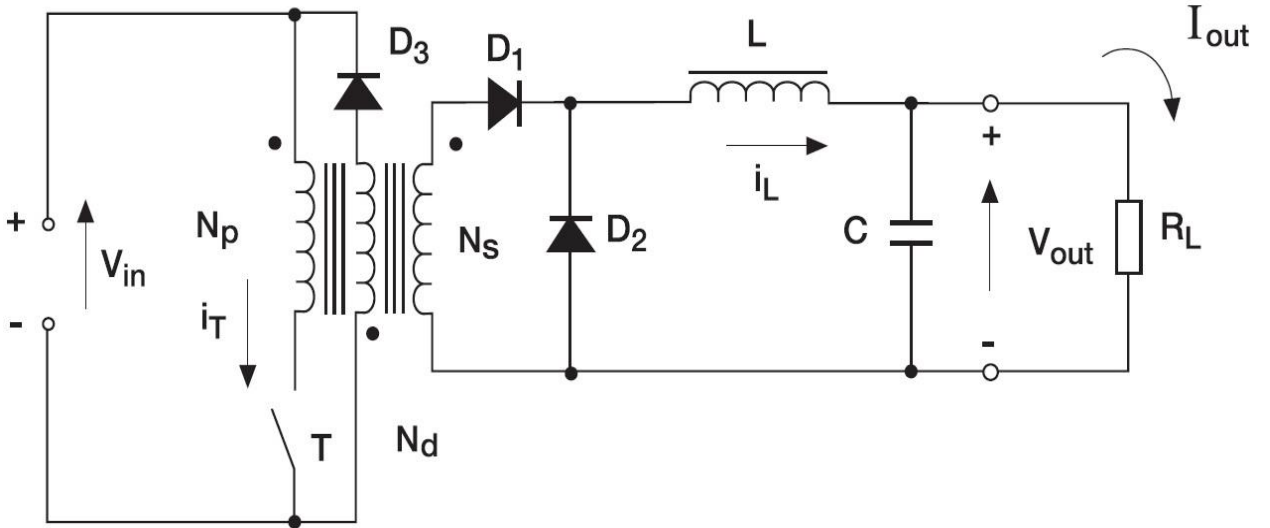
Şekil 2.25. Fly back konvertörde sürekli çalışma durumu için dalga şekilleri

#### 2.2.2.1.2. Forward DC-DC Konvertör

Alçaltıcı konvertörden türetilen forward dc-dc konvertör şekil 2.26'da gösterilmiştir.

Flyback konvertörü gibi forward konvertör de düşük güçlü uygulamalar için daha uygundur. Verimliliği flyback konvertör ile karşılaştırılabilir iken, çıkış kısmında ekstra bobine sahip olması ve yüksek çıkış gerilimine uygun olmaması bu konvertör için dezavantajdır. Ancak çıkış akımının yüksek olduğu uygulamalarda fly back konvertöründen daha avantajlıdır.

T anahtarı iletimde olduğu zaman, giriş gerilim kaynağından çıkışa doğru enerji iletimi sağlanır. Bu çalışma durumunda  $D_1$  üzerinden geçen akım L bobini üzerinde enerji depolanmasını sağlar ve yük üzerinden devresini tamamlar. T anahtarı kesimde olduğu zaman, L bobininde depolanan enerji  $D_2$  diyotu üzerinden boşalır (Erickson, 2007).



Şekil 2.26. Tek anahtarlı yalıtımlı forward dc-dc konvertör devre şekli

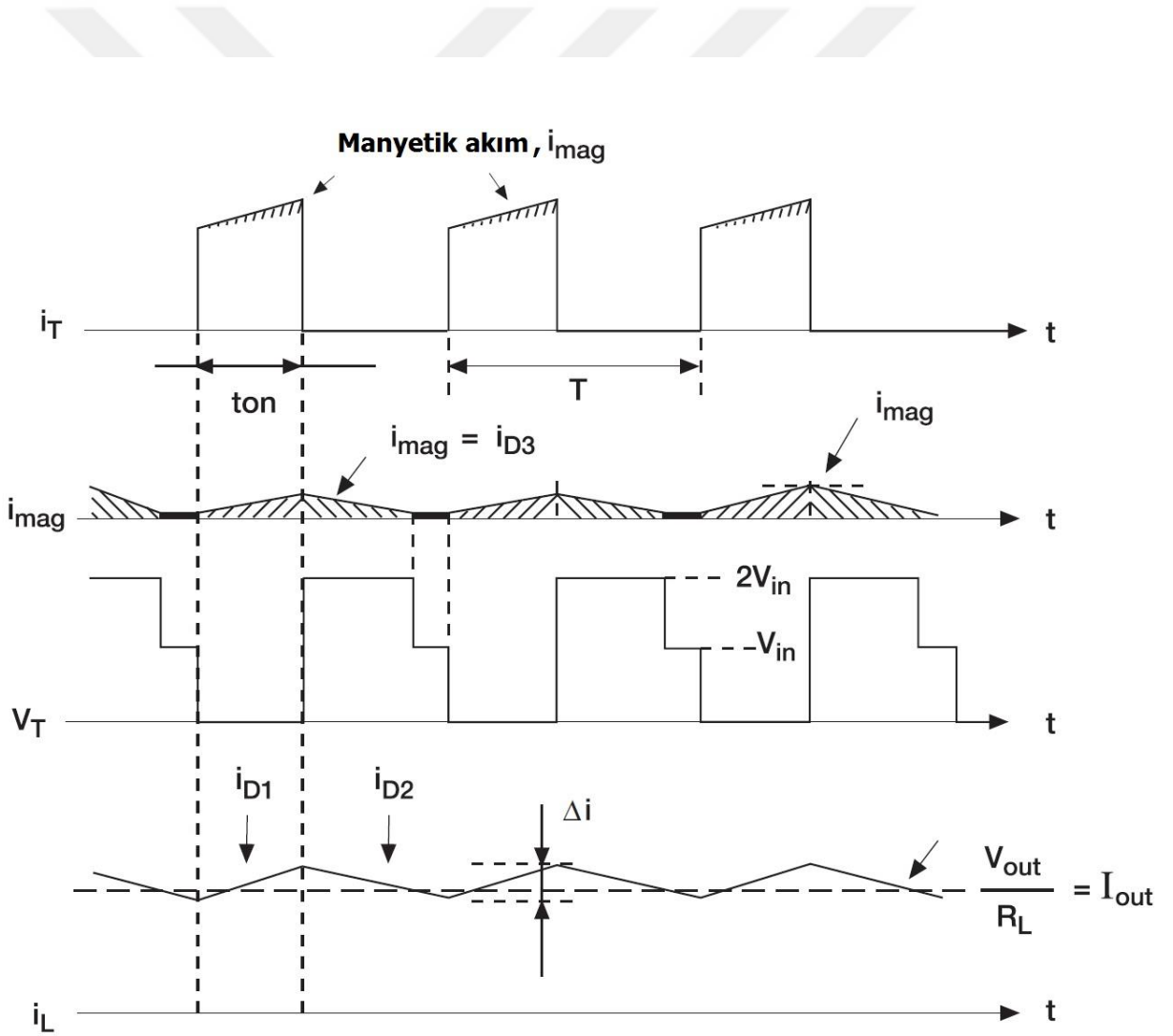
Primer sargısına uygulanan gerilim her zaman aynı polaritede olur. Bundan dolayı transformatör çekirdeğindeki doyumu engellemek için yalıtım transformatörünün çekirdeğinde endüklenen akı iptal edilmelidir. Transformatör çekirdeğindeki ekstra sarımı oluşturan manyetik alanın oluşmasını engelleyen  $N_d$  sarım kolu ve manyetik akımı resetlemek için ters polariteye sahip olan  $D_3$  diyotu sayesinde akı iptal etme işlemi yapılır. Transformatör çekirdeğini resetlemek için  $N_p$  ve  $N_d$  sarımlarına bağlı olarak maksimum anahtarlama görev periyodu oluşur. Bobin üzerinde gerilim-saniye denge kuralı uygulanarak forward dc-dc konvertörün dc gerilim dönüştürme oranı denklem 2.26'daki gibi elde edilir.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (2.26)$$

### a. Tek Anahtarlı ve Çift Anahtarlı Forward Konvertör

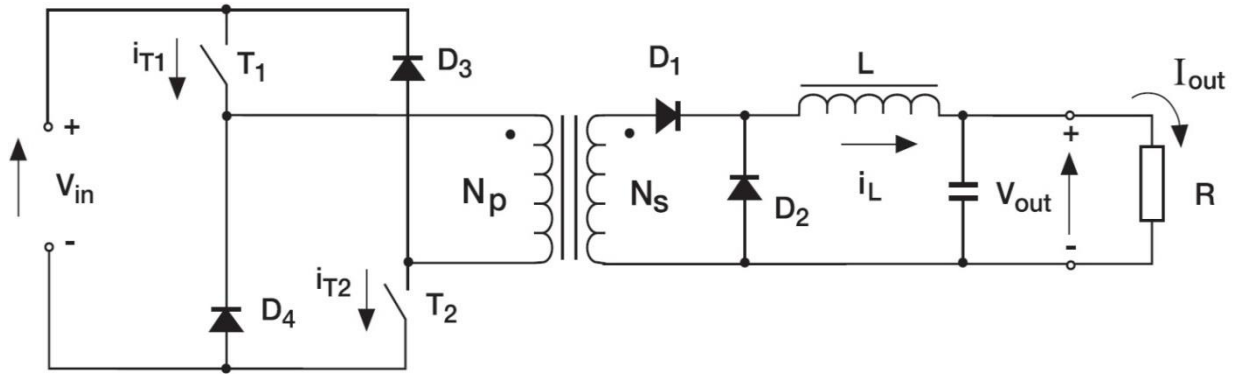
Şekil 2.26'da gösterilen tek anahtarlı forward konvertörde primer sargısında depolanan enerji  $N_d$  sargısı sayesinde kaynağa geri verilir. Genellikle  $N_d$  sargısı ile primer sargısının sarım sayıları aynıdır.

Bu yüzden anahtar kesimdeyken anahtar, giriş geriliminin iki katı kadar bir gerilime dayanmalıdır.  $N_d$  ve primer sargıları, anahtar kesime giderken anahtar uçlarında oluşan bir gerilim, teoride giriş geriliminin iki katından daha yüksek, sıçramasını azaltmak için birbirlerine sıkıca bağlanmalıdır. Şekil 2.27'de tek anahtarlı forward konvertör için dalga şekilleri verilmiştir.

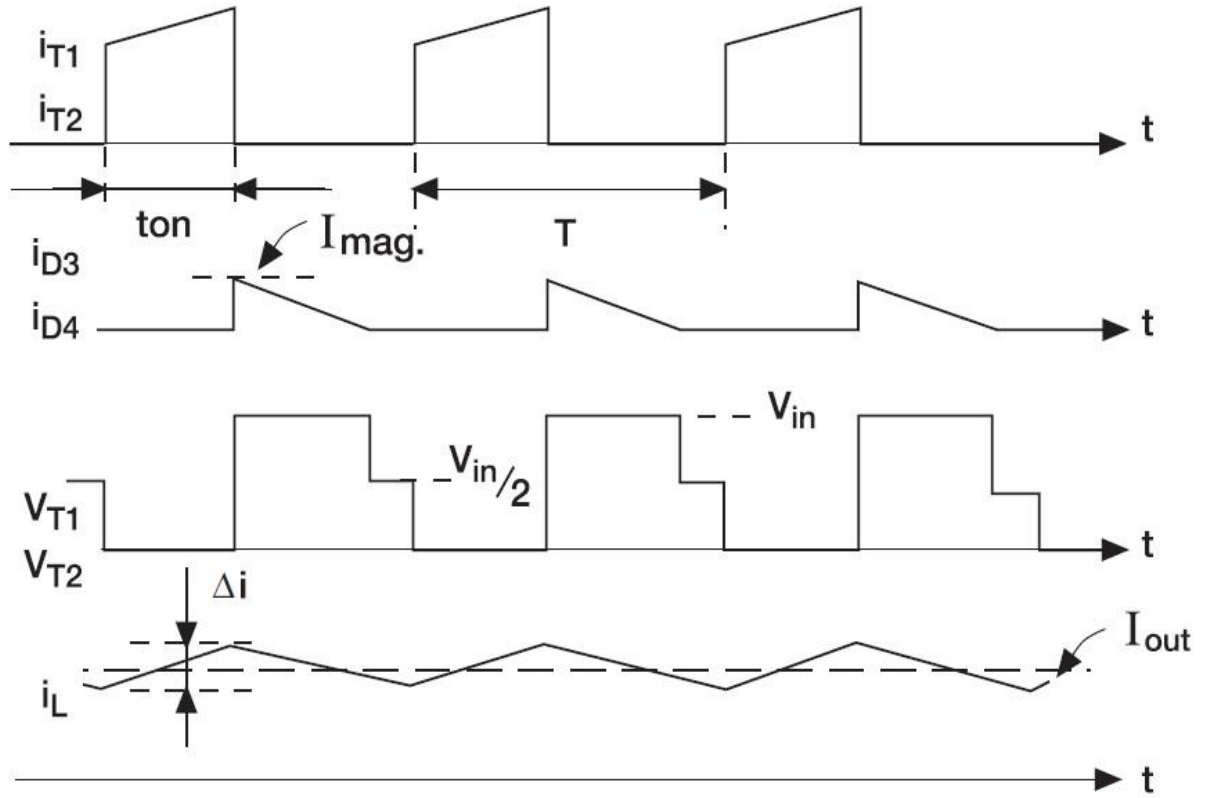


Şekil 2.27. Tek anahtarlı forward konvertörde dalga şekilleri

Asimetrik yarım köprü forward konvertör olarak da bilinen çift anahtarlı forward konvertörde, primer endüktansta depolanan manyetik enerji  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları üzerinden otomatik olarak çıkış kondansatörüne iletilir. Şekil 2.28’de çift anahtarlı forward konvertörünün devre şekli gösterilmiştir. Şekil 2.29’da ise çift anahtarlı forward konvertörde dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 2.28. Çift anahtarlı forward konvertör devre şekli



Şekil 2.29. Çift anahtarlı forward konvertörde dalga şekilleri

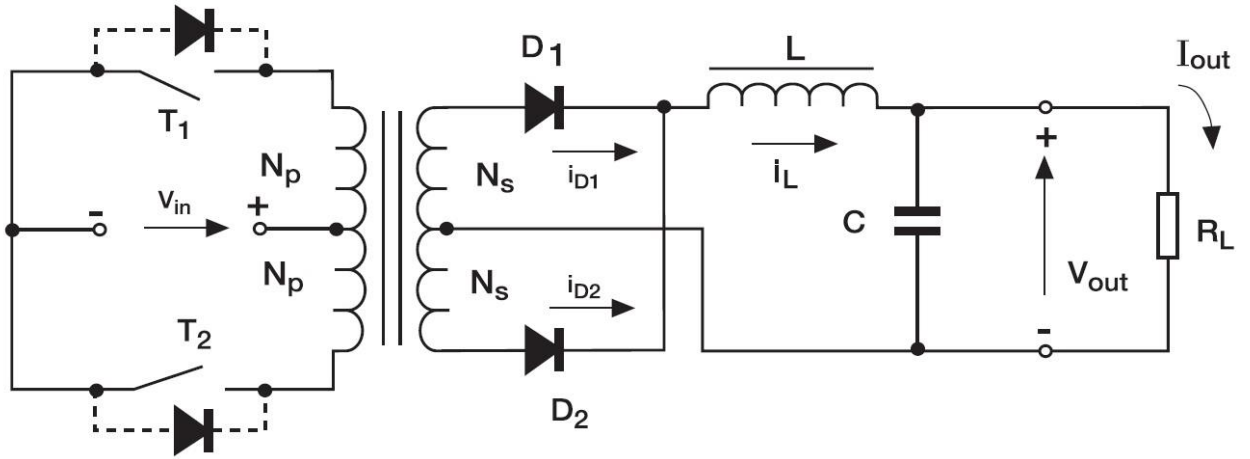
### 2.2.2.2. Simetrik Konvertörler

Bu tür konvertörler her zaman çift sayıda anahtar kullanırlar. Asimetrik konvertöre göre transformatörün manyetik özelliğinden daha iyi faydalanırlar. Bu yüzden küçük boyut ve düşük ağırlık elde edilebilir. En yaygın simetrik konvertörler şöyledir.

- Push-Pull dc-dc konvertör
- Yarım köprü dc-dc konvertör
- Tam köprü dc-dc konvertör

#### 2.2.2.2.1. Push-Pull DC-DC Konvertör

Şekil 2.30'da gösterilen push-pull dc-dc konvertör, alçaltıcı konvertör ve forward konvertörden türetilmiştir.



Şekil 2.30 Yalıtımlı push-pull dc-dc konvertör devre şekli

Push-pull konvertörü fly back ve forward konvertörüne göre transformatör çekirdeğini daha verimli kullanır. Yüksek güçlü uygulamalarda kullanımının uygun olması fly back ve forward konvertörüne göre avantajdır. Ancak push-pull konvertörde anahtarlama kontrolü oldukça zordur, çünkü aynı anda her iki anahtarın iletimde olmaması sağlanmalıdır. Aksi takdirde transformatörde, anahtar üzerinde yüksek akım ve düşük empedansa sebebiyet verecek eşit ve ters bir akı oluşur. Diğer bir dezavantajı ise anahtarlar üzerinde çok yüksek baskıların olmasıdır.

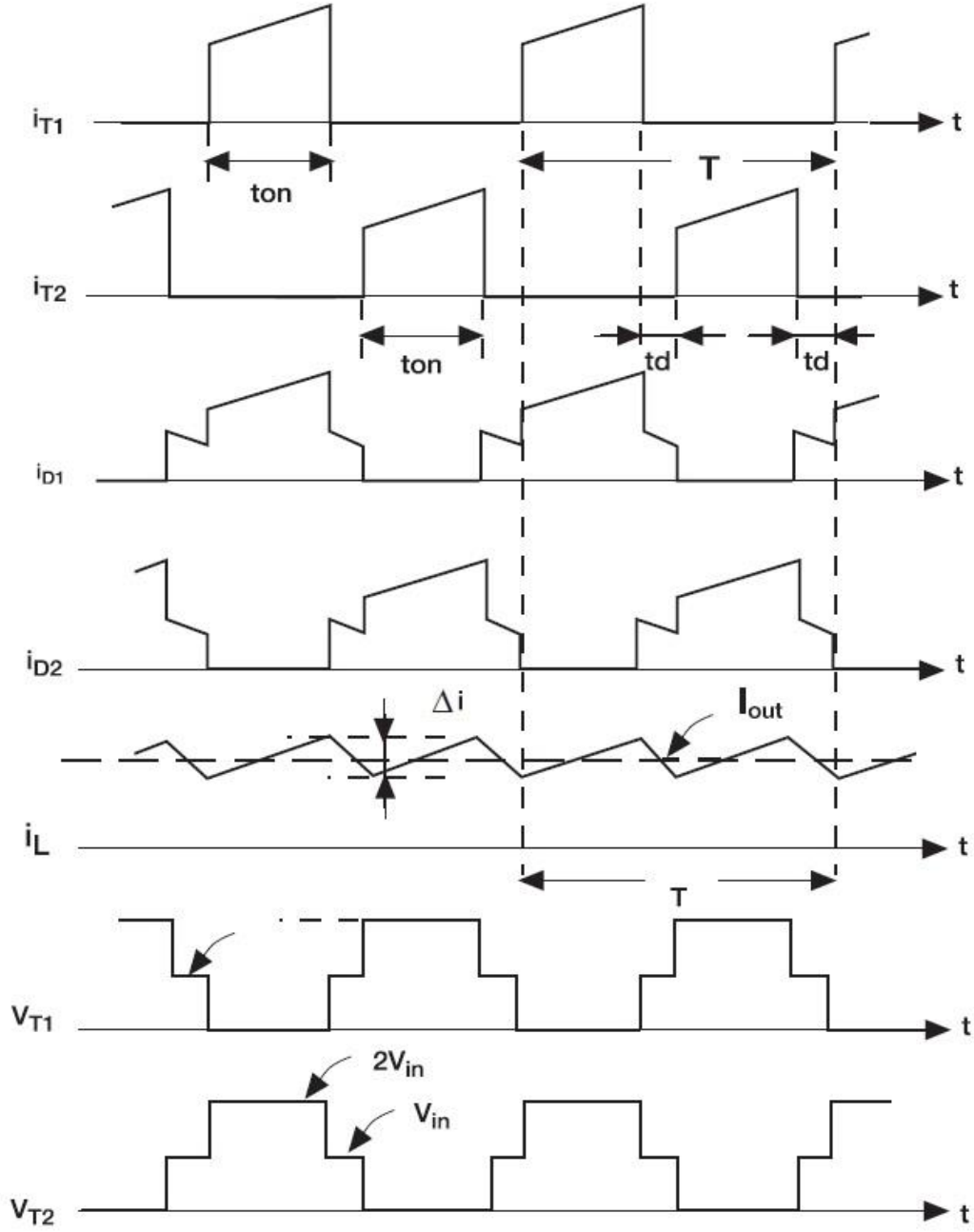
Güç iletiminin olduğu süre boyunca ya  $T_1$  ve  $D_1$  ya da  $T_2$  ve  $D_2$  eş zamanlı ilettime geçerek L bobinini şarj eden yük akımını oluştururlar.  $T_1$  ve  $T_2$  anahtarları kesimde oldukları zaman,  $I_0$  yük akımı L bobini üzerinde depolanan enerjiden sağlanır. Bu yük akımı  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları üzerinde eşit olarak paylaşılır.

Bir anahtarın kesime girdiği süre ile diğer anahtarın ilettime geçeceği süre arasında iki anahtarın aynı anda iletimde olmasını engellemek için bir ölü zamana gerek duyulur. Push-pull dc-dc konvertörünün dc gerilim dönüştürme oranı denklem 2.27’de verilmiştir. Simetrik konvertörler birbirlerini etkiledikleri için simetrik konvertörlerde snubber devresi dikkatlice tasarlanmalıdır. Anahtarlar giriş geriliminin iki katı bir gerilime dayanmalıdır. Şekil 2.31’de push-pull konvertör için dalga şekilleri verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{DC}} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (2.27)$$



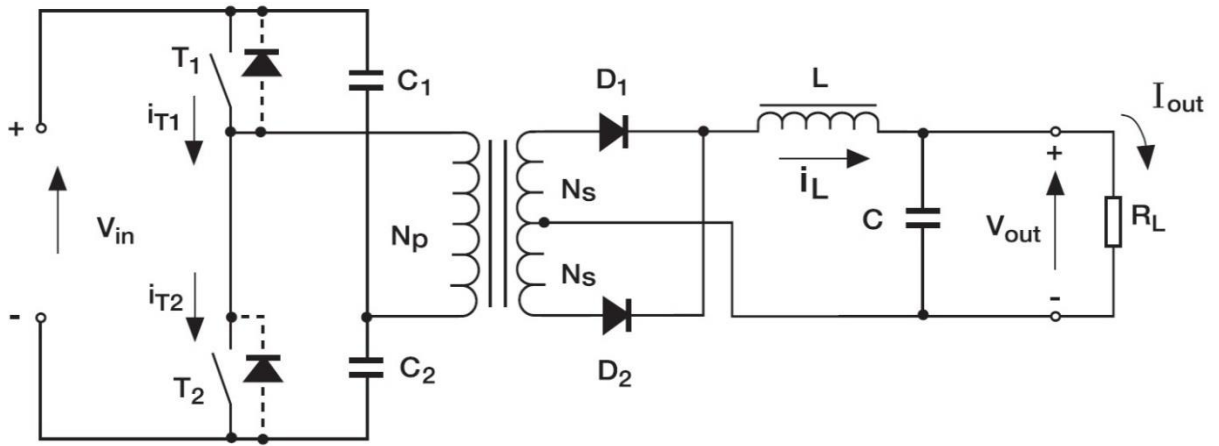
Denklem 2.27’de gösterilen  $D$ , her anahtar için görev periyodudur ve 0.5 değerini geçemez.



Şekil 2.31. Push-pull konvertörde dalga şekilleri

### 2.2.2.2. Yarım Köprü DC-DC Konvertör

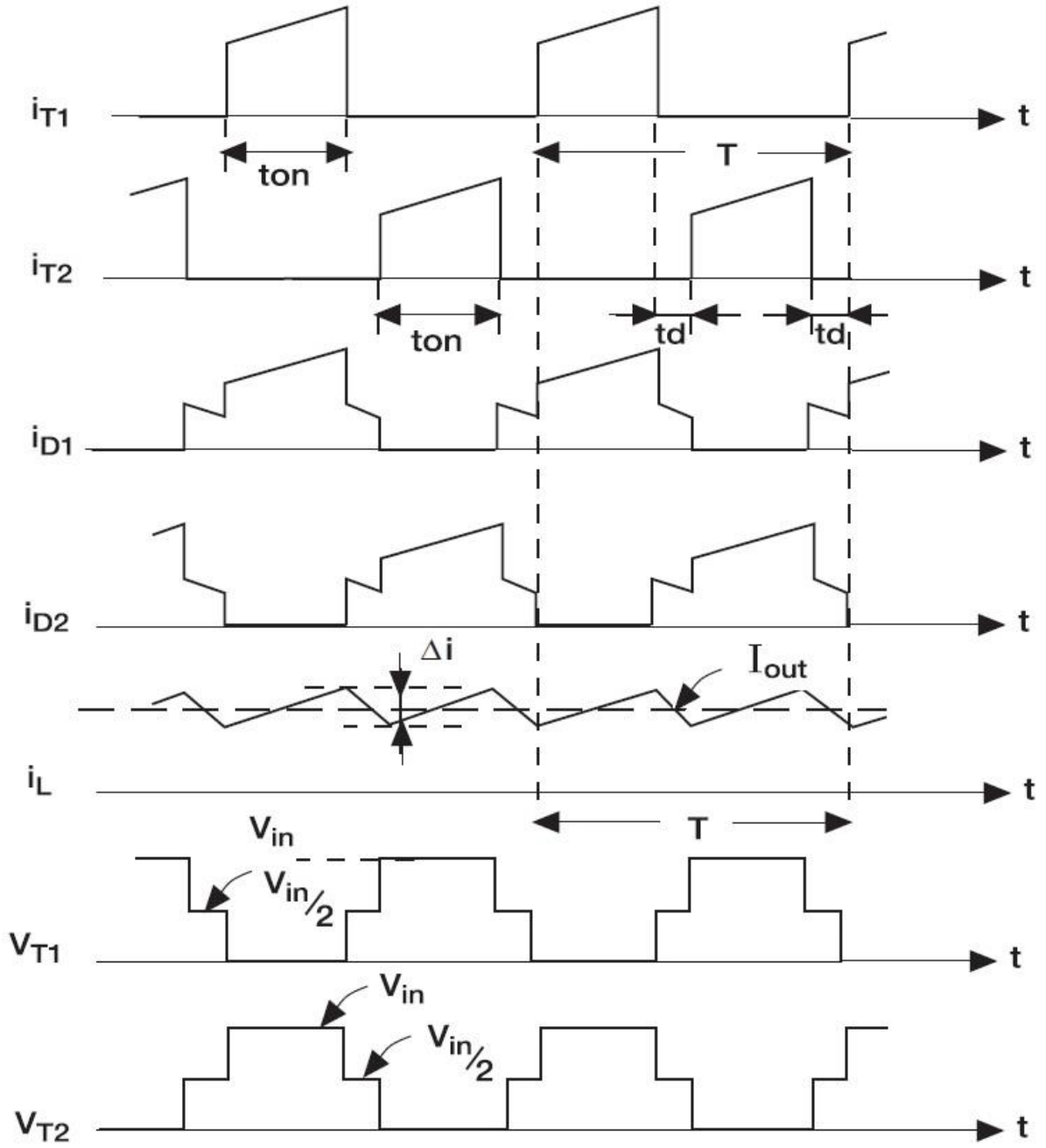
Şekil 2.32’de gösterilen yarım köprü dc-dc konvertörün çalışma şekli push-pull dc-dc konvertörün çalışma şekli ile aynıdır. Push-pull konvertörü gibi yüksek güçlü uygulamalar için uygundur. Diğer taraftan çıkış akım değeri push-pull konvertöre göre daha yüksek değerdedir.



Şekil 2.32. Yalıtımlı yarım köprü dc-dc konvertör devre şekli

Eşit değerlere sahip olan  $C_1$  ve  $C_2$  kondansatörleri giriş  $V_{in}$  gerilim kaynağının uçlarına seri olarak bağlanmıştır ve yüksek frekanslı transformatörün primer sargısı için  $V_{in}$ 'nin yarısı kadar bir gerilim oluştururlar. Bu nedenle  $T_1$  ve  $T_2$  anahtarları aynı görev periyodunda iletimde iken, transformatörün primer sargısına  $-V_{in}/2$  ya da  $V_{in}/2$  gerilimi uygulanır. Transformatörün sekonder kısmının çalışması push-pull konvertörünün sekonder kısmının çalışması ile aynıdır. Ayrıca köprü ayaklarında kısa devreyi önlemek için peş peşe iletime geçen anahtarlar arasında ölü zaman olması zorunludur. Yarım köprü dc-dc konvertör için dc gerilim dönüştürme oranı denklem 2.28’de verilmiştir. Şekil 2.33’de yarım köprü konvertördeki dalga şekilleri verilmiştir. Denklem 2’de gösterilen  $D$ , maksimum 0.5 değerini alabilir (Uslu, 2006).

$$\frac{V_o}{V_{DC}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (2.28)$$

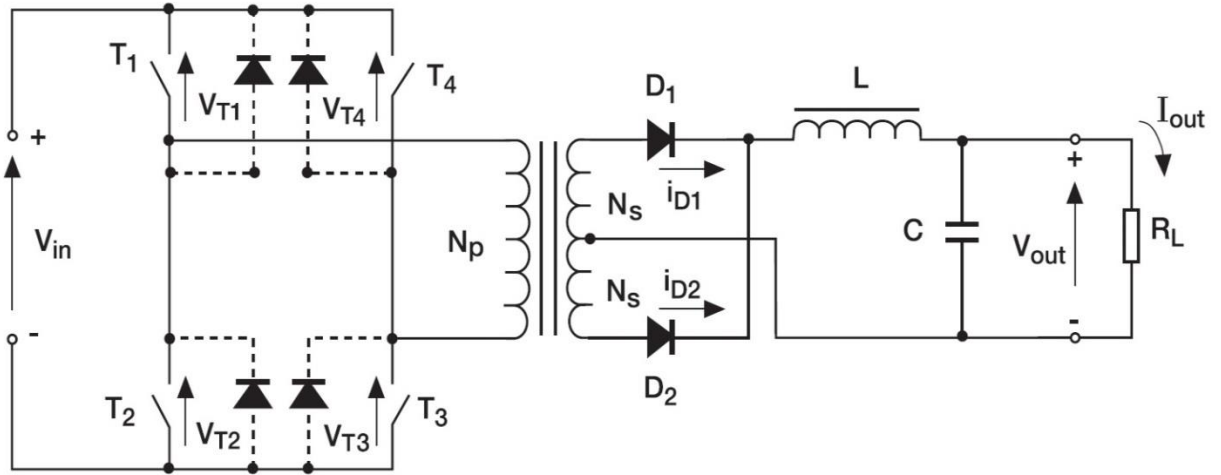


Şekil 2.33. Yalıtımlı yarım köprü dc-dc konvertörde dalga şekilleri

### 2.2.2.2.3. Tam Köprü DC-DC Konvertör

Şekil 2.34'te gösterilen tam köprü dc-dc konvertör alçaltıcı dc-dc konvertör ve yarım köprü dc-dc konvertörden türetilmiştir. Yarım köprü dc-dc konvertörde kullanılan  $C_1$  ve  $C_2$  kondansatörlerinin yerini kontrol edilebilir anahtarlar almıştır.  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  ve  $T_4$

anahtarlarının aynı görev periyodu değerinde sırasıyla ilettime geçirilmesi ile transformatörün primer sargısına  $-V_{in}$  veya  $V_{in}$  gerilimi uygulanır. Çıkış tarafının çalışma prensibi push-pull dc-dc konvertörün çalışma prensibi ile aynıdır.



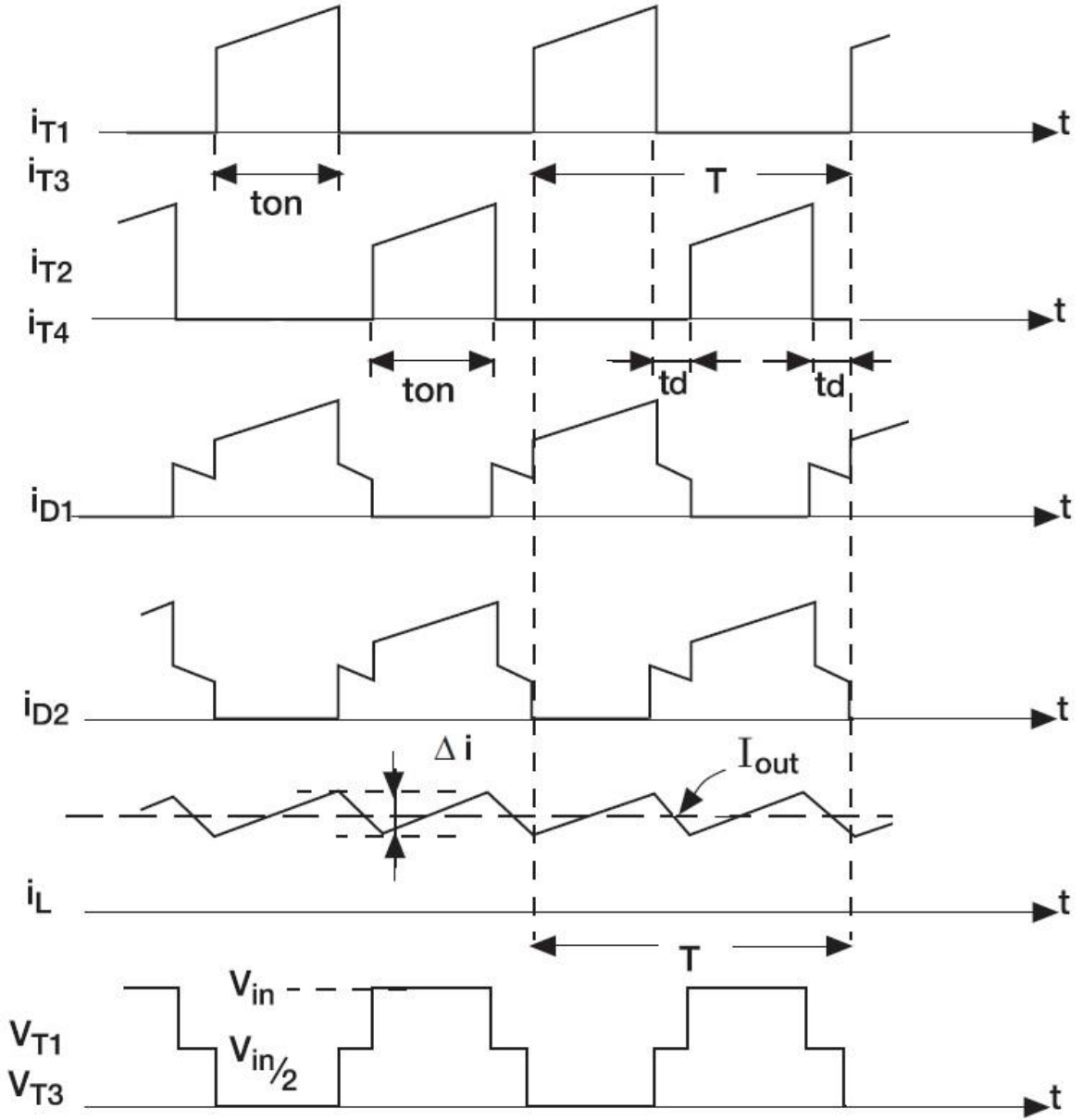
Şekil 2.34. Yalıtımlı tam köprü dc-dc konvertör devre şekli

Tam köprü dc-dc konvertörde DC gerilimi dönüştürme oranı, filtre görevi gören L bobini üzerinde gerilim-saniye denge kuralı uygulanarak elde edilir.  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  ve  $T_4$  anahtarlarının bir çifti  $DT_s$  süresi boyunca iletimde olduğu zaman, filtre görevi yapan L bobini üzerindeki gerilim transformatörün sekonder gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki fark kadardır.  $(1-D)T_s$  süresinde bütün anahtarlar kesimde olduğu zaman, L bobini üzerindeki gerilim çıkış gerilimi ile aynı ve ters polaritelidir. Bu çalışma durumu anahtarlama periyodunun yarısı süresinde tamamlanır. Anahtarlama periyodunun diğer yarısında yine  $DT_s$  süresi boyunca farklı bir anahtar çifti iletimde olacaktır. Bundan dolayı gücün iletildiği toplam süre  $2DT_s$  kadardır. L bobini üzerinde gerilim-saniye denge kuralı uygulandığında denklem 2.29'daki ifade elde edilir. Bu durumda tam köprü dc-dc konvertörde DC gerilimi dönüştürme oranı denklem 2.30'daki gibi elde edilir.

$$\left(\frac{N_s}{N_p} V_{DC} - V_0\right) 2DT_s - V_0(1 - 2D)T_s = 0 \quad (2.29)$$

$$\frac{V_o}{V_{DC}} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (2.30)$$

Denklem 2.30'da  $D$  maksimum 0,5 değerini alır. Tam köprü ve push-pull konvertörlerinin devre şekilleri farklı olmasına rağmen, DC gerilim dönüştürme oranları aynıdır. Tam köprü dc-dc konvertörde dalga şekilleri şekil 2.35'te verilmiştir.



Şekil 2.35. Yalıtımlı tam köprü dc-dc konvertörde dalga şekilleri

### 3. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN DC-DC KONVERTÖRLER

Günümüzde dünyada kullanılan araçların büyük çoğunluğu insan hayatı ve çevre için ciddi problemler doğurmaktadır. Hava kirliliği, küresel ısınma ve petrol kaynaklarının azalması ile beraber farklı enerji kaynağı kullanan araçlara yönelim artmıştır. Batarya, süper kondansatör veya yakıt hücresini enerji kaynağı olarak kullanabilen elektrikli araçlar otomotiv endüstrisinin geleceği olarak görülmektedir. Elektrikli araçların çoğu iki farklı depolama birimi kullanır. Birincisi yüksek depolama kapasitesine sahip ve uzun sürüş mesafesi sunabilen ana enerji sistemidir. İkincisi ise yüksek güç kapasitesine sahip, iyi hızlanma ve rejeneratif frenleme sağlayan şarj edilebilir enerji depolama sistemidir.

DC-DC konvertörler elektrikli araçlardaki güç sisteminde farklı gerilim seviyelerini bir birine dönüştürmek için kullanılırlar. Araç tasarımındaki kısıtlamalardan dolayı kullanılacak olan güç konvertörleri güvenilir, düşük ağırlıklı, düşük hacimli, yüksek verimli ve düşük gerilim ve akım dalgalanmaları sunan yapıda olmalıdır.

#### 3.1. Elektrikli Araçlarda Güç Aktarımı

Elektrikli araçlar yakıt hücresi, batarya ve süper kondansatör gibi farklı enerji kaynaklarını elektronik sürücü sistemlerine güç sağlamak amacı ile kullanan araçlardır. Elektrikli araçlarda ana güç kaynağı bir ya da daha fazla enerji depolama biriminden oluşur. Böylelikle sistem maliyeti, ağırlık ve hacim azalırken daha iyi performans elde edilir. Elektrikli araçlarda en sık kullanılan iki enerji kaynağı bataryalar ve süper kondansatörlerdir. Bu enerji kaynakları yakıt hücrelerine farklı şekillerde bağlanabilir. Ancak bu şekilde her cihazdan çekilen güç kontrol edilemez bu yüzden her cihaz uygun olmayan bir durumda çalışabilir. İki cihazın gerilim karakteristikleri de birbirleri ile mükemmel bir şekilde uyuşmalıdır. Örneğin yakıt hücresi ile bataryanın beraber kullanıldığını düşünürsek, batarya gerilimi sabit olduğu için yakıt hücresi her zaman aynı gücü sağlamalıdır. DC-DC konvertörler kullanıldığı zaman cihazlarda gerilim değişimleri olabilir ve her cihazın gücü kontrol edilebilir (Schaltz ve Rasmussen, 2008).

Elektrikli araçların güç sistemleri için yüksek güçlü dc-dc konvertörler gereklidir. Kullanılacak olan dc-dc konvertörün gücü, aracın çıkabileceği maksimum hız, 0-100 km

arasını alacağı süre, ağırlık ve maksimum tork gibi değişkenlere bağlıdır (Büchi vd., 2006). Yolcu araçları için konvertörün gücü genellikle 20 kW ile 100 kW arasında değişmektedir.

### **3.2. Elektrikli Araçlarda DC-DC Konvertörler**

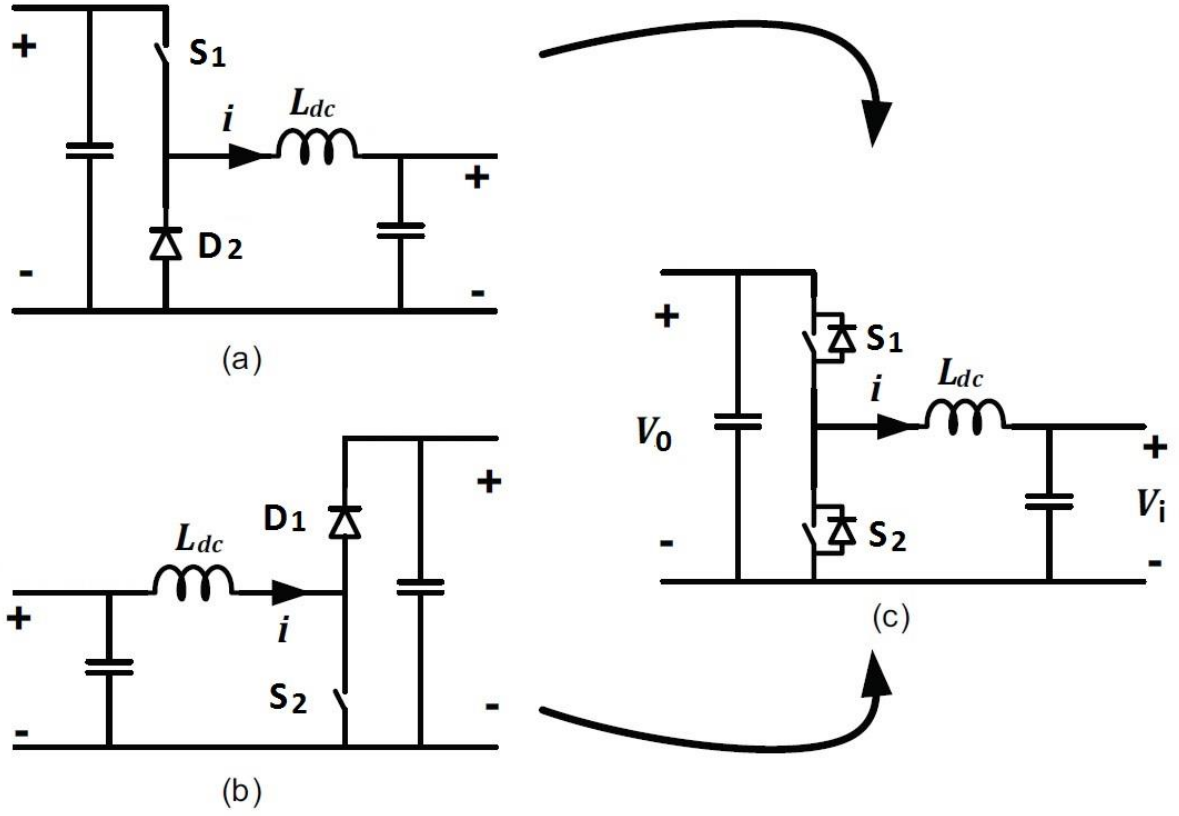
Elektrikli araçlardaki güç kaynağının farklı tasarımları göstermiştir ki en az bir dc-dc konvertöre ihtiyaç vardır. DC-DC konvertörlerde giriş gerilimi çıkış gerilimine dönüştürülürken, giriş enerjisi geçici olarak depolanır ve çıkışa aktarılır. Bu depolama ya bobin, transformatör gibi manyetik alan depolama bileşenleri ile ya da kondansatör gibi elektrik alan depolama bileşenleri ile yapılabilir.

DC-DC konvertörler enerji akışını girişten çıkışa doğru tek yönlü olacak şekilde tasarlanabilirler ancak nerdeyse bütün dc-dc konvertör tasarımları çift yönlü enerji akışını sağlayacak şekilde yapılır.

Elektrikli araçlarda elektrik enerjisi batarya veya süper kapasitörler ile depolanmaktadır. Ayrıca dört bölgeli çalışma ile motorun rejeneratif frenlemesi yoluyla bataryaların sabit bir akımla şarj edilmesi de sağlanmaktadır. Elektrikli araçlarda kullanılacak akümülatörlerin uzun ömürlü olması tasarım ve güvenilirlik açısından önemlidir. Akümülatörlerin uzun ömürlü olması ve verimliliğinin düşmemesi için sabit akımla şarj edilmeleri gerekmektedir. Bu ihtiyacı karşılayacak çift yönlü bir dc-dc konvertör tasarımı elektrikli araçların uzun yol kat etmelerini de sağlayacaktır.

#### **3.2.1. Çift Yönlü Yarım Köprü DC-DC Konvertör**

Şekil 3.1’de gösterilen dc-dc konvertör alçaltıcı ve yükseltici konvertörün ters paralel yapıda bağlanması ile elde edilmiştir. Motoring çalışma durumunda konvertörün yükseltici özelliği kullanılarak batarya gerilimi yükseltilir ve motor akımındaki dalgalanmaları azaltmak için giriş gerilimi kontrol edilir. Diğer yandan konvertörün alçaltıcı özelliği kullanılarak rejeneratif frenlemeden elde edilen enerji ile bataryayı besleyen akım elde edilir.

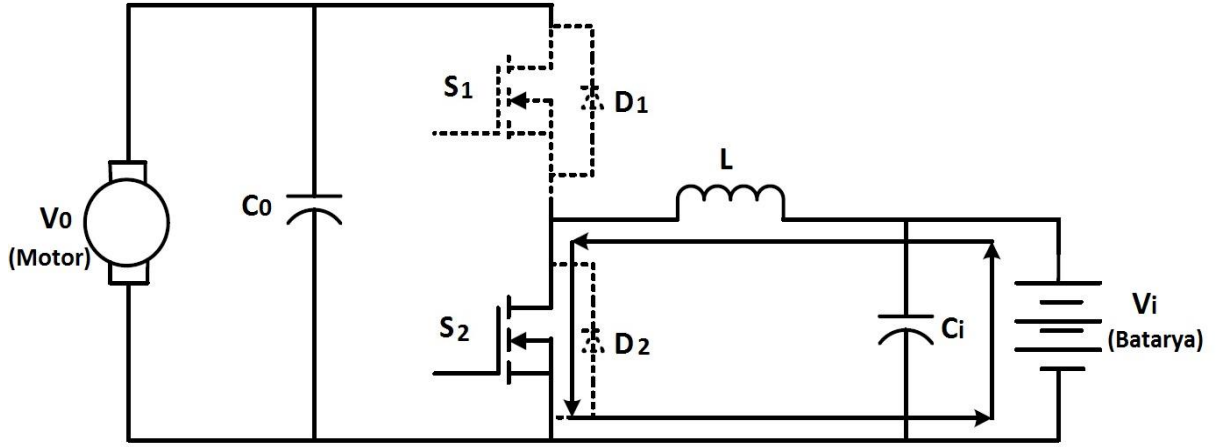


Şekil 3.1. Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertör devre şekli (Karshenas, 2011)

### a. Çift Yönlü Yarım Köprü DC-DC Konvertörün Çalışması

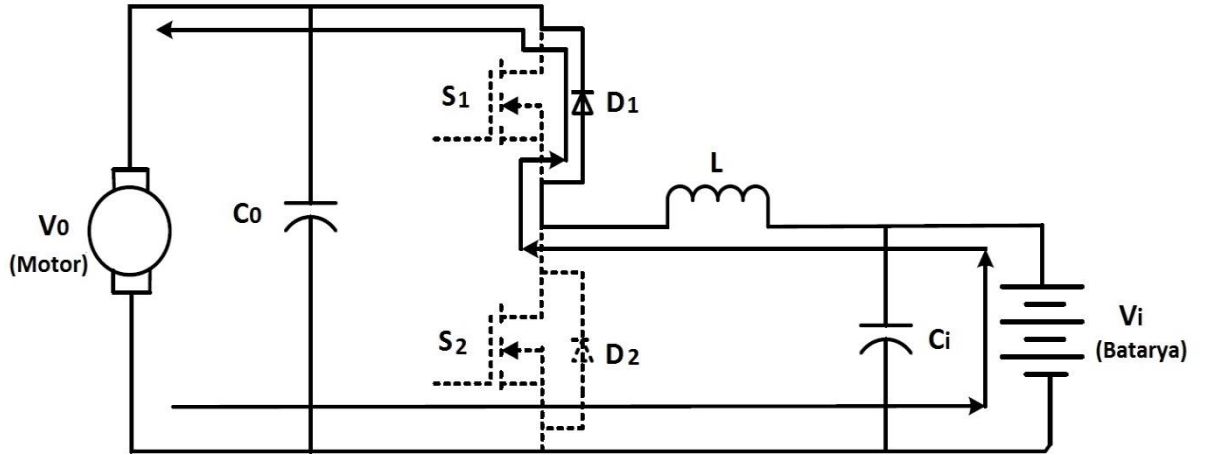
Motoring çalışma durumu olan yükseltici durumda batarya gerilimini motorun fazlar arası gerilim seviyesinden daha yüksek bir gerilim seviyesine yükseltmek için  $S_2$  anahtarı ilettime girerken  $S_1$  anahtarı kesime gider.  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları ters polarlanır ve L bobini enerjisini bataryadan sağlayarak enerji depolar (Silvestre, 2008). Bu durumu gösteren devre şekli Şekil 3.2’de gösterilmiştir.





Şekil 3.2. Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde motoring çalışma durumu ( $S_2$  anahtarı iletimde,  $S_1$  anahtarı kesimde) (Pany vd., 2011)

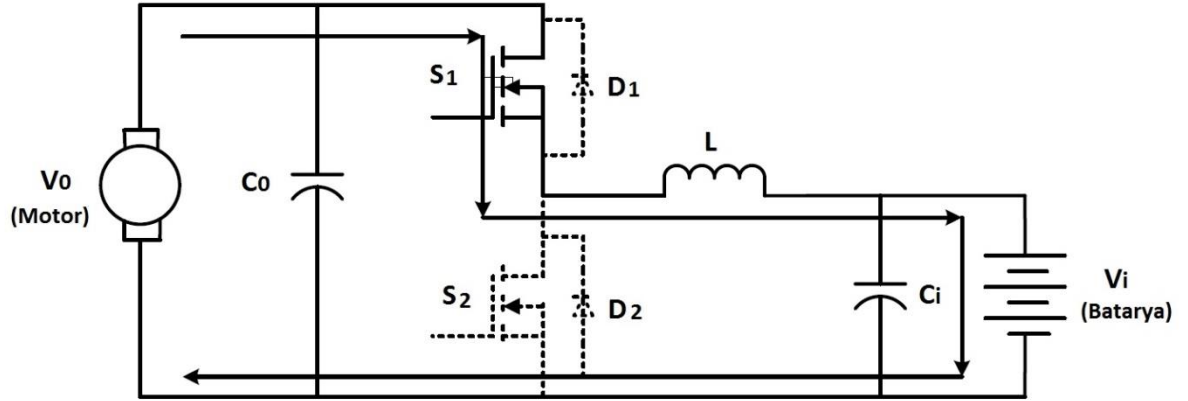
Sonraki durumda ise  $S_2$  anahtarı kesime gittiği zaman  $S_1$  anahtarı halen kesimde olur ve  $D_1$  diyotu doğru polarlanırken  $D_2$  diyotu ters polarlanır. Çıkış kondansatörü  $C_0$  hem bobinde depolanan enerjiden hem de bataryadan beslenir. Bu durum yine motoring çalışma durumudur ve bu durumu gösteren devre şekli şekil 3.3’de gösterilmiştir.



Şekil 3.3. Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde motoring çalışma durumu ( $S_2$  anahtarı kesimde,  $S_1$  anahtarı kesimde)

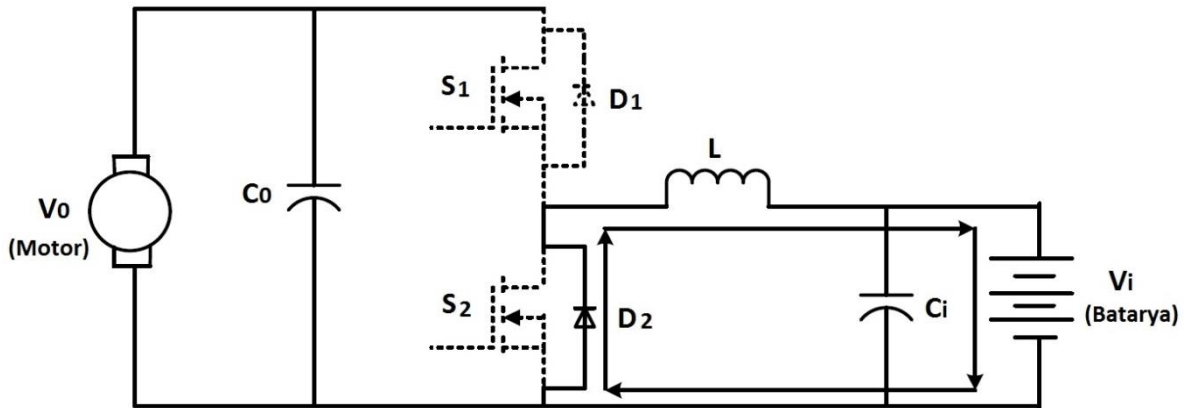
Motoring çalışma durumunda konvertör yükseltici olarak çalıştığı için motoru ileri yönde sürmek için batarya gerilimi,  $S_2$  anahtarının görev periyodu ayarlanarak yükseltilir.

Frenleme durumu söz konusu olduğu zaman rejenaratif çalışma moduna geçilir ve konvertör alçaltıcı olarak çalışır. Bu durumda  $S_1$  anahtarı iletime geçerken  $S_2$  anahtarı kesimde olur.  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları ters polarlanır ve güç akışı tersine çevrilir. Batarya enerjisini çıkış kondansatörü  $C_0$  ve motordan sağlar. Motor bu durumda generator olarak çalışır. Bu durumu gösteren devre şekli şekil 3.4’te gösterilmiştir.



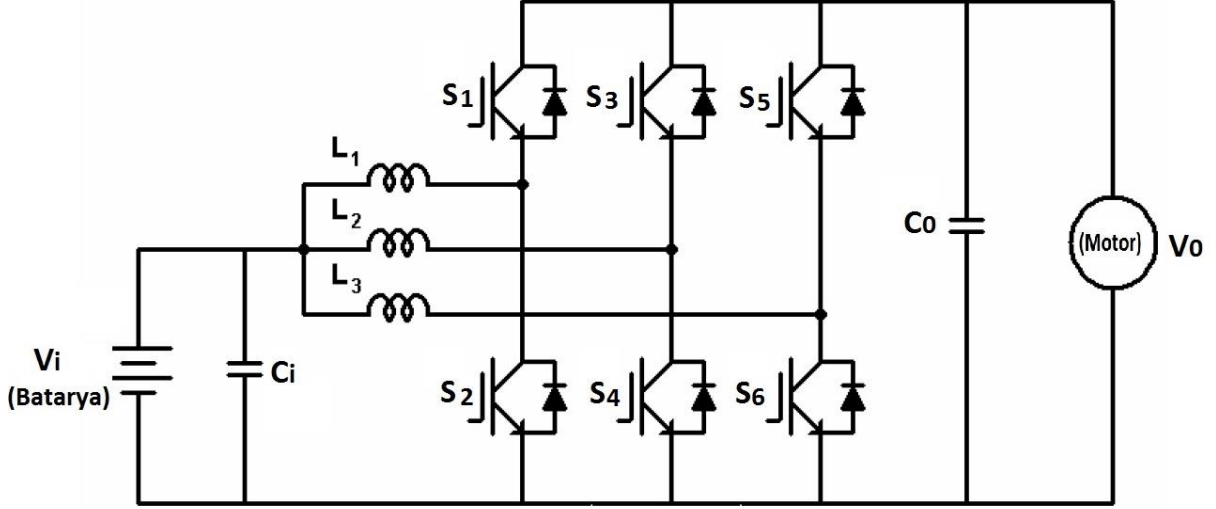
Şekil 3.4. Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde rejenaratif çalışma durumu ( $S_1$  anahtarı iletimde,  $S_2$  anahtarı kesimde)

$S_1$  anahtarının kesime gittiği sonraki rejenaratif çalışma durumunda ise  $S_2$  anahtarı halen kesimde olur.  $D_2$  diyotu doğru polarlanarak akım iletimine izin verir. Bu durumu gösteren devre şekli şekil 3.5’te gösterilmiştir. Rejenaratif çalışma durumunda batarya akımını sabit seviyede tutmak için  $S_1$  anahtarı sabit anahtarlama frekansında ve değişken görev periyodunda çalıştırılır (Pany vd., 2011).



Şekil 3.5. Çift yönlü yarım köprü dc-dc konvertörde rejenaratif çalışma durumu ( $S_1$  anahtarı kesimde,  $S_2$  anahtarı kesimde)

### 3.2.2. Üç Fazlı Ayrık Çift Yönlü DC-DC Konvertör



Şekil 3.6. Üç fazlı ayrıık çift yönlü dc-dc konvertör devre şekli (Urciuoli ve Tripton, 2006)

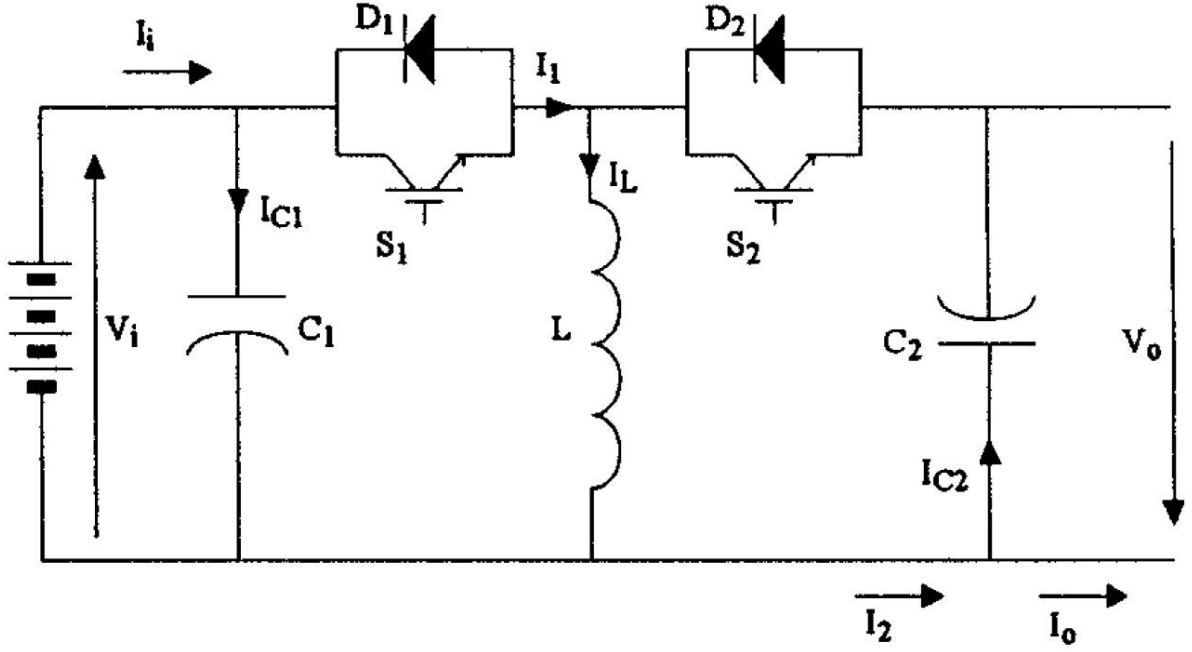
Şekil 3.1’de gösterilen tek fazlı dc-dc konvertörün üç fazlı karşılığı olan devre şekil 3.6’da gösterilmiştir. Her fazda bir bobin, bir anahtar ve bu anahtara ters paralel yapıda bağlanan bir diyot bulunmaktadır. Güç yoğunluğunu artırmak için konvertör süreksiz iletim modunda çalıştırılacak şekilde tasarlanır. Süreksiz iletim modundaki bobin boyutu sürekli iletimdeki bobin boyutuna göre daha küçük olur (Urciuoli ve Tipton, 2006; Zhang, 2008).

Yüksek güç uygulamalarında yüksek akımlarla başa çıkabilmek için bu şekildeki çok fazlı konvertörlere gereksinim duyulur. Çok fazlı yapıda hem gerilim hem de akımların neden olduğu baskılar azaltılır ve böylelikle daha verimli bir konvertör elde edilir.

Şekil 3.6’da gösterilen devrede birbirinden bağımsız olan her fazdaki bobin ve anahtarlar her biri birbirinden  $120^{\circ}$  faz farkı olacak şekilde kontrol edilirler. Bu şekilde faz ayırımı ile bobinin toplam akımındaki dalgalanmalar azaltılmış olur ve bunun sonucunda giriş ve çıkış kondansatörleri üzerindeki baskılar azaltılır.

Çıkış gerilimindeki dalgalanmalar küçük kondansatör değerlerinde bile ihmal edilebilir. Çok fazlı çalışma durumu ile pasif devre bileşenlerinin boyutu, toplam akımdaki dalgalanmaların az olmasından dolayı önemli ölçüde düşer (Jih-Sheng ve Nelson, 2007; Gerber vd., 2004 ).

### 3.2.3. Çift Yönlü Alçaltıcı-Yükseltici DC-DC Konvertör



Şekil 3.7. Çift yönlü alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertör devre şekli (Caricchi vd., 1998)

Şekil 3.7’de gösterilen çift yönlü alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertör, klasik tek yönlü alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertörde diyotun yerine anahtar konulması ile türetilmiştir.  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarları hiçbir zaman aynı anda çalışmaz. Motoring çalışma durumunda  $S_2$  anahtarı her zaman kesimde olurken, rejeneratif çalışma modunda ise  $S_1$  anahtarı her zaman kesimde olur.

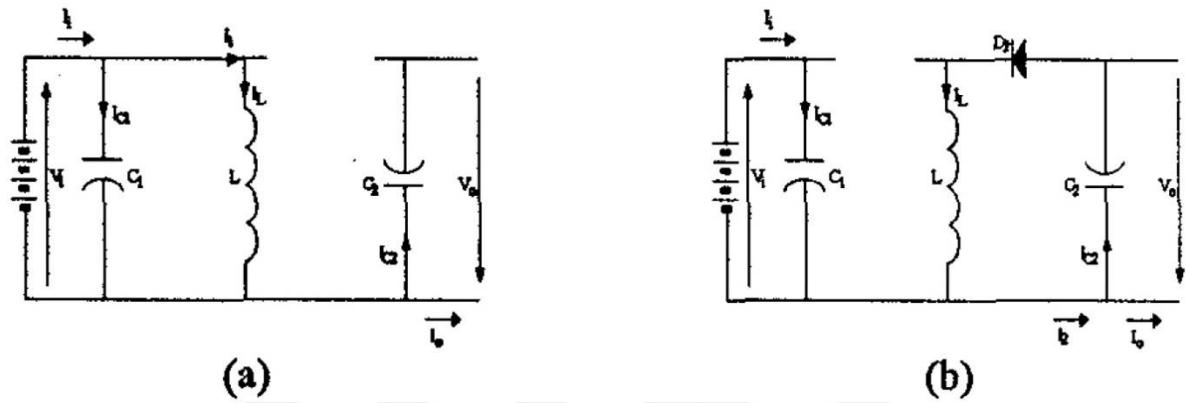
$S_1$  anahtarından  $S_2$  anahtarına geçiş olduğunda arada bir ölü/boşluk zamanı olur. Böylelikle çıkış kondansatöründen ve iki anahtardan geçen akımların çakışması önlenir.

#### a. Çift Yönlü Alçaltıcı-Yükseltici DC-DC Konvertörün Çalışması

Motoring çalışma durumunda  $S_1$  anahtarının iletimde veya kesimde olduğu durumlar için devre şekli şekil 3.8a ve 3.8b’de sırasıyla gösterilmiştir.  $S_1$  anahtarı iletimde olduğu zaman, batarya ve çıkış kondansatörü  $C_2$  sırasıyla bobine ve yüke enerji sağlar.  $S_1$  anahtarı kesimde olduğu zaman ise  $D_2$  diyotu doğru polarlanır ve bobinden çıkış

kondansatörü  $C_2$  ve yüke enerji akışı olur. Böylelikle  $S_1$  anahtarının görev periyodu değiştirilerek çıkış kondansatörünün uçlarındaki  $V_0$  gerilimi düzenlenebilir.

Frenleme durumu söz konusu olduğu zaman,  $S_1$  anahtarı kesime gider ve belli bir ölü/boşluk zamandan sonra güç akışını tersine çevirmek için  $S_2$  anahtarı ilettime geçer. Ondan sonra batarya akımını istenilen seviyede tutmak için  $S_2$  anahtarı sabit anahtarlama frekansında ve değişken görev periyodunda çalıştırılır.



Şekil 3.8. Çift yönlü alçaltıcı-yükseltici konvertörde motoring çalışma durumu a)  $S_1$  anahtarı iletimde, b)  $S_1$  anahtarı kesimde

$S_2$  anahtarı iletimde olduğu zaman frenlemeden doğan enerji  $L$  bobininde depolanırken,  $C_1$  kondansatöründen de bataryaya enerji akışı olur.  $S_2$  anahtarı kesimde gittiği zaman, batarya ve  $C_1$  kondansatörü enerjisini  $L$  bobininden sağlar.

Çift yönlü alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertör için denklemler denklem 3.1-3.6'da verilmiştir.

$$\Delta I_{L,b} = \frac{V_i D_b}{f_s L} \quad (3.1)$$

$$I_{L,b} = \sqrt{\left(\frac{I_0}{1-D_b}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_{L,b}}{2}\right)^2} \quad (3.2)$$

$$I_{C1,b} = I_0 \sqrt{1 - 3D_b(1 - D_b)} \quad (3.3)$$

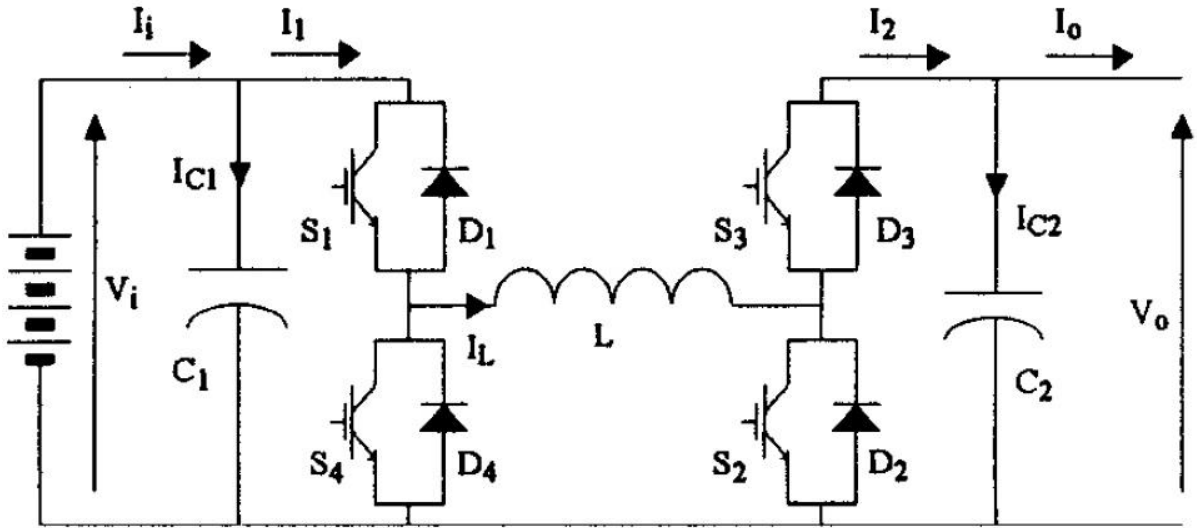
$$I_{C2,b} = I_0 \sqrt{\frac{D_b}{1-D_b}} \quad (3.4)$$

$$I_{S,b} = I_{L,b} \sqrt{D_b} \quad (3.5)$$

$$I_{D,b} = I_{L,b} \sqrt{(1-D_b)} \quad (3.6)$$

Denklem 3.1-3.6'da yer alan  $f_s$  anahtarlama frekansı,  $V_i$  giriş gerilimi,  $I_0$  çıkış akımı,  $L$  bobin değeri,  $\Delta I_L$  bobin akımındaki dalgalanma,  $I_L$  bobin akımı,  $I_{C1}$  ve  $I_{C2}$  giriş ve çıkış kondansatörlerindeki akım,  $I_S$  anahtar akımı,  $I_D$  diyot rms akımı ve  $D_b$  görev periyodudur.

### 3.2.4. Yarım Köprü Kaskad DC-DC Konvertör



Şekil 3.9. Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör devre şekli (Caricchi vd., 1998)

Şekil 3.9'de gösterilen yarım köprü kaskad dc-dc konvertör alçaltıcı ve yükseltici konvertörün kaskad bağlanması ile geliştirilen çift yönlü bir konvertördür. Motoring

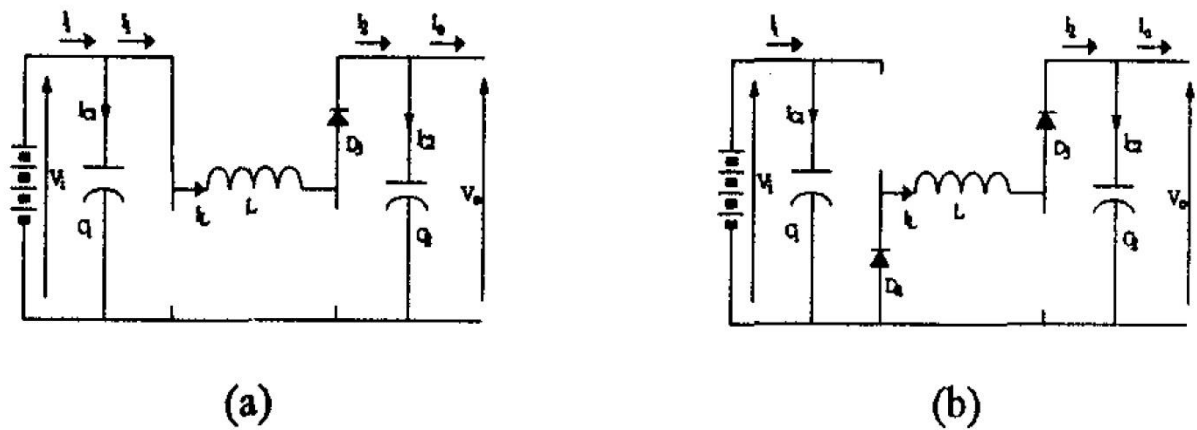
çalışma durumunda batarya geriliminin düşürülmesi gerektiğinde  $S_1$  anahtarı açılıp kapanır.  $S_1$  anahtarı daima iletimde iken  $S_2$  anahtarı yükseltici anahtar durumunda çalışır. Diğer yandan frenleme durumunda  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarları aynı şekilde çalışır.

Şekil 3.9'da gösterilen konvertör her bir özel çalışma durumu için tek bir anahtarın sürülmesini sağlar. Bu şekilde, çıkış geriliminin hassas bir ayarı yapılabilir ve görev periyodu, hem yükseltici hem de alçaltıcı çalışma durumunda 0 ile 1 arasında bir değer alabilir.

Bu kaskad bağlı alçaltıcı-yükseltici konvertörün doğal bir dezavantajı şekil 3.7'de gösterilen çift yönlü alçaltıcı-yükseltici konvertöre göre hem anahtarların hem de diyotların sayısının ikiye katlanmasıdır.

#### a. Yarım Köprü Kaskad DC-DC Konvertörün Çalışması

Bu konvertör tasarımında, motoring çalışma durumunda çalışma periyodu boyunca batarya gerilimini düşürmek için sadece  $S_1$  anahtarı çalıştırılır.  $D_2$  diyotu her zaman ters polarlanırken  $D_3$  diyotu doğru polarlanır. Şekil 3.10a ve 3.10b'de gösterildiği gibi,  $S_1$  anahtarı iletimde olduğu zaman enerji akışı bataryadan bobine ve yüke doğru olur.  $S_1$  anahtarı kesimde olduğu zaman  $D_4$  diyotu doğru polarlanır ve bobinden yüke doğru enerji akışı olur.



Şekil 3.10. Yarım köprü kaskad konvertörde motoring alçaltıcı çalışma durumu; a)  $S_1$  anahtarı iletimde, b)  $S_2$  anahtarı kesimde

Motoring alçaltıcı çalışma durumu için denklemler denklem 3.7-3.12'de verilmiştir.

$$\Delta I_{L,a} = \frac{V_i D_a}{f_s L} (1 - D_a) \quad (3.7)$$

$$I_{L,a} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L,a}}{2} \right)^2} \quad (3.8)$$

$$I_{C1,a} = I_0 \sqrt{1 - 3D_a(1 - D_a)} \quad (3.9)$$

$$I_{C2,a} = \Delta I_{L,a} \sqrt{\frac{2D_a + 1}{3(1 - D_a)}} \quad (3.10)$$

$$I_{S,a} = I_{L,a} \sqrt{D_a} \quad (3.11)$$

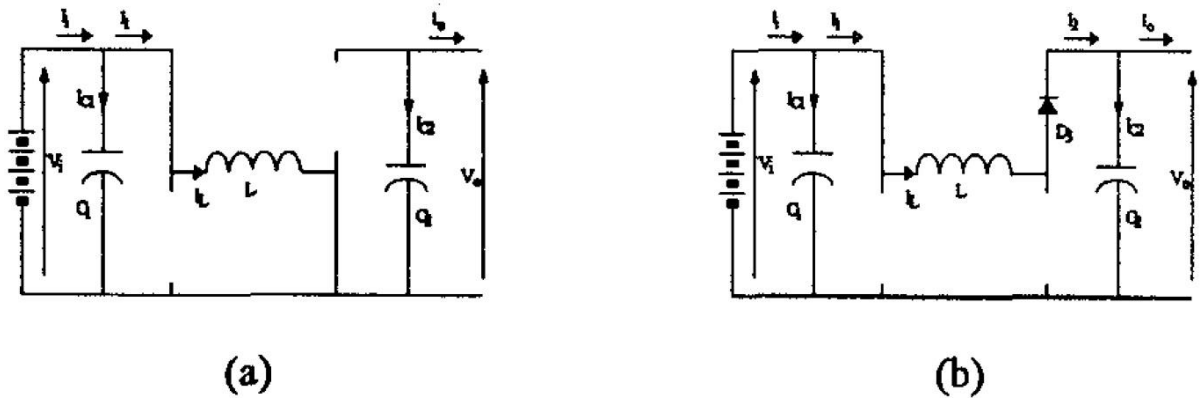
$$I_{D,a} = I_{L,a} \sqrt{(1 - D_a)} \quad (3.12)$$

Denklem 3.7-3.12'de yer alan  $f_s$  anahtarlama frekansı,  $V_i$  giriş gerilimi,  $I_0$  çıkış akımı,  $L$  bobin değeri,  $\Delta I_L$  bobin akımındaki dalgalanma,  $I_L$  bobin akımı,  $I_{C1}$  ve  $I_{C2}$  giriş ve çıkış kondansatörlerindeki akım,  $I_S$  anahtar akımı,  $I_D$  diyot rms akımı ve  $D_a$  motoring alçaltıcı durum için görev periyodudur.

Motoring yükseltici çalışma durumuna ise yüksek motor hızlarında gerek duyulur.  $S_1$  anahtarı her zaman iletimde olmalıdır. Motor hızına göre  $S_2$  anahtarı değişken görev periyodlarında çalışır. Bu çalışma durumunda  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarları daima kesimdedir ve  $D_4$  diyotu ters polarlanır.

$S_2$  anahtarının iletimde veya kesimde olmasına göre motoring yükseltici çalışma durumundaki devre şekilleri şekil 3.11a ve 3.11b'de verilmiştir.  $S_2$  anahtarı iletimde olduğu zaman, yük enerjisini  $C_2$  kondansatöründen sağlarken batarya da bobine enerji sağlar.  $S_2$  anahtarı kesimde olduğu zaman ise  $D_3$  diyotu doğru polarlanır ve yük ile  $C_2$  çıkış kondansatörü enerjisini bobinden sağlar.





Şekil 3.11. Yarım köprü kaskad konvertörde motoring yükseltici çalışma durumu; a)  $S_1$  anahtarı iletimde, b)  $S_2$  anahtarı kesimde

Motoring yükseltici çalışma durumu için denklemler denklem 3.13-3.18'de verilmiştir.

$$\Delta I_{L,y} = \frac{V_i \cdot D_y}{f_s L} \quad (3.13)$$

$$I_{L,y} = \sqrt{\left(\frac{I_0}{1-D_y}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_{L,y}}{2}\right)^2} \quad (3.14)$$

$$I_{C1,y} = \Delta I_{L,y} \sqrt{\frac{2D_y+1}{3(1-D_y)}} \quad (3.15)$$

$$I_{C2,y} = I_0 \sqrt{\frac{D_y}{1-D_y}} \quad (3.16)$$

$$I_{S,y} = I_{L,y} \sqrt{D_y} \quad (3.17)$$

$$I_{D,y} = I_{L,y} \sqrt{(1-D_y)} \quad (3.18)$$

Denklem 3.13-3.18'de yer alan  $D_y$  motoring yükseltici durum için görev periyodudur.

Denklem 3.19'da ise alçaltıcı ve yükseltici durumlar için çıkış gerilimi  $V_0$ 'ın görev periyodları cinsinden ifadesi verilmiştir.

$$V_0 = \frac{D_a}{1-D_y} V_i \begin{cases} 0 < D_a < 1 \text{ ve } D_y = 1 \\ D_a = 1 \text{ ve } 0 < D_y < 1 \end{cases} \quad (3.19)$$

Alçaltıcı ve yükseltici durumlar için görev periyodlarının  $V_0/V_i$  cinsinden ifadeleri denklem 3.20 ve 3.21'de verilmiştir.

$$D_a = \frac{V_0}{V_i} (1 - D_y), D_y = 0; V_0 < V_i \quad (3.20)$$

$$D_y = 1 - \frac{D_a}{V_0/V_i}, D_a = 1; V_0 > V_i \quad (3.21)$$

Frenleme modunda güç akışını tersine çevirmek için sabit bir boşluk/ölü zamandan sonra  $S_3$  anahtarı iletime geçer. Daha sonra hem bataryanın hem de dc motorun emk gerilim seviyelerine bağlı olarak iki frenleme çalışma modu oluşur.

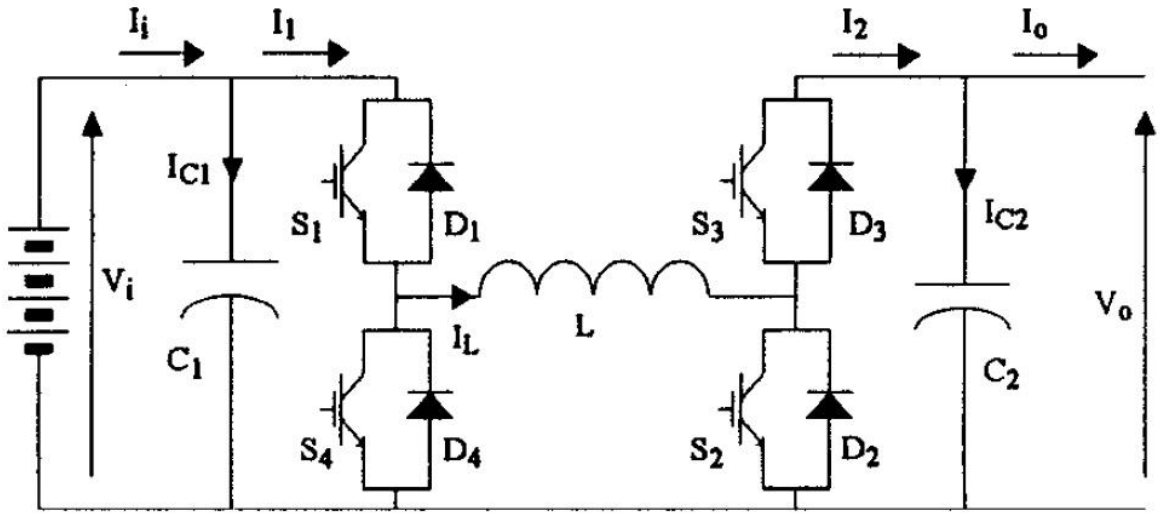
Eğer motor emk'sı batarya gerilim seviyesinden büyük ise konvertör alçaltıcı konvertör olarak çalışır.  $S_1, S_2$  ve  $S_4$  anahtarları sürekli kesimde iken  $S_3$  anahtarı sabit anahtarlama frekansında ve değişken görev periyodunda çalışır/anahtarlanır. Anahtarlama periyodu boyunca  $D_4$  diyotu her zaman ters polarlanır ve  $D_1$  diyotu doğru polarlanır.

Eğer motor emk'sı batarya gerilim seviyesinden küçük olursa konvertör yükseltici konvertör olarak çalışır.  $S_3$  anahtarı her zaman iletimde olur ve  $S_4$  anahtarı değişken görev periyodunda çalışır.  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarları ise daima kesimde olur.

## 4. BULGULAR

### 4.1. Yarım Köprü Kaskad DC-DC Konvertörün Matlab/Simülink Modeli

Şekil 4.1’de verilen yarım köprü kaskad dc-dc konvertörün benzetimi MATLAB/Simulink paket programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



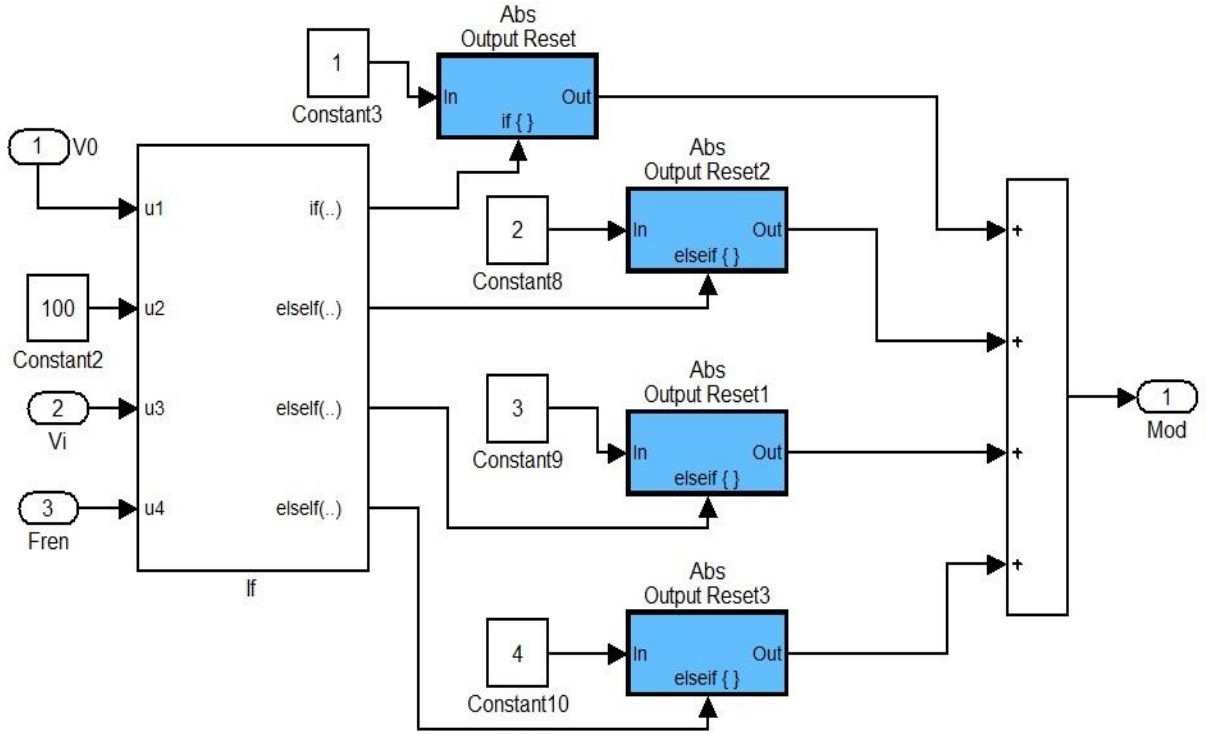
Şekil 4.1. Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör devre şekli

Bölüm 3’de çalışması anlatılan yarım köprü kaskad dc-dc konvertör için parametreler tablo 4.1’de verilmiştir.

**Tablo 4.1.** Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör parametreleri

| Parametre                      | Değer        |
|--------------------------------|--------------|
| Endüktans, L                   | 94 $\mu$ H   |
| Kondansatör, C <sub>1</sub>    | 5600 $\mu$ F |
| Kondansatör, C <sub>2</sub>    | 5600 $\mu$ F |
| Giriş gerilimi, V <sub>i</sub> | 24 V         |
| Çalışma frekansı, f            | 10 kHz       |

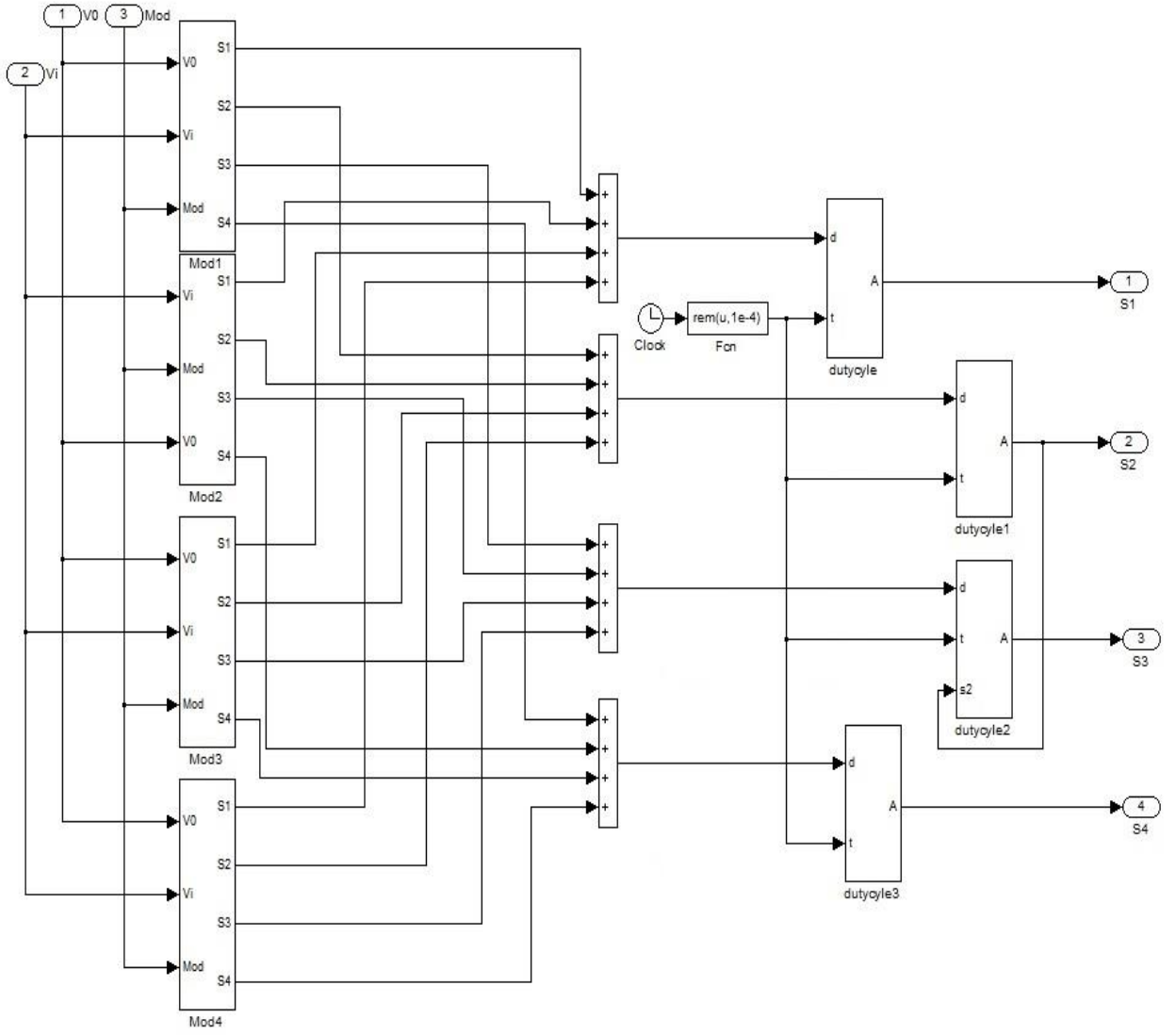




Şekil 4.3. Çalışma durumunu belirleyen simülink bloğu

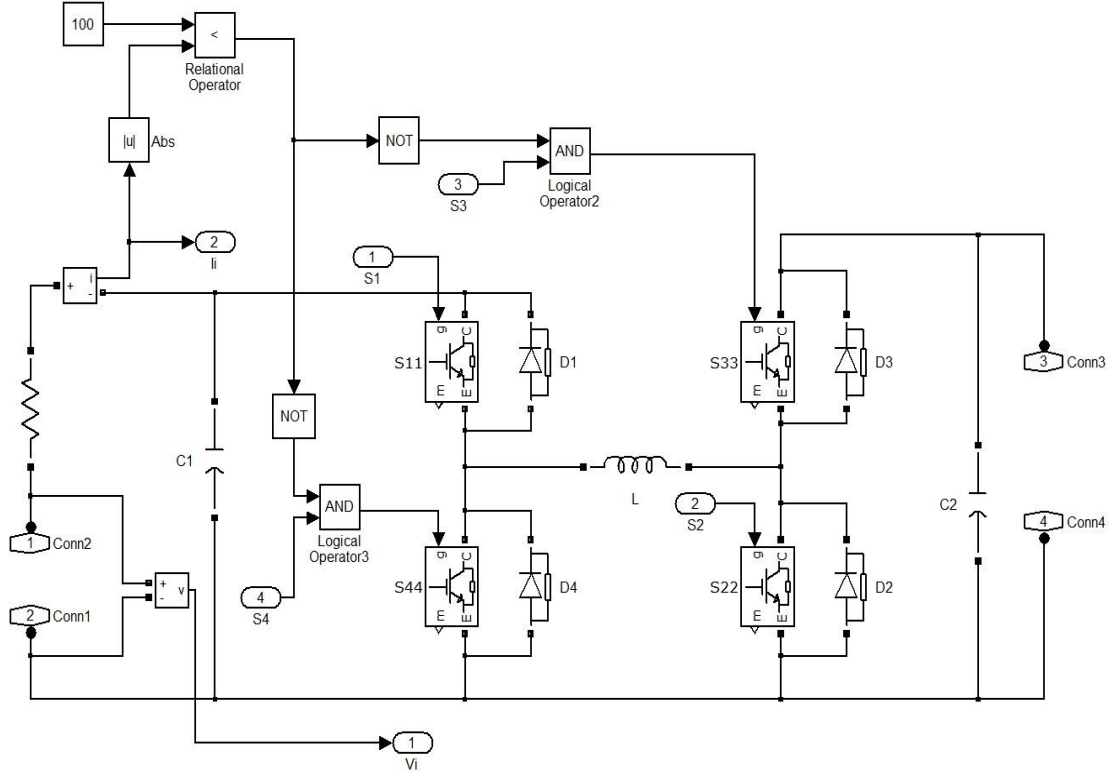
Yarım köprü kaskad dc-dc konvertöründe dört farklı çalışma durumu oluşabilir. Bunlar motoring alçaltıcı, motoring yükseltici, rejeneratif alçaltıcı ve rejeneratif yükseltici durumlarıdır. Giriş ve çıkış gerilimlerinin durumlarına göre belirlenecek bu durumları gösteren simülink bloğu şekil 4.3’de verilmiştir.

Giriş ve çıkış gerilimlerinin seviyesine ve frenleme durumuna göre çalışma modu belirlendikten sonra hangi anahtarların iletimde ve kesimde olmaları gerektiğini belirlemek gerekecektir. Çalışma modundan gelen bilgi anahtar durumu bloğuna iletilerek anahtarların iletimde veya kesimde olma durumları belirlenir.  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarlarının durumlarının belirlendiği simülink bloğu şekil 4.4’de verilmiştir. Şekil 4.4’de giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve çalışma modu bilgileri ile anahtarların iletimde veya kesimde olma durumları belirlenerek dc-dc konvertör için görev periyodu bilgisi elde edilir.



Şekil 4.4. Anahtarların durumlarının belirlendiği simülink bloğu

Şekil 4.5’de yarım köprü kaskad dc-dc konvertörün simülink bloğu verilmiştir. Anahtar durumu bloğu tarafından  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarlarının belirlenen durumları ile anahtarlar anahtarlanır.

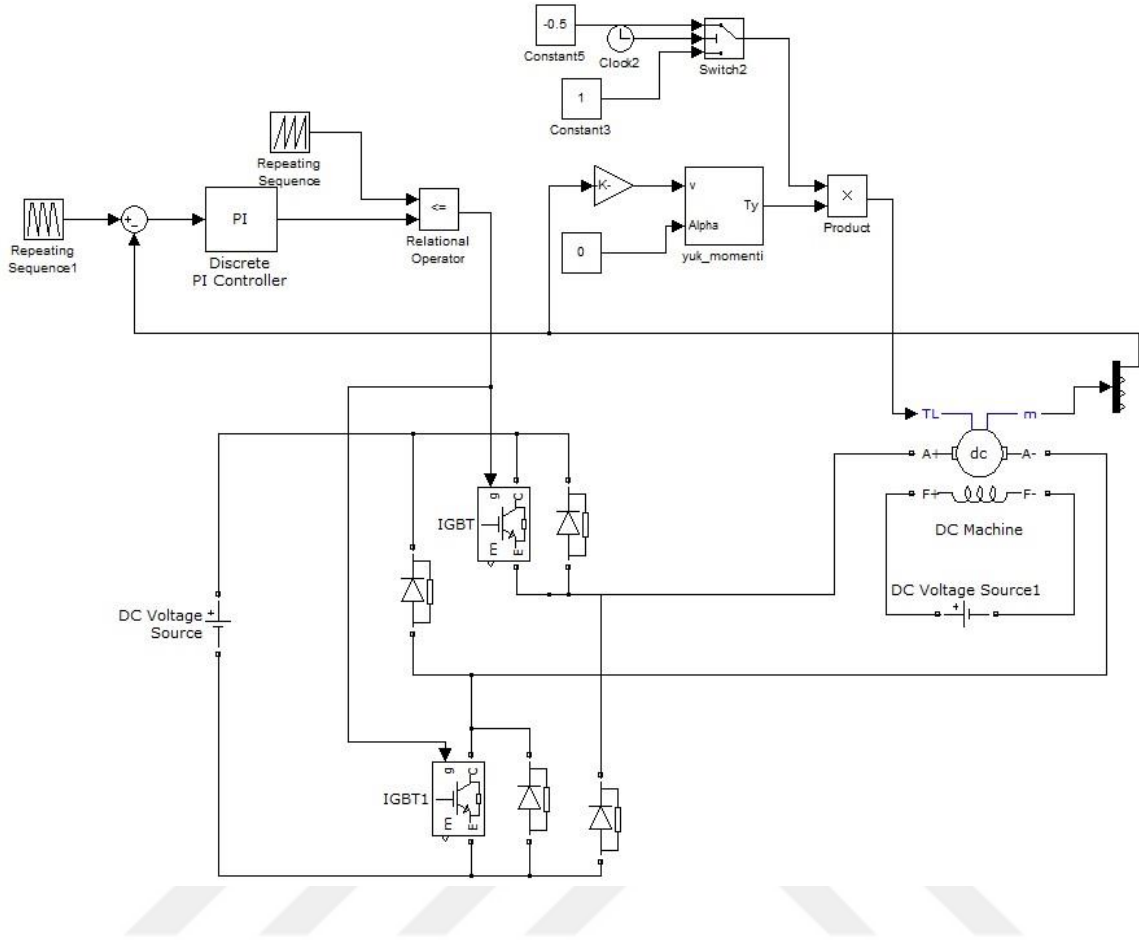


Şekil 4.5. Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör simülink bloğu

Şekil 4.5’de conn1 ile conn2 uçlarına giriş gerilim değeri olan 24 V dc gerilim bağlanmıştır. Conn3 ile conn4 uçlarına ise yük bağlanmıştır. Bu çalışmada yük olarak doğru akım motoru kullanılmıştır. Doğru akım motorunun simülink bloğu şekil 4.6’da gösterilmiştir. Doğru akım motorunun parametreleri tablo 4.2’de verilmiştir.

**Tablo 4.2.** Doğru akım motorunun parametreleri

| Parametre                                   | Değer                    |
|---|--------------------------|
| Endüvi direnci, $R_a$                       | 0.1113 $\Omega$          |
| Endüvi endüktansı, $L_a$                    | 0.001558 H               |
| Alan direnci, $R_f$                         | 84.91 $\Omega$           |
| Alan endüktansı, $L_f$                      | 13.39 H                  |
| Atalet momenti, J                           | 0.2053 kg.m <sup>2</sup> |
| Sürtünme katsayısı, $B_m$                   | 0.007032 N.m.s           |
| Coloumb sürtünme momenti, $T_f$             | 5.282 N.m                |
| Alan-endüvi karşılıklı endüktansı, $L_{af}$ | 0.3406 H                 |

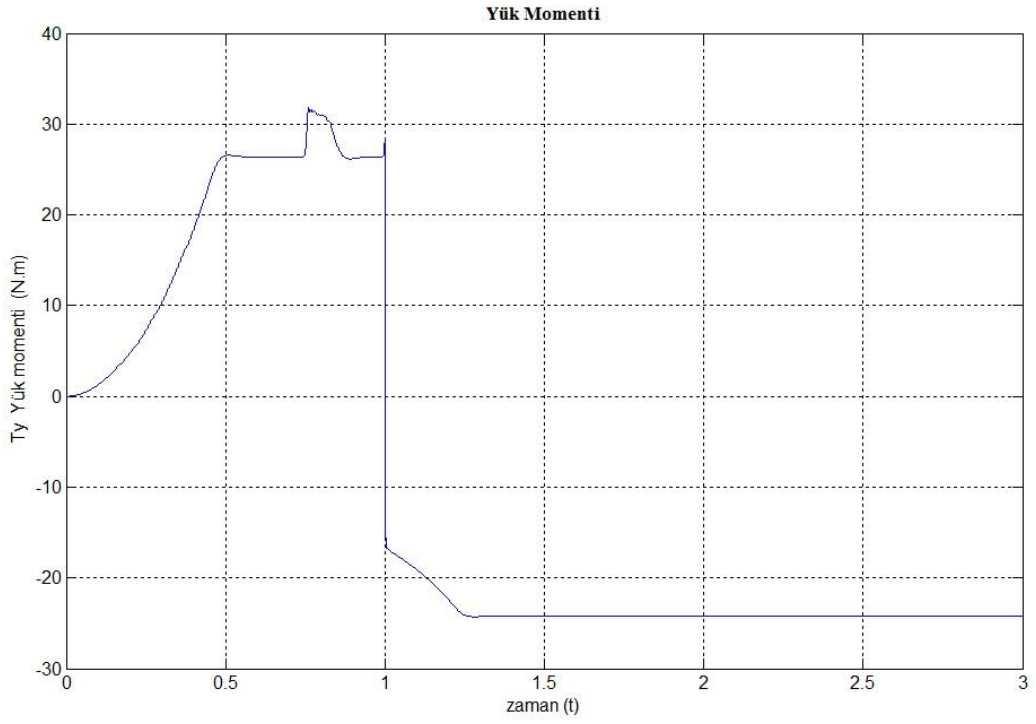


Şekil 4.6. Doğru akım motorunun simülink bloğu

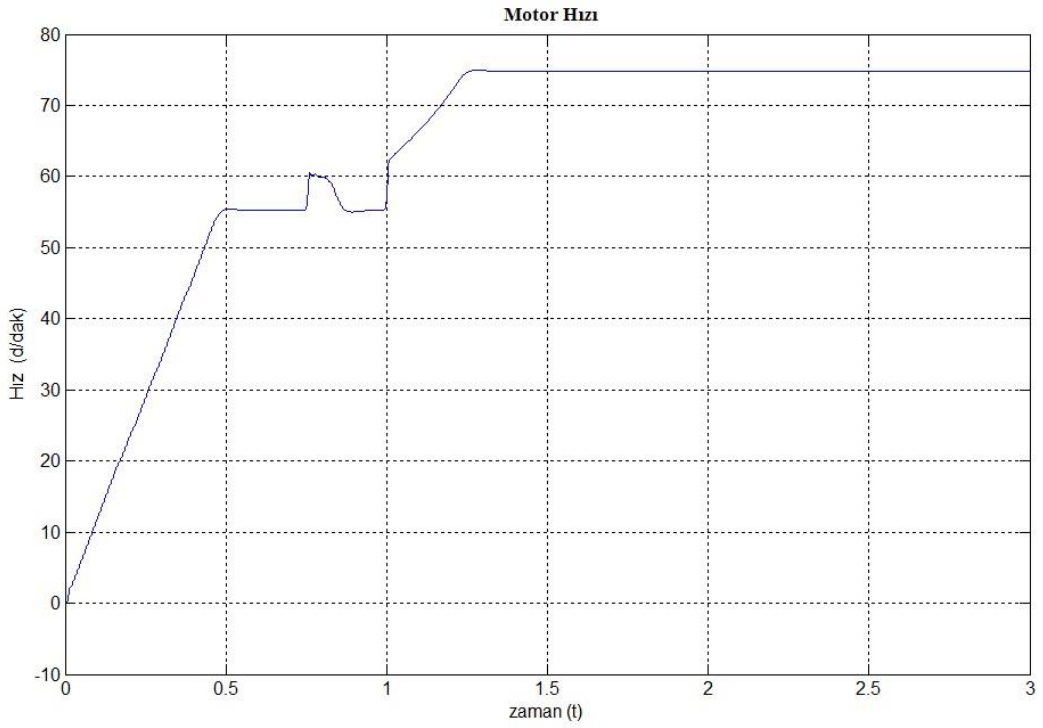
## 4.2. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde simülasyonu yapılan yarım köprü kaskad dc-dc konvertörün simülasyon sonuçları verilmiştir. Yük olarak kullanılan doğru akım motorunun yük moment, hızı, elektriksel moment ve endüvi akımı benzetim sonuçları sırasıyla şekil 4.7-4.10'da verilmiştir.  $t=1$  s'de aracın frenleme yaptığı kabul edilmiştir.  $t=1$  s'ye kadar motoring modunda çalışan dc-dc konvertör  $t=1$  s'den sonra rejeneratif frenleme modunda çalışmaya başlamıştır. Giriş gerilimini sağlayan bataryalar  $t=1$  s'den sonra yaklaşık 50 A'lik sabit bir akımla şarj edilmektedir. Gerçek bir sisteme uygun çalışma sağlamak amacı ile doğru akım motoru için yük moment zamanla değişmektedir.

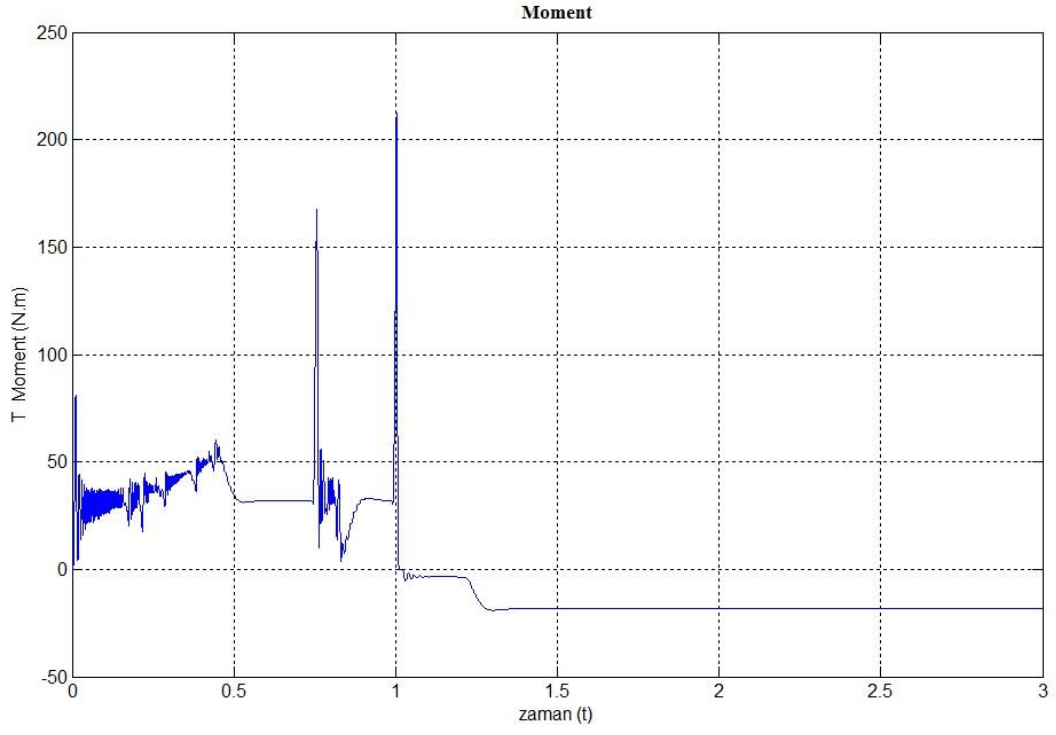




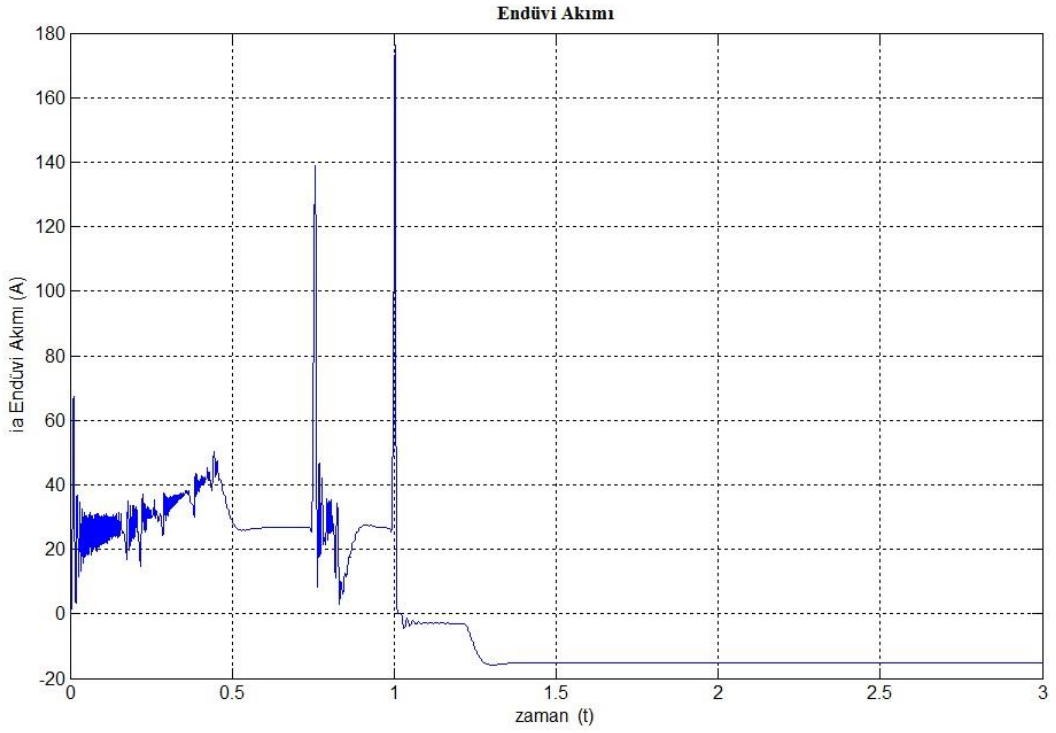
Şekil 4.7. Doğru akım motorunun yük momentinin zamana göre değişimi



Şekil 4.8. Doğru akım motorun hızının zamana göre değişimi

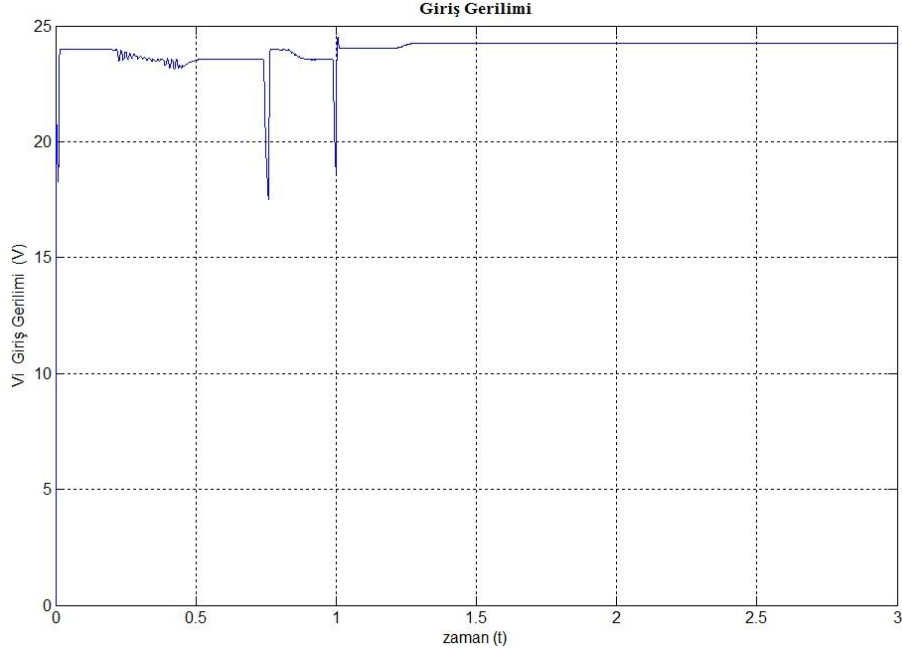


Şekil 4.9. Doğru akım motorunun elektriksel momentinin zamana göre değişimi

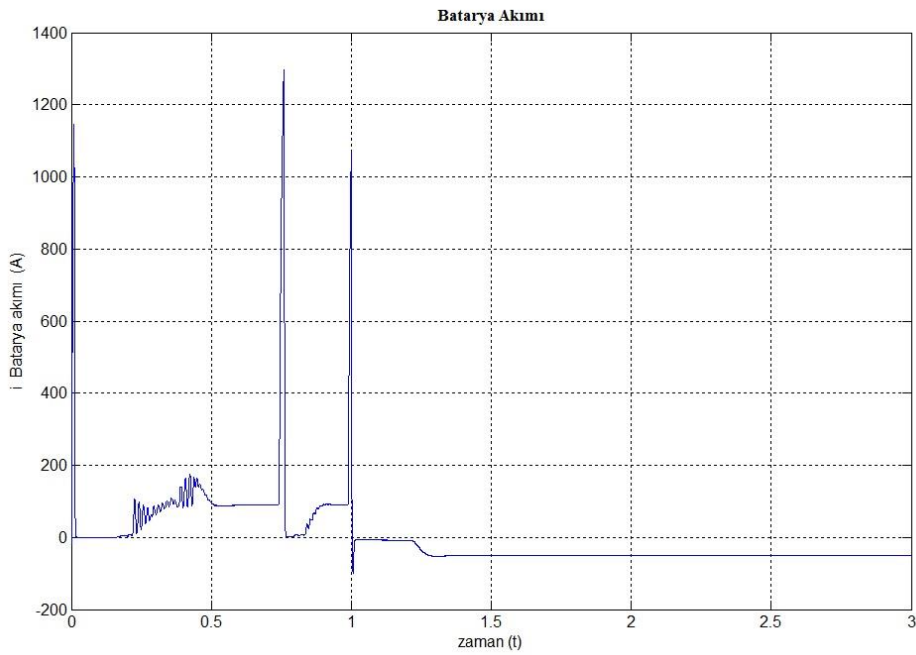


Şekil 4.10. Doğru akım motorunun endüvi akımının zamana göre değişimi

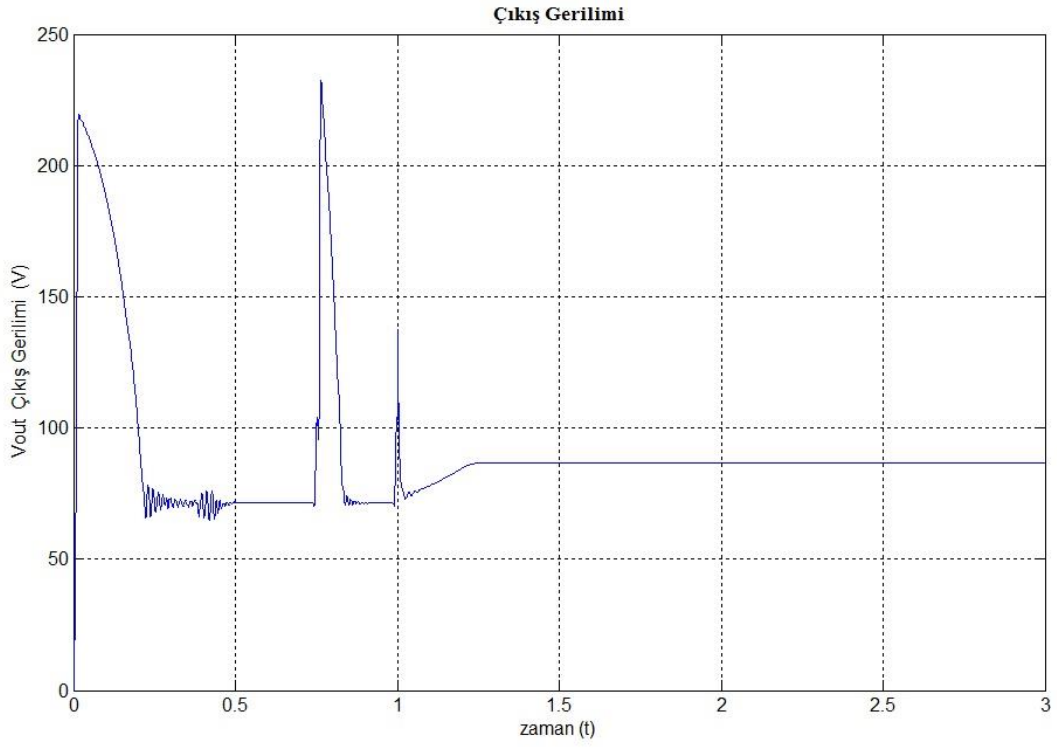
Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör için giriş gerilimi, batarya akımı, çıkış gerilimi, çıkış akımı ve çalışma modu sırasıyla şekil 4.11-4.15’de verilmiştir.



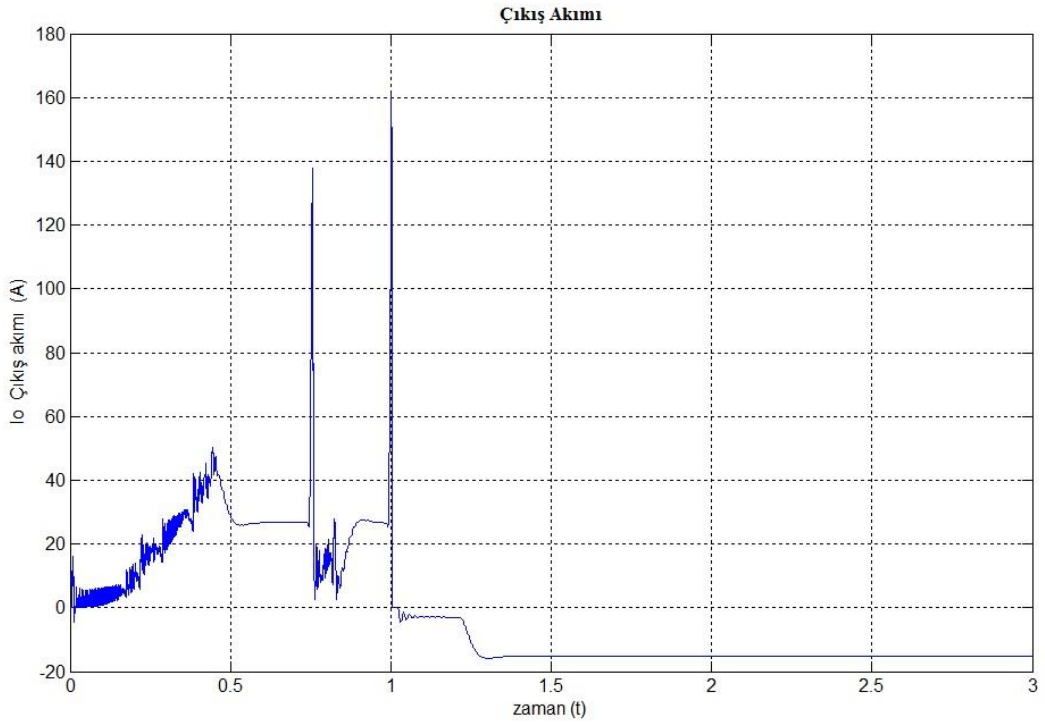
Şekil 4.11. Giriş geriliminin zamana göre değişimi



Şekil 4.12. Batarya akımının zamana göre değişimi



Şekil 4.13. Çıkış gerilimin zamana göre değişimi



Şekil 4.14. Çıkış akımının zamana göre değişimi

## 5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Son yıllarda petrol türevi yakıtların azalmasından dolayı alternatif enerji kaynakları kullanan araçlara ilginin artması ile popüler olmaya başlayan elektrikli araçlarda farklı gerilim seviyelerinin birbirine dönüştürülmesi için dc-dc konvertörlere ihtiyaç duyulmaktadır. Farklı yapıda dc-dc konvertör tasarımları ile elektrikli araçlarda bu ihtiyaç giderilebilmektedir fakat tasarımı yapılan dc-dc konvertörün güvenilir, düşük hacimli, ağırlığı az, yüksek verimli ve çift yönlü enerji akışını sağlayacak yapıda olması gerekmektedir.

Bu çalışmada elektrikli araçlar için çift yönlü alçaltıcı-yükseltici dc-dc konvertör tasarımı ve kontrolü yapılmıştır. Öncelikle dc-dc konvertörlerin temeli sayılan dc kıyıcılar hakkında genel bilgi verilmiştir. Daha sonra dc-dc konvertörler yalıtımlı ve yalıtımsız olarak sınıflandırılmıştır.

Yalıtımsız konvertörlerden olan alçaltıcı, yükseltici ve alçaltıcı-yükseltici konvertörlerin devre şekilleri verilerek çalışmaları incelenmiştir. Her bir konvertör için giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki endüktans üzerinde volt-saniye denge kuralı uygulanarak belirlenmiştir.

Yalıtımlı konvertörler ise yalıtımı sağlayan transformatörün manyetik çalışma noktasına göre asimetrik ve simetrik olarak sınıflandırılmıştır. Düşük güçlü uygulamalar için daha uygun olan asimetrik konvertörlerden fly-back ve forward konvertörünün devre ve dalga şekilleri verilerek çalışması anlatılmıştır. Yüksek güçlü uygulamalar için uygun olan simetrik konvertörlerden push-pull, yarım köprü ve tam köprü dc-dc konvertörünün devre ve dalga şekilleri verilerek çalışması anlatılmıştır. Simetrik konvertörler asimetrik konvertörlere göre transformatörün manyetik özelliğini daha verimli kullanırlar. Bundan dolayı simetrik konvertörler daha düşük hacimli ve düşük ağırlıklı olurlar.

Daha sonra ise elektrikli araçlarda kullanılan bir kaç çift yönlü dc-dc konvertör incelenmiştir. 3. Bölümde incelenen bu konvertörlerin çalışması detaylı bir şekilde anlatılarak, çalışma durumuna göre devre şekilleri verilmiştir. Bu tez çalışmasında simülasyonu yapılan yarım köprü kaskad dc-dc konvertörün motoring ve rejeneratif frenleme durumuna göre çalışması anlatılmış ve her bir çalışma durumu için devre şekilleri verilmiştir.

4. bölümde ise yarım köprü kaskad dc-dc konvertörün benzetim çalışması yapılarak kontrolü sağlanmıştır. Elektrikli araçlarda dc-dc konvertör, aracın motorunu besleyecek dc gerilimini batarya gerilimini yükselterek sağlamaktadır. Dolayısı ile dc-dc konvertör için yük bir motordan oluşmaktadır. Bu çalışmada tasarlanan dc-dc konvertörde yük olarak doğru akım motoru kullanılmıştır. Böylelikle gerçek zamanlı bir kontrol sağlanmıştır.

Doğru akım motoru için yük momenti zamanla değişecek şekilde benzetimi gerçekleştirilmiştir. Yük momenti, motorun hızı, motorun elektriksel momenti ve endüvi akımı benzetim sonuçları verilmiştir.  $t=1$  s'de aracın fren yaptığı kabul edilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde yük momentine paralel olarak motor hızı, motor elektriksel momenti ve endüvi akımı gerçek değerlerini yakalamıştır.

Yarım köprü kaskad dc-dc konvertör için ise giriş gerilimi, batarya akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı benzetim sonuçları verilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde  $t=1$  s'de aracın fren yaptığı göz önünde bulundurulduğunda batarya akımının kısa sürede sabit değerini yakaladığı görülmektedir. Böylelikle rejeneratif frenleme ile bataryaların sabit bir akımla şarj edilmesi sağlanmaktadır. Aynı şekilde giriş gerilimi de 24 V dc gerilim seviyesini koruduğu görülmektedir.

Çıkış gerilimi frenleme anına kadar 72 V'a çıkarılmıştır. Frenlemeden sonra bu değer 86.5 V'a çıkmıştır. Motor emk'sı frenlemeden sonra konvertör çıkış geriliminden büyük olduğu için çıkış akımının yönü değişmiştir. Çıkış akımı ise frenleme anına kadar 26.65 A iken frenlemeden sonra -15.28 A olmuştur.

Konvertörde yer alan anahtarın kontrolü PI kontrolör kullanılarak sağlanmıştır. Motoring ve rejeneratif çalışma durumlarına göre ilgili anahtarlar ilettime veya kesime sokularak konvertörün çalışması sağlanmıştır.

PI kontrolör parametrelerinin daha iyi seçilmesi ile benzetim sonuçlarında  $t=0.75$  s'deki ani artış düzeltilebilir. Batarya akımındaki 1200 A değerlerine ulaşan ani artışlar da yine PI parametrelerinin daha iyi seçilmesi ile giderilebilir.

## KAYNAKLAR

- Amjadi, Z and Williamson, S. S.**, 2010. A novel control technique for a switched-capacitor-converter-based hybrid electric vehicle energy storage system, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57**, 3, 926–934.
- Bhattacharya, T., Giri, V. S., Mathew K., and Umanand L.**, 2009. Multiphase bidirectional flyback converter topology for hybrid electric vehicles, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **56**, 1, 78–84.
- Boora, A.A., Zare, F., Ledwich, G., Ghosh, A.**, 2008. Bidirectional positive buck-boost converter, *13th Power Electronics and Motion Control Conference, 1-3 Sept.* 723,727.
- Büchi, F., Delfino, A., Dietrich, P., Freunberger, S.A., Kötz, R., Laurent, D., Magne, P.A., Olsommer, D., Paganelli, G., Tsukada, A., Varenne, P. and Walser, D.** 2006. Electrical Drivetrain Concept with Fuel Cell System and Supercapacitor – Results of the «HY-LIGHT» - vehicle, *VDI Tagung Innovative Fahrzeugantriebe 415-429*, Dresden, Germany.
- Camara, M. B., Gualous H., Gustin F., Berthon A., and Dakyo B.**, 2010. DC/DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle applications—Polynomial control strategy, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57**, 2, 587–597.
- Caricchi, F, Crescimbin, F., Noia, G., Puolo, D.**, 1994. Experimental study of a bidirectional dc-dc converter for the dc link voltage control and regenerative braking in PM motor drives devoted to electrical vehicles, *Proceedings of the IEEE 9th Applied Power Electronics Conference and Exposition (XPEC'94)*. Orlando, Florida (USA), February 13-17.
- Caricchi, F., Crescimbin, F. and Napoli, A. D.**, 1995. A 20 kw water-cooled prototype of a buckboost bidirectional dc-dc converter topology for electrical vehicle motor drives, *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '95. Conference Proceedings 1995.*, Tenth Annual.
- Caricchi, F., Crescimbin, F., Napoli, A. D., Marcheggiani, M.**, 1996. Prototype of electric vehicle drive with twin water-cooled wheel direct drive motors. *Proceedings of the 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'96)*. Baveno (Italy), June 23-27.
- Caricchi, F., Crescimbin, F., Capponi, F. G., and Solero, L.**, 1998. Study of bidirectional buck–boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives, in *Proc. IEEE APEC*, **1**, 287–293.

- Chan, H. L., Cheng, K. and Sutanto, D.**, 2000. An extended load range ZCS-ZVS bidirectional phase-shift dc–dc converter, *in Proc. 8th Int. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives*, pp. 74–79.
- Doncker, R. W. D., Divan, D. M., and Kheraluwala, M. H.**, 1991. A three phase soft-switched high-power density dc/dc converter for high-power applications, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **27**, 1, 63-73.
- Erickson, R. W.**, 2007. DC–DC Power Converters. Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering.
- Gargies, S., Wu, H., Mi, C.**, 2006. Design and control of an isolated bidirectional dc-dc converter for hybrid electric vehicle applications, *Journal of Asian Electric Vehicles*, **4**, 1.
- Gerber M., Ferreira, J. A., Hofsaer, I. W., and Seliger, N.**, 2004. Interleaving optimization in synchronous rectified DC/DC converters, *IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'04)*, 20-25 June, pp. 4655–4661.
- Hedlund, M.**, 2010. Design and construction of a bidirectional DCDC converter for an EV application, Master Thesis, Uppsala University.
- Ibanez, F., Vadillo, J., Maiza, M. M. I., Echeverria, J. M.**, 2012. 30kW DC-DC Converters with Regenerative Mode for Electric Cars, *JOURNAL OF POWER ELECTRONICS*, **12**, 2, 233-241.
- Inoue, S. and Akagi, H.**, 2007. A bidirectional dc–dc converter for an energy storage system with galvanic isolation, *IEEE Trans. Power Electron.*, **22**, 6, 2299–2306.
- Jain, M., Daniele, M., and Jain, P. K.**, 2000. A bidirectional dc–dc converter topology for low power application, *IEEE Trans. Power Electron.*, **15**, 4, 595–606.
- Johansson, B.**, 2004. DC-DC Converters -Dynamic Model Design and Experimental Verification, Doctoral Dissertation in Industrial Automation Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University.
- Jih-Sheng L. and Nelson, D.J.**, 2007. Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles, *Proceedings of the IEEE*, **95**, 4, 766,777.
- Karshenas, H. R., Daneshpajoo, H., Safaee, A., Jain, P., and Bakhshai A.**, 2011. Bidirectional DC - DC Converters for Energy Storage Systems, *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, Prof. Rosario Carbone (Ed.), ISBN: 978-953-307-269-2, InTech.
- Kim, B. S., Kim, H. J., Jin, C., Huh, D. Y.**, 2011. A digital controlled DC-DC converter for electric vehicle applications, *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference*, 20-23 Aug.



- Li H. and Peng, F. Z.**, 2004. Modeling of a new ZVS Bi-directional dc–dc converter, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, **40**, 1, 272–283.
- Lipman, T. E.**, 2000. Manufacturing and lifecycle costs of battery electric vehicles, direct-hydrogen fuel cell vehicles, and direct-methanol fuel cell vehicles, *in Proc. IECEC'00*, **2**, 1352–1358.
- Mohan, N., Undeland, T. M., and Robbins, W. P.**, 1995. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York.
- Pany, P., Singh, R. K., Tripathi R. K.**, 2011. Bidirectional DC-DC converter fed drive for electric vehicle system, *International Journal of Engineering, Science and Technology* **3**, 3, 101-110.
- Peng, F. Z., Li, H., Su, G. J., and Lawler, J. S.**, 2004. A new ZVS bidirectional dc–dc converter for fuel cell and battery application, *IEEE Trans. Power Electron.*, **19**, 1, 54–65.
- Rajashekara, K.**, 2003. Power conversion and control strategies for fuel cell vehicles, *in Proc. IEEE IECON'03*, vol. 3, pp. 2865–2870.
- Reimann, T., Szeponik, S., Berger G. and Petzoldt, J.**, 1997. A novel control principle of bidirectional dc-dc power conversion, *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 978–984.
- Schaltz, E., & Rasmussen, P.O.** 2008. Design and Comparison of Power Systems for a Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle, *Proceedings of IAS'08 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, **1-8**, ISBN 978-1-4244-2278-4, Edmonton, Alberta, Canada, October 5-9.
- Silvestre, J.**, 2008. Half-bridge bidirectional DC-DC Converter for small Electric Vehicle, *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. (SPEEDAM 2008) International Symposium*, 11-13 June, pp.884-888.
- Su, G. J., Peng, F. Z., and Adams, D. J.**, 2002. Experimental evaluation of a soft-switching dc–dc converter for fuel cell applications, *in Proc. PET'02*, 39–44.
- Urciuoli, D.P.; Tipton, C.W.**, 2006. Development of a 90 kW bi-directional DC-DC converter for power dense applications, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '06)*, Twenty-First Annual IEEE , 4, 19-23 March.
- Uslu, M.**, 2006. Analysis, Design, And Implementation Of A 5 Kw Zero Voltage Switching Phase-Shifted Full-Bridge Dc/Dc Converter Based Power Supply For Arc Welding Machines, Master Thesis, Middle East Technical University.
- Wang, K., Lin, C. Y., Zhu, L., Qu, D., Lee, F. C., and Lai, J. S.**, 1998. Bidirectional dc to dc converters for fuel cell systems, *in Proc. PET'98*, 47–51.

- Wies, R., Satavalekar, B., Agrawal A., Mahdavi, J., Agah, A., Emadi, A., Shortt, D. J.,** 2002. *The Power Electronics Handbook*, Timothy L. Skvarenina (Ed), CRC Press.
- Xuhui, Z., Xuhui, W., Feng, Z., Xinhua, G.,** 2011. A new control strategy for bi-directional DC-DC converter in electric vehicle, *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on* , 1-4, 20-23 Aug.
- Yang, L. S., Liang, T. J.,** 2012. Analysis and Implementation of a Novel Bidirectional DC-DC Converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , **59**, 1, 422,434.
- Zhang, J.,** 2008. *Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control*, PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Zhang, J., Zhang, F., Xie, X., Jiao, D., Qian, Z.,** 2004. A novel ZVS DC/DC converter for high power applications, *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.19, no.2, pp.420,429.
- Zheglov, V., Gao, W.,** 2009. Double input dc/dc converter topology for hybrid electrical vehicles, *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, 455,460, 7-10 Sept.

## ÖZGEÇMİŞ

Burhan Şeker, 01.10.1986'da Tunceli'de doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Elazığ'da tamamladı. 2002 yılında Elazığ Atatürk Lisesinden mezun oldu. 2002 yılında başladığı Çukurova Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünü 2008 yılında bitirdi. 2010 yılında, Tunceli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak işe başladı. Halen aynı görevi sürdürmektedir.

