

Yakıt Pilleri Uygulamaları için Dijital Kontrollü
D.A.-D.A. Dönüştürücü Devre Tasarımı

Gültekin Özkan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Kasım, 2007

Design of a Digitally Controlled DC-DC Converter Circuit
for
Fuel Cell Applications

Gültekin Özkan

MASTER OF SCIENCE THESIS

Department of Electrical and Electronics Engineering

November, 2007

Yakıt Pilleri Uygulamaları için Dijital Kontrollü
D.A.-D.A. Dönüştürücü Devre Tasarımı

Gültekin Özkan

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Bilim Dalında
YÜKSEK LİSANS TEZİ
Olarak Hazırlanmıştır

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek

Kasım, 2007

Gültekin Özkan' in YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı “Yakıt Pilleri Uygulamaları için Dijital Kontrollü D.A.-D.A. Dönüştürücü Devre Tasarımı” başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

Üye : Yrd. Doç. Dr. Bünyamin TAMYÜREK (Danışman)

Üye : Prof. Dr. Hasan Hüseyin ERKAYA

Üye : Doç. Dr. Osman PARLAKTUNA

Üye : Yrd. Doç. Dr. N. Serdar TUNABOYLU

Üye : Yrd. Doç. Dr. Rıfat Edizkan

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Abdurrahman KARAMANCIOĞLU

Enstitü Müdürü

ÖZET

Bu çalışmada değişken ve kararsız doğru akım çıkış karakteristiğine sahip olan bir yakıt pilinden ev elektriği üretilebilmesine imkân sağlayacak kararlı ve yük değişimlerinden etkilenmeyen bir çıkış gerilimi üreten dönüştürücü devre sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla 36-80 V arası çıkış gerilimi verebilen bir yakıt pili, dijital kontrollü bir yükseltici çeviricinin beslemesi olarak alınmış ve yükseltici çeviricinin çıkışında sabit 80 V elde edilmiştir. Yükseltici çeviricinin kontrolü PIC18F4520 mikro denetleyicisi ile gerçekleştirilmiştir. Kararlı bir kontrolün gerçekleştirilebilmesi için öncelikle yükseltici çeviricinin küçük-sinyal ortalama eşdeğer devresi elde edilerek, çıkıştan girişe ve çıkıştan kontrole transfer fonksiyonları elde edilmiştir. Daha sonra, kontrol sistemlerinin tasarımında kullanılan matematiksel analiz teknikleri ve simülasyon yoluyla yükseltici çeviricinin kontrol parametreleri ve bu parametrelere ait katsayılar elde edilmiş ve geliştirilen kontrol tekniği PIC18F4520 ile dijital yapıda uygulanmıştır. Tasarlanan yükselticinin performansı 1 kW'lık güç seviyesinde gerçekleştirilmiş bir prototip devre üzerinden incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Yakıt pili, yükseltici çevirici, yakıt-pilli enerji sistemleri, dijital kontrol

SUMMARY

In this study, a dc-dc converter that provides constant and stable output voltage from variable input voltage that is obtained from fuel-cells is designed and implemented. This converter system will be used to produce utility voltage for residential applications. Therefore, a fuel-cell which can give an output voltage in a range of 36-80 V is used as input source for the digitally-controlled boost converter and the boost converter is designed to produce a stable 80 V at the output. The control system of the boost converter is realized using PIC18F4520 microcontroller. Initially, by obtaining the small signal equivalent circuit of the boost converter and by the help of this obtained circuit the output-to-input and output-to-control transfer functions are found to realize a stable control. Then, control parameters of boost converter are obtained via mathematical analysis techniques and simulations which are used to design control systems. These parameters are applied digitally by using PIC18F4520. Finally, a prototype converter system is implemented at 1 kW scale.

Keywords: Fuel-cell, boost converter, fuel-cell energy systems, digital control.

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans öğrenim hayatım boyunca, gerek derslerimde ve gerekse tez çalışmalarında bana danışmanlık ederek sürekli cesaret veren, beni yönlendiren ve her türlü olanağı sağlayan danışmanım Yrd. Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek'e ve devre elemanlarının temini konusunda yardımcı olan KEMSAN firması yetkililerine teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı.....	1
1.2 Yakıt Pillerinin Kısa Tanıtımı.....	1
1.3 Uygulama İçin Uygun D.A-D.A Güç Çevirici Topolojisinin Seçimi.....	3
2. YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN GÜÇ DEVRESİ TASARIMI.....	5
2.1 Giriş	5
2.2 Çeviricinin Detaylı Çalışma İlkeleri ve Analizi.....	5
2.3 Güç Devresinin Tasarımı	12
2.4 Açık-Çevrim Simülasyon Sonuçları	16
3. YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN MODELLENMESİ VE TRANSFER FONKSİYONLARININ ELDE EDİLMESİ.....	20
3.1 Giriş	20
3.2 Yükseltici Çeviricinin Modellenmesi	20
3.2.1 Anahtarlama elemanının iletim durumu	20
3.2.2 Anahtarlama elemanının kesim durumu	21
3.2.3 Endüktans dalga şekillerinin ortalamasının alınması	22
3.2.4 Kondansatör dalga şekillerinin ortalamasının alınması	22
3.2.5 Giriş akımının ortalamasının alınması	23
3.2.6 Perturbasyon ve doğrusallaştırma	23
3.3 Yükseltici Çeviricinin Küçük Sinyal Devre Modelinin Elde Edilmesi	24

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
3.3.1 Perturbasyon	24
3.3.1.1 Endüktans denkleminin perturbasyonu	24
3.3.1.2 Kondansatör denkleminin perturbasyonu	25
3.3.2 Endüktans denklemine göre modelin elde edilmesi	26
3.3.3 Kondansatör denklemine göre modelin elde edilmesi	26
3.3.4 Eşdeğer küçük sinyal devresi	27
3.4 Yükseltici Çeviricinin Transfer Fonksiyonlarının Elde Edilmesi	27
3.4.1 Çıkıştan Giriş transfer fonksiyonunun elde edilmesi	28
3.4.2 Çıkıştan Kontrole transfer fonksiyonunun elde edilmesi	29
3.4.3 Transfer fonksiyonlarının standart formlarının elde edilmesi	30
4. YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN KONTROLÜ	33
4.1 Giriş	33
4.2 Dijital Kontrol Özellikleri	33
4.3 Çeviricilerin Genel Kontrol Mantığı	34
4.4 Yükseltici Çeviricinin Frekans Cevabı	35
4.5 Dijital PID Denklemleri	37
4.6 PIC18F4520 Mikro Denetleyicisi Genel Özellikleri	37
4.7 Çevirici Sistemine Göre PIC18F4520 Denetleyicisinin Ayarları	37
5.KAPALI-ÇEVİRİM KONTROLLÜ YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN SİMULASYONU	42
5.1 Giriş	42
5.2 Kontrollü Yükseltici Çeviricinin Sisotool ve Simulink İle Simülasyonu.....	42
6.YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİ GÜÇ VE KONTROL DEVRELERİNİN GERÇEKLENMESİ	47
6.1 Giriş	47
6.2 Deney Devresinin Tanıtımı.....	47

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
6.2.1 Kontrol devresi	48
6.3 Test Sonuçlarının Değerlendirilmesi	51
7. SONUÇLAR.....	54
8. KAYNAKLAR DİZİNİ	55

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1	Yükseltici Çevirici Devre Şeması 5
2.2	Anahtar İletim Konumundayken Yükseltici Çevirici Eşdeğer Devresi 6
2.3	Anahtar Kesim Durumundayken Yükseltici Çevirici Eşdeğer Devresi7
2.4	Yükseltici Çevirici Temel Dalga Şekilleri9
2.5	Yükseltici Çevirici Çevrim Oranı10
2.6	Yükseltici Çevirici Simülasyonu16
2.7	Yükseltici Çevirici Açık-Çevrim Simülasyon Sonuçları 18
2.8	Denge Durumdaki Simülasyon Sonuçları.....19
3.1	Endüktans Denklemine Göre Devre Modeli.....26
3.2	Kondansatör Denklemine Göre Devre Modeli.....26
3.3	Yükseltici Çevirici Küçük Sinyal Eşdeğer Devresi.....28
3.4	Kontrol Değişkeni d 'ye Bağlı Kaynakları Sıfıra Eşit Küçük Sinyal Devresi.....28
3.5	Primerden Sekondere Aktarım.....28
3.6	v_{gs} Kaynağı Sıfıra Eşitlenmiş Küçük Sinyal Eşdeğer Devresi.....29
3.7	Primerden Sekondere Aktarım29
4.1	Kontrol Şeması Blok Diyagramı34
4.2	Sadeleştirilmiş Kontrol Şeması Blok Diyagramı35
4.3	Sistemin Açık Çevrim Transfer Fonksiyonlarının Bode Diyagramları.....36
4.4	PIC18F4520 Pin Diyagramı38
4.5	Kontrol Algoritması Akış Diyagramı41
5.1	Kompanze Edilmiş Sistemin Açık Çevrim Bode Diyagramları.....42
5.2	Kompanze Edilmiş Sistemin Kapalı Çevrim Step ve İmpulse Cevapları.....43
5.3	Dijital PID Kontrollü Simülasyon Devresi44
5.4	Giriş Gerilimindeki Değişimlere Çıkış Geriliminin Cevabı45
5.5	Yükteki Değişimlere Çıkış Geriliminin Cevabı46
6.1	SOT227 Paket Yapısı47
6.2	Tüm Devre Şeması50
7.1	Çevirici Devre Prototipi.....51
7.2	Yükseltici Çevirici Çıkış Gerilimi-Zaman Grafiği52
7.3	Yükseltici Çevirici Çıkış Gerilimi-Zaman Grafiği53

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı

Dünyada son yıllarda giderek artan çevre kirliliği ve enerji kaynaklarının hızla azalması, elektrik üretiminde yakıt pili, rüzgâr enerjisi ve güneş pilleri gibi alternatif enerji kaynaklarının kullanılmasını zorunlu kılmıştır. Bu çalışmanın amacı da, yakıt pilinden, özellikle ev veya işyerlerinde kullanılabilecek elektrik enerjisinin nasıl elde edilebileceğidir.

Bu çalışmada yakıt pili konusuna kısaca değinilecek, yakıt pili çıkışına bağlanılacak çevirici topolojisi seçimi ve seçilen topoloji hakkında detaylı teknik bilgi verilecektir. Çeviricinin matematiksel modeli elde edilecek ve bu model kullanılarak temel yükseltici çeviricinin karakteristiğini veren transfer fonksiyonları elde edilecektir. Sisteme uygulanacak kontrol mantığı ve kullanılacak mikro denetleyici üzerinde durulacaktır. Elde edilen çevirici transfer fonksiyonu kullanılarak sistemin açık-çevrim ve kapalı-çevrim transfer fonksiyonlarının bode diyagramları frekans alanı teknikleri kullanılarak incelenecektir. Son olarak sistemin devre şeması, açıklamaları ve kontrol kartı özellikleri hakkında bilgi verilecek, yapılan deney sonuçları incelenecektir.

1.2 Yakıt Pillerinin Kısa Tanıtımı

21. yüzyılın başlarında, yakıt pilleri pek çok uygulamada enerji ihtiyacını karşılayabilecek hale geldiler. Yakıt pilleri kimyasal enerjiyi elektrik ve termal enerjiye çeviren elektrokimyasal aygıtlardır. Yakıt pili sistemleri taşınabilir elektronik aletler ile güç gereksinimini karşılayan ünitelere kadar olan aralıktaki enerji gereksinimini karşılayabilirler. Ayrıca, bir yakıt pili sistemi yakıt pili hücrelerinin yanı sıra yakıt işleyici, hava, su, termal enerji ve gücü işleyen alt sistemlerden oluşur [1].

Yakıt pilleri, bir reformer yardımıyla elde edilen hidrojenin veya doğrudan hidrojenin oksijen ile kimyasal reaksiyonu ile elektrik üreten güç sistemleridir.

Geleceğin enerji üretim kaynağı olarak görülmektedirler. Yakıt pilleri yakıttaki kimyasal enerjiyi herhangi bir enerji dönüşüm işlemi gerekmeksizin elektrik enerjisine yüksek verimle dönüştüren cihazlardır. Yakıt pilinde yakıt ile oksijen arasında tepkimeler olurken elektrik akımı ve ısı oluşmaktadır. Yakıt pilleri;

- Enerji dönüştürücüde hareketli parça olmaması
- Kompakt yapılı olması
- Sessiz olması
- Yakıt esnekliği
- Ölçü/boyut esnekliği
- Hızlı yük takip edebilme yeteneği

gibi bazı üstünlüklere sahip olduğu gibi;

- Halen maliyetlerinin yüksek olması
- Güç üretim endüstrisinde tanınmayan bir teknoloji olması
- Bazı yakıt türleri için (hidrojen, metanol vb.) dağıtım altyapısının bulunmaması
- Hidrojen güvenliğinin sağlanması

gibi bazı olumsuzluklara da sahiptirler.

Yakıt pilleri kullanılan elektrolite göre;

- Alkali yakıt pili (AYP)
- Fosforik asit yakıt pili (FAYP)
- Erimiş karbonat yakıt pili (EKYP)
- Katı oksitli yakıt pili (KOYP)
- Polimer elektrolit membranlı yakıt pili (PEMYP)
- Doğrudan metanol yakıt pili (DMYP)
- Sodyum borhidrüllü yakıt pili (DMYP)

olarak sınıflandırılmaktadırlar.

Bu yakıt pili türlerinden, EKYP ve KOYP yüksek sıcaklıklarda çalışırlar ve kojenerasyon ve sabit güç uygulamalarında kullanılmaktadırlar. Nispeten daha düşük sıcaklıkta çalışan FAYP de kojenerasyon, sabit güç uygulamaları ve taşımada kullanılabilir. Uzay, taşıma, bilgisayar, cep telefonu gibi teknolojiler için düşük sıcaklıkta çalışan AYP, PEYP, DMTP türleri kullanılmaktadır [2].

Bu çalışmada, ev elektriği üretimine uygunluğu, çalışabilmesi için çok yüksek sıcaklıklar gerektirmemesi, kullanım yaygınlığı gibi sebeplerden ötürü PEMYP kullanılması amaçlanmıştır [3].

1.3 Uygulama İçin Uygun D.A-D.A Güç Çevirici Topolojisinin Seçimi

Anahtarlama doğru akım-doğru akım (d.a-d.a) çeviricileri, anahtarlama tekniği ile bir seviyedeki gerilimi başka bir seviyeye çevirmek için kullanılan güç elektroniği sistemleridir. Yüksek verimlilikleri ve küçük boyutları sayesinde günümüzde oldukça popülerdirler. Anahtarlama d.a-d.a çeviricileri bilgisayarlarda ve her türlü cihaz adaptörlerinde sıklıkla kullanılırlar [4].

Anahtarlama bir güç kaynağı, güç devresi ve kontrol devresinden oluşur. Güç devresi anahtarlama elemanları ve filtreleri içerir, giriş ile çıkış arasındaki gerilim ve akım seviyeleri gibi temel çevrimleri gerçekleştirir. Kontrol devresi çıkışta regüle edilmesi istenen sinyal cinsinin istenen şartlara uygun bir biçimde gerçekleşmesini sağlar.

Bu aşamada yapılması gereken, kaynağı yakıt pili olan bir sistem için uygun olan d.a-d.a çeviricinin seçilmesidir. Bu çalışmada yapılacak olan işlem düşük gerilim seviyesinden yüksek gerilim elde etmek olduğundan yükseltici çevirici sınıfına giren çeviricilerden biri seçilmelidir. Yükseltici çeviriciler olarak, yükseltici çevirici (boost converter), flyback çevirici, push-pull, ileri, yarı köprü ve tam köprü çeviricileri sayılabilir. Bu çeviricilerin çoğu, yüksek fiyat ve düşük verimliliğe yol açan çok sayıda devre elemanına sahiptir. Genel olarak, çeviricilerdeki en büyük kayıp güç taşıyan elemanlardan kaynaklanmaktadır ve bu elemanların mümkün olan en az sayıda kullanılması birçok uygulamada verimliliği artırır. İleri ve push pull çeviricileri yüksek güç ihtiva eden çalışmalar için uygun değildir. Bu çalışmada tasarlanmak istenilen sistemin güç düzeyi 1000 W'dır ve ileride sadece birkaç devre elemanının değiştirilmesi ile daha yüksek güç düzeylerinde de çalıştırılabilme ihtimali de mevcuttur. Ayrıca push-pull çeviricilerde ortadan ayrılmış sargının iki tarafının birbirine eşit olmama veya simetrik olarak sarılmamış olma ihtimali vardır ve anahtarlama elemanlarının

açık/kapalı olma zamanları iletim durumundaki gerilim düşümlerinde olduğu gibi hiçbir zaman eşit değildir. Pratikte mevcut olan tüm bu düzensizlikler, transformatör çekirdeğinin doyuma ulaşmasına ve sonuç olarak çeviricilerin işe yaramaz hale gelmelerine sebep olabilir. Son olarak, aynı amaçlı devre için, ileri ve push-pull çeviricilerin devre elemanlarının akım ve gerilime dayanma kapasiteleri yarım-köprü ve tam-köprü çeviricilerin devre elemanlarınınkinin 2 katıdır. Bu da daha pahalı malzeme ve daha çok kayıp demektir.

Yarı köprü ile karşılaştırıldığında, tam köprü çevirici daha fazla devre elemanına sahip olsa da, devre elemanlarının akım taşıma kapasitelerinin ve transformatör sarım sayısının yarıya indirilebilmesine olanak tanır. Bu sayede kayıp azalır. Ayrıca, tam-köprü çeviricinin devre elemanlarının akım stresleri push-pull, ileri ve yarı-köprü çeviricilerinkine göre daha azdır [17].

Bütün bu bilgiler ışığında, d.a-d.a çevirici sistemi olarak, önce 36-80 V değişken yakıt pili çıkışı 80 V'a sabitleyen bir temel yükseltici çevirici ve bunu da 400 V seviyesine çıkaran ve izolasyon sağlayan bir tam köprü çevirici devresi tasarlanmasına karar verilmiştir. Bu çalışmada sadece ilk kısım, yani 36-80 V arası değişken giriş geriliminden sabit 80 V olarak elde etme üzerinde durulacaktır. Çeviricinin devre şeması bölüm 2'de verilmiştir.

Bu aşamada akla gelen soru, yakıt pili çıkışına direkt olarak tam köprü çevirici değil de neden önce yükseltici çevirici daha sonra tam köprü çevirici bağlanmasıdır. Tam köprü çeviricide akım iki yönlü akabilir ancak beslemeye doğru akan akım yakıt pilleri için istenen bir durum değildir. Tam köprü çevirici kullanarak 36 V gibi düşük gerilim seviyelerinden 400 V gibi yüksek gerilim seviyelerine çıkmak büyük kayıplarla olur. Gerçeklenmesi zor olan kontrol algoritması tam köprü çevirici yerine temel yükseltici çevirici üzerine yüklenerek kontrol algoritması basitleşir. Daha düşük değerlerde akım taşıma ve gerilim bloklama özelliklerine sahip devre elemanları kullanılabilir. Son olarak sayılabilecek bir diğer sebep de, yakıt pilinin yükü besleyemediği durumlara karşı sistemi desteklemesi gereken akü veya kondansatör gibi yardımcı devre elemanlarının 400 V yerine 80 V seçilebilmesidir [5,17].

BÖLÜM 2

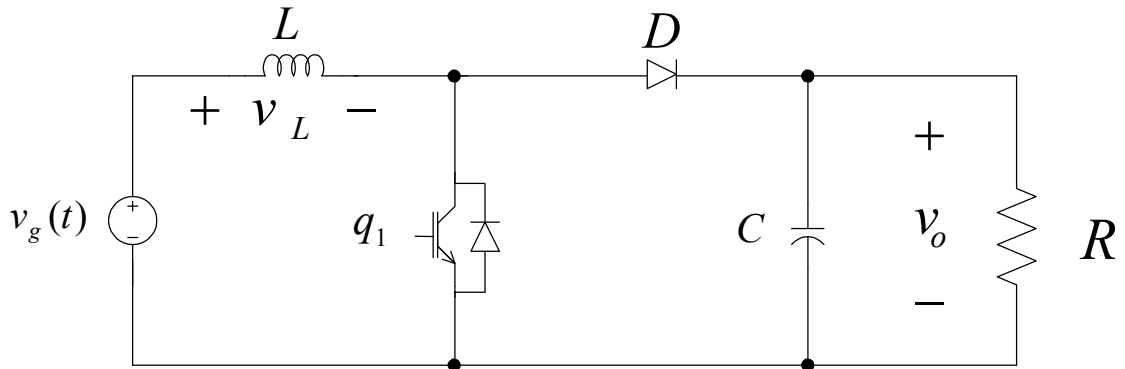
YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN GÜÇ DEVRESİ TASARIMI

2.1 Giriş

Bu bölümde yükseltici çevirici çalışma prensipleri anlatılacak, istenen koşullara göre tasarımı yapılacak, açık-çevrim simülasyon modeli ve sonuçları verilecektir.

2.2 Çeviricinin Detaylı Çalışma İlkeleri ve Analizi

Yükseltici çevirici, çıkış gerilimi olarak giriş geriliminden daha yüksek seviyede gerilim elde etmek için kullanılan, izole olmayan ve giriş-çıkış gerilim polariteleri aynı olan bir anahtarlama d.a-d.a çeviricidir. Bu çevirici, kaynağı yakıt pili ve güneş pili gibi çıkış gerilimi sabit olmayan cihazlarda sıklıkla kullanılır. Bu çalışma boyunca, yükseltici çeviricinin ideal bileşenlerden oluştuğu varsayılmıştır. Yükseltici çevirici devre şeması şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1. Yükseltici Çevirici Devre Şeması

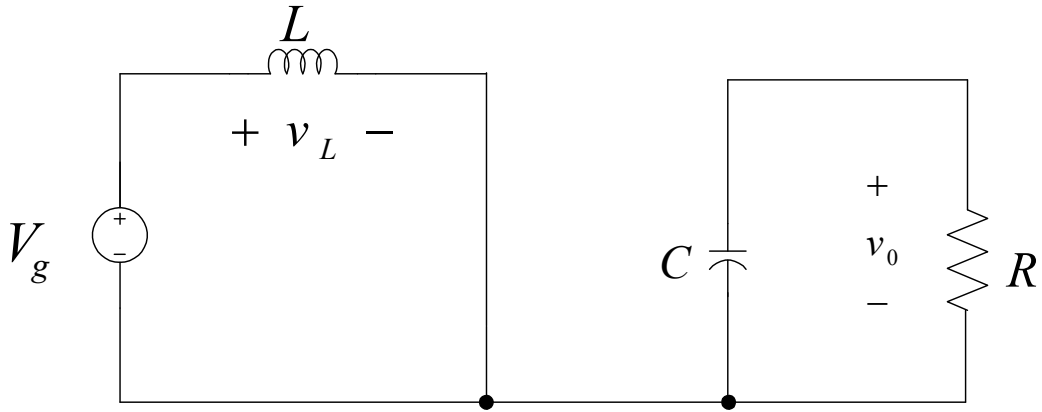
Şekil 2.1'de; $v_g(t)$ giriş gerilimini, L endüktansı, v_L endüktans gerilimini, q_1 anahtarlama elemanını, D diyotu, C kondansatörü, v_c kondansatör gerilimini, R yük direncini ve v_o çıkış gerilimini ifade eder.

Şekil 2.1'de, q_1 olarak nitelendirilen anahtarlama elemanı (IGBT, MOSFET, transistor) çeşitli kontrol teknikleriyle belirli zaman aralıklarında iletme geçirilerek veya iletimden kesilerek çıkışta, girişten daha yüksek seviyede ve regüle edilmiş gerilim elde edilmesi için kullanılır. Bu anahtarlama elemanının iletimde tutulduğu sürenin, t_{on} , tüm periyot süresine, T , oranı D çalışma oranını verir.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad 0 < D < 1 \quad (2.1)$$

Yükseltici çeviricinin giriş akımı aynı zamanda endüktans akımı olduğundan süreklidir. Çıkış akımı ise, giriş ve çıkışı birbirine bağlayan diyotun sürekli iletimde olmamasından dolayı sürekli değildir. Diyotun iletimde olmadığı durumda çıkış akımı, kondansatör tarafından sağlanır.

Anahtar açık (iletimde), diyot kapalı (kesim) konumlarında iken oluşan eşdeğer devre şekil 2.2'de verilmiştir.



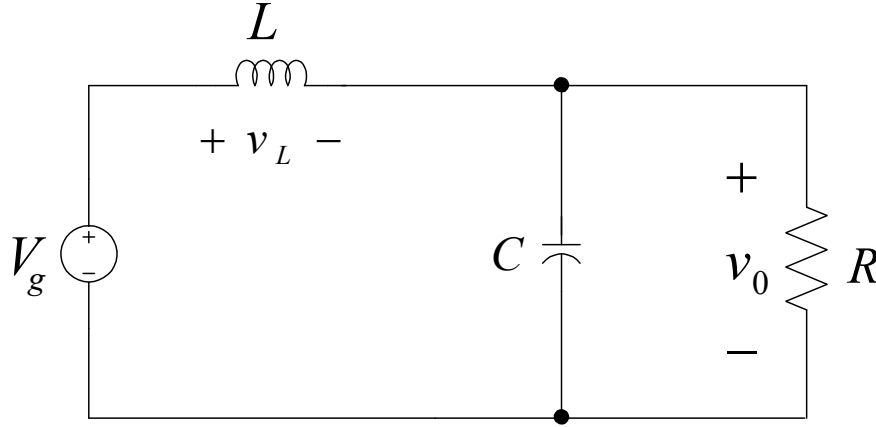
Şekil 2.2. Anahtar İletim Konumundayken Yükseltici Çevirici Eşdeğer Devresi

$$v_L = V_g \quad 0 < t < DT_s \quad (2.2)$$

DT_s bir anahtarlama periyodu boyunca anahtarlama elemanının ne kadar süre ile iletimde olacağını, T_s ise anahtarlama periyodunu belirtir.

Bu durumda, endüktansın üzerindeki gerilim denklem (2.2)'de gösterildiği gibi giriş gerilimine eşit olur ve endüktansın üzerinden akan akım doğrusal olarak artarak endüktans üzerinde enerji yüklenmesine neden olur. Diyot ters kutuplandığı için kesim durumuna geçer. Çıkış tarafı da çıkış kondansatörünün yük üzerinde deşarj olması yoluyla beslenir.

Anahtar kapalı (kesimde), diyot açık (iletimde) konumlarında iken oluşan eşdeğer devre şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2.3. Anahtar Kesim Konumundayken Yükseltici Çevirici Eşdeğer Devresi

$$v_L = V_g - V_o \quad DT_s < t < T_s \quad (2.3)$$

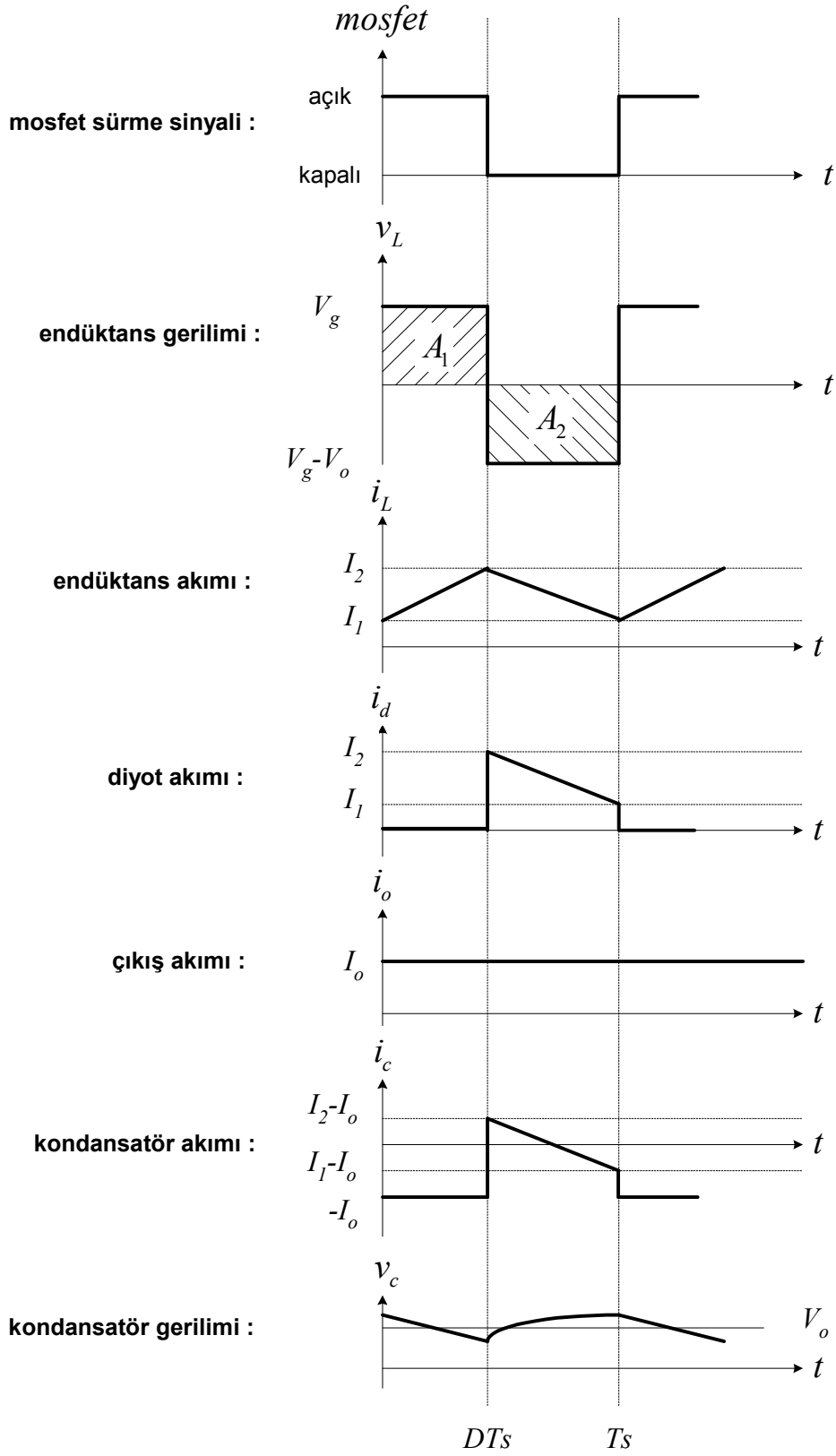
Bu durumda, giriş beslemesinin yanı sıra, endüktansın üzerinde biriktirilen enerji de endüktans akımı vasıtasıyla diyot üzerinden akarak hem yükü besler hem de çıkış kondansatörünü şarj eder. Denklem (2.3)'de verildiği gibi, endüktans üzerindeki gerilim giriş gerilimi ile çıkışta oluşan gerilimin farkına eşittir.

Yükseltici çevirici sürekli ve süreksiz akım modları olmak üzere iki moda çalışabilir. Anahtarlama elemanın kesimde olduğu sürede endüktans akımı sıfır seviyesine kadar düşer ise süreksiz akım modu, düşmez ise sürekli akım modu oluşur. Bu iki durumun gösterdiği frekans alanı cevapları çok farklı olduğundan, çeviricinin sürekli olarak bu modlardan sadece birinde çalışması istenir.

$$\frac{\Delta I_L}{2} < I_L \quad \text{ise s\u00fcrekli akım modu}$$
$$\frac{\Delta I_L}{2} > I_L \quad \text{ise s\u00fcreksiz akım modu}$$

ΔI_L end\u00fcktans akımı \u00fczerindeki tepeden-tepeye dalgalanma miktarını ifade eder [6].

Bu uygulamada \u00e7eviriciyi s\u00fcrekli akım modunda \u00e7alıştırma ama\u00e7lanmıştır, dolayısıyla s\u00fcreksiz akım moduna değinilmeyecektir. Bu koşulda ve anahtarlama elemanının a\u00e7ık ve kapalı olması durumlarında oluşan eşdeğer devrelere g\u00f6re devre elemanları \u00fczerinde oluşan dalga Şekilleri Şekil 2.4'de verilmiştir.



Şekil 2.4. Yükseltici Çevirici Temel Dalga Şekilleri

Endüktansın gerilim-saniye dengesine (endüktans üzerine uygulanan gerilim ve uygulanma süresinin çarpımı) göre, denge durumunda endüktans üzerindeki ortalama gerilim sıfıra eşit olacağından yukarıdaki şekilde endüktans geriliminin dalga şeklinde gösterilen A_1 alanının A_2 alanına eşit olması gerekir. Bu durumda,

$$V_g \cdot DT_s = -(V_g - V_o) \cdot (T_s - DT_s) \quad (2.4)$$

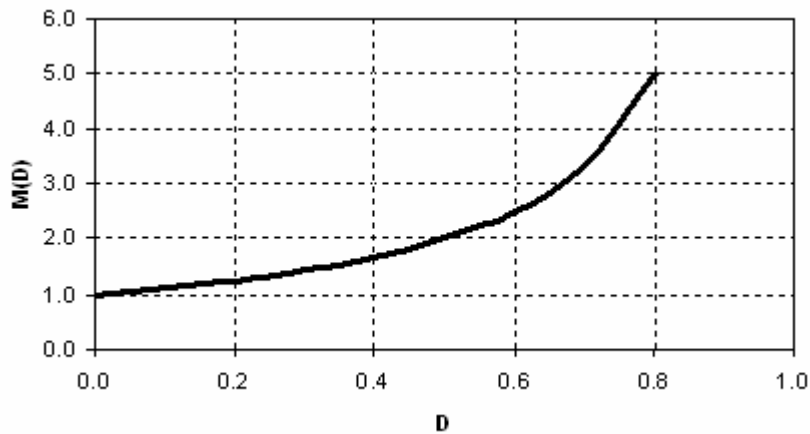
olur ve sadeleştirme sonucunda,

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad (2.5)$$

yükseltici çeviricinin giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı elde edilir. Görüldüğü üzere, çıkış gerilimi; giriş gerilimi ve D çalışma oranına bağlıdır. D çalışma oranı 0 ile 1 arasında bir değer olduğundan çıkış gerilimi giriş geriliminden her zaman büyüktür [6].

Denge durumunda, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı çevrim oranı olarak nitelendirilir ve $M(D)$ ile ifade edilir. Bu ifade Şekil 2.5’de bir grafikte açıklanmıştır.

$$M(D) = \frac{1}{1-D} \quad (2.6)$$



Şekil 2.5. Yükseltici Çevirici Çevrim Oranı

Giriş akımı, I_g , ve çıkış akımı, I_o , arasındaki bağıntı güç eşitliği ve (2.5) denklemini kullanarak elde edilebilir.

İdeal çevirici için $P_o = P_g$ olduğundan;

$$\frac{I_g}{I_o} = \frac{1}{1-D} \quad (2.7)$$

eşitliği türetilir. Burada; P_o çıkış, P_g giriş gücünü simgeler.

Endüktans akımındaki dalgalanma hiçbir çevirici için istenen bir durum değildir. Bu sebeple dalgalanma miktarının sınırlandırılması gerekmektedir ve bu dalgalanma miktarı, çevirici devresindeki endüktansın değerinde önemli rol oynar. Endüktans değeri ile endüktans akımındaki kabul edilebilir dalgalanma arasındaki bağıntı şu şekilde elde edilir [6];

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int v_L(t) dt \quad (2.8)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{L} \Delta t \quad \Rightarrow \quad L \geq \frac{V_g}{\Delta I_L} DT \quad (2.9)$$

Çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma da hiçbir çevirici için istenen bir durum değildir. Çıkış gerilimindeki dalgalanma, kondansatör yardımıyla sınırlandırılır. Kondansatörün kapasitans değeri ile çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma miktarı arasındaki bağıntı da şu şekilde elde edilir [6];

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (2.10)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C} \Delta t \quad \Rightarrow \quad C \geq \frac{I_o}{\Delta V_o} DT \quad (2.11)$$

2.3 Güç Devresinin Tasarımı

Daha öncede belirtildiği gibi, kullanılacak yakıt pili yüke göre değişken olarak 36-80 V arası gerilim üretir. Buradaki amaç çıkışta sabit 80 V elde etmektir. Yükseltici çevirici bu işlemi amaçlanan güç olarak 1000 W düzeyinde gerçekleştirmelidir. Bu doğrultuda, yükseltici çevirici (sürekli iletim modunda çalışacak) için istenilen çalışma şartları şu şekilde sıralanabilir;

$$V_g = 36-80 \text{ V} : \text{giriş gerilim aralığı}$$

$$V_o = 80 \text{ V} : \text{çıkış gerilimi}$$

$$f_s = 100 \text{ kHz} : \text{anahtarlama frekansı}$$

$$P_o = 1000 \text{ W} : \text{çıkış gücü}$$

$$\Delta i_L = \% 15 : \text{üst tepe noktasından alt tepe noktasına endüktans akımı değişimi}$$

$$\Delta v_o = \% 1 : \text{üst tepe noktasından alt tepe noktasına çıkış gerilimi değişimi}$$

İstenilen özelliklere sahip yükseltici çeviricinin L , C ve R değerleri hesaplanmalıdır. L değerini hesaplayabilmek için (2.5) ve (2.9) denklemlerinden yararlanılır;

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{L} \Delta t \quad \text{ve} \quad \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad (2.12)$$

denkleminden görüleceği üzere, L değerini hesaplayabilmek için giriş gerilimi kullanılacaktır. Çeviricinin giriş gerilimi değişken olduğundan, en yüksek dalgalanmayı veren durum için endüktans değerinin hesaplanması gerekmektedir. Denklem (2.9)'da iki değişken bulunmaktadır. Eğer V_g yerine denklem (2.12)'deki eşdeğeri yazılırsa değişken sayısı birer iner, çünkü V_o sabit bir parametredir. Akımdaki dalgalanma denkleminin yeni hali denklem (2.13)'de verilmiştir.

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{L} DT = \frac{V_o(1-D)D}{Lf_s} \quad (2.13)$$

Bu aşamada, en yüksek ΔI_L değerinin bulunabilmesi için, (2.13) eşitliğinin sağ tarafındaki denklemin payının D çalışma oranına göre türevinin alınması gerekir;

$$\frac{d(D-D^2)}{dD} = 1-2D = 0 \quad \text{ise} \quad D = 0,5$$

$$D = 0,5 \quad \text{ise} \quad V_g = 40 \text{ V olur.}$$

Sonuç olarak $V_g = 40 \text{ V}$, endüktans akımı için en yüksek dalgalanma değerini dolayısıyla da kullanılacak endüktansın minimum değerini verir. Bu durum için minimum L değerinin hesabı denklem (2.14) ile yapılır.

$$L \geq \frac{V_o(1-D)D}{\Delta I \cdot f_s} \quad (2.14)$$

$\eta = \% 100$ düşünüldüğünde $P_o = P_g = 1000W$ olur, bu durumda;

$$I_g = I_L = \frac{P_g}{V_g} = \frac{1000}{40} = 25A \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = 0,15 \cdot 25 = 3,75A$$

$$L \geq \frac{80(1-0,5)0,5}{3,75 \cdot 100 \cdot 10^3} = 53,3\mu H$$

$53,3\mu H$ endüktans değeri yeterli gözükmemektedir. Yükseltici çeviricinin devamlı olarak sürekli iletim modunda çalışması gerektiğinden, süreksiz iletim moduna geçmemesi için en düşük yük durumunun göz önüne alınması gerekmektedir. 1000 W'lık yüke kadar sorunsuz çalışması istenilen çeviricinin en düşük yük durumu 100 W olarak belirlenir ise, çıkışta en düşük 1,25 A'lık akımın akacağı söylenebilir. Bu durumda;

$$L \geq \frac{V_o(1-D)D}{I_{o,\min} \cdot f_s} = \frac{40 \cdot 0,5}{1,25 \cdot 100 \cdot 10^3} = 164\mu H$$

Ayrıca, kullanılan mikro denetleyici ile 100 kHz anahtarlama frekansında çalışmanın zorluğu göz önünde tutularak, ileride 50 kHz ile çalışılma olasılığına karşı, L değeri bulunan değerın 2 katı, $328 \mu H$, olacağından standart değer olarak $300 \mu H$ seçilmiştir. Seçilen endüktansın taşıyacağı en yüksek akım değeri;

$$I_g + \frac{\Delta I_L}{2} = 25 + \frac{3,75}{2} = 26,875 A$$

olarak bulunur. Pratikte bu değer geçici durumda endüktansın doyuma gitmesini engellemek için $26,875 / 0,8$ alınır ki bu da yaklaşık olarak $34 A$ 'e tekabül etmektedir.

Çıkış filtre kondansatörünün, C , değerini hesaplayabilmek için çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma değerini veren (2.15) denkleminde yararlanılır;

$$C \geq \frac{I_o}{\Delta V_o} DT \quad (2.15)$$

burada, en kötü durum için C değerinin hesaplanması gerektiğinden, en düşük giriş gerilimi göz önüne alınarak D_{\max} değeri ve en yüksek yük değeri kullanılarak çıkış akımı değerleri bulunur;

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad \text{ise} \quad \frac{80}{36} = \frac{1}{1-D} \quad \text{buradan} \quad D_{\max} = 0,55 \text{ bulunur.}$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{80} = 12,5 A$$

$$C \geq \frac{12,5 \cdot 0,55}{0,01 \cdot 80 \cdot 100 \cdot 10^3} = 85,93 \mu F$$

$85,93 \mu F$ kapasitans değeri yeterli gözükmemektedir. Yine ileride anahtarlama frekansını 100 kHz'den 50 kHz'e döndürme ihtimali göz önüne alınarak, elde edilen C değerinin 2 katı, $172 \mu F$ olacağından, standart değer $220 \mu F$ seçilmiştir.

Yük değeri olarak, en düşük R değeri;

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{80}{12,5} = 6,4\Omega$$

seçilmiştir.

Yükseltici çevirici de, L , C ve R değerlerinin yanı sıra kullanılacak olan anahtarlama elemanlarının seçimleri de önemlidir. İlk olarak anahtarlama elemanlarının taşıyacakları akım ve bloke edecekleri gerilim değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir.

Yükseltici çevirici devre şemasında q_1 olarak nitelendirilen anahtarlama elemanı olarak, yüksek hızda çalışabilme yeteneğine sahip olan MOSFET, MOSFET tipi olarak da NPN MOSFET kullanılması uygun görülmüştür. MOSFET kullanılan anahtarlama çeviricilerde kayıpların büyük kısmı anahtarlama elemanlarının iletim durumunda gösterdikleri dirençten kaynaklanmaktadır. NPN MOSFET, PNP MOSFET'e göre daha düşük iletim direncine sahip olduğundan daha düşük kayıplara sebep olmaktadır.

Anahtarlama frekansı arttıkça, MOSFET'de oluşan güç kaybı sistemi daha fazla etkiler. Bu sebeple MOSFET seçilirken dikkat edilmesi gereken hususlar, düşük iletim direncine ve düşük kapı şarj karakteristiğine sahip olmasıdır [7].

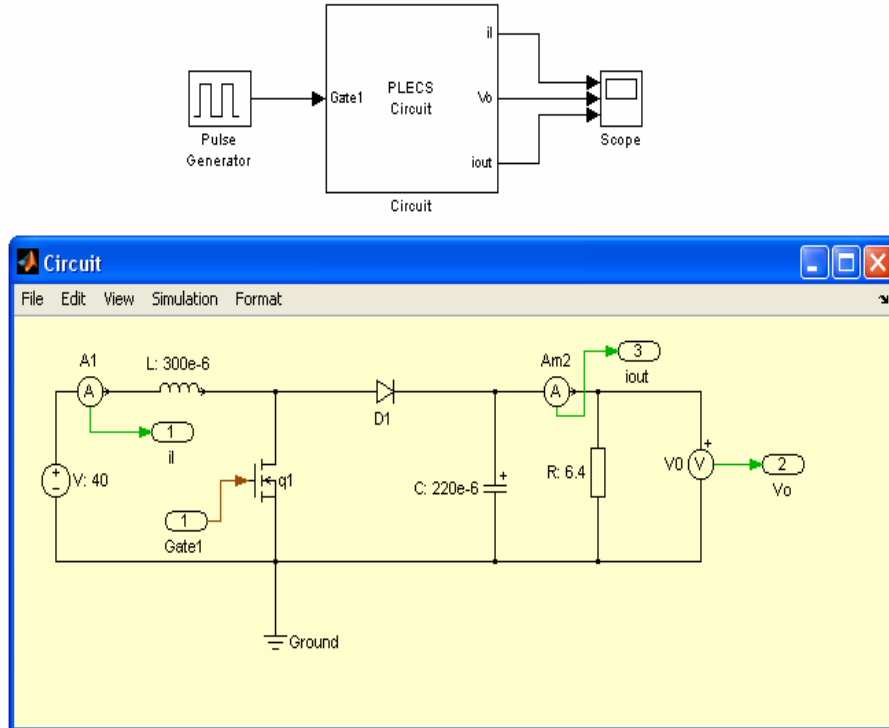
MOSFET'in iletim durumundayken taşıyacağı akım giriş akımına yani endüktans akımına eşittir. Bunun için en yüksek değer olarak 34 A daha önce hesaplanmıştı. Kesim durumundayken ise bloke edeceği gerilim değeri çıkış gerilimine eşittir ve bu da 80 V'dur. Pratikte bu değer 80 / 0,8 yani 100 V alınması tavsiye edilen bir yaklaşımdır. Sonuç olarak, kullanılacak MOSFET 34 A akım taşıma kapasitesine ve 100 V gerilim bloklama özelliğine sahip olmalıdır.

Kullanılacak diyotun iletim durumundaki gerilim değeri çevirici için kayıp teşkil etmektedir. Diyotun taşıyabileceği değer olarak en yüksek endüktans akımı değeri alındığında 34 A olduğu görülür. Yine, kesim durumunda bloke edeceği gerilim değeri çıkış gerilimine eşittir, yani 80 V'dur. Bu durumda, 34 A akım taşıma kapasitesine ve 100 V gerilim bloklama özelliğine sahip olan diyot seçilmelidir.

Daha önce belirtildiği gibi, bu çalışmada yükseltici çeviricinin tüm elemanları ideal varsayılmıştır, dolayısıyla devre elemanlarının neden olduğu kayıplara değinilmeyecektir.

2.4 Açık-Çevrim Simülasyon Sonuçları

Simülasyon aracı olarak Matlab/Simulink ortamı ve PLECS modülü kullanılmıştır. Tasarımı yapılan yükseltici çevirici Simulink/PLECS ortamında kurulmuştur, çeviriciye açık-çevrim kontrol uygulanmıştır. Bu aşamadaki amaç sadece tasarım parametrelerinin doğruluğunun tespitidir. Kapalı-çevrim kontrollü simülasyonlar ilerdeki kısımlarda verilecektir.



Şekil 2.6. Yükseltici Çevirici Simülasyonu

PLECS devresinin kullanılmasının amacı, daha sonra simülasyona kontrol döngülerinin de eklenmesiyle oluşacak karışıklığı gidermek ve simülasyona sade, kolay anlaşılır bir yapı katmaktır. Ayrıca, normal simulink ortamında yapılan simülasyonlara göre çok daha hızlı tepki verdiği gözlenmiştir.

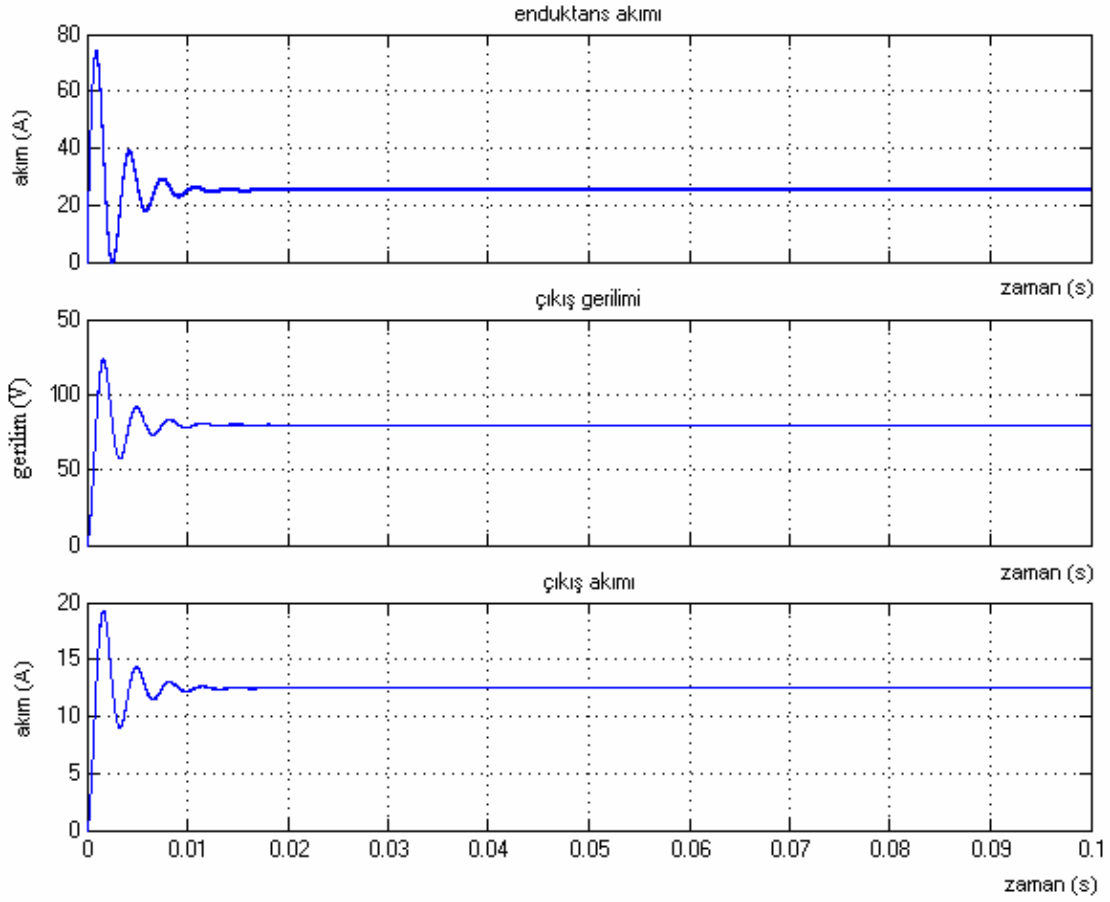
Görüldüğü üzere simulink modeli çok sade bir yapı içermektedir. Üstteki şekil bir darbe üretici, PLECS devresi ve dalga şekillerini gözlemleyebilmek amacıyla konulmuş bir osiloskoptan oluşmaktadır. PLECS devresinin iç yapısı ise alt kısımdaki şekilde gösterilmiştir.

Kontrol devresinden yoksun olarak kurulmuş olan yükseltici çeviricinin değişken olan giriş gerilimi için deneme amaçlı olarak 40 V girilmiştir. Daha önce hesaplandığı üzere 40 V giriş geriliminden 80 V çıkış gerilimi elde edilebilmesi için D çalışma oranı, MOSFET'i tetikleyen darbe üretici vasıtasıyla 0,5 olarak ayarlanmıştır. Anahtarlama frekansı 100 kHz seçildiğinden, MOSFET'in iletimde olma süresi;

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{100 \cdot 10^3} = 10 \mu s \quad \text{olduğundan} \quad t_{iletim} = DT_s = 0,5 \cdot 10 = 5 \mu s$$

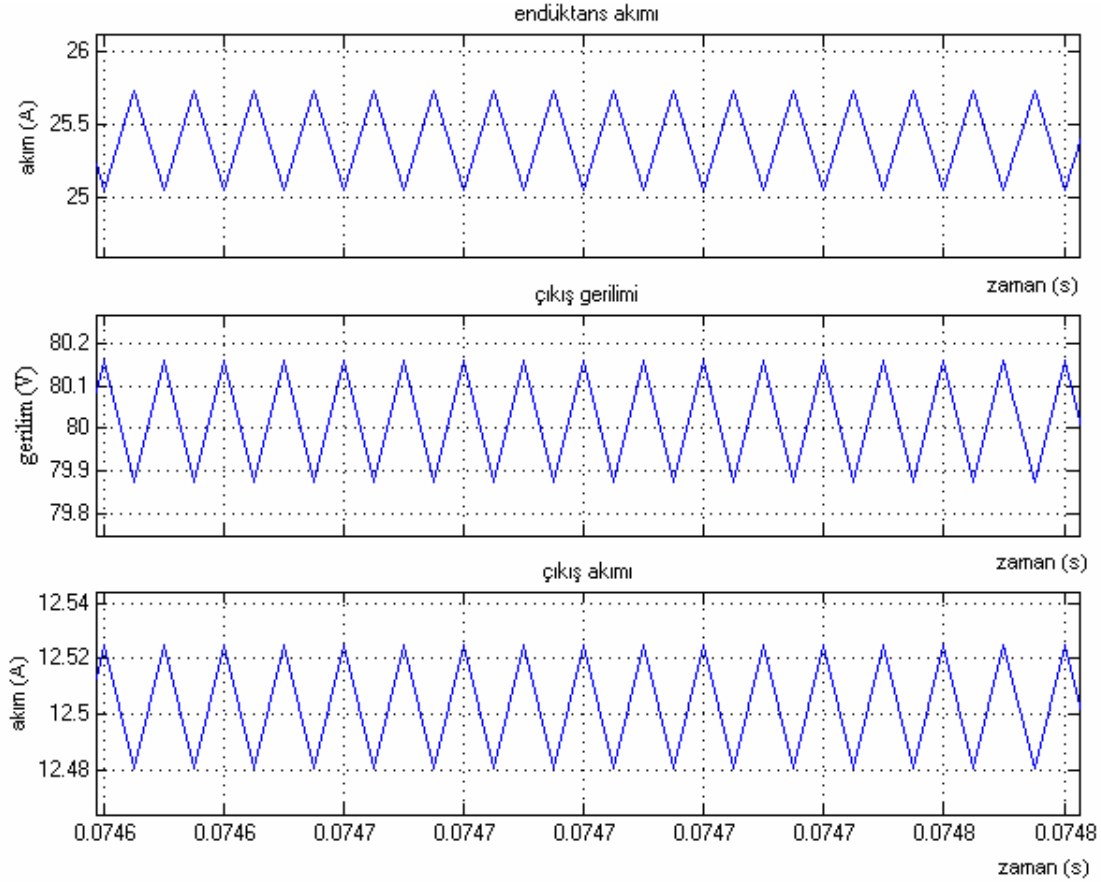
diğer bir deyişle %50 olarak ayarlanmıştır.

Gerçekleştirilen simülasyon sonuçları şekil 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.7. Yükseltici Çevirici Açık-Çevrim Simülasyon Sonuçları

Dalga şekilleri üzerindeki dalgalanmaları görebilmek amacıyla, dalga şekillerinin denge durumundaki hallerine bakılmalıdır. Dalgalanma sınırları endüktans akımı için tepeden tepeye 3,75 A, çıkış gerilimi için ise tepeden tepeye 0,8 V olarak belirlenmişti. Denge durumundaki dalga şekillerini gösteren simülasyon sonuçları şekil 2.8’de verilmiştir. Şekil 2.7’de başlangıçta gözlenen dalgalanmalar geçici durumu göstermektedir.



Şekil 2.8. Denge Durumundaki Simülasyon Sonuçları

Görüldüğü üzere, endüktans akımı üzerinde tepeden tepeye 1 A'den az bir dalgalanma ve çıkış gerilimi üzerinde ise tepeden tepeye 0,3 V'dan az bir dalgalanma vardır. Bu sonuçlar, şu ana kadar yapılan tasarımın doğru olduğunun göstergesidir. Bu aşamadan sonraki amaç; D çalışma oranının, giriş geriliminin veya çıkış yükünün sabit olarak uygulanmadığı halde sabit 80 V çıkış gerilimi verebilen, kontrollü bir d.a-d.a yükseltici çevirici devresinin gerçekleştirilmesidir. Kontrolün gerçekleştirilebilmesi için öncelikle yükseltici çevirici belirli bir d.a. çalışma noktası çevresinde doğrusallaştırılarak modellenmelidir [8]. Yükseltici çeviricinin küçük-sinyal eşdeğer devresi ile çıkıştan girişe ve çıkıştan kontrole transfer fonksiyonları elde edilmelidir.

BÖLÜM 3

YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN MODELLENMESİ

VE

TRANSFER FONKSİYONLARININ ELDE EDİLMESİ

3.1 Giriş

Bu bölümde yükseltici çevirici belirli bir d.a. çalışma noktası çevresinde doğrusallaştırılarak modellenecek, küçük sinyal eşdeğer devre modeli ile çıkıştan girişe ve çıkıştan kontrole transfer fonksiyonları elde edilecektir.

3.2 Yükseltici Çeviricinin Modellenmesi

Yükseltici çeviricinin modellenmesi boyunca, büyük harfle gösterilen terimler d.a değerlerini, küçük harfle gösterilen terimler doğru akım (d.a) veya alternatif akım (a.a) değerleri içerebilen zamana bağlı değişkenleri ve şapkalı gösterilen terimler küçük a.a dalgalanmalarını belirtmektedir [9]. Örnek olarak,

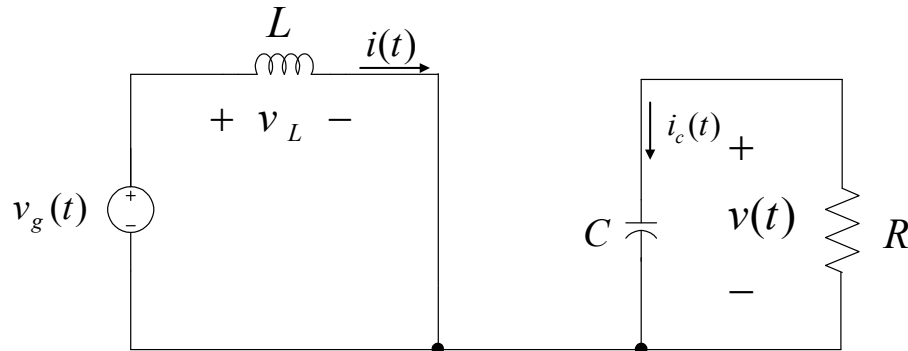
D : durağan çalışma modundaki veya d.a çalışma oranı değerini ifade eder

$d(t)$: a.a ve d.a değerlerini içeren çalışma oranı değerini ifade eder

$\hat{d}(t)$: çalışma oranı üzerindeki küçük a.a dalgalanmaların değerini ifade eder

Modelleme sırasında anahtarlama elemanının iletim veya kesim durumlarına göre oluşan durumlar göz önüne alınır.

3.2.1 Anahtarlama elemanının iletim durumu



Endüktans gerilimi ve kondansatör akımları;

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = v_g(t) \quad (3.1)$$

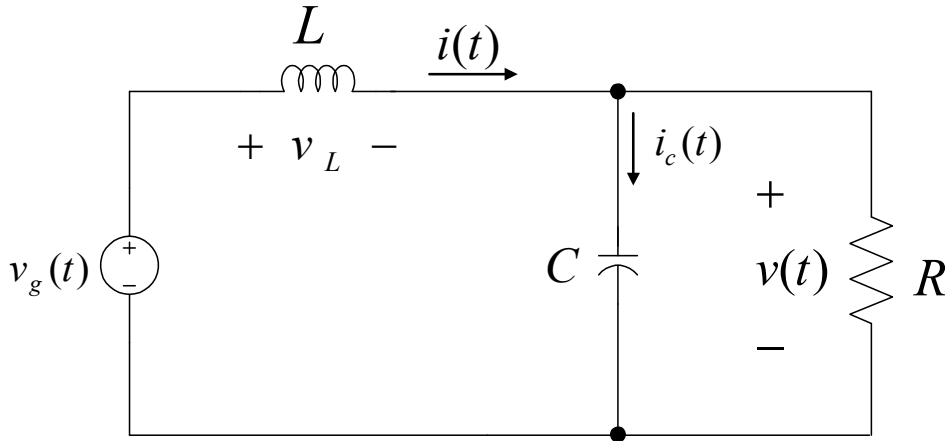
$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} = -\frac{v(t)}{R} \quad (3.2)$$

Denklem (3.1) ve (3.2) yükseltici çeviricinin MOSFET'in iletim durumundaki denklemleridir. Bu denklemler, küçük dalgalanma yaklaşımı kullanılarak düşük frekanslı ortalama değerleri ile değiştirilir.

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \approx \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \quad (3.3)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \approx -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.4)$$

3.2.2 Anahtarlama elemanının kesim durumu



Endüktans gerilimi ve kondansatör akımları;

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = v_g(t) - v(t) \quad (3.5)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} = i(t) - \frac{v(t)}{R} \quad (3.6)$$

Denklem (3.5) ve (3.6) yükseltici çeviricinin MOSFET'in kesim durumundaki denklemleridir. Bu denklemler, küçük dalgalanma yaklaşımı kullanılarak düşük frekanslı ortalama değerleri ile değiştirilir

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \approx \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s} \quad (3.7)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \approx \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.8)$$

3.2.3 Endüktans dalga şekillerinin ortalamasının alınması

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_L(\tau) d\tau \approx d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} + d'(t) \{ \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s} \} \quad (3.9)$$

Burada, $d'(t)$, $d(t)$ 'nin 1'e tümleyenini, yani anahtarlama elemanının bir periyot boyunca kapalı kalma süresinin periyot süresine oranını ifade eder. Bu durumda, $d(t) = 1 - d'(t)$ eşitliğinden yararlanarak;

$$L \frac{d \langle i(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle v(t) \rangle_{T_s} \quad (3.10)$$

eşitliği elde edilir.

3.2.4 Kondansatör dalga şekillerinin ortalamasının alınması

$$\langle i_c(t) \rangle_{T_s} = d(t) \left(-\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \right) + d'(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.11)$$

$d(t) = 1 - d'(t)$ eşitliğinden yararlanarak;

$$C \frac{d \langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.12)$$

eşitliği elde edilir.

3.2.5 Giriş akımının ortalamasının alınması

$$i_g(t) = \begin{cases} \langle i(t) \rangle_{T_s} & \text{anahtariletimde} \\ \langle i(t) \rangle_{T_s} & \text{diyotiletimde} \end{cases}$$

Bu sebeple;

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \langle i(t) \rangle_{T_s} \quad (3.13)$$

3.2.6 Pertürbasyon ve doğrusallaştırma

Ortalamaları alınmış çevirici denklemleri;

$$L \frac{d \langle i(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle v(t) \rangle_{T_s} \quad (3.14)$$

$$C \frac{d \langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (3.15)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \langle i(t) \rangle_{T_s} \quad (3.16)$$

şeklindedir. Görüldüğü üzere, ortalama denklemler, zamana bağlı $d(t)$ değişkeninin yine zamana bağlı $i(t)$ ve $v(t)$ değişkenleriyle çarpımını içerdiğinden dolayı doğrusal değildir [9].

3.3 Yükseltici Çeviricinin Küçük Sinyal Devre Modelinin Elde Edilmesi

3.3.1 Pertürbasyon

Giriş geriliminin ve D çalışma oranının birer d.a değeri ve bunlar üzerindeki küçük a.a dalgalanmalarına eşit olduğu varsayıldığında;

$$\langle v_g(t) \rangle_{T_s} = V_g + \hat{v}_g(t) \quad (3.17)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (3.18)$$

$$\langle i(t) \rangle_{T_s} = I + \hat{i}(t) \quad (3.19)$$

$$\langle v(t) \rangle_{T_s} = V + \hat{v}(t) \quad (3.20)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = I_g + \hat{i}_g(t) \quad (3.21)$$

eşitlikleri yazılabilir, a.a dalgalanmalarının, d.a çalışma değerlerinden çok küçük oldukları yani;

$$|\hat{v}_g(t)| \ll |V_g| \quad (3.22)$$

$$|\hat{i}_g(t)| \ll |I_g| \quad (3.23)$$

olduğu düşünüldüğünde doğrusal olmayan çevirici denklemleri doğrusal hale getirilebilir.

3.3.1.1 Endüktans denkleminin pertürbasyonu

Pertürbasyon ifadeleri endüktansın diferansiyel denklemlerinde yerine koyulursa;

$$L \frac{d(I + \hat{i}(t))}{dt} = (V_g + \hat{v}_g(t)) - (D + \hat{d}(t))(V + \hat{v}(t)) \quad (3.24)$$

oluşur. Buradan;

$$L\left(\frac{dI}{dt} + \frac{d\hat{i}(t)}{dt}\right) = \underbrace{(V_g - D'V)}_{d.aterimleri} + \underbrace{(\hat{v}_g(t) - D'\hat{v}(t) + \hat{d}(t)V)}_{1.derecedenaaterimleri} + \underbrace{\hat{d}(t)\hat{v}(t)}_{2.derecedenaaterimleri} \quad (3.25)$$

elde edilir. Çok küçük olan 2. dereceden a.a terimleri ihmal edilir ve sabit olan d.a terimleri eşitlikten çıkarılırsa;

$$L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) - D'\hat{v}(t) + \hat{d}(t)V \quad (3.26)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlik, küçük sinyal a.a dalgalanmalarını veren doğrusallaştırılmış, ulaşılmak istenen denklemdir [9].

3.3.1.2 Kondansatör denkleminin pertürbasyonu

Perturbasyon ifadeleri kondansatörün diferansiyel denklemlerinde yerine koyulursa;

$$C \frac{d(V + \hat{v}(t))}{dt} = (D' - \hat{d}(t))(I + \hat{i}(t)) - \frac{V + \hat{v}(t)}{R} \quad (3.27)$$

eşitliği elde edilir. Buradan;

$$C\left(\frac{dV}{dt} + \frac{d\hat{v}(t)}{dt}\right) = \underbrace{(D'I - \frac{V}{R})}_{d.aterimleri} + \underbrace{(D'\hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \hat{d}(t)I)}_{1.derecedenaaterimleri} - \underbrace{\hat{d}(t)\hat{i}(t)}_{2.derecedenaaterimleri} \quad (3.28)$$

eşitliğine ulaşılır. Çok küçük olan 2. dereceden a.a terimleri ihmal edilir ve sabit olan d.a terimleri eşitlikten çıkarılırsa, doğrusallaştırılmış küçük sinyal kondansatör denkleminde, yani;

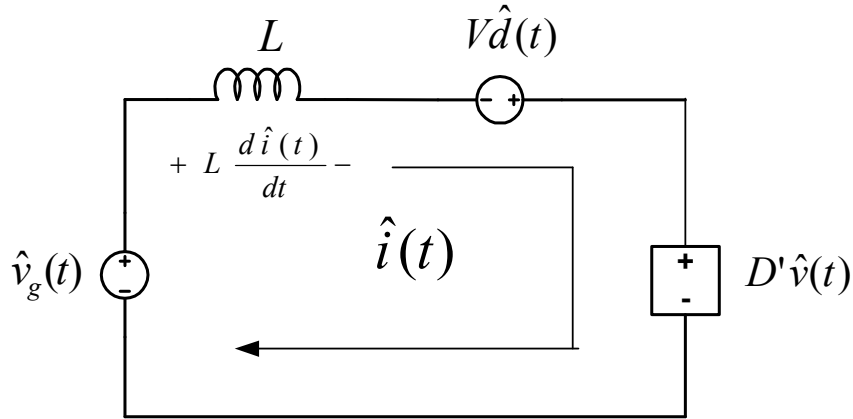
$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = D'\hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \hat{d}(t)I \quad (3.29)$$

eşitliğine ulaşılır [9].

3.3.2 Endüktans denklemine göre modelin elde edilmesi

$$L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) - D'\hat{v}(t) + \hat{d}(t)V \quad (3.30)$$

Denklem (3.30) bir KVL (Kirchhoff'un gerilim kuralı) denklemdir ve karşılığı olan eşdeğer devre modeli şekil 3.1'deki gibi elde edilir.

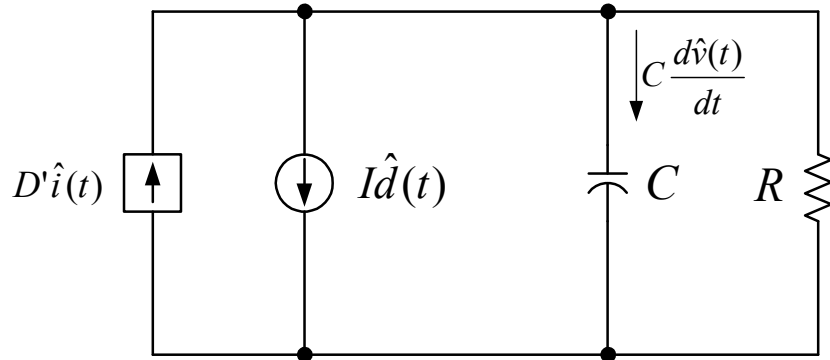


Şekil 3.1. Endüktans Denklemine Göre Devre Modeli

3.3.3 Kondansatör denklemine göre modelin elde edilmesi

$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = D'\hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \hat{d}(t)I \quad (3.31)$$

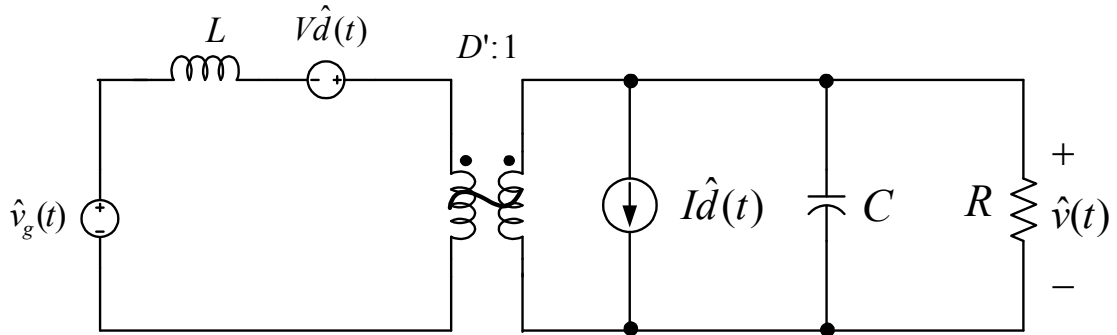
Denklem (3.31) bir KCL (Kirchhoff'un akım kuralı) denklemdir ve karşılığı olan eşdeğer devre modeli şekil 3.2'deki gibi elde edilir.



Şekil 3.2. Kondansatör Denklemine Göre Devre Modeli

3.3.4 Eşdeğer küçük sinyal devresi

Endüktans ve kondansatör denklemlerine göre elde edilen modeller birleştirildiğinde, yükseltici çeviricinin küçük sinyal eşdeğer devresi bulunur [9]. Bu model şekil 3.3’de gösterilmektedir.



Şekil 3.3 Yükseltici Çevirici Küçük Sinyal Eşdeğer Devresi

3.4 Yükseltici Çeviricinin Transfer Fonksiyonlarının Elde Edilmesi

Şekil 3.3’den görüldüğü gibi, çevirici, kontrol girişi $\hat{d}(s)$ ve besleme girişi $\hat{v}_g(s)$ olmak üzere iki adet bağımsız a.a girişine sahiptir. Çıkış gerilimindeki a.a dalgalanmaları $\hat{v}(s)$, bu iki giriş eşitliklerinin süper pozisyonu ile ifade edilebilir [10];

$$\hat{v}(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) \quad (3.32)$$

Böylece transfer fonksiyonları;

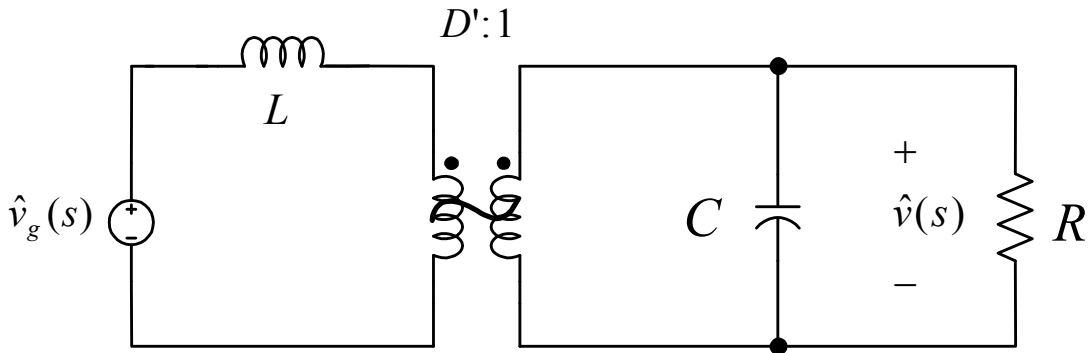
$$\text{Çıkıştan kontrole : } G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} \quad (3.33)$$

$$\text{Çıkıştan girişe : } G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \quad (3.34)$$

şekillerinde ifade edilir [10].

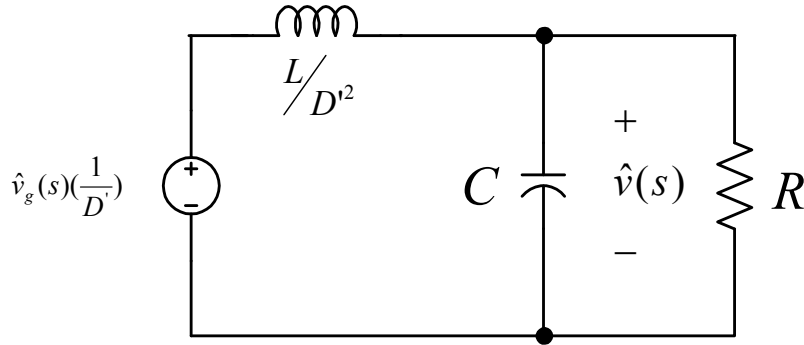
3.4.1 Çıkıştan girişe transfer fonksiyonunun elde edilmesi

Çıkıştan girişe transfer fonksiyonunu elde edebilmek için \hat{d} kontrol değişkenine bağlı kaynaklar, gerilim kaynakları kısa devre akım kaynakları ise açık devre yapılarak sıfıra eşitlenir ve devre şekil 3.4'deki halini alır.



Şekil 3.4. Kontrol Değişkeni \hat{d} 'ye Bağlı Kaynakları Sıfıra Eşitlenmiş Küçük Sinyal Eşdeğer Devresi

$\hat{v}_g(s)$ kaynağının ve L endüktansının sekonder tarafına aktarılmasıyla şekil 3.5 oluşur;



Şekil 3.5. Primerden Sekondere Aktarım

Böylece çıkıştan girişe transfer fonksiyonu;

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{1}{D'} \frac{(R \parallel \frac{1}{sC})}{\frac{sL}{D^2} + (R \parallel \frac{1}{sC})} \quad (3.35)$$

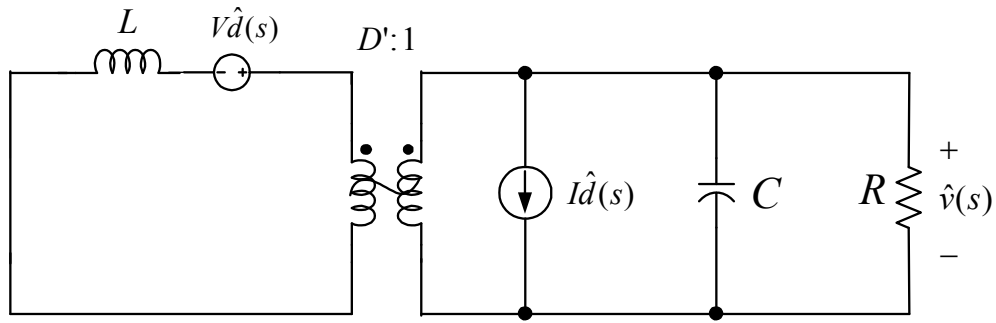
elde edilir. Açık olarak yazılırsa;

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{1}{D'} \frac{1}{1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}} \quad (3.36)$$

elde edilmiş olur [10].

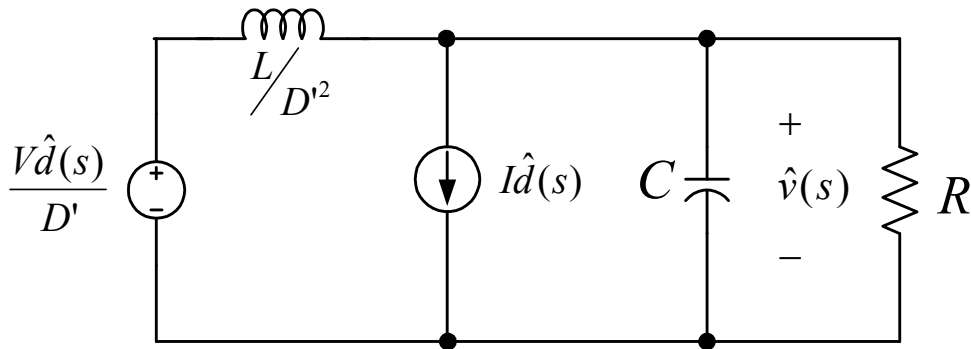
3.4.2 Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonunun elde edilmesi

Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonunu elde edebilmek için $\hat{v}_g(s)$ kaynağı kısa devre yapılarak sıfıra eşitlenir ve şekil 3.6'daki halini alır;



Şekil 3.6. $\hat{v}_g(s)$ Kaynağı Sıfıra Eşitlenmiş Küçük Sinyal Eşdeğer Devresi

Kontrol kaynağının ve L endüktansının sekonder tarafına aktarılmasıyla şekil 3.7 oluşur;



Şekil 3.7 Primerden Sekondere Aktarım

Görüldüğü üzere devre, \hat{d} 'ye bağlı bir gerilim kaynağı ve yine \hat{d} 'ye bağlı bir akım kaynağı içermektedir. Burada da süper pozisyon uygulanır ise;

\hat{d} 'ye bağlı akım kaynağı sıfıra eşitlenince;

$$\frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V}{D'} \frac{(R \parallel \frac{1}{sC})}{\frac{sL}{D'^2} + (R \parallel \frac{1}{sC})} \quad (3.37)$$

\hat{d} 'ye bağlı gerilim kaynağı sıfıra eşitlenince;

$$\frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = -I \left(\frac{sL}{D'^2} \parallel R \parallel \frac{1}{sC} \right) \quad (3.38)$$

elde edilir. Çıkıştan kontrole transfer fonksiyonu bu iki denklemin toplamıdır;

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{V}{D'} \frac{(R \parallel \frac{1}{sC})}{\frac{sL}{D'^2} + (R \parallel \frac{1}{sC})} - I \left(\frac{sL}{D'^2} \parallel R \parallel \frac{1}{sC} \right) \quad (3.39)$$

Daha açık yazılır ise;

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \left(\frac{V}{D'} \right) \frac{1 - s \frac{L}{D'^2 R}}{1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}} \quad (3.40)$$

elde edilir [10].

3.4.3 Transfer fonksiyonlarının standart formlarının elde edilmesi

Transfer fonksiyonu denklemleri standart forma sokulur ise;

Denklem (3.36) ile verilen çıkıştan giriş transfer fonksiyonu:

$$G_{vg}(s) = G_{go} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (3.41)$$

$$G_{go} = \frac{1}{D'} \quad \omega_o = \frac{D'}{\sqrt{LC}} \quad Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Denklem (3.40) ile verilen çıkıştan kontrole transfer fonksiyonu:

$$G_{vd}(s) = G_{do} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (3.42)$$

$$G_{do} = \frac{V}{D'} \quad \omega_z = \frac{D'^2 R}{L} \quad \omega_o = \frac{D'}{\sqrt{LC}} \quad Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

şekillerinde ifade edilirler [10].

Bu eşitliklere devre elemanlarının değerlerinin uygulanmasında, varsayılan d.a. çalışma noktası olarak daha önce hesaplamalarla gösterilen en kötü durum alınmalıdır;

$$V_g = 40 \text{ V}$$

$$V_o = 80 \text{ V}$$

$$D = D' = 0,5$$

$$L = 300 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C = 220 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R = 6,4 \text{ } \Omega$$

Bu durumda;

$$G_{go} = \frac{1}{0,5} = 2 \Rightarrow 20 \log(2) = 6 \text{ dB}$$

$$G_{do} = \frac{80}{0,5} = 160 \Rightarrow 20 \log(160) = 44 \text{ dB}$$

$$\omega_o = \frac{0,5}{\sqrt{300 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 10^{-6}}} = 1946,25 \text{ rad / s} = 310 \text{ Hz}$$

$$\omega_z = \frac{0,5^2 \cdot 6,4}{300 \cdot 10^{-6}} = 5333,33 \text{ rad / s} = 848,8 \text{ Hz}$$

$$Q = 0,5 \cdot 6,4 \sqrt{\frac{220 \cdot 10^{-6}}{300 \cdot 10^{-6}}} = 2,74$$

olur. Burada, G_{go} ve G_{do} düşük frekans (d.a) kazançlarını, ω_o açılmal köşe frekansını, ω_z sağ yarı düzlemde bulunan sıfır frekansını ve Q kalite faktörünü ifade eder. Elde edilen değerlere göre transfer fonksiyonları;

$$\text{çıkıştan girişe : } G_{vg}(s) = 2 \frac{1}{1 + \frac{s}{5333,33} + \left(\frac{s}{1946,25}\right)^2}$$

$$\text{çıkıştan kontrole : } G_{vd}(s) = 160 \frac{1 - \frac{s}{5333,33}}{1 + \frac{s}{5333,33} + \left(\frac{s}{1946,25}\right)^2}$$

şeklinde olur. Elde edilen transfer fonksiyonları çeviricinin açık-çevrim bode diyagramlarının çizimi ve analizi ile sisteme uygun kompenzatorün tasarlanmasında kullanılacaktır.

BÖLÜM 4

YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN KONTROLÜ

4.1 Giriş

Bu bölümde dijital kontrol özellikleri ile çeviricilerin kontrolü hakkında bilgi verilecek, 3. bölümde elde edilen çevirici transfer fonksiyonun frekans cevabı incelenecek, ayrıca kullanılacak mikro denetleyici özelliklerine değinilecektir.

4.2 Dijital Kontrol Özellikleri

Mikroişlemcilerin hızla gelişmesi, anahtarlamalı güç çevrim sistemlerinde dijital kontrolün sıklıkla kullanılmasına sebep olmaktadır. Dijital kontrolün, geleneksel analog kontrol yöntemlerine karşı bazı avantaj ve dezavantajları vardır.

Avantajlar:

- Gerçeklenmesinin kolay olması
- Kullanılan kodun, tasarım anında veya ileriki sistem geliştirmelerine yönelik olarak rahatlıkla değiştirilebilmesi
- Güvenilir olması
- Parazitlere karşı hassas olmaması
- Aynı işin yapılabilmesi için kullanılacak olan devre elemanlarının azalmasından dolayı devre boyutlarının küçülmesi
- Düşük güç tüketimi

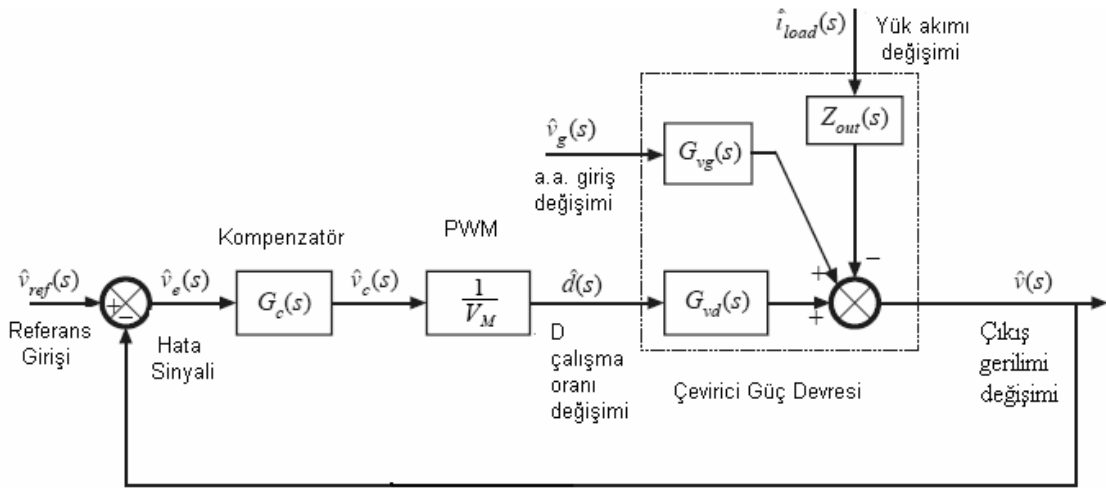
Dezavantajlar:

- İşlemcinin kelime boyutunun sınırlı olmasından dolayı çözünürlüğün kısıtlı olması ve analogdan dijitale (A/D) ve dijitalden analoga (D/A) çevrim zamanları
- Örnekleme ve kod çalıştırmadan kaynaklanan zaman gecikmeleri
- Örnekleme frekansının sınırlı olması

Fakat, sonuç olarak fiyat/performans oranı göz önüne alındığında analog kontrol yöntemlerine karşı çok daha üstün olduğu bir gerçektir [11,12,13].

4.3 Çeviricilerin Genel Kontrol Mantığı

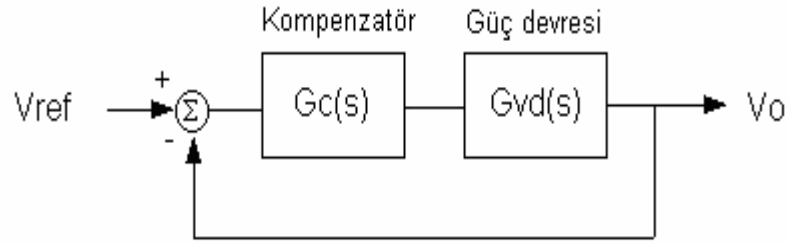
Bu çalışmada, kontrol metodu olarak, sabit frekansa sahip darbe genlik modülatörlü gerilim mod kontrol gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Bu mantıkla hareket edilerek gerçekleştirilmesi amaçlanan sistemin blok diyagramı şekil 4.1’de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Kontrol Şeması Blok Diyagramı [19]

Bu diyagramda kutu içerisinde gösterilen kısım yükseltici çeviricinin güç devresine ait olan ve modelleme kısmında elde edilmiş olan transfer fonksiyonlarını içerir. Görüldüğü üzere çıkış gerilimi bir negatif geri besleme yoluyla ulaşılmak istenen referans değerle karşılaştırılmakta ve bu karşılaştırmanın sonucunda bir hata sinyali elde edilmektedir. Bu hata sinyalinden bir kompenzator devresi ve frekansı anahtarlama frekansına eşit olan darbe genlik modülatörü vasıtası ile D çalışma oranı elde edilmekte ve bu da çeviricinin kontrol girişine uygulanmaktadır. Bu sayede MOSFET'in bir periyot boyunca açık ve kapalı kalma süresi belirlenmektedir.

Bu çalışmada giriş gerilimi ve yük akımı üzerinde herhangi bir dalgalanma olmadığı varsayılmıştır. Bu sebeple önemli olan, güç devresinin ana karakteristiğini veren çıkıştan kontrole transfer fonksiyonudur. Bu mantıkla hareket edilerek sistemin blok diyagramı aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.



Şekil 4.2. Sadeleştirilmiş Kontrol Şeması Blok Diyagramı

Görüldüğü üzere, sadeleştirilmiş blok diyagramı bir kompenzator devresi, yükselticinin güç devresine ait olan çıkıştan kontrole transfer fonksiyonu ve bir geri beslemeden oluşmaktadır. Şekil 4.1’de gösterilen PWM (Darbe Genlik Modülasyonu) kazancı kompenzator devresine dâhil edilmiştir.

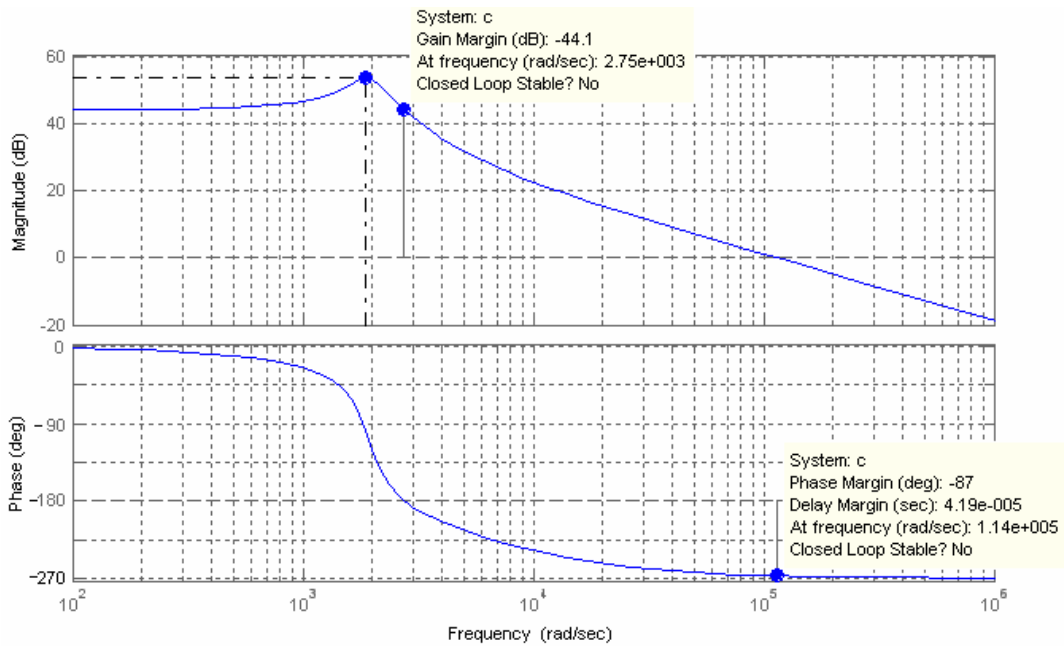
4.4 Yükseltici Çeviricinin Frekans Cevabı

Bu adımda, kontrolör olarak ne tip bir kompenzatorün kullanılacağına tespiti için $G_{vd}(s)$ transfer fonksiyonunun frekans cevabını incelemek gereklidir. Bu işlem bode diyagramlarından faydalanarak gerçekleştirilebilir. Ancak analize geçilmeden önce, yükseltici çeviricinin $G_{vd}(s)$ transfer fonksiyonunu incelemek gereklidir.

$$G_{vd}(s) = 160 \frac{1 - \frac{s}{5333,33}}{1 + \frac{s}{5333,33} + \left(\frac{s}{1946,25}\right)^2}$$

Görüldüğü üzere, yükseltici çeviricinin açık devre cevabını veren $G_{vd}(s)$ transfer fonksiyonu sağ yarı düzlem sıfırı içermektedir. Bu çoğu koşulda istenmeyen bir durumdur ve kontrolde büyük zorluklar oluşturur. Klasik kontrol yöntemleri direkt olarak uygulanamaz [14]. Sağ yarı düzlem sıfırının bulunması, frekans alanı yaklaşımıyla elde edilebilecek kapalı döngü bant genişliğini büyük ölçüde kısıtlar [8].

Şekil 4.2’de verilen blok diyagramda ilk olarak $G_c(s)$ kompenzatorünün 1 olduğu varsayılırsa, kompanze edilmemiş sistemin açık döngü transfer fonksiyonu $G_{vd}(s)$ ’ye eşit olur. Kompanze edilmemiş sistemin açık döngü transfer fonksiyonunun bode diyagramları çizilerek, kapalı döngü cevabı hakkında bilgi edinilebilir. Bu amaçla kompanze edilmemiş sistemin açık döngü transfer fonksiyonunun bode diyagramları şekil 4.3’de verilmiştir.



Şekil 4.3 Sistemin Açık Çevrim Transfer Fonksiyonunun Bode Diyagramları

Şekil 4.3’de büyüklük (magnitude) ve faz (phase) diyagramlarının frekansa karşı değişimleri verilmiştir. Bu diyagramlardan görüleceği üzere, sistemin faz marjini -87° , kazanç marjininin ise $-44,1 \text{ dB}$ ’dir ve bu değerler kararlı bir sistemin sahip olduğu değerlerden çok uzaktır. Kararlı bir sistemde 45° ’nin üstünde olması beklenen faz marjininin, burada çok farklı olmasının sebebi, sürekli akım modunda çalışan yükseltici çevirici devresinin sahip olduğu sağ yarı düzlem sıfırıdır. Sağ yarı düzlem sıfırı 90° ’lik ek faz kaymasına sebep olmaktadır ve bu faz kayması istenenin aksine ileri değil geri yöndedir. Bu durum sistemin kompanze edilebilmesini büyük ölçüde zorlaştırır [18].

Bu çalışmada, sisteme kompenzator olarak, katsayıları Matlab/Sisotool ortamı vasıtasıyla elde edilmiş dijital proportional-integral-derivative (PID) algoritması

uygulanmıştır. Elde edilen kompenzator, yükseltici çevirici devresinin ve kontrol devresinin Simulink ortamında simule edilmesi ve 36-80 V arasındaki tüm giriş gerilimlerine ve 6,4-64 Ω arasındaki tüm yük değişimlerine karşı sabit 80 V üretip üretmediği konusunda test edilmiştir. Daha sonra, kontrol algoritması PIC18F4520 ile gerçekleştirilmiştir.

4.5 Dijital PID Denklemleri

PID kontrolün sürekli zaman transfer fonksiyonu;

$$G(s) = K_{Pa} + \frac{K_{Ia}}{s} + K_{Da}s \quad (4.1)$$

şeklinde. Burada K_{Pa} oransal kazancı, K_{Ia} integral kazancını ve K_{Da} türev kazancını simgeler. Bu transfer fonksiyonu “Euler’s method” kullanılarak fark denklemine çevrildiğinde;

$$d_n = K_{Pa} * e_n + T_s * K_{Ia} \sum_n e_n + \frac{K_{Da}}{T_s} (e_n - e_{n-1}) \quad (4.2)$$

şeklinde gösterilir. Bu da dijital PID katsayılarına göre yeniden yazılırsa;

$$d_n = K_p * e_n + K_i \sum_n e_n + K_D (e_n - e_{n-1}) \quad (4.3)$$

şekline dönüşür. Burada d_n , çıkış geriliminin n. örneği için hesap edilen D çalışma oranını ve T_s örnekleme periyodunu simgeler. Hata sinyali, e_n , ölçülen çıkış gerilimi ile istenen çıkış gerilimi arasındaki farkı ifade eder ve programda;

$$e_n = ref - ADC_n \quad (4.4)$$

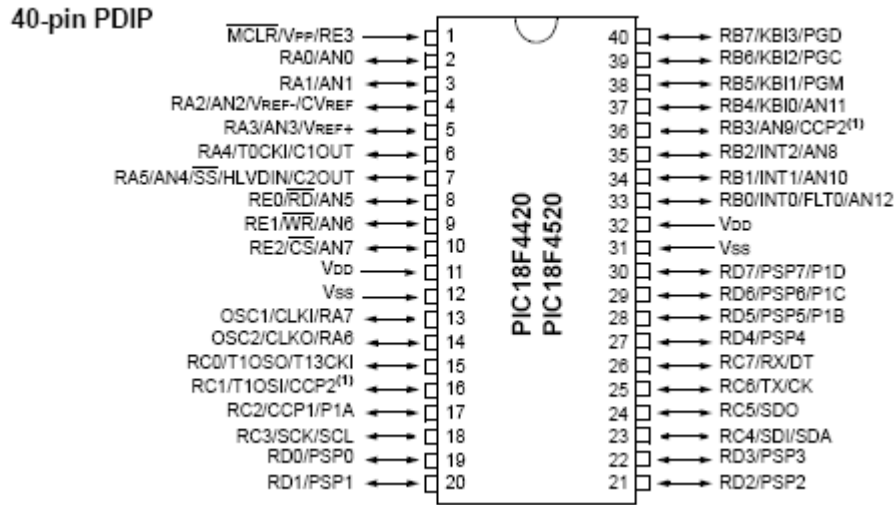
işlemi ile bulunur. Burada ref (referans) istenen çıkış geriliminin nümerik karşılığını belirtir [13].

4.6 PIC18F4520 Mikro Denetleyicisi Genel Özellikleri

Kullanılan işlemcinin genel özellikleri [15]

- Yüksek I/O giriş çıkış akımı; 25mA
- 4 adet PWM çıkışı
- Programlanabilen ölü zaman
- Seri port, 3 kablolu SPI, I2C modülleri
- Programlanabilen harici kesmeler
- RS-232, RS-485 protokollerini destekleyebilme
- 10-bit lik 13 adet ADC kanalı
- 32 MHz'e kadar dahili, 40 MHz'e kadar harici osilatör destekleyebilme
- 100000 kez programlanabilme
- 32 kbyte'lık flash hafıza

40 pinli işlemcinin pin diyagramı şekil 4.4'de verilmiştir.



Şekil 4.4 PIC18F4520 Pin Diyagramı

Kullanılan denetleyicinin seçimi bir avantajlar ve dezavantajlar listesine göre belirlenmiştir.

Avantajları;

- Kolay temin edilmesi ve ucuz olması
- Ek bir deneme kartı satın alınmaması

- EEPROM, RAM, ADC çevirici, PWM modülatör gibi ek, yardımcı donanımlara ihtiyaç duymaması ve istenilen IC paket yapısının bulunabilmesi

Dezavantajları;

- Kayan noktalı işlem yapamadığından dolayı, programlama esnasında hassas matematiksel sonuçlar elde edilememesi
- Yine kayan noktalı bir işlemci olmadığından bölme, çarpma işlemlerinin “2’nin katları” diye adlandırılan bit kaydırma komutları ile yapılması ve bunun da programlama da güçlükler yaratması
- Denetleyicinin kendi sınıfındaki en güçlü denetleyicilerden biri olmasına karşın, mikro işlemcilere ve DSP (dijital sinyal işleyici) işlemcilere kıyasla yavaş olması

4.7 Çevirici Sistemine Göre PIC18F4520 Denetleyicisinin Ayarları

PIC18F4520 mikro denetleyicisi 10 MHz’lik saat darbesi ile PLL modunda 40 MHz’de çalıştırılmıştır. Anahtarlama frekansı ve çözünürlüğü 100 kHz’de 8 bit olarak belirlenmiştir.

Donanım olarak mikro denetleyicinin PWM modülü 10 bitlik olmasına rağmen PWM çözünürlüğü denklem (4.5)’e göre belirlenmektedir [15]. Buna göre mikro denetleyici 40 MHz’de 10 bitlik çözünürlükte 39,06 kHz anahtarlama frekansı ile ya da 40 MHz’de 2 bitlik çözünürlükte 10 MHz anahtarlama frekansı ile çalışabilmektedir. Bu uygulamada seçilen 100 kHz anahtarlama frekansında ise:

$$PWM_{\text{çözünürlük}}(\text{max}) = \frac{\log\left(\frac{F_{osc}}{F_{pwm}}\right)}{\log(2)} \text{ bit}$$

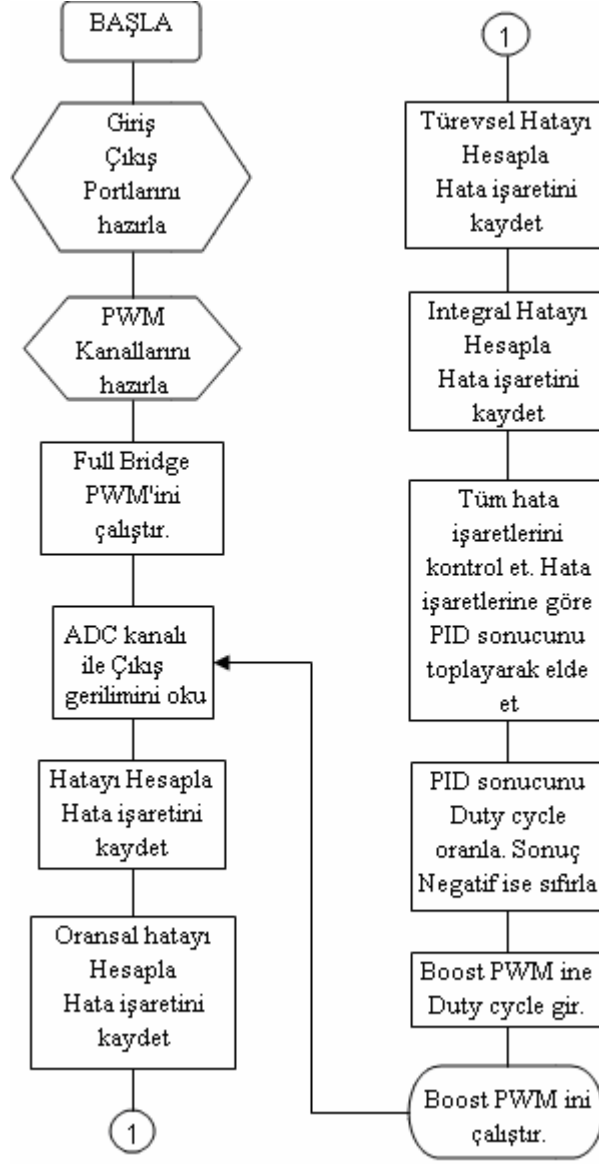
$$PWM_{\text{çözünürlük}}(\text{max}) = \frac{\log\left(\frac{40e^6}{100e^3}\right)}{\log(2)} \text{ bit} \quad (4.5)$$

$$PWM_{\text{çözünürlük}}(\text{max}) = 8,64 \text{ bit} \cong 8 \text{ bit}$$

Mikro denetleyici vasıtasıyla uygulanan dijital PID algoritması toplamda programın dallanmasına göre yaklaşık $35 \mu s$ sürmektedir. Analogdan dijital çevrim zamanının da göz önünde bulundurulması ile bu zaman $50 \mu s$ alınmıştır. PID algoritmasının dijital olarak uygulanması sisteme katsayıların esnek bir şekilde değiştirilme olanağı sağlamıştır. Bu analog kontrol uygulamalarına göre bariz bir üstünlük olmasına rağmen, programın tek çevriminin beş anahtarlama süresinin sonunda yenilenebilmesine neden olmaktadır. Sonuçta anahtarlama frekansı 100 kHz olmasına rağmen sistemdeki örnekleme ve PWM modülünün yenilenmesi 20 kHz'lik ikincil bir frekans oluşturmuştur. Bu sorun PWM modülünün içindeki PWM tamponlarının etkin bir şekilde kullanılması ile aşılmıştır. Buna göre PWM modülatörü tamponun içindeki bilgi yenileninceye kadar tampon içindeki bilgi sürekli olarak D çalışma oranı olarak uygulanmakta, uygulanma anında değişse bile $10 \mu s$ 'lik periyodun bitiminde yeni periyot başlarken yeni D çalışma oranı olarak kullanılmaktadır.

PID algoritması için referans olacak okuma, PIC18F4520'nin analog kanal 0'ında 10 bitlik çözünürlükte olmak üzere gerçekleştirilmiştir. Analog okuma yükseltici çeviricinin çıkış gerilimi olarak 0-102,4 V arasını okuyacak şekilde tasarlanmıştır. Böylece $102,4/1024 = 0,1$ V'luk çözünürlükte bir okuma sağlanmıştır. Bu okuma aralığı mikro denetleyici içinde V_{ref} (referans gerilim) karşılaştırmasını hızlandırmak için bu şekilde seçilmiştir. Buna göre dijital hata hesabı, programda 80 V'a tekabül eden ondalık 800 sayısının okunan değerden çıkarılması ile bulunmaktadır. Bu işlem sonucunda devreye ek olarak analog bir karşılaştırıcı devre tasarımı gereksinimi ortadan kalkmıştır. Ayrıca istenilmesi durumunda aynı devrenin V_{ref} değeri mikro denetleyici içinde tek bir yazmacın değerinin değiştirilmesi ile yapılabilmektedir. Sonuçta aynı devrenin sadece V_{ref} değerinin ve PID katsayılarının yazılımsal olarak değiştirilmesi ile başka giriş ve çıkış değerleri içinde kullanılabilir olmasına olanak sağlanmıştır.

Yukarıda anlatılanlar ışığında, denetleyici vasıtası ile uygulanacak programın akış diyagramı şekil 4.5'de verilmiştir.



Şekil 4.5. Kontrol Algoritması Akış Diyagramı

BÖLÜM 5

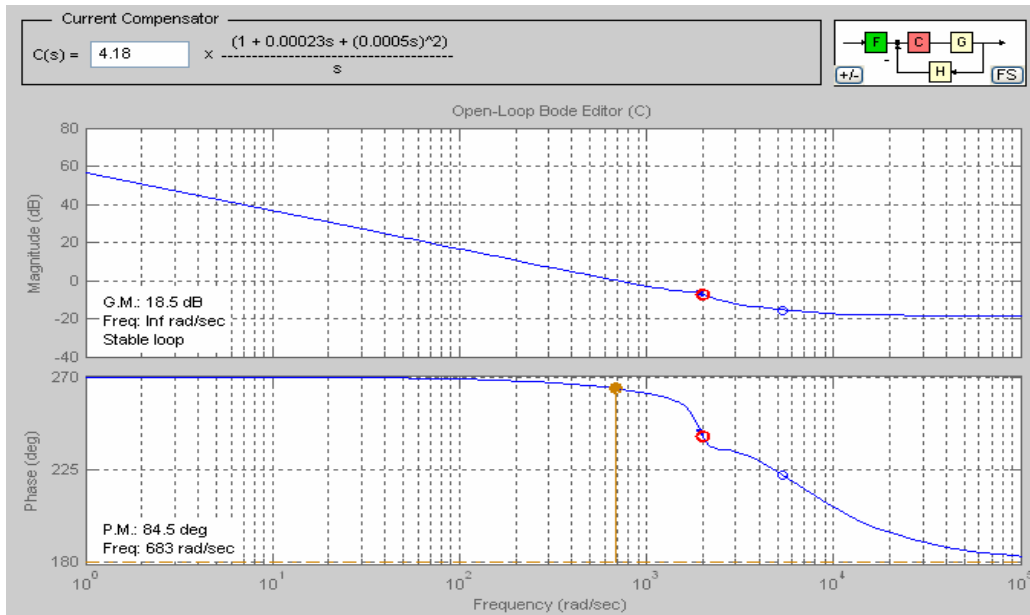
KAPALI-ÇEVİRİM KONTROLLÜ YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİNİN SİMÜLASYONU

5.1 Giriş

Bu bölümde gerçekleşmesi istenilen güç ve kontrol devresi Matlab/Simulink ortamında ve de PLECS modülü yardımıyla, mikro denetleyicide oluşturulacak programlama mantığına göre kurulmuştur.

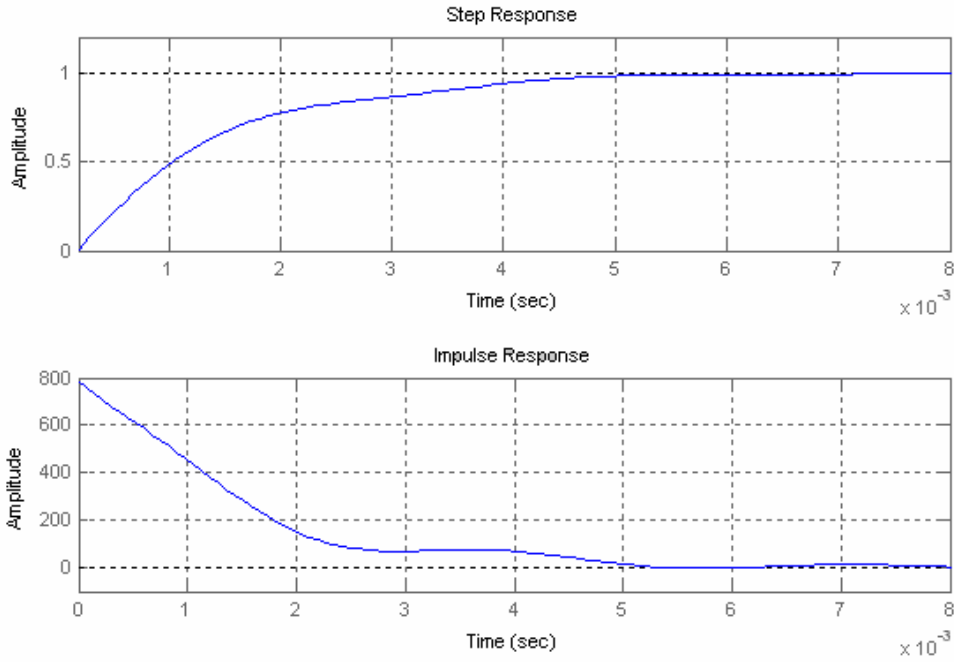
5.2 Kontrollü Yükseltici Çeviricinin Sisotool ve Simulink ile Simülasyonu

Sisotool kullanılarak, sistemi kararlı hale getirebilmek için elde edilen kompenzator ve kompenzatorün uygulanması sonucu oluşan açık döngü bode diyagramları şekil 5.1'de verilmiştir.



Şekil 5.1. Kompanze Edilmiş Sistemin Açık Çevrim Bode Diyagramları

Şekil 5.1'den görüleceği üzere kararsız olan sistem, kompenzatorün uygulanması ile kararlı hale getirilmiştir. Bu aşamada sistemin kapalı döngü step ve impulse cevaplarına bakılması gerekmektedir.

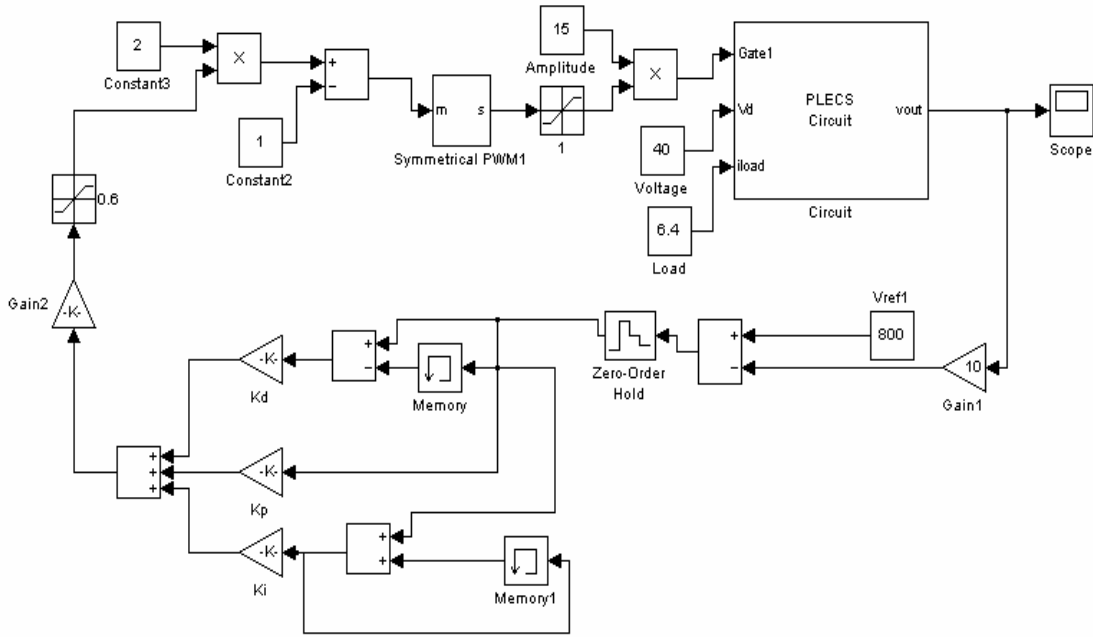


Şekil 5.2. Kompanze Edilmiş Sistemin Kapalı Çevrim Step ve İmpulse Cevapları

Şekil 5.2'den görüleceği üzere, analog PID kompenzatorün uygulanması ile sistem kararlı hale getirilmiştir. Kompenzatoründen, $50 \mu s$ örnekleme zamanı için dijital fark denklemleri bölüm 4.5'de anlatıldığı gibi elde edilmiş ve aşağıda verilmiştir.

$$d_n = 0,0009614 * e_n + 0,0001672 \sum_n e_n + 0,026125(e_n - e_{n-1})$$

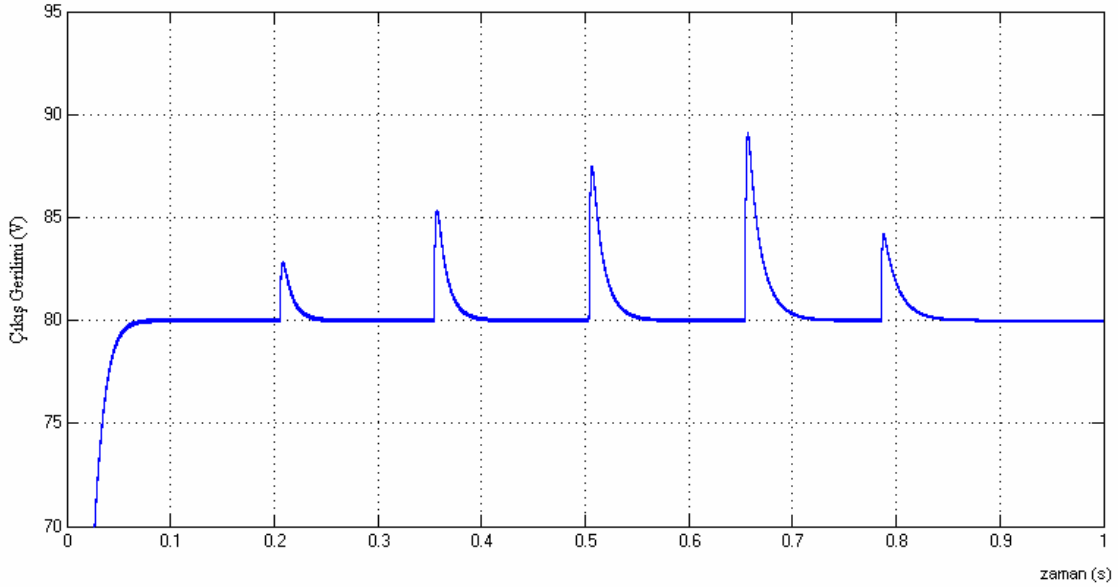
Bu aşamada bulunan katsayıların doğruluğunun simülasyon yolu ile doğrulanması gerekmektedir. Bu amaçla, simülasyon mikro denetleyicide uygulanabilecek mantığa dönüştürülür ve dijital PID algoritması simule edilmeye çalışılır. Bu doğrultuda kurulan simülasyon devresi şekil 5.3'de verilmiştir.



Şekil 5.3. Dijital PID Kontrollü Simülasyon Devresi

Yükseltici çeviricinin güç devresi PLECS devresi içerisinde bulunmaktadır. Çeviricinin çıkış gerilimi, bir geri besleme yoluyla, ulaşılmak istenen referans değeri ile karşılaştırılmıştır. Fark çıkışı bir zero-order-hold devresi vasıtasıyla $50\mu\text{s}$ 'de bir örneklenmiştir. Örneklenen hata sinyali dijital PID denklemine göre kurulan PID algoritmasından geçirilmiştir. Burada oransal ve türev terimleri 2 byte, integral terimi 3 byte olarak ayarlanmıştır. Bunun sonucunda oluşan D çalışma oranının değeri en yüksek olarak 0,6'ya ayarlanmıştır. Devrede simetrik PWM bloğu kullanılmıştır ve bu bloğun özelliği genliği -1 ile +1 arasında değişen testere sinyali oluşturmasıdır. 0 ile 1 arasında oluşabilecek D çalışma oranı değerinin -1 ile +1 arasında karşılığının bulunabilmesi amacıyla doğrusal bir çevrim gerçekleştirilmiştir. Simetrik PWM bloğu çıkışında alt limiti 0, üst limiti 1 olan sınırlama bloğu kullanılmış ve oluşan sinyal MOSFET'in sürülebilmesi amacıyla 15 ile çarpılıp PLECS devresinin kapı girişine uygulanmıştır. Ayrıca, simülasyon esnasında giriş gerilimi ve yük değerlerinin değiştirilebilmesi amacıyla gerilim (voltage) ve yük (load) blokları eklenmiştir.

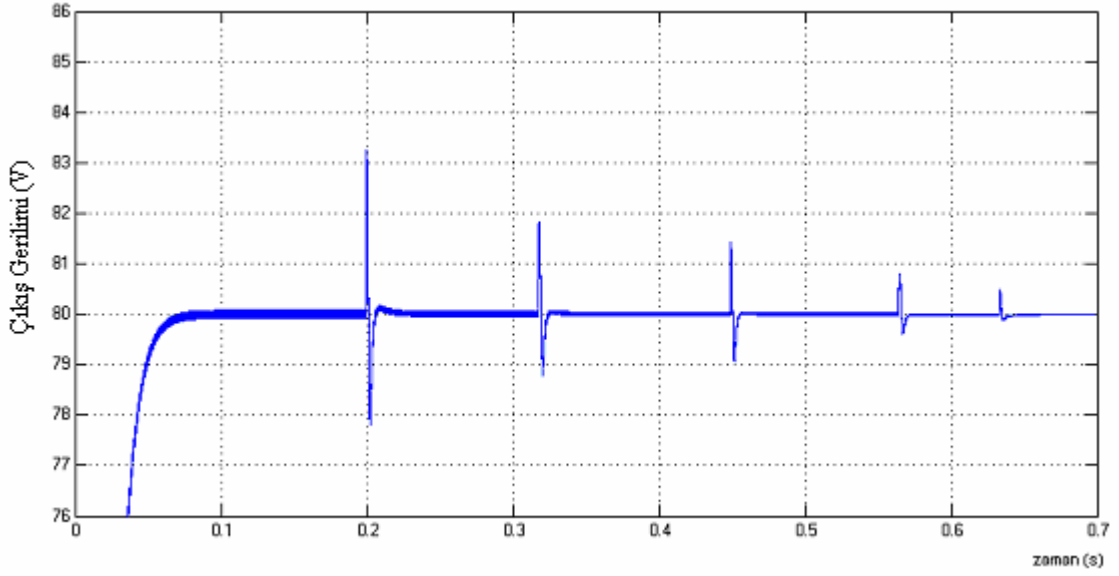
Elde edilen dijital PID katsayılarının kullanılmasıyla, giriş gerilimi olarak sırasıyla; 36, 38, 42, 48, 56, 60 V değerleri uygulandığında, zamana bağlı olarak çıkış geriliminde oluşan değişiklikler aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 5.4. Giriş Gerilimindeki Değişimlere Çıkış Geriliminin Cevabı

Görüldüğü üzere, giriş gerilimi değişimleri çıkış gerilimi üzerinde bir miktar anlık artışa neden olsa da çıkış gerilimi her seferinde 80 V'a dönmeyi başarmıştır.

Yük değeri olarak sırasıyla; 6.4, 10, 15, 25, 40, 64 Ω değerleri uygulandığında, zamana bağlı olarak çıkış geriliminde oluşan değişiklikler şekil 5.5'de gösterilmiştir.



Şekil 5.5. Yükteki Değişimlere Çıkış Geriliminin Cevabı

Yük değişimlerinin çıkış gerilimi üzerindeki etkisi oldukça küçük olarak gözlenmiştir. Çıkış gerilimi her seferinde 80 V'a dönmeyi başarmıştır.

Simülasyon sonuçları, kontrol sisteminin istenen dinamik performansı sağladığını ve kararlı bir yapıda olduğunu göstermektedir.

BÖLÜM 6

YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİ

GÜÇ VE KONTROL DEVRELERİNİN GERÇEKLENMESİ

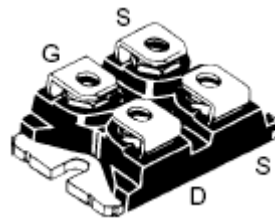
6.1 Giriş

Bu bölüme kadar anlatılmış olan yükseltici çeviricinin güç devresi ve kontrol devresi bilgileri ışığında, tüm devre fiziksel olarak tam güçte gerçekleştirilmiştir. Kurulan prototip devreden elde edilen test sonuçları incelenmiştir.

6.2. Deney Devresinin Tanıtımı

Devre şeması şekil 6.2’de verilmiştir. Görüldüğü üzere devre, yükseltici çevirici güç devresi ve kontrol devresinden oluşur. Ayrıca, bu çalışmanın ileriki amacı olan yakıt pilinden 220 V, 50 Hz ev elektriği üretilebilmesine zemin hazırlamak için, yükseltici çevirici çıkışından elde edilmiş olan 80 V’u 400 V seviyesine çıkaran bir tam-köprü çevirici dahil edilmiştir. Ancak tam köprü yapısına burada değinilmeyecektir. Amaçlanan işlem, aynı kontrol kartını ve tek mikro kontrolör kullanılarak hem yükseltici çeviricinin kontrolü hem de tam köprü çeviricinin anahtarlarının sürülebilmesidir.

Güç devreleri soğutucu blokları üzerine SOT227 paket tipine sahip devre elemanları kullanılarak kurulmuştur. SOT227 paket tipinin özelliği montaj kolaylığı sağlamasıdır. SOT227 paket tipine ait bir örnek şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1. SOT227 Paket Yapısı

SOT227 paket tipinde devre elemanının bulunamadığı koşullarda DIP paket tipi entegreler kullanılmaya çalışılmıştır. DIP paket tipinin özelliği de breadboard’lar üzerine kolaylıkla monte edilebilmeleridir.

Yükseltici çevirici güç devresi için kullanılan devre elemanları şunlardır:

- IXFN54N25, 54 A – 250 V MOSFET
- IXYS DSS 101-015A, 100 A – 150 V Schottky DİYOT
- 220 μF kondansatör
- 300 μH endüktans

6.2.1 Kontrol devresi

Bu çalışmada anahtarlama elemanlarını süren sürücü kartı, analog devrelere kıyasla oldukça basit bir şekilde tasarlanmıştır. Buna göre 5 adet ve her biri birbirinden izole çıkış verebilen bir güç kaynağı 15 V gerilim verecek şekilde tasarlanmıştır. Ardından da bu sürücü kısmında, yükseltici çevirici tarafındaki MOSFET'i süreceğ olan çıkışından 5V'luk bir branşman alınıp mikro denetleyici ve çevre elemanları çalıştıracak bir besleme elde edilmiştir. Sürücü kartındaki güç kaynağının izoleli olarak tasarlanmasının nedeni tam köprü tarafını sürme esnasında MOSFET'lerin toprak seviyeleri arasında büyük farklılıkların oluşup devrenin zarar görmesini önlemek içindir. Bunun dışında yine MOSFET'lerin zarar görmesini engellemek için tam köprü tarafındaki MOSFET'lere 500 ns'lik ölü zaman analog olarak ilave edilmiştir. Aslında bu ölü zaman dijital olarak PIC18F4520'nin PWM modülatöründe bulunmasına rağmen çıkış sayısı yetersiz kaldığından dolayı kullanılamamıştır. Bunun yerine PWM çıkışlarından biri analog olarak tam köprü çeviriciye gerekli olan dalga şeklini verecek şekilde 4 çıkış olarak çoklanıp, üzerine ölü zaman verecek şekilde MOSFET sürücü entegrelerine bağlanmıştır. Projede MOSFET sürücü entegreleri olarak HCPL3120 adlı izoleli bir sürücü seçilmiştir [16]. Bu entegrenin de izoleli olarak seçilmesinin nedeni tamamen PIC18F4520'den gelen sinyal ve topraklama seviyesinin MOSFET kapı ve emiter uçları arasındaki toprak ve sinyal seviyelerinin birbirinden çok farklı olmasından dolayıdır.

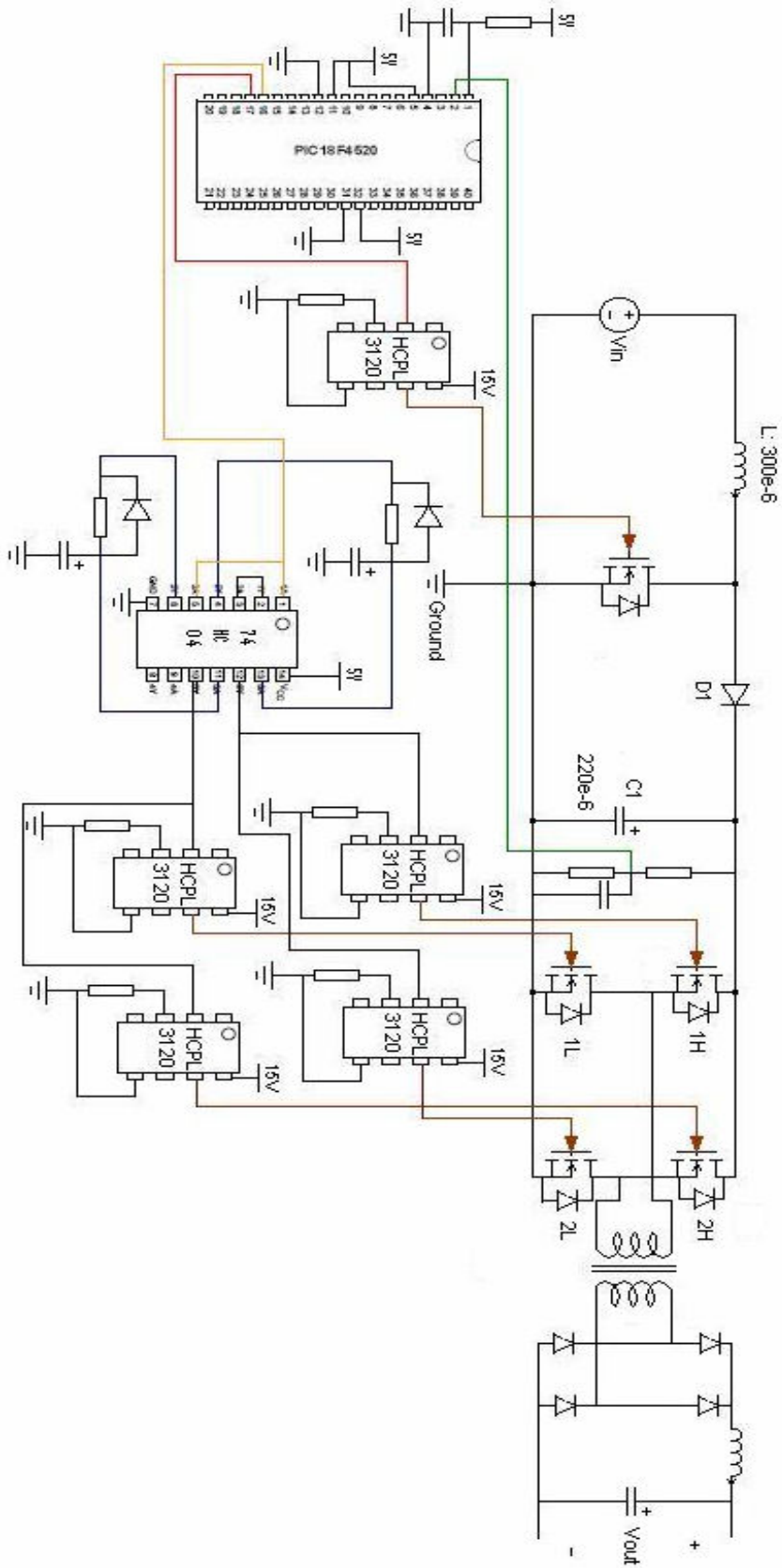
Yükseltici çeviricinin çıkış gerilimi bir gerilim bölücü devresi vasıtasıyla mikro denetleyicinin analog kanalına girilebilecek düzeye, yani 0-5 V arasına çekilmiştir. Bu sayede daha önce bahsedildiği gibi, yükseltici çevirici çıkışından 102,4 çıkış gerilimi

alındığında mikro denetleyicinin analog girişinde 5 V, 0 çıkış gerilimi alındığında 0 V okuma yapılması sağlanmıştır.

Yükseltici çevirici kontrol devresi için kullanılan devre elemanları şunlardır:

- PIC18F4520 Mikro denetleyici
- HCPL3120, 2 A – 250 kHz izole MOSFET sürücü
- 470 Ω direnç
- 15 V ve 5 V beslemeleri için 2 W, 220-18 V trafo
- Köprü diyot
- 74HC04 tersleyici entegresi

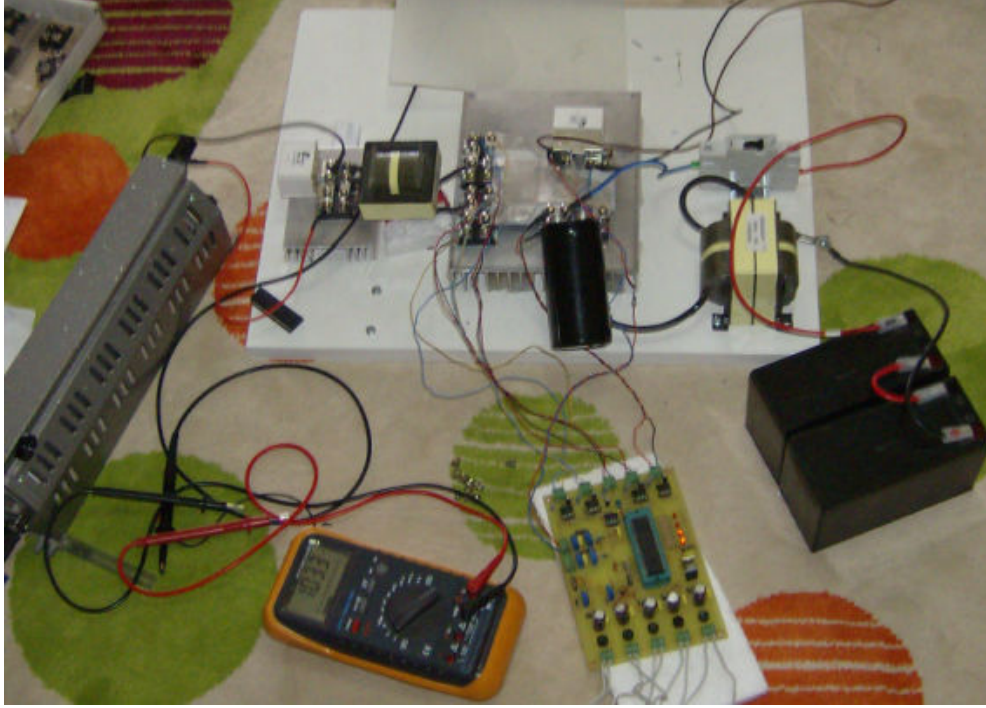
Yükseltici çevirici, tam köprü çevirici ve kontrol kartını içeren tüm devre şeması şekil 6.2'de verilmiştir.



Şekil 6.2. Tüm Devre Şeması

6.3 Test Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Kurulan prototip devre şekil 7.1’de gösterilmiştir.



Şekil 7.1. Çevirici devre prototipi

İki aşamalı olan devrede, birinci kısım değişken giriş gerilimini sabit çıkış gerilimine dönüştürecek olan kontrollü yükseltici çevirici, ikinci kısım ise sabit olan çıkış gerilimini daha yüksek seviyeye çıkaracak olan tam-köprü çeviricidir. Tam-köprü çevirici kısmı bu çalışmanın konusu değildir.

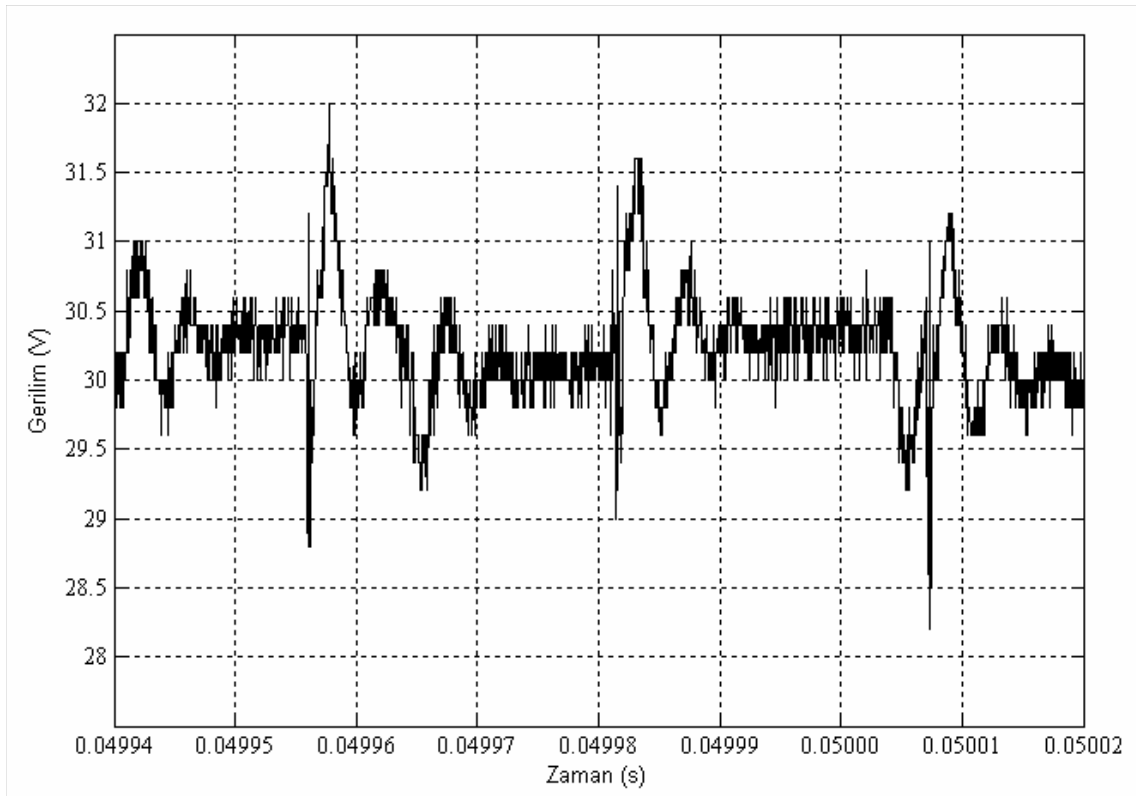
Şekil 7.1’de görülen kontrol kartı, tek denetleyici ile hem yükseltici çeviricinin kontrolünü gerçekleştirmek hem de tam köprü çevirici MOSFET’leri için gerekli olan sabit genlikli kare dalga sinyallerini oluşturabilmek amacıyla tasarlanmıştır. Kontrol tamamen dijital mantık üzerine kurulmuş ve herhangi bir analog malzeme kullanılmamıştır.

Prototip devrede giriş gerilimi olarak akü grupları kullanılmıştır. 36 ile 80 V arasında 20 A seviyesinde değişken gerilim verebilen kaynak bulmanın zorluğu

nedeniyle, test çalışmaları 10-30 V değişken girişten sabit 30 V çıkış alabilmek amacıyla yapılmıştır.

Yapılan denemelerde, giriş gerilimi olarak 12 V ve 24 V uygulanmış ve çıkış gerilimi olarak sabit 30 V alınmıştır. Ayrıca yük değişimlerinde de çıkış geriliminin değişmediği gözlenmiştir.

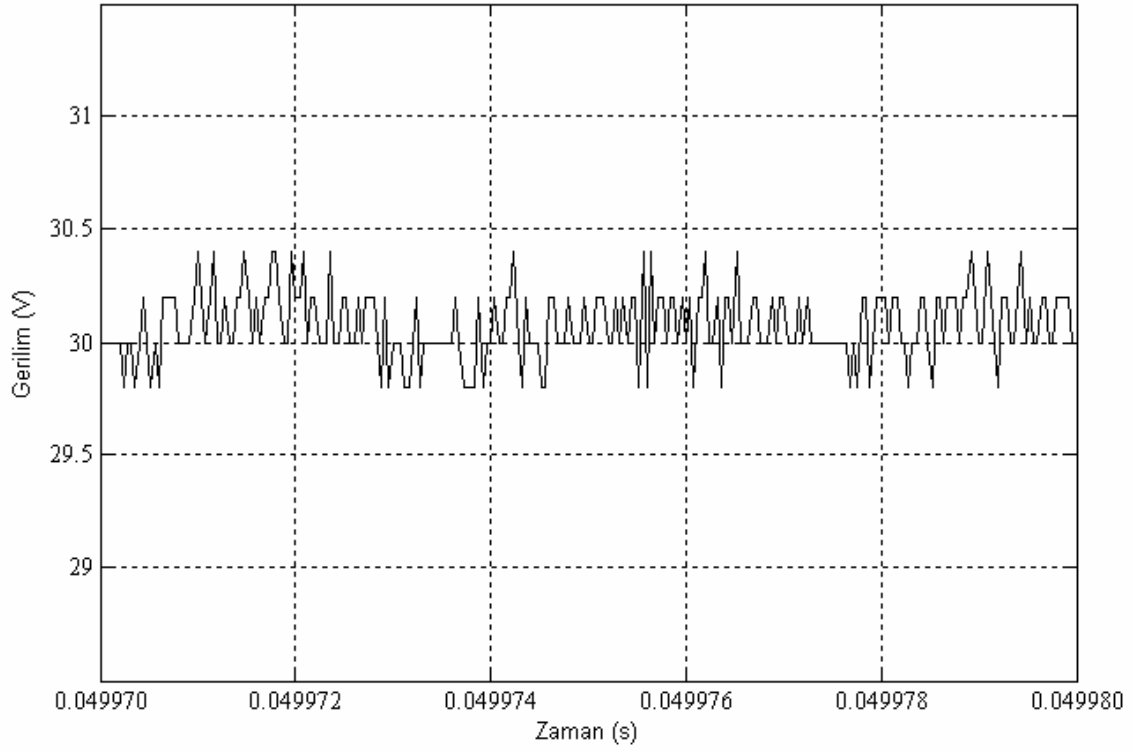
Çıkış geriliminin zamana bağlı değişimini gösteren osiloskop çıktısı şekil 7.2'de verilmiştir.



Şekil 7.2 Yükseltici Çevirici Çıkış Gerilimi-Zaman Grafiği

Şekil 7.2'de yükseltici çevirici çıkış gerilimi üzerinde gözlenen dalgalanma değeri, çıkışa paralel yüksek frekans süzme kondansatörleri bağlanması yoluyla azaltılabilir.

Şekil 7.2'ye oranla daha kısa bir zaman diliminde alınan çevirici çıkış gerilimi-zaman grafiği şekil 7.3'de verilmiştir.



Şekil 7.3 Yükseltici Çevirici Çıkış Gerilimi-Zaman Grafiği

BÖLÜM 7

SONUÇLAR

Bu çalışmada genel olarak, hidrojen enerjisinden hemen her türlü konutta kullanılacak elektrik enerjisi üretilebilmesi için zemin hazırlanmıştır. Kurulan prototip devre üzerinde yapılan denemeler, yakıt pilinden ev elektriği üretilmesinin uygulanabilirliğini göstermiştir.

İki aşamalı çevirici sisteminin kullanılmasıyla gerçekleşmesi zor olan kontrol algoritması temel yükseltici çevirici üzerine yüklenerek kolaylaştırılmış, aşamalı yükseltme yapılarak çok düşük seviyelerdeki gerilimlerden çok yüksek seviyelerde gerilim elde edilirken karşılaşılan büyük kayıp oranları azaltılmış ve esneklik sağlanmıştır.

Sistemde denetleyici olarak PIC18F4520 kullanılmıştır. Sistemin geliştirilebilmesi denetleyiciye bağlıdır. Daha hızlı denetleyicilerin kullanılmasının sistemin performansını ve girişte meydana gelen dinamik değişimlere verilecek cevapların hızını arttıracığı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] M.H.Todorovic, L.Palma, P.Enjeti, “Design of a Wide Input Range DC-DC Converter with a Robust Power Control Scheme Suitable for Fuel Cell Power Conversion”, APEC’04, Nineteenth Annual IEEE, Vol.1, 2004, 374-379
- [2] Erdör, Betül, “Tübitak Marmara Araştırma Merkezi Yakıt Pili ve Güç koşullandırma” 2007, 20 Ocak
- [3] Jin Wang, Fang Z.Peng, Joel Anderson, Alan Joseph and Ryan Buffenberger, “Low Cost Fuel Cell Inverter System For Residential Power Generation”, APEC’04, Nineteenth Annual IEEE Vol.1, 2004, 367-373
- [4] Juing-Huei Su, Jiann-Jong Chen, Dong-Shiuh Wu, “Learning Feedback Controller Design Of Switching Converters Via Matlab/Simulink”, IEEE Transactions on Education, Vol.45, No.4, November 2002, 307-315
- [5] Joshua Anzicek, Mark Thompson, “DC-DC Boost Converter Design For Kettering University’s Gem Fuel Cell Vehicle”, Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, Proceedings of IEEE, 2005, 307-316
- [6] Mohan, Undeland, Robbins, “Güç Elektroniği, Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım”, Literatür Yayıncılık, 2003
- [7] B.C.Lim, “Reducing Switching Losses with QFET in a Step-Up Converter”, Application Note 9013, Fairchild Semiconductor, July, 2000
- [8] Rami Naim, George Weiss, Sam Ben-Yaakov, “ H^∞ Control of Boost Converters: Comparison to Voltage Mode, Feedforward and Current Mode Controls”, Published in IEEE PESC95, 1327-1332
- [9] R.W.Erickson, “The basic AC modeling approach”, Fundamentals of Power Electronics, <http://ece-www.colorado.edu/~ecen5807/>, Course materials, Chapter 7

KAYNAKLAR DİZİNİ (devamı)

- [10] R.W.Erickson, "Converter Transfer Functions", Fundamentals of Power Electronics, <http://ece-www.colorado.edu/~ecen5807/>, Course materials, Chapter 8
- [11] T.W.Martin, S.S.Ang, "Digital Control for Switching Converters", ISIE'95, Proceedings of the IEEE International Symposium,1995, 480-484
- [12] Y.Duan, H.Jin, "Digital Controller Design for Switchmode Power Converters", APEC'99, IEEE Fourteenth Annual, Vol. 2, 1999, 967-973
- [13] R.R.Boudreaux, R.M. Nelms, John Y.Hung, "Simulation and Modelling of a DC-DC Converter Controlled by an 8 bit Microcontroller", APEC 97 Conference Proceedings, Twelfth Annual, Vol.2, 1997, 963-969
- [14] Qi Feng, J.Y.Hung, R.M.Nelms, "Digital Control of a Boost Converter Using Posicast", APEC'03, Eighteenth Annual IEEE, Vol. 2,2003, 990-995
- [15] Microchip Technology Inc, "PIC18F4520 Datasheet", 2004
- [16] Agilent, "HCPL3120 Datasheet"
- [17] Nergaard, T.A.; Ferrell, J.F.; Leslie, L.G.; Jih-Sheng Lai; "Design considerations for a 48 V fuel cell to split single phase inverter system with ultracapacitor energy storage", Power Electronics Specialists Conference, 2002, 2007-2012
- [18] Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, Unitrode Corporation, 1990
- [19] R.W.Erickson, "Controller Design", Fundamentals of Power Electronics, <http://ece-www.colorado.edu/~ecen5807/>, Course materials, Chapter 9