

**200 AMPER, YÜKSEK FREKANS ANAHTARLAMALI, DA VE
AA/DA KAYNAK MAKİNALARININ GELİŞTİRİLMESİ**

ARZU KOPARAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEMMUZ 2010
ANKARA**

ARZU KOPARAN tarafından hazırlanan “200 AMPER, YÜKSEK FREKANS ANAHTARLAMALI, DA VE AA/DA KAYNAK MAKİNALARININ GELİŞTİRİLMESİ” adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç.Dr. Timur AYDEMİR
Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof.Dr. Ö.Faruk BAY
Elektronik-Bilgisayar Bölümü, GAZİ ÜNİVERSİTESİ

Doç.Dr.Timur AYDEMİR
Elektrik-Elektronik Mühendisliği, GAZİ ÜNİVERSİTESİ

Doç.Dr. İres İskender
Elektrik-Elektronik Mühendisliği, GAZİ ÜNİVERSİTESİ

Tarih : 07/07/2010

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Arzu KOPARAN

**200 AMPER, YÜKSEK FREKANS ANAHTARLAMALI, DA VE AA/DA
KAYNAK MAKİNALARININ GELİŞTİRİLMESİ**

(Yüksek Lisans Tezi)

Arzu KOPARAN

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Temmuz 2010

ÖZET

Evirici tür kaynak makineleri, hızlı tepkileri, düşük hacim ve ağırlıkları ve yüksek verimleri nedeni ile kullanıcılar tarafından tercih edilmekte olup, kullanımları her geçen gün artmaktadır. Bu makinelerde, doğrultulmuş şebeke gerilimi yüksek frekansta anahtarlanarak bir yüksek frekans transformatörünün sekonderine aktarılır. Sekonder gerilimi, tekrar doğrultularak ark elektrodu ile kaynatılacak malzeme arasına uygulanır. Kaynak işleminin yapılacağı akım değeri, primer devresindeki yarıiletken anahtarların kapı işaretleri değiştirilerek ayarlanır.

Bu tezde, 5.6 kW gücünde evirici tür bir kaynak makinesi için yürütülen benzetim çalışmaları, güç ve denetim devresi tasarımı çalışmaların ve gerçekleştirilen sistemden elde edilen deneysel sonuçlar sunulmaktadır. Tez çalışması, Nuriş Elektrik ve Kaynak Makineleri A.Ş. ile yürütülen ve Sanayi Bakanlığı'nın San-Tez programı çerçevesinde desteklenen bir proje kapsamında gerçekleştirilmiştir.

Sistem öncelikle DA kaynak makinesi olarak tasarlanıp benzetimi yapılmıştır. Yarı köprü dönüştürücü eklenerek AA kaynak makinesi olarak da benzetimi tamamlanmıştır.

Gerçekleştirilen devrede ikili ileri da-da dönüştürücü yapısı kullanılmıştır. Öncelikle bu yapı için küçük işaret modeli geliştirilmiş ve sistemin kararlılık analizi yapılarak uygun bir denetleyici tasarlanmıştır. Daha sonra bu denetleyici yapısı ile sistemin Pspice ve Matlab benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Son olarak da, proje ortağı firma tarafından kurulan deneysel sistem üzerinde testler yapılmıştır. Deneysel ve benzetim sonuçlarının uyum içerisinde olduğu görülmüştür.

Bilim Kodu	: 912.1.080
Anahtar Kelimeler	: Kaynak Makinası, İkili İleri DA/DA Dönüştürücü, DA/DA Dönüştürücüler
Sayfa Adedi	: 101
Tez Yöneticisi	: Doç.Dr.Timur AYDEMİR

**IMPLEMENTATION OF 200 AMPERE, HIGH FREQUENCY SWITCHING
DC AND AC/DC ARC WELDING MACHINES**

(M.Sc. Thesis)

ARZU KOPARAN

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

July 2010

ABSTRACT

Inverter type welding machines are preferred by users due to their fast response, low volume and weight, and high efficiency values, and therefore their use has been steadily increasing. In these machines, rectified line voltage is switched at high frequency and transferred to the secondary of a high frequency transformer. Secondary voltage is rectified again and applied between the welding electrode and the piece to be welded. Welding current is adjusted by the duty cycle of the semiconductor switches in the primary circuit.

In this thesis, simulation, power and control circuit design, and experimental work for a 5.6 kW inverter type welding machine are presented. The work has been conducted in cooperation with Nuris Electrical Machines and Welding Machines Company in the framework of a project supported by the Ministry of Industry.

Sytem designed first as a DC welding machine and made simulations, The half bridge DC/DC circuit is added and AC welding machine simulations is completed.

A dual-forward topology was used in the system. First, small signal analysis was carried out to check the stability of the system and to design the controller.

Then, the controller was modeled and tested in Pspice and Simulink programs. Finally, experimental results are taken on the practical system developed by the project partner. Results are in good agreement.

Science Code	: 912.1.080
Key Words	: Arc Welding Machine, Dual Forward DC/DC Converter, DC/DC Converters
Page Number	: 101
Adviser	: Assoc. Prof.Dr. Timur AYDEMİR

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren Hocam Doç.Dr. Timur AYDEMİR'e, oluşturduğu SAN-TEZ programıyla sanayi ve üniversiteyi bir araya getiren ARGE çalışmalarını destekleyen Sanayi ve Ticaret Bakanlığına, yürütülen SAN-TEZ projesindeki firma ortağı olan Nuriş Elektrik ve Kaynak Makinaları A.Ş. firmasına ve projenin deneysel çalışmalarını yürüten, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım Sayın Oğuz ŞİMŞEK'e, çalışmalarım boyunca bana destek olan ailem ve arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xiii
RESİMLERİN LİSTESİ.....	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvi
1.GİRİŞ.....	1
2.İKİLİ İLERİ (DUAL FORWARD) DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	10
2.1 Yalıtımlı DA/DA Dönüştürücüler.....	10
2.1.1 Yarı-köprü dönüştürücü.....	10
2.1.2 Tam-köprü dönüştürücü.....	11
2.1.3 İkili ileri (Dual forward) dönüştürücü.....	12
3.KAYNAK MAKİNASI GÜÇ KATI TASARIMI.....	19
3.1 Güç Katında Kullanılacak Malzemelerin Seçimi.....	19
3.1.1 Transformatör.....	20
3.1.2 Doluluk oranı (d) hesaplanması.....	24
3.1.3 Akım değerlerinin hesaplanması.....	24
3.1.4 MOSFET seçimi.....	25
3.1.5 Primer diyotlarının seçimi.....	25
3.1.6 Sekonder doğrultucu diyotlarının seçimi.....	26
3.1.7 Çıkış süzgecinin endüktans değeri.....	26

Sayfa

3.1.8 Çıkış süzgecinin kapasite değeri.....	26
3.1.9 Yük.....	27
3.2 Kayıplar.....	27
3.2.1 Yarıiletkenlerin kayıpları.....	27
3.2.2 Transformatörün kayıpları.....	29
3.2.3 Toplam verim.....	31
4. DA KAYNAK MAKİNASININ GÜÇ KATININ MODELLEME ve BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	32
4.1 PSpice Modelleme.....	32
4.2 Küçük İşaret Analizi.....	35
4.2.1 Giriş gerilimi-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu.....	41
4.2.2 Kontrol-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu.....	42
5. DENETLEYİCİ TASARIMI.....	45
5.1 Gerilim Modlu Denetim.....	45
5.2 Matlab/Simulink Gerilim Kontrollü Benzetim Çalışması.....	51
5.3 Ortalama Akım Modeli Kontrolü.....	53
5.4 Matlab/Simulink Akım Kontrollü Benzetim Çalışması.....	58
6. AA KAYNAK MAKİNASI.....	61
6.1 Tam Köprü DA-AA Dönüştürücü.....	61
6.2 Çalışma Modları.....	61
6.3 Kenetleyici Devre.....	62
6.4 Yüksek Frekans/Yüksek (YF/YG) Gerilim Modülü.....	63
6.5 AA Güç Katının Modelleme ve Benzetim Çalışmaları.....	63

Sayfa

6.5.1 AA güç katının açık çevrim modellenmesi.....	63
6.5.2 AA güç katının kapalı çevrim modellenmesi.....	65
7. DA KAYNAK MAKİNASININ DENEYSEL SONUÇLARI.....	68
7.1 Deneyisel Sonuçlar.....	68
7.2 Değerlendirmeler.....	75
8. SONUÇ.....	77
KAYNAKLAR.....	78
EKLER.....	83
EK-1 Güç katı kazanç eğrisi için matlab kodları.....	84
EK-2 Evirici 1 bloğu.....	85
EK-3 Evirici 2 bloğu.....	86
EK-4 Yük bloğu.....	86
EK-5 DGM bloğu.....	88
EK-6 DA makinası gerilim kontrollü benzetimde simulink verisi grafik kodları.....	89
EK-7 Yük bloğu.....	90
EK-8 DA makinası akım kontrollü benzetimde simulink verisi grafik kodları.....	91
EK-9 Tam köprü dönüştürücü bloğu.....	92
EK-10 Yük bloğu.....	93
EK-11 AA makinası akım kontrollü benzetimde simulink verisi grafik kodları.....	94
ÖZGEÇMİŞ.....	95

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1 Elektrik kaynağı: 1.Kaynak yönü, 2.Torç, 3.Kaynak teli, 4.Koruyucu gaz, 5.Kaynak banyosu, 6.Kaynak Dikişi, 7.İş Parçası.....	2
Şekil 1.2 Kaynak makinası karakteristik eğrisi.....	3
Şekil 1.3 Geleneksel tip makine şematik görünüşü.....	4
Şekil 2.1 Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı.....	10
Şekil 2.2 Yarı-köprü DA-DA dönüştürücü.....	11
Şekil 2.3 Tam-köprü DA-DA dönüştürücü.....	12
Şekil 2.4 İkili ileri DA-DA dönüştürücü.....	12
Şekil 2.5 İletim modu.....	13
Şekil 2.6 İkinci modda eşdeğer devre.....	14
Şekil 2.7 İkili ileri dönüştürücüye ait sırayla anahtar sinyalleri, primer gerilimi, doğrultulmuş sekonder gerilimi, endüktans akımı, primer akımı, anahtar akımı, anahtar gerilimi.....	17
Şekil 3.1 Sistemin blok diyagramı.....	19
Şekil 4.1 Benzetimde kullanılan devre şeması.....	33
Şekil 4.2 Benzetim çalışması, açık çevrim. yukarıdan aşağıya: primer gerilimi, sekonder gerilimi, endüktör akımı, yük gerilimi işaretleri.....	34
Şekil 4.3 Paralel kollardaki akımlar.....	34
Şekil 4.4 Anahtarlar iletimde dT	36
Şekil 4.5 Anahtarlar kesimde $(1-d)T$	36
Şekil 4.6 Küçük işaret modeli.....	44
Şekil 5.1 Gerilim modlu denetim blok diyagramı.....	45
Şekil 5.2 Güç katı kazanç eğrisi.....	47
Şekil 5.3 Güç katı kazanç eğrisi:.....	48

Şekil	Sayfa
Şekil 5.4 DA makinası gerilim kontrollü benzetim devre şeması.....	52
Şekil 5.5 DA kaynak makinası gerilim kontrollü benzetimde sırasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı.....	53
Şekil 5.6 Kapalı çevrim akım kontrollü dönüştürücü blok diyagramı.....	54
Şekil 5.7 Akım kontrollü ikili ileri dönüştürücünün kapalı çevrim sürekli zaman eşdeğer modeli.....	56
Şekil 5.8 Kapalı çevrim akım kontrollü dönüştürücü indirgenmiş sürekli zaman modeli blok diyagramı.....	56
Şekil 5.9 DA kaynak makinası güç katı akım kontrollü benzetim devresi.....	59
Şekil 5.10 DA kaynak makinası akım kontrollü benzetimde sırasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı.....	60
Şekil 6.1 Tam köprü dönüştürücü.....	61
Şekil 6.2 Tam köprü dönüştürücü grafiği.....	62
Şekil 6.3. Kenetleyici devre.....	63
Şekil 6.4 AA kaynak makinası açık çevrim modeli.....	64
Şekil 6.5 Çıkış gerilimi ve çıkış akımı.....	65
Şekil 6.6 AA kapalı çevrim benzetimi modeli.....	66
Şekil 6.7 AA kaynak makinasında kapalı çevrimde kısa devre tepkisi benzetiminde çıkış gerilimi ve çıkış akımı.....	67
Şekil 7.1 Direnç yükü 150 A. (Yukarıdan aşağıya) a) endüktans akımı, b) primer gerilimi, c) primer akımı, d) sekonder gerilimi.....	69
Şekil 7.2 Direnç yükü 200 A. (Yukarıdan aşağıya) a) endüktans akımı, b) primer gerilimi, c) primer akımı, d) sekonder gerilimi.....	69
Şekil 7.3 Direnç yükü, dinamik tepki. Akım 250 A'den 150 A'ye düşürülüyor. (Yukarıdan aşağıya) a) toplam çıkış akımı, b) primer akımı, c) sekonder gerilimi.....	70
Şekil 7.4 Direnç yükü, dinamik tepki. Boşta çalışmadan kısa devreye geçiş. (Yukarıdan aşağıya) a) toplam çıkış akımı, b) primer	

Şekil	Sayfa
akımı, c) sekonder gerilimi.....	70
Şekil 7.5 Dönüştürücülerin bara gerilimini paylaşımı. (yukarıdan aşağıya) a) DA bara gerilimi, b) birinci seri kol gerilimi, c) ikinci seri kol gerilimi, d) yük akımı.....	71
Şekil 7.6 Dönüştürücülerin yük akımını paylaşımı. (yukarıdan aşağıya) a) Toplam çıkış akımı (200A), b) birinci koldaki endüktans akımı, c) ikinci koldaki endüktans akımı.....	71
Şekil 7.8 Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi.....	73
Şekil 7.9 Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi.....	73
Şekil 7.10 Kaynak işleminde 0.5 s süreli sıcak başlangıç süreci (kaynak akımı).....	74
Şekil 7.11 Destekli ark (tam destek) çalışması. 200 A akım darbeleri.....	74
Şekil 7.12 Destekli ark (tam destek) çalışması. 170 A akım darbeleri.....	75

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 7.1 Deneysel testler	68
Resim 7.2 Geliştirilen makine ile kaynak yapılırken alınan görüntü	72

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
d	Doluluk Oranı
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı
I_{RRM}	Maksimum Ters Toparlanma Akımı
R_{ds(on)}	Mosfetin İletim Direnci.
t_{rise}	Sinyalin düşük seviyeden yüksek seviyeye çıkabilmesi için gerekli süre.
t_{fall}	Sinyalin yüksek seviyeden düşük seviyeye inebilmesi için gerekli süre.
t_{rr}	Ters Toparlanma Süresi
Kısaltmalar	Açıklama
AA	Alternatif Akım
DA	Doğru Akım
DGM	Darbe Genişlik Modülatörü
GKİ	Güç Katsayısı İyileştirme
MAG	Metal Active Gas
MIG	Metal Inert Gas
TIG	Tungsten Inert Gas
YF	Yüksek Frekans

1. GİRİŞ

Kaynak, malzemeleri birbiri ile birleştirmek için kullanılan bir imalat yöntemidir ve genellikle metal veya termoplastik malzemeler üzerinde kullanılır. Bu yöntemde genellikle parçalarının kaynak yapılacak kısmı eritilir ve bu kısma dolgu malzemesi eklenir. Daha sonra ek yeri soğutularak sertleşme sağlanır. Bazı hallerde ısı ile birleştirme işlemi basınç altında yapılır. Bu yöntem, düşük erime sıcaklığına sahip bir malzemenin kaynatılacak malzemelerin arasında eritilerek malzemelerin birleştirildiği lehim ve sert lehimden farklıdır.

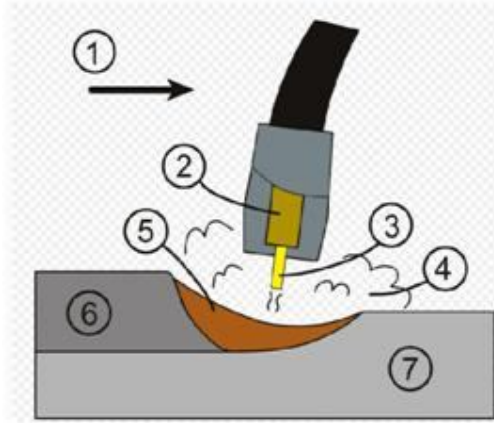
Metal kaynağı için temelde iki yöntem vardır, bunlar; “Eritme Kaynağı” ve “Basınç Kaynağı”dır.

Eritme Kaynağı, metal malzemeyi yalnız sıcaklığın etkisi ile yerel olarak ilave kaynak metali ile birlikte eritip birleştirmektir. Eritme kaynağı yöntemleri şöyle sıralanabilir; Döküm eritme kaynağı, Elektrik direnç eritme kaynağı, Gaz eritme kaynağı, Elektrik ark kaynağı, Karbon arkı ile kaynak, Metal arkı ile kaynak, Koruyucu gaz ile kaynak, TIG kaynağı, Normal TIG kaynağı, Plazma TIG kaynağı, Ark atom kaynağı, MIG kaynağı, Normal MIG kaynağı, Aktif gazla MAG kaynağı, Metal koruyucu altında (yatırılmış elektrot ile) kaynak, Toz altı kaynağı, Elektron bombardımanı ile kaynak, Lazer ısı ile kaynak.

Basınç Kaynağında, metal malzeme ilave kaynak metali kullanmadan ve ısıtmadan yalnız basınç altında birleştirilir. Basınç kaynağı yöntemleri şöyle sıralanabilir; Soğuk basınç kaynağı, Ultrasonik kaynak, Sürtünme kaynağı, Ocak kaynağı, Döküm basınç kaynağı, Gaz basınç kaynağı, Elektrik direnç kaynağı, Elektrik ark basınç kaynağı, Difüzyon kaynağı.

Bu tez kapsamında tasarlanan makine eritme kaynağı sınıfına ait olan elektrik ark kaynağı yöntemini kullanacaktır. Elektrik ark kaynağı yönteminde kaynak arkının tanımı şöyle yapılabilir: Ark kızgın bir katottan yayılan elektrotların yüksek bir hızla anodu bombardıman etmesi neticesinde meydana gelir. Bu bombardıman çarpma

sonunda nötr moleküllerin iyonize olmasına sebebiyet verdiğiinden büyük miktarda enerji açığa çıkar. Toplam enerjinin %85'i ısı, %15'i ışık enerjisi olarak ortaya çıkar. Kaynak arkı sırasında elektrot metalinin kaynak yapılacak parçaya erimiş metal damlacıkları halinde geçisi, arkı çok kısa bir an için kısa devre yapmakta ve kraterdeki erimiş metal ile temas etmektedir. Bu esnada kraterdeki metalin yüzey gerilimi damlanın kaynak parçasına devredilmesini sağlamaktadır. Her damlanın elektrottan kaynak yapılan parçaya geçisi gerçek bir kısa devre yapmakta, dolayısı ile de gerilim birden düşmekte ve akım şiddeti önemli derecede artmaktadır [1]. Elektrik ark kaynağının temsili resmi Şekil 1.1'de gösterilmiştir.



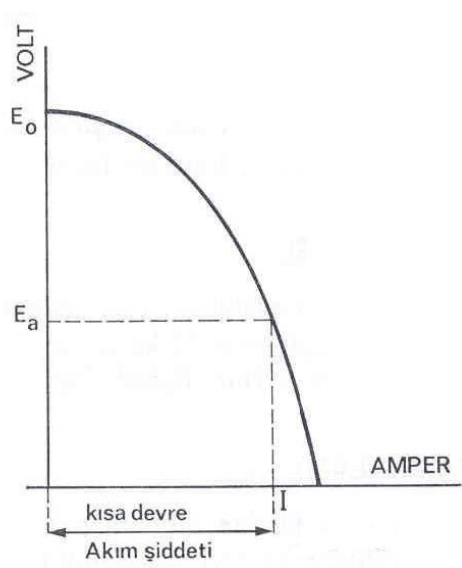
Şekil 1.1 Elektrik kaynağı: 1.Kaynak yönü, 2.Torç, 3.Kaynak teli, 4.Koruyucu Gaz
5.Kaynak banyosu, 6.Kaynak Dikişi, 7.İş Parçası

Elektrik ark kaynağında farklı malzemeler ve farklı akımlar için ayrı elektrotlar kullanılır. Kullanılan elektrotlar karbon elektrotlar ve çubuk elektrotlar olarak ikiye ayrılır. Çubuk elektrotlar ise örtülü (rutil elektrotlar, asidik elektrotlar, oksidik elektrotlar, bazik elektrotlar, selülozik elektrotlar, derin nüfuziyet elektrotları, demir tozlu elektrotlar) ve örtüsüz (çıplak elektrotlar, özlü elektrotlar) olarak gruplandırılırlar.

Elektrik ark kaynağı kullanılan kaynak makinaları genel olarak şu özelliklere sahip olmalıdır;

- Şebeke gerilimini kaynak gerilimine indirmek, dolayısıyla kaynak akım şiddetini, kaynak için gerekli değerlere yükseltmek ve bu akım şiddetine, ihtiyaca göre, ayarlanabilmek; ayrıca, kaynak esnasında, ark uzunluğuna göre akım şiddetini otomatik olarak ayarlamak.
- Kendiliğinden ve mümkün olduğu kadar çabuk tutuşturma geriliminden, ark tutuşur tutuşmaz, ark (rejim) gerilimine geçmek;
- Kaynak banyosunun her türlü sıçrama ve patlamasını önlemek üzere kısa devre akımını sınırlamak;
- İstikrarlı bir ark temin etmek;
- Elektrik ark kaynak makineleri hem doğru akım, hem de alternatif akım ile çalışabilirler.

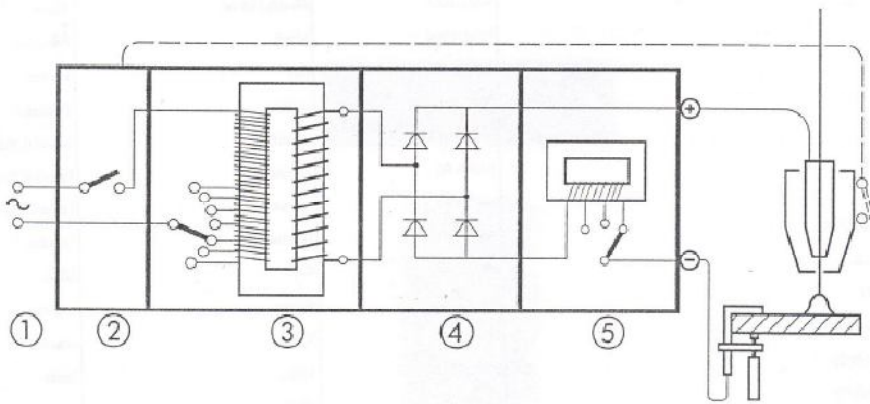
Kaynak akımı ile kaynak gerilimi arasındaki ilişki kaynak makinesinin karakteristik eğrisi olarak adlandırılır. Sadece bu biçimde “düşer” bir karakteristiğe sahip makineler ark kaynağına elverişlidir.



Şekil 1.2 Kaynak makinası karakteristik eğrisi

Elektrik ark kaynak makinaları teknoloji seviyeleri açısından “Geleneksel Tip makinalar” ve “Evirici tip makinalar” olarak ikiye ayrılır.

Geleneksel Tip Makinalar; teknolojik olarak daha basit ve şebeke gerilimindeki değişikliklere daha az duyarlı olmaları gibi olumlu yönlerinin yanında ağır olmaları, sınırlı tipte elektrotla çalışabilmeleri ve akım ayarlarının yeterince hassas olamaması gibi olumsuz yönleri bulunur. Bu tip makinaların doğru akım ile çalışanları “kaynak jeneratörleri, kaynak redresörleri”, alternatif akım ile çalışanları da “kaynak transformatörü” olarak adlandırılır. Şekil 1.3’te geleneksel tip makinenin şematik görüntüsü verilmiştir.



Şekil 1.3 Geleneksel tip makine şematik görünüşü

Şekilde görülen parçaların açıklamaları şu biçimdedir:

1. Elektrik Şebeke Bağlantısı
2. Açma Kapama Şalteri
3. Transformator: Üzerindeki sargılar sayesinde şebekeden (prizden) aldığı elektriğin gerilimini düşürür. Buna karşılık akım şiddetini artırır. Yalıtım sağlar.
4. Redresör: Makinedeki alternatif akımı doğru akıma dönüştürür.
5. Bobin: Doğru akımın kaynak makinesinden daha düzgün çıkmasını sağlayarak gerektiğinde kaynağın sıçramasız olmasını temin eder [1].

Evirici tip makinalar geleneksel tip makinalara nazaran daha küçük boyutlarda ve hafiftirler. Her türlü elektrodu kolaylıkla yakabilirler; hassas akım ayarı sağlarlar;

elektrik tüketiminde % 40-50'ye varan oranlarda ekonomiktirler ve arkı tüm akım aralığı boyunca kararlı, pürüzsüz, sessiz ve sıçramasız olduğundan "daha iyi kaynak kalitesi" elde edilmesine imkân verirler.

Evirici Tip makinaların genel özellikleri aşağıda sıralanmaktadır:

- Bu tip makinaların düşük yüksek gerilim koruması vardır.
- Belirli akımda çalışmaya ayarlanmıştır. Aşırı ısınır veya havalandırma panjurları kapanırsa makine kendini kapatır.
- Kısa devre koruması vardır. Kaynak kabloları uzun süre kısa devre olursa yine kendini kapatır.
- Elektrod kaynak modunda elektrod başlangıçta yüksek akım verilerek eritilir ve kaynağa kolay başlanır.
- TIG kaynak modunda iken akımın yavaş yükselmesini sağlar, kaynak başlangıcında malzemenin deforme olması önlenir.

Elektrik ark kaynağı ile ilgili bazı tanımlar şöyle verilebilir:

- Boşta çalışma gerilimi: Kaynak makinesinin kaynak yapmaya hazır durumda bulunduğu, fakat kaynak yapılmadığı zaman kabloların bağlandığı noktalar arasındaki gerilimdir.
- Çalışma gerilimi: Kaynak yaparken, yani ark yaparken kabloların bağlandığı klemenslerin arasındaki gerilime denir.
- Ark gerilimi: Kaynak yaparken parça ile elektrotun ucu arasındaki gerilimdir.
- Kaynak akımı: Kaynak yaparken yani kaynak devresinde ark yanarken çalışma gerilimine tekabül eden akım şiddetidir.
- Nominal kaynak akımı: Kaynak makinesinin % 60 yükleme süresinde kalacak şekilde çalışması ile verilen akım şiddetine denir.
- Devrede kalma süresi: Kaynak makinesinin yük altında çalıştığı süre makinenin toplam çalışma süresine bölünürse çıkan değer 100 ile çarpımı, yüzde devrede kalma süresini verir.

Kaynak işlerinde kullanılan pek çok kaynak jeneratörü ve kaynak redresörü cüsseli gövde yapıları, çıkardıkları aşırı gürültü ve yüksek enerji sarfiyatları dolayısıyla dikkat çekerler. Elektronikteki gelişmeler sayesinde geliştirilen yeni nesil kaynak makineleri (evirici tür kaynak makineleri) kısa tepki süresi, küçük ve hafif yapıları ve yüksek verimleri ile birçok avantaj sağlamaktadır. Evirici tipi kaynak makinelerinin arkı, tüm akım aralığı boyunca kararlı, pürüzsüz, sessiz ve sıçramasız olduğundan kaynak kalitesi de daha iyidir.

Evirici tipi Kaynak Makinasında can alıcı nokta sistemin güç katıdır. İyi ve kaliteli bir kaynak elde edebilmek için sıçrama kontrolü, kaynak yapı formu ve ark boyu ayrı ayrı kontrol edilebilmelidir. Ark boyunu sabit tutabilmek için sabit çıkış gerilimi sıkça kullanılmaktadır. Fakat bu durumda sıçramalar ve kaynak yapı formu oldukça kötüdür. Bu nedenle sabit akım kontrollü güç dönüştürücüsü de çalışılmış ve benzetim çalışmaları yapılmıştır.

Elektrik ark kaynağında kalitenin artırılması için arkın, farklı kaynak evrelerinde hassas olarak kontrol edilmesi gereklidir. Bu amaçla, geçmişte kullanılan basit elektromekanik sistemler veya tristör kullanan elektronik sistemler yerine artık yüksek hızlarda anahtarlanma yeteneğine sahip tranzistörlü devreler kullanılmaktadır [4].

Çeliğin kaynak işleminde DA, alimünyumun kaynak işleminde ise AA akım gereklidir. DA çıkış elde etmek için çok çeşitli ve ucuza bulunabilen kaynak makineleri mevcuttur. Öte yandan, AA çıkış veren kaynak makineleri daha karmaşıktır ve çok ucuza mal edilememektedir. Alimünyum kaynağında kaynak akımının 30-200 Hz arasında kare biçiminde değişmesi istenir. Böylece yön değiştiren elektron akışının alimünyum yüzeyindeki oksit tabakasını kırması beklenir [5].

Literatürde, modern kaynak makinelerinin güç devreleri ve kontrol sistemleri üzerinde yapılmış çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Güç devreleri üzerinde yapılan çalışmalar incelendiğinde, kullanılan devreleri kabaca üç başlık altına toplamak

mümkündür: (a) Rezonans devreli sistemler, (b) Yumuşak anahtarlama sistemler, (c) Sert anahtarlama sistemler. Rezonans devreli sistemlerde yarıiletken anahtarların tetiklenmesi, devreye yerleştirilmiş bir kondansatör ve endüktörün rezonansa girmesine yol açar. Rezonans sonucu oluşan akım veya gerilimin doğal olarak sıfırdan geçişi sırasında anahtarların konumları değiştirilir (sıfır gerilim veya sıfır akım anahtarlama.) Böylece, sistemin anahtarlama kayıpları en aza indirilmiş olur. Rezonans olgusunu kullanarak gerçekleştirilen sistemlerde anahtarlama kayıpları düşük olduğu için yüksek frekanslara çıkılabilmektedir. Bu da sistemlerin daha küçük ve hafif olmasına yol açmaktadır. Bununla birlikte, rezonans sistemlerinde anahtarların taşımak zorunda kaldıkları akımların tepe değerleri, ortalama değerlerinin çok üzerinde olurlar. Bu da gereksiz yere yüksek değerli tranzistörlerin (IGBT veya MOSFET) kullanılmasına neden olur ve maliyeti artırır. Rezonans olgusunun kullanılmasının yarattığı bir başka zorluk, denetimin frekans değiştirilerek yapılması gerekliliğidir. Bu nedenle, süzücü elemanların seçiminde dikkatli olunması gerekir. [6-15].

Son yıllarda üzerinde durulan bir başka teknik da/da dönüştürücü kullanılmasıdır. Bu dönüştürücüler sert veya yumuşak anahtarlama sistemlerdir. Sert anahtarlama ile çalışmada kayıplar daha yüksek olur ancak denetim genelde basittir. Yumuşak anahtarlama, anahtar konumları arasında geçiş yapılırken, yine rezonans ilkesinden yararlanılır. Rezonans genelde anahtar ve yüksek frekans transformatörünün parazitik elemanlarından yararlanılarak elde edilir. Yumuşak anahtarlama sistemlerinde zaman zaman yardımcı devrelerden de yararlanılabilmektedir. Bu da genelde kontrol karmaşıklığını arttırmaktadır. [16-19].

Güç katlarının girişinde kullanılan diyotlu doğrultucular, giriş akımında süreksizliğe neden olduklarından, sistem girişinde güç katsayısı düşük, harmonik içerik ise yüksek olmaktadır. Bunu önlemek için güç katsayısı iyileştirme devreleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu devreler de genelde boost (yükselten tür da/da dönüştürücü) ilkesi ile çalışır. Bunun yanında, nispeten yeni bir teknoloji olan DGM (Darbe Genişlik Modülasyonu; PWM) doğrultucu da bu amaç için kullanılabilmektedir. Bu sistemlerde, giriş akımının sinüs biçimli olmasını

sağlayabilecek bir anahtarlama ile bara gerilimi istenilen dc değere ayarlanır. Sonuçta, harmonikleri en aza indirgenmiş bir giriş akımı elde edilir. [20-24].

Kaynak makinelerinde genellikle akım-gerilim tabanlı denetim kullanılırken bazı çalışmalarda bulanık mantık gibi farklı denetim yöntemleri de önerilmiştir [25-28].

Yüksek frekans transformatörü kullanımı doyma sorununa ve dolayısıyla aşırı akımlara yol açabilir. Bu nedenle yarıiletken elemanların korunması gerekmektedir ve literatürde bu konuda önerilmiş çeşitli çalışmalar bulunmaktadır [29-31].

Kaynak makinelerinde geçmiş yıllarda analog denetim devreleri kullanılırken, son dönemlerde mikroişlemci veya DSP (Sayısal İşaret İşleme) tabanlı denetim sistemleri de kullanılmaktadır. DSP, tasarımda esneklik sağlamakta, daha karmaşık denetim algoritmalarının kullanımına izin vermektedir. İşlemci kullanımında geline son nokta ise Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri'dir (FPGA). Bu cihazlarla çok daha yüksek performanslı denetim işlemi gerçekleştirilebilmektedir [32-33].

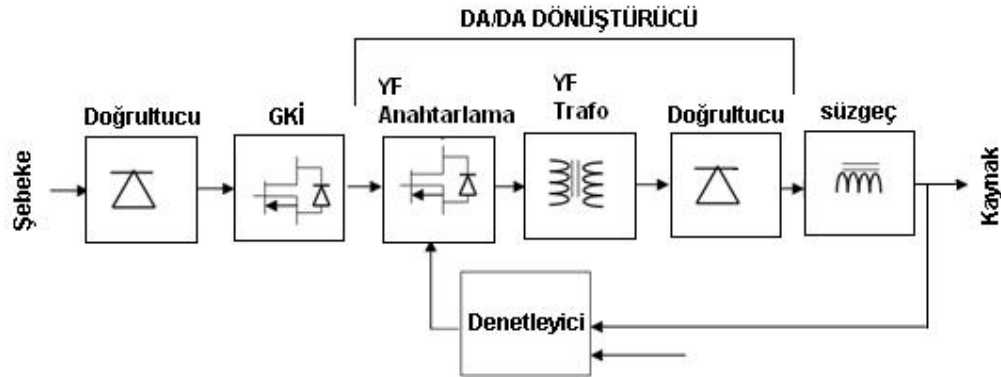
Literatürde, kaynak makinalarının modellenmesine yönelik çalışmalar da bulunmaktadır [34-37]. Ancak, bu çalışmalarda genelde sistemin güç devresi ve kontrol algoritması modellenmiş, çok dinamik bir değişken olan elektrik arkının modeli sisteme entegre edilmemiştir. Elektrik arkı ile ilgili yapılan bazı modelleme çalışmaları ise kaynak makinası ile ilgili değildir veya kaynak makinasının denetiminde bu modelden yararlanılmamıştır [38-46].

Bu tezde, 5.6 kW (200 A) gücünde bir DA-AA kaynak makinesinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Geliştirilen makinede DA/DA dönüştürücü olarak ikili ileri topolojisi seçilmiştir. Çalışmada, hem DA hem de DA-AA makinelerinin benzetimleri yapılmış, küçük işaret modelleri yardımıyla denetleyici tasarlanmıştır. Deneysel çalışmalar, bir San-Tez projesi kapsamında gerçekleştirilen çalışmanın proje ortağı kuruluş tarafından üretilen kaynak makinesi üzerinde yapılmıştır.

Tezin 2. bölümünde DA/DA güç dönüştürücü topolojiler ile ilgili kısa bilgiler verildikten sonra İkili İleri DA-DA dönüştürücü topolojisinin ayrıntılı incelemesi yapılmıştır. 3. bölümde kaynak makinası güç katının tasarımı ile ilgili ayrıntılı bilgi verilmiştir. 4. bölümde DA Kaynak Makinasının güç katının denetimsiz çalışmasına yönelik benzetim çalışmalarına yer verilmiştir. 5. bölümde seçilen topoloji için küçük işaret analizi ve denetleyici tasarımı verilmiş, tasarlanan denetleyici ile yapılan benzetim çalışmalarının sonuçları sunulmuştur. 6. bölümde AA kaynak makinasının güç katının çalışması anlatılmış ve AA kaynak makinesine yönelik benzetim çalışmalarının sonuçları verilmiştir. 7. bölümde geliştirilen DA kaynak makinesi üzerinde yapılan ölçümlerin sonuçları verilmiştir. 8. Bölümde tez sonuçları tartışılmış ve öneriler yapılmıştır.

2. İKİLİ İLERİ (DUAL FORWARD) DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ

DA kaynak makinelerinin güç katı genel olarak, şebeke frekansında bir doğrultucu ve bir yalıtımlı, yüksek frekans anahtarlama DA-DA dönüştürücüden oluşur (Şekil 2.1). Son yıllarda bir de, tüm bu sistemin önüne bir güç katsayısı iyileştirme devresi eklenmeye başlanmıştır. Bu bölümde, önce DA kaynak makinelerinin DA-DA dönüştürücü bölümünde kullanılması olası yalıtımlı topolojiler üzerine bilgi verilecek, daha sonra da tez kapsamında tasarlanan makinede kullanılan ikili ileri dönüştürücü topolojisi ayrıntılı olarak incelenecektir.



Şekil 2.1 Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı

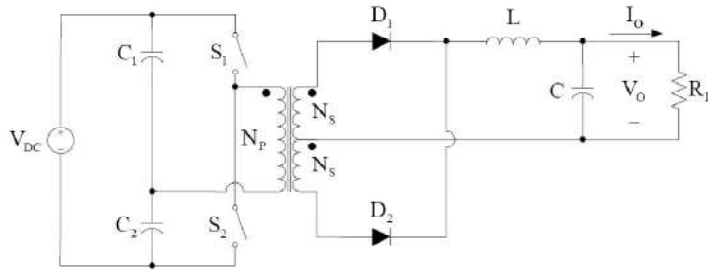
2.1 Yalıtımlı DA/DA Dönüştürücüler

Yalıtımlı güç kaynakları yalıtım gereken durumlarda giriş ve çıkışı arasında yüksek frekans transformatörüyle yalıtım sağlarlar. Bu dönüştürücüler düşük güçlerde çalışabildikleri gibi yüksek güçlerde de çalışabilirler ve çalışma ilkelerine göre çeşitlendirilebilirler. En yaygın kullanılan topolojiler yarı köprü, tam köprü ve ikili ileri yapılarıdır.

2.1.1 Yarı-köprü dönüştürücü

Yarı köprü DA/DA dönüştürücüler bir kol üzerine yerleştirilmiş iki anahtardan oluşurlar. Anahtarlar simetrik olarak anahtarlınır ve çıkış gerilimi, anahtar kolunun orta noktası ile DA baranın orta noktası arasından alınır.

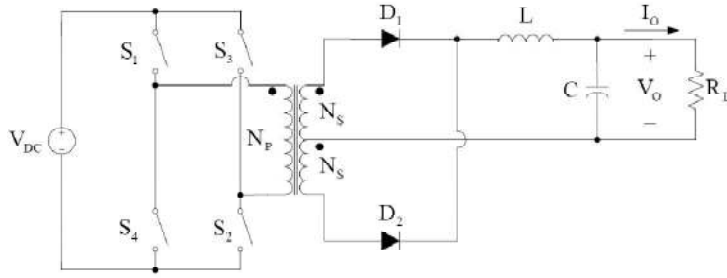
Şekil 2.2’de bu topolojinin genel devre şeması verilmiştir. Bu devrede bara geriliminin yarısı sekondere yansıtıldığı için yüksek güçlere çıkılması, sekonder sarım sayısının primer sarım sayısından fazla olmasını gerektirir. Bu da, anahtar akımlarının ve dolayısıyla kayıpların artmasına yol açar. Bu nedenle, bu devrenin yüksek güçlerdeki kullanımı çok verimli değildir.



Şekil 2.2 Yarı-köprü DA-DA dönüştürücü

2.1.2 Tam-köprü dönüştürücü

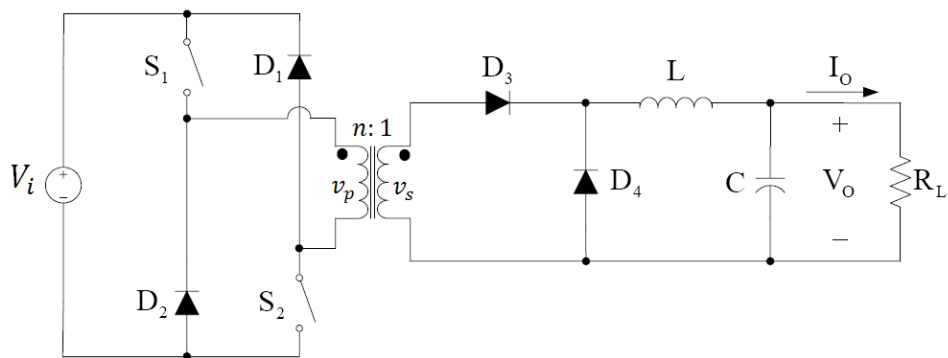
Devre Şekil 2.3’de gösterilmektedir. Sekondere yansıyan gerilimler bara gerilimi ile orantılı olduğundan, tam köprü dönüştürücü yüksek güçlerde oldukça geniş kullanım alanına sahiptir. Ancak, bu devrenin denetimi yarı köprüye göre daha karmaşıktır. Özellikle tüm anahtarların tıkalı olduğu zaman karşılaşılabilecek sorunların önlenmesi için bu devre faz kaydırmalı DGM (Darbe Genişlik Modülasyonu) tekniği ile anahtarlınır. Böylece, anahtarlama kayıpları da düşürülmüş olur. Bu devrenin transformatör çekirdeğini kullanım oranı da yüksektir. Ancak, transformatörün doymaya gitmemesi için önlem alınması gerekmektedir.



Şekil 2.3 Tam-köprü DA-DA dönüştürücü

2.1.3 İkili ileri (Dual forward) dönüştürücü

Bu dönüştürücü şekil de gösterilmektedir. Devre, iki anahtar ve iki diyottan oluşmaktadır. Anahtarlar aynı anda ilettime alınır ve çıkartılır. Anahtarların tıkamaya girmesiyle, çekirdekte biriken enerjinin boşalabilmesi için diyotlar kendiliğinden devreye girer. Devrenin en büyük özelliği basitliğidir. Yalnızca bir anahtarlama işlemi yapılır. Anahtarlar tıkanıldığında diyotlar aracılığıyla akıtılan akımla manyetik sıfırlama gerçekleştiğinden transformatörün doymaya girme sorunu yaşanmaz. Bu devrenin en kötü yanı ise transformatörünün büyük olmasıdır. Bunun nedeni mıknatıslanma akımının tek yönlü akmasıdır. Ayrıca, çıkış dalgalanma frekansı anahtarlama frekansında olduğunda süzgeç de diğer topolojilere göre büyük olur.



Şekil 2.4 İkili ileri DA-DA dönüştürücü

2.1.3.1 Çalışma modları

Aşağıda, çalışma sırasında oluşabilecek tüm çalışma modları ayrıntılı olarak sunulmaktadır.

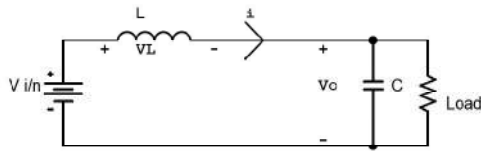
Mod 1: Bu moda Q1 ve Q2 anahtarları iletimdedir. Anahtarlar iletimdeyken girişteki V_i gerilimi, trafonun primer sargısında görülür.

$$v_p = V_i \quad (2.1)$$

Primer sargısında görülen gerilim trafonun sarım oranıyla (n) orantılı olarak sekondere aktarılır.

$$v_s = v_p/n = V_i/n \quad (2.2)$$

Giriş gerilimi sekondere aktarıldığından bu mod güç aktarım modudur. Bu mod sırasında devre Şekil 2.5'te gösterilmektedir. Anahtarların iletim sürelerinin toplam periyoda (T) oranı “ d (doluluk oranı; duty cycle)” olmak üzere “ dT ” süresi boyunca devre denklemleri şu biçimde yazılabilir:



Şekil 2.5 İletim modu

$$v_p = V_i$$

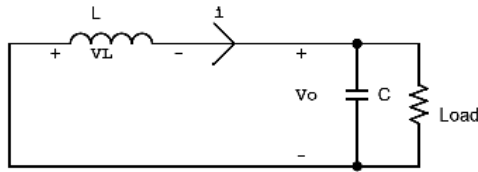
$$v_s = V_i/n$$

Primer ve sekonder gerilimi artı olduğundan, sekonderin artı ucuna bağlı olan diyot iletim yönünde kutuplanır ve süzgece artı gerilim uygulanır. Bu artı gerilim nedeniyle endüktör akımı doğrusal olarak artar.

$$v_L = V_i/n - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.3)$$

Anahtarlar tıkamaya sokulduğunda bu mod son bulur.

Mode 2: Q1 ve Q2 anahtarları kesime girdiğinde Mod 2 başlar. Anahtarlar iletimdeyken transistorler üzerinden akan mıknatıslanma akımı, anahtarlar kesime girdiğinde diyotlar üzerinden akmaya başlar. Devrenin eşdeğeri Şekil 2.6'da gösterilmektedir.



Şekil 2.6 İkinci modda eşdeğer devre

Bu mod sırasında devre denklemleri şu biçimde yazılır:

$$v_p = -V_i \quad (2.4)$$

$$v_s = -V_i/n \quad (2.5)$$

Sekonder gerilimi eksi yönde olduğundan sekonder sargısının artı ucuna bağlı olan diyot kesime girer ve yük akımı boşluk diyodundan dolaşmaya başlar. Bu nedenle endüktör gerilimi yük geriliminin ters işaretlisine eşit olur.

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

Endüktör gerilimi ters yönde olduğundan, ilk moda artan akım bu moda azalır. Bu mod, mıknatıslanma akımı sıfır olana kadar sürer. Tüm elemanlar ideal olarak kabul edilirse, ilk moda mıknatıslanma akımına neden olan primer gerilimi ile bu modda uygulanan gerilimler eşit genlikli olduğundan, bu modun süresi ile ilk modun süresinin aynı (dT) olduğu anlaşılır. Bu nedenle, doluluk oranının en büyük değerinin 0.5 (%50) olacağı da açıktır.

Doluluk oranı 0.5'den küçükse, mıknatıslama akımı sıfır olduğunda 3. mod başlar.

Mode 3: Bu modda primerdeki tüm yarıiletkenler kesimde olup akım sıfırdır. Sekonder akımı, bir önceki modda olduğu gibi, boşluk diyodundan akmaya devam eder. Primer gerilimi sıfır olup, bara gerilimi transistörler ve diyotlar arasında eşit olarak bölünür.

Şekil 2.7'de tüm modlarda devrenin önemli büyüklüklerinin değişimi gösterilmektedir.

Bu topoljinin çıkış geriliminin ortalama değeri, endüktör geriliminin ortalama değerinin sıfır olması gerçeğinden yola çıkılarak bulunabilir. Bir periyot boyunca endüktör geriliminin ortalama değeri,

$$\langle v_L \rangle = 0 = d \left(\frac{v_s}{n} - V_o \right) - (1 - d) V_o \quad (2.7)$$

bağıntısından

$$V_o = d \frac{v_s}{n} \quad (2.8)$$

olarak elde edilir.

Endüktör akımı dT süresi boyunca doğrusal olarak en küçük değerinden en büyük değerine doğru yükselmektedir. Bu nedenle akımdaki dalgalanma;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\frac{V_i - V_o}{n}}{L} = \frac{\Delta I}{dT} \quad (2.9)$$

bağıntısından

$$\Delta I = dT \frac{\frac{V_i - V_o}{n}}{L} \quad (2.10)$$

olarak elde edilir. Çıkış gerilimi giriş gerilimine bağlı olarak yazılırsa, akım dalgalanması için

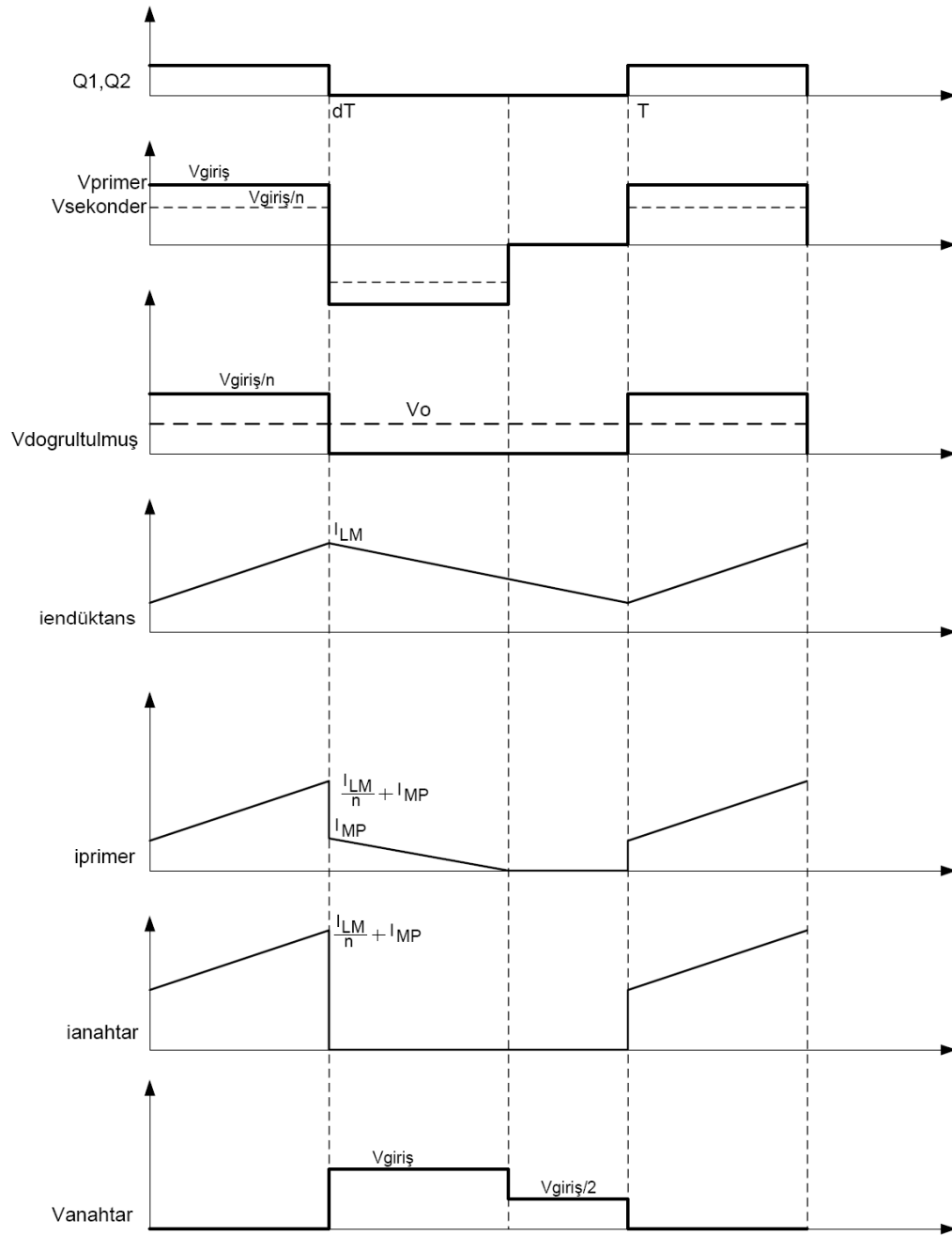
$$\Delta I = \frac{V_i}{n} \frac{d(1-d)}{f_{sw}L} \quad (2.11)$$

elde edilir. Bağntı çıkış gerilimi türünden yazılırsa da

$$\Delta I = \frac{(1-d)V_o}{f_{sw}L} \quad (2.12)$$

olur. Bu bağıntılardan, belli çalışma koşulları ve dalgalanma sınırları için gerekli endüktans değerini hesaplamakta kullanılacak bağıntı elde edilebilir.

$$L = \frac{(1-d)V_o}{f_{sw}\Delta I} = \frac{(1-d)V_i}{nf_{sw}\Delta I} \quad (2.13)$$



Şekil 2.7 İkili ileri dönüştürücüye ait sırayla anahtar sinyalleri, primer gerilimi, doğrultulmuş sekonder gerilimi, endüktans akımı, primer akımı, anahtar akımı, anahtar gerilimi

Son olarak da, gerekli süzgeç kondansatörünün değeri, endüktör akımının ortalama değerinin yükten, değişken bileşeninin de kondansatörden aktığı varsayımıyla, kondansatörün yükü hesaplanarak elde edilebilir. Kondansatörün yük değişimi, bir periyot boyunca endüktör akımının değişken bileşenini gösteren grafiğin altındaki alan hesaplanarak bulunabilir.

$$\Delta Q = Alan = \frac{1}{2} * \frac{T}{2} * \frac{\Delta I}{2} = \frac{\Delta I * T}{8} = \frac{\Delta I}{8f} \quad (2.14)$$

$$\Delta Q = C * \Delta V = \frac{\Delta I}{8f} \quad (2.15)$$

Verilen çalışma koşulları ve gerilim dalgalanma sınırları kullanılarak gerekli kondansatör değeri hesaplanabilir.

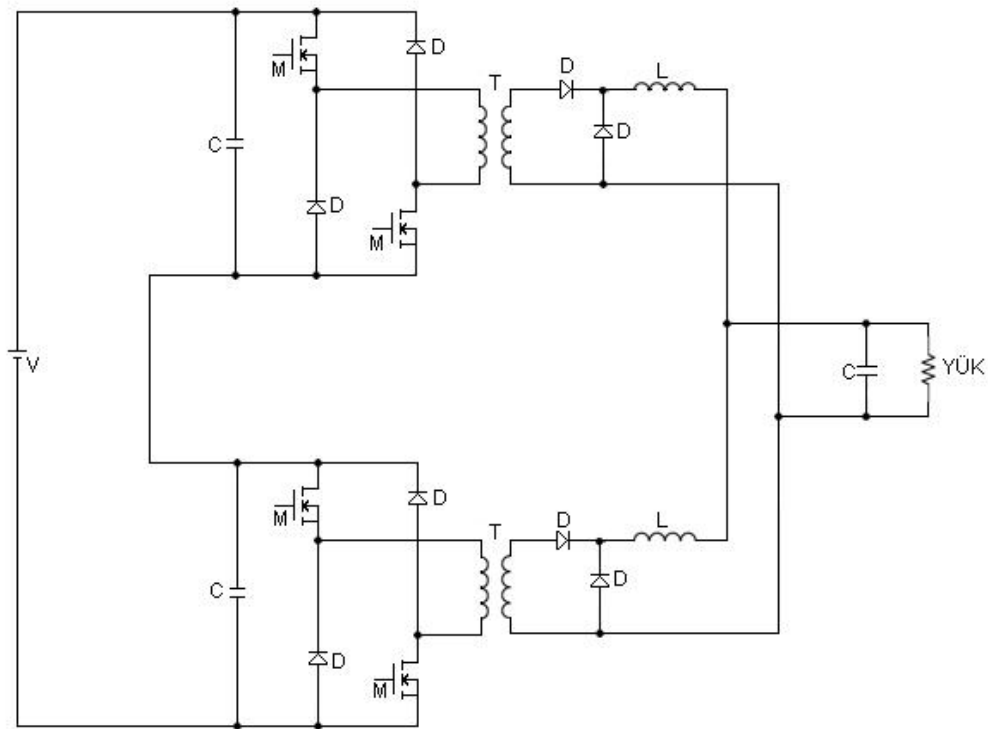
$$C = \frac{(1-d)V_o}{8f_{sw}^2 L \Delta V} \quad (2.16)$$

Bu çalışmada, basit yapısı ve doymaya karşı doğal engeli nedeniyle ikili ileri topolojisinin kullanılmasına karar verilmiştir.

3. KAYNAK MAKİNASI GÜÇ KATI TASARIMI

Önceki bölümlerde DA-DA dönüştürücü topolojileri incelenmiş ve ikili ileri dönüştürücü topolojisine karar verilmiş idi. Bu bölümde ikili ileri DA-DA dönüştürücü topolojisi kullanılarak 200A'lık kaynak makinası tasarımı yapılmıştır.

Geliştirilen sistem proje ortağı firma tarafından 3 fazlı olarak da kullanılabileceğinden, iki ayrı sistemin girişleri seri çıkışları paralel bağlı olarak bağlanması öngörülmüştür. Sisteme ait blok diyagram şekildeki gibidir.



Şekil 3.1 Sistemin blok diyagramı

3.1 Güç Katında Kullanılacak Malzemelerin Seçimi

Tüm seçimlerden önce anahtarlama frekansının belirlenmesi gerekmektedir. Çalışma frekansı, piyasada ekonomik olarak bulunabilen elemanların anahtarlama ve çekirdek kayıpları, kontrol devresinin çalışma hızı, akım sensörlerinin band genişlikleri gibi etkenler dikkate alınarak 65 kHz olarak seçilmiştir. Güç katında kullanılacak

malzemelerin 65kHz de çalışan 200A lik kaynak makinası elemanları için yeterli özelliklerde olması gerekmektedir. Devre elemanları için gerekli parametreler ve hesaplamalar aşağıda tek tek verilmiştir.

Sistemin giriş geriliminin nominal değeri 220 V olup, bu bara geriliminin 310 V olması anlamına gelir. Ancak, giriş geriliminde zaman zaman oluşabilecek değişimler göz önüne alınarak, bara geriliminin alt ve üst değerleri 280 V ve 350 V olarak belirlenmiştir.

3.1.1 Transformatör

Trafolarla ilgili genel bilgilendirme yapıldıktan sonra kaynak makinası için gerekli olan yüksek frekans trafosu tasarlanacaktır.

$$n = \frac{N_p}{N_s} \text{ Transformatörün dönüştürme oranıdır.}$$

Giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı $v_p/v_s = n$ şeklindedir.

Transformatörün tasarımı yapılırken transformatörün gücü, giriş ve çıkış gerilimleri, giriş ve çıkış akım değerleri kullanılır.

Kaynak makinesi olarak kullanılacak güç devresinin minimum çıkış gücünü belirleyen EN 60974-1 standardıdır. Bu standarda göre kaynak akımı ve gerilimi arasındaki ilişki şöyledir:

$$V_{kaynak} = I_{kaynak} * 0.04 + 20 \quad (3.1)$$

Kaynak akımı 200 Amper olacağından kaynak makinesinin çıkış terminallerinde olması gereken gerilim;

$$V_{kaynak} = 200 * 0.04 + 20 = 28V$$

olarak bulunur. Ancak sekonder doğrultucu gerilim düşümü 1V, sekonder 2. evirici gerilim düşümü 3V, şok ve iletim düşümleri 2V da eklendikten sonra transformatörün sekonderindeki en düşük çıkış gerilim değerinin 34 V olması gerektiği öngörülmüştür. Bu durumda transformatörün çıkışta sağlaması gerekli gücün en az

$$P_{kaynak} = 200 * 34 = 6800W$$

olması gerekir.

EN60974-1 standardı kaynak esnasında olması gereken en düşük gerilimi ve dolayısı ile çıkışta sağlanması gerekli gücü belirler, bunun yanında tasarlanan makinenin her tip örtülü elektrot ile çalışması hedeflendiğinden makinenin yüksek ark boyunda veya damla geçişlerinden sonra arkın kopmasını engelleyebilmesi için çıkış geriliminin 50 V civarına kadar yükselebilmesinin gerekliliği söz konusudur. Transformatörün çevrim oranı hesabında da bu gerilim değeri kullanılacaktır.

Uygulama kolaylığı, oluşacak kayıpların daha geniş alana yayılarak soğutmada sağlanacak avantaj ve gelecekte oluşabilecek güç artırım gereklilikleri gibi sebeplerden dolayı gücün 2 paralel eviriciden sağlanmasının uygun olacağı düşünülmüştür. Bu nedenle, sistemde iki tane transformatör bulunacağından, 3400 W gücünde bir transformatör tasarımı yeterli olacaktır.

Yukarıdaki bilgiler ışığında transformatör hesabı için kullanılacak veriler aşağıdaki gibidir.

Çıkış gücü	: 3400W
Giriş DA Bara gerilimi (En az)	: 230V (190V AA Giriş için)
Çalışma Frekansı	: 65KHz

Çıkış gerilimi	: 50V
Çıkış Akımı	: 100A
Hedef Verim	: % 95
Regulasyon	: % 0.5
En fazla doluluk oranı (duty)	: % 47

$$65 \text{ kHz'de deri kalınlığı } \varepsilon = \frac{66.2}{\sqrt{65000}} = 0.26 \text{ mm dir.}$$

“2ε” kalınlığında yuvarlak litz teli yerine doldurma oranı çok daha yüksek olan folyo iletkenler kullanılmıştır.

Çekirdek seçimi için şu bağıntı kullanılmıştır:

$$W_a A_c = \frac{P_o}{4\eta J B f K} \quad (3.2)$$

$$W_a A_c = \frac{3400}{4 * 0.95 * 2.94 \cdot 10^6 * 0.135 * 65 \cdot 10^3 * 0.15} = 2.31 \cdot 10^7 m^4 = 23.1 cm^4$$

Bu bağıntıda,

P_o: Güç (W)

J: Akım yoğunluğu (A/m²)

B: Manyetik akı (Tesla)

f: Frekans (Hz)

K: Doldurma Faktörü

η : Verim

olarak tanımlanmıştır.

Ferit çekirdek olarak, güç hacmi hesaplanana yakın ve tedariki oldukça kolay olan Cosmo Ferrites tarafından üretilen EE 6527 seçilmiştir.

Manyetik malzeme : CF138

AL (nH) : 8100

Manyetik Yol uzunluğu	:	147mm
Pencere kesiti	:	$1.21 * 2.22 * 2 = 5.4 \text{ cm}^2$
Çekirdek kesiti	:	5.3 cm^2
Güç Hacmi ($W_a A_c$)	:	$28,6 \text{ cm}^4$
Hacim	:	78200 mm^3
Ortalama tur uzunluğu	:	14cm

Bu veriler kullanılarak primer sarım sayısı,

$$N_p = \frac{V_{in}^{min} d^{max}}{f A_c \Delta B} \quad (3.3)$$

Denklemden

$$N_p = \frac{230 * 0.47}{65000 * 5.3 * 10^{-4} * 0.27} = 11.62$$

ve transformatör dönüştürme oranı,

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{min} d^{max}}{V_{out}} \quad (3.4)$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{230 * 0.47}{50} = 2.16$$

olarak hesaplanır. Dönüştürme oranını sağlayan en yakın yuvarlama aşağıdaki gibi yapılmıştır

$$N_p = 11 \text{ sarım}, \quad \frac{N_p}{N_s} = 2.2, \quad N_s = 5 \text{ sarım}$$

Bu değerlerden primer ve sekonder endüktansı hesaplanabilir.

$$L_p = N_p^2 * A_L \quad (3.5)$$

$$L_s = N_s^2 * A_L \quad (3.6)$$

$$L_p = 11^2 * 8100 * 10^{-9} = 980 \mu H$$

$$L_s = 5^2 * 8100 * 10^{-9} = 202.5 \mu H$$

Trafonun kaçak endüktansının olabildiğince düşük olması istendiğinden Primer/2 – Sekonder - Primer/2 şeklinde sandviç sargı tekniği kullanılmıştır.

3.1.2 Doluluk oranı (d) hesaplanması

Trafonun dönüştürme oranı 2.2 olarak yukarıda hesaplanmıştı. Bu orandan yola çıkılarak maksimum, minimum ve ortalama doluluk oranı hesapları yapılabilir.

$$d = n \frac{V_o}{V_i}$$

$$d^{max} = n \frac{V_o}{V_i^{min}} = 2.2^{28} / 280 = 0.22$$

$$d^{min} = n \frac{V_o}{V_i^{max}} = 2.2^{28} / 350 = 0.18$$

$$d^{nom} = n \frac{V_o}{V_i^{nom}} = 2.2^{28} / 310 = 0.20$$

3.1.3 Akım değerlerinin hesaplanması

Her bir transformatörün sekonderinden anlık olarak 100 A akacağından, primer akımının anlık değeri

$$I_p = \frac{I_s}{n}$$

$$I_p = \frac{100}{2.2} = 45.5 A$$

ve en yüksek primer akımının etkin değeri,

$$I_p^{rms} = \sqrt{d^{max}} * I_p = \sqrt{0.22} * 45.5 = 21.34$$

sekonder akımının etkin değeri de

$$I_s^{rms} = \sqrt{d^{max}} * I_s = \sqrt{0.2} * 100 = 46.9A$$

olarak hesaplanır.

3.1.4 MOSFET seçimi

Mosfet anahtar tıklalı iken bara gerilimini görecektir. Bara geriliminin en çok 350 V'a kadar çıkması beklenmektedir. En az %50 pay bırakılması gerektiği düşünülürse seçilecek anahtarın 450-500V gerilim değerine sahip olması gerektiği açıktır. Mosfet anahtarların akımı ile primer akımının etkin değerleri yaklaşık olarak aynı olacaktır. Bu değer daha önce 21.34 A olarak hesaplanmıştı. Bu akım değerinin üzerine bir miktar dalgalanma ve bir miktar da mıknatıslanma akımı bileşeni gelecektir.

Çalışmada iki adet STW29NK50Z (500V, 31A, $R_{ds(on)} = 0.105\Omega$) anahtarın paralel kullanılmasına karar verilmiştir. Benzetim çalışmalarında ise, Pspice kütüphanesinde bulunan IRFP460 (500V, 14A, $R_{ds(on)} = 0.22\Omega$) elemanından 4 adet paralel çalıştırılmıştır.

3.1.5 Primer diyotlarının seçimi

Primerdeki diyotların üzerindeki ters gerilimin en büyük değeri, MOSFET elemanlarda olduğu gibi 350 V'dur. Bu diyotlardan yalnızca MOSFET elemanlar kesime girdiğinde mıknatıslanma akımı akar. Bu akım da oldukça küçüktür. Dolayısıyla STTH30R06 (600V, 30A, ultrafast high voltage rectifier) uygun bir seçimdir. Benzetim çalışmalarında ise MUR860 (600V, 8A, ultrafast rectifier) kullanılmıştır.

3.1.6 Sekonder doğrultucu diyotlarının seçimi

Bu diyotlar dönüştürücünün çıkış tarafında olduğundan çıkış akımı (100 A) bu diyotların üzerinden akacaktır. Diyotlar üzerlerindeki en yüksek ters gerilimi V_i/n olacaktır. Bu gerilimin en büyük değeri de $350/2.2 = 160$ V olarak hesaplanır. Dolayısıyla STTH 6003CW (2x30A, 300V, High Frequency Secondary Rectifier) uygun bir seçimdir. Benzetimlerde ise MUR20020CT (2x20A, 200V) kullanılmıştır.

3.1.7 Çıkış süzgecinin endüktans değeri

Çıkış süzgecinin endüktans değeri için bulunan bağıntı kullanılarak

$$L = \frac{V_i/n - V_o}{\Delta I} dT \quad (3.7)$$

$$L = \frac{350/2.2 - 28}{60} * 0.21 * 15.4 * 10^{-6} = 7.07 \mu H$$

değeri elde edilir. Çalışma sırasındaki değişimler dikkate alınarak 10 μH seçilmesi uygundur.

3.1.8 Çıkış süzgecinin kapasite değeri

Çıkış süzgecinin kapasite değeri için bulunan bağıntı kullanılarak

$$C = \frac{\Delta I}{8 f \Delta V} \quad (3.8)$$

$$C = \frac{62.3}{8 * 85 * 10^3 * 8.67} = 13.8 \mu F$$

elde edilir. Ancak, bu devre bir kaynak makinesinde kullanılacağından çıkış gerilimini sabit tutmak gerekmemektedir. Burada küçük değerde bir kondansatör uygulama açısından daha uygundur. Dolayısıyla 100 nF değerinde bir kondansatör kullanılmıştır.

3.1.9 Yük

Kaynak makinesinin yükü arkdır. Ark modeli ayrıca çıkartılmadığından benzetim çalışmalarında yük $R = V/I = 28/200 = 0.14\Omega$ olarak seçilmiştir.

3.2 Kayıplar

3.2.1 Yarıiletkenlerin kayıpları

Tüm yarıiletken elemanlarının kayıpları üreticilerin sağladığı teknik bilgiler yardımıyla hesaplanabilir. Buna göre,

Doğrultucu diyotun ters toparlanma kaybı Eş 3.9'dan, iletim kaybı da Eş 3.10'den hesaplanır.

$$P_{kayıp_{d-tt}} = \frac{1}{2} * I_{RRM} * t_{rr} * V_B * f_{sw} \quad (3.9)$$

$$P_{kayıp_{d-il}} = (1 - d) * V_F * I_F \quad (3.10)$$

Ancak, doğrultucu diyonu devrede olmadığı anlarda serbest döngü diyonu akımı taşıdığından, devrede sürekli bir diyon bulunmaktadır. Bu nedenle, diyon iletim kaybı için

$$P_{kayıp_{d-il}} = V_F * I_F \quad (3.11)$$

bağıntısı kullanılabilir. Seçilen diyon elemanı yüksek frekanslarda çalışmaya uygun olup, ters toparlanma kaybı oldukça küçüktür. Bu nedenle yalnızca iletim kaybının hesaplanması yeterlidir. Her bir diyottan 50 A aktığından, bu akım değeri için verilen gerilim düşümü de 1.1 V olduğundan diyonun iletim kaybı,

$$P_{kayıp_{d-il}} = 1.1 * 50 = 55 W$$

olarak hesaplanır. Bir modülde iki tane diyot paralel çalıştığından modülün toplam diyot kaybı 110 W olacaktır. Tüm sistemin sekonder diyotlarının toplam kaybı ise 220 W olacaktır.

Mosfetin anahtarlama kaybı Eş 3.12'den, iletim kaybı da Eş 3.13'den hesaplanabilir.

$$P_{kayıp_{M-sw}} = \frac{1}{2} * f_{sw} * V_{sw} * I_{sw} * (t_{rise} + t_{fall}) \quad (3.12)$$

Mosfetin iletim kaybı:

$$P_{kayıp_{M-il}} = d * R_{ds(on)} * I_{sw}^2 \quad (3.13)$$

Seçilen elemanın parametreleri şu biçimdedir:

$$t_{rise} = 45\text{ns}, t_{fall} = 33\text{ ns}, R_{ds(on)} = 0.13\ \Omega$$

Buna göre;

$$P_{kayıp_{M-sw}} = \frac{1}{2} * 65 * 10^3 * 310 * 22.75 * (45 * 10^{-9} + 33 * 10^{-9}) = 0.8W$$

Her bir dönüştürücüde iki adet anahtar kullanıldığından, her anahtarda iki MOSFET paralel çalıştığından ve toplam iki dönüştürücü olduğundan anahtarlama kayıpları 6.4W olarak hesaplanabilir. İletim kayıpları ise

$$P_{kayıp_{M-il}} = 0.22 * 0.13 * 22.75^2 = 14.8\ W$$

olarak hesaplanır. Yine toplam MOSFET sayısı göz önüne alınarak toplam iletim kaybı $14.8 \times 8 = 118.4\ W$ olarak bulunur.

Primer diyotların üzerinden sadece mıknatıslanma akımı aktığından bu diyotların kayıpları göz ardı edilebilir. Buna göre sistemin toplam yarıiletken kaybı $220+6.4+118.4=344.8$ W olarak hesaplanır.

3.2.2 Transformatörün kayıpları

Transformatörün pencere yüksekliğinin karkas tabanından 2 mm, bobinin üst yüzeyinden 1.5 mm'lik kısmı ve primer ile sekonder arası yalıtım için 2 mm yalıtım mesafeleri toplam pencere yüksekliğinden düşülürse, primer ve sekonder için kalan pencere mesafesi $12.1 - 2 - 1.5 - 2 = 6.6$ mm olur.

Primer ve sekonderin kapladıkları hacimler eşit ($6.6 / 2 = 3.3$ mm) olarak alınarak, Primer için tur yüksekliği = 3.3 mm / 11 sarım = 0.3 mm olarak hesaplanır. Bu yüksekliğin 0.15 mm'lik kısmı bakır folyo iletken için, 0.1 mm lik kısmı ise sarımlar arası yalıtım malzemesi için kullanılmış, geri kalan 0.05 mm lik boşluk ise sarım sırasında oluşabilecek kabarma payı olarak bırakılmıştır.

İletken genişliği ise pencere genişliğinden karkas ve yalıtım payı düşülerek $40-2-2 = 36$ mm olarak belirlenmiştir. Bu durumda primer iletken kesiti $0.15 \times 36 = 5.4$ mm² olur.

Ortalama sarım uzunluğu 14 cm olduğundan, primer iletken uzunluğu $14 \times 11 = 154$ cm'dir. Primer iletken direnci ise

$$\frac{\sigma * l}{s} = \frac{0.01724 * 1.54}{5.4} = 4.91 m\Omega$$

olarak hesaplanır. Buradan primer bakır kaybı,

$$27.3^2 * 4.91 * 10^{-3} = 3.66 W \text{ olur.}$$

Sekonder için tur yüksekliği = $3.3 \text{ mm} / 5 \text{ sarım} = 0.66 \text{ mm}$ olarak hesaplanır. Bu yüksekliğin 0.45 mm 'si primer için kullanılan folyodan 3 adet üst üste sarmak için, 0.20 mm 'si sarımlar arası yalıtım için kullanılmıştır.

Bu hesaplamaların sonucunda:

Sekonder iletken kesiti $36 \times 0.45 = 16.2 \text{ mm}^2$

Sekonder iletken uzunluğu $14 \times 5 = 70 \text{ cm}$

Sekonder iletken direnci

$$\frac{\sigma * l}{s} = \frac{0.01724 * 0.7}{16.2} = 745 \mu\Omega$$

Sekonder bakır kaybı,

$$46.9^2 * 745 * 10^{-6} = 1.64 W \text{ olur.}$$

olarak bulunur. Buna göre toplam bakır kaybı

$$P_{cu} = P_p + P_s = 3.66 + 1.64 = 5.3 W \text{ olur.}$$

Çekirdek kaybı (üretici teknik değerlerinden 65 kHz , 250 mT – için yaklaşık olarak), 600 kW/m^3 olarak elde edilir. Çekirdek hacmi 78200 mm^3 olduğundan,

$$P_{core} = \frac{78200}{10^9} * 600000 = 47 W$$

olarak hesaplanır. Transformatörün toplam kayıpları da

$$P_{tr,total} = P_{cu} + P_{core} = 5.3 + 47 = 52.3 W \text{ olarak bulunur.}$$

3.2.3 Toplam verim

Yukarıda hesaplanan tüm kayıp değerleri kullanılarak tam yük altında sistem verimi hesaplanabilir.

Sistemin toplam kayıpları, yarıiletken kayıpları (344.8 W) ve transformatör kayıpları (52.3 W) toplanarak 397.1 W olarak bulunur. Buna göre sistem verimi,

$$\eta = \% \frac{P_o}{P_o + P_{\Sigma}} * 100 = \% \frac{5600}{5600 + 397.1} * 100 = \%93.3$$

olur. Gerçekte çeşitli iletim kayıpları ve snubber kayıpları nedeniyle toplam verim daha düşük olacaktır.

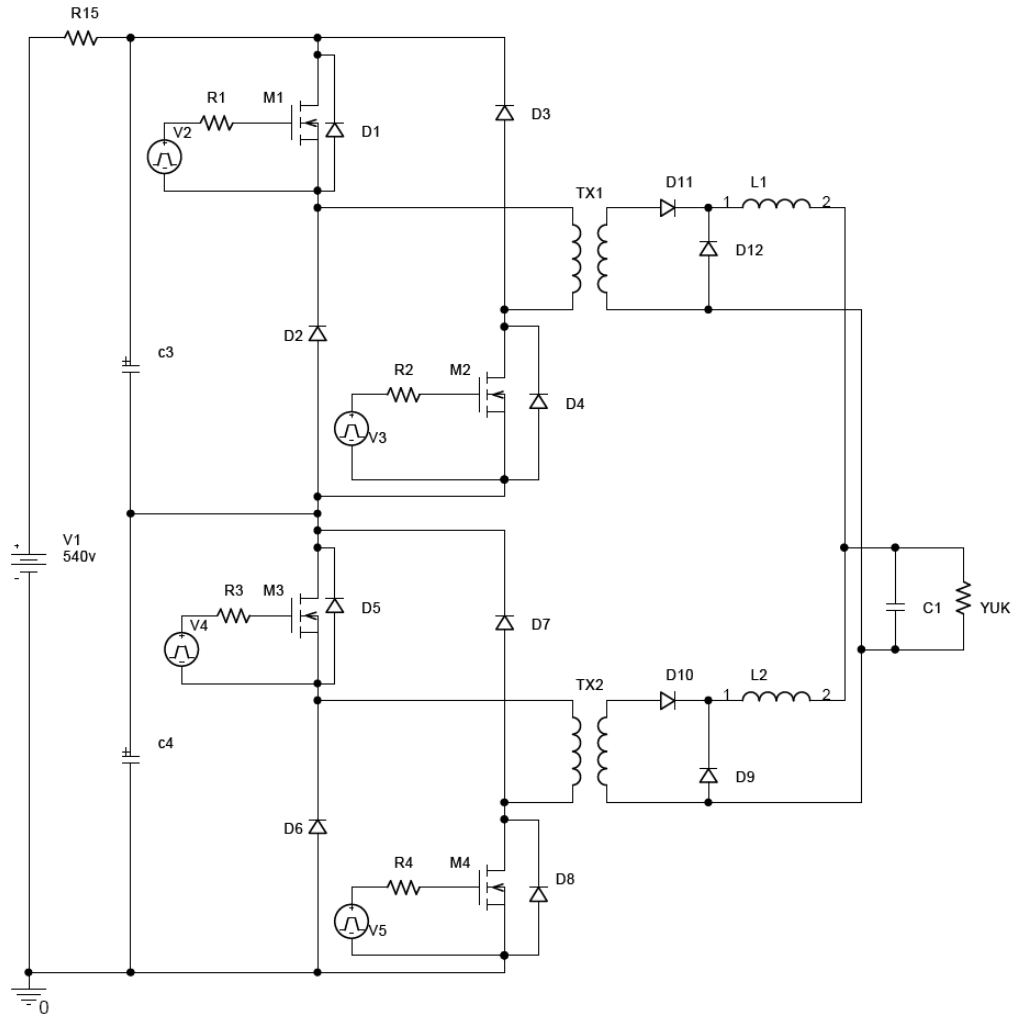
4. DA KAYNAK MAKİNASININ GÜÇ KATININ MODELLEME ve BENZETİM ÇALIŞMALARI

4.1 PSpice Modelleme

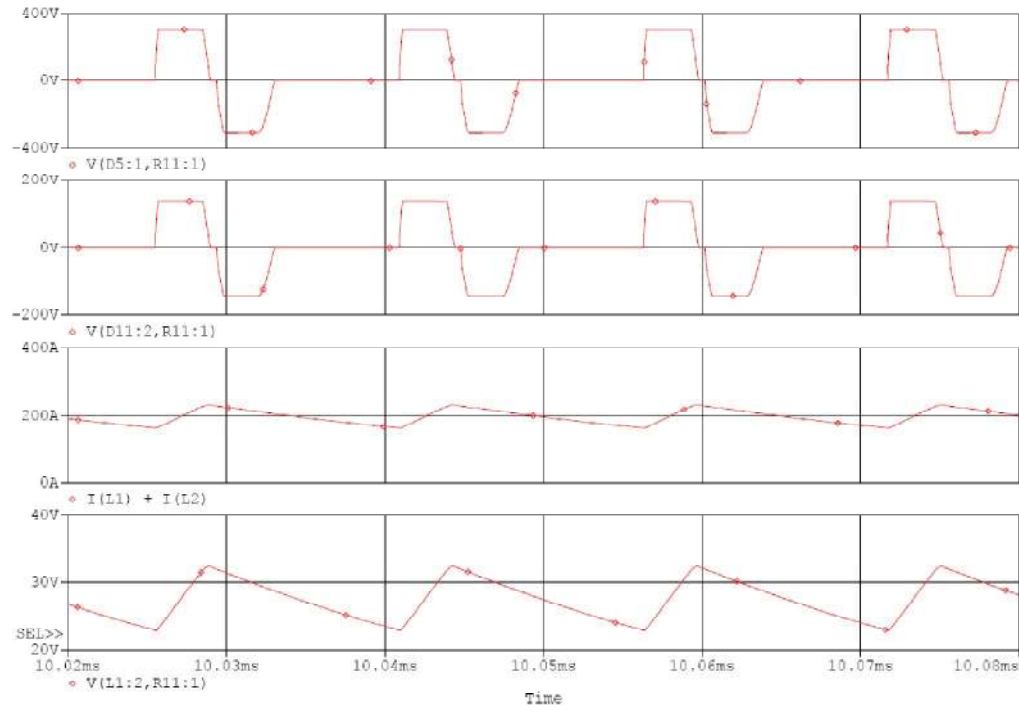
Kaynak makinasının güç katında daha önceki bölümde bahsedildiği üzere ikili ileri dönüştürücü kullanılmıştır. Uygulama kolaylığı, oluşacak kayıpların daha geniş alana yayılarak soğutmada sağlanacak avantaj ve gelecekte oluşabilecek güç artırımı gereklilikleri gibi sebeplerden dolayı bu gücün girişleri bağlanmış 2 eviriciden sağlanmasının uygun olacağı düşünüldüğünden benzetim çalışmasında da bu şekilde çalışılmıştır.

Benzetimde, 310 V değerinde bir DA kaynak, 65 kHz frekansında anahtarlanarak bir yüksek frekans transformatörüne uygulanmaktadır. Transformatörün dönüştürme oranı 2.2:1 olup, ikincil sargıya aktarılan 140 V değerindeki darbeler, yaklaşık %18 doluluk oranıyla yüke uygulanmaktadır. Yük geriliminin ortalama değeri yaklaşık 28 V, akımın ortalama değeri ise yaklaşık 200 A olmaktadır.

Malzemelerin akım sınırlamalarından dolayı aşağıda şekilde görülen her Mosfet yerine benzetimde 4 paralel Mosfet kullanılmıştır. Benzetimde kullanılan devre Şekil 4.1 ve çeşitli noktalardaki akım gerilim grafikleri Şekil 4.2’de verilmektedir. Şekil 4.3’te açık çevrimli olarak tam yükte çalıştırılan devrenin paralel çıkışların akım dalga biçimleri gösterilmektedir.

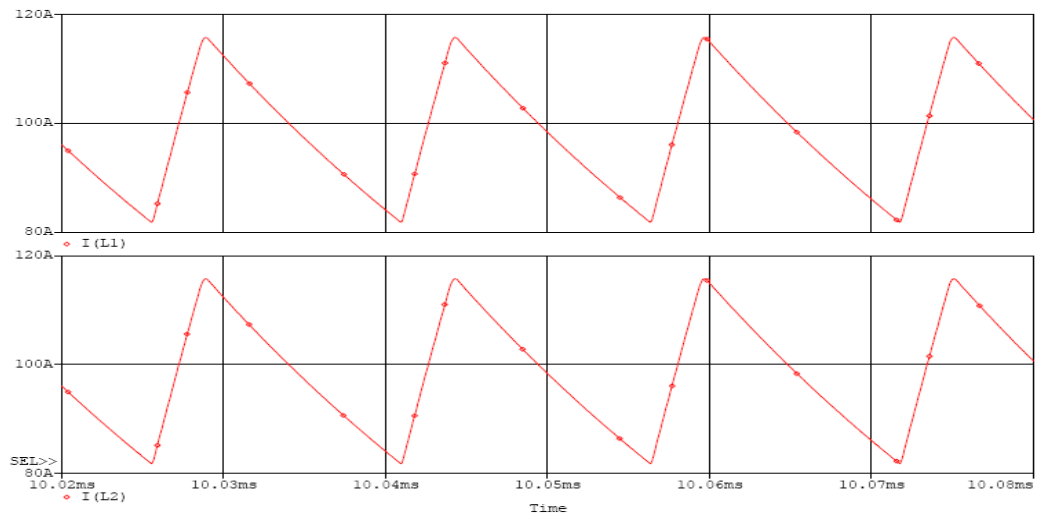


Şekil 4.1 Benzetimde kullanılan devre şeması



Şekil 4.2 Benzetim çalışması, açık çevrim. Yukarıdan aşağıya: primer gerilimi, sekonder gerilimi, endüktör akımı, yük gerilimi işaretleri

Aşağıdaki işaretlerden görüleceği üzere akım her iki kol üzerinde eşit şekilde paylaşılmıştır.



Şekil 4.3 Paralel kollardaki akımlar

4.2 Küçük İşaret Analizi

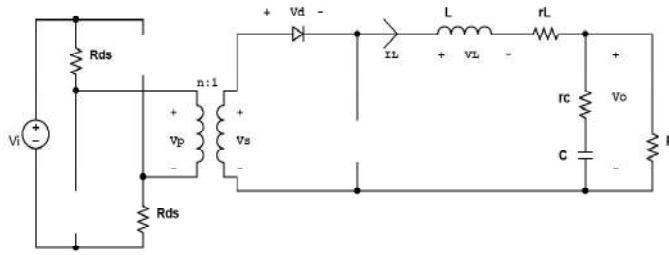
Önceki bölümlerde DA-DA dönüştürücünün açık çevrimi benzetimi yapılmıştı. Kaynak makinası uygulamalarında dönüştürücü kapalı çevrim olarak çalışır. Kapalı çevrim için denetleyici tasarlanabilmesi için dönüştürücünün küçük işaret analizi yapılması gereklidir. Bu analiz için gerekli tanımlamalar aşağıda yapılmıştır:

$$\begin{aligned}
 v_i(t) &= V_i + \tilde{v}_i(t) && \text{Giriş Gerilimi} \\
 v_s(t) &= V_s + \tilde{v}_s(t) && \text{Sekonder Gerilimi} \\
 v_o(t) &= V_o + \tilde{v}_o(t) && \text{Çıkış Gerilimi} \\
 i_L(t) &= I_L + \tilde{i}_L(t) && \text{Endüktans akımı} \\
 i_p(t) &= I_p + \tilde{i}_p(t) && \text{Primer akımı} \\
 d(t) &= D + \tilde{d}(t) && \text{Doluluk oranı}
 \end{aligned}$$

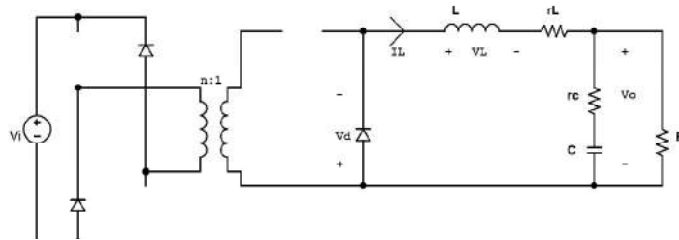
Burada,

$V_s, V_o, I_L, I_p, D, V_i$ çalışma noktası ortalama değerleridir. Yani sabit değerlerdir. $\tilde{v}_s(t), \tilde{v}_o(t), \tilde{i}_L(t), \tilde{i}_p(t), \tilde{d}(t), \tilde{v}_i(t)$ ise ortalama değer çevresindeki küçük genlikli değişimleri göstermektedir.

Küçük işaret modeli çıkartılırken, anahtarlanan devrenin farklı modlardaki eşdeğerlerini kullanmak gereklidir. Her mod için eşitlikler yazılmalı ve eşitliklerin ortalaması alınmalıdır. Şekil 4.4'de anahtarlar iletimde iken ve Şekil 4.5'te de anahtarlar kesimde iken eşdeğer devre yapısı görülmektedir. Bağlıntılar çıkartılırken tüm parazitik elemanlar da göz önüne alınmıştır.



Şekil 4.4 Anahtarlar iletimde dT



Şekil 4.5 Anahtarlar kesimde (1-d)T

Anahtarlar iletimde iken endüktör akımının bağıntısı aşağıdaki biçimde yazılır. Doluluk oranı ile türev terimlerinin karışmaması için türev için δ simgesi kullanılmıştır.

$$L \frac{\delta(i_L(t))}{\delta t} = (v_s - V_d - r_L * i_L(t) - v_o) d(t) + (-V_d - r_L * i_L(t) - v_o) (1 - d(t)) \quad (4.1)$$

Tüm terimler çarpılırsa

$$L \frac{\delta(i_L(t))}{\delta t} = v_s * d(t) - V_d * d(t) - r_L * i_L(t) * d(t) - v_o * d(t) - V_d - r_L * i_L(t) - v_o + V_d * d(t) + r_L * i_L(t) * d(t) + v_o * d(t)$$

elde edilir. Gerekli sadeleştirmeler yapılırsa eşitlik şu yapıya dönüşür.

$$L \frac{\delta(i_L(t))}{\delta t} = v_s * d(t) - V_d - r_L * i_L(t) - v_o$$

Tüm büyüklükler yerine ortalama değerleri ve bunun çevresinde değişen bileşenleri yazılırsa:

$$L \frac{\delta(I_L + \tilde{i}_L(t))}{\delta t} = (V_s + \tilde{v}_s(t)) * (D + \tilde{d}(t)) - V_d - r_L * (I_L + \tilde{i}_L(t)) - (V_o + \tilde{v}_o(t))$$

Bu ifadede, ortalama değerler ve değişken bileşenler ayrı ayrı denkleştirilirse, doğru akım (ortalama değerler) için

$$L \frac{\delta(I_L)}{\delta t} = V_s * D - V_d - V_o - r_L * I_L \quad (4.2)$$

yazılabilir. Küçük genlikli değişken bileşenler de, 1. mertebeden ve yüksek mertebeden terimler için ayrı ayrı aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$L \frac{\delta(\tilde{i}_L(t))}{\delta t} = V_s * \tilde{d}(t) + \tilde{v}_s(t) * D - r_L * \tilde{i}_L(t) - \tilde{v}_o(t) \quad (4.3)$$

Yüksek mertebeden terimler küçük genlikli bileşenler arası çarpımları içerdiğinden toplamı sıfır alınabilir.

$$\therefore \tilde{v}_s(t) * \tilde{d}(t) \approx 0 \quad (4.4)$$

Primer ve sekonderdeki akım ve gerilimler arasında ilişkiler ifadelendirilirse

$$i_p(t) = \frac{i_s(t)}{n} \quad (4.5)$$

$$i_s(t) = i_L(t) * d(t) \quad (4.6)$$

$$v_p(t) = v_i(t) - 2 * i_p(t) * R_{ds} \quad (4.7)$$

$$v_s(t) = \frac{v_p(t)}{n} \quad (4.8)$$

Eş. 4.5, Eş. 4.6, Eş. 4.7 ifadeleri Eş. 4.8 de yerine konulursa

$$v_s(t) = \frac{v_i(t) - 2 * i_p(t) * R_{ds}}{n} = \frac{v_i(t) - 2 * \frac{i_s(t)}{n} * R_{ds}}{n} = \frac{v_i(t) - 2 * \frac{i_L(t) * d(t)}{n} * R_{ds}}{n}$$

elde edilir. Bu ifadede tüm büyüklükler yerine ortalama değerleri ve bunun çevresinde değişen bileşenleri yazılırsa:

$$v_s(t) = \frac{v_i(t) - 2 * \frac{i_L(t) * d(t)}{n} * R_{ds}}{n} = V_s + \tilde{v}_s(t) = \frac{(V_i + \tilde{v}_i(t)) - 2 * \frac{(I_L + \tilde{i}_L(t)) * (D + \tilde{d}(t))}{n} * R_{ds}}{n}$$

$$V_s + \tilde{v}_s(t) = \frac{V_i}{n} + \frac{\tilde{v}_i(t)}{n} - \frac{2 * R_{ds} * (I_L + \tilde{i}_L(t)) * (D + \tilde{d}(t))}{n^2}$$

Bu ifadede, ortalama değerler ve değişken bileşenler ayrı ayrı denkleştirilirse, doğru akım (ortalama değerler) için

$$V_s = \frac{V_i}{n} - \frac{2 * R_{ds} * I_L * D}{n^2} \quad (4.9)$$

yazılabilir. Küçük genlikli değişken bileşenler de, 1. mertebeden ve yüksek mertebeden terimler için ayrı ayrı aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\tilde{v}_s(t) = \frac{\tilde{v}_i(t)}{n} - \frac{2 * R_{ds} * \tilde{d}(t) * I_L}{n^2} - \frac{2 * R_{ds} * \tilde{i}_L(t) * D}{n^2} \quad (4.10)$$

Yüksek mertebeden terimler küçük genlikli bileşenler arası çarpımları içerdiğinden toplamı sıfır alınabilir.

$$- \frac{\tilde{i}_L(t) * \tilde{d}(t)}{n^2} \approx 0 \quad (4.11)$$

Eş. 4.3 te Eş. 4.9 ve Eş. 4.10 ifadeleri yerlerine konulursa

$$\begin{aligned}
L \frac{\delta(\tilde{i}_L(t))}{\delta t} &= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{2 * R_{ds} * I_L * D}{n^2} \right) * \tilde{d}(t) \\
&+ \left(\frac{\tilde{v}_i(t)}{n} - \frac{2 * R_{ds} * \tilde{d}(t) * I_L}{n^2} - \frac{2 * R_{ds} * \tilde{i}_L(t) * D}{n^2} \right) * D - r_L * \tilde{i}_L(t) \\
&- \tilde{v}_o(t)
\end{aligned}$$

elde edilir. Bu ifade düzenlenirse

$$\begin{aligned}
L \frac{\delta(\tilde{i}_L(t))}{\delta t} &= \frac{V_i}{n} * \tilde{d}(t) - \frac{2 * R_{ds} * I_L * D}{n^2} * \tilde{d}(t) + \frac{\tilde{v}_i(t)}{n} * D - \frac{2 * R_{ds} * \tilde{d}(t) * I_L}{n^2} \\
&* D - \frac{2 * R_{ds} * \tilde{i}_L(t) * D}{n^2} * D - r_L * \tilde{i}_L(t) - \tilde{v}_o(t) \\
L \frac{\delta(\tilde{i}_L(t))}{\delta t} &= \frac{V_i}{n} * \tilde{d}(t) - \frac{4 * R_{ds} * I_L * D}{n^2} * \tilde{d}(t) + \frac{\tilde{v}_i(t)}{n} * D - \frac{2 * R_{ds} * \tilde{i}_L(t) * D}{n^2} \\
&* D - r_L * \tilde{i}_L(t) - \tilde{v}_o(t) \\
L \frac{\delta(\tilde{i}_L(t))}{\delta t} &= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4 * R_{ds} * I_L * D}{n^2} \right) * \tilde{d}(t) + \frac{\tilde{v}_i(t)}{n} * D - \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L \right) \tilde{i}_L(t) \\
&- \tilde{v}_o(t)
\end{aligned}$$

Burada elde edilen ifadeyi zaman domeninden s domenine dönüştürerek;

$$\begin{aligned}
sL * \tilde{i}_L(s) &= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4 * R_{ds} * I_L * D}{n^2} \right) * \tilde{d}(s) + \frac{\tilde{v}_i(s)}{n} * D - \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L \right) \tilde{i}_L(s) \\
&- \tilde{v}_o(s)
\end{aligned}$$

$\tilde{i}_L(s)$ katsayıları eşitliğin sol tarafa alınır;

$$\tilde{i}_L(s) \left(sL + \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L \right) \right) = \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4 * R_{ds} * I_L * D}{n^2} \right) * \tilde{d}(s) + \frac{\tilde{v}_i(s)}{n} * D - \tilde{v}_o(s)$$

$\tilde{i}_L(s)$ eşitliğin sol tarafında yalnız bırakılırsa;

$$\tilde{v}_L(s) = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4 * R_{ds} * I_L * D}{n^2}\right) * \tilde{d}(s) + \frac{\tilde{v}_i(s)}{n} * D - \tilde{v}_o(s)}{\left(sL + \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} \quad (4.12)$$

elde edilir.

Çıkış empedansı;

$$Z_o(s) = R \parallel \left(\frac{1}{sC} + r_c\right) = \frac{R(1 + sCr_c)}{1 + sC(R + r_c)} \quad (4.13)$$

Çıkış gerilimi;

$$\tilde{v}_o(s) = \tilde{v}_L(s) * Z_o(s) \quad (4.14)$$

Eş. 4.14'te Eş. 4.12 ve Eş. 4.13 ifadeleri yerlerine konulursa

$$\tilde{v}_o(s) = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4 * R_{ds} * I_L * D}{n^2}\right) * \tilde{d}(s) + \frac{\tilde{v}_i(s)}{n} * D - \tilde{v}_o(s)}{\left(sL + \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} * \frac{R(1 + sCr_c)}{1 + sC(R + r_c)}$$

elde edilir. Bu ifade düzenlenirse;

$$\begin{aligned} \tilde{v}_o(s) = & \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4 * R_{ds} * I_L * D}{n^2}\right) * \left(\frac{R(1 + sCr_c)}{1 + sC(R + r_c)}\right)}{\left(sL + \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} * \tilde{d}(s) \\ & + \frac{\frac{R(1 + sCr_c)}{1 + sC(R + r_c)} * D}{\left(sL + \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} * \frac{\tilde{v}_i(s)}{n} - \frac{\frac{R(1 + sCr_c)}{1 + sC(R + r_c)}}{\left(sL + \left(\frac{2 * R_{ds} * D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} \\ & * \tilde{v}_o(s) \end{aligned}$$

$\tilde{v}_o(s)$ ifadesinin katsayıları eşitliğin sol tarafına alınırsa;

$$\begin{aligned}
\tilde{v}_o(s) & \left(1 + \frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)} \right) = \\
& \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) * \left(\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} \right)}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)} * \tilde{d}(s) + \frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} * D}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) n} * \tilde{v}_i(s) \\
\tilde{v}_o(s) & = \frac{\frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) * \left(\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} \right)}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)}}{\left(1 + \frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)} \right)} * \tilde{d}(s) + \frac{\frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} * D}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) n}}{\left(1 + \frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)} \right)} * \tilde{v}_i(s) \quad (4.15)
\end{aligned}$$

Çıkış geriliminde değişim doluluk oranındaki ve giriş gerilimindeki değişimlere farklı katsayılarla bağlı olduğu ortaya çıkmıştır.

4.2.1 Giriş gerilimi-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu

Doluluk oranındaki değişimin 0 olduğu varsayılsa Eş 4.15 düzenlenerek giriş çıkış gerilimi arasındaki ilişki şöyle ifadelendirilir;

$$G_{v_i} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{\frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} * D}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) n}}{\left(1 + \frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)} \right)} = \frac{\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} * D * \frac{1}{n}}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) + \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}$$

Bu ifade düzenlencek olursa

$$G_{v_i} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0} = D * \frac{1}{n} * \frac{R(1+sCr_c)}{(1+sC(R+r_c)) * \left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) + R(1+sCr_c)}$$

$$G_{v_i} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} \Big|_{\tilde{d}(s)=0} = D * \frac{1}{n} * \frac{R(1+sCr_c)}{s^2(LC(R+r_c)) + s \left(C \left(R*r_c + (R+r_c) * \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) + L \right) + \left(R+r_L + \frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} \right)} \quad (4.16)$$

elde edilir.

4.2.2 Kontrol-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu

Giriş gerilimindeki değişimin 0 olduğu varsayılsa Eş. 4.15 düzenlenerek duty-cyle ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki şöyle ifade edilir;

$$G_{v_d} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \Big|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) * \left(\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} \right)}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)} = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) * \left(\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} \right)}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) + \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}$$

elde edilir. Bu ifade düzenlencek olursa;

$$\begin{aligned} G_{v_d} &= \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \Big|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) * \left(\frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)} \right)}{\left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) + \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}} \\ G_{v_d} &= \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \Big|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) \frac{R(1+sCr_c)}{(1+sC(R+r_c)) * \left(sL + \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) + R(1+sCr_c)} \\ G_{v_d} &= \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \Big|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) \frac{R(1+sCr_c)}{s^2(LC(R+r_c)) + s \left(L + C \left(R*r_c + (R+r_c) * \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) \right) + \left(R+r_L + \frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} \right)} \\ &= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*Rd_s*I_L*D}{n^2} \right) \frac{1+sCr_c}{s^2 \left(LC \left(1 + \frac{r_c}{R} \right) \right) + s \left(\frac{L}{R} + C \left(r_c + \left(1 + \frac{r_c}{R} \right) * \left(\frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) \right) + \left(1 + \frac{r_L}{R} + \frac{1}{R} \frac{2*Rd_s*D^2}{n^2} \right)} \end{aligned}$$

$$= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*R_{ds}*I_L*D}{n^2} \right) \frac{1+sCr_c}{s^2 \left(LC \left(1 + \frac{r_c}{R} \right) + s \left(\frac{L}{R} + C \left(r_c + \left(1 + \frac{r_c}{R} \right) * \left(\frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) \right) + \left(1 + \frac{r_L}{R} + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right)}$$

$\frac{r_c}{R} \rightarrow 0$ ve $\frac{r_L}{R} \rightarrow 0$ olarak düşünüldüğünde

$$= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*R_{ds}*I_L*D}{n^2} \right) \frac{1+sCr_c}{s^2(LC) + s \left(\frac{L}{R} + C \left(r_c + \left(\frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) \right) + \left(1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right)}$$

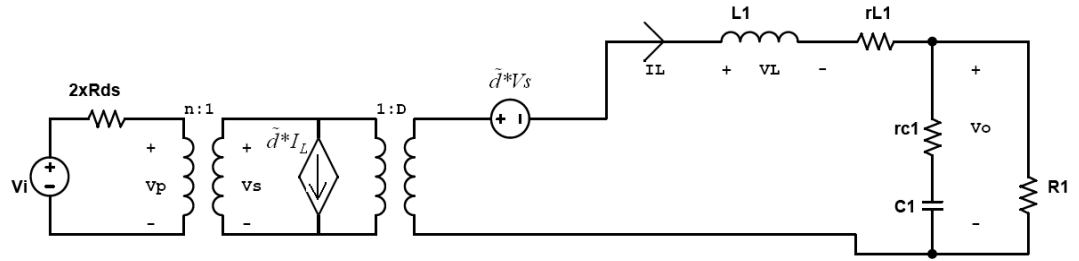
olarak sadeleşir. Modeli çizebilmek için biraz daha düzenlenirse;

$$= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*R_{ds}*I_L*D}{n^2} \right) \left(1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right) \frac{1+sCr_c}{s^2 \frac{(LC)}{\left(1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right)} + s \frac{\left(\frac{L}{R} + C \left(r_c + \left(\frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} + r_L \right) \right) \right)}{\left(1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right)} + 1}$$

$$= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*R_{ds}*I_L*D}{n^2} \right) \left(1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right) \frac{1+sCr_c}{\left(\frac{\frac{s^2}{\left(1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right)}}{LC} \right) + \left(\frac{s}{\frac{1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2}}{\frac{L}{R} + C \left(r_c + \left(\frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)}} \right) + 1}$$

$$= \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4*R_{ds}*I_L*D}{n^2} \right) \left(1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} \right) \frac{1+sCr_c}{\left(\frac{\frac{s}{\frac{1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2}}{LC}}}{\frac{s}{\frac{1 + \frac{1}{R} \frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2}}{\frac{L}{R} + C \left(r_c + \left(\frac{2*R_{ds}*D^2}{n^2} + r_L \right) \right)}}} \right)^2 + 1}$$

elde edilir. Bu ifadelere dayanarak dönüştürücünün küçük işaret modeli aşağıdaki gibi çizilir.



Şekil 4.6 Küçük İşaret Modeli

Eş. 4.17’de işlemlerin sadeliği açısından $R_{ds} = 0$ ve $r_L = 0$ alınırsa güç katının kazanç ifadesi şöyle olur;

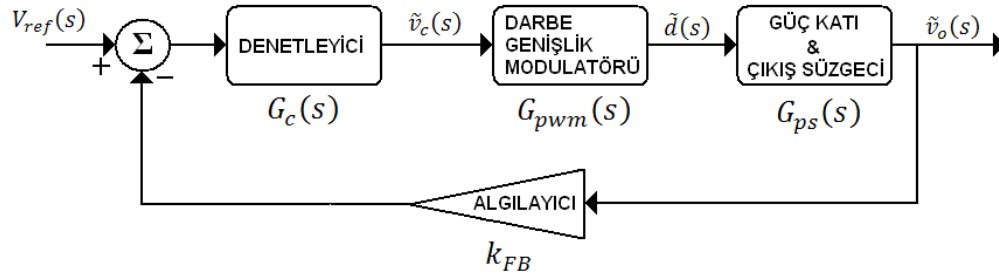
$$G_{v_d} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \left(\frac{V_i}{nLC} \right) \frac{1+sCr_c}{s^2+s\left(\frac{1}{RC}+\frac{r_c}{LC}\right)+\frac{1}{LC}} \quad (4.18)$$

5. DENETLEYİCİ TASARIMI

Bu bölümde, güç devresinin denetimi için tasarlanacak devrenin tasarım çalışmaları sunulmaktadır. İlk olarak gerilim denetimi verilmektedir. Ancak, kaynak makinelerinde esas olan akım denetimi olduğundan, akım modlu denetim de ayrıca verilmektedir.

5.1 Gerilim Modlu Denetim

Gerilim modlu denetim mantığı Şekil 5.1’de gösterilmektedir.



Şekil 5.1 Gerilim modlu denetim blok diyagramı

Döngünün transfer fonksiyonu:

$$G_L(s) = k_{FB} * G_c(s) * G_{pwm}(s) * G_{ps}(s) \quad (5.1)$$

Algılayıcı kazancı hesabı:

$$k_{FB} = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (5.2)$$

$$k_{FB} = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{5}{28} = 0.18 \quad (V_{ref} = 5V)$$

Darbe Genişlik Modülatörü kazancı hesabı:

$$G_{pwm}(s) = \frac{\bar{d}(s)}{\bar{v}_{triangle}} \quad (5.3)$$

$$G_{pwm}(s) = \frac{\bar{d}(s)}{\bar{v}_{triangle}} = \frac{1}{5} = 0.2 \quad (V_{triangle} = 5V)$$

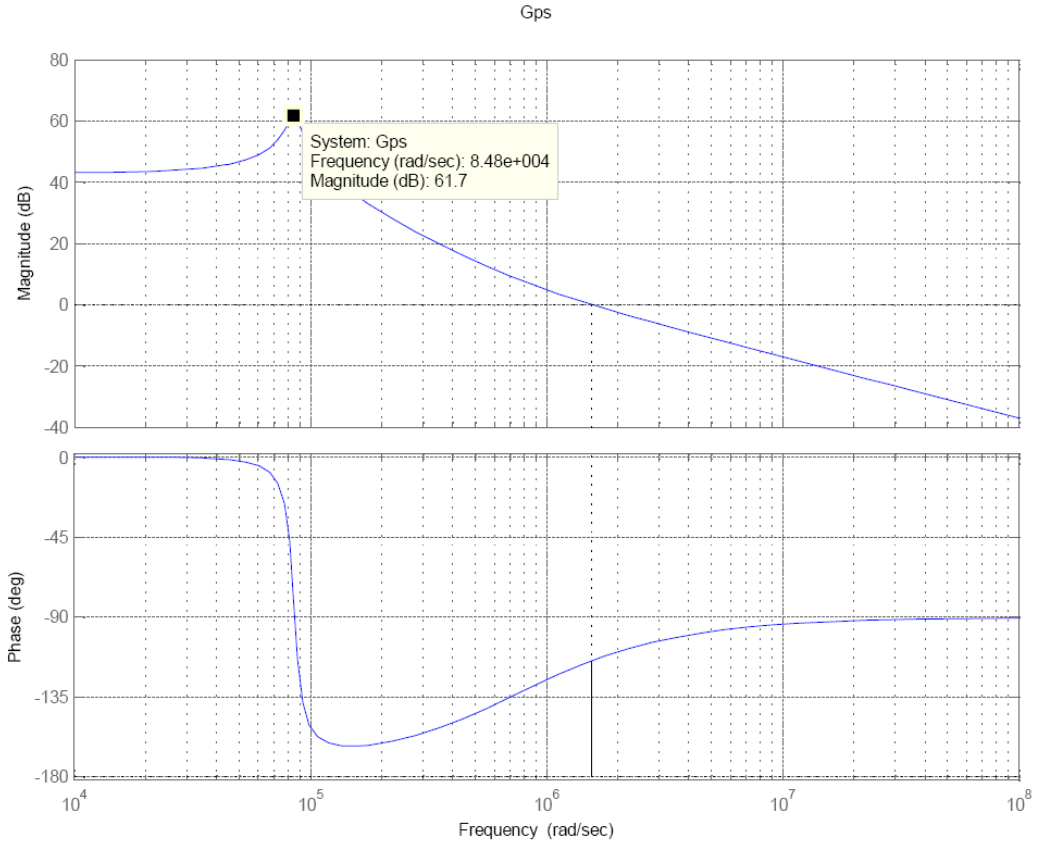
Kesim frekansı

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (5.4)$$

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{10 \cdot 10^{-6} * 13.8 \cdot 10^{-6}}} = 85kHz$$

Güç katı kazancı hesabı:

Eş 4.2'den yola çıkılarak güç katının kazancı Matlab'da hesaplanmış, genlik ve açının frekansa göre değişimi Şekil 5.2'de verilmiştir.

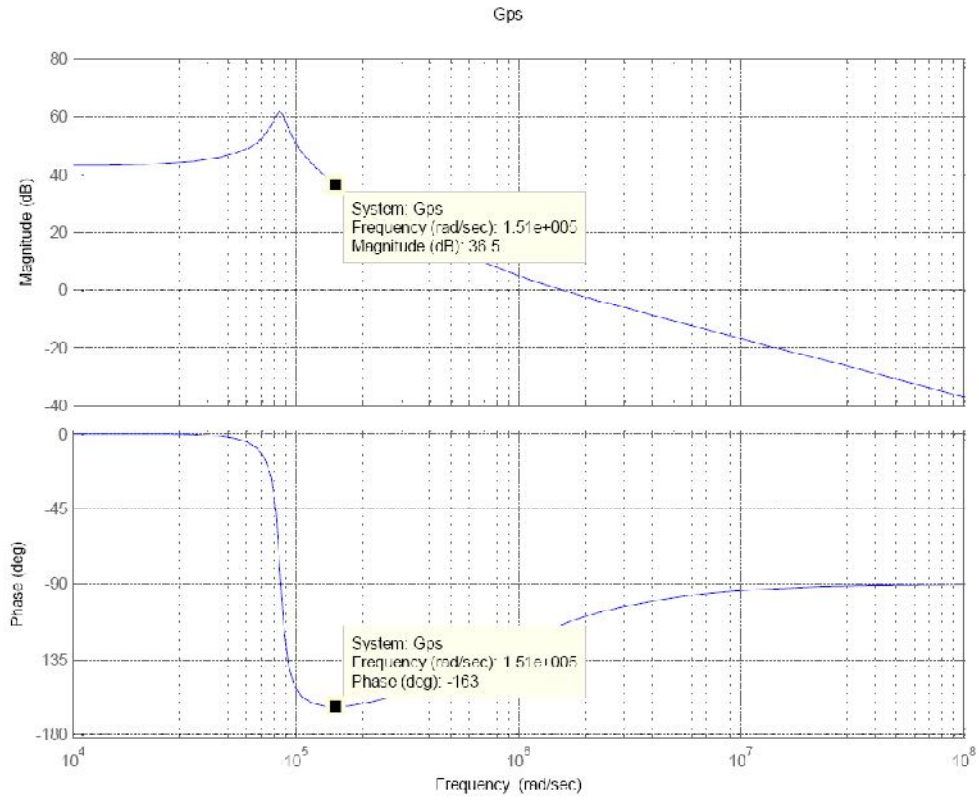


Şekil 5.2 Güç katı kazanç eğrisi

Yukarıdaki grafiğe ait Matlab kodları EK-1 de verilmiştir.

Kararlılık açısından, karakteristiklerde aşağıdaki özellikler aranmaktadır.

1. Kapalı sistemin hızlı olabilmesi için kesim frekansı (f_c) mümkün olduğunca yüksek seçilmelidir. $f_c = 151 \text{ kHz}$ seçilebilir.
2. Faz Payı (ϕ_{pm}) $45^\circ - 60^\circ$ arasında olmalıdır ki kapalı sistemin geçici durum tepkisinde salınımlar azalsın. $\phi_{pm} = 60^\circ$
3. Kesim Frekansından düşük frekanslarda faz açısı -180 altına düşmemelidir.



Şekil 5.3 Güç katı kazanç eğrisi:

Şekil 5.3'ten faydalanılarak;

$$f_c = 151 \text{ kHz}$$

$$|G_p(s)|_{f_c} = 36.5 \text{ dB} = 20 \log_{10}(66.8)$$

$$\angle G_p(s)|_{f_c} = -163^\circ$$

değerleri bulunur.

Şekil 5.1' de gösterilen döngünün kazancının 1'e eşit olması gerektiğinden;

$$|G_L(s)|_{f_c} = k_{FB} * |G_c(s)|_{f_c} * |G_{pwm}(s)|_{f_c} * |G_{ps}(s)|_{f_c} \quad (5.5)$$

Eş. 5.5'de değerler yerine konulursa

$$1 = 0.18 * |G_c(s)|_{f_c} * 0.2 * 66.8$$

$$|G_c(s)|_{f_c} = \frac{1}{0.18*0.2*66.8} = 0.415$$

bulunur. Döngünün açısını bulabilmek için ϕ_m den faydalanılır.

$$\angle G_L(s)|_{f_c} = -180^\circ + \phi_m \quad (5.6)$$

ifadesinde seçilen $\phi_m = 60^\circ$ yerine konulursa;

$$\angle G_L(s)|_{f_c} = -180^\circ + 60^\circ = -120^\circ$$

bulunur. Şekil 5.1’de gösterilen döngünün açıları toplamı:

$$\angle G_L(s) = \angle k_{FB} + \angle G_c(s) + \angle G_{pwm}(s) + \angle G_{ps}(s) \quad (5.7)$$

G_{pwm} ve k_{FB} büyüklükleri faz farkı oluşturmadiğundan, Eş. 5.1’de değerler yerine konulursa

$$\angle G_L(s) = -120^\circ = -163^\circ + \angle G_c(s)$$

$$\angle G_c(s) = 43^\circ$$

bulunur. Elde edilen $\angle G_c(s)$ ifadesinden ϕ_{boost} hesaplanır;

$$\angle G_c(s) = -43^\circ = -90^\circ + \phi_{boost} \quad (5.8)$$

$$\phi_{boost} = 133^\circ$$

bulunur. K faktörü yaklaşımından;

$$K_{boost} = \tan\left(45^\circ + \frac{\phi_{boost}}{4}\right) \quad (5.9)$$

Eş. 5.9'da ϕ_{boost} yerine konulursa;

$$K_{boost} = \tan\left(45^\circ + \frac{133^\circ}{4}\right) = \tan(78.25^\circ) = 4.8$$

bulunur. Buna göre

$$f_z = \frac{f_{cross}}{K_{boost}} \quad (5.10)$$

$$f_p = K_{boost} * f_{cross} \quad (5.11)$$

Eş. 5.10 ve Eş. 5.11 denklemlerinden;

$$f_z = \frac{151 \cdot 10^3}{4.8} = 31.408 \text{ kHz}$$

$$f_p = 4.8 * 151 \cdot 10^3 = 725.961 \text{ kHz}$$

bulunur. Buradan da

$$\omega_z = 2\pi f_z = 197343$$

$$\omega_p = 2\pi f_p = 4561344$$

elde edilir.

$$k_c = |G_c(s)|_{f_c} \frac{\omega_z}{K_{boost}} \quad (5.12)$$

ifadesinde değerler yerine konulursa

$$k_c = 0.415 \frac{197343}{4.8} = 17 \cdot 10^3$$

elde edilir. Denetleyicinin kazanç denklemi;

$$G_c(s) = \frac{k_c (1+s/\omega_z)^2}{s (1+s/\omega_p)^2} \quad (5.13)$$

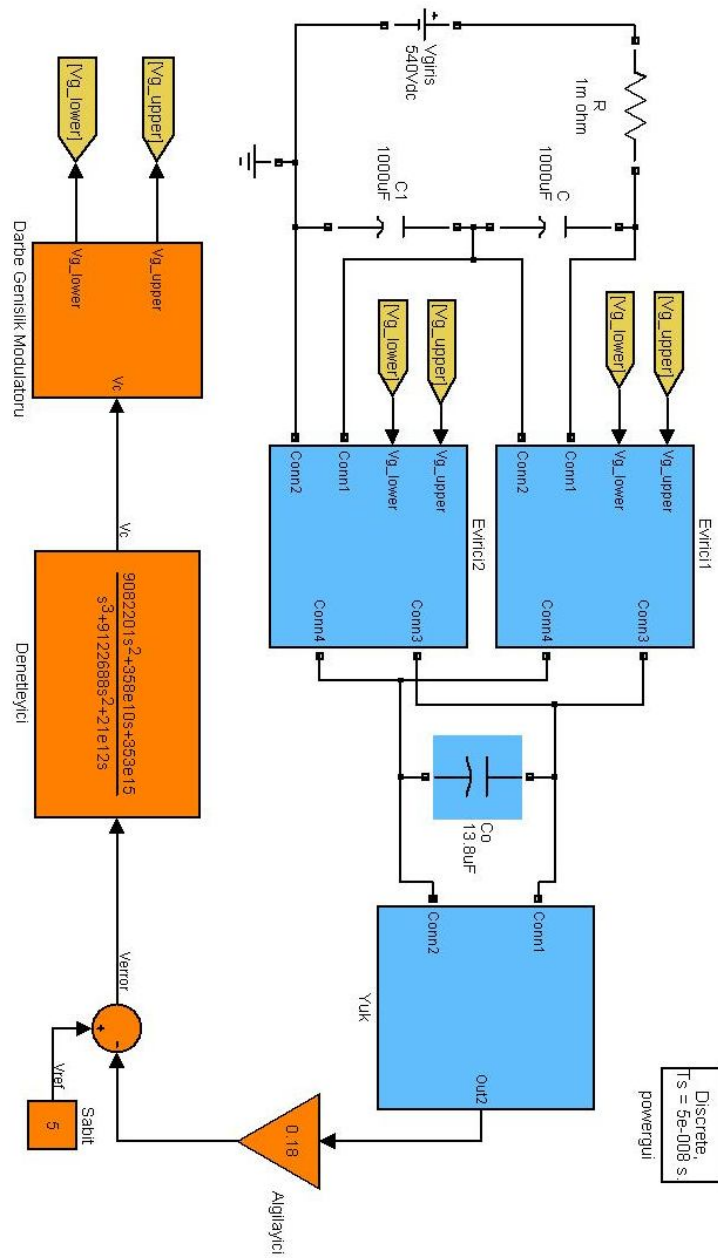
Eş. 5.13’de elde edilen değerler yerine konularak denetleyicinin kazanç denklemi bulunur.

$$G_c(s) = \frac{17 \cdot 10^3}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{197343}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{4561344}\right)^2} = \frac{17 \cdot 10^3}{s} \frac{(197343+s)^2 (4561344)^2}{(4561344+s)^2 (197343)^2} = \frac{9082201}{s} \frac{(197343+s)^2}{(4561344+s)^2}$$

$$G_c(s) = \frac{9082201}{s} \frac{(s^2 + 394686s + 3.89 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 9122688s + 2.1 \cdot 10^{13})} = \frac{9082201s^2 + 3.58 \cdot 10^{12}s + 35.3 \cdot 10^{16}}{s^3 + 9122688s^2 + 2.1 \cdot 10^{13}s} \quad (5.14)$$

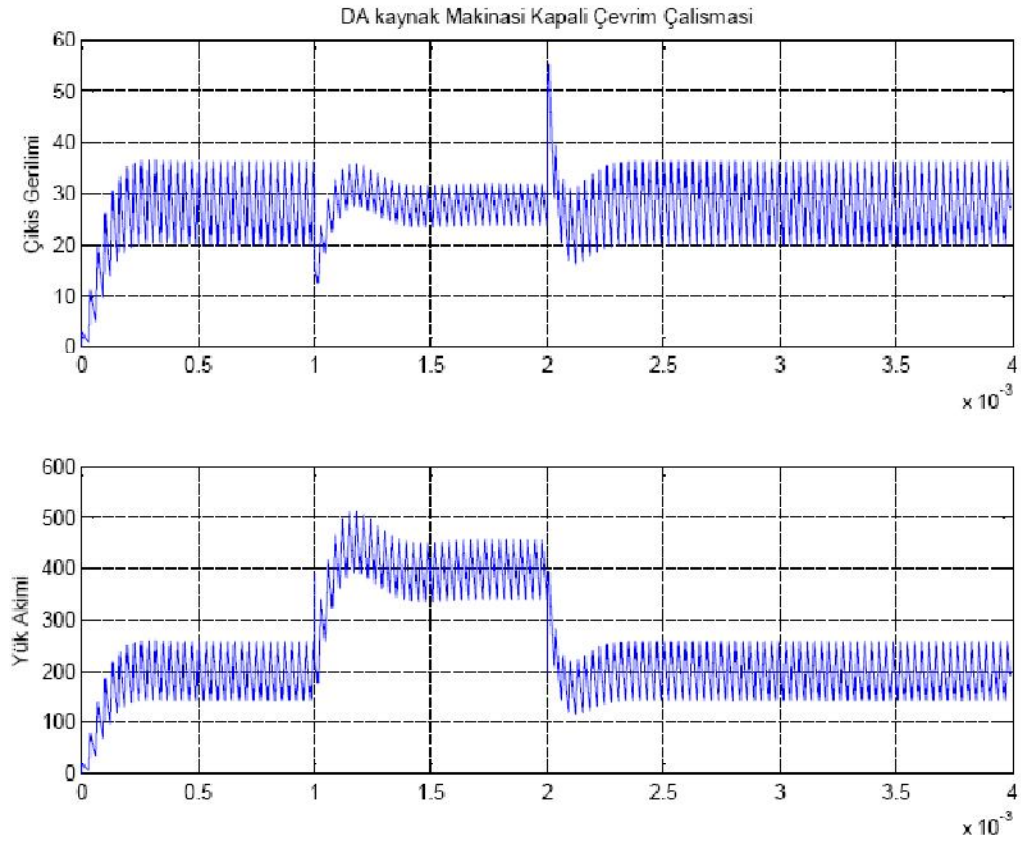
5.2 Matlab/Simulink Gerilim Kontrollü Benzetim Çalışması

Tasarlanan denetleyicinin devresinden yola çıkılarak Matlab/Simülink’de sistem tepkileri incelenmiştir. Bu benzetime ait devre şeması Şekil 5.4’te verilmiştir. Bu devre şemasında blok halinde görünen Evirici1 EK-2’de, Evirici2 EK-3’te, Yük EK-4’te ve Darbe Genişlik Modülatörü EK-5’te verilmiştir. EK-6’da ise simülinkden alınan verilerin matlab’da grafik çizimi için kullanılan kodları verilmiştir



Şekil 5.4 DA makinası gerilim kontrollü benzetim devre şeması

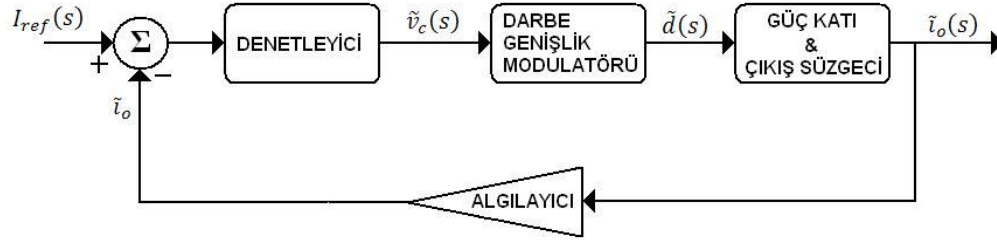
Benzetimde devre 5 ms boyunca çalışmakta olup, 1 ms'den 2ms'ye kadar olan aralıkta yük için konulan 0.14 ohm'luk dirence paralel 0.14 ohm'luk bir direnç devreye girerek, bu aralıkta yükün yarı yarıya azalmasına dayalı sistemin tepkisi incelenmeye çalışılmıştır. Elde edilen sinyaller ise Şekil 5.5'te gösterilmektedir. Sonuçları Simulink'ten veri olarak oluşturan matlab kodları EK-2'de verilmiştir.



Şekil 5.5 DA kaynak makinası gerilim kontrollü benzetimde sırasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı

5.3 Ortalama Akım Modeli Kontrolü

Sabit akımlı kaynak makinası tasarlarken, sistemin kontrolü çıkış akımının regüle edilmesiyle olur. Aşağıdaki şekilde kapalı çevrim çıkış akımı regüle edilen sistem görülmektedir.



Şekil 5.6 Kapalı çevrim akım kontrollü dönüştürücü blok diyagramı.

Uygun denetleyici tasarımı için sistem ayrıntılı olarak modellenmelidir. Her blok için uygun transfer fonksiyonları elde edilir. Elde edilen transfer fonksiyonlarından yola çıkarak sistem matematiksel olarak modellenir. Basitleştirilen sistemden denetleyici tasarlanır, kararlı durum ve ani durum tepkileri benzetimleri yapılır.

Yük akımı (sistemin ana kontrol değişkeni), akım algılayıcı ile ölçülür. Bu esnada bir miktar ölçüm gecikmesi olur. Bu gecikme 1. dereceden gecikme transfer fonksiyonu olarak modellenebilir. Ölçülen akım A/D dönüştürücünün girişidir, geri besleme sinyali düzenli olarak DGM frekansında örneklenir. A/D dönüşümünde birkaç μs veya daha az gecikme yaşanacaktır. DGM bloğuna uygulanan DGM sinyali oluşturmak için geri besleme sinyali kontrol algoritmasında işlenir. Bu sinyali oluşturmada hesaplama gecikmeleri yaşanacaktır. DGM bloğu her DGM aralığında bir tane kontrol sinyali kabul edecektir. Dolayısıyla kontrol sinyalinin hazır olmasıyla DGM sinyalinin yenilenmesi arasında bir boş süre oluşacaktır.

Yük akımı PI denetleyici ile kontrol edilmektedir. PI denetleyicinin sürekli zaman transfer fonksiyonu;

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (5.15)$$

DGM bloğuna uygulanan referans gerilimi (v_c) her DGM periyodunda güncellenir. DGM bloğu ikili ileri dönüştürücüdeki gerekli kapı sinyallerini oluşturur. DGM

frekansı yük ve süzgeç köşe frekansı ile karşılaştırıldığında oldukça büyüktür, Dönüştürücünün DGM periyodu ortalama modeli sistem modelinden elde edilir.

DGM periyodu ortalama modeli sistem modellemesi çalışmasıyla elde edilir. DGM periyodu ortalama modeli birim kazanç yükselteci ve DGM periyodunun ($T_s/2$) yarısı olan 1. dereceden gecikme elemanı DGM gecikmesi (t_{pwm}).

Doğrultucu çıkış gerilimi DA ortalama değerini ve dönüştürücü frekansı ve katlarında dalgacıklar gerektirir. Gecikmelere bakacak olursak, DGM dönüştürücüye benzerdir, doğrultucu dönüştürücünün yarı periyodunda çalışır. Dolayısıyla doğrultucu birim kazanç 1. dereceden gecikme elemanı olarak modellenir, periyodunun yarısı kadar gecikmesi vardır.

Dönüştürücü ve doğrultucunun arasında yer alan trafo kaçak endüktanslarıyla modellenir. Dolayısıyla trafo ve hatların seri endüktansı çıkış süzgeç indüktansına eklenir.

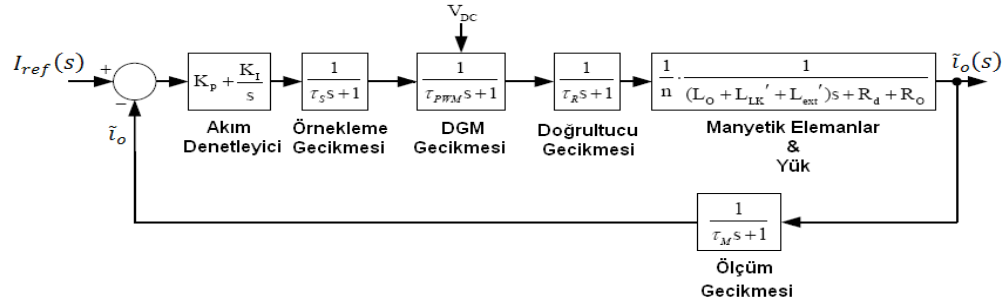
Transfer fonksiyonu $GP(s)$ manyetik elemanlar ve yük için şöyledir.

$$G_p(s) = \frac{1}{n} * \frac{1}{sL_o + R_o} \quad (5.16)$$

n : trafonun dönüştürme oranı

L_o : çıkış süzgeç endüktansı

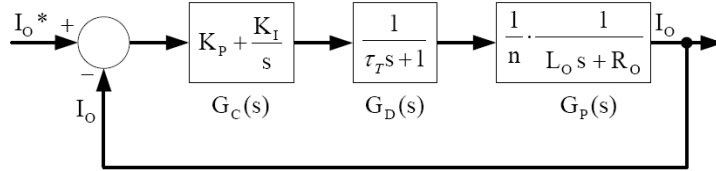
R_o : yük direnci,



Şekil 5.7 Akım kontrollü ikili ileri dönüştürücünün kapalı çevrim sürekli zaman eşdeğer modeli

Yukarıdaki blok diyagramdan yararlanılarak ve göz önünde bulundurulmuş zaman sabitleri (ölçüm gecikmesi, örnekleme gecikmesi, DGM gecikmesi, doğrultucu gecikmesi) yük ve kontrollerin zaman sabitlerine göre küçük olduğundan bu gecikmeler toplanır ve toplam gecikme τ_t olur.

Sonuç olarak akım kontrollü ikili ileri dönüştürücünün kapalı çevrim sürekli zaman blok diyagramı aşağıdaki gibi olur.



Şekil 5.8 Kapalı çevrim akım kontrollü dönüştürücü indirgenmiş sürekli zaman modeli blok diyagramı.

Yukarıdaki şekilde verilen modelde, PI denetleyicinin kazancı devre parametrelerinden hesaplanmıştır. $G_p(s)$ transfer fonksiyonu sistemin baskın kutbudur, $G_d(s)$ nin kutbu s tanım bölgesinde en soldadır.

$G_p(s)$ nin baskın kutbu olduğundan, optimal kontrol kuralı kutup-sıfır yok etme kuralıdır. Bu kuralı uygulayarak, $G_p(s)$ 'nin kutbu PI denetleyici transfer

fonksiyonunun sıfırıyla yok edilir. Kutbu sıfırla yok etme esasında K_p 'nin K_I 'ya oranı toplam endüktansın toplam dirence oranına eşittir.

$$\frac{K_p}{K_I} = \frac{L_o}{R_o} \quad (5.17)$$

Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu şöyledir;

$$G_{OL}(s) = \frac{K_I / (n * R_o)}{s(\tau_T s + 1)} \quad (5.18)$$

Sistemin 2. dereceden kapalı çevrim transfer fonksiyonu yukarıdaki ifadelerin sadeleştirilmesi ile şöyledir;

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.19)$$

ω_n : sönümlenmemiş doğal frekans

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_I / (n * R_o)}{\tau_T}} \quad (5.20)$$

ζ : sistemin sönümlenme oranı

$$\zeta = \frac{1}{2 * \sqrt{\tau_T K_I / (n * R_o)}} \quad (5.21)$$

ζ , 0.707 seçilerek karmaşık eşlenik kapalı çevrim kutupları ve sol yarı düzlemde bulunan sönümsüz sistem davranışı elde edilir.

$$K_I = \frac{(n * R_o)}{4 * \zeta^2 \tau_T} \quad (5.22)$$

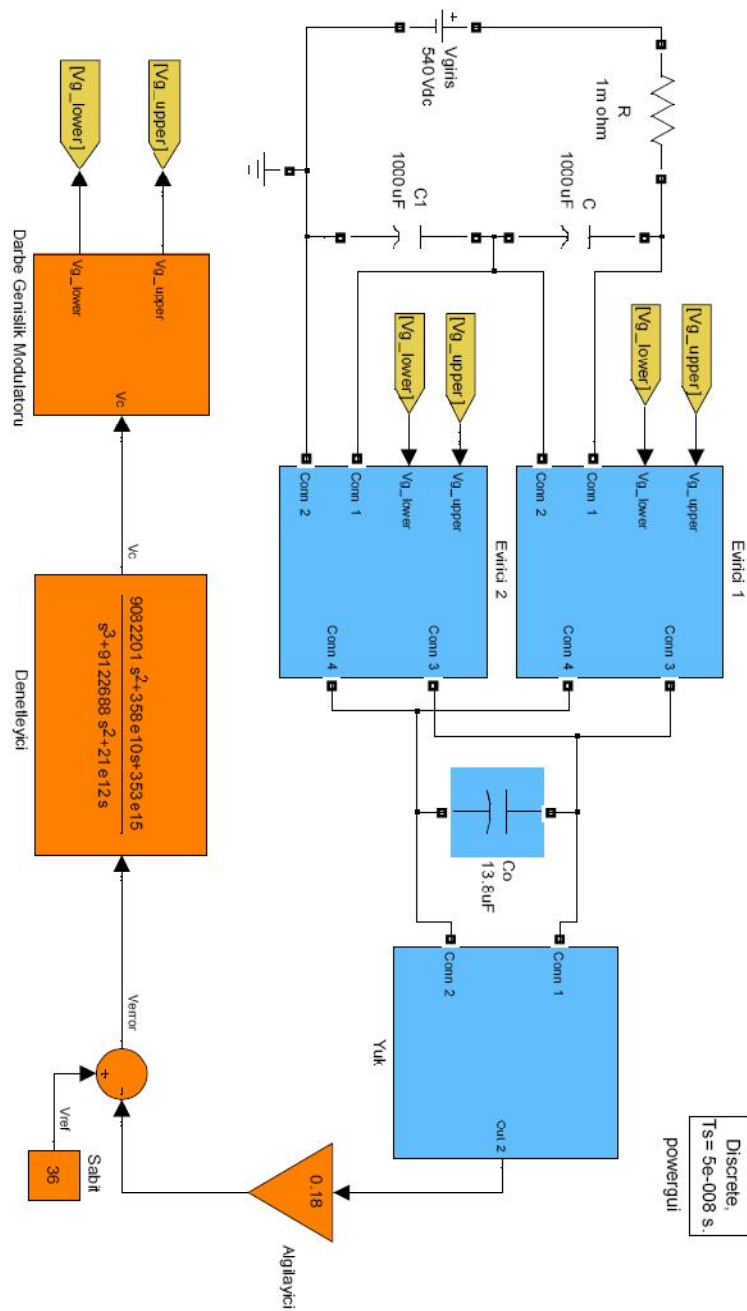
Eş.5.22 kullanılarak K_I hesaplanır, sonra Eş. 5.17'den K_p hesaplanır.

$$K_I = \frac{(3.2*0.14)}{4*0.707^2*45*10^{-6}} = 4979$$

$$K_p = 4979 * \frac{10*10^{-6}}{0.14} = 0.35566$$

5.4 Matlab/Simulink Akım Kontrollü Benzetim Çalışması

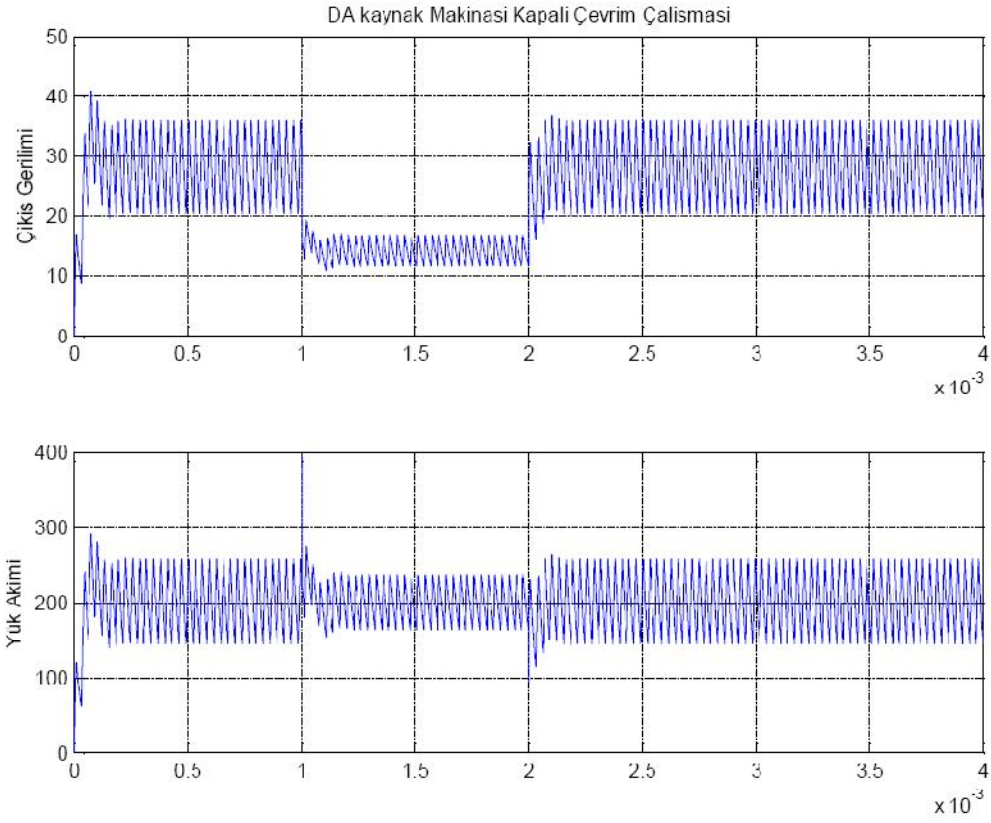
Gerilim modlu denetleyiciün s domenindeki tasarımı revize ederek elde edilen akım denetleyiciyle akım kompanzasyonlu devrenin benzetimi yapılmıştır. Benzetimin yapılan devre şemasıŞekil 5.9'da verilmiştir. Bu devre şemasında blok halinde görünen Evirici1 EK-2'de, Evirici2 EK-3'te, Yük EK-7'te ve Darbe Genişlik Modülatörü EK-5'te verilmiştir. EK-8'de ise simülinkden alınan verilerin matlab'da grafik çizimi için kullanılan kodları verilmiştir



Şekil 5.9 DA kaynak makinası güç katı akım kontrollu benzetim devresi

Benzetimde devre 5ms boyunca çalışmakta olup, 1 ms'den 2 ms'ye kadar olan aralıkta yük için konulan 0.14 ohm'luk dirence paralel 0.14 ohm'luk bir direnç devreye girerek, bu aralıkta yükün yarı yarıya azalmasına dayalı sistemin tepkisi

incelenmeye çalışılmıştır. Elde edilen sinyaller ise Şekil 5.10'daki gibidir. Sinyalleri Simulinkten dataları alarak oluşturan matlab kodları EK-3 de verilmiştir.



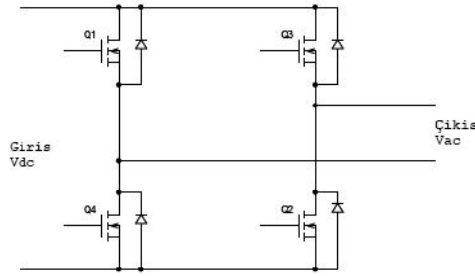
Şekil 5.10 DA kaynak makinası akım kontrollü benzetimde sırasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı

6. AA KAYNAK MAKİNASI

Önceki bölümde incelenen DA kaynak makinesinin çıkışına ikinci bir tam köprü devresi yerleştirilerek AA kaynak makinesi elde edilebilir. Bu bölümde, AA kaynak makinesine ilişkin benzetim çalışmaları verilmektedir.

6.1 Tam Köprü DA-AA Dönüştürücü

Şekil 6.1’de DA kaynak makinesinin çıkışına eklenecek tam köprü devresi gösterilmektedir. Bu köprünün anahtarları 40 – 200 Hz arasında anahtarlanır. Bu anahtarlama simetrik olmak zorunda değildir. Dolayısıyla, çıkıştaki AA geriliminin bir ortalama değeri de bulunmaktadır.



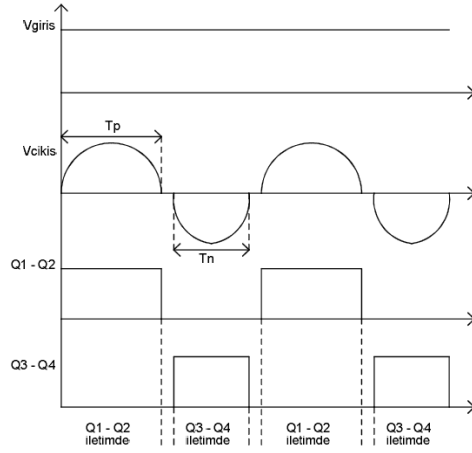
Şekil 6.1 Tam köprü dönüştürücü

Köprü devresinin teknik özellikleri şu biçimdedir:

- Giriş gerilimi: 90- 95 Vdc
- Çıkış akımı: 200 A
- Anahtarlama frekansı: 40 – 200Hz

6.2 Çalışma Modları

Devrenin çalışma modları Şekil 6.2’de gösterilmektedir.



Şekil 6.2 Tam köprü dönüştürücü grafiği

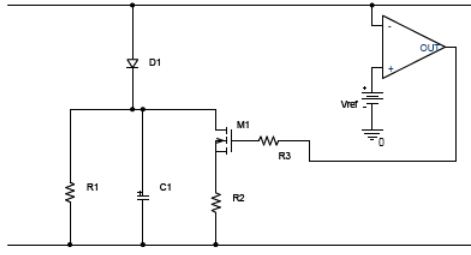
Mod 1: Q1 ve Q2 anahtarları iletimde, Q3 ve Q4 anahtarları kesimde, çıkış gerilimi pozitif.

Mode 2: Q1 ve Q2 anahtarları kesimde, Q3 ve Q4 anahtarları iletimde, çıkış gerilimi negatif.

Çıkış geriliminin pozitif (T_p) ve negatif (T_n) olduğu süreler iş parçası ve elektrot arasındaki ısı dağılımını optimize etmek için farklı malzemelerin kaynağında farklı büyüklüklerde seçilebilir ($T_p = T_n$ veya $T_p > T_n$ veya $T_n > T_p$).

6.3 Kenetleyici Devre

Güç katı devresinin ilk kısmında elde edilen DA gerilimi AA gerilim elde etmek için tam köprü ile anahtarlanmaktadır. Anahtarlama yapılırken Şekil 6.2'den görüleceği gibi hiçbir anahtarın iletimde olmadığı çok kısa ölü zamanlar vardır. Bu anlarda hat gerilimi yükselebilir ve köprüdeki anahtarları aşırı zorlayabilir. Bu nedenle, hat geriliminin kontrol altında tutulması gerekmektedir. Bunu yapabilmek için Şekil 6.3'te gösterilen kenetleyici devre kullanılabilir.



Şekil 6.3. Kenetleyici devre

Hat üzerinde biriken enerji C1 kondansatörünü doldurur. Kondansatör üzerindeki enerji R1 direnci aracılığıyla boşaltılır. Eğer hat gerilimi referans geriliminin (V_{ref}) üzerine çıkarsa M1 anahtarı tetiklenir, C1 kondansatörü R2 üzerinden daha hızlı deşarj olur. Bu sayede DA baradaki ani gerilim yükselmeleri dengelenmiş olur.

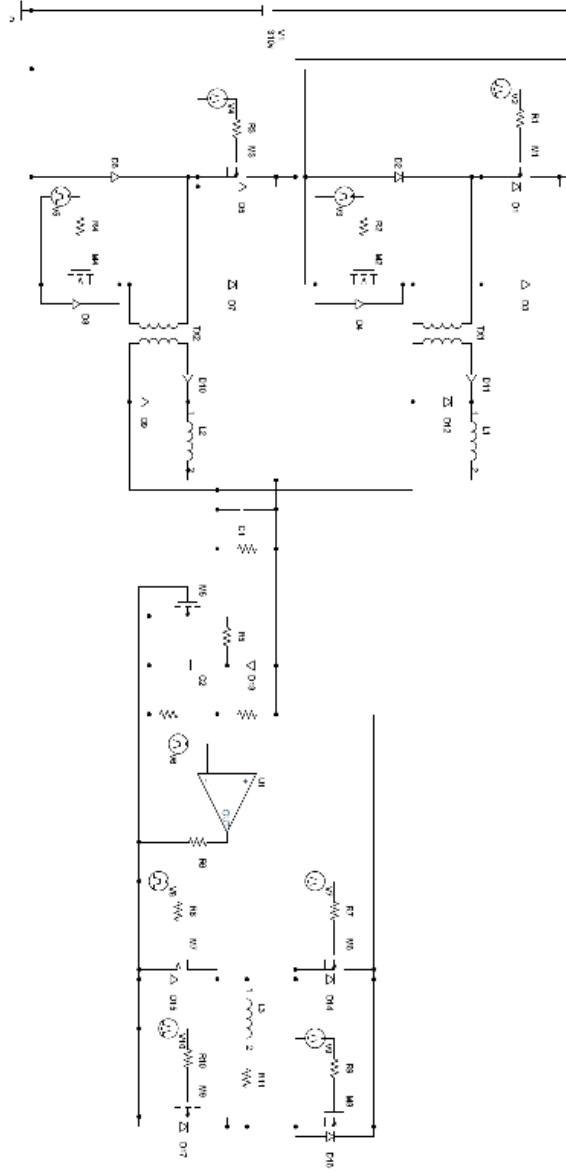
6.4 Yüksek Frekans/Yüksek (YF/YG) Gerilim Modülü

Yüksek frekans yüksek gerilim modülü ortalama 150 kHz frekansında sönümlenen yüksek gerilim ($\sim 700V_{rms}$) darbeler üretir. Bu sayede kaynak başlangıcında gerekli olan gerilim üretilmiş olur. Bu modül benzetim çalışmalarına eklenmemiştir.

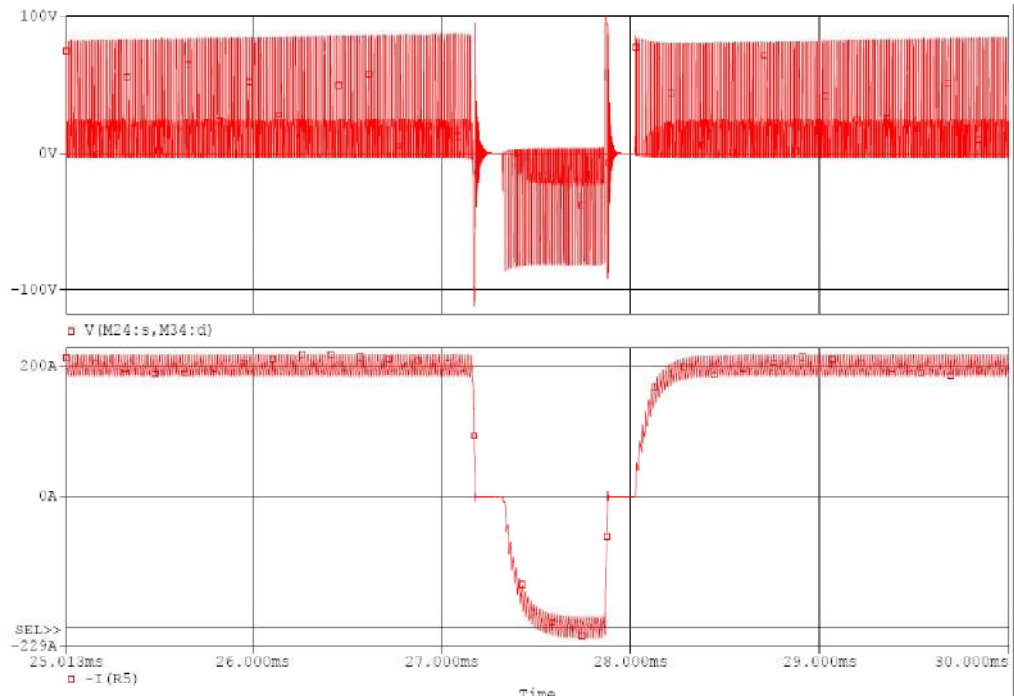
6.5 AA Güç Katının Modelleme ve Benzetim Çalışmaları

6.5.1 AA güç katının açık çevrim modellenmesi

AA kaynak makinesinin açık çevrim modeli aşağıdaki gibidir. Bu benzetime ait sinyaller de aşağıda gösterilmiştir.



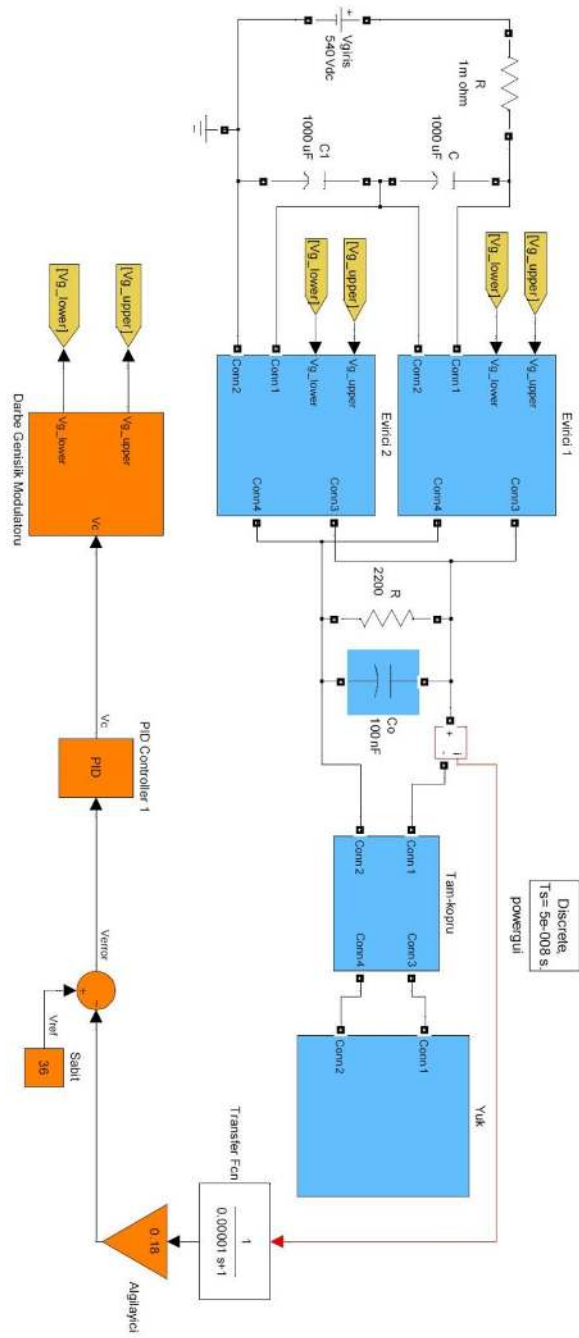
Şekil 6.4 AA kaynak makinası açık çevrim modeli



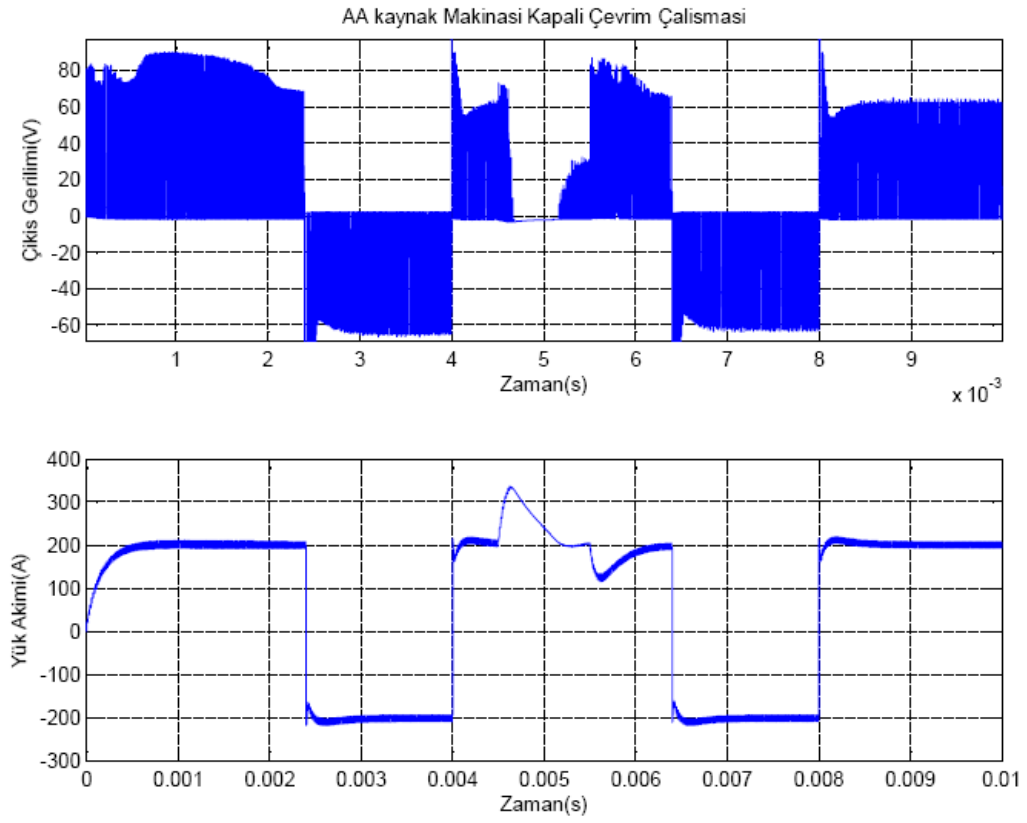
Şekil 6.5 Çıkış gerilimi ve çıkış akımı

6.5.2 AA güç katının kapalı çevrim modellenmesi

Benzetime ait devre şeması Şekil 6.6'da verilmiştir. Bu devre şemasında blok halinde görünen Evirici1 EK-2'de, Evirici2 EK-3'te, Yük EK-10'te, Darbe Genişlik Modülatörü EK-5'te ve Tam köprü dönüştürücü EK-9'da verilmiştir. EK-11'de ise simülinkden alınan verilerin matlab'da grafik çizimi için kullanılan kodları verilmiştir. Elde edilen sinyaller Şekil 6.7'de gösterilmiştir. Bu benzetimde 4.5 ile 5.5 ms arasında çıkış kısa devre edilmiştir. Sistemin tepkisi şekilden net bir şekilde görülmektedir.



Şekil 6.6 AA kapalı çevrim benzetimi modeli



Şekil 6.7 AA kaynak makinasında kapalı çevrimde kısa devre tepkisi benzetiminde çıkış gerilimi ve çıkış akımı

7. DA KAYNAK MAKİNASININ DENEYSEL SONUÇLARI

Bu tez kapsamında geliştirilen DA kaynak makinesi, proje ortağı firma tarafından gerçekleştirilmiş ve bu prototip üzerinde deneyler yapılmıştır. Bu bölümde, yapılan deneysel çalışmaların sonuçları verilmektedir.

7.1 Deneysel Sonuçlar

Resim 7.1’de sistemin genel görünümü verilmektedir.



Resim 7.1 Deneysel testler

Yapılan denemelerde önce kaynak makinesinin çıkışına direnç yükü bağlanarak 150 A ve 200 A çalışma incelenmiş, sonra da makine ile kaynak işlemi yapılmıştır. Şekil 7.1 ve Şekil 7.2’de, direnç yükü ile 150 A ve 200 A çalışma gösterilmektedir.

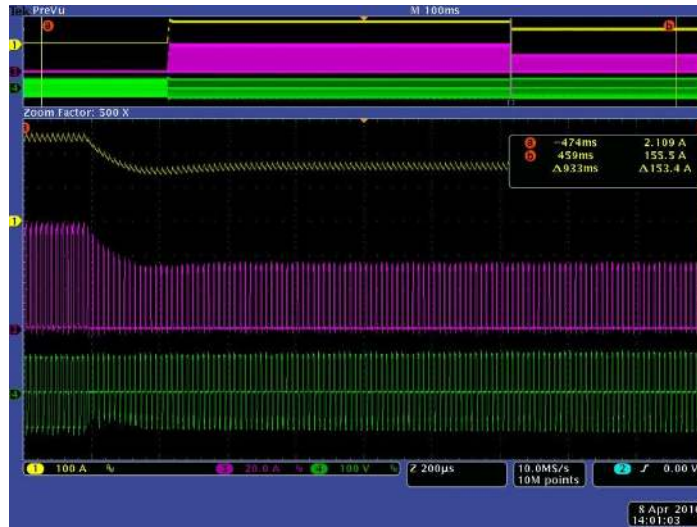


Şekil 7.1 Direnç yükü 150 A. (Yukarıdan aşağıya) a) endüktans akımı, b) primer gerilimi, c) primer akımı, d) sekonder gerilimi

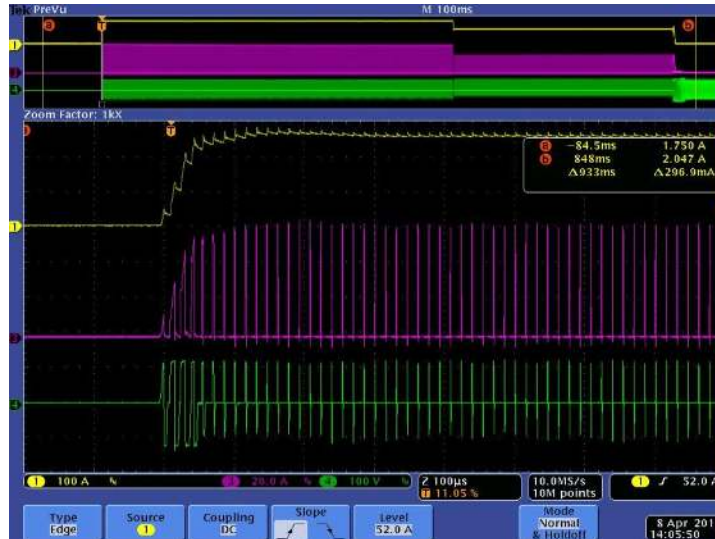


Şekil 7.2 Direnç yükü 200 A. (Yukarıdan aşağıya) a) endüktans akımı, b) primer gerilimi, c) primer akımı, d) sekonder gerilimi

Şekil 7.3'te çalışma sırasında akım referansı 250 A'den 150 A'ye düşürüldüğünde gözlemlenen tepki verilmektedir. Şekil 7.4'te de boştaki çalışmadan kısa devreye geçiş gösterilmiştir.



Şekil 7.3 Direnç yükü, dinamik tepki. Akım 250 A'den 150 A'ye düşürülüyor.
(Yukarıdan aşağıya) a) toplam çıkış akımı, b) primer akımı, c) sekonder gerilimi

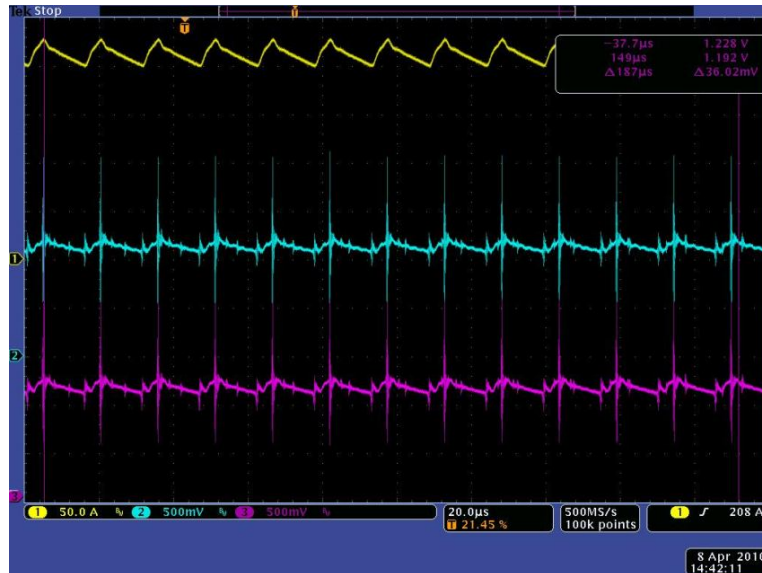


Şekil 7.4 Direnç yükü, dinamik tepki. Boştaki çalışmadan kısa devreye geçiş.
(Yukarıdan aşağıya) a) toplam çıkış akımı, b) primer akımı, c) sekonder gerilimi.

Tasarım çalışmalarının aktarılması sırasında belirtildiği üzere, sistem iki paralel koldan oluşmaktadır. İki köprünün girişleri seri, çıkışları paralel bağlıdır. Şekil 7.5'te, iki kolun gerilimleri, Şekil 7.6'da da akımları eşit paylaştığı gösterilmektedir.



Şekil 7.5 Dönüştürücülerin bara gerilimini paylaşımı. (yukarıdan aşağıya) a) DA bara gerilimi, b) birinci seri kol gerilimi, c) ikinci seri kol gerilimi, d) yük akımı



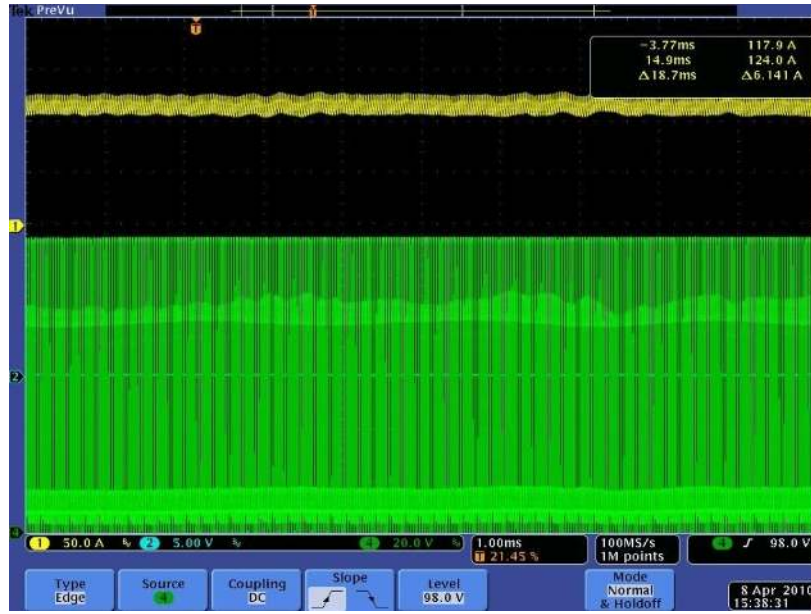
Şekil 7.6 Dönüştürücülerin yük akımını paylaşımı. (yukarıdan aşağıya) a) Toplam çıkış akımı (200A), b) birinci koldaki endüktans akımı, c) ikinci koldaki endüktans akımı

Resim 7.2’de sistem ile kaynak yapılırken çekilen resim gösterilmektedir.



Resim 7.2 Geliştirilen makine ile kaynak yapılırken alınan görüntü

Şekil 7.8 ve Şekil 7.9’da kaynak işlemi sırasında alınan akım ve gerilim dalga şekilleri verilmektedir. İkinci şekil, ilk şekildeki dalgaların ayrıntılı halini göstermektedir. Şekil 7.10’da ise sıcak başlangıç (hot start) işlemine ait dalga biçimleri gösterilmektedir. Bu, işlem ilk başlarken kaynağın yüksek akımda yapılması sürecidir. Normal olarak 200 A’de kaynak yapılacak olmasına karşın ilk aşamada makine 250 A ile başlamakta, yarım saniye sonra ise akım referans değerine düşürülmektedir.



Şekil 7.7 Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi



Şekil 7.8 Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi



Şekil 7.9 Kaynak işleminde 0.5 s süreli sıcak başlangıç süreci (kaynak akımı)

Şekil 7.11 ve Şekil 7.12’de ise destekli ark çalışması gösterilmektedir. Destekli ark, arkın kopmasını önlemek için belli sıklıkta arkı oluşturacak darbelerin güçlendirilmesi anlamına gelmektedir. Şekil 7.11’de tam destek (200 A’e çıkan darbeler), Şekil 7.12’de ise yarım destek (170 A’e çıkan darbeler) görülmektedir.



Şekil 7.10 Destekli ark (tam destek) çalışması. 200 A akım darbeleri



Şekil 7.11 Destekli ark (tam destek) çalışması. 170 A akım darbeleri

7.2 Değerlendirmeler

Elde edilen deneysel sonuçlar, geliştirilen kaynak makinesinin istenen niteliklere sahip olduğunu göstermektedir. Sistem, hedeflenen akım düzeylerinde kaliteli olarak DA kaynak yapabilmektedir. 200 A düzeyi elde edilebilmiştir. Denetim sistemi sağlıklı olarak çalışmıştır. Sistem kısa devre edilerek denenmiş ve akım kaynağı gibi davrandığı gözlemlenmiştir.

Sistem üzerinde yapılan güç ölçümünde ise şu sonuçlar elde edilmiştir.

Giriş gücü: 6.34 kW
 Çıkış Akımı: 200.7 A DA
 Çıkış gerilimi: 28.06 V DA

Dolayısıyla sistemin verimi

$$\% 100 \times \frac{200.7 \times 28.06}{6340} = \%88.83$$

olarak hesaplanır. Bu tasarım sürecinde öngörülenden küçük olmakla birlikte gerçekçidir. Farkın nedeni, bağlantı kayıpları ve özellikle snubber kayıplarının göz önüne alınmamış olmasıdır.

8. SONUÇ

Bu tez çalışmasında 5.6 kW (200 A) gücünde bir DA-AA kaynak makinesinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Çalışmada, hem DA hem de DA-AA makinelerinin benzetimleri yapılmış, küçük işaret modelleri yardımıyla denetleyicileri tasarlanmıştır. Deneysel sonuçlar, bir San-Tez projesi kapsamında proje ortağı kuruluş tarafından geliştirilen kaynak makinesinden alınmıştır.

Geliştirilen makinede DA/DA dönüştürücü olarak ikili ileri topolojisi seçilmiştir. Makineye modüler bir yapı kazandırmak için iki adet dönüştürücü, girişleri seri çıkışları paralel bağlanacak biçimde tasarlanmış ve üretilmiştir. Böylece, tek dönüştürücüden oluşturulan makineye göre biraz daha büyük bir sistem elde edilmiş olsa da, daha verimli ve güvenilir bir sistem elde edilmiştir.

Elde edilen deneysel sonuçlar, geliştirilen kaynak makinesinin tepki hızının, kaynak kalitesinin ve veriminin istenen niteliklerde olduğunu göstermektedir.

Geliştirilen kaynak makinesinin kalitesinin daha da arttırılması için girişinde bir güç katsayısı iyileştirme devresine gereksinim vardır. Zaman kısıtı nedeni ile bu bileşen üretilenmemiştir. Ayrıca, elektrik arkının modeli üzerinde çalışmalar yapılarak daha kaliteli bir denetleyici tasarımı yapılabilir. Konu üzerinde çalışacak tez öğrencileri için bu alanlar bir gelecek çalışma konusu olarak düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

1. Oğuz B., “Ark kaynağı El Kitabı”, **OERLIKON Yayını**, 1-20 (1975)
2. Mohan N., “First Course On Power Electronics And Drives”, Minneapolis, **MN: MNPERE**, 79-98 (2003).
3. Uslu M., “Analysis, Design, and Implementation of a 5 kw zero voltage switching phase-shifted full-bridge DC/DA Converter based power supply for arc welding machines”, Yüksek Lisans Tezi, **ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü**, Ankara, 15-138 (2006).
4. Schupp, J., Fischer, W. and Mecke, H., “Welding arc control with power electronics”; **Power Electronics and Variable Speed Drives**, 475 : 443 – 450 (2000).
5. Borka, J. and Horvath, M., “A new, simple, low-cost, modular arrangement of high power factor for both DA and AA welding”, **ISIE 2** : 757-761 (1999).
6. Bayindir, N.S., Kukrer, O. and Yakup, M., “DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications”; **IEE Proceedings Electric Power Applications**, 150 (3) : 365 – 371 (2003).
7. Pollock, H. and Flower, J.O., “Design, simulation and testing of a series resonant converter for pulsed load applications”, **Power Electronics and Variable-Speed Drives**, 399 : 256 – 261(1994).
8. Frohlike, N., Mundinger, H., Beineke, S., Wallmeier, P. and Grotstollen, H., “Resonant transition switching welding power supply”, **Industrial Electronics, Control and Instrumentation**, 2 : 615 – 620 (1997).
9. Theron, P.C., Ferreira, J.A., Fetter, J.C. and Koertzen, H.W.E., “Welding power supplies using the partial series resonant converter”, **Industrial Electronics, Control, and Instrumentation**, 2 : 1319 – 1324 (1993).
10. Pollock, H. and Flower, J.O., “Series-parallel load-resonant converter for controlled-current arc welding power supply”, **IEE Proceedings Electric Power Applications**, 143 (3) : 211 – 218 (1996).
11. Dede, E.J., Esteve, V., Jordan, J., Gonzalez, J.V. and Maset, E., “On the design and control strategy of high power, high frequency converters for tube welding applications”, **Power Conversion Conference**, 406 : 257 – 264 (1993).

12. Wu, T.-F., Yang, H.-P. and Pan, C.-M., "Analysis and design of variable frequency and phase-shift controlled series resonant converter applied for electric arc welding machines", *IEEE Proceedings Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1: 656 – 661 (1995).
13. Zeng, X.M., Parker, A.B. and Lucas, J., "High-frequency TIG-welding power supply with microprocessor control", *IEE Proceedings Science, Measurement and Technology*, 137 (4) : 184 – 192 (1990).
14. Theron, P.C. and Ferreira, J.A., "Heavy duty inverter welders with high overvoltage immunity", *IEEE AFRICON* 1 : 221 – 225 (1996).
15. Pollock, H. and Flower, J.O., "New method of power control for series-parallel load-resonant converters maintaining zero-current switching and unity power factor operation", *IEEE Transactions Power Electronics*, 12 (1) : 103 – 115 (1997).
16. Marques, S., Cruz, C., Antunes, F. and Farias, J., "Step down converter with hysteretic current control for welding applications", *IECON 97*, 2: 676 – 681 (1997).
17. Morimoto, K.; Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Lee, H.W., Nakaoka, M. Ahmed, T. and Hiraki, E., "Dual utility AA voltage line operated soft switching PWM DC-DA power converter with high frequency transformer link for arc welding equipment", *Proceedings of the Eighth International Conference*, 2 : 1084 – 1089 (2005).
18. Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Lee, H.W. and Nakaoka, M., "Advanced high frequency transformer linked soft switching PWM DC-DA power converter with utility AA dual voltage modes for low voltage and large current applications", *European Conference Power Electronics and Applications*, 10 : 11-14 (2005).
19. Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Lee, H.W., Nakaoka, M. and Ahmed, T., "An innovative DA busline active snubber-assisted soft switching PWM DC-DA power supply with high frequency transformer for high performance arc welder", *Industry Applications Conference Fourtieth IAS Annual Meeting*, 3:1965 – 1972 (2005).
20. Salo, M., Tuusa, H. and Nyqvist, J., "A high-performance three-phase DC-voltage source-an application to a welding machine", *Sixteenth Annual IEEE VoApplied Power Electronics Conference and Exposition*, 2 :793 – 799 (2001).

21. Ji-Qiang, H., Shu-Jun, C., Shu-Yan, Y., Dong-Ping, W. and Hua, Z., “A novel three-phase welding inverter power supply with high power factor”, ***IEEE International Conference 2*** : 1113 – 1118 (2003).
22. Jeon, S.-J. and Cho, G.-H., “Zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DA converter for arc welding machines”, ***Electronics Letters***, 35 (13) : 1043 – 1044 (1999).
23. Chae, Y.-M., Gho, J.-S., Choe, G.-H., Shin, W.-S. and Choi, J.-Y., “PWM converter-inverter arc welding machine using new type NCT”, ***29th Annual IEEE***, 2 : 1636 – 1641 (1998).
24. Etoh, T., Ahmed, T., Hiraki, E., Morimoto, K., Ahmed, N.A., Suh, K.-Y., Lee, H.W. and Nakaoka, M., “New auxiliary active lossless snubber-assisted full bridge soft switching PWM high frequency inverter-fed DC-DC power converter”, ***Proceedings of the Eighth International Conference 2*** : 1090 – 1094 (2005).
25. Huang, N., Zhang, D., Song, T., Fan, M., Liu, Y. and Zhao, Y., “A 10 kW single-stage converter for welding with inherent power factor correction”, ***Twentieth Annual IEEE***, 1 : 254 – 259 (2005).
26. Junhong, Z. and Hongfang, W., “A novel welding inverter power source system with constant current output characteristic based on fuzzy logic control”, ***Proceedings of the Fifth International Conference 1*** : 567 – 570 (2001).
27. Kim, T.-J., Rim, G.-H. and Kim, C.-U., “Development of a power supply for the pulse MIG arc welding with the changes of output current polarity”, ***30th Annual Conference of IEEE***, 1 : 953 – 956 (2004).
28. Chae, Y.M., Jang, Y., Jovanovic, M.M., Gho, J.S. and Choe, G.H., “A novel mixed current and voltage control scheme for inverter arc welding machines”, ***Sixteenth Annual IEEE***, 1 : 308 – 313 (2001).
29. Maouad, A., Charles, J.P., Khoury, A. and Hoffmann, A., “New Design Method for Controlling Power Stages Based on IGBT Switching Ferrite Transformers: applied to an 8 kW small size light weight electric welding machine”, ***The 7th IEEE International Conference 2*** : 802 – 804 (2000).
30. Rauma, K., Laakkonen, O., Luukko, J., Pajari, I. and Pyrhonen, O., “Digital Control of Switch-Mode Welding Machine using FPGA”, ***37th IEEE*** 1: 1 – 5 (2006).
31. Rauma, K., Luukko, J., Harkonen, T., Pajari, I. and Pyrhonen, O., “A novel FPGA implementation of a welding control using a new bus architecture”,

- International Conference on Reconfigurable Computing and FPGAs*, 1 : 1-4 (2005).
32. Cancelliere, P.P., Colli, V.D., Stefano, R.D. and Tomassi, G., “A comparative analysis of 4KW PSBs for welding machine”, *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems* 2 : 1471 – 1475 (2003).
 33. Dede, E.J., Jordan, J., Esteve, V. and Cases, C., “New investigations on short-circuit behaviour of current-fed inverters for induction tube welding”, *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2 : 760 – 763 (2001).
 34. Vieira, P., Jr., Pinto, J.A.C., Bolhosa, D.M. and Pereira, A.C., “Mathematical modelling and digital control for power supplies of current pulsed for welding machine”, *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 1 : 1- 8 (2005).
 35. Fischer, W. and Mecke, H., “Application of data sheet based dynamic semiconductor models in the simulation of inverter welding power sources”, *Power Conversion Conference* 3 : 1369 – 1374 (2002).
 36. Jinhong Z., Wenlin L. and Yaowu S., “Study on the dynamic process of arc welding inverter”, *The Third International Power Electronics and Motion Control Conference*, 1 : 308 – 311 (2000).
 37. Jinhong Z., Wenlin L. and Yaowu S., “Large signal analysis of arc welding power supply based on Matlab modeling and simulation”, *Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation* 4 : 2567 – 2569 (2000).
 38. Bingul, Z. and Cook, G.E., “A real-time prediction model of electrode extension for GMAW”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 11 (1) : 47 – 54 (2006).
 39. Darwish, H.A., and Elkalashy, N.I., “Universal arc representation using EMTP”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20 (2) : 772 – 779 (2005).
 40. Cook, G.E., Barnett, R.J., Andersen, K. and Strauss, A.M., “Weld modeling and control using artificial neural networks”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31 (6) : 1484 – 1491 (1995).
 41. Thomsen, J.S., “Feedback linearization based arc length control for gas metal arc welding”, *American Control Conference* 5 : 3568 – 3573 (2005).

42. Zhang, J. and Walcott, B.L., “Adaptive Interval Model Control of Arc Welding Process” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 14 (6) : 1127 – 1134 (2006).
43. Andersen, K., Cook, G.E., Karsai, G. and Ramaswamy, K., “Artificial neural networks applied to arc welding process modeling and control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26 (5) : 824 – 830 (1990).
44. Moore, K.L., Yender, R., Tyler, J. and Naidu, D.S., “Modeling, calibration, and control-theoretic analysis of the GMAW process”, *American Control Conference*, 3 : 1747 – 1751 (1998).
45. Verdelho, P., Pio Silva, M., Margato, E. and Esteves, J., “An electronic welder control circuit”, *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, 2 : 612 – 617 (1998).
46. Ramaswamy, K., Andersen, K. and Cook, G.E., “New techniques for modeling and control of GTA welding”, *Energy and Information Technologies in the Southeast*, 3 : 1255 – 1260 (1989).

EKLER

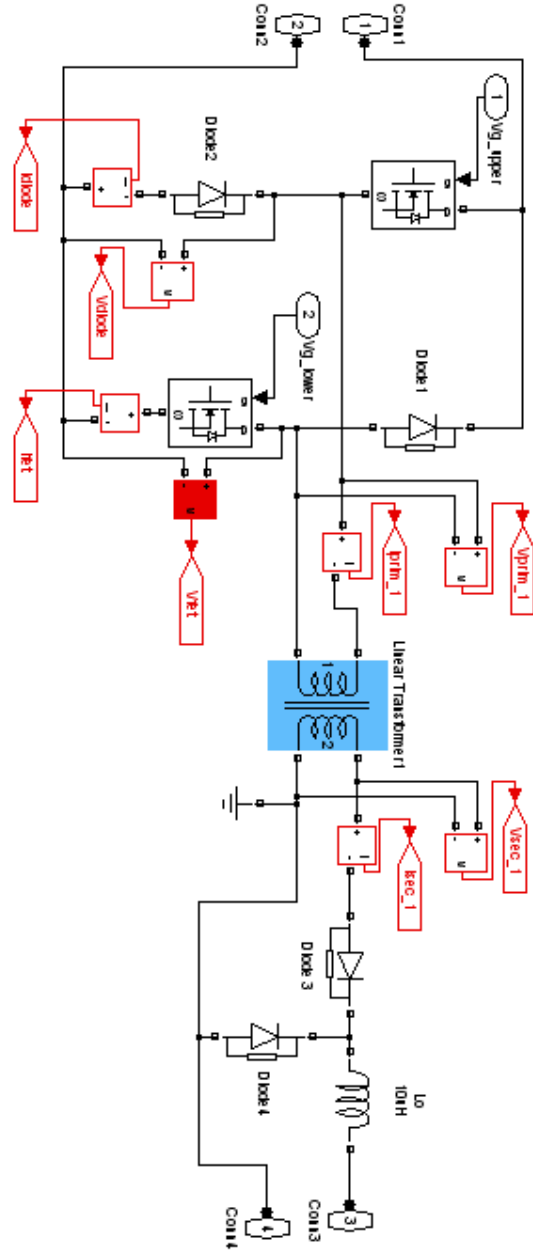
EK-1 Güç katı kazanç eğrisi için matlab kodları

```

clear all;
close all;
%transfer fonksiyonlarını çizmede kullanılan parametreler
Vi=310;           % Giriş Gerilimi (V)
n=2.2;           % trafo dönüşüm oranı
L=10e-6;         % Çıkış Süzgeç (Filtre) Endüktansı
C=13.8e-6;       % Çıkış Süzgeç (Filtre) Kapasitörü
rc=0.1;          % Çıkış Süzgeç (Filtre) Kapasitörü iç direnci
R=0.14;          % yük
Ao=(Vi/(n*L*C));
num=[Ao*rc*C Ao];
denum=[1 (1/R*C)+(rc/L) 1/(L*C)];
Gps=tf(num,denum);
figure
margin (Gps)
title ('Gps')
grid;

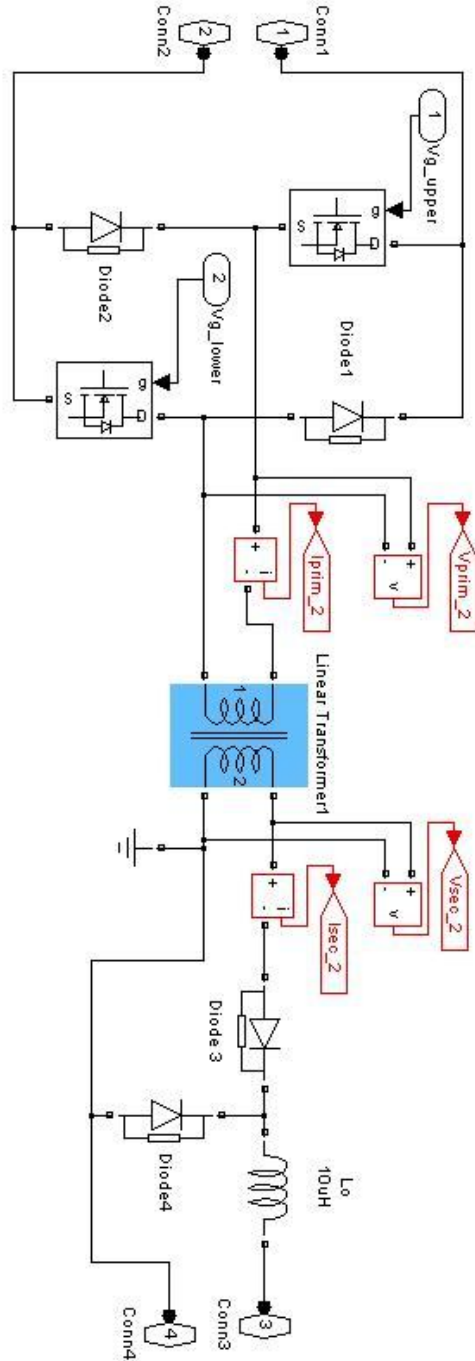
```

EK-2 Evirici 1 bloğu



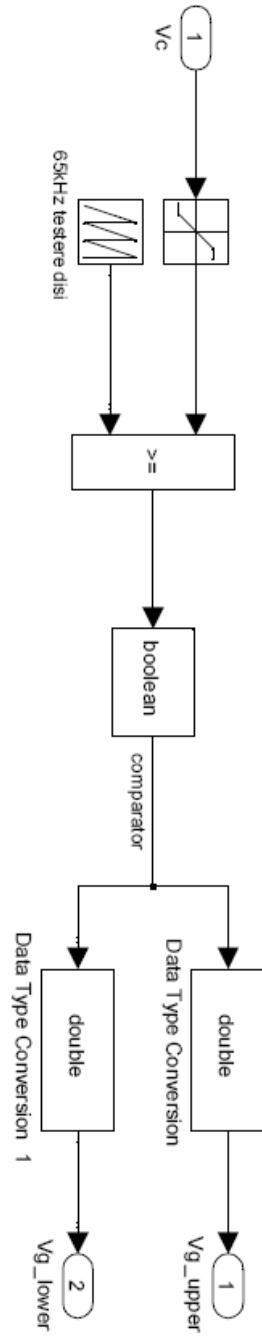
Şekil 2.1 DA/AA makinası gerilim/akım kontrollü benzetim devre şemasında kullanılan evirici 1 bloğu

EK-3 Evirici 2 bloğu



Şekil 3.1 DA/AA makinası gerilim/akım kontrollü benzetim devre şemasında kullanılan evirici 2 bloğu

EK-5 DGM bloğu



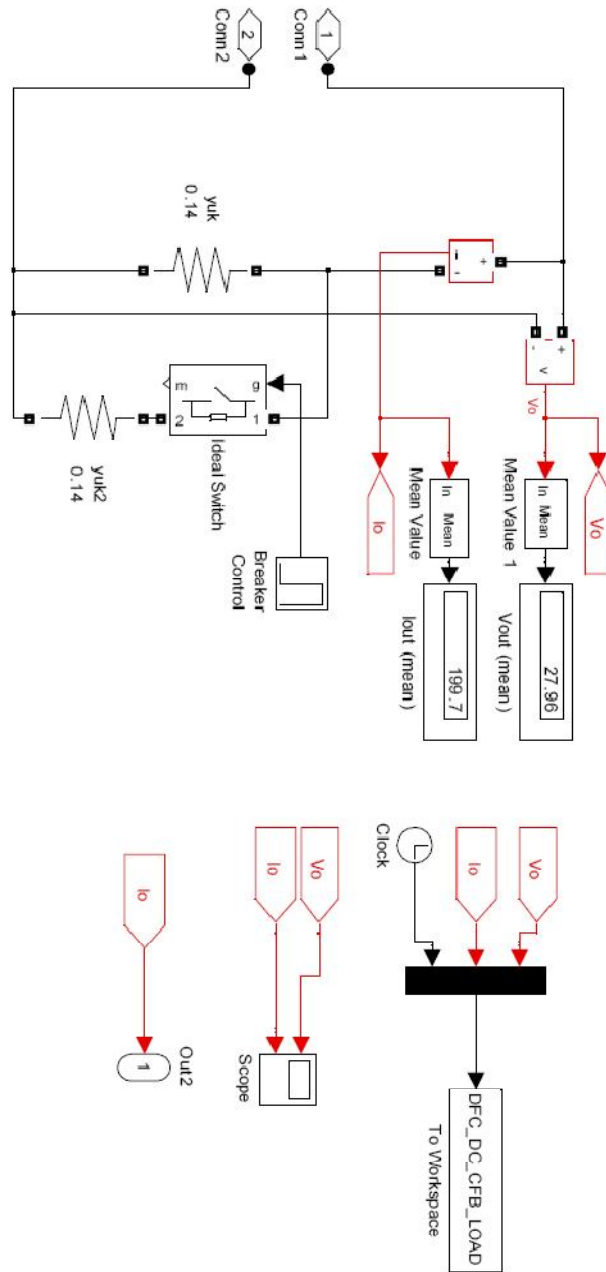
Şekil 5.1 DA/AA makinası gerilim/akım kontrollü benzetim devre şemasında kullanılan darbe genişlik modülatörü bloğu

EK-6 DA makinası gerilim kontrollü benzetimde simulink verisi grafik kodları

```
subplot(211);  
plot(DFC_DC_VFB_LOAD.signals.values(1:800001,3),DFC_DC_VFB_LOAD.sign  
als.values(1:800001,1),'b');  
grid on;  
title('DA kaynak Makinası Kapalı Çevrim Çalışması')  
ylabel('Çıkış Gerilimi');
```

```
subplot(212);  
plot(DFC_DC_VFB_LOAD.signals.values(1:800001,3),DFC_DC_VFB_LOAD.sign  
als.values(1:800001,2),'b');  
grid on;  
ylabel('Yük Akımı');
```

EK-7 Yük bloğu

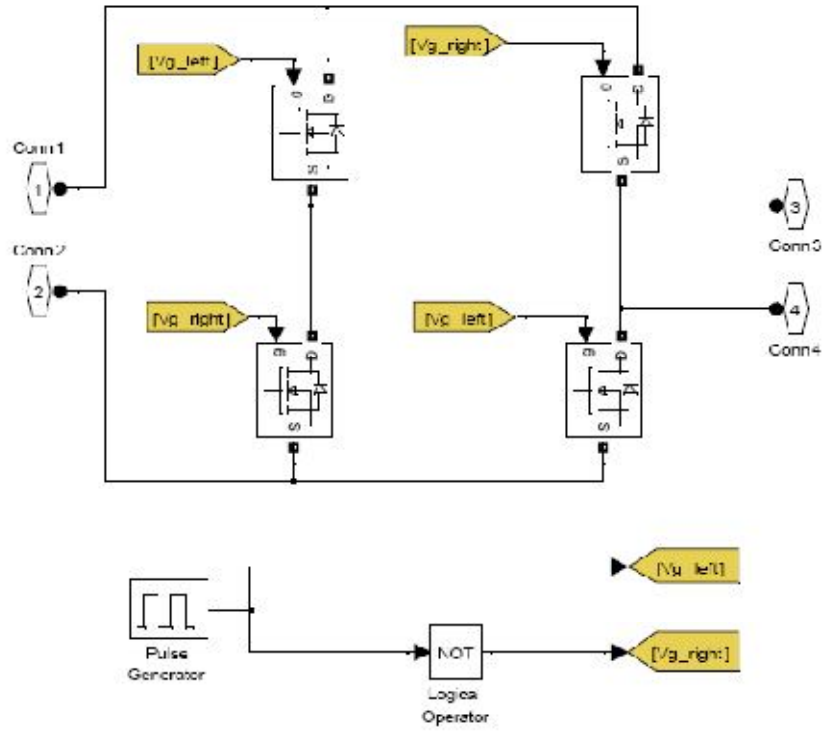


Şekil 7.1 DA makinası akım kontrollü benzetim devre şemasında kullanılan yük bloğu

EK-8 DA makinası akım kontrollü benzetimde simulink verisi grafik kodları

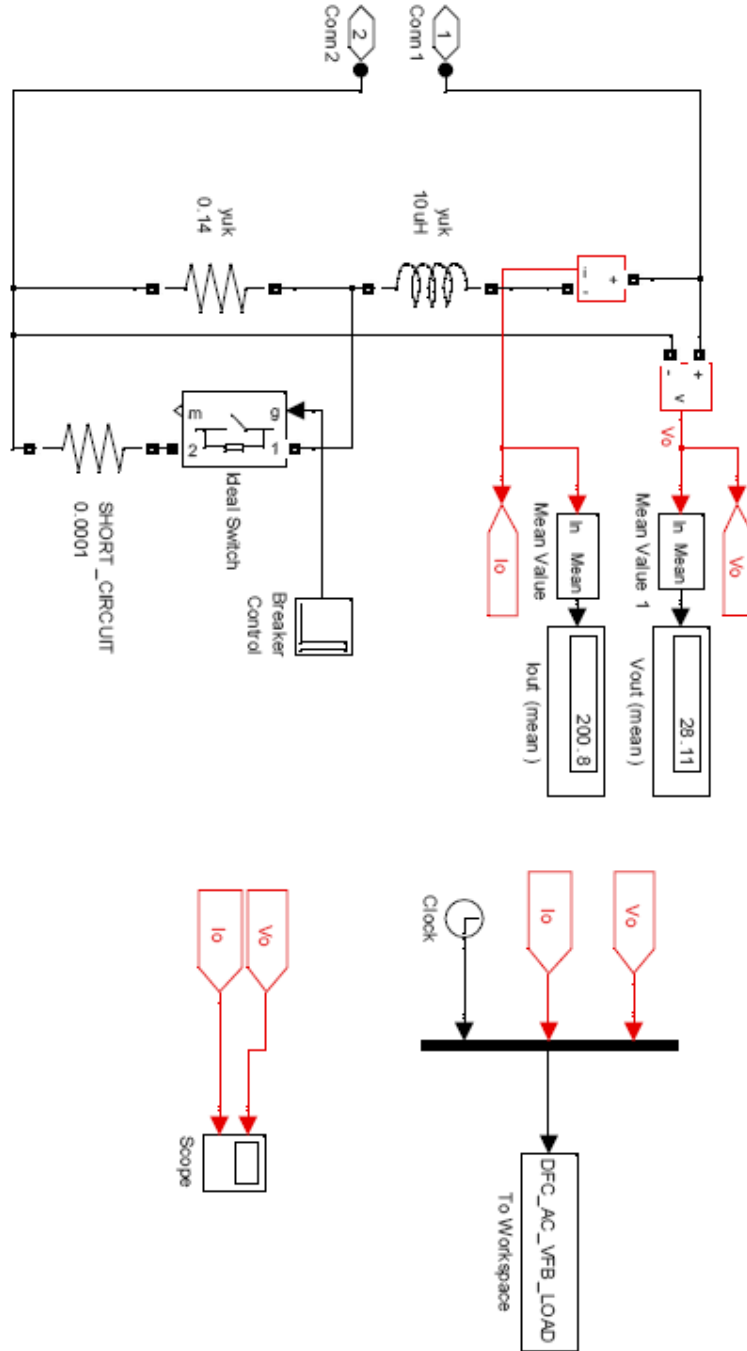
```
subplot(211);  
plot(DFC_DC_CFB_LOAD.signals.values(1:805430,3),DFC_DC_CFB_LOAD.sign  
als.values(1:805430,1),'b');  
grid on;  
title('DA kaynak Makinası Kapalı Çevrim Çalışması')  
%xlabel("");  
ylabel('Çıkış Gerilimi');  
subplot(212);  
plot(DFC_DC_CFB_LOAD.signals.values(1:805430,3),DFC_DC_CFB_LOAD.sign  
als.values(1:805430,2),'b');  
grid on;  
ylabel('Yük Akımı');  
%Close all
```

EK-9 Tam köprü dönüştürücü bloğu



Şekil 9.1 AA makinası akım kontrollü benzetim devre şemasında tam köprü dönüştürücü bloğu

EK-10 Yük bloğu



Şekil 10.1 AA makinası akım kontrollü benzetim devre şemasında kullanılan yük bloğu

EK-11 AA makinası akım kontrollü benzetimde simulink verisi grafik kodları

```
subplot(211);  
plot(DFC_AC_VFB_LOAD.signals.values(1:204101,3),DFC_AC_VFB_LOAD.sign  
als.values(1:204101,1));  
grid on;  
title('AA kaynak Makinası Kapalı Çevrim Çalışması')  
ylabel('Çıkış Gerilimi(V)');  
xlabel('Zaman(s)');  
subplot(212);  
plot(DFC_AC_VFB_LOAD.signals.values(1:204101,3),DFC_AC_VFB_LOAD.sign  
als.values(1:204101,2));  
grid on;  
ylabel('Yük Akımı(A)');  
xlabel('Zaman(s)');  
figure(gcf)
```

ÖZGEÇMİŞ**Kişisel Bilgiler**

Soyadı, adı : KOPARAN ARZU
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 12.01.1983 Ezine
Medeni hali : Bekar
Telefon : 0 (312) 566 46 79
e-mail : arzukoparan@yahoo.com.

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh.	2005
Lise	Çanakkale Fen Lisesi	1999

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2006-2010	Sanal Elektronik	ARGE Mühendisi
2010-	TAI	A. T. Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce