

**SENKRON BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ELEKTROLİZ
OLAYININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Mustafa Ergin ŞAHİN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK- ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**NİSAN 2006
ANKARA**

**SENKRON BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ELEKTROLİZ
OLAYININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Mustafa Ergin ŞAHİN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK- ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

NİSAN 2006

ANKARA

Mustafa Ergin ŞAHİN tarafından hazırlanan SENKRON BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ELEKTROLİZ OLAYININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd.Doç.Dr. M.Timur AYDEMİR
Tez Yöneticisi

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

Başkan :Prf.Dr. Ömer Faruk BAY

Üye :Yrd.Doç.Dr. M. Timur AYDEMİR

Üye : Yrd.Doç.Dr. İres İSKENDER

Tarih :26/04/2006

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

TEZ BİLDİRİMİ

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

Mustafa Ergin ŞAHİN

SENKRON BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ELEKTROLİZ OLAYI**(Yüksek Lisans Tezi)****Mustafa Ergin ŞAHİN****GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ****Nisan 2006****ÖZET**

Bu çalışmada, yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen elektrik enerjisini, hidrojen üretmek için elektroliz yapmak amacıyla kullanan bir senkron düşüren (senkron Buck) dönüştürücü tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Bu topoloji, genelde giriş geriliminin 12 V dc, elektroliz için gerekli dc gerilimin 2 V dc civarında olması nedeniyle seçilmiştir. Normal düşüren dönüştürücülerde, düşük gerilimlerde çalışırken elemanların üzerinde karşılaştırılabilir düzeyde bir gerilim düşümü olduğundan, verim düşük olur. Dönüştürücü 25 A çıkış verebilecek biçimde tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen devre, elektroliz amacıyla denenmiş, denemelerde iki farklı elektrot levhası kullanılarak farklı elektrot açıklıklarının çalışmaya etkisi incelenmiştir. Tezde ayrıca, kapsamlı bir sayısal benzetim çalışması yapılmıştır.

Bilim Kodu :905.1.033
Anahtar Kelimeler :Senkron anahtarlama, elektroliz
Sayfa Adedi :102
Tez Yöneticisi :Yrd. Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR

**DESIGNING AN ELECTROLYSES SİSTEM WITH DC/ DC BUCK
CONVERTOR
(M.Sc.Thesis)**

Mustafa Ergin ŞAHİN

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
April 2006**

ABSTRACT

A synchronous buck dc-dc converter that can be used to produced hydrogen through electrolysis by using the energy from renewable energy sources has been designed and implemented. The reason for selecting this topology is the fact that the voltage level at the output of renewable sources such as solar cells is about 12 V dc, and the voltage level required for electrolysis is about 2 V dc. Normal buck converters have low efficienct at low output voltages since the voltage drops on the components are comparable to the output voltage. The converter has been designed for and tested at 25 A. It was used for electrolysis with two different electrodes and the effect of electrode opening on the operation was observed. The thesis also includes a complete simulation study.

Science Code :905.1.033

Key Words :Senkron switching, electrolyses

Page Number :102

Adviser :Yrd. Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. M.Timur AYDEMİR'e ; teknik ve uygulama konularında bana her türlü desteği veren NURİŞ kaynak makinaları a.ş. nin AR-GE birimine ve yine GÜMMF Elektrik–Elektronik Müh. Böl. Araştırma görevlisi Ahmet Devrim ERDOĞAN'a, ve yine çalışmalarımda sıklıkla fikir alışverişi yaptığım Gazi Üniv. Fen. Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. Böl. Yüksek Lisans Öğrencileri Mehmet TÜREN, İsa GÖK ve Murat ALTIPARMAK'a, ayrıca tüm arkadaşlarıma ve beni her zaman destekleyen aileme yardımlarından dolayı teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
RESİMLERİN LİSTESİ.....	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. ELEKTROLİZ	3
2.1. Giriş.....	3
2.2. Yenilenebilir Enerji Kaynakları, Hidrojen Depolama ve Yakıt Hücresi Çevrimi.....	3
2.3. Elektroliz Olayı.....	4
2.3.1. Aşırı gerilim.....	4
2.3.2. Ayrışma gerilimi.....	6
2.3.3. Elektroliz karakteristiği.....	7
2.4. DC-DC Dönüştürücüler ve Senkron Buck Dönüştürücü Kullanma Gereksinimi.....	8
2.4.1. Düşüren(Buck) dc-dc dönüştürücü.....	8
2.4.2. Yükselten(Boost) dc-dc dönüştürücü.....	8
2.4.3. Düşüren senkron dc-dc dönüştürücü kullanma gereksinimi	9
3. D.A. D.A. SENKRON BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI.....	11

Sayfa

3.1. Amaç.....	11
3.2. Çalışma İlkesi.....	11
3.3. Eleman Değerlerinin Hesaplanması.....	12
3.4. Tasarlanan Devrenin Orcad Yazılımı ile Simüle Edilmesi.....	14
3.5. Kullanılacak Endüktans İçin Çekirdek Hesabı.....	16
4. SENKRON D.A. – D.A. BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ.....	18
4.1. Giriş.....	18
4.2. Ortalama Durum Uzayı Tekniği ile Çıkış Gerilimi ile Anahtarlama İşareti Arasındaki Transfer Fonksiyonunun Bulunması	18
4.3. Darbe Genişlik Modülatörünün $\tilde{d}(s)/\tilde{V}_c(s)$ Transfer Fonksiyonu.....	25
4.4. Geri Besleme Düzeneginin Kompanzasyonu.....	26
4.5. Kompanze edilmiş buck dönüştürücünün simulink yaklaşımı.....	31
5. SİSTEM TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	33
5.1. Giriş.....	33
5.2. Tasarım.....	33
5.2.1. Ana besleme ve yardımcı güç kaynağı.....	34
5.2.2. Sürücü kartı ve PIC 16F877 işlemcisi.....	35
5.2.3. Güç katı ve soğutucu.....	36
5.2.4. İşlemci yazılımı ve sistem akış diyagramı	38
5.3. Deneysel Çalışma.....	41
SONUÇ VE ÖNERİLER.....	50
KAYNAKLAR.....	51
EKLER.....	53
EK-1 Elektrolizle ilgili örnek problem çözümleri.....	54

Sayfa

EK-2 Kullanılan sürücü devresi ve mikroişlemci elektronik devre şeması.....	57
EK-3 Kullanılan sürücü kartının baskı devre şeması	58
EK-4 PIC 16F877'nin genel özellikleri.....	59
EK-5 PIC Mikroişlemciye ait yazılan program.....	66
EK-6 Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları.....	80
ÖZGEÇMİŞ.....	102

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 5.1. Paslanmaz çelik elektrot ile elde edilen akım ve gerilim değerleri.....	45
Çizelge 5.2. Alüminyum elektrot ile elde edilen akım ve gerilim değerleri.....	47
Çizelge 5.3. Normal koşullarda değişik akımlarda elde edilebilecek gaz miktarları.....	49

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Yenilenebilir enerji sistemleriyle beraber hidrojen üretim şeması	4
Şekil 2.2. Bir elektroliz hücresinde akım ve elektronların yönü	5
Şekil 2.3. Düşüren dc-dc devre şeması.....	8
Şekil 2.4. Yükseltici dc-dc. dönüştürücü.....	9
Şekil 3.1. Tasarımı yapılan senkron buck dönüştürücü devresi.....	10
Şekil 3.2. Senkron buck dönüştürücünün değişik çalışma durumları.....	12
Şekil 3.3. ORCAD benzetim çalışmalarında kullanılan devre şeması.....	14
Şekil 3.4. Orcad simülasyonu ile endüktans akım ve gerilimlerinin elde edilmesi.....	15
Şekil 3.5. Orcad simülasyonu ile birinci MOSFET'in akım ve geriliminin elde edilmesi.....	15
Şekil 3.6. Orcad simülasyonu ile ikinci MOSFET'in akım ve geriliminin elde edilmesi.....	15
Şekil 3.7. Orcad simülasyonu ile çıkış akım ve gerilimlerinin elde edilmesi.....	16
Şekil 3.8. E core çekirdek için kataloktan ölçülecek kesit değerleri.....	17
Şekil 4.1. a) Geri beslemeli denetim birimi. b) Doğrusallaştırılmış geri besleme denetim düzeneği.....	18
Şekil 4.2. Anahtarın iletim ve tıkama durumlarında devrenin yapısı.....	19
Şekil 4.3. Kompanze edilmemiş devre için bode genlik ve faz çizimleri	24
Şekil 4.4. Darbe genişlik modülatörü.....	25
Şekil 4.5. Kazanç ve faz payları.....	27
Şekil 4.6. Hata kuvvetlendiricisi.....	27
Şekil 4.7. a)Kazanç grafiği. b)Hata kuvvetlendiricisi.....	28
Şekil 4.8. Hata kuvvetlendiricinin bode genlik ve faz çizimleri.....	29

Şekil	Sayfa
Şekil 4.9. Hata kuvvetlendiricinin hesaplanan değerleri için bode genlik ve faz çizimleri.....	30
Şekil 4.10. Kompanzatör eklenmiş olan sistemin bode diyagramları	31
Şekil 4.11. Kompanze edilmiş buck dönüştürücünün benzetimi.....	32
Şekil 4.12. Simulink benzetiminin çıkış gerilimi.....	32
Şekil 5.1. Senkron düşüren dönüştürücü ile tasarlanan elektroliz sisteminin basit şeması.....	33
Şekil 5.2. Senkron düşüren dönüştürücünün basit elektronik devresi.....	34
Şekil 5.3. Anahtarlama sinyalleri ve oluşturulan boşluk.....	35
Şekil 5.4. Sistem Akış Diyagramı.....	39
Şekil 5.5. Deneysel devrede ölçüm yapılan büyüklükler	41
Şekil 5.6. Giriş gerilimi (en alt; 10 V/div), giriş akımı (orta; 25 A/div) ve girişten çekilen güç (üst; 200 VA/div).....	41
Şekil 5.7. Birinci mosfet için bir periyot boyunca mosfet akım ve gerilimleri.....	42
Şekil 5.8. İkinci mosfet için bir periyot boyunca mosfet akım ve gerilimleri.....	42
Şekil 5.9. Endüktör akım (üst; 10 A/div) ve gerilimi (alt; 5 V/div).....	43
Şekil 5.10. Yük üzerindeki gerilim (alt; 1 V/div), akım (orta; 10 A/div) ve çıkış gücü (üst; 20 VA/div).....	43
Şekil 5.11. Paslanmaz çelik ile elde edilen akım ve gerilimin elektrotlar arasındaki açıklıkla değişimi.....	46
Şekil 5.12. Çözelti toplam direncinin değişimi.....	46
Şekil 5.13. Alüminyum elektrot ile elde edilen akım ve gerilimin elektrotlar arasındaki açıklıkla değişimi.....	47
Şekil 5.14. Alüminyum plaka için çözelti toplam direncinin değişimi.....	47
Şekil 5.15. Üretilen gaz miktarı (litre/saat) ile elektrotlar arası mesafenin değişimi.....	49

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 5.1. Elektroliz için kullanılan ölçekli kap ve elektrotların konumu.....	44
Resim 5.2. Kontrol kartı, güç ünitesi ve soğutucu üzerine bağlanmış mosfetler.....	44
Resim 5.3. Elektroliz sistemi için hazırlanan deney düzeneği.....	45

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler

W_o

ξ

Açıklama

Rezonans frekansı

Değişik parametrelere bağlı
bir değişken

Kısaltmalar

A/D(Analog/Digital)

D/A(Digital /Analog)

LCD(Liquid Cyrstal Display)

PIC(Programable İntegreted Curcuit)

D(Duty Cycle)

PEMFC(Proton Exchange membrane fuel cell)

HRI(Hidrojen Research Institute)

D.A.

PWM(Pulse Width Modulation)

Açıklama

Analog/Sayısal

Sayısal/Analog

Likit Kristal Ekran

Programlanabilir Tümleşik Devre

Doluluk Oranı

Yakıt Hücresi

Hidrojen Araştırma Enstitüsü

Doğru Akım

Darbe Genişlik Modülasyonu

1.GİRİŞ

Günümüzde teknolojinin her alanındaki hızlı gelişmelere paralel olarak enerjinin dönüşümü, bunun bir parçası olarak da DC-DC dönüştürücüler güç elektroniğinin bir uygulaması olarak büyük önem kazanmıştır. Bu sahada alternatif yaklaşımlar geliştirilmiş ve geliştirilmeye de devam edilmektedir. Bunların en belirgin uygulama alanları olarak yenilenebilir enerji kaynakları, endüstriyel sistemler, elektrikli taşıtlar ve uzay araçları sayılabilir[1].

Yenilenebilir enerji kaynaklarından güneş ve rüzgar enerjileri gün içerisinde ve mevsimlere göre değişkenlik gösterdiğinden, bu kaynaklardan üretilen enerjinin depolanması büyük önem taşımaktadır. Enerjinin depolanması için kullanılan en yaygın yöntem enerjiyi elektriksel olarak akülerde depolamaktır. Yüksek güçlerde ise bu çok yüksek maliyetli ve verimli olmayan bir yöntemdir. Dolayısıyla enerjinin farklı şekillerde depolanması ve kullanılması için çözüm üretmek gerekmektedir. Son dönemlerde seçenek olarak önerilen çözümlerden biri mekanik pil olarak bilinen volanlar (flywheel), diğeri de elektrik enerjisinden suyun elektrolizi yoluyla hidrojen elde etmek ve hidrojeni sıkıştırarak depolamaktır[2,3].

DC-DC dönüştürücülerin istenen bir çıkış gerilimini sabit ve sürekli olarak verebilmesi arzulanır. Burada elektronik elemanlar üzerinde meydana gelen kayıplar ve gerilim düşümleri çıkış gerilimini ve dolayısıyla da çıkışa aktarılan gücü de olumsuz etkilemektedir. Bu nedenle dönüştürücülerin tasarımı ve denetimi büyük önem kazanmaktadır.

Bu çalışmada, güneş enerjisinden elde edilen elektrik enerjisi yardımıyla suyun elektrolizini yaparak ve hidrojen elde etmekte kullanılacak bir dc-dc dönüştürücü devrenin analizi ve tasarımı yapılmış, devre gerçekleştirilerek denenmiştir. Elektroliz işlemi için gerekli tipik gerilimin 1,7-2 V civarında olması gerektiği gerçeğinden hareketle, güneş panellerinin çıkışındaki 12 V düzeyindeki dc gerilimden 2 V civarında dc gerilim üretecek, 25 A düzeyinde çalışabilecek düşüren senkron (senkron buck) türü bir dönüştürücü topolojisi seçilmiştir. Bu dönüştürücü ayrıntılı

olarak incelenmiş, dönüştürücü için kararlı bir denetim algoritması geliştirilmiş, devrenin bir prototipi yapılmıştır. Denetim amacıyla PIC 16F877 mikroişlemci kullanılmıştır [4-7].

Bu tezin ikinci bölümün de, hidrojen üretmek için kullanılan elektroliz yöntemine neden ihtiyaç duyulduğu, elektrolizin yenilenebilir enerji kaynakları ile ilişkisi ele alınmış olup elektroliz olayı, elektroliz olayının yük durumları ve matematiksel olarak modellenmesi incelenmiştir [6,7].

Üçüncü bölümde, DC-DC dönüştürücüler ve DC-DC senkron buck dönüştürücünün tasarımı ve çalışma ilkesi üzerinde durulmuş olup senkron buck dönüştürücünün matematiksel modelleri ve simülasyonları ile denetimi üzerinde durulmuştur[8-10].

Dördüncü bölümde, gerçekleştirdiğimiz sistemin tasarımı yapılmış ve sayısal benzetimi yapılmıştır.

Beşinci bölümde, laboratuvar ortamında gerçekleştirilen çalışmalara yer verilmiş, bunlarla ilgili sonuçlar ele alınmıştır.

Altıncı bölümde elde edilen sonuçlar ve yapılan çalışmalar değerlendirilip daha iyi bir çözüm için nelerin yapılabileceği üzerinde durulmuştur.

Tezde kullanılan elektronik bileşenlere ait bilgi sayfaları, örnek problem çözümleri, ve yazılımlar da “Ekler” bölümünde yer almaktadır.

2. ELEKTROLİZ

2.1. Giriş

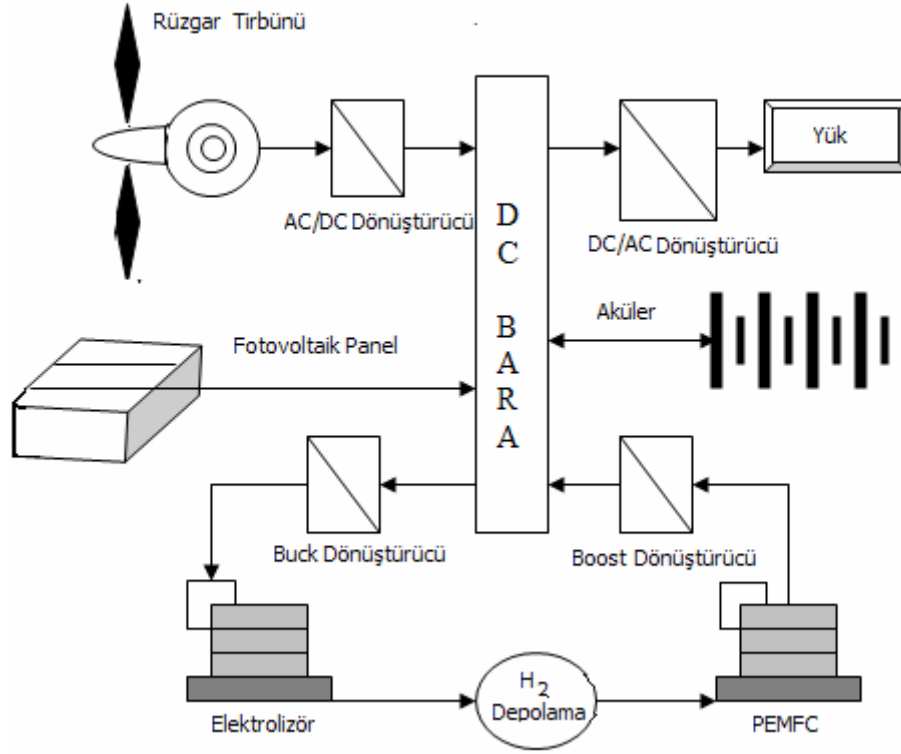
Dünyada fosil kaynakların azalması ve çok da uzak olmayan bir sürede bitecek olması, buna karşılık enerji ihtiyacının sürekli olarak artması insanlığı yeni çözümler üretmeye zorlamaktadır. Bu noktada yenilenebilir enerji sistemleri gündeme gelmeye başlamış ve bir çok ülkede kullanılmaya başlanmıştır. Ancak kullanıcıların enerjiye her zaman aynı miktarlarda ihtiyaç duymaması, rüzgar ve güneş gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının her zaman aynı miktarda enerji üretememesi, ve burada barajlarda suyun depolanması veya maden, petrol gibi yer altı kaynaklarının depolanması gibi bir durum söz konusu olmadığı için yenilenebilir enerji sistemleri için enerjinin depolanması çok büyük bir sorun teşkil etmektedir. Güneş ışınlarını veya rüzgarı doğrudan depolama imkanı yoktur. Geleneksel olarak bu kaynaklardan elde edilen enerji akülerde depolanmaktadır. Ancak akülerde depolama pahalı bir çözüm olup, yüksek güçlerde enerji depolamak için çok büyük sayı ve hacimlerde akü kullanılması zorunluluğu bu yöntemi kullanışsız kılmaktadır. İşte bu noktada elektroliz olayı alternatif bir çözüm olarak karşımıza çıkmaktadır. Dünyada en çok bulunan madde olan suyun ayrıştırılması ve hidrojen elde edilmesi, hidrojenin depolanması ve daha sonra yakıt hücresinde yakılarak yeniden sisteme enerji vermesi düşünülmektedir. Hidrojen gazının depolanması hem kapladığı alan açısından hem de kolayca kullanılabilmesi açısından kolay bir çözüm olarak karşımıza çıkmaktadır.

2.2. Yenilenebilir Enerji Kaynakları, Hidrojen Depolama ve Yakıt Hücresi

Çevrimi

Hidrojen araştırma enstitüsü (HRI) Şekil 2.1’de gösterilen bir yenilenebilir enerji sistemi ile beraber çalışan hidrojen formunda enerji üreten ve depolayan bir sistem geliştirmiştir. Bu sistemde bir rüzgar türbini, bir fotovoltaiik panel, akü sistemi, hidrojenin çevrim sistemi ve yükün bağlı olduğu bir DC bara yer almaktadır. Baradan alınan DC yük bir düşüren (buck) dc-dc dönüştürücüyle beraber elektroliz yapılacak gerilime düşürülür. Elektroliz kabında elde edilen hidrojen gazı bir başka

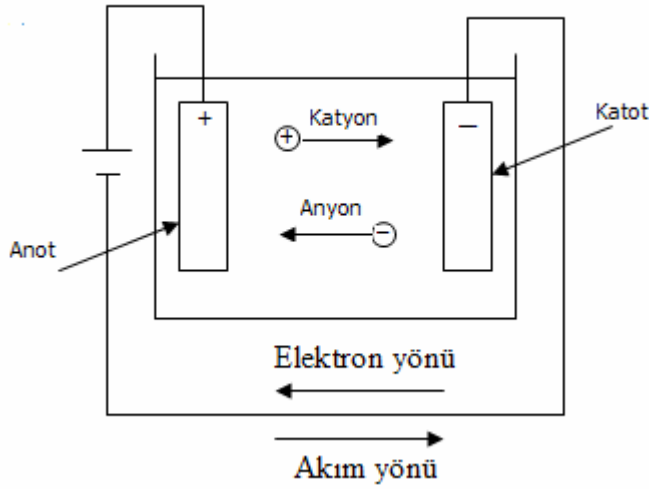
kapta istenen yoğunlukta depolanabilir. Burada depolanan hidrojen gazı daha sonra yakıt hücresinde (PEMFC) kullanılarak elektrik enerjisine dönüştürülmekte ve yükselten (boost) dc-dc dönüştürücü ile beraber istenen değerde yeniden DC baraya gönderilmektedir[3].



Şekil 2.1. Yenilenebilir enerji sistemleriyle beraber hidrojen üretim şeması

2.3. Elektroliz Olayı

Bir elektrik iletkenliğine sahip çözelti içerisine iki elektrot daldırılıp, bu hücreye dıştan bir akım uygulayarak elektrotlarda kimyasal reaksiyonlar meydana getirilmesi olayına elektroliz denir. Elektrolizin meydana gelmesi için, hücreye anot ve katot denge potansiyellerinin toplamından daha büyük potansiyelde bir gerilimin uygulanması gerekir. Bir elektroliz hücresinde elektron akış yönü ve akım yönü Şekil 2.2’de görülmektedir.



Şekil 2.2. Bir elektroliz hücresinde akım ve elektronların yönü

Katotta yürüyecek olan indirgenme reaksiyonları için elektrona ihtiyaç vardır. Bu elektronlar dış akım kaynağından sağlanır. Elektroliz hücresinde de akım yönü katottan anoda doğrudur. Bir elektroliz hücresi ve bir pıl arasında elektro kimyasal olaylar açısından bir fark yoktur. Aradaki fark pillerde anot ve katot reaksiyonlarının kendiliğinden yürümesidir. Elektroliz hücresinde dışardan uygulanan gerilim ile anot ve katot potansiyelleri denge potansiyellerinden daha yüksek bir değere çıkarılarak kimyasal reaksiyonların oluşması zorlanır.

2.3.1. Aşırı gerilim

Devreden hiç akım geçmezken ölçülen elektrot potansiyellerine denge potansiyeli denir. Devreden akım geçince elektrot potansiyellerinde polarizasyon nedeniyle değişimler olur. Bir elektrodun akımsız halde ve akım altında ölçülen potansiyelleri arasındaki farka aşırı gerilim denir ve (η) ile gösterilir.

$$\eta = E_i - E_o \quad (2.1)$$

Burada, η :Aşırı gerilim, Volt

E_i :(i) akımı altında ölçülen elektrot potansiyeli, Volt

E_o :Akımsız (denge halinde) ölçülen elektrot potansiyeli, Volt

2.3.2. Ayırışma gerilimi

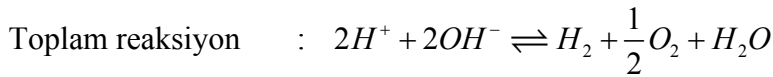
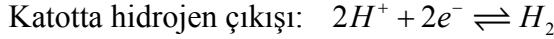
Bir elektrolizde, elektrot reaksiyonlarının başlaması için gerekli olan minimum potansiyele ayırışma gerilimi denir. Teorik ayırışma gerilimi anot ve katodun denge haline karşı gelen elektrot potansiyelleri Nernst denklemi ile hesaplanarak bulunabilir.

$$E_{AG} = E_{katot} - E_{anot}$$

Buradan elde edilen E_{AG} , teorik ayırışma gerilimi olup, anot ve katotta hiç aşırı gerilim olmadığı kabulüne dayanır. Bu değer aynı hücrenin EMK değerinin ters işaretlisidir. Buna zıt elektro motor kuvveti (zıt EMK) denir.

Ayırışma gerilimi= Zıt EMK

yazılabilir. Örneğin suyun elektroliz ile ayırışma reaksiyonu,



şeklinde yürür. Suyun elektrolizinde ayırışma gerilimi şöyle hesaplanır:

- Katot potansiyeli (oksidasyon olarak):

$$E_{katot} = E^0 - 0,059 / 2 \log(10^{-7})^2 = 0,413 \text{ Volt} \quad (2.2)$$

- Anot potansiyeli :

$$E_{anot} = E^o - 0,059 / 2 \log(1/10^{-7})^2 = -0,814 \text{ Volt} \quad (2.3)$$

- Suyun teorik ayırışma gerilimi,

$$E_{AG} = E_{katot} - E_{anot}$$

$$E_{AG} = 0,413 - (-0,814) = 1,227 \text{ Volt}$$

(2.4)

Bu değer suyun teorik ayrışma gerilimidir. Gerçekte suyun ayrışması için her iki elektrotta oluşan aşırı gerilimlerin de yenilmesi gerekir. Suyun gerçek ayrışma gerilimi 1,70 Volt' dan daha yüksektir.

2.3.3. Elektroliz karakteristiği

Hidrojen üretimi direk olarak akımla orantılıdır. Saf su için bir elektroliz tipinde, hücre gerilimleri arasındaki ilişki, I akımı ve T sıcaklığında 2.7 deki formülde verilmiştir.

$$V = [a_0 + a_1 T + b \ln(T) - (r_o / T) I] N_s \quad (2.5)$$

Bu bağıntıda;

N_s : Elektroliz hücrelerinin sayısı

a_0 , a_1 ve b deneysel olarak sonuçlanan ve elektrolizin tipine bağlı olan ve baca yapısında elektroliz parametreleridir.

r_o : Hücrelerin iç direncidir.

Elektrolizörün elektrik verimliliği η_e , ürünün akım verimliliği η_i , ve gerilim verimliliği η_v olmak üzere

$$\eta_e = \eta_i \cdot \eta_v \quad (2.6)$$

biçiminde ifade edilir. Burada:

$$\eta_v = \frac{V_o}{V} \quad (2.7)$$

$$\eta_i = \frac{C_c V_{el}}{N_s I} \quad (2.8)$$

V_{el} : Hidrojen üretim oranı

C_c : Dönüşüm sabiti

V_o : elektroliz reaksiyonları için terslenebilir voltaj

O halde elektroliz elektrik verimliliği:

$$\eta_I = \frac{C_c V_{el}}{N_s I} \cdot \frac{V_o}{V} \quad (2.9)$$

olarak bulunur.

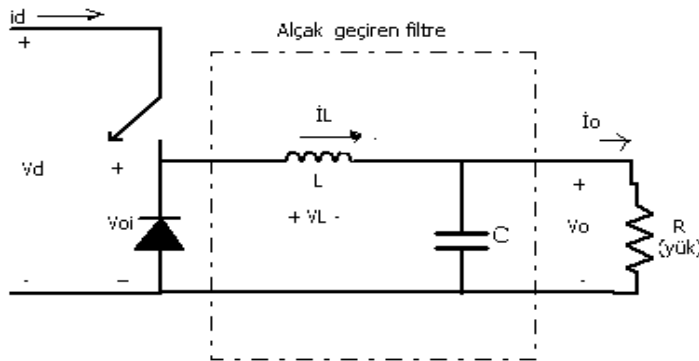
2.4. DC-DC Dönüştürücüler ve Senkron Buck Dönüştürücü Kullanma

Gereksinimi

Elektroliz, kullanılan hücre sayısına göre çeşitli gerilim düzeylerinde yapılabilir. Eldeki gerilim düzeyi ile elektroliz yapılacak gerilim düzeyi arasındaki farka göre, bir dc-dc dönüştürücü kullanımı gerekmektedir. Giriş geriliminin güneş pilinden alındığı düşünülürse, 2 V civarında bir elektroliz gerilimi elde etmek için düşüren (buck) türü bir dönüştürücü, 50 V civarında bir elektroliz gerilimi için yükselten (boost) türü bir dönüştürücü gereklidir.

2.4.1. Düşüren (Buck) dc-dc dönüştürücü

Adından da anlaşılacağı gibi çıkışında girişten daha düşük bir gerilim vardır. Çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki oran sabit olup doluluk oranı ile tanımlanır.



Şekil 2.3. Düşüren dc-dc devre şeması

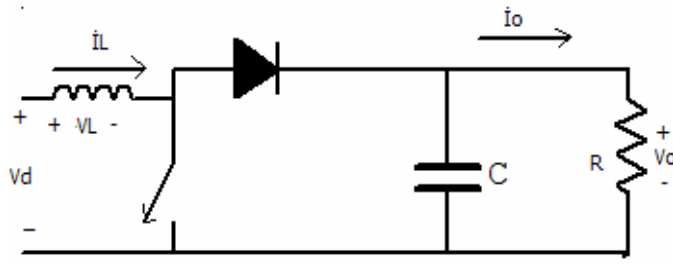
$$\frac{V_o}{V_d} = d$$

(2.10)

2.4.2. Yükseltici (Boost) dc-dc dönüştürücü

Çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek olduğu dönüştürücü türüdür. Çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki oran aşağıdaki bağıntıyla verilir.

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.11)$$



Şekil 2.4. Yükseltici dc-dc dönüştürücü

2.4.3. Düşüren senkron dc-dc dönüştürücü kullanma gereksinimi

Hidrojen üretim sisteminde görüldüğü gibi DA bara gerilimi elektroliz için ihtiyaç duyulan gerilimden oldukça fazladır. Dolayısıyla bu gerilimi elektroliz için ihtiyaç duyulan 1,23 V ile 2,06 V arasında bir gerilime indirmek gerekir. Bu, düşüren tür bir dc-dc dönüştürücü kullanımını gerektirir.

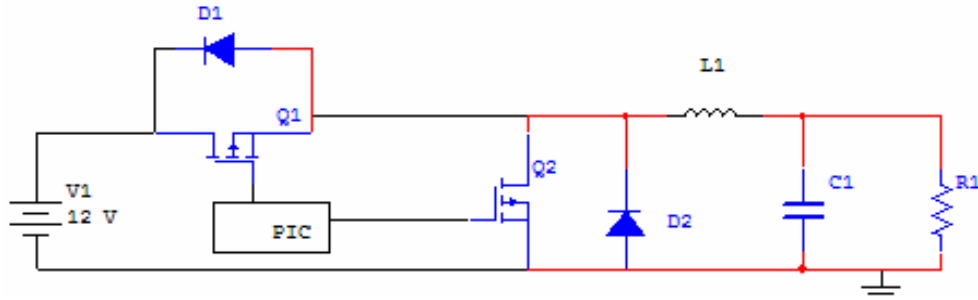
Elektroliz işlemi sonucunda yeteri kadar hidrojen üretmek için sistemden yüksek akımlar geçirmek gerekecektir. Özellikle yüksek akımlar söz konusu olduğunda, düşük çıkış gerilimli dönüştürücülerin verimleri de çok düşük olur. Bunun nedeni, anahtar ve serbest döngü diyotu üzerindeki gerilim düşümlerinin çıkış gerilimi ile karşılaştırılabilir boyutlarda olmasıdır. Bu sorunun çözümü için önerilen yöntem

düşüren senkron dönüştürücü kullanmaktır. Bu dönüştürücüde serbest döngü diyotu yerine ikinci bir yarıiletken anahtar kullanılır. Gerilimin düşük olması nedeniyle anahtar olarak genellikle MOSFET kullanılır. Bu elemanlar iletimdeyken küçük bir direnç gibi davrandığından ve IGBT ve diyotlar gibi sabit bir gerilim düşümleri olmadığından, senkron dönüştürücülerin verimi yüksek olur.

3. D.A.-D.A. SENKRON BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

3.1. Amaç

12 V dc giriş geriliminden 2 V dc çıkış gerilimi elde etmek amacıyla 50 W gücünde bir senkron buck dönüştürücünün tasarımı amaçlanmaktadır. Dönüştürücü, bir güneş pilinden veya güneş pili ile doldurulmuş bir bataryadan beslenecek olup, H₂ üretmek üzere elektroliz işleminde kullanılacaktır. Tasarımı yapılacak olan sistemin genel yapısı Şekil 3.1’de gösterilmektedir.



Şekil 3.1. Tasarımı yapılan senkron buck dönüştürücü devresi

3.2. Çalışma İlkesi

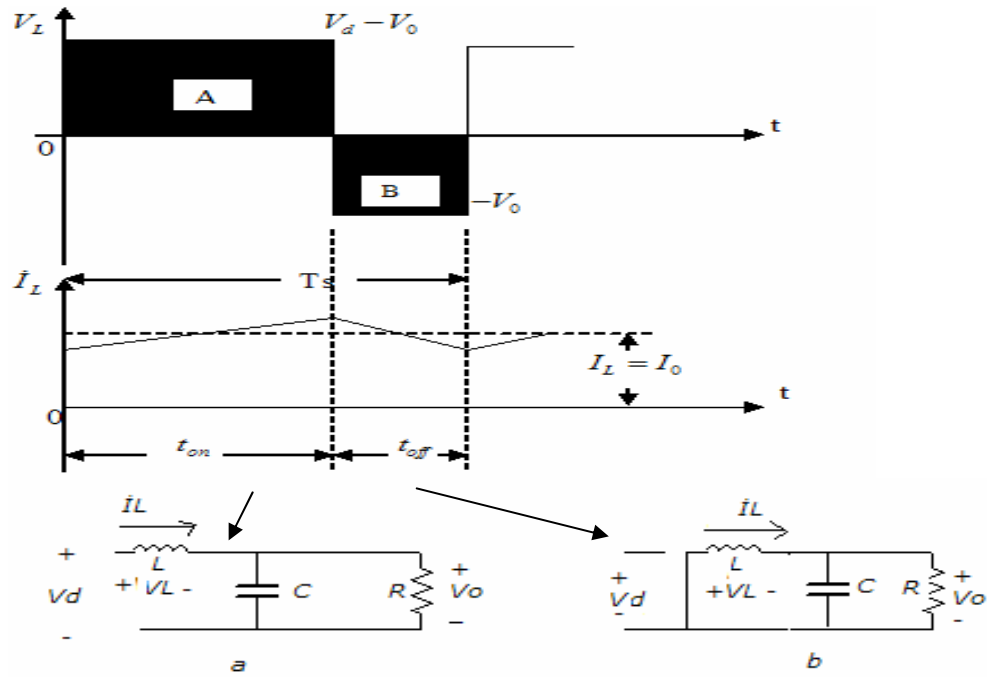
Endüktans akımının sürekli olduğu durum için alçaltıcı (buck) dönüştürücünün çalışması, ilgili dalga biçimleri yardımıyla, Şekil 3.2’de gösterilmektedir.

Anahtar iletimde iken kaynaktan gelen enerji endüktans akımını sabit bir eğimle arttırırken, anahtarın kesime sokulmasıyla, endüktans akımı senkron MOSFET üzerinden serbest döngü yapmaya başlar. Bunun için bu MOSFET’in kapısına gerilim uygulanması gereklidir. Kapı geriliminin olmaması durumunda akım diyot üzerinden dolaşır ve gerilim düşümü daha yüksek olur.

3.3. Eleman Değerlerinin Hesaplanması

Devre tasarımı aşağıda adım adım verilmektedir:

$$V_o = V_d \cdot D \quad (3.1)$$



Şekil 3.2. Senkron buck dönüştürücünün değişik çalışma durumları

(3.1) bağıntısı düşüren tür dönüştürücülerin sürekli akım çalışması durumundaki giriş çıkış ilişkisini tanımlar. Hedeflenen çıkış gerilimi 2 V olduğu için, yaklaşık 1 V da gerilim düşümü payı bırakarak, gerekli anahtar doluluk oranı şu biçimde hesaplanır:

$$D = \frac{V_o}{V_d} = \frac{3}{12} = 0,25 \quad (3.2)$$

Hedeflenen yük akımı kapasitesi $I_L = I_o = 25A$ olduğundan, yükün alması gereken en küçük değer

$$V = I \cdot R = 2V = 25 \cdot R \rightarrow R = 0,08\Omega \quad (3.3)$$

olarak hesaplanır. Çıkış gerilimindeki dalgalanma %10 seçilirse;

$$\Delta V_o = 2 \times 0,1 = 0,2V \quad (3.4)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \times 0,5 \times \frac{\Delta I_L}{2} \times \frac{T_s}{2} = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8C} \quad (3.5)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) \cdot T_s \quad (3.6)$$

Buradan iki ifade birleştirilecek olursa;

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (3.7)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \cdot \frac{T_s^2 (1-D)}{8CL} \Rightarrow f = 20kHz \text{ için anahtarlama periyodu;} \quad (3.8)$$

$$T_s = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50\mu s \text{ olarak bulunur. Bu değer 3.7 de kullanılırsa;} \quad (3.9)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \cdot \frac{(50 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 0,75}{CL} \quad (3.10)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \cdot \frac{2500 \cdot 10^{-12} \cdot 0,75}{CL} = \frac{1}{10} \Rightarrow CL = 2500 \cdot 10^{-12} \quad (3.11)$$

Sınır değer

$$I_{LB} = I_{0B} \text{ olmalı} \quad (3.12)$$

$$i_L \text{ tepe} = 2 \cdot I_{LB} (D = 0,5 \text{ için}) \quad (3.13)$$

Şekil 3.2 den

$$\frac{I_c}{T_s \frac{V_d}{2L} \leftarrow I_{LB\max}} \cong 0,60 \Rightarrow I_{LB\max} = \frac{25}{0,6} = 41,6 \text{ Amper} \quad (3.14)$$

$$I_{LB\max} = \frac{T_s V_o}{2L} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 2}{2L} = 41,6$$

(3.15)

Alt sınır değeri

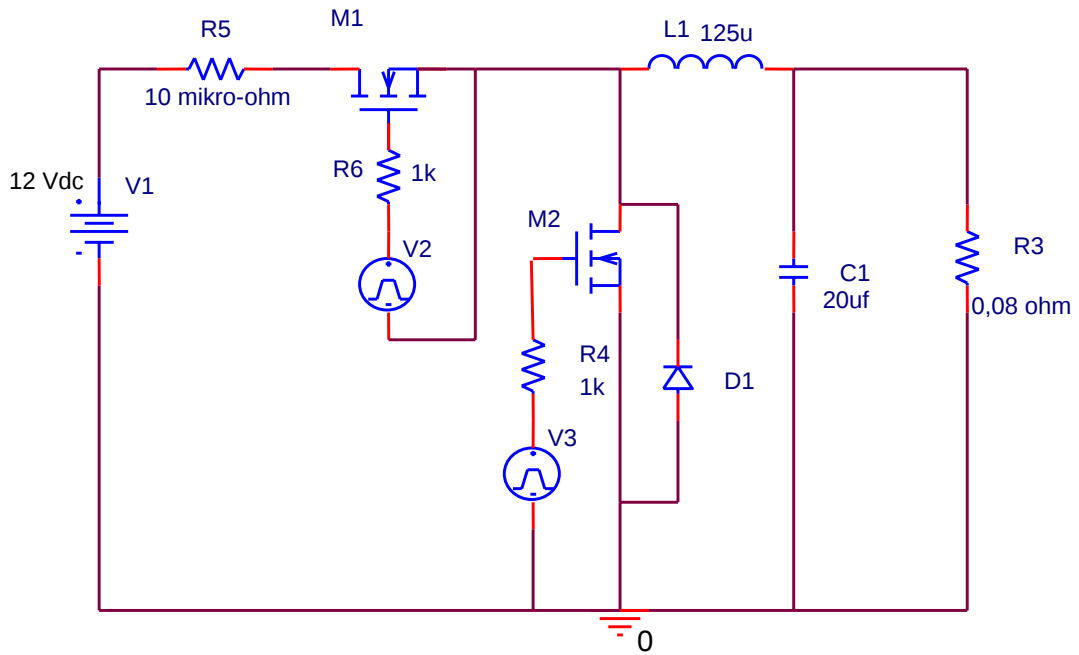
$$L = \frac{100}{83,2} \cdot 10^{-6} = 1,19 \mu\text{H}$$

Örneğin

C=20uF için L=125μH olur.

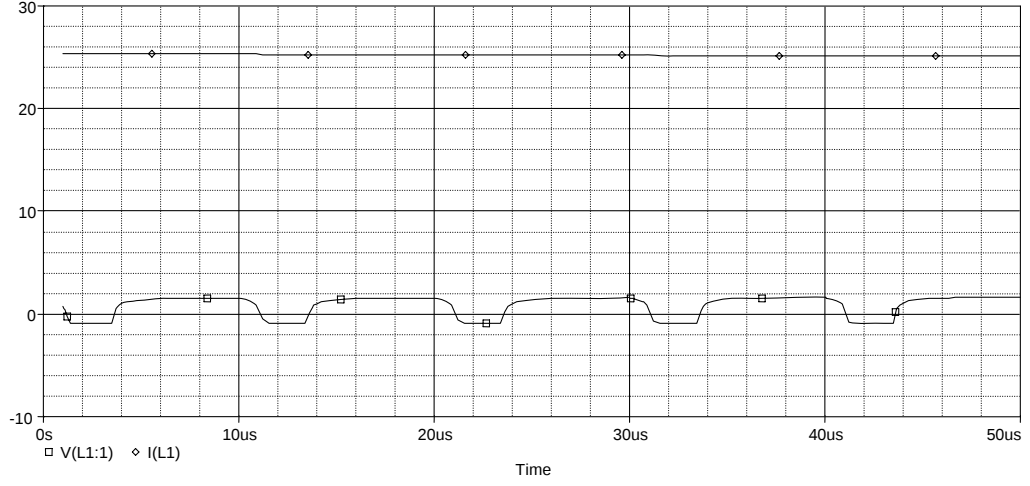
3.4. Tasarlanan Devrenin ORCAD Yazılımı İle Simüle Edilmesi

Tasarlanan dönüştürücünün sayısal benzetimi ORCAD yazılımı kullanılarak yapılmıştır. Benzetimde kullanılan devre şeması ve parametreler Şekil 3.3'de verilmektedir. Çıkış kondansatörünün değeri 20 μF olarak seçilmiştir.



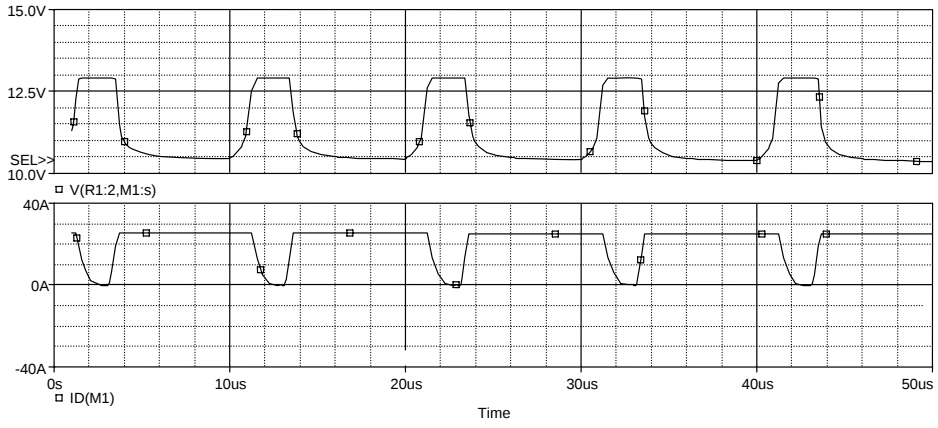
Şekil 3.3. ORCAD benzetim çalışmalarında kullanılan devre şeması

Şekil 3.4 ve Şekil 3.5, benzetim sonucu elde edilen bazı dalga biçimlerini göstermektedir.

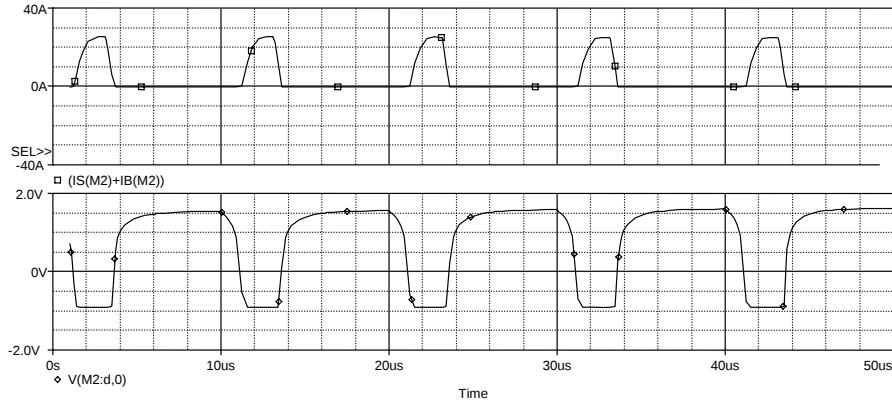


Şekil 3.4. Orcad simülasyonu ile endüktans akım ve gerilimlerinin elde edilmesi

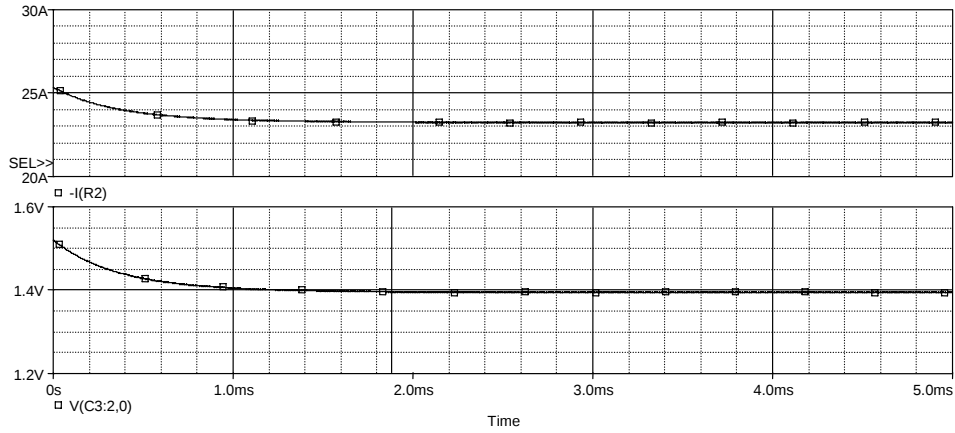
Aynı devrede Mosfetlerin akım ve gerilimleri ile çıkış gerilimini simüle edersek;



Şekil 3.5. Orcad simülasyonu ile birinci mosfetin akım ve geriliminin elde edilmesi



Şekil 3.6. Orcad simülasyonu ile ikinci MOSFET'in akım ve geriliminin elde edilmesi



Şekil 3.7. Orcad simülasyonu ile çıkış akım ve gerilimlerinin elde edilmesi

3.5. Kullanılacak Endüktans İçin Çekirdek Hesabı

Devrede kullanılacak $125 \mu\text{H}$ değerindeki endüktansın tasarımı için, endüktans akımı değerinin de kullanılması gereklidir. Akım 25 A olduğu için, endüktans üzerinde depolanabilecek maksimum enerji

$$LI^2 = (0,125 \times 10^{-3}) \times 25^2 = 78,12 \times 10^{-3} \quad (3.16)$$

olarak bulunur. Endüktans tasarımında kullanılan Hanna eğrilerinden, skalanın orta noktasında

$$\frac{LI^2}{Hacim} = 5.10^{-4} \Rightarrow \frac{78,12 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-4}} = 125 \text{ cm}^3 \quad (3.17)$$

bulunur. E core 43007 den 48020 ye kadar en yakın hacim değeri $72,1 \text{ cm}^3$ olarak seçilmiştir. Bu hacim değeri için $l_e=18,5\text{cm}$ ve $W_a=7,91 \text{ cm}^2$ (pencere boşluğu) olarak verilmektedir.

Yeni seçilen hacim değeri için

$$\frac{LI^2}{Hacim} = \frac{78,12 \times 10^{-3}}{72,1} = 1,083 \times 10^{-3} \quad (3.18)$$

Hanna eğrisinden bakarsak $\frac{LI^2}{Vol}$ ye karşılık gelen F eğrisi için

$$\frac{\Delta l}{l_e} = 0,0229 \text{ ve } H=70 \text{ olarak bulunur.} \quad (3.19)$$

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l} \rightarrow N = \frac{H \cdot l}{0,4 \cdot \pi \cdot I} \quad (3.20)$$

$$N = \frac{70 \times 18,5}{0,4 \cdot \pi \cdot 25} = 41,24 \text{ Buradan } N=42 \text{ sarım olarak bulunur.} \quad (3.21)$$

$I_{dc}=25\text{A}$ için kablo kesiti $2,5 \text{ mm}^2$ seçildi (TS9759, IEC227'ye göre).

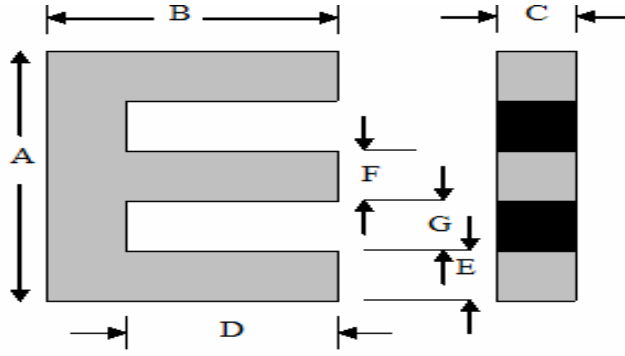
$$A_w = 2,5 \times 10^{-2} = 25 \times 10^{-3} \quad (3.22)$$

$$\text{Gerekli pencere aralığı } W_A = 25 \times 10^{-3} \times (42 / 0,4) = 26,25 \times 10^{-2} \Rightarrow 2,83 \text{ cm}^2 \quad (3.23)$$

45528-EC çekirdek için pencere aralığı $W_a=2,83 \text{ cm}^2$ olarak belirtilmektedir. İsteğe bağlı olarak bir boy küçük veya büyük seçim yapılabilir. Ya da 45021-EC için $1,78 \text{ cm}^2$ seçilebilir[5].

$$\text{Hava aralığı hesabı 45528-EC için } \frac{\Delta l}{l_e} = 0,0229 \text{ } l_e=12,3\text{cm} \quad (3.24)$$

$$\Delta l = 0,0229 \times 12,3 = 0,28 \text{ cm hava aralığı bırakılmalıdır.} \quad (3.25)$$



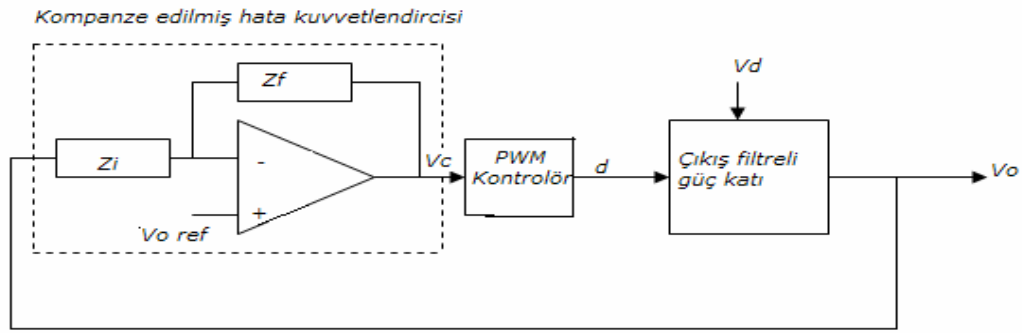
Şekil 3.8. E core çekirdek için katalogdan ölçülecek kesit değerleri

Kullanılan diğer elemanlara ait hesaplamalar beşinci bölümde verilmiştir.

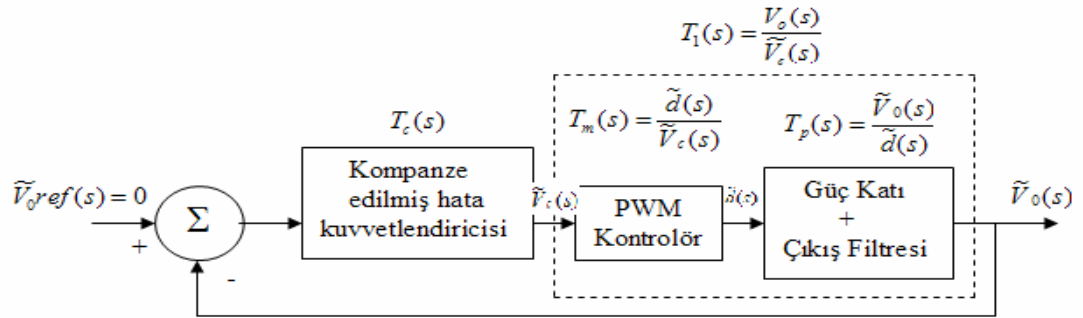
4. SENKRON D.A.-D.A. BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ

4.1. Giriş

Bu bölümde, daha önce güç devresi tasarlanan dönüştürücünün denetim devresinin tasarımı yapılacaktır. Denetim için Şekil 4.1’de blok diyagramı gösterilen yöntemden yararlanılacaktır. Denetim sisteminin amacı, çıkıştan alınan gerilim geri beslemesi işareti ile çıkış geriliminin istenen bir düzeyde sabit tutulmasıdır.



(a)



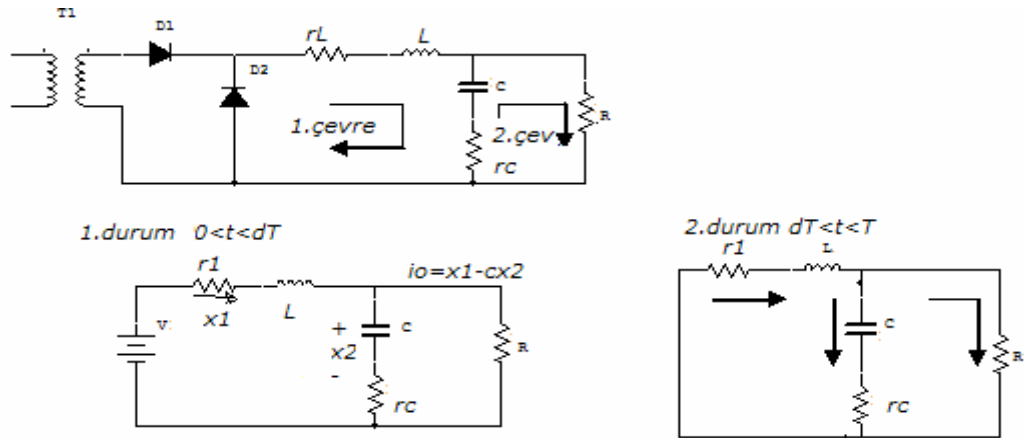
(b)

Şekil 4.1. a) Geri beslemeli denetim birimi. b) Doğrusallaştırılmış geri besleme denetim düzeneği.

4.2. Ortalama Durum Uzayı Tekniği ile Çıkış Gerilimi ile Anahtarlama İşareti Arasındaki Transfer Fonksiyonunun Bulunması

Anahtarlama devreleri için geri beslemeli denetim sistemlerinin tasarımında ortalama durum uzayı yönteminden yararlanılabilir. Bu yöntemde, anahtarın her bir konumu için devrenin durum denklemleri çıkartılır ve elde edilen denklem takımları,

anahtar konumlarının sürelerinin ağırlık fonksiyonu olarak kullanılmasıyla, ortalama tepkiyi verecek biçimde yeniden düzenlenir. İncelenen devrede anahtarın iki konumda aldığı durumlar Şekil 4.2’de gösterilmektedir.



Şekil 4.2. Anahtarın iletim ve tıkama konumlarında devrenin yapısı

Devrede iki tane enerji depolayan eleman olduğu için iki tane durum değişkeni vardır. Bu durum değişkenleri x_1 ve x_2 ile gösterilmekte olup, karşılıkları endüktans akımı ile kondansatör gerilimidir.

$$\begin{aligned} x_1 &= i_L \\ x_2 &= v_c \\ i_o &= i_L - i_c = i_L - C \frac{dv_c}{dt} = x_1 - C\dot{x}_2 \end{aligned} \quad (4.1)$$

$0 < t < dT$ aralığında (anahtarın iletim konumu) devre aşağıdaki eşitliklerle tanımlanır:

$$V_d = r_L x_1 + L\dot{x}_1 + x_2 + r_c C\dot{x}_2 \quad (4.2)$$

$$0 = -x_2 - r_c C\dot{x}_2 + R(x_1 - C\dot{x}_2) \quad (4.3)$$

Bu eşitlikler, ara işlemler yapılarak standart durum denklemi formuna sokulabilir.

İncelenen aralığa ilişkin durum denklemlerinin matris yapıda gösterimi şu biçimdedir:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_L + Rr_c + r_L r_c}{(R + r_c)L} & -\frac{R}{(R + r_c)L} \\ \frac{R}{(R + r_L)C} & -\frac{1}{(R + r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (4.4)$$

Bu eşitlik genel olarak

$$\dot{x} = A_1 X + B_1 u \quad (4.5)$$

biçiminde yazılabilir. Burada x , A_1 ve B_1 matrisleri

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_L + Rr_c + r_L r_c}{(R + r_c)L} & -\frac{R}{(R + r_c)L} \\ \frac{R}{(R + r_L)C} & -\frac{1}{(R + r_c)C} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

olarak tanımlanır.

Anahtarın tıkama konumunda olduğu $dT < t < T$ aralığında devreyi tanımlayan eşitlikler (4.7)'de verilmektedir.

$$0 = r_L x_1 + L\dot{x}_1 + x_2 + r_c C\dot{x}_2 \quad (4.7)$$

$$v_o = -x_2 - r_c C\dot{x}_2 = R(x_1 - C\dot{x}_2) \quad (4.8)$$

Bu eşitlikler de düzenlenerek durum uzayı bağıntıları elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_L + Rr_c + r_L r_c}{(R + r_c)L} & -\frac{R}{(R + r_c)L} \\ \frac{R}{(R + r_L)C} & -\frac{1}{(R + r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (4.9)$$

Bu eşitlikle Eş. 4.4 arasındaki tek fark, devrenin kaynağı olmadığı için B vektörünün elemanlarının sıfır olmasıdır.

Devre için iki ayrı aralıkta yazılan matris bağıntıları, geçerli oldukları zaman süreleri ile çarpılarak toplanır ve anahtarlama periyoduna bölünürse, ortalama durum uzayı denklemi elde edilmiş olur.

$$\dot{x} = dA_1X + (1-d)A_2X + dB_1u + (1-d)B_2u \quad (4.10)$$

Eş. 4.5 ile tanımlanan A_1 katsayılar matrisi ile ikinci aralık için tanımlanan A_2 matrisi aynı olduğundan, A_1 ve A_2 gibi iki ayrı matris tanımlamak yerine tek bir A matrisi kullanılabilir. B_2 vektörü de sıfır olduğundan Eş. 4.10 şu biçimde yeniden düzenlenebilir:

$$\dot{x} = AX + Bu \quad (4.11)$$

Burada

$$B = dB_1 \quad (4.12)$$

olarak alınmıştır.

R direncinin r_c ve r_L dirençlerinden çok büyük olduğu göz önüne alınırsa katsayı matrisi aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_c + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Devrede gözlenen büyüklük çıkış gerilimi olduğundan, çıkış geriliminin durum değişkenlerine bağlı olarak ifade edilmesi gereklidir:

$$v_o = x_2 - r_c(x_1 - v_o / R) \quad (4.14)$$

$$v_o = \frac{Rr_c}{R + r_c}x_1 + \frac{R}{R + r_c}x_2$$

Bu durumda, durum denklemleri takımının ikinci denklemi şu biçimde yazılır:

$$y = Cx = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R + r_c} & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Kondansatörün iç direncinin yük direnci yanında ihmal edilmesi durumunda C vektörünün yeni hali şöyle olur:

$$C = [r_c \ 1] \quad (4.16)$$

Çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki;

$$y = Cx = CA^{-1}Bu \quad (4.17)$$

biçiminde yazılır. Burada u ile V_d gerilimi tanımlandığından, ara işlemlerden sonra, transfer fonksiyonu;

$$\frac{V_o}{V_d} = -[r_c \ 1] \cdot \frac{LC}{1 + \frac{r_L + r_c}{R}} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{r_c + r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot d \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

biçimine dönüşür. Bu işlemlerin sonucunda transfer fonksiyonu

$$\frac{V_o}{V_d} = d \frac{R + r_c}{R + r_c + r_L} \approx d \quad (4.19)$$

olarak elde edilir. Bu sonuç, girişle çıkış arasındaki ortalama ilişkiyi vermektedir. Ancak, dinamik değişim bu bağtıda görülmemektedir.

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot [SI - A]^{-1} \cdot [[A_1 - A_2] \cdot x + (B_1 - B_2) \cdot V_d] + (C_1 - C_2)x \quad (4.20)$$

Bu ifadede $A_1 = A_2$ ve $B_2 = 0$, $C_1 = C_2$ olduğundan dolayı Eş. 4.20'deki gibi olur.

$$T_p(s) = c \cdot [SI - A]^{-1} \cdot B_1 \cdot V_d = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R + r_c} & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s + \frac{r_c + r_L}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_d \quad (4.21)$$

Eş. 4.21'deki 2 ye 2 lik matrisin tersini almak için Eş. 4.22'de önce determinantı alınmış Eş. 4.23'de de tersi alınmıştır.

$$\det[SI - A] = s^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c + r_L}{L}\right).s + \frac{r_c.r_L}{L.R_c} + \frac{1}{L.C} \quad (4.22)$$

$$[SI - A]^{-1} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{r_c + r_L}{L} + \frac{1}{RC}\right).s + \frac{1}{LC}\left(1 + \frac{r_c + r_L}{R}\right)} \cdot \begin{bmatrix} s + \frac{1}{R_L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s + \frac{r_c + r_L}{L} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Eş. 4.24’de gerekli sadeleştirmeler yapıldıktan sonra transfer fonksiyonu Eş. 4.25 deki gibi elde edilmiş olur.

$$T_p(s) = \frac{\frac{Vd}{L} \cdot \frac{R}{R + r_c}}{s^2 + \left(\frac{r_c + r_L}{L} + \frac{1}{RC}\right).s + \frac{1}{LC}\left(1 + \frac{r_c + r_L}{R}\right)} \cdot \left(r_c.s + \frac{r_L}{RC} + \frac{1}{C}\right) \quad (4.24)$$

$$T_p(s) = \frac{Vd}{L.C} \cdot \frac{(1 + s.r_c.C)}{s^2 + \left(\frac{r_c + r_L}{L} + \frac{1}{RC}\right).s + \frac{1}{LC}} \quad (4.25)$$

Eş. 4.25 deki ifadenin paydasındaki ikinci derecen ifade $s^2 + 2\xi w_o.s + w_o^2$ şeklinde yazılabilir. Bu durumda w_o ve ξ Eş. 4.26 ve Eş. 4.27 deki gibi olur.

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.26)$$

$$\xi = \frac{1}{2w_o} \left(\frac{r_c + r_L}{L} + \frac{1}{RC} \right) \quad (4.27)$$

$$Tp(s) = \frac{\tilde{V}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = Vd \cdot \frac{1 + s.r_c.C}{L.C(s^2 + 2\xi w_o.s + w_o^2)} \quad (4.28)$$

Eş. 4.28’in payındaki birinci dereceden ifade $(s + \frac{1}{r_c.C}).r_c.C$ olarak ve buradaki

$\frac{1}{r_c.C}$ ifadesi de w_z olarak yazılacak olursa;

$$T_p(s) = \frac{V_d \cdot r_c \cdot c \cdot (s + w_z)}{\frac{1}{w_o^2} \cdot (s^2 + 2\xi w_o s + w_o^2)} = V_d \cdot \frac{w_o^2}{w_z} \cdot \frac{s + w_z}{(s^2 + 2\xi w_o s + w_o^2)} \quad (4.29)$$

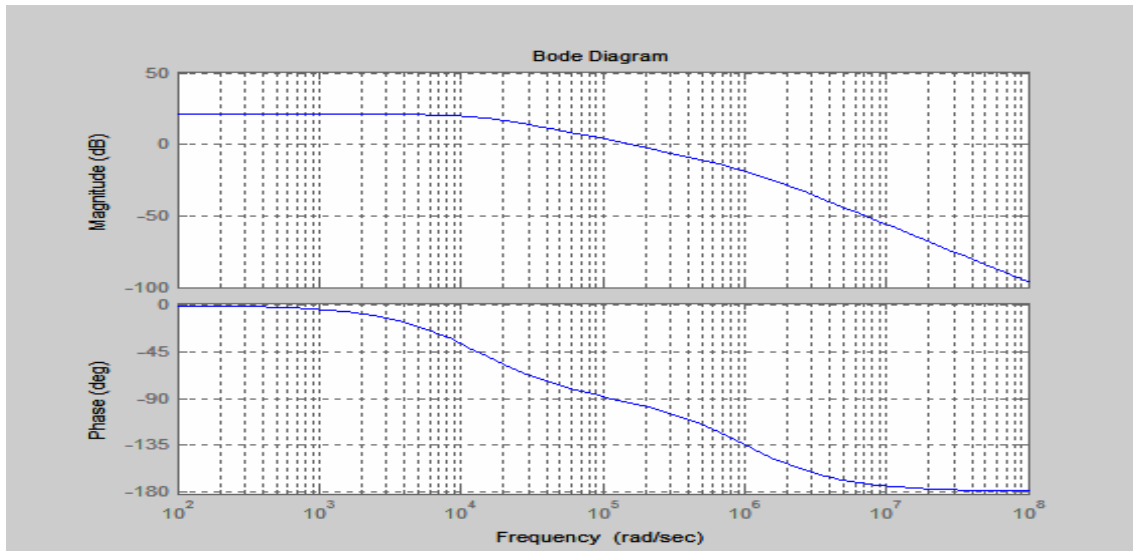
ifadesi elde edilir.

Bu transfer fonksiyonu için bizim tasarladığımız düşüren dönüştürücüye göre bode kazanç ve faz grafiklerini çizdirecek olursak öncelikle eleman değerlerini tasarladığımız devreye göre verirse $V_d=12V$, $r_c=0$, $r_c+rL=0$, $1/LC=0,25 \cdot 10^{10}$, $1/RC=0,625 \cdot 10^6$, $C=20\mu F$, $L=125\mu H$, $R=0,08 \text{ ohm}$.

$$T_p(s) = \frac{12}{125 \cdot 10^{-12} \cdot s^2 + 62,5 \cdot 10^4 s + 25 \cdot 10^8} \quad (4.30)$$

$$T_p(s) = \frac{12}{125 \cdot 10^{-12} s^2 + 78,12 \cdot 10^{-6} s + 0,312} \quad (4.31)$$

Bu fonksiyonu matlab programında çizdirdiğimiz de



Şekil 4.3. Kompanze edilmemiş devre için bode genlik ve faz çizimleri

$$W_o = 10^5, W_z = 10^6 \text{ 'dir.} \quad (4.32)$$

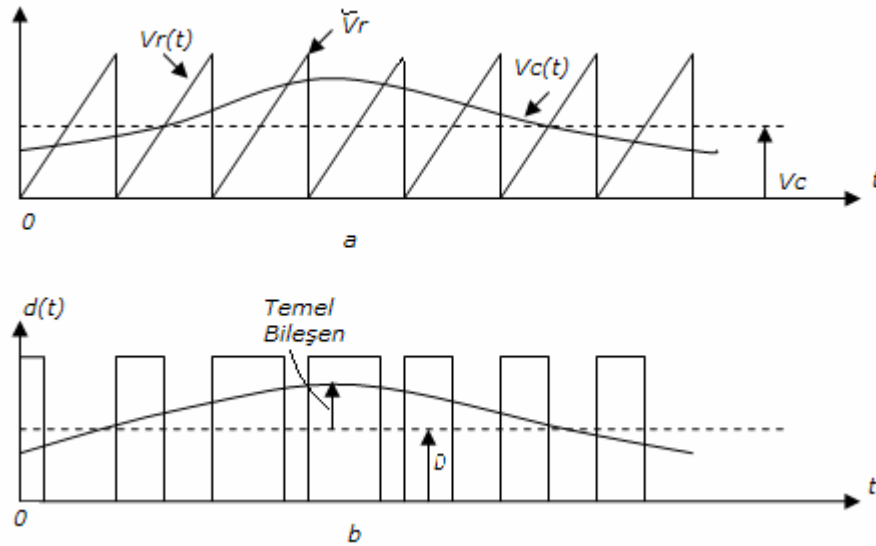
4.3. Darbe Genişlik Modülatörünün $\tilde{d}(s)/\tilde{V}_c(s)$ Transfer Fonksiyonu

Denetim gerilimi, bir doğru gerilim bileşeni ve küçük sapmalar içeren alternatif bileşenden oluşur.

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \quad (4.33)$$

Kontrol gerilimindeki alternatif sapmalar;

$$\tilde{v}_c(t) = a \cdot \sin(\omega t - \Phi) \text{ şeklindedir.} \quad (4.34)$$



Şekil 4.4. Darbe genişlik modülatörü

$$d(t) = \begin{cases} 1 & V_c(t) \geq V_r(t) \\ 0 & V_c(t) \leq V_r(t) \end{cases} \quad (4.35)$$

$$d(t) = \frac{V_c}{\tilde{V}_r} + \frac{a}{\tilde{V}_r} \sin(\omega t - \Phi) + \text{yüksek frekanslı bileşenler} \quad (4.36)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (4.37)$$

Buradan modülatörün transfer fonksiyonu:

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{V}_c(s)} = \frac{L \left\{ \frac{a}{\dot{V}_r} \sin(\omega t - \Phi) \right\}}{L \{ a \cdot \sin(\omega t - \Phi) \}} = \frac{1}{\dot{V}_r} \quad (4.38)$$

Bu modölatör ile, V_o kontrol gerilimi V_c arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$T_1(s) = \frac{\tilde{V}_0(s)}{\tilde{V}_c(s)} = \frac{\tilde{V}_0(s)}{\tilde{d}(s)} \cdot \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{V}_c(s)} = T_P(s) \cdot T_m(s) \quad (4.39)$$

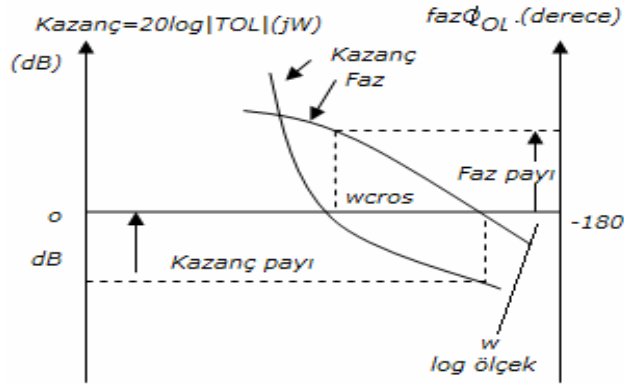
4.4. Geri Besleme Düzeneginin Kompanzasyonu

Anahtarlama güç kaynağının toplam açık çevrim transfer fonksiyonu

$$T_{OL}(s) = T_1(s) \cdot T_C(s) \text{ dur.} \quad (4.40)$$

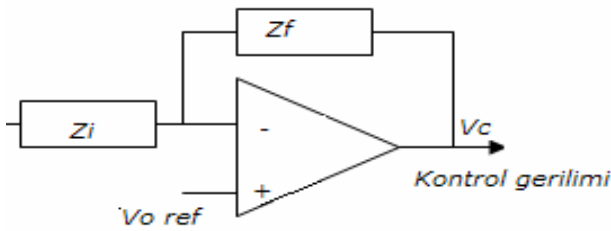
Bu açık çevrim transfer fonksiyonun şu özellikleri sağlaması gerekir;

- 1) Düşük frekanslardaki kazanç yüksek olmalıdır.
- 2) Açık çevrim transfer fonksiyonun kazancının 1 değerine (0dB) düştüğü geçiş frekansı oldukça yüksek olmalıdır. Ancak anahtarlama frekansında 10 da birinden küçük olmalıdır.
- 3) Faz payı(PM) yada marjini $PM = \Phi_{OL} + 180^\circ$ olarak tanımlanır. Burada Φ_{OL} transfer fonksiyonunun geçiş frekansındaki faz açısıdır ve negatiftir. 45-60 derece arasında faz sınır aralığı istenir.



Şekil 4.5. Kazanç ve faz payları

Bu gereksinimleri karşılamak için aşağıdaki hata kuvvetlendiricisi önerilmiştir.



Şekil 4.6. Hata kuvvetlendiricisi

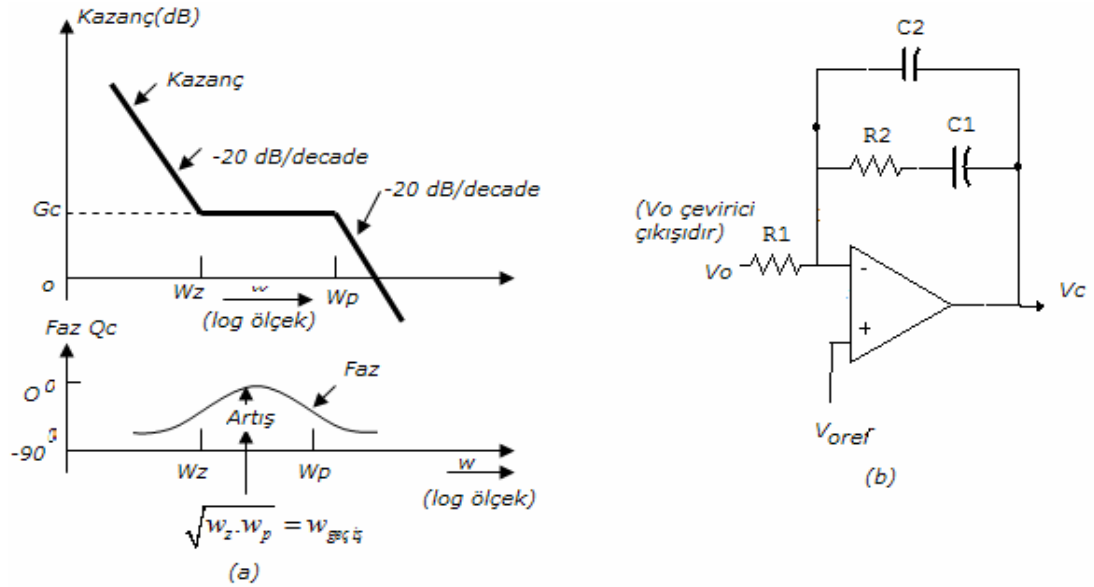
$$\frac{\tilde{V}_c(s)}{\tilde{V}_o(s)} = -\frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} = -T_c(s) \quad (4.41)$$

$T_c(s)$ 'nin seçiminde orijindeki bir kutba ek olarak bir kutup-sıfır çifti eklenmesidir.

Böylece $T_c(s)$;

$$T_c(s) = \frac{A(s + w_z)}{s(s + w_p)} \text{ olur.} \quad (4.42)$$

Bu denklemde $Z < P$ olup A pozitiftir. Orijindeki sıfır kutup nedeniyle $TC(s)$ 'nine fazı aşağıdaki şekildeki gibi -90° 'den başlar. Yükseldikten sonra P deki kutup dolayısıyla tekrar -90° ye iner. Geçiş frekansında en düşük gecikme olacak şekilde katsayılar seçilir. $TC(s)$ transfer fonksiyonu şekil b deki kuvvetlendirici ile sağlanır.



Şekil 4.7. a)Kazanç grafiği. b)Hata kuvvetlendiricisi

$$\text{Burada } Tc(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + w_z}{s(s + w_p)} \quad (4.43)$$

$$w_z = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (4.44)$$

$$w_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (4.45)$$

$$PM = 180^\circ + \Phi_1 + \Phi_c \text{ dır.} \quad (4.46)$$

$$\text{Burdanda } PM = 180^\circ + \Phi p(s) + \Phi m(s) + \Phi c(s) \text{ olur.} \quad (4.47)$$

$$PM = 180^\circ + \Phi p(s) + \Phi m(s) - 90 + \text{Yükselme} \quad (4.48)$$

$$\text{Yükselme} = 60 - 180 + 94 + 90 + 0$$

Yükselme = 64 derece olur. Dolayısıyla kompanzatörün fazı -75 derece olur. Bu değer düşük çıkmasının sebebi sistemin kararlılığa çok yakın olmasıdır.

$$K = \tan\left(45^\circ + \frac{\text{yükselme}}{2}\right) \quad (4.49)$$

$$K = \tan(77) \quad (4.50)$$

$$K=4,3315 \quad (4.51)$$

$$W_{ge\i\i\i}=100K\text{rad/s alınırsa} \quad (4.52)$$

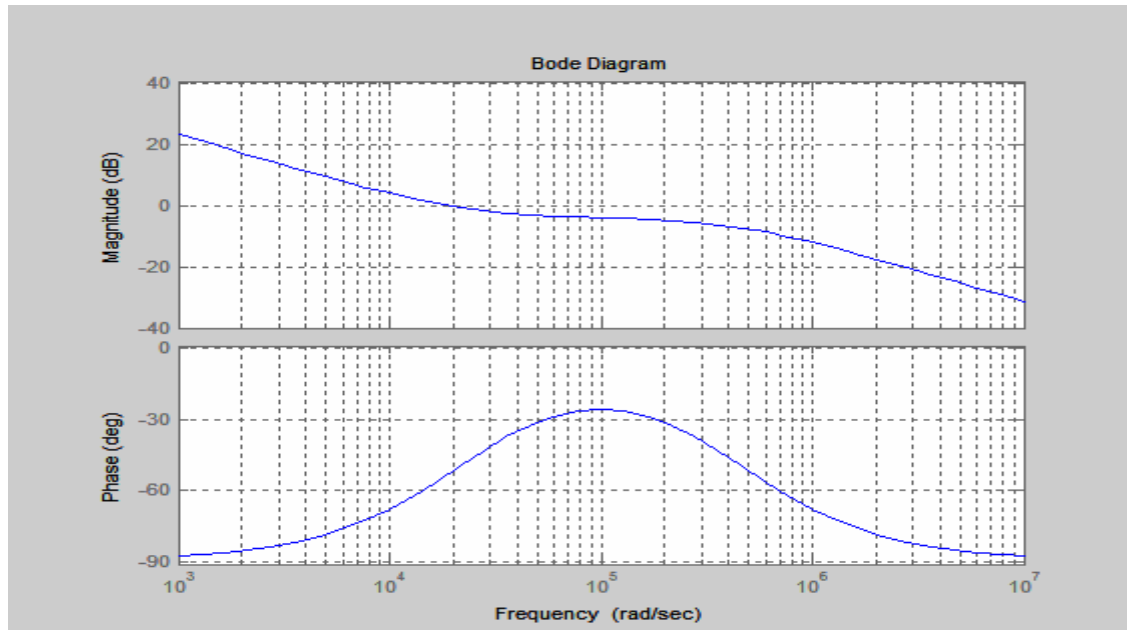
$$W_z=W_{ge\i\i\i}/K \quad (4.53)$$

$$W_z=23,09Khz \quad (4.54)$$

$$W_p=K.W_{ge\i\i\i} \quad (4.55)$$

$$W_p=433,15Khz \quad (4.56)$$

$$T_c = \frac{1(s + 23,09.10^3)}{s(s + 433,15.10^3)} \quad (4.57)$$



Şekil 4.8. Hata kuvvetlendiricinin bode genlik ve faz çizimleri

Burada geçiş frekansında hata kuvvetlendiricinin kazancı $-4.1\text{dB}=0,624$ dir.

$$G_c = \frac{1}{KC_2R_1w_{ge\i\i\i}} = \frac{1}{G_1} \text{ olur.} \quad (4.64)$$

$$C_2 = \frac{G_1}{KR_1 w_{geçiş}} \text{ olur.} \quad (4.65)$$

$$C_2 = \frac{1/0,624}{4,3315 \cdot 100 \cdot 10^5} = 0,037 \mu\text{F} \quad (4.66)$$

$$C_1 = C_2(K^2 - 1) = 0,657 \mu\text{F} \text{ olur.} \quad (4.67)$$

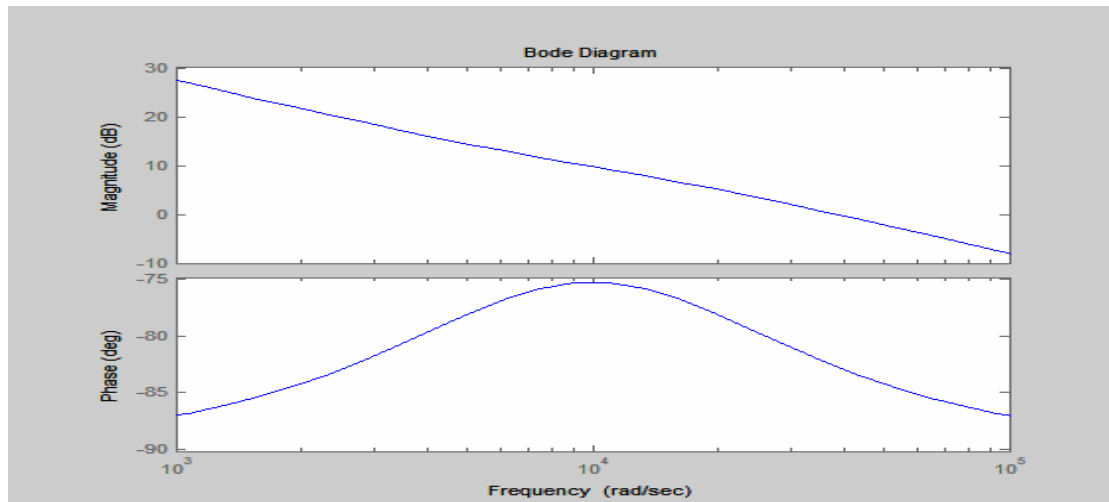
$$R_2 = \frac{K}{(C_1 w_{geçiş})} = \frac{4,3315}{0,657 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} = 65,93 \Omega \text{ olur.} \quad (4.68)$$

Bu değerlere göre ;

$$w_z = \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{1}{2,79 \cdot 15,5 \cdot 10^{-6}} = 23 \text{ Khz} \quad (4.69)$$

$$w_p = \frac{(15,5 + 0,872)10^{-6}}{2,79 \cdot 15,5 \cdot 0,872 \cdot 10^{-12}} = 434 \text{ Khz olur.} \quad (4.70)$$

$$T_c(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \cdot \frac{s + w_z}{s(s + w_p)} = \frac{s + 23 \cdot 10^3}{3,7 \cdot 10^{-6} \cdot s(s + 434 \cdot 10^3)} \quad (4.71)$$



Şekil 4.9. Hata kuvvetlendiricinin hesaplanan değerler için bode genlik ve faz çizimleri

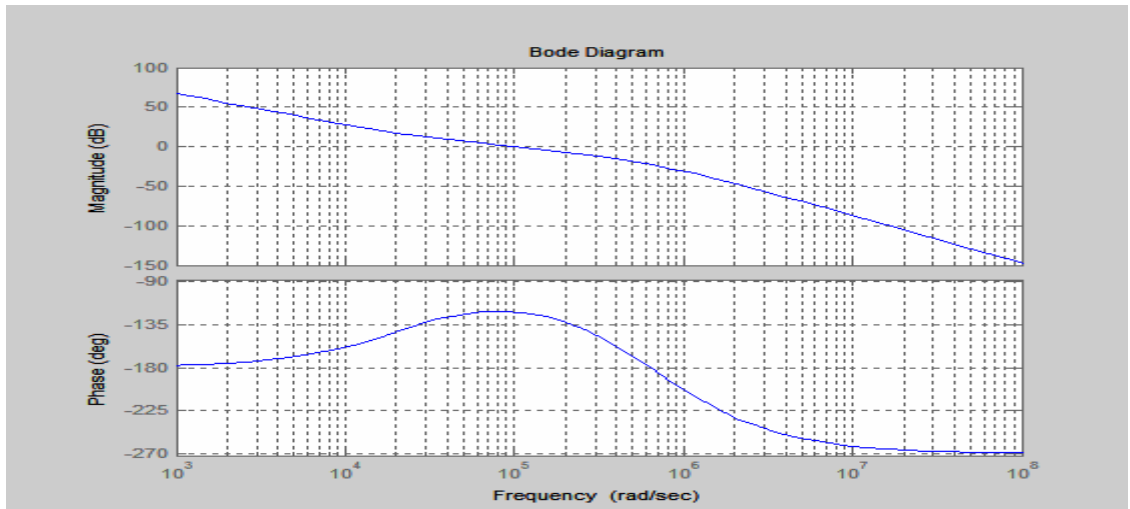
$$\text{Tüm sistemin transfer fonksiyonu } T_{ol}(s) = T_1(s) \cdot T_c(s) \quad (4.72)$$

$$T_c(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \cdot \frac{s + w_z}{s(s + w_p)} = \frac{s + 23 \cdot 10^3}{3,7 \cdot 10^{-6} \cdot s(s + 434 \cdot 10^3)} \quad (4.73)$$

$$T_{OL}(s) = \frac{12}{75 \cdot 10^{-12} s^2 + 75 \cdot 10^{-6} s + 1} \cdot \frac{s + 23 \cdot 10^3}{3,7 \cdot 10^{-6} s^2 + 1,605 s} \quad (4.74)$$

$$T_{OL}(s) = \frac{12s + 276 \cdot 10^3}{277,5 \cdot 10^{-18} s^4 + s^3(120,375 \cdot 10^{-12} + 277,5 \cdot 10^{-12}) + s^2(120,375 \cdot 10^{-6})} \quad (4.75)$$

$$T_{OL}(s) = \frac{12s + 276 \cdot 10^3}{277,5 \cdot 10^{-18} s^4 + s^3(397,875 \cdot 10^{-12}) + s^2(120,375 \cdot 10^{-6})} \quad (4.76)$$

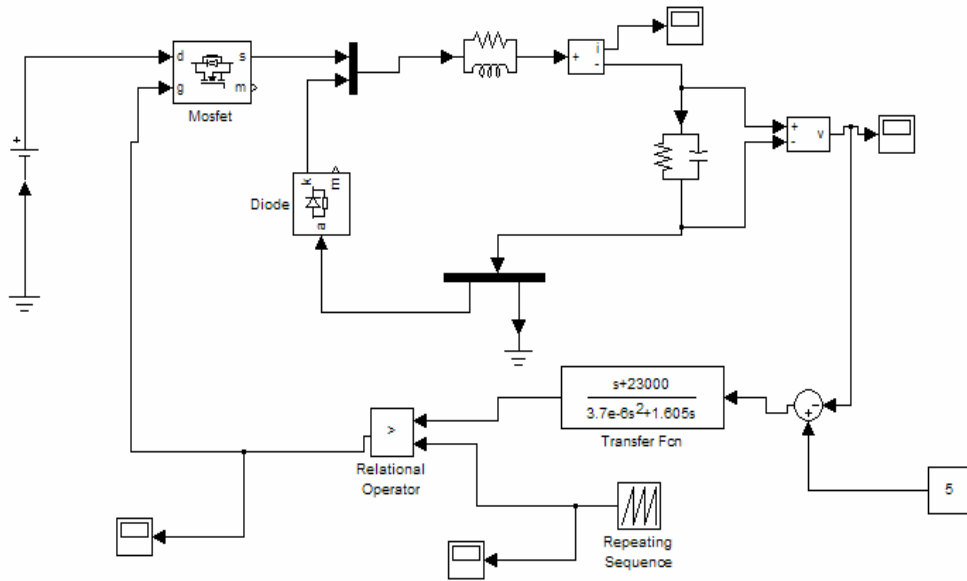


Şekil 4.10. Kompanzatör eklenmiş olan sistemin bode diyagramları

Şekil 4.10. daki bode diyagramlarından sistemin istenen kararlılıkta olduğu görülür.

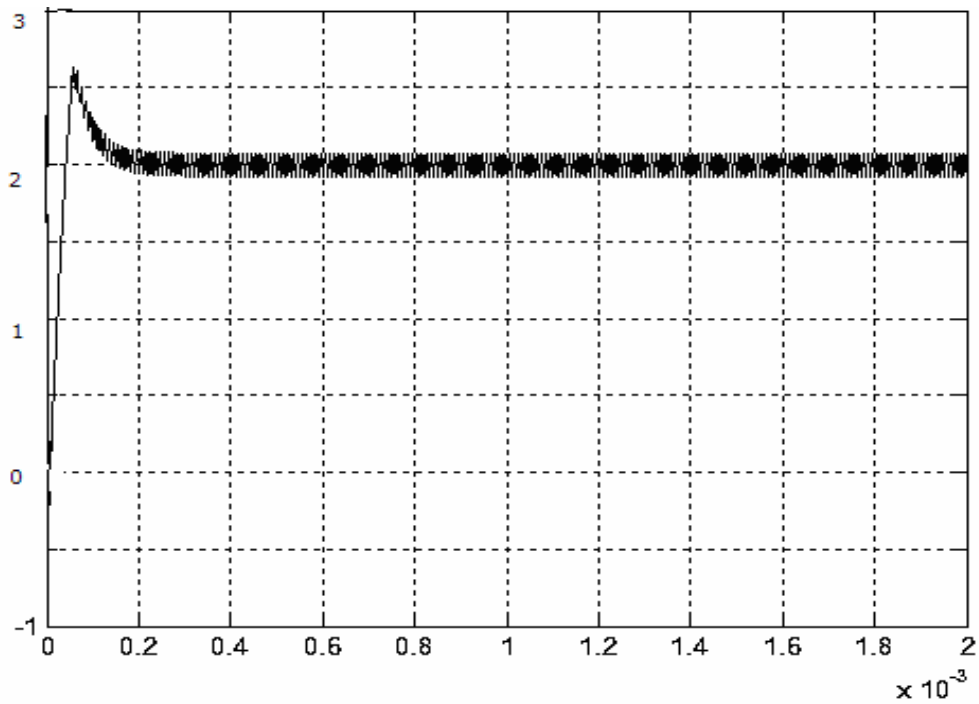
4.5 Kompanze Edilmiş Buck Dönüştürücünün Simulink Yaklaşımı

Yukarıda matematiksel yöntemlerle gerçekleştirmeye çalıştığımız buck dönüştürücünün simulink benzetimi aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.11. Kompanze edilmiş buck dönüştürücünün benzetimi

Bu benzetimden aşağıdaki çıkış gerilimi elde edilir. Bu grafikteki çıkış gerilimi istediğimiz özellikleri sağlamaktadır.



Şekil 4.12. Simulink benzetiminin çıkış gerilimi

5. SİSTEM TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR

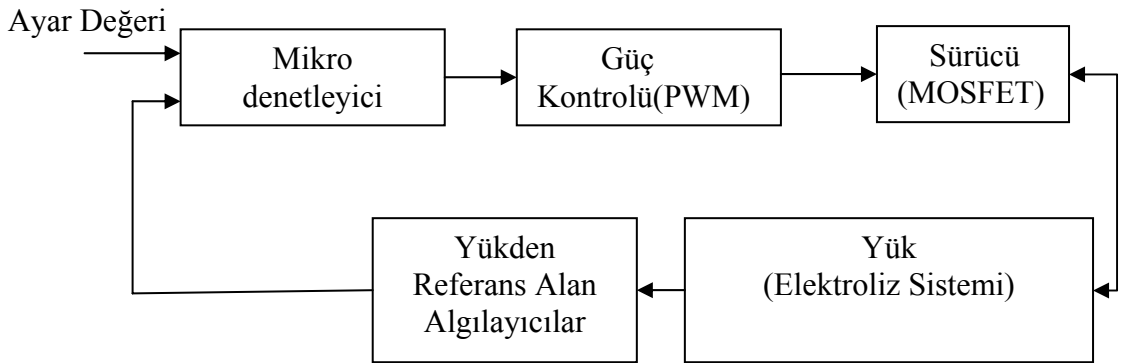
5.1. Giriş

Bir önceki konuda anlatıldığı gibi elektroliz olayı için 2V mertebesinde bir gerilim gerekmekte olup, bu tez kapsamında gücü yaklaşık 50 W olan bir elektroliz güç kaynağı hedeflendiğinden, çıkış akımı 25 A olacaktır. Bu da, çıkışın minimum yük direnci değerinin 8 m Ω olacağı anlamına gelir.

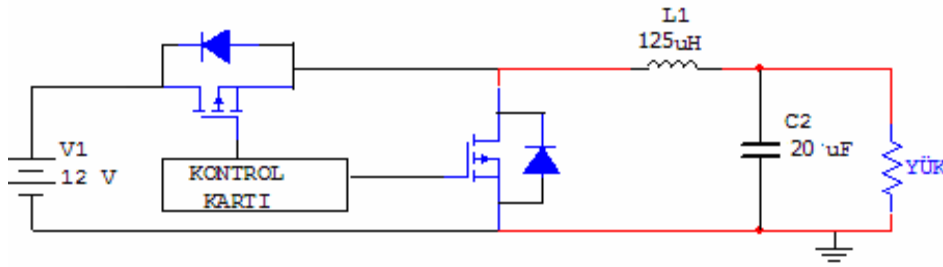
Bu bölümde, ilk olarak yukarıda belirtilen güç değerlerine sahip bir senkron düşüren devrenin tasarımı anlatılmaktadır. Daha sonra, gerçekleştirilen devre ile yapılan deneylerin sonuçları sunulmaktadır.

5.2. Tasarım

Bu çalışmada tasarlanan sistemin basit şeması Şekil 5.1 de gösterilmiştir. Güç devresi ise Şekil 5.2’de verilmektedir.



Şekil 5.1. Senkron düşüren dönüştürücü ile tasarlanan elektroliz sisteminin basit şeması



Şekil 5.2. Senkron düşüren dönüştürücü basit elektronik devresi

Girişten 12 V ile beslenecek olan sistem, iletim yolundaki gerilim düşümleri göz önüne alınarak, %25 civarında ortalama bir doluluk oranı ile çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Anahtarlama işaretleri PIC 16F877 mikro işlemci ile üretilmiştir. Anahtarlama frekansı 20 kHz olarak seçilmiştir. Denetim amacıyla sistemin çıkışından bir gerilim geri beslemesi alınmakta, referans değeri ile karşılaştırılmakta ve bu hata işaretine göre doluluk oranı ayarlanmaktadır.

Devrede anahtarlama elemanı olarak MOSFET seçilmiştir. Seçilen elemanlar ilerideki bölümlerde tanıtılacaktır.

5.2.1. Ana besleme ve yardımcı güç kaynağı

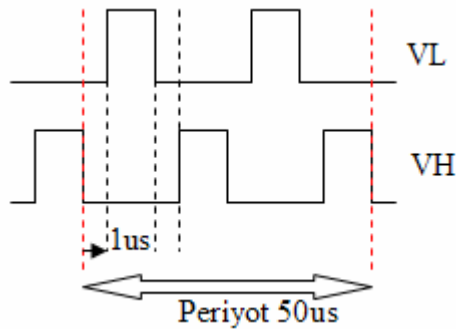
Her ne kadar sistemin bir bataryadan beslenmesi düşünülmekte ise de, denemelerde batarya tüketimine neden olmamak için şebeke geriliminden beslenebilecek bir tasarım yapılmıştır.

Sistemin girişinde 100VA gücünde, farklı çıkış gerilimleri verebilen bir transformatör kullanılmıştır. Bu trafodan alınan 12V değerindeki çıkış gerilimi yüksek akımlara dayanabilen 50Q6P43 kodlu 200V gerilim ve 50 Amper akıma dayanabilen bir köprü doğrultucuda doğrultulduktan sonra çıkışına dalgalanmaları önlemek için paralel 50 W ve 4,7 ohm luk bir direnç ve seri 4700uF 50V'luk bir kapasite bağlanarak MOSFETleri besler.

Transformatörün diğer bir 12 V çıkışından alınan gerilim LM7805 entegresinden geçirilerek DC 5V gerilim elde edilmekte ve bununla PIC 16F877 işlemcisi ve diğer elemanların beslemesi yapılmaktadır. Yine bu gerilim LM7812 entegresinden geçirildikten sonra anahtarlama kullanılan IR2113 tümlleşik entegresinin çıkış katını beslemektedir.

5.2.2. Sürücü kartı ve PIC 16F877 işlemcisi

Çıkış katındaki anahtarlama elemanlarını sürebilmek için 1 A kadar akım sürebilen IR2113 entegresi kullanılmıştır. Bunun amacı PIC işlemciden gelen darbe genişlik modülasyonlu (DGM) anahtarlama işaretinin gücünü artırarak MOSFETlerin kapı akımlarını yükseltmektir. Senkron MOSFET'i sürebilmek için PIC'den gelen DGM işareti terslenir. Direnç ve kapasiteler kullanılarak terslenmiş işaretle asıl işaret arasında 1 μ s civarında bir boşluk (ölü zaman) oluşturulur. Bu sayede MOSFETlerin aynı anda iletimde olarak kısa devre oluşmasının önüne geçilmiş olur. Bu durum Şekil 5.3'de gösterilmektedir.



Şekil 5.3. Anahtarlama sinyalleri ve oluşturulan boşluk

Kullanılan IR2113 entegresinin önemli özelliklerinden biri de çıkış katıyla giriş katının birbirleriyle yalıtılmış olmasıdır. Sürücü kartının ve bunun içinde yer alan PIC 16F877 işlemci yongasının açık devresi ile sistem için hazırlanan baskı devrenin çizimleri EKLER bölümünde verilmiştir. Ayrıca, kullanılan PIC mikroişlemciye ilişkin ayrıntılı bilgiler de EKLER bölümünde sunulmaktadır.

5.2.3. Güç katı ve soğutucu

Anahtarların taşımak zorunda kaldığı akımların yüksek olması nedeniyle iç dirençleri düşük MOSFET elemanlarını kullanmak gerektiğinden, IXFN 200N06 MOSFET'ler seçilmiştir. Bu elemanın parametreleri üreticisi tarafından $I_D = 200A$, $V_{DS} = 60V$, $R_{DS(on)} = 6m\Omega$ olarak tanımlanmıştır.

Buna göre 25 A yük akımı için MOSFET iletim kayıpları

$$P_{on} = R_{DS(on)} I_D^2 = 0.006 \times (25)^2 = 3,75 \text{ W} \quad (5.1)$$

olarak bulunur. Bu gücün bir bölümü ana MOSFET üzerinde, bir bölümü de senkron MOSFET üzerinde harcanır. Dolayısıyla bu güç, toplam MOSFET iletim gücüdür. İletimdeki bir MOSFET üzerinde düşen gerilim de

$$V_{on} = R_{DS(on)} I_D = 0,006 \times (25) = 150 \text{ mV} \quad (5.2)$$

olarak hesaplanır. Görüldüğü gibi, bu gerilim düşümü IGBT anahtar üzerinde düşen gerilimden de, serbest döngü için kullanılan diyotun geriliminden de çok daha düşüktür. Standart düşüren dönüştürücülerde serbest döngü diyotu olarak kullanılan Schottky diyotlarında, gerilim düşümü 0,3 V civarındadır.

Yukarıdaki hesaplamalarda MOSFETlerin maksimum çalışma noktalarındaki kayıplar esas alınmıştır. Dolayısıyla bu hesaplamalardaki teorik kayıplar ve gerilim düşümlerinin gerçek değerinden daha yüksek olduğu düşünülmelidir. Bunu yapılan ölçümlerde de gözlemlemek mümkündür.

Yukarıda hesaplanan güç kaybına ek olarak anahtarlama güç kayıplarının da eklenmesi gerekmektedir. Ancak, MOSFET anahtarlama kayıplarının genel olarak düşük olması nedeniyle toplam kayıpların 5 W değerinin altında olması doğaldır. Bu da 50 W çıkış için %90'ın üzerinde bir verim anlamına gelir.

$$P_o = 50 \text{ W} \quad (5.3)$$

$$P_{in} = 50 + 5 = 55 \text{ W} \quad (5.4)$$

$$\eta \text{ (verim)} = \frac{50}{55} = 0,91 \text{ (%91)} \quad (5.5)$$

Devrede kullanılan yarıiletken elemanlara ilişkin bilgi kağıtları eklerde verilmektedir. MOSFET elemanlarındaki güç kayıplarından kaynaklanacak ısınmayı önlemek için bir soğutucu tasarlamak gerekmektedir. Soğutucuyla yapılan bağlantılarda aradaki ısı iletkenliğinin maksimum olması için özel silikonlar kullanılmaktadır. Seçilecek soğutucunun boyutları ve kalınlığı önemlidir. Kullanılan soğutucu ile MOSFETlerin arasında herhangi bir yalıtım malzemesi ve kılıf bulunmadığı için, bağlantının ısı direnci şu bağıntı ile hesaplanabilir:

$$R_{\theta,cond} = \frac{\Delta T}{P_{cond}} = \frac{d}{\lambda A} \quad (5.6)$$

$$T_j = P_d \cdot R_{\theta C} + T_a \quad (5.7)$$

ΔT : Sıcaklık farkı ($T_j - T_a$), λ : Soğutucunun ısı geçirgenliği, A: Alan, d: Kalınlıktır.

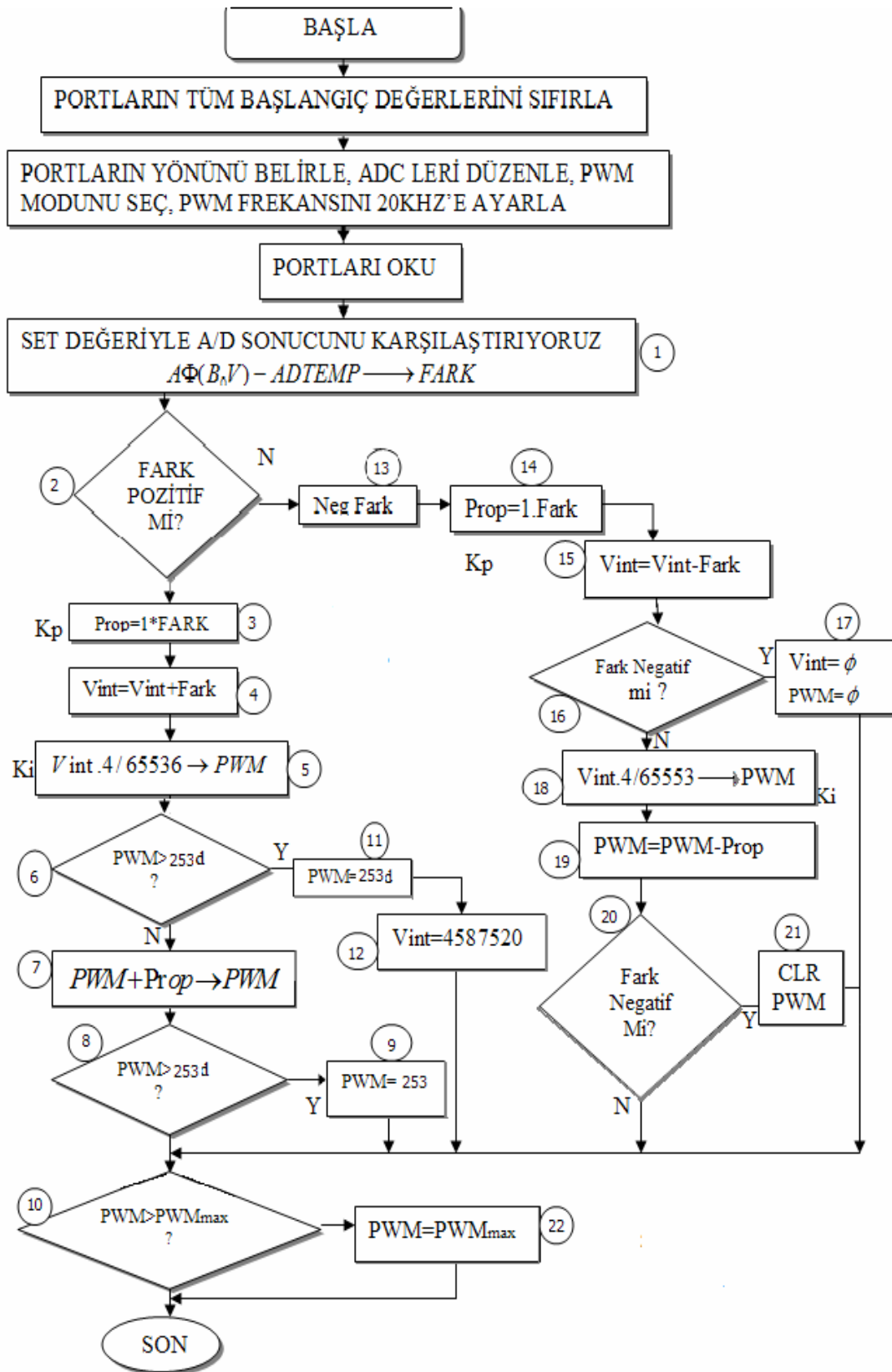
Tasarlanan sistemde sıcaklık farkı 20 C^0 , malzeme olarak da Alüminyum seçilmiştir. Alüminyumun ısı geçirgenliği $220 \text{ W} - \text{m}^{-1} \text{ C}^{-1}$ dir. Malzemenin kalınlığı $d=0,5 \text{ cm}$ seçilirse, 100W lık güç için

$$P = \frac{\lambda A (T_2 - T_1)}{d} = \frac{220 \cdot 20 \cdot A}{0,05} = 100 \text{ W} \quad (5.8)$$

olduğundan $A=113 \text{ cm}^2$ ve hacim de $\text{Hacim}=A \cdot d=56 \text{ cm}^3$ bulunur. Kataloglara bakıldığında bu değer için $R_{\theta,sa} (\text{C} / \text{W}) = 3,2$ değerinde ısı dirence sahip bir soğutucu yeterli olacaktır.

5.2.4. İşlemci yazılımı ve sistem akış diyagramı

Tasarlanan senkron düşüren dönüştürücü için kullanılan PIC 16F877 mikroişlemcisi aşağıdaki akış diyagramındaki mantığa göre bir yazılım içermektedir. Bu yazılım geri besleme düzeneği için bir PI denetleyici içermekte ve buna göre çıkıştan alınan gerilim değeri bir DAC kullanılarak girişe aktarılmakta, bu değer referansla karşılaştırılarak PWM doluluk oranı ayarlanmakta ve böylece çıkış gerilimi sürekli sabit tutulmaya çalışılmaktadır. Ayrıca programın içeriğinde maksimum değerleri kırpan ve bu sayede aşırı akımları ve gerilimleri engelleyen komutlar da mevcuttur. Bu çalışmada Yazılım Geliştirme Aracı olarak Microchip firmasına ait MPLAB IDE 7.0 Derleyicisi ve programlayıcısı kullanılmıştır.



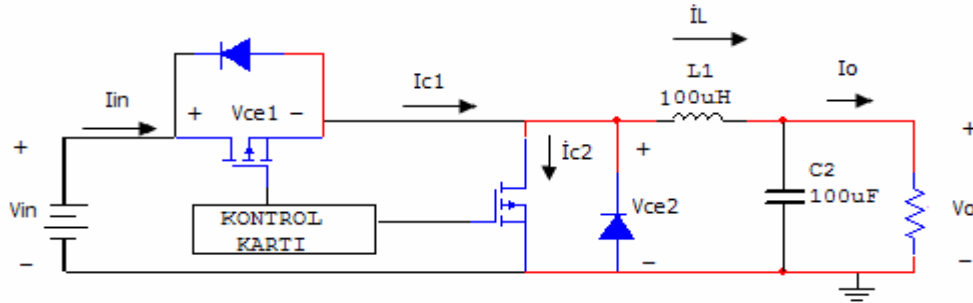
Şekil.5.4. Sistem akış diyagramı

Sistem akış diyagramı mikroişlemcinin kullandığı mantığı, işlemlerin sırasını ve işleyiş biçimini anlatmaktadır. İlk basamaklarda her mikroişlemci için rutin işlemler olan portoların sıfırlanması, piklerin yönünün belirlenmesi, analog sayısal dönüştürücülerin yönünün belirlenmesi, PWM çıkışlarının düzenlenmesi ve PWM frekansının belirlenmesi işlemleri gerçekleşir. Daha sonraki adımlar akış diyagramındaki numaralara göre aşağıda sıralanmıştır:

1. Set değeri ile ADC den gelen sonuç karşılaştırılıp farkı alınır.
2. Farkın artı mı yoksa eksi mi olduğu belirlenir.
3. Şayet fark pozitif ise, P ile çarpılır. (PI dan gelen P değeri)
4. Vinç (Gerilim) değeri farkla toplanır.
5. Vinç K_i ile çarpılır ve PWM olarak atanır.
6. PWM in 8 bit için maksimum değeri olan 256 dan küçük bir değeri olan %99 doluluk için 253'den büyük mü yoksa küçük mü olduğu karşılaştırılır.
7. Şayet büyük değilse P ile toplanır.
8. PWM tekrar 253 ile karşılaştırılır (8 bitlik yazmacın üst sınır değeri).
9. 253 den büyük değilse PWM 253 e eşitlenir.
10. PWM, PWM max dan büyük mü
11. PWM 253 d ye eşitlenir.
12. Vint=4587520 ye eşitlenir.
13. Ters alınır.
14. K_p ile çarpılır.
15. Vint(Gerilim) değerinden fark çıkarılıp Vint olarak atanır.
16. Vint değerinin pozitif mi yoksa negatif mi olduğu karşılaştırılır.
17. Pozitifse Vint=0, PWM=0 yapılır.
18. Vint. K_1 ile çarpılıp PWM e atanır.
19. PWM den Prop değeri çıkarılır ve PWM e atanır.
20. Fark pozitif mi negatif mi pozitifse
21. PWM i temizlenir negatifse direk sona git
22. PWM, PWM max dan büyükse PWM=PWMmax dır.

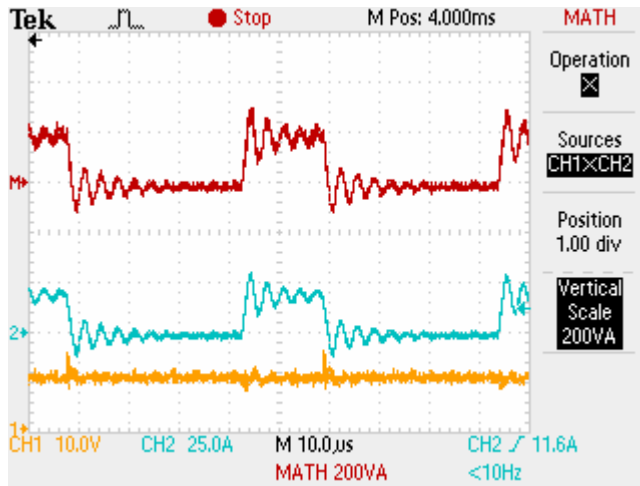
5.3. Deneysel Çalışma

Tasarlanan senkron düşüren dönüştürücü ilk olarak tasarlandığı akım ve gerilim değerinde direnç yükü ile denenmiştir. Denemelerde kullanılan devrenin eleman değerleri ve ölçülen büyüklüklerin neler olduğu Şekil 5.5’de gösterilmektedir.



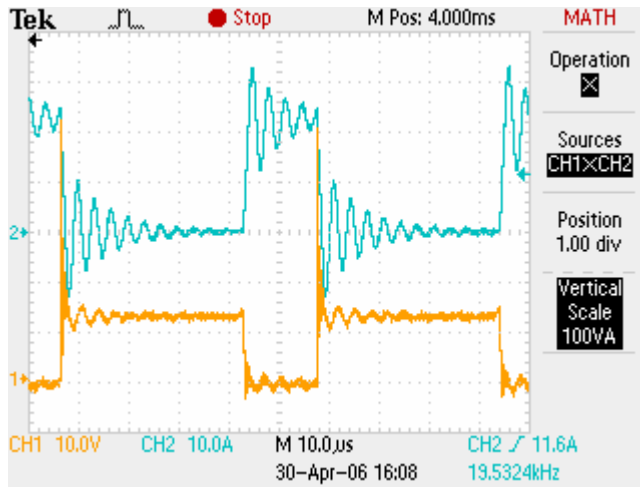
Şekil 5.5. Deneysel devrede ölçüm yapılan büyüklükler

Şekil 5.6’da, giriş büyüklükleri gösterilmektedir. Doğrultucu çıkışında ölçülen giriş gerilimi, incelenen sürenin kısalığı nedeniyle dalgasız olarak görülmektedir. Normal olarak devre bataryadan çalıştırılacağı için bu dalgalanmanın zaten önemi yoktur.

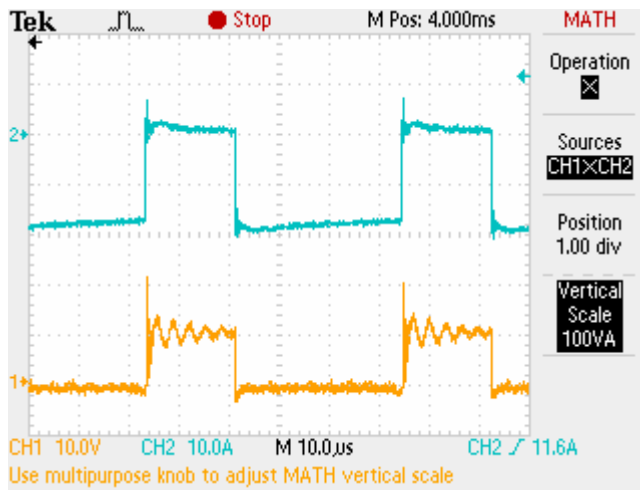


Şekil 5.6. Giriş gerilimi (en alt; 10 V/div), giriş akımı (orta; 25 A/div) ve girişten çekilen güç (üst; 200 VA/div)

Şekil 5.7’de ana MOSFET akım ve gerilimi, Şekil 5.8’de senkron MOSFET akım ve gerilim çizimleri verilmektedir.

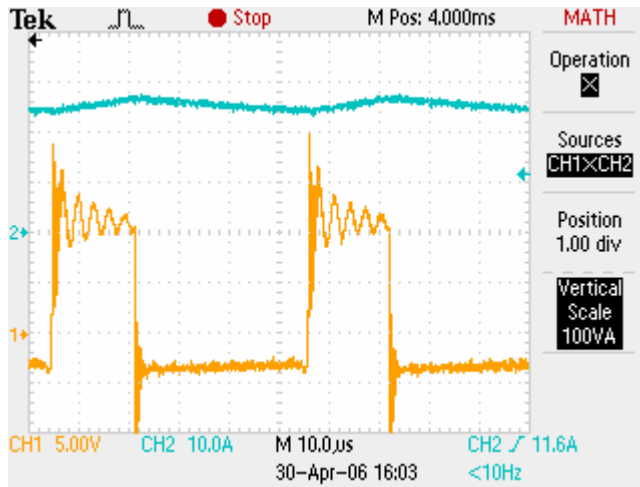


Şekil 5.7. Birinci mosfet için bir periyot boyunca mosfet akım ve gerilimleri

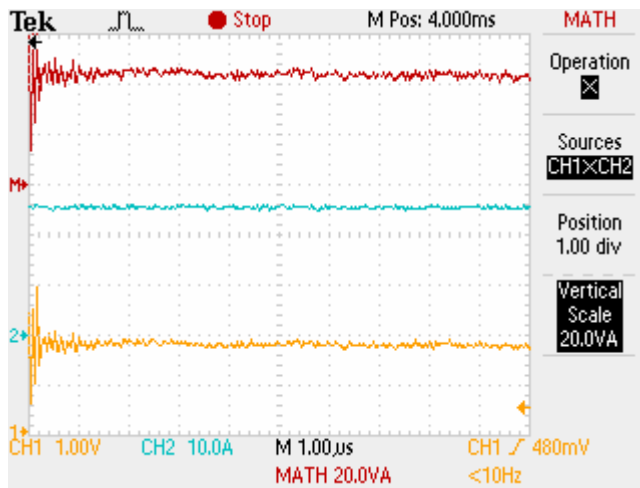


Şekil 5.8. İkinci mosfet için bir periyot boyunca mosfet akım ve gerilimleri

Şekil 5.9 süzgeç endüktörünün akım ve gerilim dalga biçimini, Şekil 5.10 ise çıkış akım ve gerilimini göstermektedir. Görüldüğü gibi çıkış gerilimi 1,8V, çıkış akımı 25 A, ve çıkışa verilen güç 45 W olarak ölçülmüştür. Giriş gücünün 50 W olduğu düşünülürse devrenin veriminin %90 olarak gerçekleştiği anlaşılmaktadır. Bu da tahmin edilene çok yakındır. Tahminin biraz altında olmasının nedeni anahtarlama kayıplarının ve endüktörün bakır ve çekirdek kayıplarının hesaplamalarda kullanılmamasıdır.



Şekil 5.9. Endüktör akım (üst; 10 A/div) ve gerilimi (alt; 5 V/div)



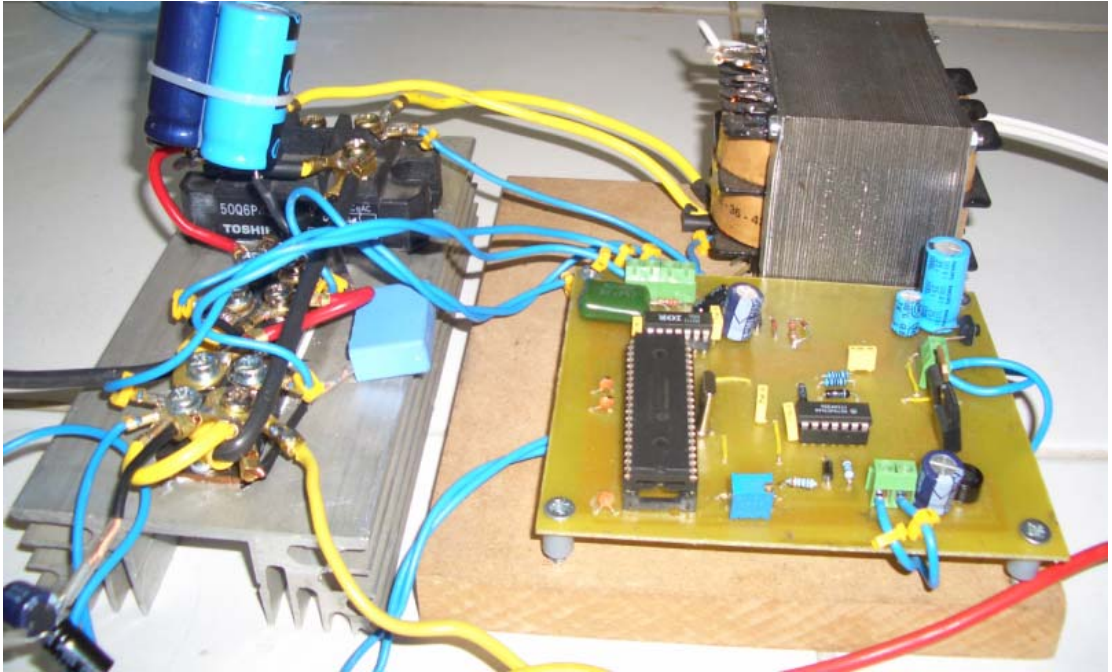
Şekil 5.10. Yük üzerindeki gerilim (alt; 1 V/div), akım (orta; 10 A/div) ve çıkış gücü (üst; 20 VA/div)

Devre daha sonra elektroliz yapmak amacıyla kullanılmıştır. Bunun için 10cm x 10cm x 10cm boyutlarında bir cam kap hazırlanmış ve kabın içerisine %30 (a/a) NaOH özelliğinde, kabı 8 cm yüksekliğine kadar dolduracak bir çözelti konulmuştur. Bu, çözelti hacminin yaklaşık 800 cm³ olduğu anlamına gelmektedir. Deneyler normal oda sıcaklığında ve açık hava basıncında gerçekleştirilmiştir. Hazırlanan sisteme ait fotoğraflar Resim 5.1, Resim5.2 ve Resim 5.3’de gösterilmektedir.

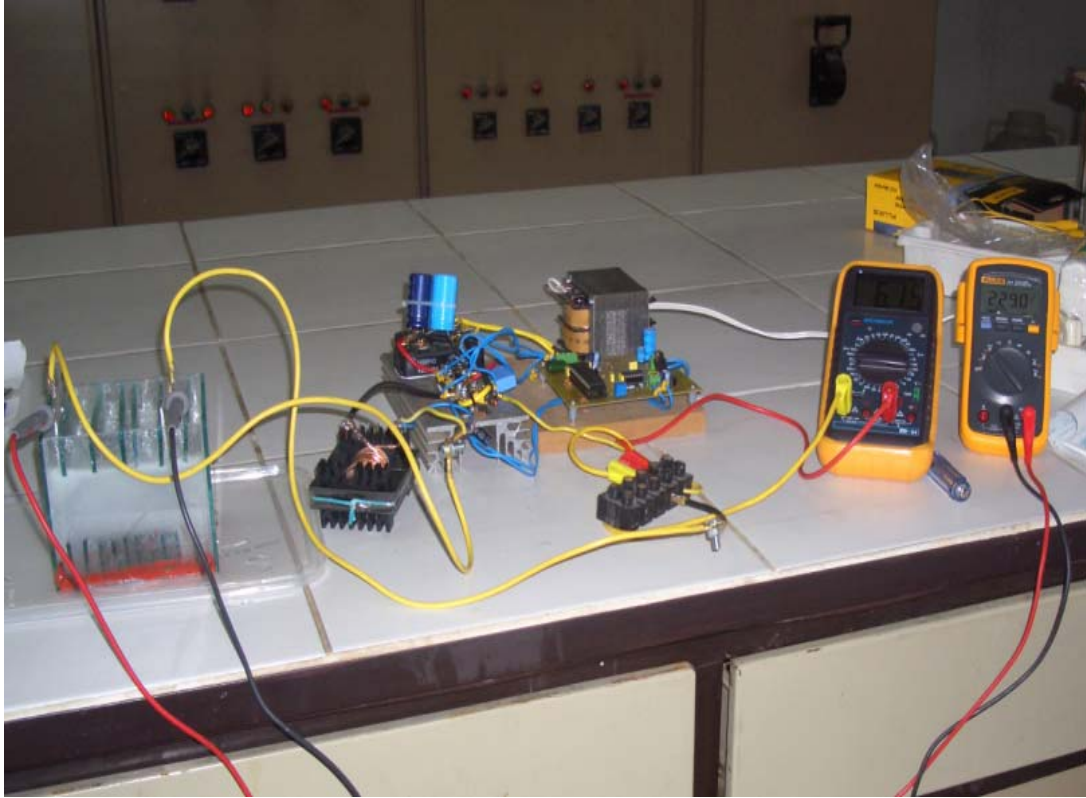
Deneyle, kabın içerisine yerleştirilen elektrotlar arasındaki mesafeyi değiştirerek akım ve gerilim değerlerini ölçmek biçiminde gerçekleştirilmiştir. Bunu yaparken de iki farklı malzeme elektrot olarak kullanılmıştır. Sistem uygun olmadığından oluşan H_2 ve O_2 gazları karışık olarak çıkmış ve toplanıp ölçülmesi mümkün olmamıştır.



Resim 5.1. Elektroliz için kullanılan ölçekli kab ve elektrotların konumu



Resim 5.2. Kontrol kartı, gnitesi ve soğutucu üzerine bağlanmış mosfetler

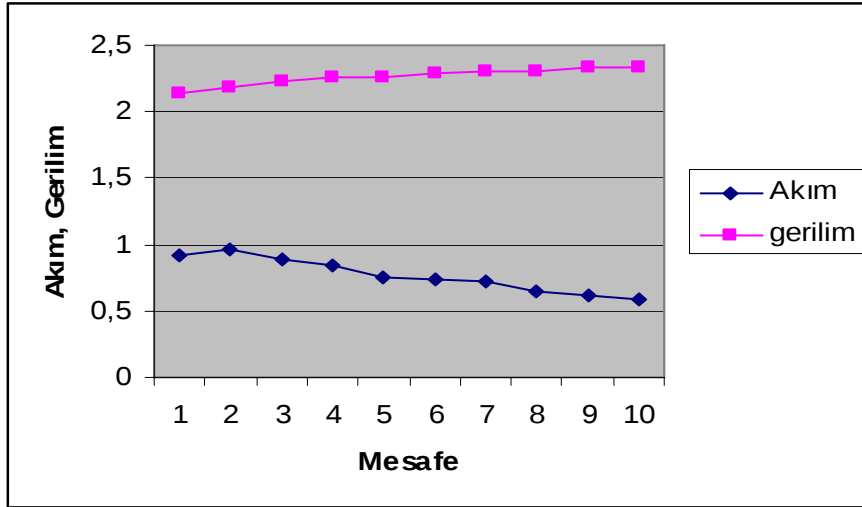


Resim 5.3. Elektroliz sistemi için hazırlanan deney düzeneği

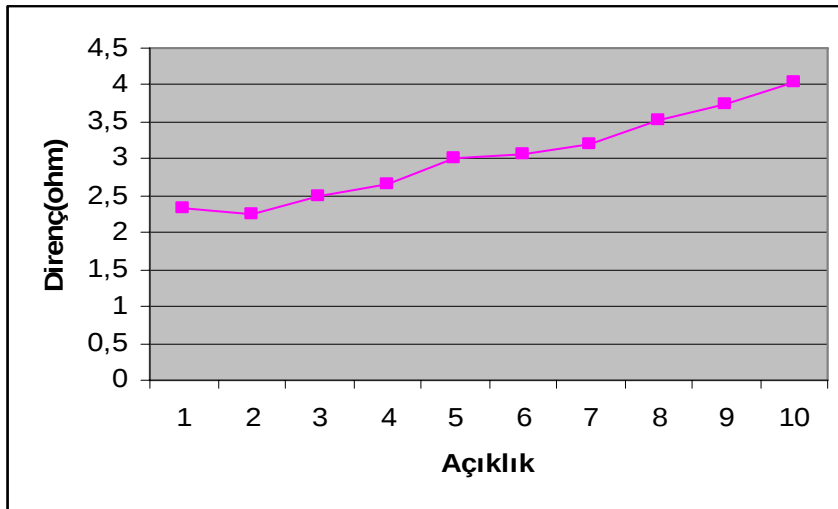
İlk olarak paslanmaz çelikten oluşan 10 cm x 10 cm boyutlarında iki elektrot kullanılmıştır. Bu elektrotların bir tanesi sabit tutulmuş, diğeri 1 cm yer değiştirilerek farklı açıklıklar için akım ve gerilim ölçümü yapılmıştır. Ölçüm sonuçları Çizelge 5.1’de verilmektedir. Şekil 5.11, değişimi çizim olarak göstermektedir. Şekil 5.12 ise, çözeltinin etkin direncinin açıklığa göre değişimini vermektedir. Direnç değeri, gerilimi akım değerine bölerek hesaplanmıştır.

Çizelge 5.1. Paslanmaz çelik elektrot ile elde edilen akım ve gerilim değerleri

Açıklık (cm)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Akım (A)	0,92	0,97	0,89	0,85	0,76	0,74	0,72	0,65	0,62	0,58
Gerilim (V)	2,14	2,19	2,23	2,26	2,28	2,26	2,3	2,3	2,33	2,34
Direnç(ohm)	2,32	2,25	2,50	2,65	3,00	3,05	3,19	3,53	3,75	4,03



Şekil 5.11. Paslanmaz çelik ile elde edilen akım ve gerilimin elektrotlar arasındaki açıklıkla değişimi



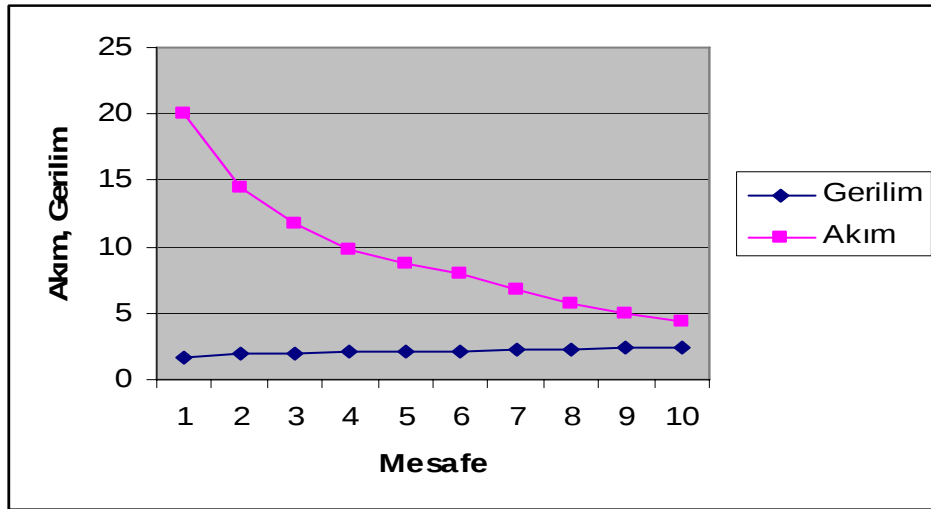
Şekil 5.12. Çözelti toplam direncinin değişimi

Şekil ve çizelgeden görüldüğü gibi açıklık arttıkça çözeltinin direnci arttığından akım azalmaktadır. Ancak, çözeltinin özelliği nedeniyle 1 A üzerinde akım elde etmek mümkün olmamaktadır. Elektrotlar birbirlerine çok yaklaştırıldığında bile, oluşan gaz kabarcıklarının yarattığı direnç nedeniyle devreden fazla akım akamamıştır.

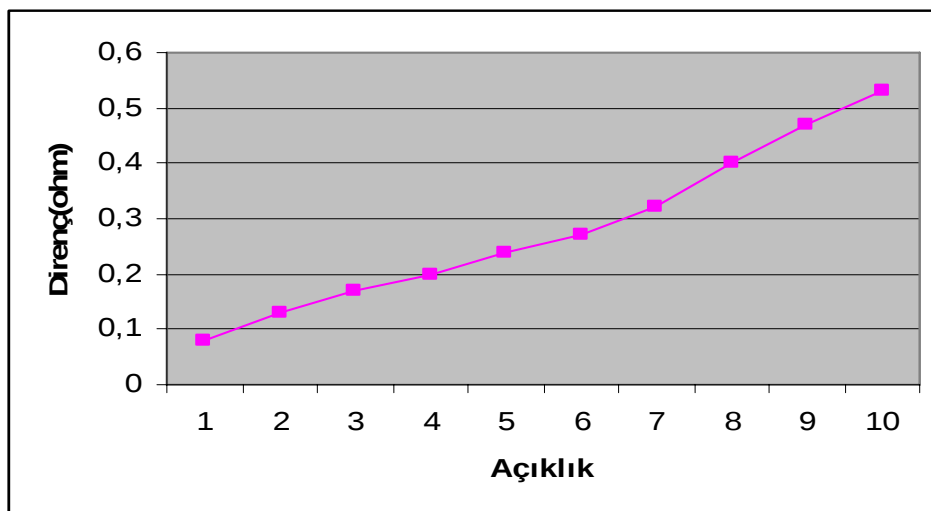
Deney daha sonra aynı boyuttaki Alimünyum elektrotlarla yinelenmiştir. Bu deneyin sonuçları da Çizelge 5.2’de ve Şekil 5.13 ve Şekil 5.14’te verilmektedir.

Çizelge 5.2. Alimünyum elektrot ile elde edilen akım ve gerilim değerleri

Açıklık (cm)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Akım (A)	20	14,5	11,75	9,8	8,84	7,82	6,74	5,67	4,95	4,40
Gerilim (V)	1,75	1,9	2,0	2,1	2,13	2,16	2,2	2,3	2,34	2,36
Direnç(ohm)	0,08	0,13	0,17	0,2	0,24	0,27	0,32	0,40	0,47	0,53



Şekil 5.13. Alüminyum elektrot ile elde edilen akım ve gerilimin elektrotlar arasındaki açıklıkla değişimi



Şekil 5.14. Alüminyum plaka için çözelti toplam direncinin değişimi

Alüminyumun özgül direncinin düşük olması nedeniyle, devreden daha yüksek akımlar aktığı görülmektedir. Bu da daha yüksek miktarda gaz üretimi anlamına gelmektedir. Ancak, malzemenin özelliği nedeniyle çözelti kısa sürede kirlenmiştir.

Akımın dört katına kadar çıkmasına rağmen gerilimin çok az düşmesi, sistemdeki geri beslemenin sağlıklı çalıştığının bir ispatıdır.

Ölçülen akımlardan ne kadar H₂ gazı üretildiği teorik olarak hesaplanabilir. 1ml H₂ gazı üretebilmek için 2 mili faraş elektron yükü gerekmektedir (Ek 1).

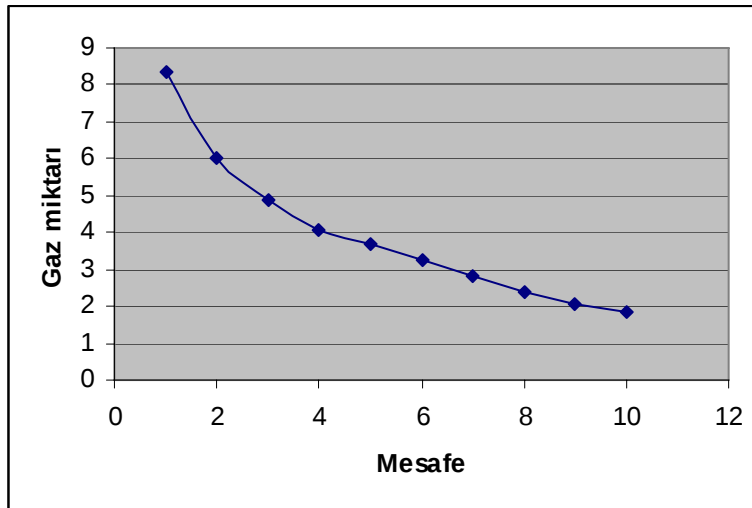
1saatte (3600 saniye) 1 A akım için üretilebilecek hidrojen gazı miktarı aşağıdaki bağıntıdan hesaplanabilir.

$$X \text{ ml} = \frac{1 \text{ mol}}{22.4 \text{ L}} \times \frac{2 \times 96485 \text{ C}}{1 \text{ mola}} \times \frac{1 \text{ s}}{1 \text{ C}} = 3600 \text{ s}$$

Bu orantının çözümünden bir saat de 1 A akım için 417 ml H₂ gazı üretilbileceği görülmektedir. Ölçülen değişik akım değerleri için normal şartlar altında elde edilebilecek gaz miktarı, Al elektrotlar için Çizelge 5.3’de verilmektedir. Değişim, Şekil 5.16’da da gösterilmektedir.

Çizelge 5.3. Normal koşullarda değişik akımlarda elde edilebilecek gaz miktarları

Elektrot Açıklığı (cm)	Akım Değeri (A)	Üretilebilecek H ₂ (litre)
10	4,4	1,83
9	4,95	2,06
8	5,67	2,36
7	6,74	2,81
6	7,82	3,26
5	8,80	3,66
4	9,80	4,08
3	11,75	4,90
2	14,50	6,04
1	20,00	8,34



Şekil 5.15. Üretilen gaz miktarı (litre/saat) ile elektrotlar arası mesafenin değişimi

Üretilen gaz miktarını arttırabilmek için çok sayıda hücrenin paralel bağlanması gerekmektedir. Paralel levhalar kullanılabilir. Bir diğer çözüm de kimyasal çözeltiyi daha iletken hale getirecek eklemeler yapmaktır.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yenilenebilir enerji kaynaklarının yaygınlık kazanabilmesi, bu kaynakların enerji üretebildiği dönemlerde üretilen enerjinin kullanılmayan bölümünün, daha sonra kullanılmak üzere depolanabilmesine önemli ölçüde bağlıdır. Enerji depolama seçeneklerinden biri, yakıt hücrelerinde kullanılacak hidrojen gazının yenilenebilir kaynaklardan üretilmesi ve sıkıştırılması biçimindedir. Hidrojen üretmek için kullanılan yöntemlerden biri de elektrolizdir.

Elektroliz hücreleri için tipik olarak tanımlanan gerilim 2 V civarındadır. Bu amaçla, bu tezde, güneş pillerinden alınan yaklaşık 12 V dc civarındaki gerilimden 2 V dc üretecek, 25 A akım kapasiteli bir dönüştürücü tasarlanmıştır. Çıkış gücü düşük olduğundan, senkron düşüren (buck) türü bir topoloji seçilmesi, verim açısından daha uygun görülmüştür.

Tezde genel olarak dc-dc dönüştürücüler ve elektroliz olayı incelendikten sonra, seçilen dönüştürücü için güç ve denetim sistemi tasarlanmış, gerçekleştirilen devre laboratuvar ortamında denenmiştir.

İlk denemeler, tasarlanan güç düzeyinde çalışabilirliği görmek için omik bir yük ile gerçekleştirilmiş, ve tasarlanan devrenin 50 W çıkış gücünü sorunsuz sağladığı gözlemlenmiştir.

Daha sonra devre, hazırlanan bir elektroliz kabında, %30 NaOH (a/a) çözeltisi ile denenmiş, iki farklı elektrot levhası ile farklı açıklıklar için ölçümler yapılmış, üretilen gaz miktarı yaklaşık olarak hesaplanmıştır.

Bu çalışmanın devamında, cihazın tam kapasitesinin kullanılabileceği bir elektroliz kabı ile çalıştırılarak üretilen gazın depolanması, ölçülmesi ve yakıt hücresinde kullanılması çalışması yapılabilir.

KAYNAKLAR

1. Mohan, N., Undeland, U. M. and Robbins, W. P., “Power Electronics”, *John Wiley & Sons*, Canada, 161-200 (1995).
2. F.Laurencelle, R. Chahine, J.Hamelin, K.Agbossou, M. Fournier and T.K. Bose “Characterization of Ballard MK5-E Proton Exchange Membrane Fuel Cell Stack”. *Journal Fuel Cells- From Fundamentals to Systems*,1: 66-71 (2001).
3. Billings, K., “Switchmode Power Supply Handbook”, *McGraw-Hill, Inc*, USA,1-50 (1989).
4. Magnetics Company, “Inductor Design using Powder Cores”, *Magnetics*, USA, 11:1-15(2000).
5. Bodur, Y., “Adım Adım PICmicro Programlama”, Kurs Kitabı, *Infogate*, İstanbul, 172-197 (2000).
6. Altınbaşak, O., “Mikrodenetleyiciler ve PIC Programlama”, *Altaş*, İstanbul, 1-100 (2000).
7. Nagai N.,Takeuchi M., N.M, “Effect of Generated Bubbles Between Electrode and Efficiency of alkaline Water Electrolyses”, *JSME International Journal*, Japan, 46(4):549-555 (2003).
8. G. Schiller, R. Henne, P. Mohr, V. Peinecke, “Intermittently Operated 10 kW Alkaline Water Electrolyser of Advanced Technology” . *Hydrogen energy progress*, 579-586, (1994).
9. Yalçın H. , Koç T., “Elektrokimya”, *Palme*, Ankara, 83-98 (1999).
10. İnternet: A More Realistic Characterization of Power MOSFET Output Capacitance Coss,
<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1001.pdf> (2005).
11. İnternet: Op Amps For Everyone,
<http://focus.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf> (2002).
12. İnternet: Applying Power MOSFET Drivers,
<http://www.intersil.com/data/an/an1108.pdf> (2006).
13. Gök, İ. , “Faz Kaymalı Darbe Genişlik Modülasyonlu DC-DC Dönüştürücü Kullanan Akü Şarj Cihazı”, Yüksek Lisan Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bil. Enstitüsü*, Ankara, 1-10 (2005).

14. Internet: 'PIC 16F877 Datasheet and Application Notes',
<http://www.microchip.com> (2005).

EKLER

EK-1 Elektrolizle ilgili örnek problem çözümleri

Ne kadar faraday ve ne kadar coulomb yükleri dökme karışımdan geçmelidir Al_2O_3 ve Na_3AlF_6 1Kg Al metal üretmek için? Reaksiyonlar gerçekçi değildir çünkü Al^{3+} iyonlarının ortaya çıkarmadığı iyonlar kapsar . Her ne kadar, biz kullanmış olsakta basitleştirilmiş reaksiyonları sadece stokiyometri ilişkileri için.

Çözüm

Aşağıdaki dönüşüm metodunu kullan elde etmek için 1Kg Al faraday ve coulomb yüklerinin sayısı kadar. Şu değerleri düşünelim numaratörde ki eşit olan çarpanlardan her bir birimdeki.

$$\begin{aligned}
 &1\text{kg Al} \frac{1000\text{ g}}{1\text{Kg}} \frac{1\text{mol}}{26.98\text{ g}} \frac{3(\text{ Far aday})}{1\text{mol Al}} \\
 &= 111\text{ M} \frac{96485\text{ C}}{1\text{ M}} \\
 &= 1,1e7\text{ c.}
 \end{aligned}$$

Al üretimi en pahalı yöntemdir.

2. 30 Dakika elektroliz bir çözümdür CSO_4 üretir 3,175 g Cum katodda. Ne kadar faraday ve ne kadar culomb yükü geçer hücreden? Akım nedir?

Çözüm

Aynı metodu kullanarak aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$\begin{aligned}
 &3,175\text{ g Cu} \frac{1\text{mol}}{63.5\text{ g}} \frac{2\text{ F}}{1\text{mol Cu}} \quad (\text{At.wt. Cu}=63,5) \\
 &= 0.100\text{ M} \frac{96485\text{ C}}{1\text{M}} \\
 &= 9650\text{ C}
 \end{aligned}$$

Akımı hesaplamak için, Siz yükü (C) zaman periyoduna bölün

$$I = 9650\text{ C} / (30 \cdot 60\text{ saniye})$$

$$= 5,36\text{ A.}$$

EK-1 (Devam) Elektrolizle ilgili örnek problem çözümleri

3. Bir elektroliz hücresi $\text{Fe}(\text{NO}_3)_3$ çözeltisi ile beraber 2 saat çalışırsa 0,10 A sabit akımda, Ne kadar demir metali tabakalanır şayet verim % 90 ise ? (At.wt. Fe=55,8)

Çözüm

Hücreden geçen yük

$$0,10 \text{ (c/saniye)} * 2 * 3600 \text{ saniye} = 720 \text{ C.}$$

$$\begin{array}{rcccl} 1\text{M} & 1\text{mol Fe} & 55.8 \text{ g Fe} & & \\ 720 \text{ C} & \text{-----} & = & \text{-----} & 0,90 \\ & 96485 \text{ C} & 3\text{M} & 1\text{mol Fe} & \\ & & & & = 0,12 \text{ g Fe elde edilir.} \end{array}$$

En son çarpanın verimlilik olduğu göz önüne alınmalıdır.

4. Bir elektroliz hücresi içerir MSO_4 çözelti çalışır 1saat sabit akımda 0,2A. Şayet akım verimliliği 95% ise 0,399 g M plakası oluşursa atomik M elementinin atomik ağırlığı nedir.

Çözüm

Akım verimliliğinin %95 olması göz önüne alındığında, etkin yük hücreden geçen

$$0,200 \text{ (C/saniye)} * 3600 \text{ saniye} * 0,95 = 684 \text{ C}$$

$$\begin{array}{rcccl} 1 \text{ M} & 1\text{mol M} & & & \\ 684 \text{ C} & \text{-----} & = & \text{-----} & \\ & 96485 \text{ C} & 2 \text{ M} & & \end{array}$$

$$= 3,54 \text{E-}3 \text{ mol M}$$

M nin atomik ağırlığı budur.

$$0.399 \text{ g}$$

$$\text{-----} = 112,7 \text{ g/mol}$$

$$3,54 \text{E-}3$$

Sonuçların test edilmesi tablodan şunu gösterir element kadmiyumdur Cd.

EK-1 (Devam) Elektrolizle ilgili örnek problem çözümleri

5. 1A akım kullanılıyorsa H_2O , ne kadar saniye 22,4 mL H_2 normal şartlarda kaç saniyede üretilecektir.

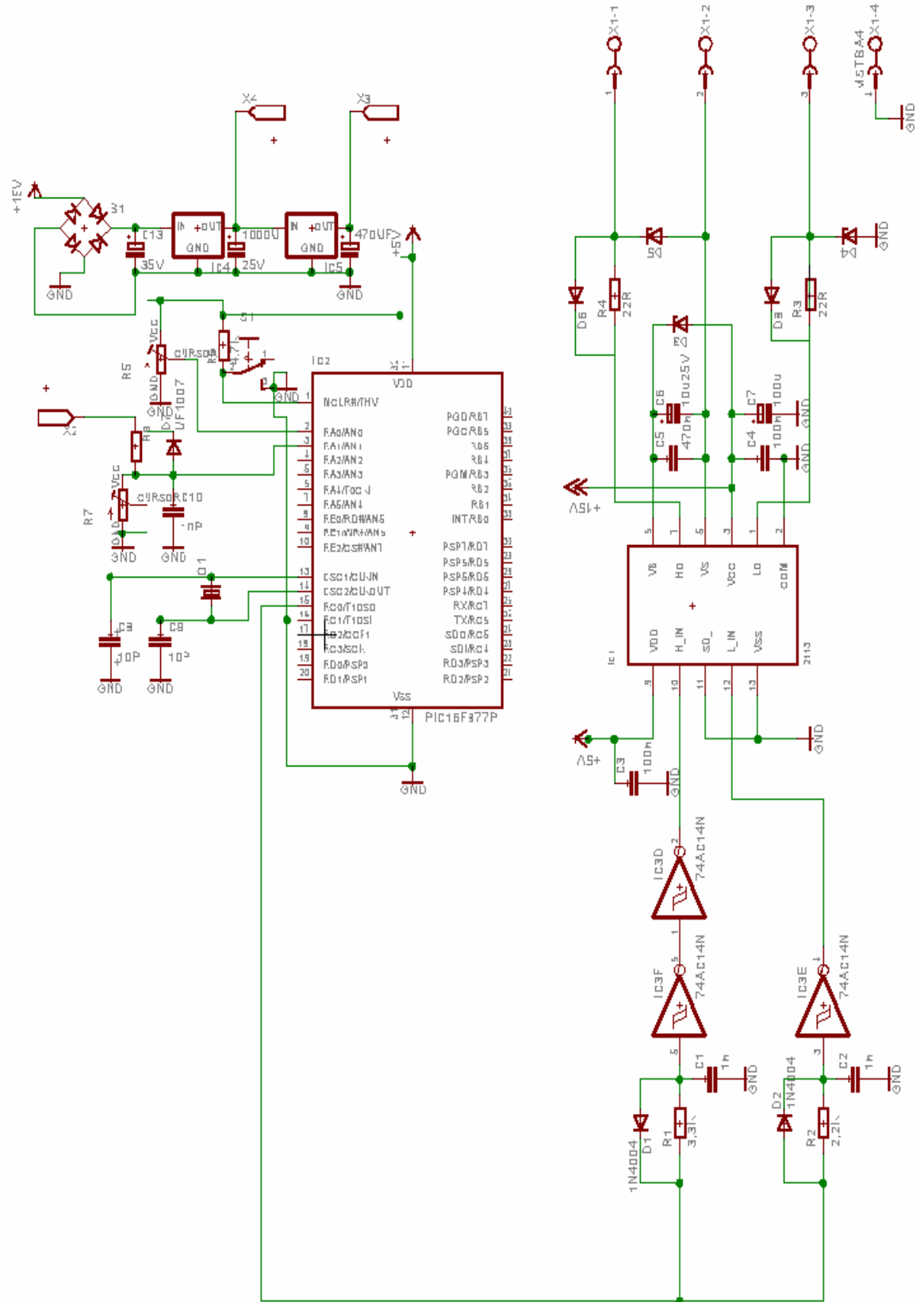
Çözüm

2 Far aday gerekli üretmek için 22,4 L H_2 normal koşullarda . İki mili faraş gerekli üretmek için 22,4 mL, 1mili-mol yada 0,01 mol, H_2 normal koşullarda,

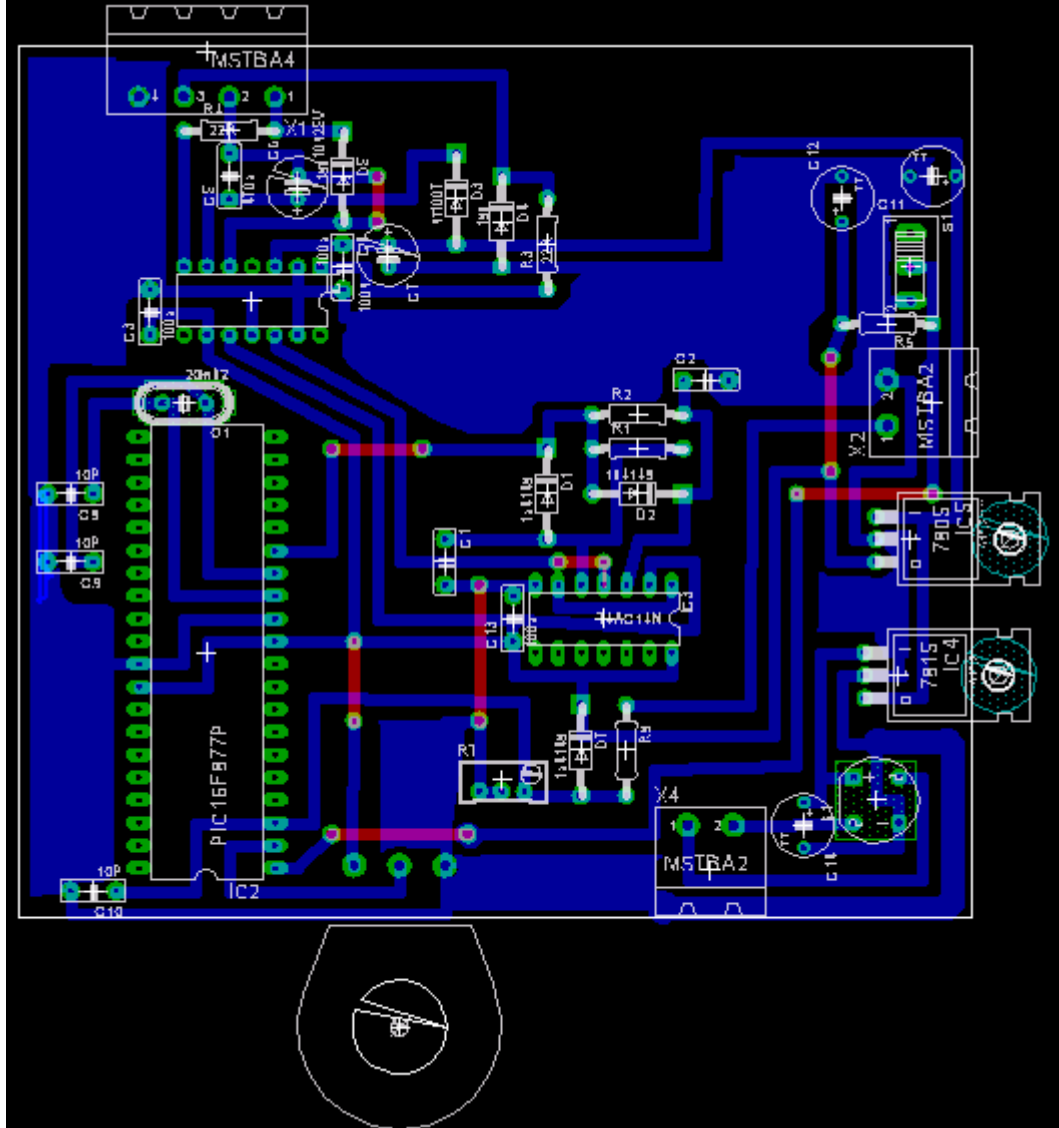
$$22,4 \text{ mL} \frac{1 \text{ mol}}{22.4 \text{ L}} \frac{2 \cdot 96485 \text{ C}}{1 \text{ mol}} \frac{1 \text{ s}}{1 \text{ C}} = 193 \text{ s}$$

Not: $1A=1C/s$; $1s/1C=1/(1A)$

EK-2 Kullanılan sürücü devresi ve mikroişlemci elektronik devre şeması



EK-3 Kullanılan sürücü kartının baskı devre şeması



EK-4 PIC 16F877'nin genel özellikleri

Bu çalışmada kontrol bileşeni olarak Microchip firmasına ait PIC 16F877 ürünü kullanılmıştır.

PIC 16F87X serisi öncelikle, PIC 16CXX ailesinin özelliklerini taşır. PIC 16CXX'de Harvard mimarisi kullanılmıştır. Von Neuman mimarisinde, veri ve program belleğine aynı yoldan erişilebilirken, bu mimaride program belleği ve veri belleğine erişim farklı boylarda yapılır. Veri yolu (databus) 8 bit genişliğindedir. Aynı anda, veri belleğine 8 bit genişliğindeki bu yolla erişilirken; program belleğine program yolu ya da adres yolu (program bus / adres bus) denilen 14 bit genişliğindeki diğer bir yolla erişilir. Bunun için PIC 16F87X ve PIC 16F84'de komut kodları (opcode), 14 bittir. 14 bitlik program belleğinin her bir adresi, bir komut koduna (Instruction Code / Instruction Word) karşılık gelir. Dolayısıyla her komuta bir çevrim süresinde (cycle) erişilir ve komut kaydedicisine yüklenir. Komut kaydedicisi, CPU tarafından kullanılan bir kaydedicidir ve dallanma komutları dışındaki bütün komutlar, aynı çevrim süresinde çalıştırılırlar. Bu sırada program sayacı, PC (ProgramCounter) bir artar. Dallanma ya da sapma komutları ise, iki ardışık periyotta çalıştırılır ve program sayacı PC, iki arttırılır.

16F87X Mikro denetleyici ailesi aşağıdaki temel özellikleri taşır:

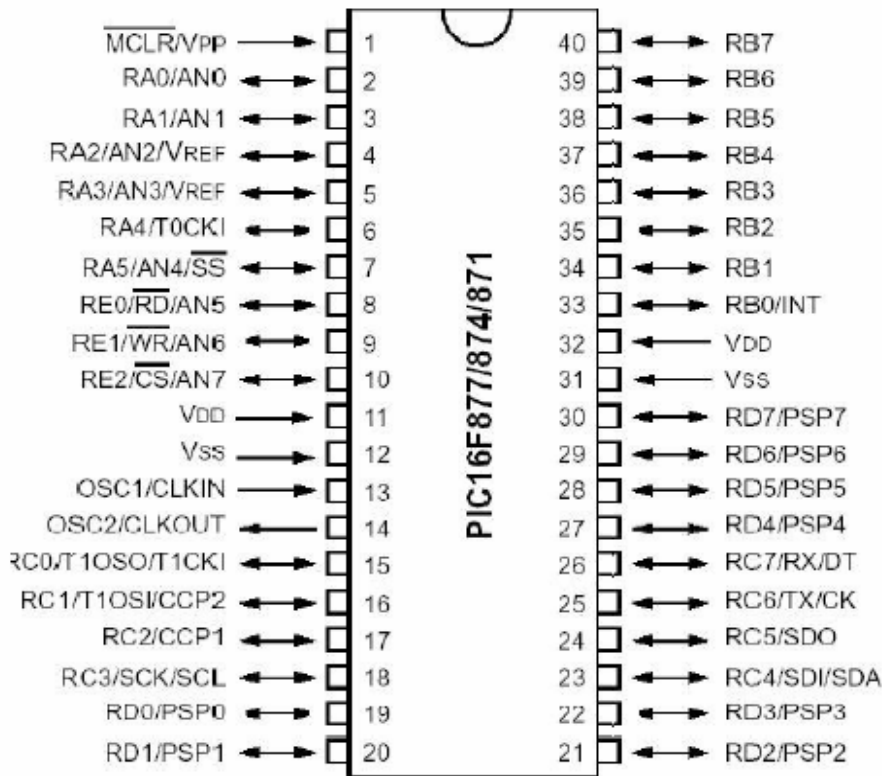
- ☐ CPU azaltılmış komut seti RISC temeline dayanır.
- ☐ Öğrenilecek 35 komut vardır ve her biri 14 bit uzunluktadır.
- ☐ Dallanma komutları iki çevrim (cycle) sürede, diğerleri ise bir çevrimlik sürede uygulanır.
- ☐ İşlem hızı 16F877'de DC-20 MHz'dir. (16F877'de bir komut DC-200 ns hızında çalışır.)
- ☐ Veri yolu (databus) 8 bittir.
- ☐ 32 adet SFR (Special Function Register) olarak adlandırılan özel işlem kaydedicisi vardır ve bunlar statik RAM üzerindedir.
- ☐ 8 Kword'e kadar artan flash belleği 1 milyon kez programlanabilir.
- ☐ 368 Bayt'a kadar artan veri belleği (RAM), ve 256 Bayt'a kadar artan EEPROM veri belleği vardır.

EK-4 (Devam) PIC 16F877'nin genel özellikleri

- ☐ Pik çıkışları PIC 16C73B/74B/76 ve 77 ile uyumludur.
 - ☐ 14 kaynaktan kesme yapabilir.
 - ☐ Yığıl (stack) derinliği 8'dir.
 - ☐ Doğrudan, dolaylı ve göreceli adresleme yapabilir.
 - ☐ Power-on Resen (Enerji verildiğinde sistemi resetleme) özelliği vardır.
 - ☐ Power-up Timer (Power-up zamanlayıcı) mevcuttur.
 - ☐ Osilatör Start-up Timer (Osilatör başlatma zamanlayıcısı) mevcuttur.
 - ☐ Watch-dog Timer (Gözleyici), devre içi RC osilatör mevcuttur.
 - ☐ Programla kod güvenliğinin sağlanabilmesi özelliği mevcuttur.
 - ☐ Devre içi Debugger (Hata ayıklamakta kullanılabilecek modül) mevcuttur.
 - ☐ Düşük gerilimli programlama özelliği vardır.
 - ☐ Flash ROM program belleği (EEPROM özellikli program belleği) mevcuttur.
 - ☐ Enerji tasarrufu sağlayan, uyku –Sleep Modu özelliği vardır.
 - ☐ Seçimli osilatör özellikleri mevcuttur.
 - ☐ Düşük güçle, yüksek hızla erişilebilen, CMOS-Flash EEPROM teknolojisi mevcuttur.
 - ☐ Tümüyle statik tasarıma sahiptir.
 - ☐ 2 pinle programlanabilme ve yalnız 5V girişle, devre içi seri programlanabilme özelliği mevcuttur.
 - ☐ İşlemcinin program belleğine, okuma/yazma özelliği ile erişimi mevcuttur.
 - ☐ 2,0 V – 5,0 V arasında değişen geniş işletim aralığı mevcuttur.
 - ☐ 25 mA'lık kaynak akımına sahiptir.
 - ☐ Devre içi, iki pin ile hata ayıklama özelliği mevcuttur.
 - ☐ Geniş sıcaklık aralığında çalışabilme özelliği mevcuttur.
 - ☐ Düşük güçle çalışabilme özelliği mevcuttur.
- Çevresel özellikleri ise şöyle sıralanabilir:
- ☐ TMR0: 8 bitlik zamanlayıcı, 8 bit ön bölücüdür.

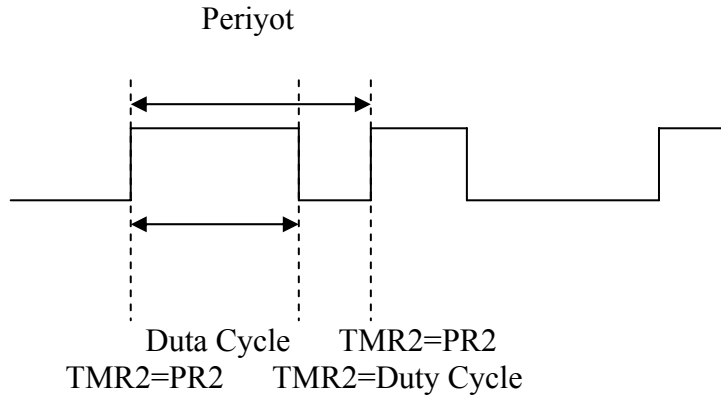
EK-4 (Devam) PIC 16F877'nin genel özellikleri

- TMR1: Ön bölücülü, 16 bit zamanlayıcı, uyuma modundayken dış kristal zamanlayıcıdan kontrolü arttırılabilir.
- TMR2: 8 bitlik zamanlayıcı, hem ön bölücü hem de son bölücü sabiti mevcuttur.
- İki Capture / Compare / PWM modülü mevcuttur.
- 10 bit çok kanallı A/D çevirici mevcuttur.
- Senkron seri port (SSP), SPI (Master mod) ve I2C (Master Slave) ile birlikte.
- Paralel Slave (bağımlı) Port, 8 bit genişlikte ve dış RD, WR, CS kontrolleri mevcuttur.
- USART/SCI, 9 bit adres yakalamalıdır.
- BOR Reset (Brown Out Reset) özelliği mevcuttur.



Şekil 4.1. PIC 16F877 bacak(port) bağlantıları

EK-4 (Devam) PIC 16F877'nin genel özellikleri



Şekil 4.3. PWM periyodu

PWM Periyodu

PWM periyodu PR2 yazmacına yazılarak belirlenebilir. PWM periyodu aşağıdaki formül kullanılarak hesaplanabilir:

$$\text{PWM periyodu} = [(PR2)+1] * 4 * T_{osc} * (TMR2 \text{ önskala değeri}) \quad (4.1)$$

PWM frekansı $1/[\text{PWM periyodu}]$ olarak tanımlanmıştır.

Ne zamanki TMR2 PR2 ye eşit olur, aşağıdaki üç olay gelecek döngüde gerçekleşir;

- TMR2 temizlenmiştir.
- CCP1 pini setlenir(kabul: Şayet PWM doluluk oranı=0% CCP1 pini setlenmeyecek)
- Şayet PWM doluluk oranı CCPR1L den CCPR1H a kilitlenmişse.

Timer 2 postscala değeri PWM frekansının belirlenmesinde kullanılmamalıdır. Postscala değeri bir servo güncellenebilir orana sahip olmak için PWM çıkışından farklı frekanslarda kullanılmalıdır.

PWM Doluluk Oranı

PWM doluluk oranı CCPR1L registeri ve CCP1CON <5:4> biti ile belirlenebilir. 10 bitin üzerinde bir çözünürlüğe ulaşılabilir. CCPR1L 8 MSB ve CCP1CON<5:4> 2 LSB içerir. Bu 10 bitlik değer tanımlanabilir CCPR1L:CCP1CON<5:4>. Aşağıdaki eşitlik PWM doluluk oranının zamanını belirlemek için kullanılabilir.

PWM doluluk oranı = $(CCPR1L: CCP1CON<5:4>) * T_{osc} * (TMR2 \text{ arka skala değeri})$ CCPR1L ve CCP1CON <5:4> herhangi bir anda yazılabilir, fakat doluluk

EK-4 (Devam) PIC 16F877'nin genel özellikleri

oranı kilitlenmeyebilir. CCPR1H ne zaman ki bir karşılaştırma olur PR2 ve TMR2 gerçekleştiğinde , PWM modunda CCPR1H sadece okunabilir bir yazmaçtır. CCPR1H yazmacı ve 2 bit dahili kitleme kullanıldığında ikili buffer PWM doluluk oranında, Bu çift buffer gereklidir glitch free PWM işlemleri için.

CCPR1H ve 2 bit kilitli TMR2 karşılaştırması, kilitlenir dahili 2 bitlik saat darbesi ile yada 2 bit TMR2 geri skala değeri ile CCP1 pini temizlenebilir.

Maksimum PWM çözünürlüğü verilen PWM frekansı için formülde

$$\text{Çözünürlük} = \frac{\log\left(\frac{F_{osc}}{F_{pwm}}\right)}{\log(2)} \text{ bit} \quad (4.2)$$

PWM İşlemleri İçin Ayarlar

Aşağıdaki adımlar CCP modülleri PWM işlemleri için biçimlendiğinde gösterilir.

1. PWM periyodu PR2 sayacına yazılarak set edilir.
2. PWM doluluk oranını CCPR1L registeri ve CCP1CON<5:4>biti ile ayarlanır.
3. CCP1 pinini TRISC <2> bitini temizleyerek çıkış yap.
4. TMR2 prescale değerini timer 2 T2CON a yazarak setler.
5. CCP1 modülünü PWM işlemleri için biçimlendirir.

PWM Frekansı	1,22kHz	4,88kHz	19,53kHz	78,12kHz	156,3kHz	208.,3kHz
Zaman Geriskası	16	4	1	1	1	1
PR2 Değeri	0xFFh	0xFFh	0xFFh	0x3Fh	0x1Fh	0x17h
Maksimum Çözünürlük	10	10	10	8	7	5,5

EK-4 (Devam) PIC 16F877'nin genel özellikleri

YAZMAÇLARIN CEPTURE İLE BİRLEŞTİRİLMESİ, COMPARE ve TİMER 1

Adres	İsim	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	On Değeri POR,BOR	On değer tüm resetler için
0Bh, 88h, 10Bh, 188h	INTCON	GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF	0000 000x	000 000u
0Ch	PIR1	PSPIF(1)	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF	0000 0000	0000 0000
0Dh	PIR2	---	---	---	---	---	---	---	CCP2IF	---- -0	0000 0000
8Ch	PIE1	PSPIE(1)	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE	0000 0000	0000 0000
8Dh	PIE2	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	CCP2IE	----0	----0
87h	TRISC	PORT C Bilgi yön registeri								1111 1111	1111 1111
0Eh	TMR1L	Tutma registeri en anlamsız bitler için 16 Bit TMR 1 registeri için								xxxx xxxx	uuuu uuuu
0Fh	TMR1H	Tutma registeri en anlamlı bitler için 16 bit TMR 1 registeri için								xxxx xxxx	uuuu uuuu
10h	T1CON	---	---	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	T1SYN C	TMR1SC	TMR1ON	--000000	--uu uuuu
15h	CCPR1L	Capture/Compare/PWM registerleri1(LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
16h	CCPR1H	Capture/Compare/PWM registerleri1(MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
17h	CCP1CON	-----	-----	CCP1X	CCP1Y	CCP1M3	CCP1M2	CCP1M1	CCP1MO	--000000	--00 0000
1Bh	CCPR2L	Capture/Compare/PWM registerleri2(LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Ch	CCPR2H	Capture/Compare/PWM registerleri2(MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Dh	CCP2CON	---	-----	CCP2X	CCP2Y	CCP2M3	CCP2M2	CCP2M1	CCP2MO	--000000	--000000

Legend x=bilinmeyen, u=değişmeyen, =yerleştirilmeyen, . Perdelenmemiş hücreler capture tarafından ve timer 1 tarafından '0' olarak okunur.

NOT1: PSP yerleştirilmemiştir PIC 16F873/876 daima bu bitleri temiz tutar.

EK-5 PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```
list p=16F877          ;F OSC= 20MHz
    include "macro.asm"
    include "p16F877.inc"
```

```
OPTIONREG EQU  0x81
```

```
ERRORLEVEL -302
```

```
    __CONFIG _CP_OFF & _WDT_OFF & _BODEN_ON & _PWRTE_ON &
    _HS_OSC & _WRT_ENABLE_ON & _LVP_OFF & _DEBUG_OFF & _CPD_OFF
```

```
CBLOCK 0x20          ; değişkenler tanımlanıyor
```

```
    PWMMAXH,PWMMAXL,VSET,PWMH,PWML,VINT2,VINT1,VINT0,V
    PROP,VHATA,VREF,WTEMP,STATUSTEMP,POINTER,REFREG,VOLREG,CU
    RREG
```

```
ENDC
```

```
#DEFINE CARRY STATUS,0
```

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```
#DEFINE ZERO STATUS,2
#DEFINE P0 STATUS,5
#DEFINE PIE INTCON,6
#DEFINE GE INTCON,7
#DEFINE T2IE PIE1,1
#DEFINE T2IF PIR1,1
#DEFINE T2ON T2CON,2
#DEFINE KN0 ADCON0,3
#DEFINE KN1 ADCON0,4
#DEFINE KN2 ADCON0,5
#DEFINE GODONE ADCON0,2

ORG 0
GOTO START

ORG 4
INTSTART

MOVWF WTEMP
SWAPF STATUS,0
MOVWF STATUSTEMP

BTFSC T2IF
GOTO T2INT
GOTO SON
```

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

T2INT BCF T2IF ; t2 kesme bayrağını temizle

```

MOVWF POINTER,0 ; pointer değerine göre alt programa dallan
ADDWF PCL,1
GOTO SSIFIR
GOTO SBIR
GOTO SIKI
GOTO SUC
GOTO SDORT
GOTO SBES
CLRF POINTER
CLRF POINTER
CLRF POINTER

```

SSIFIR BSF KN0 ; AN1 seçildi. Bu kanaldan çıkış gerilimi
okunuyor...

```

BCF KN1
BCF KN2

```

GOTO ARTIR

SBIR BSF GODONE ; ADC çevrimi başlatıldı..
; Buraya pim döngüsü yazılacak...

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

;hata=Set-Volreg

;Eğer işlem sonucu pozitifse C=1 oluyor.

```

MOVFWOLREG,W
SUBWF      VSET,W
MOVWF      VHATA
BTFSSSTATUS,C
GOTO G13

```

G3

```

MOVFWHATA,W      ;KPROP=1*VHATA
MOVWF      VPROP

```

;W içinde vprop değeri var. $\text{vinç} = \text{vinç} + \text{fark}$ işlemi gerçekleştiriliyor.

; Toplama işleminde tasma varsa C=0

G4

```

ADDWF      VINT0,F
BTFSSSTATUS,C
INCF  VINT1,F
BTFSSSTATUS,C
INCF  VINT2,F

```

;pim=(vint*4)/65536 işlemi gerçekleştiriliyor...

;(PWM=VINT>>14)

;PWMH=VINT2<<2

;PWML=VINT2>>6

G5

```

CLRF PWMH
BTFSC      VINT2,6
BSF        PWMH,0
BTFSC      VINT2,7

```

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```

BSF      PWMH,1
MOVFVINT2,W
MOVWF    PWML
RLF      PWML
RLF      PWML
BCF      PWML,0
BCF      PWML,1

```

;pim in tepe değeri (280) kontrol ediliyor...

G6

```

MOVFPWMH,W
SUBLW    H'01'
BTFSSSTATUS,C
GOTO G11
BTFSSSTATUS,Z    ; PWMH=0X01 Mi?
GOTO G11
MOVFPWML,W
SUBLW    H'18'
BTFSC    STATUS,C
GOTO G7

```

G11

```

MOVLW    H'01'
MOVWF    PWMH
MOVLW    H'18'
MOVWF    PWML
MOVLW    B'00000000'
MOVWF    VINT0
MOVLW    B'00000000'
MOVWF    VINT1
MOVLW    B'10001100'

```

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```

MOVWF    VINT2
GOTO G10

G7
MOVFPVPROP,W
ADDWF    PWML,W
BTFSC    STATUS,C
GOTO G8      ;BU TOPLAMA ISLEMINDE TASMA
VAR...PWM I MAX DEGERİNE ESİTİLE
INCF    PWMH,F

G8
MOVFPWMH,W
SUBLW    H'01'
BTFSSSTATUS,C
GOTO G10
BTFSSSTATUS,Z    ; PWMH=0X01 Mi?
GOTO G10
MOVFPWML,W
SUBLW    H'18'
BTFSC    STATUS,C
GOTO G10

G9
MOVLW    H'01'
MOVWF    PWMH
MOVLW    H'18'
MOVWF    PWML
GOTO G10

G13      ; (13. ADIM BASLANGICI)
MOVFPVSET,W

```

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```

SUBWF    VOLREG,W
MOVWF    VHATA

G14
MOVF VHATA,W    ;KPROP=1*VHATA
MOVWF    VPROP

G15
MOVF VINT2,F                ;VINT2 SIFIR MI?
BTFSS STATUS,Z
GOTO G15_2
MOVF VINT1,F                ;VINT1 SIFIR MI?
BTFSS STATUS,Z
GOTO G15_2
MOVF VPROP,W
SUBWF    VINT0,F
BTFSC    STATUS,C
GOTO G15_2

G17                                ;VINT-VFARK      SONUCU
NEGATIF

CLRF VINT0    ;VINT VE PWM DEGERLERINI SIFIRLA
CLRF VINT1
CLRF VINT2
CLRF PWML
CLRF PWMH
GOTO G10

G15_2    ; EGER VINT2 VEYA VINT1 SIFIR DEGILSE BU RUTINE
GELINIR...CIKARMA ISLEMI GERCEKLESTIRILIR...
MOVF VPROP,W
SUBWF    VINT0,F

```

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```

    BTFSSSTATUS,C
    DECF VINT1,F
    BTFSSSTATUS,C
    DECF VINT2,F

```

;pwm=(vint*4)/65536 islemi gerceklesitiriliyor...

;(PWM=VINT>>14)

;PWM1=VINT2

;PWM0=VINT1>>6

G18

```

    CLR F PWMH
    BTFSC     VINT2,6
    BSF       PWMH,0
    BTFSC     VINT2,7
    BSF       PWMH,1
    MOVF VINT2,W
    MOVWF     PWML
    RLF       PWML
    RLF       PWML
    BCF       PWML,0
    BCF       PWML,1

```

G19

```

    MOVF PWMH,F           ;PWMH SIFIR MI?
    BTFSSSTATUS,Z
    GOTO G19_2
    MOVF VPROP,W
    SUBWF     PWML,F
    BTFSC     STATUS,C
    GOTO G10

```

G21

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```

        CLR F PWMH
        CLR F PWML
        GOTO G10

G19_2
        MOV F PWML, W
        SUBWF    VINT0, F
        BTFSS STATUS, C
        DEC F PWMH, F
        GOTO G10

G10
;PWM MAX KONTROLU.....
;PWMMAXH VE PWMMAXL DEGERLERI ONCEDEN GIRILMELI
        MOV F PWMH, W
        SUBWF    PWMMAXH, W
        BTFSS STATUS, C
        GOTO G22
        BTFSS STATUS, Z    ; PWMH=0X01 Mi?
        GOTO G22
        MOV F PWML, W
        SUBWF    PWMMAXL, W
        BTFSC    STATUS, C
        GOTO G23

G22
        MOV F PWMMAXH, W
        MOVWF    PWMH
        MOV F PWMMAXL, W
        MOVWF    PWML
        MOV F PWML, W
        MOVWF    CCPR1L

G23

```

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

GOTO ARTIR

SIKI MOVF ADRESH,0 ; sıfırınca kanaldaki ada değeri okunuyor.
MOVWF VOLREG

GOTO ARTIR

SUC

BCF KN0 ; AN0 seçildi. Bu kanaldan gerilimin referans değeri okunuyor.

BCF KN1

BCF KN2

;BSF GODONE

GOTO ARTIR

SDORT

BSF GODONE

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

GOTO ARTIR

SBES

MOVF ADRESH,0

MOVWF VREF

CLRF POINTER

GOTO SON

SON SWAPF STATUSTEMP,0

MOVWF STATUS

SWAPF WTEMP,1

SWAPF WTEMP,0

RETFIE

START

BCF P0 ;FSR inden register...RAM deki değerler (değişkenler)
sıfırlanıyor..

MOVLW 0x20

MOVWF FSR

NEXT CLRF INDF

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

INCF FSR,1

AEL FSR,0x7F,BAS ; AEL makro..FSR 0x07F ise BAS a git

GOTO NEXT

BAS

BSF P0

CLRF TRISC ; porte çıkış

MOVLW 0xFF

MOVWF TRISB ; porte giriş

MOVWF TRISA ; pofta giriş

MOVLW 0x07

MOVWF TRISE ; tirse giriş

CLRF ADCON1 ; tüm ada pikleri ada modanda, lefte

justified

BCF P0

MOVLW 0x81

MOVWF ADCON0 ; fosc/32, ADC açık..kullanılmayan

ADC pinlerini pulldown yap...

MOVLW 0x0F

MOVWF CCP1CON ; pwm modu seçildi

MOVWF CCP2CON ; pwm modu seçildi

CLRF T2CON ; pwm sayıcısı kapalı

BSF P0

MOVLW 0xFA ; 20KHz pwm frekansı. 0xFA frekansı

belirliyor

MOVWF PR2 ; bu durumda PWM rezolüsyonu 9-10 bit

BSF T2IE ; t2 kesmesi açık

BCF P0

BCF T2IF

EK-5 (Devam) PIC Mikroişlemciye ait yazılan program

```

;MOVLW 0xFA
;MOVWF CCPR2L
MOVLW 0x0C
MOVWF CCPR1L
BSF PIE
BSF GE                ; tüm kesmeler açık

```

;PWMMAXH VE PWMMAXL DEGERLERİ BURADA ATANMALI

```

MOVLW    0xFA
MOVWF    PWMMAXH
MOVLW    0x00
MOVWF    PWMMAXL

```

```

BSF T2ON

```

```

HAL      GOTO HAL      ; sonsuz döngü

```

```

ARTIR      INCF POINTER,1
           GOTO SON

```

```

END

```

EK-6 Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60147J

IR2110/IR2113

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- Separate logic supply range from 5 to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

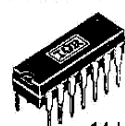
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

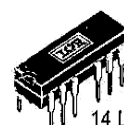
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

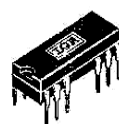
Packages



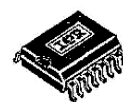
14 Lead PDIP
IR2110/IR2113



14 Lead PDIP
w/o Lead 4
IR2110-1/IR2113-1

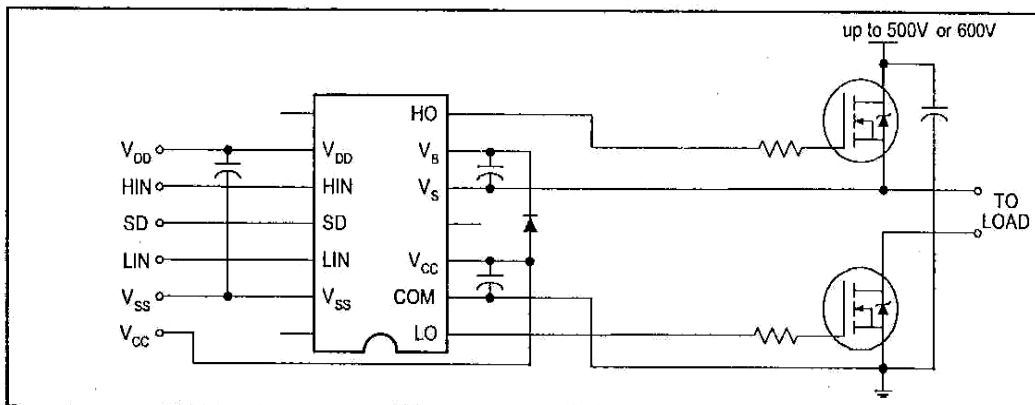


16 Lead PDIP
w/o leads 4 & 5
IR2110-2/IR2113-2



16 Lead SOIC
IR2110S/IR2113S

Typical Connection



EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

IR2110/IR2113

Absolute Maximum Ratings

International
IR Rectifier

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V
	(IR2113)	-0.3	625	
V_S	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$	
V_{HO}	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25	
V_{LO}	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
V_{DD}	Logic supply voltage	-0.3	$V_{SS} + 25$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{DD} + 0.3$	
dV_g/dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ (14 lead DIP)	—	1.6	W
	(14 lead DIP w/o lead 4)	—	1.5	
	(16 lead DIP w/o leads 5 & 6)	—	1.6	
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
R_{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP)	—	75	$^\circ\text{C/W}$
	(14 lead DIP w/o lead 4)	—	85	
	(16 lead DIP w/o leads 5 & 6)	—	75	
	(16Lead SOIC)	—	100	
T_J	Junction temperature	—	150	$^\circ\text{C}$
T_S	Storage temperature	-55	150	
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{DD}	Logic supply voltage	$V_{SS} + 4.5$	$V_{SS} + 20$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	-5	5	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V_{SS}	V_{DD}	$^\circ\text{C}$
T_A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to - V_{BS} .

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IR Rectifier

IR2110/IR2113

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	—	10		Figure 5

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IH} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

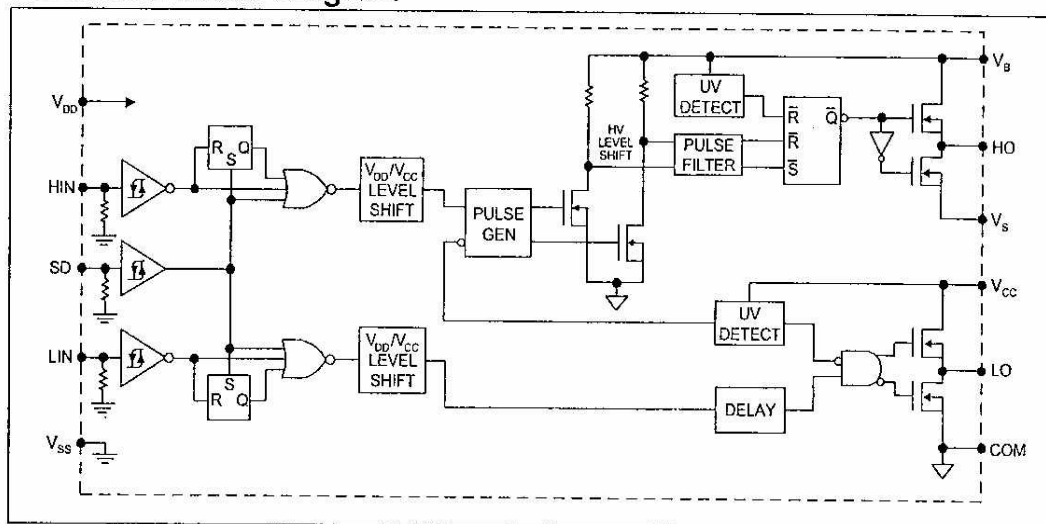
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

IR2110/IR2113

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

14 Lead PDIP	14 Lead PDIP w/o Lead 4	16 Lead PDIP w/o Leads 4 & 5	16 Lead SOIC (Wide Body)
IR2110/IR2113	IR2110-1/IR2113-1	IR2110-2/IR2113-2	IR2110S/IR2113S
Part Number			

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IOR Rectifier

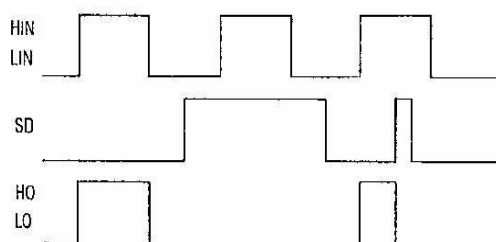
IR2110/IR2113

Figure 1. Input/Output Timing Diagram

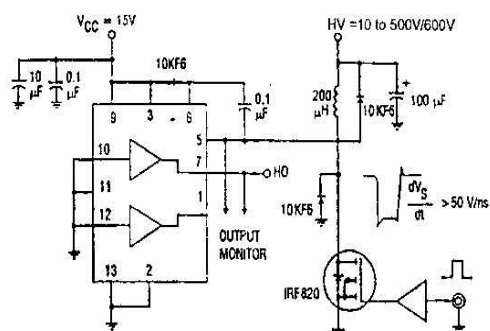


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

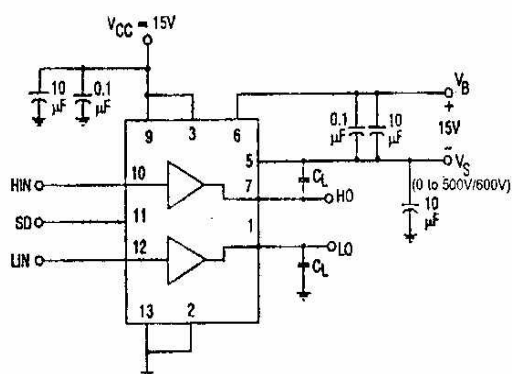


Figure 3. Switching Time Test Circuit

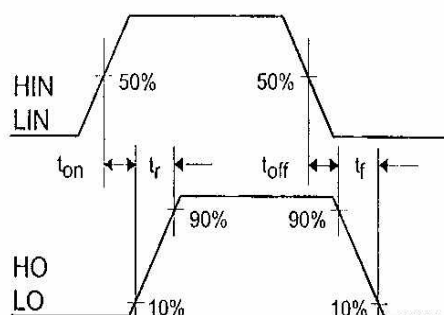


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

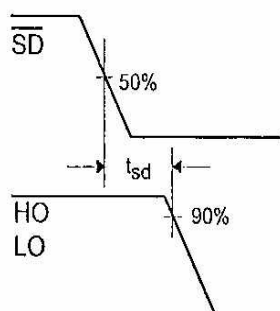


Figure 3. Shutdown Waveform Definitions

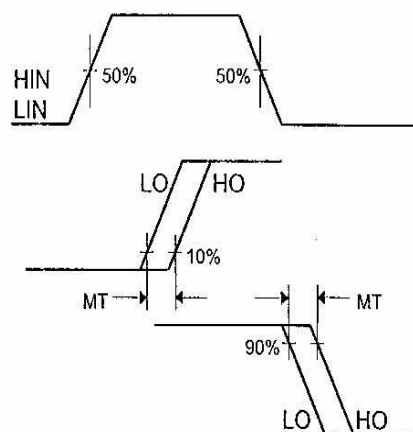
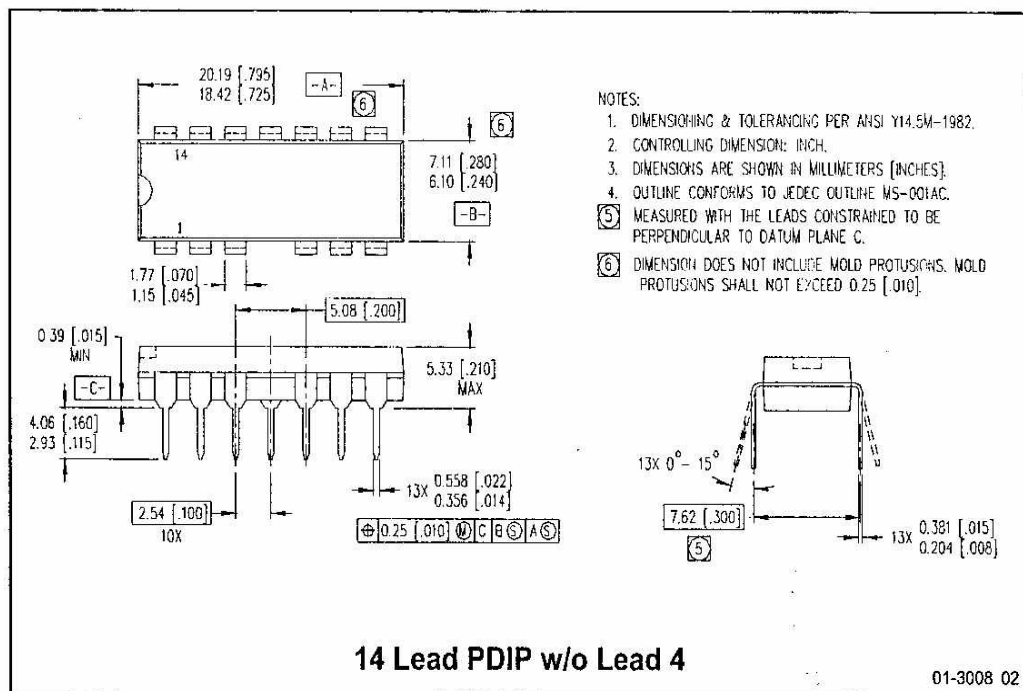
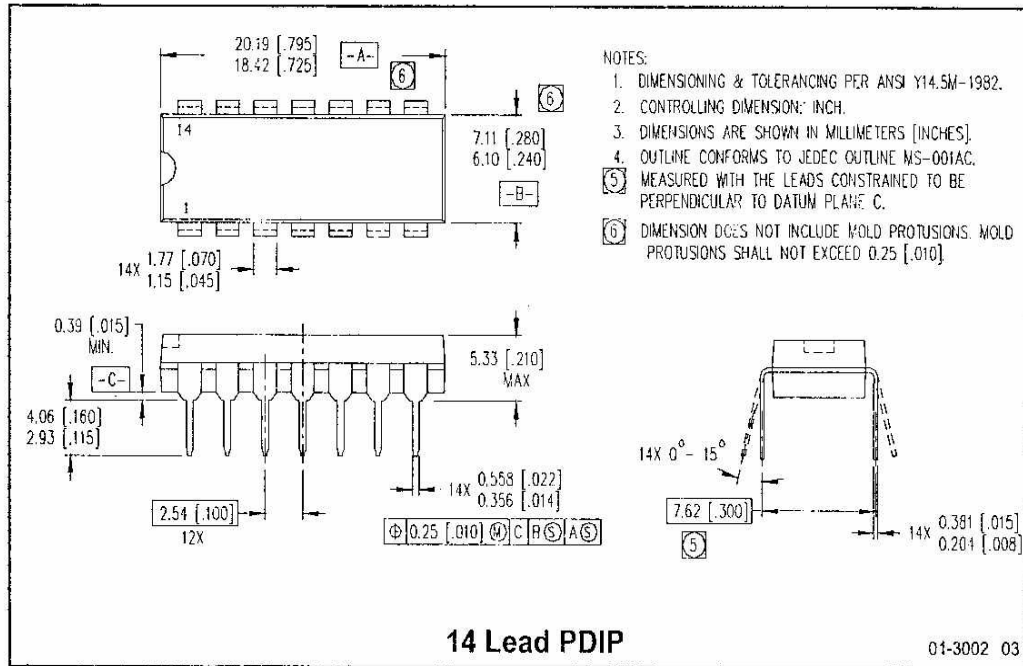


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

IR2110/IR2113

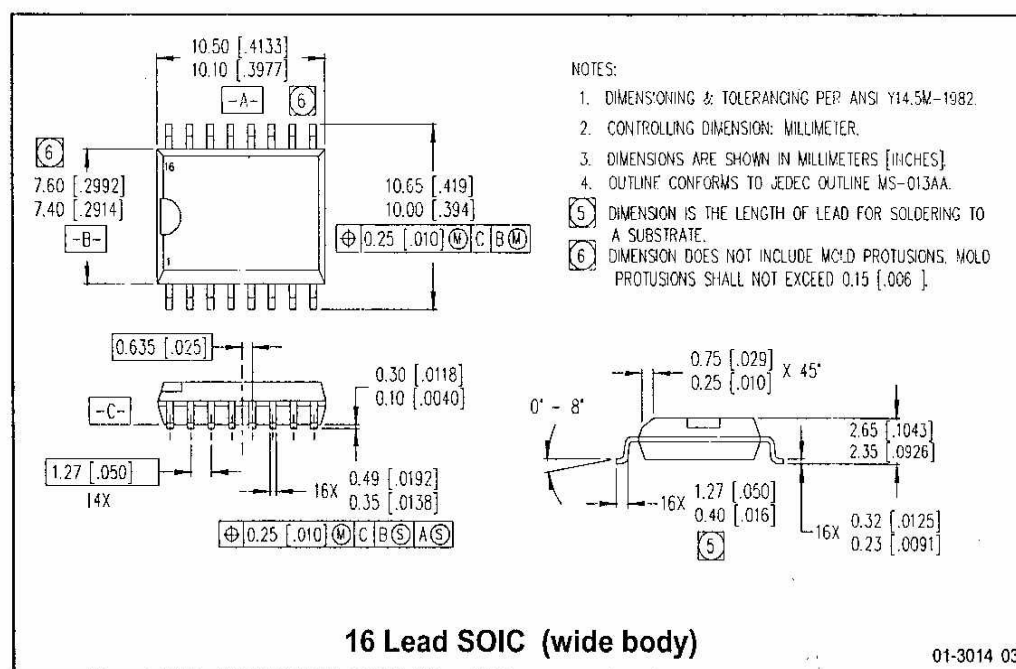
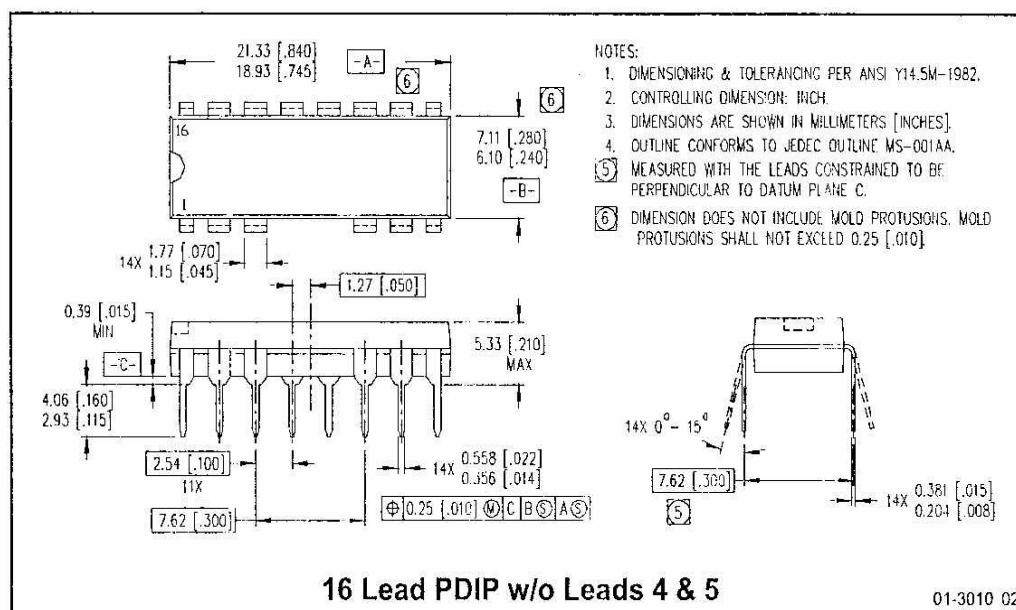
International
IOR Rectifier



EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IOR Rectifier

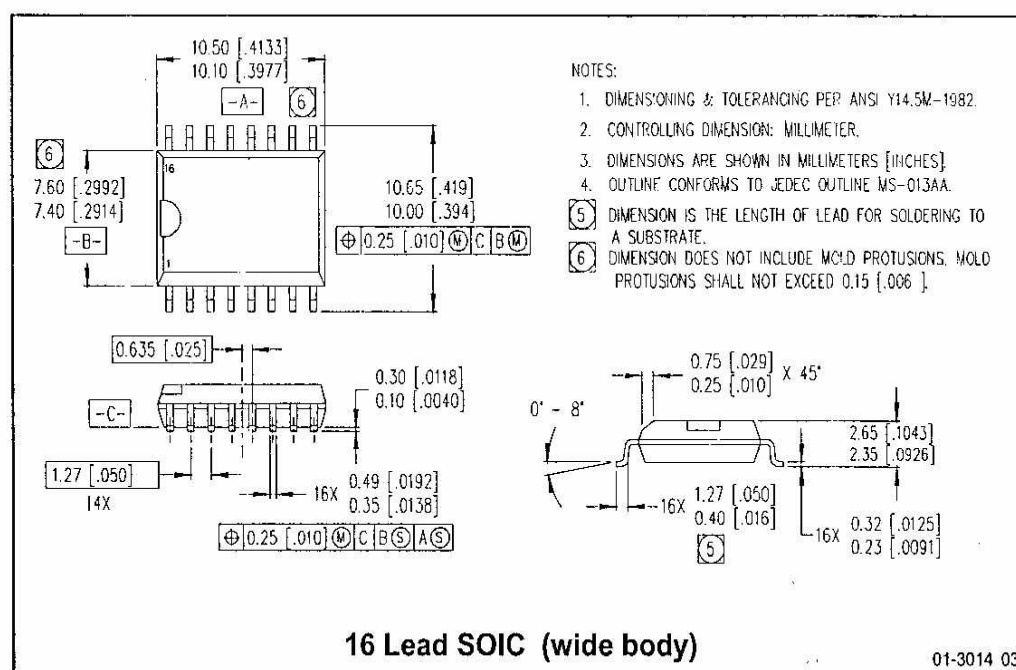
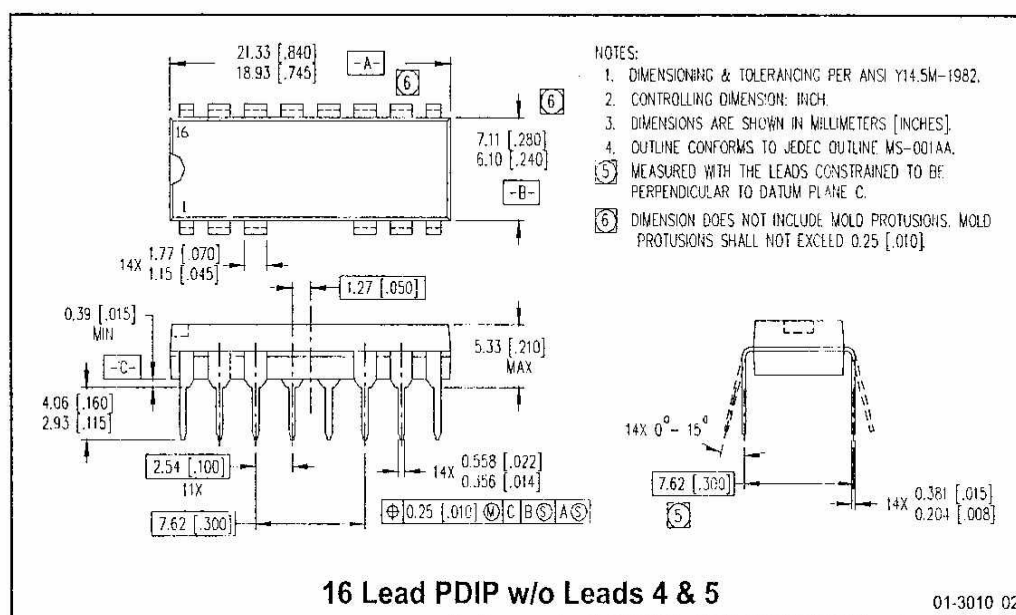
IR2110/IR2113



EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IOR Rectifier

IR2110/IR2113



EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IR Rectifier

IR2110/IR2113

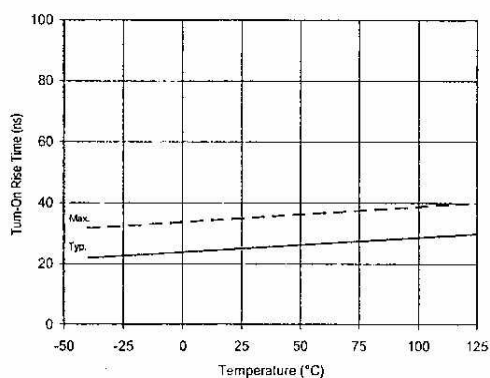


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

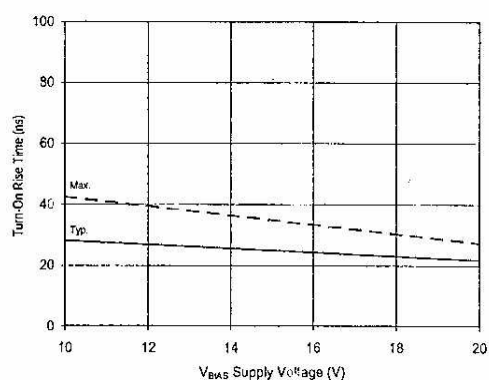


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

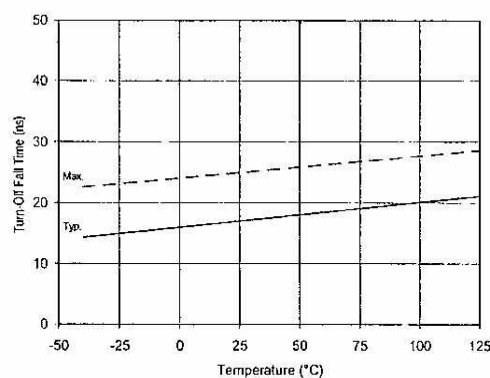


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

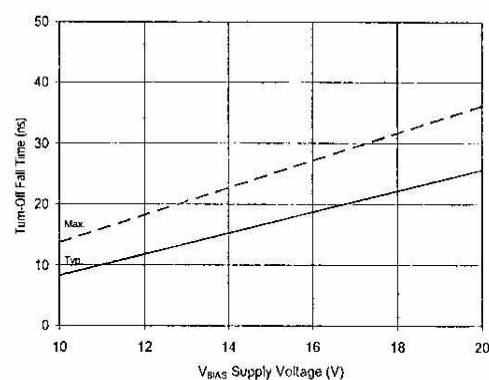


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

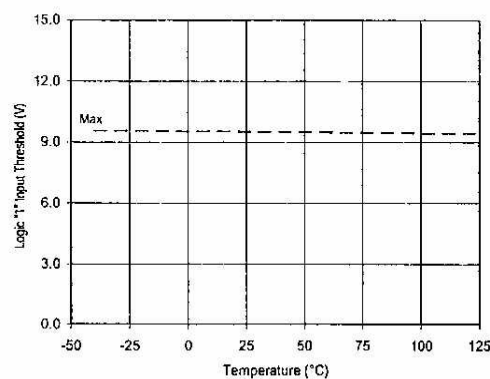


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

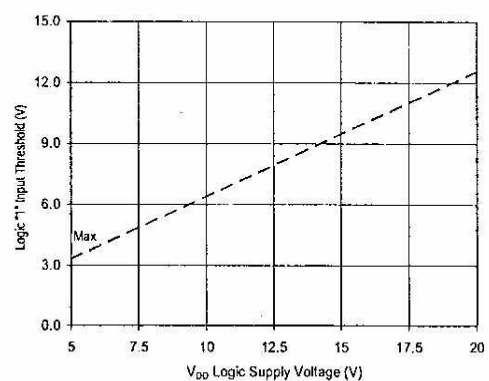


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

IR2110/IR2113

International
IOR Rectifier

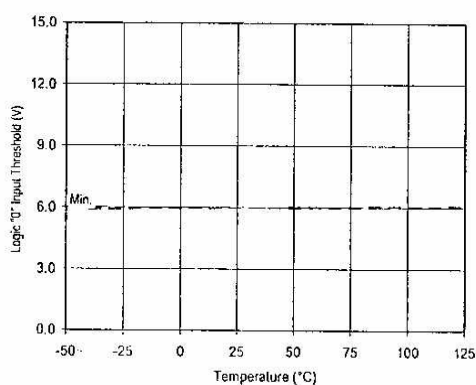


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

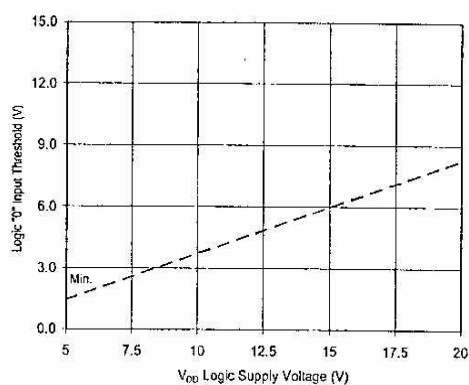


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

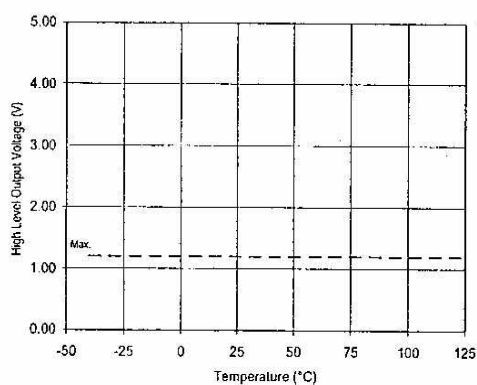


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

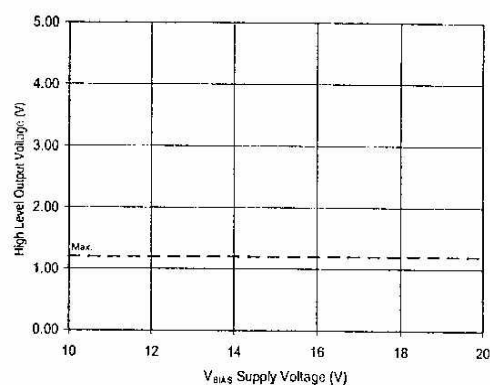


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

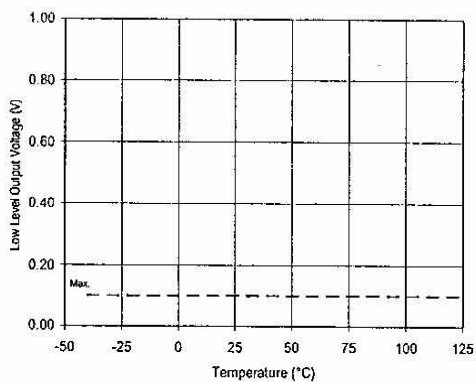


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

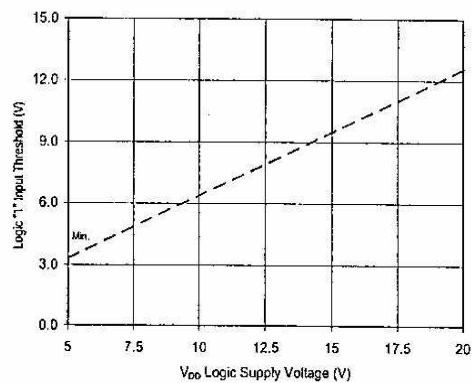


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IOR Rectifier

IR2110/IR2113

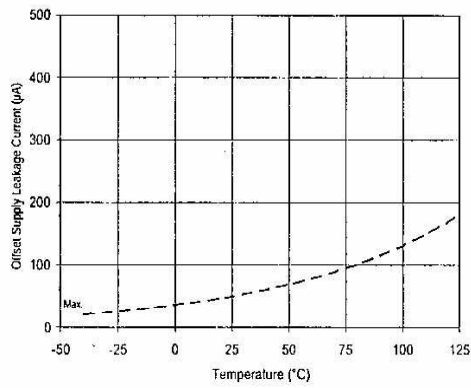


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

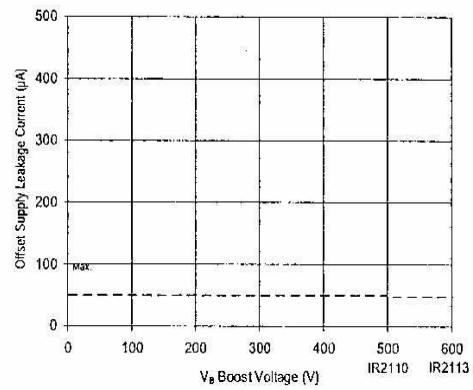


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

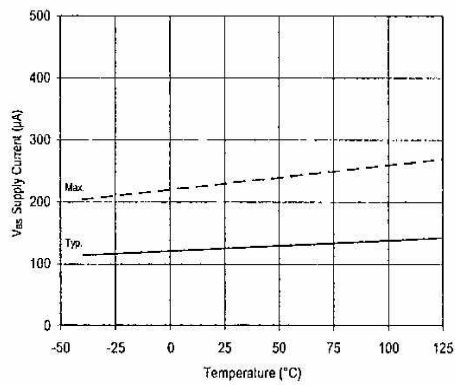


Figure 17A. V_{BS} Supply Current vs. Temperature

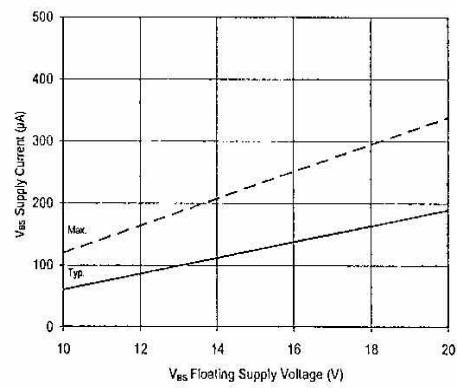


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

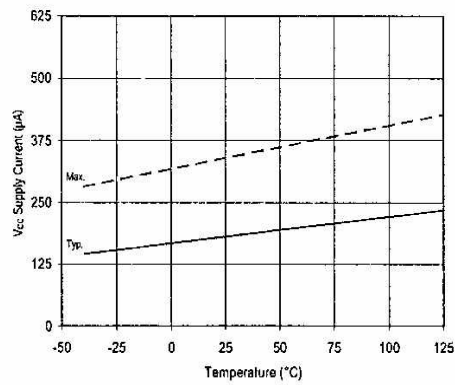


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

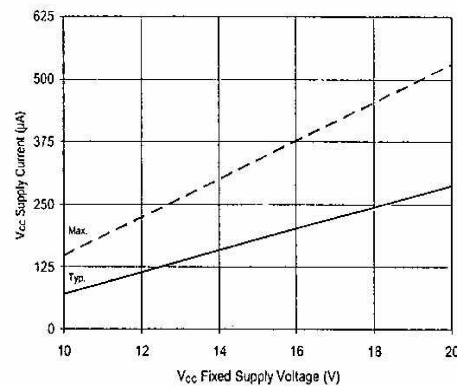


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

IR2110/IR2113

International
Rectifier

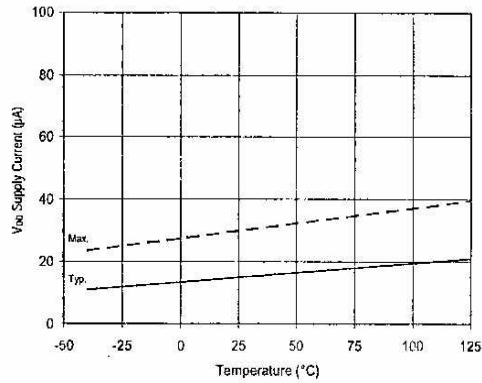


Figure 19A. VDD Supply Current vs. Temperature

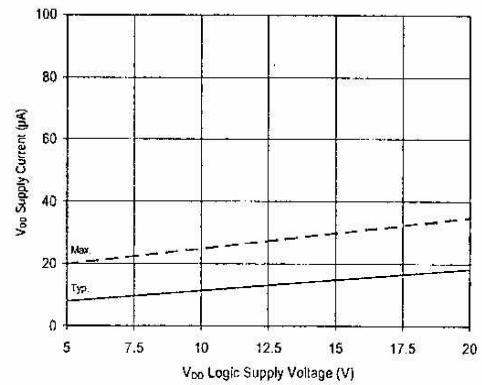


Figure 19B. VDD Supply Current vs. Voltage

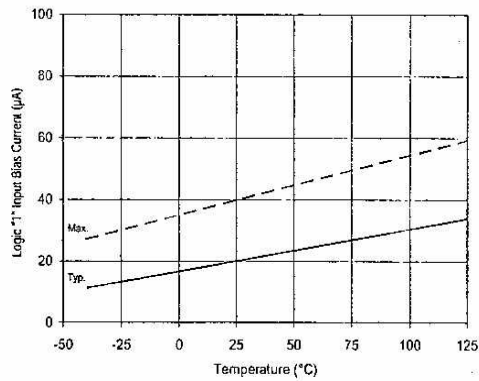


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

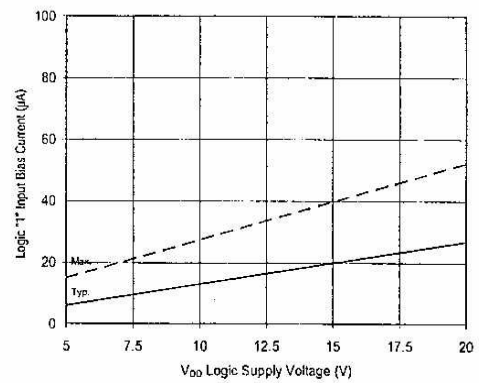


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. Voltage

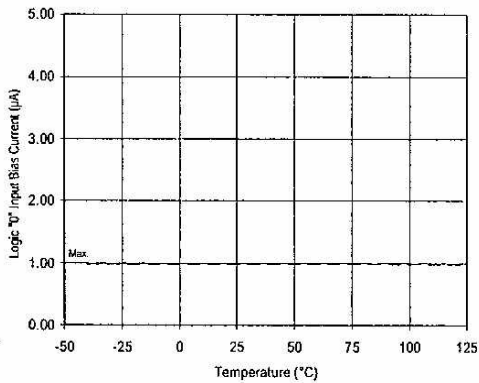


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

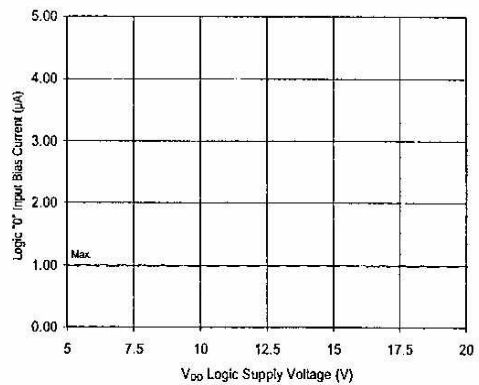


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. Voltage

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IOR Rectifier

IR2110/IR2113

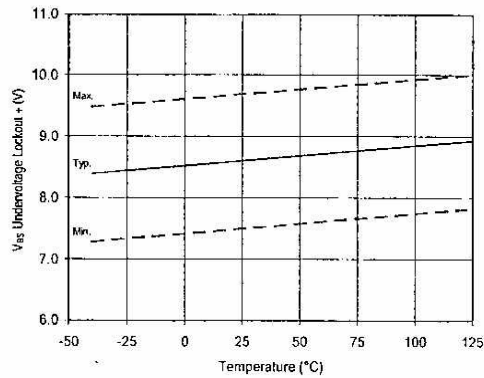


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

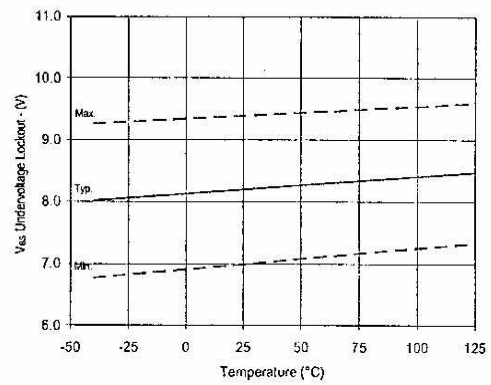


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

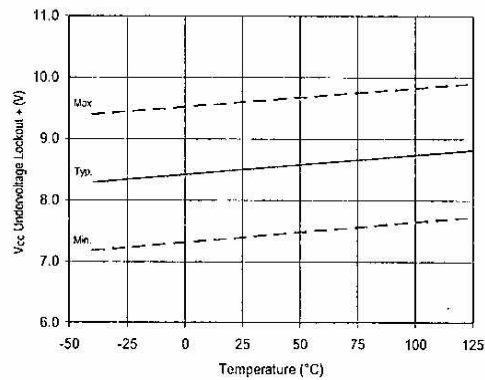


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

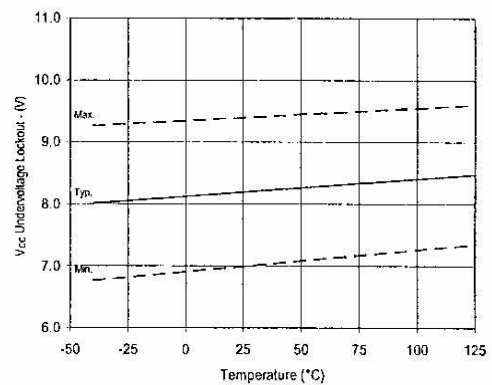


Figure 25. V_{CC} Undervoltage (-) vs. Temperature

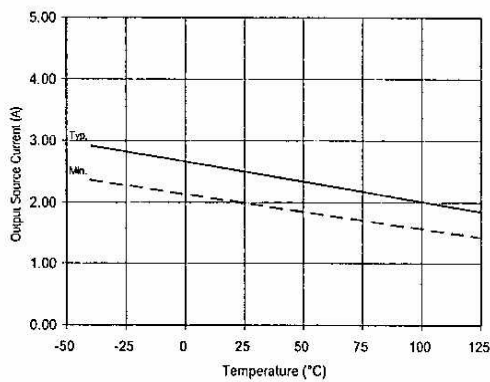


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

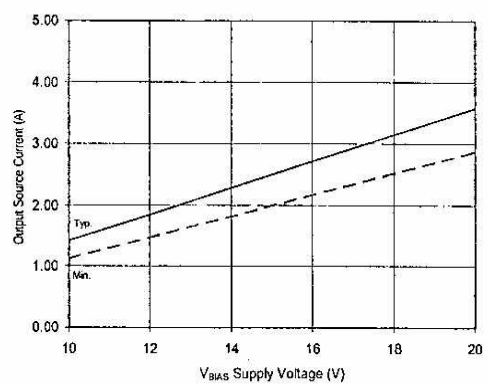


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

IR2110/IR2113

International
IR Rectifier

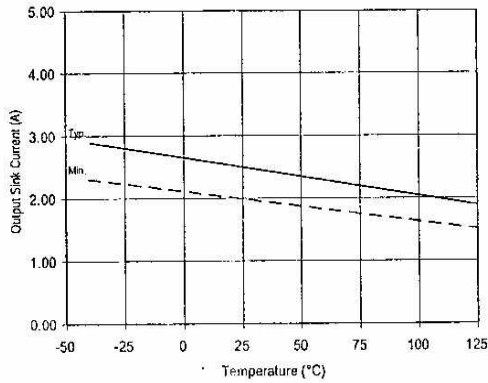


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

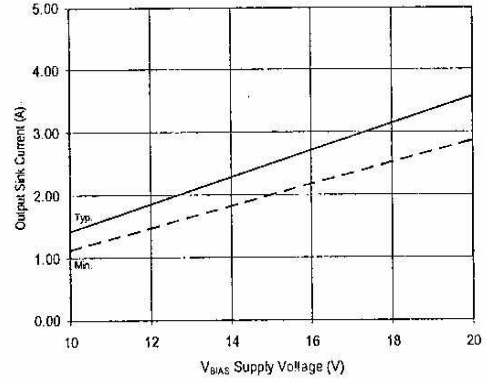


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

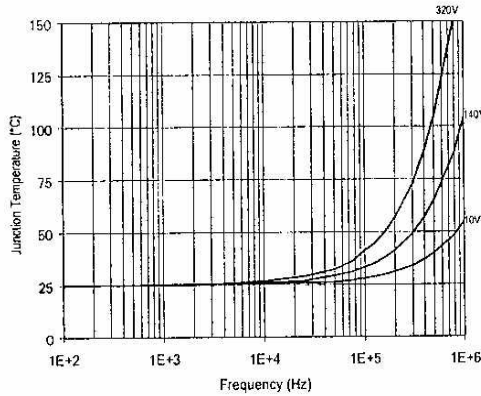


Figure 28. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

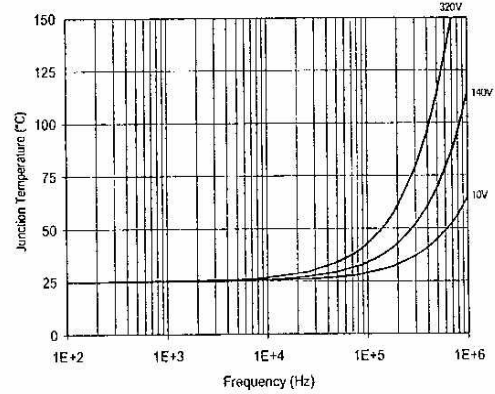


Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

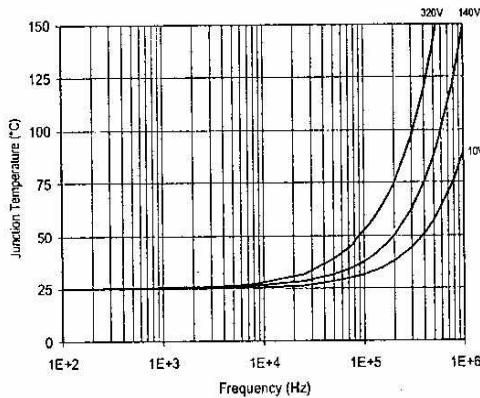


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

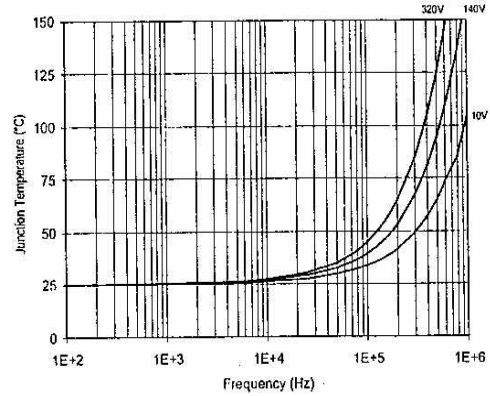


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

International
IR Rectifier

IR2110/IR2113

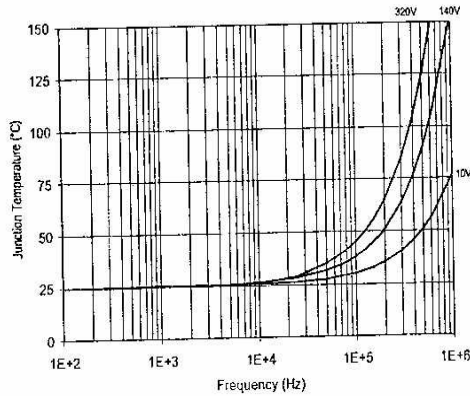


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

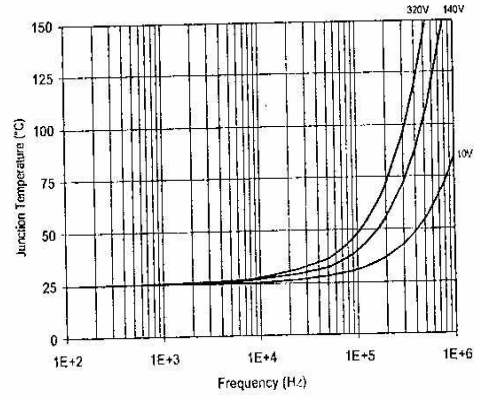


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

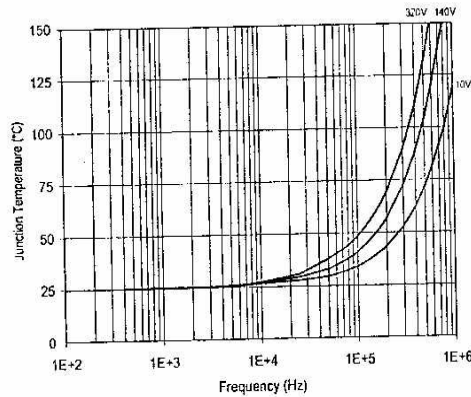


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

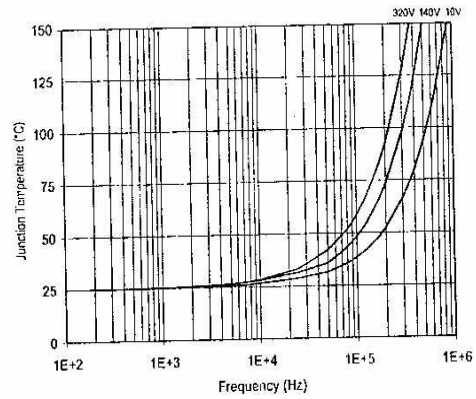


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

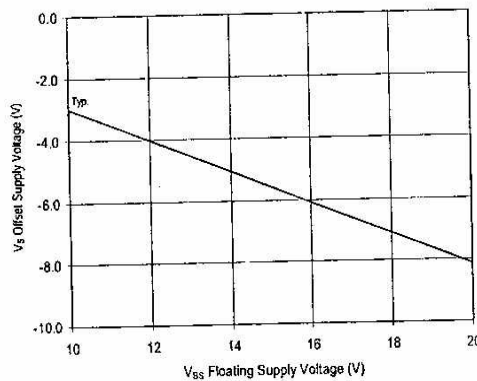


Figure 36. Maximum V_s Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

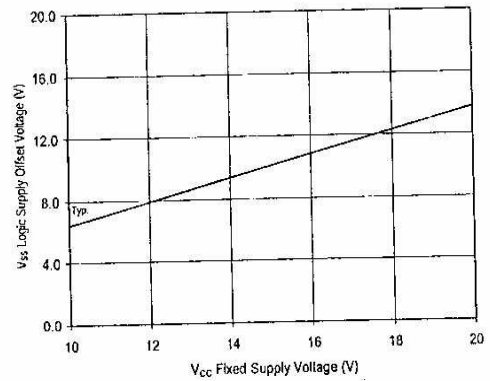


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

IR2110/IR2113

International
IOR Rectifier

International
IOR Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 322 3331

IR GREAT BRITAIN: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T 3Z2 Tel: (905) 453-2200

IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111

IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo, Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086

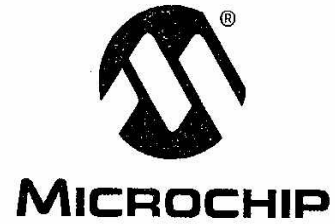
IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: 65 838 4630

IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D..207, Sec.2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936

<http://www.irf.com/>

Data and specifications subject to change without notice. 4/19/99

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları



PIC16F87X

Data Sheet

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH
Microcontrollers

PIC16F87X

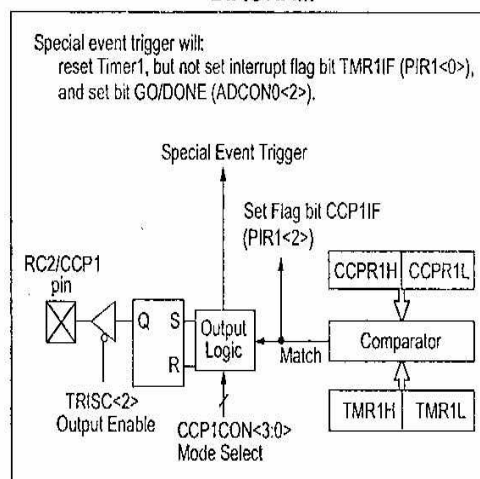
8.2 Compare Mode

In Compare mode, the 16-bit CCPR1 register value is constantly compared against the TMR1 register pair value. When a match occurs, the RC2/CCP1 pin is:

- Driven high
- Driven low
- Remains unchanged

The action on the pin is based on the value of control bits CCP1M3:CCP1M0 (CCP1CON<3:0>). At the same time, interrupt flag bit CCP1IF is set.

FIGURE 8-2: COMPARE MODE OPERATION BLOCK DIAGRAM



8.2.1 CCP PIN CONFIGURATION

The user must configure the RC2/CCP1 pin as an output by clearing the TRISC<2> bit.

Note: Clearing the CCP1CON register will force the RC2/CCP1 compare output latch to the default low level. This is not the PORTC I/O data latch.

8.2.2 TIMER1 MODE SELECTION

Timer1 must be running in Timer mode, or Synchronized Counter mode, if the CCP module is using the compare feature. In Asynchronous Counter mode, the compare operation may not work.

8.2.3 SOFTWARE INTERRUPT MODE

When Generate Software Interrupt mode is chosen, the CCP1 pin is not affected. The CCPIF bit is set, causing a CCP interrupt (if enabled).

8.2.4 SPECIAL EVENT TRIGGER

In this mode, an internal hardware trigger is generated, which may be used to initiate an action.

The special event trigger output of CCP1 resets the TMR1 register pair. This allows the CCPR1 register to effectively be a 16-bit programmable period register for Timer1.

The special event trigger output of CCP2 resets the TMR1 register pair and starts an A/D conversion (if the A/D module is enabled).

Note: The special event trigger from the CCP1 and CCP2 modules will not set interrupt flag bit TMR1IF (PIR1<0>).

PIC16F87X

8.3 PWM Mode (PWM)

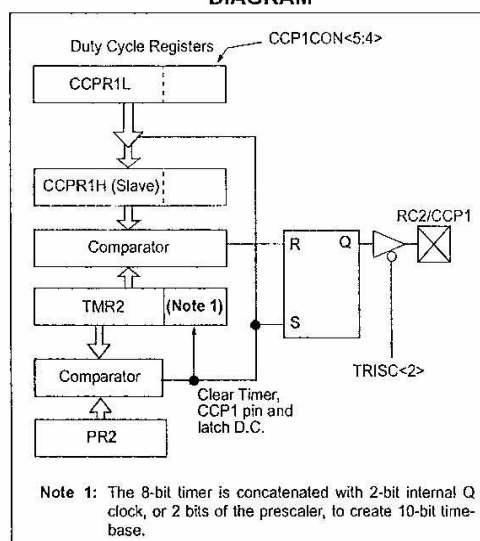
In Pulse Width Modulation mode, the CCPx pin produces up to a 10-bit resolution PWM output. Since the CCP1 pin is multiplexed with the PORTC data latch, the TRISC<2> bit must be cleared to make the CCP1 pin an output.

Note: Clearing the CCP1CON register will force the CCP1 PWM output latch to the default low level. This is not the PORTC I/O data latch.

Figure 8-3 shows a simplified block diagram of the CCP module in PWM mode.

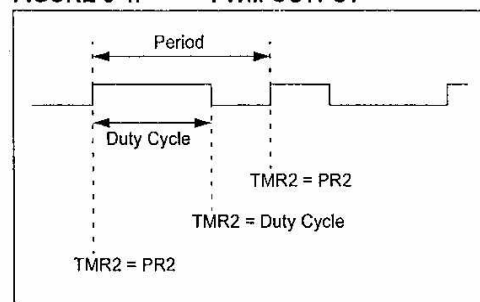
For a step-by-step procedure on how to set up the CCP module for PWM operation, see Section 8.3.3.

FIGURE 8-3: SIMPLIFIED PWM BLOCK DIAGRAM



A PWM output (Figure 8-4) has a time-base (period) and a time that the output stays high (duty cycle). The frequency of the PWM is the inverse of the period (1/period).

FIGURE 8-4: PWM OUTPUT



8.3.1 PWM PERIOD

The PWM period is specified by writing to the PR2 register. The PWM period can be calculated using the following formula:

$$\text{PWM period} = [(PR2) + 1] \cdot 4 \cdot T_{OSC} \cdot (\text{TMR2 prescale value})$$

PWM frequency is defined as $1 / [\text{PWM period}]$.

When TMR2 is equal to PR2, the following three events occur on the next increment cycle:

- TMR2 is cleared
- The CCP1 pin is set (exception: if PWM duty cycle = 0%, the CCP1 pin will not be set)
- The PWM duty cycle is latched from CCPR1L into CCPR1H

Note: The Timer2 postscaler (see Section 7.1) is not used in the determination of the PWM frequency. The postscaler could be used to have a servo update rate at a different frequency than the PWM output.

8.3.2 PWM DUTY CYCLE

The PWM duty cycle is specified by writing to the CCPR1L register and to the CCP1CON<5:4> bits. Up to 10-bit resolution is available. The CCPR1L contains the eight MSBs and the CCP1CON<5:4> contains the two LSBs. This 10-bit value is represented by CCPR1L:CCP1CON<5:4>. The following equation is used to calculate the PWM duty cycle in time:

$$\text{PWM duty cycle} = (\text{CCPR1L:CCP1CON}\langle 5:4 \rangle) \cdot \text{TOSC} \cdot (\text{TMR2 prescale value})$$

CCPR1L and CCP1CON<5:4> can be written to at any time, but the duty cycle value is not latched into CCP1H until after a match between PR2 and TMR2 occurs (i.e., the period is complete). In PWM mode, CCP1H is a read-only register.

The CCPR1H register and a 2-bit internal latch are used to double buffer the PWM duty cycle. This double buffering is essential for glitch-free PWM operation.

When the CCPR1H and 2-bit latch match TMR2, concatenated with an internal 2-bit Q clock, or 2 bits of the TMR2 prescaler, the CCP1 pin is cleared.

The maximum PWM resolution (bits) for a given PWM frequency is given by the formula:

$$\text{Resolution} = \frac{\log\left(\frac{\text{FOSC}}{\text{FPWM}}\right)}{\log(2)} \text{ bits}$$

Note: If the PWM duty cycle value is longer than the PWM period, the CCP1 pin will not be cleared.

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

PIC16F87X

8.3.3 SETUP FOR PWM OPERATION

The following steps should be taken when configuring the CCP module for PWM operation:

1. Set the PWM period by writing to the PR2 register.
2. Set the PWM duty cycle by writing to the CCPR1L register and CCP1CON<5:4> bits.
3. Make the CCP1 pin an output by clearing the TRISC<2> bit.
4. Set the TMR2 prescale value and enable Timer2 by writing to T2CON.
5. Configure the CCP1 module for PWM operation.

TABLE 8-3: EXAMPLE PWM FREQUENCIES AND RESOLUTIONS AT 20 MHz

PWM Frequency	1.22 kHz	4.88 kHz	19.53 kHz	78.12kHz	156.3 kHz	208.3 kHz
Timer Prescaler (1, 4, 16)	16	4	1	1	1	1
PR2 Value	0xFFh	0xFFh	0xFFh	0x3Fh	0x1Fh	0x17h
Maximum Resolution (bits)	10	10	10	8	7	5.5

TABLE 8-4: REGISTERS ASSOCIATED WITH CAPTURE, COMPARE, AND TIMER1

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on: POR, BOR	Value on all other RESETS
0Bh, 8Bh, 10Bh, 18Bh	INTCON	GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBFIF	0000 000x	0000 000u
0Ch	PIR1	PSPIF ⁽¹⁾	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF	0000 0000	0000 0000
0Dh	PIR2	—	—	—	—	—	—	—	CCP2IF	---- --0	---- --0
8Ch	PIE1	PSPIE ⁽¹⁾	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE	0000 0000	0000 0000
8Dh	PIE2	—	—	—	—	—	—	—	CCP2IE	---- --0	---- --0
87h	TRISC	PORTC Data Direction Register								1111 1111	1111 1111
0Eh	TMR1L	Holding Register for the Least Significant Byte of the 16-bit TMR1 Register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
0Fh	TMR1H	Holding Register for the Most Significant Byte of the 16-bit TMR1 Register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
10h	T1CON	—	—	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	T1SYNC	TMR1CS	TMR1ON	--00 0000	--uu uuuu
15h	CCPR1L	Capture/Compare/PWM Register1 (LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
16h	CCPR1H	Capture/Compare/PWM Register1 (MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
17h	CCP1CON	—	—	CCP1X	CCP1Y	CCP1M3	CCP1M2	CCP1M1	CCP1M0	--00 0000	--00 0000
18h	CCPR2L	Capture/Compare/PWM Register2 (LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Ch	CCPR2H	Capture/Compare/PWM Register2 (MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Dh	CCP2CON	—	—	CCP2X	CCP2Y	CCP2M3	CCP2M2	CCP2M1	CCP2M0	--00 0000	--00 0000

Legend: x = unknown, u = unchanged, - = unimplemented, read as '0'. Shaded cells are not used by Capture and Timer1.

Note 1: The PSP is not implemented on the PIC16F873/876; always maintain these bits clear.

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

PIC16F87X

TABLE 8-5: REGISTERS ASSOCIATED WITH PWM AND TIMER2

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on: POR, BOR	Value on all other RESETS
0Bh, 8Bh, 10Bh, 18Bh	INTCON	GIE	PEIE	T0IE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBFIF	0000 000x	0000 000u
0Ch	PIR1	PSPIF ⁽¹⁾	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF	0000 0000	0000 0000
0Dh	PIR2	—	—	—	—	—	—	—	CCP2IF	---- --0	---- --0
8Ch	PIE1	PSPIE ⁽¹⁾	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE	0000 0000	0000 0000
8Dh	PIE2	—	—	—	—	—	—	—	CCP2IE	---- --0	---- --0
87h	TRISC	PORTC Data Direction Register								1111 1111	1111 1111
11h	TMR2	Timer2 Module's Register								0000 0000	0000 0000
92h	PR2	Timer2 Module's Period Register								1111 1111	1111 1111
12h	T2CON	—	TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0	-000 0000	-000 0000
15h	CCPR1L	Capture/Compare/PWM Register1 (LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
16h	CCPR1H	Capture/Compare/PWM Register1 (MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
17h	CCP1CON	—	—	CCP1X	CCP1Y	CCP1M3	CCP1M2	CCP1M1	CCP1M0	--00 0000	--00 0000
18h	CCPR2L	Capture/Compare/PWM Register2 (LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Ch	CCPR2H	Capture/Compare/PWM Register2 (MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Dh	CCP2CON	—	—	CCP2X	CCP2Y	CCP2M3	CCP2M2	CCP2M1	CCP2M0	--00 0000	--00 0000

Legend: x = unknown, u = unchanged, - = unimplemented, read as '0'. Shaded cells are not used by PWM and Timer2.

Note 1: Bits PSPIE and PSPIF are reserved on the PIC16F873/876; always maintain these bits clear.

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları

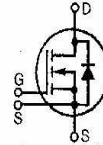


HiPerFET™ Power MOSFETs

IXFN 200 N06
IXFN 200 N07

V_{DSS}	I_{D25}	$R_{DS(on)}$
60 V	200 A	6 mΩ
70 V	200 A	6 mΩ

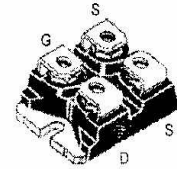
N-Channel Enhancement Mode
Avalanche Rated, High dv/dt, Low t_{rr}



$t_{rr} \leq 250 \text{ ns}$

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings
V_{DSS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	N07 70 V
V_{DSR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GS} = 1 \text{ M}\Omega$	N06 80 V
V_{GS}	Continuous	± 20 V
V_{GSM}	Transient	± 30 V
I_{D25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$; Chip capability	200N06 200 A
$I_{L(RMS)}$	Terminal current limit	100 A
I_{DM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, pulse width limited by T_{JM}	600 A
I_{AR}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	100 A
E_{AR}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	30 mJ
E_{AS}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	2 J
dv/dt	$I_S \leq I_{DM}$, $di/dt \leq 100 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DS} \leq V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$, $R_{\theta JA} \leq 2 \Omega$	5 V/ns
P_D	$T_C = 25^\circ\text{C}$	520 W
T_J		-55 ... +150 $^\circ\text{C}$
T_{JM}		150 $^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55 ... +150 $^\circ\text{C}$
V_{ISOL}	10/100 Hz, RMS $t = 1 \text{ min}$ $I_{ISOL} \leq 1 \text{ mA}$ $t = 1 \text{ s}$	- 2500 V~ - 3000 V~
M_d	Mounting torque Terminal connection torque	1.5/13 Nm/lb.in. - 1.5/13 Nm/lb.in.
Weight		30 g

miniBLOC, SOT-227 B (IXFN)
E153432



G = Gate D = Drain
S = Source

Either Source terminal at miniBLOC can be used
as Main or Kelvin Source

Features

- International standard packages
- miniBLOC with Aluminium nitride isolation
- Low $R_{DS(on)}$ HDMOS™ process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Unclamped Inductive Switching (UIS) rated
- Low package inductance
- Fast intrinsic Rectifier

Applications

- DC-DC converters
- Synchronous rectification
- Battery chargers
- Switched-mode and resonant-mode power supplies
- DC choppers
- Temperature and lighting controls
- Low voltage relays

Advantages

- Easy to mount
- Space savings
- High power density

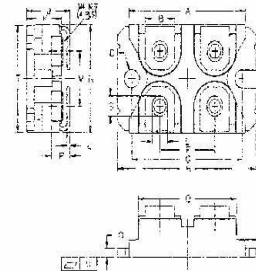
Symbol	Test Conditions		Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
			min.	typ.	max.
V_{DSS}	$V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_D = 1 \text{ mA}$	N06 N07	60 70		V
$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 8 \text{ mA}$		2		4 V
I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20 \text{ V}$, $V_{DS} = 0$				$\pm 200 \text{ nA}$
I_{DSS}	$V_{DS} = 0.8 \cdot V_{DSS}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GS} = 0 \text{ V}$			2	400 μA
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$ Pulse test, $t \leq 300 \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2 \%$				6 mΩ

EK-6 (Devam) Kullanılan elemanlara ait bilgi sayfaları



Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
g_{fs}	$V_{DS} = 10\text{ V}; I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$, pulse test	60	80	S
C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		9000	pF
C_{oss}			4000	pF
C_{rss}			2400	pF
$t_{d(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$ $R_G = 1\ \Omega$ (External)		30	ns
t_r			60	ns
$t_{d(off)}$			100	ns
t_f			60	ns
$Q_{g(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$		480	nC
Q_{gs}			60	nC
Q_{gd}			240	nC
R_{thJC}	miniBLOC, SOT-227 B			0.24 KW
R_{thCK}	miniBLOC, SOT-227 B		0.05	KW

miniBLOC, SOT-227 B



M4 screws (4x) supplied

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	31.50	31.68	1.240	1.255
B	7.80	8.20	0.307	0.323
C	4.09	4.29	0.161	0.169
D	4.09	4.29	0.161	0.169
E	4.09	4.29	0.161	0.169
F	14.91	15.11	0.587	0.595
G	30.12	30.30	1.186	1.193
H	38.00	38.23	1.496	1.505
J	11.68	12.22	0.460	0.481
K	8.92	9.60	0.351	0.378
L	0.76	0.84	0.030	0.033
M	12.60	12.85	0.496	0.508
N	25.15	25.42	0.990	1.001
O	1.98	2.13	0.078	0.084
P	4.95	5.97	0.195	0.235
Q	25.54	25.90	1.045	1.059
R	3.94	4.42	0.155	0.174
S	4.72	4.85	0.186	0.191
T	24.59	25.07	0.968	0.987
U	-0.05	0.1	-0.002	0.004

Source-Drain Diode

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
I_S	$V_{GS} = 0\text{ V}$			200 A
I_{SM}	Repetitive; pulse width limited by T_{JM}			600 A
V_{SD}	$I_F = 100\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V},$ Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$			1.7 V
t_{rr}	$I_F = 25\text{ A}$ $-di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s},$ $V_R = 50\text{ V}$		150	250 ns
Q_{RM}			0.7	μC
I_{RM}			9	A

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ŞAHİN, Mustafa Ergin
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 10.06.1978. Trabzon
 Medeni hali : Bekar
 Telefon : 0 (312) 364 16 28
 e-mail : mustafaerginsahin@yahoo.com.

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi/Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü	2006
Lisans	Karadeniz Teknik Üniversitesi / Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü	2002
Dil Eğitimi	Karadeniz Teknik Üniversitesi / Yabancı Diller Okulu	1997

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2004-2006	Özel Firma	Kontrol Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Basketbol, Elektronik devre uygulamaları, Ekonomi