

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İNVERTERLERDE YUMUŞAK ANAHTARLAMA
TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ VE BİR UYGULAMA
DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Müh. Fatih GENÇ

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Doç Dr. M. Hadi SARUL

İSTANBUL, 2008

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	iii
KISALTMA LİSTESİ.....	iv
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
ÇİZELGE LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ	viii
ÖZET	ix
ABSTRACT	x
1. GİRİŞ	1
2. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ	5
2.1. Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS).....	5
2.2. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)	6
2.3. Sıfır akımda geçiş (ZCT)	6
2.4. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT).....	7
3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TOPOLOJİLERİ	8
3.1. Rezonanslı Kutup İnverterleri	8
3.2. Rezonans Bastırma Devreli İnverterler.....	10
3.3. Sıfır Gerilimi Geçişli PWM İnverterler	11
3.4. Temel Rezonanslı DC Hat İnverterler	12
3.5. Pasif Bastırılmalı Temel Rezonanslı DC Hat İnverterler.....	14
3.6. Aktif Bastırılmalı Temel Rezonanslı DC Hat İnverterler	15
3.7. Kısmi Rezonanslı DC Hat İnverterler.....	16
3.8. Pasif Bastırılmalı Rezonans Geçişli DC Hat İnverterler.....	19
3.9. Bir Anahtarlı Pasif Bastırılmalı Rezonans Geçişli İnverterler	20
3.10. Paralel Rezonans Geçişli DC Hat İnverter.....	22
3.11. Adım Tarzında İşletimli DC Hat İnverter	24
3.12. Aktif Bastırılmalı Rezonans Geçişli DC Hat	25
4. PARALEL REZONANSLI DC HAT İNVERTER.....	26
4.1. Giriş	26
4.2. Tanım ve Kabuller	27
4.3. Çalışma Aralıkları.....	28
4.4. Tasarım Kriterleri	32
5. UZAY VEKTÖR MODÜLASYON TEKNİĞİ	34
6. SİMÜLASYON	39

7.	UYGULAMA SONUÇLARI.....	42
8.	SONUÇ	51
	KAYNAKÇA	52
	EKLER.....	53
	Ek-1 PS12038 IPM Modülü	54
	Ek-2 SK30GARL067E IGBT Modülü	59
	Ek-3 IXSN80N60UA1 IGBT Modülü.....	62
	ÖZGEÇMİŞ.....	66

SİMGE LİSTESİ

ω_r	Rezonans açısal frekansı
C_r	Rezonans kondansatörü
C_s	Bastırma kondansatörü
D_1	Ana anahtar dahili diyodu
D_2	Yardımcı anahtar dahili diyodu
D_3	Yardımcı diyot
D_F	Serbest geçiş diyodu
di/dt	Akım yükselme hızı
dv/dt	Gerilim yükselme hızı
I_i	Başlangıç rezonans akımı
I_{Lr}	Rezonans endüktansı akımı
I_m	Maksimum pik faz akımı
I_o	Çıkış akımı
I_p	Maksimum rezonans pik akımı
K	Bastırma faktörü
k	Manyetik bağlantı faktörü
L_r	Rezonans endüktansı
M	Manyetik bağlantı
N_1	Primer sargı sayısı
N_2	Sekonder sargı sayısı
S_1	Ana anahtar
S_2	Yardımcı anahtar
T_1	Ana anahtar
T_2	Yardımcı anahtar
T_r	Anahtarlama periyodu
v_{Cr}	Rezonans kondansatörü gerilimi
v_{Cs}	Bastırma kondansatörü gerilimi
V_{dc}	DC kaynak gerilimi
v_{T1}	Ana anahtar gerilimi
v_{T2}	Yardımcı anahtar gerilimi
Z_r	Rezonans empedansı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
ACQBRDCLI	Aktif Bastırmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hat İnverter (Active Clamped Quasi Basic Resonant DC Link)
ACRDCLI	Aktif Bastırmalı Rezonanslı DC Hat inverteri (Active Clamped Resonant DC Link İnverter)
DC	Doğru Akım (DC Current)
DPM	Ayrık Darbe Modülasyonu (Discrete Pulse Modulation)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electro-magnetic Interference)
GTO	Kapıdan Söndürülebilen Tristör (Gate Turn-Off)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Isolated Gate Bipolar Transistor)
IPM	Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module)
MOSFET	Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PCQBRDCL	Pasif Bastırmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hat İnverter (Passive Clamped Quasi Basic Resonant DC Link Pole Inverter)
PCRDCLI	Pasif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat inverteri (Passive Clamped Resonant DC Link Inverter)
PRDCL	Paralel Rezonanslı DC Hat (Parallel Resonant DC Link)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
QRDCLI	Kısmen Rezonanslı DC Hat İnverter (Quasi Resonant DC Link Inverter)
RDCLI	Rezonans DC Hatlı İnverter (Resonant DC Link Inverter)
RPI	Rezonans Kutuplu İnverter (Resonant Pole Inverter)
RSI	Rezonans Bastırma Devreli İnverter (Resonant Snubber Inverter)
SS	Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching)
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu (Space Vector Modulation)
THD	Toplam Harmonik Distorsiyonu (Total Harmonic Distortion)
VCPRC	Gerilimle Bastırılmış Paralel Rezonanslı Konverter (Voltage Clamped Parallel Resonant Converter)
VSI	Gerilim Beslemeli inverter (Voltage Source Inverter)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)
ZVTI	Sıfır Gerilim Geçişli İnverter (Zero Voltage Transition Inverter)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Gerilim Kaynaklı İnverter (VSI).....	1
Şekil 1.2	Bir güç elemanlarının tipik anahtarlama yörüngesi (Chung, 2000).....	2
Şekil 1.3	Tipik anahtarlama dalga şekilleri (Chung, 2000).....	3
Şekil 2.1	Anahtarlama elemanının sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile anahtarlanması durumlarındaki temel dalga şekilleri (Bodur).....	6
Şekil 3.1	RPI'nın Bir Faz Ayağı (Power Designer, 2003).....	8
Şekil 3.2	RPI Faz Bacaklarının Tipik Dalga Şekilleri	9
Şekil 3.3	RPI da AC Endüktans Akımının Sentezi (Power Designer, 2003).....	9
Şekil 3.4	Rezonans Bastırma Devreli İnverter (RSI) (Power Designer, 2003).....	10
Şekil 3.5	ZVT PWM İnverter (ZVTI) (Power Designer, 2003).....	11
Şekil 3.6	Temel Rezonanslı DC Bağlantı İnverteri (RDCLI) (Aksoy, 2001).....	12
Şekil 3.7	DPM Kullanarak Tipik Fazlararası Gerilim Sentezi (Power Designer, 2003).....	13
Şekil 3.8	Her Rezonans Darbesi Sırasında RDCLI'nin Eşdeğer Devresi (Power Designer, 2003).....	13
Şekil 3.9	$I_x=0$ iken RDCLI'nin Tipik Dalga Şekli (Power Designer, 2003).....	14
Şekil 3.10	Pasif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat inverteri (PCRDCLI) (Aksoy, 2001).....	15
Şekil 3.11	Aktif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat inverteri (ACRDCLI) (Aksoy, 2001).....	16
Şekil 3.12	Gerilimle Sıkıştırılmış Paralel Rezonanslı İnverter	17
Şekil 3.13	VCPRC nin Tipik Dalga Şekilleri (Power Designer, 2003).....	18
Şekil 3.14	Pasif Bastırmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hat İnverter (PCQBRDCLI) (Aksoy, 2001).....	19
Şekil 3.15	Normalize edilmiş dalga şekilleri. (a) rezonans hat gerilimi ve (b) endüktans akımları (Aksoy, 2001).....	20
Şekil 3.16	Bir anahtarlı pasif bastırmalı rezonans geçişli DC hat inverter (Aksoy, 2001).....	21
Şekil 3.17	Normalize edilmiş dalga şekilleri; (a) hat gerilimi, (b) endüktans akımları (Aksoy, 2001).....	21
Şekil 3.18	Paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü (Obdan, 2002).....	22
Şekil 3.19	Normalize edilmiş dalga şekilleri. (a) rezonans hat gerilimi v_{Cr} ve dc bastırma kondansatör gerilimi V_e ile (b) rezonans endüktansı akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatör akımı i_{Cr} (Obdan, 2002).....	23
Şekil 3.20	Adım tarzında işletimli DC hat inverter	24
Şekil 3.21	Aktif bastırmalı temel rezonans geçişli dc hat inverter (ACQBRDCLI)	25
Şekil 4.1	Paralel Rezonanslı DC Hat İnverter (PRDCL)	27
Şekil 4.2	Basitleştirilmiş paralel rezonanslı DC hat inverter	28
Şekil 4.3	Devrenin çalışma aralıklarının eşdeğer şemaları.....	31
Şekil 4.4	PRDCL'nin çalışma aralıklarıyla ilgili temel dalga şekilleri.....	32
Şekil 4.5	Yük akımı I_o ve sonraki yük akım değeri I_{ox} 'e göre gerekli olan başlangıç rezonans endüktans akımının (I_i) değişimi (Cho, Kim ve Cho, 1991).....	33
Şekil 5.1	Gerilim beslemeli inverterin anahtar konumları (Obdan, 2002).....	34
Şekil 5.2	Bir PWM inverterde uzay gerilim vektörleri, referans vektörü ve bölgeler.....	35
Şekil 5.3	Bölgelere göre inverter faz gerilimi (Çelik, 2004).....	35
Şekil 5.4	Referans gerilim vektör açısı $0^\circ < \theta < 60^\circ$ olması durumunda üretilen anahtarlama dizini (Obdan, 2002).....	36
Şekil 5.5	(a) Sinüzoidal PWM tekniğiyle üretilmiş faz ve hat gerilimleri, (b) SVM tekniğiyle üretilmiş faz ve hat gerilimleri (Parekh, 2005).....	38

Şekil 6.1	V_{dc} , inverter bara gerilimi; I_{Lr} , rezonans akımı; V_{GSS} ve V_{GSS1} , $S_S - S_{S1} - S_{S2}$ için sürme sinyallerini gösteren simülasyon çıktısı40
Şekil 6.2	SS ana anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri.....40
Şekil 6.3	Farklı sürme sinyaline göre yapılmış simülasyon çıktısı (V_{dc} , inverter bara gerilimi; I_{Lr} , rezonans akımı; V_{GSS} ve V_{GSS1} , $S_S - S_{S1} - S_{S2}$ için sürme sinyalleri)41
Şekil 7.1	Sistem blok şeması42
Şekil 7.2	Uygulama devresinin genel bir görünüşü42
Şekil 7.3	Uygulaması gerçekleştirilen yumuşak anahtarlama inverterin devre şeması..43
Şekil 7.4	PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri43
Şekil 7.5	Yumuşak anahtarlama inverter devresinin uygulama devresi.....44
Şekil 7.6	SS ve S1-S2 anahtarlarının sürme sinyalleri. 5V/kare ve 2,5µs/kare olarak ölçeklidir.46
Şekil 7.7	Bastırma hücresi ve bir faz kolu sürme sinyalleri. CH1 SS anahtarı sinyali, CH2 S1-S2 anahtarı sinyali, CH3 ve CH4 bir faz kolu sürme sinyalleri. 5V/kare ve 2,5µs/kare olarak ölçeklidir.46
Şekil 7.8	DC bara gerilimi ve rezonans akımı. 100V/kare, 10A/kare ve 2,5µs/kare olarak ölçeklidir.47
Şekil 7.9	DC bara geriliminin sürme sinyallerine bağlı olarak sıfıra düşürülmesi. 100V/kare, 20A/kare, 10V/kare ve 2,5µs/kare olarak ölçeklidir.47
Şekil 7.10	Ana anahtarın (SS) gerilim ve akım değişimleri. 200V/kare, 20A/kare ve 2.5µs/kare olarak ölçeklidir.48
Şekil 7.11	Motor hat gerilimi ve akımı. 200V/kare, 10A/kare ve 5ms/kare olarak ölçeklidir.48
Şekil 7.12	İnverter modül sıcaklığı.....50

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 7.1	Devrede kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri	45
Çizelge 7.2	Uygulamada kontrol edilen asenkron motorun etiket değerleri.....	45
Çizelge 7.3	Yumuşak anahtarlamaalı inverterde yarıiletken anahtar kayıpları ve devre verimi.....	50

ÖNSÖZ

DC-AC inverterlerde yumuşak anahtarlama topolojilerini inceleyip bir uygulama devresini gerçekleştirdiğim Yüksek Lisans Tez çalışması esnasında beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen tez yöneticisi ve hocam Sayın Doç. Dr. M. Hadi SARUL'a şükranlarımı sunarım.

Ayrıca maddi manevi destekleriyle beni her zaman teşvik eden aileme, çalışmalarım sırasında yardımlarını esirgemeyen hocalarım Y. Doç. Dr. A. Faruk Bakan, Arş. Gör. Dr. İsmail AKSOY ve arkadaşlarıma da teşekkürü bir borç bilirim.

ÖZET

Yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Daha yüksek güç yoğunluğu ve daha hızlı geçiş cevabı için çalışma frekansının yükseltilmesi gerektiği, fakat bu durumda yarıiletken elemanların anahtarlama kayıpları ile elektromanyetik girişim (EMI) ve radyo frekans girişimi (RFI) gürültülerinin arttığı bilinmektedir. Bu kayıp ve gürültülerin düşürülmesi ve frekansın yükseltilebilmesi, ancak sert anahtarlama (HS) yerine yumuşak anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılmasıyla sağlanabilmektedir.

Bu tezde, inverterlerde yumuşak anahtarlama teknikleri incelenmiştir. Rezonans devreleri yarıiletken ve pasif elemanların stresleri bakımından analiz edilerek karşılaştırılmıştır. Uygulama için paralel rezonanslı DC hat inverter (PRDCLI) topolojisi seçilerek sert anahtarlama ile 10kHz'de çalışması mümkün olmayan bir inverter modülünün bu frekansta çalıştırılması amaçlanmıştır.

Devre, temel olarak DC kaynak gerilimi ile yükü birbirine bağlayan bir ana anahtar ve çok kısa bir sürede DC bara gerilimini yumuşak bir şekilde sıfıra düşüren yardımcı devreden meydana gelir. Devredeki bütün yarı iletken elemanlar, tam veya yaklaşık olarak sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve/veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) altında ilettime girer ve çıkar. Bütün inverter elemanlarının ve inverteri besleyen ana anahtar üzerinde hiçbir ek gerilim stresi oluşmaz. İnverteri besleyen DC bara geriliminin sıfıra düşmesi garanti edilir ve sıfırda kalma süresi ayarlanabilir.

Çalışma prensibini doğrulamak için teorik analiz ve simülasyon yapılmıştır. Sonuçlar; 1,5kW, 50 Hz ve 220 VΔ etiket değerlerine sahip bir asenkron motoru besleyen IGBT'li bir prototip ile doğrulanmıştır.

Sonuç olarak, sert anahtarlama ile çalıştırılmayan inverter modülü yumuşak anahtarlama tekniğini kullanarak 10khz'de çalıştırılmıştır. İnverter modül sıcaklığında 40°C gibi bir düşüş gözlenmiş ve bu koşullarda inverter verimi % 95,3 olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Yumuşak anahtarlama, sıfır gerilimde anahtarlama, sıfır akımda anahtarlama, rezonanslı DC hat ve yumuşak anahtarlama inverter.

ABSTRACT

Pulse width modulation (PWM) technique has been widely used in industry due to its high power density, fast transient response and ease of control. Working frequency must be increased in order to obtain higher power density and faster transient response but in that case electromagnetic interference (EMI) and radiofrequency interference (RFI) noises and switching losses in semi-conductor devices increase as well. In order to decrease these noises and losses and, to increase switching frequency, soft switching (SS) techniques must replace hard switching (HS) techniques.

In this thesis, the topologies of resonance inverter have been studied. The resonant circuits have been analyzed and compared in terms of semiconductor and passive element stress. By choosing PRDCLI topology, an IPM module, which is not possible to operate under hard switching technique at 10kHz switching frequency, has been aimed to operate at that frequency under soft switching technique.

The circuit basically consists of a switch on the main current line and auxiliary circuit which provides the soft decrease of DC link voltage to zero in a very short period of time. All of the semiconductor devices in the circuit are turned on and off under exact or near zero voltage switching (ZVS) and/or zero current switching (ZCS). No additional voltage stresses on the inverter devices and the main switch feeding the inverter occur. DC link voltage feeding the inverter is guaranteed to drop zero and the time period during which this value remains zero can be adjusted.

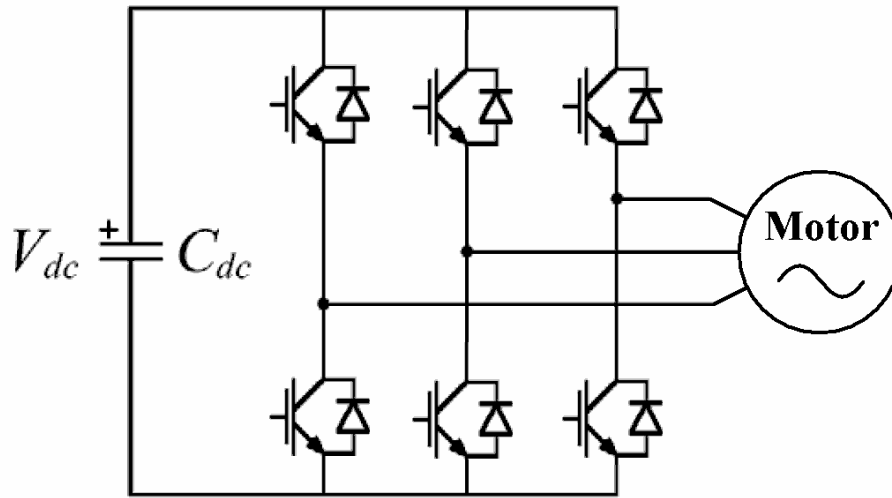
In order to verify operational principles, the PRDCL inverter has been simulated and theoretically analyzed. All results have been verified with a PRDCLI prototype feeding an induction motor with values of 1.5 kW, 50 Hz and 220 VΔ.

Consequently, IPM module has been successfully operated at 10kHz switching frequency under soft switching technique. A decrease of about 40°C has been observed in the operation temperature of IPM module. Under this condition, efficiency of soft switched inverter is about 95.3%.

Keywords: Soft switching, zero voltage switching, zero current switching, resonant DC link and soft switching inverter.

1. GİRİŞ

Yarıiletken elemanlarındaki son gelişmeler birçok uygulamada, güç konverterlerinin kullanımına neden olmuş ve yeni uygulamalar için yeni konverter topolojilerinin ortaya çıkmasına sebep olmuştur. Endüstriyel ve ticari ürünlerde görülen en önemli avantaj DC gerilimi istenilen genlik ve frekansta tek veya çok fazlı AC gerilime dönüştüren güç inverterleri alanında görülmektedir. Bu alanlardaki teknolojik gelişmeler, IGBT'lerin piyasayı orta güçlü uygulamalara hazır hale getirmesi ile, özellikle yarı iletken güç cihazlarındaki gelişmeler sonucunda ortaya çıkmıştır. IGBT'ler; MOS giriş kapısı, yüksek anahtarlama hızı, düşük iletim gerilim düşümü, yüksek akım taşıma kapasitesi gibi çok önemli özelliklere sahiptir. Ayrıca tipik gerilim değeri 600-1700 volt, 1000 amperlik akımlarda iletim gerilim düşümünün 1,7-2,0 volt olduğu ve 200-500 ns anahtarlama hızı gibi özelliklere sahip olması bu elemanları “ideal anahtar” a giderek yaklaştırmıştır (Power Designer, 2003).



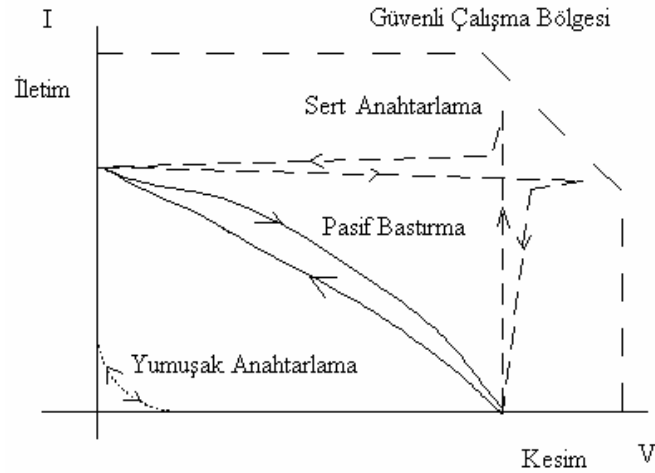
Şekil 1.1 Gerilim Kaynaklı İnverter (VSI)

Bugün, AC çıkış uygulamaları için seçilen güç konverter topolojisi Şekil 1.1’de gösterilen sert anahtarlama DC-AC gerilim kaynaklı inverterlerdir. AC çıkış gerilimi, genlik kontrollü düşük frekanslı “temel” bileşen ve yüksek frekanslı modülasyonlu bileşenlere sahip olan PWM anahtarlama dalga şekli ile oluşturulur. Filtreleme ve enerji depolamak için kullanılan reaktif elemanların boyutunu küçültmek, akımın geçiş performansını arttırmak ve zor harmonik spesifikasyonları karşılamak için kilit faktör inverterin anahtarlama frekansıdır. IGBT’ler çok hızlı anahtarlama gerçekleştirse de; iletim ve kesim durumlarında akım ve gerilimin çakışmasından dolayı anahtarlama kayıpları meydana gelir. Bu baskılar; 5-6 kHz’i geçen anahtarlama frekansları için elemanın elektriksel kapasitesini düşüren bir anahtarlama

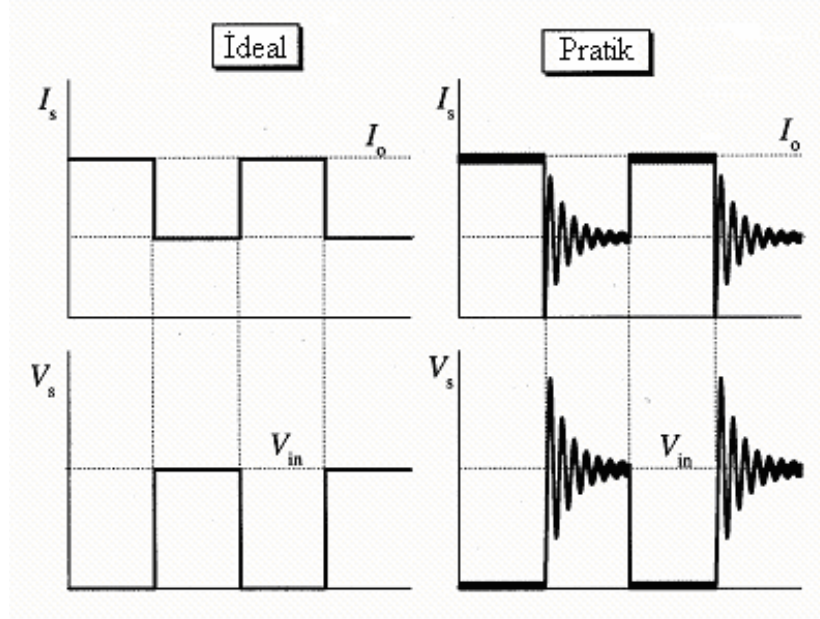
elemanını gerektirirler. Diğer bir değişle oluşan baskıların üstesinden gelebilmek için anahtarlama elemanlarını akım ve gerilim bakımından daha yüksek kapasiteli kullanmak gerekir; böylece sistem maliyeti artar. Ayrıca IGBT kayıpları, parazitik kondansatöründe biriken enerji nedeniyle daha da artar.

Diğer önemli bir konu da, IGBT'nin açılıp kapatılması sırasında inverterin çıkış geriliminde, 5-10.000 volt/ms'yi geçen gerilim yükselmesiyle (dv/dt 'yle) sonuçlanan geçici enerjidir. Motor yüklerinde bu kadar yüksek dv/dt 'nin bulunması önemli sorunlara sebep olabilir ve sargı izolasyonlarının bozulmasına neden olacak biçimde motor sargılarında aşırı gerilimin nominal değerin neredeyse iki katına çıkmasıyla sonuçlanabilir. Ayrıca yüksek anahtarlama hızı, inverter çıkışında oluşan geniş bantlı EMI'a neden olabilir. Bu EMI 10 kHz ila 30 kHz arasında değişen frekansa sahiptir ve bastırılması zordur.

Şekil 1.2'de bir anahtarlama elemanının sert anahtarlama yörüngesi görülmektedir. İletime girme ve iletimden çıkma süreçlerinde güç elemanı, sert anahtarlama sonucundaki yüksek akım ve gerilim stres ve kayıplarına eş zamanlı olarak karşı koymak zorundadır. Pasif bastırma hücreleri kullanılarak akım ve gerilim yükselme hızları sınırlandırılabilir ve anahtarlama stres ve kayıpları pasif devre elemanlarına aktarılır. Bununla birlikte anahtarlama kayıpları anahtarlama frekansı ile orantılıdır. Dolayısıyla güç dönüştürücülerinin maksimum anahtarlama frekansı sınırlıdır. Güç devresindeki ve güç elemanlarının, kaçak endüktans ve kapasitansları, kısa süreli streslere neden olmaktadır ve bunun sonucunda EMI artar. Şekil 1.3'de ideal anahtarlama dalga ve pratik dalga şekilleri görülmektedir. Geçici hal durumundaki kararsızlıklar yüksek EMI'a neden olmaktadır (Chung, 2000).



Şekil 1.2 Bir güç elemanlarının tipik anahtarlama yörüngesi (Chung, 2000).



Şekil 1.3 Tipik anahtarlama dalga şekilleri (Chung, 2000).

Eğer daha fazla güce sahip ve daha yüksek verimli devreler gerçekleştirilmeye çalışılıyorsa, o zaman özellikle anahtarlama elemanlarının zorlanmasındaki artış bu bakımdan belirgin bir kısıtlamayı da beraberinde getirmektedir. Eğer belirli bir ara devre geriliminde anahtarlama elemanları örneğin ara devre geriliminin iki katına veya yük akımının iki katına maruz kalıyorsa, bu çok belirgin bir dezavantajdır. Aynı şekilde maliyet hesaplarında rezonans devrelerinin de dikkate alınmasını gerektirir. Diğer yandan geçici rezonanslı devre çeşitlerinde bastırma devrelerindeki anahtarların maruz kalacakları zorlanma da hesaba katılması gerekir. Bu bakımdan, bu devre bağlantı şekillerini örneğin elektrikli tahrik sistemlerinde kullanırken, GTO'lu darbe genişlik modülasyonlu inverterlerdeki farklı anahtarlama sistemlerine göre özellikle IGBT'lerin göz önünde bulundurulması gerekir ki bu devreler darbe genişlik modülasyonu sayesinde çok daha basit kontrol edilebilme özelliğine sahiptirler ve sinyallerin uygun şekilde seçilmesiyle verim değerinin %94 ile %97'ye ulaşması sağlanabilir (Gökbulut, 2001).

Sert anahtarlama inverterlerin sakıncalarını ortadan kaldırmak için bir çok araştırma yapılmıştır. 1980'lerdeki bir çok araştırma, rezonans konverterleri üzerindedir. Genel düşünce, konverterlere rezonans tank devresini dahil etmektir. Sinüzoidal akım ve/veya gerilim osilasyonu oluşturarak güç anahtarları için sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) koşulları sağlanabilmektedir. Anahtarlama kayıplarının azaltılması ve güç elemanlarındaki sürekli gelişimle rezonans konverterlerindeki anahtarlama frekansı 60kHz civarına kadar ulaşılabilmiştir (Chung, 2000, Obdan, 2002).

1980'lerin sonu ve 1990'ların başında konverter teknolojisinde daha ileri gelişmeler sağlandı. Yeni nesil yumuşak anahtarlama konverterler, geleneksel PWM konverterlerinin avantajları ile geliştirilen rezonans konverterlerinin avantajları birleştirildi. Bu teknoloji, herhangi bir geçici hal akım-gerilim stres ve pikleri olmaksızın yükselen ve düşen kenarda geleneksel PWM'li konverterlerin dalga şekilleri ile büyük benzerlikler gösterir. Rezonans konverterlerinin aksine yeni yumuşak anahtarlama konverterler iletme girme ve kesime girmenin hemen öncesinde rezonans sağlanarak ZVS ve ZCS koşulları elde edilir. Diğer bir değişle, geleneksel PWM konverterler gibi davranış gösteriyorlar.

Bu çalışmada, sert anahtarlama ile 10 kHz'de çalışması mümkün olmayan bir IPM (Intelligent Power Module) modülünün, yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılarak bu frekansta çalışması amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda inverterler için önerilmiş yumuşak anahtarlama teknikleri incelenmiş ve incelemeler sonucu paralel rezonanslı DC hat inverteri (PRDCLI) uygulama için seçilmiştir. Seçilen topoloji etrafıca analiz edilmiş ve yapılan hesaplamalar sonucunda devrenin simülasyonu yapılmıştır. Daha sonra, uygulaması yapılan bastırma hücresi başarıyla IPM modülüne entegre edilmiş ve analiz sonuçları, uygulama devresiyle doğrulanmıştır. 10kHz'de çalıştırılmayan IPM modülü, gerçekleştirilen bu bastırma hücresiyle birlikte 1,5kW'lık asenkron motorun başarıyla kontrol edilmesi sağlanmıştır.

2. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ

Sistem performansını arttırmak için ümit vaat eden tekniklerden biri yumuşak anahtarlama dır. Yumuşak anahtarlama konverterleri, anahtarlama elemanın ın içindeki gerilim veya akım neredeyse sıfır olduğunda güç elemanlarının anahtatlanmasını, belirli sürelerde kısıtlamaktadır. Bu özellik yarıiletken elemandaki anahtarlama kayıplarında önemli bir azalma meydana getirir ve ayrıca daha yüksek anahtarlama frekansı ve daha fazla bant genişliklerinin kontrol edilebilmesini sağlar ve ayrıca aynı anda dv/dt ve EMI problemlerini ortadan kaldırır (Bodur).

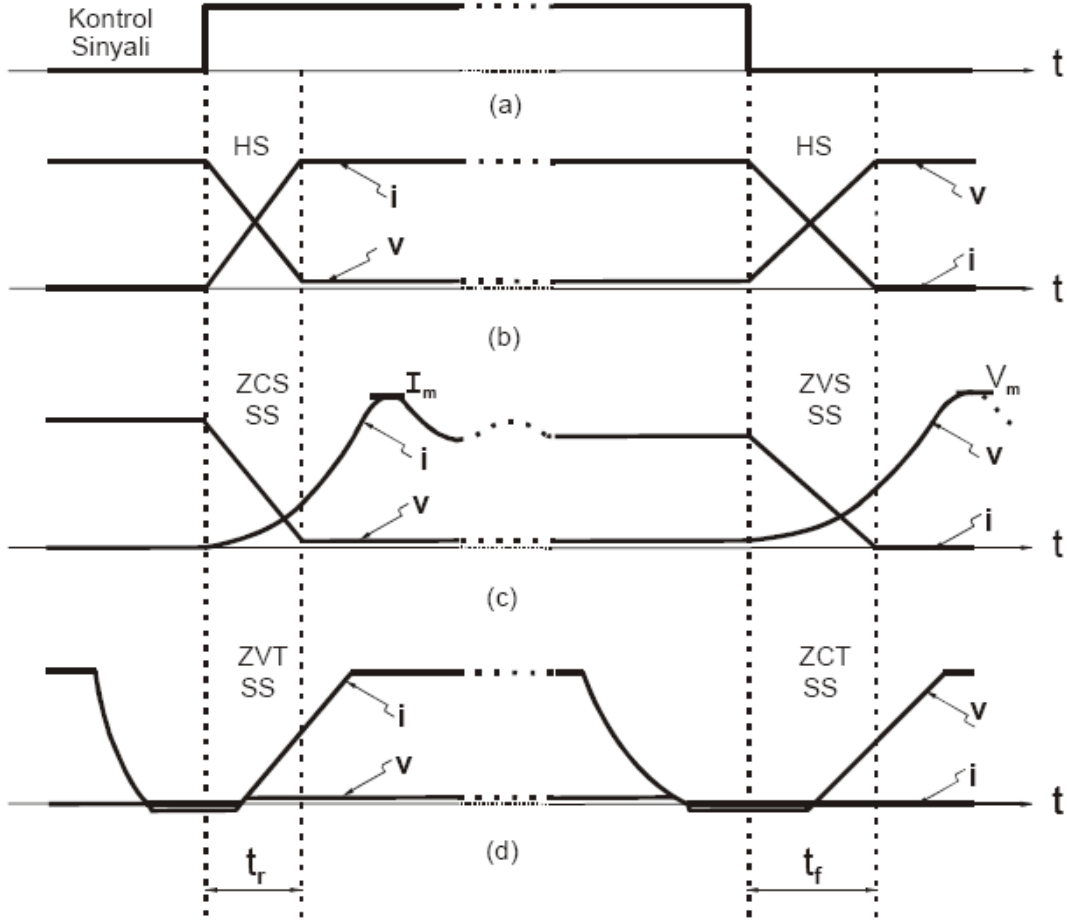
Yumuşak anahtarlama teknikleri genel olarak 4'e ayrılır.

- a) Sıfır akımda anahtarlama (ZCS)
- b) Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)
- c) Sıfır akımda geçiş (ZCT)
- d) Sıfır gerilimde geçiş (ZVT)

Şekil 2.1'de, bir anahtarlama elemanın ın sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile anahtatlanması durumlarındaki temel dalga şekilleri görölmektedir.

2.1. Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

Güç elemanın ın iletme girme esnasında gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama (soft switching, SS) metodudur. Güç anahtarına küçük değ erli bir endüktans seri bağlanarak, iletme girme iş leminde elemandan geçen akımın yükselme hızı sınırlanır. Bu şekilde akım ile gerilimin ç akışması ve anahtarlama enerji kaybı azaltılır.



Şekil 2.1 Anahtarlama elemanının sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile anahtarlama durumlarındaki temel dalga şekilleri (Bodur).

2.2. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)

Kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Güç anahtarına küçük değerli bir kondansatör paralel bağlanarak, iletimden çıkma işleminde elemanın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır. Bu şekilde, iletimden çıkma işleminde anahtarlama enerji kaybı azaltılır.

ZCS ve ZVS yöntemleriyle anahtarlama kayıpları tamamen yok edilememektedir.

2.3. Sıfır akımda geçiş (ZCT)

Kesime girme işleminde gerçekleştirilen ileri bir SS tekniğidir. Güç anahtarından geçen akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve akım sıfırda iken kontrol sinyali kesilir. Bu şekilde, kesime girme anındaki anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir.

2.4. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT)

İletime girme işleminde uygulanan bir SS tekniğidir. Bu teknikte, bu teknikte güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürölür. Gerilim sıfırda iken güç elemanına kontrol sinyali uygulanır. Bu şekilde, iletme girme anındaki anahtarlama kaybı tamamen yok edilir.

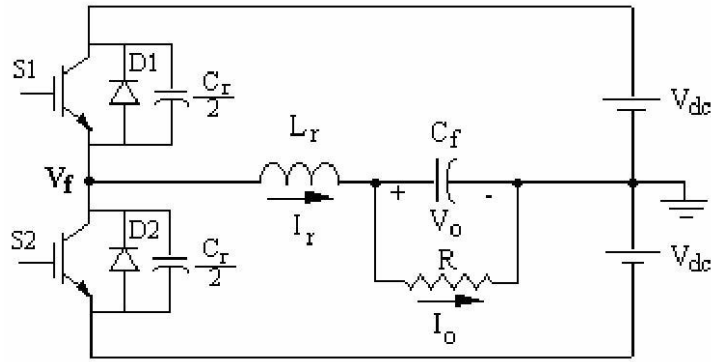
DC-DC konverterlerde ve endüstriyel uygulamalar için endüksiyonla ısıtmada yumuşak anahtarlamanın kullanılması oldukça yaygındır. DC-DC konverterlerde, yumuşak anahtarlamanın kullanılması oldukça basittir, çünkü herhangi bir işletim noktasında güç akışı tek yönlü ve anahtarlama frekansı sabit olup, modölasyon sıfır frekansta gerçekleştirilir. Yumuşak anahtarlamanın DC-AC inverterlerde gerçekleştirilmesi ise nispeten daha karmaşıktır. Bunun temel nedeni pek çok DC-DC konverterlerden farklı olarak, inverterlerin DC hattı ve AC çıkışı arasında iki yönlü güç akışı gerektirmesi ve tipik olarak biri ayar, diğeri ise temel çıkış frekansı olmak üzere iki ayrı çalışma frekansına sahip olmasıdır.

Yumuşak anahtarlama inverterleri, rezonanslı DC hat ve rezonanslı kutup inverterleri olmak üzere iki farklı kategoride sınıflandırılmaktadır. Rezonanslı DC hat inverterleri, genellikle inverter başına bir takım rezonans elemanları kullanır ve geçiş noktasında genelde sıfır gerilim (veya akım) kullanarak tüm yarı iletkenlerde düşük anahtarlama kaybına ulaşır. Bilinen konfigürasyonlar pasif ve aktif bastırma rezonanslı DC hat inverterleri ve çok çeşitli yarı-rezonanslı DC bağlantı inverterleridir. Diğeryandan rezonanslı kutup inverterleri, her bir inverter fazı için bir takım reaktif L-C elemanı kullanır.

3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TOPOLOJİLERİ

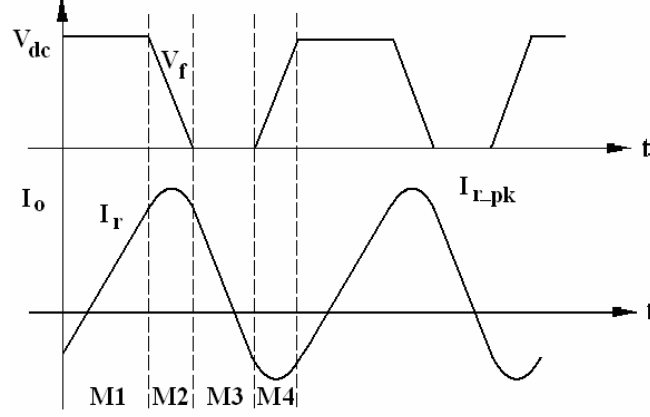
3.1. Rezonanslı Kutup İnverterleri

DC'yi AC'ye çeviren inverterler için önerilen en eski yumuşak anahtarlama topolojisi, rezonans kutuplu inverterleridir (RPI). RPI'nın bir faz ayağı Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Bu şekilde, S1 ve S2 anahtarlarından oluşan bir inverter kutbu konfigüre edilmiştir. ZVS'ye ulaşmak için, rezonans endüktansı yükün yerleştirildiği bir filtre kondansatöre seri olarak bağlanır. İnverter faz gerilimi V_f , istenilen düşük frekans gerilim dalga şekline göre ayarlanabilir (Power Designer, 2003).



Şekil 3.1 RPI'nın Bir Faz Ayağı (Power Designer, 2003).

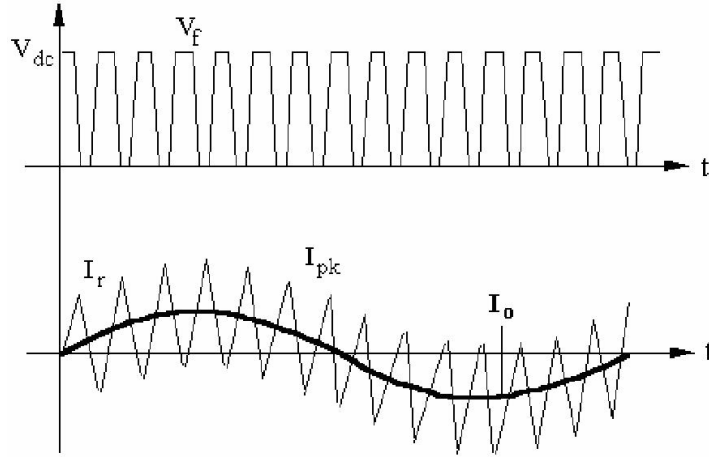
Normal olarak, eğer anahtarlama frekansı V_o çıkış geriliminin temel frekansından yüksekse, çıkış geriliminin anahtarlama periyodu üzerinde sabit bir sayı olduğu düşünülür. Sonuç olarak, I_r Şekil 3.2'de (M1) gösterildiği gibi lineer olarak yükselecektir. S1 anahtarı kesime girdiğinde, rezonans endüktansı S1 ve S2 anahtarlarının çıkış kapasiteleriyle; C_r , rezonans oluşturarak rezonanslı bir geçiş periyodu başlayacaktır. Bu durum S1'in kapasitesini yükseltir ve D2'nin (Şekil 3.2 M2) ilettime geçmesine neden olarak S2'nin çıkış kapasitesini azaltır. Endüktans akımı sabit kabul ediliyorsa, anahtarların çıkış kapasitesi lineer olarak şarj/deşarj olacaktır. D2 ilettime geçtiğinde, S2 ZVS altında kesime girebilir.



Şekil 3.2 RPI Faz Bacaklarının Tipik Dalga Şekilleri

İnverter anahtarları için ZVS'yi garantilemek için iki koşulun gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Öncelikle akım, I_r , kesime girecek anahtara akmalıdır. İkinci olarak, kutup geriliminin tersine çevrilebilmesi için minimum bir akım I_{r_min} , bulunmalıdır.

S2'nin ters-paralel diyotu iletme geçtiğinde, ZVS altında S2 anahtarı kesime girebilir. AC endüktans akımının RPI ile birleşimi Şekil 3.3'de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 RPI da AC Endüktans Akımının Sentezi (Power Designer, 2003).

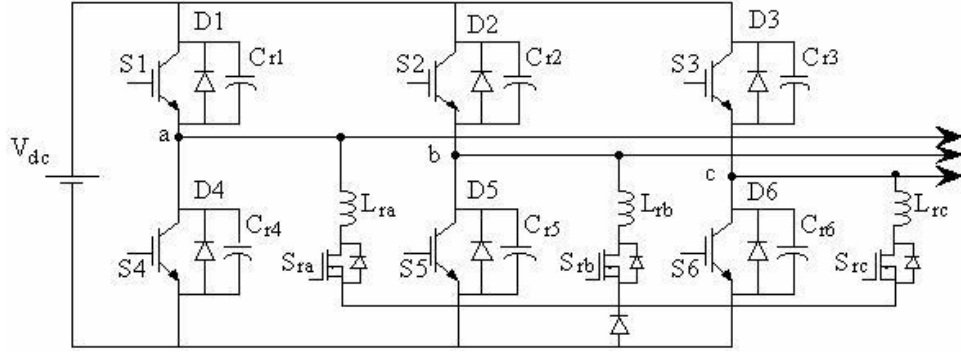
RPI'nın diğer bir özelliği de maksimum anahtarlama elemanı akımının 2,2 ile 2,5 p.u. arasında olmasıdır. Bu durum, ZVS elde etmek için, rezonans akımı, cihaz çalıştırılmadan önce ters paralel diyotların iletme geçmesini sağlamak için çıkış akımının maksimum noktasında polariteyi tersine çevirmesi nedeniyle ortaya çıkmaktadır. Normalde, özellikle IGBT'ler olmak üzere, anahtarlama elemanının maliyeti akımın kesime girme değeriyle orantılıdır. Sonuç olarak, RPI'nın anahtarlama eleman maliyeti, sert anahtarlanan VSI ile kıyaslandığında 2,0 p.u.'dur. Ayrıca her bir faz kolu için rezonans devresi gerektirdiğinden eleman sayısı fazla ve buna bağlı olarak anahtarlama kaybı diğer topolojilere oranla daha

fazladır. RPI'ler, gerçek PWM-darbe modelleri üretmek ve komütasyon devrelerinde anahtarlama frekansının artmaması gibi bir avantaja sahiptir. Bu yüzden; çok yüksek güçlerden orta güçlere kadar değişen geniş bir kullanım alanında, Rezonanslı Kutup İnverterleri kullanılabilir.

3.2. Rezonans Bastırma Devreli İnverterler

Diğer bir yumuşak anahtarlama tekniği de rezonans bastırma devreleri veya ZVS'ye ulaşmak için kayıpsız aktif bastırma devreleridir. Kapasitif bastırma devreleri genellikle ana elemanlarda ZVS sağlamak için kullanılır. Ancak, akımı dağıtan bastırma devrelerinden farklı olarak, bastırma devresi enerjisi kaybolmaz (Power Designer, 2003).

Rezonans bastırma devreli inverterlerin (RSI) bir örneği Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Bu topolojide, yumuşak anahtarlama bastırma devreleri inverterin bacaklarına eklenir. Her bir bastırma devresi, yardımcı anahtarlar ve ters-paralel bağlı diyotla birlikte bir rezonans endüktansından oluşur.



Şekil 3.4 Rezonans Bastırma Devreli İnverter (RSI) (Power Designer, 2003).

D2, D3 ve D4'ün akım iletmeye başlamasıyla birlikte, ZVS altında D4'ü kesime ve S1'i iletime sokmak için, yardımcı anahtarlar S_{rb} ve S_{rc} ; akımın L_{ra} , L_{rb} ve L_{rc} 'den geçmesini sağlayacak biçimde iletime girer. L_{ra} 'daki akım yük akımdan daha yüksek olduğunda akım D4'ten S4'e geçer. Böylece; ana şalterlerde L_{ra} ve bastırma kondansatörleri arasında bir rezonans başlatmak için S4 kesime sokulabilir. Sonunda, S1'deki gerilim sıfıra düşecek ve ters paralel diyot, ZVS altında S1'in iletime girmesine izin verecek biçimde akım iletmeye başlayacaktır. Bu noktada, ikincil akımlar da aşama aşama sıfıra düşecektir. Burada, yardımcı elemanlar akım durumuna göre anahtarlannmaktadır.

ZVS geçişi sağlamak için minimum geçiş süresi gerekmektedir. Toplam anahtarlama süreci bir şarj aşaması, rezonans aşaması ve deşarj aşamasını kapsar ve aşağıdaki biçimde ortaya çıkar,

$$T_r = \frac{3\sqrt{3}.I_m.L_r}{V_{dc}} + \pi\sqrt{2L_rC_r} \quad (3.1)$$

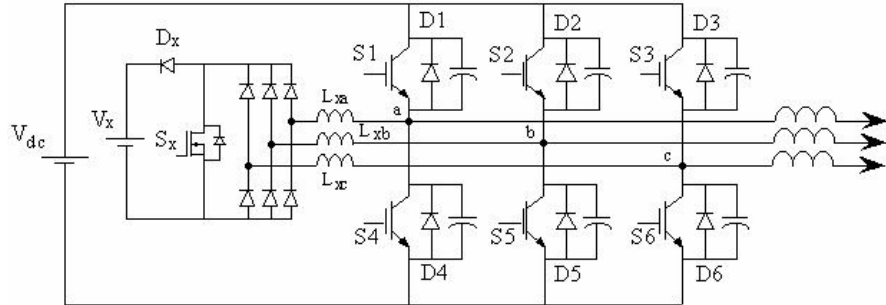
I_m , maksimum pik faz akımıdır.

Bu tarz bir topolojinin en önemli kısıtlamalarından biri, elde edilen maksimum anahtarlama frekansı ve düşük DC bara kullanımıdır. Bu durum, ZVS geçiş devresini sağlamak için gereken minimum süreden kaynaklanmaktadır. Bu topolojinin diğer bir dezavantajı da, sıfır gerilim safhasında, üst sıradaki veya alt sıradaki iki anahtarında iletimde olmasıdır; aktif anahtarlardan biri kesime girmeden yardımcı devre tetiklenemez. Bu durum özellikle düşük yüklerde ilave anahtarlama sert anahtarlama anlarıyla sonuçlanır.

3.3. Sıfır Gerilimi Geçişli PWM İnverterler

Şekil 3.5’de sıfır gerilim geçişli PWM inverterinin (ZVTI) yapısı görülmektedir. İlave bir yardımcı anahtar ve diyotla kesintili iletimle çalışan üç fazlı bir doğrultucudan oluşan yumuşak anahtarlama devresidir (Gökbulut, 2001, Power Designer, 2003).

Anahtarlama periyodunun çoğunda, yardımcı anahtar S_x kesimdedir ve diyot D_x bloke etmektedir. Ana köprüdeki diyotun kesime girmesi gerekiyorsa, yardımcı anahtar S_x iletime girmelidir; yardımcı endüktansların akımı sıfırdan başlayarak artmaya başlar. Bu durum, ana diyotlardaki akımın kademe kademe sıfıra inmesine neden olur.



Şekil 3.5 ZVT PWM İnverter (ZVTI) (Power Designer, 2003).

Akım ters paralel iletim anahtarına transfer edildiğinde, anahtar kesime sokulur, böylece, V_{an} , V_{bn} ve V_{cn} gerilimlerinin karşıt tele geçmesini sağlayacak biçimde yardımcı endüktanslarda depolanan enerjinin ana anahtarlarda arasındaki bastırma devresi kondansatörlerdeki akımını azalttığı ve arttırdığı yeni bir rezonans devresi başlar. Böylece, akımın girdiği anahtarlarda ZVS sağlanarak, bu anahtarlardaki ters-paralel diyotlar iletime girer. Anahtarlama devresi yardımcı anahtar kesime sokularak kapatılır. Yardımcı endüktanslarda depolanan enerji yardımcı DC kaynağına geri döner.

Toplam anahtarlama süresi üç farklı fazla oluşur: şarj fazı T_c , rezonans fazı T_r ve deşarj fazı T_d . Toplam anahtarlama süresi T_x ;

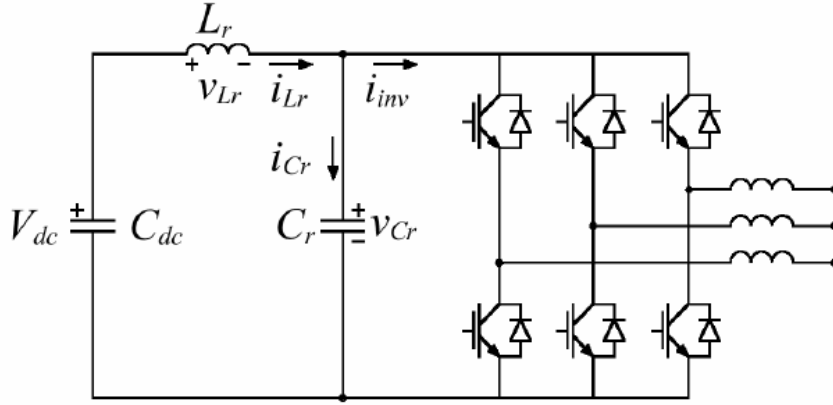
$$T_x = \frac{3\sqrt{3}I_m L_x}{V_{dc}} + \pi\sqrt{L_x C} \quad (3.2)$$

I_m 'nin maksimum pik faz akımı ve C 'nin a, b veya c noktalarının parazitik kapasitesi ile hesaplanır. Yukarıdaki ifadeden anlaşıldığı gibi, elde edilebilecek maksimum frekans, DC bara ile sınırlıdır.

ZVTI'nın bir dezavantajı da hafif yüklerde örneğin; faz akımının neredeyse sıfır olarak geçtiği durumlarda yumuşak anahtarlamanın kaybolmasıdır. Hafif yüklerde enerji, S1 ve S4 için ZVS sağlanacağını garanti edemez.

3.4. Temel Rezonanslı DC Hat İnverterler

Çok sayıdaki yumuşak anahtarlama topolojilerinden en eskisi rezonanslı DC bağlantı (RDCL) inverteridir. Rezonanslı DC bağlantı inverterinin en temel versiyonu Şekil 3.6'da gösterilmiştir (Aksoy, 2001, Obdan, 2002, Power Designer, 2003).



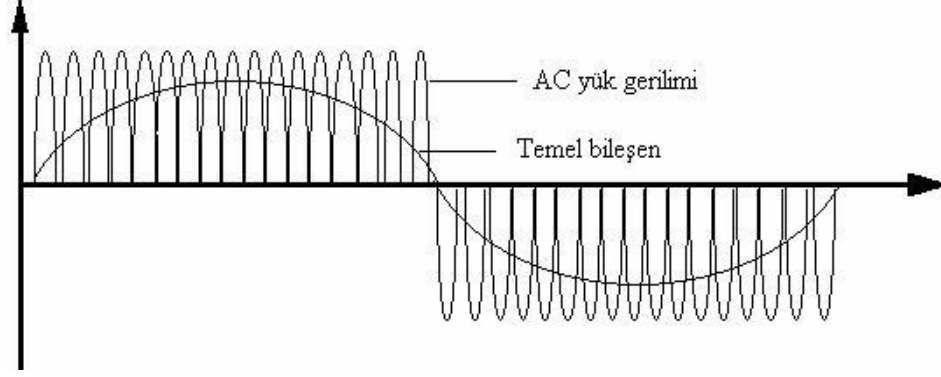
Şekil 3.6 Temel Rezonanslı DC Bağlantı İnverteri (RDCLI) (Aksoy, 2001).

RDCLI'da rezonans kondansatöründeki gerilim, altı adet güç elemanında da görülmektedir. DC kaynak gerilimi ile inverter bir rezonans endüktansı ile birbirine bağlanır.

Güç elemanlarının uygun kontrolü ile rezonansa devamlılık sağlanır. Anahtarlama elemanlarında istenilen düşük anahtarlama kaybına erişmek için sıfır gerilim geçişleriyle senkronize edilir.

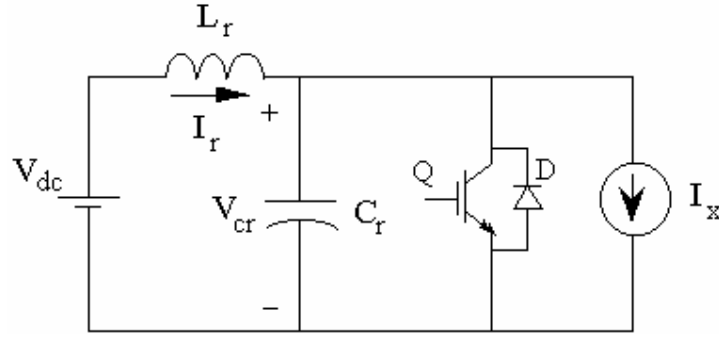
Ana inverter elemanlarının sıfır gerilim geçişlerinde durum değiştirmesine izin verilir. Bu durum, inverter çıkışının; geleneksel sert anahtarlama inverterlerinde kullanılan darbe genişlik

modülasyonundan tamamen farklı bir stratejiyle, rezonanslı bağlantı gerilim darbelerinin tam sayıdan oluşmasını sağlar. İstenilen düşük frekanslı çıkış gerilimi bu şekilde, ayırık darbe modülasyon (DPM) stratejisi kullanılarak ayırık rezonanslı darbelerle senkronize edilir. Tipik düşük gerilim sentezi Şekil 3.7’de gösterilmektedir.



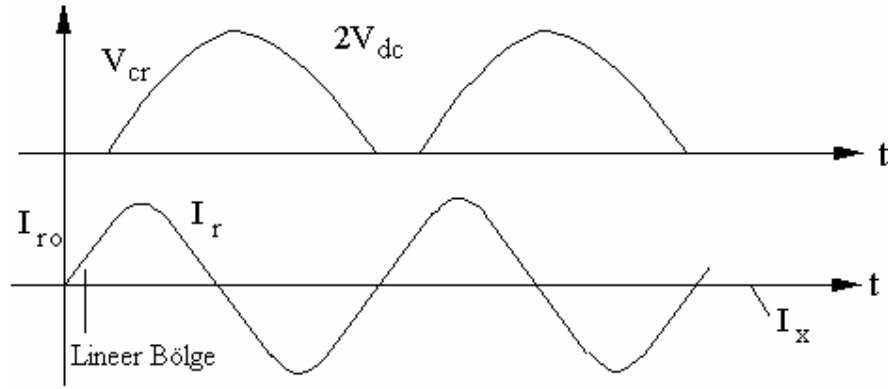
Şekil 3.7 DPM Kullanarak Tipik Fazlararası Gerilim Sentezi (Power Designer, 2003).

RDCLI’nin analizini basitleştirmek ve rezonans frekansı sentezlenmiş dalga şeklinin temel frekansından çok daha yüksek olduğu için, her bir rezonans darbesi sırasında sistemin eşdeğer devresi Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Burada; yük akımının, I_x , rezonans darbesi süresince sabit olarak kabul edilir.



Şekil 3.8 Her Rezonans Darbesi Sırasında RDCLI’nin Eşdeğer Devresi (Power Designer, 2003).

Eğer Q anahtarı kesime girerse, devreye V_{dc} uygulanması rezonanslı bir devreyle sonuçlanır ve kondansatör gerilimi, Q anahtarı için sıfır gerilim anahtarlama durumu oluşturacak biçimde sıfıra ulaşır. Anahtar iletme girdiğinde, endüktans gerilimi lineer olarak artacaktır. Kondansatör geriliminin sıfıra dönmesini sağlamak için, anahtar kesime girmeden önce L_r ’de yeterli derecede enerji birikmelidir. Sıfır yük akımıyla tipik dalga şekilleri Şekil 3.9’da gösterilmiştir.



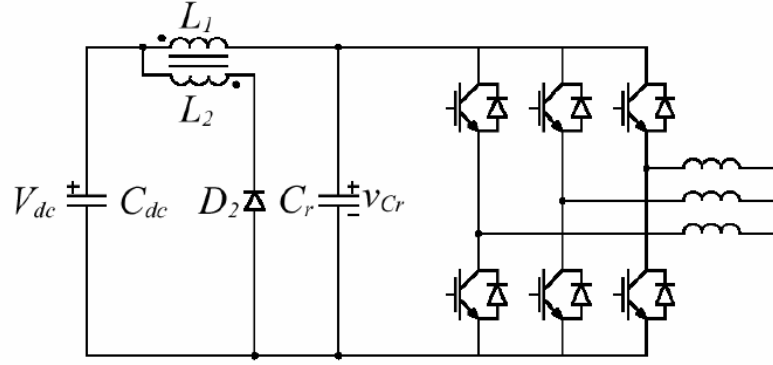
Şekil 3.9 $I_x=0$ iken RDCLF'nin Tipik Dalga Şekli (Power Designer, 2003).

Elemanlar anahtarlandıkça L-C rezonans devresinin harekete geçtiği ilk koşullar değişir. Bu durum, yüksek gerilim stresine neden olabilir. Genellikle, RDCLF'da ana elemanların gerilimi $2V_{dc}$ 'dir. Bunun sonucunda, rezonanslı DC bağlantı devresi her zaman, eleman içerisindeki pik gerilimi sınırlayacak araçlarla kullanılır. Muhtemel iki varyasyon, Şekil 3.10 ve 11'de gösterildiği gibi aktif ve pasif olarak sıkıştırılan rezonanslı DC bağlantı inverterleridir.

Sonuç olarak, L_r ve C_r 'nin sürekli devrede olmasından dolayı dönüştürücü uçlarındaki DC gerilim sabit değildir. İnverteri besleyen DC hatta büyük bir gerilim stresi ve endüktansta büyük bir akım stresi oluşur. Maksimum DC bara gerilimi DC kaynak geriliminin 2 katından ve maksimum endüktans akımı maksimum DC çıkış akımının 3 katından daha büyüktür. Endüktans kayıpları oldukça yüksektir. Bu devre, inverterde sadece ayırık darbe modülasyonu (DPM) tekniğinin kullanılmasına imkân sağlar. Burada, darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniğinin kullanılamaması büyük bir dezavantajdır.

3.5. Pasif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat İnverterler

Gerilim sınırlandırmanın ikinci bir yolu da pasif gerilim sınırlandırmasıdır. Bu yöntemde Şekil 3.10'da görüldüğü gibi yardımcı sargısı bir diyot ile ara devre gerilimine seri bağlanmış olan L_r endüktansına bir transformatör paralel bağlanmıştır. Bu topolojinin en zor yanı mümkün olduğu kadar az kaçak endüktansa sahip bir transformatörle gerçekleştirilmesidir (Aksoy, 2001, Obdan, 2002, Power Designer, 2003).



Şekil 3.10 Pasif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat inverteri (PCRDCLI) (Aksoy, 2001).

Rezonans hat gerilimi bastırma gerilimi seviyesinden düşük olduğunda D_2 diyotu ters yönde kutuplanır. Rezonans DC hat gerilimi bastırma seviyesine ulaştığında, D_2 diyotu ileri yönde kutuplanır. Bu ise uygun bir bastırma transformatörü dönüştürme oranı seçilerek elde edilir. İkinci taraf gerilimi V_{dc} 'ye eşit olduğunda birinci taraf gerilimi $(K-1) \cdot V_{dc}$ 'ye eşit olur.

Bastırma transformatörünün sargı dönüştürme oranı,

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{K-1} \quad (3.3)$$

şeklinde seçilmelidir. K bastırma faktörü, rezonans hat geriliminin osilasyonunu sağlayacak şekilde seçilmelidir. Bundan dolayı pasif bastırmalı rezonans hatlı dönüştürücü için bastırma faktörü en az 2 olmalıdır. Bu devrenin en büyük problemi ise, D_2 diyotunun rezonans DC hattın sıfır gerilim aralığı boyunca yüksek bir ters gerilime maruz kalmasıdır. Bu gerilimin değeri ,

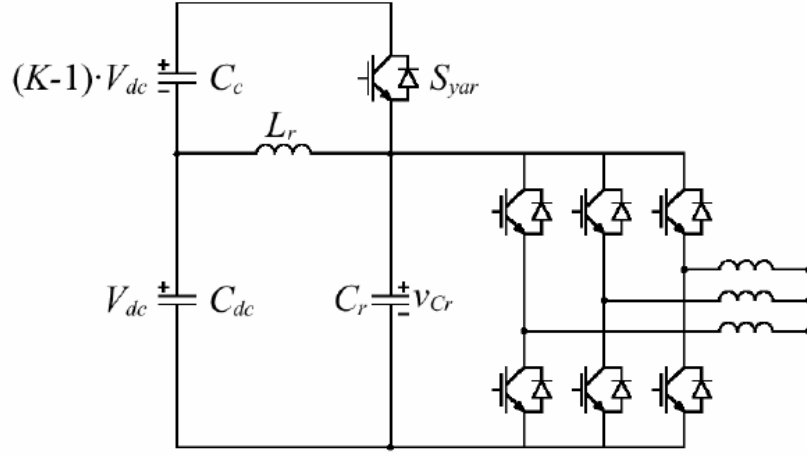
$$V_{RM} = \left(1 + \frac{N_2}{N_1}\right) V_{dc} \quad (3.4)$$

olarak bulunur. Bastırma gerilimi V_{dc} 'nin iki katı olduğunda, D_2 diyotu V_{dc} 'nin üç katı kadar bir gerilime maruz kalır.

3.6. Aktif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat İnverterler

Temel Rezonanslı DC Hat inverterlerinin en büyük dezavantajı C_r kapasitesinde ve anahtarlarda yüksek aşırı gerilimlerin oluşmasıdır. Bu aşırı gerilimler rezonans devresi nedeniyle ara devre geriliminin en az iki katı kadar olabilmektedir ve yük değişimi halinde ise hızla üç veya beş katı kadar olabilmektedir. Aşırı gerilimleri düşürmek için çeşitli çözümler önerilmiştir. İlk olarak önerilen devre Aktif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat İnverteridir.

Bu çözümde C_r kondansatörü önceden belirlenmiş bir gerilim değerini aştıktan sonra daha büyük kapasiteli C_c kondansatörüne paralel bağlanmaktadır. Böylece rezonans süreci esnasında L_r rezonans endüktansında depolanmış enerjinin sadece kumanda edilebilir bir kısmı C_r 'ye aktarılmaktadır. Böylece C_r kondansatöründe meydana gelen gerilimler ara devredeki gerilim, Şekil 3.11'de görülen K bastırma faktörü kadardır. Bastırma faktörü, rezonans hat geriliminin osilasyonunu sağlayacak şekilde seçilmelidir. Aktif bastırılmalı inverter için K bastırma faktörü 1,2 ile 1,8 arasında seçilebilir (Aksoy, 2001, Gökbulut, 2001, Obdan, 2002, Power Designer, 2003).

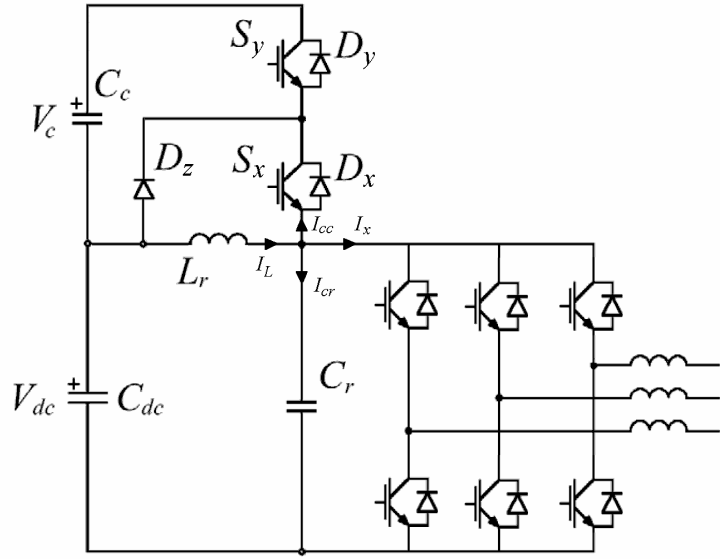


Şekil 3.11 Aktif Bastırılmalı Temel Rezonanslı DC Hat inverteri (ACRDCLI) (Aksoy, 2001).

3.7. Kısmi Rezonanslı DC Hat İnverterler

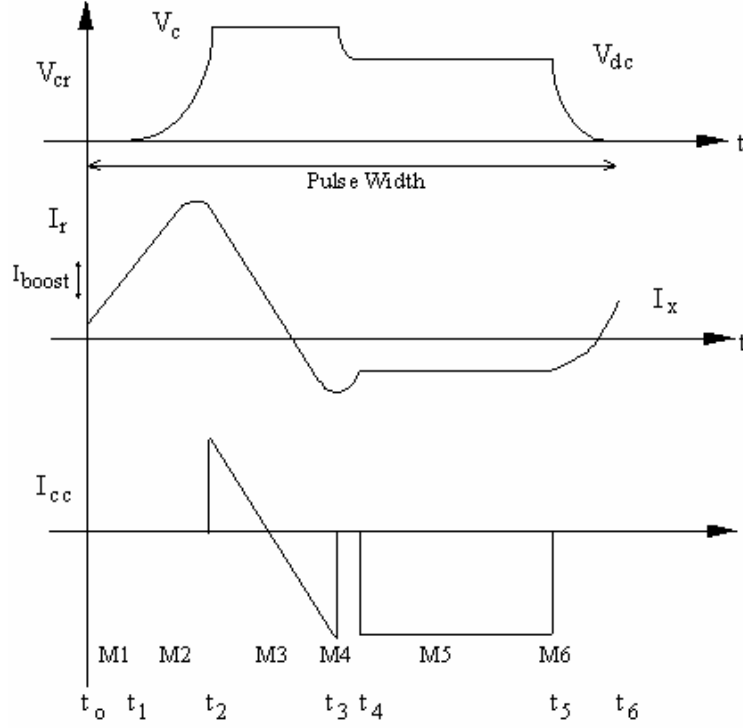
PWM kontrolü ve yumuşak anahtarlama sağlayan diğer bir yaklaşım da kısmi-rezonanslı DC hat inverterleridir (QRDCLI). Rezonansın sürekli devam ettiği RDCLI'dan farklı olarak, rezonans güç iletim modunda belirli bir değerde sabitlenir ve darbe sona erdiğinde veya gerilim sıkıştırma seviyesine ulaştığında rezonansa girer. Sonuç olarak ortaya çıkan kareye benzer dalga darbeleri klasik sert anahtarlama inverterlere olduğu gibidir (Power Designer, 2003).

QRDCLI'lardan biri de Şekil 3.12'de gösterilen gerilimle sıkıştırılmış paralel rezonanslı inverterlerdir (VCPRC).



Şekil 3.12 Gerilimle Sıkıştırılmış Paralel Rezonanslı İnverter

Bu konverter; rezonans gerilimi V_{cr} 'nin darbe genişliğini arttırmak ve kontrol etmek için kullanılan S_y , D_y ve D_z ile birlikte, daha önce Şekil 3.11'da gösterilen aktif olarak sıkıştırılan temel rezonanslı DC hat inverterinin bir varyasyonudur. Bu ilave elemanlar, inverterin PWM kontrolünü gerçekleştirmesini sağlarlar. İnverterin tipik dalga biçimleri Şekil 3.13'de gösterilmiştir. İnverterlerin çalışması bir sonraki adımda açıklanmıştır. Mod M1'de $V_{cr} = 0$ ile başlamak üzere, tüm inverter anahtarları rezonans endüktansındaki akımı arttırmak için kısa devre yaptırılır. Bu işlem, rezonans tank kayıplarını ortadan kaldırmak ve V_{cr} 'nin, darbe sona erdiğinde sıfıra dönmesini sağlamak için gerçekleştirilir. M2'nin başlangıcında ana elemanlar istenilen anahtarlama durumuna getirilir ve L_r ve C_r arasında bir rezonans başlatılır. V_{cr} sıkıştırma gerilimi seviyesine ulaştığında, D_x ve D_y rezonans bus gerilimini $V_{dc} + V_c$ (M3) seviyesinde sıkıştırır. D_x ve D_y iletme geçtikten sonra, S_x ve S_y sıfır gerilim altında iletme sokulur. Bu durum rezonans akımının azalmasına ve Şekil 3.13'de gösterildiği gibi tersine dönmesine sebep olur.



Şekil 3.13 VCPRC nin Tipik Dalga Şekilleri (Power Designer, 2003).

Rezonans akımı tersine döndükçe, akım yardımcı anahtarlar S_x ve S_y 'ye yönlendirilir. Burada; V_{cr} 'nin darbe sona erdiğinde tekrar sıfıra dönmesi için L_r 'de yeterinde enerji birikmesi gerektiğine dikkat ediniz. Rezonans kondansatör geriliminin sıfırlanmasını sağlamak için gerekli minimum akım aşağıdaki şekilde hesaplanır:

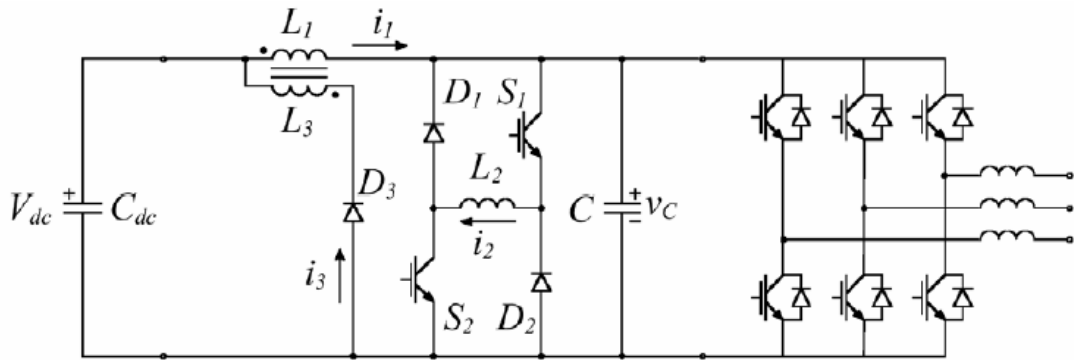
$$I_{\min} = I_x - I_y = \frac{\sqrt{V_{dc}^2 - V_c^2}}{Z_0} \quad (3.5)$$

M3'ün sonunda hem S_x , hem de S_y kesime girer. Böylece V_{cr} sıfıra dönmek için rezonansa girer ve mümkün olan en düşük darbe genişliği üretilir. Bu durum daha önce açıklanan ACRDCLI'ya benzemektedir. Ancak, eğer sadece S_y kesime sokulursa (M4), V_{cr} V_{dc} 'ye düşer ve I_r 'nin D_z (M5) içinde serbest kalmasına neden olur. Bu mod sırasında D_x ve S_x 'in içinden hem I_r , hem de I_x akımları geçmektedir. Darbeyi durdurmak için S_x , V_{cr} 'nin sıfıra döndüğü noktaya getirilir.

Kısmi rezonanslı DC hat inverterlerinin bir avantajı, geleneksel PWM teknikleri ile kontrol edilebilmelidir. Bunun faydaları, hem sıfır-gerilimle anahtarlama sağlandığı için yüksek verimli, hem de PWM görevlerinin bilinen geniş bant performansının elde edilmesidir. Ancak tam bara kullanımı ve üstün spektral performansa (yüksek anahtarlama frekanslarına) aynı anda erişilememektedir.

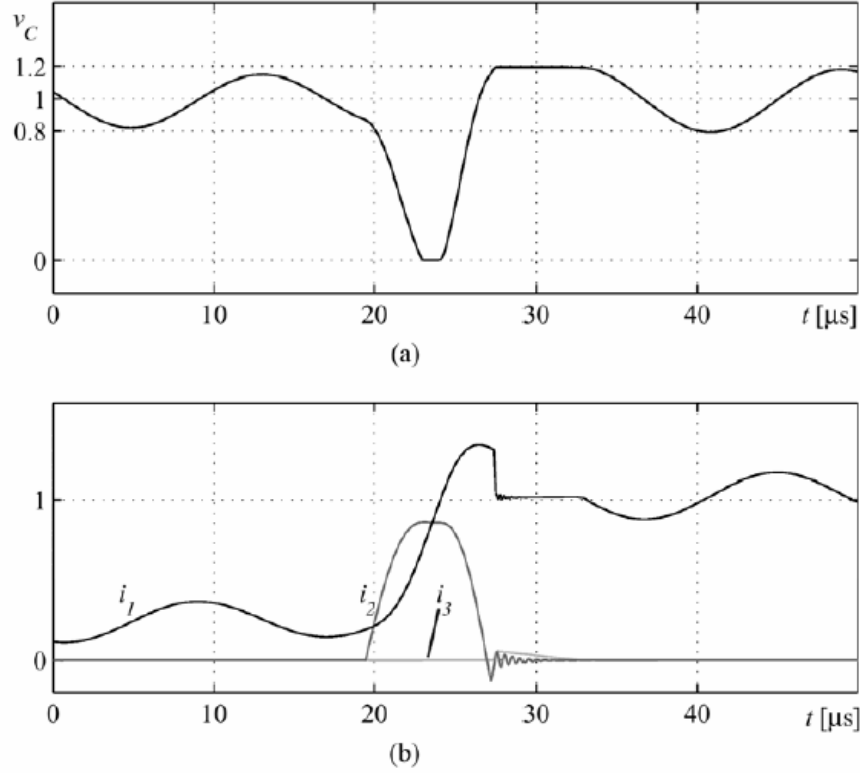
3.8. Pasif Bastırmalı Rezonans Geçişli DC Hat İnverterler

Bu inverterde gerilim, transformatör sayesinde rezonans sürecinden sonra sınırlandırılır. Maksimum gerilim genliğinin ne kadar olacağını L_1/L_3 oranı belirler. L_1 ve L_2 endüktansları aynı zamanda rezonans elemanları olarak görev yaparlar. Bu çözüm, rezonans kondansatörü C 'nin her türlü yük koşulunda güvenli bir şekilde yükünü aktarmasını sağlar. Ancak L_1 ve L_3 arasındaki kaçak endüktanslar aşırı gerilim sınırlamasının etkisini azaltır. S_1 ve S_2 anahtarlarının aynı anda ilettime sokulması ile rezonans süreci başlar. i_2 akımının başlangıç değeri sıfır olduğundan S_1 ve S_2 anahtarlarının ilettime girmesi ZCS altında gerçekleşir. S_1 ve S_2 anahtarları iletimden çıkarıldığında, i_2 akımı bu anahtarlardan D_1 ve D_2 diyotlarına aktarılır. Bu noktada bara gerilimi sıfır olduğundan anahtarların iletimden çıkması ZVS altında gerçekleştirilir. Bu sıfır gerilim aralığında inverterdeki anahtarlama elemanlarının güvenli bir şekilde ilettime girip-çıkması için sıfır gerilim aralığı uygun bir değere ayarlanmalıdır. Bu aralığın çok uzun sürmesi, L_1 'den çok yüksek akımların geçmesine neden olmaktadır. Bu ise sadece yüksek kayıplara neden olmaz, aynı zamanda rezonans devresinde yüksek miktarda enerji depolanmasına neden olur. Bunlara ek olarak bir rezonans sürecinden sonra, aynı anda C kapasitesine sahip rezonans kondansatöründe istenmeyen salınımlar ortaya çıkmaktadır ve bunları kumanda tekniği ile etkilemek mümkün değildir. D_3 diyotunda meydana gelen yüksek aşırı gerilimler de bir başka dezavantajdır (Aksoy, 2001, Gökbulut, 2001, Obdan, 2002).



Şekil 3.14 Pasif Bastırmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hat İnverter (PCQBRDCLI) (Aksoy, 2001).

Şekil 3.15’de rezonans devresine ait normalize edilmiş dalga şekilleri gösterilmiştir. Rezonans hat gerilimi v_c , DC hat gerilimi V_{dc} ’ye göre ve akımlar ise maksimum çıkış akımı I_o ’a göre normalize edilmiştir.



Şekil 3.15 Normalize edilmiş dalga şekilleri. (a) rezonans hat gerilimi ve (b) endüktans akımları (Aksoy, 2001).

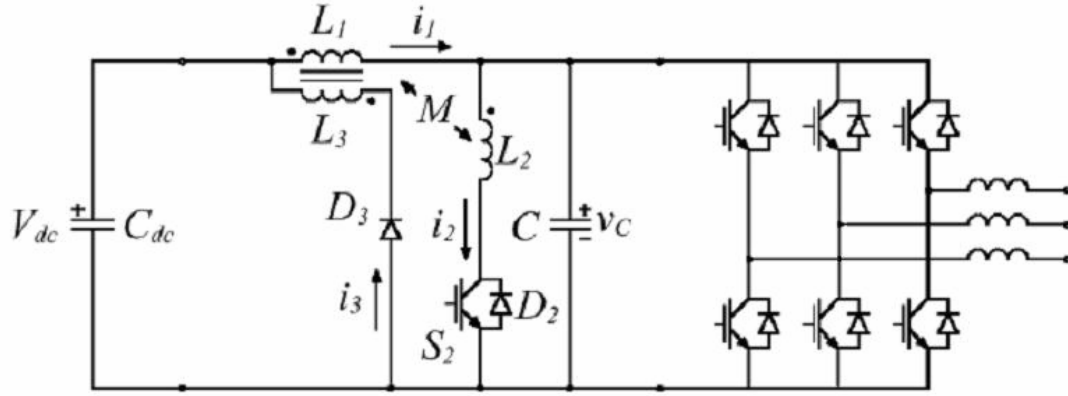
3.9. Bir Anahtarlı Pasif Bastırmalı Rezonans Geçişli İnverterler

Şekil 3.14'teki PCQBRDCLI devresi geliştirilerek yardımcı anahtar sayısı bire düşürülmüştür (Şekil 3.16). İki rezonans bobini (L_1/L_3) arasında manyetik bir bağın sağlanması ile L_3 endüktansından geçen akım rezonans sırasında ters çevrilebilir hale dönüştürülmüştür. Bu da yardımcı anahtar sayısını bire düşürmüştür ve bunun sonucunda devre kontrolü daha kolaylaşmıştır. Diğer yandan bobinlerin de aynı nüveyi paylaşması sağlanarak bobin sayısını da bire düşürülmüştür. (Chen, ve Lipo, 1996)

Şekilde L_1/L_3 ve L_2 arasına konulan M harfi manyetik bağlantıyı gösterir. Karşılıklı endüktans;

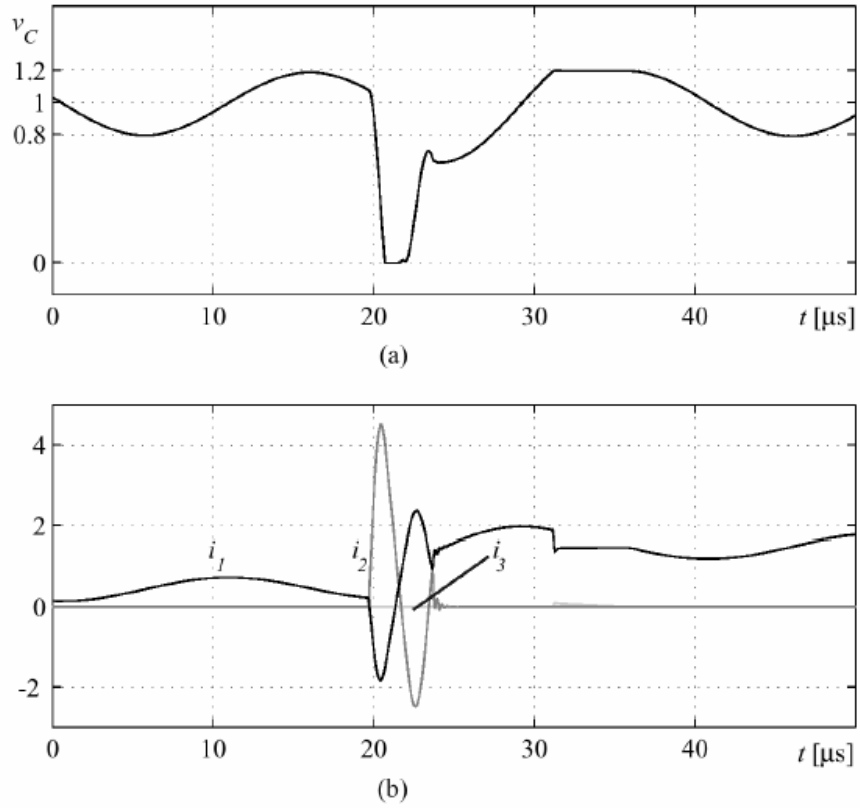
$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (3.6)$$

olarak ifade edilir. Burada k primer ve sekonder sargılar için manyetik bağlantı faktörüdür. Bu devrede L_2 ile bastırma transformatörü arasındaki uygun manyetik kuplaj oranı 0,75 ile 0,95 arasındadır.



Şekil 3.16 Bir anahtarlı pasif bastırmalı rezonans geçişli DC hat inverter (Aksoy, 2001).

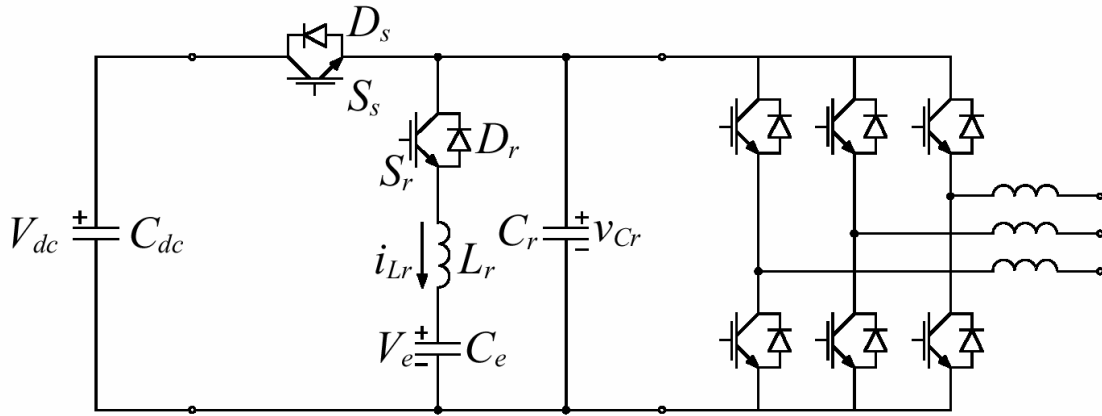
Şekil 3.17’de normalize edilmiş akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Rezonans hat gerilimi v_C , DC hat gerilimi V_{dc} ’ye göre ve rezonans akımları ise çıkış akımı I_o ’nın maksimum değerine göre normalize edilmiştir.



Şekil 3.17 Normalize edilmiş dalga şekilleri; (a) hat gerilimi, (b) endüktans akımları (Aksoy, 2001).

3.10. Paralel Rezonans Geçişli DC Hat İnverter

Şekil 3.18’de paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü devresi verilmiştir. Burada rezonans kondansatörü (C_r), inverterdeki anahtarlama elemanlarının eşdeğer parazitik kondansatörüdür. Bu nedenden dolayı rezonans hat sadece dönüştürücü transistörlerinin ilettime girmesi için işlem yapar. Bütün bu transistörlerin ilettime girmesi aynı anda meydana gelir. İnverter transistörleri iletimden çıkarken akım serbest geçiş diyotlarından geçer ve bastırma kondansatörleri sayesinde yumuşak iletimden çıkma sağlanır (Obdan, 2002).



Şekil 3.18 Paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü (Obdan, 2002).

PWM kontrolü gereği, ilettime girmesi gereken inverter anahtarları eşzamanlı olarak ilettime sokulurlar. Fakat her anahtar ayrı ayrı iletimden çıkarılır. Bastırma kondansatörleri ile yumuşak iletimden çıkma sağlanır.

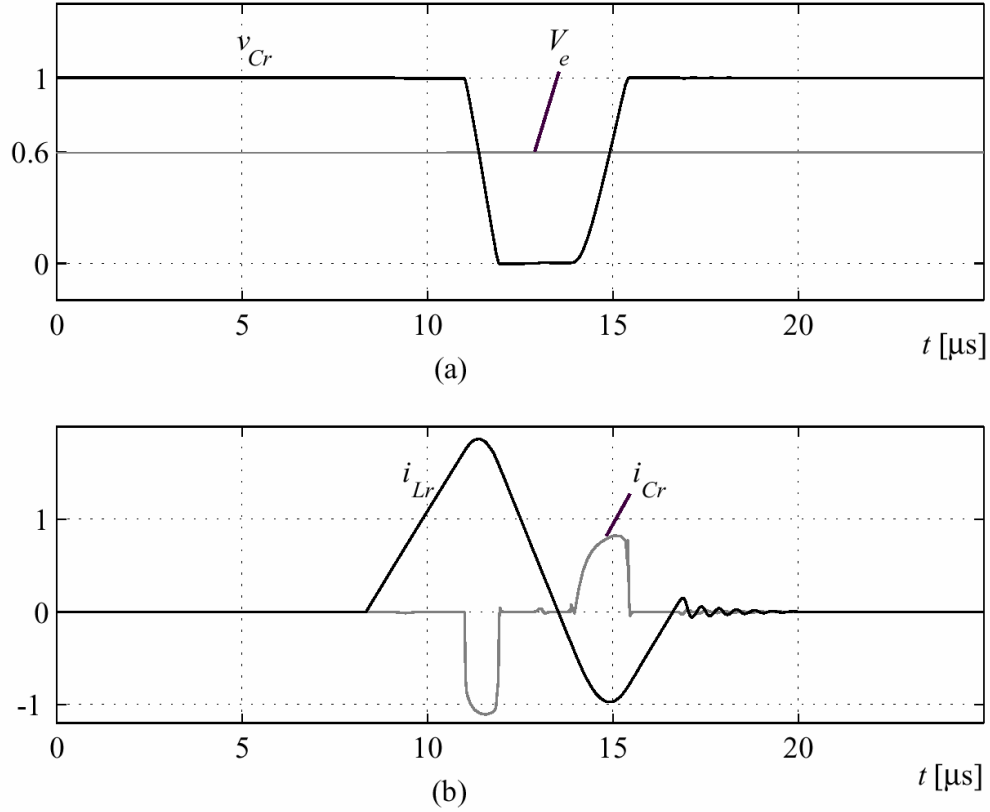
C_e kondansatörü geriliminin yaklaşık olarak,

$$V_e = 0,6.V_{dc} \quad (3.7)$$

değerinde tutulması gereklidir. Bunun nedeni ise rezonans hat geriliminin rezonans peryodundan sonra V_{dc} 'ye dönmesini sağlamaktır. Şekil 3.19’da rezonans hat gerilimi ve akımının normalize edilmiş değişimleri görülmektedir.

Rezonans periyodu, rezonans anahtarı S_r 'nin ilettime girmesiyle başlar. S_r 'nin ilettime girmesinden önce i_{Lr} akımı sıfıra eşittir ve bu işlem ZCS altında meydana gelir. Rezonans akımı önceden belirlenen I_{r1} değerine ulaştığında ZVS altında S_s anahtarı iletimden çıkarılır. S_s anahtarının iletimden çıkarılmasıyla birlikte rezonans hat eşdeğer kondansatörü deşarj olmaya başlar ve bara gerilimi sıfıra iner. Sıfır gerilim elde edildiğinde rezonans akımı i_{Lr} dönüştürücü serbest geçiş diyotlarından geçer ve böylece rezonans hat gerilimi serbest geçiş diyotları ile sıfırda tutulmuş olur.

Sıfır hat gerilimi elde edildiğinde sırası gelen ana devre anahtarlama elemanları eşzamanlı olarak ilettime sokulur. DC hat gerilimi, inverter serbest geçiş diyotları ile sıfırda tutulur. Rezonans akımı i_{Lr} 'nin yönü değiştiğinde rezonans akımına D_r ile yeni bir yol sağlanır. Rezonans akımı ikinci dolaşım akım seviyesi I_{r2} 'ye ulaşana kadar azalmaya devam eder.



Şekil 3.19 Normalize edilmiş dalga şekilleri. (a) rezonans hat gerilimi v_{Cr} ve dc bastırma kondansatör gerilimi V_e ile (b) rezonans endüktansı akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatör akımı i_{Cr} (Obdan, 2002).

Bu noktada yeni anahtar durumları ayarlanır. Bunun sonucu olarak da transistörler tarafından sağlanan rezonans akım yolu kesilir ve rezonans akımı rezonans hat eşdeğer kondansatörünü şarj etmeye başlar. Sonuç olarak da rezonans hat gerilim artmaya başlar. Rezonans hat gerilimi DC hat gerilim seviyesi V_{dc} 'ye ulaşana kadar bu artış aralığı devam eder. V_{dc} değerine ulaştığında D_s ilettime girer ve fazla rezonans enerjisi DC hat kondansatörüne geri aktarılır. D_s ilettime girdiğinde S_s anahtarı ZVS ve ZCS halleri altında ilettime sokulur. Rezonans devresinin aktif olmadığı sürede yük akımı S_s anahtarı üzerinden DC kaynaktan sağlanır. C_e kondansatörünün değeri, bir gerilim kaynağı kabul edilebilecek kadar büyük olmalıdır. Ayrıca, C_e geriliminin istenen değerde tutulabilmesi için enerji dengesi sağlanmalıdır. Temel rezonanslı DC hatlarda rezonans periyodundan sonra DC barada oluşan dalgalanma bu devrede oluşmaz ve DC hat gerilimi tam olarak V_{dc} 'de tutulur.

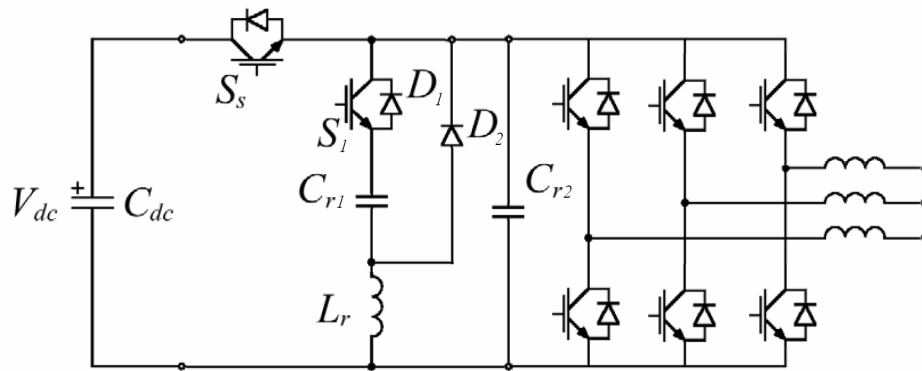
3.11. Adım Tarzında İşletimli DC Hat İnverter

Önceki devrelerde inverter geriliminin sıfır olduğu süreçte inverter ile kaynak arasındaki ayırımı pasif devre elemanı olan bobinler sağlamaktaydı. Burada ise bu ayırım bir güç elemanı ile yapılmaktadır. Şekil 3.20'deki devrede C_{r2} kondansatörünün şarj ve deşarjı için ihtiyaç duyulan enerji burada, bir rezonans bobini yerine L_r ve C_{r1} 'den oluşan seri bağlanmış salınım devresi ile gerçekleştirilir. Sürekli rejimde rezonanslı tank enerjisi sıfırdır. Bastırma devresi kondansatörleri, rezonans devresinden bağımsız olarak köprüdeki IGBT'lerin ZVS ile kapanmasını sağlar. S_1 iletime girdiğinde rezonans başlar. S_s 'deki akım rezonans tankına enerji beslemek için artar. i_L , önceden belirlenen akım (i_{TP1}) düzeyine eriştiğinde S_s açılır. Daha sonra i_L , bastırma devresi kondansatörlerini deşarj eder. İnverter gerilimi sıfır olduğunda inverterdeki tüm IGBT'ler ZVS altında iletime girer. i_L yön değiştirir ve negatif değer i_{TP2} 'ye ulaştığında yeni bir devre durumu ortaya çıkar. Bastırma devresi kondansatörleri bara gerilimine kadar şarj olur ve ZVS altında S_s iletime girer. C_{r1} , D_s ve D_1 ile deşarj olur. Kondansatör gerilimi sıfıra ulaştığında, L , D_1 ve D_2 aracılığıyla manyetiklik özelliğini yitirir (Gökbulut, 2001, Mutschler, ve Bachmann, 1999).

Bu devrede kullanılabilir enerjinin aşağıdaki formülle hesaplanan bir teorik üst sınırı vardır.

$$E_{\max} = 2.C_{r1}.V_{dc}^2 \quad (3.8)$$

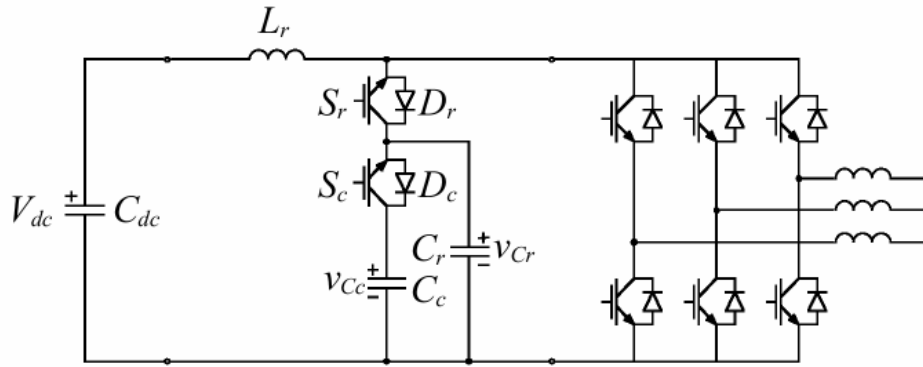
Bu da öncelikle generatör çalışmada aşırı akımın bir diyottan inverterin anahtarına komüte etmesi sonucunda, C_{r2} kondansatörünün artık tamamen deşarj olamamasına yol açar ve bunun sonucunda bir komütasyon noksanlığı veya sert anahtarlama meydana gelir. Bu topolojinin diğer dezavantajı da S_s anahtarı yük akımının iki katı bir değerde iletime girmesidir.



Şekil 3.20 Adım tarzında işletimli DC hat inverter

3.12. Aktif Bastırmalı Rezonans Geçişli DC Hat

Şekil 3.21’da gösterilen devre, inverter köprüsündeki anahtarlar için ZVS sağlar. S_r ve S_c anahtarları ZCS koşullarında kesime sokulur. C_c ve C_r kondansatörleri, $1,2 V_{dc}$ ‘ye kadar şarj edilir. C_c ’nin kapasitesi C_r ’nin kapasitesinden yaklaşık 100 kat daha fazladır. Rezonans devresini tetiklemek için S_r ve S_c anahtarları aynı anda ilettime sokulur. L_r ve C_c tarafından belirlenen düşük frekanslı bir rezonans salınımı başlar Bobin akımı önceden hesaplanan dolaşım akım seviyesi I_{r1} değerine ulaştığında S_c transistörü ZCS altında iletimden çıkarılır. S_c ’deki akım C_r ’ye geçer ve C_r ’yi deşarj eder. Dolaşım akımı yeterli büyüklükte ise, rezonans kondansatörünün tam olarak deşarjı sağlanır ve böylece dönüştürücü köprü uçlarında sıfır gerilim elde edilmiş olur. Hat gerilimi sıfıra ulaştığında L_r ’den geçen akım C_r yerine serbest geçiş diyotlarından akmaya başlar ve böylece rezonans gerilimi sıfırda tutulmuş olur. Bu noktada dönüştürücü anahtar durumları modülatör komutlarına göre ayarlanır. Sonunda rezonans akım yönü değişir ve yeni anahtar durumlarına göre belirlenen seviyeye ulaşır. Yönü değişen rezonans akımı bir süre sonra D_r ’den geçerek C_r ’yi şarj etmeye ve böylece rezonans hat gerilimi artmaya başlar. Rezonans hat gerilimi, bastırma gerilimi seviyesine eriştiğinde D_c ilettime girer. C_c ’nin kapasitans değeri C_r ’nin kapasitans değerinden çok büyük olduğundan, rezonans hat gerilimi C_c ’nin gerilimi tarafından belirlenen seviyede bastırılır (Obdan, 2002, Mutschler, ve Bachmann, 1999).



Şekil 3.21 Aktif bastırmalı temel rezonans geçişli dc hat inverter (ACQBRDCLI)

Bastırma aralığında, gerilim artış aralığından sonra L_r ’de kalan fazla enerji bastırma kondansatörü C_c ’ye aktarılır. Bu aralıkta C_c ’ye verilen enerji, kararlı rejimde, L_r ’nin enerjilenme aralığında C_c ’nin verdiği enerjiye eşit olmalıdır. Ayrıca, C_c uçlarındaki gerilim sabit kabul edilebilecek seviye olmalıdır. C_c değerinin seçimi, bu kriterlere göre yapılmalıdır. Bastırma aralığı rezonans bobini akımının çıkış akımına eşit olduğu ana kadar sürer ve bu aralık bittiğinde rezonans hat gerilimi ani olarak V_{dc} ’ye düşer.

4. PARALEL REZONANSLI DC HAT İNVERTER

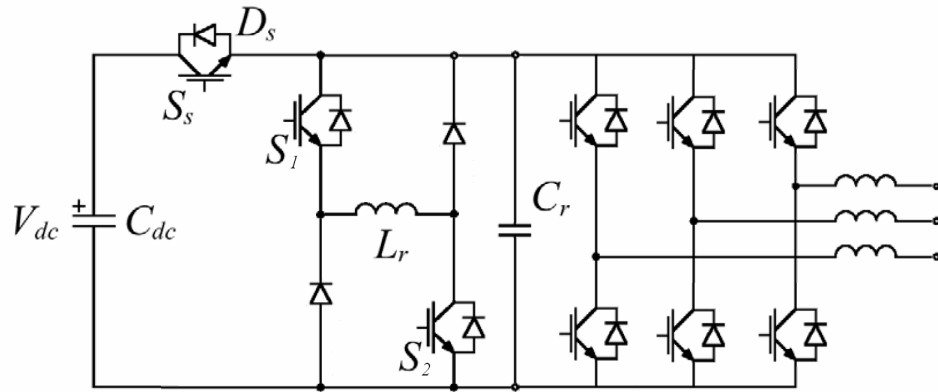
4.1. Giriş

3. bölümde DC-AC inverterler için yumuşak anahtarlama topolojileri incelenmiş ve uygulama için Paralel Rezonanslı DC Hat İnverter (PRDCL) seçilmiştir. İnceleme sonucunda elde edilen sonuçlar şunlardır;

Rezonans kutuplu inverterler (RPI) yüksek akım streslerine sahiptir (2,2-2,5pu). Rezonans bastırma devreli inverterler (RSI) ise topolojinin yapısı gereği anahtarlama frekansı ve DC bara kullanımı sınırlı olduğu görülmüştür. Temel rezonanslı DC hat inverterde (RDCLI) DC barada sürekli bir rezonans söz konusudur. Bu nedenle bu tür topolojilerde geleneksel PWM yöntemi kullanılamaz. Bunun yerine ayrık darbe modülasyon (DPM) yöntemi kullanılır. Ayrıca 2pu gerilim stresi ve 3pu akım stresi mevcuttur. Dolayısıyla endüktans kayıpları da oldukça yüksek olacaktır. Yüklenme durumlarına göre bu değerler kolayca 3-5pu değerine ulaşabilmektedir. Bu devrenin biraz geliştirilmiş modeli pasif bastırmalı temel rezonanslı DC hat inverteridir (PCRDCLI). Bu devredeki gerilim bastırma faktörü minimum 2 olabilmektedir. Bu bastırma değerinde yardımcı diyottaki gerilim stresi 3pu'dir. Pasif bastırmalı devre geliştirilerek aktif bastırmalı temel rezonanslı DC hat inverter (ACRDCLI) fikri ortaya atılmıştır. Bu topolojide önceki topolojiye oranla sadece gerilim streslerinde iyileştirme oluşmuştur (1,2-1,8pu). Kısmi rezonanslı DC hat inverterlerin (QRDCLI) geliştirilmesiyle PWM yöntemlerinin kullanılması sağlanmıştır. Fakat inverter köprüsünün DC baradan bir bobinle ayrılması DC barada gerilim dalgalanmalarına neden olmaktadır. Ayrıca yüksek frekans ve yüksek verim aynı anda elde edilememektedir. Pasif bastırmalı temel rezonans geçişli DC hat inverter (PCQBRDCLI) topolojisinde akım ve gerilimde 1,2pu'lik stresler mevcuttur. Bu devre geliştirilerek iki olan yardımcı anahtar sayısı bastırma bobinin ile rezonans bobini arasında manyetik bağ kurulması ile bire düşürülmüştür. Fakat bunun sonucunda akım stresi 4pu değerine yükselmiştir. Ayrıca bu devrede sıfır gerilim aralığının süresi kontrol edilememektedir. Bu da devrenin kontrol edilebilirliğini azaltmaktadır. Paralel rezonans geçişli DC hatlı inverterde, inverter köprüsünün DC baradan bir aktif elemanla ayrılması nedeniyle DC barada dalgalanma oluşmaz. Yumuşak anahtarlamanın sağlanması için enerji dengesinin çok iyi kurulması gerekmektedir. Kontrolü zor bir devredir. Adım tarzında işletimli DC hat inverterlerinde de DC bara dalgalanmaları oluşmaz. Fakat ana akım yolu üzerindeki anahtar yük akımının iki katı bir değerde ilettime girer. Buna ek olarak generatör çalışmada yumuşak anahtarlama kaybedilebilir. İncelediğimiz

son topoloji aktif bastırılmalı rezonans geçişli DC hat inverterdi (ACQBRDCLI). Bu topolojide de yapı itibarıyla DC barada dalgalanmalar mevcuttur.

Şekil 4.1’de önerilen devre, inverter elemanlarında herhangi bir gerilim ve akım stresi olmaksızın bara gerilimi sıfıra düşürülerek sıfır gerilimde anahtarlama sağlamaktadır. PRDCL devresindeki elemanların gerilim stresleri de V_{DC} gerilimiyle sınırlıdır. Dolayısıyla devredeki bütün elemanların gerilim stresi V_{DC} kaynak gerilimi kadardır. PRDCL inverterde sıfır gerilim geçiş süresi değişken olabilir. Dolayısıyla, önerilen PRDCL inverterin PWM yeteneği oldukça artar (Cho, Kim ve Cho, 1991, Jung, Cho ve Cho, 1991).



Şekil 4.1 Paralel Rezonanslı DC Hat İnverter (PRDCL)

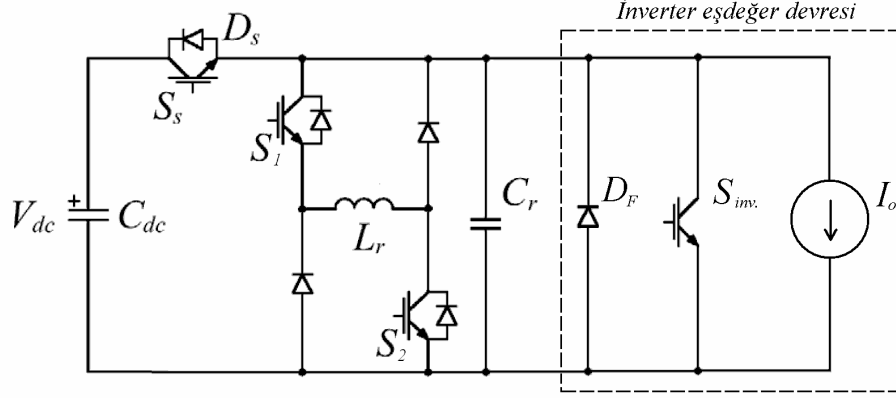
4.2. Tanım ve Kabuller

PRDCL devresi; ana akım yolundaki bir güç anahtarı ve bir rezonans geçişli DC-bara gerilimini yumuşak bir şekilde sıfıra düşüren bir yardımcı devreden oluşur. Bu devrede; 3 adet aktif eleman, 2 adet diyot ve L-C rezonans elemanları bulunmaktadır. H-köprüsünün ortasına bağlanan rezonans bobini, ana anahtarların iletme girmesiyle, C_r kondansatörü ile paralel rezonans devresini oluşturmaktadır. Şekil 4.2’deki basitleştirilmiş devre kullanılarak PRDCL devresinin çalışması daha kolay açıklanabilir. Anahtarlama periyodu süresince inverter yük akımı, sabit I_o akıma sahip bir kaynağa dönüştürülebilir. Devrenin çalışmasını basite indirmek için aşağıdaki kabuller yapılmıştır;

- Bütün elemanlar ideal kabul edilmiştir.
- L_r rezonans endüktansı, yük endüktansından çok daha küçüktür. Bu yüzden yük akımı, anahtarlama süresince akım kaynağı gibi sabit kabul edilebilir.
- DC baradaki gerilim, dalgalanması dikkate alınmayıp, ideal bir gerilim kaynağı gibi varsayılmıştır.

Rezonans frekansı; $\omega_r = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r}$ (4.1)

Karakteristik empedans; $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ (4.2)



Şekil 4.2 Basitleştirilmiş paralel rezonanslı DC hat inverter

4.3. Çalışma Aralıkları

PRDCL'nin bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasında 6 aralık oluşmaktadır. Her çalışma bölgesi Şekil 4.3'de gösterilmiştir.

Aralık 1 ; ($S_s = \text{iletimde}$, $S_1, S_2 = \text{kesimde}$)

Bu aralıkta rezonans devresi çalışmamaktadır. Bütün devre kararlı hal modunda çalışmaktadır. Bu periyot boyunca $i_{Lr} = 0$, $v_{cr} = V_{dc}$ 'dir. Periyot süresi PWM stratejisine göre seçilir. Bu aralık Şekil 4.3(a)'da gösterilmiştir. S_s anahtarı bu çalışma bölgesinde arzu edilen PWM süresince yük akımı geçirir. LC rezonans devresi aşağıdaki koşullardadır.

$$I_{L_r}(t) = 0 \quad (4.3)$$

$$V_{C_r}(t) = V_{dc} \quad (4.4)$$

Aralık 2 ; ($S_s = \text{iletimde}$, $S_1, S_2 = \text{iletimde}$)

İnverter köprüsündeki anahtarlama konumunun değişimine ihtiyaç duyulduğunda öncelikle S_1, S_2 anahtarları ZCS altında ilettime sokulur. Bu süreç, rezonans bobininden geçen akımın, lineer olarak önceden belirlenmiş bir değere (I_i) ulaşmasına kadar devam eder. Bobindeki bu akım artışı, V_{dc} gerilimi ile dolu olan rezonans kondansatörünün geriliminde bir değişmeye neden olmaz.

$$I_{L_r}(t) = \frac{V_{dc}}{L_s} t \quad (4.5)$$

$$V_{C_r}(t) = V_{dc} \quad (4.6)$$

Bu çalışma aralığının süresi T_1 , $I_{L_r}(T_1) = I_i$ koşulundan aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_1 = \frac{L_r I_i}{V_{dc}} \quad (4.7)$$

Aralık 3 ; ($S_S = \text{kesimde}$, $S_1, S_2 = \text{iletimde}$)

Bu çalışma aralığı, ilk rezonans bölgedir. S_S anahtarı sıfır gerilim altında iletimden çıkarılır ve I_o ofset akımı ile rezonans süreci başlar. Bu durumda rezonans akımı ve rezonans kondansatörünün gerilimi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_{L_r} = \frac{V_{dc}}{Z_r} \sin(\omega_r t) + (I_i + I_o) \cos(\omega_r t) - I_o \quad (4.8)$$

$$V_{C_r} = V_{dc} \cos(\omega_r t) - (I_i + I_o) \sin(\omega_r t) \quad (4.9)$$

Kapasite gerilimi V_{C_r} rezonans ile sıfıra düşer. Gerilimin sıfıra düşmesiyle bu çalışma aralığı sona erer. Bu çalışma aralığının süresi T_2 , $V_{C_r}(T_2) = 0$ koşuluyla aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_2 = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \left(\frac{V_{dc}/Z_r}{I_i + I_o} \right) \quad (4.10)$$

Pik rezonans akımı I_p ;

$$I_p = I_{L_r}(T_2) = \sqrt{(I_i + I_o)^2 + \left(\frac{V_{dc}}{Z_r} \right)^2} - I_o \quad (4.11)$$

Aralık 4 ; ($S_S = \text{kesimde}$, $S_1, S_2 = \text{iletimde}$)

Bu çalışma bölgesi serbest dolaşım aralığı olup, endüktans akımı I_{L_r} , $S_1 - D_1$ ve $S_2 - D_2$ üzerinden serbest olarak dolaşmaktadır. Bu süre boyunca rezonans kondansatörünün V_{C_r} gerilimi sıfırda tutulur. Bu sıfır gerilim aralığı inverterdeki anahtarlama elemanları için ZVT ortamı sağlar. Bu sıfır gerilim aralığının süresi (T_3), S_1 ve S_2 anahtarlarına uygulanan PWM sinyali ile kontrol edilebilir. Bu durumda, rezonans akımı ve C_r kondansatör gerilimi,

$$I_{L_r}(t) = I_p \quad (4.12)$$

$$V_{C_r}(t) = 0 \quad (4.13)$$

dir.

İnverter elemanları için sıfır gerilimde anahtarlama olanağı sağlayan DC hattaki bu sıfır gerilim aralığının süresi ayarlanabilmektedir. Dolayısıyla, sıfır gerilim sinyalinin pozisyonu, PWM kontrolör tarafından verilen herhangi bir pozisyonda olabilir. Bu çalışma aralığı süresince, inverterdeki üst sıra yada alt sıra elemanları kontrolör tasarımıındaki kolaylık için ilettime sokulabilir. O zaman yük akımı daima inverterin kendi üzerinden serbest olarak dolaşır. Bu sürenin sonunda, inverter elemanlarının durumu bir sonraki PWM durumuna göre sıfır gerilim şartlarında ayarlanır. Yük akımı I_o , inverter elemanlarının durumuna bağlı olarak bir sonraki konumlarında I_{ox} değerini alır.

Aralık 5 ; ($S_s = kesimde$, $S_1, S_2 = kesimde$)

Bu çalışma bölgesi, ikinci rezonans aralığıdır. İnverterdeki anahtarların konumları değiştirildikten sonra S_1 ve S_2 anahtarları sıfır gerilim koşulları altında iletimden çıkarılır ve kondansatör gerilimi tekrar V_{dc} gerilimine geri şarj olur. Endüktans akımının yeni yolu D_1, D_2 ve C_r 'dir. Kapasite gerilimi V_{cr} , rezonans ile V_{dc} gerilimine ulaşır. Bu durumda,

$$I_{L_r} = (I_p - I_{ox}) \cos \omega_r t + I_{ox} \quad (4.14)$$

$$V_{C_r} = Z_r (I_p - I_{ox}) \sin \omega_r t \quad (4.15)$$

dir. Bu çalışma aralığının süresi T_4 , $V_{Cr}(T_4) = V_{dc}$ koşulundan aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_4 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(\frac{V_{dc}/Z_r}{I_p - I_{ox}} \right) \quad (4.16)$$

Bu süre sonunda endüktansta kalan akım aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_r = I_{L_r}(T_4) = \sqrt{(I_p - I_{os})^2 - \left(\frac{V_{dc}}{Z_r} \right)^2} + I_{ox} \quad (4.17)$$

Aralık 6 ; ($S_s = iletimde$, $S_1, S_2 = kesimde$)

V_{Cr} kondansatörünün gerilimi V_{dc} 'yi geçmeye başladığında S_s anahtarının ters paralel diyotu sıfır gerilim altında ilettime girer. Böylece kapasite gerilimi V_{Cr} , V_{dc} ile bastırılmış olur ve endüktansta artan enerji kaynağa geri aktarılır. Endüktans akımının değeri I_r 'den sıfıra lineer olarak düşer. D_1 ve D_2 diyotları sıfır akımda iletimden çıkar. Bu durumda,

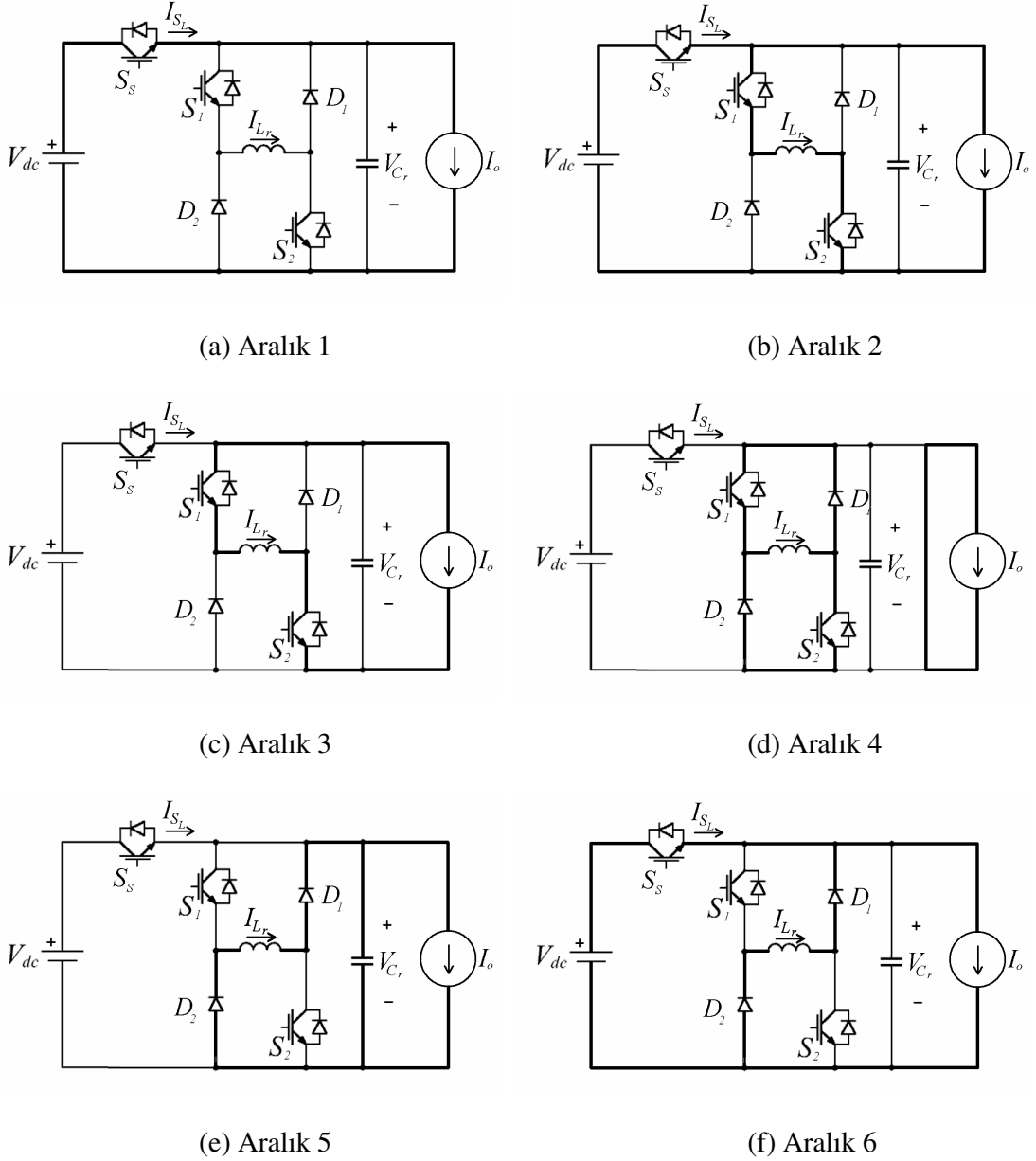
$$I_{L_r}(t) = -\frac{V_{dc}}{L_r} t + I_r \quad (4.18)$$

$$V_{C_r}(t) = V_{dc} \quad (4.19)$$

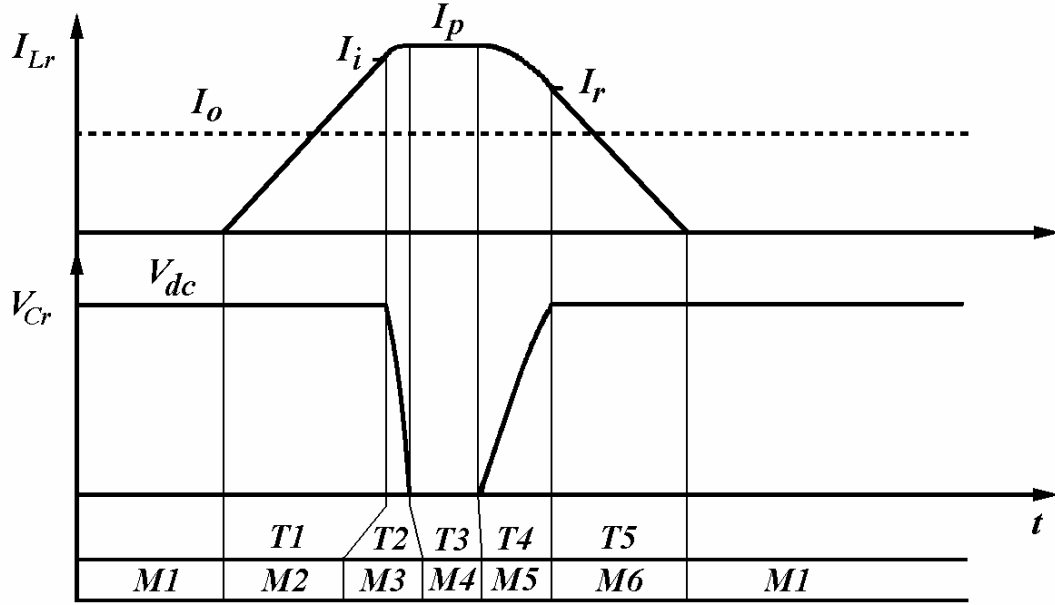
dir. Bu çalışma aralığının süresi T_5 , endüktansta arta kalan I_r akımına bağlı olarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir;

$$T_5 = \frac{L_r I_r}{V_{dc}} \quad (4.20)$$

Bu çalışma aralığının sonunda bir anahtarlama aşaması tamamlanmış olur. Şekil 4.4’de, çalışma aralıklarıyla ilgili temel dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.3 Devrenin çalışma aralıklarının eşdeğer şemaları.



Şekil 4.4 PRDCL'nin çalışma aralıklarıyla ilgili temel dalga şekilleri.

4.4. Tasarım Kriterleri

Tasarımda iki önemli parametre vardır. Birinci önemli parametre, rezonans bobin akımının (I_i) ön şarj değeridir. PRDCL'nin güvenli bir şekilde çalışmasına devam edebilmesi için rezonans endüktansında depo edilen enerji (I_p), V_{Cr} 'yi tekrar V_{dc} 'ye şarj edebilecek kadar büyük olmalıdır. Bu nedenle S_s anahtarının sıfır gerilimde anahtarlama sağlanabilmesi için I_p 'nin kontrolü ve izlenmesi önemlidir. Güvenli çalışma için I_p 'nin koşulu (4.17) nolu denklemden elde edilebilir.

$$I_p \geq \frac{V_{dc}}{Z_r} + I_{ox} \quad (4.21)$$

Burada, bir sonraki yük akımı olan I_{ox} , bir sonraki anahtarların konumundan belirlenebilir.

$$I_{ox} = S_1 I_a + S_3 I_b + S_5 I_c \quad (4.22)$$

Çalışma aralığı 2'deki başlangıç için gereken I_i akımı, (4.11) ve (4.21) nolu denklemlerden aşağıdaki gibi elde edilebilir.

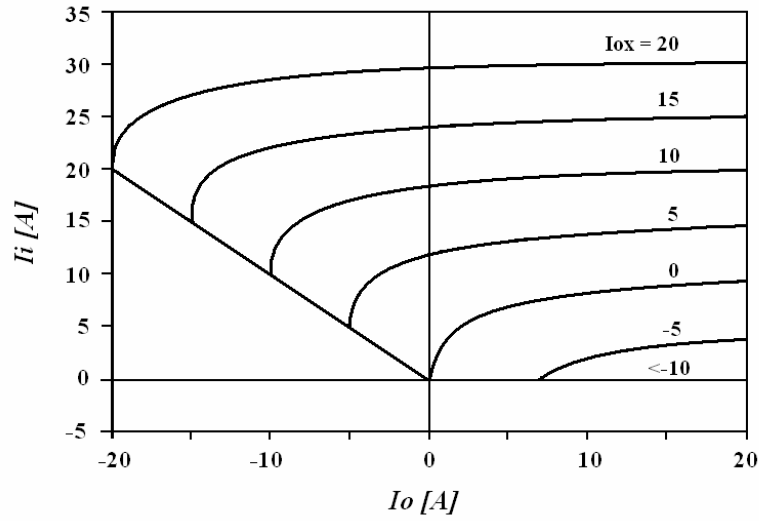
$$I_i \geq \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{Z_r} + I_o + I_{ox}\right)^2 - \left(\frac{V_{dc}}{Z_r}\right)^2} - I_o \quad (4.23)$$

Şekil 4.5'de bu ilişki grafiksel olarak görülmektedir. I_i akımının optimum seçilmesiyle, anahtarlama ve devre elemanlarındaki iletim kayıpları minimize edilebilir.

PRDCL'nin minimum pals genişliği diğer RCDCL'lerde olduğu gibi sınırlandırılmıştır. I_i akımının en uygun şekilde kontrol edildiğini farz edersek, en kötü koşullardaki minimum pals genişliği T_{wmin} , (4.7) ve (4.20) denklemlerinden aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$T_{wmin} = \frac{2L_r}{V_{dc}} \sqrt{I_{o\max} \left(\frac{V_{dc}}{Z_r} + I_{o\max} \right)} \quad (4.24)$$

Burada $I_{o\max}$ maksimum çıkış akımıdır. PWM kontrol stratejisi bu T_{wmin} 'e göre tasarlanmalıdır.



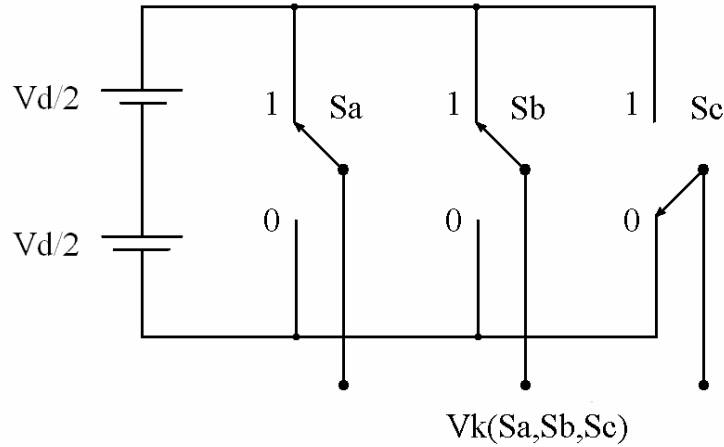
Şekil 4.5 Yük akımı I_o ve sonraki yük akım değeri I_{ox} 'e göre gerekli olan başlangıç rezonans endüktans akımının (I_i) değişimi (Cho, Kim ve Cho, 1991).

İkinci önemli parametre ise ilk rezonansın başlangıç zamanından gerilimin sıfıra düşme süresinin (T_2) minimum değeridir. V_{DC} geriliminin rezonansla sıfıra düşmesi, anahtarların konum değiştirmesinden önce tamamlanmalıdır. Yani rezonans işlemi, anahtar geçişlerinden önce T_{2min} zamanı kadar önce başlamalıdır. Bu, rezonans işleminin PWM ile sekronize çalışarak ZVT'yi güvenli bir şekilde elde etmeyi sağlar.

5. UZAY VEKTÖR MODÜLASYON TEKNİĞİ

Uygulaması yapılan inverter devresinde modülasyon metodu olarak uzay vektör modülasyonu (SVM) seçilmiştir. Uzay vektör teorisi, üç fazlı devreler ve makinaların davranışının incelenmesinde, özellikle AC makinaların geçici durum analizi ve kontrolünde geniş ölçüde kullanılmaktadır. Bu teori, üç fazlı sistemin akım ve gerilimlerinin genlik ve açısal konum olarak bir uzay vektörü ile tanımlanmasına imkan verir (Obdan, 2002).

Üç fazlı gerilim beslemeli inverterin normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, eşdeğer olarak iki konumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Dolayısıyla $k = 2^3 = 8$ farklı inverter anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 5.1 'de üç fazlı asenkron motoru besleyen gerilim beslemeli inverterin eşdeğeri görülmektedir. Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a , S_b , S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna (GND) bağlandığında ise "0" olarak tanımlanır (Öztürk, 2006).



Şekil 5.1 Gerilim beslemeli inverterin anahtar konumları (Obdan, 2002).

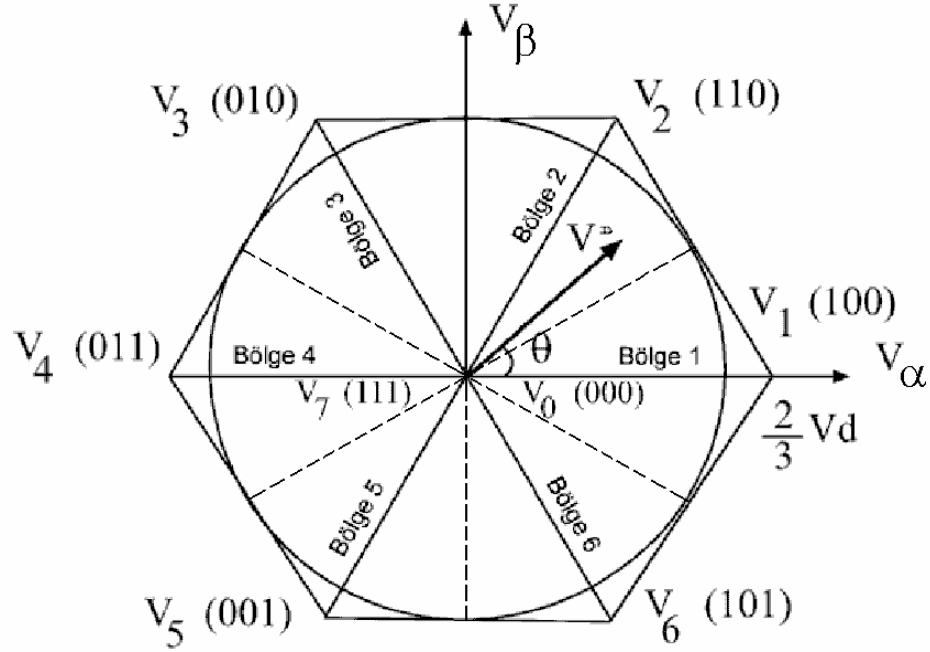
İnverter çıkış gerilim uzay vektörleri;

$$V_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\pi/3} \quad k = 1,2,3,4,5,6 \quad (5.1)$$

$$V_k = 0 \quad k = 0,7 \quad (5.2)$$

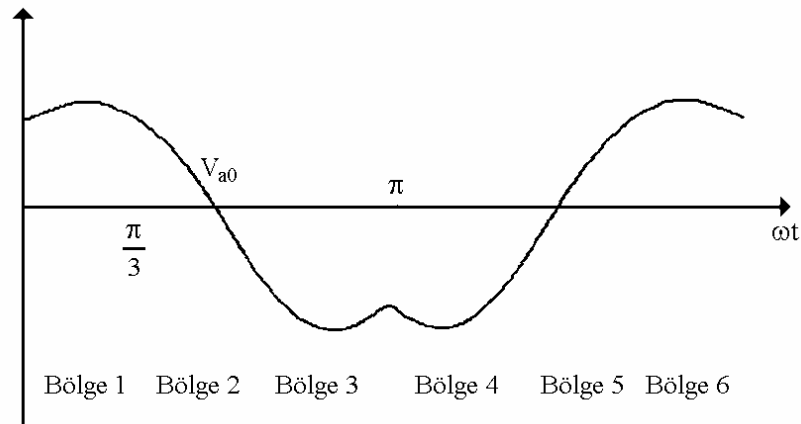
Gerilim vektörleri simetrik bir altıgen oluşturur. Bu altıgen 60 derecelik 6 bölgeye bölünür. -30 ile +30 derece arasında tanımlanan bölge 1. bölgedir. Gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölge tanımları Şekil 5.2'de görülmektedir. Üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin uzay vektör diyagramı, sıfır geçiş gerilimli iki durum ve aralarında

60°'lik faz farkı bulunan $\frac{2}{3} V_d$ genliğinde sabit çıkış gerilimli altı adet gerilim uzay vektöründen ibarettir. (Öztürk, 2006)



Şekil 5.2 Bir PWM inverterde uzay gerilim vektörleri, referans vektörü ve bölgeler.

Şekil 5.3'de her bir bölge için $V_{a0}(\omega t)$ 'nin bir periyot için değişimi görülmektedir (Çelik, 2004).



Şekil 5.3 Bölgelere göre inverter faz gerilimi (Çelik, 2004).

Şekil 5.4'de V_{ref} referans gerilim vektör açısının $0^\circ < \theta < 60^\circ$ olması durumunda üretilen gerilim vektörleri gösterilmiştir. Akım harmoniklerini minimize etmek için sıfır vektör uygulama süreleri, $T_s = 1/2 f_s$ 'lik anahtarlama aralığının başlangıcı ve sonu eşit olarak paylaştırılmalıdır. Simetri sebebiyle her bir bölgedeki çalışma benzer olduğundan,

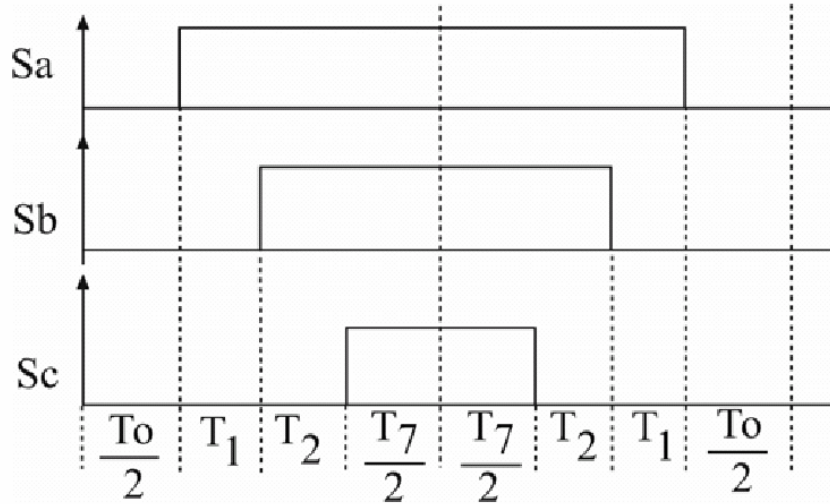
referans vektörünün bulunduğu bölge 1'deki üç anahtarlama vektörünün uygulama süreleri;

$$T_1 = M.T_s \sin(\pi/3 - \theta) \quad (5.3)$$

$$T_2 = M.T_s \sin \theta \quad (5.4)$$

$$T_0 = T_7 = T_s - T_m \quad (5.5)$$

olarak bulunur. Burada, T_1 , T_2 , T_0 sırasıyla V_1 , V_2 , $V_{0,7}$ vektörlerinin uygulama süreleridir. $T_m = T_1 + T_2$ olup, T_m aktif modülasyon süresidir. M , $0 \leq M \leq 1$ arasında değerler alan modülasyon indeksidir. θ ise, $0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ arasında değerler alabilen faz açısıdır. Burada çıkış gerilimi, modülasyon faktörüyle doğrudan kontrol edilebilir. Böylece, her bir faz için, optimize edilmiş PWM dalga şekilleri kolayca üretilebilir (Obdan, 2002, Öztürk, 2006).



Şekil 5.4 Referans gerilim vektör açısı $0^\circ < \theta < 60^\circ$ olması durumunda üretilen anahtarlama dizini (Obdan, 2002).

Güç elektroniğinde yaygın olarak kullanılan sinüzoidal PWM'e göre bir çok avantajı bulunmaktadır (Parekh, 2005). SVM yönteminin, PWM yöntemine göre avantajlarını şu şekilde sıralayabiliriz;

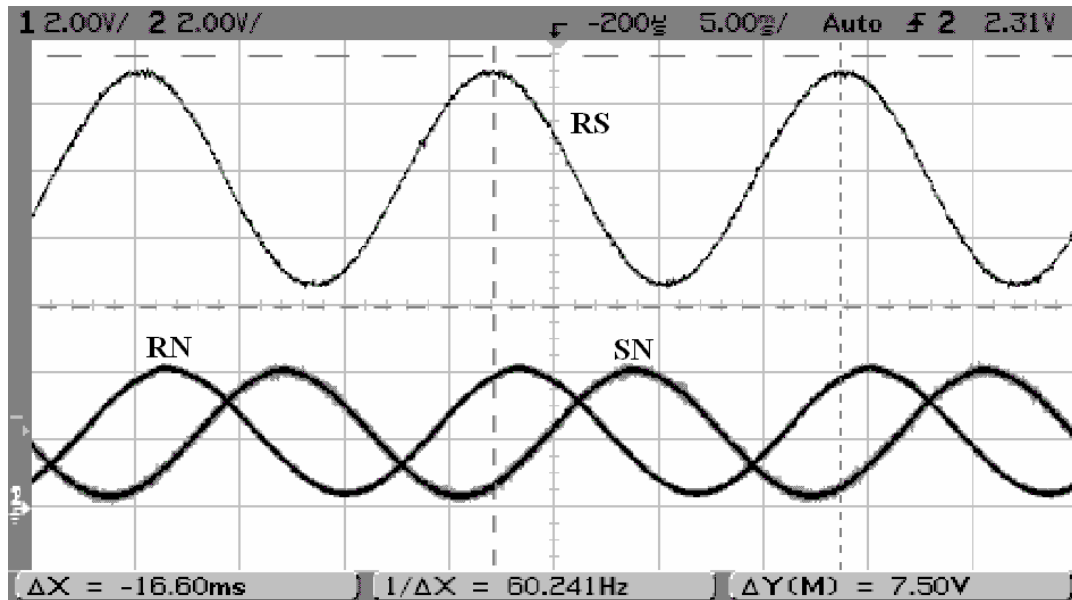
- SVM tekniğinde fazlararası geriliminin genliği DC bara gerilimi kadar yüksek olabilmektedir. Dolayısıyla lineer çalışma bölgesinde DC baradan %100 yarar sağlanabilmektedir.
- Lineer çalışma bölgesinde, sinüzoidal PWM'de modülasyon indeksinin sınırları 0,0 ile 1,0 arasındadır. SVM'de ise bu sınırlar 0,0 ile 0,866'dır. Modülasyon indeksinin

0,866 olması halinde fazlar arası gerilim sinüzoidal PWM'e göre %15 daha fazla olmaktadır. Dolayısıyla SVM'de modülasyon indeksinin kullanımı daha iyi olmaktadır.

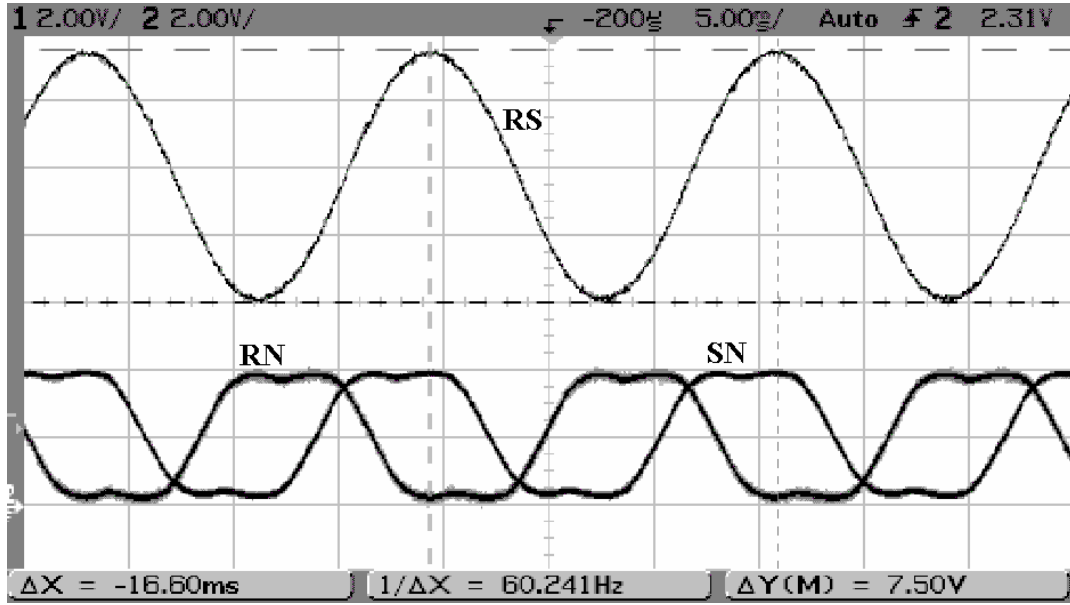
- Çıkış geriliminin artırılmasıyla motor kontrol sistemini daha düşük akım değerli olarak tasarlanabilir. Akımın düşmesiyle VSI'nın iletim kayıpları da düşmektedir.
- 3 fazlı sinüzoidal PWM üretimi için sadece bir tane referans uzay vektörü kontrol edilmektedir.
- Daha az anahtarlama kaybı ve THD oluşur.

SVM tekniğinde fazlar arası gerilimin daha yüksek olmasının nedeni Şekil 5.5 ile açıklamak mümkündür. Şekil 5.5'te her iki teknik ile üretilmiş faz ve fazlar arası gerilimler görülmektedir. Daha anlaşılır olması için sadece iki faz gerilimi (RN ve SN) ve bu gerilimlerin sonucundaki fazlar arası gerilimi gösterilmiştir.

Sinüzoidal PWM tekniğiyle üretilen faz gerilimleri sinüs dalga formundadır. 120 derece faz farkı olan bu faz gerilimlerin neticesinde oluşan fazlar arası gerilim DC bara geriliminin %86,6 kadarıdır. Fakat SVM tekniğiyle üretilen faz gerilimleri, temel bileşene 3. harmonik bileşenin eklenmesiyle oluşur. Faz gerilimlerinin arasında 120 derece faz farkı olması, fazlar arası gerilimde 3. harmonik bileşenin eleme olarak fazlar arası gerilim DC bara geriliminin %100 değerinde olmaktadır. Dolayısıyla SVM tekniği ile sinüzoidal PWM'e göre %15 daha yüksek değerli hat gerilimi üretilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 5.5 (a) Sinüzoidal PWM tekniğiyle üretilmiş faz ve hat gerilimleri, (b) SVM tekniğiyle üretilmiş faz ve hat gerilimleri (Parekh, 2005).

Uzay vektör modülasyon tekniğinin uygulanması kolay fakat PWM sinyallerinin elde edilmesi için gereken zaman hesapları karmaşıktır. Mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle bu süreler kolaylıkla hesaplanabilmektedir. Uzay vektör modülasyonunda öncelikle referans vektörünün bulunduğu sektör belirlenir. Bu sektöre göre T_0 , T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplanır. Bu süreler hesaplandıktan sonra bazı basit karşılaştırmalar ve lojik komutları ile PWM işaretleri üretilmektedir (Çelik, 2004).

6. SİMÜLASYON

Uygulaması yapılacak olan paralel rezonanslı DC hat inverterin çalışma prensibini doğrulamak için simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda kullanılan parametreler;

Rezonans endüktansı $L_r = 20\mu H$

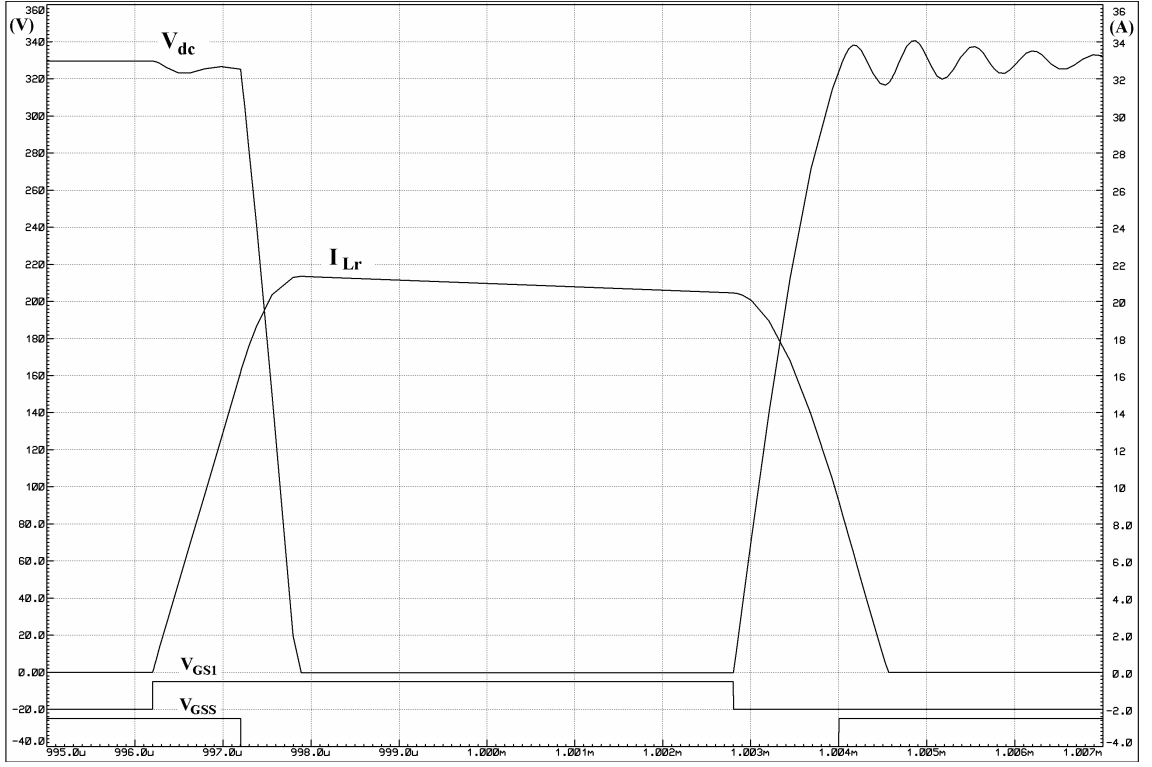
Rezonans kondansatörü $C_r = 50nF$

DC hat gerilimi $V_{dc} = 330V$

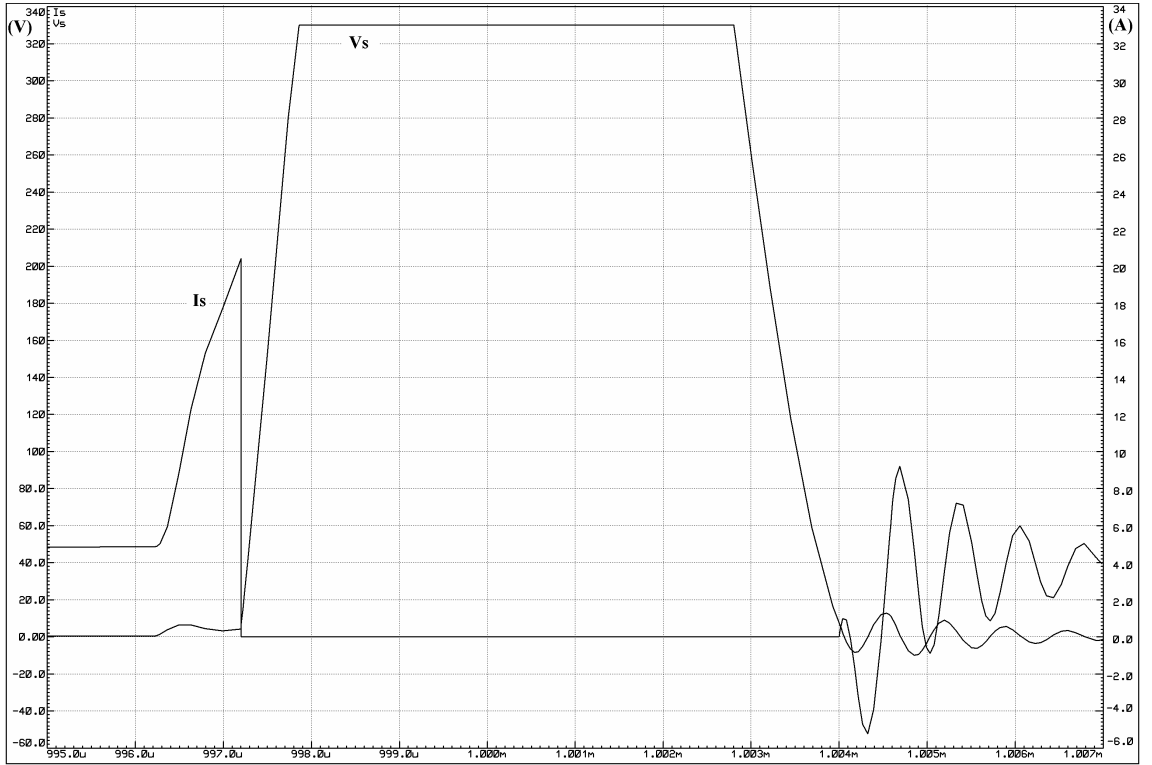
İnverter yükü $P_o = 1,5kW$

Tasarımdaki başlangıç noktası, (4.23) nolu formülden başlangıç akım değerini hesaplamaktır. Bu değer; $I_i \geq 14,5 A$ olarak hesaplanır. Başlangıç akımını, kayıpları göz önüne alarak ve yumuşak anahtarlamaı daha emniyetli olarak sağlamak için bu değer 17A seçilmiştir. Endüktans akımını 17A'e şarj edebilmek için S1,S2 ve SS akımlarının aynı anda iletimde olması gerekir. Bu süre (4.7) nolu formülden yaklaşık 1,0 μs olarak bulunur. Bu kriterlere göre oluşacak maksimum endüktans akımını da (4.21) nolu formülden yaklaşık 22 A olarak hesaplanır. Diğer bir önemli konu ise sıfıra düşürülen C_r rezonans kondansatör geriliminin tekrar V_{dc} değerine şarj edilerek D_s diyotunun ilettime giresini sağlamaktır. Bunun için S_s anahtarını sıfır gerilim altında ilettime sokulmasını sağlayacak T4 süresinin hesaplanır. T4 süresi (4.16) nolu denklemden yaklaşık 1,15 μs olarak hesaplanır. Bu kriterlere göre yapılan simülasyon çıktısı Şekil 6.1'de görülmektedir.

Şekil 6.1 incelendiğinde, yukarıda hesaplanan başlangıç akımı, $t = 997,2\mu s$ 'de 16,6 A olarak görülür. 22A olarak hesaplanan maksimum L_r akımı ise anahtarlama elemanları, bobin iç direnci, kaçak endüktanslar gibi etkenler dolayı 21,4A olarak görülür. Bu süre sonunda inverter DC bara geriliminin -1,8V'a düşmesi ters paralel diyotların ilettime girerek sıfır gerilim şartlarının oluştuğunu göstermektedir. $T = 1,0028ms$ noktasında S1-S2 anahtarlarının sinyalleri kesilerek C_r kondansatörü V_{dc} gerilimine başarılı bir şekilde şarj olduğunu görülür. I_{Lr} akımının sıfır gerilim aralığında süreye bağlı azalmasını kapalı devredeki omik kayıplardan (bobin iç direnci, S1-S2 iç dirençleri) kaynaklanmaktadır.

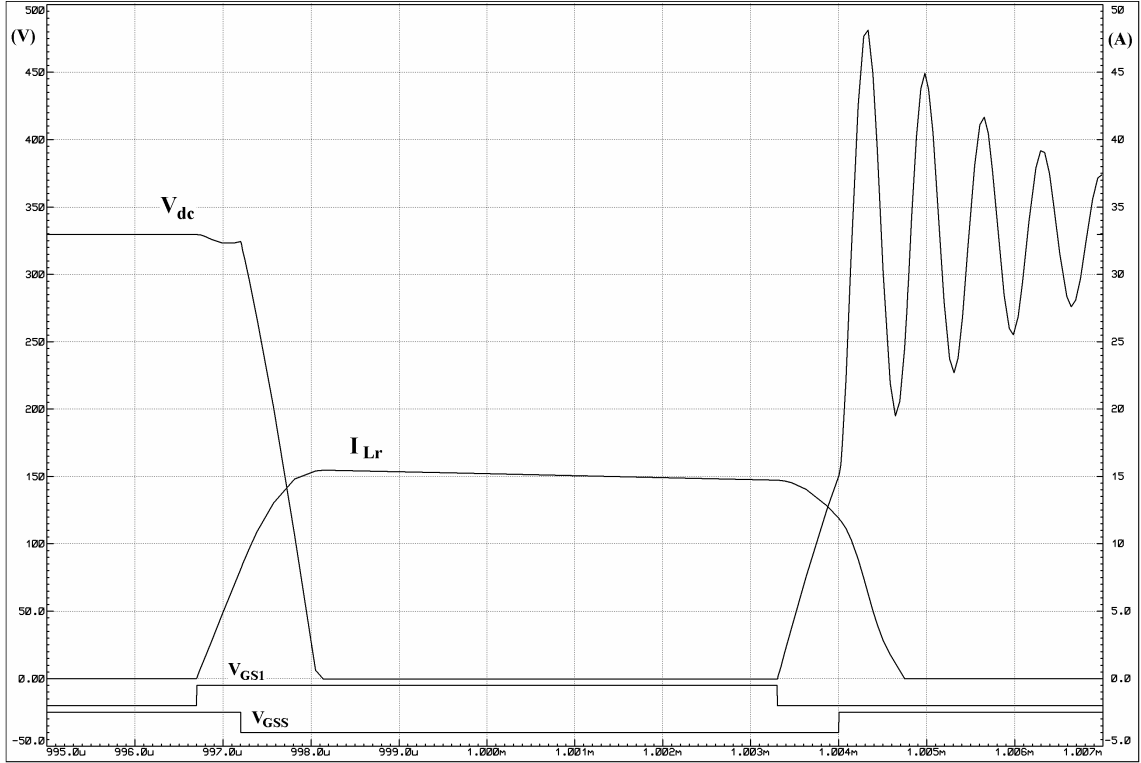


Şekil 6.1 V_{dc} , inverter bara gerilimi; I_{Lr} , rezonans akımı; V_{GSs} ve V_{GSs1} , $S_s - S_{s1} - S_{s2}$ için sürme sinyallerini gösteren simülasyon çıktısı



Şekil 6.2 SS ana anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 6.2’de inverter köprüsünü DC kaynaktan ayıran S_S anahtarının akım ve gerilimi görülmektedir. Simülasyon çıktısını incelediğimizde S_S anahtarının iletimden çıkması yaklaşık sıfır gerilim altında gerçekleştiği görülmektedir. Teorik olarak, iletime girme sırasında anahtara ters paralel bağlı diyot iletimdedir. Anahtarın iletime girmesi hem sıfır akım hem de sıfır gerilim koşulları geçerlidir. Fakat DC hat üzerindeki kaçak endüktansları dikkate aldığımızda diyot akımda salınımlar olduğunu görülmektedir. Bu nedenle iletime girme yine yaklaşık sıfır akım ve gerilimde gerçekleşmektedir.



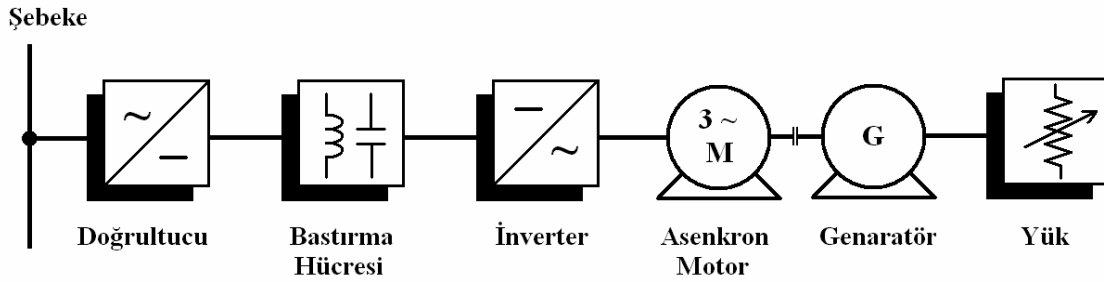
Şekil 6.3 Farklı sürme sinyaline göre yapılmış simülasyon çıktısı (V_{dc} , inverter bara gerilimi; I_{Lr} , rezonans akımı; V_{GS1} ve V_{GS2} , $S_S - S_{S1} - S_{S2}$ için sürme sinyalleri)

Şekil 6.3’de rezonans akımının başlangıç değeri, olması gereken akımın yarısı değerinde yani 8,2A’de yapılan simülasyonun çıktısı görülmektedir. Maksimum rezonans akımı 15,4A’dır. Bu değer (4.21) nolu denklemden elde edilen minimum I_p akım değerinden yaklaşık 7A daha küçüktür. Bunun sonucu olarak sıfır gerilim aralığının sonunda ($T=1,004ms$) C_r kondansatörü, V_{dc} gerilimine şarj edilemez ve S_S anahtarı sert iletime girer. S_S anahtarının sert iletime girmesi inverter DC barasında gerilim streslerine neden olabileceği gibi, yarıiletken anahtarda ısı kayıpları meydana getirir.

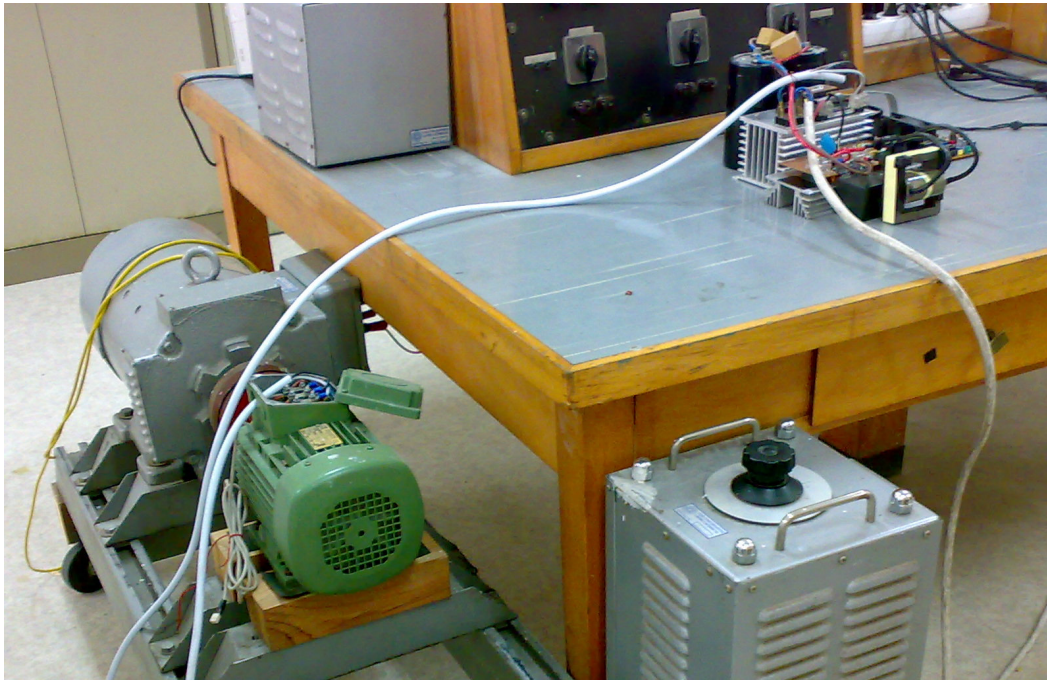
7. UYGULAMA SONUÇLARI

Dördüncü bölümde PRDCL devresinin teorik analizini yapılmış ve tasarım kriterlerine göre tasarlanan devrenin simülasyonu altıncı bölümde verilmiştir. Simülasyon sonuçlarında teorik olarak hesaplanan değerlerle simülasyon çıktılarının birbirleriyle örtüştüğü görülmüştür. Bu bölümde ise gerçekleştirilen PRDCL devresinin deneysel sonuçlarına yer verilmiştir.

Şekil 7.1’de uygulaması yapılan yumuşak anahtarlama testinde kurulan sistemin blok şeması görülmektedir. Şebeke gerilimi varyak vasıtasıyla uygun seviyeye ayarlanarak doğrultulmuş ve inverteri besleyecek DC gerilim elde edilmiştir. Daha sonra bu DC gerilim invertere uygulanarak 1,5kW, 220V’luk sincap kafesli bir asenkron motor sürülmüştür. Bu asenkron motorun miline akupile edilen bir serbest uyarımlı DC generatör ile üretilen güç, yük dirençleri üzerinde harcanarak sistemin yüklenmesi sağlanmıştır. Şekil 7.2’de bu sisteme ait bir resim görülmektedir.

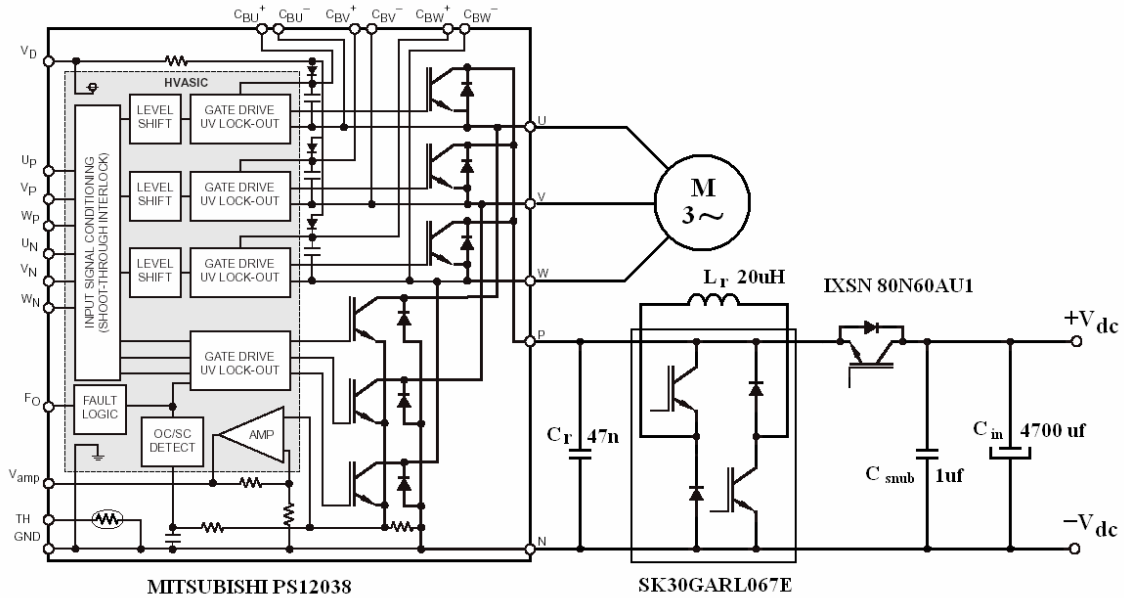


Şekil 7.1 Sistem blok şeması

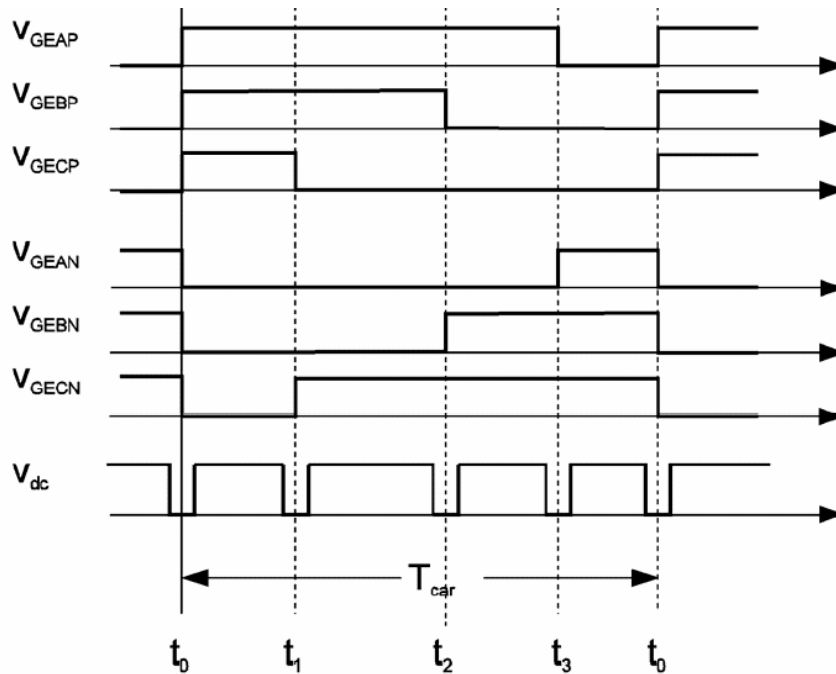


Şekil 7.2 Uygulama devresinin genel bir görünüşü

Şekil 7.3’de bastırma hücresi ile inverter devresinin devre şeması görülmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi Mitsubishi firmasının PS12038 IPM (Intelligent Power Module) modülünün, tasarlanan bastırma hücresi ile yumuşak anahtarlanması sağlanmıştır.



Şekil 7.3 Uygulaması gerçekleştirilen yumuşak anahtarlama invertinin devre şeması

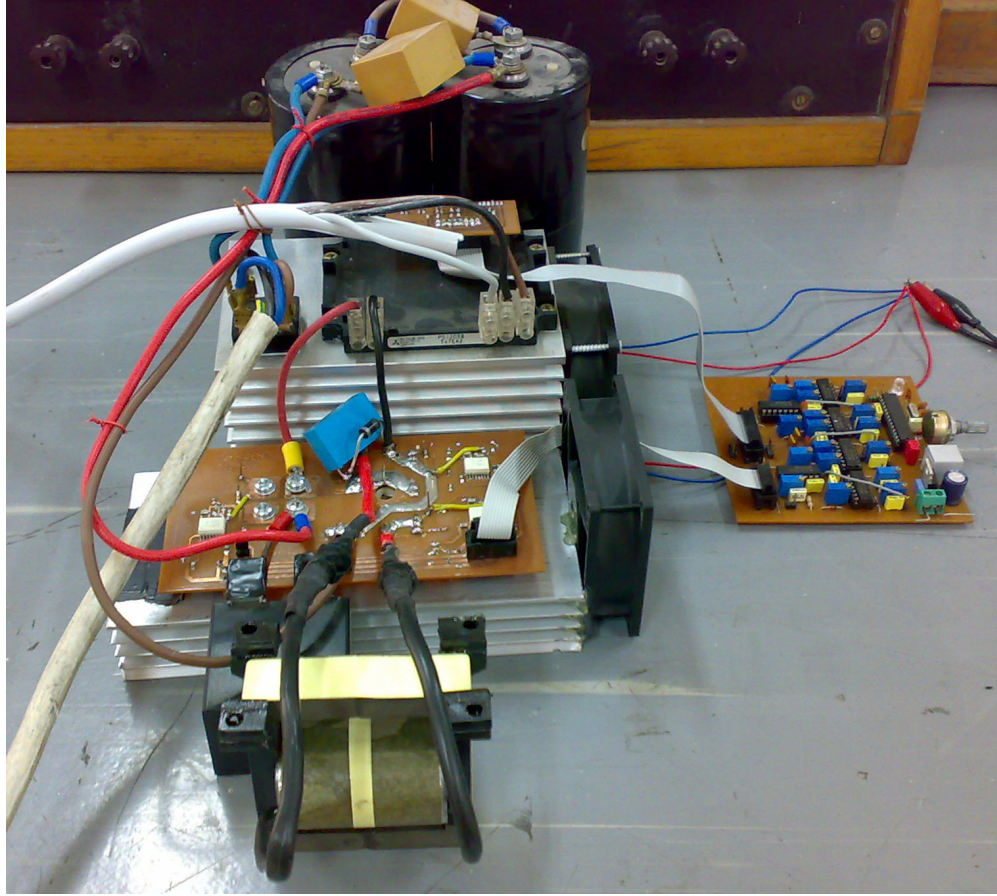


Şekil 7.4 PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri

IPM modülü 9,76 kHz'de anahtatlanmıştır. Buna bağlı olarak bastırma hücresi frekansı yaklaşık 28,4 kHz'dir. Şekil 7.4'te PWM kontrol yöntemi görülmektedir. DC baranın sıfıra

düşürölme frekansı, anahtarlama frekansının 4 katı olduğu görölmektedir fakat inverter faz gerilimlerinin herhangi iki fazı çakıştığı zaman yani gerilim değeri aynı olduğu zaman PWM sürme sinyallerinin de iletim süreleri aynı yada bir birine çok yakın olmaktadır. Bunun sonuncunda DC bara 2 yerine bir kere sıfıra düşmektedir. Bir saniyelik süre içerisinde bir çok kez tekrarlanan bu durum için DC bara frekansı, anahtarlama frekansının 4 katı bir değerde sıfıra düşürölmesi sağlanamaz. Yaklaşık olarak 3 katı bir frekansla sıfıra düşürölmemektedir.

Şekil 7.5'te uygulaması gerçekleştirilen yumuşak anahtarlama inverter devresine ait bir resim görölmektedir. Şekilde en üstten aşağıya doğru sırasıyla; DC filtre kondansatörleri, IPM modülü, bastırma hücresi, rezonans endüktansı ve resmin sağ tarafında kontrol kartı görölmektedir.



Şekil 7.5 Yumuşak anahtarlama inverter devresinin uygulama devresi

Yumuşak anahtarlama inverter devresinde kullanılan güç elemanlarının bazı özellikleri Çizelge 7.1’de verilmiştir. Bu sistem ile kontrol edilen motorun etiket değerleri ise Çizelge 7.2’de görülmektedir.

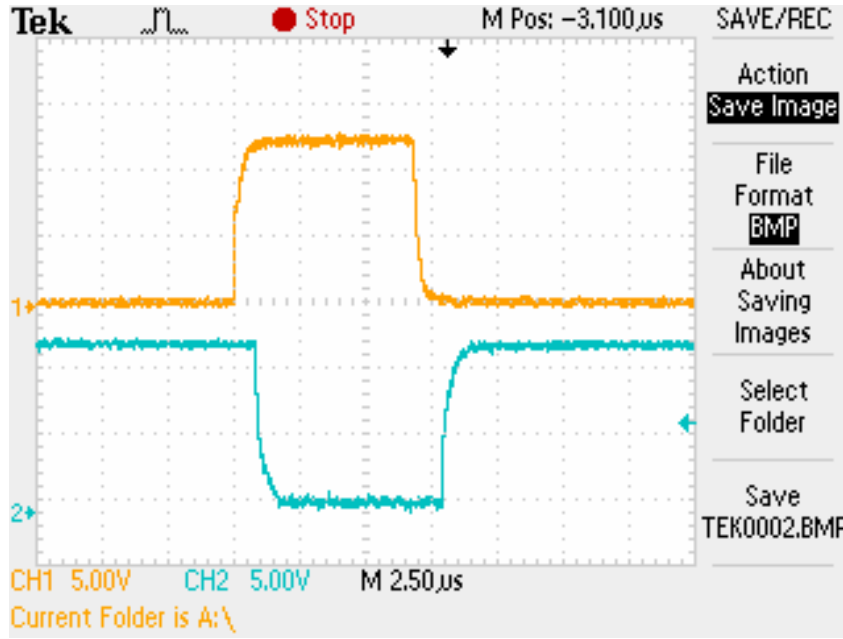
Çizelge 7.1 Devrede kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri

Malzeme Kodu	V (V)	I (A)	t_r (ns)	t_f (ns)	t_{rr} (ns)
SK30GARL067E	600	41	20	30	-
IXSN80N60UA1	600	80	220	450	175
PS12038	1200	25	-	-	20

Çizelge 7.2 Uygulamada kontrol edilen asenkron motorun etiket değerleri

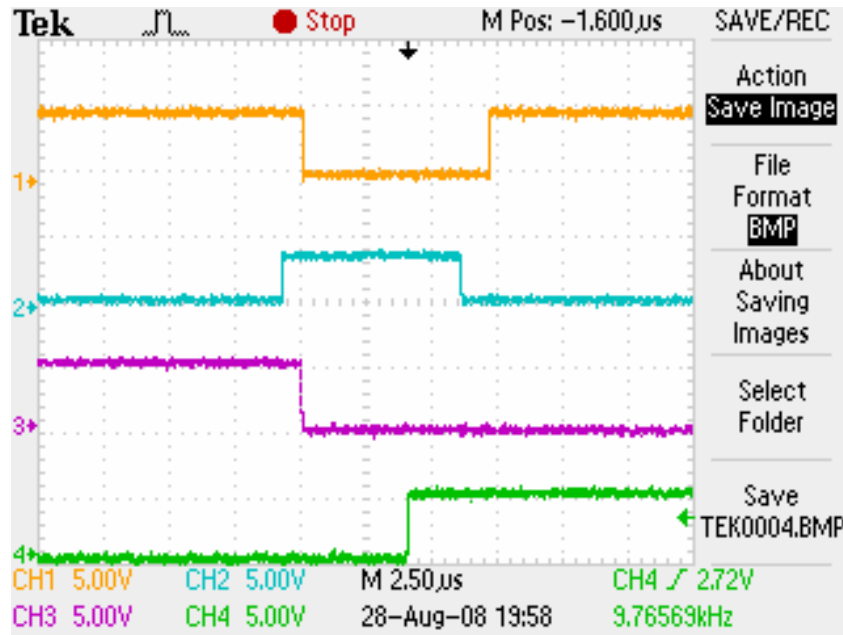
P (W)	U (V)	I (A)	f (Hz)	n (d/d)	Cosφ
1500	220Δ / 380Y	6,58 / 3,8	50	1420	0,78

Şekil 7.6’da PRDCL devresine ait ana ve yardımcı anahtarların sürme sinyalleri görülmektedir. SS ve S1-S2 anahtarlarının birlikte iletimde kalma süresi 0,9μs’dir. SS anahtarının sinyali kesildikten sonra S1-S2 anahtarları 6,1μs daha iletimde kalır. S1-S2 anahtarlarının sürme sinyali kesildikten 1,1μs sonra SS anahtarı tekrar iletime sokulur. SS anahtarının kesimde kalma süresi 7,1μs; S1-S2 anahtarlarının iletimde kalma süresi ise 7μs’dir.



Şekil 7.6 SS ve S1-S2 anahtarlarının sürme sinyalleri. 5V/kare ve 2,5µs/kare olarak ölçeklidir.

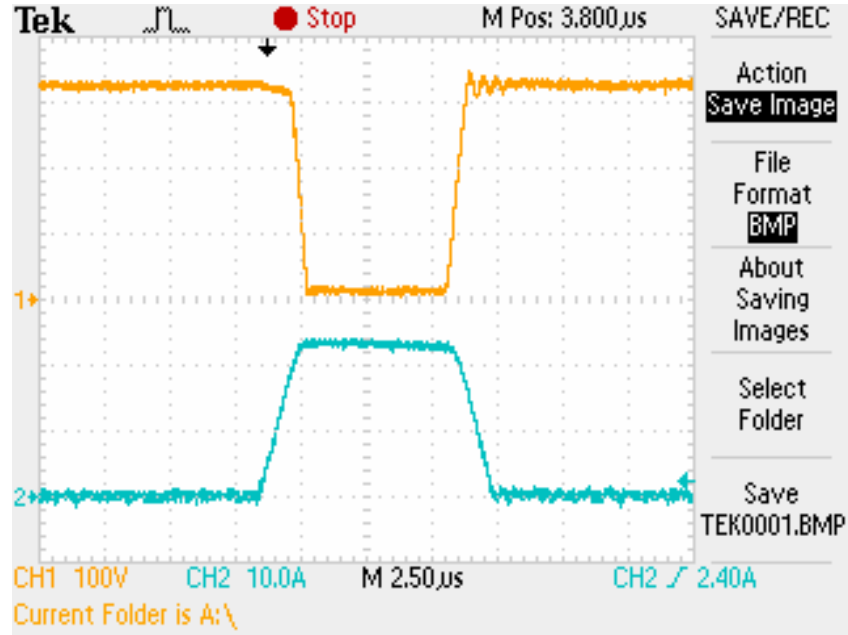
Şekil 7.7’de bastırma hücresi sinyalleri ile bir faz kolu sürme sinyali arasındaki durum görülmektedir. IPM modülü için gereken ölü zaman değeri 4 µs’dir.



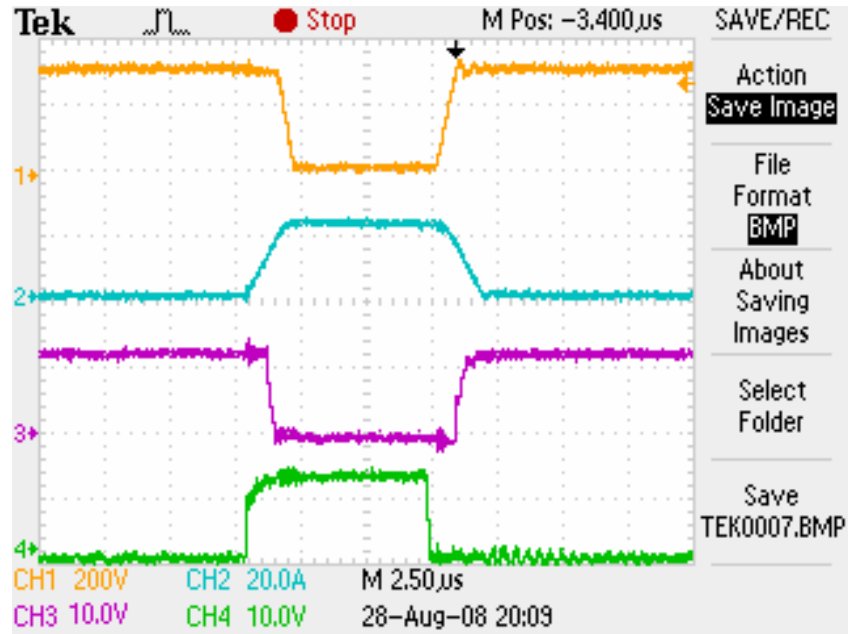
Şekil 7.7 Bastırma hücresi ve bir faz kolu sürme sinyalleri. CH1 SS anahtarı sinyali, CH2 S1-S2 anahtarı sinyali, CH3 ve CH4 bir faz kolu sürme sinyalleri. 5V/kare ve 2,5µs/kare olarak ölçeklidir.

Şekil 7.8 ve 7.9’da DC bara geriliminin sıfıra düşmesine bağlı olarak rezonans akımı ve sürme sinyalleri görülmektedir. Şekillerden de görüleceği gibi SS anahtarı sıfır gerilim altında (ZVS) iletimden çıkmıştır. S1-S2 anahtarları ise sıfır akım altında (ZCS) iletime girmiştir. SS

ve S1-S2 anahtarlarının iletme girme işlemi sıfır gerilim altında gerçekleşmektedir. Ayrıca 330V'luk DC bara geriliminin $5\mu s$ 'lık süreyle sıfıra düşmesi de şekillerde görülmektedir.



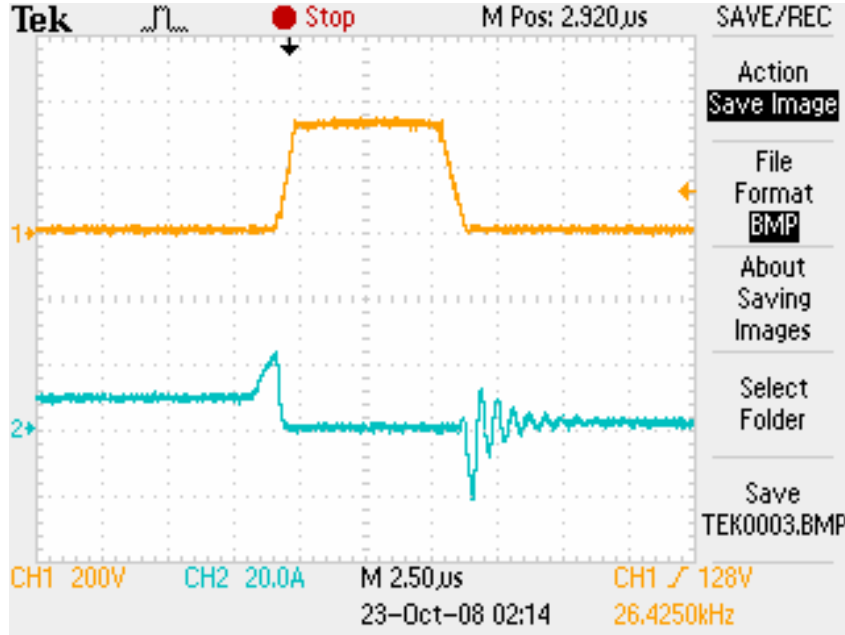
Şekil 7.8 DC bara gerilimi ve rezonans akımı. 100V/kare, 10A/kare ve $2,5\mu s$ /kare olarak ölçeklidir.



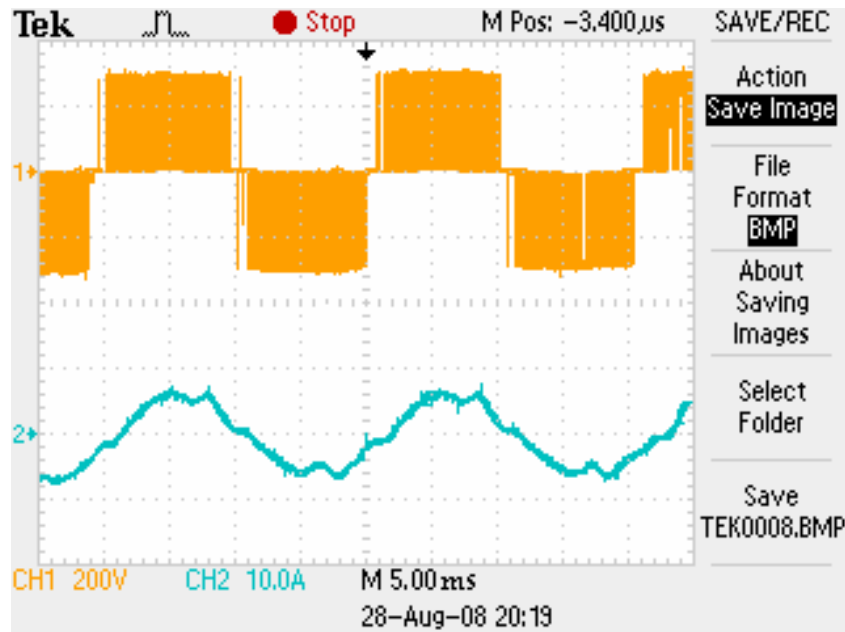
Şekil 7.9 DC bara geriliminin sürme sinyallerine bağlı olarak sıfıra düşürülmesi. 100V/kare, 20A/kare, 10V/kare ve $2,5\mu s$ /kare olarak ölçeklidir.

Şekil 7.10'da SS ana anahtarının iletme girme ve iletimden çıkma anlarında maruz kaldığı akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Şekilden de görüleceği gibi anahtar, yaklaşık

sıfır gerilim altında iletimden çıkmaktadır. Anahtarın iletime girmesi ise ters paralel bağlı diyotun iletime girmesi esnasında olmaktadır. DC hat üzerindeki kaçak endüktanslardan dolayı iletime girme esnasında akımda salınımlar meydana gelmektedir.



Şekil 7.10 Ana anahtarın (SS) gerilim ve akım değişimleri. 200V/kare, 20A/kare ve 2.5µs/kare olarak ölçeklidir.



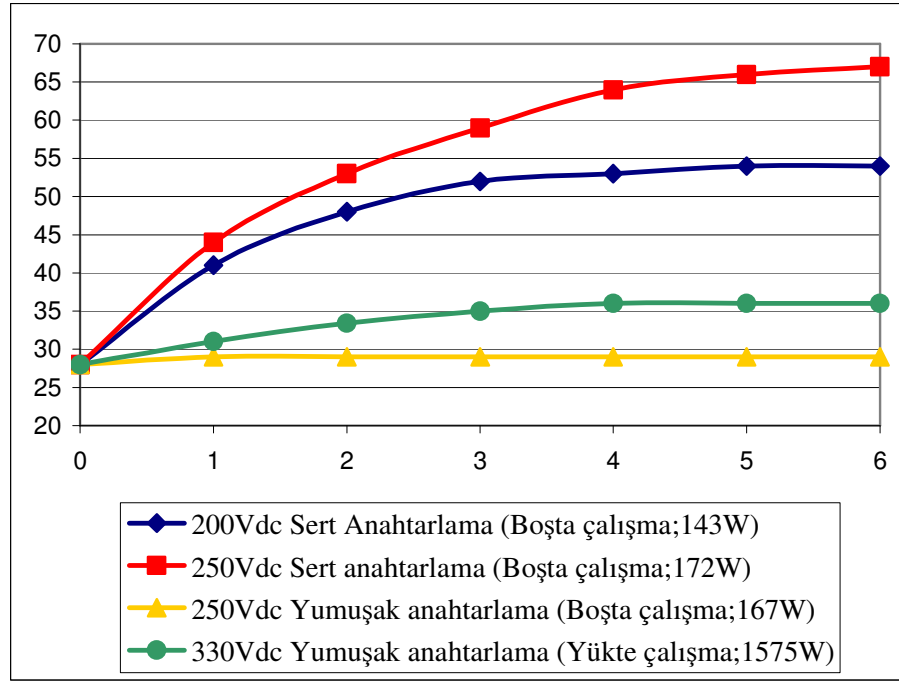
Şekil 7.11 Motor hat gerilimi ve akımı. 200V/kare, 10A/kare ve 5ms/kare olarak ölçeklidir.

Osiloskop çıktıları incelendiğinde aşağıdaki sonuçlar elde edilmektedir;

- Rezonans devresinin, çalışma periyodunun çok küçük bir aralığında çalışmaktadır.
- İnverter köprüsünü DC kaynaktan ayıran SS anahtarı yaklaşık olarak sıfır gerilim altında iletimden çıkar ve sıfır gerilim altında iletime girmektedir.
- Yardımcı S1 ve S2 anahtarları ise sıfır akım altında iletime girer ve yaklaşık olarak sıfır gerilim altında iletimden çıkmaktadır.
- D1-D2 serbest geçiş diyotları sıfır gerilim altında iletime girer ve sıfır akımda iletimden çıktığı görülmektedir.
- Tüm elemanlar tam veya yaklaşık olarak sıfır gerilim ve/veya akım altında iletime girer veya iletimden çıkmaktadır. Dolayısıyla, anahtarlama kayıpları yaklaşık olarak sıfırdır.
- DC bara gerilimi rezonansla yumuşak bir şekilde başarıyla sıfıra düşürülmüştür. Doğal olarak bütün inverter elemanlarının bu sıfırda kalma süresi içinde anahtarlanması gerekir. Sıfır aralığının sonunda gerilimin V_{dc} değerine eriştiği ve herhangi bir gerilim stresi olmaksızın bu değerde kaldığı görülmektedir.

Şekil 7.12’de sert ve yumuşak anahtarlama teknikleriyle çalışma durumlarındaki IPM modül sıcaklıkları görülmektedir. İlk olarak 200 V_{dc} gerilim uygulanan inverter ile motor boşa çalıştırılmıştır ve motorun çektiği güç yaklaşık olarak 143W’tır. Bu güçte çalıştırılan inverter modülündeki kayıp güç yaklaşık olarak 77 W’tır. Bu kayba bağlı olarak modül sıcaklığı şekilden de görüldüğü gibi 54°C’de kararlı duruma gelmiştir. Aynı deney 250 V_{dc} gerilim için tekrarlanmıştır. Burada motorun çektiği güç 173 W ve inverter modülündeki kayıp güç 115W’tır. Bu kayıptaki modül sıcaklığı ise 67°C ölçülmüştür. İnverter yumuşak anahtarlanarak deney tekrarlanmış ve inverterdeki kayıp 115 W’tan 3 W’a ve modül sıcaklığı da 67°C’den 29°C’ye düştüğü gözlemlenmiştir. Sert anahtarlama yüksek güç kayıpları ve buna bağlı olarak açığa çıkan yüksek ısı nedeniyle inverter, nominal çalışma gerilimi olan 330 V_{dc} ’de çalıştırılamamıştır. İnverter yumuşak anahtarlanarak çıkışından 1575 W güç çekilebilmiştir. Bu durumdaki inverter modül sıcaklığının 36°C olduğu gözlemlenmiştir. İnverter modülündeki toplam güç kaybı yaklaşık 32W civarındadır. Bu kayıp güç, 250 V_{dc} ’de sert anahtarlama ile motorun boşa çalıştırılmasıyla inverterde ısı olarak harcanan kayıp güçten çok daha küçüktür. İnverter modülündeki kayıp gücün azaltılmasıyla hem inverterin

verimi yükseltilmiş oldu hem de sert anahtarlama ile 10kHz'de çalıştırılmayan inverter modülüyle motorun sürülmesi sağlanmıştır.



Şekil 7.12 İnverter modül sıcaklığı

Çizelge 7.3'te yumuşak anahtarlama inverterdeki yarıiletken elemanların kayıp güçleriyle devrenin verimi görülmektedir.

Çizelge 7.3 Yumuşak anahtarlama inverterde yarıiletken anahtar kayıpları ve devre verimi

Güç Kayıpları (W)				P _i (W)	P _o (W)	η
SK30GARL067E	IXSN80N60UA1	PS12038	Toplam			
25,8	20,2	32	78	1650	1572	% 95,3

Sonuç olarak, uygulaması gerçekleştirilen PRDCL inverter ile asenkron motor kontrolü sisteminde, bütün yarı iletken elemanların tam veya yaklaşık olarak sıfır gerilimde anahtarlama ve/veya sıfır akımda anahtarlama altında ilettime girdiği ve iletimden çıktığı, buna bağlı olarak yarıiletken eleman kayıplarının ciddi oranda azalarak 10kHz'de çalışması mümkün olmayan bir inverter modülünün bu frekansa yakın bir değerde çalıştırıldığı gözlemlenmiştir.

8. SONUÇ

Yumuşak anahtarlama teknolojileri, şuanda kullanılmakta olan sert anahtarlama teknolojisiinden daha az kayıp ve daha yüksek anahtarlama frekansı sunarak performansı önemli derecede artırır. Bu inverterler güç elemanından daha iyi yararlanılmasını sağlar, daha yüksek anahtarlama frekansı ve böylece inverter çıkışında daha düşük gerilim yükselme hızının (dv/dt) yanında daha yüksek bant genişliği kontrolü ve EMI standartlarına uygunluk sağlar. Rezonanslı inverterlerin en büyük dezavantajı ise klasik PWM inverterlere göre daha karmaşık yapıda olmalarıdır. Bu da kontrolünün daha zor olduğu anlamına gelmektedir.

Bu tez çalışmasında, asenkron motor kontrolü için, yumuşak anahtarlama inverter uygulaması gerçekleştirilmiştir. Seçilen yumuşak anahtarlama tekniği etraflıca analiz edilmiştir. Bu analiz 330V, 1500W, 10kHz'lik bir prototip devre ile laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresinden alınan sonuçlar, teorik sonuçlar ve simülasyon ile tam uyum içinde olduğu gözlemlenmiştir. DC hat geriliminin tam olarak sıfıra düştüğü ve istenildiği kadar sıfırda tutulabildiği görülmüştür. Ayrıca DC bara gerilimi, DC kaynak gerilimi ile sınırlandırıldığı gözlenmiştir.

Devrede, bütün yarıiletken elemanlar yumuşak anahtarlama altında çalışır, ana anahtar ve yardımcı anahtarlarda ek gerilim stresi oluşmaz, DC bara geriliminin sıfıra düşmesi garanti edilir. Devre geniş bir yük akımı aralığında çalışır ve inverterde PWM tekniğinin kullanılmasına imkan sağlar.

İnverter modülünün sert anahtarlama sırasında modülde ısı olarak açığa çıkan kayıp güç, modülün 2 kHz'in üzerinde anahtarlama hızına engel olmaktadır. Yapılan çalışmada kayıp güç, ciddi oranda düşürülerek anahtarlama frekansının 5 katına çıkarılması sağlanmıştır. Ayrıca modülün çalışma sıcaklığı 70-80°C gibi yüksek değerlerden 30-40°C'ye düşürülmüştür. Bu şartlar altında yumuşak anahtarlama inverter veriminin de % 95,3 olduğu gözlemlenmiştir.

KAYNAKÇA

Aksoy, İ., (2001), “Rezonanslı Sıfır Gerilim Geçişli DC Besleme Hatları”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2001.

Bodur, H., “DC– DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri Ders Notları”, Yıldız Teknik Üniversitesi.

Chen, S. ve Lipo, T., A., (1996), “A Novel Soft-Switched PWM Inverter for AC Motor Drives”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, pp. 653-659.

Cho, J., G., Kim, H., S. ve Cho, G., H., (1991), “Novel Soft Switching PWM Converter Using a New Parallel Resonant DC-Link”, Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE, pp. 241-247.

Chung, H., S., H., (2000) “Hard Switching and Soft Switching Techniques”, City University of Hong Kong.

Çelik, H., (2004), “Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu İle Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü”, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Gökbulut, A., Ş., (2001), “Üç Fazlı Rezonans Devreli İnverter”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Jung, Y., J., Cho, J., G. ve Cho, G., H., (1991), “A New Zero Voltage Switching Resonant DC-Link Inverter With Low Voltage Stress”, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on, Vol. 1, pp. 308-313.

MICROCHIP., (2003), “PIC18F2331, PIC18F2431, PIC18F4331, PIC18F4431 Data Sheet”, Microchip Technology Inc., U.S.A.

Mutschler, P. ve Bachmann, G., (1999), “Comparison of PWM Operated Resonant DC-Voltage Link Inverters”

Obdan, H., (2002), “Asenkron Motor Kontrolü İçin Yeni Bir Rezonanslı DC Hatlı İnverterin Gerçekleştirilmesi ve Bir uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi ,Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Öztürk, M., (2006), “Uzay Vektör Modülasyonu İle Asenkron Motor Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Parekh, R., (2005), “VF Control of 3 Phase Induction Motors Using Space Vector Modulation”, Microchip Technology Inc., AN955, U.S.A.

Power Designers, (2003) “Recent Advances In Soft Switching İnverter Technology”,USA.

EKLER

Ek 1 PS12038 IPM Modülü

Ek 2 SK30GARL067E IGBT Modülü

Ek 3 IXSN80N60UA1 IGBT Modülü

Ek-1 PS12038 IPM Modülü**PS12038****FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE****PS12038****INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES**

- 3 phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd. generation IGBT and diode technology.
- Inverter output current capability I_o (Note 1):

Type Name	Motor Rating	I_o (100%)	I_o (150%; 60sec)
PS12038	3.7 kW/400V AC	9.2Arms	13.8Arms

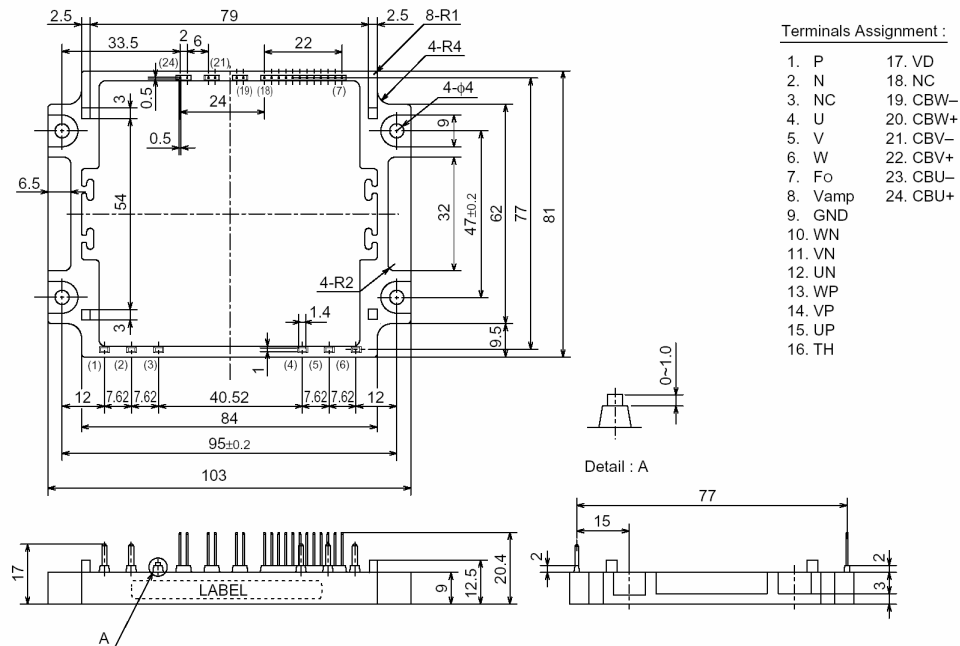
(Note 1) : The inverter output current is assumed to be sinusoidal and the peak current value of each of the above loading cases is defined as : $I_{OP} = I_o \times \sqrt{2}$, $T_c < 100^\circ\text{C}$

INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS:

- P-Side IGBTs : Drive circuit, high-level-shift circuit, Bootstrap circuit supply scheme for single control-power-source drive, and Under voltage (UV) protection,
- N-Side IGBTs : Drive circuit, DC-Link current sense and amplifier circuits for over-current protection, Control-supply under-voltage (UV) protection, and fault output (Fo) signaling circuit.
- Fault Output : N-side IGBT short circuit (SC), over-current (OC), and control supply under-voltage (UV).
- Inverter Analog Current Sense : N-Side IGBT DC-Link Current Sense.
- Input Interface : 5V CMOS/TTL compatible, Schmitt Trigger input, and Arm-Shoot-Through interlock protective function.

APPLICATION

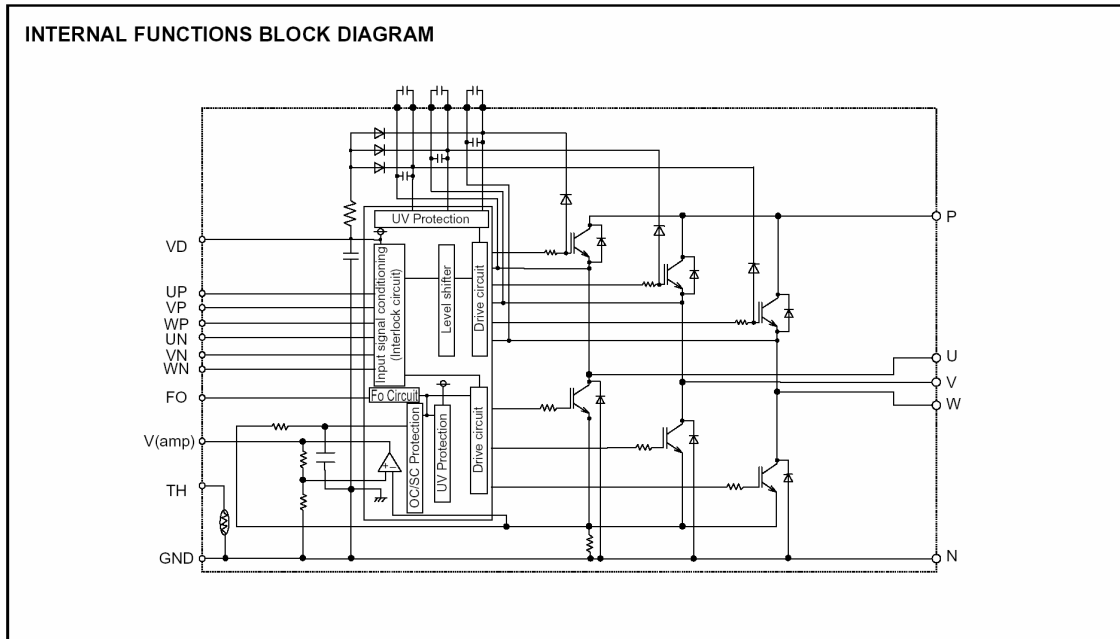
Acoustic noise-less 3.7kW/400V AC Class 3 phase inverters, motor control applications, and motors with built-in small size inverter package

PACKAGE OUTLINES

(Fig. 1)

PS12038

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE



(Fig. 2)

MAXIMUM RATINGS ($T_j = 25^\circ\text{C}$)**INVERTER PART**

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
VCC	Supply voltage	Applied between P-N	900	V
VCC(surge)	Supply voltage (surge)	Applied between P-N, Surge-value	1000	V
VP or VN	Each IGBT collector-emitter static voltage	Applied between P-U.V.W, U.V.W-N	1200	V
VP(s) or VN(s)	Each IGBT collector-emitter switching voltage	Applied between P-U.V.W, U.V.W-N (Pulse)	1200	V
$\pm I_c(\pm I_{cp})$	Each IGBT collector current	$T_c = 25^\circ\text{C}$, "()" means I_c peak value	$\pm 25 (\pm 50)$	A

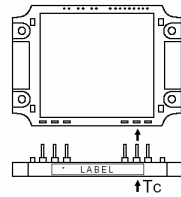
CONTROL PART

Symbol	Item	Ratings	Unit
VD, VDB	Supply voltage	$-0.5 \sim 20$	V
VCIN	Input signal voltage	$-0.5 \sim +7.5$	V
VFO	Fault output supply voltage	$-0.5 \sim +7.5$	V
I _{FO}	Fault output current	15	mA
I _{amp}	DC-Link IGBT current signal Amp output current	1	mA

PS12038**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE****TOTAL SYSTEM**

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
T_j	Junction temperature	(Note 2)	-20 ~ +125	°C
T_{stg}	Storage temperature	—	-40 ~ +125	°C
T_c	Module case operating temperature	(Fig. 3)	-20 ~ +100	°C
Viso	Isolation voltage	60 Hz sinusoidal AC applied between all terminals and the base plate for 1 minute.	2500	V _{rms}
—	Mounting torque	Mounting screw: M3.5	0.78 ~ 1.27	N·m

(Note 2) : The indicated values are specified considering the safe operation of all the parts within the ASIPM. The max. ratings for the ASIPM power chips (IGBT & FWDi) is $T_j < 150$.

CASE TEMPERATURE MEASUREMENT POINT

(Fig. 3)

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
$R_{th(jc)Q}$	Junction to case Thermal Resistance	Inverter IGBT (1/6)	—	—	1.5	°C/W
$R_{th(jc)F}$		Inverter FWDi (1/6)	—	—	2.0	°C/W
$R_{th(cf)}$	Contact Thermal Resistance	Case to fin, thermal grease applied (1 Module)	—	—	0.045	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$, $V_{DB} = 15\text{V}$ unless otherwise noted)

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$, Input = ON, $I_c = 5\text{A}$, $V_D = V_{DB} = 15\text{V}$ (Shunt voltage drop not included)	—	—	3.6	V
V_{EC}	FWDi forward voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $-I_c = 25\text{A}$	—	—	3.5	V
t_{on}	Switching times	1/2 Bridge inductive, Input = $5\text{V} \leftrightarrow 0\text{V}$ $V_{CC} = 600\text{V}$, $I_c = 5\text{A}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_D = 15\text{V}$, $V_{DB} = 15\text{V}$ Note: t_{on} , t_{off} include delay time of the internal control circuit.	0.3	1.2	2.0	μs
$t_{c(on)}$			—	0.5	1.4	μs
t_{off}			—	2.2	4.0	μs
$t_{c(off)}$			—	0.9	1.6	μs
t_{rr}	FWDi reverse recovery time		—	0.2	—	μs
Short circuit endurance (Output, Arm, and Load, Short Circuit Modes)		@ $V_{CC} \leq 800\text{V}$, Input = $5\text{V} \rightarrow 0\text{V}$ (One-Shot) $-20^\circ\text{C} \leq T_{j(start)} \leq 125^\circ\text{C}$, $13.5\text{V} \leq V_D = V_{DB} \leq 16.5\text{V}$	- No destruction - FO output by protection operation			
Switching SOA		@ $V_{CC} \leq 800\text{V}$, Input = $5\text{V} \leftrightarrow 0\text{V}$, $T_j \leq 150^\circ\text{C}$ $I_c < \text{OC trip level}$, $13.5\text{V} \leq V_D = V_{DB} \leq 16.5\text{V}$	- No destruction - No protecting operation - No FO output			

PS12038**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE****ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$, $V_{DB} = 15\text{V}$ unless otherwise noted)

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
I_D	Circuit current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$, $V_{in} = 5\text{V}$	—	—	50	mA
I_{DB}	Circuit current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_D = V_{DB} = 15\text{V}$, $V_{in} = 5\text{V}$	—	—	5	mA
$V_{th(on)}$	Input on threshold voltage		0.8	1.4	2.0	V
$V_{th(off)}$	Input off threshold voltage		2.5	3.0	4.0	V
R_i	Input pull-up resistor	Applied between input terminal-Inside power supply	—	50	—	k Ω
f_{PWM}	PWM input frequency	$T_c \leq 100^\circ\text{C}$, $T_j \leq 125^\circ\text{C}$	—	10	15	kHz
t_{dead}	Arm shoot-through blocking time	Relates to corresponding inputs $T_c = -20^\circ\text{C} \sim +100^\circ\text{C}$ (Note 3)	4.0	—	—	μs
t_{int}	Input interlock sensing	Relates to corresponding input (Fig. 6)	—	100	—	ns
$V_{amp(100\%)}$	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output signal	$I_c = I_{OP(100\%)}$ $V_D = 15\text{V}$	1.5	2.0	2.5	V
$V_{amp(200\%)}$		$I_c = I_{OP(200\%)}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ (Fig. 4)	3.0	4.0	5.0	V
$V_{amp(250\%)}$	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output limit	$I_c = I_{OP(250\%)}$ $V_D = 15\text{V}$	5.0	—	—	V
$V_{amp(0)}$		$I_c = 0\text{A}$ (Fig. 4)	—	50	100	mV
OC	Over current trip level	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (Fig. 5)	39	46.5	—	A
t_{oc}	Over current delay time	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (Fig. 5)	—	10	—	μs
SC	Short circuit trip level	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (Fig. 5)	—	69.7	—	A
t_{sc}	Short circuit delay time	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (Fig. 5)	—	2	—	μs
UV_D	Supply circuit under voltage protection	V_D UV trip level	11.0	12.0	12.75	V
UV_{Dr}		V_D UV reset level	11.5	12.5	13.25	V
UV_{DB}		V_{DB} UV trip level	10.1	10.8	11.6	V
UV_{DBr}		V_{DB} UV reset level	10.6	11.3	12.1	V
tdV		UV delay time	—	10	—	μs
t_{FO}	Fault output pulse width	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (Note 4)	1.0	1.8	—	ms
$I_{FO(H)}$	Fault output current	Open drain output (Note 4)	—	—	1	μA
$I_{FO(L)}$			—	—	15	mA
R_{TH}	Thermistor Resistance	$T_c = 25^\circ\text{C}$	9.5	10	10.5	k Ω
B	Thermistor B constant	Resistance at 25°C , 50°C	—	3450	—	K

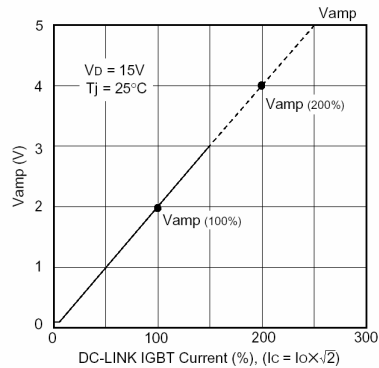
(Note 3) : The dead-time has to be set externally by the CPU; it is not part of the ASIPM internal functions.

(Note 4) : Fault output signaling is given only when the internal OC, SC, & UV protection circuits are activated.

The OC, SC and UV protection (and fault output) operate for the lower arms only. The OC and SC protection Fault output is given in a pulse format while that of UV protection is maintained throughout the duration of the under-voltage condition.

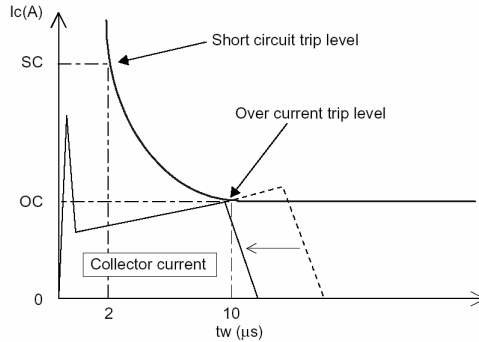
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V_{CC}	Supply voltage	Applied across P-N terminals	—	600	800	V
V_D	Supply voltage	Applied between V_D -GND	13.5	15.0	16.5	V
V_{DB}	Supply voltage	Applied between CBU+ & CBU-, CBV+ & CBV-, CBW+ & CBW-	13.5	15.0	16.5	V
$\Delta V_D, V_{DB}$	Supply voltage ripple		-1	—	+1	V/ μs
$V_{CIN(ON)}$	Input on voltage	Applied between UP • VP • WP • UN • VN • WN and GND	0	—	0.8	V
$V_{CIN(OFF)}$	Input off voltage		4.0	—	5.0	V
t_{dead}	Arm shoot-through blocking time	Relates to corresponding inputs	4.0	—	—	μs
T_c	Module case operating temperature		—	—	100	$^\circ\text{C}$
f_{PWM}	PWM Input frequency	$T_c \leq 100^\circ\text{C}$, $T_j \leq 125^\circ\text{C}$	—	—	15	kHz
t_{xx}	Allowable input on-pulse width		1	—	—	μs

**INVERTER DC-LINK IGBT CURRENT ANALOGUE
SIGNALLING OUTPUT (TYPICAL)**

(Fig. 4)

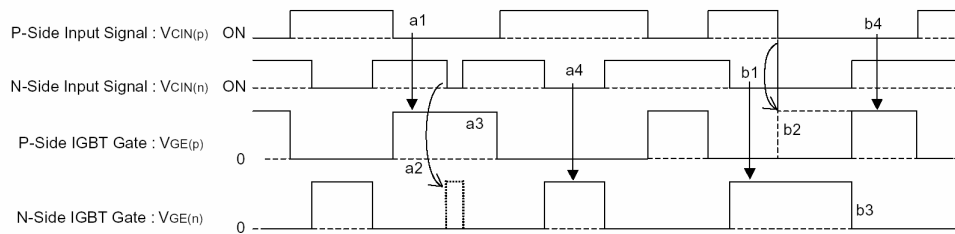
CURRENT ABNORMALITY PROTECTIVE FUNCTIONS



(Fig. 5)

Protection is achieved by monitoring and filtering the N-side DC-Bus current. When a current trip-level is exceeded all the N-side IGBTs are intercepted (turned OFF) and a fault-signal is output. After the fault-signal output duration (1.8msec (typ.)@25°C), the interception is Reset at the following OFF input signal level (more than 4.0V).

ARM-SHOOT-THROUGH INTER-LOCK PROTECTIVE FUNCTION



(Fig. 6)

Description:

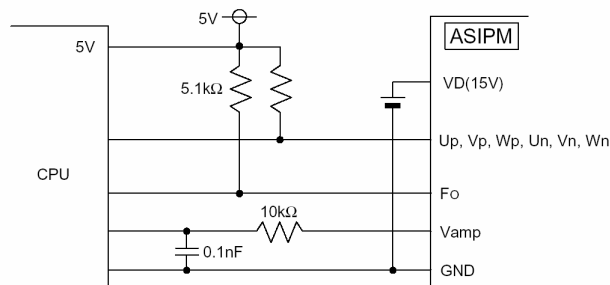
- (1) During the ON-State of either of the upper-arm or the lower-arm IGBT, the inter-lock protection circuit blocks any erroneous ON pulses (resulting from input noise) from triggering the other arm IGBT and thus it prevents the arm-shoot-through situation.
- (2) When two ON-signals are received for both the upper and the lower arms, the signal received first will be passed to the IGBT and the second signal will be blocked. The second signal will be passed to its corresponding IGBT immediately after the first signal is OFF.

Note: This protective function provides no fault signaling output. The Dead-Time has to be set using the micro-controller (CPU).

Operation:

- | | |
|---|--|
| a1. P-side normal ON-signal $\Rightarrow$ P-side IGBT gate turns ON. | b1. N-side normal ON-signal $\Rightarrow$ N-side IGBT gate turns ON. |
| a2. N-side erroneous ON-signal $\Rightarrow$ N-side IGBT gate remains OFF. | b2. Simultaneous ON-signals $\Rightarrow$ P-side IGBT gate remains OFF. |
| a3. While P-side ON-signal remains $\Rightarrow$ P-side IGBT gate remains ON. | b3. N-side receives OFF-signal $\Rightarrow$ N-side IGBT gate turns OFF. |
| a4. N-side normal ON-signal $\Rightarrow$ N-side IGBT gate turns ON. | b4. Immediately after (b3) $\Rightarrow$ P-side IGBT gate turns ON. |

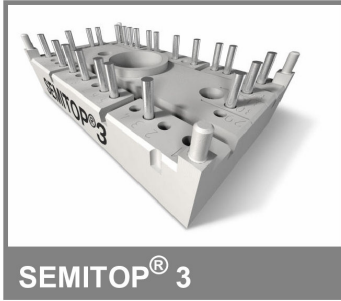
RECOMMENDED I/O INTERFACE CIRCUIT



(Fig. 7)

Ek-2 SK30GARL067E IGBT Modülü

SK30GARL067E



IGBT Module

SK30GARL067E

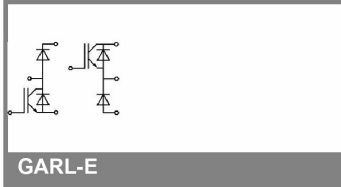
Target Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- Hyperfast NPT technology IGBT
- N-channel homogeneous silicon structure (NPT Non-Punch-Through IGBT)
- Positive $V_{CE(sat)}$ temperature coefficient (Easy paralleling)
- Low tail current with low temperature dependence
- Low threshold voltage

Typical Applications

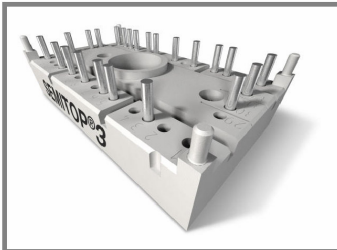
- Switching (not for linear use)
- High Frequencies Applications
- Welding generator
- Switched mode power supplies
- UPS



Absolute Maximum Ratings			$T_s = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions		Values	Units
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		600	V
I_C	$T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$	$T_s = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	62	A
		$T_s = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$	41	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$		180	A
V_{GES}			± 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 300\text{ V}; V_{GE} \leq 20\text{ V}; T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ $V_{CES} < 600\text{ V}$		10	μs
Inverse Diode				
I_F	$T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$	$T_s = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	45	A
		$T_s = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$	30	A
I_{FRM}				A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \text{sinusoidal}$	$T_j = \text{ }^{\circ}\text{C}$	90	A
Freewheeling Diode				
I_F	$T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$	$T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	45	A
		$T_{case} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$	30	A
I_{FRM}				A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \text{sinusoidal}$	$T_j = \text{ }^{\circ}\text{C}$	90	A
Module				
$I_{t(RMS)}$				A
T_{vj}			-40 ... +150	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}			-40 ... +125	$^{\circ}\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min.		2500	V

Characteristics			T _s = 25 °C, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Units
IGBT						
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 0,6 mA		3	4	5	V
I _{CES}	V _{GE} = 0 V, V _{CE} = V _{CES} T _J = 25 °C				0,004	mA
I _{GES}	V _{CE} = 0 V, V _{GE} = 20 V T _J = 25 °C				240	nA
V _{CE0}	T _J = 150 °C				2	V
r _{CE}	V _{GE} = 15 V T _J = 150°C			25		mΩ
V _{CE(sat)}	I _{Cnom} = 60 A, V _{GE} = 15 V T _J = 25°C _{chiplev.}			2,8	3,15	V
	T _J = 125°C _{chiplev.}			3,5	4	V
C _{ies}	V _{CE} = 25, V _{GE} = 0 V f = 1 MHz		3			nF
C _{oes}			0,3			nF
C _{res}			0,18			nF
t _{d(on)}	R _{Gon} = 11 Ω		32			ns
t _r			20			ns
E _{on}	R _{Goff} = 11 Ω		1,8			mJ
t _{d(off)}			340			ns
t _f			30			ns
E _{off}			1,6			mJ
R _{th(j-s)}	per IGBT				0,85	K/W

SK30GARL067E



SEMITOP® 3

IGBT Module

SK30GARL067E

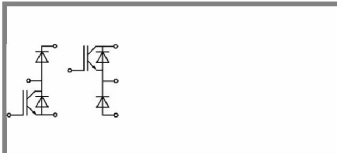
Target Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- Hyperfast NPT technology IGBT
- N-channel homogeneous silicon structure (NPT Non-Punch-Through IGBT)
- Positive $V_{ce,sat}$ temperature coefficient (Easy paralleling)
- Low tail current with low temperature dependence
- Low threshold voltage

Typical Applications

- Switching (not for linear use)
- High Frequencies Applications
- Welding generator
- Switched mode power supplies
- UPS



GARL-E

Characteristics				
Symbol	Conditions	min.	typ.	max. Units
Inverse Diode				
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 30 \text{ A}; V_{GE} = 0 \text{ V}$			
	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$			2 V
	$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,25	V
V_{F0}				
	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			V
	$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		1	V
r_F				
	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			mΩ
	$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		18	mΩ
I_{RRM}	$I_F = 30 \text{ A}$		9	A
Q_{rr}	$di/dt = -100 \text{ A}/\mu\text{s}$		1,5	μC
E_{rr}	$V_R = 400 \text{ V}$			mJ
$R_{th(j-s)D}$	per diode			1,6 K/W
Freewheeling Diode				
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 30 \text{ A}; V_{GE} = 0 \text{ V}$			
	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$			2 V
	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,25	V
V_{F0}				
	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			V
	$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		1	V
r_F				
	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			V
	$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		9	V
I_{RRM}	$I_F = 30 \text{ A}$		18	A
Q_{rr}	$di/dt = -100 \text{ A}/\mu\text{s}$		1,5	μC
E_{rr}	$V_R = 600 \text{ V}$			mJ
$R_{th(j-s)FD}$	per diode			1,6 K/W
M_s	to heat sink	2,25		2,5 Nm
w			29	g

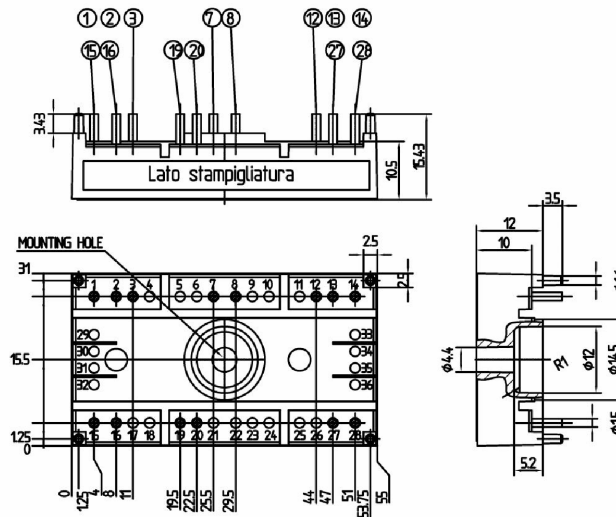
This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX.

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

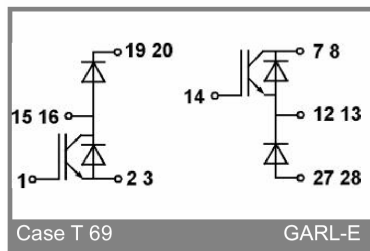
SK30GARL067E

UL recognized file

no. E 63 532



Case T69 (Suggested hole diameter, in the PCB, for solder pins and plastic mounting pins: 2mm)



Ek-3 IXSN80N60UA1 IGBT Modülü

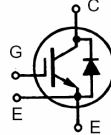


IGBT with Diode

IXSN 80N60AU1

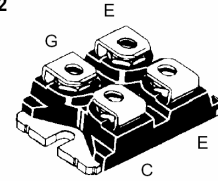
$$\begin{aligned} V_{CES} &= 600 \text{ V} \\ I_{C25} &= 160 \text{ A} \\ V_{CE(sat)} &= 3 \text{ V} \end{aligned}$$

Short Circuit SOA Capability



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}$	600	V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}; R_{GE} = 1 \text{ M}\Omega$	600	A
V_{GES}	Continuous	± 20	V
V_{GEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	160	A
I_{C90}	$T_C = 90^\circ\text{C}$	80	A
I_{CM}	$T_C = 25^\circ\text{C}, 1 \text{ ms}$	320	A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15 \text{ V}, T_{VJ} = 125^\circ\text{C}, R_G = 22 \Omega$ Clamped inductive load, $L = 30 \mu\text{H}$	$I_{CM} = 160$ @ $0.8 V_{CES}$	A
t_{SC} (SCSOA)	$V_{GE} = 15 \text{ V}, V_{CE} = 360 \text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$ $R_G = 22 \Omega$, non repetitive	10	μs
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	500	W
V_{ISOL}	50/60 Hz $I_{ISOL} \leq 1 \text{ mA}$	$t = 1 \text{ min}$ $t = 1 \text{ s}$	2500 3000 V~ V~
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{slg}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque Terminal connection torque (M4)	1.5/13 1.5/13	Nm/lb.in. Nm/lb.in.
Weight		30	g

miniBLOC, SOT-227 B



E = Emitter ①, C = Collector
G = Gate, E = Emitter ①

① Either Emitter terminal can be used as Main or Kelvin Emitter

Features

- International standard package miniBLOC
- Aluminium-nitride isolation
 - high power dissipation
 - Isolation voltage 3000 V~
- UL registered E 153432
- Low $V_{CE(sat)}$
 - for minimum on-state conduction losses
- Fast Recovery Epitaxial Diode
 - short t_{rr} and I_{RM}
- Low collector-to-case capacitance (< 60 pF)
 - reduced RFI
- Low package inductance (< 10 nH)
 - easy to drive and to protect

Applications

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switch-mode and resonant-mode power supplies

Advantages

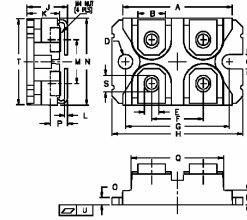
- Space savings
- Easy to mount with 2 screws
- High power density

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
BV_{CES}	$I_C = 3 \text{ mA}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	600		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 8 \text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}$	4		V
I_{CES}	$V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}$ $V_{GE} = 0 \text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$			1 15 mA mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}, V_{GE} = \pm 20 \text{ V}$			± 100 ns
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15 \text{ V}$			3 V

IXSN80N60AU1

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
g_{fs}	$I_C = 60\text{ A}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$		46	S
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$		8500	pF
C_{oes}			650	pF
C_{res}			120	pF
Q_g	$I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		335	nC
Q_{ge}			88	nC
Q_{gc}			158	nC
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $L = 100\text{ }\mu\text{H}$, $V_{CE} = 0.8 V_{CES}$, $R_G = 2.7\text{ }\Omega$ Remarks: Switching times may increase for $V_{CE}(\text{Clamp}) > 0.8 \cdot V_{CES}$, higher T_J or increased R_G		140	ns
t_{ri}			220	ns
$t_{d(off)}$			300	600 ns
t_{fi}			450	600 ns
E_{off}			10	mJ
$t_{d(on)}$			140	ns
t_{ri}	Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $L = 100\text{ }\mu\text{H}$, $V_{CE} = 0.8 V_{CES}$, $R_G = 2.7\text{ }\Omega$ Remarks: Switching times may increase for $V_{CE}(\text{Clamp}) > 0.8 \cdot V_{CES}$, higher T_J or increased R_G		220	ns
E_{on}			8	mJ
$t_{d(off)}$			520	ns
t_{fi}			550	ns
E_{off}			13	mJ
R_{thJC}				0.25 K/W
R_{thCK}			0.05	K/W

miniBLOC, SOT-227 B



M4 screws (4x) supplied

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	31.50	31.88	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	0.506
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	26.54	26.90	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

Reverse Diode (FRED)

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_F	$I_F = 50\text{ A}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$			1.8 V
I_{RM}	$I_F = 50\text{ A}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $-di_F/dt = 480\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 360\text{ V}$ $I_F = 1\text{ A}$; $-di/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30\text{ V}$		19	A
t_{rr}			175	ns
			35	50 ns
R_{thJC}				0.80 K/W

Fig.1 Saturation Characteristics

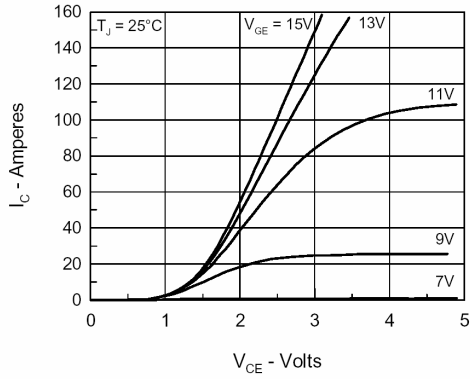


Fig.2 Output Characteristics

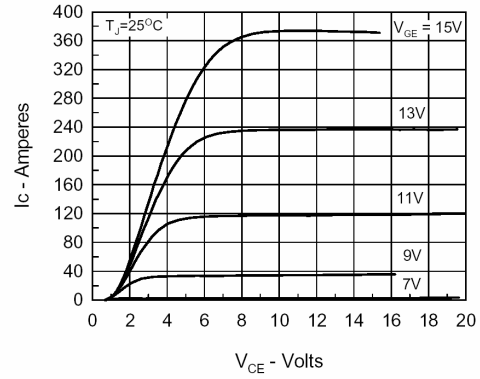


Fig.3 Collector-Emittor Voltage vs. Gate-Emittor Voltage

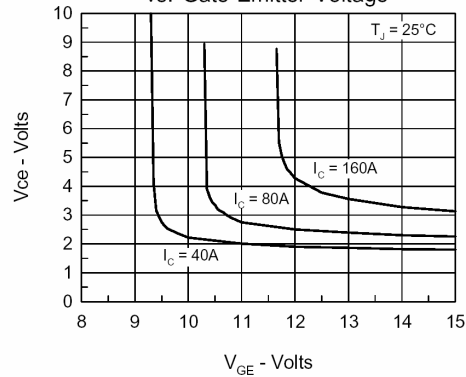


Fig.4 Temperature Dependence of Output Saturation Voltage

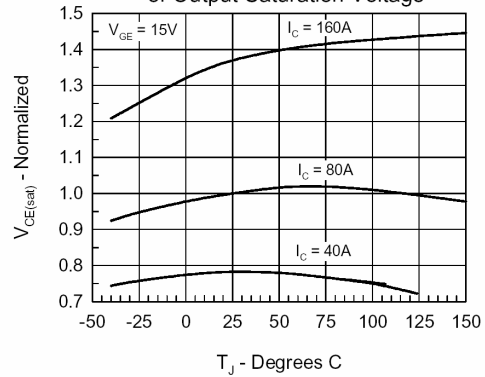


Fig.5 Input Admittance

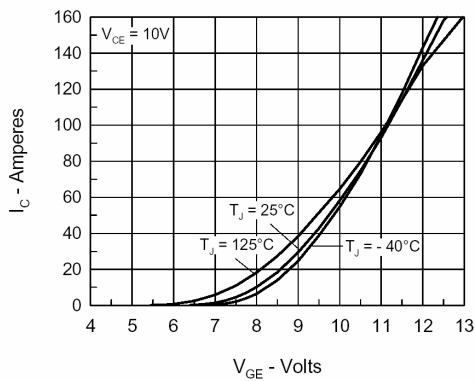


Fig.6 Temperature Dependence of Breakdown and Threshold Voltage

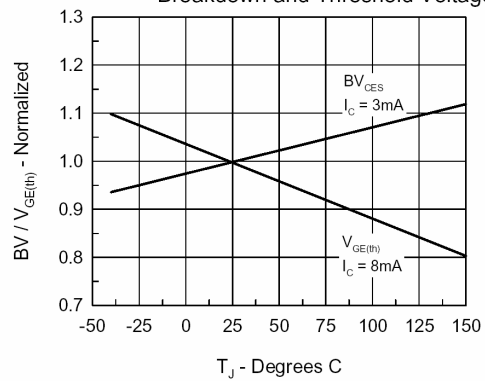


Fig.7 Turn-Off Energy per Pulse and Fall Time on Collector Current

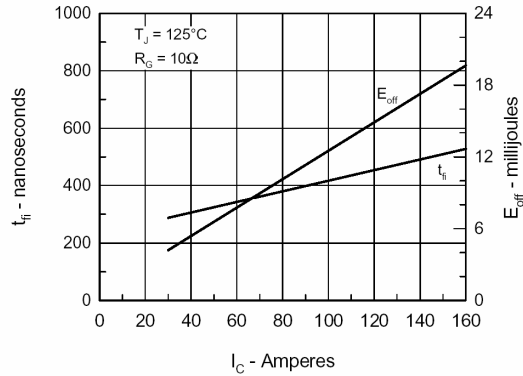
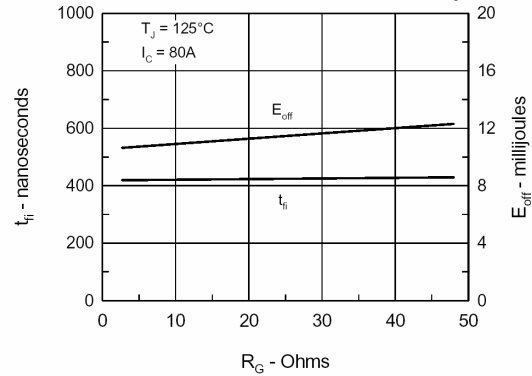
Fig.8 Dependence of Turn-Off Energy Per Pulse and Fall Time on R_G 

Fig.9 Gate Charge Characteristic Curve

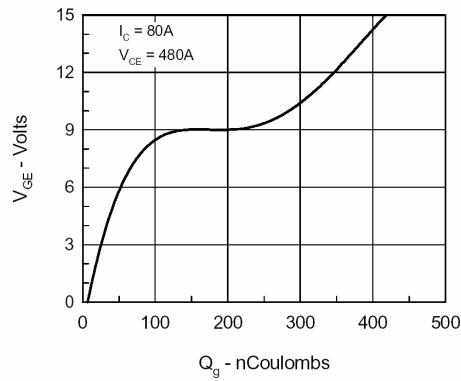


Fig.10 Turn-Off Safe Operating Area

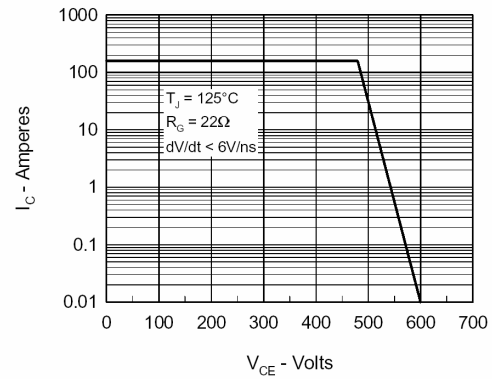
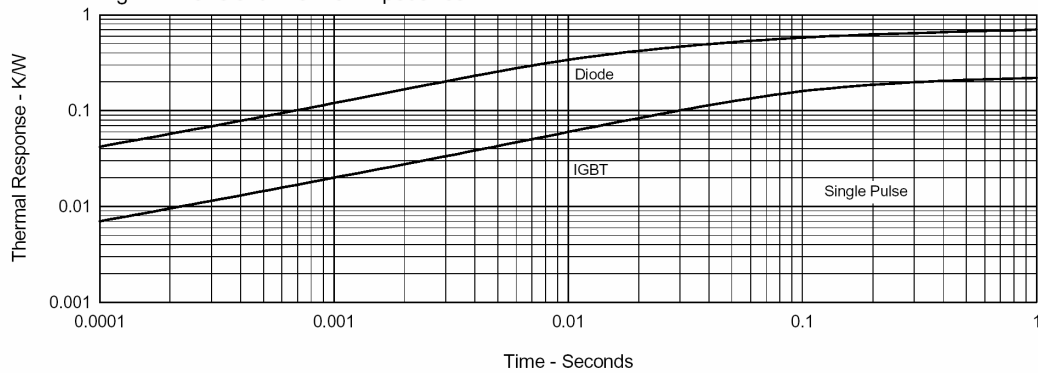


Fig.11 Transient Thermal Impedance



ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	02.02.1981	
Doğum yeri	İstanbul	
Lise	1995-1998	Şişli Teknik Lisesi
Önlisans	1999-2001	Marmara Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu
Lisans	2001-2005	Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2005-2008	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği
Çalıştığı kurum		
	2006-	Tübitak Marmara Araştırma Merkezi Araştırmacı Elektrik Müh.