YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÜÇ FAZLI REZONANS DEVRELİ İNVERTER

106245

Elek. Müh. Alper Şahin GÖKBULUT

F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

106245

Tez Danışmanı : Doç. Dr. M. Hadi SARUL

Prof. Remzi Gülgün

Doç. Dr. M. Hadi SARUL

Yrd. Doç. Dr. Tuncay UZUN

İSTANBUL, 2001

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ iv

KISALTMA LİSTESİ v

ŞEKİL LİSTESİ vi

ÇİZELGE LİSTESİ viii

ÖNSÖZ ix

ÖZET x

ABSTRACT xi

1. GİRİŞ 1

2. D SINIFI SERİ REZONANS DEVRELİ İNVERTER 4

2.1 Çalışma Prensibi 5
2.2 Rezonans Frekansının Altında Çalışma 6
2.3 Rezonans Frekansının Üstünde Çalışma 8
2.4 D Sınıfı Gerilim Kaynaklı İnverterlerin Çeşitleri 9
2.5 D Sınıfı Seri Rezonans Devreli İnverterin Analizi 11
2.5.1 Varsayımlar 11
2.5.2 Seri Rezonans Devresi 12
2.5.3 Seri Rezonans Devresi Giriş Empedansı 13
2.5.4 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri 15
2.5.5 Akım ve Gerilim Stresleri 17
2.5.6 Kısa Devre ve Açık Devre Şartları Altında Çalışma 18
2.6 D Sınfı Seri Rezonans Devreli İnverterin Gerilim Transfer Fonksiyonu 19
2.7 Verim 21
2.8 D Sınıfı Tam Köprü Seri Rezonans Devreli İnverter 21
2.8.1 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri 21
2.8.2 Verim 25

3. D SINIFI PARALEL REZONANS DEVRELİ İNVERTER 27

3.1 Çalışma Prensibi 27
3.2 D Sınıfı Paralel Rezonans Devreli İnverterin Analiz 30
3.2.1 Varsayımlar 30
3.2.2 Rezonans Devresi 31
3.2.3 D Sınıfı Paralel Rezonans Devreli İnverterin Gerilim Transfer Fonksiyonu 36
3.2.4 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri 38
3.2.5 Verim 40
3.3 D Sınıfı Tam Köprü Paralel Rezonans Devreli İnverter 40
3.3.1 Gerilim Transfer Fonksiyonu 40

3.3.2 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri 42
3.3.3 Verim 43

4. E SINIFI REZONANS DEVRELİ İNVERTERLER 45

4.1 E Sınıfı Sıfır Gerilim Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Çalışma Prensibi 45
4.1.1 Optimum Çalışma 48
4.1.2 Optimumaltı Çalışma 48
4.1.3 E Sınıfı Sıfır Gerilim Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Analizi 49
4.1.3.1 Akım ve Gerilim Dalga Şekilleri 49
4.1.3.2 Rezonans Devresinin Giriş Empedansı 52
4.1.3.3 Çıkış Gücü ve Verim 53
4.2 E Sınıfı Sıfır Akım Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Çalışma Prensibi 55
4.2.1 E Sınıfı Sıfır Akım Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Analizi 59
4.2.2 E Sınıfı ZCS İnverterin Temel Frekans Bileşenleri 61
4.2.3 Güç İfadeleri ve Yük Kısmının Eleman Değerleri 63

5. ÜÇ FAZLI REZONANS DEVRELİ İNVERTERLER 65

5.1 Giriş 65
5.2 Modifiye Edilmiş Aktif Bastırmalı Rezonanslı DC Hat İnverter (MACRDCLI) .. 77
5.3 Paralel Rezonanslı DC Hat İnverter (PRDCLI) 82
5.4 Üç Fazlı Rezonans Devreli İnverterlerin Özeti 85

6. REZONANS DEVRELİ İNVERTERLERİN UYGULAMA ALANLARI 87

6.1 Rezonans Devreli İnverterlerin Elektronik Balastlarda Uygulanması 87
6.1.1 Elektronik Balast İçin Uygun Devre Çeşitinin Seçimi 88
6.2 Yarı Geçişli Paralel Rezonanslı Dc Hat İnverter (QPRDCI) 92
6.2.1 QPRDCL İnverterin Çalışma Prensibi 93
6.2.2 QPRDCL İnverterin Dizaynı ve Karakteristikleri 98
6.2.3 QPRDCL İnverter İçin Modifiye edilmiş SVPWM Tekniği 99
6.2.4 Modifiye Edilmiş SVPWM Tekniklerinin Karşılaştırılması 101
6.3 Rezonans Devreli İnverterlerin Endüksiyonla Isıtmada Uygulanması 103

7. SONUÇLAR 109

KAYNAKLAR 110

ÖZGEÇMİŞ 111

SİMGE LİSTESİ

C_r	Rezonans kondansatörü
f	Çalışma frekansı
f_0	Rezonans frekansı
i	Akımın ani değeri
I_m	Akımın maksimum değeri
i_s	Anahtar akımı
I_0	İnverter çıkış akımı
L_r	Rezonans endüktansı
m	Modülasyon indeksi
η_I	Verim
P_I	DC giriş gücü
P_{Ri}	Çıkış gücü
r_C	Rezonans kondansatörü eşdeğer direnci
r_L	Rezonans endüktansı eşdeğer direnci
r_{DS}	Mosfet eşdeğer direnci
r	Toplam parazitik direnç
R_i	Yük direnci
q	Reaktans faktörü
Q_0	Yüksüz kalite faktörü
Q_L	Yükte kalite faktörü
U_c	Bastırma gerilimi
V_I	Dc kaynak gerilimi
V_{Ri}	Rezonans devresi çıkış gerilimi
Z_0	Karakteristik empedans

KISALTMA LİSTESİ

ACRDCLI	Aktif Bastırmalı Rezonanslı DC Hat İnverter
EMI	Elektromanyetik Girişimi
MACRDCLI	Modifiye Edilmiş Aktif Bastırmalı Rezonanslı DC Hat İnverter
PRDCLI	Paralel Rezonanslı DC Hat İnverter
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
RDCLI	Rezonanslı DC Hat İnverter
RFI	Radyo Frekans Girişimi
QPRDCLI	Yarı Geçişli Paralel Rezonanslı DC Hat İnverter
QRDCLI	Yarı Rezonans Geçişli DC Hat İnverter
SVPWM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
ZCS	Sıfır Akım Anahtarlama
ZVS	Sıfır Gerilim Anahtarlama

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 D sınıfı gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans devreli inverterin (a) devresi , (b)-(d) eşdeğer devreleri. 4
Şekil 2.2 (a) $f < f_o$, (b) $f = f_o$ ve (c) $f > f_o$ için D sınıfı yarım köprü seri rezonans devreli inverterin dalga şekilleri. 6
Şekil 2.3 Farklı rezonans devreli D sınıfı gerilim anahtarlamalı inverterler. 10
Şekil 2.4 D sınıfı gerilim anahtarlamalı inverterin yarım köprü çeşitleri. 11
Şekil 2.5 Z / Z_0 ve ψ'nin f / f_0 'a bağlı değişimleri. 14
Şekil 2.6 $P_{Ri} Z_0^2 / (V_1^2 R_i)$ 'nin f / f_0'a bağlı değişimi. 17
Şekil 2.7 f / f_0'a bağlı olarak V_{Cm} / V_1'in değişimleri. 17
Şekil 2.8 f / f_0 'a bağlı olarak V_{Lm} / V_1'in değişimleri 18
Şekil 2.9 D sınıfı inverterin blok diyagramı. 20
Şekil 2.10 D sınıfı gerilim anahtarlamalı tam köprü seri rezonans devreli inverter. 22
Şekil 2-11 D sınıfı tam köprü seri rezonans devreli inverterin dalga şekilleri. 24
Şekil 3.1 D sınıfı paralel rezonans devreli inverter. 28
Şekil 3.2 D sınıfı paralel rezonans devreli inverterin $f > f_r$ için akım ve gerilim dalga şekillleri. 30
Şekil 3.3 Z / Z_0 ve ψ'nin f / f_0 'a bağlı değişimleri. 33
Şekil 3.4 Q_L 'ye göre f_r / f_0'ın değişimi. 34
Şekil 3.5 R_i yük direncine bağlı olarak X_{Cs} ve R_s'in değişimleri. 36
Şekil 3.6 $I_m Z_0 / V_i$ 'in yükte kalite faktörüne bağlı değişimi. 38
Şekil 3.7 D sınıfı tam köprü paralel rezonans devreli inverter. 41
Şekil 4.1 E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı rezonans devreli inverter.(a) Devre. (b) Rezonans frekansının üstünde çalışma için eşdeğer devre. 46
Şekil 4.2 E sınıfı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri.(a)Optimum çalışma (b)$wt=2\pi$ de $dv_s(wt)/d(wt)<0$ ile optimumaltı çalışma (c)$wt=2\pi$ de $dv_s(wt)/d(wt)>0$ ile optimumaltı çalışma. 47
Şekil 4.3 Seri rezonans devresinden geçen i akımının normalize edilmiş genliğinin ve fazının D görev periyoduna göre değişimleri. 51
Şekil 4.4 Rezonans ferkansının üstündeki f çalışma frekansında seri rezonans devresinin eşdeğer devresi. 52
Şekil 4.5 E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverter. (a) Devre. (b) Eşdeğer devre. 56
Şekil 4.6 E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri. (a) Optimum çalışma . (b) Optimumaltı çalışma 58
Şekil 5.1 Rezonanslı alternatif akım - ara devreli (Rezonanslı AC Hat) inverter. 66
Şekil 5.2 Rezonanslı doğru akım - ara devreli inverter.(a) Murai, Lipo'ya göre.(b) Ledwich'e göre. 68
Şekil 5.3 Aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter. 69
Şekil 5.4 Adım tarzında işletimli dc hat inverter; He, Mohan'a göre 71
Şekil 5.5 Adım tarzında işletimli dc hat inverter ; Choi, Sul'a göre. 72
Şekil 5.6 Jung , Cho'ya göre rezonanslı dc hat inverter. 73
Şekil 5.7 Adım tarzında işletimli dc hat inverter ; Cho'ya göre. 73
Şekil 5.8 Adım tarzında işletimli dc hat inverter ; Chen,Lipo'ya göre. 74
Şekil 5.9 NLRP İnverterin bir köprü kolu. 75
Şekil 5.10 Vlatkovich, Lee'ye göre rezonans devreli inverter. 76
Şekil 5.11 Modifiye edilmiş aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter devresi. 78
Şekil 5.12 MACRDCL inverterin iletim anındaki akım ve gerilim dalga şekilleri. 79
Şekil 5.13 MACRDCL inverterin kesim anındaki akım ve gerilim dalga şekilleri. 80
Şekil 5.14 Paralel rezonanslı dc hat inverter devresi. Cho'ya göre 82
Şekil 5.15 PRDCL inverterin iletim-kesim anlarındaki akım ve gerilim dalga şekilleri. . 84

Şekil 6.1 (a) Seri yüklü rezonans devresi (b) Paralel yüklü rezonans devresi (c) Seri-paralel yüklü rezonans devresi 90
Şekil 6.2 (a) Seri yüklü devrenin frekans karakteristiği. (b) Paralel yüklü devrenin frekans karakteristiği. (c) Seri-paralel yüklü devrenin frekans karakteristiği... 91
Şekil 6.3 Yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverter devresi. 93
Şekil 6.4 Yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverterin eşdeğer devresi. 93
Şekil 6.5 QPRDCL inverterin çalışma aralıkları. 94
Şekil 6.6 Rezonans bileşenlerinin dalga şekilleri. 98
Şekil 6.7 S_{a1} ve S_{a2} yardımcı anahtarlarının gerilim dalga şekilleri. 99
Şekil 6.8 SVPWM inverterin gerilim uzay vektörleri. 100
Şekil 6.9 SVPWM methodunun muhtemel 3 yörüngesi. 100
Şekil 6.10 Farklı gerilim vektör sıraları ile 5 modifiye edilmiş SVPWM tekniği. 101
Şekil 6.11 Modülasyon indeksine göre performans indeksinin değişimi. 102
Şekil 6.12 Modülasyon indeksine göre distorsiyon faktörünün değişimi. 102
Şekil 6.13 Modülasyon indeksine göre toplam harmonik distorsiyonun değişimi. 103
Şekil 6.14 Paralel rezonans devreli inverter. 105
Şekil 6.15 Paralel rezonans devresine ait eşdeğer devre. 106
Şekil 6.16 Paralel rezonans devreli invertere ait dalga şekilleri(a)Yük gerilimi.(b)Anahtar akımı.(c)Anahtar gerilim. 108

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1 Demir kökenli metallerin iş çaplarına göre önerilen çalışma frekansları.....104
Çizelge 2 Demir kökenli olmayan metallerin iş çaplarına göre önerilen çalışma frekansları.....104

ÖNSÖZ

Üç fazlı rezonans devreli inverterler konusunda yapmış olduğum bu çalışmanın hazırlanması sırasında ilgisini ve desteğini esirgemeyem hocam Sayın Doç. Dr. M. Hadi SARUL'a teşekkürü bir borç olarak addediyorum.

Bu uzun çalışma süresi boyunca maddi ve manevi destekleriyle beni her zaman teşvik eden aileme de şükranlarımı sunuyorum.

ÖZET

Son yıllarda rezonans devreli inverter teknolojisi artan bir hızla yaygınlaşmaktadır. Rezonans devreli inverterlerin özellikle yüksek frekanslarda çalışabilmeleri bu teknolojiyi cazip kılan unsurların başında gelmektedir. Çünkü rezonans devreli dönüştürücülerde yarı iletken elemanlar , sıfır akım anahtarlama (ZCS) ve sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ile iletim ve kesimdedir. Bu durum anahtarlama kayıplarının azalmasına ve yüksek frekanslarda çalışmaya imkan sağlamaktadır. Bunun sonucunda yüksek frekansta çalışmadan dolayı , aynı gücün daha düşük boyutlu elemanlar ile (bobin , kondansatör , trafo vb.) yüke verilmesi sağlanır. Aynı zamanda bu devrelerde elektromanyetik girişimler (EMI) ve radyo frekansı girişimlerinden (RFI) dolayı oluşacak gürültüler en alt seviyededir.

Bu çalışmada ilk olarak bir fazlı D ve E sınıfı rezonans devreli inverterler ele alınmıştır. Bu devreler özellikle rezonans frekansının üstündeki çalışma noktalarında yüksek verimde çalışırlar. Sonra üç fazlı rezonanslı dc hat inverterlere ait çok sayıda devre çeşidinin ayrıntılı analizi yapılmıştır. Bu bölümde incelenen rezonanslı dc hat ve darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniğinin birleştirilmesi ile elde edilen yumuşak anahtarlamalı inverterlerde , anahtarlar daha az gerilim stresi altında iletim ve kesimdedir. Özellikle paralel rezonanslı dc hat inverterlerde (PRDCL) anahtarlar minimum gerilim stresine sahiptir. Son bölümde ise rezonans devreli inverterlerin endüstrideki uygulama alanlarına örnek olarak elektronik balastlar , motor tahrik sistemleri ve endüksiyonla ısıtmadan bahsedilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Sıfır gerilim anahtarlama , sıfır akım anahtarlama , rezonanslı dc hat.

ABSTRACT

In recent years , inverter technology with resonance circuit is became more popular rapidly. Since inverters with resonance circuit are able to run on the high frequency bands, this property yields this technology to be more attractive. Because resonant circuit inverters have such semiconductor elements that are either in turn on or turn off with zero current switching and zero voltage switching .They can operate in high-frequency bands and the switching losses can be decreased. As a result , because of operating in high-frequency bands , a constant power can be transfered to a load with small size elements (i.e. inductans , capacitor , transformer). At the same time , the noise which is produced by electromagnetic interference (EMI) and radio frequency interference (RFI) is in lower levels.

In this study , one phase D and E class inverters are investigated firstly. This circuits can operate with high effiency while they are run over their resonance frequency. Later , 3-phase resonant DC link inverter circuits are analysed in detailed. Soft switching inverters that consist of resonant DC link and pulse witdh modulation (PWM) technology allow switches to be turn on and turn off under low voltage stress. Specially, switches have minimum voltage stress in the paralel resonant DC link inverter. In the last section , it is mentioned some industrial applications of the inverters with resonance circuit , such as electronics ballast , engine driver systems and heating with induction.

Key words: Zero voltage switching , zero current switching , resonant dc link.

1. GİRİŞ

Günümüzde güç kaynakları , çalışma frekansının artması sonucunda güç dönüştürücülerinin ve LC çıkış filtrelerinin ebatlarının azalması ile küçülmektedir. Böylece güç kaynakları 100-200 kHz gibi yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilmektedir. Bu noktada oluşan bir problem , yüksek anahtarlama frekanslarında yarı iletken elemanların iletim ve kesim anlarında ki anahtarlama kayıplarının artmasıdır. Bu kayıpların artması verimin düşmesine neden olur ve ayrıca yarı iletken elemanlar için daha büyük soğutucuların kullanılmasını gerektirir. Bu güç kayıpları yarı iletken elemanların drain-kollektör çıkışlarına bastırma devrelerinin ilave edilmesi ile azaltılabilir. Fakat devrenin toplam kayıpları azalmaz (Pressman, 1992).

Bu kayıplar LC rezonans devresi ve yarı iletken elemanların oluşturduğu rezonans dönüştürücüler ile azaltılabilir. Rezonans devreleriyle elde edilen sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) veya sıfır akım anahtarlama (ZCS) ile sağlanan yumuşak anahtarlamada , devredeki toplam enerji kaybı azaltılabilmektedir. Burada sinüsoidal akım dalgasının sıfır geçişlerinde yarı iletken elemanların iletim ve kesim anları düzenlenmekte ve böylece kesimde akım düşüşleri ve gerilim yükselmeleri veya iletimde akım yükselmeleri ve gerilim düşüşleri aynı ana rastlamamaktadır. Bu nedenle anahtarlama kayıpları oluşmamaktadır (Pickert, 1999; Pressman, 1992).

Rezonans devreli inverterler dc enerjinin ac enerjiye dönüştürülmesinin çeşitli uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Rezonans devreli inverterler uygulamada dc-dc dönüştürücülerde , radyo vericilerinde , floresan lambaların elektronik balastlarında , endüksiyon fırınlarında , yüzey sertleştirmede , tavlama ve lehimlemede ve plastik kaynaklar için dielektrik ısıtıcılarında kullanılır. Genel olarak rezonans dönüştürücüleri ,

1. Yük-rezonans dönüştürücüler
2. Rezonans-anahtar dönüştürücüler
3. Rezonanslı-dc-hat dönüştürücüler

olmak üzere 3 kısıma ayırabiliriz.

Yük rezonans dönüştürücüleri , LC rezonans tank devresinden meydana gelmektedir. Tank devresinde , LC rezonansından dolayı oluşan akım ve gerilim salınımları yüke uygulanır. Bu dönüştürücülerde seri LC ve paralel LC devreleri kullanılır. Bu devrelerde güç akışı rezonans tank empedansı ile kontrol edilir (Mohan, 1989; Kazimierczuk, 1995).

Yük rezonans dönüştürücüleri ,

1. Gerilim kaynaklı seri rezonans devreli dönüştürücüler

a) Seri yüklü rezonans dönüştürücüler

b) Paralel yüklü rezonans dönüştürücüler

c) Seri-paralel yüklü rezonans dönüştürücüler

2. Akım kaynaklı paralel rezonans devreli dönüştürücüler
3. E sınıfı rezonans devreli dönüştürücüler.

olmak üzere 3 kısıma ayrılır. Bu sınıflandırmada akım kaynaklı paralel rezonans devreli ve gerilim kaynaklı seri rezonans devreli dönüştürücüler genel olarak D sınıfı rezonans devreli dönüştürücüler olarak adlandırılır. D sınıfı gerilim kaynaklı inverterler bir dc gerilim kaynağından beslenir. Bu tip inverterler bir seri rezonans devresi ile birlikte kullanılırlar. Şayet yüklü kalite faktörü (Q_L) yeteri derecede yüksek ise rezonans devresinden akan akım sinüsoidaldir. Anahtarlar üzerindeki gerilim ise kare dalga şeklindedir. D sınıfı akım kaynaklı inverterler bir dc akım kaynağından beslenirler. Bu tip inverterler bir paralel rezonans devresi ile birlikte kullanılırlar. Yüklü kalite faktörünün yüksek değerleri için rezonans devresinin üzerindeki gerilim sinüsoidaldir ve anahtarlar içerisinden akan akım ise kare dalgadır (Kazimierczuk, 1995).

Rezonans-anahtar dönüştürücülerde bir anahtarlama frekansı periyodu süresince çalışma aralıkları , hem rezonanslı hem de rezonanslı olmayan şekildedir. Bu nedenle bu dönüştürücüler literatürde yarı rezonanslı (quasi) dönüştürücüler olarak adlandırılmaktadır.

PWM dc-ac inverterlerde , inverter girişi sabit büyüklükte bir dc gerilim ve çıkışı PWM anahtarlama ile elde edilen bir fazlı veya üç fazlı sinüsoidal gerilimdir. Bununla birlikte rezonanslı dc hat dönüştürücülerde , giriş gerilimi LC rezonansı tarafından V_d kaynak gerilimine yakın salınımlar ile elde edilir , öyle ki giriş gerilimi inverterin anahtarlama durumunun değişmesi süresince sınırlı bir süre sıfır olarak kalır. Bunun sonucunda bir sıfır gerilim anahtarlama gerçekleşir (Mohan, 1989).

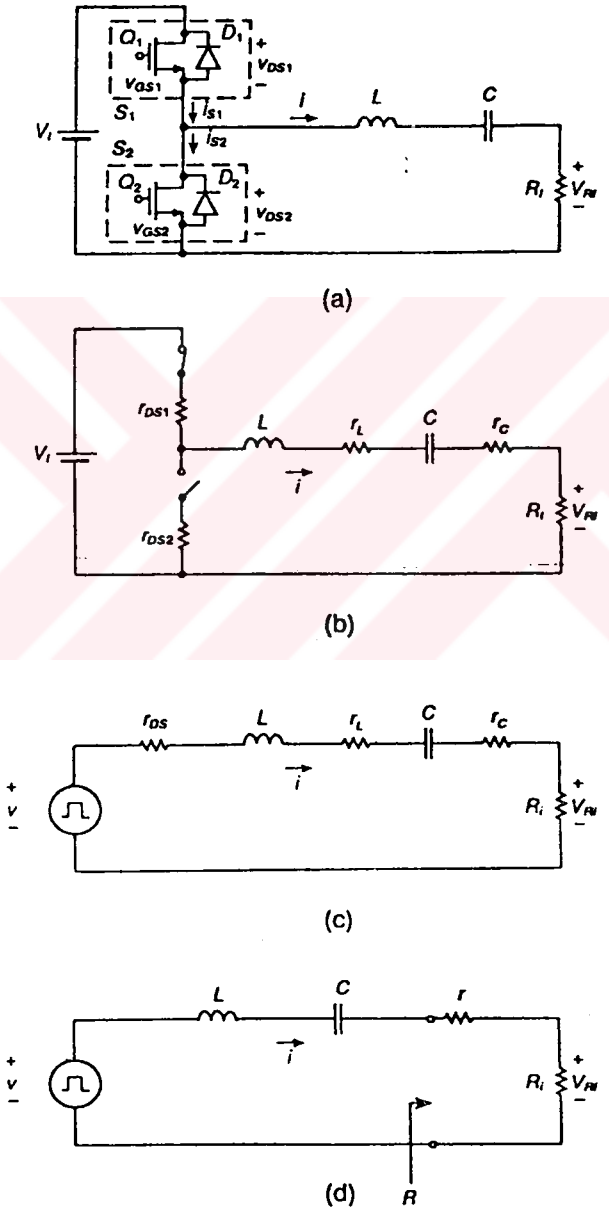
Üç fazlı rezonans devreli inveterlerin , darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile kumanda edilebilme imkanının olup olmadığı seksenli yılların sonlarında araştırılmaya başlanmıştır. Elde edilen sonuçlardan yarı rezonans geçişli dc hat inverterler geliştirilmiştir (QRDCLI) (Schröder, 1998).

Rezonanslı dc hat inverterler yumuşak anahtarlama tekniğine sahiptirler. Yumuşak anahtarlama farklı anahtarlama sistemlerine kıyasla , inverterlerde anahtarlama kayıplarını

düşürür , yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmaya imkan sağlar , elektromanyetik girişimleri azaltır , yüksek güç yoğunluğu ve güvenilirlik sağlar. Özellikle paralel rezonanslı dc hat inverterler (PRDCLI) yumuşak anahtarlamanın gerçekleştirilmesi için oldukça uygun bir yapıya sahiptir (Deshpande, 1997).

2. D SINIFI SERİ REZONANS DEVRELİ İNVERTER

Şekil 2.1'de bir D sınıfı gerilim anahtarlamalı yarım köprü seri rezonans inverter devresi gösterilmiştir. İnverter iki yönlü S_1 ve S_2 anahtarları ve L-C-R_i seri rezonans devresinden oluşmaktadır. Her anahtar bir mosfet ve ters paralel diyottan meydana gelmektedir. Anahtar ters paralel diyotlardan dolayı iki yönlüdür , pozitif ve negatif her iki akımı da iletebilir. Şayet mosfet iletimde ise pozitif veya negatif anahtar akımı mosfetden akabilir. Şayet mosfet kesimde ise anahtar sadece diyot içerisinden akan bir negatif akımı iletebilir (Kazimierczuk, 1995).



Şekil 2.1 D sınıfı gerilim kaynaklı yarım köprü seri rezonans devreli inverterin (a) devresi , (b)-(d) eşdeğer devreleri.

Mosfetler , $f = 1 / T$ çalışma frekansında bir ölü zaman ile dikdörtgen biçimindeki dalga gerilimleri v_{GS1} ve v_{GS2} ile sürülür. S_1 ve S_2 anahtarları %50 veya biraz daha az görev periyodu oranı ile sırayla iletim ve kesimde kalırlar. Ölü zaman , her iki anahtarlama elemanında kesimde olduğu zaman sürecidir. Giriş direnci R_i bir ac yüktür.

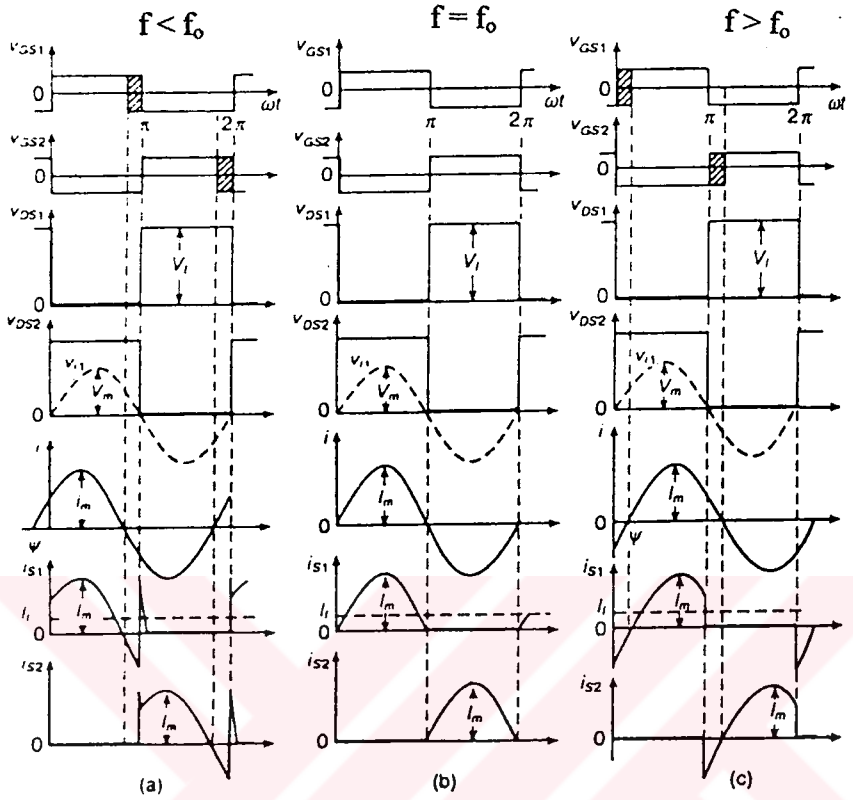
D sınıfı inverterin eşdeğer devreleri Şekil 2.1(b)-(d)'de gösterilmiştir. Şekil 2.1(b)'de mosfetler , iletimdeki dirençleri r_{DS1} ve r_{DS2} ile modellenmiştir. r_L direnci , L bobininin eşdeğer seri direnci ve r_C direnci , C kondansatörünün eşdeğer seri direncidir. Şekil 2.1(c)'deki eşdeğer devrede $r_{DS} \cong (r_{DS1} + r_{DS2}) / 2$ mosfetlerin iletimdeki ortalama eşdeğer direncini temsil etmektedir. Şekil 2.1(d)'de toplam parazitik direnç $r \cong r_L + r_C + r_{DS}$ ile ifade edilmiştir. Sonuç olarak toplam direnç $R = R_i + r \cong R_i + r_L + r_C + r_{DS}$ dir.

2.1 Çalışma Prensibi

D sınıfı seri rezonans devreli inverterlerin çalışma prensibi , Şekil 2.2'de gösterilen dalga şekilleri ile anlatılmıştır. Seri rezonans devresinin giriş gerilimi V_1 büyüklüğündeki bir kare dalgadır. Şayet rezonans devresinin yükte kalite faktörü $Q_L = \sqrt{L/C}/R$ yeteri kadar yüksek ise ($Q_L \geq 2.5$) devreden geçen *i* akımı yaklaşık bir sinüs dalgasıdır. Sadece $f = f_0$ da mosfetler sıfır akımda iletim ve kesimdedir , yüksek verim ve daha az kayıplar sıfır akım anahtarlamanın sonucudur. Bu durum içerisinde ters paralel diyotlar iletime geçmez. Çoğu uygulamalarda çalışma frekansı f , rezonans frekansı $f_0 = 1/\sqrt{2\pi LC}$ 'ye eşit değildir. Çünkü çıkış gücü veya çıkış gerilimi çalışma frekansı f 'in değiştirilmesi ile kontrol edilir. Şekil 2.2 (a)-(b)-(c)'de $f < f_0$, $f = f_0$ ve $f > f_0$ için dalga şekilleri gösterilmiştir. Kapı sürme sinyallerinin toleransları koyu renkli alanlarla gösterilmiştir. Her bir mosfet , anahtar akımının negatif olduğu zaman aralığı süresince $f > f_0$ için iletimde veya $f < f_0$ için kesimde olmalıdır. Bu zaman aralığında anahtar akımı ters paralel diyotlardan akar. Karşılıklı aynı anda iletime geçmeyi önlemek için v_{GS1} ve v_{GS2} sürme gerilimlerinin dalga şekilleri , yeterli bir ölü zamana sahip olmalıdır. Kesimde mosfetler bir gecikme zamanına ve BJT 'ler bir depolama zamanına sahiptirler.

Şayet ölü zaman kısa olur ise mosfetlerden biri iletimden çıkmadan diğeri iletime girer ve bundan dolayı güç kaynağı V_1 , her iki mosfetin iletimdeki dirençleri r_{DS1} ve r_{DS2} üzerinden kısa devre olur. Bu durumda mosfetlerin içerisinden , $I_{pk} = V_1 / (r_{DS1} + r_{DS2})$ büyüklüğündeki bir akım darbe olarak akar. Örnek olarak , eğer $V_1 = 200$ V ve $r_{DS1} = r_{DS2} = 0.5\ \Omega$ ise $I_{pk} = 200$ A dir. Aşırı akımın etkisi doğrudan cihazın bozulmasına sebep olabilir. Maksimum

ölü zaman $f > f_0$ için artar veya $f < f_0$ için azalır. Çünkü bu zaman aralığınca anahtar akımı daha uzun negatif olur. En kısa ölü zaman $f = f_0$'da olmak zorundadır.



Şekil 2.2 (a) $f < f_o$, (b) $f = f_o$ ve (c) $f > f_o$ için D sınıfı yarım köprü seri rezonans devreli inverterin dalga şekilleri.

2.2 Rezonans Frekansının Altında Çalışma

$f < f_0$ için seri rezonans devresi bir kapasitif yükü temsil eder. Bunun anlamı , rezonans devresinden akan *i* akımı v_{DS2} gerilimini temel bileşeni olan v_{i1} gerilimine göre ψ faz açısı ile ileridedir. Bundan dolayı anahtar akımı , anahtar iletime geçtikten sonra pozitif ve kesime geçmeden önce negatiftir. Yarı iletken elemanların iletim sırası , Q_1 , D_1 , Q_2 , D_2'dir. Rezonans akımı bir anahtarın diyodundan , diğer anahtarın mosfetine doğru akarak devresini tamamlar. Şekil 2.2'deki S_2 anahtarının iletimini inceleyelim. Bu anahtarın mosfetinden önce *i* akımı , S_1 anahtarının ters paralel D_1 diyodu içerisinden akar. v_{GS2} kapı sürme gerilimi ile Q_2 mosfeti iletime geçtiğinde , Q_2 mosfetinin drain-kaynak gerilimi v_{DS2} azalır ve Q_1 mosfetinin drain-kaynak gerilimi v_{DS1}'in artmasına neden olur. Bu nedenle Q_1 kesime gider ve *i* akımı D_1'den Q_2'ye geçerek devresini tamamlar (Kazimierczuk, 1995).

Rezonans frekansının altında çalışmanın en belirgin dezavantajı , diyotların kesimde oldukları zaman ki ters kapama stresleridir. Her bir diyot kesimde çok büyük bir gerilim yükselme hızı dv/dt 'ye ve bu nedenle büyük bir akım yükselme hızı di/dt 'ye sahiptir. Bu da yüksek ters kapama akım darbeleri meydana getirir. Bu darbelerin büyüklüğü kararlı haldeki anahtar akımının değerinden daha yüksektir. Yüksek akım darbeleri mosfetleri bozabilir ve her zaman anahtar kayıplarının ve gürültünün artmasına önemli derecede sebep olur. Akım darbeleri düşürülebilir .Örneğin , V_1 giriş gerilimi düşük ise Schottky ters paralel diyotları eklenebilir. Diğer bir çözüm ise mosfetlere seri bir diyodun eklenmesidir ve mosfet ve seri diyotun kombinasyonuna paralel ultra hızlı diyotların kullanılmasıdır.

$f < f_0$ için , kesimde anahtarlama kayıpları sıfırdır fakat iletimde anahtarlama kayıpları sıfır değildir. Mosfetler V_1 'e eşit bir gerilimle iletimdedir. Mosfetler iletimde iken onların çıkış kapasiteleri deşarj olur ve bu da anahtarlama kayıplarına neden olur. Farz edelim üstteki Mosfet ilk olarak iletimde ve onun çıkış kapasitesi C_o başlangıçta deşarjlı olsun. Üstteki mosfet kesime geçtiğinde enerji dc gerilim kaynağı V_1 'den invertere çekilir. Çıkış kapasitesi C_o sıfırdan V_1 gerilimine şarj olur.

$$W_1 = \int_0^T V_1 i_{Co} dt = V_1 \int_0^T i_{Co} dt = V_1 Q \tag{2.1}$$

Bu denklemde i_{Co} , çıkış kapasitesinin şarj akımı , Q , V_1 kaynağından kondansatöre transfer edilen yük ve T , f çalışma frekansının periyodudur. Bu eşitlik lineer ve lineer olmayan kondansatörlerin her ikisi için de doğru kabul edilir. Şayet mosfet çıkış kapasitesi lineer olursa $Q=C_oV_1$ şeklindedir ve 2.1'deki eşitlikte ,

$$W_1 = C_o V_1^2 \tag{2.2}$$

haline dönüşür. V_1 geriliminde lineer çıkış kapasitesinde depolanan enerji ,

$$W_C = \frac{1}{2} C_o V_1^2 \tag{2.3}$$

şeklindedir.Şarj akımı bir direnç içerisinden akarsa bu dirençte harcanan enerji ise ,

$$W_R = W_1 - W_C = \frac{1}{2} C_o V_1^2 \tag{2.4}$$

dir. Burada elde edilen enerji kondansatörde depolanan enerji ile aynıdır. Üstteki Mosfet iletimde iken onun çıkış kapasitesi mosfetin iletimdeki direnci ile deşarj olur. Mosfetde enerji

harcanır. Böylece mosfetin çıkış kapasitesinde şarj ve deşarj süresince harcanan enerji ,

$$W_{sw} = C_o V_1^2 \tag{2.5}$$

dir.Bu nedenle mosfetlerin iletimdeki anahtarlama kaybı ,

$$P_{Ton} = \frac{W_C}{T} = \frac{1}{2} f C_o V_1^2 \tag{2.6}$$

ve toplam güç kaybı aşağıdaki gibidir.

$$P_{sw} = \frac{W_{sw}}{T} = f C_o V_1^2 \tag{2.7}$$

Alttaki mosfetin çıkış kapasitesinde de şarj ve deşarj olayları benzerdir. Diğer bir etki ise mosfetler iletimde iken dikkate alınan Miller etkileridir. İletime geçiş esnasında kapı-kaynak (gate-source) gerilimi artar ve drain-kaynak gerilim azalır , Miller etkisi bu noktada önemlidir , mosfet giriş kapasitesi ve kapı sürme güç gereksinimi artar ve iletim anahtarlama hızı azalır. Rezonans altında çalışmanın avantajı , mosfetler sıfır gerilimle kesimdedir. Örneğin i_{S1} negatif iken drain-kaynak gerilimi v_{DS1} , ters paralel D_1 diyotu tarafından takriben –1V civarında tutulur. Bu zaman aralığı süresince , Q_1 mosfeti v_{GS1} kapı sürme gerilimi tarafından kesimdedir. Drain akımı kesim süresince düşük bir değerdedir. Bunun faydası Mosfetlerin kesimdeki anahtarlama kayıplarının sıfır olmasıdır. v_{DS1} sabitlendiği için Miller etkisi kesim süresince bulunmamaktadır. Özet olarak $f<f_0$ için mosfetlerin iletim kayıpları ve kesimde diyotların kayıpları mevcuttur. Mosfetler kesimde diyotlar ise iletimde kayıpsızdır.

2.3 Rezonans Frekansının Üstünde Çalışma

$f > f_0$ için seri rezonans devresi bir endüktif yükü temsil eder ve *i* akımı ψ faz açısı ile v_{i1} geriliminin gerisindedir. Bundan dolayı anahtar akımı iletimden sonra negatif ve kesimden önce pozitiftir. Yarı iletken elemanların iletime girme sıraları D_1 , Q_1 , D_2 , Q_2 şeklindedir. S_1 anahtarının kesim durumunu irdeleyelim. Q_1 mosfeti v_{GS1} kapı sürme gerilimi ile kesime sokulduğunda Q_1 mosfetinin drain-kaynak gerilimi v_{DS1} artar ve Q_2 mosfetinin drain-kaynak gerilimi v_{DS2} 'nin azalmasına neden olur. v_{DS2} gerilimi –0.7V'a ulaştığında D_2 diyodu iletime girer ve *i* akımı Q_1 mosfeti ile D_2 diyodu üzerinden devresini tamamlar. Böylece sürücü tarafından anahtarlar kesime gitmeye zorlanır. İletime geçişte ise diğer mosfetin kesime gitmesi neden olur. Sadece kesime geçme doğrudan kontrol edilebilir. Mosfetler sıfır gerilim ile iletime girerler. Gerçekte ters paralel diyotların küçük bir negatif gerilimi vardır. Fakat bu

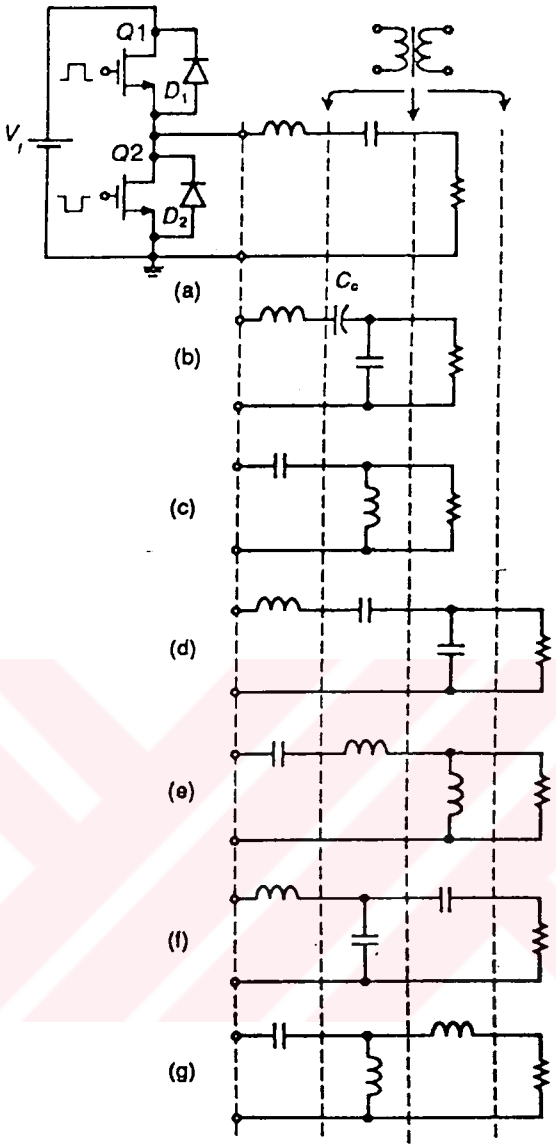
gerilim V_1 giriş gerilimi ile karşılaştırıldığında ihmal edilebilir. Örneğin Q_2 mosfeti , i_{S2} akımı negatif iken v_{GS2} sürme gerilimi ile iletimdedir. V_{DS2} gerilimi mosfetin iletime geçmesi süresince D_2 ters paralel diyotu tarafından takriben –1V'da tutulur. Bu nedenle iletimdeki anahtarlama kayıpları ihmal edilebilir. Miller etkisi bulunmamaktadır. Mosfet giriş kapasitesi Miller etkisi ile artmaz ve iletimde anahtarlama hızı yüksektir. İletimde diyotların akım yükselme hızı di / dt çok düşüktür. Diyot ters kapama akımı , bir sinüs dalgasının küçük bir parçasıdır. Bu nedenle ters paralel diyotlar yavaş olabilir.

$f>f_0$ için , iletimde anahtarlama kayıpları sıfırdır fakat kesimde mosfetlerde kayıplar vardır. Mosfet ve diyotlar iletimde kayıpsızdır. Kesimdeki anahtarlama kayıpları , mosfetlerin birine bir şönt kondansatör eklenmesi ile elemine edilebilir

2.4 D Sınıfı Gerilim Kaynaklı İnverterlerin Çeşitleri

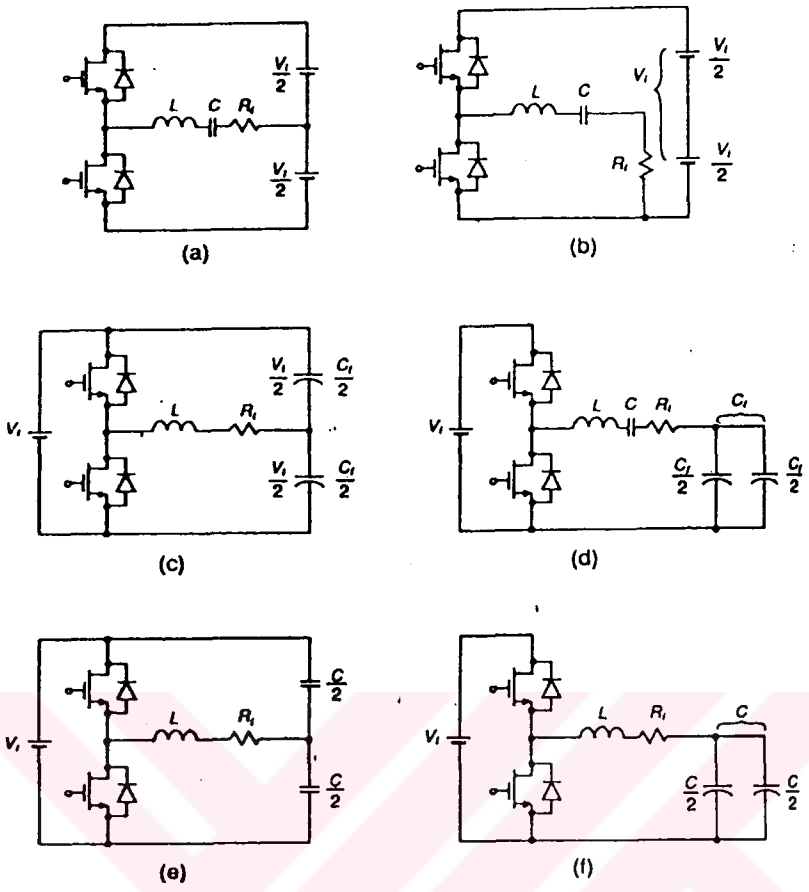
Şekil 2.3'de değişik rezonans devreleri ile D sınıfı gerilim anahtarlamalı inverterler gösterilmiştir. Rezonans devreleri , bir seri rezonans devresinden türetilmiştir. Şekil 2.3(b)'de , C_c büyük bir kublaj kondansatörüdür ve aynı zamanda yük direnci ile seri irtibatlandırılabilir. Şekil 2.3(b)-(g) devreleri için rezonans frekansı yüke bağlıdır. Şekil 2.3(b)'de gösterilen rezonans devresi bir paralel rezonans dönüştürücü için kullanılır. Şekil 2.3(d)'deki devre bir seri-paralel rezonans dönüştürücü için kullanılır. Şekil 2.3(a)-(f)-(g)'nin rezonans devreleri bir sinüsoidal çıkışlı akım kaynağıdır. Bu nedenle , bu devreler akım ile sürülen doğrultucularla bir arada kullanılırlar. Şekil 2.3(b)-(e) inverterleri bir sinüsoidal çıkış gerilimi üretirler ve gerilimle sürülen doğrultucularda uyumla çalışırlar. Şekil 2.3'de gösterilen yerlere yüksek frekans transformatörü yerleştirilebilir.

Şekil 2.4'de D sınıfı gerilim anahtarlamalı inverterin yarım köprü çeşitleri gösterilmiştir. Şekil 2.4(a)'da iki dc gerilim kaynaklı bir yarım köprü inverter gösterilmiştir. Alttaki gerilim kaynağı V_1 / 2 , Şekil 2.4(b)'deki devrenin bir sonucu olarak rezonans devresinden geçen akım için kısa devre gibi davranır. Bu devrenin dezavantajı , yük akımının dc gerilim kaynaklarının iç direncinden geçmesidir ve bu da verimi düşürür.



Şekil 2.3 Farklı rezonans devreli D sınıfı gerilim anahtarlamalı inverterler.

Şekil 2.4(c)'de C_1 / 2 filtre kondansatörler ac elemanlar için kısa devre gibi davranırlar. Kondansatörlerin her birinin üzerindeki dc gerilim V_1 / 2 ye eşittir , fakat ac güç kondansatörlerin iç dirençlerinde harcanır. Şekil 2.4(d)'de , Şekil 2.4(c)'nin inverteri için bir eşdeğer devre gösterilmiştir. Bu devre şayet dc gerilim kaynağı iki yönlü ise kullanılabilir. Bu devrenin avantajlı yönü , yüksek gerilim uygulamalarında filtre kondansatörler üzerindeki gerilim streslerinin Şekil 2.1'deki devredekinden daha az olmasıdır. Şekil 2.4(e)'de rezonans kondansatörü , ac elemanlarla paralel bağlanmış olarak iki kısma ayrılmıştır.



Şekil 2.4 D sınıfı gerilim anahtarlamalı inverterin yarım köprü çeşitleri.

2.5 D Sınıfı Seri Rezonans Devreli İnverterin Analizi

2.5.1 Varsayımlar

Şekil 2.1'deki D sınıfı seri rezonans devreli inverterin analizinde Şekil 2.1(d)'deki eşdeğer devre ve aşağıdaki varsayımlar temel alınmıştır.

1. Mosfet ve diyotun iletimdeki dirençleri lineerdir. Anahtarların parazitik kapasiteleri ihmal edilmiştir ve anahtarlama zamanları sıfırdır.
2. Seri rezonans devresinin elemanları pasif , lineer ve zamanla değişir , aynı zamanda parazitik reaktif bileşenlere sahip değildir.
3. Seri rezonans devresinin yükte kalite faktörü Q_L yeteri kadar yüksektir. Öyle ki rezonans devresinden geçen *i* akımı sinüsoidaldir.

2.5.2 Seri Rezonans Devresi

Seri rezonans devresinin parametreleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

- Rezonans frekansı.

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.8}$$

- Karakteristik empedans.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = w_0 L = \frac{1}{w_0 C} \tag{2.9}$$

- Yükte kalite faktörü.

$$Q_L = \frac{w_0 L}{R} = \frac{1}{w_0 C R} = \frac{Z_0}{R} = \frac{\sqrt{(L/C)}}{R} \tag{2.10}$$

- Yüksüz kalite faktörü.

$$Q_0 = \frac{w_0 L}{r} = \frac{1}{w_0 C r} = \frac{Z_0}{r} \tag{2.11}$$

burada $r = r_{DS} + r_L + r_C$ (2.12)

ve $R = R_i + r$ dir. (2.13)

Yükte kalite faktörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$Q_L = 2\pi \frac{\text{Rezonans frekansında depolanan toplam enerji}}{\text{Rezonans frekansında her bir peryotta harcanan enerji}}$$

$$= 2\pi W_S / (T_0 P_R) = 2\pi (f_0 W_S) / P_R = w_0 W_S / (Pr + P_{Ri}) = Q / P_R \tag{2.14}$$

Burada , W_S ; rezonans frekansı $f_0 = 1 / T_0$ 'da rezonans devresinde depolanmış toplam enerjidir ve $Q = w_0 W_S$; rezonans frekansında L bobini ve C kondansatörünün reaktif güçleridir. Herhangi bir frekansta rezonans devresinde depolanan toplam enerji aşağıdaki ifade ile elde edilir.

$$w_S(w,t) = w_L(w,t) + w_C(w,t) = 1/2 L I_m^2 \sin^2(wt - \psi) + 1/2 C V_{cm}^2 \sin^2(wt - \psi - 90^0)$$

$$= 1/2[L I_m^2 \sin^2(wt - \psi) + 1/2 C V_{cm}^2 \cos^2(wt - \psi)] \tag{2.15}$$

Rezonans frekansında kararlı hal çalışma için , rezonans devresinde ani olarak depolanan toplam enerji sabit ve bobin içinde depolanan maksimum enerjiye eşittir.

$$W_S = W_{Lmax} = 1/2\, L I_m^2 \tag{2.16}$$

Benzer şekilde 2.8'deki ifade kullanılırsa kondansatörde depolanan enerji aşağıdaki gibidir.

$$W_S = W_{Cmax} = 1/2\, C V_{cm}^2 = 1/2\, C I_m^2 / (w_0 C)^2 = 1/2\, I_m^2 / (w_0^2 C)$$

$$= 1/2\, L I_m^2 \tag{2.17}$$

2.16 ve 2.17'deki ifadeler 2.14'de kullanılırsa yüklü kalite faktörü ,

$$Q_L = (\pi f_0 L I_m^2) / P_R = (\pi f_0 C V_{cm}^2) / P_R \quad (2.18)$$

olarak elde edilir. Rezonans frekansında bobinin ve kondansatörün reaktif güçleri , bobin için $Q = 1/2\ V_{Lm} I_m = 1/2\ w_0 L I_m^2$ ve kondansatör için $Q = 1/2\ I_m V_{Cm} = 1/2\ \omega_0 C V_{Cm}^2$ dir. Sonuç olarak kalite faktörü , bobin veya kondansatörün reaktif gücünün R direncine oranı şeklinde tanımlanabilir.

$R = R_i + r$ direnci içerisinde harcanan toplam güç ise ,

$$P_R = 1/2\ RI_m^2 = 1/2\ (R_i + r)\ I_m^2 \quad (2.19)$$

dir.$R_i = 0$ için toplam güç ,

$$P_R = P_r = 1/2\ rI_m^2 \quad (2.20)$$

dir ve bu durumda yüksüz kalite faktörü Q_0 aşağıdaki gibidir.

$$Q_0 = (w_0 W_S) / P_r \quad (2.21)$$

Özet olarak bobinin ve kondansatörün kalite faktörleri ,

$$Q_{L0} = (w_0 W_S) / P_{rL} = (w_0 L) / r_L \quad (2.22)$$

$$Q_{C0} = (w_0 W_S) / P_{rC} = 1 / (w_0 C r_C) \quad (2.23)$$

eşitlikleri ile bulunur.

2.5.3 Seri Rezonans Devresi Giriş Empedansı

Seri rezonans devresinin giriş empedansı aşağıdaki gibidir.

$$Z = R + j\ (\omega L - 1/wC) = R\ [1 + j\ Q_L\ (w/w_0 - w_0/w)]$$

$$= Z_0\ [R/Z_0 + j(w/w_0 - w_0/w)] = Z e^{j\psi} = R + j\ X \quad (2.24)$$

Bu ifadede Z , ψ , R ve X ,

$$Z = R\sqrt{(1+Q_L^2(w/w_0 - w_0/w)^2} = Z_0\sqrt{(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2}$$
$$= Z_0\sqrt{(1/Q_L)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2} \quad (2.25)$$

$$\psi = \arctan\ [Q_L(w/w_0 - w_0/w)] \quad (2.26)$$

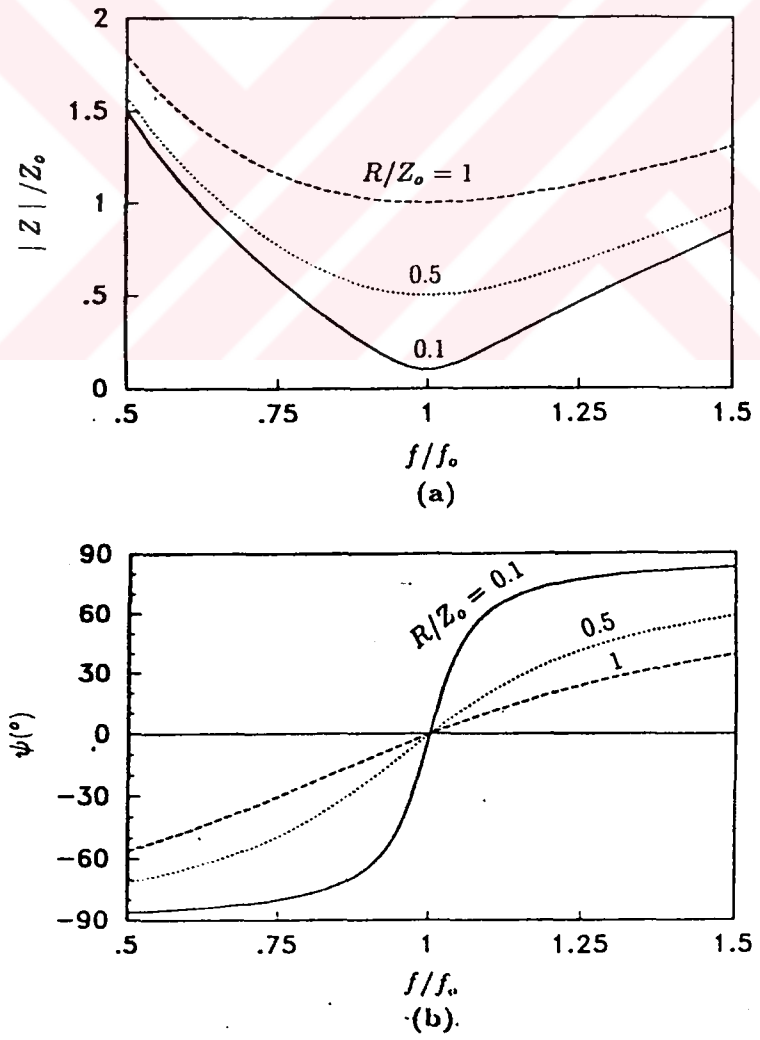
$$R=Z\cos\psi \tag{2.27}$$

$$X = Z\sin\psi \tag{2.28}$$

şeklinde elde edilir. Rezonans frekansı f_0 'da rezonans devresinin reaktansı sıfırdır. 2.26'daki ifadeden ,

$$\cos\psi = \frac{1}{\sqrt{(1+Q_L{}^2(w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.29}$$

bulunur. Şekil 2.5'de R / Z_0'ın sabit değerleri için f / f_0'a bağlı Z / Z_0 ve ψ'nin değişimleri gösterilmiştir.Bu eğrilerde $f<f_0$ için ψ sıfırdan küçüktür. Bunun anlamı rezonans devresi inverterin anahtarlama kısmından bir kapasitif yükü temsil eder. $f>f_0$ için ψ sıfırdan büyüktür bu da rezonans devresinin bir endüktif yükü temsil ettiğini gösterir. Z empedansının büyüklüğü genellikle R direncine göre normalize edilmiştir. Şayet R değişken ve rezonans elemanları L ve C sabit ise bu iyi bir normalizasyon değildir.



Şekil 2.5 Z / Z_0 ve ψ'nin f / f_0 'a bağlı değişimleri.

2.5.4 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri

Şekil 2.1(d)'de gösterilen seri rezonans devresinin giriş gerilim bir kare dalgadır.

$$v = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad V_1 \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad 0 \end{cases} \tag{2.30}$$

Bu gerilim fourier serisine açılırsa ,

$$v = \frac{V_1}{2} + \frac{2V_1}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1-(-1)^n}{2n}Sinnwt$$

$$= V_1\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}Sinwt + \frac{2}{3\pi}Sin3wt + \frac{2}{5\pi}Sin5wt + ...\right) \tag{2.31}$$

olarak elde edilir.

v geriliminin temel bileşeni v_{i1} ve genliği V_m aşağıdaki gibidir.

$$v_{i1} = V_m Sinwt \tag{2.32}$$

$$V_m = \frac{2V_1}{\pi} \approx 0.637V_1 \tag{2.33}$$

v_{i1} gerilimin efektif değeri ise ,

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}V_1}{\pi} \approx 0.45V_1 \tag{2.34}$$

dir. Şayet çalışma frekansı f , rezonans frekansı f_0'da kapatılırsa rezonans devresinin empedansı yüksek harmonikler için çok büyüktür ve bu nedenle rezonans devresinden geçen akım , temel bileşene eşit ve yaklaşık sinüsoidaldır (Kazimierczuk, 1995).

$$i = I_m Sin(wt - \psi) \tag{2.35}$$

2.28 , 2.29 ve 2.33'deki ifadeler kullanılarak akımın genliği aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$I_m = \frac{V_m}{Z} = \frac{2V_1}{\pi Z} = \frac{2V_1 Cos\psi}{\pi R} = \frac{2V_1}{\pi R\sqrt{1+Q_L{}^2(w/w_0 - w_0/w)^2}}$$

$$= \frac{2V_1}{\pi Z_0\sqrt{(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.36}$$

Aynı zamanda çıkış gerilimi ,

$$v_{Ri} = iR_i = V_{Rim}Sin(wt - \psi) \text{ dir.} \tag{2.37}$$

İnverter giriş akımı i_1 , S_1 anahtarından geçen akıma eşittir ve aşağıdaki aralıklarda değişir.

$$i_1 = i_{S1} = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad I_m \sin(wt - \psi) \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad 0 \end{cases} \tag{2.38}$$

2.25 , 2.26 ve 2.33'deki ifadelerden giriş akımının dc bileşeni I_1 elde edilebilir.

$$I_1 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{S1}\,d(wt) = \frac{I_m}{2\pi}\int_0^{\pi} \sin(wt-\psi)\,d(wt) = \frac{I_m\cos\psi}{\pi} = \frac{V_m\cos\psi}{\pi Z}$$

$$= \frac{2V_1\cos\psi}{\pi^2 Z} = \frac{2V_1\cos^2\psi}{\pi^2 R} = \frac{2V_1 R}{\pi^2 Z^2} = \frac{I_m}{\pi\sqrt{1+Q_L(w/w_0 - w_0/w)^2}}$$

$$= \frac{2V_1}{\pi^2 R\left[1+Q^2{}_L(w/w_0 - w_0/w)^2\right]} \qquad (2.39)$$

f=f_0'da I_1 giriş akımının ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$I_1 = \frac{I_m}{\pi} = \frac{2V_1}{\pi^2 R} \approx \frac{V_1}{5R} \qquad (2.40)$$

DC giriş gücü P_1 ,

$$P_1 = I_1 V_1 = \frac{2V_1^2\cos^2\psi}{\pi^2 R} = \frac{2V_1^2}{\pi^2 R\left(1+Q_L{}^2(w/w_0 - w_0/w)^2\right)}$$

$$= \frac{2V_1{}^2 R}{\pi^2 Z_0{}^2\left[(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2\right]} \qquad (2.41)$$

şeklindedir.

f=f_0'da dc giriş gücü aşağıdaki gibidir.

$$P_1 = \frac{2V_1^2}{\pi^2 R} \approx \frac{V_1^2}{5R} \qquad (2.42)$$

2.36'daki ifade kullanılarak P_{Ri} çıkış gücü bulunabilir.

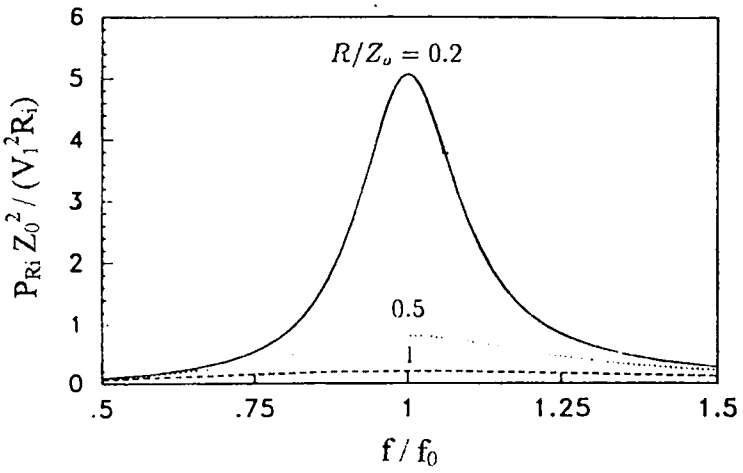
$$P_{Ri} = \frac{I_m{}^2 R_i}{2} = \frac{2V_1{}^2 R_i\cos^2\psi}{\pi^2 R^2} = \frac{2V_1{}^2 Ri}{\pi^2 R^2(1+Q_L{}^2(w/w_0 - w_0/w)^2)}$$

$$= \frac{2V_1{}^2 R_i}{\pi^2 Z_0\left[(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2\right]} \qquad (2.43)$$

f=f_0'da çıkış gücü ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$P_{Ri} = \frac{2V_1{}^2 R_i}{\pi^2 R^2} \approx \frac{V_1{}^2 R_i}{5R^2} \qquad (2.44)$$

Normalize edilmiş çıkış gücü $P_{Ri}\,Z_0{}^2 / (V_1{}^2 R_i)$, Şekil 2.6'da R / Z_0'ın farklı değerleri için f / f_0'ın bir fonksiyonu gibi gösterilmiştir. Bu eğrilerde maksimumu çıkış gücü , f_0 rezonans frekansında ve düşük R toplam direncinde meydana gelmektedir.



Şekil 2.6 $P_{Ri} Z_0^2 / (V_1^2 R_i)$ 'nin f / f_0'a bağlı değişimi.

2.5.5 Akım ve Gerilim Stresleri

Her bir anahtar üzerindeki gerilimin tepe değeri , giriş gerilimine eşittir.

$$V_{SM} = V_1 \tag{2.45}$$

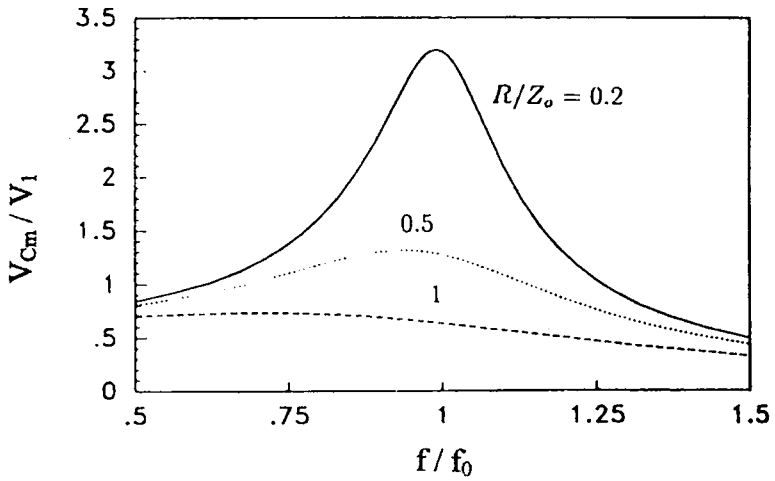
Anahtar tepe akımlarının maksimum değeri ve rezonans devresinden geçen akımın maksimum genliği f=f_0'da meydana gelir. Bundan dolayı rezonans frekansında bu akımlar birbirine eşittir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_{SM} = I_{mr} = \frac{2V_1}{\pi R} \tag{2.46}$$

C kondansatörü üzerindeki gerilimin genliği V_{Cm} , 2.36'daki ifadeden elde edilebilir.

$$V_{Cm} = \frac{I_m}{wC} = \frac{2V_1}{\pi(w/w_0)\sqrt{(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.47}$$

Şekil 2.7'de R / Z_0'ın sabit değerleri için f / f_0'a göre V_{Cm} / V_1'in değişimleri gösterilmiştir.



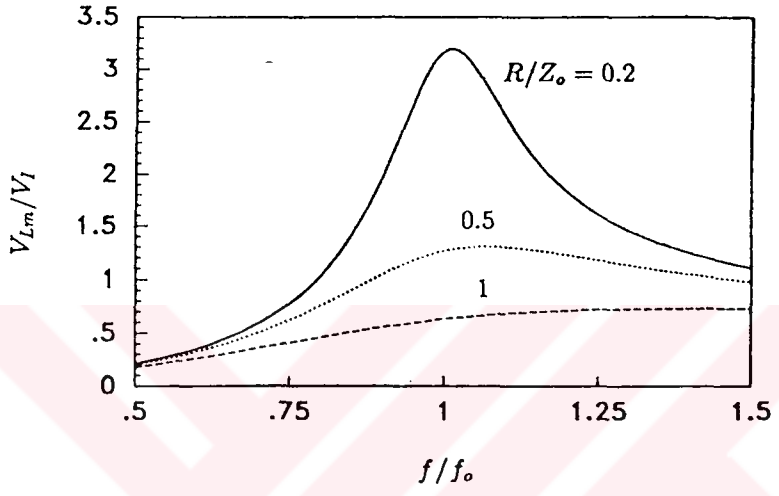
Şekil 2.7 f / f_0'a bağlı olarak V_{Cm} / V_1'in değişimleri.

Benzer şekilde L bobini üzerindeki gerilimin genliği aşağıdaki gibidir.

$$V_{Lm} = wLI_m = \frac{2V_1(w/w_0)}{\pi\sqrt{(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.48}$$

f=f_0 'da bobin ve kondansatör gerilimlerinin maksimum genliği meydana gelir.

$$V_{Cm(\max)} = V_{Lm(\max)} = Z_0 I_{mr} = Q_L V_m = \frac{2V_1 Q_L}{\pi} \tag{2.49}$$



Şekil 2.8 f / f_0 'a bağlı olarak V_{Lm} / V_1'in değişimleri.

Şekil 2.8'de R / Z_0'ın sabit değerleri için , f / f_0 'a göre V_{Lm} / V_1 değişimleri gösterilmiştir. Rezonans elemanlarının maksimum gerilim stresleri , rezonans frekansında , maksimum dc giriş gerilimi V_1=V_{1max}'da ve maksimum yüklü kalite faktörü Q_L'de meydana gelir. Gerçektende V_{Lm}' in maksimum değeri f_0'ın biraz üstünde ve V_{Cm}'in maksimum değeri f_0'ın biraz altında meydana gelmektedir. Bununla birlikte bu sonuç uygulamalarda ihmal edilebilir.

2.5.6 Kısa Devre ve Açık Devre Şartları Altında Çalışma

D sınıfı seri rezonans devreli bir inverter , çıkışı açık devre (boşta) olarak emniyetli çalışabilir. Şayet inverter çıkışı f , f_0'a yakınlaştırıldığında kısa devre edilirse bu durumda , inverter arızalara eğilimlidir. Eğer R_i = 0 ise , anahtarlar ve rezonans devresinden geçen akımın genliği aşağıdaki gibidir.

$$I_m = \frac{2V_1}{\pi r\sqrt{1 + (Z_0/r)^2(w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.50}$$

I_m akımının maksimumu değeri $f=f_0$'da meydana gelir ve ,

$$I_{SM} = I_{mr} = \frac{2V_1}{\pi R} \tag{2.51}$$

şeklindedir.

Rezonans elemanları L ve C üzerinde meydana gelen gerilimin genliği ise aşağıdaki gibidir.

$$V_{Cm} = V_{Lm} = \frac{I_{mr}}{w_0 C} = w_0 L I_{mr} = Z_0 I_{mr} = \frac{2V_1 Z_0}{\pi r} = \frac{2V_1 Q_0}{\pi} \tag{2.52}$$

2.6 D Sınfı Seri Rezonans Devreli İnverterin Gerilim Transfer Fonksiyonu

D sınıfı seri rezonans inverterler işlevsel olarak anahtarlama ve rezonans olmak üzere iki kısma ayrılabilir. Şekil 2.9'da inverterin bir blok diyagramı gösterilmiştir. Anahtarlama kısmı bir anahtar takımı ve bir dc giriş gerilimi V_1'den oluşmaktadır. Anahtarlar kontrollü bir v kare dalga gerilimi üretirler. Rezonans devresi bir sinüsoidal akıma zorlandığı için anahtar kısmından rezonans kısmına sadece temel bileşenin gücü transfer edilir. Bundan dolayı güç ifadesinde 2.32'de verilen v geriliminin , sadece temel bileşenini dikkate almak yeterlidir.

Anahtar kısmının gerilim transfer fonksiyonu M_{Vs} ,

$$M_{Vs} \equiv \frac{V_{rms}}{V_1} \tag{2.53}$$

şeklinde tanımlanabilir.

V_{rms}, v geriliminin temel bileşeni v_{i1}'in efektif değeridir. İnverterin rezonans kısmı kare dalga v gerilimini sinüsoidal akım veya gerilim sinyali haline dönüştürür. Çünkü bir V_1 dc giriş gerilimi ve S_1 ve S_2 anahtarları yaklaşık ideal bir ac gerilim kaynağı oluşturur , çoğu rezonans devreleri paralel bağlanabilir. Şayet rezonans devresi bir R_i direnci ile yüklenmiş ise rezonans kısmının gerilim transfer fonksiyonu $\mathbf{M_{Vr}}$,

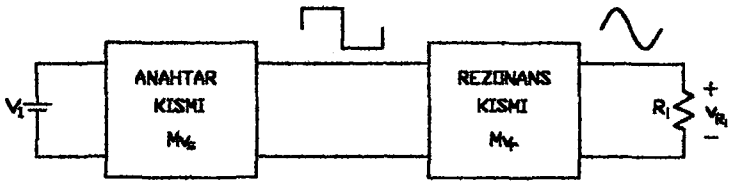
$$\mathbf{M_{Vr}} \equiv \frac{\mathbf{V_{Ri}}}{\mathbf{V_1}} = M_{Vr} e^{j\varphi} \tag{2.54}$$

şeklinde tanımlanabilir.$\mathbf{V_1}$, v_{i1} geriliminin fazörü ve $\mathbf{V_{Ri}}$, R_i üzerindeki sinüsoidal çıkış gerilimi v_{Ri} , geriliminin fazörüdür. $\mathbf{M_{Vr}}$ 'nin modülü ise aşağıdaki denklemle bulunabilir.

$$M_{Vr} = \frac{V_{Ri}}{V_{rms}} \tag{2.55}$$

V_{Ri} , v_{Ri} 'nin efektif değeridir. Bütün inverterin gerilim transfer fonksiyonu M_{VI} ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$M_{VI} = M_{Vs} M_{Vr} = \frac{V_{Ri}}{V_1} \tag{2.56}$$



Şekil 2.9 D sınıfı inverterin blok diyagramı.

İnverterin girişinden seri rezonans devresinin girişine , gerilim transfer fonksiyonunda $V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}V_1}{\pi}$ ifadesi kullanılırsa M_{Vs} ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$M_{Vs} = \frac{V_{rms}}{V_1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0.45 \tag{2.57}$$

Seri rezonans devresinin ac-ac gerilim transfer fonksiyonu $\mathbf{M_{Vr}}$ ise ,

$$\mathbf{M_{Vr}} = \frac{\mathbf{V_{Ri}}}{\mathbf{V_1}} = \frac{R_i}{R_i + r + j(wL - 1/wC)} = \frac{\eta_{Ir}}{1 + jQ_L(w/w_0 - w_0/w)}$$

$$= M_{Vr} e^{j\varphi} \tag{2.58}$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada M_{Vr} ve φ ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$M_{Vr} = \frac{V_{Ri}}{V_{rms}} = \frac{\eta_{Ir}}{\sqrt{1 + Q_L{}^2 (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.59}$$

$$\varphi = -\arctan[Q_L(w/w_0 - w_0/w)] \tag{2.60}$$

Burada $\eta_{Ir} = R_i/(R_i + r) = R_i/R$, sadece iletimdeki kayıpları göz önünde bulundurulmuş inverterin verimidir. Sonuç olarak 2.57 ve 2.59'daki ifadeler birleştirilirse D sınıfı seri rezonans devreli inverterin dc-ac gerilim transfer fonksiyonu M_{VI} ,aşağıdaki eşitlikle bulunur.

$$M_{VI} = \frac{V_{Ri}}{V_1} = \frac{V_{Ri}}{V_{rms}} \frac{V_{rms}}{V_1} = M_{Vs} M_{Vr} = \frac{\sqrt{2}\eta_{Ir}}{\pi\sqrt{1 + Q_L{}^2 (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.61}$$

M_{VI}'nın maksimum değeri $f/f_0=1$'de meydana gelir ve $M_{VImax} = \sqrt{2}\eta_{Ir} / \pi = 0.45\eta_{Ir}$ dir. Böylece M_{VI}'nın değeri sıfır ile $0.45\eta_{Ir}$ aralığında değişir

2.7 Verim

Güç Mosfetleri için iletim kayıbı P_{rDS} ,

$$P_{rDS} = \frac{I_m{}^2 r_{DS}}{4} \tag{2.62}$$

dir. Rezonans bobini ve kondansatörü için iletim kayıpları aşağıdaki gibidir.

$$P_{rL} = \frac{I_m{}^2 r_L}{2} \ , \ P_{rC} = \frac{I_m{}^2 r_C}{2} \tag{2.63}$$

Bu ifadelerden mosfet ve rezonans devresi için toplam iletim kayıpları ,

$$P_r = 2P_{rDS} + P_{rL} + P_{rC} = \frac{I_m{}^2 (r_{DS} + r_L + r_C)}{2} = \frac{I_m{}^2 r}{2} \tag{2.64}$$

şeklindedir. Anahtarlama ve kapı sürme kayıpları ihmal edilir ve dc giriş gücü ve çıkış gücü ifadeleri kullanılırsa sadece iletim kayıplarının neden olduğu verim aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\eta_{Ir} = \frac{P_{Ri}}{P_I} = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri} + P_r} = \frac{R_i}{R_i + r} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_i}} = 1 - \frac{r}{R_i + r}$$
$$= 1 - \frac{1}{1 + \frac{R_i}{r}} = 1 - \frac{Q_L}{Q_0} \tag{2.65}$$

Bu düzen içerisinde yüksek verim elde etmek için yük direnci R_i'nin parazitik direnç r'ye oranının yüksek olması gerekir. Rezonans frekansının altında çalışma için , kesimdeki anahtarlama kayıpları sıfırdır. Bununla birlikte iletimde anahtarlama kayıpları vardır. Bu kayıp Mosfet'lerin çıkış kapasitelerinin şarjı ve deşarjı ile ilişkilidir.

2.8 D Sınıfı Tam Köprü Seri Rezonans Devreli İnverter

2.8.1 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri

Şekil 2.10'da bir D sınıfı tam köprü seri rezonans devreli inverterin devresi gösterilmiştir. Bu devre dört kontrol edilebilir anahtardan ve bir seri rezonans devresinden meydana gelmektedir. Şekil 2.11'de inverterin gerilim ve akım dalga şekilleri gösterilmiştir.

Dikkat edilirse burada rezonans devresinin girişindeki gerilim , yarım köprü inverterdekinden iki kat daha büyüktür. Güç mosfetlerinin iletimdeki dirençlerinin ortalama direnci $r_S = (r_{DS1} + r_{DS2} + r_{DS3} + r_{DS4})/2 \approx 2r_{DS}$ dir. Toplam parazitik direnç ,

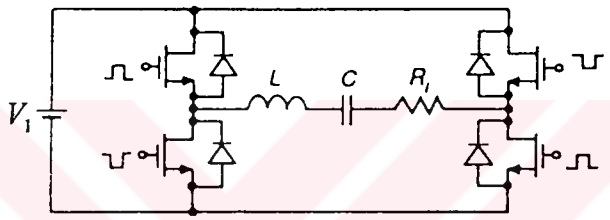
$$r \approx 2r_{DS} + r_L + r_C \tag{2.66}$$

ile ifade edilir.

Toplam direnç ise ,

$$R = R_i + r = R_i + 2r_{DS} + r_L + r_C \tag{2.67}$$

denklemiyle elde edilir.



Şekil 2.10 D sınıfı gerilim anahtarlamalı tam köprü seri rezonans devreli inverter.

Şekil 2.11'e ilişkin olarak seri rezonans devresinin giriş gerilimi ,

$$v = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad V_1 \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad -V_1 \end{cases} \tag{2.68}$$

olan bir kare dalgadır. Bu gerilim ifadesi fourier serisine açılırsa ,

$$v = \frac{4V_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1-(-1)^n}{2n} Sinnwt$$

$$= V_1 \left(\frac{4}{\pi} Sinwt + \frac{4}{3\pi} Sin3wt + \frac{4}{5\pi} Sin5wt + ...\right) \tag{2.69}$$

olarak elde edilir. v gerilimini temel bileşeni $v_{i1} = V_m \sin wt$ dir. Bu gerilimin genliği V_m aşağıdaki denklemle elde edilir.

$$V_m = \frac{4V_1}{\pi} \approx 1.273V_1 \tag{2.70}$$

2.70'deki gerilim ifadesinin efektif değeri V_{rms} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}V_1}{\pi} = 0.9V_1 \tag{2.71}$$

S_1 ve S_4 anahtarları içerisinden geçen akımlar ,

$$i_{S1} = i_{S4} = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad I_m \sin(wt - \psi) \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad - \qquad 0 \end{cases} \tag{2.72}$$

ve S_2 ve S_3 anahtarları içerisinden geçen akımlar ,

$$i_{S2} = i_{S3} = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \qquad 0 \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad -I_m \sin(wt - \psi) \end{cases} \tag{2.73}$$

şeklindedir. İnverterin giriş akımı ise aşağıdaki gibidir.

$$i_1 = i_{S1} + i_{S3} \tag{2.74}$$

2.25 , 2.28 ve 2.70'deki ifadeler kullanılarak giriş akımının dc bileşeni bulunabilir.

$$I_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i_{S1} d(wt) = \frac{I_m}{\pi}\int_0^{\pi} \sin(wt - \psi) d(wt) = \frac{2I_m \cos\psi}{\pi} = \frac{2V_m \cos\psi}{\pi Z}$$
$$= \frac{8V_1 \cos\psi}{\pi^2 Z} = \frac{8V_1 R}{\pi^2 Z^2} = \frac{2I_m}{\pi\sqrt{1 + Q_L{}^2 (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.75}$$

$$= \frac{8V_1}{\pi^2 R\left[1 + Q_L{}^2 (w/w_0 - w_0/w)^2\right]}$$

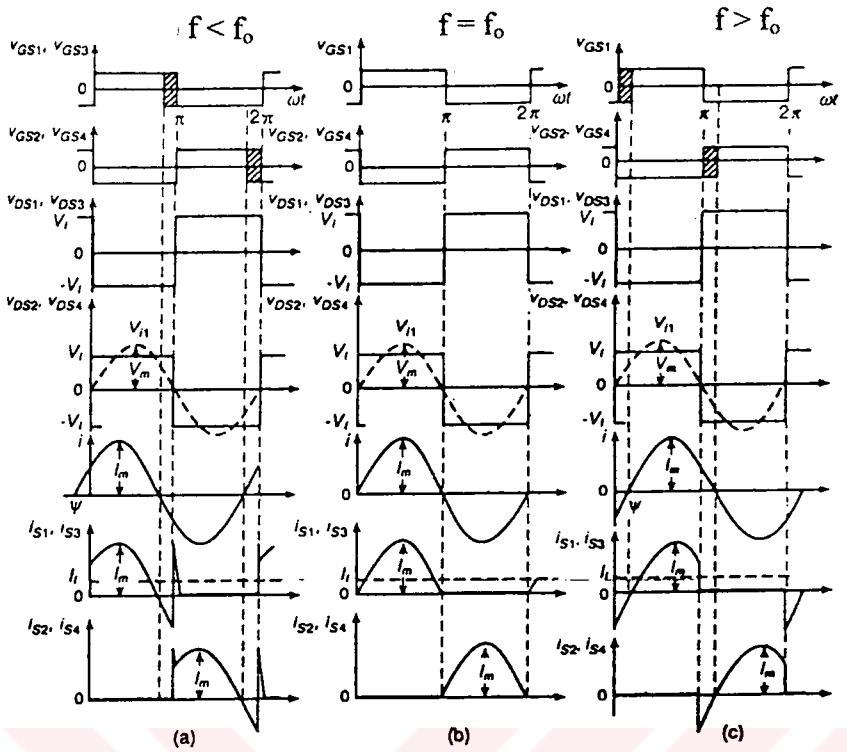
f=f_0'da giriş akımının dc bileşeni ,

$$I_1 = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{8V_1}{\pi^2 R} \quad \text{dir.} \tag{2.76}$$

DC giriş gücü ,

$$P_1 = I_1 V_1 = \frac{8V_1{}^2 \cos^2\psi}{\pi^2 R} = \frac{8V_1{}^2}{\pi^2 R\left[1 + Q_L{}^2 (w/w_0 - w_0/w)^2\right]}$$
$$= \frac{8V_1{}^2 R}{\pi^2 Z_0{}^2\left[(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2\right]} \tag{2.77}$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 2-11 D sınıfı tam köprü seri rezonans devreli inverterin dalga şekilleri.

Rezonans frekansında ($f=f_0$) dc giriş gücü ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$P_1 = \frac{8V_1^2}{\pi^2 R} \tag{2.78}$$

Seri rezonans devresinden geçen akımın genliği 2.28 , 2.29 ve 2.70'deki ifadeler kullanılarak aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$I_m = \frac{V_m}{Z} = \frac{4V_1}{\pi Z} = \frac{4V_1 \cos\psi}{\pi R} = \frac{4V_1}{\pi R\sqrt{1+Q_L^2(w/w_0 - w_0/w)^2}}$$
$$= \frac{4V_1}{\pi Z_0\sqrt{(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.79}$$

$f=f_0$ rezonans frekansında rezonans devresinden geçen akımın genliği için,

$$I_{SM} = I_{mr} = \frac{4V_1}{\pi R} \tag{2.80}$$

eşitliği geçerlidir.

Her bir anahtar üzerindeki gerilim stresi ,

$$V_{SM} = V_1 \text{ dir.} \tag{2.81}$$

C kondansatörü ve L bobini üzerindeki gerilimin genliği ,

$$V_{Cm} = \frac{I_m}{wC} = \frac{4V_1}{\pi(w/w_0)\sqrt{(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.82}$$

$$V_{Lm} = wLI_m = \frac{4V_1(w/w_0)}{\pi\sqrt{(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2}} \tag{2.83}$$

bağıntıları ile elde edilir. Rezonans frekansında bu gerilim ifadeleri birbirine eşittir.

$$V_{Cm} = V_{Lm} = Z_0 I_{mr} = Q_L V_m = \frac{4V_1 Q_L}{\pi} \tag{2.84}$$

Son olarak çıkış gücü ifadesini bulabiliriz.

$$P_{Ri} = \frac{I_m{}^2 R_i}{2} = \frac{8V_1{}^2 R_i \cos^2\psi}{\pi^2 R^2} = \frac{8V_1{}^2 R_i}{\pi^2 R^2\left[1 + Q_L{}^2(w/w_0 - w_0/w)^2\right]}$$
$$= \frac{8V_1{}^2 R_i}{\pi^2 Z_0{}^2\left[(R/Z_0)^2 + (w/w_0 - w_0/w)^2\right]} \tag{2.85}$$

f=f_0 rezonans frekansı için çıkış gücü ifadesi P_{Ri} aşağıdaki denklemle bulunabilir.

$$P_{Ri} = \frac{8V_1{}^2 R_i}{\pi^2 R^2} \tag{2.86}$$

2.8.2 Verim

Her bir mosfet , rezonans bobini ve kondansatörü için iletim kayıpları daha önceki konu içerisindeki 2.62 , 2.66 ve 2.63'deki ifadelerde çıkartılmıştır.(P_{rDS} , P_{rL} , P_{rC}) Buna göre 4 mosfet ve rezonans devresinin iletimdeki kayıp gücü ,

$$P_r = \frac{I_m{}^2 r}{2} = \frac{I_m{}^2(2r_{DS} + r_L + r_C)}{2} \tag{2.87}$$

denklemiyle bulunur. Rezonans frekansının altında çalışma için iletimdeki kayıplar P_{SW} ve kapı sürme gücü P_G kullanılarak , D sınıfı inverterde harcanan toplam güç P_T elde edilebilir.

Bu durumda inverterde harcanan toplam güç P_T ,

$$P_T = P_r + 4P_{SW} + 4P_G = \frac{rI_m^{\,2}}{2} + 40C_{ds(25V)}\sqrt{V_1^{\,3}} + 4fQ_gV_{GSpp} \tag{2.88}$$

eşitliği ile bulunur. Bununla birlikte rezonans frekansının altında çalışan tam köprü inverterin verimi ,

$$\eta_I = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri} + P_T} = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri} + P_r + 4P_{SW} + 4P_G} \tag{2.89}$$

bağıntısı ile bulunabilir. Benzer şekilde rezonans frekansının üzerinde çalışma için D sınıfı tam köprü seri rezonans devreli inverter için toplam güç ve verim ifadeleri aşağıdaki gibidir. Burada P_{toff} , her bir mosfet için kesimdeki kayıp güç dür.

$$P_T = P_r + 4P_{toff} + 4P_G = \frac{rI_m^{\,2}}{2} + fV_1I_{OFF}\left(\frac{4t_r}{3} + 2t_f\right) + 4fQ_gV_{GSpp} \tag{2.90}$$

$$\eta_I = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri} + P_T} = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri} + P_r + 4P_{toff} + 4P_G} \tag{2.91}$$

3. D SINIFI PARALEL REZONANS DEVRELİ İNVERTER

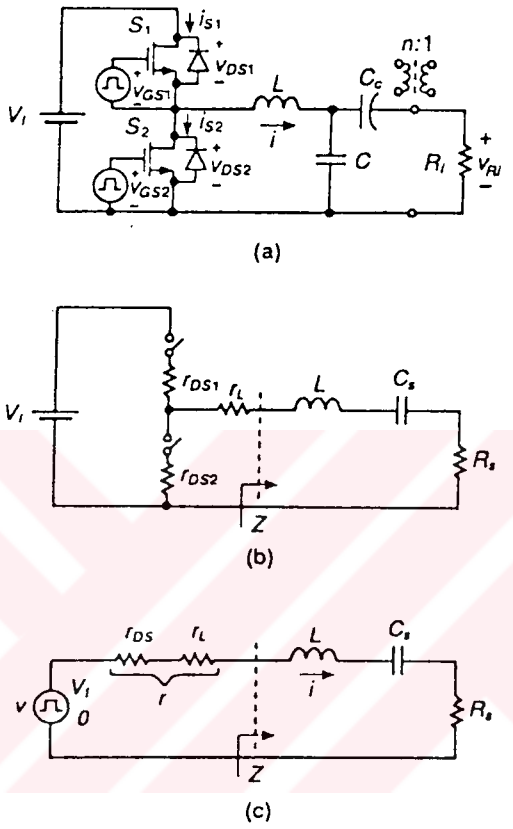
Yük direnci LC bileşenleri ile seri bir şekilde birleştirilmiş D sınıfı seri rezonans devreli inverter bundan önceki konu da işlenmişti. Yük direncindeki artış anahtarlar ve rezonans devresinden geçen akımı azaltmaktadır. Bu konuda D sınıfı gerilim kaynaklı paralel rezonans devreli inverter incelenmiş ve temel karakteristikleri çıkartılmıştır. Burada yük direnci rezonans kondansatörü ile paralel bağlanmıştır. Şayet yük direnci , rezonans kondansatörünün reaktansından çok büyük ise rezonans bobini ve anahtarlar içerisinden geçen akım hemen hemen yükten bağımsızdır. Yük direncindeki artış , yük ve rezonans kondansatörü üzerindeki gerilimi artırır ve bunun sonucu olarak çıkış gücü artar (Kazimierczuk, 1995).

3.1 Çalışma Prensibi

Şekil 3.1(a) 'da bir D sınıfı paralel rezonans devreli inverter gösterilmiştir. Bu devre , S_1 ve S_2 anahtarları , L rezonans bobini , C rezonans kondansatörü ve bir dc kublaj kondansatörü C_c den meydana gelmiştir. R_i direnci C kondansatörü ile paralel bağlanmıştır ve ac gücü temsil eden bir yükü ifade etmektedir. Burada C_c kondansatörü yük direnci R_i içerisinden geçen dc akımı engellemektedir. C_c kondansatörü aynı zamanda L bobini ile seri bağlanabilir. Fakat bu durumda C_c kondansatörünün eşdeğer seri reaktansı içerisinde geçen yüksek akım verimi düşürür. C_c kondansatörü üzerindeki ortalama gerilim $V_1 / 2$ ye eşittir. C rezonans kondansatörü ile bir transformatör paralel bağlanabilir. Bu durumda C kondansatörü transformatörün primer ve sekonder taraflarından herhangi birine bağlanabilir. Şayet sekonder tarafa bağlanırsa transformatörün kaçak endüktansı , rezonans endüktansı L içerisinde depo edilir.

İnverterin trafolu versiyonlarında C_c kondansatörü , şayet üstteki mosfetin drain ve kaynak uçları kısa devreden dolayı zarar görürse transformatörün primer tarafının dc kaynak üzerinden kısa devre olmasını önlemek için L rezonans bobini ile seri bağlanmak zorundadır. Her anahtar bir mosfet ve ters paralel diyottan meydana gelmiştir. Mosfetlerin gövde-drain pn jonksiyon diyodu rezonans frekansının üzerindeki çalışmalar için ters paralel diyot gibi kullanılabilir. Mosfetler dikdörtgen dalga biçimindeki v_{GS1} ve v_{GS2} sürme gerilimleriyle tetiklenir. Her bir anahtar sadece sürme akımı pozitif iken kontrol edilebilir. S_1 ve S_2 anahtarları anahtarlama frekansı $f = w/2\pi$ de sıra ile iletim ve kesimdedir. Güç Mosfetlerin kesimdeki gecikme zamanlarından dolayı v_{GS1} ve v_{GS2} sürme gerilimlerinin görev periyodu oranı, karşılıklı iletime geçmeyi önlemek amacı ile %50 den biraz az olmalıdır.

Şekil 3.1(b)'de D sınıfı paralel rezonans devreli inverterin eşdeğer devresi gösterilmiştir. Mosfetler iletimdeki dirençleri r_{DS1} ve r_{DS2} ile modellenmiştir. r_L direnci , L bobininin eşdeğer seri direncini temsil eder. Pratikte C kondansatörünün eşdeğer seri direnci r_C genellikle çok küçük olduğundan analizlerde ihmal edilebilir.



Şekil 3.1 D sınıfı paralel rezonans devreli inverter.

Şekil 3.1(a)'daki R_i direnci ve C kondansatörünün paralel kombinasyonu , Şekil 3.1(b)'de görüleceği gibi R_s direnci ve C_s kondansatöründen oluşan bir seri kombinasyona dönüştürülmüştür. $r_{DS} = (r_{DS1} + r_{DS2})/2$ direnci mosfetlerin iletimdeki ortalama direncidir. Kondansatörlerin parazitik dirençleri ihmal edilirse toplam parazitik direnç r ,

$$r = r_{DS} + r_L \tag{3.1}$$

dir. İnverterin toplam direnci R ise aşağıdaki ifade ile bulunur.

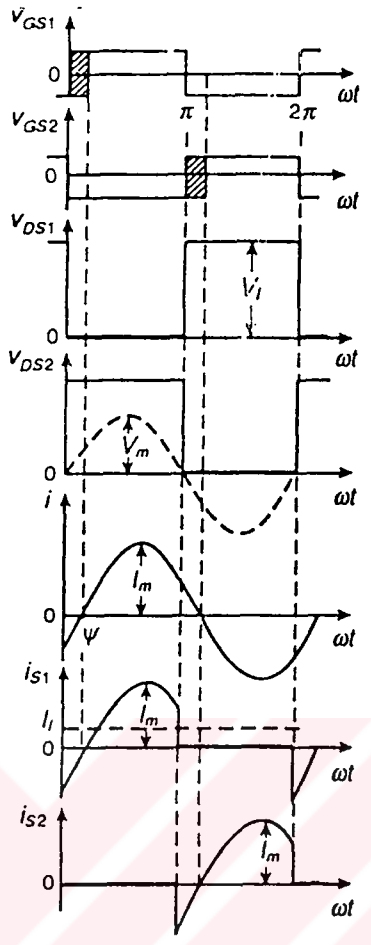
$$R = R_s + r = R_s + r_{DS} + r_L \tag{3.2}$$

Şekil 3.2'de $f > f_r$ için , D sınıfı paralel rezonans devreli invertere ait akım ve gerilim dalga

şekilleri gösterilmiştir. Burada $f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC_s})$ frekansı , L-C_s-R devresinin rezonans frekansıdır. Rezonans devresinin giriş gerilimi v_{DS2} alt değeri sıfıra ve üst değeri V_1'e eşit bir kare dalgadır. Analiz L , C ve R_i'nin akımları sinüsoidal kabul edilerek basitleştirilmiştir. Şayet rezonans devresinin yüklü kalite faktörü Q_L , yeteri kadar büyük ise ($Q_L \geq 2.5$) bu yaklaşım doğrudur. Bu durumda floresan lamba veya doğrultucu gibi lineer olmayan yük , bir lineer empedansla modellenebilir. Şayet $Q_L < 2,5$ ise , bobin akımının dalga şekli bir sinüs dalgasından farklıdır ve doğru bir analitik çözümün elde edilmesi güçleşir. *i* bobin akımı S_1 ve S_2 anahtarları tarafından sıra ile iletilir. Anahtar akımı negatif olduğunda ve diyot içerisinden aktığında mosfetlerden biri iletimde olmalıdır. Şekil 3.2'de işaretli alanlar ölü zaman aralığını temsil etmektedir.

$f < f_r$ için faz açısı $\psi < 0$ dır ve rezonans devresi v_i gerilim kaynağı için bir kapasitif yükü temsil eder. Bobin akımı *i* , v geriliminin temel bileşenine göre ileridedir. Bununla birlikte ters paralel diyotların kesimde akım yükselme hızları di/dt'nin yüksek olması , anahtarlar içerisinde yüksek akım darbelerinin oluşmasına , verimin ve güvenirliğin düşmesine neden olur. Bu problem dışardan diyot eklenmesi ile azaltılabilir. Fakat yine de verim azalacaktır. Bu nedenle bundan sonraki analizlerde sadece rezonans frekansının üstündeki çalışmalar incelenecektir. ($f > f_r$)

$f > f_r$ için faz açısı $\psi > 0$ dır. Rezonans devresi endüktif yükü temsil eder ve *i* akımı , v geriliminin temel bileşenine göre geridedir. Bu nedenle anahtar akımı iletimden sonra negatif ve kesimden önce pozitifdir. S_1 anahtarının kesimini incelersek , Q_1 mosfeti v_{GS1} kapı sürme gerilimi tarafından kesime gittiğinde Q_1 mosfetinin v_{DS1} drain-kaynak gerilimi artar. Bunun sonucu olarak Q_2 mosfetinin v_{DS2} drain-kaynak gerilimi azalır. v_{DS2} gerilimi –0.7V'a ulaştığında D_2 diyodu iletime geçer ve bundan sonra *i* akımı Q_1 mosfetinden D_2 diyotuna akarak devreyi tamamlar. Sürücü tarafından anahtar kesime gitmeye zorlanırken , anahtarın iletime geçmesine diğer mosfetin kesime geçmesi neden olur. Anahtar akımı negatif ve ters paralel diyottan geçtiği zaman mosfet sürücü tarafından iletime sokulmamalıdır. Bu nedenle mosfet yaklaşık sıfır gerilim ile iletimdedir ve iletimdeki anahtarlama kayıpları ihmal edilebilir seviyededir.



Şekil 3.2 D sınıfı paralel rezonans devreli inverterin $f > f_r$ için akım ve gerilim dalga şekillleri.

3.2 D Sınıfı Paralel Rezonans Devreli İnverterin Analiz

3.2.1 Varsayımlar

Şekil 3.1(a)'daki D sınıfı paralel rezonans devreli inverterin analizi için aşağıdaki varsayımlar kabul edilmiştir.

1. Her bir anahtar kesimde iken açık devre ve iletimde iken r_{DS} direncine sahiptir.
2. Anahtarlama kayıpları ihmal edilmiştir.
3. Rezonans devresinin yüklü kalite faktörü Q_r yeteri kadar yüksektir. Öyleki L bobini , C kondansatörü ve R_i direnci içerisinden geçen akım sinüsoidaldir.
4. C_C kondansatörü yeteri kadar büyüktür. Öyleki onun ac gerilim dalgalanmaları ihmal edilebilir.

5. Mosfet'lerin çıkış kapasiteleri ihmal edilmiştir.

3.2.2 Rezonans Devresi

Şekil 3.1a'daki inverterin rezonans devresi ikinci basamak düşük geçirgen bir filtredir ve aşağıdaki normalize edilmiş parametreler tanımlanabilir.

- Köşe frekansı

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3.3}$$

- Karakteristik empedans.

$$Z_0 = w_0 L = \frac{1}{w_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.4}$$

- f_0 köşe frekansında yüklü kalite faktörü.

$$Q_L = w_0 C R_i = \frac{R_i}{w_0 L} = \frac{R_i}{Z_0} \tag{3.5}$$

- Rezonans frekansı.

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \tag{3.6}$$

- f_r rezonans frekansında yüklü kalite faktörü.

$$Q_r = \frac{w_r L}{R_s} = \frac{1}{w_r C_s R_s} \tag{3.7}$$

C_c dc kublaj kondansatör için reaktans sıfır kabul edilir 3.3 ve 3.5'deki ifadeler kullanılarak , rezonans devresinin giriş empedansı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Z = jwL + \frac{R_i \frac{1}{jwC}}{R_i + \frac{1}{jwC}} = \frac{R_i\left[1-(w/w_0)^2 + j\frac{1}{Q_L}(w/w_0)\right]}{1+jQ_L(w/w_0)} = Z e^{j\psi} = R_s + jX_s \tag{3.8}$$

$$\frac{Z}{Z_0} = \sqrt{\frac{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + (w/w_0)^2}{1+(Q_L w/w_0)^2}} \tag{3.9}$$

$$\psi = \arctan\left\{Q_L(w/w_0)^2\left[(w/w_0)^2 + \frac{1}{Q_L{}^2} - 1\right]\right\} \tag{3.10}$$

$$R_s = Z\cos\psi \tag{3.11}$$

$$X_s = Z\sin\psi \tag{3.12}$$

Yukardaki trigonometrik ifadeler kullanılarak ,

$$\cos\psi = \frac{1}{\sqrt{1+\left\{Q_L(w/w_0)\left[(w/w_0)^2 + \frac{1}{Q_L{}^2} - 1\right]\right\}^2}} \tag{3.13}$$

elde edilebilir. $f=f_0$ da $Q_L{}^2 \geq 1$ için ,

$$Z(f_0) = \frac{Z_0}{\sqrt{Q_L{}^2+1}} \approx \frac{Z_0{}^2}{R_i} \quad \text{dir.} \tag{3.14}$$

R_i direncindeki artış $Z(f_0)$ ifadesini azaltır. Şekil 3.3'de Q_L'nin farklı değerleri için $f=f_0$ 'a bağlı ψ ve Z / Z_0'ın değişimleri gösterilmiştir. Rezonans frekansı f_r , faz açısı ψ sıfır iken ki bir frekans şeklinde tanımlanabilir. 3.10'daki ifade kullanılarak rezonans frekansı f_r'nin , köşe frekans f_0 'a oranı $Q_L \geq 1$ için aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{f_r}{f_0} = \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L{}^2}} \tag{3.15}$$

Şekil 3.5 'de f / f_0'ın değişimi Q_L'nin bir fonksiyonu gibi gösterilmiştir. Rezonans frekansı endüktif ve kapasitif yükler arasındaki sınırı oluşturmaktadır. Yüksek verim ve güvenilirlik için f çalışma frekansı bütün çalışma şartları altında f_r rezonans frekansından yüksek olmalıdır. 3.15 deki ifadeden aşağıdaki sonuçlar çıkartılabilir.

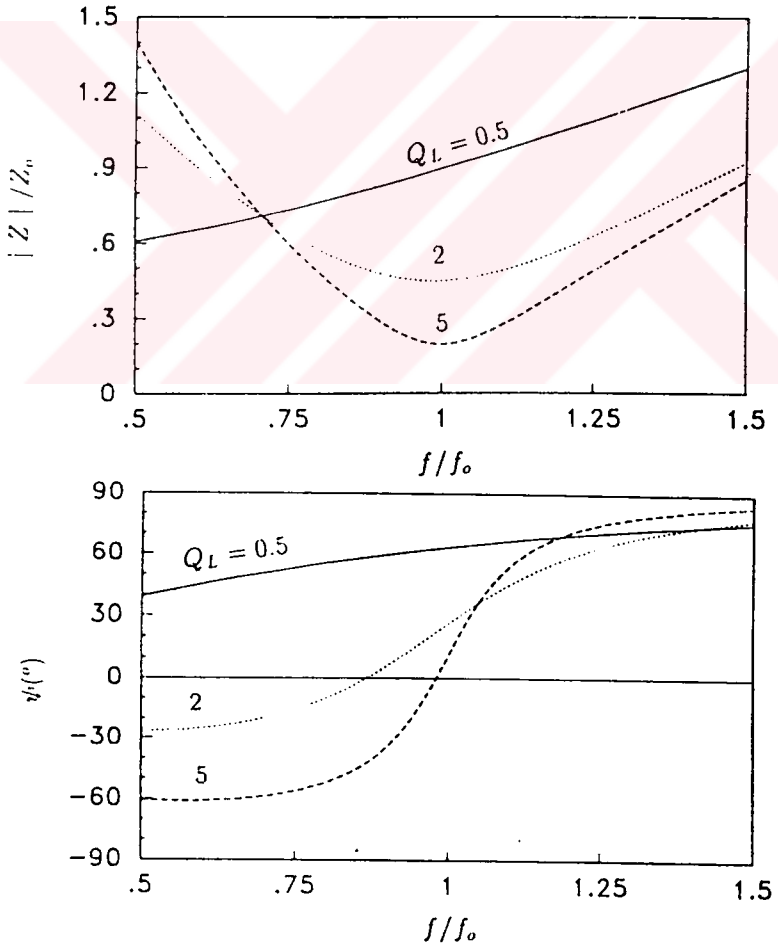
1. $Q_L \leq 1$ için , f_r rezonans frekansı mevcut değildir ve rezonans devresi herhangi bir çalışma frekansında bir endüktif yükü temsil eder.

2. Q_L>1 için , Q_L'nin arttırılması f_r / f_0 oranını arttırır. $f > f_r$ için , mosfetler bir endüktif yükle yüklenirler ve *i* akımı v_{DS2} geriliminin gerisindedir. Buradan arzu edilen çalışma noktasına varılabilir. $f < f_r$ için mosfetler bir kapasitif yükle yüklenir ve *i* akımı v_{DS2} gerilimine göre ileridedir. Kesimde ters paralel diyotların ters kapamalarından dolayı anahtar akımında darbeler meydana gelir.

Şekil 3.1(a)'daki C-R_i devresinin giriş empedansı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Z_i = \frac{\frac{R_i}{jwC}}{R_i + \frac{1}{jwCR_i}} = \frac{R_i}{1+jwCR_i} = \frac{R_i}{1+(wCR_i)^2} - j\frac{\frac{1}{wC}}{1+\frac{1}{(wCR_i)^2}} \qquad (3.16)$$

$$= \frac{R_i}{1+q^2} + j\frac{X_C}{1+\frac{1}{q^2}} = R_s + jX_{Cs}$$

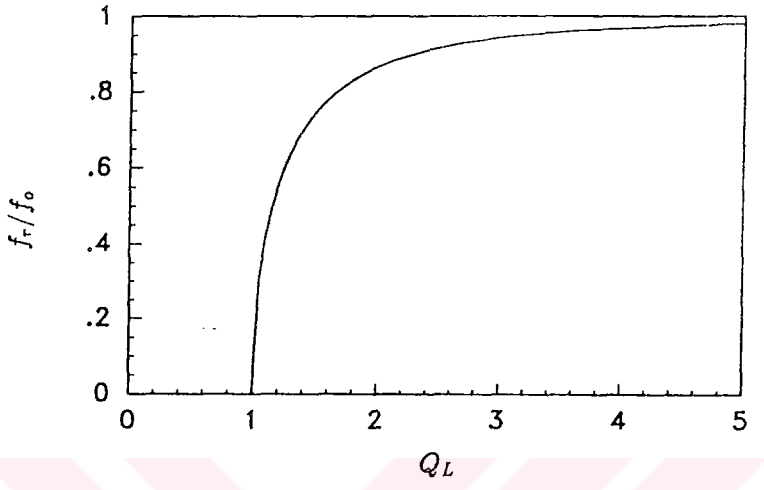


Şekil 3.3 Z / Z_0 ve ψ'nin f / f_0 'a bağlı değişimleri.

3.16'daki ifadede q reaktans faktörüdür ve X_C=-1/(wC) , X_{Cs}=-1/(wC_s) dir. Buradan reaktans faktörü ,

$$q = \frac{X_{Cs}}{R_s} = \frac{1}{wC_sR_s} = \frac{R_i}{X_C} = wCR_i = (w/w_0)Q_L \tag{3.17}$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 3.4 Q_L 'ye göre f_r / f_0'ın değişimi.

Bununla birlikte 3.17'deki ifadeden f çalışma frekansında R_i , R_s , C ve C_s arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir.

$$R_s = \mathrm{Re}\{R_i\ C\} = \frac{R_i}{1+q^2} = \frac{R_i}{1+(\frac{R_i}{X_C})^2} = \frac{R_i}{1+(w/w_0)^2 Q_L{}^2} \tag{3.18}$$

$$X_{Cs} = \mathrm{Im}\{R_i\ C\} = \frac{X_C}{1+q^2} = \frac{X_C}{1+(\frac{X_C}{R_i})^2} = \frac{X_C}{1+(w/w_0)^2 \frac{1}{Q_L{}^2}} \tag{3.19}$$

$$C_s = C(1+\frac{1}{q^2}) = C\left[1+(\frac{X_C}{R_i})^2\right] = C\left[1+(w_0/w)^2 \frac{1}{Q_L{}^2}\right] \tag{3.20}$$

Şayet $q^2 \ll 1$ ise , $R_i{}^2 \ll X_C{}^2$,

$$R_s \approx R_i \tag{3.21}$$

$$X_{Cs} \approx \frac{R_i{}^2}{X_C} \text{ dir.} \tag{3.22}$$

Diğer taraftan şayet $q^2 >> 1$ ise , $R_i^2 >> X_C^2$,

$$R_s \approx \frac{X_C^{\,2}}{R_i} \tag{3.23}$$

$$X_{Cs} \approx X_C \tag{3.24}$$

dir. Şekil 3.5'de , X_C=100Ω da R_i yük direncine göre X_{Cs} ve R_s'in değişimleri gösterilmiştir. R_i direnci 0 ila ∞ aralığında arttırıldığında ilk olarak R_s seri eşdeğer direnci sıfırdan artmaya başlar ve maksimum değerine R_i=X_C 'de ulaşır ve X_C / 2'ye eşittir. Daha sonra sıfıra doğru azalır. R_s eşdeğer seri direnci Ri > X_c için , R_i direncinin artması ile azalır. C-R_i devresi bir " empedans inverter " diye adlandırılır. X_{Cs} eşdeğer seri reaktansı , R_i direnci 0 dan ∞ doğru arttığında 0 dan X_C 'ye kadar artar. 3.3 , 3.5 , 3.16 ve 3.17'deki ifadelerden yüklü kalite faktörleri Q_L ve Q_r arasında aşağıdaki ilişki kurulabilir.

$Q_L \geq 1$ için ;

$$Q_r = \frac{w_r L}{R_s} = \frac{1}{w_r C_s R_s} = w_r C R_i = Q_L (w_r / w_0) = \sqrt{Q_L^{\,2} - 1} \tag{3.25}$$

ve $Q_L^2 >> 1$ için , $Q_r \approx Q_L$ dir.

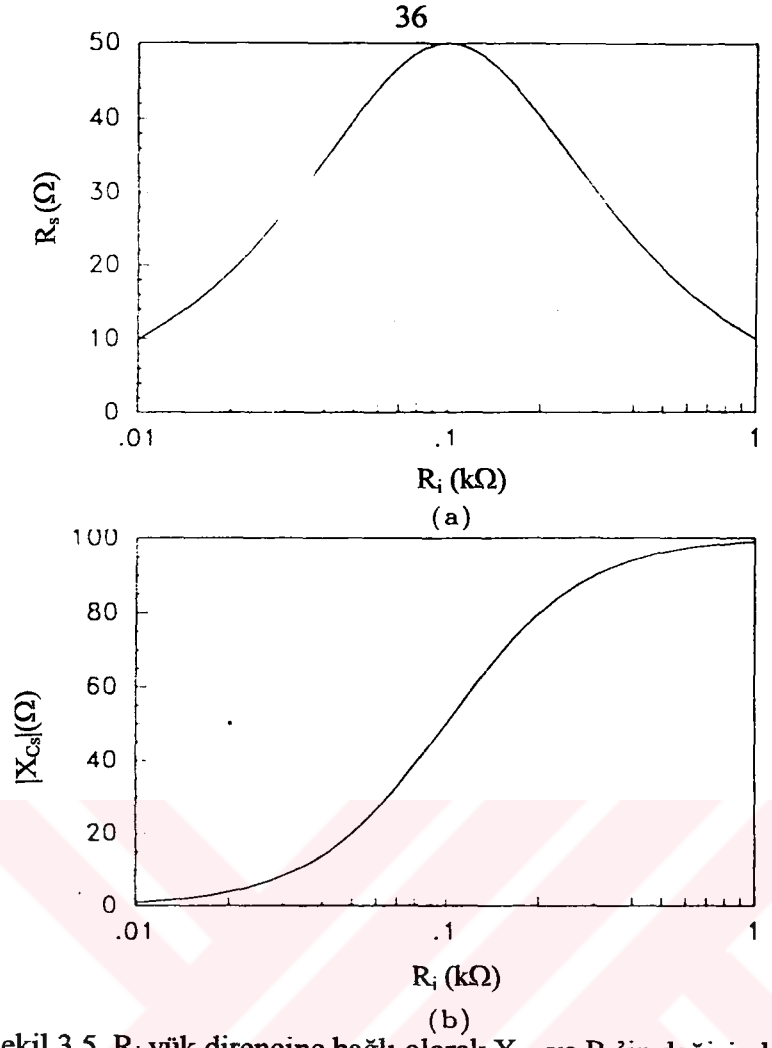
Rezonans frekansı f_r de , R_i , R_s , C ve C_s arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R_{Sr} = \frac{R_i}{1+Q_r^{\,2}} = \frac{R_i}{Q_L^{\,2}} = \frac{Z_0^{\,2}}{R_i} \tag{3.26}$$

$$X_{Csr} = \frac{X_C}{1+\dfrac{1}{Q_r^{\,2}}} \tag{3.27}$$

$$C_{sr} = \frac{C}{1-\dfrac{1}{Q_L^{\,2}}} \tag{3.28}$$

Q_L 1'den ∞'a doğru arttığında R_{sr} / R_i oranı 1'den 0'a doğru azalır ve C_{sr} / C ∞'dan 1'e doğru azalır. Aynı şekilde R_i direnci , $R_{i(min)}$ = Z_0 'dan ∞'a doğru arttığında R_{sr} direnci , $R_{sr(max)}$ = Z_0 'dan 0'a doğru azalır. Çıkış gücü P_{Ri} , f=f_r 'de R_i arttırıldığında artış gösterir. Çünkü P_{Ri} , R_{sr} azaltıldığında artacaktır.



Şekil 3.5 R_i yük direncine bağlı olarak X_{Cs} ve R_s'in değişimleri.

3.2.3 D Sınıfı Paralel Rezonans Devreli İnverterin Gerilim Transfer Fonksiyonu

Şekil 3.1 ve Şekil 3.2 referans alındığında rezonans devresinin giriş gerilimi v , V_1 büyüklüğünde bir kare dalgadır.

$$v=\begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad V_1 \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad 0 \end{cases} \tag{3.29}$$

Bu gerilimin temel bileşeni ,

$$v_{i1} = V_m \sin wt \text{ dir.} \tag{3.30}$$

v_{i1} geriliminin genliğini fourier analizinden bulabiliriz. Buna göre ,

$$V_m = \frac{2}{\pi} V_1 = 0.6366 V_1 \tag{3.31}$$

olarak elde edilebilir.

Buradan v_{i1} geriliminin efektif değeri ,

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_1 = 0.4502 V_1 \tag{3.32}$$

şeklinde yazılabilir. V_1 giriş geriliminden , rezonans devresinin girişindeki temel bileşenlere gerilim transfer fonksiyonu M_{Vs} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M_{Vs} = \frac{V_{rms}}{V_1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0.4502 \tag{3.33}$$

Şekil 3.1(a)'daki rezonans devresinin gerilim transfer fonksiyonu $\mathbf{M_{Vr}}$,

$$\mathbf{M_{Vr}} \equiv \frac{\mathbf{V_{Ri}}}{\sqrt{2}V_{rms}} = \frac{\frac{\frac{R_i}{jwC}}{R_i + \frac{1}{jwC}}}{jwL + \frac{\frac{R_i}{jwC}}{R_i + \frac{1}{jwC}}} = \frac{1}{1-(w/w_0)^2 + j\frac{1}{Q_L}(w/w_0)} = M_{Vr} e^{j\varphi} \tag{3.34}$$

ifadesinden bulunabilir.

Bu ifadede ,

$$M_{Vr} = \frac{V_{Ri}}{V_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2}(w/w_0)^2}} \quad \text{ve} \tag{3.35}$$

$$\varphi = -\arctan\left[\frac{\frac{1}{Q_L^2}(w/w_0)}{1-(w/w_0)^2}\right] \text{ dir.} \tag{3.36}$$

$\mathbf{V_{Ri}}$, R_i direnci üzerindeki gerilimin fazörüdür ve V_{Ri} ,$\mathbf{V_{Ri}}$ gerilimin efektif değeridir. Sonuç olarak 3.33 ve 3.35'deki ifadeler birleştirilerek D sınıfı paralel rezonans devreli inverterin dc-ac gerilim transfer fonksiyonun büyüklüğü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M_{VI} \equiv \frac{V_{Ri}}{V_I} = M_{Vs} M_{Vr} = \frac{\sqrt{2}}{\pi\sqrt{\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2}(w/w_0)^2}} \tag{3.37}$$

3.2.4 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri

L rezonans bobini içerisinden akan akım ,

$$i = I_m \sin(wt - \psi) \tag{3.38}$$

dir. I_m , I_{SM} anahtar akımının tepe değerine eşit bobin akımının genliğidir. $r << R_s$ kabul edilir ve 3.9 ve 3.31'deki ifadeler kullanılırsa $Q_L^2 >> 1$ için I_m akımının değeri ,

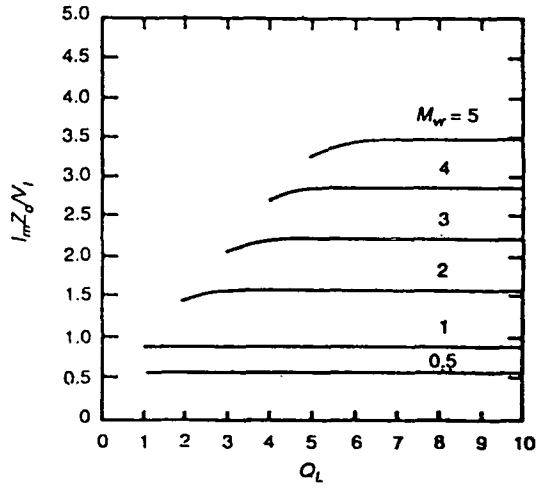
$$I_m = I_{SM} = \frac{V_m}{Z} = \frac{2V_1}{\pi Z} = \frac{2V_1}{\pi Z_0}\sqrt{\frac{1+Q_L^{\,2}(w/w_0)^2}{Q_L^{\,2}\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2}}$$
$$= \frac{2V_1 M_{Vr}\sqrt{1+Q_L^{\,2}(w/w_0)^2}}{\pi Z_0 Q_L} \approx \frac{2V_1 M_{Vr}(w/w_0)}{\pi Z_0} \tag{3.39}$$

olarak elde edilir. I_m , M_{Vr} 'nin sabit değerleri ve $Q_L^2 >> 1$ için hemen hemen yükten bağımsızdır. Şekil 3.6'da M_{Vr} 'in sabit değerlerinde $I_m Z_0 / V_1$'in Q_L'ye göre değişimi gösterilmiştir. Burada M_{Vr} 'in sabit değerlerinde , I_m akımının hemen hemen yükten bağımsız olduğu görülebilir. Çünkü yük direnci , Q_L'nin yüksek bir değerinde C kondansatörünün reaktansından daha büyüktür ve bu nedenle bobin akımının tamamı kondansatör içerisinden akar.

I_m akımının maksimumu değeri $f=f_0$ 'da meydana gelir ve $Q_L^2 >> 1$ için ,

$$I_{m(\max)} = I_{SM(\max)} = \frac{2V_1\sqrt{Q_L^{\,2}+1}}{\pi Z_0} \approx \frac{2V_1 R_i}{\pi Z_0^{\,2}} \tag{3.40}$$

şeklinde yazılabilir. Böylece I_m akımı , $Q_L^2 >> 1$ ve $f=f_0$ için R_i direnci ile doğru orantılıdır. Şayet f çalışma frekansı , f_0 dan itibaren arttırılırsa Z empedansı artar ve I_m akımı düşer.



Şekil 3.6 $I_m Z_0 / V_1$ 'in yükte kalite faktörüne bağlı değişimi.

C rezonans kondansatörünün ve L rezonans bobininin üzerine düşen gerilimlerin genlikleri aşağıdaki eşitlikler ile bulunabilir.

$$V_{Cm} = \sqrt{2}V_{Ri} = \sqrt{2}M_{VI}V_I = \frac{2V_I}{\pi\sqrt{\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + \left[\frac{1}{Q_L}(w/w_0)\right]^2}} \tag{3.41}$$

$$V_{Lm} = wLI_m = (\frac{w}{w_0})Z_0 I_m = (\frac{w}{w_0})\frac{2V_I}{\pi}\sqrt{\frac{1+Q_L{}^2(w/w_0)^2}{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + (w/w_0)^2}} \tag{3.42}$$

f=f_0 'da V_{Cm} ve V_{Lm} gerilimlerinin maksimum değerleri ,

$$V_{Cm(\max)} = \frac{2V_1 Q_L}{\pi} \tag{3.43}$$

$$V_{Lm(\max)} = \frac{2V_1\sqrt{Q_L{}^2+1}}{\pi} \tag{3.44}$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Rezonans devresinin çıkış akımı 3.41'deki ifade kullanılarak ,

$$I_{Om} = \frac{V_{Cm}}{R_i} = \frac{2V_1}{\pi Z_0\sqrt{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + (w/w_0)^2}} \tag{3.45}$$

ve f=f_0 da ,

$$I_{Om} = \frac{2V_1}{\pi Z_0} = \frac{2V_1}{\pi w_0 L} = \frac{2V_1 w_0 C}{\pi} \tag{3.46}$$

şeklinde yazılabilir. 3.45'deki çıkış akımı ifadesi kullanılarak çıkış gücü P_{Ri} ,

$$P_{Ri} = \frac{R_i I_{Om}{}^2}{2} = \frac{2V_I{}^2 R_i}{\pi^2 Z_0{}^2\left\{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + (w/w_0)^2\right\}}$$
$$= \frac{2V_I{}^2 Q_L}{\pi^2 Z_0\left\{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + (w/w_0)^2\right\}} \tag{3.47}$$

şeklinde yazılabilir.

f=f_0 da çıkış gücü ifadesi P_{Ri} , aşağıdaki denklemle bulunur.

$$P_{Ri} = \frac{2V_I{}^2 Q_L}{\pi^2 Z_0} = \frac{2V_I{}^2 R_i}{\pi^2 Z_0{}^2} \tag{3.48}$$

3.48'deki ifadeden de görüleceği gibi P_{Ri} çıkış gücü , $f=f_0$'da R_i direnci ile lineer artmaktadır.

3.2.5 Verim

Mosfetler ve bobin içerisindeki iletim güç kaybı P_r ,

$$P_r = \frac{rI_m^2}{2} = \frac{2rV_1^2\left[1+(Q_L w/w_0)^2\right]}{\pi^2 Z_0^2\left\{Q_L^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2\right\}} \tag{3.49}$$

şeklinde yazılabilir. Burada $r = r_{DS} + r_L$ dir.

Anahtarlama kayıpları , rezonans kondansatörü ve kublaj kondansatörü içerisindeki iletim kayıpları ve kapı sürme kayıpları ihmal edilirse $P_1=P_{Ri} + P_r$ dir. Bu durumda inverterin verimi aşağıdaki gibidir.

$$\eta_I = \frac{P_{Ri}}{P_1} = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri}+P_r} = \frac{1}{1+\frac{r}{R_i}\left[1+(w/w_0)^2 Q_L^2\right]} = \frac{1}{1+\frac{r}{Z_0 Q_L}\left[1+(w/w_0)^2 Q_L^2\right]} \tag{3.50}$$

Bu ifade aynı zamanda 3.47 ve 3.49'daki ifadelerden de elde edilebilir. Verilen bir *r* değeri için verimin maksimum değeri yüklü kalite faktörünün bir kritik değerinde $Q_{Lcr}=1 / (w/w_0)$ meydana gelir. Burada Q_{Lcr} ye uygun kritik direnç değeri ise $R_{icr}=1 / (wC)=Z_0 / (w/w_0)$ dir. Böylece verimin maksimum değerini veren ifade ,

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1+2rwC} = \frac{1}{1+\frac{2r}{R_{icr}}} = \frac{1}{1+2(w/w_0)(r/Z_0)} \tag{3.51}$$

şeklinde elde edilir.

3.3 D Sınıfı Tam Köprü Paralel Rezonans Devreli İnverter

3.3.1 Gerilim Transfer Fonksiyonu

Şekil 3.7'de bir tam köprü paralel rezonans devreli inverter gösterilmiştir. Rezonans devresinin giriş gerilimi v , V_1 büyüklüğünde bir kare dalgadır ve ,

$$v = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad V_1 \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad -V_1 \end{cases} \tag{3.52}$$

aralıklarında değişir.

Bu gerilimin temel bileşeni ,

$v_{i1} = V_m \sin wt$ dir. (3.53)

v_{i1} gerilimin genliğini fourier analizinden ,

$$V_m = \frac{4V_1}{\pi} \approx 1.273V_1 \tag{3.54}$$

olarak bulunur. v_{i1} geriliminin efektif değeri ise ,

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}V_1}{\pi} = 0.9V_1 \tag{3.55}$$

dir.V_1 giriş gerilimden , rezonans devresinin girişindeki temel bileşenlere gerilim transfer fonksiyonu M_{Vs} ,

$$M_{Vs} = \frac{V_{rms}}{V_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.9 \tag{3.56}$$

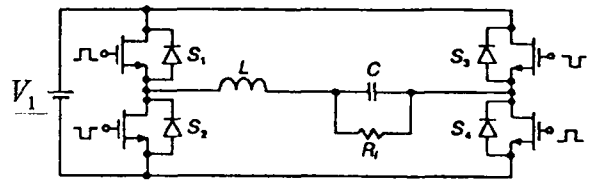
olarak elde edilir. Rezonans devresinin gerilim transfer fonksiyonunun büyüklüğü M_{Vr} ise ,

$$M_{Vr} = \frac{V_{Ri}}{V_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + \left[\frac{1}{Q_L}(w/w_0)\right]^2}} \tag{3.57}$$

şeklinde yazılabilir. D sınıfı tam köprü paralel rezonans devreli inverterin gerilim transfer fonksiyonu M_{VI} ,

$$M_{VI} = \frac{V_{Ri}}{V_1} = M_{Vs}M_{Vr} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{\left[1-(w/w_0)^2\right]^2 + \left[\frac{1}{Q_L}(w/w_0)\right]^2}} \tag{3.58}$$

ifadesiyle elde edilir. M_{VI} 'nın değişim aralığı 0 ila ∞ aralığındadır.



Şekil 3.7 D sınıfı tam köprü paralel rezonans devreli inverter.

3.3.2 Akım , Gerilim ve Güç İfadeleri

L rezonans bobini içerisinden akan akım aşağıdaki eşitlikle yazılabilir.

$$i = I_m \sin(wt - \psi) \tag{3.59}$$

I_m , I_{SM} anahtar akımının tepe değerine eşit bobin akımının genliğidir. $r<<R_s$ kabul edilirse I_m akımının değeri ,

$$I_m = I_{SM} = \frac{V_m}{Z} = \frac{4V_1}{\pi Z} = \frac{4V_1}{\pi Z_0}\sqrt{\frac{1+Q_l{}^2(w/w_0)^2}{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2}} \tag{3.60}$$

şeklinde bulunur. $f=f_0$'da akım ifadesi aşağıdaki gibi basitleştirilebilir. ($Q_L{}^2>>1$ için)

$$I_m = \frac{4V_1\sqrt{Q_L{}^2+1}}{\pi Z_0} \approx \frac{4V_1R_i}{\pi Z_0{}^2} \tag{3.61}$$

Daha önceki yarım köprü paralel rezonans devreli inverter için çıkarttığımız rezonans bobini akımı ifadesi ile benzer şekilde I_m , $f=f_0$ 'da R_i direnci ile orantılı değişir. D sınıfı tam köprü paralel rezonans devreli inverter için çıkış akımı ifadesi ,

$$I_{Om} = \frac{4V_1}{\pi Z_0\sqrt{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2}} \tag{3.62}$$

şeklinde yazılabilir ve $f=f_0$ da çıkış akımı ,

$$I_{Om} = \frac{4V_1}{\pi Z_0} = \frac{4V_1}{\pi w_0 L} = \frac{4V_1 w_0 C}{\pi} \tag{3.63}$$

olarak bulunur. C rezonans kondansatörü ve L rezonans bobini üzerindeki gerilimin genliği ,

$$V_{Cm} = \frac{4V_1}{\pi\sqrt{\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+\left[\frac{1}{Q_L}(w/w_0)\right]^2}} \tag{3.64}$$

$$V_{Lm} = wLI_m = (\frac{w}{w_0})Z_0I_m = (\frac{w}{w_0})\frac{4V_1}{\pi}\sqrt{\frac{1+Q_L{}^2(w/w_0)^2}{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2}} \tag{3.65}$$

eşitlikleri ile bulunur ve $f=f_0$ rezonans frekansında kondansatör ve bobin tepe gerilimlerinin maksimumu değerleri meydana gelir.

Bu durumda V_{Cm} ve V_{Lm} gerilimlerinin maksimum değerleri ,

$$V_{Cm(\max)} = \frac{4V_1 Q_L}{\pi} \tag{3.66}$$

$$V_{Lm(\max)} = \frac{4V_1\sqrt{Q_L{}^2+1}}{\pi} \tag{3.67}$$

eşitlikleri ile bulunur. 3.62'deki çıkış akımı ifadesini kullanarak çıkış gücünü P_{Ri} ,

$$P_{Ri} = \frac{R_i I_{Om}{}^2}{2} = \frac{8V_1{}^2 R_i}{\pi^2 Z_0{}^2\left\{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2\right\}} = \frac{8V_1{}^2 Q_L}{\pi^2 Z_0\left\{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2\right\}} \tag{3.68}$$

şeklinde bulunur. $f=f_0$ da çıkış gücü ifadesi ,

$$P_{Ri} = \frac{8V_1{}^2 R_i}{\pi^2 Z_0{}^2} \tag{3.69}$$

olarak elde edilir. P_{Ri} çıkış gücü rezonans frekansında , R_i direnci ile lineer olarak artar. Bu nedenle inverter , I_m bobin akımının maksimum değeri ile sınırlandırılmış R_i direncinin kısa devreden ($R_i=0$) maksimumu değerine kadar olan aralığında R_i yük dirençleri için emniyetli olarak çalışabilir.

3.3.3 Verim

Mosfetler ve bobin içerisindeki iletim güç kaybı P_r ,

$$P_r = \frac{rI_m{}^2}{2} = \frac{8rV_1{}^2\left[1+(Q_L w/w_0)^2\right]}{\pi^2 Z_0{}^2\left\{Q_L{}^2\left[1-(w/w_0)^2\right]^2+(w/w_0)^2\right\}} \tag{3.70}$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifadede $r = 2r_{DS} + r_L$ dir.

Anahtarlama kayıpları , rezonans kondansatörü ve kublaj kondansatör içerisindeki iletim kayıpları ve kapı sürme kayıpları ihmal edilirse $P_I=P_{Ri}+P_r$ dir. Bu durumda verim ifadesi ,

$$\eta_I = \frac{P_{Ri}}{P_I} = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri}+P_r} = \frac{1}{1+\frac{r}{R_i}\left[1+(w/w_0)^2 Q_L{}^2\right]} = \frac{1}{1+\frac{r}{Z_0 Q_L}\left[1+(w/w_0)^2 Q_L{}^2\right]} \tag{3.71}$$

olarak elde edilir.

Verilen bir r direnci için verimin maksimum değeri yüklü kalite faktörünün bir kritik değerinde $Q_{Lcr}=1/(w/w_0)$ meydana gelir. Burada Q_{Lcr}'ye uygun kritik direnç değeri ise $R_{icr}=1/(wC)=Z_0/(w/w_0)$ dir. Böylece verimin maksimum değeri ,

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1+2rwC} = \frac{1}{1+\frac{2r}{R_{icr}}} = \frac{1}{1+2(w/w_0)(r/Z_0)} \tag{3.72}$$

şeklinde elde edilir.

4. E SINIFI REZONANS DEVRELİ İNVERTERLER

Bu bölümde E sınıfı rezonans devreli inverterler incelenmiştir. E sınıfı rezonans devreli inverterler 2 kısma ayrılır. Bunlardan birincisi E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı (ZVS) rezonans devreli inverter diğeri ise E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı (ZCS) rezonans devreli inverterdir. E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverterler sıfır akımda kesimdedir. Kesimdeki anahtarlama kayıpları sıfırdır. Anahtar çıkış kapasitesinin temel inverter devresine dahil edilmemesi E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverterlerin bir eksiğidir. Anahtar sıfır olmayan bir gerilimde iletimdedir ve anahtar çıkış kapasitesinde depolanan enerji anahtar elemanında harcanır ve bu da verimin düşmesine neden olur. Bu nedenle E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverterlerin üst çalışma frekansları , E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı inverterlerin çalışma frekanslarından daha düşüktür (Kazimierczuk,1995; Mohan,1989).

E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı inverterler yüksek verimli inverterler olarak bilinirler. Özellikle rezonans devresinin temel bileşen değerleri doğru seçilirse anahtar sıfır gerilimde iletimdedir. Anahtar akım ve gerilim dalga şekilleri anahtarlama aralığı süresince birbiriyle örtüşmediği için anahtarlama kayıpları sıfırdır ve yüksek verim elde edilir.

4.1 E Sınıfı Sıfır Gerilim Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Çalışma Prensibi

Şekil 4.1(a)'da E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı inverterin temel devresi gösterilmiştir. Devre bir güç mosfeti , bir L-C-R_i seri rezonans devresi , bir şönt C_1 kondansatörü ve bir tıkama bobini L_f den meydana gelmektedir. Anahtar bir sürücü tarafından belirlenen $f=w/2\pi$ çalışma frekansında iletim ve kesimdedir. Mosfet çıkış kapasitesi , tıkama parazitik kapasitesi ve parazit kapasiteler C_1 şönt kondansatörüne dahil edilir. Tıkama bobini L_f , dc kaynak akımı I_1 üzerindeki ac dalgaları üzerine alır. Anahtar iletimde iken , C_1 kondansatörü anahtar tarafından kısa devre edildiği için rezonans devresi L , C ve R_i den oluşur. Bununla birlikte anahtar kesimde iken C_1 , L , C ve R_i'den meydana gelen rezonans devresi seri birleştirilmiştir. C_1 ve C seri birleştirildiği için eşdeğer kapasite $C_{eş}= C \cdot C_1/(C+ C_1)$'dir ve eşdeğer kapasite C ve C_1 den daha düşüktür. Burada iki rezonans frekansı ve iki yüklü kalite faktörü mevcuttur.

Anahtar iletimde iken $f_{01} = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$ ve $Q_{L1} = w_{01}L / R_i = 1 / (w_{01}CR_i)$ dir. Anahtar kesimde iken $f_{02} = 1 / (2\pi\sqrt{LCC_1/(C+C_1)})$ ve $Q_{L2}=w_{02}L / R_i = 1 / (w_{02}R_iCC_1 / (C+C_1))$ dir.

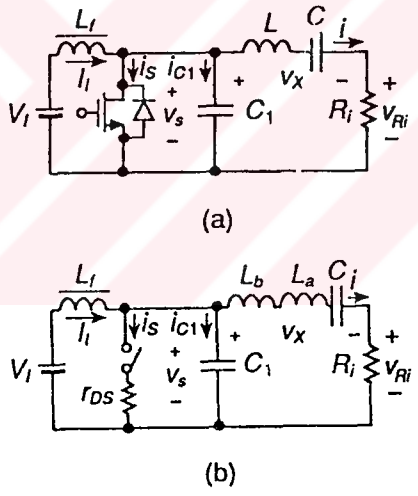
Bu durum da rezonans frekansları arasındaki ilişki $f_{01} / f_{02} = Q_{L1} / Q_{L2} = \sqrt{C_1/(C_1+C)}$ şeklindedir. Şekil 4.1(b)'de rezonans frekansının üstünde çalışma için inverterin eşdeğer devresi gösterilmiştir. Şayet çalışma frekansı f , rezonans frekansı f_{01}'den daha büyük ise L-C-R_i seri rezonans devresi f çalışma frekansında bir endüktif yükü temsil eder. Bu nedenle L endüktansı L_a ve L_b şeklinde seri bağlı iki endüktansa ayrılabilir. $L=L_a+L_b$ ve L_a , f çalışma frekansında C ile rezonanstadır ve bu durumda rezonans frekansı ,

$$w = \frac{1}{\sqrt{L_a C}} \tag{4.1}$$

şeklinde yazılabilir. Çalışma frekansında tanımlanan yüklü kalite faktörü Q_L ,

$$Q_L = \frac{wL}{R_i} = \frac{w(L_a+L_b)}{R_i} = \frac{1}{wCR_i} + \frac{wL_b}{R_i} \tag{4.2}$$

şeklinde elde edilir.

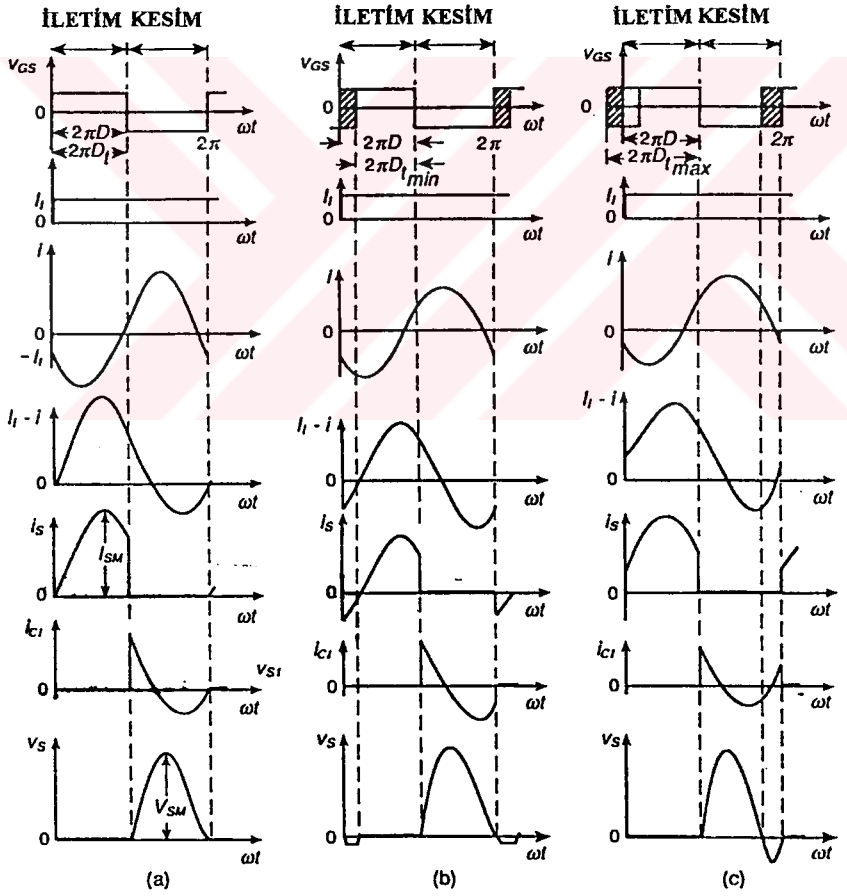


Şekil 4.1 E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı rezonans devreli inverter.(a) Devre. (b) Rezonans frekansının üstünde çalışma için eşdeğer devre.

Şekil 4.2'de anahtar iletimde iken $wt=2\pi$'de $dv_s(wt)/d(wt)=0$, $dv_s(wt)/d(wt)<0$ ve $dv_s(wt)/d(wt)>0$ için E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu üç durumun tamamında v_s , anahtar üzerindeki gerilimdir ve C_1 şönt kondansatörünün gerilimi anahtar iletimde iken sıfırdır. Bundan dolayı anahtar iletimde iken C_1 şönt kondansatöründe depolanan enerji sıfırdır ve iletimdeki anahtarlama kayıpları sıfırdır. Bu durumda sıfır gerilimle anahtarlama şartı ,

$v_s(2\pi)=0$ ile ifade edilir. (4.3)

Anahtar iletimde , sıfır gerilimle anahtarlamaya ulaştığında $f=w/2\pi$ çalışma frekansı , $f_{01}=1 / (2\pi\sqrt{LC})$ rezonans frekansından büyük olmalıdır ($f>f_{01}$). Bununla birlikte çalışma frekansı genellikle $f_{02}=1 / (2\pi\sqrt{LC_{eş}})$'den daha büyüktür ($f>f_{02}$). *i* akımının dalga şekli yüklü kalite faktörüne bağlıdır. Şayet Q_L yeteri kadar yüksek ise *i* akımının dalga şekli yaklaşık sinüsoidaldir. Şayet Q_L düşük ise *i* akımının dalga şekli bir üstel fonksiyon şeklindedir. L_f tıkama bobini ve L , C , R_i seri rezonans devresinin kombinasyonu bir akım kaynağı gibi davranır , bu durumda akım I_1-*i* dir. Anahtar iletimde iken , I_1-*i* akımı anahtardan ve anahtar kesimde iken C_1 kondansatöründen akarak anahtar ve kondansatör üzerinde bir gerilim oluşmasına neden olur.Bu nedenle C_1 şönt kondansatörü , anahtar üzerindeki gerilimi biçimlendirmektedir.



Şekil 4.2 E sınıfı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri.(a)Optimum çalışma (b)$wt=2\pi$ de $dv_s(wt)/d(wt)<0$ ile optimumaltı çalışma (c)$wt=2\pi$ de $dv_s(wt)/d(wt)>0$ ile optimumaltı çalışma.

4.1.1 Optimum Çalışma

Şekil 4.2(a)'da optimum çalışma için akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Burada anahtar iletimde iken , v_S anahtar gerilimi ve onunu türevi dv_s / dt sıfırdır. Bu durumda ikinci şart ,

$$\frac{dv_s(wt)}{d(wt)}\Big|_{wt=2\pi} = 0 \text{ dır.} \qquad (4.4)$$

v_s' in türevi anahtar iletimde iken sıfır olduğu için , i_s anahtar akımı anahtar kapatıldıktan sonra sıfırdan itibaren artmaya başlar. Dikkat edilirse burada anahtar gerilimi ve akımının her ikisi de pozitiftir. Bu nedenle anahtara ilave olarak diyot eklenmesine gerek yoktur. Bundan dolayı optimum çalışmaya sadece bir optimum yük direnci $R_i=R_{opt}$'da ulaşılabilinir. Şayet $R_i>R_{opt}$ ise L-C-R_i seri rezonans devresinden geçen akımın genliği I_m , optimum çalışmada geçen akımdan daha düşüktür. C_1 şönt kondansatörü üzerine düşen gerilim azalır ve v_s anahtar gerilimi iletimde sıfırdan daha büyüktür. Diğer taraftan şayet $R_i<R_{opt}$ ise I_m akımının genliği , optimum çalışmadakinden daha büyüktür. C_1 şönt kondansatörü üzerine düşen gerilim artar ve anahtar gerilimi v_s iletimde sıfırdan düşüktür. Her iki durumda da C_1 kondansatörü lineer kabul edilirse , anahtarın iletime geçmesinden henüz önce C_1 kondansatöründe depolanan enerji $W(2\pi-) = 0.5C_1v_s^2(2\pi)$ dir. Bu enerji anahtar içerisinde harcanır ve iletimde anahtarlama kaybına neden olur. Sıfır gerilimle anahtarlama geniş bir yük aralığı sağlar. Mosfete ilave olarak ters paralel veya seri bir diyot eklenebilir.

4.1.2 Optimumaltı Çalışma

Optimumaltı çalışma için $v_s(2\pi)=0$ ve $dv_s(wt) / d(wt)<0$ veya $dv_s(wt) / d(wt)>0$ durumlarından herhangi biri geçerlidir. Şekil 4.2(b)'de $wt=2\pi$ de, $v_s(2\pi)=0$ ve $dv_s(wt) / d(wt)<0$ durumu için akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Güç mosfetleri iki yönlü anahtarlardır çünkü akım her iki yönde de akabilir. Fakat onların gerilimi sadece –0.7V dan büyük olabilir. Anahtar gerilimi –0.7V'a ulaştığında ters paralel diyot iletime geçer ve bu nedenle anahtar otomatik olarak iletimdedir. Diyot anahtarın iletime geçmesini hızlandırır. Anahtar sıfır gerilimle iletime geçtiği için iletimdeki anahtarlama kayıpları sıfırdır bu da yüksek verim demektir. Böyle bir çalışmaya $0 \le R_i \le R_{opt}$ da ulaşılır. Ayrıca Ri < Ropt ise çalışma frekansı ve iletimdeki mosfetin anahtar görev periyodu D_t sınırlı aralıkta değişebilir. Anahtar akımı negatif iken ters paralel diyot iletimdedir. Mosfet iletimde iken ki anahtar görev periyodu D_t , anahtarın toplam iletim görev periyodu D'den daha az veya eşit olmalıdır.

Anahtar akımı pozitif iken diyot kesimde ve mosfet iletimde olmak zorundadır. Bu nedenle D_t aralığı , Şekil 4.2(b)'de taralı alanla gösterildiği gibi $D_{tmin} \leq D_t \leq D$ olmalıdır.

Şekil 4.2(c)'de $wt=2\pi$ de $v_s(2\pi)=0$ ve $dv_s(wt) / d(wt)>0$ iken ki durum için akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Burada anahtar akımı i_s her zaman pozitiftir fakat anahtar gerilimi v_s , pozitif ve negatif değerlerde olabilir. Bu nedenle akım için tek yönlü , gerilim için iki yönlü anahtara ihtiyaç vardır. Böyle bir anahtar mosfete seri bir diyot eklenmesiyle sağlanır. Anahtar gerilimi v_s negatif iken , diyot kesimdedir ve mosfetin durumu ne olursa olsun anahtar gerilimini destekler. Mosfet anahtar geriliminin negatif olduğu zaman aralığı süresince iletimdedir. Sadece bir defa anahtar gerilimi bir pozitif türev ile 0.7V'a ulaşır ve diyot iletime geçer. Seri diyot anahtarın iletime geçmesini geciktirir. D_t aralığı , Şekil 4.2(c)'de taralı alanla gösterildiği gibi $D \leq D_t \leq D_{tmax}$ dır. Seri diyotlu anahtarın dezavantajlarından , biri iletim gerilimi ve iletim kayıpları daha yüksektir. Diğer bir dezavantajı ise mosfetin çıkış kapasitesi ile olan ilişkisidir. Anahtar gerilimi arttığında , mosfet çıkış kapasitesi anahtar geriliminin tepe değeri ile bir seri diyot üzerinden şarj olur ve mosfet iletime geçinceye kadar bu gerilimle kalır. Çıkış kapasitesi mosfetin iletimdeki direnci üzerinden deşarj olur bu da bir enerji harcanmasına neden olur.

4.1.3 E Sınıfı Sıfır Gerilim Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Analizi

Şekil 4.1(a)'da ki E sınıfı rezonans devreli inverterin analizi , aşağıdaki varsayımlara bağlı olarak gerçekleştirilmiştir.

1) Mosfet ve diyot ideal bir anahtarı şekli oluşturmaktadır. Öyle ki iletim direnci sıfır , kesim direnci sonsuz ve anahtarlama zamanları sıfırdır.
2) Tıkama endüktansı yeteri kadar büyüktür. Öyle ki ac bileşeni giriş akımının dc bileşeninden daha düşüktür.
3) L-C-R_i seri rezonans devresinin yüklü kalite faktörü Q_L yeteri kadar yüksektir. Öyle ki rezonans devresinden geçen i akımı sinüsoidaldir.

4.1.3.1 Akım ve Gerilim Dalga Şekilleri

Seri rezonans devresinden geçen akım sinüsoidaldir ve ,

$$i=I_m sin(wt+\Phi) \qquad (4.5)$$

ile ifade edilir.

4.5'deki ifadede I_m , akımın genliği ve Φ , i akımının fazıdır. Şekil 4.1(a)'daki devreye göre ,

$$i_s+i_{c1}= I_1-i=I_1-I_m \sin(wt+\Phi) \tag{4.6}$$

eşitliği yazılabilir. $0 < wt < 2\pi D$ aralığı içerisinde anahtar iletimdedir ve $i_{c1}=0$ dır.

Bundan dolayı mosfet içerisinden geçen akım,

$$i_S = \begin{cases} 0 < wt \le 2\pi D & için \quad I_1 - I_m \sin(wt+\Phi) \\ 2\pi D < wt \le 2\pi & için \quad 0 \end{cases} \tag{4.7}$$

şeklinde yazılabilir. $2\pi D < wt \le 2\pi$ aralığında anahtar kesimdedir ve dolayısıyla $i_s=0$ dır. Bu nedenle C_1 şönt kondansatörü içerisinden akan akım ,

$$i_{c1} = \begin{cases} 0 < wt \le 2\pi D & için \quad 0 \\ 2\pi D < wt \le 2\pi & için \quad I_1 - I_m \sin(wt+\Phi) \end{cases} \tag{4.8}$$

şeklinde yazılabilir. Şönt kondansatör ve anahtar üzerindeki v_s gerilimi ,

$$v_s = \frac{1}{wC_1} \int_{2\pi D}^{wt} i_{C1} d(wt)$$

$$= \begin{cases} 0 < wt \le 2\pi D & için \quad 0 \\ 2\pi D < wt \le 2\pi & için \quad \frac{1}{wC_1}\{I_1(wt-2\pi D) + I_m[\cos(wt+\Phi) - \cos(2\pi D+\Phi)]\} \end{cases} \tag{4.9}$$

olarak elde edilir. $v_s(2\pi)=0$ şartı için 4.9'daki ifade kullanılırsa I_1 , I_m , D ve Φ arasında aşağıdaki ilişki kurulabilir.

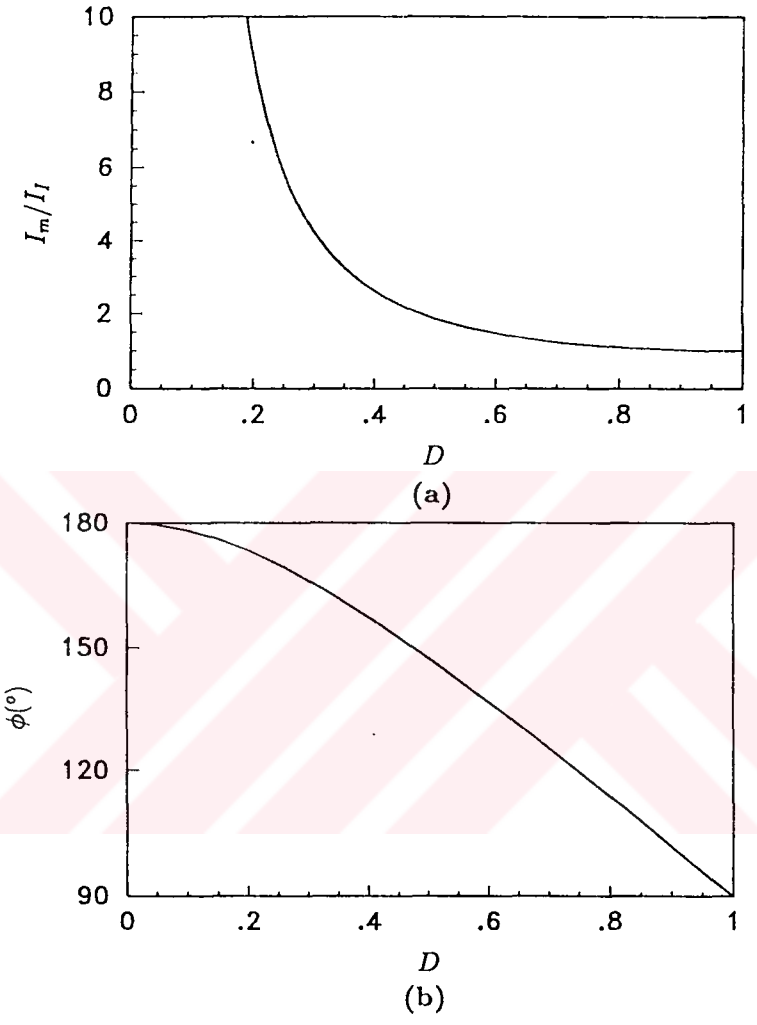
$$I_m = I_1 \frac{2\pi(1-D)}{\cos(2\pi D+\Phi) - \cos\Phi} \tag{4.10}$$

Şekil 4.3(a)'da I_m / I_1 'in D'ye göre değişimi gösterilmiştir. 4.7'deki ifade 4.10 'da kullanılırsa anahtar akımı,

$$\frac{i_s}{I_1} = \begin{cases} 0 < wt \le 2\pi D & için \quad 1 - \frac{2\pi(1-D)\sin(wt+\Phi)}{\cos(2\pi D+\Phi) - \cos\Phi} \\ 2\pi D < wt \le 2\pi & için \quad 0 \end{cases} \tag{4.11}$$

şeklinde yazılabilir. Benzer şekilde 4.8'deki ifadenin 4.10'daki ifadeye eklenmesiyle şönt kondansatör içerisinden geçen akımın normalize edilmiş değeri bulunabilir (4.12).

$$\frac{i_{c1}}{I_1} = \begin{cases} 0 < wt \le 2\pi D & için \quad 0 \\ 2\pi D < wt \le 2\pi & için \quad 1 - \dfrac{2\pi(1-D)\sin(wt+\Phi)}{\cos(2\pi D+\Phi)-\cos\Phi} \end{cases} \tag{4.12}$$



Şekil 4.3 Seri rezonans devresinden geçen i akımının normalize edilmiş genliğinin ve fazının D görev periyoduna göre değişimleri.

4.10'daki ifade 4.9'da kullanılırsa anahtar gerilimi v_s aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$v_s = \begin{cases} 0 < wt \le 2\pi D & için \quad 0 \\ 2\pi D < wt \le 2\pi & için \dfrac{I_1}{wC_1}\left\{ wt - 2\pi D + \dfrac{2\pi(1-D)\left[\cos(wt+\Phi)-\cos(2\pi D+\Phi)\right]}{\cos(2\pi D+\Phi)-\cos\Phi} \right\} \end{cases} \tag{4.13}$$

wt=2π'de dv_s / d(wt)=0 şartı kullanılırsa ,Φ faz açısı ve D görev periyodu arasındaki ilişki bulunabilir. Buna göre ,

$$\tan\Phi = \frac{\cos 2\pi D - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \tag{4.14}$$

şeklindedir. 4.14'deki trigonometrik ifadeden Φ fazı ,

$$\Phi = \pi + \arctan\left\{\frac{\cos 2\pi D - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D}\right\} \tag{4.15}$$

şeklinde yazılabilir. Şekil 4.3(b)'de başlangıç fazı Φ 'nin D görev periyoduna göre değişimi gösterilmiştir. 4.13'deki ifadeden dc giriş gerilimi V_1 ,

$$V_1 = \frac{1}{2\pi}\int_{2\pi D}^{2\pi} v_s d(wt) = \frac{I_1}{wC_1}\left\{\frac{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]}{\tan(\pi D + \Phi)\sin\pi D}\right\} \tag{4.16}$$

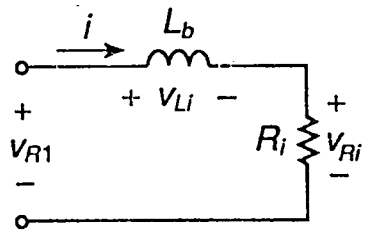
şeklinde elde edilir. Bu ifadenin yeniden düzenlenmesi ile E sınıfı inverterin dc giriş direnci ,

$$R_{DC} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]}{wC_1\tan(\pi D + \Phi)\sin\pi D} \tag{4.17}$$

olarak yazılabilir.

4.1.3.2 Rezonans Devresinin Giriş Empedansı

Seri rezonans devresinden geçen akım sinüsoidaldir ve bundan dolayı giriş gücünün yüksek harmonikleri sıfırdır. Şekil 4.4'de rezonans frekansının üstündeki f çalışma frekansında seri rezonans devresine ait bir eşdeğer devre gösterilmiştir.



Şekil 4.4 Rezonans ferkansının üstündeki f çalışma frekansında seri rezonans devresinin eşdeğer devresi.

Çalışma frekansında seri rezonans devresinin giriş geriliminin temel bileşeni ,

$$v_{R1} = v_{Ri} + v_{Li} = V_{Rim}\sin(wt+\Phi) + V_{Lim}\cos(wt+\Phi) \tag{4.18}$$

dir. 4.13'deki ifade ve fourier analizi kullanılarak v_{Ri} geriliminin genliği V_{Rim} ,

$$V_{Rim} = \frac{1}{\pi}\int_{2\pi D}^{2\pi} v_s \sin(wt+\Phi)d(wt) = -\frac{2\sin\pi D\sin(\pi D+\Phi)}{\pi(1-D)}V_1 \tag{4.19}$$

şeklinde yazılabilir.Benzer şekilde seri rezonans devresinin , L_b endüktansının reaktansına eşit , giriş reaktansı üzerine düşen gerilimin temel bileşeninin genliği V_{Lim} ,

$$V_{Lim} = wL_bI_m = \frac{1}{\pi}\int_{2\pi D}^{2\pi} v_s\cos(wt+\Phi)d(wt)$$
$$= \frac{1-2(1-D)^2\pi^2 - 2\cos\Phi\cos(2\pi D+\Phi) + \cos 2(\pi D+\Phi)[\cos 2\pi D - \pi(1-D)\sin 2\pi D]}{2(1-D)\pi\cos(\pi D+\Phi)[(1-D)\pi\cos\pi D + \sin\pi D]}V_1 \tag{4.20}$$

şeklinde elde edilir.

4.1.3.3 Çıkış Gücü ve Verim

4.19'daki gerilim ifadesi kullanılarak çıkış gücü P_{Ri} hesaplanabilir. Buna göre ,

$$P_{Ri} = \frac{V_{Rim}^{\ 2}}{2R_i} = \frac{2\sin^2\pi D\sin^2(\pi D+\Phi)V_1^{\ 2}}{\pi^2(1-D)^2R_i} \tag{4.21}$$

dir. E sınıfı rezonans devreli inverterin güç kayıpları ve verim ifadeleri görev periyodu D=0.5 için hesaplanmıştır. Giriş tıkama bobini içerisinden geçen I_1 akımı sabittir. Bu nedenle bobin akımını efektif değeri I_{Lfrms} ,

$$I_{Lf_{rms}} \approx I_1 = \frac{2I_m}{\sqrt{\pi^2+4}} \tag{4.22}$$

dir. İnverter verimi $\eta_I = P_{Ri} / P_1$ şeklinde tanımlanabilir ve $P_{Ri} = R_i I_m^{\ 2}/2$ dir. L_f tıkama bobininin elektrostatik direnci r_{Lf} içerisindeki güç kaybı ,

$$P_{r_{Lf}} = r_{Lf}I^2_{Lf_{rms}} = \frac{4I_m^{\ 2}r_{Lf}}{(\pi^2+4)} = \frac{8r_{Lf}}{(\pi^2+4)R_i}P_{Ri} \tag{4.23}$$

şeklinde yazılabilir.

D=0.5 görev periyodu için anahtar akımının efektif değeri I_{Srms}, 4.11'deki ifade kullanılarak ,

$$I_{s_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_s{}^2 d(wt)} = \frac{I_1\sqrt{\pi^2+28}}{4} = \frac{I_m}{2}\sqrt{\frac{\pi+28}{\pi^2+4}} \tag{4.24}$$

şeklinde bulunur. Bu durumda anahtarın iletim kaybı P_{rDS} ,

$$P_{r_{DS}} = r_{DS} I_{s_{rms}}{}^2 = \frac{r_{DS} I_m{}^2(\pi^2+28)}{4(\pi^2+4)} = \frac{(\pi^2+28)r_{DS}}{2(\pi^2+4)R_i} P_{Ri} \tag{4.25}$$

olarak elde edilir. 4.12'deki ifade kullanılarak C_1 şönt kondansatörü içerisinden geçen akımın efektif değeri I_{C1rms} ,

$$I_{C_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} i_{C_1}{}^2 d(wt)} = \frac{I_1\sqrt{\pi^2-4}}{4} = \frac{I_m}{2}\sqrt{\frac{\pi^2-4}{\pi^2+4}} \tag{4.26}$$

yazılabilir. C_1 şönt kondansatörünün elektrostatik direnci r_{C1}'de harcanan kayıp güç ,

$$P_{r_{C1}} = r_{C1} I_{C1_{rms}}{}^2 = \frac{r_{C1} I_m{}^2(\pi^2-4)}{4(\pi^2+4)} = \frac{(\pi^2-4)r_{C1}}{2(\pi^2+4)R_i} P_{Ri} \tag{4.27}$$

dir. L rezonans bobininin elektrostatik direnci r_L ve C rezonans kondansatörünün elektrostatik direnci r_C'de harcanan güç kayıpları ise aşağıdaki eşitliklerle elde edilir.

$$P_{r_L} = \frac{r_L I_m{}^2}{2} = \frac{r_L}{R_i} P_{Ri} \tag{4.28}$$

$$P_{r_C} = \frac{r_C I_m{}^2}{2} = \frac{r_C}{R_i} P_{Ri} \tag{4.29}$$

Şayet sıfır gerilimle anahtarlama şartı gerçekleştirilirse iletimdeki anahtarlama kaybı sıfırdır. Kesimdeki anahtarlama kaybı aşağıdaki gibi hesaplanır. Kesim zamanı t_f süresince anahtar akımının azalması lineer kabul edilirse $\pi < wt \leq \pi + wt_f$ aralığı için anahtar akımı ,

$$i_s = 2I_1\left(1 - \frac{wt-\pi}{wt_f}\right) \tag{4.30}$$

şeklinde yazılabilir. Rezonans devresinden geçen sinüsoidal akım t_f zamanı süresince önemli oranda değişmez ve $i = 2I_1$ dir.

Bu nedenle C_1 şönt kondansatörü içerisinden geçen i_{C1} akımı $\pi < wt \leq \pi + wt_f$ aralığı için ,

$$i_{C1} = \frac{2I_1(wt-\pi)}{wt_f} \tag{4.31}$$

şeklinde elde edilir. Şönt kondansatör ve anahtar üzerindeki gerilim ise ,

$$v_s = \frac{1}{wC_1}\int_{\pi}^{wt} i_{C1}d(wt) = \frac{I_1}{wC_1}\frac{(wt)^2 - 2\pi wt + \pi^2}{wt_f} = \frac{V_1\pi\left[(wt)^2 - 2\pi wt + \pi^2\right]}{wt_f} \tag{4.32}$$

eşitliği ile bulunur. Şu halde güç kaybının ortalama değeri t_f zamanı ile birleştirilirse , t_f kesim zamanı süresince harcanan kayıp güç P_{tf},

$$P_{t_f} = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{\pi+wt_f} i_s v_s d(wt) = P_1\frac{(wt_f)^2}{12} \approx P_{Ri}\frac{(wt_f)^2}{12} \tag{4.33}$$

şeklinde elde edilir. Sonuç olarak E sınıfı sıfır gerilim anahtarlamalı rezonans devreli inverterin toplam güç kaybı ve verimi ,

$$\begin{aligned} P_{L_s} &= P_{rL_f} + P_{rDS} + P_{C1} + P_{rL} + P_{rC} + P_{t_f} \\ &= P_{Ri}\left[\frac{8r_{L_f}}{(\pi^2+4)R_i} + \frac{(\pi^2+28)r_{DS}}{2(\pi^2+4)R_i} + \frac{r_{C1}(\pi^2-4)}{2(\pi^2+4)R_i} + \frac{r_L + r_C}{R_i} + \frac{(wt_f)^2}{12}\right] \end{aligned} \tag{4.34}$$

$$\eta_I = \frac{P_{Ri}}{P_I} = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri}+P_{Ls}} = \frac{1}{1+\left[\frac{8r_{L_f}}{(\pi^2+4)R_i} + \frac{(\pi^2+28)r_{DS}}{2(\pi^2+4)R_i} + \frac{r_{C1}(\pi^2-4)}{2(\pi^2+4)R_i} + \frac{r_L+r_C}{R_i} + \frac{(wt_f)^2}{12}\right]} \tag{4.35}$$

eşitlikleri ile bulunur.

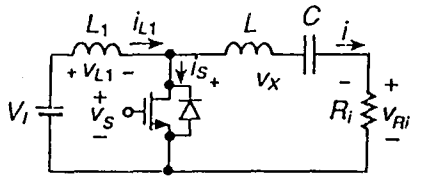
4.2 E Sınıfı Sıfır Akım Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Çalışma Prensibi

Şekil 4.5(a)'da bir E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverterin temel devresi gösterilmiştir. Devre tek bir mosfet ve bir yük kısmından oluşmaktadır. Yük kısmının basit şekli , V_1 dc kaynağı ile seri bağlanan L_1 bobini ve bir L-C-R_i seri rezonans devresinden meydana gelmektedir. R_i direnci ac yükü temsil eder. E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverterin eşdeğer devresi Şekil 4.5(b)'de gösterilmiştir.

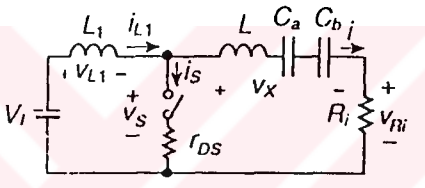
Bu devrede C kondansatörü , C_a ve C_b şeklinde iki ayrı parçaya ayrılabilir. Öyle ki C_a kondansatörü $f = w/2\pi$ çalışma frekansında L ile seri rezonansı oluşturmaktadır. Bu durumda rezonans frekansı ,

$$w = \frac{1}{\sqrt{LC_a}} \tag{4.36}$$

şeklindedir.



(a)



(b)

Şekil 4.5 E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverter. (a) Devre. (b) Eşdeğer devre.

İlave kapasite C_b gerçekte , anahtar $f_{01} = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ frekansıyla iletimde iken f çalışma frekansının seri rezonans devresinin rezonans frekansından daha düşük olduğunu ifade etmektedir. Yüklü kalite faktörü Q_L ,

$$Q_L = \frac{X_{Cr}}{R_i} = \frac{C_a + C_b}{wR_iC_aC_b} \tag{4.37}$$

şeklinde tanımlanabilir. Şekil 4.5(b)'deki inverterin eşdeğer devresi için aşağıdaki varsayımlar temel alınmıştır.

1) Yük kısmının elemanları idealdir.
2) Seri rezonans devresinin yüklü kalite faktörü Q_L yeteri kadar yüksektir. Öyle ki çıkış akımı çalışma frekansında sinüsoidaldir.
3) Anahtarın anahtarlama işlevi ani ve kayıpsızdır. Anahtar sıfır çıkış kapasitesine , sıfır doyma direncine , sıfır doyma gerilimine ve kesimde sonsuz dirence sahiptir.

Anahtar görev periyodu oranı %50'dir. Bu durumda anahtar ac periyodun yarısı için iletimde ve periyodun geri kalan kısmı için kesimdedir. Optimum inverter çalışması için şartlardan biride %50'lik görev periyodu oranıdır. İnverterin çalışması , anahtar kapalı iken anahtar tarafından ve anahtar açık iken yük kısmının geçici cevabı tarafından belirlenir. E sınıfı inverterin çalışma prensibi Şekil 4.6'da gösterilen akım ve gerilim dalga şekilleri ile anlatılmıştır. Şekil 4.6(a)'da optimum çalışma için dalga şekilleri gösterilmiştir. Anahtar açık iken i_s akımı sıfırdır. Bu nedenle bobin akımı i_{L1} , yaklaşık sinüsoidal i_{Ri} çıkış akımına eşittir. i_{L1} akımı , L_1 bobini üzerinde v_{L1} gerilimini üretir. Bu gerilim bir sinüs dalgasının yaklaşık bir kısmıdır. V_1 kaynak gerilimi ve v_{L1} gerilimi arasındaki fark v_s anahtar gerilimidir. Anahtar kapalı iken v_s gerilimi sıfırdır ve v_{L1} gerilimi V_1 kaynak gerilimine eşittir. Bu gerilim lineer artan i_{L1} akımını oluşturur. i_{L1} akımı ve i_{Ri} akımı arasındaki fark anahtar içerisinden akar.

Anahtarın $wt_{off}=2\pi$ de kesimde olduğunu kabul edersek sıfır akım anahtarlama şartı ,

$$i_s(2\pi)=0 \tag{4.38}$$

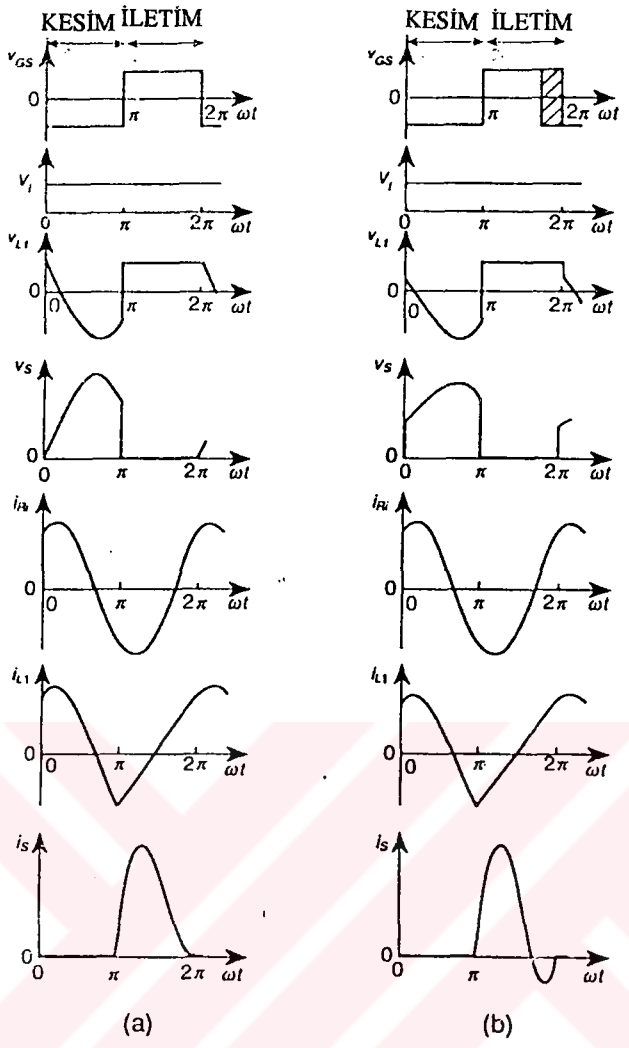
dır. Aynı zamanda sıfır akım anahtarlamada optimum çalışma için diğer bir şart ise ,

$$\frac{di_s}{d(wt)}\Big|_{wt=2\pi} = 0 \tag{4.39}$$

dır. Şayet 4.38'deki şart yerine getirilmezse anahtar sıfır olmayan bir akımla kesimdedir. Anahtar akım ve gerilimi kesim aralığı süresince örtüştüğü için kesimde bir güç kaybı mevcuttur. Bununla birlikte şayet anahtar akımı kesimde her zaman sıfır ise , anahtar akımı düşme zamanı aynı zamanda sıfırdır , anahtar akım ve gerilimi kesişmez ve kesimdeki anahtarlama kaybı sıfırdır.

4.38 şartı anahtar çıkışındaki tehlikeli gerilim darbelerini elemine eder. Şayet bu şart yerine getirilmez ise i_s akımı anahtarın kesim süresince hızla değişir. Aynı zamanda i_{L1} bobin akımı da anahtarın kesim süresince hızla değişir. Bundan dolayı anahtar çıkışında endüktif gerilim darbeleri ortaya çıkar. Anahtarın kesim süresince i_{L1}'in hızla değişmesi L_1 bobini içinde depolanan enerjinin değişmesine neden olur. Bu enerjinin bir kısmı anahtar içerisinde harcanır ve kalanı L-C-R_i seri rezonans devresine verilir.

Şayet 4.39 şartı yerine getirilirse anahtar akımı her zaman pozitiftir ve ters paralel diyot iletime geçmez ve kesimde anahtar üzerindeki gerilim başlangıçta sıfırdır.($v_s(2\pi)=0$)



Şekil 4.6 E sınıfı sıfır akım anahtarlamalı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri.
(a) Optimum çalışma . (b) Optimumaltı çalışma .

Optimum çalışma şartları yük kısmının elemanlarının uygun şekilde seçimi ile sağlanabilir. Yük direnci için sıfır akım anahtarlama şartı , $R_i=R_{opt}$ eşitliğinin sağlanmasıdır. Şekil 4.6(b)'de optimumaltı çalışmaya ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu çalışma sadece sıfır akım anahtarlama şartı sağlandığında meydana gelir. Şayet anahtar akımı sıfıra ulaştığı anda anahtar akımının meyili pozitif yönde ise , anahtar akımı periyodun bir kısmı süresince negatif olacaktır. Sonuç olarak mosfet , anahtar akımının negatif olduğu zaman aralığında kesimdedir ve negatif anahtar akımını ters paralel diyot iletir. Anahtar akımı sıfıra ulaştığında ters paralel diyot kesime geçer.

4.2.1 E Sınıfı Sıfır Akım Anahtarlamalı Rezonans Devreli İnverterin Analizi

Şekil 4.5(b)'de gösterilen eşdeğer inverter devresinin temel eşitlikleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_s = i_{L1} - i_{Ri} \tag{4.40}$$

$$v_s = V_1 - v_{L1} \tag{4.41}$$

Seri rezonans devresinden geçen çıkış akımı sinüsoidaldir ve ,

$$i = I_m \sin(wt + \varphi) \tag{4.42}$$

şeklinde yazılabilir.Anahtar $0 < wt \leq \pi$ aralığı için kesimdedir ve anahtar akımı i_s ,

$$i_s = 0 \tag{4.43}$$

dır. 4.40, 4.42 ve 4.43'deki ifadelerden $0 < wt \leq \pi$ aralığı için bobin akımı ve çıkış akımı ,

$$i_{L1} = i_{Ri} = I_m \sin(wt + \varphi) \tag{4.44}$$

şeklinde yazılabilir.L_1 bobini üzerindeki gerilim $0 < wt \leq \pi$ aralığı için ,

$$v_{L1} = wL_1 \frac{di_{L1}}{d(wt)} = wL_1 I_m \cos(wt + \varphi) \tag{4.45}$$

eşitliği ile bulunabilir. Bu durumda 4.41'deki ifade $0 < wt \leq \pi$ aralığı için aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$v_s = V_1 - v_{L1} = V_1 - wL_1 I_m \cos(wt + \varphi) \tag{4.46}$$

4.44'deki ifade kullanılır ve i_{L1} bobin akımının sürekliliği göz önüne alınırsa ,

$$i_{L1}(\pi+) = i_{L1}(\pi-) = I_m \sin(\pi + \varphi) = -I_m \sin\varphi \tag{4.47}$$

dır. Anahtar $\pi < wt \leq 2\pi$ aralığı için iletimdedir ve bundan dolayı ,

$$v_s = 0 \tag{4.48}$$

dır. Bu ifade 4.41'de kullanılırsa $\pi < wt \leq 2\pi$ aralığı için ,

$$v_{L1} = V_1 \text{ dır.} \tag{4.49}$$

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

Böylece 4.47 ve 4.49'daki ifadelerden L_1 bobini içinden geçen akım $\pi < wt \leq 2\pi$ aralığı için ,

$$i_{L1} = \frac{1}{wL_1}\int_{\pi}^{wt} v_{L1}(u)d(u) + i_{L1}(\pi+) = \frac{1}{wL_1}\int_{\pi}^{wt} V_1(u)d(u) + i_{L1}(\pi+)$$
$$= \frac{V_1}{wL_1}(wt-\pi) - I_m \sin(wt+\varphi) \tag{4.50}$$

şeklinde bulunur. 4.42 ve 4.50'deki ifadeler kullanılarak anahtar akımı i_s , $\pi < wt \leq 2\pi$ aralığı için ,

$$i_s = i_{L1} - i_{Ri} = \frac{V_1}{wL_1}(wt-\pi) - I_m[\sin(wt+\varphi)+\sin\varphi] \tag{4.51}$$

şeklinde yazılabilir. 4.51'deki ifadede sıfır akım anahtarlama şartı $i_s(2\pi)=0$ kullanılırsa ,

$$I_m = V_1 \frac{\pi}{2wL_1 \sin\varphi} \tag{4.52}$$

dir. $I_m > 0$ olduğu için ,

$$0 < \varphi < \pi \tag{4.53}$$

aralığındadır. 4.51 , 4.52 ve 4.53'deki ifadelerden anahtar akımı i_s ,

$$i_s = \begin{cases} 0 < wt \leq \pi & için \quad 0 \\ \pi < wt \leq 2\pi & için \dfrac{V_1}{wL_1}\left\{wt - \dfrac{3\pi}{2} - \dfrac{\pi}{2\sin\varphi}\sin(wt+\varphi)\right\} \end{cases} \tag{4.54}$$

şeklinde elde edilir.4.39'da verilen optimum çalışma şartı 4.54'deki ifadede kullanılırsa ,

$$\tan\varphi = \frac{\pi}{2} \tag{4.55}$$

dir. $\varphi = \arctan(\pi/2) = 1.0039rad = 57.52^o$ dir. Bu durumda trigonometrik ifadeler arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\sin\varphi = \frac{\pi}{\sqrt{\pi^2+4}} \ , \ \cos\varphi = \frac{2}{\sqrt{\pi^2+4}} \tag{4.56}$$

4.54 ve 4.55'deki ifadelerden anahtar akımı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_s = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad 0 \\ \pi < wt \le 2\pi & için \dfrac{V_1}{wL_1}\left\{wt - \dfrac{3\pi}{2} - \dfrac{\pi}{2}\cos wt - \sin wt\right\} \end{cases} \qquad (4.57)$$

Fourier formulü kullanılarak dc kaynak akımı ,

$$I_1 = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} i_s d(wt) = \frac{V_1}{\pi w L_1} \qquad (4.58)$$

şeklinde yazılabilir. Çıkış akımının genliği 4.52 , 4.56 ve 4.58'deki ifadelerden bulunabilir.

$$I_m = \frac{\sqrt{\pi^2+4}}{2}\frac{V_1}{wL_1} - \frac{\pi\sqrt{\pi^2+4}}{2} I_1 = 5.8499 I_1 \qquad (4.59)$$

Bu ifade 4.57'de kullanıldığında kararlı hal normalize edilmiş anahtar akımı ,

$$\frac{i_s}{I_1} = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad 0 \\ \pi < wt \le 2\pi & için\ \pi(wt - \dfrac{3\pi}{2} - \dfrac{\pi}{2}\cos wt - \sin wt) \end{cases} \qquad (4.60)$$

şeklinde elde edilir. Benzer biçimde 4.46 , 4.52 ve 4.55'deki ifadeler kullanılarak normalize edilmiş anahtar gerilimi ,

$$\frac{v_s}{V_1} = \begin{cases} 0 < wt \le \pi & için \quad \dfrac{\pi}{2}\sin wt - \cos wt + 1 \\ \pi < wt \le 2\pi & için \quad 0 \end{cases} \qquad (4.61)$$

bulunabilir.

4.2.2 E Sınıfı ZCS İnverterin Temel Frekans Bileşenleri

E sınıfı ZCS inverterin çıkış akımı sinüsoidaldir ve $v_{Ri} = V_m \sin(wt + \varphi)$'ye eşit bir şekle sahiptir. Burada $V_m = R_i I_m$ dir. L , C_a ve C_b elemanları üzerindeki gerilim v_X'dir. v_X geriliminin temel bileşeni v_{X1} sadece C_b kondansatörü üzerinde meydana gelir. Çünkü L bobini ve C_a kondansatörü f çalışma frekansında rezonanstadır ve onların reaktansı $wL - 1/(wC_a) = 0$ dır.

v_X geriliminin temel bileşeni v_{X1} ,

$$v_{X1} = V_{X1}\cos(wt+\varphi) \tag{4.62}$$

dir. Burada v_{X1} geriliminin genliği V_{X1} ,

$$V_{X1} = -\frac{I_m}{wC_b} \tag{4.63}$$

şeklinde tanımlanabilir. Anahtar gerilimi v_s'in temel frekans bileşeni ,

$$v_{S1} = v_{Ri} + v_{X1} = V_m\sin(wt+\varphi) + V_{X1}\cos(wt+\varphi) \tag{4.64}$$

dir. v_{Ri} ve v_{S1} gerilimleri arasındaki faz farkı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tan\varphi = \frac{V_{X1}}{V_m} = -\frac{1}{wC_bR_i} \tag{4.65}$$

4.61'deki ifade ve fourier formülü kullanılarak V_m ve V_{X1} gerilimleri ,

$$V_m = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_S\sin(wt+\varphi)d(wt) = \frac{4}{\pi\sqrt{\pi^2+4}}V_1 = 0.3419V_1$$

ve (4.66)

$$V_{X1} = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_S\cos(wt+\varphi)d(wt) = -\frac{\pi^2+12}{4\sqrt{\pi^2+4}}V_1 = -1.4681V_1$$

eşitlikleri ile bulunur. Dc kaynak akımı ve çıkış akımının genliğine ait 4.58 ve 4.59'daki ifadeler 4.66'daki ifadelerde kullanılırsa ,

$$V_m = \frac{8}{\pi(\pi^2+4)}wL_1I_m \tag{4.67}$$

$$V_{X1} = -\frac{\pi^2+12}{2(\pi^2+4)}wL_1I_m \tag{4.68}$$

gerilim eşitlikleri elde edilir.Anahtar akımının temel frekans bileşenleri , $i_s = I_{s1}\sin(wt+\gamma)$, I_{s1} ve γ , gerilimin temel frekans bileşenleri ise , $v_s = V_{s1}\cos(wt+\vartheta)$, V_{s1} ve ϑ dir. Burada anahtar akımının genliği I_{s1} ve anahtar geriliminin genliği V_{s1} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_{s1} = I_1\sqrt{\left(\frac{\pi^2}{4}-2\right)^2+\frac{\pi^2}{2}} = 1.6389I_1 \tag{4.69}$$

$$\gamma = 180^0 + \arctan\left(\frac{\pi^2 - 8}{2\pi}\right) = 196.571^0 \tag{4.70}$$

$$V_{s1} = \sqrt{V_m{}^2 + V_{X1}{}^2} = V_1\sqrt{\frac{16}{\pi\ (\pi\ +4)} + \frac{(\pi^2+12)^2}{16(\pi^2+4)}} = 1.5074V_1 \tag{4.71}$$

$$\vartheta = \varphi + \psi = -19.372^0 \tag{4.72}$$

Yük kısmının giriş empedansının faz açısı ϕ , çalışma frekansında $,\phi = 180^0 + \vartheta - \gamma = -35.495^0$ dir. Bu giriş empedansının kapasitif olduğunu gösterir.

4.2.3 Güç İfadeleri ve Yük Kısmının Eleman Değerleri

E sınıfı ZCS inverterin dc giriş gücü P_1 ve çıkış gücü P_{Ri} ,

$$P_1 = I_1 V_1 \ , \tag{4.73}$$

$$P_{Ri} = \frac{V_m{}^2}{2R_i} = \frac{8}{\pi^2(\pi^2+4)}\frac{V_1^2}{R_i} = 0.05844\frac{V_1^2}{R_i} \tag{4.74}$$

eşitlikleri ile bulunabilir. 4.65 , 4.67 ve 4.68'deki ifadeler kullanılarak ,

$$\frac{wL_1}{R_i} = \frac{\pi(\pi^2+4)}{8} = 5.4466 \ , \tag{4.75}$$

$$wC_bR_i = \frac{16}{\pi(\pi^2+12)} = 0.2329 \ , \tag{4.76}$$

$$\text{ve } \psi = \arctan\left(\frac{V_{X1}}{V_m}\right) = -\arctan\left[\frac{\pi(\pi^2+12)}{16}\right] = -76.89^0 \tag{4.77}$$

elde edilir.Buradan Şekil 4.5(b)'deki devrede C_b kondansatörü , C_a , L ve R_i ile seri bağlanmalıdır. L ve C_a'nın değerleri 4.36 ve 4.37'deki formüllerden bulunabilir. 4.59 ve 4.75'deki ifadelerden çıkış akımının genliği ,

$$I_m = \frac{4}{\pi\sqrt{\pi^2+4}}\frac{V_I}{R_i} \tag{4.78}$$

şeklinde bulunabilir.

4.58'deki dc kaynak akımı ifadesi , 4.75'deki formülde kullanılırsa aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$I_1 = \frac{8}{\pi^2(\pi^2+4)}\frac{V_1}{R_i} \tag{4.79}$$

İnverterin dc giriş direnci R_{DC} , 4.75 ve 4.79'daki ifadelerden ,

$$R_{DC} = \frac{V_1}{I_1} = \pi w L_1 = \frac{\pi^2(\pi^2+4)}{8}R_i = \frac{2\pi(\pi^2+4)}{(\pi^2+12)}\frac{1}{wC_b} \tag{4.80}$$

şeklinde yazılabilir. Son olarak yük kısmının elemanları R_i , L_1 , C_b ve L'nin değerleri aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanabilir.

$$R_i = \frac{8}{\pi^2(\pi^2+4)}\frac{V_I^{\,2}}{P_{Ri}} = 0.05844\frac{V_I^{\,2}}{P_{Ri}} \quad , \quad L_1 = \frac{\pi(\pi^2+4)}{8}\frac{R_i}{w} = 5.4466\frac{R_i}{w} \tag{4.81}$$

$$C_b = \frac{16}{\pi(\pi^2+12)}\frac{1}{wR_i} = \frac{0.2329}{wR_i} \quad , \quad C = \frac{1}{wR_iQ_L} \tag{4.82}$$

$$L = \left[Q_L - \frac{\pi(\pi^2+12)}{16}\right]\frac{R_i}{w} = (Q_L - 4.2941)\frac{R_i}{w} \tag{4.83}$$

5. ÜÇ FAZLI REZONANS DEVRELİ İNVERTERLER

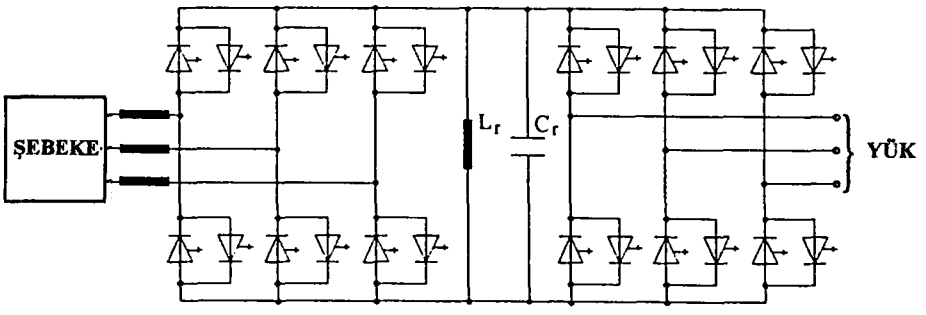
5.1 Giriş

Üç fazlı rezonans devreli inverterlere ait çok sayıda çeşitli devre bağlantı şekilleri ile kumanda sistemleri mevcuttur. Ancak tüm bu devrelerde genel olarak tespit edilen ortak husus, bir yandan iletim ve kesim kayıpları ve çalışma frekansında bununla bağlantılı olarak sağlanacak verimin iyileştirilmesi , diğer yandan da yapı elemanlarının zorlanmasındaki artışın ve ilaveten gerekli olan rezonans devreleri ile son derece kompleks olan çalışma tarzının birbirleri ile zıtlık teşkil etmesidir. Bu da bu devrelere ilişkin yorumların optimizasyonunu belirgin ölçüde zorlaştırmaktadır. Aynı durum , geçici-rezonanslı olarak yüklenen devre çeşitleri için de geçerlidir. (Schröder, 1998)

Eğer daha fazla güce sahip ve daha yüksek verimli devreler gerçekleştirilmeye çalışılıyorsa , o zaman özelikle yapı elemanlarının zorlanmasındaki artış bu bakımdan belirgin bir kısıtlamayı da beraberinde getirmektedir. Eğer belirli bir ara devre geriliminde yapı 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 alınması gerekir , diğer yandan geçici-rezonanslı devre çeşitlerinde bu deşarj devrelerindeki anahtarların maruz kalacakları zorlanmalarında hesaba katılması şarttır. Bu bakımdan , bu devre bağlantı şekillerini örneğin elektrikli tahrik cihazlarında 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 kumanda edilebilme özelliğine sahiptirler ve sinyallerin uygun şekilde seçilmesi ile verim değerinin %94 ile 97'ye ulaşması sağlanabilir. Bunun dışında, güçlü (yüksek randımanlı) yarı iletken elemanlarının iyileştirilmesi suretiyle , yani aslında bu yarı iletken elemanların kumandası (örneğin GTO'ların sert anahtarlama kumandası) ile optimum modülasyon ve kumanda yöntemlerinin iyileştirilmesi suretiyle , daha da ileri iyileştirmelerin beklenebileceğinin de dikkate alınması gerekir.

Tüm bu gelişmelerle beraber rezonans devrelerinin , tahrik mekanizmalarının inverterlerine de uyarlanmak suretiyle avantaj elde edilip edilemeyeceği yoğun bir biçimde araştırılmıştır. Bu araştırmanın yapılmasına götüren neden , azami güç sağlayan yarı iletken elemanların devre çalışma frekansının birkaç 100 Hz ile kısıtlanmış olmasıydı. Bunun dışında yarı iletken elemanların tetiklenmesi esnasında elektromanyetik girişim (EMI) sorunlarının ortaya çıkmasına neden olabilecek yüksek gerilim darbeleri meydana gelmektedir.

Tüm ilave bağlantılarda esas itibariyle ortaya çıkan sorun mümkün olduğu kadar az rezonans devresinin kullanılmak istenmesi ve bu rezonans devrelerinin mümkün olduğu kadar kapsamlı etki yapmasının istenmesidir , yani bu devreler hem şebeke tarafındaki hem de yük tarafındaki köprü devrelerini deşarj edebilmelidirler. Bilinen üç temel devre çeşidi vardır. Bunlar rezonanslı alternatif akım - ara devreli (Rezonanslı AC Hat) inverterler, rezonanslı doğru - akım ara devreli (Rezonanslı DC Hat) inverterler ve rezonanslı geçici deşarjlı inverterlerdir.



Şekil 5.1 Rezonanslı alternatif akım - ara devreli (Rezonanslı AC Hat) inverter.

Şekil 5.1'de rezonanslı alternatif akım - ara devreli inverterlerin yapısı görülmektedir. Paralel salınımlı devre , şebeke tarafındaki devre bağlantısı ile tahrik edilir ve böylece ara devrede alternatif akım kullanılabilir hale gelir.

Bu devre bağlantı çeşidi , ancak bloklama ve kilitleme yapabilen yüksek güçlü yarı iletken elemanlara ihtiyaç gösterir. Şayet şimdiye kadar ağırlıklı ve öncelikli olarak geliştirilmiş bulunan ve sadece bloklama yapabilen yüksek güçlü yarı iletkenler kullanılacak olursa , böyle bir devre bağlantısı için yapılacak masraf çok yüksektir. Böyle bir durumda hem bir güçlü seri diyoda hem de bu seri diyodun geri dönüş akımı için devreye bağlanacak elemana paralel olarak bağlanması gerekecek bir paralel diyoda ihtiyaç olacaktır. Böyle bir devre bağlantısının gerçekleştirilmesindeki bir diğer zorluk ise rezonans devresinin, ara devreye aşırı gerilim gitmesine neden olan ve bu nedenle de tüm yüksek güçlü yarı iletkenler için aşırı akım kısıtlayıcı konulmasını gerektiren , geçici işletim konumlarıdır (Schröder, 1998).

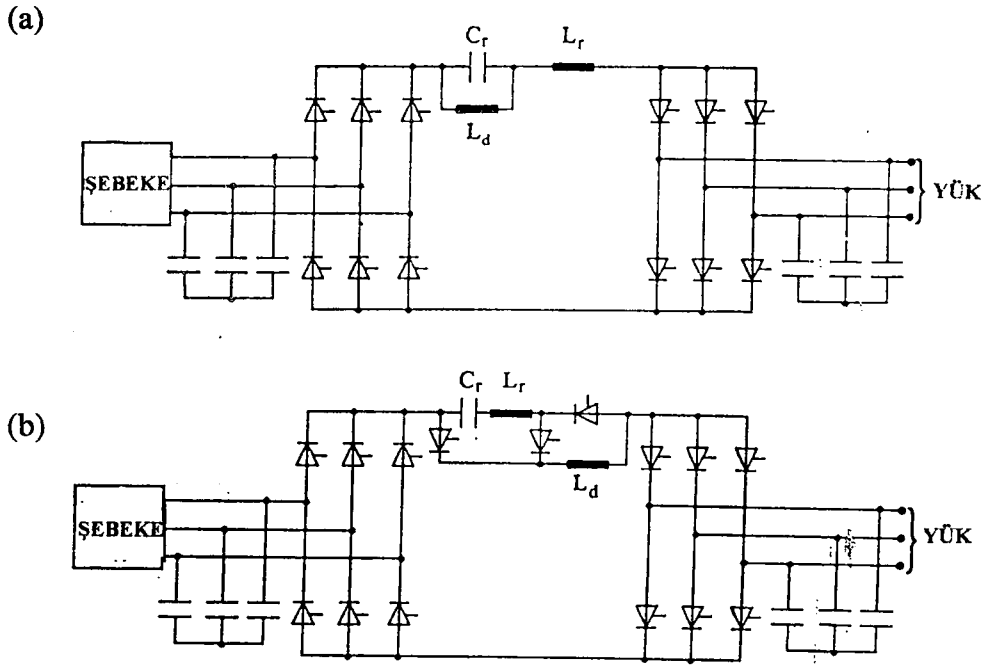
Ara devrenin alternatif akım - yarı salınımları , yük tarafındaki köprü devresinde bulunan anahtarlar vasıtasıyla yüke bağlanır. Yük tarafındaki gerilim böylece ara devrenin alternatif akım yarı salınımları ile birleşir. Frekans değişiklikleri bu sebeple , pozitif ve negatif genlikli uygun sayıdaki yarı salınımınların uygun bir biçimde devreye sokulması ile gerçekleşir.

Genlik değişimleri ise pozitif ve negatif genlikli yarı salınımların uygun örneklerinin dönüşümlü olarak devreye sokulması ile sağlanır.

Bir alternatif çözüm de , yük tarafındaki inverterde bulunan anahtarların sıfır akımla anahtalanmaları ve şebeke tarafındaki redresörün de hemen hemen gerilimsiz olarak devreye girmesidir. Buna ilaveten bir de, ancak rezonans sürecinin gerçekleşmesine imkan sağlayan yardımcı anahtar gereklidir. Bu öneri ancak, giriş ve çıkış arasında bir izolasyon gerekli ise ilginç hale gelmektedir. Buna uygun trafo, rezonans frekansı yeterince yüksek ise, şebeke tarafına bağlanan trafoya göre daha küçük olabilir.

Rezonanslı doğru akım - ara devreli inverterler Şekil 5.2(a)-(b)'de görülmektedir; bu devrelerde bir seri bağlı rezonans devresi kullanılmaktadır (Rezonanslı DC Hat İnverter, RDCLI). Bu rezonanslı dc hat inverterler hem akımsız hem de gerilimsiz olarak devreye giren şekilde tasarlanabilirler. Anahtarların akımsız durumda devreye alındığı temel yapı Şekil 5.2(a)'da gösterilmiştir. L_r ve C_r büyüklüklerine sahip elemanlar seri bağlı bir rezonans devresi oluşturmaktadır , buna karşın dengeleme bobini L_d bir doğru akım yolunun oluşmasını sağlamaktadır. L_d endüktansındaki akımı ayarlamak için gerekli olan doğru akım , şebeke tarafındaki devre bağlantısından temin edilir. Rezonans bobininde sinüs eğrisi şeklinde akan akım daima artı işaretli olarak ortaya çıkar. Bu seri bağlanmış rezonans devreli inverterin bir dezavantajı gizli yük-akım darbelerinin ortaya çıkmasıdır , zira inverterlerde sadece akımın her bir sıfır geçişinde bir durum değişmesi meydana gelebilir. Bu durum değişmeleri de yine salınımlı devre elemanlarının yük akımı ve rezonans frekansı ile önceden zaten belirlenmiş durumdadır. Yukarıda bahsedilen bu devre bağlantısı Şekil 5.2(b)'de gösterilmiştir. İlave yardımcı anahtarlarında devreye sokulması ile akım bir üst kumanda ile kesilmeye zorlanabilir. Böylece çıkışta değişken uzunlukta blok şeklinde akımlar ayarlanabilir (PWM-Yöntemi).

Her iki devre bağlantısı da , yani hem rezonanslı doğru akım - ara devreli olanlar hem de seri bağlı rezonans devreli olanlar , aynen rezonanslı alternatif akım - ara devreli olan gibi , ancak bloklama ve kilitleme yapabilen yüksek güçlü yarı iletkenlere ihtiyaç gösterir. Şekil 5.2'deki devreler prensip olarak devre bağlantı şeması itibariyle kontrol edilecek olursa , ara devredeki rezonans devresinin görevinin devre dışı bırakılması mümkün olmayan tristörleri devre dışı bırakılabilir elemanlara dönüştürmek olduğu kolayca görülebilir.

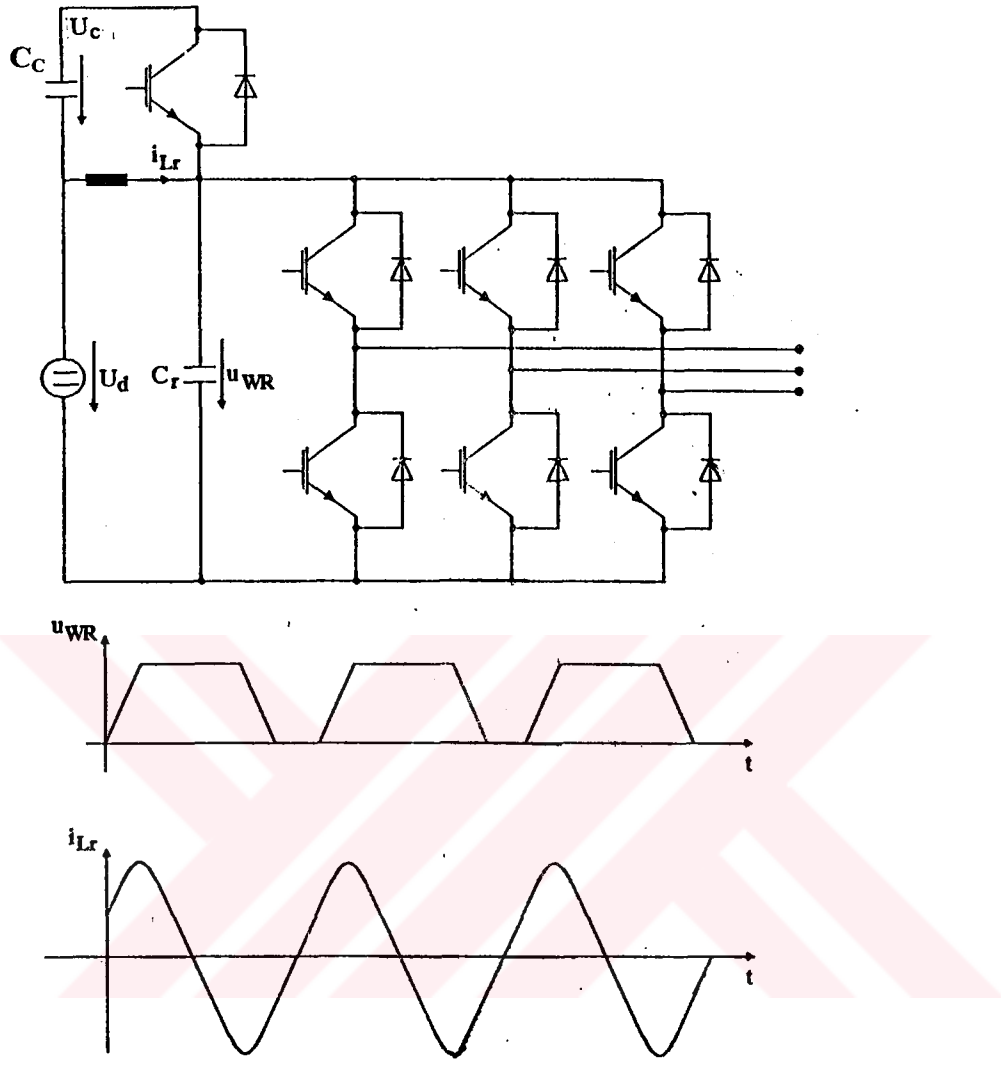


Şekil 5.2 Rezonanslı doğru akım - ara devreli inverter.(a) Murai, Lipo'ya göre.(b) Ledwich'e göre.

Rezonanslı doğru akım - ara devre bağlantılarının bir diğer çeşidi ise seri bağlanmış bir rezonans devresi yerine paralel bağlanmış bir rezonans devresinin kullanıldığı devrelerdir. Şekil 5.3'de aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter (ACRDCL) devresi gösterilmiştir.

Bu devrenin çalışma prensibi, Şekil 5.1'de gösterilen devre bağlantısına analog olup, yük tarafındaki gerilim için gerilim kaynağı olarak paralel bağlı rezonans devresinin kondansatörü görev yapmaktadır. Bu devre çeşidinin avantajlarından birincisi sadece bloklama yapabilen yüksek güçlü yarı iletkenlere ihtiyaç duyulması ve ikincisi ise de inverterin anahtarlarının gerilimsiz olarak devreye sokulabilmesidir. Buna karşın , ancak C_r kapasiteli kondansatörde ve anahtarlarda yüksek aşırı gerilimler ortaya çıkmaktadır. 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 olan bir değere ulaşabilmektedirler. Aşırı gerilimleri düşürmek için çeşitli çözümler önerilmiştir. İlk olarak bir aktif gerilim sınırlandırma devresinin (Clamped-Schaltung) kullanılması önerilmiştir (Aktif Bastırmalı Rezonanslı DC Hat İnverter , ACRDCLI). Bu çözümde C_r rezonans kondansatörü belirli bir gerilimden sonra kendisinden çok daha büyük bir C_c bastırma kondansatörüne paralel olarak bağlanmaktadır. Böylece rezonans süreci esnasında L_r rezonans bobininde depolanmış olan enerjinin sadece kumanda edilebilir bir kısmı C_r'ye aktarılmaktadır. Böylece C_r rezonans kondansatöründe

ortaya çıkan gerilimler ara devredeki gerilimin 1,2 ile 1,8 katına kadar sınırlandırılabilir.



Şekil 5.3 Aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter.

Gerilimi sınırlandırmanın ikinci bir yolu ise pasif gerilim sınırlandırmasıdır, bu yöntemde yardımcı sargısı bir diyot ile ara devre gerilimine seri olarak bağlanmış olan L_r bobinine bir transformatör paralel bağlanmıştır. Bu çözümün en zor yanı mümkün olduğu kadar az kaçak yapan bir transformatörle gerçekleştirilmesidir.

Paralel rezonanslı inverterlerde gerilimi sınırlandırmanın üçüncü bir yolu ise gerilim pik kontrollü rezonanslı dc hat inverterdir (Voltage Peak Controlled RDCLI (VPCRDCLI). Bu yöntemde eski RDCLI devre bağlantısı değiştirilmemekte , sadece daha farklı bir şekilde kumanda edilmektedir. İnverterdeki anahtarlar gerilimin tam sıfır geçişinde devreye girmek

yerine bundan tam olarak hassas bir biçimde tanımlanmış belirli bir süre önce devreye girmektedir. Böylece yük değişimine bağlı aşırı gerilim yükselmelerinin önüne geçilmektedir. Ancak yarı iletkenlerin yine de ara devre geriliminin iki katı olan bir değer için boyutlandırılması gerekir.

Şimdiye kadar ki çözümler birbiri ile karşılaştırıldığında ACRDCLI , her ne kadar ilave bir devre bağlantı anahtarına ihtiyaç gösterse de, en iyisi olarak kendisini göstermektedir. Ancak ACRDLI'nin en önemli dezavantajı diğer devre çeşitlerinde olduğu gibi , üretilen çıkış gerilimdeki darbe örneklerinin olmasıdır.

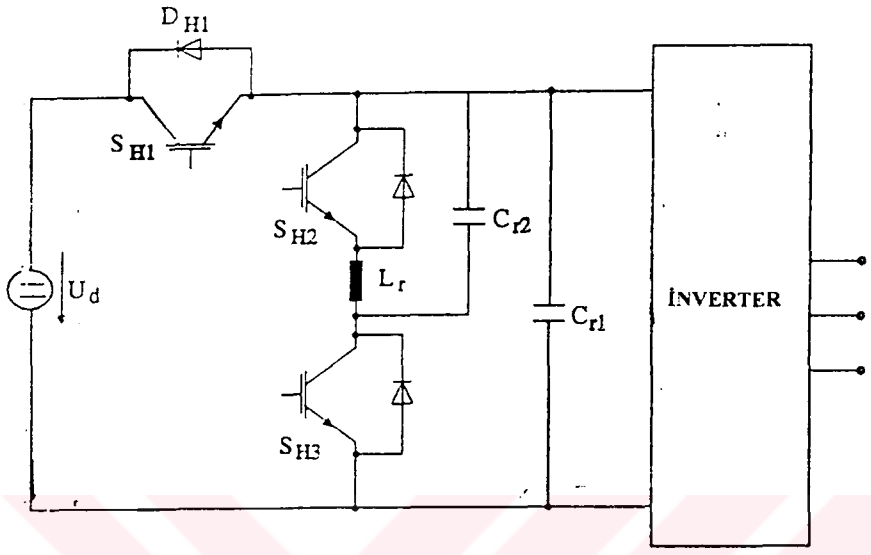
İnverterde , gerilim sıfır iken anahtarlar sadece belirli zamanlarda devreye gireceğinden , ACRDCL inverterlerin bir PWM kumanda yöntemi ile sürülmesi mümkün değildir. Sigma-Delta-Modülasyon yöntemi ile veya doğrudan akım regülasyonu ile gerilim darbeleri inverter üzerinden yükle bağlanır. Bunun neticesinde şimdiye kadar kullanılan PWM'li inverterlere göre önemli ölçüde çok daha fazla dezavantajlı bir çıkış akımı spektrumu ortaya çıkar. Aynı efektif değere sahip bir distorsiyon akımı elde edebilmek için , ACRDCLI'nın gerilim darbe frekansının şimdiye kadar kullanılan PWM inverterlerin çalışma frekansına kıyasla , on katı kadar daha fazla olması gerektiği kanıtlanmıştır.

ACRDCLI'de kullanılan Sigma-Delta-Modülasyonu her şeyden önce düşük modülasyon derecelerinde basit bir PWM'e göre daha kötü sonuçlar vermektedir. Ancak özellikle tahrik cihazlarında kullanılacak olan inverterlerin düşük modülasyon derecelerinde de memnuniyet verici bir biçimde çalışması gerekir. Bu rezonans devreli inverterlerde çalışma frekansı çok düşük seçilecek olursa , yüksek akım dalgalanmalarına ilaveten akımın içindeki düşük frekanslı harmoniklerde eklenir.

Ayrık darbe modülasyon yönteminin dezavantajlarından kaçınmak için seksenli yılların sonlarında RDCL inverterin bir PWM ile kumanda edebilme imkanı olup olmadığı araştırılmıştır. Elde edilen ilk sonuçlara göre geçici rezonanslı bağlantıya dayanan adım tarzında işletimli dc hat inverter (Notching DC Link Inverter) veya rezonans geçişli dc hat inverterler (Quasi Resonant DC Link Inverter (QRDCLI)) ortaya çıkmıştır.

Tüm bu sistemlerin ortak yanı , inverterlerin giriş geriliminin , kısa süreli devre iletim ve kesim süreçleri esnasında ilave bağlantı devreleri (komütasyon devreleri) ile sıfıra inmesidir. Bu süreç esnasında ara devre kondansatörünün deşarj olmasını önlemek için ana akım yolu üzerinde bir ayırma devresi elemanının invertere bağlanması gerekir. Böyle bir devre ayırma

elemanını gerçekleştirmenin iki temel yolu vardır. Birincisi düşük endüktanslı bir bobin kullanılmasıdır , ki bu bobin aynı zamanda bir rezonans bobini olarak çalışabilir; ikincisi ise bir yarı iletken anahtarın kullanılmasıdır.



Şekil 5.4 Adım tarzında işletimli dc hat inverter; He, Mohan'a göre

Şekil 5.4'de ana akım yolu üzerinde bir S_{H1} yarı iletken anahtar bulunan bir adım tarzında işletimli dc hat inverter gösterilmiştir. Burada ilave olarak iki adet yardımcı anahtar daha gereklidir (S_{H2} ve S_{H3}). İlave anahtarların görevi , C_{r1} kapasiteli rezonans kondansatörünü her bir anahtar iletim ve kesim anlarında deşarj etmek ve hemen arkasından tekrar şarj etmektir. Bunun için yeterli miktarda enerjinin rezonans bobini L_r'de depolanması gerekir. Bu da yardımcı anahtarların devreye girme zamanlarının kumanda edilmesi sayesinde sağlanır.

Bobinin enerji kapasitesi Şekil 5.4'deki devrenin rezonans süreci için yeterli ise , rezonans S_{H1} anahtarının gerilimsiz bir biçimde kapanması ile başlatılır. Komütasyon sürecinin sonunda gerilim tekrar ara devredeki gerilime ulaştığında S_{H1} tekrar hiçbir kayıp olmaksızın açılmaktadır. L_r'de depolanmış olan fazla enerji D_{H1} diyodu üzerinden gerilim kaynağı U_d'ye geri gönderilir. Bu şekildeki bir devrede , fazla sayıdaki ilave yüksek güçlü yarı iletkenlerin yanı sıra S_{H2}'deki aşırı gerilim de bir dezavantaj oluşturmaktadır. Bu ancak uygun bir boyutlandırma ile sınırlandırılabilir.

Alternatif bir çözüm ise Şekil 5.5'de önerilmektedir. Temel prensip daha önceki devre şekillerine benzememektedir. Fakat C_{r1} kondansatörün şarj ve deşarj edilmesi için ihtiyaç duyulan enerji burada , bir rezonans bobini yerine L_r ve C_{r2}'den oluşan bir seri bağlanmış

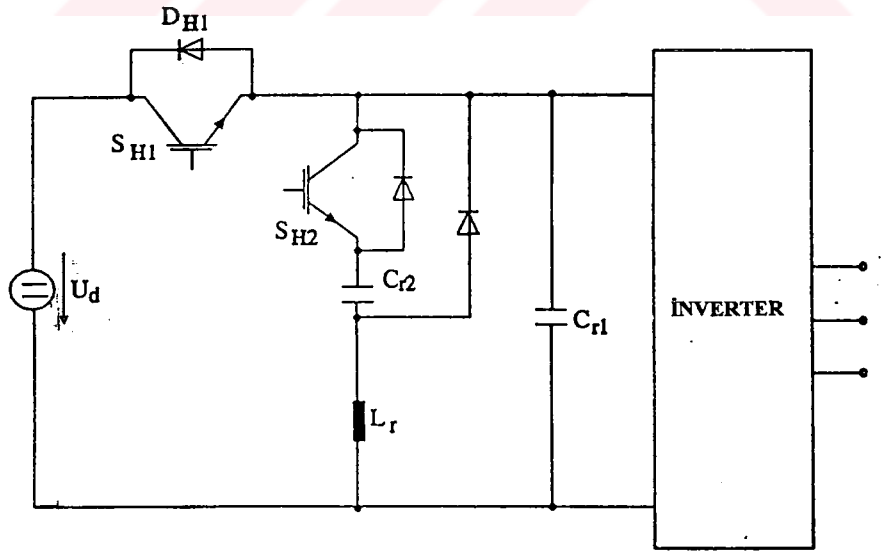
salınım devresinde depolanır. Böylece gerçi bir adet anahtardan tasarruf edilmiş olur , ancak kullanılabilir enerjinin aşağıdaki formülle hesaplanan bir teorik üst sınırı vardır :

$$E_{\max} = 2 \cdot C_{r2} \cdot U_d^2 \tag{5.1}$$

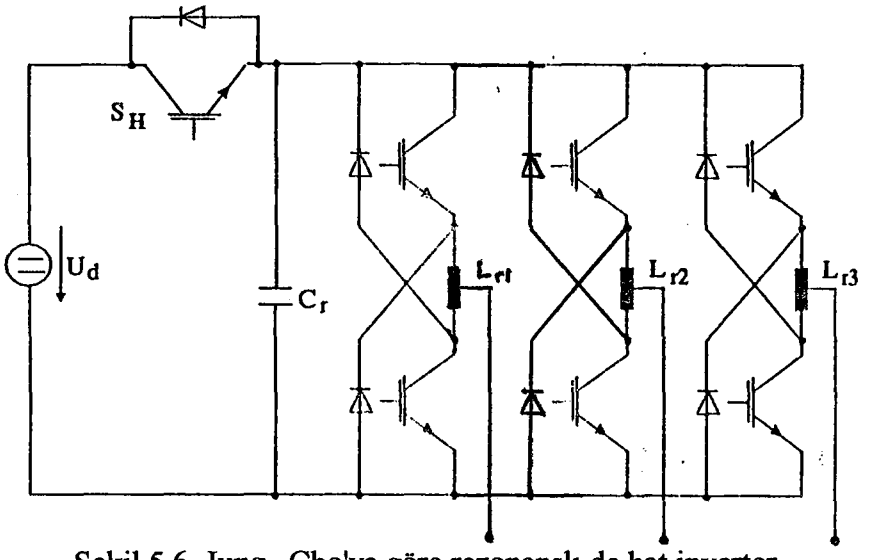
Bu da öncelikle jeneratör çalışmada , aşırı akımın bir diyottan inverterin anahtarına komüte etmesi sonucunda , C_{r1} kondansatörünün artık tamamen deşarj olamamasına yol açar. Bunun sonucunda bir komütasyon noksanlığı veya sert anahtarlama göze alınmalıdır.

Bir diğer alternatif rezonanslı dc hat inverter devresi ise Şekil 5.6'da gösterilmiştir. Burada inverterin anahtarının söndürülmesi için önce ilgili köprü kolundaki ikinci yarı iletkenin iletime geçirilmesi gerekmektedir. Bu sayede ortaya çıkan kısa devre, rezonans bobini L_r'de akımın oluşmasını sağlar. S_H kapatıldıktan sonra C_r kondansatörü deşarj edilir. Sıfır gerilime ulaşıldığında inverterdeki yarı iletken elemanlarda gerilimsiz olarak kapanabilir.

Bu devrenin avantajı , tek bir ilave anahtar kullanılmasında yatmaktadır. Fakat bu şalter ile anahtarın sadece rezonanslı bir biçimde kapanması sağlanabilmektedir. Aktif elemanların devreye alınması , son derece sert bir biçimde gerçekleşmektedir. Yani yüksek kayıplar meydana gelmektedir.

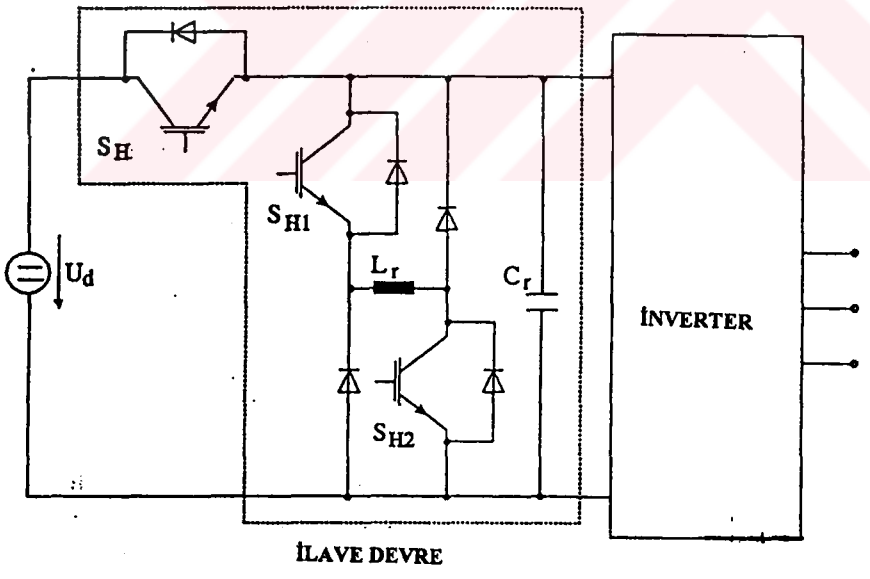


Şekil 5.5 Adım tarzında işletimli dc hat inverter ; Choi, Sul'a göre.



Şekil 5.6 Jung , Cho'ya göre rezonanslı dc hat inverter.

Şekil 5.7'de gösterilen adım tarzında işletimli dc hat inverter ise diğer iki devre şeklinde bilinen yapının aynısına sahiptir. Ancak burada istenildiği kadar yüksek akımlar geçirilebilir, zira rezonans bobini ara devreden lineer olarak şarj edilmektedir. Bobindeki akımın işareti (pozitif veya negatif) burada rezonans süreci esnasında değişmez. Bu şekildeki bir devre bağlantısına paralel rezonanslı dc hat inverter (PRDCLI) adı verilir.



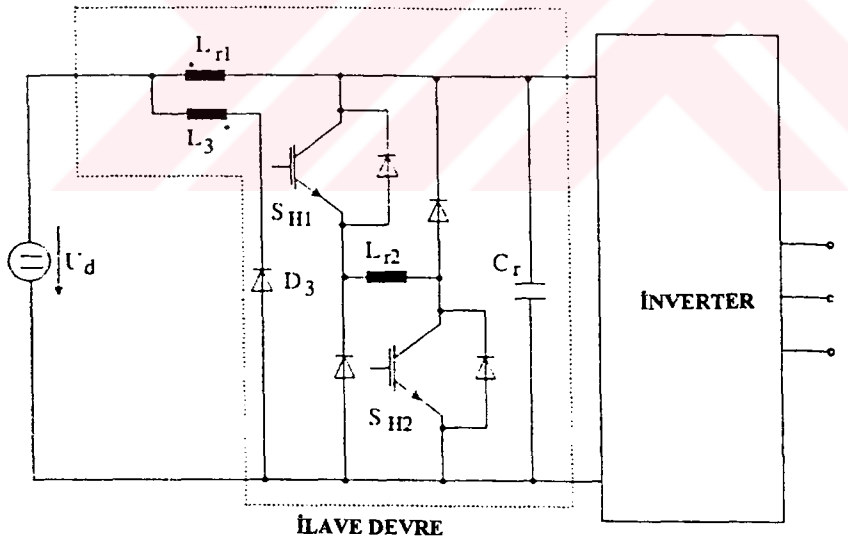
Şekil 5.7 Adım tarzında işletimli dc hat inverter ; Cho'ya göre.

Şu ana kadar anlatılan çözümlerin hepsinde ana akım yolu üzerinde bir ilave yarı iletken anahtar yer alırken , Şekil 5.8'de bunun yerine kuplaj bağlantılı bir bobin kullanılmıştır. Burada , gerçi daha başka özelliklere sahip olsa da , son devre bağlantısının daha da geliştirilmiş bir hali söz konusudur. Pasif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter

(PCRDCLI)'deki benzer şekilde gerilim , transformatör sayesinde rezonans sürecinden sonra sınırlandırılır. Maksimum gerilimin genliğinin ne kadar olacağını , L_{r1} / L_3 endüktanslarının oranı belirler. L_{r1} ve L_{r2} endüktasları aynı zamanda rezonans elemanları olarak görev yaparlar. Bu çözüm rezonans kondansatörü C_r'nin her türlü yük koşulu altında güvenli bir biçimde yükünü aktarmasını sağlar.

Ancak L_{r1} ile L_3 arasındaki kaçak endüktanslar aşırı gerilim sınırlamasının etkisini azaltır. Bir rezonans sürecinden sonra , aynı anda C_r kapasitesine sahip rezonans kondansatöründe de istenmeyen salınımlar ortaya çıkmaktadır ve bunları kumanda tekniği ile etkilemek mümkün değildir. D_3 diyodunda meydana gelen yüksek aşırı gerilimler de bir başka dezavantajdır.

Aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverterin (ACRDCLI) bir başka basitçe geliştirilmiş hali ise modifiye edilmiş aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverterlerdir (Modified Active Clamped Resonant DC Link Inverter MACRDCLI). Bu inverterlerde , daha önceki devre şekillerine göre iki yerine sadece bir tane daha fazla ilave yüksek güçlü yarı iletken elemana sahiptir.



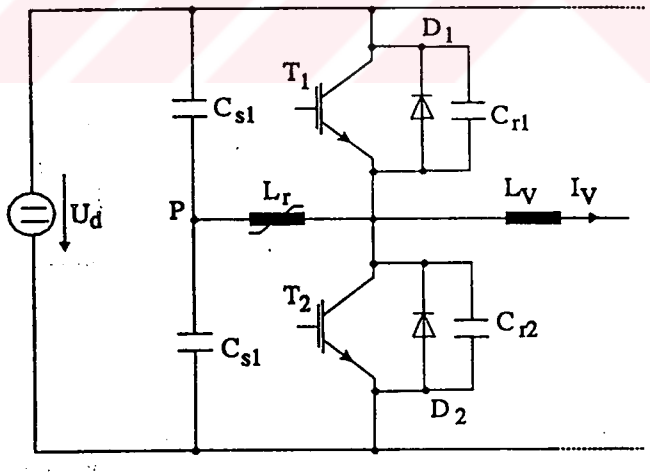
Şekil 5.8 Adım tarzında işletimli dc hat inverter ; Chen,Lipo'ya göre.

Bu noktada rezonanslı alternatif akım - ara devreli çözüm ile rezonanslı doğru akım - ara devreli çözümleri böylece ele aldıktan sonra geriye bir tek geçici deşarjlı çözüm rezonanslı kutup inverter (Resonant Pole Inverter, RPI) kalıyor. Bu çözümdeki temel hareket noktası da her bir kol çiftinin tristörlerle deşarj edilerek devre dışı bırakıldığı çözümdür.

RPI çözümünde devre dışı bırakılabilen anahtar kullanılmaktadır, böylece tristörlerin serbest kalma zamanı , boyutlandırmayı belirleyen ve etkileyen büyüklüklerden biri olmamaktadır. Ayrıca, yarı iletken eleman ile ters paralel diyoda bir kondansatör paralel olarak bağlanmaktadır; bu düzenek böylece prensip olarak bir sıfır gerilim anahtarına denk gelmektedir.

Gerilim ara devresinin yük bağlanan noktası ile sıfır noktası arasına ilaveten devreye sokulabilecek bir rezonans devresi bağlanmaktadır. Kumanda PWM üzerinden gerçekleştirilir. Deşarj devresi sadece komütasyon işlemi esnasında etkili olur. Ana anahtarın akımındaki ek zorlanma kabul edilebilir düzeyde olup gerilime göre gereğinden büyük boyutlandırma yapılması gerekli değildir. Ancak ihmal edilmemesi gereken bir başka husus da rezonans devresinin her bir kol çifti için yaptığı gereksiz kayıplar ve burada özellikle rezonans devrelerindeki anahtarların iletim zorlanmasıdır , bu da zaten uygulanan PWM-yöntemini kısıtlamamak için , prensip olarak istenen bir şeydir.

İkinci bir alternatif ise Şekil 5.9'daki devrede'de gösterildiği gibi , lineer olmayan bir L_r bobininin kullanılmasıdır. Bu sebepten dolayı da lineer olmayan rezonanslı kutup inverter (Non- Linear Resonant Pole Inverter (NLRPI)) ismi verilmiştir.

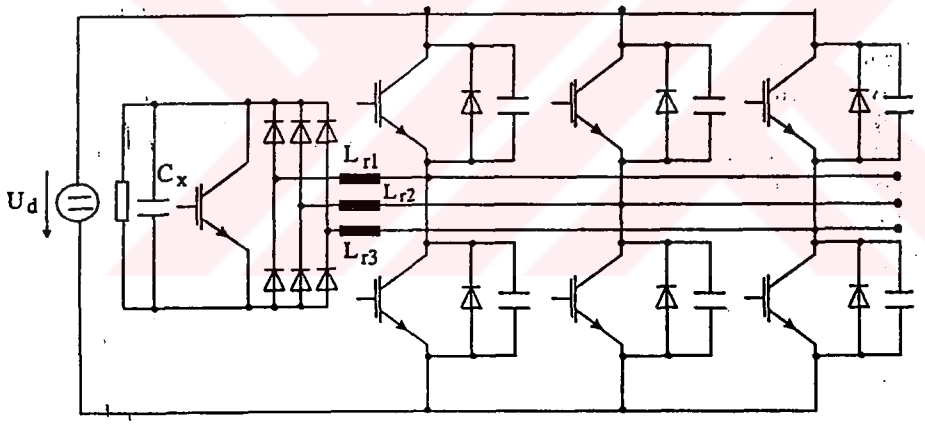


Şekil 5.9 NLRP İnverterin bir köprü kolu.

Şayet L_r endüktanslı bobin doyuma ulaşmamışsa , o zaman son derece yüksek bir endüktans değerine sahip demektir ve pratik olarak açık bir anahtardır. L_r'de ki akım doyum derecesine ulaştığında , ki doyum derecesine sadece birkaç amperle ulaşılır, bobinin endüktansı bir ila iki kademe düşer. Bobin içinden geçen akımın artışı dik bir biçimde gerçekleşir. Belirli bir eşiğe

ulaştığında ilgili IGBT kapanır ve yardımcı rezonans komütasyonlu kutup inverter (Auxilary Resonant Commutated Pole Inverter ARCPI) tarafından sağlanan bir salınım süreci başlatılır. NLRPI'nin kumandası ancak ARCPI'in kumandasından çok farklı çalışır. Bobin bu nedenle ara devrenin orta noktasına değil de toplayıcı özelliğe sahip bir gerilim bölücünün orta noktasına bağlanır.

Şimdiye kadar anlatılan çözümlerin tamamı , her bir kol çifti için uygun bir rezonans devresine sahip olduklarından , Şekil 5.10'da ortak bir komütasyon devresi kullanmak için geliştirilen bir devre gösterilmiştir. Bu devrenin avantajı sadece tek bir yardımcı anahtarın kullanılmasıdır. Bu anahtar kapalı iken L_{r1} , L_{r2} ve L_{r3} endüktanslarına sahip rezonans bobinlerinden , akış yönü inverterin bağlanma durumuna göre belirlenmiş olan bir akım akar. Rezonans bobinlerindeki akımın değeri , yük akımının değerini aşarsa , yüksek güçlü yarı iletkenlerin gerilimsiz olarak devreye sokulması ile rezonans kondansatörleri salınım yapmaya zorlanabilir.



Şekil 5.10 Vlatkovich, Lee'ye göre rezonans devreli inverter.

Bobinlerde depolanmış olan fazla enerji C_x kapasiteli kondansatörü şarj eder. Bu devrenin çok az miktarda kayba yol açması gibi son derece önemli bir avantaja sahip olmasının yanı sıra bu devrenin iki de dezavantajı vardır.

Bunlardan birincisi , üstteki anahtarların tamamının ya da alttaki anahtarların tamamının iletimde olduğu durumlarda , yani sıfır vektörü söz konusu iken , bir diyotdan IGBT'ye rezonanslı bir komütasyon yapılması mümkün değildir. Bu sebeple bu rezonans devreli inverterlerde bir başka bağlantı sıralamasının seçilmesi gerekir , böylece çıkış akımında daha

fazla distorsiyon kısımları oluşur. İkinci dezavantajı ise rezonans bobinlerinde depolanan enerjinin bir kısmının C_x'in paralel direncinde ısıya dönüşmesidir.

5.2 Modifiye Edilmiş Aktif Bastırmalı Rezonanslı DC Hat İnverter (MACRDCLI)

Şekil 5.11'de bir modifiye edilmiş aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter devresi gösterilmiştir. Modifiye edilmiş aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter , önceki bölümde anlatılan her iki devre bağlantısından da farklı olarak , rezonans ara devreli bir inverter şekli oluşturmaktadır. (Schröder, 1998)

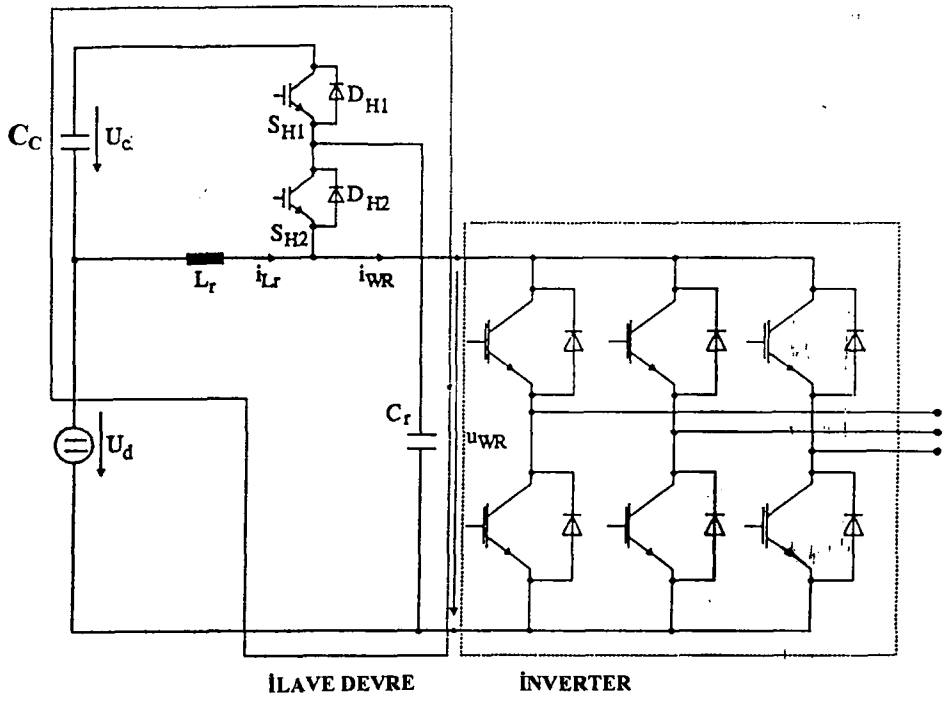
Bunun anlamı arayüz devresinin , inverterin girişindeki bir genel devre kapama tertibatı olarak rezonanslı devre açma sürecini tüm kol çiftleri için ortak olarak yapmasıdır. MACRDCL invertere bir anahatar ilave edilmesiyle hemen her istendiği anda bir rezonans süreci başlatabilme olanağı doğmuştur.

Komütasyon sürecinin analizi ayrıntılı olarak ele alınmadan önce , rezonans bobininin içinde inverterin girişinde ortaya çıkan i_{Lr} akımı üzerinde kısaca durulacaktır. Bu akım , komütasyon zamanları dışında anahtarların iletime geçme durumlarına bağlı olarak üç faz akımından aşağıdaki gibi oluşur :

$$i_{Lr} = s_1 \cdot i_{faz1} + s_2 \cdot i_{faz2} + s_3 \cdot i_{faz3} \qquad (5.2)$$

Buradaki s_1, s_2 ve s_3 değişkenleri lojik büyüklükleri temsil ederler ve ilgili inverter grubunun devre bağlantı durumuna göre , yani açık veya kapalı olmasına göre , 1 veya 0 değerini alırlar. Bobin akımı i_{Lr} , inverterin her yeni devre vektörü ile değişir. Böylece bir doğru akım kısmı ortaya çıkar , bu da çıkışa aktarılan güç için bir ölçü teşkil etmektedir.

Enerjinin ara devreden yüke taşındığı motor çalışmalarda i_{Lr} daima pozitiftir. Jeneratör çalışmalarda (örneğin asenkron motorun frenlenmesi esnasında) negatif bir bobin akımı akar. İnverterin devre iletim ve kesim süreçleri için şu durumlar geçerlidir: motor çalışmalarda bir devre açma süreci , yani akımın bir diyotdan bir transistöre komütasyonu , daima i_{Lr}'yi arttırır. Buna karşın bir anahtarın kapatılması rezonans bobinindeki akımın azalmasına yol açar. Jeneratör çalışmalarda ise i_{Lr} tam tersine bir davranış gösteririr.



Şekil 5.11 Modifiye edilmiş aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter devresi.

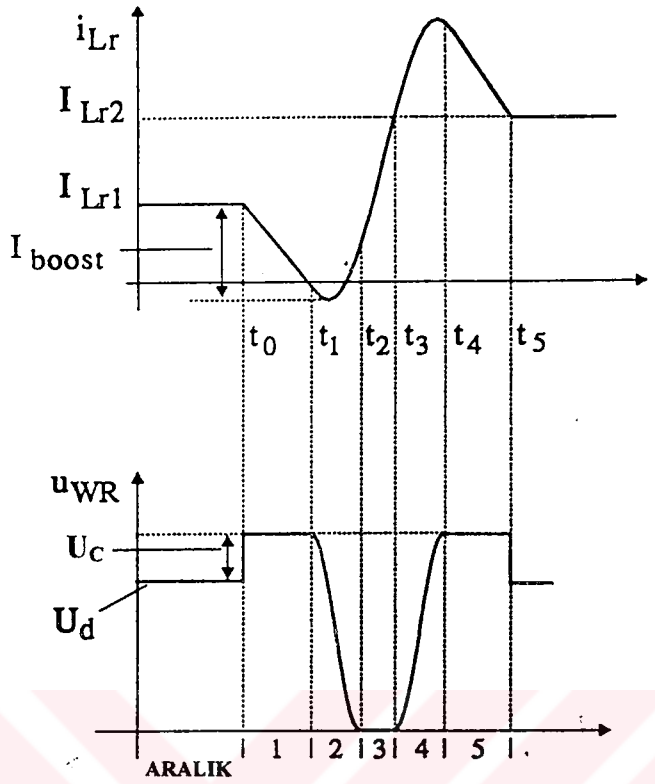
Devrenin iletime geçme süreci her iki S_{H1} ve S_{H2} yardımcı anahtarlarının da t_0'da iletime geçmesi ile başlar. Böylece C_c bastırma kondansatörünün toplam gerilimi U_c , rezonans bobini üzerine düşer ve rezonans bobinindeki akım lineer olarak deşarj olur. Aynı zamanda , u_{WR} rezonans kondansatörü gerilimi U_c bastırma kondansatörü gerilimine kadar artar. L_r bobininde $i_{Lr} = -I_{boost}$ akımının oluşmasıyla beraber S_{H1} anahtarının kısa bir süre sonra kesime sokulması ile (Şekil 5.12'de t_1) inverterin girişinde bir gerilim zorlamasına neden olan bir rezonans süreci başlar. Şekil 5.12'de MACRDCL inverter devresinin iletim anına ait akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Rezonans kondansatörü gerilimi u_{Cr} ,

$$u_{Cr}(t) = u_{WR}(t) = U_d + U_c \cos(\omega_r t) - I_{boost} Z_r \sin(\omega_r t) \qquad (5.3)$$

şeklinde yazılabilir. Burada , $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ ve $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$ 'dir.

Gerilim zorlaması sıfıra kadar gerçekleşirse , bu durum devrenin mümkün olduğu kadar az kayıpla açılabilmesi için gereklidir , o zaman 5.3 denkleminden aşağıdaki basit bir salınım koşulu yazılabilir.

$$I_{boost} \cdot Z_r \geq U_d \qquad (5.4)$$



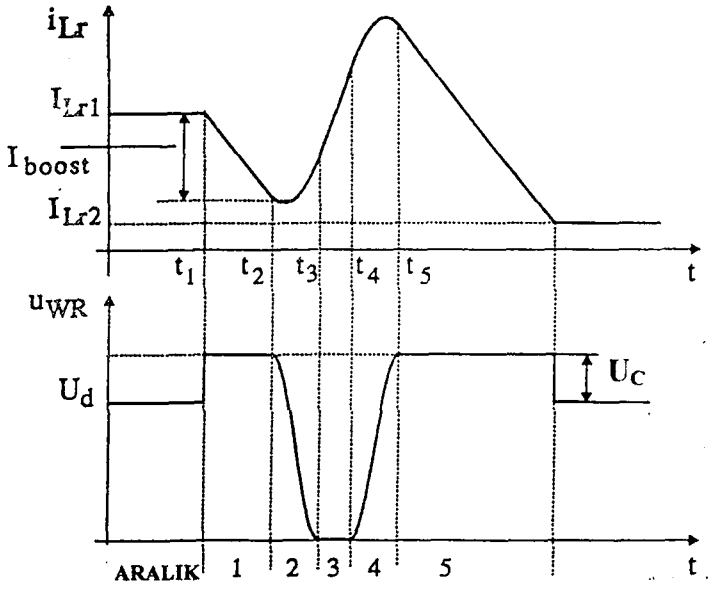
Şekil 5.12 MACRDCL inverterin iletim anındaki akım ve gerilim dalga şekilleri.

Kumanda, yeterli bir yardımcı akımın (boost) muhafaza edilmesinden sorumludur. u_{WR} gerilimi sıfır geçişine ulaştığında inverterin içinde bir veya birden fazla IGBT 'nin gerilimsiz olarak iletime geçmesi gerçekleşebilir. Aynı anda rezonans bobininde toplam ara devre geriliminin tamamı bulunmaktadır. L_r'deki bobin akımı, yeni sabit değeri olan I_{Lr2}'ye ulaşana kadar u_{WR} rezonans kondansatörü gerilimi sıfır olarak kalır. Ancak bundan sonra yeniden bir rezonanslı salınım başlar. Bu durumda rezonans kondansatörü gerilimi,

$$u_{Cr}(t) = u_{WR}(t) = U_d \,.\, (1 - \cos(\omega_r t)) \qquad (5.5)$$

şeklinde yazılabilir.

5.5'deki denklemden de görüleceği üzere, bu salınımın genliği ara devre geriliminin değerinin iki katına ulaşmaktadır. Devre projelendirirken bastırma gerilimi belirgin bir biçimde ara devre geriliminden küçük seçilirse, rezonans kondansatörünün her durumda ara devre gerilimi ile bastırma geriliminin toplamı kadar bir yük ile yüklenmesi sağlanmış olur.



Şekil 5.13 MACRDCL inverterin kesim anındaki akım ve gerilim dalga şekilleri.

Devre açılışının son safhasında rezonans akımı, ara devre akımının yeni sabit değerine lineer bir biçimde indirgenir. Bu aşama tamamlandıktan sonra inverterin giriş gerilimide , S_{H2} anahtarının kapatılmasından sonra ara devre geriliminin değerine düşer.

Devreyi kapama sürecinin ilk iki safhası, yani L_r'deki lineer akım düşüşü ve bununla birlikte C_r kondansatörünün rezonanslı deşarj süreci , devreyi açma sürecinin bu durumlara denk gelen zamansal dilimleri ile tamamen ilişkilidir. Farklılıklar ancak, u_{WR} geriliminin inverterde sıfır olduğu üçüncü safhada ortaya çıkmaktadır. Rezonans bobinindeki akım o anda aşağıdaki değere sahiptir :

$$i_{Lr}(t_3) = I_{Lr1} - \frac{U_c}{Z_r} \tag{5.6}$$

Burada iki durum arasında ayrım yapılabilir. 5.6 denklemindeki $i_{Lr}(t_3)$ yeni bobin akımı , I_{Lr2}'den daha büyük olduğunda devre dışı kalan anahtarın iletime geçmesi ile yeni bir rezonans süreci derhal başlatılmaya zorlanabilir. Buna karşın $i_{Lr}(t_3)$ akımı I_{Lr2}'den daha küçük olduğunda rezonans süreci , tamamen aynen devrenin açıldığında olduğu gibi ancak bu değere ulaşılması ile birlikte başlayabilir.

Bu aşamada iki farklı durum için akım ve gerilim ifadeleri ,

$$\text{Durum 1} : i_{Lr}(t_3) = I_{Lr1} - \frac{U_C}{Z_r} \rangle I_{Lr2} \tag{5.7}$$

$$u_{Cr}(t) = u_{WR}(t) = U_d \,.\, [1 - \cos(\omega_r t)] + [(I_{Lr1} - I_{Lr2}) \,.\, Z_r - U_c] \,.\, \sin(\omega_r t) \tag{5.8}$$

$$\text{Durum 2} : i_{Lr}(t_3) = I_{Lr1} - \frac{U_C}{Z_r} \langle I_{Lr2} \tag{5.9}$$

$$u_{Cr}(t) = u_{WR}(t) = U_d \,.\, (1 - \cos(\omega_r t)) \tag{5.10}$$

eşitlikleri ile yazılabilir. Bunu takiben rezonans bobininin , manyetiklik özelliğini yeni sabit akım değerine gelinceye kadar kaybetmesi zaten gelişen süreç içerisinde bilinen bir özelliktir. MACRDCL inverterinin şimdiye kadar anlatılan davranışlarını analiz edecek olursak , şu ilginç tespitlerde bulunabiliriz. Bu yapı bir anahtarın her bir iletim ve kesim işlemi için bir rezonans sürecine ihtiyaç gösterir. Bunun sebebi ise doğrudan yüksek güçlü yarı iletkenlere paralel olarak bağlanmış olan kondansatörlerin bulunmaması ve böylece kapamak suretiyle yükünü aktarabilmesidir.

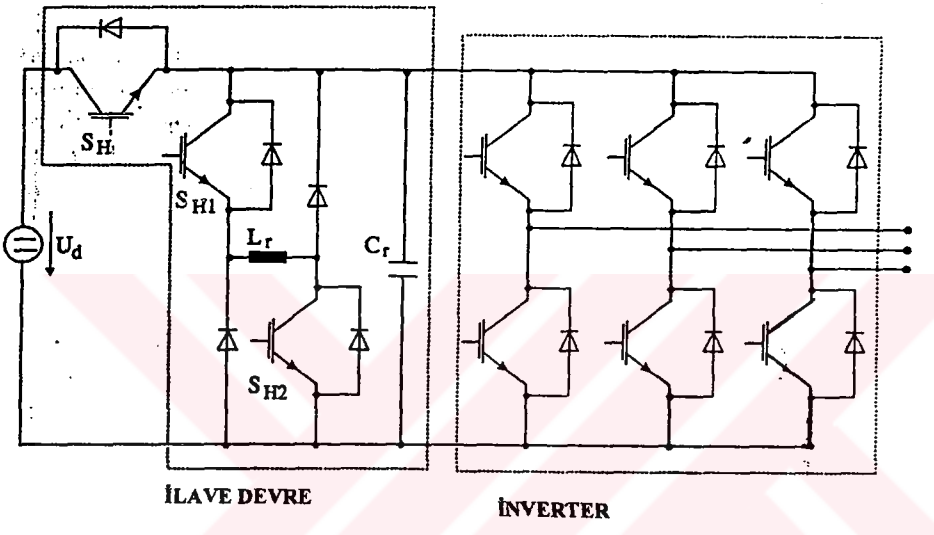
Ana anahtarlar sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ile iletimdedir. S_{H1} yardımcı anahtarı da gerilimsiz olarak devreye alınabilir. Buna karşın S_{H2} sıfır akım anahtarlama (ZCS) modunda çalışır , zira bu yapı elemanındaki akım kendiliğinden sönümlenir. Kayıplar gözden geçirilirken bu ilişkinin de büyük önem taşıdığı dikkate alınmalıdır.

Her şeyden önce devre elemanların boyutlandırılması üzerinde etkili olan bir diğer husus ise komütasyon sürecinin tamamının ne kadar sürdüğüdür. Bu süre münferit safhaların ilgili sürelerinin toplamından elde edilir ve yaklaşık olarak aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$t_{topl.,\max} \approx \frac{1}{\omega_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot U_d}{U_c} + \pi + \frac{Z_r \cdot \hat{I}_{v,\max}}{U_d} \right). \tag{5.11}$$

5.3 Paralel Rezonanslı DC Hat İnverter (PRDCLI)

Paralel rezonanslı dc hat inverterin de aynen MACRDCL inverterde olduğu gibi rezonanslı çalışan bir ara devresi vardır , bu ara devre inverterin iletim ve kesim anlarındaki sıfır değerinde bir gerilim ortaya çıkmasını zorlamaktadır. MACRDCLI , inverter ile büyük ara devre kondansatörü arasında ayırma elemanı olarak bir bobine sahipken , paralel rezonanslı dc hat inverterde aynı yerde aktif bir devre açma kapama elemanı vardır. Bu inverter yapısının güç devresi Şekil 5.14'de gösterilmiştir.



Şekil 5.14 Paralel rezonanslı dc hat inverter devresi. Cho'ya göre

İlk olarak S_H anahtarı iletimdedir. Bir komütasyon süreci başlatılacağında S_{H1} ve S_{H2} yardımcı anahtarlarının iletime geçmesi gerekir. Bu komütasyon sürecinin birinci safhasında L_r endüktansına sahip bobinin içinde lineer bir akım artışı meydana gelir. Rezonans kondansatörünün gerilimi aynı zamanda ara devrenin seviyesinde hiç değişmeksizin kalır. Bu durumda rezonans bobini akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü gerilimi u_{Cr} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_d \cdot t}{L_r}; \qquad u_{Cr}(t) = U_d \tag{5.12}$$

Bobin akımı yeterince yüksek seçilmiş olan I_{boost} değerine ulaştığında S_H anahtarı t_1 anında devre dışı kalır (Şekil 5.15). Şimdi artık komütasyon sürecinin ikinci aşaması başlar. L_r 'deki akım artık S_H üzerinden ve ara devre kondansatörleri üzerinden akamaz, aksine rezonans kondansatörü C_r 'yi deşarj eder. Böylece inverter gerilimi sıfıra zorlanır. Bu esnada rezonans

bobin akımı ve kondansatör gerilimi ,

$$i_{Lr}(t) = (I_{d1} + I_{boost}) \cdot \cos(\omega_r t) - I_{d1} + \frac{U_d}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r t) \tag{5.13}$$

$$u_{Cr}(t) = U_d \cdot \cos(\omega_r t) - (I_{d1} + I_{boost}) \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r t) \tag{5.14}$$

eşitlikleri ile yazılabilir.

Bobin akımının bu andaki maksimum değeri I_{Lrmax} , aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_{Lr,\max} = -I_{d1} + \sqrt{\frac{U_d^2}{Z_r^2} + (I_{d1} + I_{boost})^2} \tag{5.15}$$

Bu denklemdeki I_{d1} akımı, ilgili komütasyon öncesinde ara devrede bulunan akımdır. Komütasyondan sonra ara devrede ortaya çıkan akım I_{d2} olarak isimlendirilmektedir. Rezonans kondansatöründeki gerilim sıfır değerine ulaştığında inverterin anahtarları sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) modunda komütasyon işlemini gerçekleştirebilir. Bu zaman zarfında üç fazın yük akımları ve bobin akımı i_{Lr} , diyotlar üzerinden serbest olarak aktarılabilir. Bu durumda aşağıdaki eşitlikler geçerlidir :

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr,\max} \quad , \quad u_{Cr}(t) = 0 \tag{5.16}$$

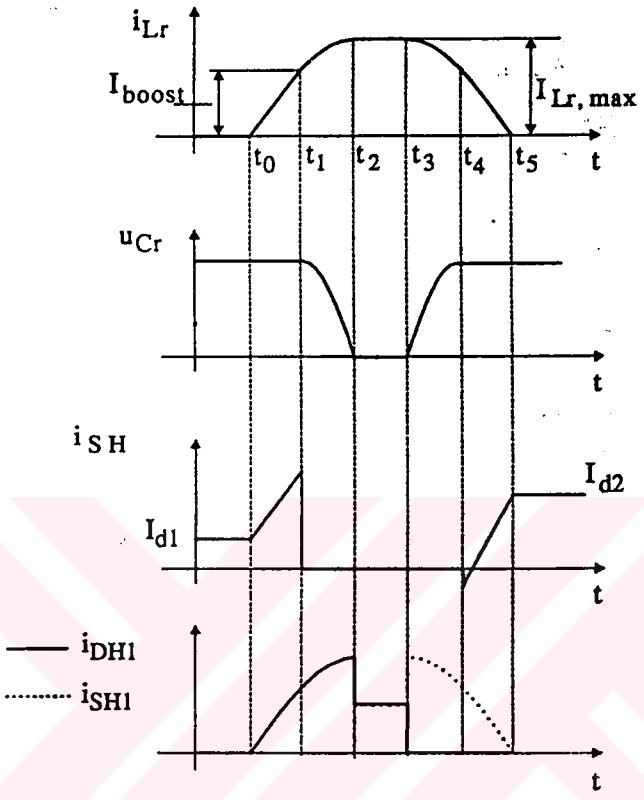
S_{H1} ve S_{H2} yardımcı anahtarlarının t_3 anında kapatılmasıyla bobin akımı ters işaretle yani , artı ise eksi işareti ile veya tam tersi , C_r rezonans kondansatörüne aktarılır. C_r kondansatöründeki gerilim ara devredeki gerilimin seviyesine çıkar. Bu durumda rezonans bobin akımı ve kondansatör gerilimi ,

$$i_{Lr}(t) = I_{d2} + (I_{Lr,\max} - I_{d2}) \cdot \cos(\omega_r t) \tag{5.17}$$

$$u_{Cr}(t) = (I_{Lr,\max} - I_{d2}) \cdot \sin(\omega_r t) \tag{5.18}$$

olarak elde edilir.

Rezonans kondansatörü tekrar yüklendiğinde S_H anahtarı tekrar gerilimsiz olarak devreye sokulabilir. Aynı zamanda rezonans bobininde geriye kalan akım anahtara paralel olan serbest geçiş diyodu D_H üzerinden üzerinden deşarj edilir. Rezonans döngüsü böylece sonlandırılmış olur.



Şekil 5.15 PRDCL inverterin iletim-kesim anlarındaki akım ve gerilim dalga şekilleri.

PRDCLI ve MACRDCLI'nin çalışma şekillerini birbiri ile mukayese ettiğimizde bazı farklılıklar dikkatimizi çeker. Birinci olarak PRDCLI'de iletim ve kesim anlarındaki akım ve gerilim eğrilerinde hiçbir fark yoktur. Bunun sebebi ise rezonans kondansatörünün deşarj edilmesini ve beraberinde tekrar yüklenmesini sadece S_{H1} ve S_{H2} yardımcı anahtarlarının kumanda etmesidir. İnverterin içindeki devre açma kapama süreçleri ek devre bağlantısındaki rezonans süreksizliklerinin başlaması ve devamı üzerinde herhangi bir etki yapmamaktadır. Bu sebeple inverterin içindeki yapı elemanlarında da son derece az miktarda iletim ve kesim kaybı meydana gelmesi beklenmektedir , zira inverter anahtarlarının komütasyon anları ile gerilimin tekrar yükselmeye başladığı an arasına küçük bir ölü zaman eklenebilir. Bu ölü zaman kendi açısından IGBT 'lerin içinde depolanmış olan yük taşıyıcılarının deşarj olmasını ve böylece kapanma esnasında meydana gelebilecek kayıpların ilaveten azalmasını sağlamaktadır. Belirgin ölçüde daha büyük kayıplar ancak S_H , S_{H1} ve S_{H2} yarı iletken

elemanlarında beklenmektedir. Ana anahtarda (S_H) çoğu zaman ara devre akımı hakim olur ve buna ilaveten ana anahtar , sıfır gerilim anahtarlama modundaki her bir rezonans sürecinin başında bobin akımını kesmek durumundadır. Diğer iki anahtar S_{H1} ve S_{H2} iletim esnasında sıfır akım anahtarlama modunda çalışırken kesim esnasında sıfır gerilim anahtarlama modunda çalışır.

Bir rezonans sürecinin doğru bir biçimde gelişmesi bakımından en önemli hususlardan biri de bobin içerisindeki I_{boost} akımının aşama 2'nin hemen başında ayarlanmasıdır. C_r kondansatöründeki gerilimin sıfıra düşmesi ve hemen devamındada tekrar ara devre gerilim seviyesine çıkabilmesi için akım genliğinin yeterince büyük seçilmesi gerekir. Diğer taraftan, diğer üç ilave anahtarda gereksiz kayıplar ortaya çıkmasından kaçınılabilmesi için I_{boost}'un çok büyük olmaması gerekir. 5.13 ve 5.14 ile 5.17 ve 5.18 denklemlerinden gerekli minimum değerler elde edilebilir. Bu arada elbette ki yükün farklı işletim durumlarını da dikkate almak gerekir.

5.4 Üç Fazlı Rezonans Devreli İnverterlerin Özeti

Yukarıdaki bölümlerde , tahrik mekanizmalarında kullanılan üç fazlı rezonans devreli inverterlerin değişik çeşitleri anlatılmıştır. Giriş kısmında da daha önce belirtildiği üzere , bu türden devre bağlantılarının analizi ve böylece de optimizasyonu , yüksek güçlü yarı iletkenler ile farklı anahtarlama sistemlerine sahip devre bağlantılarına göre daha karmaşıktır.

Daha karmaşık olmasının sebebi ilk etapta , çeşitli işletim durumlarında etkili olan daha fazla sayıda eleman bulunmasından kaynaklanmaktadır. Bir başka genel zorluk ise bu işletim durumlarının sıralamasının belirlenebilmesi ve analiz edilebilmesidir , ki bu işletim durumları ayrıca da kusursuz bir işleyişin sağlanabilmesi için uyulması gereken belirli bir takım başlama ve sonlanma durumları gerektirirler. Sırf bu karmaşıklıklar nedeniyle bu devre bağlantılarına karşı bunları geliştiren ve uygulayanlarda bazı teretdütler vardır.

Bir ikinci zorluk ise rezonans devrelerinin doğru bir biçimde , yani randıman verecek bir şekilde ve özellikle de kayıplar bakımından doğru bir biçimde boyutlandırılabilmesidir. Bu konuda , özellikle yüksek frekanslarda ve yüksek güçlerde şu anda dahi henüz çok önemli zorluklar vardır.

Bir üçüncü zorluk ise , rezonans devreli inverterlerin çalışmalarının kumanda yöntemi

üzerindeki ve böylece de çıkış sinyallerinin spektrumu üzerine etkisidir. Tüm bu sebeplerden ötürü , bu türden devre bağlantılarını kullanmaya karşı belirli bir sıkıntı mevcutdur. Ancak gelecekte rezonans devreli üç fazlı inverterlerin kullanılacağı alanlar olacaktır. Olası bir kullanım alanı kesintisiz güç kaynaklarıdır, ki bunlarda inverterlerin içindeki yarı iletkenlerin açma ve kapama frekansını artırmak suretiyle filtredeki enerji kayıpları azaltılabilir. Bir başka kullanım alanı ise aktif filtreler olabilir (Schröder, 1998).

6. REZONANS DEVRELİ İNVERTERLERİN UYGULAMA ALANLARI

Bu bölümde rezonans devreli inverterlerin elektronik balastlar , motor tahrik sistemleri ve endüksiyonla ısıtmadaki uygulamaları incelenmiştir.

6.1 Rezonans Devreli İnverterlerin Elektronik Balastlarda Uygulanması

Elektronik balastlar floresan lambalara başlangıçta yeterli bir açık devre gerilimi sağlamalıdır ve lamba çalışır iken akımı sınırlandırmalıdır. Rezonans inverterler , yük denetimli karakteristiklerinden dolayı elektronik balastlarda kullanılabilirler. Bu bölümde rezonans devreli inverterlerin üç temel çeşidi olan, seri yüklü , paralel yüklü ve seri-paralel yüklü inverterler elektronik balastlarda uygulanabilmeleri için temel yaklaşım teknikleri kullanılarak karşılaştırılmıştır. Ayrıca rezonans frekansının biraz üstünde çalışan bir paralel yüklü rezonans devreli inverterle yüksek gerilim kazancına ulaşmanın mümkün olduğu görülmüştür. Rezonans frekansının üstünde çalışma , yarı iletken elemanların sıfır gerilimle iletime girmesini sağlar (Cosby, 1994).

Floresan lambalar , akkor filamanlı lambalara göre hacim olarak daha büyük olmalarına ve ayrı bir teçhizat ve balast istemelerine rağmen günümüzde aydınlatma ihtiyacının büyük bir yüzdesini karşılamaktadır. Bu dezavantajlarla birlikte floresan lambalar , diğer ışık kaynaklarına nazaran her elektriksel giriş gücüne karşı ışık üretiminin (lümen) daha fazla olmasından dolayı tercih edilirler. Bu oran (lm/W) , ışık etkisi olarak bilinir ve lamba içerisinde meydana gelen enerji dönüşümünün veriminin tanımlanmasına yardımcı olur.

Floresan lambalar ve bütün diğer gazlı deşarj lambaları çalışmanın istenilen kısmında negatif direnç gösterirler. Şayet tüp iyonizasyona neden olan yeteri kadar büyük bir gerilim kaynağı üzerinden irtibatlandırılırsa , bu kararsız bir durum ortaya çıkartır. Bu nedenle bir akım sınırlama elemanı olan balasta ihtiyaç vardır. Rezistörler kullanılabilir fakat bu durumda verim düşecektir. Bir balast başlangıçta yeteri kadar yüksek bir gerilimi sağlamalıdır , daha sonra akımı sınırlandırmalıdır ve balast girişinde olabilecek bazı güç faktörlerini düzeltmelidir. Floresan lambaların yüksek frekansta çalışmasından çok sayıda fayda sağlanabilir. Titreşimler belirlenemeyen seviyede düşer. Aynı giriş gücü için yüksek frekanslı çalışmada , lambanın ışık üretimi 60 Hz 'de çalışmadan %10-20 daha fazladır. Aynı zamanda geleneksel elektromanyetik balastlarda işitilen vızıltılar elemine edilirler.

Floresan lambalar iyonizasyondan önce büyük bir direnç gibi ve iyonizasyondan sonra bir küçük direnç gibi modellendiği için , rezonans devreli inverterin transfer fonksiyonunun yüke

bağlı olduğu bölgeler içerisinde çalışmak zorundadır. Yüksek kazanç , iyonize lambaların ihtiyacı olan yüksek gerilimden dolayı başlangıçta gereklidir. Kazanç , lamba iyonizasyonundan sonra lamba geriliminin azalmasından dolayı düşmek zorundadır. Bundan sonraki bölümde üç farklı rezonans devreli invertelerin transfer fonksiyonları karşılaştırılmış ve uygun devre çeşidi bu analiz ile tespit edilmiştir.

6.1.1 Elektronik Balast İçin Uygun Devre Çeşitinin Seçimi

Rezonans devreli inverterlerin daha çok seri yüklü , paralel yüklü ve seri-paralel yüklü tipleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu inverter kısmı bir kare dalga gerilim üretir. Kare dalga gerilimdeki yüksek harmonik bileşenler çıkışta bir LC bileşenleri içerisinde filtre edilerek yüke verilir.

Rezonans devreli inverterlerin üç tipi , yüksek frekanslı inverter ve yük kısmı arasına bağlanan LC bileşenlerinin durumuna göre farklılık gösterir. Kare dalga gerilimin harmonikleri LC rezonans elemanları tarafından zayıflatıldığı için , analiz kare dalga gerilimin sadece temel bileşeni kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu durumda farklı rezonans inverterlerin kararlı hal frekans karakteristikleri , ac devre analiz teknikleri kullanılarak hesaplanabilir (Cosby, 1994).

Aşağıdaki hesaplamalarda bütün elemanların ideal olduğu kabul edilmiştir ve floresan lamba bir direnç gibi modellenmiştir. Bu lambanın yüksek frekansta çalışması için doğru bir modeldir. Birinci devre olarak Şekil 6.1(a)'da gösterilen seri yüklü rezonans devresi incelenmiştir. Yük direnci bobin ve kondansatörle seri irtibatlıdır.

Bu devrenin transfer fonksiyonu ,

$$\left|\frac{\overline{V_0}(jw)}{\overline{V_i}(jw)}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+Q_s^2\left(\frac{w}{w_s}-\frac{w_s}{w}\right)^2}} \qquad (6.1)$$

şeklinde elde edilir. Burada $w_s = 1/\sqrt{LC_s}$ ve $Q_s = w_s L/R = 1/(w_s C_s R)$ dir. Bu transfer fonksiyonunun değişimi Şekil 6.2(a)'da gösterilmiştir.

İkinci devre paralel yüklü rezonans devresidir. Şekil 6.1(b)'de görüldüğü gibi yük , kondansatör ile paralel bağlanmıştır.

Paralel yüklü rezonans devresinin transfer fonksiyonu ,

$$\left|\frac{\overline{V_0(jw)}}{\overline{V_i(jw)}}\right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{w}{w_p}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{w}{w_p Q_p}\right)^2}} \tag{6.2}$$

şeklinde yazılabilir. Burada $w_p = 1/\sqrt{LC_p}$ ve $Q_p = R/(w_p L) = w_p C_p R$ dir. Bu transfer fonksiyonun değişimi Şekil 6.2(b)'de gösterilmiştir.

Şekil 6.1(c)'de gösterilen seri-paralel yüklü rezonans devresi daha önceki iki devrenin bir kombinasyonudur. Bu devrenin transfer fonksiyonu ,

$$\left|\frac{\overline{V_0(jw)}}{\overline{V_i(jw)}}\right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{C_p}{C_s}-\left(\frac{w}{w_p}\right)^2\right)^2 + Q_s^2\left(\frac{w}{w_s}-\frac{w_s}{w}\right)^2}} \tag{6.3}$$

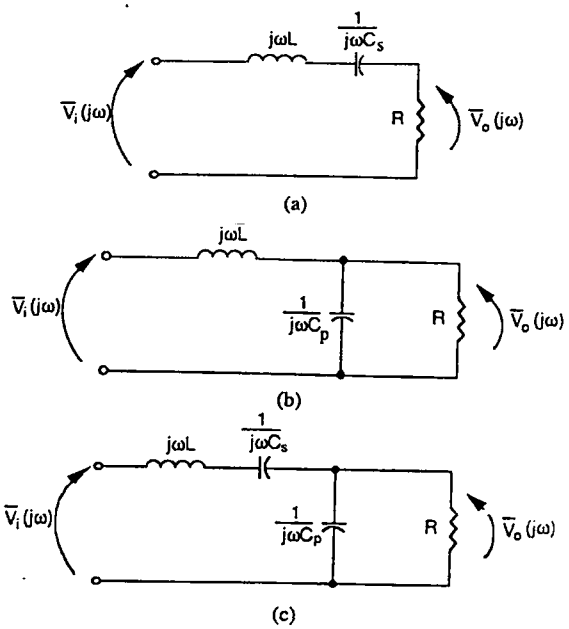
şeklinde bulunur. Şayet C_s=C_p ise , 6.3'deki denklem ,

$$\left|\frac{\overline{V_0(jw)}}{\overline{V_i(jw)}}\right| = \frac{1}{\sqrt{\left(2-\left(\frac{w}{w_s}\right)^2\right)^2 + Q_s^2\left(\frac{w}{w_s}-\frac{w_s}{w}\right)^2}} \tag{6.4}$$

şeklinde yazılabilir. Şekil 6.2(c)'de bu transfer fonksiyonuna ait değişim gösterilmiştir.

Seri yüklü rezonans ve seri-paralel yüklü rezonans devreleri band geçiren filtre iken , paralel yüklü rezonans devresi alçak geçirgen filtredir. Şayet her devrenin giriş gerilimi bir kare dalga ise ki onun geçiş bandı içerisinde frekans düşer , giriş geriliminin harmonikleri çok zayıflar ve analizide temel bileşen kullanılarak yapılabilir. Sonuç olarak Şekil 6.2(a)-(c)'deki değişimler her bir inverterin kararlı hal karakteristiklerine karar vermede kullanılabilir.

Floresan lambanın basitleştirilmiş bir modeli , ateşlemede büyük bir direnç ve daha sonra küçük bir direnç şeklindedir. Bu nedenle bu durumda , büyük dirençler için yüksek çıkış gerilimi ve düşük dirençler için düşük çıkış gerilimi sağlayan , sabit çalışma frekansı için yüke bağımlı olan inverterler için arzu edilen bir durumdur.



Şekil 6.1 (a) Seri yüklü rezonans devresi (b) Paralel yüklü rezonans devresi (c) Seri-paralel yüklü rezonans devresi

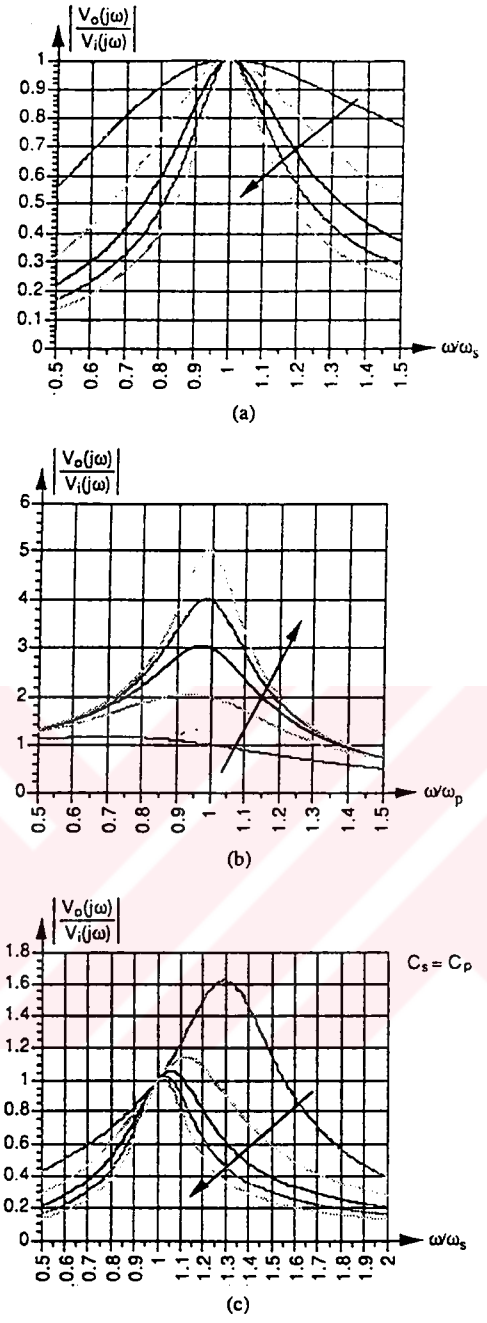
Şekil 6.2(a)'da seri yüklü rezonans devresi w_s frekansı altında ve üstünde yüke bağımlıdır ve frekans kontrolüyle denetim altına alınabilir. Yüksek Q kalite faktörü değerleri için , çıkış gerilimi bir dar band frekans değişikliği ile sıfırdan V_i gerilimine kadar değiştirilebilir. Q'nun küçük değerleri için ($Q \leq 1$) geniş band frekans kontrolü gerekmektedir. Seri rezonans devresinin kazancı 1'den büyük değildir. $Q = 0$ için($R=\infty$) için her frekansta $V_0 = V_i$ dir. Bu devre , lambanın ateşleme geriliminden daha büyük bir V_i gerilimi sağlayan bir elektronik balast olarak kullanılabilir. Bu durumda , iyonizasyon ve lamba ateşlemesi için gerekli gerilim kazancının temin edilmesi için yükseltici transformatör gerekli olacaktır.

Şekil 6.2(b)'de gösterilen paralel yüklü rezonans devresi w_p frekansına yakın aralıkta yüke bağımlıdır ve bu aralıkta gerilim kazancı ve azalmasının her ikisi de sağlanmaktadır.

Büyük gerilim kazancı w_p frekansı yakınında mümkündür. Gerçekte ,

$$\left|\overline{V_0}/\overline{V_i}\right|_{w=w_p} = Q_p \tag{6.5}$$

dir. Q_p bu devre için R ile doğru orantılı olduğu için , w_p frekansı yakınında , bu devre yüksek dirençli yükler için yüksek çıkış gerilimi ve düşük dirençli yükler için düşük çıkış gerilimi sağlamaktadır. Paralel yüklü rezonans devresi , lambaya ateşleme anında (büyük direnç) yeterli gerilim kazancını temin eder ve lamba iyonizesinde (düşük dirençte) uygun olarak gerilim azalır.



Şekil 6.2 (a) Seri yüklü devrenin frekans karakteristiği. (b) Paralel yüklü devrenin frekans karakteristiği. (c) Seri-paralel yüklü devrenin frekans karakteristiği.

Sonuç olarak paralel yüklü rezonans devresi , doğrultulmuş 120V ac hattan elde edilen bir dc kaynağa göre nispeten daha düşük bir gerilimle beslendiğinde bir transformatöre ihtiyaç yoktur. Bu devrenin tek dezavantajı yük ile paralel kondansatör kullanıldığı için giriş akımı yük akımından daha büyüktür. Şekil 6.2(c)'de $C_s = C_p$ için seri-paralel yüklü rezonans devresinin frekans karakteristiği gösterilmiştir. Bu devre , küçük yükler için paralel yüklü rezonans devresine ve büyük yükler için seri yüklü rezonans devresine benzemektedir. Bu

devre w_s frekansı üzerinde yüke bağımlıdır. Bununla birlikte bu devre şayet düşük gerilimli bir dc kaynaktan çalışıyorsa , bir yükseltici transformatör kullanılmaksızın lamba ateşlemesi için gerekli açık devre gerilimi temin edilemez.

Burada elektronik balastın düşük gerilimli bir dc kaynaktan çalışabileceği dikkate alınmalıdır. Bu üç inverter devresi birbirleriyle karşılaştırıldığında , paralel yüklü rezonans devreli inverter çeşidinin w_p frekansına yakın bir aralıkta yüke bağımlı olmasından dolayı elektronik balastlar için en iyi devre modelidir. Bu devrede bir transformatöre ihtiyaç yoktur. Nispeten düşük gerilimli bir dc kaynakla , lambanın ateşlenmesi için gerekli olan gerilim kazancı temin edilmektedir.

6.2 Yarı Geçişli Paralel Rezonanslı Dc Hat İnverter (QPRDCI)

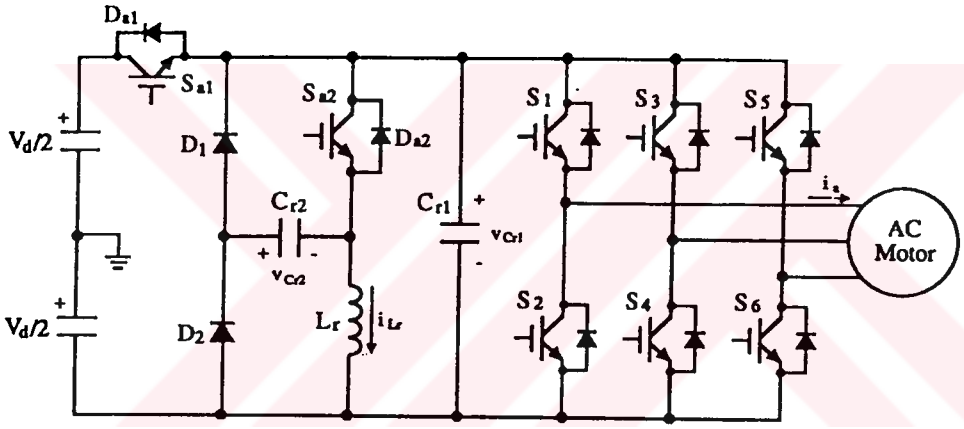
Sert anahtarlamalı inverterlerin , düşük anahtarlama frekansı , yüksek anahtarlama kaybı , yüksek elektromanyetik girişimleri (EMI) ve akustik gürültü gibi olumsuz yönlerine çözüm yolu bulmak için değişik yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanıldığı rezonans dc hatlı inverterler üzerinde yoğun bir şekilde çalışılmaktadır. Bunlar arasında özellikle aktif bastırmalı rezonanslı dc hat inverter (ACRDLI) ve yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverter (QPRDCI) iyi bilinen devre çeşitleridir. İlk olarak bu devreler ayrık darbe modülasyonundan (DPM) dolayı düşük dereceli harmonik problemleri ve yüksek gerilim streslerine sahipti. Bu problemlerin üstesinden geldiği için yumuşak anahtarlamalı PWM inverterlerin , bir paralel rezonanslı dc hat (PRDCL) ile kullanılması önerilmektedir. Bu PRDCL inverterler , minimum gerilim stresine sahiptir ve dc hat geriliminin değişken iletim darbe genişliğine ve kesim darbe genişliğine izin verirler , bu da PWM yeteneğini artırmaktadır. Bu amaç için üç ilave anahtar kullanılır. Yumuşak anahtarlamalı QPRDCL inverterde yarı iletken elemanlar minimum gerilim stresine sahiptir ve rezonans hatta kullanılan iki ilave anahtarın iletim ve kesim anlarının esnek olmasından den dolayı PWM yeteneği daha iyi duruma getirilmiştir (Jung, 1996).

Burada QPRDCL çalışmanın ayrıntılı analizi , rezonans bileşenlerinin ve inverter kontrolünün dizaynı için planlanmıştır. Öncelikle araştırmalar , sert anahtarlamalı inverterlerin uzay modülasyon tekniklerine dayanmaktadır. QPRDCL'de uygulanabilir 5 modifiye edilmiş uzay vektör PWM (SVPWM) teknikleri karşılaştırılmıştır. Bunlar , örnek olarak seçilmiş bir periyot içinde farklı gerilim vektör sıraları tarafından sınıflandırılmıştır. Bunlar arasındaki karşılaştırmanın sonucunda optimum vektör sıralı bir SVPWM methodu seçilmiştir.

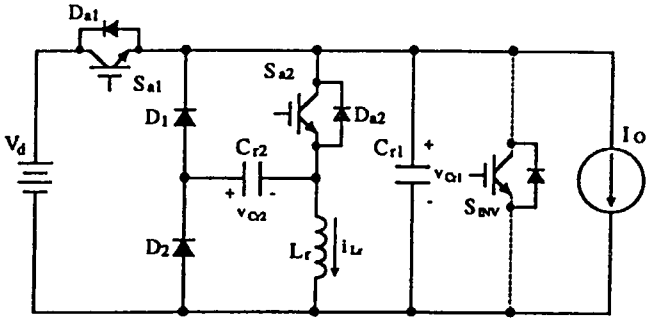
6.2.1 QPRDCL İnverterin Çalışma Prensibi

Şekil 6.3'de yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverterin devre şeması gösterilmiştir. QPRDCL , S_{a1} ve S_{a2} iki anahtarlama elemanı ve D_1 , D_2 iki diyot , L_r rezonans bobini ve C_{r1} ve C_{r2} rezonans kondansatörlerinden meydana gelmektedir. Burada C_{r1} , ana rezonans kondansatörüdür ve C_{r2} yardımcı kondansatörü ise ters rezonans bobin akımı i_{Lr} için kullanılmıştır.

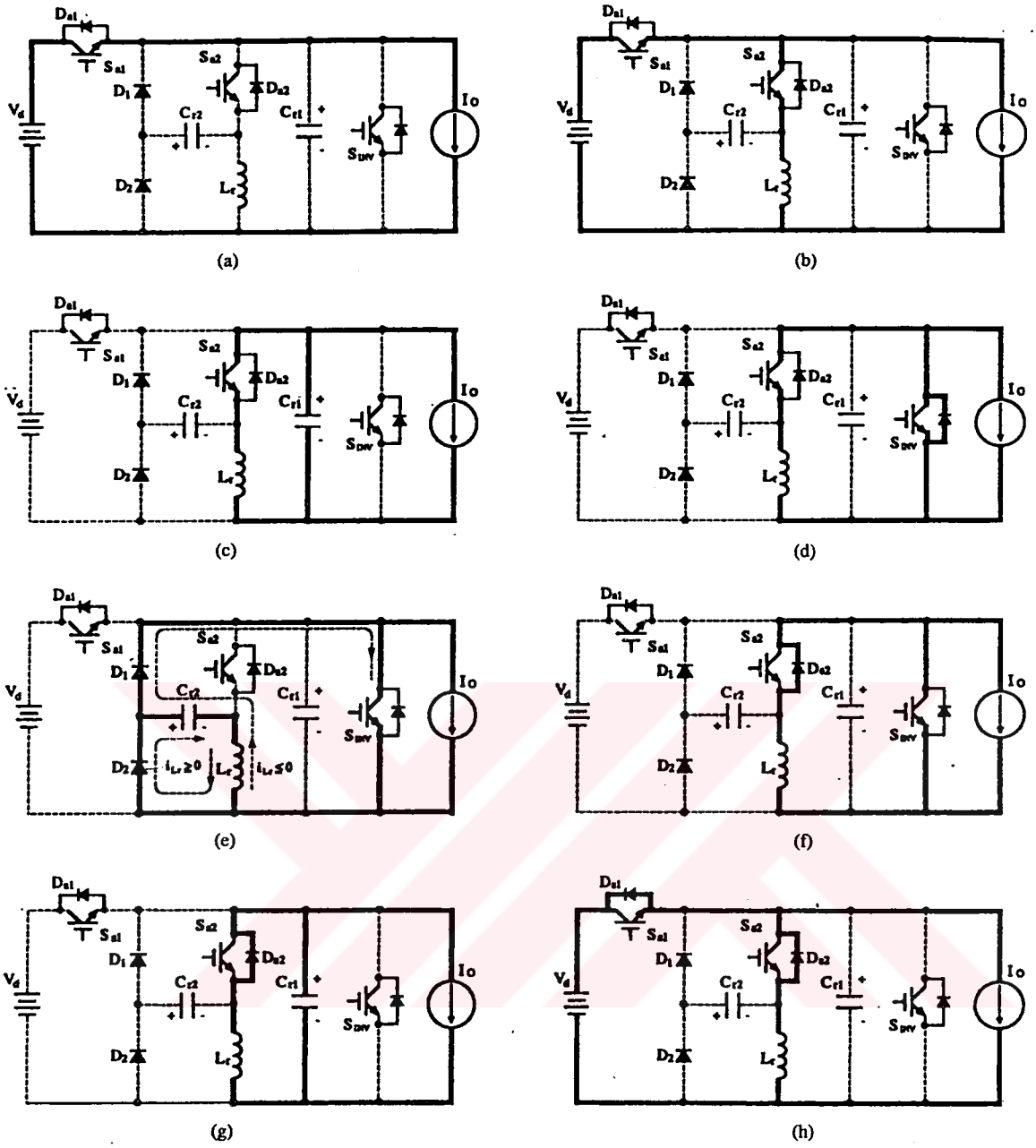
Şekil 6.4'de dc hat çalışmanın açıklanması için QPRDCL inverterin eşdeğer devresi gösterilmiştir. İnverterin bütün anahartarları için S_{inv} sembolü kullanılmıştır. Şekil 6.5'de sekiz aralıktan meydana gelen çalışma şekilleri ve Şekil 6.6'da rezonans bileşenlerinin akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 6.3 Yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverter devresi.



Şekil 6.4 Yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverterin eşdeğer devresi.



Şekil 6.5 QPRDCL inverterin çalışma aralıkları.

M_0 aralığı : I_0 çıkış yük akımı S_{a1} anahtarı veya S_{a1} anahtarının ters paralel diyodu D_{a1}'den akar ve ikinci yardımcı anahtar S_{a2} bu durumda kesimdedir.

Aralık 0 : ($t_7 - t_0$, S_{a1} : iletimde , S_{a2} : kesimde , S_{INV} : kesimde)

$v_{Cr1}(t) = V_d$,

$v_{Cr2}(t) = 0$,

$i_{Lr}(t) = 0.$ (6.6)

eşitlikleri geçerlidir.

M_1 aralığı : Şayet inverterin anahtarlama durumunun değişmesi gerekirse , S_{a2} anahtarı başlangıç i_{Lr} rezonans bobin akımı için sıfır akım şartı ile iletimdedir. i_{Lr} akımı öncelikle sabit başlangıç akımı I_i'e ulaşır ve sıfır gerilim şartı ile S_{a1}'in kesime gitmesiyle L_r ve C_{r1} arasında rezonans meydana gelir.

Aralık 1 : ($t_0 - t_1$, S_{a1} : iletimde , S_{a2} : iletimde , S_{INV} : kesimde)

$v_{Cr1}(t) = V_d$,

$v_{Cr2}(t) = 0$,

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_d}{L_r} t . \tag{6.7}$$

$$i_{Lr}(T_1) = I_i \tag{6.8}$$

$$T_1 = \frac{L_r I_i}{V_d} . \tag{6.9}$$

eşitlikleri geçerlidir.

M_2 aralığı : v_{Cr1} ana rezonans kondansatörü gerilimi rezonansla dc kaynak gerilimi V_d'den sıfıra doğru azalır. i_{Lr} rezonans bobin akımı inverter anahtarının ters paralel diyodundan serbestçe geçer.

Aralık 2 : ($t_1 - t_2$, S_{a1} : kesimde , S_{a2} : iletimde , S_{INV} : kesimde)

$$v_{Cr1}(t) = V_d \cos(w_{r1} t) - (I_i + I_0) Z_{r1} \sin(w_{r1} t)$$

$$v_{Cr2}(t) = 0 . \tag{6.10}$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_d}{L_r} \sin(w_{r1} t) + (I_i + I_0) \cos(w_{r1} t) - I_0 \tag{6.11}$$

eşitlikleri yazılabilir. Burada , $w_{r1} = 1/\sqrt{L_r C_{r1}}$, $Z_{r1} = \sqrt{L_r / C_{r1}}$ dir.

$$T_2 = \frac{1}{w_{r1}} \tan^{-1} \left(\frac{\frac{V_d}{Z_{r1}}}{I_i + I_0} \right) \tag{6.12}$$

$$I_p = i_{Lr}(T_2) = \left[(I_i + I_0)^2 + (\frac{V_d}{Z_{r1}})^2 \right]^{1/2} - I_0 \tag{6.13}$$

M_3 aralığı : Serbest geçiş süresi kontrol edilebilir. Bu aşamada inverterin bütün anahtarları sıfır gerilim altında iletimdedir. Bir zaman sonra , S_{a2} sıfır gerilim şartı altında kesime gider.

Aralık 3 : ($t_2 - t_3$, S_{a1} : kesimde , S_{a2} : iletimde , S_{INV} : iletimde)

$v_{Cr1}(t) = 0$

$v_{Cr2}(t) = 0$ (6.14)

$i_{Lr}(t) = I_p$ (6.15)

T_3 = Değişken. (6.16)

eşitlikleri elde edilir.

M_4 aralığı : i_{Lr} rezonans bobin akımı , L_r ve C_{r2} arasındaki rezonans ile ters yönde akar.

Aralık 4 : ($t_3 - t_4$, S_{a1} : kesimde , S_{a2} : kesimde , S_{INV} : iletimde)

$v_{Cr1}(t) = 0$

$v_{Cr2}(t) = I_p Z_{r2} \sin(w_{r2} t)$ (6.17)

$i_{Lr}(t) = I_p \cos(w_{r2} t)$ (6.18)

$$T_4 = \frac{\pi}{w_{r2}} \quad (6.19)$$

eşitlikleri yazılabilir. Burada , $w_{r2} = 1/\sqrt{L_r C_{r2}}$, $Z_{r2} = \sqrt{L_r / C_{r2}}$ dir.

M_5 aralığı : Bu aşama tamamlandığı zaman i_{Lr} bobin akımı tekrar inverter anahtarları içerisinden serbestçe geçer ve rezonans akımı I_p'ye eşittir.

Aralık 5 : ($t_4 - t_5$, S_{a1} : kesimde , S_{a2} : kesimde , S_{INV} : iletimde)

$v_{Cr1}(t) = 0$

$v_{Cr2}(t) = 0$ (6.20)

$i_{Lr}(t) = -I_p$ (6.21)

T_4 = Değişken. (6.22)

M_6 aralığı : Toplam sıfır gerilim süresi , $t_5 - t_2$, PWM kontrolör tarafından önceden hesaplanmış özel bir değere eşit olduğu zaman , modülasyon stratejisine göre seçilmiş inverterin anahtarları sıfır gerilim şartı altında kesimdedir.L_r ve C_{r1} arasında yeni bir rezonans meydana gelir ve v_{Cr1} kondansatör gerilimi V_d dc kaynak gerilimine kadar artar.

Aralık 6 : ($t_5 - t_6$, S_{a1} : kesimde , S_{a2} : kesimde , S_{INV} : kesimde)

$$v_{Cr1}(t) = Z_{r1}(I_p - I_{0n})\sin(w_{r1}t)$$

$$v_{Cr2}(t) = 0 \tag{6.23}$$

$$i_{Lr}(t) = (I_p - I_{0n})\cos(w_{r1}t) + I_{0n} \tag{6.24}$$

$$T_6 = \frac{1}{w_{r1}}\sin^{-1}\left(\frac{\frac{V_d}{Z_{r1}}}{I_p - I_{0n}}\right) \tag{6.25}$$

$$I_r = i_{Lr}(T_6) = \left[(I_p - I_{0n})^2 - (\frac{V_d}{Z_{r1}})^2\right]^{1/2} + I_{0n} \tag{6.26}$$

eşitlikleri elde edilir. Burada , I_{0n} sonraki yük akımı anlamına gelmektedir.

M_7 aralığı : Bu periyot içerisinde S_{a1} anahtarı sıfır gerilim şartı altında iletimdedir ve ana rezonans kondansatörü gerilimi V_d dc kaynak gerilimine eşittir.

Aralık 7 : ($t_6 - t_7$, S_{a1} : iletimde , S_{a2} : kesimde , S_{INV} : kesimde)

$$v_{Cr1}(t) = V_d$$

$$v_{Cr2}(t) = 0 \tag{6.27}$$

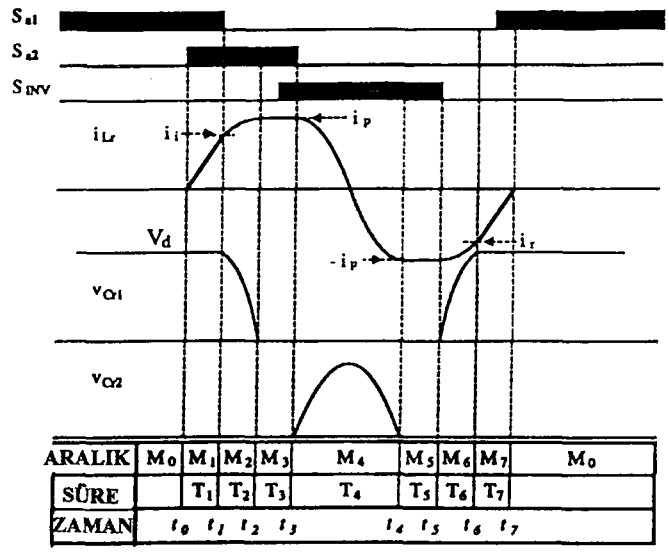
$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_d}{L_r}t + I_r \tag{6.28}$$

$$T_7 = \frac{L_r I_r}{V_d} \tag{6.29}$$

eşitlikleri yazılabilir.

QPRDCL inverterin bir anahtarlama devri bu aralığın sonu ile tamamlamış olur. Bundan sonra rezonans bileşenlerinin eşitlikleri çıkartılabilir ve aynı zamanda rezonanslı hat

çalışmanın kontrolü , her aşamanın istenilen anında (t_1- t_7) sağlanabilir.



Şekil 6.6 Rezonans bileşenlerinin dalga şekilleri.

6.2.2 QPRDCL İnverterin Dizaynı ve Karakteristikleri

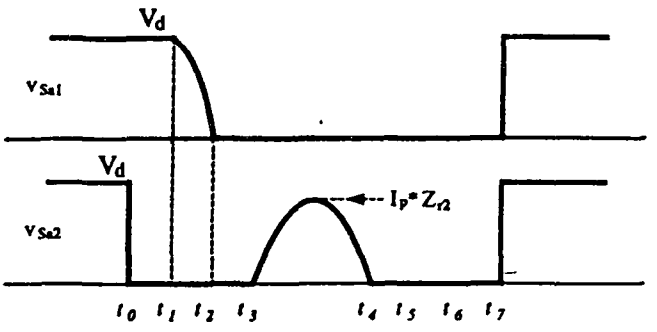
Şekil 6.7'de bir rezonanslı dc hat çalışma için S_{a1} ve S_{a2} yardımcı anahtarlarının gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. S_{a1} her zaman minimum gerilim stresine sahiptir. Bununla birlikte S_{a2}'nin gerilim stresi şayet 6.17'deki ifadeden çıkartılan aşağıdaki eşitlik sağlanırsa minimum olabilir.

$$Z_{r2} \le \frac{V_d}{I_{p\max}} \tag{6.30}$$

Burada I_{pmax} , 6.13'deki ifade ile belirtilen rezonans bobin tepe akımının maksimum değeridir. Şayet I_{pmax} akımı belirlenirse bu eşitlik kullanılarak C_{r2} yardımcı rezonans kondansatörü seçilebilir. I_{pmax} akımı ve birinci rezonans bileşenleri 6.13 ve 6.23'deki ifadelerden çıkartılan aşağıdaki iki eşitlikle kolayca bulunabilir.

$$I_p \ge \frac{V_d}{Z_{r1}} + I_{0n} \tag{6.31}$$

$$I_i \ge \left[\left(\frac{V_d}{Z_{r1}} + I_{0n} + I_0\right)^2 - \left(\frac{V_d}{Z_{r1}}\right)^2\right]^{1/2} - I_0 \tag{6.32}$$



Şekil 6.7 S_{a1} ve S_{a2} yardımcı anahtarlarının gerilim dalga şekilleri.

Bu yol ile elemanların tümü için minimum gerilim stresine ulaşılır. Diğer taraftan S_{a1} ve S_{a2}'nin anahtarlarının akım stresleri , IGBT kullanılması durumunda 1.5 p.u dur. QPRDCL çalışmada iki serbest geçiş aralığı olan M_3 ve M_5 aralıkları mevcuttur.Bu iki aralık periyodu değişken sıfır vektör biçiminde katkıda bulunur. Pratikte serbest geçişlerde esasen anahtarlama elemanlarının iletim gerilimlerinin neden olduğu rezonans bobin akımında bazı düşüşler olur. Bu durum I_i başlangıç akımının seçiminde dikkate alınmalıdır. Hat çalışma kontrolünün basitleştirilmesi için M_3 minimum sürede sabit tutulmalıdır ve M_5 uygulamada bir sıfır vektör ile değiştirilmelidir.

6.2.3 QPRDCL İnverter İçin Modifiye edilmiş SVPWM Tekniği

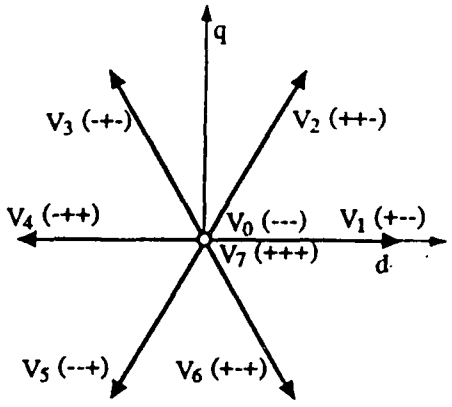
Uzay vektör PWM (SVPWM) methodu yaygın biçimde kullanılmaktadır. Çünkü maksimum çıkış gerilimi , sinüsoidal PWM'den elde edilen çıkış gerilimine göre %5 daha büyüktür ve harmonik karakteristikleri diğer düşük anahtarlama frekanslılardan elde edilenlere göre daha iyidir. Bu nedenle QPRDCL inverter SVPWM ile uygulamalarda kullanılır. V gerilim vektörü aşağıda tanımlanan ani uzay vektörleri ile ifade edilmiştir (Jung, 1996).

$$V = V_a + aV_b + a^2V_c$$

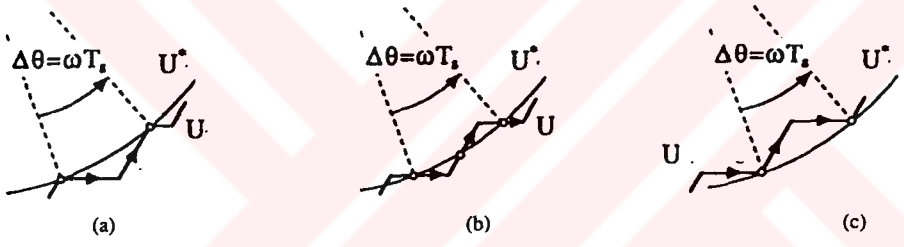
$$a = \exp\left(\frac{j2\pi}{3}\right) \tag{6.33}$$

Şekil 6.8'de $\frac{2}{3}^{*}$ V_d ile d-q eksenleri üzerinde normalize edilmiş yedi uzay vektörü gösterilmiştir. Bunlardan V_1 – V_6 sıfır olmayan ve V_0 veya V_7 bir sıfır vektördür. Şekil 6.9'da muhtemel üç yörünge gösterilmiştir. Burada U ,V'nin bir zaman – integral fonksiyonu gibi tanımlanan akı vektöründen meydana gelmiştir ve U^*, referans akı vektörünü temsil etmektedir. Şekil 6.9(b)'deki sistem geniş bir modülasyon indeksi aralığı avantajına

sahiptir. Bu nedenle QPRDCL inverterde geçerli olabilecek 5 modifiye edilmiş SVPWM tekniği tanımlanmıştır , bunlar içerisinde Şekil 6.9(c)'deki düzen yoktur.



Şekil 6.8 SVPWM inverterin gerilim uzay vektörleri.

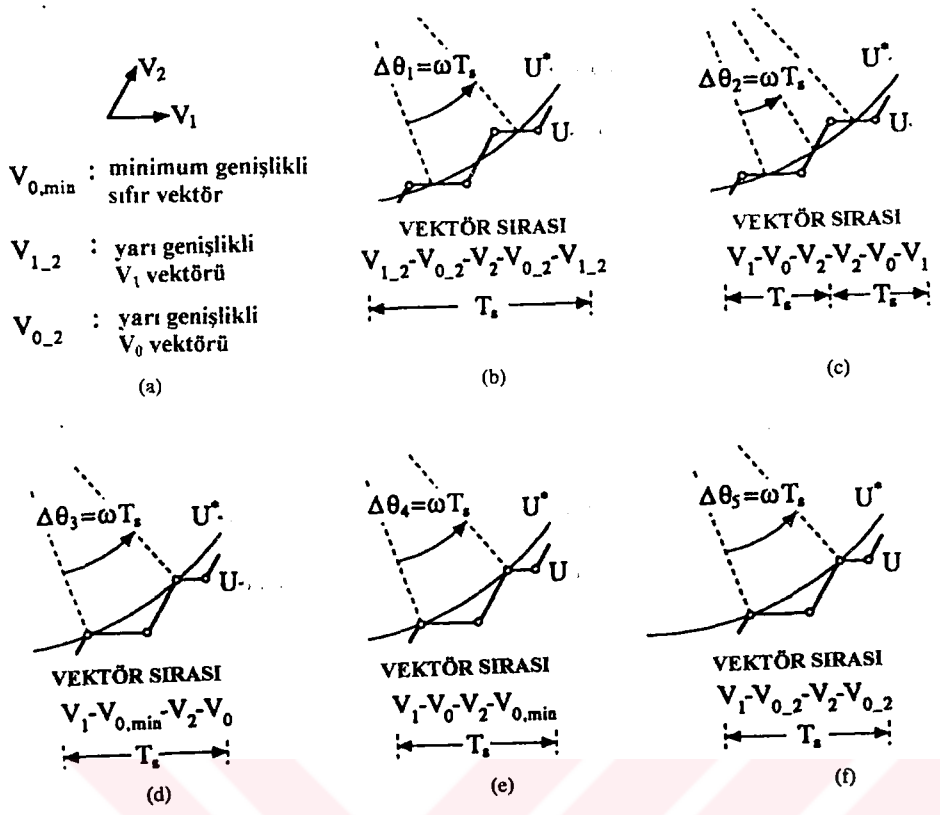


Şekil 6.9 SVPWM methodunun muhtemel 3 yörüngesi.

Şekil 6.10'da bu 5 modifiye edilmiş SVPWM tekniği gösterilmiştir. TipI ve tipII Şekil 6.9(b)'deki düzenlerdir ve diğerleri farklı sıfır vektör süreleri ile Şekil.6.9(a)'daki düzenlerdir. Bu şekillerde V_{0min} , 6.12, 6.14 ve 6.25'deki ifadelerle aşağıda tanımlanan t_{0min} , minimum süreli sıfır vektör anlamına gelir.

$$t_{0\min} = \frac{T_{2\max} + T_{6\max}}{2} + T_4 \tag{6.34}$$

$V_{1\text{-}2}$, hesaplanan zamanın yarısı süreli V_1 vektörü anlamına gelir. Benzer şekilde $V_{0\text{-}2}$ yarı süreli V_0 vektörüdür.



Şekil 6.10 Farklı gerilim vektör sıraları ile 5 modifiye edilmiş SVPWM tekniği.

6.2.4 Modifiye Edilmiş SVPWM Tekniklerinin Karşılaştırılması

Değiştirlmiş SVPWM teknikleri arasındaki mukayese aşağıdaki üç kriter kullanılarak yapılır.

1) Performans indeksi , PI

$$PI \equiv \int \left| U^* - U \right| dt \tag{6.35}$$

2) Distorsiyon faktörü , DF

$$DF \equiv \frac{1}{V_1}\left[\sum_{k=2}^{\infty}\left(\frac{V_{k-th}}{k}\right)^2\right]^{1/2} x100[\%] \tag{6.36}$$

3) Toplam harmonik distorsiyonu , THD

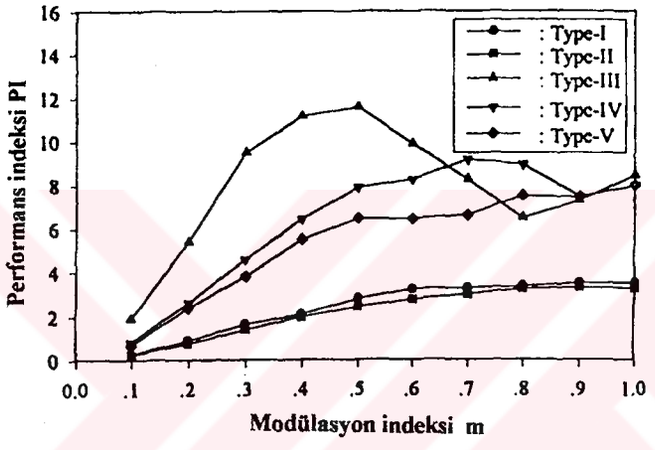
$$THD \equiv \frac{1}{V_1}\left[\sum_{k=2}^{\infty}\left(V_{k-th}\right)^2\right]^{1/2} x100[\%] \tag{6.37}$$

Burada V_1 ve $V_{k\text{-}th}$ temel ve kth harmonik gerilimler anlamına gelir. Böylece optimum SVPWM tekniği tüm modülasyon indeks aralığı için , yukardaki kriterleri asgari yerine getirmelidir.

Bu durumda m modülasyon indeksi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

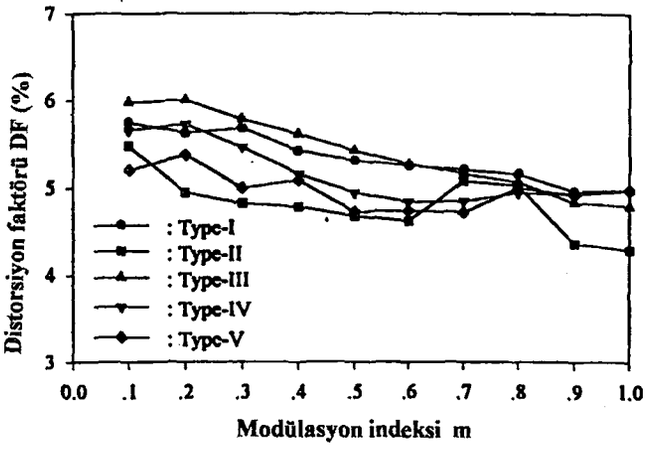
$$m = \frac{|V_0|}{\frac{2}{3}V_d} \tag{6.38}$$

6.38'deki denklemde V_0 çıkış gerilim vektörü ve V_d dc hat gerilimidir. Şekil 6.10'da görüldüğü gibi Tip II hariç bütün tiplerde örnek açı wT_s aynıdır ve Tip II'nin örnek açısı diğerlerinde ½ oranında daha düşüktür. Bu durumda $\Delta Q_1 = \Delta Q_3 = \Delta Q_4 = \Delta Q_5 = 2\Delta Q_2 = 10^0$ dir. Şekil.6.11'de m modülasyon indeksine göre PI performans indeksinin değişimi gösterilmiştir.



Şekil 6.11 Modülasyon indeksine göre performans indeksinin değişimi.

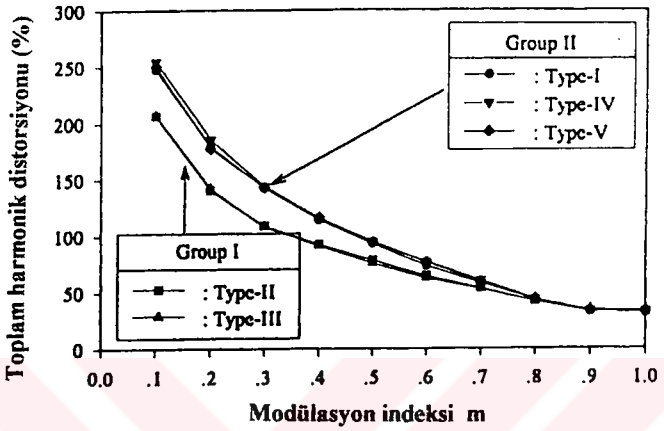
PI performan indeksi akı hata vektörünün karesinin zaman integrali şeklinde tanımlandığı için PI , akı hatalarının neden olduğu moment dalgalanmaları düşürülerek azaltılmalıdır. Tip I ve II'nin performans indeksleri diğerlerine göre daha üstündür ve en fazla akı sapması tip III'de meydana gelmektedir.



Şekil 6.12 Modülasyon indeksine göre distorsiyon faktörünün değişimi.

DF distorsiyon faktörüde bir kritedir. Bu farklı 5 düzene ait çıkış geriliminin distorsiyon faktörleri Şekil 6.12'de görüldüğü gibi benzer şekillerdedir. Aynı zamanda Şekil 6.13'de modülasyon indeksine göre toplam harmonik distorsiyonunun değişimi gösterilmiştir.

Bu şekilde ise Tip II ve III'ün geniş modülasyon indeksi aralığında daha iyi karakteristiğe sahip oldukları görülmektedir. Sonuç olarak Tip II yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverter (QPRDCL) için geçerli optimum uzay vektör PWM methodudur (Jung, 1996).



Şekil 6.13 Modülasyon indeksine göre toplam harmonik distorsiyonun değişimi.

6.3 Rezonans Devreli İnverterlerin Endüksiyonla Isıtmada Uygulanması

Endüksiyonla ısıtma bir bobine uygulanan ac akımın oluşturduğu manyetik akının bobin içerisine yerleştirilen elektriksel iletken bir malzeme üzerinde gerilim endüklemesi ve bu gerilimin geçirdiği akımın malzemeyi ısıtması şeklinde tarif edilir. Malzemeden geçen fuko akımı , özelliğindeki akım deri olayından dolayı malzemenin yüzeyinde maksimum olup , içeriye doğru üstel bir fonksiyon şeklinde azalır. Manyetik malzemelerde ayrıca mıknatıslanma kayıpları oluştuğundan bu tür malzemelerin ısıtılması daha kolaydır. Yalnız curie sıcaklık noktasının üzerinde bu malzemeler manyetiklik özelliklerini kaybederler (Bodur, 1997).

Klasik ısıtmada ısınma olayı metalin veya malzemenin ısıl iletimi ile olur. Eriyen kısma ısı verilmeye devam edilir. Eriyen kısım curuf tabakası oluşturur. Bu tabaka ısıl iletimi büyük ölçüde zorlaştırır. Fırının kapağının sık sık açılması gerekir. Malzemede yanmalar oluşur. Isınma olayı yavaştır ,verim ve kalite düşüktür.

Endüksiyonla ısıtma ile ısıtma , eritme , lehim yapma , kaynak yapma , haddeleme , sertleştirme ve yüzey sertleştirme gibi ısıl işlemler yapılmaktadır. Genel olarak malzemenin

cinsine , çapına ve ısıtma amacına göre öncelikli olarak frekans seçimi yapılır.

Frekans arttıkça ısıtma derinliği düşer. Güç yoğunluğu ise ısınma sürecini doğrudan etkiler. Güç yoğunluğu arttıkça ısınma süresi azalır. Yüzey sertleştirme daha yüksek frekans ve güç yoğunlukları gerektirir.

Çizelge 1'de demir kökenli metallerin ısıtılmasında iş çaplarına göre önerilen çalışma frekansları gösterilmiştir (Türker, 1993).

	Çalışma frekansı	
İş Çapı (mm)	Curie Sıcak. Altında	Curie Sıcak Üzerinde
0-6	450 kHz	450 kHz
6-12	3 kHz	8-10 kHz
12-25	1 kHz	8-10 kHz
25-38	1 kHz	3-10 kHz
38-50	50/60 Hz	1-3 kHz
50-150	50/60 Hz	1 kHz
150'den daha büyük	50/60 Hz	50/60 Hz

Çizelge 1 Demir kökenli metallerin iş çaplarına göre önerilen çalışma frekansları.

Demir dışı metallerin ısıtılmasında iş çaplarına göre önerilen çalışma frekansları Çizelge 2'de verilmiştir.

İş çapı	Çalışma Frekansı
0-12	450 kHz
12-25	10 kHz - 3 kHz
25-75	1 kHz
75'den büyük	50/60 Hz

Çizelge 2 Demir kökenli olmayan metallerin iş çaplarına göre önerilen çalışma frekansları.

Endüksiyonla ısıtmada ısınma olayı manyetik iletişimle sağlanır ve oldukça hızlıdır. Curuf tabakası oluşmaz , verim ve kalite yüksektir. Endüksiyonla ısıtmada malzemenin cins ve

ebadına göre 50 Hz ile 2 MHz arasındaki frekans değerlerinde ac güç kaynaklarına ihtiyaç vardır. Endüksiyonla ısıtmada güç kaynakları ,

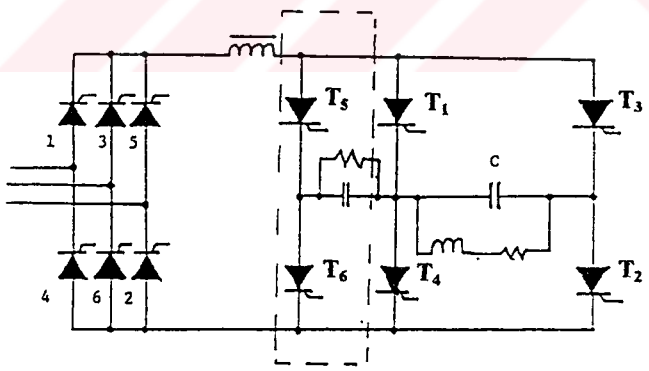
- 50-60 Hz'den 150Hz'e kadar Frekans Dönüştürücüleri ,
- 1 kHz'den 10 kHz'e kadar Motor – Generatör Grupları ,
- 100 kHz'den 500 kHz'e kadar Vakum Lambası (Tüpü) ,

kullanılır. Bu güç kaynakları çok büyük avantajlara sahip olan statik inverterler ile sağlanılmaktadır. Burada paralel rezonans devreli , tristörlü ve doğal komütasyonlu inverter devreleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca bu devrelerde ,

- 10 kHz'e kadar Tristör ,
- 20 kHz'e kadar GTO,
- 100 kHZ'e kadar IGBT ,

yarı iletken anahtarlama elemanı olarak kullanılabilir (Bodur, 1997).

Endüksiyonla ısıtma uygulamaları için kullanılan bir paralel rezonans devreli inverterin güç devresi Şekil 6.14'de gösterilmiştir. Akım kaynaklı inverteri besleyen paralel rezonans devresi dc hat akımından beslenir. Bu hat bir üç fazlı kontrollü doğrultucu ve dc hat bobininden oluşmaktadır. Burada paralel rezonanslı yük devresinde osilasyonu başlatacak bir yol verme devresi kullanılmaktadır. Yükün tank devresi üzerinde gerilim dalga şekli sinüsoidal ve tristör akımı dalga şekli ise kare dalgadır (Bonert, 1994).



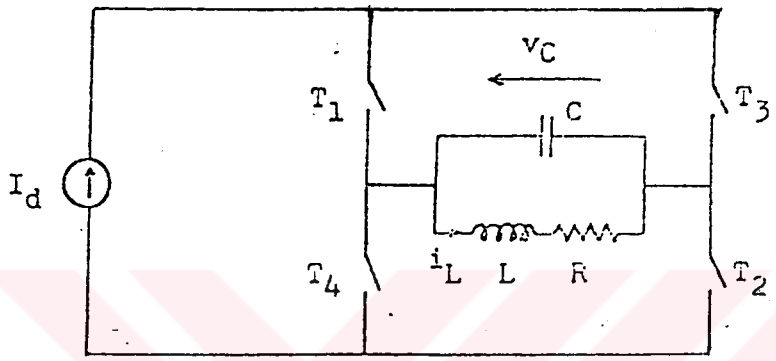
Şekil 6.14 Paralel rezonans devreli inverter.

Bu devrede yolverme için T_5-T_2 , T_3-T_6 ... sırası ile tristör grupları iletime alınıp *C* rezonans kondansatörü üzerinde komütasyon için yeterli gerilim genliğine ulaşılıncaya kadar bu işleme devam edilir. Daha sonra T_1-T_2 , T_3-T_4 , T_1-T_2 ... sırası ile tristör grupları iletime alınarak normal çalışmaya geçilir. Örneğin T_1 ve T_2 iletimde iken T_3 ve T_4 tetiklendiğinde , pozitif bir gerilimle şarjlı olan *C* rezonans kondansatörü üst ve alttaki kapalı devrelerde komütasyon

akımını geçirir. Üstteki akım T_1'den , alttaki akım T_2'den geçmekte olan anot akımlarını azaltarak sıfır yapar. Sadece T_3 ve T_4 iletimde kalır (Gülgün, 1995).

Kararlı hal çalışma analizi için Şekil 6.15'deki eşdeğer devre kullanılmıştır. Bu devrenin analizi için aşağıdaki kabuller yapılır.

1. Tristörler ideal anahtar kabul edilir.
2. Doğrultucu köprüsünün çıkışı L_d bobini ile birlikte sabit bir akım kaynağı olarak kabul edilir.



Şekil 6.15 Paralel rezonans devresine ait eşdeğer devre.

Şekil 6.15'deki devrede T_1 ve T_2 tristörlerinin iletimde olma durumlarını ele alalım ve tetikleme anında T_1 ve T_2 tristörlerinin başlangıç şartları aşağıdaki gibidir.

$$V_C(0) = E_0 , \tag{6.39}$$

$$i_L(0) = -I_0 \tag{6.40}$$

Şekil 6.15'de verilen eşdeğer devrenin diferansiyel eşitlikleri ,

$$C\frac{dV_C(t)}{dt} = I_d - i_L(t) \tag{6.41}$$

$$L\frac{di_L(t)}{dt} = V_C(t) - Ri_L(t) \tag{6.42}$$

şeklinde yazılabilir. Bu eşitlikler çözülürse yük gerilimi ve çıkış akımı için,

$$V_C(t) = RI_d - \frac{w_0}{w}e^{-\alpha t}\left[(E_0 + RI_d)\sin(wt + \psi) - \frac{I_d + I_o}{Cw_0}\sin wt\right] \tag{6.43}$$

$$i_L(t) = I_d - \frac{w_0}{w} e^{-\alpha t}\left[\sqrt{\frac{C}{L}}(E_0 + RI_d)\sin wt - (I_d + I_0)\sin(wt - \psi)\right] \quad (6.44)$$

eşitlikleri bulunur. Burada α=R/2L , w_0 =1 / $\sqrt{LC}$, w^2 =w_0^2 - α^2 ve cosψ = α / w_0 dır.

Endüksiyonla ısıtmada yüklü kalite faktörü Q= wL / R'nin 2.5 ile 20 arası olduğu kabul edilirse şu yaklaşımlar yapılabilir. w / w_0 =1 ve ψ =π / 2 dir.

Bu durumda 6.43 ve 6.44 eşitlikler ,

$$V_C(t) = RI_d - e^{-\alpha t}\left[(E_0 + RI_d)\cos wt - \frac{I_d + I_0}{Cw_0}\sin wt\right] \quad (6.45)$$

$$i_L(t) = I_d - e^{-\alpha t}\left[\sqrt{\frac{C}{L}}(E_0 + RI_d)\sin wt + (I_d + I_0)\cos wt\right] \quad (6.46)$$

şeklinde yazılabilir. Kararlı hal şartları için devre simetrik olduğu için ,

$$i_L(T/2) = -i_L(0) = I_0 \quad (6.47)$$

$$V_C(T/2) = -V_C(0) = E_0 \quad (6.48)$$

$$i_L(T/2) = I_d + e^{-\pi/2Q}(I_d + I_0) = I_0 \quad (6.49)$$

$$V_C(T/2) = RI_d + e^{-\pi/2Q}(E_0 + RI_d) = E_0 \quad (6.50)$$

eşitlikleri yazılabilir.

i_L(T / 2) ve V_C(T / 2) eşitliklerinden başlangıç şartları için aşağıdaki kabulleri yapabiliriz.

$$I_0 = KI_d \quad (6.51)$$

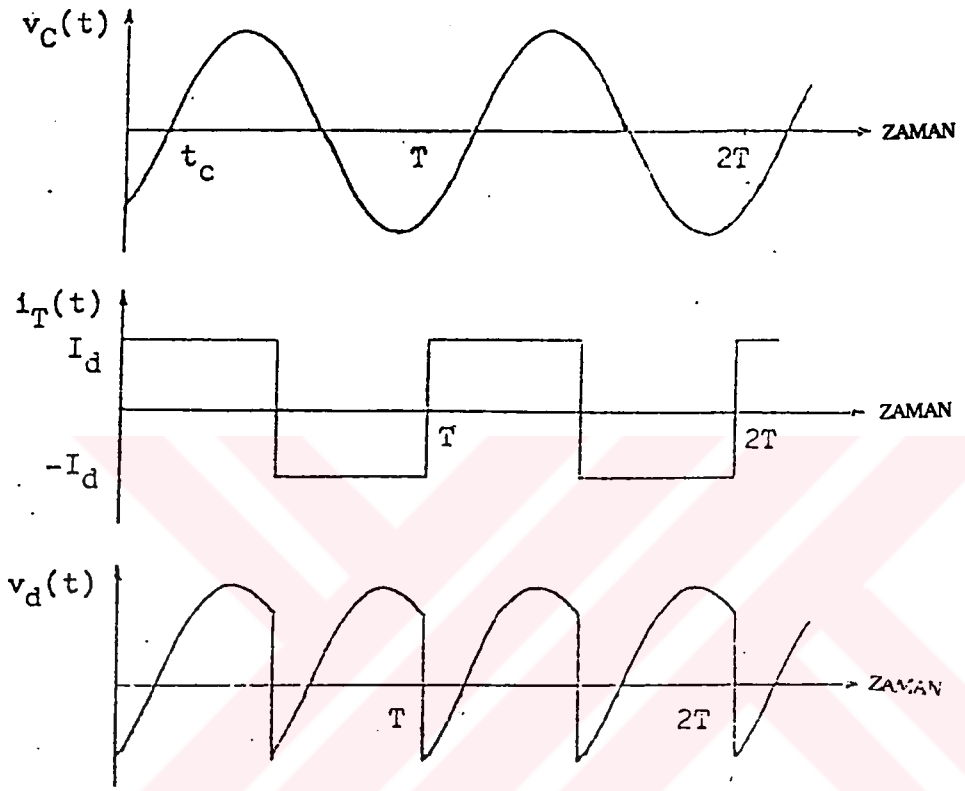
$$E_0 = KRI_d \quad (6.52)$$

Burada K = $\frac{1 + e^{-\pi/2Q}}{1 - e^{-\pi/2Q}}$ dur.I_0 ve E_0'ın değerleri 6.45 ve 6.46'daki ifadelerde yazılırsa yük gerilim ve akım ifadeleri için ,

$$V_C(t) = RI_d(1 - e^{-wt/2Q}(1 + K)(\cos wt - Q\sin wt)) \quad (6.53)$$

$$i_L(t) = I_d(1 - e^{-wt/2Q}(1 + K)(\cos wt + K/Q\sin wt)) \quad (6.54)$$

eşitlikleri yazılabilir. Bu eşitlikler T_1 ve T_2 tristörlerinin iletim periyodu için geçerlidir. T_3 ve T_4 tristörlerinin iletimine uygun , bir sonraki yarı periyot için , başlangıç şartları E_0 ve I_0 uygulamada aynı eşitlikler geçerlidir. Analize uygun dalga şekilleri Şekil 6.16'da gösterilmiştir. Bu dalga şekilleri tristörlerin ideal anahtar kabul edildikleri durumlar için geçerlidir.



Şekil 6.16 Paralel rezonans devreli invertere ait dalga şekilleri(a)Yük gerilimi.(b)Anahtar akımı.(c)Anahtar gerilim.

7. SONUÇLAR

Bu çalışmada rezonans devreli inverterler üç kısımda incelenmiştir. Birinci kısımda , D ve E sınıfı bir fazlı rezonans devreli inverterler ele alınmıştır. Bu inverterler yüksek frekanslarda yüksek verimde çalışırlar. Özellikle rezonans frekansının üstündeki çalışma noktalarında anahtarlama kayıpları ihmal edilebilir seviyededir. Bir fazlı rezonans devreli inverterlerde yarı iletken elemanların kumandasının kolay olması , bu devrelere ait optimizasyonu ve analizi kolaylaştırmaktadır. Bu durum maliyet hesaplarında göz önünde bulundurulması gereken bir kriterdir. Ayrıca bir fazlı rezonans devreli inverterlerin yüksek güçlü uygulamalarda kullanılamaması bir dezavantajdır.

İkinci kısımda , yüksek güç gerektiren uygulamalarda kullanılan üç fazlı rezonans devreli inverterler incelenmiştir. Bu devreler bir rezonanslı dc hat ve üç fazlı inverterden meydana gelmektedir. Üç fazlı rezonans devreli inverterler , bir fazlı modellerinin aksine daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Kullanılan yarı iletken elemanların çok olması bu devrelerin kumanda sistemlerine ait optimizasyonu zorlaştırmaktadır. Fakat inverterdeki anahtarların , rezonanslı dc hat'dan dolayı , sıfır gerilimle iletimde olması bu devrelerin en önemli üstünlüğüdür. Özellikle paralel rezonanslı dc hat inverterlerde anahtarlar minimum gerilim stresine sahiptir. Rezonanslı dc hat inverterlerde , darbe genişlik modülasyonunun kullanılması ile inverterdeki anahtarlar yumuşak anahtarlama ile iletim ve kesimdedir. Benzer şekilde , yarı geçişli paralel rezonanslı dc hat inverterlerde (QPRDCLI) uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniğinin kullanılması ile sinüsoidal PWM inverterlere göre , maksimum çıkış gerilimi % 5 daha büyüktür ve harmonik karakteristikleri daha iyidir. Bu tarzdaki anahtarlama tekniklerinin kullanılması sonucunda devrenin daha az kayıpla ve daha güvenilir çalışması sağlanmaktadır.

Son kısımda ise rezonans devreli inverterlerin uygulama alanları incelenmiştir. Elektronik balastlarda kullanılan paralel yüklü rezonans devreli inverterler , floresan lambaların negatif direnç özelliği ile uyum içerisindedir. Bu devrelerde , düşük bir dc kaynakla lambanın ateşlenmesi için gerekli olan gerilim kazancı temin edilmektedir. Ayrıca bir gerilim yükseltici transformatör kullanılmasına gerek yoktur. Endüksiyonla ısıtma sistemlerinde tristörlü paralel rezonans devreli inverterler kullanılmaktadır. Bu devreler doğal komütasyonludur ve çıkış gerilimi sinüsoidaldir.

KAYNAKLAR

Bodur H., (1997), "Güç Elektroniğinin End. Uyg.1" ders notları, YTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü.

Bonert R., Lavers D.J, (1994), "Simple Starting Scheme For a Parallel Resonance Inverter for Induction Heating", IEEE Trans. on Power Electron., vol.9, no.3, pp.519-524, May 1994.

Cosby C.M., Nelms R.M., (1994), "A Resonant Inverter for Electronics Ballast Applications ", IEEE Trans. on Ind. Electron., vol.41, no.4, pp.433-438, August 1994.

Deshpande V.V., Doraldla R.S., Divan M.D., (1997), "A Current-Prediction Scheme for the PRDCL Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Power Electron., vol.12, no.1, pp.64-69, January 1997.

Gülgün R., (1995), "Güç Elektroniği", YTÜ Yayınları, 302, İstanbul.

Jung C. Y., Liu L.H., Cho C.G., Cho H.G., (1996), "Soft Switching Space Vektor PWM Inverter Using a New Quasi-Paralel Resonant DC Link", IEEE Trans. on Power Electron., vol.11, no.3, pp.503-510, May 1996.

Kazimierczuk M. K., Czarkowski D., (1995), "Resonant Power Converters" Wiley.

Mohan N., Undeland T.M., Robbıns W.P., (1989), "Power Electronics, Converters, Applications and Design", New York: John Wiley & Sons.

Pickert V., Johnson C.M., (1999), "Three-Phase Soft-Switching Voltage Source Converters for Motor Drives. Part 1:Overview and Analysis", IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol.146, no.2, pp.147-154 March 1999.

Pressman I.A.,(1992), "Switching Power Supply Design", McGraw-Hill, Inc.

Schröder D., (1998), "Elektrische Antriebe 4", Springer Lehrbuch.

Türker A., (1993), "Endüksiyonla Isıtma", YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	19.01.1977	
Doğum yeri	Malatya	
Lise	1990-1993	Malatya Lisesi
Lisans	1994-1998	Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1998-2001	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı

Çalıştığı kurum

1999-Devam ediyor. Işık İnş. Elk. Ltd. Şti
Rumeli Feneri Koç Üniversitesi
Simko Tic. ve San. A.Ş Şantiyesi.

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ