

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEK FAZLI GERİLİM KAYNAKLI İNVERTÖRLERİN
ÇIKIŞ HARMONİKLERİNİN İNCELENMESİ

Elektronik ve Habereşme Müh. Çağatay BAŞARAN

FBE Elektronik ve Habereşme Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Oruç BİLGİÇ

İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ	iii
KISALTMA LİSTESİ	iv
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ	viii
ÖZET	ix
ABSTRACT	x
1. GİRİŞ	1
2. GERİLİM KAYNAKLI İNVERTÖRLER	2
2.1. Tek Fazlı Yarım Köprü Montajı	2
2.2. Performans Parametreleri	5
2.3. Tek Fazlı Tam Köprü Montajı	10
2.4. Push_Pull İnvörtör	19
3. PWM TEKNİKLERİ	25
3.1. Tek Fazlı Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) İnvörtör	25
3.2. Yarım_Köprü Montajlı İnvörtörde PWM Teknikleri	28
3.2.1. Taşıyıcı Bazlı PWM (Darbe Genişlik Modülasyon) Tekniği	29
3.2.2. Kare Dalga Modülasyon Tekniği	32
3.2.3. Harmonik Eleminasyonu	33
3.3. Tam_Köprü Montajlı İnvörtörde PWM Teknikleri	46
3.3.1. Tek Kutuplu PWM Tekniği	47
3.3.2. Çift Kutuplu PWM Tekniği	48
3.3.3. Harmonik Eleminasyonu	53
3.4. Optimum PWM	60
3.5. Histeriziz Kontrollü PWM İnvörtör	61
4. İNVERTÖRLER İÇİN AKTİF ve PASİF FİLTRE ÇIKIŞ GERİLİMLERİ KIYASLAMASI	75
4.1. Kare Dalga Tam Köprü Montajlı İnvörtör için LC Pasif Çıkış Filtresi Dizaynı	75
4.2. Sinüsoidal PWM İnvörtör için Çıkış Filtresi	79
5. SONUÇ	84
KAYNAKLAR	86
ÖZGEÇMİŞ	88

SİMGE LİSTESİ

C	Kondansatör
D	Duty ratio
dB	Desibel
f	Frekans
F	Farad
H	Henry
H(s)	Transfer fonksiyonu
L	Endüktans
m_f	Frekans modülasyon oranı
m_a	Genlik modülasyon oranı
N	Nötr uç
n	Harmonik mertebeleri
Q	Yarı iletken anahtar
S	Yarı iletken anahtar
T	Periyot
T	Yarı iletken anahtar
v_c	Modülasyon sinyali
v_Δ	Taşıyıcı sinyal
ω	Dairesel frekans
Ω	Ohm
μ	Micro
α	Kayma açısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternative Cuurent
DC	Direct Current
DF	Distorsiyon faktörü
HK	Harmonik Katsayısı
LOH	Low Ordinate Harmonic
M.FILE	MATLAB dosyası
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sinüsoideal PWM
THD	Toplam Harmonik Distorsiyon
UPS	Uninterruptable Power Supply

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1. 1	Tek Fazlı Köprü Montajı Bağlantı Şeması.....	2
Şekil 1. 2	Omik Yük halinde Anahtarlar üzerindeki Gerilim ve Yük akımındaki Değişimler	3
Şekil 1. 3	Endüktif Yük Olması halinde Yük Akımının Değişimi.....	5
Şekil 2. 1	Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Pspice Eşdeğer Modeli.....	7
Şekil 2. 2	Anahtarlar ve Yük üzerindeki Gerilimler.....	7
Şekil 2. 3	Endüktif Yük Olması Halinde Yarım Köprü Montajlı İnvörtör.....	9
Şekil 2. 4	Endüktif Yük Halinde Yük Akımının Değişimi	10
Şekil 2. 5	Tek Fazlı Köprü Montajlı İnvörtör.....	10
Şekil 2. 6	Çıkış Geriliminin Değişimi	11
Şekil 2. 7	Endüktif Yük Halinde Yük Akımının Değişim.....	12
Şekil 2. 8	Köprü Montajlı İnvörtör Pspice Eşdeğer Modeli	12
Şekil 2. 9	Tam Köprü Montajlı İnvörtör.....	14
Şekil 2. 10	Anahtarların Sürülmesi ile α 'nın Elde Edilmesi.....	15
Şekil 2. 11	$2\alpha = 0^\circ$ iken Anahtarların Durumları	15
Şekil 2. 12	$2\alpha = 0^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim	15
Şekil 2. 13	$2\alpha = 30^\circ$ iken Anahtarların Durumları	16
Şekil 2. 14	$2\alpha = 30^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim	16
Şekil 2. 15	$2\alpha = 60^\circ$ iken Anahtarların Durumları	16
Şekil 2. 16	$2\alpha = 60^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim	17
Şekil 2. 17	$2\alpha = 90^\circ$ iken Anahtarların Durumları	17
Şekil 2. 18	$2\alpha = 90^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim	17
Şekil 2. 19	Çıkışına LC Filtre Eklenmiş İnvörtör.....	19
Şekil 2. 20	Push_Pull İnvörtör Devre Şeması	19
Şekil 2. 21	Push_Pull İnvörtörün Bir Bacağındaki MOSFET Sürme Devresi.....	21
Şekil 2. 22	Push_Pull İnvörtör.....	22
Şekil 2. 23	Push_Pull İnvörtörüne Ait Dalga Şekilleri.....	24
Şekil 3. 1	$2\alpha = 0^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler	25
Şekil 3. 2	$2\alpha = 30^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler	25
Şekil 3. 3	$2\alpha = 45^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler	26
Şekil 3. 4	$2\alpha = 60^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler	26
Şekil 3. 5	$2\alpha = 72^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler	26
Şekil 3. 6	$2\alpha = 90^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler	27
Şekil 3. 7	$2\alpha = 135^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler.....	27
Şekil 3. 8	$2\alpha = 150^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler.....	27
Şekil 3. 9	Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Devresi	28
Şekil 3. 10	Yarım Köprü Montajlı İnvörtörde SPWM Dalga Şekilleri	30
Şekil 3. 11	Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Sinüsoidal PWM PSPICE	31
Şekil 3. 12	Yarım Köprü Montajlı İnvörtör SPWM PSPICE FFT	31
Şekil 3. 13	Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Kare Dalga Modülasyonu Dalga Şekilleri	32
Şekil 3. 14	Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Harmonikleri Eleminasyonu Dalga Şekilleri	34
Şekil 3. 15	Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Harmonik Eleminasyonu Tekniği	34
Şekil 3. 16	Y.K.M.İ. Harmonik Eleminasyonu 3. ve 5. Harmonikleri MATLAB Analizi	38
Şekil 3. 17	Y.K.M.İ. Harmonikler Eleminasyonu Dalga Şekilleri.....	38
Şekil 3. 18	Y.K.M.İ. Harmonik Eleminasyonu 3. 5. ve 7. Harmonikler için α Değerleri....	39

Şekil 3. 19	Y.K.M.İ. Harmonik Eleminasyonu 3. 5. ve 7. Harmonikleri MATLAB Analizi	45
Şekil 3. 20	Tam Köprü Montajlı İnvörtör Devresi	46
Şekil 3. 21	Tek Kutuplu PWM Tekniğı Dalga Şekilleri	47
Şekil 3. 22	Tek Kutuplu PWM Tekniğı Dalga Şekli PSPICE Simölasyonu.....	48
Şekil 3. 23	Tam Köprü Montajlı İnvörtörde Çift Kutuplu SPWM Dalga Şekilleri.....	49
Şekil 3. 24	Tam Köprü Montajlı İnvörtörde Çift Kutuplu Sinüsoidal PWM	52
Şekil 3. 25	Tam Köprü Montajlı İnvörtör Çift Kutuplu Sinüsoidal PWM.....	52
Şekil 3. 26	Tam Köprü Montajlı İnvörtörde Çift Kutuplu SPWM_PSPICE Analizi	53
Şekil 3. 27	Tam Köprü Montajlı İnvörtörde Çift Kutuplu SPWM_PSPICE FFT	53
Şekil 3. 28	Tam Köprü Montajlı İnvörtör Harmonik Eleminasyonu Dalga Şekilleri.....	54
Şekil 3. 29	Tam Köprü Monatajlı İnvörtör Harmonik Eleminasyon Tekniğı	54
Şekil 3. 30	T.K.M.İ Harmonik Eleminasyonu 3. 5. ve 7. Harmonikleri MATLAB Analizi..	58
Şekil 3. 31	T.K.M.İ Gerilim İptali ile Çıkış Kontrolü İçin İdeal Dalga Şekilleri.....	59
Şekil 3. 32	Histeriziz Kontrollü PWM İnvörtör Devre Şeması	61
Şekil 3. 33	Histeriziz Kontrollü PWM İnvörtör Geri Besleme Devresi	62
Şekil 3. 34	Histeriziz Devresi	62
Şekil 3. 35	Anahtar Sürme Sinyalleri	64
Şekil 3. 36	Referans Sinyali ile Çıkış Geriliminden Alınan Örnek Dalga Şekilleri.....	69
Şekil 3. 37	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	69
Şekil 3. 38	Histeriziz Kontrollü İşaretin Spektrumu	70
Şekil 3. 39	Histeriziz İnvörtör Devresi	70
Şekil 3. 40	Histeriziz İnvörtör Devresi	71
Şekil 3. 41	Histeriziz İnvörtör Devresi	71
Şekil 3. 42	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	72
Şekil 3. 43	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	72
Şekil 3. 44	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	72
Şekil 3. 45	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	73
Şekil 3. 46	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	73
Şekil 3. 47	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	73
Şekil 3. 48	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	74
Şekil 3. 49	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	74
Şekil 3. 50	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	74
Şekil 4. 1	Tam Köprü Montajlı İnvörtör Devresi	75
Şekil 4. 2	Yük Gerilimi Dalga Şekli.....	75
Şekil 4. 3	Yük Gerilimi Harmonik Spektrumu.....	76
Şekil 4. 4	Yük Gerilimi Harmonik Spektrumu.....	76
Şekil 4. 5	Alçak Geçiren LC Pasif Filtre Devresi.....	77
Şekil 4. 6	$f_c = 60Hz$ Seçilmesi Durumunda Alçak Geçiren Pasif Filtre.....	78
Şekil 4. 7	$f_c = 75Hz$ Seçilmesi Durumunda Alçak Geçiren Pasif Filtre	78
Şekil 4. 8	$f_c = 93.75Hz$ Seçilmesi Durumunda Alçak Geçiren Pasif Filtre	78
Şekil 4. 9	Pasif Filtre Çıkışı Yük Gerilimi	79
Şekil 4. 10	Pasif Filtre Çıkışı Yük Geriliminin Harmonik Spektrumu	79
Şekil 4. 11	Çıkışına Pasif Filtre Eklenmiş Sinüsoidal PWM İnvörtör Devresi	79
Şekil 4. 12	Sinüsoidal PWM Tek Kutuplu İnvörtör PSPICE Simölasyonu	81
Şekil 4. 13	Filtresiz İnvörtör Çıkış Gerilimi FFT	81
Şekil 4. 14	Pasif Filtreli SPWM İnvörtörün Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	82
Şekil 4. 15	Pasif Filtre AC Sweep Analizi	83
Şekil 4. 16	$f_0 = 7.2kHz$ de LC filtre Frekans Cevabı	83

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 1	İnvertör sürme tekniklerine göre çıkış harmonikleri ve pasif filtre elemanları.....	85
---------	---	----

ÖNSÖZ

Bu çalışmada Tek Fazlı Gerilim Kaynaklı İnverterlerin çalışma prensipleriyle beraber invertör çıkışındaki sinyallerin harmonik analizleri yapılarak bu harmonikleri azaltmak veya elemine etmek için uygun aktif ve pasif filtrelerin seçiminin nasıl yapılacağı hakkında bilgi verilmeye çalışılmıştır.

Tezin hazırlanması sırasında desteğini esirgemeyen sayın hocam Prof. Dr. Oruç BİLGİÇ'e, sevgili anne ve babama, arkadaşım Bahadır ELMAS ve diğer çalışma arkadaşlarıma teşekkürü borç bilirim.

Çağatay BAŞARAN

İstanbul, 2007

ÖZET

Bu çalışmada, Tek Fazlı Gerilim Kaynaklı çeşitli invertörlerin çalışma prensipleriyle beraber invertör çıkışındaki sinyallerin harmonik analizleri yapılarak bu harmonikleri azaltmak veya elemine etmek için uygun aktif ve pasif filtrelerin seçiminin nasıl yapılacağı hakkında bilgi verilmeye çalışılmıştır. Bununla beraber, çeşitli gerilim kaynaklı invertörlerin normal (kare dalga sürme) ve PWM'li çalışma yöntemleri irdelenerek PWM'li çalışma modu için aktif filtre sağlanmıştır. Her iki çalışma modu için invertör çıkışına LC pasif filtre de eklenerek harmonikler etkisi azaltılmaya veya yok edilmeye çalışılmıştır.

Anahtar kelimeler: Tek fazlı gerilim kaynaklı invertörler, Harmonikler, PWM, Toplam harmonik distorsiyon, Aktif filtre, Pasif LC filtre

ABSTRACT

Selection of the proper active and passive filters for several single phase voltage inverters to minimize or eliminate the harmonics by analysing inverter output signals is presented. Moreover, the effects of active filter on inverters are observed by comparing normal (square-wave operation) and PWM (pulse width modulation) techniques. Additionally, passive LC low pass filter is located to reduce the effects of harmonics on inverter output signals for both techniques.

Keywords: Single phase voltage source inverters, harmonics, PWM, Total Harmonic Distortion, Active filter, Passive LC filter

1. GİRİŞ

İnvertörler doğru akımı alternatif akıma çeviren “DC-AC dönüştürücü”lerdir. Bir invertörün görevi girişindeki bir doğru gerilimi, çıkışında istenen genlik ve frekansta simetrik bir alternatif gerilime dönüştürmektir. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değerleri sabit veya değişken olabilir. Girişteki DC gerilim değiştirilmek ve invertör kazancı sabit tutulmak suretiyle, değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. İnvertör kazancı; çıkıştaki AC gerilimin girişteki DC gerilime oranı olarak tarif edilebilir. Girişindeki DC gerilimin sabit olduğu bu tür invertörlere “Gerilim Beslemeli İnvertör” adı verilir. (Gülğün R., 1999)

İnvertörler, gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere iki gruba ayrılır. Gerilim beslemeli invertörler sabit DC gerilimle beslendiği halde, akım beslemeli invertörler bir akım kaynağı tarafından beslenirler. Bir gerilim kaynağına seri endüktans bağlanmak suretiyle, bu kaynak bir akım kaynağına dönüştürülebilir. Bir geri besleme çevrimi yardımıyla gerilim değiştirilerek istenen akım elde edilebilir. Bir gerilim beslemeli invertör, akım kontrol modunda çalıştırılabilir. Benzer şekilde bir akım kontrollü invertör, gerilim kontrol modunda çalıştırılmak üzere kontrol edilebilir. Aralarındaki tek fark, genellikle akım kontrollü invertörler çok güç gerektiren AC motor sürücülerinde tercih edilmektedir. Bir tek fazlı gerilim veya akım beslemeli invertör genel olarak; Yarım_Köprü, H-Köprüsü veya orta uçlu transformatörle gerçekleştirilen Push-Pull montajında olabilir. Tek fazlı invertörler aralarında bağlanarak üç fazlı veya çok fazlı AC sistemler elde edilebilir.

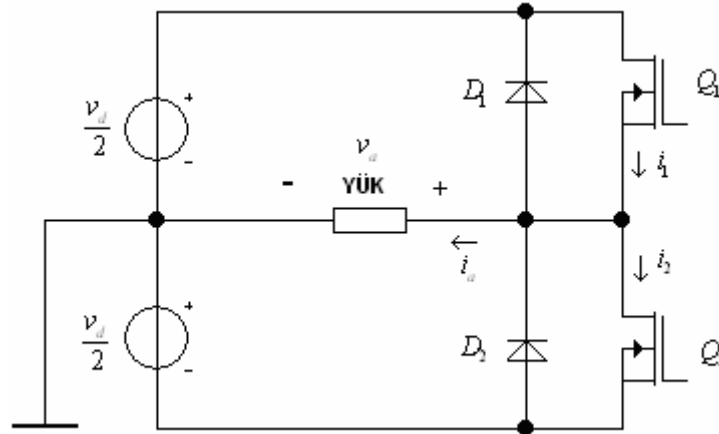
İnvertörler, AC makinelerin sürülmesinde (beslenmesinde), regüle (ayarlı) gerilim ve frekanslı güç kaynaklarında, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), endüksiyonla ısıtmada, ultrasonik dalga üretiminde, statik var jeneratörlerinde, aktif güç şebeke filtreleri ve buna benzer uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılır.

2. GERİLİM KAYNAKLI İNVERTÖRLER

2.1. Tek Fazlı Yarım Köprü Montajı

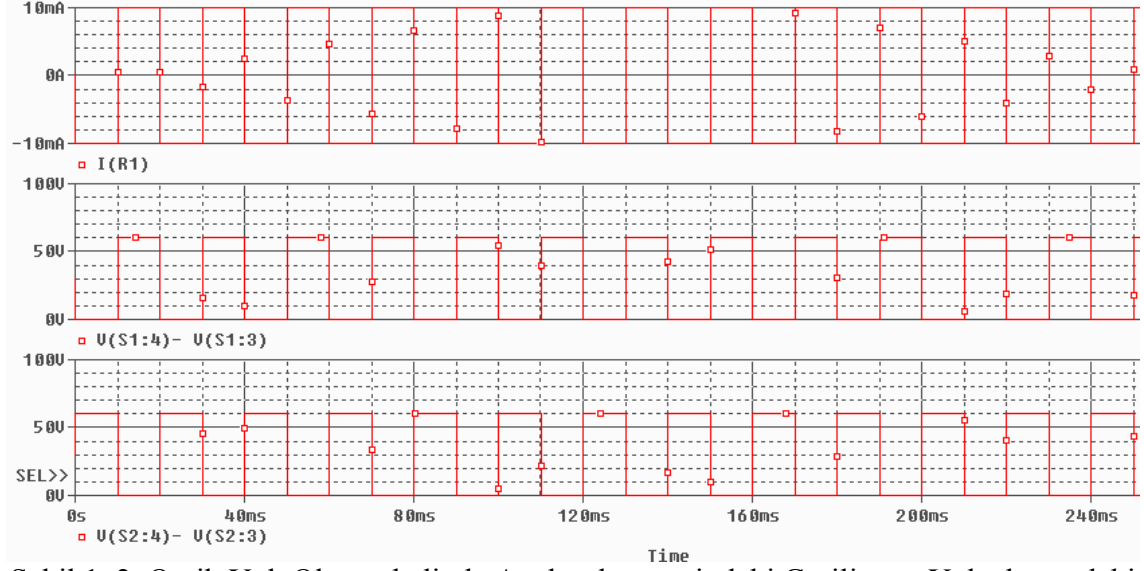
Gerilim beslemeli invertörün girişindeki DC gerilim, bir doğrultucu üzerinden mevcut ac şebekeden, bir aküden, bir yakıt pilinden, bir güneş pilinden ve hatta bir magneto hidro-dinamik jeneratörden temin edilebilir. Beslenmek istenen AC yükün gücüne ve cinsine göre invertörler, tek fazlı ya da üç fazlı olabilirler. Şekil 1.1’de Tek Fazlı Köprü Montajı’ndaki gerilim beslemeli bir invertörün bağlantı şeması ile yükün omik olması halinde anahtarların üzerindeki gerilim ve yük akımının değişimleri verilmiştir. Her köprü kolunda kontrollü bir yarı iletken eleman ve bir ters diyot ters paralel bağlanmıştır. Q1 ve Q2 transistörleri periyodik olarak ilettime sokularak yük uçlarında kare dalga şeklinde bir AC gerilim elde edilir. Yükün uçlarındaki v_a gerilimi; Q1’in iletimde olduğu yarım periyod süresince $\frac{v_d}{2}$ ye,

Q2’nin iletimde bulunduğu diğer yarım periyotta ise $-\frac{v_d}{2}$ ye eşittir. Q1 ve Q2’nin aynı anda iletimde bulunması invertör girişindeki kaynakların bu transistörler üzerinden kısa devre olmasına sebep olur. Tabiatıyla bu durum, hem kaynaklar hem de transistörler için tehlikelidir. Q1 ve Q2’nin aynı anda iletimde olmaması bir lojik devre ile sağlanmalıdır.



Şekil 1. 1 Tek Fazlı Köprü Montajı Bağlantı Şeması

Şekil 1.2’de yükün omik olması durumunda çıkış gerilimi ve transistör akımlarının dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere bu montaj için orta uçlu bir dc gerilim kaynağına ihtiyaç vardır. Kesimde bulunan transistör, v_d gerilimine maruz kalmaktadır.



Şekil 1. 2 Omik Yük Olması halinde Anahtarlar üzerindeki Gerilim ve Yük akımındaki Değişimleri

Çıkış geriliminin efektif değeri;

$$v_a = \sqrt{\left(\frac{2}{T_a} \int_0^{T_a/2} \frac{(v_d)^2}{4} dt\right)} = \frac{u_d}{2} \quad \text{olarak bulunur.} \quad (1.1)$$

Çıkış geriliminin ani değeri Fourier serisine açılarak ana dalga ve harmoniklerine ayrılabilir. Genel olarak bir periyodik fonksiyonun Fourier açılımını aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$f_{(wt)} = a_0 + a_1 \cos(wt) + a_2 \cos(2wt) + \dots + a_k \cos(kwt) + \dots + a_n \cos(nwt) \\ + b_1 \sin(wt) + b_2 \sin(2wt) + \dots + b_k \sin(kwt) + \dots + b_n \sin(nwt)$$

Buradaki Fourier katsayıları bilindiği gibi,

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f_{(wt)} \cos(kwt) d(wt)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f_{(wt)} \sin(kwt) d(wt)$$

ifadelerinden bulunabilir.

Cos’lü bileşenlerin genlikleri olan a_k katsayıları sıfır olur. b_k katsayılarını hesaplayarak yerine koyarsak,

$$v_a = \frac{2v_d}{\pi} [\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) \dots] \text{ bulunur. (Gülgün R., 1999)}$$

Harmoniklerin frekansları, ana dalga frekansının tek sayı katlarına eşittir ve genlikleri harmonik numaraları arttıkça azalmaktadır. Buna göre çıkış gerilimi genel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$v_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{2v_d}{n\pi} \right) \sin(n\omega t) \quad (1.2)$$

Burada;

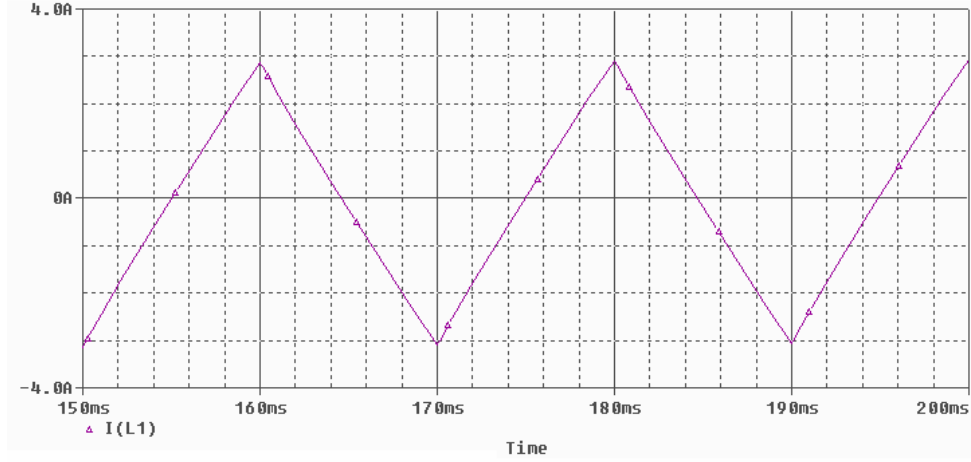
$$\begin{aligned} n &= 1, 3, 5, \dots \text{ olmak üzere harmonik mertebeleri} \\ \omega &= 2\pi f_a \quad \text{çıkıştaki alternatif gerilimin dairesel frekansı} \end{aligned}$$

Denklem 1.2’de $n=1$ yazılmak suretiyle ana dalganın genliği,

$$\begin{aligned} v_{a1m} &= \frac{2v_d}{\pi} \quad \text{buradan da efektif değeri bulunabilir.} \\ v_{a1} &= \frac{2v_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.45v_d \end{aligned} \quad (1.3)$$

Yükün omik olması durumunda akım, gerilimi izleyerek kare dalga şeklinde değişir. Ama endüktif yük durumunda yük akımı, çıkış gerilimi ile birlikte aniden değişmez. Eğer $t = \frac{T_a}{2}$ anında Q1 iletimden çıkarılırsa yük akımı, sıfır oluncaya kadar D2-yük-dc kaynağın alttaki yarısı üzerinden geçmeye devam eder. Benzer şekilde $t = T_a$ anında Q2 kesime girdiğinde yük akımı sıfır oluncaya kadar D1-yük-DC kaynağının üst yarısı üzerinden geçer. D1 veya D2 diyotu akım geçirirken enerji kaynağa geri verildiğinden, bunlara “Geri Besleme Diyotu” adı verilir.

Şekil 1.3’de tam endüktif yük durumu için yük akımının değişimi ve elemanların akım geçirdikleri aralıklar verilmiştir. Görüldüğü gibi tam endüktif yük halinde bir transistörden akım geçme aralığı sadece $\frac{T_a}{4}$ (90°) olmaktadır. Bir transistörden akım geçme aralığı yükün güç faktörüne bağlı olarak 90 ile 180 derece arasında değişecektir. (Gülgün, R., 1990)



| D1 | Q1 | D2 | Q2 | D1 | Q1 | D2 | Q2 |

Şekil 1. 3 Endüktif Yük Olması halinde Yük Akımının Değişimi

Montajdaki güç transistörü yerine diğer kontrollü güç devresi elemanları, örneğin GTO veya bir tristör anahtar kullanılabilirdi. Her güç yarı iletkeninin belirli bir “iletimden çıkma zamanı” vardır. Bir eleman tamamen iletimden çıkmadan diğerinin iletime geçmesi, kaynağın bu elemanlar üzerinden kısa devre olmasına neden olur. Güvenli bir çalışma için elemanlardan biri iletimden çıkarıldıktan sonra “ölü zaman” adı verilen belirli bir süre sonra, diğer elemana iletime geçme kumandası verilmelidir. Bu şartı sürme devrelerinin lojik yapısı yerine getirmelidir. (Gülün, R., 1990)

2.2. Performans Parametreleri

Pratikte invertörlerin çıkış gerilimlerinde belirli harmonikler bulunur ve bir invertörün kalitesi, aşağıda sıralanan performans parametreleri ile değerlendirilir.

Harmonik Katsayısı (HK) : Belirli bir harmonik için tarif edilen harmonik katsayısı; ilgili harmoniğin efektif değerinin, ana dalga efektif değerine oranı olarak tarif edilir.

$$HK_n = \frac{v_n}{v_1} \quad (1.4)$$

Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) : Bir dalga şekli ile ona ait ana dalga bileşeni arasındaki yakınlığı ifade eden THD, aşağıdaki gibi tarif edilir.

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} (V_n)^2} \quad (1.5)$$

Distorsiyon faktörü (DF) : THD, bir dalga şeklinin toplam harmonik içeriği hakkında bilgi verir. Fakat özellikle filtre planlaması için her harmonik bileşenin seviyesi önemlidir. Eğer invertör çıkışında bir filtre kullanılırsa, daha yüksek mertebeden olan harmonikler daha çok zayıflatılabilir. Bu nedenle her harmoniğin hem frekansının hem de genliğinin bilinmesi önem taşır. Bir dalga şeklinin harmonikleri ikinci mertebeden bir zayıflatılmaya tabi tutulduktan sonra, geriye kalan harmonik distorsiyon, distorsiyon faktörü (DF) ile belirtilir. Bu nedenle DF, ikinci mertebeden bir yük filtresinin değerlerini belirtir ve

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2} \quad \text{olarak tarif edilir.} \quad (1.6)$$

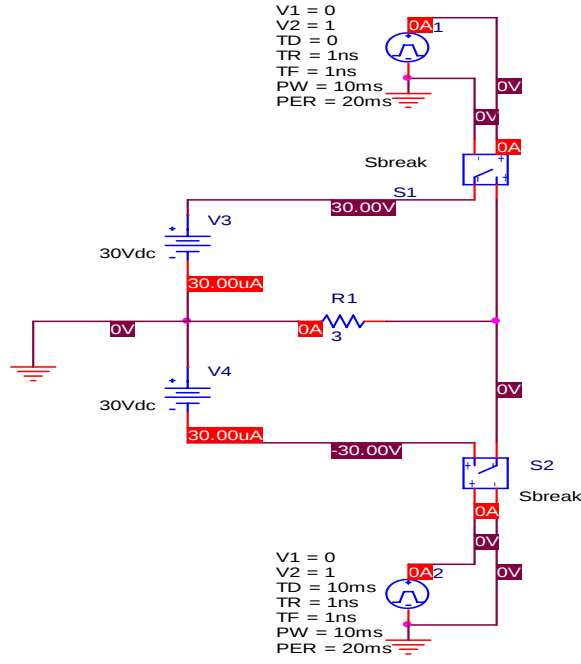
n'inci mertebeden belirli bir harmoniğin Distorsiyon Faktörü ise,

$$DF_n = \frac{1}{V_1} * \frac{V_n}{n^2} \quad \text{olarak tarif edilir.} \quad (1.7)$$

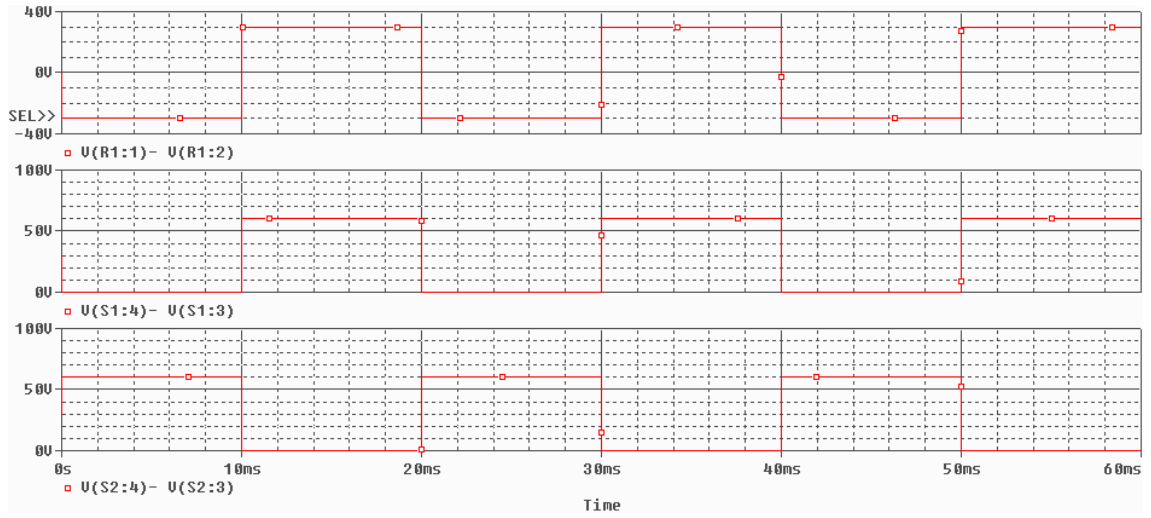
En düşük mertebeden harmonik (LOH) : LOH, frekansı ana dalga frekansına en yakın olan harmonik bileşendir. Genliği ana dalga bileşeni genliğinin %3'üne eşit veya daha fazladır.

Uygulama 1:

Aşağıda omik yüklü bir yarım-köprü montajlı bir invertör'in pspice eşdeğer modeli gözükmemektedir. Girişi orta uçlu bir dc kaynak olup, yükü 3Ω 'luk saf direnç olarak aldığımızda yükün ve anahtarların üzerindeki gerilim değişimlerini aşağıda gözükmemektedir.



Şekil 2. 1 Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Pspice Eşdeğer Modeli



Şekil 2. 2 Anahtarlar ve Yük üzerindeki Gerilimler

Şekil 2.1'deki örnek için aşağıdaki değerleri bulmaya çalışalım;

a) çıkışta elde edilen alternatif gerilimin ana dalgasının efektif değeri

$$v_a = \frac{2v_d}{\pi} \left[\sin(wt) + \frac{1}{3} \sin(3wt) + \frac{1}{5} \sin(5wt) \dots \right]$$

$$v_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{2v_d}{n\pi} \right) \sin(nwt)$$

$$v_{a1m} = \frac{2v_d}{\pi} \rightarrow v_{a1} = \frac{2v_d}{\sqrt{2\pi}} = 0.45v_d = 0.45 * 60 = 27V$$

b) bir transistör den geçen akımın maksimum ve ortalama değeri

$$I_{CM} = 30V / 3\Omega = 10A$$

$$I_{C_{ort}} = D \cdot I_{CM} = 0.5 \cdot 10 = 5A$$

D (duty_ratio) : iletimde kalma süresinin toplam periyoda oranı $0 < D < 1$

c) transistörlerin maruz kaldığı maksimum gerilim değeri

$$V_{CE} = \frac{V_d}{2} + V_{yük} = 30 + 30 = 60V$$

d) toplam harmonik distorsiyon değeri

$$V_{a1} = \frac{2V_d}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_d$$

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} (V_n)^2} = \frac{V_h}{V_1}$$

$$V_h = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} (V_n)^2} = \sqrt{(V_a)^2 - (V_{a1})^2} = 0.2176 \cdot V_d$$

$$THD = \frac{0.2176 \cdot V_d}{0.45 \cdot V_d} = 0.4835$$

e) distorsiyon faktörü değeri

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}$$

$$DF = \frac{1}{0.45 \cdot V_d} \sqrt{[(V_{a3}/3^2)^2 + (V_{a5}/5^2)^2 + (V_{a7}/7^2)^2 + \dots]}$$

$$DF = \frac{0.01712 \cdot V_d}{0.45 \cdot V_d} = 0.03804$$

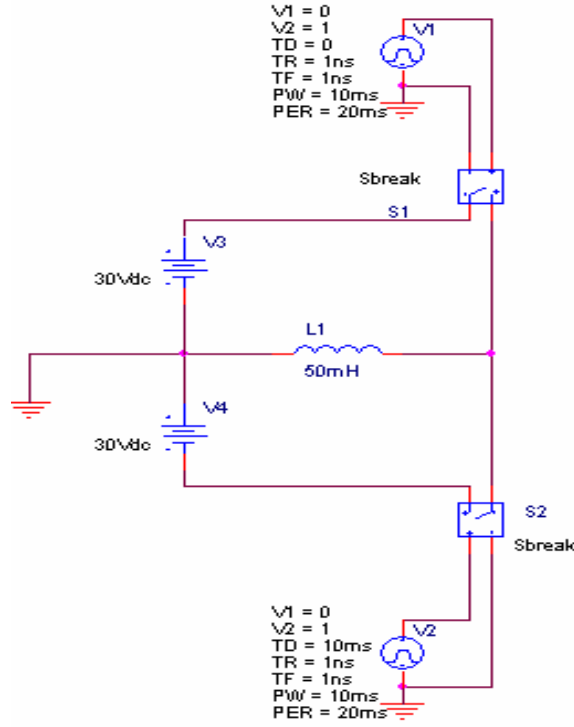
f) en düşük mertebeden harmoniğin harmonik katsayısı ve distorsiyon faktörü değerleri

3. mertebeden harmonik ana dalga frekansına en yakın olan harmonik bileşendir.

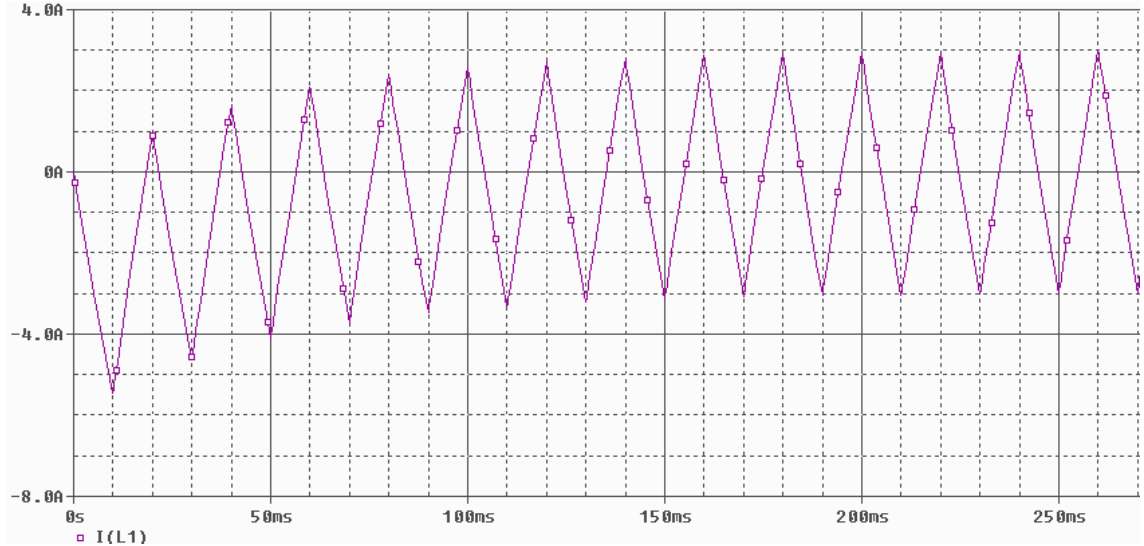
$$HK_n = \frac{v_n}{v_1} = \frac{v_{a3}}{v_{a1}} = \frac{1}{3} = 0.3333$$

$$DF_n = \frac{1}{v_1} * \frac{v_n}{n^2} = \frac{1}{u_{a1}} * \frac{v_{a3}}{3^2} = \frac{1}{9} * HF_3 = \frac{1}{27} = 0.03704$$

Eğer yük endüktif olursa ve yeteri kadar büyük seçilirse, yük üzerinden geçen akım aşağıda görüldüğü üzere üçgen dalga halini alacaktır. Burada yük olarak $L=50\text{mH}$ alınmıştır.



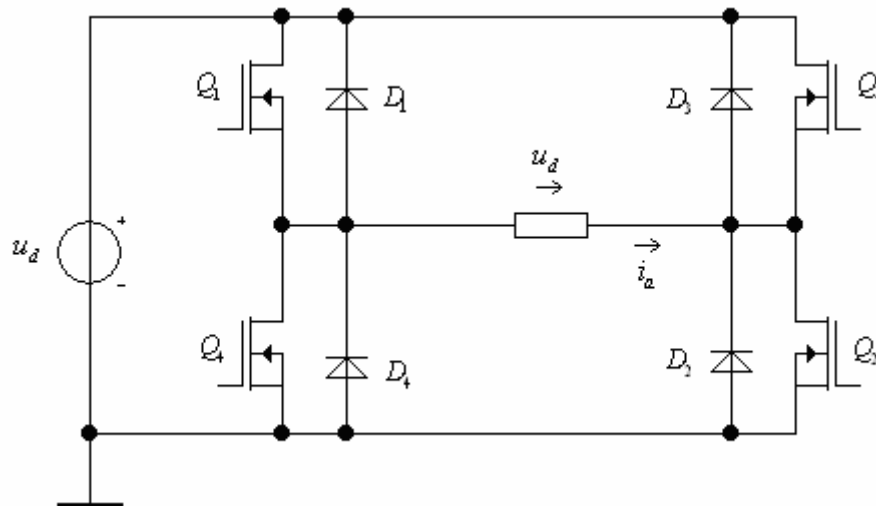
Şekil 2. 3 Endüktif Yük Olması Halinde Yarım Köprü Montajlı İnvertör



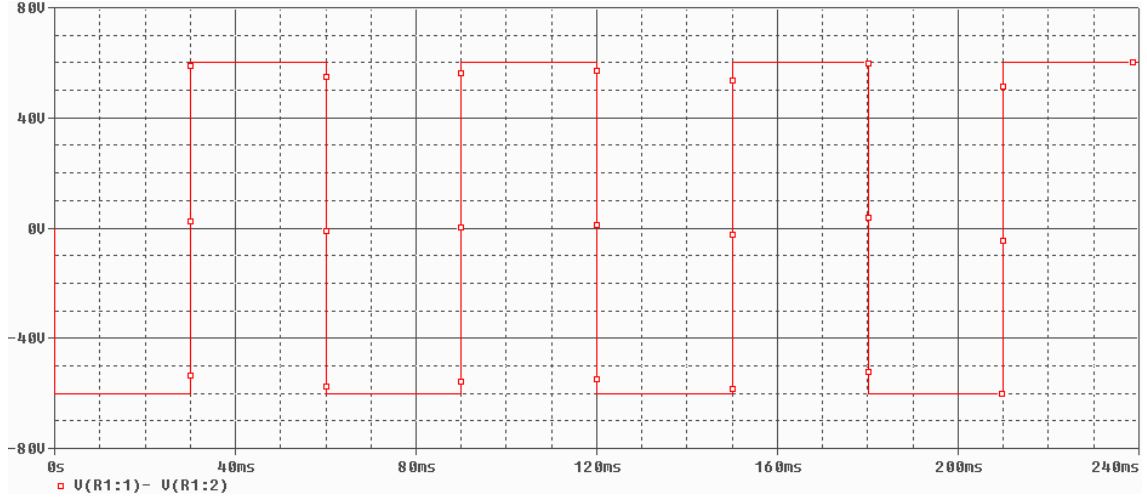
Şekil 2. 4 Endüktif Yük Halinde Yük Akımının Değişimi

2.3. Tek Fazlı Tam Köprü Montajı

Şekil 2.5’de tek fazlı köprü montajlı bir invertörün bağlantı şeması verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere dc gerilim kaynağının orta uçlu olmasına gerek yoktur. Q1 ve Q2 transistörleri birlikte ilettime sokulursa, yükün uçlarında u_d giriş gerilimi oluşur. Diğer yarım periyotta bu kez Q3 ve Q4 birlikte ilettime geçirilirse, yük gerilimi yön değiştirerek $-u_d$ değerine eşit olur. Şekil 2.6’da görüldüğü üzere kare dalga şeklinde değişen bir yük gerilimi elde edilir.



Şekil 2. 5 Tek Fazlı Köprü Montajlı İnvörtör



Şekil 2. 6 Çıkış Geriliminin Değişimi

Çıkış gerilimi efektif değeri,

$$v_a = \sqrt{\frac{2}{T_a} \int_0^{\frac{T_a}{2}} (v_d)^2 dt} = v_d \quad \text{bulunur.} \quad (1.8)$$

Çıkış gerilimi ani değeri Fourier serisine açılırsa;

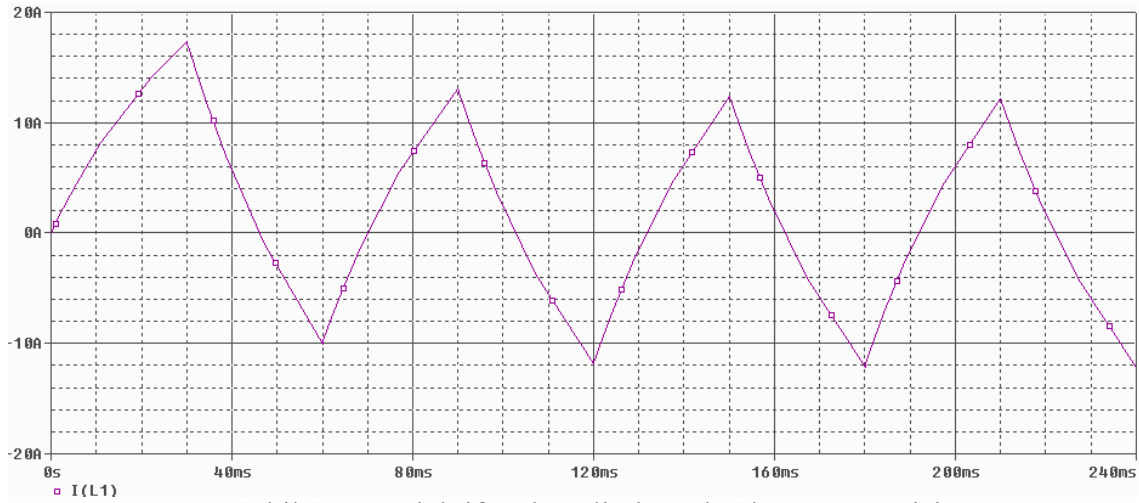
$$v_a = \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} \left(\frac{4v_d}{n\pi} \right) \sin(n\omega t) \quad \text{bulunur.} \quad (1.9)$$

Bu ifadede n yerine 1 koymak suretiyle ana dalga bileşeninin genliği ve buradan da efektif değerini bulabiliriz.

$$v_{a1} = \frac{4v_d}{\sqrt{2\pi}} = 0.9v_d \quad \text{olarak bulunur.} \quad (1.10)$$

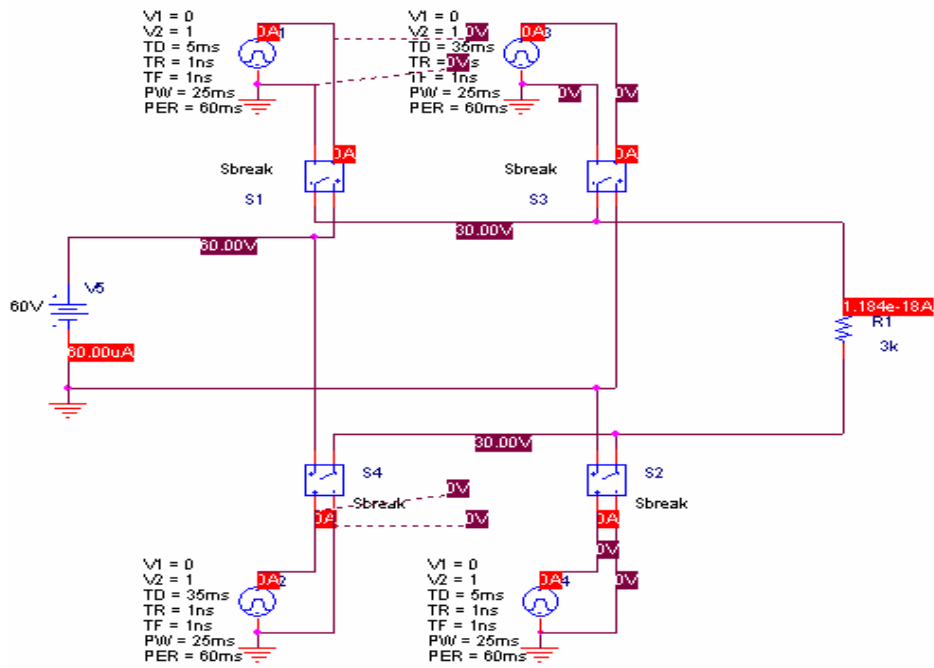
Akım diyotlar tarafından geçirilirken enerji dc kaynağa geri verilir.

Şekil 2.7’de tam endüktif yük halinde akımın değişimi ve yarı iletken elemanların akımı üstlendikleri görülmektedir.



Şekil 2. 7 Endüktif Yük Halinde Yük Akımının Değişim

Uygulama 2:



Şekil 2. 8 Köprü Montajlı İnvörtör Pspice Eşdeğer Modeli

a) Çıkışta elde edilen alternatif gerilimin ana dalgasının efektif değeri

$$v_{a1} = \frac{4v_d}{\sqrt{2\pi}} = 0.9v_d \rightarrow v_{a1} = 0.9 * 60 = 54V$$

b) Bir transistör den geçen akımın maksimum ve ortalama değeri

$$I_{CM} = 60V / 3\Omega = 20A$$

$$I_{C_{ort}} = D.I_{CM} = 0.5 * 20 = 10A$$

c) transistörlerin maruz kaldığı maksimum gerilim değeri

$$v_{CE} = 60V$$

d) toplam harmonik distorsiyon değeri

$$v_{a1} = \frac{4v_d}{\sqrt{2\pi}} = 0.9v_d$$

$$THD = \frac{1}{v_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} (v_n)^2} = \frac{v_h}{v_1}$$

$$v_h = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} (v_n)^2} = \sqrt{(v_a)^2 - (v_{a1})^2} = 0.4358 * v_d$$

$$THD = \frac{0.4358 * v_d}{0.9 * v_d} = 0.4842$$

e) distorsiyon faktörü değeri

$$DF = \frac{1}{v_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} \left(\frac{v_n}{n^2}\right)^2}$$

$$DF = \frac{1}{0.9 * v_d} \sqrt{[(v_{a3} / 3^2)^2 + (v_{a5} / 5^2)^2 + (v_{a7} / 7^2)^2 + \dots]}$$

$$DF = \frac{0.03424 * v_d}{0.9 * v_d} = 0.03804$$

f) en düşük mertebeden harmoniğin harmonik katsayısı
ve distorsiyon faktörü değerleri

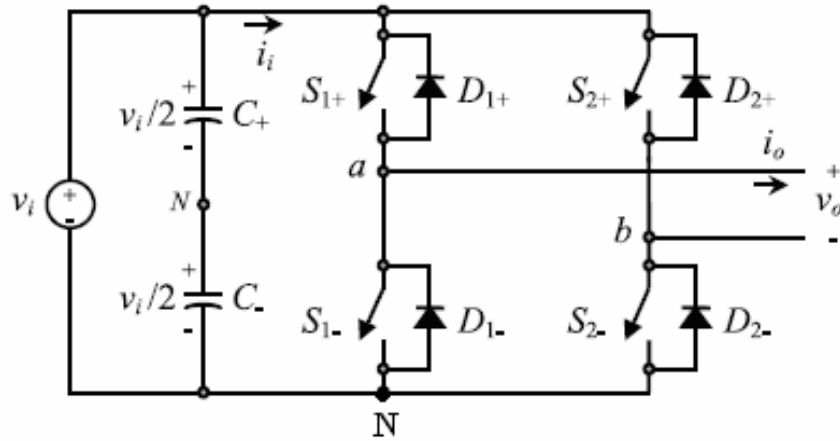
3. mertebeden harmonik ana dalga frekansına en yakın olan harmonik bileşendir.

$$HK_n = \frac{v_n}{v_1} = \frac{v_{a3}}{v_{a1}} = \frac{1}{3} = 0.3333$$

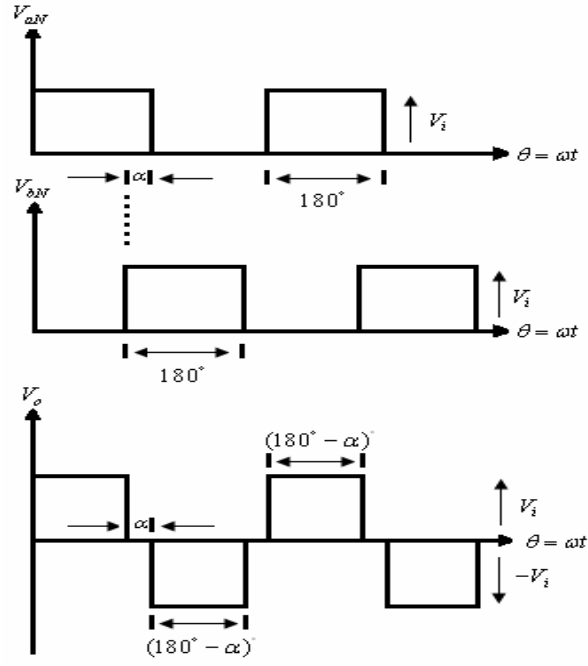
$$DF_n = \frac{1}{v_1} * \frac{v_n}{n^2} = \frac{1}{v_{a1}} * \frac{v_{a3}}{3^2} = \frac{1}{9} * HF_3 = \frac{1}{27} = 0.03704$$

Uygulama 1 ve 2’den görüldüğü üzere yarım köprü ile tam köprü montajlarında transistörlerin maruz kaldığı gerilimler ve çıkış geriliminin kalitesi aynıdır. Fakat tam köprü montajında, yarım köprü montajına göre çıkış gücü 4 misli fazladır. Buna karşılık gerekli anahtarlama elemanlarının sayısı 2 kat artmıştır. Uygulamada çoğu kez çıkış geriliminin ayarlanabilir olması gerekir. Yük geriliminin değişken olması gerekir. Yük geriliminin değişken olması istendiğinden veya yükte sabit gerilim elde etmek üzere, girişteki gerilimi kompanze etmek için bu ihtiyaç doğabilir. Örnek olarak verecek olursak, akü ile beslenen bir invertöre giriş gerilimi, akünün şarj durumuna göre değişir. Şarjları azaldıkça invertör kazancı artırılarak çıkış geriliminin sabit tutulması yoluna gidilebilir. (Gülgün, R., 1990)

(1.10) formülüne göre çıkış gerilimini değiştirmek için, girişteki DC gerilimin değiştirilmesi gerekir. Tabii ki bu durum şekil 2. 5’deki montajda köprü kollarının çapraz olarak ilettime sokulması halinde geçerlidir. Kolların ikişer olarak birlikte ilettime sokulabilecekleri farklı kombinasyonlar da mevcuttur. Ancak üst üste olan kolların aynı anda birlikte ilettime sokulması durumları kaynağı kısa devre edeceği için, mümkün kombinasyonlardan biri değildir.

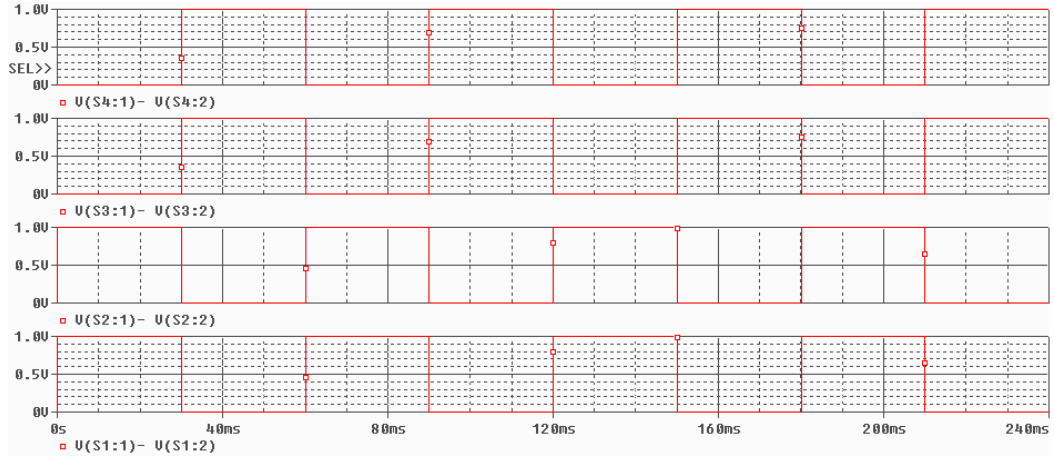


Şekil 2. 9 Tam Köprü Montajlı İnvörtör

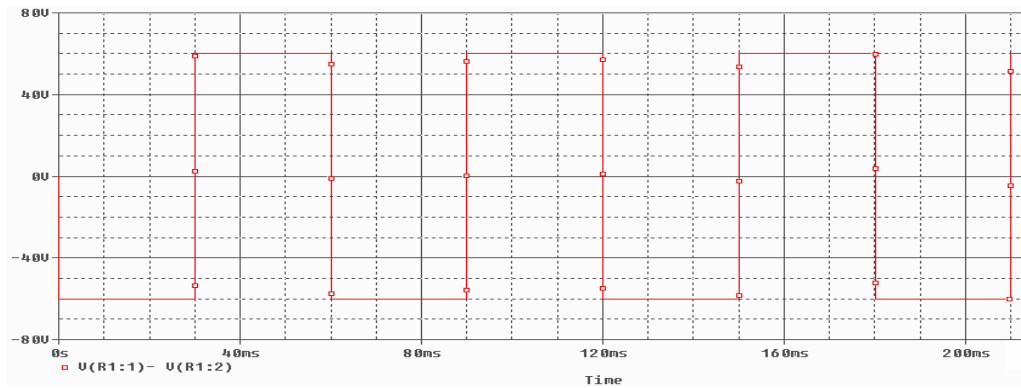


Şekil 2. 10 Anahtarların Sürülmesi ile α 'nın Elde Edilmesi

a) $2\alpha = 0^\circ$

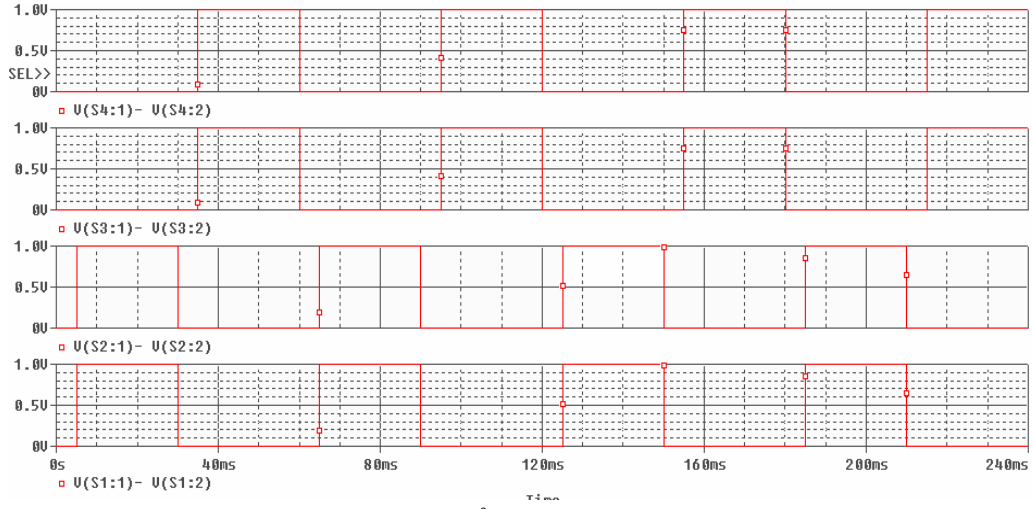


Şekil 2. 11 $2\alpha = 0^\circ$ iken Anahtarların Durumları

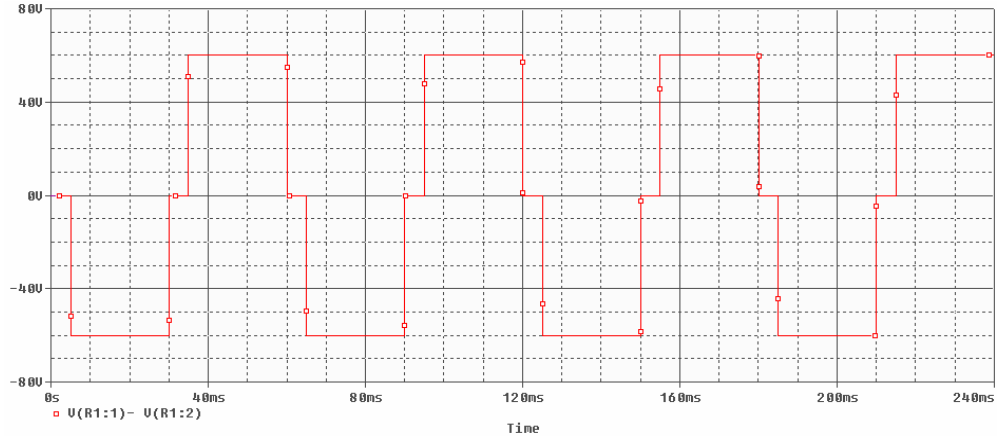


Şekil 2. 12 $2\alpha = 0^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim

b) $2\alpha = 30^\circ$

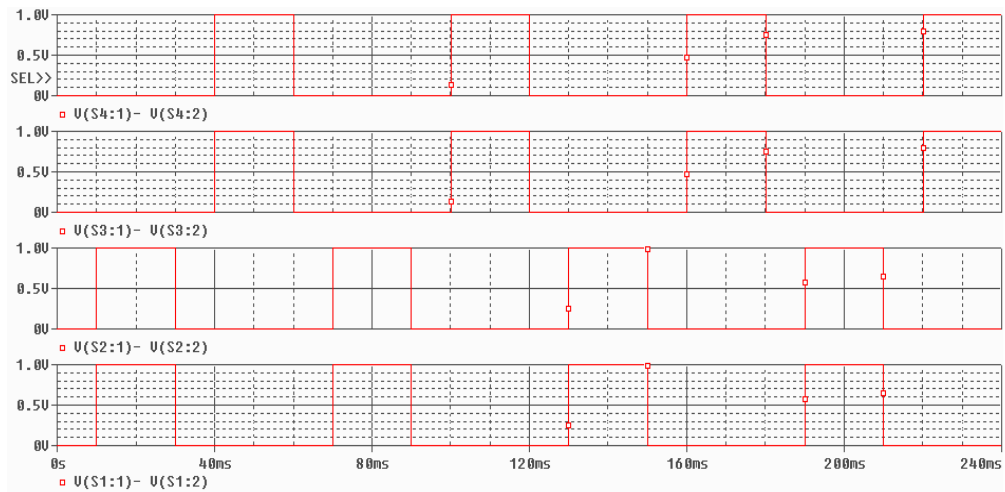


Şekil 2. 13 $2\alpha = 30^\circ$ iken Anahtarların Durumları

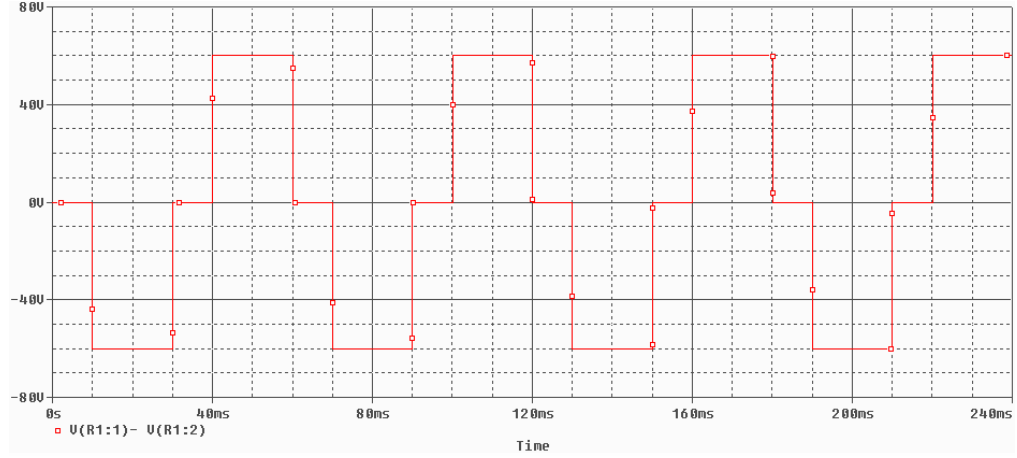


Şekil 2. 14 $2\alpha = 30^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim

c) $2\alpha = 60^\circ$

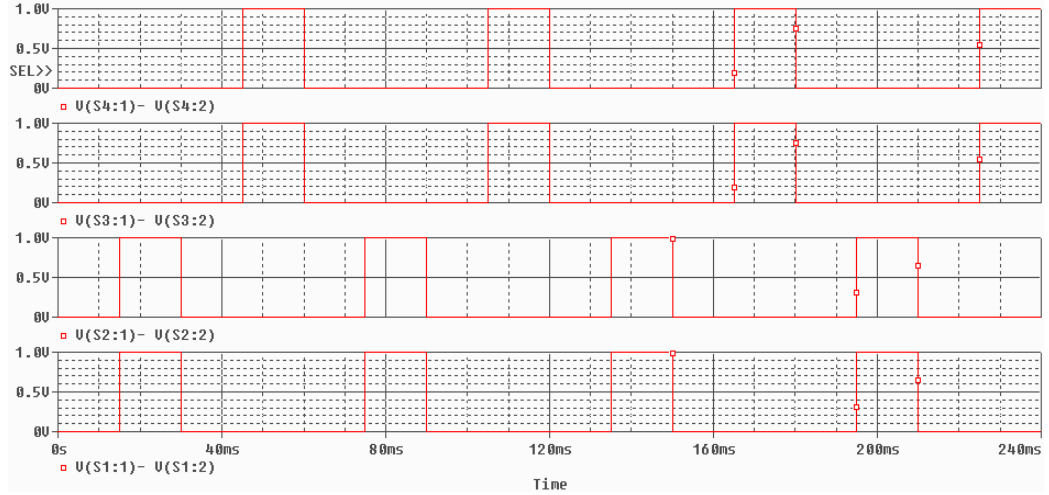


Şekil 2. 15 $2\alpha = 60^\circ$ iken Anahtarların Durumları

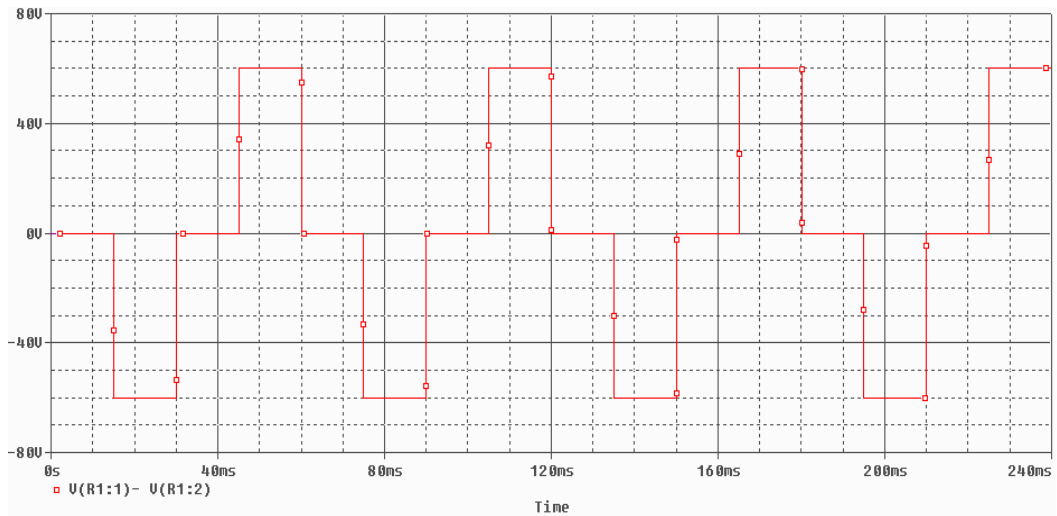


Şekil 2. 16 $2\alpha = 60^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim

d) $2\alpha = 90^\circ$



Şekil 2. 17 $2\alpha = 90^\circ$ iken Anahtarların Durumları



Şekil 2. 18 $2\alpha = 90^\circ$ iken Yük Gerilimindeki Değişim

AC geriliminin bu değişimi yine ana dalga ve harmoniklerine ayrılabilir. Entegrasyon sınırları (α) ile $(\pi - \alpha)$ alınmak suretiyle b_k katsayıları bulunarak yerine konursa,

$$v_a = \frac{4v_d}{\pi} [(\cos \alpha \cdot \sin wt) + (\frac{1}{3} \cdot \cos 3\alpha \cdot \sin 3wt) + (\frac{1}{5} \cdot \cos 5\alpha \cdot \sin 5wt) \dots] \quad \text{elde edilir.}$$

Bu gerilimin efektif değeri;

$$v_a = v_d \cdot \sqrt{\frac{\pi - 2\alpha}{\pi}}$$

Yukarıdaki ifadede $\alpha = 0$ için $v_a = v_d$

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \text{ için } v_a = 0 \text{ bulunur.} \quad 0 \leq v_a \leq v_d$$

Ana dalgasının efektif değeri ise;

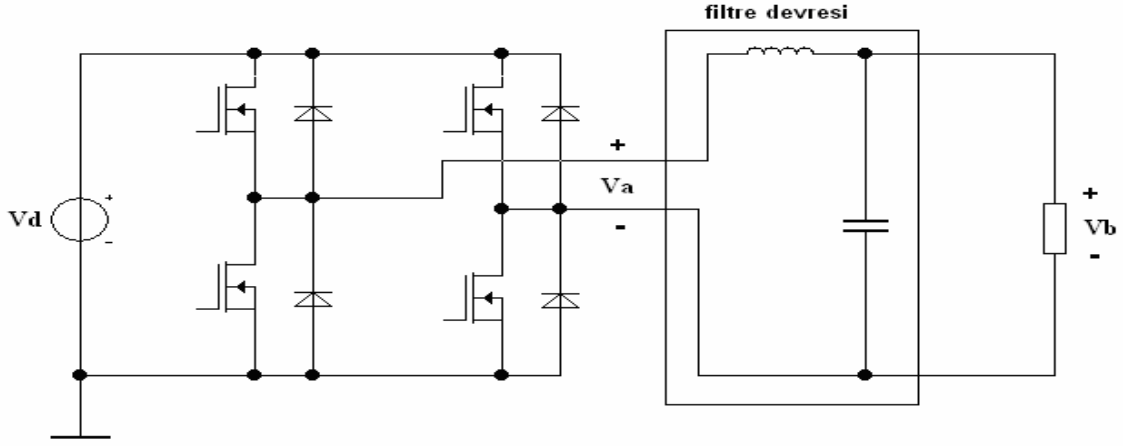
$$v_{a1} = \frac{4 \cdot v_d \cdot \cos \alpha}{\pi \cdot \sqrt{2}} = 0.9 v_d \cos \alpha$$

Bulunan sonuçlar göz önüne alınırsa, invertör çıkışında elde edilen ana dalga geriliminin efektif dalga değeri, yarı gecikme açısının kosinüs'ü ile azalmaktadır.

Gecikme açısı 0° ile 90° arasında değiştirilmek suretiyle bu gerilim, bir maksimum değer ile sıfır arasında ayarlanabilir.

İnvertör çıkışına bir filtre koyarak ana dalga gerilimi süzülebilir ve böylece sinüsoidal gerilim gerektiren hassas cihazların beslenmesi sağlanabilir. (Gülgün, R., 1990)

Filtre devresi konulması halinde,



Şekil 2. 19 Çıkışına LC Filtre Eklenmiş İnvörtör

Filtre çıkışındaki gerilime v_b dersek ve bu gerilimi Fourier serisine açacak olursak;

$$v_b = v_{b1} + v_{b2} + v_{b3} + \dots$$

$$v_{b1} = \frac{4 \cdot v_d \cdot \cos \alpha}{\pi} \sin \omega t$$

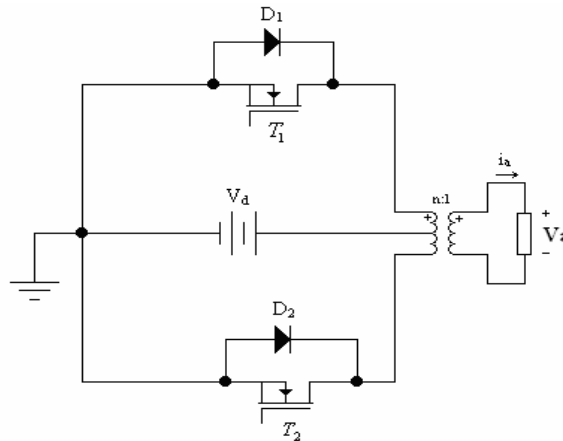
Bu gerilimin genlik değeri $|v_{b1}| = \frac{4 \cdot v_d \cdot \cos \alpha}{\pi}$ bulunur.

α 'nın 0° olması halinde $\frac{4 \cdot v_d}{\pi} > v_d$ olduğu görülmektedir.

En etkili harmonik olan 3. harmoniğin filtrelenmesi halinde ideale yakın sinüsoidal gerilim elde ediliyor. Sadece 3.harmoniğin filtrelenmesi halinde bile harmoniklerin etkisini yaklaşık 10 kat azaltmaktadır. Bunu sağlamak için de genelde $\alpha = 30^\circ$ alınmaktadır. (Mohan,N.,2003)

2.4. Push_Pull İnvörtör

Bir push_pull invertör devresi aşağıda en basit şekilde gösterilmiştir.



Şekil 2. 20 Push_Pull İnvörtör Devre Şeması

Primer tarafta orta ucu bulunan bir trafoya ihtiyaç vardır. i_o çıkış akımının sürekli olduğu kabul edilir. T_1 anahtarı açık (iletimde) ve T_2 anahtarı kapalı (kesimde) iken, T_1 anahtarı i_o 'ın pozitif değerini taşıırken, D_1 diyotu ise i_o 'ın negatif değerini taşır. i_o 'ın yönü ne olursa olsun $v_o = \frac{V_d}{n}$ değerine eşittir. Burada “n” olarak gösterilen terim transformatörün primer ile sekonder tarafındaki sarım sayısı oranıdır. Benzer olarak T_2 anahtarı açık, T_1 anahtarı kapalı olduğunda $v_o = -\frac{V_d}{n}$ değerine eşit olur.

Bir push_pull invertör PWM tekniğinde veya kare_dalga modunda ve yarı_köprü ve tam_köprü için geçerli tüm dalga şekillerinde çalışabilir.

Çıkış gerilimi;

$$\widehat{V_{o1}} = m_a \frac{V_d}{n} \quad m_a \leq 1$$

ve

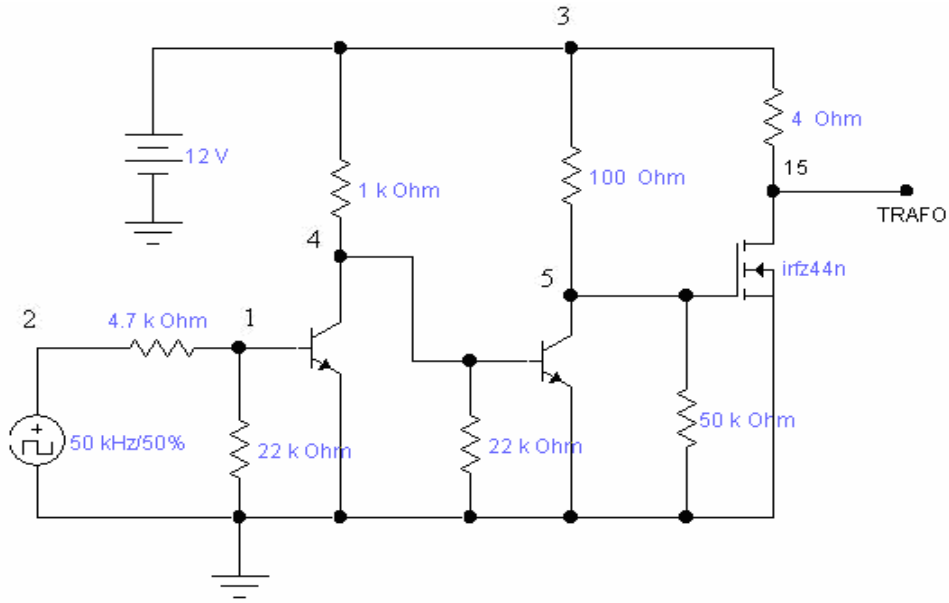
$$\frac{V_d}{n} < \widehat{V_{o1}} < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{n} \quad m_a \geq 1 \quad \text{olarak belirlenmiştir.}$$

Push_pull devresinin asıl avantajı, herhangi bir çalışma esnasında sadece bir anahtar devrededir. Mesela akü gibi düşük gerilim kaynaklarını konvertöre DC giriş olarak bağladığınızda, anahtar serilerindeki her bir anahtardaki için gerilimdeki düşüşler, enerji veriminde hissedilir bir azalmaya neden olabiliyor. Her ne kadar push_pull invertörde transformatörün DC satürasyonundan kurtulmak zor olsa da her iki anahtarın aynı toprağa sahip olması da başka bir avantajıdır.

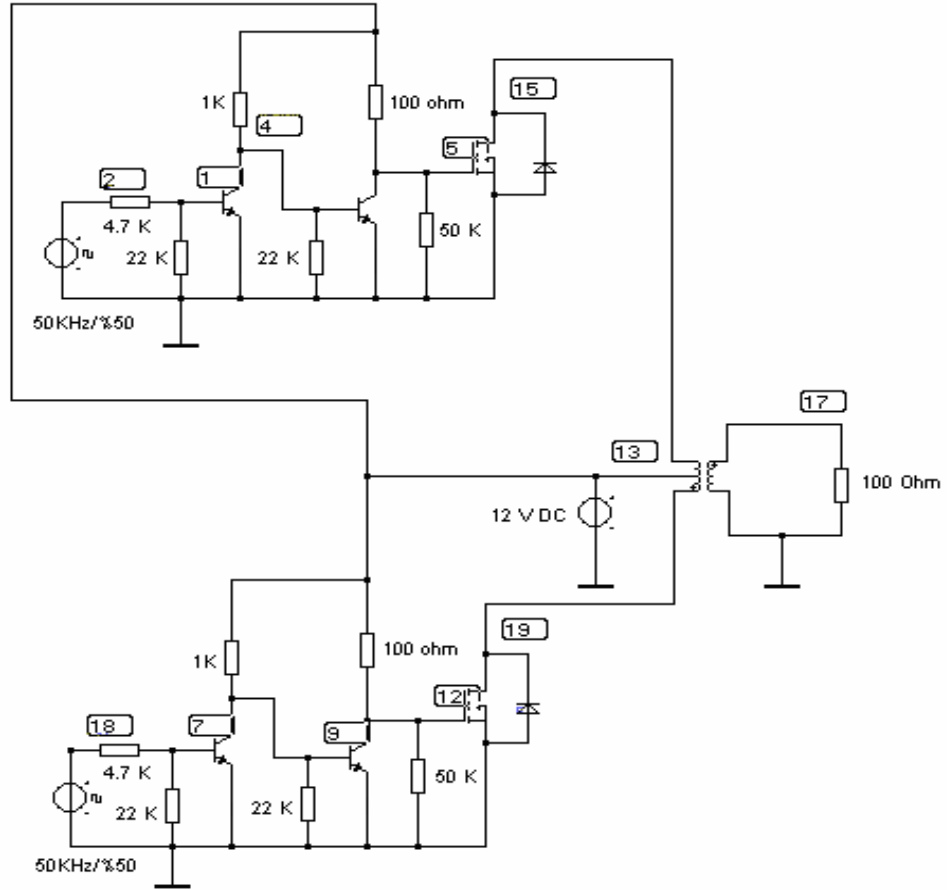
Transformatörün sekonder tarafındaki akım ki bu çıkış akımıdır, temel çıkış frekansında yavaş değişen bir akımdır. Bu sebeple anahtarlama aralığında bu akımı sabit olarak kabul edebiliriz. Anahtarlama sırasında primer tarafta akım bir koldan diğer kola kayar. Bu olay anahtarlar üzerinde çok stres oluşturur. Bu sebeple anahtarları korumak için snubber devreleri yerleştirilir ya da anahtarlarda bu stres yok edilmeye çalışılır. Her anahtarlama sırasında kolların biri üzerindeki akımın sıfır olması istenir. Bu hadise birçok invertörün tasarımında önemli bir unsur haline gelir. (Gülgün, R., 1990)

Devreyi pratiğe daha uygun hale getirirsek;

Aşağıdaki şekilde push_pull olarak çalışan iki bacağın birisi için MOSFET sürme devresi verilmektedir. Bu bacakların her biri orta ucu DC kaynağa bağlı olarak bulunan trasformatörün primer tarafındaki iki ayrı bacağına bağlanmaktadır. Trafonun sekonder tarafındaki uçlarında ise istenen oranda yükseltilmiş gerilime maruz kalacak olan yük bağlanmıştır.



Şekil 2. 21 Push_Pull İnvörtörün Bir Bacağındaki MOSFET Sürme Devresi



Şekil 2. 22 Push_Pull İnvörtör

Bu devreyi PSPICE eşdeğerini yazacak olursak;

* Push_Pull İnvörtör Devresi*

V5 13 0 DC 12

V2 2 0 PULSE(0 5 0 1n 1n 10u 20u)

V6 18 0 PULSE(0 5 10u 1n 1n 10u 20u)

R4 0 4 22K

R5 0 1 22K

R1 2 1 4.7K

R2 4 13 1K

R3 5 13 100

R7 0 5 50K

R8 0 9 22K

R9 0 7 22K

R10 18 7 4.7K

R11 9 13 1K

R12 12 13 100

R14 0 12 50K

Ry1 17 0 100

D2 0 19 D_ideal
D1 0 15 D_ideal

Q1 4 1 0 Qnideal
Q2 5 4 0 Qnideal
Q5 9 7 0 Qnideal
Q6 12 9 0 Qnideal

L1 15 13 1uH
L2 13 19 1uH
L3 17 0 336.1uH
K L1 L2 L3 0.9999

X_N_EM_Q4 15 5 0 intrntnl_irfz44n
X_N_EM_Q7 19 12 0 intrntnl_irfz44n

.MODEL D_ideal D(Is=10f Rs=0 Cjo=0 Vj=1 Tt=0 M=500m BV=1e+30 N=1 EG=1.11
+XTI=3 KF=0 AF=1 FC=500m IBV=1m TNOM=27)

.MODEL Qnideal NPN(Is=1e-16 BF=100 BR=1 Rb=0 Re=0 Rc=0 Cjs=0 Cje=0 Cjc=0
+Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=330m mjc=330m VA=1e+30 ISE=0 IKF=1e+30
+Ne=1.5 NF=1 NR=1 VAR=1e+30 IKR=1e+30 ISC=0 NC=2 IRB=1e+30 RBM=0 XTF=0
+VTF=1e+30 ITF=0 PTF=0 XCJC=1 VJS=750m MJS=0 XTB=0 EG=1.11 XTI=3 KF=0
AF=1
+FC=500m TNOM=27)

.SUBCKT intrntnl_irfz44n 1 2 3
M1 9 7 8 8 MM L=100u W=100u

.MODEL MM NMOS LEVEL=1 IS=1e-32
+VTO=3.56214 LAMBDA=0 KP=39.3974
+CGSO=1.25255e-05 CGDO=2.2826e-07
RS 8 3 0.0133305
D1 3 1 MD
.MODEL MD D IS=9.64635e-13 RS=0.00967689 N=1.01377 BV=55
+IBV=10 EG=1.08658 XTI=2.9994 TT=0.0001
+CJO=1.39353e-09 VJ=0.5 M=0.42532 FC=0.5
RDS 3 1 1e+06
RD 9 1 0.0001
RG 2 7 2.20235
D2 4 5 MD1

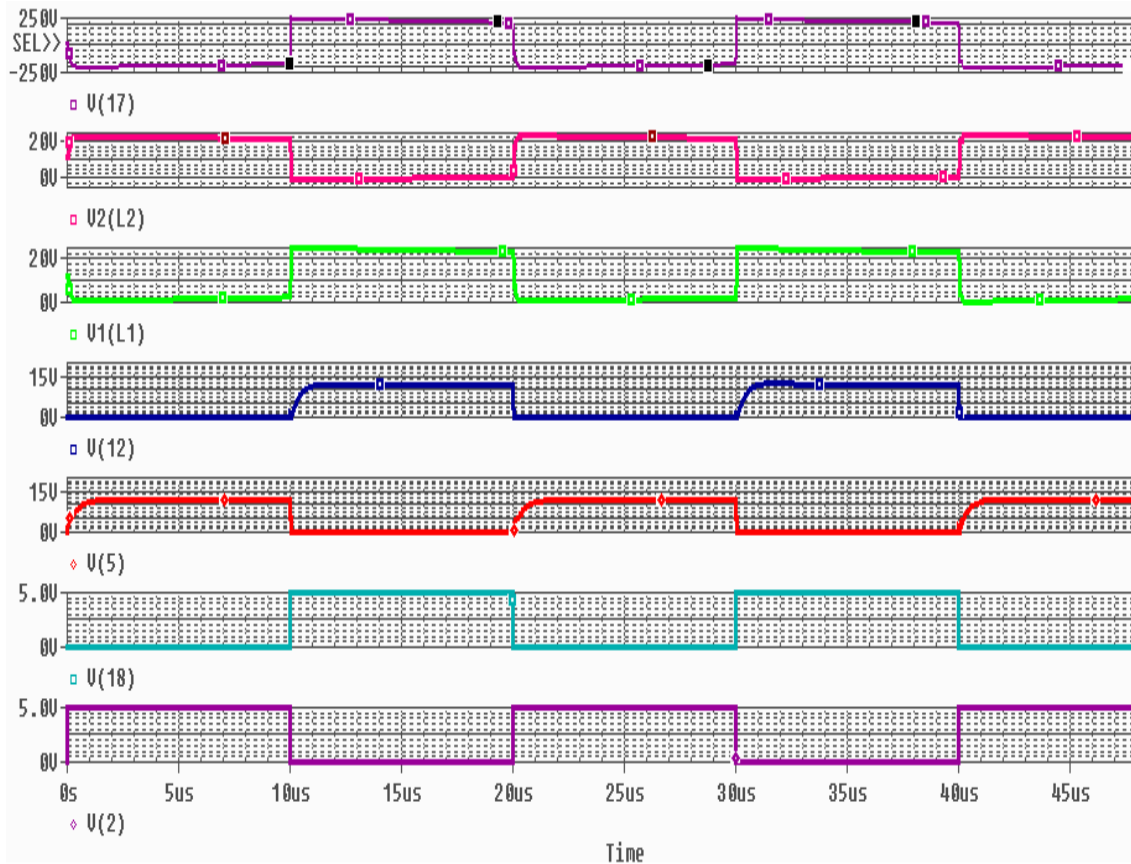
.MODEL MD1 D IS=1e-32 N=50
+CJO=1.52875e-09 VJ=0.5 M=0.584414 FC=1e-08
D3 0 5 MD2

.MODEL MD2 D IS=1e-10 N=0.408752 RS=3e-06
RL 5 10 1
FI2 7 9 VFI2 -1
VFI2 4 0 0
EV16 10 0 9 7 1

```

CAP 11 10 2.06741e-09
FI1 7 9 VFI1 -1
VFI1 11 6 0
RCAP 6 10 1
D4 0 6 MD3
.MODEL MD3 D IS=1e-10 N=0.408752
.ENDS
.OPTIONS ITL4=25
.tran 10u 50u
.probe
.END

```



Şekil 2. 23 Push_Pull İnvörtörüne Ait Dalga Şekilleri

Yukarıdaki grafikte verilen push_pull invertörüne ait dalga şekilleri aşağıdan yukarıya doğru sırasıyla;

V(2) : 50KHz lik duty oranı %50 olan 5 volt'luk sürme sinyali

V(18) : 50KHz lik duty oranı %50 olan ve V(2) gerilimine göre 180° faz farkı bulunan 5 voltluk sürme gerilimi

V(5) : Birinci transistörün kolektör emiter gerilimi

V(12) : İkinci transistörün kolektör emiter gerilimi

V1(L1) : Transformatörün primer tarafında L1 sarımındaki gerilimi

V2(L2) : Transformatörün primer tarafında L2 sarımındaki gerilimi

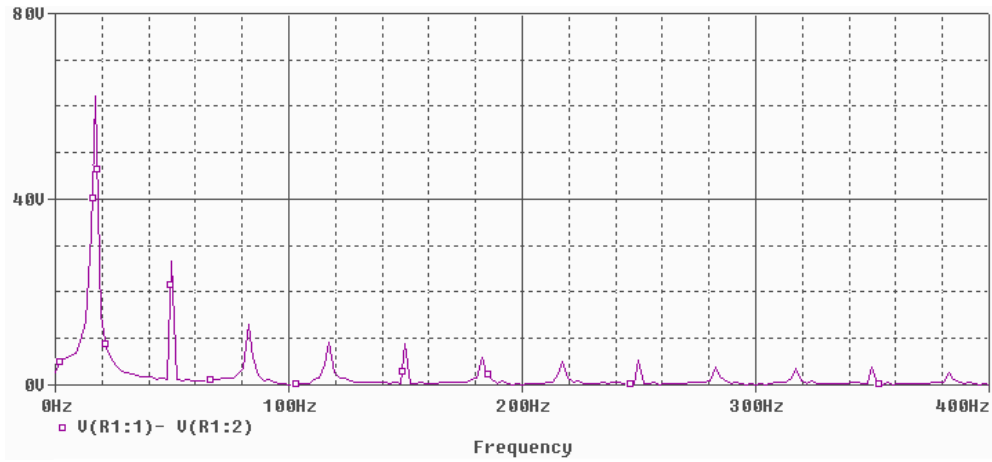
V(17) : Transformatörün sekonder tarafındaki uçları arasındaki gerilimi

3. PWM TEKNİKLERİ

3.1. Tek Fazlı Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) İnvörtör

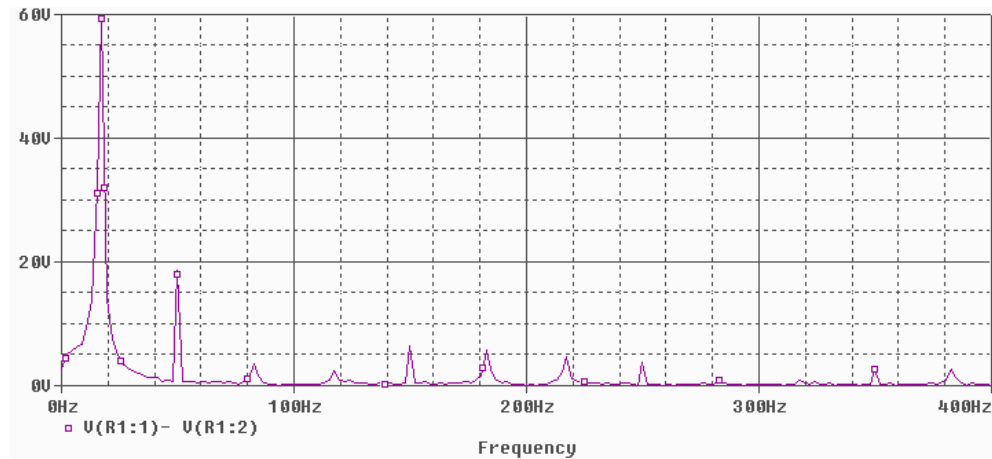
Tek fazlı köprü montajında çapraz kolları gecikmeli olarak iletme sokularak, yarım periyoda ait kare dalgaının genişliği ayarlanmaktadır. Bu gerilim ayar metoduna “ Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) “ adı verilir. Ancak burada tek darbe bulunduğundan PWM’in “ Tek Darbe Modülasyonu ” grubuna girmektedir. PWM genel olarak çıkış gerilimi dalga şeklinin harmonik içeriğini değiştirir. Tek darbe modülasyon tekniği ile α ’ya belirli değerler vermek suretiyle düşük mertebeden rahatsız edici harmonikler yok edilebilir. Örneğin $2\alpha = 60^\circ$ için üç ve üçün katları mertebesinden olan harmonikler bulunmaz. $2\alpha = 72^\circ$ seçilmek suretiyle beşinci harmonik ortadan kaldırılabilir. Fakat α ’nın büyük değerlerinde darbe genişlikleri çok kısalmır ve düşük mertebeli harmoniklerin içeriği yükselir. Aşağıda bazı α değerleri için invertör çıkışındaki omik yük üzerindeki harmoniklere bakacak olursak;

a) $2\alpha = 0^\circ$



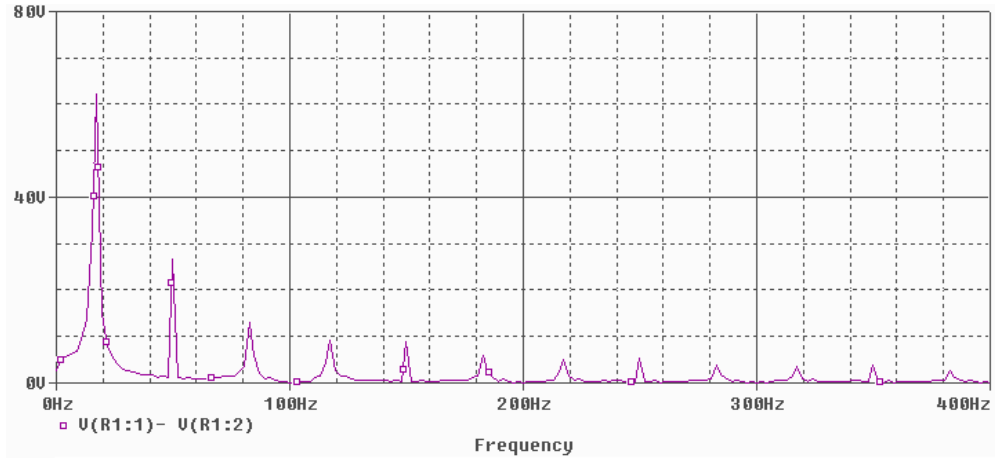
Şekil 3. 1 $2\alpha = 0^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

b) $2\alpha = 30^\circ$



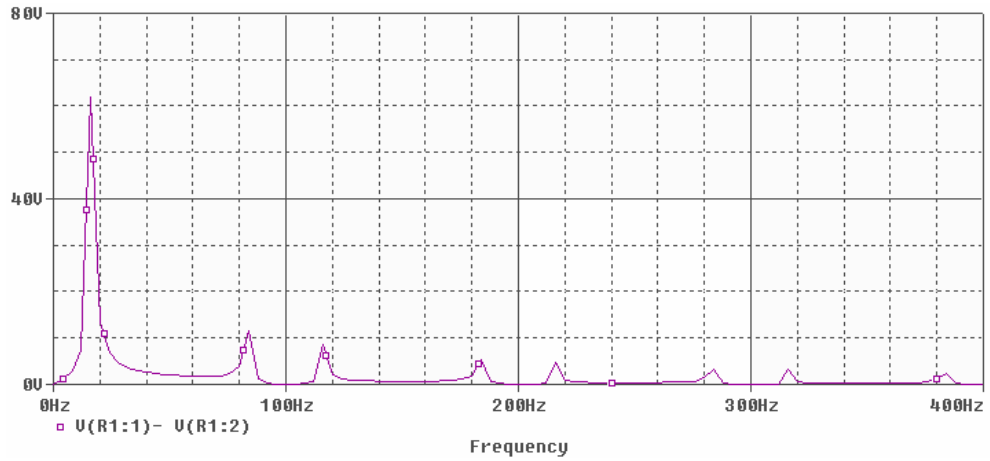
Şekil 3. 2 $2\alpha = 30^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

c) $2\alpha = 45^\circ$



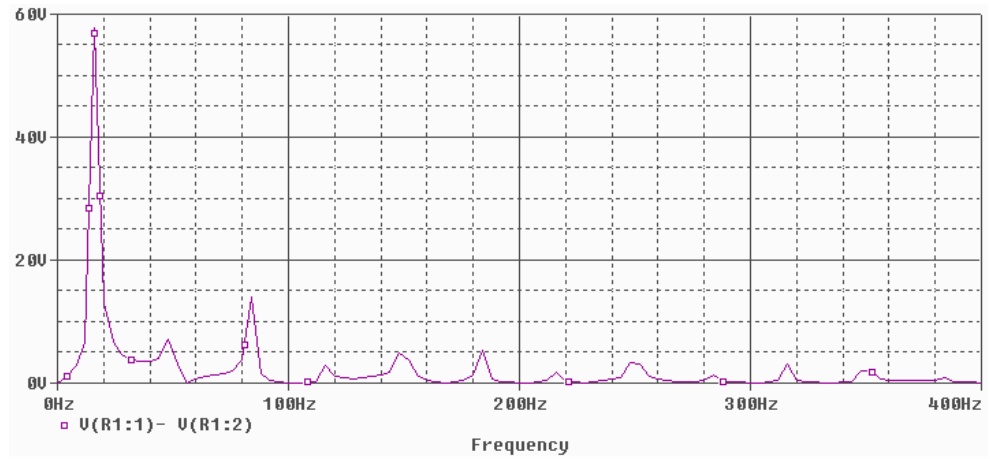
Şekil 3. 3 $2\alpha = 45^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

d) $2\alpha = 60^\circ$



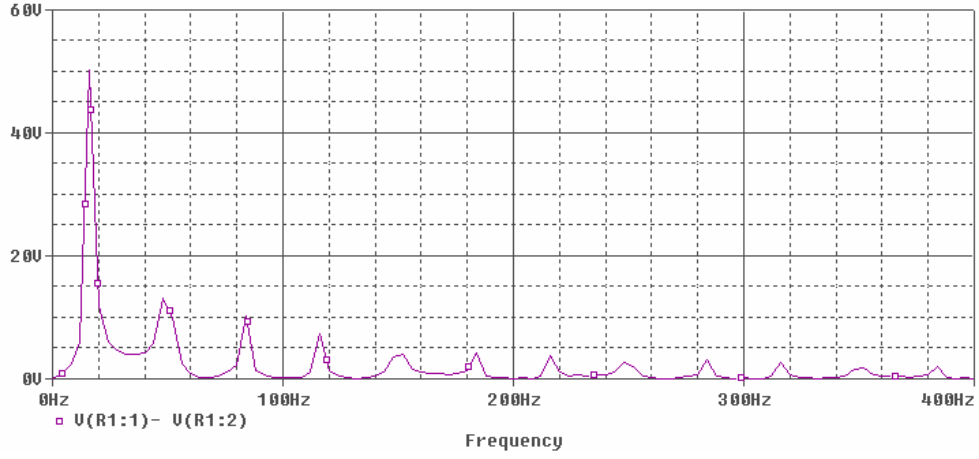
Şekil 3. 4 $2\alpha = 60^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

e) $2\alpha = 72^\circ$



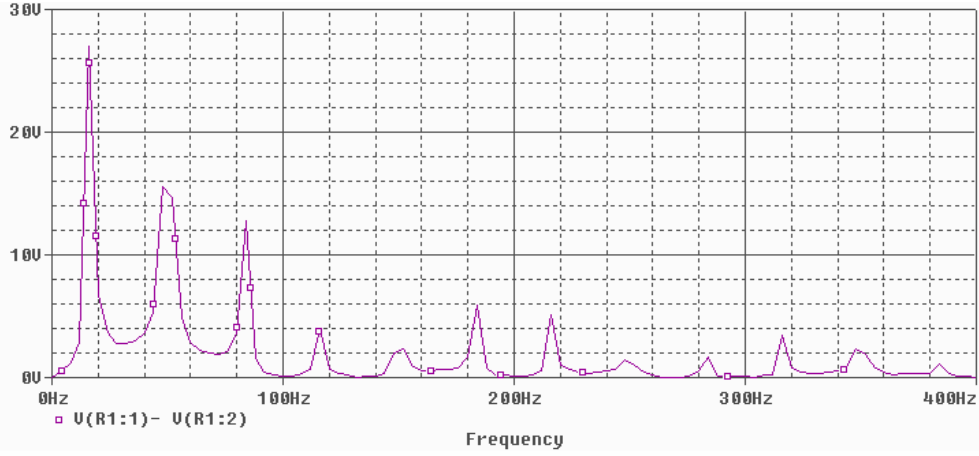
Şekil 3. 5 $2\alpha = 72^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

f) $2\alpha = 90^\circ$



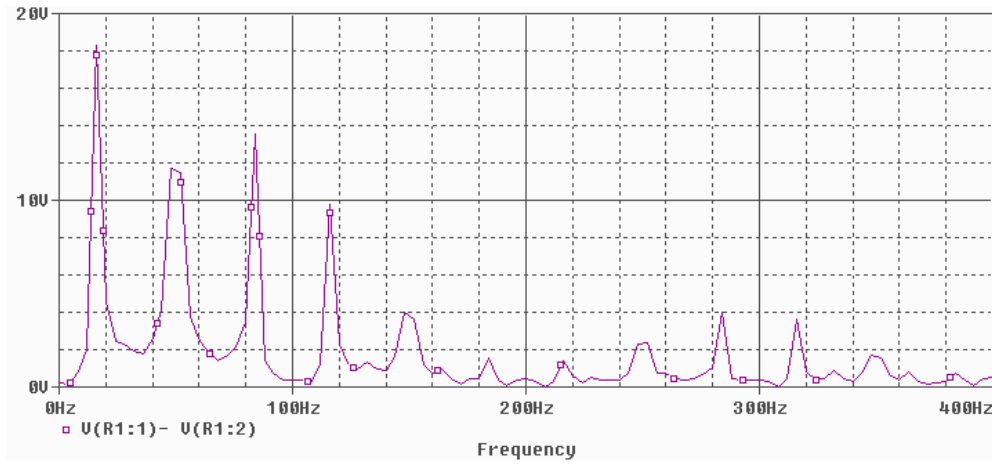
Şekil 3. 6 $2\alpha = 90^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

g) $2\alpha = 135^\circ$



Şekil 3. 7 $2\alpha = 135^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

h) $2\alpha = 150^\circ$



Şekil 3. 8 $2\alpha = 150^\circ$ iken çıkış gerilimindeki harmonikler

3.2. Yarım_Köprü Montajlı İnvörtörde PWM Teknikleri

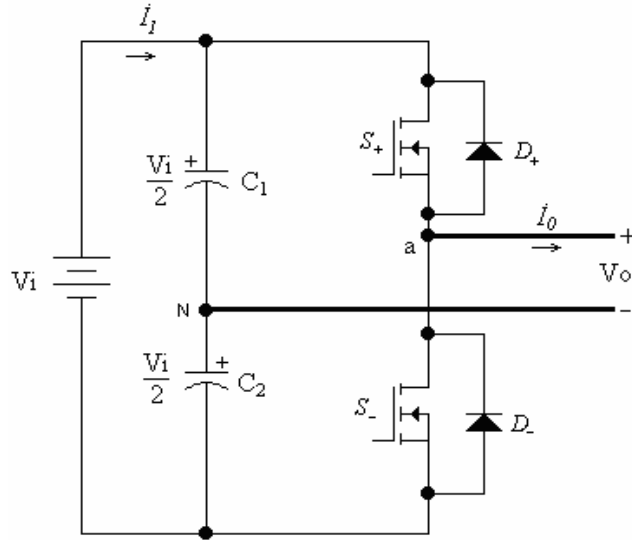
Şekil 3. 9’da “N” nötr ucunu elde edebilmek için her biri $\frac{V_i}{2}$ değerinde sabit bir gerilim sağlayan iki büyük kapasiteye ihtiyaç duyulan yarım köprü gerilim kaynaklı invörtörün güç topolojisi gösterilmektedir. Çünkü invörtörün çalışması sırasında oluşan akım harmonikleri küçük mertebeden olmasından dolayı, büyük kapasiteler (C_1 ve C_2) kullanılmaktadır.

Şekil 3. 9’da açıkça görüldüğü üzere, S_+ ve S_- anahtarları eş zamanlı olarak çalışmamalıdır. Çünkü es zamanlı çalıştığı takdirde DC hat geriliminde kısa devreye yol açacaktır.

Bu topolojide tanımlı olan iki durum ve tanımlı olmayan bir durum söz konusudur. Kısa devreyi ve tanımlı olmayan (aynı anda her iki anahtarın kapalı olması durumu) AC çıkış gerilim durumunu önlemek için modülasyon tekniğinde herhangi bir anda invörtör ayağına bağlı olan yukarıdaki ya da aşağıdaki anahtardan biri açık olmalıdır.

Durumlar:

- 1) S_+ açık (on) , S_- kapalı (off)
- 2) S_- açık (on) , S_+ kapalı (off)
- 3) S_+ ve S_- anahtarlarının ikisi de kapalı (off) ----- tanımlı olmayan durum



Şekil 3. 9 Yarım Köprü Montajlı İnvörtör Devresi

3.2.1. Taşıyıcı Bazlı PWM (Darbe Genişlik Modülasyon) Tekniği

Daha önceden bahsedildiği üzere, $v_o = v_{aN}$ AC çıkış geriliminin sürekli olarak düzgün çalışan anahtarlama güç sisteminde verilen dalga şeklini (örnek olarak sinüsoidal) takip etmesi istenir.

Taşıyıcı bazlı PWM tekniği, gerilim kaynaklı invertörlerin bir ayağının üstündeki anahtarların daha önceden tanımlandığı şekilde açık ve kapalı durumlarını oluşturmakla sağlanabilir. Bunu da bir modülasyon işareti v_c (istenen AC çıkış gerilimi) ve bir üçgen dalga formu v_Δ (taşıyıcı sinyal) karşılaştırılarak elde edilir.

Pratikte, $v_c > v_\Delta$ olduğunda S_+ anahtarı açık (on = iletimde), S_- anahtarı kapalı (off = kesimde) olur. Aynı şekilde $v_c < v_\Delta$ iken, S_+ anahtarı kapalı ve S_- anahtarı açık durumdadır.

v_c modülasyon sinyali, f_c frekansında $\hat{v}_c$ genliğinde bir sinüsoidal dalga iken ve üçgen dalga v_Δ ise f_Δ frekansında ve genliği $\hat{v}_\Delta$ olan bir sinyal iken bu duruma sinüsoidal PWM (SPWM) adı verilir.

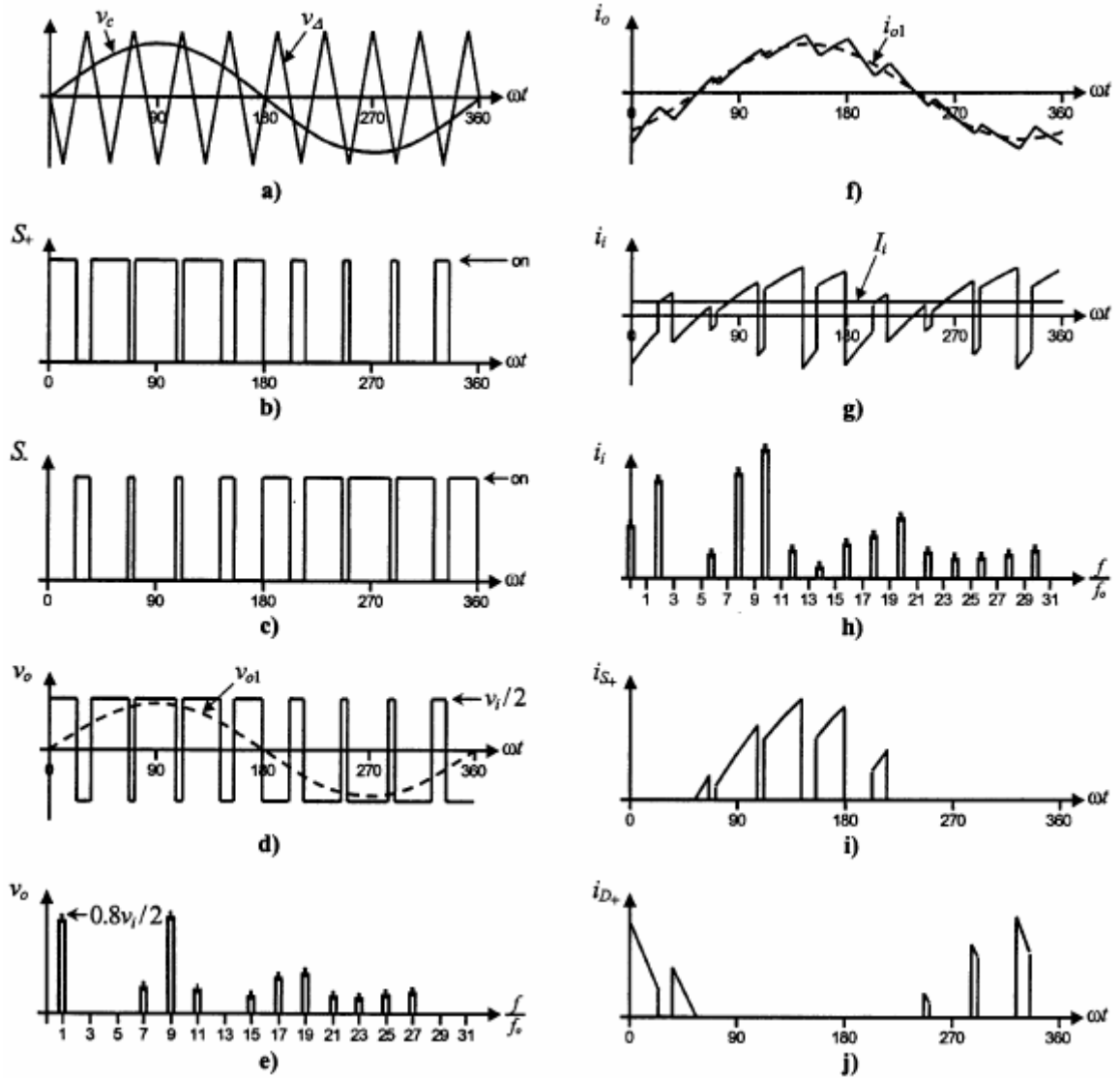
Bu durumda, m_a (modülasyon indeksi) ki genellikle genlik modülasyon oranı olarak bilinir ve şöyle tanımlanır,

$$m_a = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_\Delta}$$

Normalleştirilmiş taşıyıcı frekansı m_f ki genellikle frekans modülasyon oranı olarak bilinir ve şöyle ifade edilir;

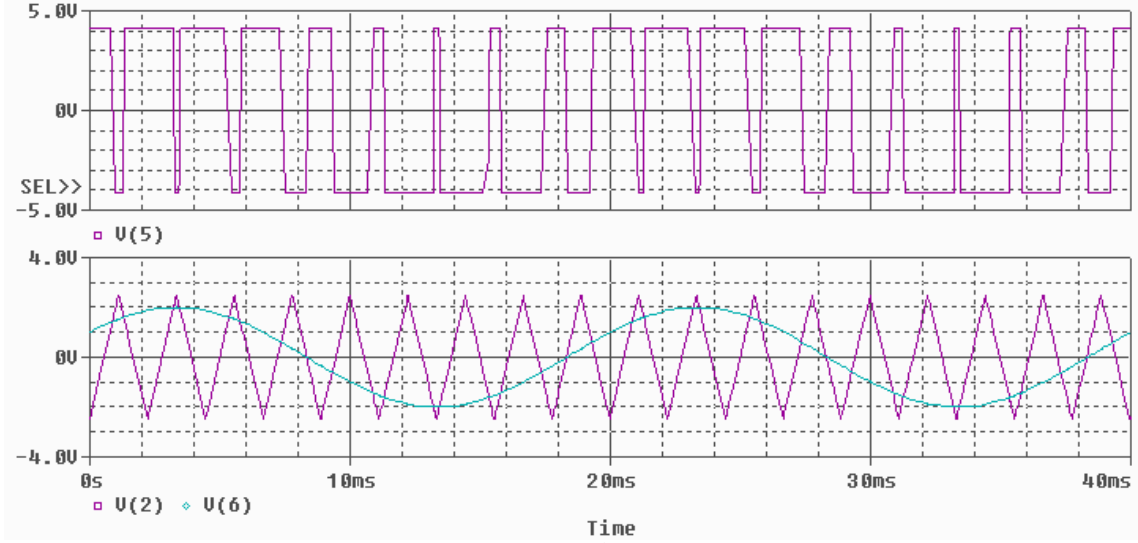
$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_c}$$

Şekil 3.10.(e) de açıkça gösterildiği üzere, harmonikleri ile temel sinüsoidal dalga şekli olan AC çıkış gerilimi ($v_o = v_{aN}$) için bazı özellikler aşağıda açıklanmaktadır.

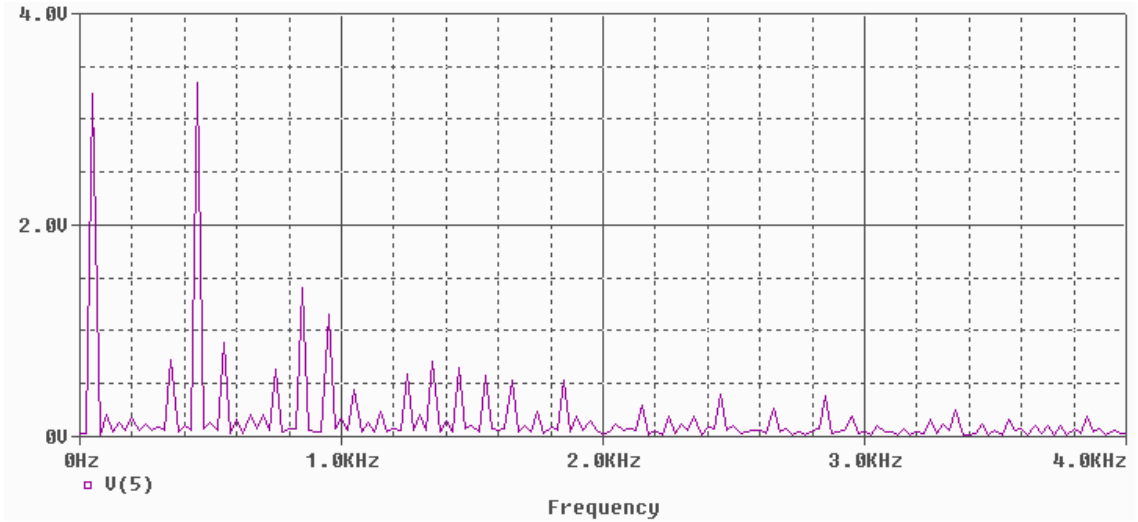


Şekil 3. 10 Yarım Köprü Montajlı İnvörtörde SPWM Dalga Şekilleri

- a) taşıyıcı ve modülasyon sinyalleri
- b) S_+ anahtarının durumu
- c) S_- anahtarının durumu
- d) AC çıkış gerilimi
- e) AC çıkış gerilimi spektrumu
- f) AC çıkış akımı
- g) DC akım
- h) DC akım spektrumu
- i) S_+ anahtarının akımı
- j) D_+ diyotunun akımı



Şekil 3. 11 Yarım Köprü Montajlı İnvertör Sinüsoidal PWM PSPICE



Şekil 3. 12 Yarım Köprü Montajlı İnvertör SPWM PSPICE FFT

a) $\hat{v}_{o1}$ AC çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği şöyle hesaplanır:

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{aN1} = \frac{v_i}{2} m_a$$

b) normalleştirilmiş taşıyıcı frekansı m_f 'in tek değerleri için AC çıkış gerilimindeki harmonikler, m_f ve katları etrafındaki normalleştirilmiş frekansın f_h 'ın merkezinde görülür.

$$h = lm_f \pm k \quad l = 1, 2, 3, \dots$$

$k = 2, 4, 6, \dots$ için $l = 1, 3, 5, \dots$ değerlerini
 $k = 1, 3, 5, \dots$ için $l = 2, 4, 6, \dots$ değerlerini alır.

c) AC gerilim harmoniğinin genliği m_a 'nın bir fonksiyonudur ve $m_f > 9$ için bağımsızdır.

d) DC hat akımındaki harmonikler, m_f ve katları etrafındaki normalleştirilmiş frekansın (f_p) merkezinde gözükmemektedir.

$$p = lm_f \pm k \pm 1 \quad l = 1, 2, 3, \dots$$

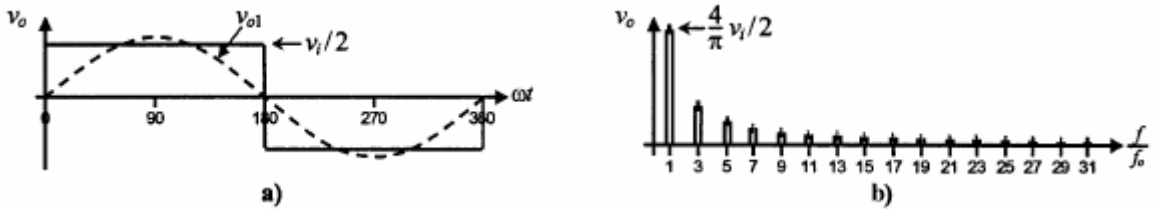
$k = 2, 4, 6, \dots$ için $l = 1, 3, 5, \dots$ değerlerini
 $k = 1, 3, 5, \dots$ için $l = 2, 4, 6, \dots$ değerlerini alır.

PWM tekniği, verilen modülasyon sinyali takip eden bir çıkış gerilimi elde etmeyi sağlar. SPWM tekniği olan bu özel durumda, modülasyon indeksinin bir fonksiyonu olarak lineer değişmektedir ve harmonikleri iyi tanımlanmış frekans ve genliktedir. Bu özelliği filtrelemeyi kolaylaştırmıştır.

Ne yazık ki bu çalışma modunda temel AC gerilimin maksimum genliği $\frac{V_i}{2}$ 'dir. Her ne kadar düşük mertebeli harmonikler görülse de daha yüksek gerilimler $m_a > 1$ olması durumunda sağlanabilir. Modülasyon indeksinin çok geniş değerlerde olduğu durumlarda (örnek olarak $m_a > 3.24$) kare dalga modülasyon tekniği kullanılmaktadır.

3.2.2. Kare Dalga Modülasyon Tekniği

S_+ ve S_- anahtarlarının ikisi de periyodun tek yarı devri için iletimdedir. Bu durum, sınırsız m_a değerine sahip SPWM tekniğine eşdeğerdir.



Şekil 3. 13 Yarım Köprü Montajlı İnvertör Kare Dalga Modülasyon Tekniği İçin İdeal Dalga Şekilleri

a) AC çıkış gerilimi

b) AC çıkış gerilimi spektrumu

- a) AC çıkış geriliminin harmonikleri $h = 3, 5, 7, 9, \dots$ olduğu frekanslarda gözükmektedir.
- b) AC çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{aN1} = \frac{4v_i}{\pi 2}$$

olarak hesaplanmaktadır ve harmoniklerin genlikleri ise;

$$\hat{v}_{oh} = \frac{\hat{v}_{o1}}{h}$$

olarak verilmektedir.

AC çıkış geriliminin genliği invertör tarafından değiştirilemeyeceği görülebilmektedir. Bu ancak DC hat gerilimi değiştirilerek elde edilebilir.

3.2.3. Harmonik Eleminasyonu

Temel amaç, ana bileşeni bir sınır içerisinde keyfi olarak ayarlayabilen ve istenen harmoniğin eliminasyonunu sağlayan bir AC çıkış gerilimi elde etmektir. Bu da anahtarların, matematiksel ifadelerle hesaplanmış olan zamanlarda açık ve kapalı olmasıyla sağlanabilmektedir.

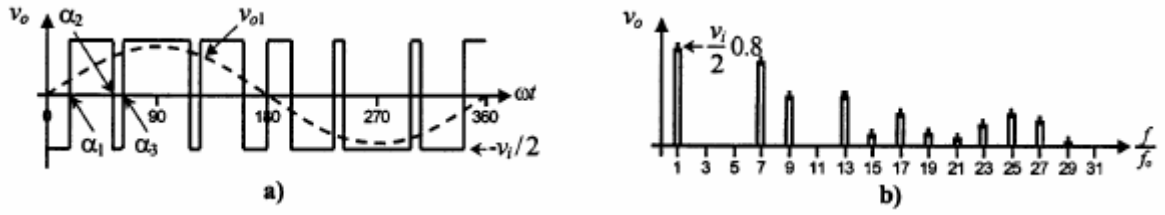
AC çıkış gerilimi, tek yarı ve çeyrek dalga simetriğine sahiptir ve $h = 2, 4, 6, \dots$ için $v_{oh} = 0$ yani çift değerler için harmonikleri bulunmaz. Dahası faz başına gerilim dalga formu her yarı döngüde N defa bölünerek temel bileşen ayarlanabilir ve N-1 harmonik elemine edilebilir. Örnek olarak 3. ve 5. harmonikleri elemine etmek için $N=3$ seçilir. (Irwin, J.D, 2005)

$N=3$ seçilmesi, 3 tane denklem içeren bir denklem takımımız olduğu anlamına gelir.

$$\begin{aligned}\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) &= \left(2 + \frac{\hat{v}_{o1}\pi}{v_i}\right) / 4 \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) &= 1/2 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) &= 1/2\end{aligned}$$

α_1 , α_2 ve α_3 aşağıdaki şekilde gösterilmektedir.

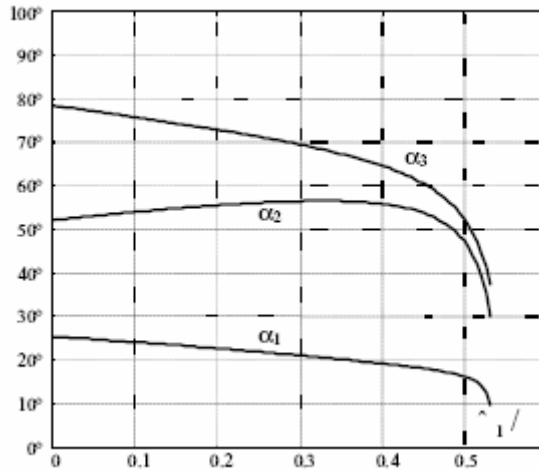
Bu açılar, iteratif algoritmalarla hesaplanabilmektedir.



Şekil 3. 14 Yarım Köprü Montajlı İnvörtörde Harmonikleri Eleminasyonu Tekniği İçin İdeal Dalga Şekilleri

- a) 3. ve 5. Harmoniklerinin Eleminasyonu için AC çıkış gerilimi
- b) “a” seçeneğinde elde edilen işaretin spektrumu

Farklı $\frac{\hat{V}_{o1}}{V_i}$ değerleri için hesaplanan α_1 , α_2 ve α_3 aşağıdaki grafikte gösterilmiştir.



Şekil 3. 15 Yarım Köprü Monatajlı İnvörtör Harmonik Eleminasyonu Tekniği 3. ve 5. Harmonik Eleminasyonu için Bulunan α Değerleri

Matlab programında bu sorunun çözümü için hazırlanmış m.file aşağıda verilmektedir.

Değişik m_a değerleri için α_1 , α_2 ve α_3 değerleri hesaplanmıştır.

M.FILE

```
function caca= f2(x)
ma=0;
e(1,1)=((2+(ma*3.14))/4)-(cos(x(1))-cos(x(2))+cos(x(3)));
e(2,1)=0.5-(cos(3*(x(1))-cos(3*x(2))+cos(3*x(3))));
e(3,1)=0.5-(cos(5*(x(1))-cos(5*x(2))+cos(5*x(3))));
caca=e;
```

$m_a = 0$ için;

```
x2=fsolve('f2', [-0.349 0.994 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	4	0.0670169		0.437	1
1	8	0.0601652	0.19588	1.19	1
2	12	0.0002779	0.0365826	0.0774	1
3	16	9.6865e-009	0.00260972	0.000453	1
4	20	1.28553e-017	1.55509e-005	1.64e-008	1

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x2 =
```

```
-0.4392
```

```
0.8923
```

```
1.3464
```

```
>> degs = angledim(x2,'radians','degrees')
```

```
degs =
```

```
-25.1668
```

```
51.1274
```

```
77.1431
```

$m_a = 0.1$ için;

```
x2=fsolve('f2', [-0.349 0.994 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	4	0.0359575		0.41	1
1	8	0.00701469	0.131532	0.383	1
2	12	7.48811e-006	0.0145851	0.0123	1
3	16	7.83277e-012	0.000448284	1.29e-005	1
4	20	8.17364e-024	4.52393e-007	1.31e-011	1

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x2 =
```

```
-0.4201
```

```
0.9268
```

```
1.3017
```

```
>> degs = angledim(x2,'radians','degrees')
```

```
degs =
```

```
-24.0685
```

```
53.1001
```

```
74.5819
```

$m_a = 0.2$ için;

```
x2=fsolve('f2', [-0.349 0.994 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	4	0.0172227		0.383	1
1	8	0.000108447	0.0717734	0.0511	1
2	12	7.87631e-010	0.00251262	0.000139	1
3	16	3.97137e-020	6.52058e-006	9.99e-010	1

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x2 =
```

```
-0.3974
```

```
0.9544
```

```
1.2524
```

```
>> degs = angledim(x2,'radians','degrees')
```

```
degs =
```

```
-22.7721
```

```
54.6849
```

```
71.7587
```

$m_a = 0.3$ için;

```
x2=fsolve('f2', [-0.349 0.994 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	4	0.0108123		0.357	1
1	8	6.82259e-005	0.043836	0.0419	1
2	12	3.34086e-010	0.00147989	8.93e-005	1
3	16	1.42466e-020	3.58576e-006	5.45e-010	1

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x2 =
```

```
-0.3717
```

```
0.9703
```

```
1.1931
```

```
>> degs = angledim(x2,'radians','degrees')
```

```
degs =
```

```
-21.2945
```

```
55.5960
```

```
68.3585
```

$m_a = 0.4$ için;

```
x2=fsolve('f2', [-0.349 0.994 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	4	0.0167265		0.33	1
1	8	0.00675832	0.0872418	0.359	1
2	12	4.46714e-005	0.0412941	0.0307	1
3	16	3.62774e-010	0.00174763	9.12e-005	1
4	20	1.66539e-020	4.01061e-006	6.14e-010	1

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x2 =
```

```
-0.3417
```

```
0.9557
```

```
1.1054
```

```
>> degs = angledim(x2,'radians','degrees')
```

```
degs =
```

```
-19.5756
```

```
54.7597
```

```
63.3328
```

$m_a = 0.5$ için;

```
x2=fsolve('f2', [-0.349 0.994 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	4	0.0349651		0.303	1
1	5	0.0349651	0.149064	0.303	1
2	9	0.0198505	0.037266	0.16	0.0373
3	13	0.0114232	0.037266	0.074	0.0373
4	17	0.00856707	0.0931649	0.354	0.0932
5	21	0.00179689	0.0931649	0.146	0.0932
6	25	0.00068852	0.0931649	0.102	0.0932
7	29	0.000428538	0.0931649	0.0856	0.0932
8	33	9.98868e-005	0.0591097	0.0439	0.0932
9	37	6.31806e-007	0.0143638	0.00358	0.0932

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun

```
x2 =
```

```
-0.2727
```

```
0.7129
```

```
0.8149
```

```
>> degs = angledim(x2,'radians','degrees')
```

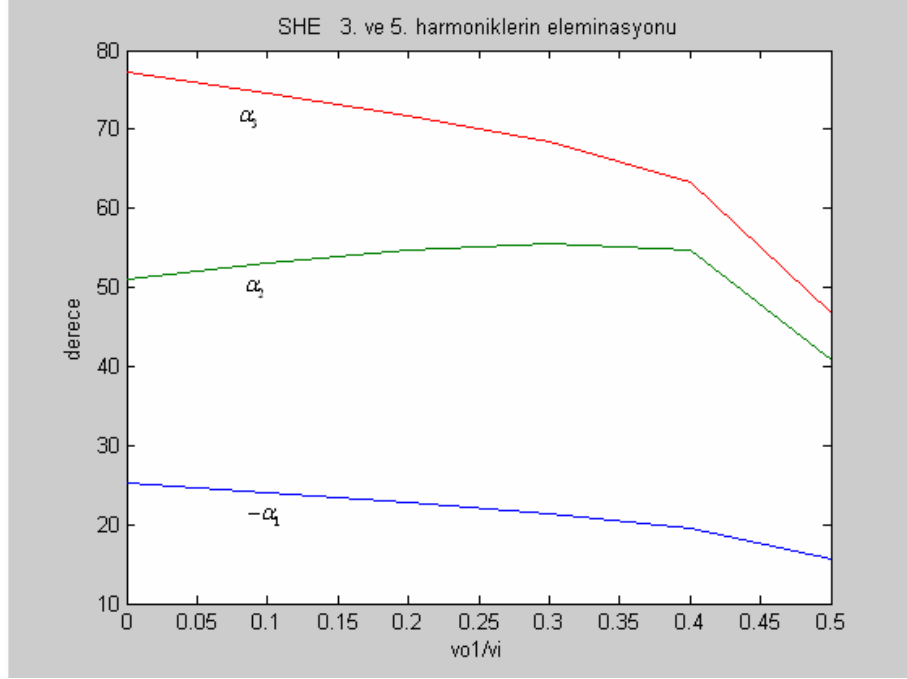
```
degs =
```

```
-15.6265
```

```
40.8468
```

```
46.6917
```

Aşağıda, değişik $\frac{\hat{v}_{o1}}{v_i}$ değerleri için bulunan α_1 , α_2 ve α_3 değerleri çizdirilmiştir.



Şekil 3. 16 Yarım Köprü Montajlı İnvertör Harmonik Eliminasyon Tekniği 3. ve 5. Harmonikler için MATLAB Analizi

Bir başka örnekte N=4 seçilirse, aşağıdaki denklem takımı elde edilir. Böylece 3. 5. ve 7. harmonikler elimine edilebilmektedir. (Irwin, J.D, 2005)

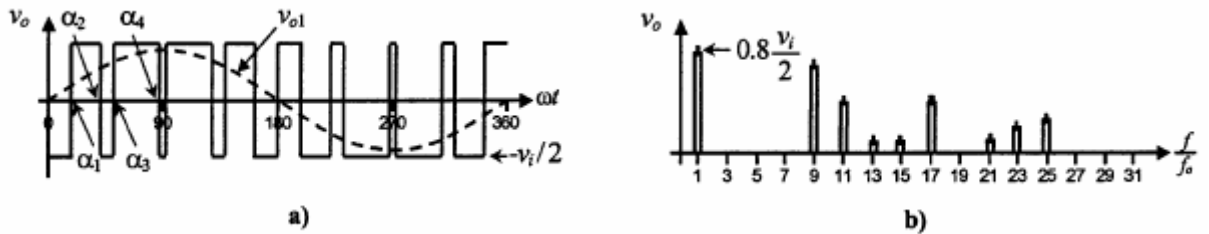
$$\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) = (2 + \frac{\hat{v}_{o1}\pi}{v_i}) / 4$$

$$\cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) = 1/2$$

$$\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 1/2$$

$$\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 1/2$$

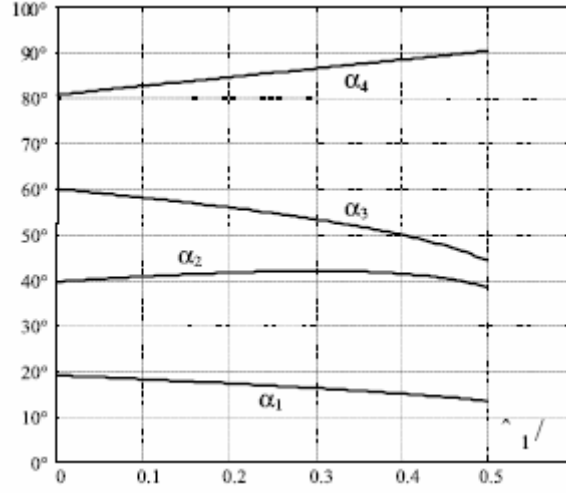
α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 aşağıdaki şekilde gösterilmektedir.



Şekil 3. 17 Yarım Köprü Montajlı İnvertörde Harmonikleri Eliminasyonu Tekniği İçin İdeal Dalga Şekilleri

- a) 3. ,5. ve 7. Harmoniklerinin Eliminasyonu için AC çıkış gerilimi
- b) “a” seçeneğinde elde edilen işaretin spektrumu

Farklı $\frac{\hat{V}_{o1}}{V_i}$ değerleri için elde edilen açı değerleri aşağıdaki grafikte görülmektedir.



Şekil 3. 18 Yarım Köprü Monatajlı İnvörtör Harmonik Eleminasyon Tekniği 3. 5. ve 7. Harmonik için Bulunan α Değerleri

Matlab programında bu sorunun çözümü için hazırlanmış m.file aşağıda verilmektedir. Değişik m_a değerleri için α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 değerleri hesaplanmıştır.

M.FILE

```
function catt=f5(x)
ma=0.1;
e(1,1)=((2+(ma*3.14))/4)-(cos(x(1))-cos(x(2))+cos(x(3))-cos(x(4)));
e(2,1)=0.5-(cos(3*(x(1)))-cos(3*(x(2)))+cos(3*(x(3)))-cos(3*(x(4))));
e(3,1)=0.5-(cos(5*(x(1)))-cos(5*(x(2)))+cos(5*(x(3)))-cos(5*(x(4))));
e(4,1)=0.5-(cos(7*(x(1)))-cos(7*(x(2)))+cos(7*(x(3)))-cos(7*(x(4))));
catt=e;
```

ma=0 için;

```
x5=fsolve('f5', [-0.349 0.698 1.047 1.4 ],optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.0153095		0.866	1
1	10	1.66173e-005	0.0116066	0.0274	1
2	15	3.17557e-011	0.000398721	3.8e-005	1
3	20	1.15213e-022	5.57032e-007	7.36e-011	1

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```

x5 =
-0.3426
0.6899
1.0428
1.3955
>> degs = angledim(x5,'radians','degrees')
degs =
-19.6274
39.5296
59.7508
79.9584

```

ma=0.1 için;

```
x5=fsolve('f5', [-0.349 0.698 1.047 1.4 ],optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.0208767		0.893	1
1	10	0.00118209	0.0506627	0.21	1
2	15	1.57097e-007	0.00374735	0.00274	1
3	20	2.38722e-015	4.10517e-005	3.45e-007	1

Optimization terminated successfully:
First-order optimality is less than options.TolFun.

```

x5 =
-0.3312
0.7107
1.0114
1.4305
>> degs = angledim(x5,'radians','degrees')
degs =
-18.9789
40.7174
57.9507
81.9608

```

ma=0.2 için;

```
x5=fsolve('f5', [-0.349 0.698 1.047 1.4 ],optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.0387684		0.919	1
1	10	0.0170548	0.102385	0.839	1
2	15	2.18508e-005	0.014873	0.0328	1
3	20	4.11627e-011	0.000519044	4.64e-005	1
4	25	1.3958e-022	6.90251e-007	8.54e-011	1

Optimization terminated successfully:
First-order optimality is less than options.TolFun.

```

x5 =
-0.3175
0.7254
0.9750
1.4647
>> degs = angledim(x5,'radians','degrees')
degs =
-18.1940
41.5627
55.8654
83.9202

```

ma=0.3 için;

```

x5=fsolve('f5', [-0.349 0.698 1.047 1.4 ],optimset('Display','iter'))

```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.0689846		0.946	1
1	6	0.0689846	0.15454	0.946	1
2	11	0.0312424	0.0386351	0.228	0.0386
3	16	0.0134344	0.0965878	0.689	0.0966
4	21	0.000373519	0.0328312	0.113	0.0966
5	26	2.26486e-008	0.00315706	0.00109	0.0966

Optimization terminated successfully:
First-order optimality is less than options.TolFun.

```

x5 =
-0.3015
0.7309
0.9308
1.4987
>> degs = angledim(x5,'radians','degrees')
degs =
-17.2763
41.8765
53.3306
85.871

```

ma=0.4 için;

```
x5=fsolve('f5', [-0.349 0.698 1.047 1.4 ],optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.111525		0.973	1
1	6	0.111525	0.206801	0.973	1
2	11	0.0556091	0.0517003	0.319	0.0517
3	16	0.0474231	0.129251	1.36	0.129
4	21	0.00345395	0.061939	0.357	0.129
5	26	2.49465e-006	0.0121801	0.0117	0.155
6	31	4.57693e-013	0.000191403	5.1e-006	0.155
7	36	1.2839e-026	7.86443e-008	8.58e-013	0.155

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x5 =
```

```
-0.2825
```

```
0.7185
```

```
0.8713
```

```
1.5333
```

```
>> degs = angledim(x5,'radians','degrees')
```

```
degs =
```

```
-16.1852
```

```
41.1693
```

```
49.9204
```

```
87.8538
```

ma=0.5 için;

```
x5=fsolve('f5', [-0.349 0.698 1.047 1.4 ],optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.166391		1	1
1	6	0.166391	0.259104	1	1
2	11	0.0873434	0.064776	0.418	0.0648
3	12	0.0873434	0.16194	0.418	0.162
4	17	0.0564145	0.040485	0.328	0.0405
5	22	0.0392441	0.101212	1.09	0.101
6	27	0.0248577	0.101212	1.01	0.101
7	32	0.00117597	0.0660145	0.238	0.101
8	37	3.581e-007	0.00702631	0.00447	0.165
9	42	1.14206e-014	6.76382e-005	7.89e-007	0.165

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```

x5 =
-0.2557
0.6592
0.7722
1.5699
>> degs = angledim(x5,'radians','degrees')
degs =
-14.6510
37.7712
44.2434
89.9482

```

ma=0.6 için;

```
x5=fsolve('f5', [-0.349 0.698 1.047 1.4 ],optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.23358		1.05	1
1	6	0.23358	0.311427	1.05	1
2	11	0.126665	0.0778568	0.523	0.0779
3	12	0.126665	0.194642	0.523	0.195
4	17	0.0814646	0.0486605	0.323	0.0487
5	18	0.0814646	0.121651	0.323	0.122
6	23	0.0663781	0.0304128	0.65	0.0304
7	28	0.0443159	0.0304128	0.197	0.0304
8	33	0.0240672	0.076032	0.305	0.076
9	38	0.0144892	0.076032	0.473	0.076
10	43	0.00730269	0.076032	0.365	0.076
11	48	0.00392593	0.076032	0.283	0.076
12	53	0.00290015	0.076032	0.294	0.076
13	54	0.00290015	0.076032	0.294	0.076
14	59	0.000958854	0.019008	0.0571	0.019
15	64	0.000799991	0.04752	0.116	0.0475
16	65	0.000799991	0.04752	0.116	0.0475
17	70	0.000474354	0.01188	0.0279	0.0119
18	75	0.000404031	0.0297	0.0507	0.0297
19	80	0.000396111	0.0297	0.065	0.0297
20	81	0.000396111	0.0297	0.065	0.0297
21	86	0.000295866	0.007425	0.0179	0.00743
22	91	0.00027211	0.0185625	0.033	0.0186
23	96	0.000263345	0.0185625	0.0245	0.0186
24	97	0.000263345	0.0185625	0.0245	0.0186
25	102	0.00024874	0.00464063	0.00916	0.00464
26	103	0.00024874	0.0116016	0.00916	0.0116
27	108	0.000242209	0.00290039	0.00749	0.0029
28	113	0.000242077	0.00725098	0.00388	0.00725
29	118	0.000241789	0.00725098	0.00368	0.00725
30	119	0.000241789	0.00725098	0.00368	0.00725
31	124	0.000241405	0.00181275	0.00191	0.00181

32	129	0.000241257	0.00181275	0.00228	0.00181
33	134	0.000241098	0.00181275	0.000979	0.00181
34	139	0.000241055	0.00181275	0.00104	0.00181
35	144	0.000240998	0.00181275	0.00031	0.00181
36	145	0.000240998	0.00181275	0.00031	0.00181
37	150	0.000240996	0.000453186	0.000188	0.000453
38	155	0.000240994	0.000453186	0.000184	0.000453
39	156	0.000240994	0.000453186	0.000184	0.000453
40	161	0.000240993	0.000113297	0.000101	0.000113
41	166	0.000240992	0.000113297	9.72e-005	0.000113
42	171	0.000240992	0.000113297	5.18e-005	0.000113
43	176	0.000240992	0.000113297	5.09e-005	0.000113
44	181	0.000240992	0.000113297	2.59e-005	0.000113
45	186	0.000240992	0.000113297	2.63e-005	0.000113
46	187	0.000240992	0.000113297	2.63e-005	0.000113
47	192	0.000240992	2.83241e-005	1.3e-005	2.8e-005
48	197	0.000240992	2.83241e-005	1.31e-005	2.8e-005
49	198	0.000240992	2.83241e-005	1.31e-005	2.8e-005
50	203	0.000240992	7.08104e-006	6.28e-006	7.0e-006
51	208	0.000240992	7.08104e-006	6.38e-006	7.0e-006
52	213	0.000240992	7.08104e-006	3.04e-006	7.0e-006
53	218	0.000240992	7.08104e-006	3.12e-006	7.0e-006
54	223	0.000240992	7.08104e-006	1.46e-006	7.0e-006
55	224	0.000240992	7.08104e-006	1.46e-006	7.0e-006
56	229	0.000240992	1.77026e-006	1.49e-006	1.7e-006
57	234	0.000240992	1.77026e-006	6.91e-007	1.7e-006

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

x5 =

-0.1413

0.3956

0.5636

1.6139

>> degs = angledim(x5,'radians','degrees')

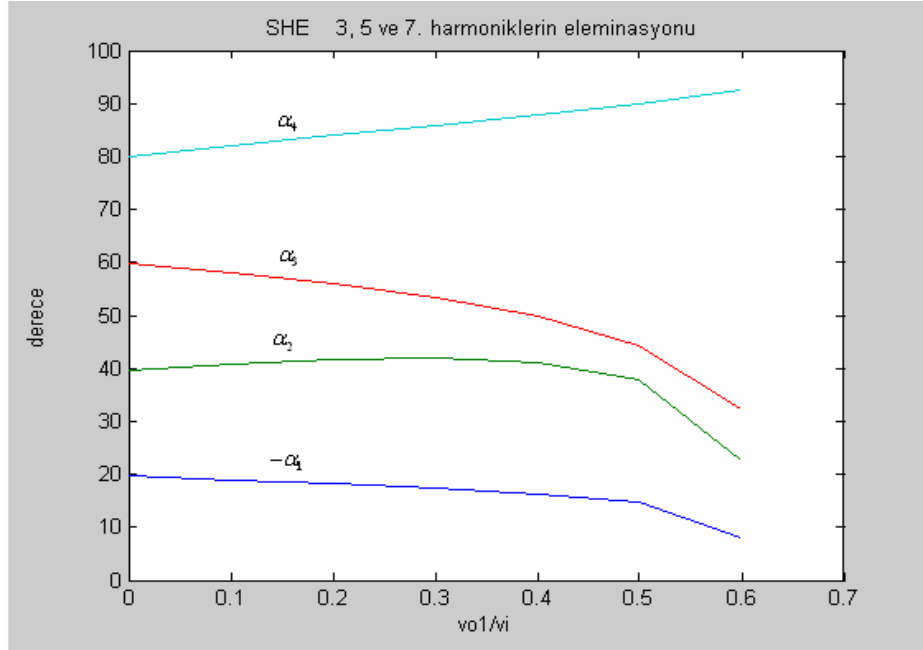
degs =

-8.0951

22.6663

32.2926

92.4679



Şekil 3. 19 Yarım Köprü Montajlı İnvertör Harmonik Eliminasyon Tekniği 3. 5. ve 7. Harmonikleri için MATLAB Analizi

$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3, \dots < \frac{\pi}{2}$ olması şartıyla yazılacak en genel ifade;

$N-1 = 2, 4, 6, \dots$ olması durumunda;

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(\alpha_k) = \frac{2 + \pi \hat{v}_{o1} / v_i}{4}$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{1}{2} \quad n = 3, 5, \dots, 2N-1 \text{ için}$$

$N-1 = 3, 5, 7, \dots$ olması durumunda;

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{2 - \pi \hat{v}_{o1} / v_i}{4}$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{1}{2} \quad n = 3, 5, \dots, 2N-1 \text{ için.}$$

3.3 Tam_Köprü Montajlı İnvörtörde PWM Teknikleri

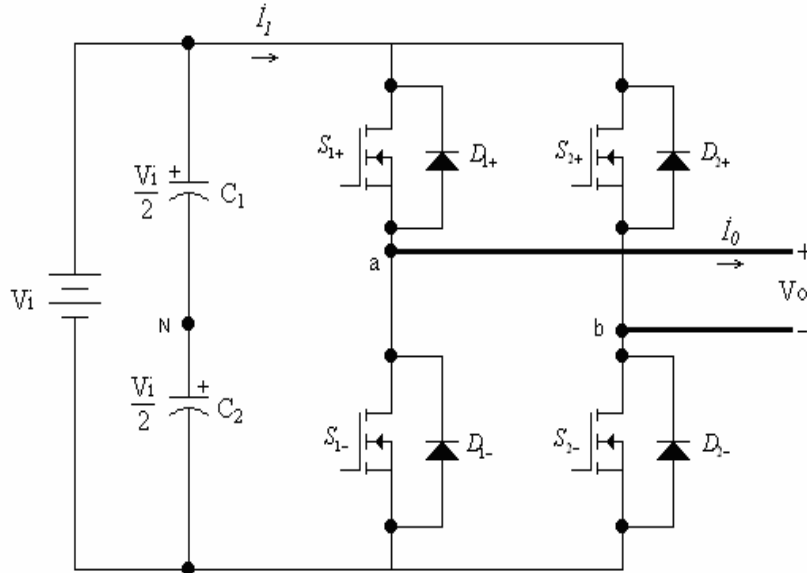
Şekil 3. 20’de Tam Köprü Gerilim Kaynaklı bir invörtörün güç topolojisi gösterilmektedir. Bu invörtör, yarım köprü montajlı invörtöre benzemekle beraber invörtörün ikinci bacağı yük için nötr bir nokta oluşturmaktadır. Beklendiği üzere S_{1+} ve S_{1-} anahtarları (veya S_{2+} ve S_{2-}) eş zamanlı olarak açık durumda olamazlar çünkü DC hat gerilim kaynağı kısa devre olmaktadır. Bu invörtör topolojisinde dört tane tanımlı ve bir tanımsız durum (tüm anahtarların kapalı olması durumu) söz konusudur.

Durumlar:

- 1) S_{1+} ve S_{2-} açık (on) ve S_{1-} ve S_{2+} kapalı (off)
- 2) S_{1-} ve S_{2+} açık (on) ve S_{1+} ve S_{2-} kapalı (off)
- 3) S_{1+} ve S_{2+} açık (on) ve S_{1-} ve S_{2-} kapalı (off)
- 4) S_{1-} ve S_{2-} açık (on) ve S_{1+} ve S_{2+} kapalı (off)
- 5) S_{1+} , S_{1-} , S_{2+} ve S_{2-} anahtarlarının hepsi kapalı (off) ----- tanımlı olmayan durum

Kısa devreyi ve bu tanımsız AC çıkış gerilim durumunu engellemek için, bu modülasyon tekniğinde herhangi bir anda her bir bacağın üstteki veya alttaki anahtarlarından birisinin açık olduğundan emin olunması gerekir. Görüldüğü üzere AC çıkış gerilimi yarım köprü invörtörün çıkış gerilimi değerinin iki katı olan giriş gerilimine eşittir.

Tam Köprü İnvörtöre uygulanabilir çeşitli modülasyon teknikleri geliştirilmiştir. Bunlar arasında Çift Kutuplu ve Tek Kutuplu PWM teknikleri de bulunmaktadır.



Şekil 3. 20 Tam Köprü Montajlı İnvörtör Devresi

3.3.1. Tek Kutuplu PWM Tekniği

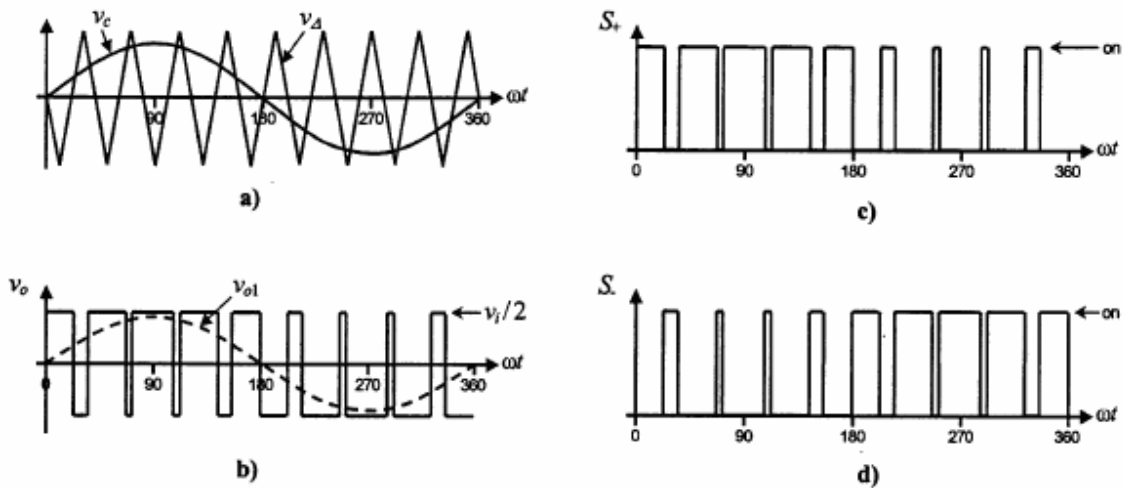
Bu teknikte, AC çıkış gerilimi dalga şeklinde sadece iki değer görülür. Bunlar, v_i ve $-v_i$ değerleridir. Bu teknikte de daha önce yarım_köprü montajında kullanılan taşıyıcı bazlı teknik kullanılmaktadır. Yarım_köprü montajında S_+ anahtarının yaptığı görev, tam_köprü konfigürasyonunda S_{1+} ve S_{2-} anahtarlarının her ikisinin beraber çalışması ile sağlanabilmektedir. Aynı şekilde, yarım_köprü montajında S_- anahtarının yaptığı görev de tam_köprü konfigürasyonunda S_{1-} ve S_{2+} anahtarlarının beraber çalışması ile sağlanabilmektedir. Buna Tek Kutuplu Taşıyıcı Bazlı Sinüsoidal PWM adı verilir. Tam köprü gerilim beslemeli invertörde, AC çıkış gerilim dalga şekli aslında sinüsoidal bir dalga formudur ve modülasyon tekniğinin lineer çalışma bölgesinde yani $m_a \leq 1$ iken temel bileşenin genliğinin ($\hat{v}_{o1}$) değeri yarım köprü montajında elde edilenin iki katıdır.

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{ab1} = m_a v_i$$

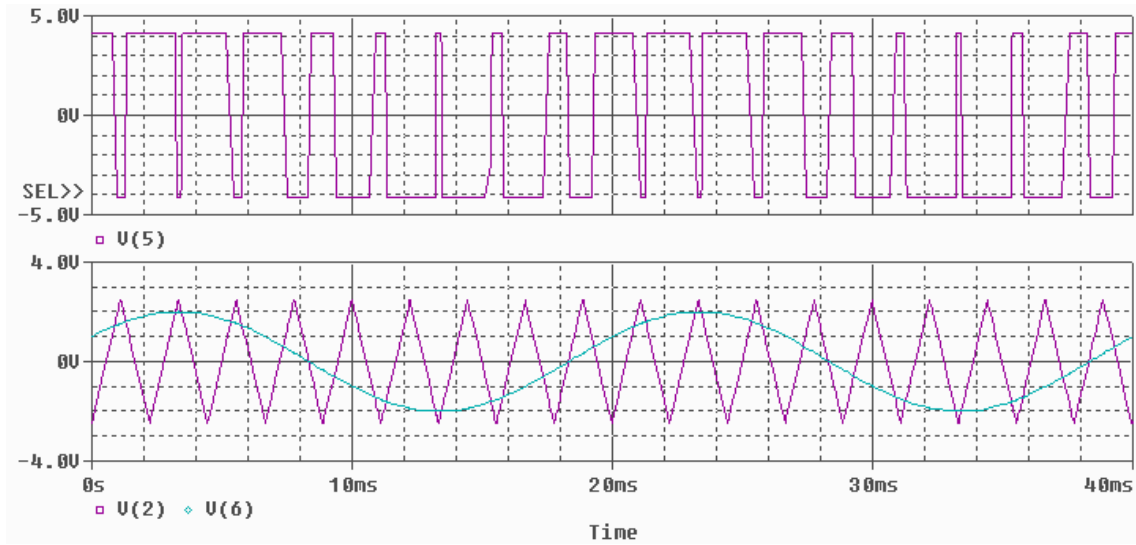
$m_a > 1$ iken AC çıkış geriliminin temel bileşenin genliği ($\hat{v}_{o1}$)

$$v_i < \hat{v}_{o1} = \hat{v}_{ab1} < \frac{4}{\pi} v_i$$

arasında bir değer alır.



Şekil 3. 21 Tek Kutuplu PWM Tekniği Dalga Şekilleri



Şekil 3. 22 Tek Kutuplu PWM Tekniği Dalga Şekli PSPICE Simülasyonu

3.3.2. Çift Kutuplu PWM Tekniği

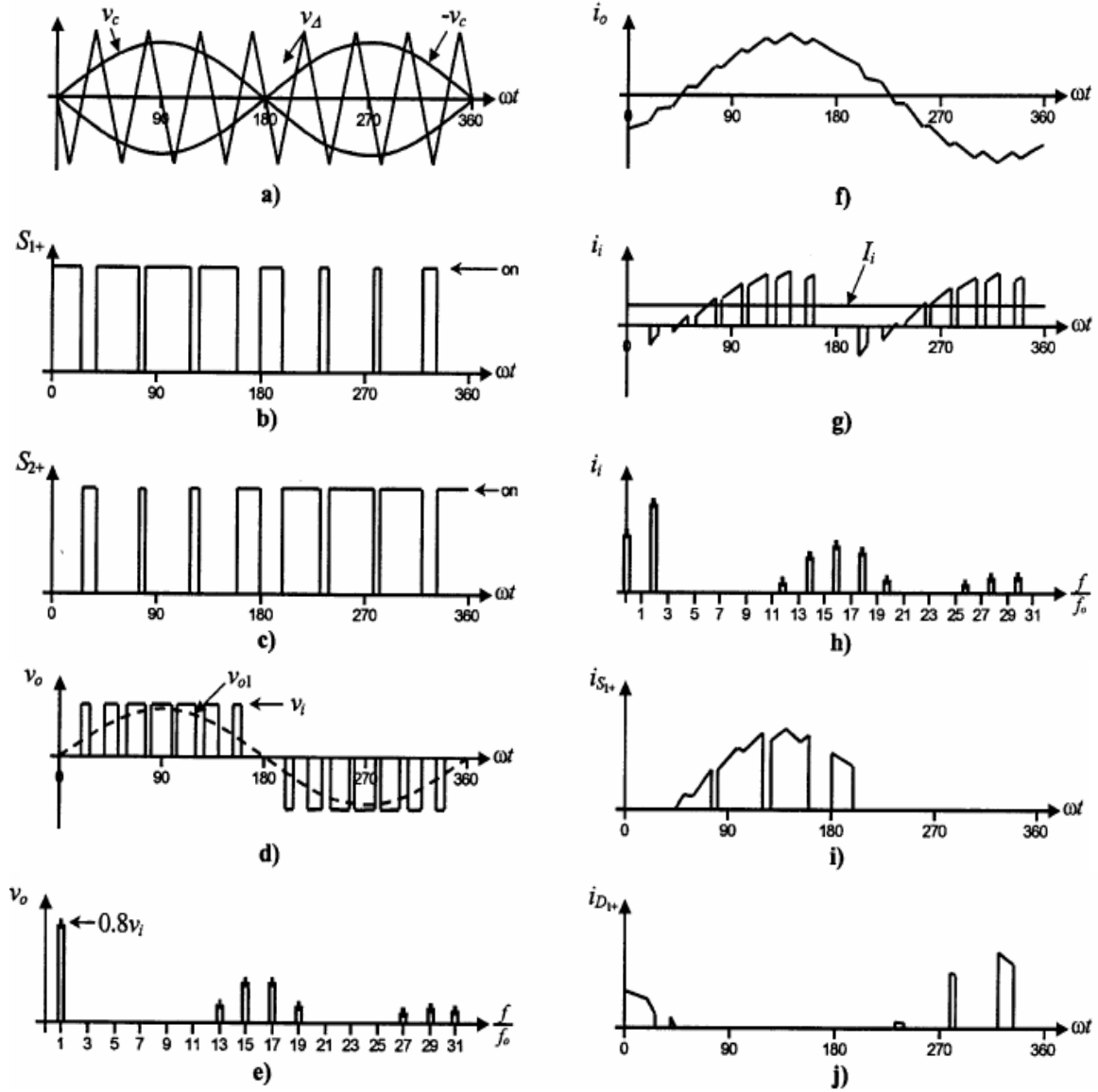
Tek Kutuplu yaklaşımının tersine, AC çıkış gerilimini elde etmek için kullanılan anahtarların dört farklı durumu vardır. AC çıkış dalga şeklinin alabileceği üç farklı değer vardır ki bunlar v_i , $-v_i$ ve sıfır'dır. Yine bu teknikte de anahtarların bu dört durumunu oluşturmak için taşıyıcı bazlı teknikten yararlanılmıştır. Bunun için iki sinüsoidal modülasyon sinyali (v_c ve $-v_c$) kullanılmıştır. v_c sinyali v_{aN} gerilimini oluşturmak için, $-v_c$ sinyali de v_{bN} gerilimini oluşturmak için kullanılmaktadır. Bu sonuçla $v_{bN1} = -v_{aN1}$ haline gelmiştir. Öteki taraftan ise $v_{o1} = v_{aN1} - v_{bN1} = 2v_{aN1}$ olarak hesaplanır. Bu sonuçla $\hat{v}_{o1} = 2\hat{v}_{aN1} = m_a v_i$ ifadesi elde edilir. Bu çalışma şekline Çift Kutuplu Taşıyıcı_Bazlı SPWM adı verilir. AC çıkış gerilimi ve DC hat akımındaki temel bileşen ve harmoniklerin genlikleri Tek Kutuplu SPWM ile elde edilenlerle hemen hemen aynıdır. Faz gerilimleri (v_{aN} ve v_{bN}) birbirinin aynı olmasına rağmen aralarında 180° faz farkından dolayı AC çıkış gerilimi ($v_o = v_{ab} = v_{aN} - v_{bN}$) çift harmonikler içermez. Eğer m_f çift seçilecek olursa, AC çıkış gerilimindeki harmonikler, m_f ve katlarının iki katı çevresindeki tek frekansların (f_h) merkezinde görünmektedir.

$$h = lm_f \pm k \quad l = 2, 4, \dots \text{ ve } k = 1, 3, 5, \dots \text{ iken}$$

DC hat akımındaki harmonikler, m_f ve katlarının iki katı çevresindeki normalleştirilmiş frekansın (f_p) merkezinde gözükmemektedir.

$$p = lm_f \pm k \pm 1 \quad k = 2, 4, 6, \dots \text{ için } l = 1, 3, 5, \dots \text{ değerlerini alır.}$$

Bu özellik, Tek Kutuplu yaklaşımı ile module edilmiş invertörde kullanılan anahtarlama frekansı aynısını kullanılırken yüksek kalitede gerilim ve akım dalga şekilleri elde etmek için daha küçük filtreleme elemanlarının kullanılmasına fırsat sağlaması açısından bir avantaj olarak görülebilir.



Şekil 3. 23 Tam Köprü Montajlı İnvörtörde Çift Kutuplu SPWM Dalga Şekilleri

- taşıyıcı ve modülasyon sinyalleri
- S_{1+} anahtarının durumu
- S_{2+} anahtarının durumu
- AC çıkış gerilimi
- AC çıkış gerilimi spektrumu,
- AC çıkış akımı
- DC akımı
- DC akım spektrumu
- S_{1+} anahtarının akımı
- D_{1+} diyotunun akımı

Yukarıda bahsedilen dalga şekillerini PSPICE da incelediğimizde;

```

V1 3 0 DC 5V
V2 4 0 DC -5V
R1 5 0 1K
R2 8 0 1K
V3 2 0 PULSE ( 0 5 0 1.25ms 1.25ms 1ns 2.5ms)
V4 6 0 SIN (2.5 2V 50Hz 0ms 0 11)
V5 7 0 SIN (2.5 2V 50Hz 0ms 0 191)

.MODEL Dopamp1_741 D(Is=75.3769fA Rs=0
+ Cjo=0F Vj=750mV Tt=0s M=0)
.MODEL Dopamp2_741 D(Is=8e-16A Rs=0
+ Cjo=0F Vj=750mV Tt=0s M=0)

.MODEL Qopamp1_741 NPN(Is=8e-16A BF=83.3333
+ BR=960m Rb=0ohm Re=0ohm Rc=0ohm Cjs=0F Cje=0F Cjc=0F
+ Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=0 mjc=0 VA=50)
.MODEL Qopamp2_741 NPN(Is=8.30948e-16A BF=107.143
+ BR=960m Rb=0 Re=0 Rc=0 Cjs=0F Cje=0F Cjc=0F
+ Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=0 mjc=0 VA=50)

X_opamp5_0 6 2 3 4 5 opamp_741
X_opamp5_1 7 2 3 4 8 opamp_741

* Misc
.SUBCKT opamp_741 3 2 5 4 1
* nodes: 3=+ 2=- 1=out 5=V+ 4=V-
* vc
  VC 5 15 DC 1.68573V
* ve
  VE 12 4 DC 1.68573V
* iee
  IEE 10 4 DC 15.16uA
  R1 10 0 10Gohm
  R6 11 0 100Kohm
  R7 5 4 1Kohm
* rc1
  Rc1 6 5 5.30516Kohm
* rc2
  Rc2 5 7 5.30516Kohm
* re1
  Re1 9 10 1.83919Kohm
* re2
  Re2 8 10 1.83919Kohm
* ro1
  Ro1 1 14 37.5ohm

* ro2
  Ro2 14 0 37.5ohm
* ree

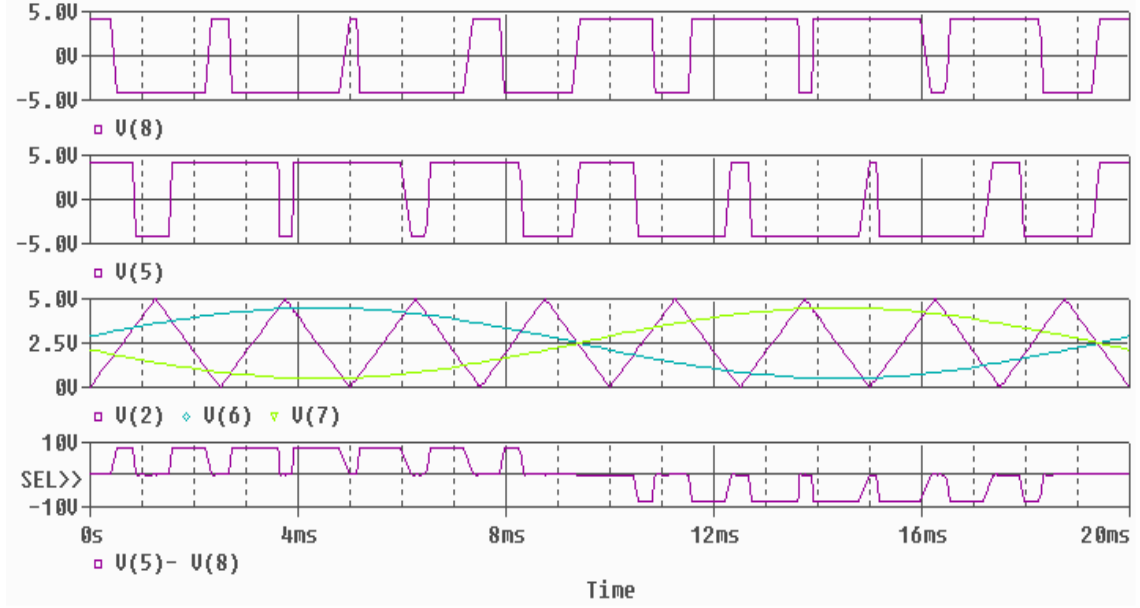
```

```

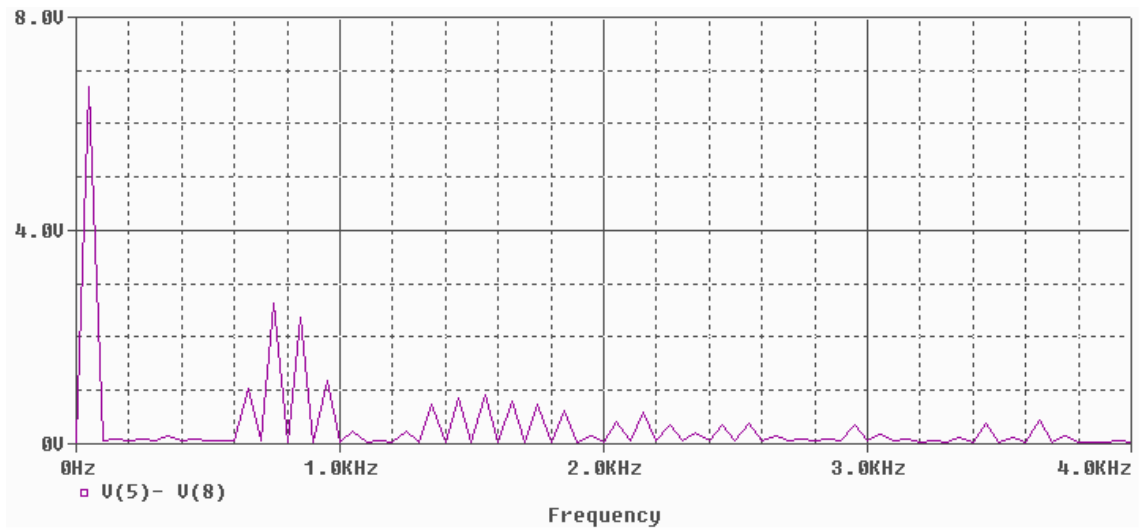
    Ree 10 0 13.1926MEGohm
* rcc
    Rcc 0 13 22.0906uohm
* cee
    Cee 0 10 1pF
* cc
    Cc 14 11 30pF
* c1
    C1 6 7 4.58596pF
* d1
    D1 14 13 Dopamp1_741
* d2
    D2 13 14 Dopamp1_741
* d3
    D3 1 15 Dopamp2_741
* d4
    D4 12 1 Dopamp2_741
* t1
    Qt1 6 2 9 Qopamp1_741
* t2
    Qt2 7 3 8 Qopamp2_741
* ga
    GA 11 0 6 7 188.496u
* gc
    GC 0 13 1 0 45.2681K
* gb
    GB 14 0 11 0 282.942
* gcm
    GCM 0 11 10 0 5.96075n

.ENDS
.OPTIONS ITL4=25
.TRAN 10ms 20ms
.PROBE
.END

```

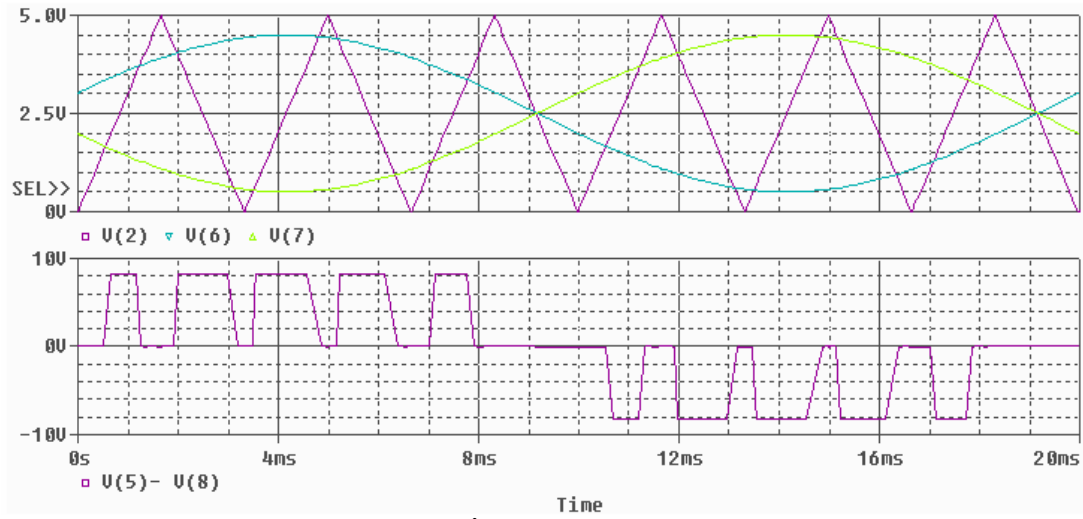


Şekil 3. 24 Tam Köprü Montajlı İnvörtörde Çift Kutuplu Sinüsoidal PWM
PSPICE Analizi

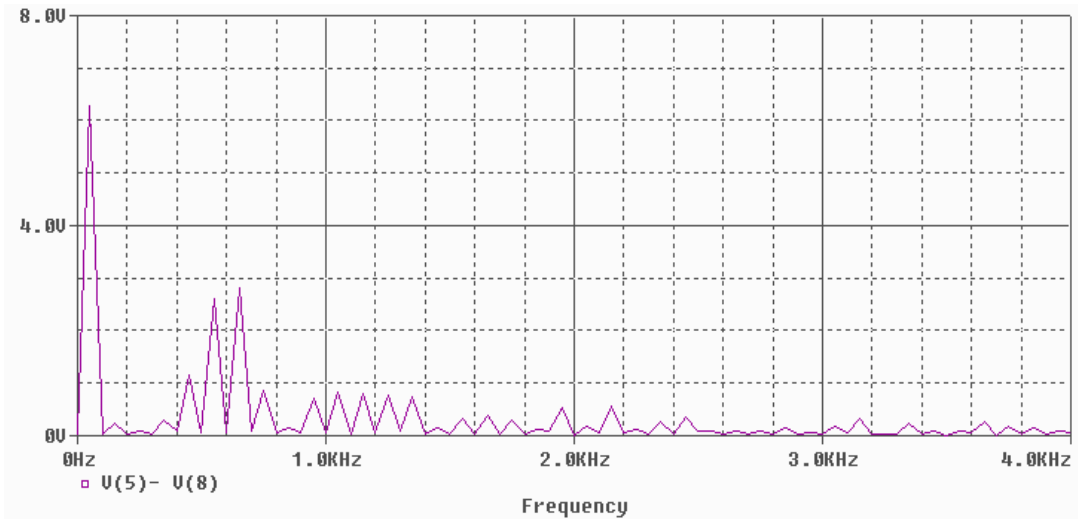


Şekil 3. 25 Tam Köprü Montajlı İnvörtör Çift Kutuplu Sinüsoidal PWM
PSPICE FFT

Başka bir örnek olarak;



Şekil 3. 26 Tam Köprü Montajlı İnvertörde Çift Kutuplu SPWM_PSPICE Analizi



Şekil 3. 27 Tam Köprü Montajlı İnvertörde Çift Kutuplu SPWM_PSPICE FFT

Yukarıdaki iki örnekten çıkarılacak sonuç; testere dişi dalganın frekansı azaltıldığında komparatör çıkışındaki darbe sayısının azaldığı gözlenmiştir. Yük üzerinde oluşan PWM işaretin Şekil 3. 27’de görünen harmonikleri Şekil 3. 25’dekine göre daha düşük frekanslarda ortaya çıktığı gözlenmiştir.

3.3.3. Harmonik Eleminasyonu

Yarım_köprü montajının tersine bu yaklaşım tam_köprü için uygulanır. AC çıkış gerilimi, tek yarı ve çeyrek dalga simetrisine sahiptir. Bu sebeple çift harmonikleri içermez. Dahası, faz başına gerilim dalga şekli her yarı döngüde N defa bölünerek temel bileşen ayarlanabilir ve N-1 harmonik elemine edilebilir. Örnek olarak 3. 5. ve 7. harmonikleri elemine etmek için N=4 seçilir. (Irwin, J.D, 2005)

Sonuçta elimize aşağıda görülen denklem takımı ortaya çıkar:

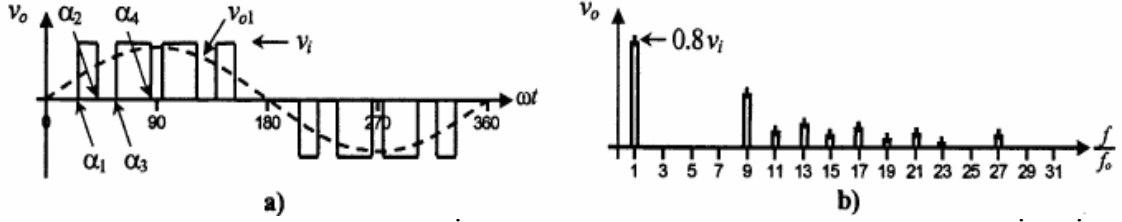
$$\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{\pi \hat{V}_{o1}}{4V_i}$$

$$\cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) = 0$$

$$\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0$$

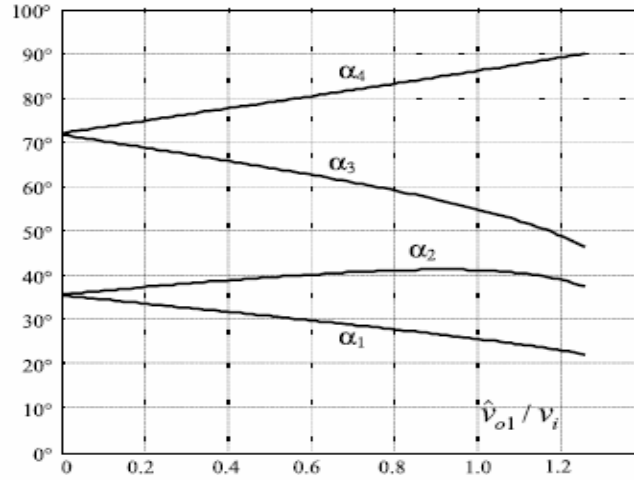
$$\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0$$

α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 açıları Şekil 3.28.(a) da gösterilmektedir.



Şekil 3. 28 Tam Köprü Montajlı İnvertörün Harmonik Eleminasyon Tekniği İçin İdeal Dalga Şekilleri

Bu açılar, değişik $\frac{\hat{V}_{o1}}{V_i}$ değerleri için Şekil 3. 29’da çizilmiştir.



Şekil 3. 29 Tam Köprü Montajlı İnvertör Harmonik Eleminasyon Tekniği 3. 5. ve 7. Harmonik Eleminasyonu İçin Bulunan α Değerleri

Matlab programında bu sorunun çözümü için hazırlanmış m.file aşağıda verilmektedir. Değişik m_a değerleri için α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 değerleri hesaplanmıştır.

M.FILE

```
function pf= f6(x)
ma=0;
e(1,1)=(3.14*ma/4)-(cos(x(1))-cos(x(2))+cos(x(3))-cos(x(4)));
e(2,1)=(cos(3*x(1))-cos(3*x(2))+cos(3*x(3))-cos(3*x(4)));
e(3,1)=(cos(5*x(1))-cos(5*x(2))+cos(5*x(3))-cos(5*x(4)));
e(4,1)=(cos(7*x(1))-cos(7*x(2))+cos(7*x(3))-cos(7*x(4)));
pf=e;
```

ma=0 için;

```
x6=fsolve('f6', [0.61 0.61 1.221 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0		0	1

Optimization terminated successfully:
First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x6 =
    0.6100
    0.6100
    1.2210
    1.2210
>> degs = angledim(x6,'radians','degrees')
degs =
    34.9504
    34.9504
    69.9581
    69.9581
```

ma=0.2 için;

```
6=fsolve('f6', [0.61 0.61 1.221 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.024649		0.147	1
1	10	0.0153166	0.0377557	0.478	1
2	11	0.0153166	0.166593	0.478	1
3	16	0.00622599	0.0416483	0.155	0.0416
4	21	0.00451148	0.0574546	0.377	0.104
5	26	1.32622e-006	0.017084	0.0084	0.104
6	31	2.78213e-013	0.000306729	2.94e-006	0.104
7	36	1.01162e-026	1.51069e-007	6.89e-013	0.104

Optimization terminated successfully:
First-order optimality is less than options.TolFun.

```
x6 =
    0.5903
    0.6638
    1.1959
    1.3158
>> degs = angledim(x6,'radians','degrees')
degs =
    33.8212
    38.0319
    68.5210
    75.3881
```

ma=0.4 için;

```
x6=fsolve('f6', [0.61 0.61 1.221 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.098596		0.295	1
1	10	0.0600018	0.0755114	0.937	1
2	11	0.0600018	0.192971	0.937	1
3	16	0.0250957	0.0482427	0.306	0.0482
4	21	0.0205053	0.0992378	1.04	0.121
5	26	3.79355e-006	0.0193476	0.0143	0.121
6	31	1.87145e-012	0.000385841	1.03e-005	0.121
7	36	3.49967e-026	1.63463e-007	1.19e-012	0.121

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

x6 =

0.5504

0.6952

1.1320

1.3743

```
>> degs = angledim(x6,'radians','degrees')
```

degs =

31.5350

39.8296

64.8607

78.7443

ma=0.6 için;

```
x6=fsolve('f6', [0.61 0.61 1.221 1.221]',optimset('Display','iter'))
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.221841		0.442	1
1	10	0.130526	0.113267	1.33	1
2	11	0.130526	0.231155	1.33	1
3	16	0.0564513	0.0577888	0.438	0.0578
4	21	0.0535655	0.144472	1.71	0.144
5	26	1.33151e-005	0.0252999	0.0197	0.144
6	31	2.58081e-011	0.000705498	3.69e-005	0.144
7	36	3.3895e-024	4.84532e-007	9.41e-012	0.144

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

```

x6 =
    0.5087
    0.7191
    1.0619
    1.4332
>> degs = angledim(x6,'radians','degrees')
degs =
    29.1476
    41.1994
    60.8452
    82.1190

```

ma=0.8 için;

```

x6=fsolve('f6', [0.61 0.61 1.221 1.221]',optimset('Display','iter'))

```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.394384		0.59	1
1	10	0.221848	0.151023	1.62	1
2	11	0.221848	0.277485	1.62	1
3	16	0.0995933	0.0693712	0.589	0.0694
4	21	0.0866708	0.173428	1.79	0.173
5	26	0.000429914	0.0498225	0.15	0.173
6	31	1.31059e-008	0.00348694	0.000784	0.173
7	36	1.24384e-018	1.40346e-005	7.08e-009	0.173

Optimization terminated successfully:
First-order optimality is less than options.TolFun.

```

x6 =
    0.4644
    0.7267
    0.9782
    1.4935
>> degs = angledim(x6,'radians','degrees')
degs =
    26.6080
    41.6360
    56.0490
    85.5727

```

ma=1.0 için;

x6=fsolve('f6', [0.61 0.61 1.221 1.221]',optimset('Display','iter'))

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	5	0.616225		0.737	1
1	10	0.328553	0.188778	1.76	1
2	11	0.328553	0.330208	1.76	1
3	16	0.154363	0.0825521	0.833	0.0826
4	17	0.154363	0.20638	0.833	0.206
5	22	0.0922456	0.0515951	0.515	0.0516
6	27	0.0539679	0.128988	1.28	0.129
7	32	0.0279926	0.109171	1.16	0.129
8	37	9.28255e-005	0.0368695	0.0544	0.129
9	42	4.88151e-010	0.00124549	0.00016	0.129
10	47	1.25014e-020	4.03089e-006	5.6e-010	0.129

Optimization terminated successfully:

First-order optimality is less than options.TolFun.

x6 =

0.4114

0.6855

0.8549

1.5571

>> degs = angledim(x6,'radians','degrees')

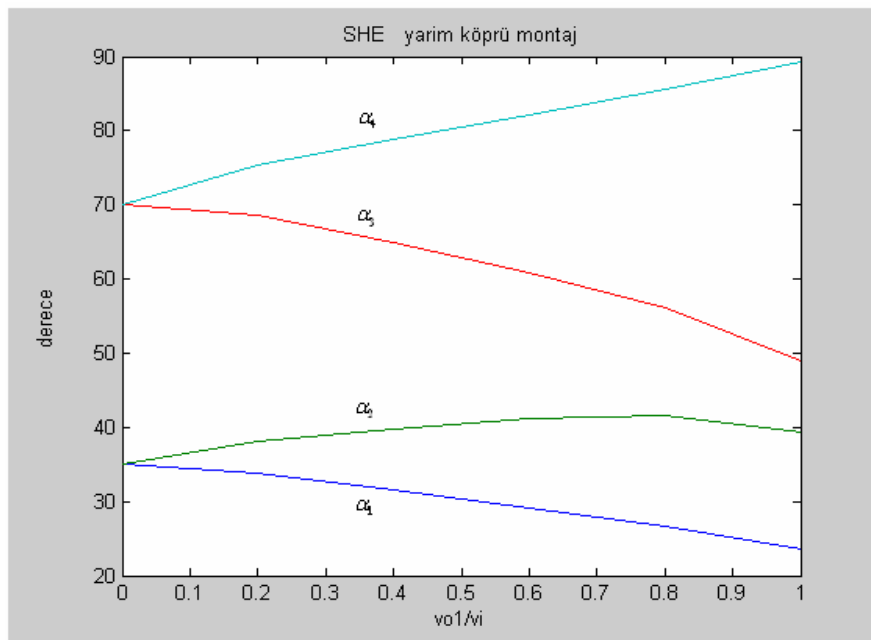
degs =

23.5694

39.2740

48.9845

89.2144



Şekil 3. 30 Tam Köprü Montajlı İnvertör Harmonik Eliminasyonu Tekniği 3. 5. ve 7. Harmonikleri için MATLAB Analizi

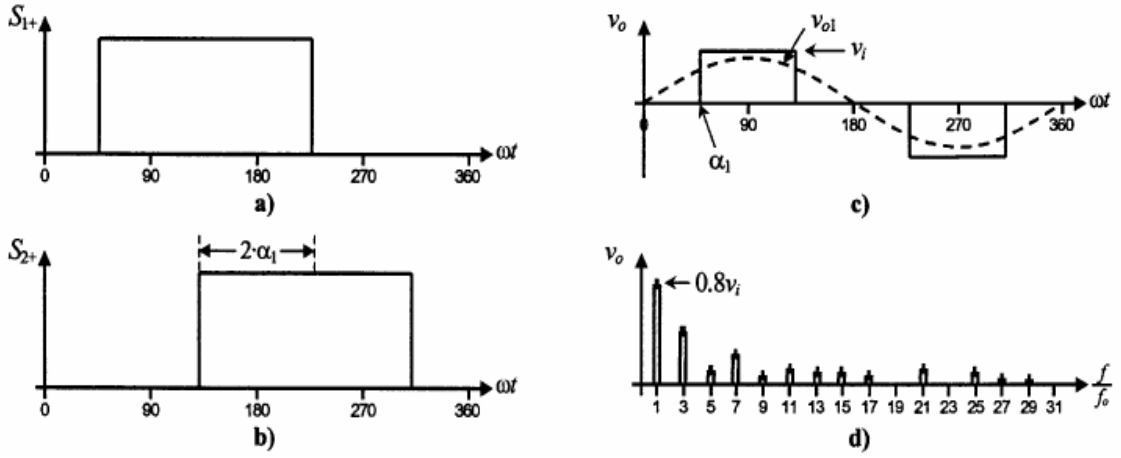
Elimine edilecek harmonikler için genel ifade şu şekilde yazılabilir:

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \dots < \frac{\pi}{2} \text{ olması şartıyla}$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{\pi \hat{V}_{o1}}{4v_i}$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = 0 \quad n = 3, 5, \dots, 2N-1 \text{ için.}$$

Şekil 3. 31’de sadece temel AC çıkış geriliminin kontrol edildiği özel bir durumu göstermektedir. İki faz kaydırılmış kare_dalga anahtarlama sinyalleri kullanılarak kolayca elde edilebilen bu uygulama “gerilim iptali ile çıkış kontrolü” olarak bilinir.



Şekil 3. 31 Tam Köprü Montajlı İnvertörde Gerilim İptali ile Çıkış Kontrolü İçin İdeal Dalga Şekilleri

- a) S_{1+} anahtarının durumu
- b) S_{2+} anahtarının durumu
- c) AC Çıkış Gerilimi
- d) AC Çıkış Gerilim Spektrumu

Faz kayma açısı görüldüğü üzere $2\alpha_1$ kadardır. Böylece AC çıkış geriliminin temel bileşeninin ve harmoniklerinin genliği şöyle ifade edilebilir;

$$\hat{V}_{oh} = \frac{4}{\pi} v_i \frac{1}{h} \cos(h\alpha_1) \quad h = 1, 3, 5, \dots$$

Şekil 3. 31.(c) den kolayca görüleceği üzere eğer $\alpha_1 = 0$ olursa kare dalgaya erişmiş oluruz. Bu durumda AC çıkış geriliminin temel bileşeni;

$$\hat{V}_{o1} = \frac{4}{\pi} v_i$$

olarak verilir ve bu sonuçtan yola çıkarak DC hat geriliminin manipülasyonu ile temel yük gerilimi kontrol edilebileceği söylenebilir.

3.4. Optimum PWM

Gerilim kaynaklı invertörlerde geleneksel olarak, daha önce anlatılan kare_dalga ve sinüsoidal PWM yöntemleri tercih edilir. Fakat ana dalga gerilim çıkışı kontrol edilirken ek olarak ortaya harmonik bileşenler de çıkar. Son yıllarda iyi anahtarlama örnekleri önerilmiştir. Bunlarda belirli alçak mertebeden harmonikler bastırılmış veya toplam harmonik içeriği minimuma indirilmiştir. Bu optimize edilmiş modülasyon tekniklerinin alışılmış analog devrelerle gerçekleştirilmesi oldukça zordur. Fakat bu teknikler mikroişlemci veya mikrodenetleyiciye dayalı modern kontrol yöntemleri ile verimli bir şekilde gerçekleştirilebilir.

Harmonik geriliminin genlikleri $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3, \dots$ anahtarlama açıları cinsinden Fourier analizi ile ifade edilebilir. Tek fazlı PWM invertör için k'ncı harmonik gerilimin genliği,

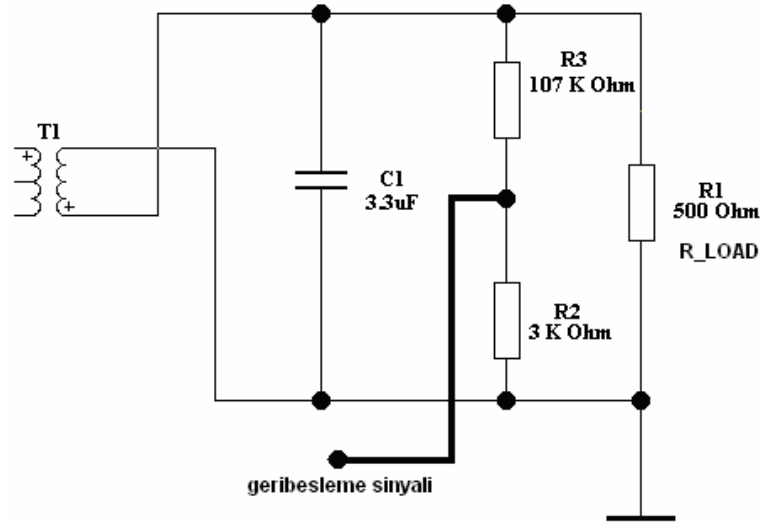
$$v_{km} = 2 \frac{V_d}{k\pi} [1 + 2 \sum_{j=1}^m (-1)^j \cos k\alpha_j]$$

ifadesi ile bulunabilir. Buradaki m, çeyrek periyottaki anahtarlama sayısıdır. Ana dalga gerilimini istenen bir değere ayarlamak ve aynı zamanda belirli seçilmiş harmonikleri bastırmak için gerekli anahtarlama açılarını bulmak üzere yukarıdaki denklem kullanılabilir. Fakat bu problemin nonlineer denklemlerini çözmek için nümerik yöntemler gerekir. Eğer bir çeyrek periyotta m adet anahtarlama varsa, ana dalga kontrol edilebilir ve m-1 adet harmonik bastırılabilir. Bilindiği üzere bu yönteme “PWM ile Harmoniklerin Yok Edilmesi Metodu” denir.

Bir diğer alternatif yaklaşım ise, harmoniklerin istenmeyen etkilerine bağlı olarak bir performans endeksi tarif etmek ve ana dalga gerilimini kontrol edilecek ve performans endeksi minimum olacak şekilde anahtarlama açılarını seçmektir. Bu PWM tekniğine “Programlanmış Dalga Şekli” veya “Distorsiyon Minimizasyonu” adı verilir.

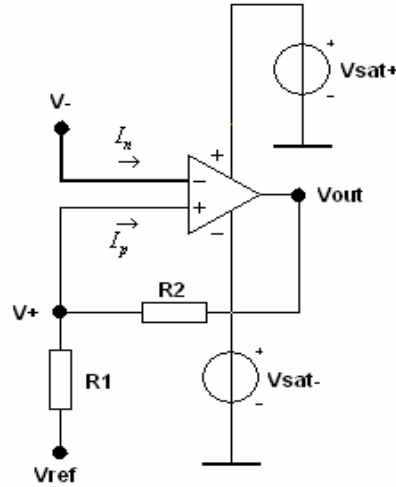
Bu karmaşık PWM yöntemlerinin pratik olarak gerçekleştirilmesi, kare dalga veya sinüsoidal PWM için kullanılan dalga karşılaştırma teknikleri ile sağlanamaz. Fakat mikroişlemci gibi dijital donanımlar kullanılarak gerçekleştirilmesi mümkündür. Bu modern devre teknikleri aynı zamanda optimum tahrik performansı elde etmek için, farklı modülasyon stratejilerinin seçimini kolaylaştırır. Periyot başına sadece birkaç anahtarlama bulunduğunda, optimum PWM stratejilerinin özellikle cazip olduğu görülmüştür.

Devrede trafonun sekonder tarafında yük üzerine düşen sinyalin bir örneği geri besleme sinyali olarak girişteki referans sinüs sinyali ile karşılaştırılmak üzere histerizizli opamp'ın eksi girişine verilmiştir.



Şekil 3. 33 Histeriziz Kontrollü PWM İnvörtör Geri Besleme Devresi

Devrenin histerizizli opamp devresi katı tasarlanırken dikkat edilmesi gereken opamp'ın V_{SAT} gerilim değerin belirlenmesidir. Devre tasarımı yapılırken ilk önce V_{SAT} gerilimi seçimini yapmak amacıyla aşağıdaki devrede referans gerilimi ile histeriziz band'nın seçimi için devrenin analizi yapılmıştır. (Dixon, J. W., Ooi B.T. Ooi, 1989)



Şekil 3. 34 Histeriziz Devresi

Opamp'ın tanım denklemleri:

$$V_n = V_- , V_p = V_+$$

$$V_n = V_p \quad I_n = I_p = 0$$

Devrenin analizi yapılacak olursa;

$$\frac{V_+ - V_{REF}}{R1} = \frac{V_{SAT} - V_{REF}}{R1 + R2}$$

$$V_+ - V_{REF} = \frac{V_{SAT} - V_{REF}}{R1 + R2} * R1$$

$$V_+ = \left(\frac{R1}{R1 + R2} * V_{SAT} \right) + \left(\frac{R2}{R1 + R2} * V_{REF} \right)$$

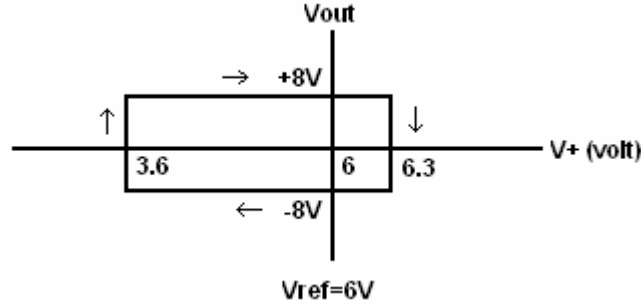
Eğer $R_2 = 5 * R_1$ seçildiğinde yukarıdaki denklem aşağıdaki gibi sadeleşebilir

$$V_+ = \left(\frac{1}{6} * V_{SAT}\right) + \left(\frac{5}{6} * V_{REF}\right)$$

Histeriziz bandının V_{REF} 'e göre değişimine bakacak olursak;

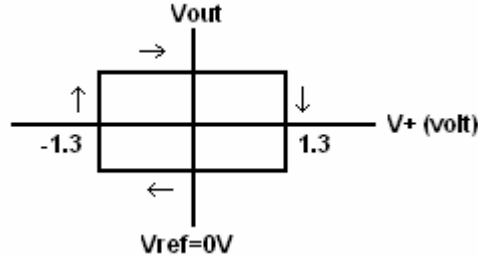
$$V_{SAT} = 8V \quad \text{ve} \quad V_{REF} = 6V \quad \text{iken} \quad V_{+1} = 6.3V$$

$$V_{SAT} = -8V \quad \text{ve} \quad V_{REF} = 6V \quad \text{iken} \quad V_{+2} = 3.6V \quad \text{olarak bulunur.}$$



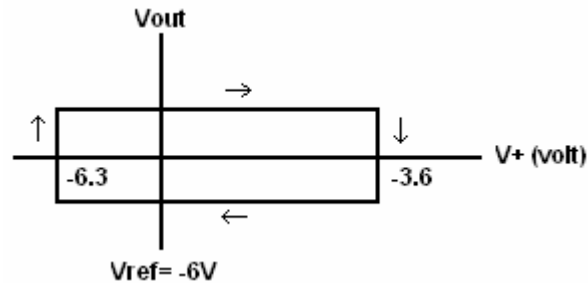
$$V_{SAT} = 8V \quad \text{ve} \quad V_{REF} = 0V \quad \text{iken} \quad V_{+1} = 1.3V$$

$$V_{SAT} = -8V \quad \text{ve} \quad V_{REF} = 0V \quad \text{iken} \quad V_{+2} = -1.3V \quad \text{olarak bulunur.}$$



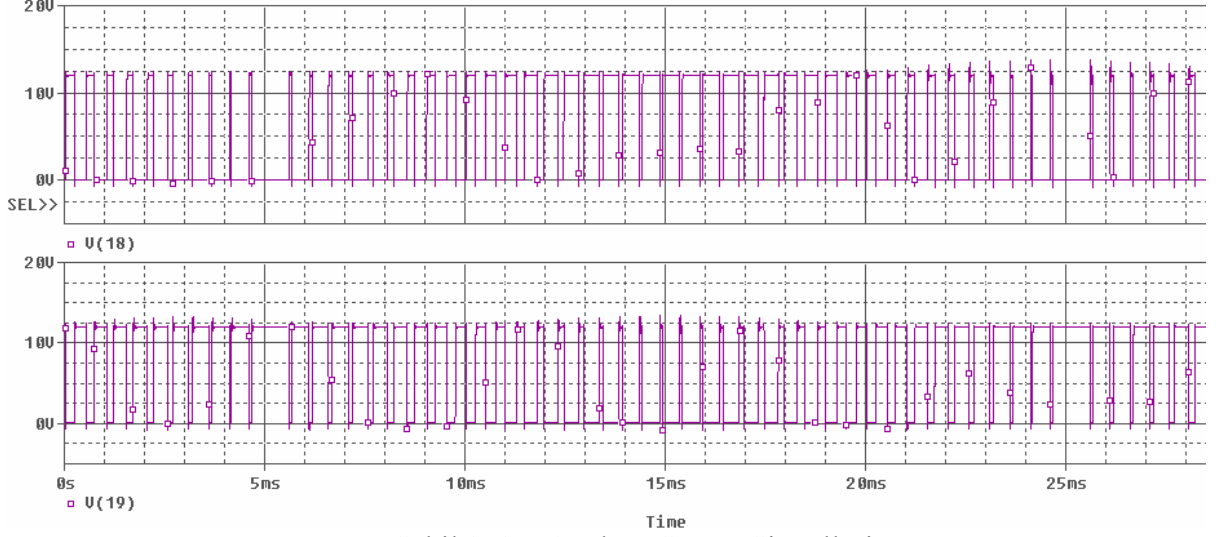
$$V_{SAT} = 8V \quad \text{ve} \quad V_{REF} = -6V \quad \text{iken} \quad V_{+1} = -3.6V$$

$$V_{SAT} = -8V \quad \text{ve} \quad V_{REF} = -6V \quad \text{iken} \quad V_{+2} = -6.3V \quad \text{olarak bulunur.}$$



Yukarda gösterildiği üzere birbirine eşit ve zıt işaretli olmasına karar verilmiş V_{SAT} gerilimleri +8V ve -8V olarak seçilmiştir. V_{REF} geriliminin bu histeriziz aralığının dışına çıkmadığı da görülmektedir.

Opamp çıkışında görülen kare dalga ile transistör leri sürrebilmek için bu kare dalganın negatif alternanslarını bir diyot ile kırpılmıştır. Diyot girişine gelen +8 / -8V'luk kare dalga diyot çıkışında +8 / -0.7V olarak gözükmemektedir. Elde edilen sinyaller MOSFET leri sürrebilmek için darlington çifti şeklinde bağlanan 2N2222 bipolar transistör lerle kuvvetlendirilerek anahtar olarak kullanılan IRFP250 mosfetlerin gate lerine verilmek suretiyle devre sürülmüştür.



Şekil 3. 35 Anahtar Sürme Sinyalleri

* Histerizis Invertör Devresi *

V5 12 0 DC 12

V6 16 0 DC 12

V7 22 0 DC 12

V2 4 0 DC 8

V3 3 0 DC -8

V1 33 0 SIN(0 8 50 0 0 0)

V99 41 0 SIN (0 8.48528 2000 0 0 0)

R3 5 6 100

R5 40 9 1K

R7 10 12 1K

R10 0 10 22K

R9 18 12 200

R14 0 15 22K

R13 15 16 1K

R15 19 16 200

R12 0 14 22K

R6 0 9 22K

R11 6 14 1K

R1 33 2 220

R20 2 5 40K

R17 39 0 10K

R77 18 0 50K

R88 19 0 50K

C1 39 0 200u

D1 0 6 D_ideal

D77 0 20 D_ideal

D88 0 21 D_ideal

D18 0 18 D_ideal

D19 0 19 D_ideal

Q1 10 9 0 Qnideal

Q2 18 10 0 Qnideal

Q4 19 15 0 Qnideal

Q3 15 14 0 Qnideal

* Transformer(s)

L1 21 22 300uH

L2 22 20 300uH

L3 39 0 50mH

K100 L1 L2 L3 0.999

* 3-Terminal Enhancement N-MOSFET(s)

X_N_EM_Q5 20 18 0 intrtnl_irfp250

X_N_EM_Q6 21 19 0 intrtnl_irfp250

X_opamp5_0 2 41 4 3 5 opamp_741

UNOT_U3 INV \$G_DPWR \$G_DGND 6 40 T_GATE_ideal IO_STD

* Misc

```
.MODEL D_ideal D(Is=10f Rs=0 Cjo=0 Vj=1 Tt=0 M=500m BV=1e+30 N=1 EG=1.11
+XTI=3 KF=0 AF=1 FC=500m IBV=1m TNOM=27)
```

```
.MODEL Qnideal NPN(Is=1e-16 BF=100 BR=1 Rb=0 Re=0 Rc=0 Cjs=0 Cje=0 Cjc=0
+Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=330m mjc=330m VA=1e+30 ISE=0 IKF=1e+30
+Ne=1.5 NF=1 NR=1 VAR=1e+30 IKR=1e+30 ISC=0 NC=2 IRB=1e+30 RBM=0 XTF=0
+VTF=1e+30 ITF=0 PTF=0 XCJC=1 VJS=750m MJS=0 XTB=0 EG=1.11 XTI=3 KF=0
AF=1
+FC=500m TNOM=27)
```

```
.SUBCKT tf_power_25_to_1 1 2 3 4 5
```

```
Rp 1 6 1uohm
Rs1 10 3 1uohm
Rs2 11 5 500nohm
Le 6 7 1mH
Lm 7 2 5H
E1 9 8 7 2 20m
E2 8 4 7 2 20m
V1 9 10 DC 0V
V2 8 11 DC 0V
F1 7 2 V1 40m
F2 7 2 V2 40m
```

```
.ENDS
```

```
.SUBCKT intrntnl_irfp250 1 2 3
```

```
M1 9 7 8 8 MM L=100u W=100u
```

```
.MODEL MM NMOS LEVEL=1 IS=1e-32
```

```
+VTO=4.02997 LAMBDA=0.00338844 KP=16.7419
```

```
+CGSO=2.57041e-05 CGDO=1e-11
```

```
RS 8 3 0.0217291
```

```
D1 3 1 MD
```

```
.MODEL MD D IS=1.92102e-09 RS=0.00869949 N=1.31284 BV=200
```

```
+IBV=10 EG=1 XTI=3.99206 TT=0
```

```
+CJO=2.3286e-09 VJ=5 M=0.873415 FC=0.5
```

RDS 3 1 1e+06

RD 9 1 0.0313078

RG 2 7 5.27426

D2 4 5 MD1

.MODEL MD1 D IS=1e-32 N=50

+CJO=4.52073e-09 VJ=1.14881 M=0.9 FC=1e-08

D3 0 5 MD2

.MODEL MD2 D IS=1e-10 N=0.437105 RS=3e-06

RL 5 10 1

FI2 7 9 VFI2 -1

VFI2 4 0 0

EV16 10 0 9 7 1

CAP 11 10 4.52073e-09

FI1 7 9 VFI1 -1

VFI1 11 6 0

RCAP 6 10 1

D4 0 6 MD3

.MODEL MD3 D IS=1e-10 N=0.437105

.ENDS

.SUBCKT opamp_741 3 2 5 4 1

VC 5 15 DC 1.68573V

VE 12 4 DC 1.68573V

IEE 10 4 DC 15.16uA

R1 10 0 10Gohm

R6 11 0 100Kohm

R7 5 4 1Kohm

Rc1 6 5 5.30516Kohm

Rc2 5 7 5.30516Kohm

Re1 9 10 1.83919Kohm

Re2 8 10 1.83919Kohm

Ro1 1 14 37.5ohm

Ro2 14 0 37.5ohm

Ree 10 0 13.1926MEGohm

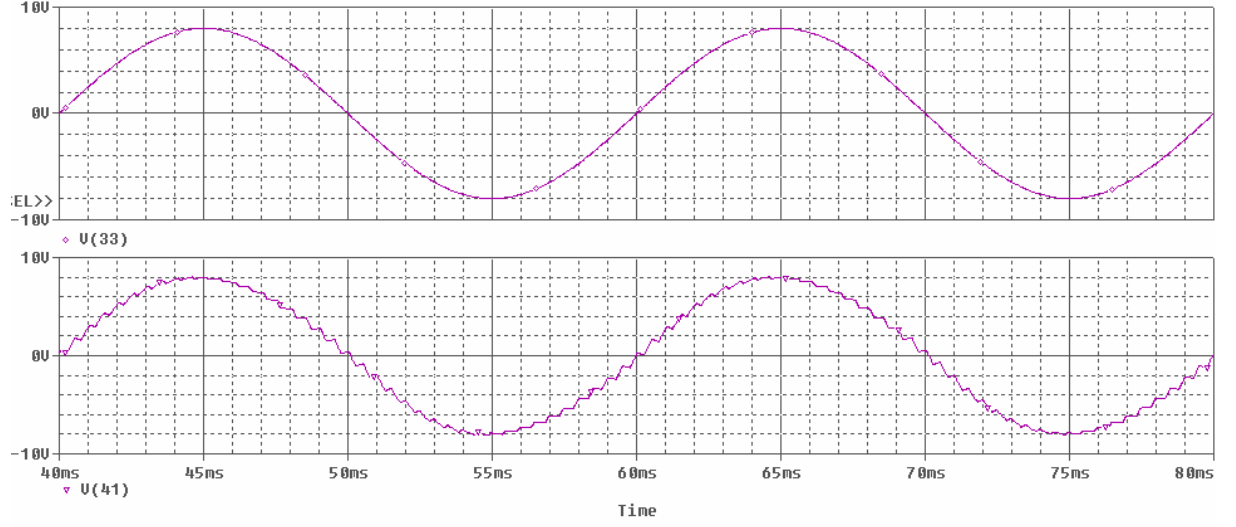
```

Rcc 0 13 22.0906uohm
Cee 0 10 1pF
Cc 14 11 30pF
C1 6 7 4.58596pF
D1 14 13 Dopamp1_741
D2 13 14 Dopamp1_741
D3 1 15 Dopamp2_741
D4 12 1 Dopamp2_741
Qt1 6 2 9 Qopamp1_741
Qt2 7 3 8 Qopamp2_741
GA 11 0 6 7 188.496u
GC 0 13 1 0 45.2681K
GB 14 0 11 0 282.942
GCM 0 11 10 0 5.96075n
.ENDS

.MODEL Dopamp1_741 D(Is=75.3769fA Rs=0
+ Cjo=0F Vj=750mV Tt=0s M=0)
.MODEL Dopamp2_741 D(Is=8e-16A Rs=0
+ Cjo=0F Vj=750mV Tt=0s M=0)
.MODEL Qopamp1_741 NPN(Is=8e-16A BF=83.3333
+ BR=960m Rb=0ohm Re=0ohm Rc=0ohm Cjs=0F Cje=0F Cjc=0F
+ Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=0 mjc=0 VA=50)
.MODEL Qopamp2_741 NPN(Is=8.30948e-16A BF=107.143
+ BR=960m Rb=0 Re=0 Rc=0 Cjs=0F Cje=0F Cjc=0F
+ Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=0 mjc=0 VA=50)
.MODEL T_GATE_ideal UGATE
+ ( TPLHMN=10n TPLHTY=10n TPLHMX=10n
+ TPHLMN=10n TPHLTY=10n TPHLMX=10n )
.LIB
.PROBE
.TRAN 10ms 100ms
.OPTIONS ITL4=25
.END

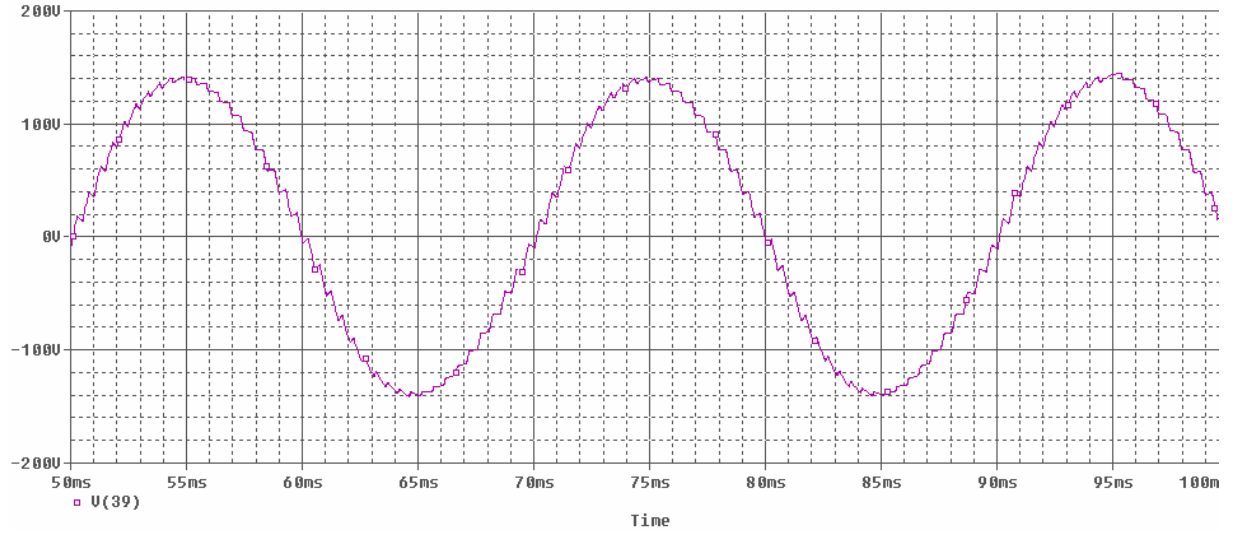
```

Şekil 3.36’da komparatör girişine verilen referans sinüsoidal giriş sinyali ile komparatörün diğer ucuna verilen invertör çıkışında yük üzerinde oluşan gerilimden alınan örnek işaretin dalga şekilleri verilmiştir.



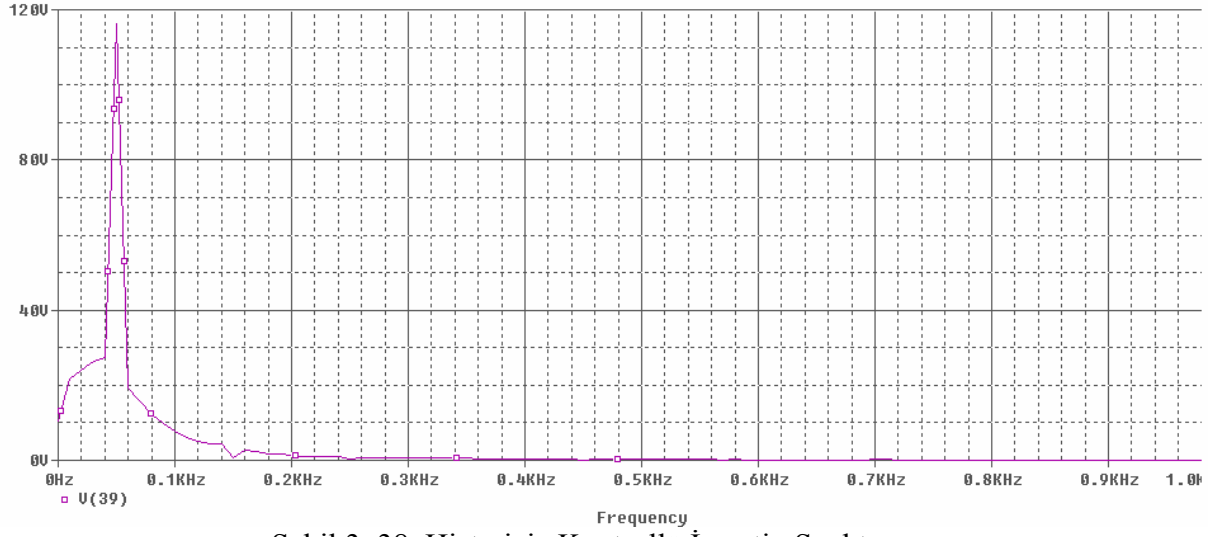
Şekil 3. 36 Referans Sinyali ile Çıkış Geriliminden Alınan Örnek Dalga Şekilleri

Şekil 3.37’de invertör çıkışında yük üzerinde oluşan gerilim dalga şekli verilmiştir.



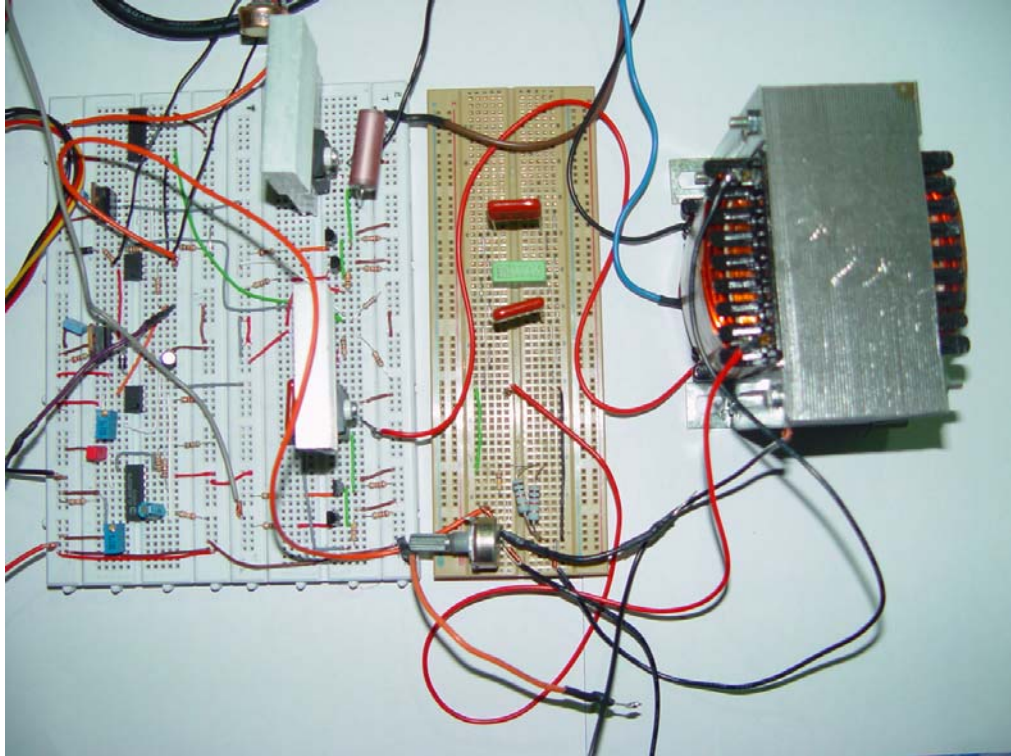
Şekil 3. 37 Yük Gerilimi Dalga Şekli

Şekil 3. 38’de yük üzerinde oluşan gerilimin FFT’si verilmektedir.

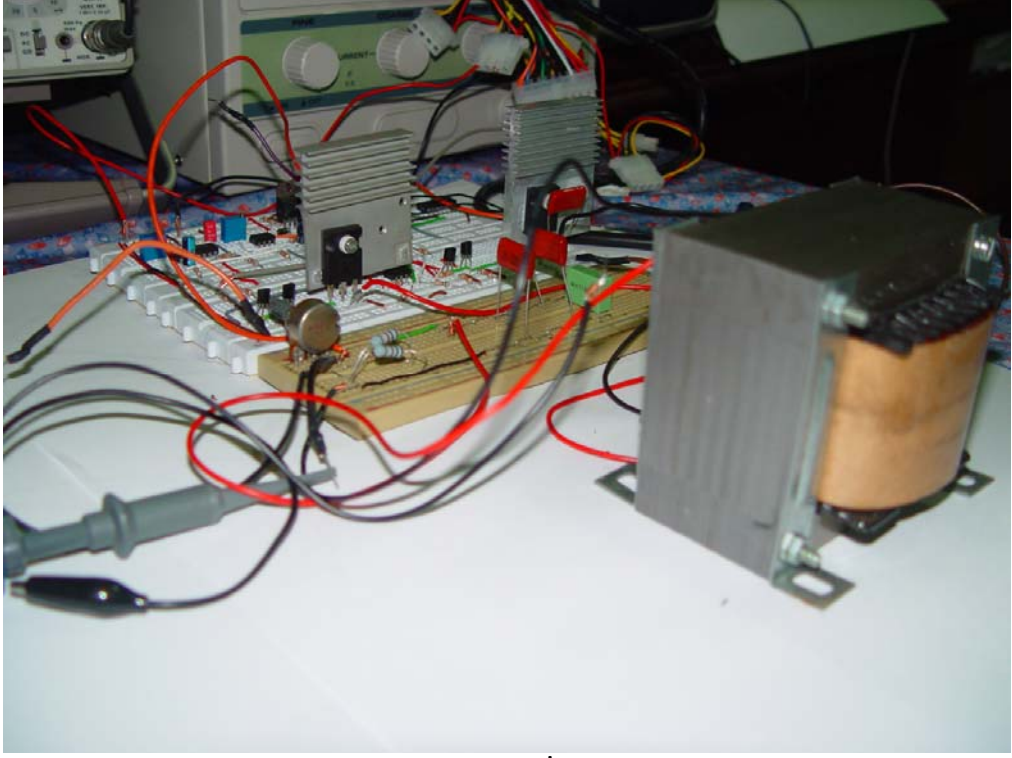


Şekil 3. 38 Histeriziz Kontrollü İşaretin Spektrumu

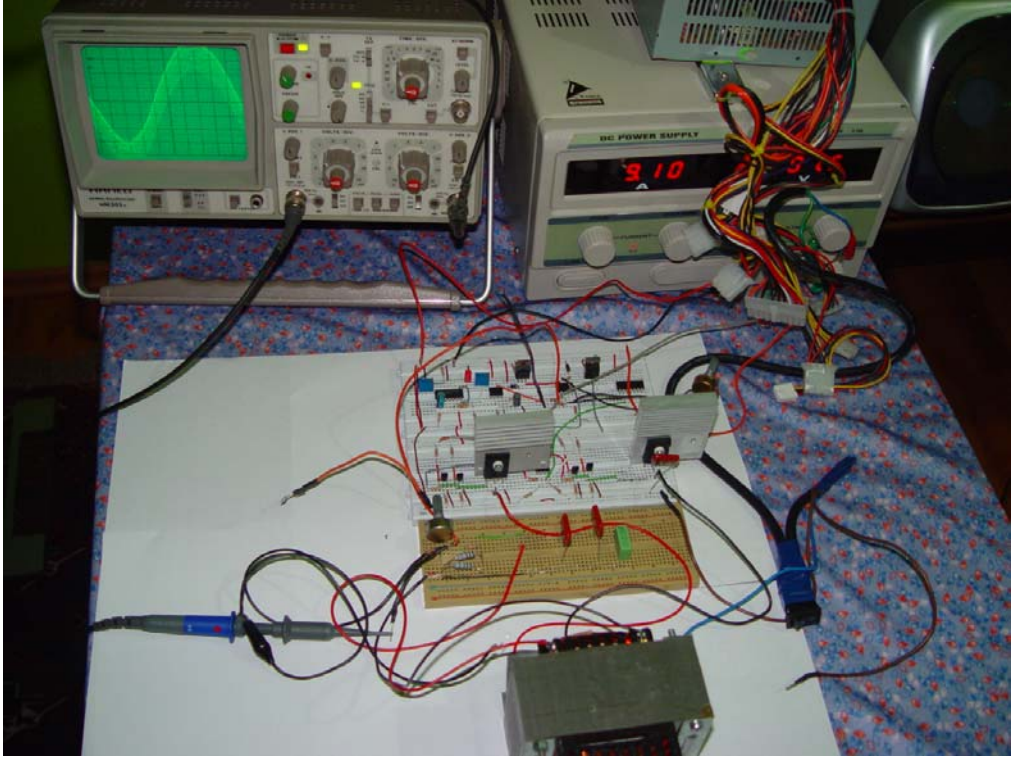
Şekil 3.39, 3.40 ve 3.41’de histeriziz invertör devresinin deneysel uygulaması görülmektedir.



Şekil 3. 39 Histeriziz İnvörtör Devresi

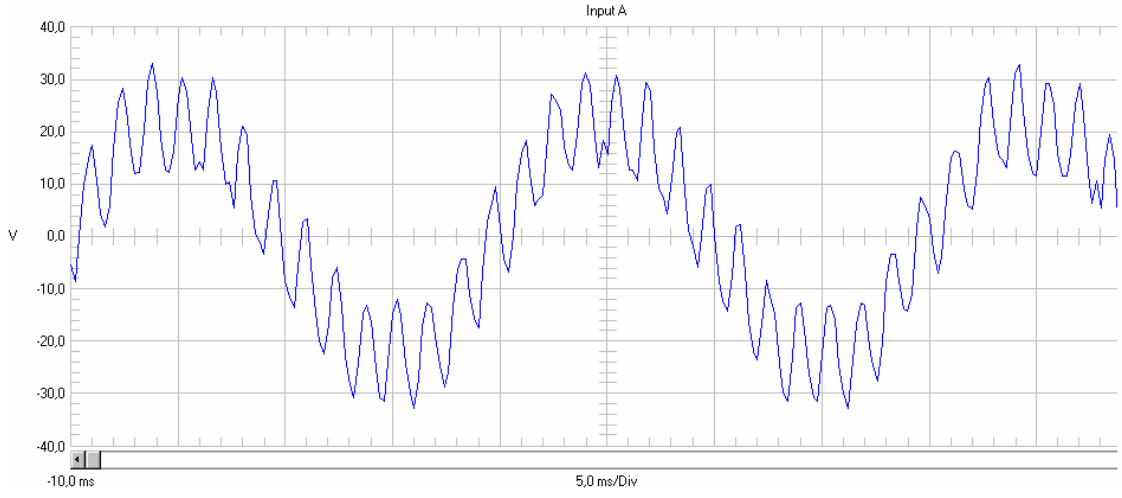


Şekil 3. 40 Histeriziz İnvörtör Devresi

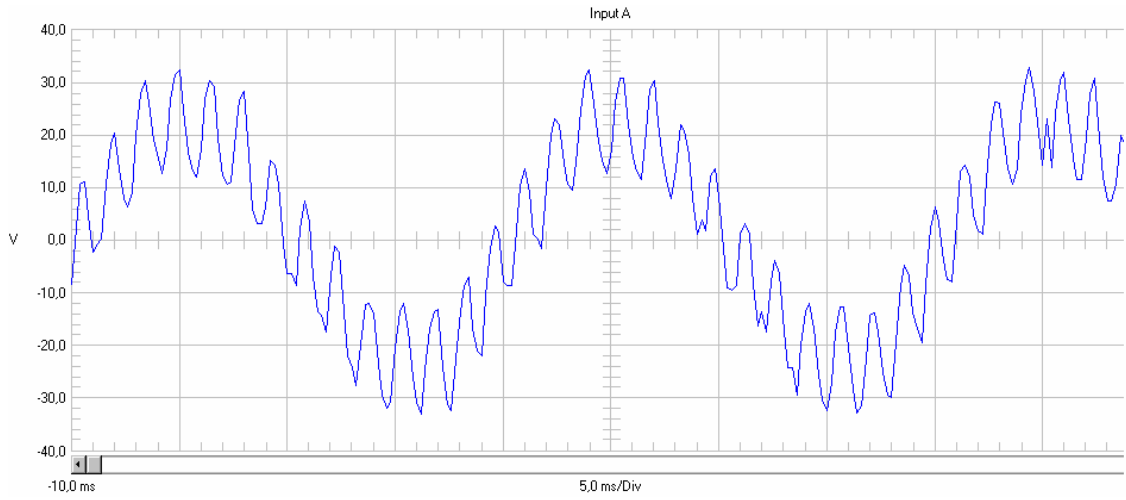


Şekil 3. 41 Histeriziz İnvörtör Devresi

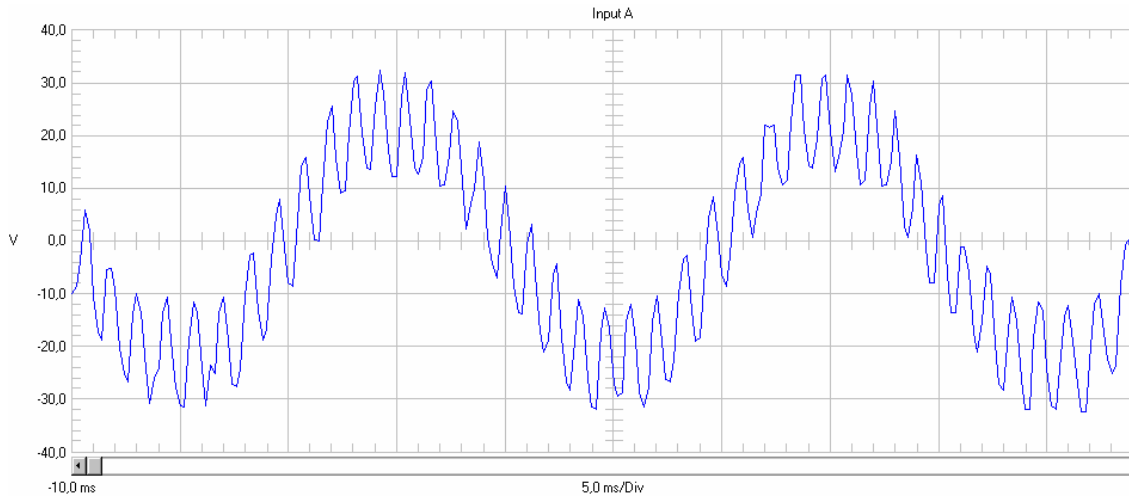
Şekil 3.42 de ise gerçekleştirilen histerizis devresi çalışırken yük üzerinde oluşan gerilimin osiloskop yardımıyla alınan dalga şekilleri gösterilmiştir.



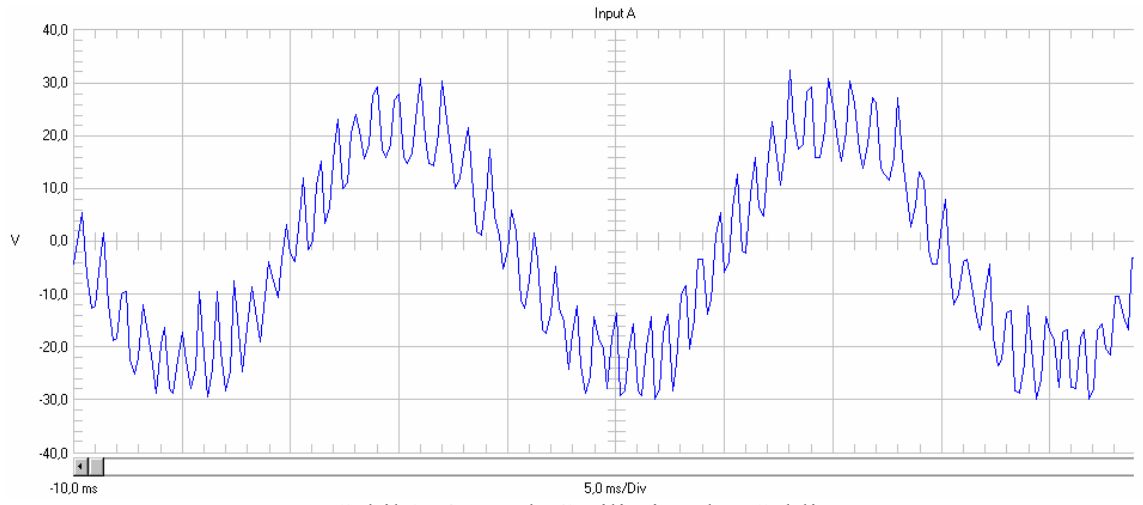
Şekil 3. 42 Yük Gerilimi Dalga Şekli



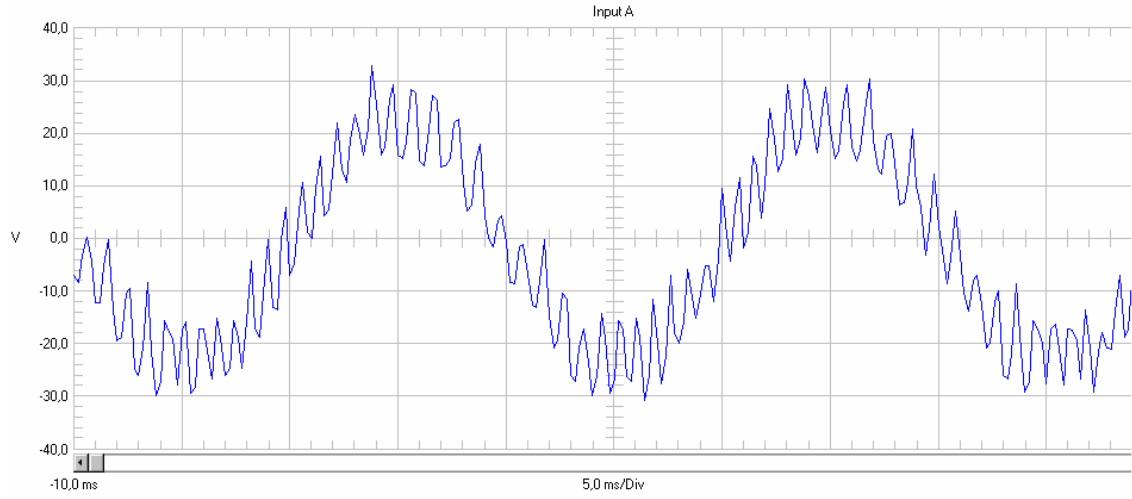
Şekil 3. 43 Yük Gerilimi Dalga Şekli



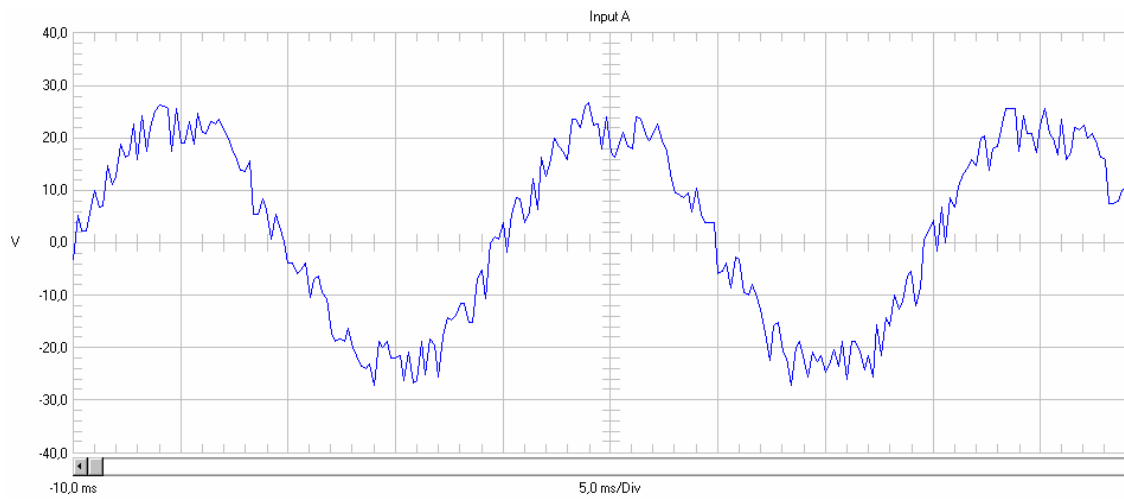
Şekil 3. 44 Yük Gerilimi Dalga Şekli



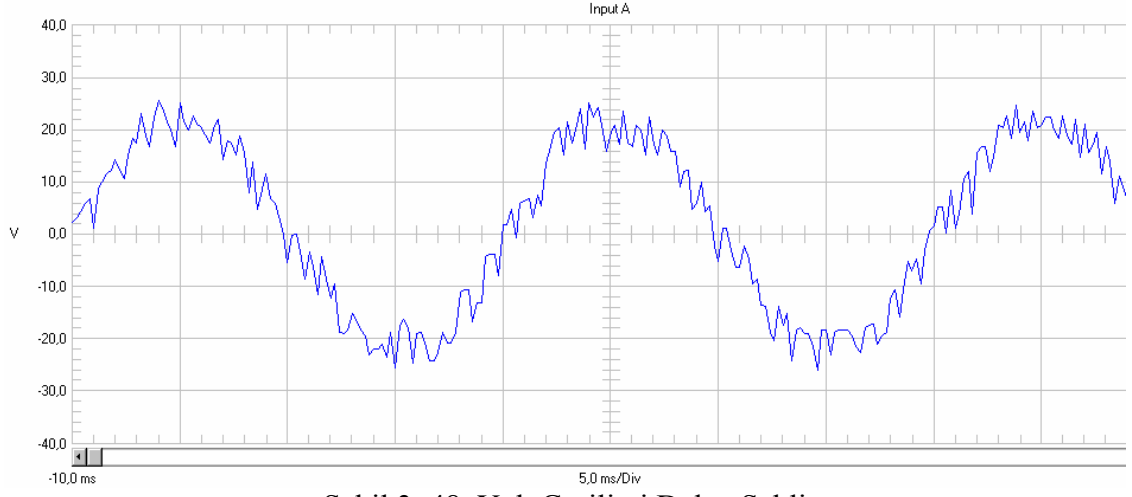
Şekil 3. 45 Yük Gerilimi Dalga Şekli



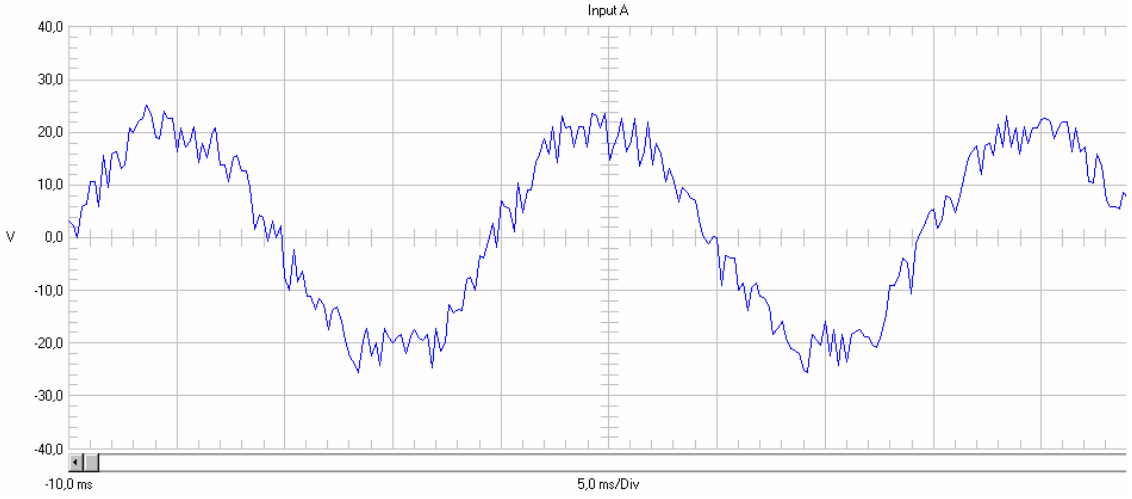
Şekil 3. 46 Yük Gerilimi Dalga Şekli



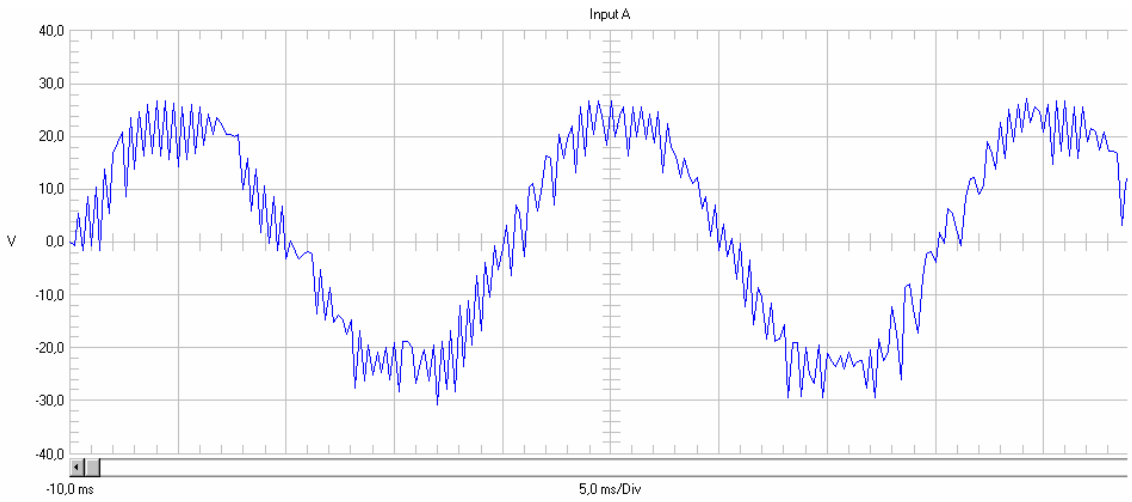
Şekil 3. 47 Yük Gerilimi Dalga Şekli



Şekil 3. 48 Yük Gerilimi Dalga Şekli



Şekil 3. 49 Yük Gerilimi Dalga Şekli

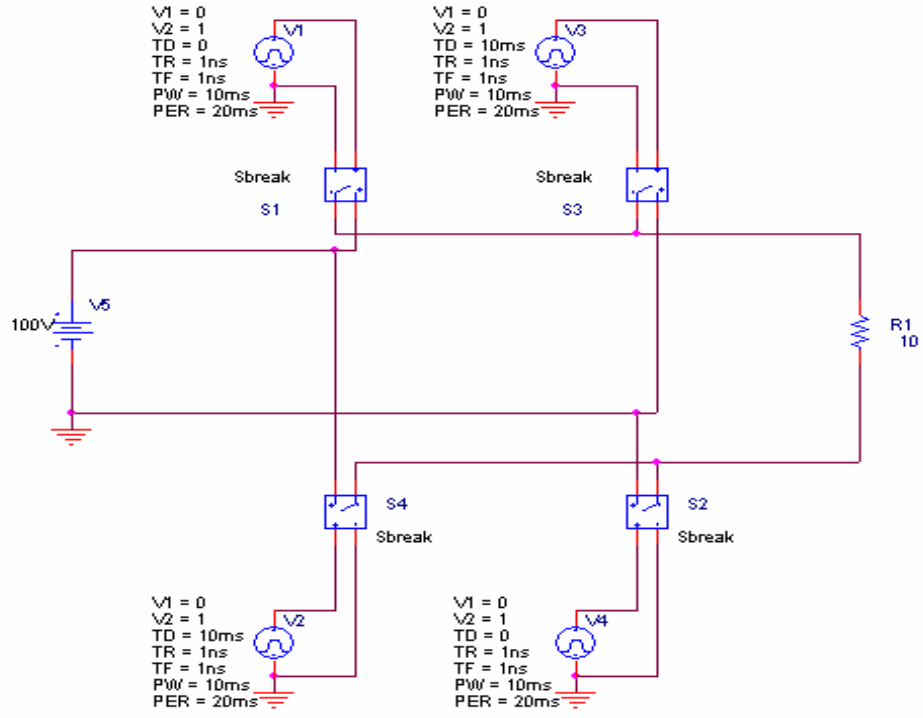


Şekil 3. 50 Yük Gerilimi Dalga Şekli

4. İNVERTÖRLER İÇİN AKTİF ve PASİF FİLTRE ÇIKIŞ GERİLİMLERİ KİYASLAMASI

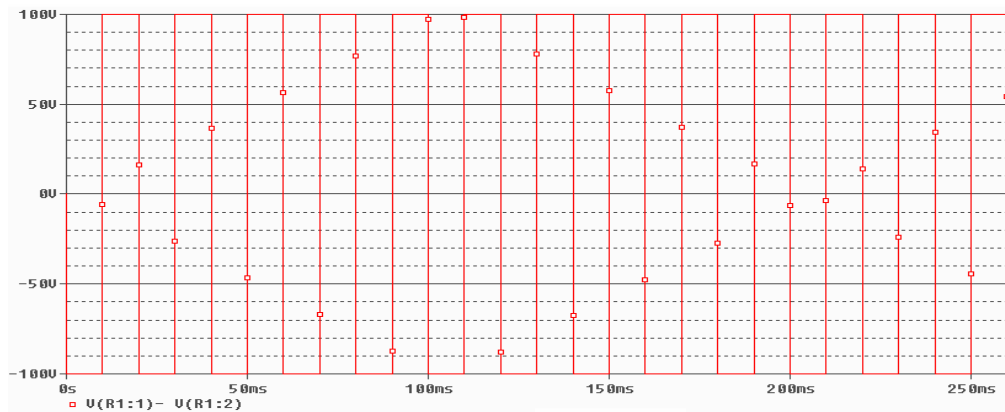
4.1. Kare Dalga Tam Köprü Montajlı İnvörtör için LC Pasif Çıkış Filtresi Dizaynı

Şekil 4. 1’de tam köprü montajlı kare dalga invörtör devresi verilmiştir.



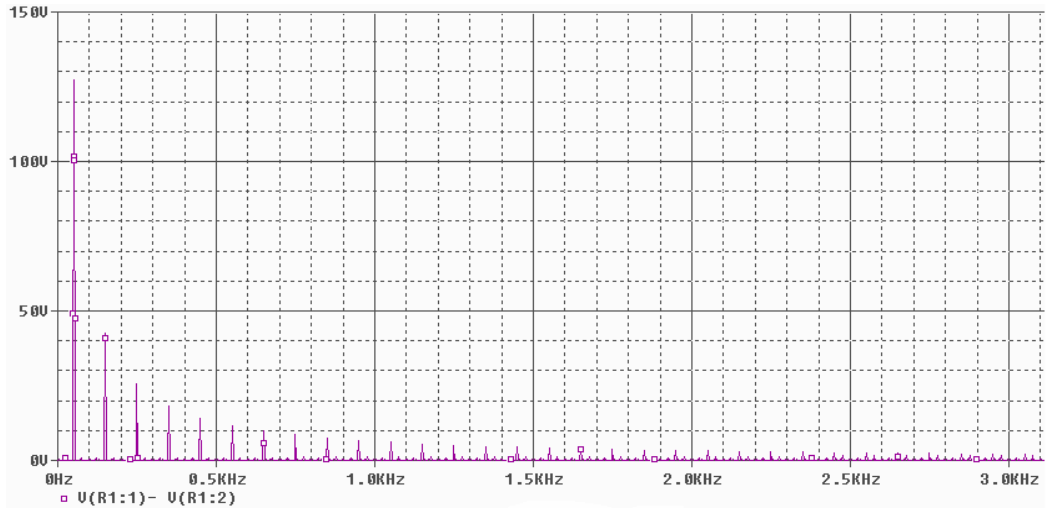
Şekil 4. 1 Tam Köprü Montajlı İnvörtör Devresi

Sekil 4. 1’deki devrenin çıkışındaki yük gerilimine bakılacak olursa;



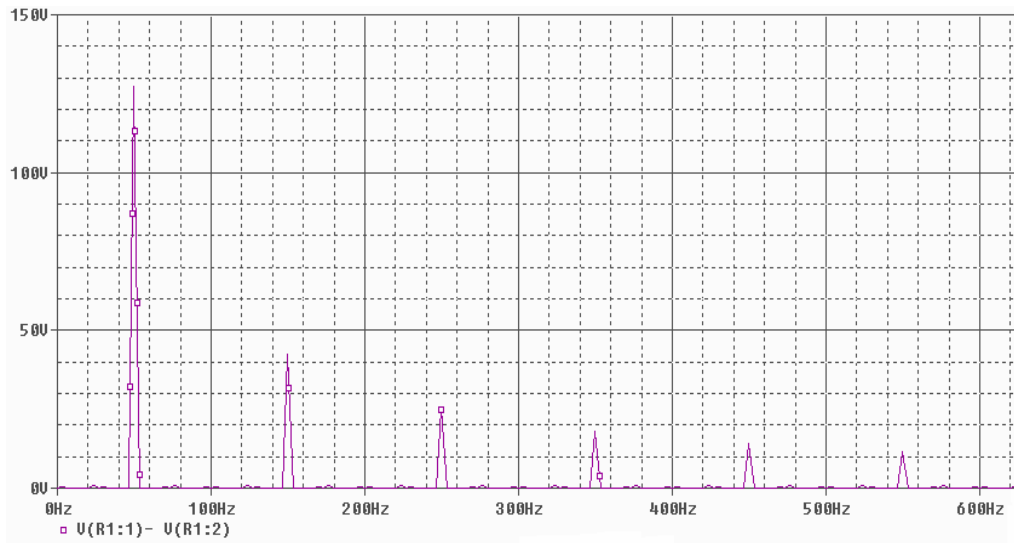
Şekil 4. 2 Yük Gerilimi Dalga Şekli

Şekil 4. 2'deki işaretin harmonik spektrumu incelenirse;



Şekil 4. 3 Yük Gerilimi Harmonik Spektrumu

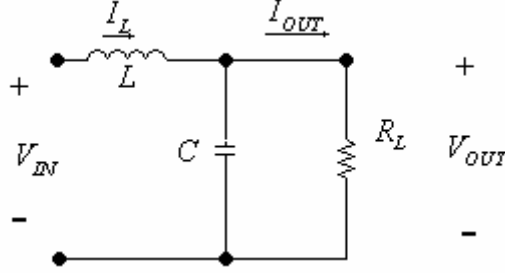
Düşük mertebeli harmonikleri Şekil 4. 4'de daha net şekilde gösterilmektedir.



Şekil 4. 4 Yük Gerilimi Harmonik Spektrumu

Şekil 4. 4'de görüldüğü üzere 50Hz'de ana bileşeni ve 50Hz 'in 3,5,7,... gibi tek katlı frekanslarında da yüksek mertebeden harmonikleri görülmektedir. Eğer sadece ana bileşeni görmek istiyorsak, çıkış yükünden önce bir LC filtre devresi yerleştirmek gerekir. Seçilecek olan pasif filtrenin elemanlarının değerini hesaplamak için önce kesim frekansının belirlenmesi gerekmektedir. Şekil 4. 4'de görüldüğü üzere ana bileşene en yakın olan bileşenler üçüncü ve beşinci harmoniklerdir. Bu harmonikler çıkış geriliminin sinüsoidal olarak görülmesini engellemektedir. Bu sebeple alçak geçiren filtrenin kesim frekansını bu harmoniklerin görüldüğü frekanslardan daha önde bir yerde seçilmesi gerekmektedir.

Çeşitli kesim frekansında alçak filtre tasarımı yapılarak ana devreye uygulanmıştır. Sonucunda saf sinüs dalga şekli elde edilmeye çalışılmıştır.



Şekil 4. 5 Alçak Geçiren LC Pasif Filtre Devresi

Şekildeki devrenin transfer fonksiyonu;

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{1}{1 + s\frac{L}{R_L} + s^2 LC}$$

olarak hesaplanmaktadır.

Eğer karalı hal için “s” yerine “j ω ” yazılacak olursa;

$$H(s)|_{s=j\omega} = \frac{1}{1 + j\omega\frac{L}{R_L} - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 + 2j\zeta\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}}$$

bulunur.

Bu denklemde $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ radyan cinsinden kesim frekansı, $\zeta = \frac{L}{2R_L\sqrt{LC}}$ damping faktörü olarak alınmıştır.

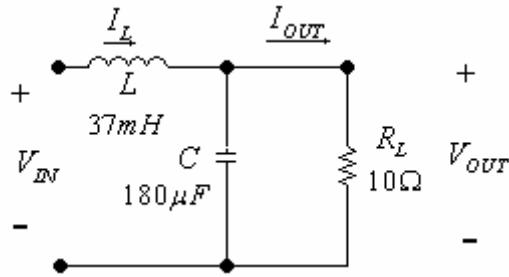
Damping faktörü $\zeta < 0.707$ alınmak suretiyle ikinci dereceden Butterworth alçak geçiren filtre için;

$$C = \frac{1}{\omega_o * R_L * \sqrt{2}}$$

$$L = \frac{\sqrt{2} * R_L}{\omega_o}$$

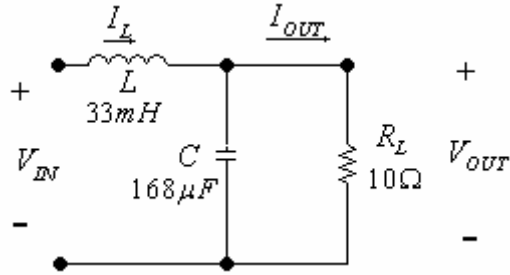
olarak belirlenmiştir. (Texas Instruments Application Report, 2006)

$f_c = 60\text{Hz}$ seçilirse;



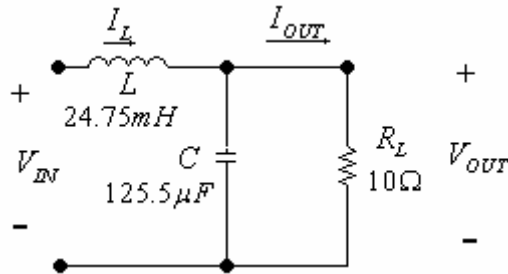
Şekil 4. 6 $f_c = 60\text{Hz}$ Seçilmesi Durumunda Alçak Geçiren Pasif Filtre

$f_c = 75\text{Hz}$ seçilirse;



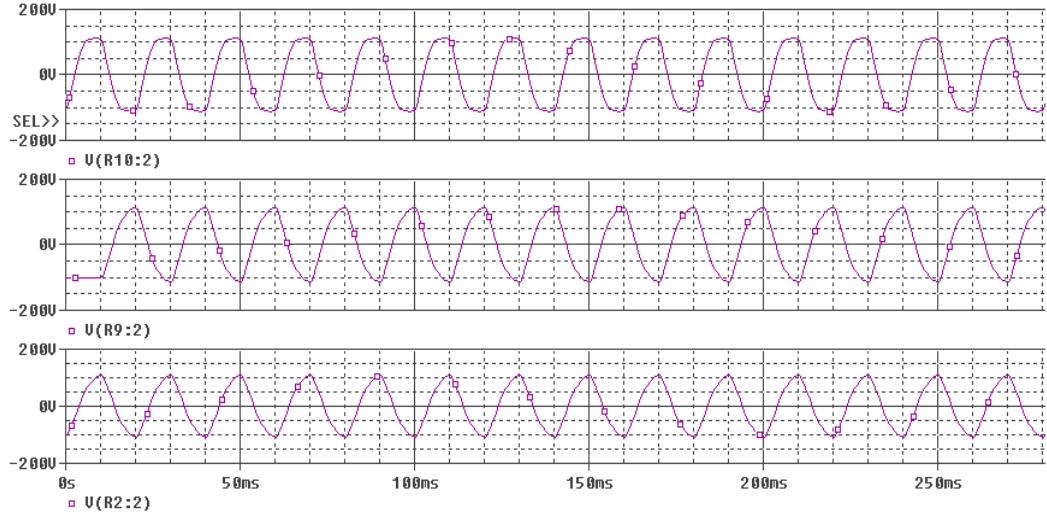
Şekil 4. 7 $f_c = 75\text{Hz}$ Seçilmesi Durumunda Alçak Geçiren Pasif Filtre

$f_c = 93.75\text{Hz}$ seçilirse;

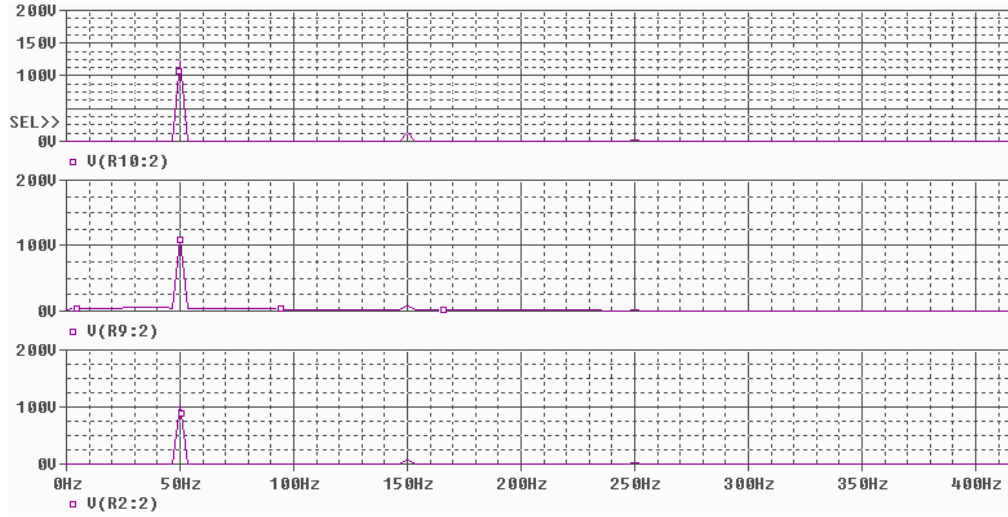


Şekil 4. 8 $f_c = 93.75\text{Hz}$ Seçilmesi Durumunda Alçak Geçiren Pasif Filtre

Şekil 4. 9 ve 4. 10'da aşağıdan yukarıya sırasıyla 60, 75 ve 93.7 Hz de kesim frekansı olan alçak filtrelerin devreye uygulanmasından sonra yük üzerindeki gerilim değişimi ve fourier analizi gösterilmiştir. Sonuç olarak 3. ve 5. harmonikler bastırılmış ve sinüsoidal gerilim elde edilmiştir. Kesim frekansı ne kadar büyürse, harmoniklerin etkisi artmaktadır ve böylece yük üzerindeki dalga şekli gittikçe kare dalgaya yaklaştığı görülmektedir.

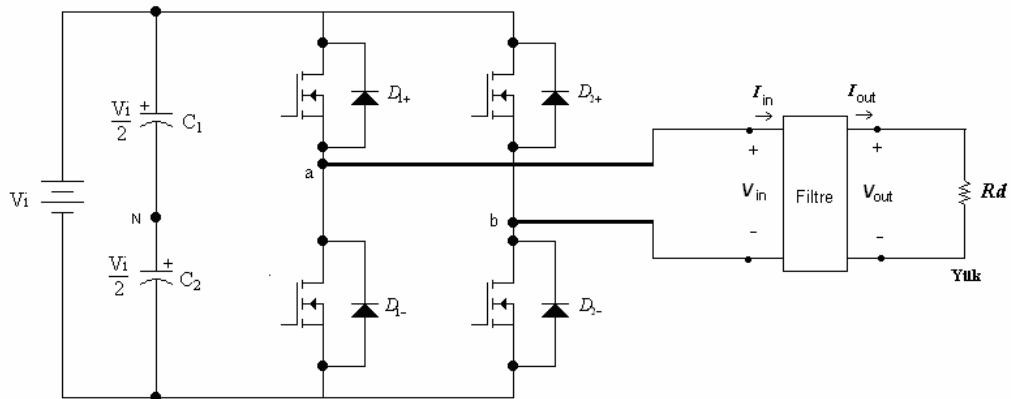


Şekil 4. 9 Pasif Filtre Çıkışı Yük Gerilimi



Şekil 4. 10 Pasif Filtre Çıkışı Yük Geriliminin Harmonik Spektrumu

4.2. Sinüsoidal PWM İnvörtör için Çıkış Filtresi



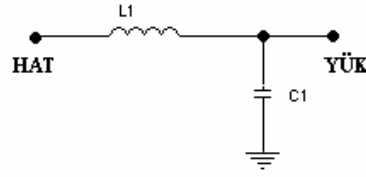
Şekil 4. 11 Çıkışına Pasif Filtre Eklenmiş Sinüsoidal PWM İnvörtör Devresi

Genel olarak filtre, girişteki frekans bileşenlerinden sadece istenen bileşenleri geçirmesi ve geri kalanlarını geçirmemesi için kullanılır.

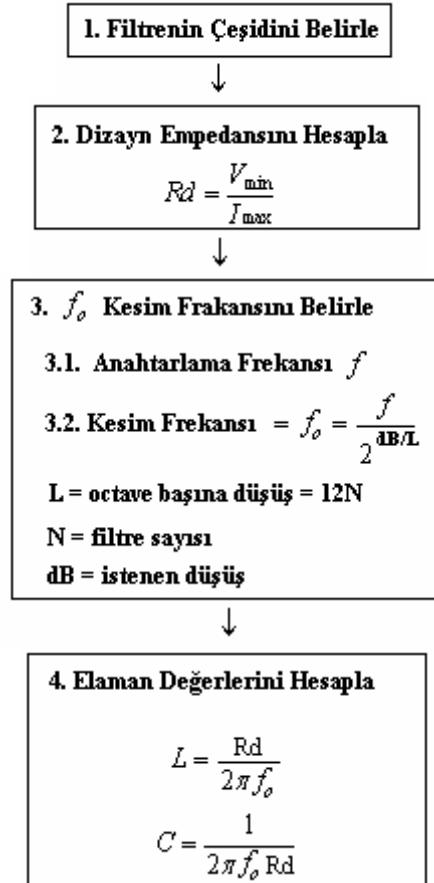
Transfer fonksiyonu $H(j\omega)$ filtrenin giriş ve çıkış gerilim ya da akımı ile bağıntılıdır. Eğer gerilimler dikkate alınacak olursa;

$$H(j\omega) = \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{in}} \quad H(j\omega) = \frac{1}{LC(j\omega)^2 + \frac{j\omega L}{R_d} + 1}$$

LC filtre tipi AC tek fazlılarda çok sıkça kullanılan bir filtredir. Çünkü sadece iki elemanla 20 db/decade sağlanabilmektedir. LC filtre eğer yükte anahtarlama varsa DC modunda en iyi şekilde çalışır. Çünkü büyük L (endüktans) DC kaynağı karşılar ve yüksek kaliteli büyük kapasite de anahtarlama frekansı için düşük çıkış empedansı sağlar.



Filtre dizaynı için ilk adım en iyi filtre tipini belirlemektir. İkinci adımda dizayn empedansı en düşük gerilim değerini en yüksek akım değerine bölerek hesaplanır. Üçüncü adımda kesim frekansının ne olması gerektiği bulunur. Dördüncü adımda da iki ve üçüncü adımda bulunan değerler sayesinde endüktans ve kapasite değerleri hesaplanır.



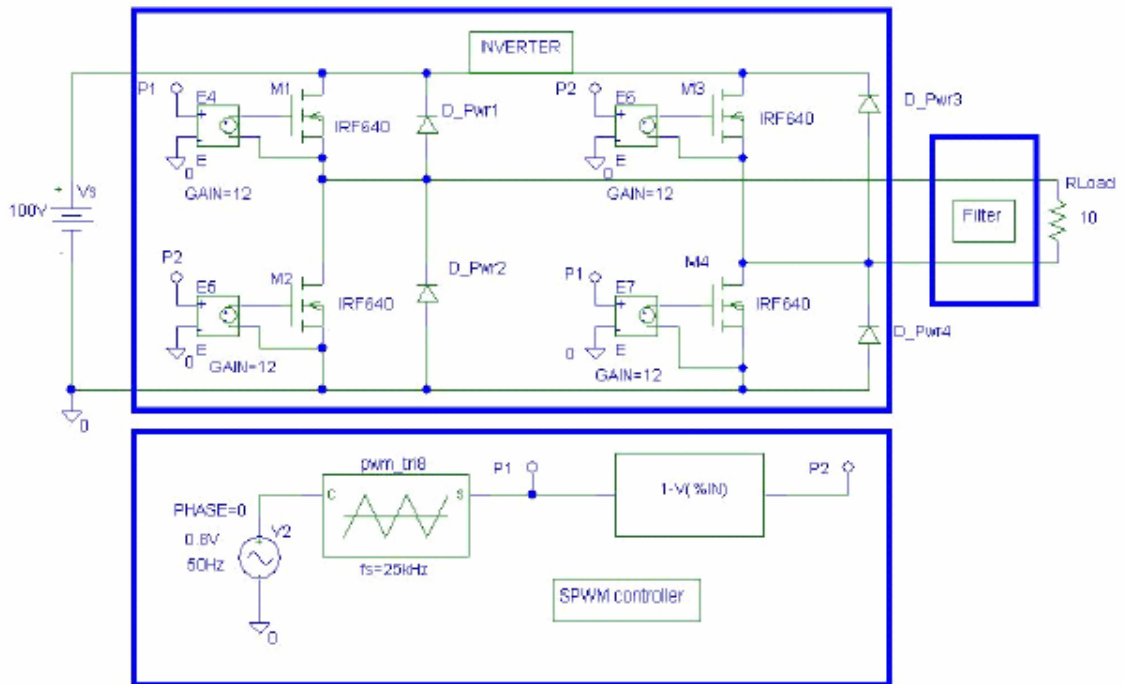
Eğer filtre dizaynına başlayacak olursak ilk önce V_{min} ve I_{max} değerlerini belirlemeliyiz.

$$V_{min}(V_o) = \sqrt{2} * m_a * V_{DC} = 0.707 * 0.8 * 100 = 56V$$

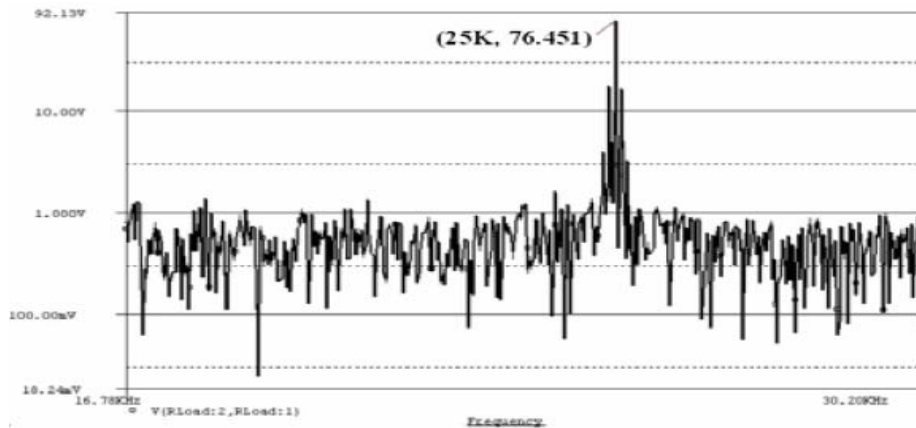
$$I_{max}(I_o) = 5.3A$$

$$R_d = 10\Omega$$

Örnek olarak Sinüsoidal PWM Tek Kutuplu gerilim anahtarlama invertör devresi için Pspice simülasyonu şekil 4. 12’de verilmiştir.



Şekil 4. 12 Sinüsoidal PWM Tek Kutuplu İnvörtör PSPICE Simülasyonu



Şekil 4. 13 Filtresiz İnvörtör Çıkış Gerilimi FFT

Şekil 4. 13’de görüldüğü üzere 25Khz’de V_o ’ın harmonik tepe değeri 76.45 voltuttur.

$20\log(V_o) = 20\log(76.45) = 37.66 \cong 38dB$ ve $N=2$ seçilmesi durumunda her bir filtre için $3dB$ ’lik düşüşü de ilave edersek toplam $44dB$ ’lik düşüş istenmiş olur.

Buradan kesim frekansı hesaplanacak olursa;

$$f_0 = \frac{f}{\frac{dB}{2^L}} = \frac{25*10^3}{\frac{44}{2^{24}}} \cong 7.2kHz$$

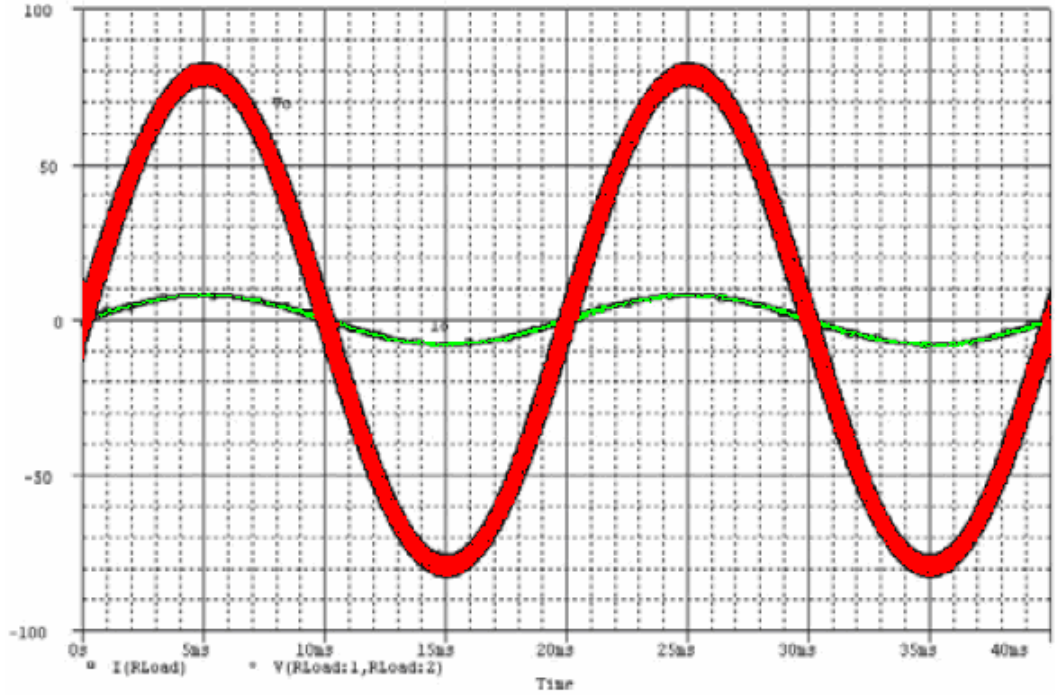
elde edilir.

Kesim frekansını belirlediğimize göre L ve C değerlerini de bulabiliriz.

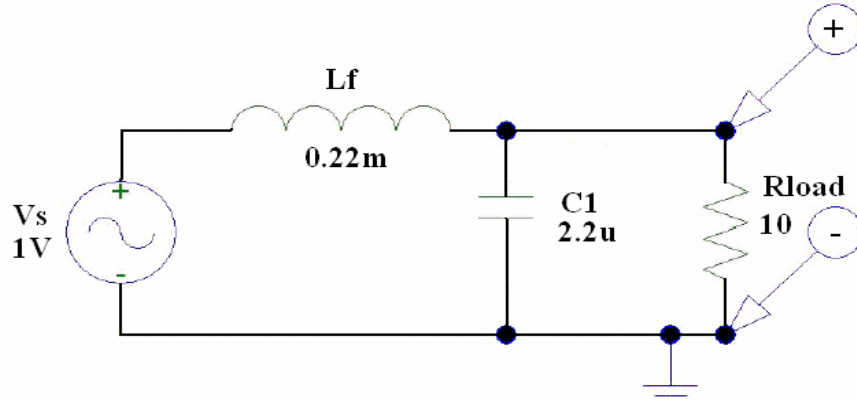
$$L = \frac{R_d}{2*\pi*f_0} = \frac{10}{2*\pi*7.2*10^3} = 0.22mH$$

$$C = \frac{1}{2*\pi*f_0*R_d} = \frac{1}{2*\pi*10*7.2*10^3} = 2.2\mu F$$

Çıkış gerilimi ve akımına kesim frekansı 7.2kHz deki filtre eklendikten sonra bakılacak olursa periyodu 20ms olan saf sinüs eğrisini elde edildiği görülmektedir.

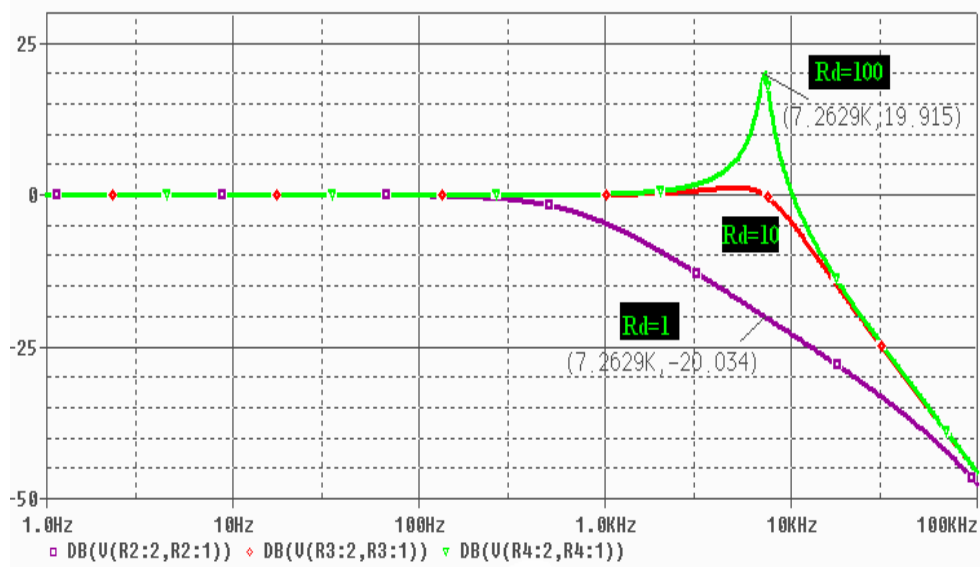


Şekil 4. 14 Pasif Filtreli Sinüsoidal PWM İnvertörün Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



Şekil 4. 15 Pasif Filtre AC Sweep Analizi

Dizayn edilen alçak geçiren filtrenin $f_0 = 7.2kHz$ kesim frekansında frekans cevabı Şekil 4. 16'da gösterilmektedir.



Şekil 4. 16 $f_0 = 7.2kHz$ de LC filtre Frekans Cevabı

5. SONUÇ

Bu çalışmada invertör çıkışındaki harmoniklerin analizi yapılarak bu harmoniklerin minimize edilmesine veya istenmeyen harmoniklerin yok edilmesi sağlanmıştır. Harmoniklerin azaltılması için invertör topolojisi ve çalışma tekniklerinden yararlanılmıştır. İntvertör çıkışındaki harmoniklerin etkisini belirten performans parametreleri belirtilerek farklı topolojiler için bu parametre değerleri hesaplanmıştır.

Aktif filtre olarak PWM (darbe genişlik modülasyonu) teknikleri kullanılarak anahtarlar sürülmüştür. Bu teknikte, komparatör devresine sokulan taşıyıcı ve referans dalgaların kıyaslanması sonucu ortaya çıkan komparatör çıkış gerilimi anahtarları sürmede kullanılmıştır. Böylece normal çalışma (kare dalga sürme) modunda çalışmaya kıyasla istenilen bazı harmoniklerin etkisinin azaltılması sağlanmıştır.

Tek fazlı PWM invertörler için anahtarların sürülme zamanları, invertör çıkış işaretindeki harmonikleri doğrudan etkilediği görülmüştür ve bu etkinin istenen derecede azaltmak için farklı modülasyon indeksleri göz önünde tutularak anahtarları sürme açıları hesaplanmıştır.

İstenmeyen harmoniklerden kurtulmanın başka bir yolu olarak kullanılan pasif LC filtresi, invertör çıkışı ile yük arasına konularak saf sinüsoidal dalga şekli elde edilmeye çalışılmıştır. Filtre dizaynı için seçim esasları ve eleman değerlerinin hesaplanma yöntemi sunulmuştur.

Pasif LC filtresini hem normal çalışma modunda (kare dalga sürme) hem de PWM tekniği kullanılan invertör devresi çıkışına konularak sinüsoidal yük dalga şekli elde edildiği görülmüştür.

50Hz 'de kare dalga ile anahtarlama invertör çıkışına konulan pasif LC filtrenin L ve C değerlerinin, PWM tekniği ile 25KHz'de anahtarlama yapılan invertörün çıkışına konulan pasif filtrenin L ve C değerlerine göre daha büyük olduğu görülmüştür. Ayrıca 25KHz anahtarlama yapılan bir invertör çıkışından komparatöre girilen 50Hz'lik referans sinüsoidal sinyalden dolayı aynı peryotta sinüsoidal dalga şekli elde edilebilmektedir. Pasif filtrenin de kullanılması ile aktif filtre ile elemine edilemeyen harmoniklerin yok edilmesi de mümkün olmaktadır.

Tablo 1’de bu tez çalışmasında incelenen; kare dalga, PWM, histeriziz invertör sürme tekniklerinin sonucunda çıkış geriliminde oluşan harmoniklerin eleminize edilmesinde kullanılan fitler çeşitleri, kullanıldıysa pasif filtre elemanları ve bunların sonucunda çıkış gerilimindeki harmonikler hakkında karşılaştırma sonuçları gözükmetedir.

Tablo 1 İnvörtör sürme tekniklerine göre çıkış gerilimi harmonikleri ve pasif filtre elemanları karşılaştırılması

İnvörtör Sürme Teknikleri	Filtre	Pasif Filtre Elemanları		Sonuç
		C	L	
KARE DALGA SÜRME	Yok	Yok	Yok	Çıkış gerilimi harmonikleri içermektedir
PWM SÜRME	Aktif Filtre	Yok	Yok	Çıkış gerilimindeki harmonikler elemine veya minimize edilebilir
KARE DALGA SÜRME	Pasif Filtre	Var	Var	L ve C değerleri büyük, istenilen harmonikler elemine edilebilir.
PWM SÜRME	Aktif + Pasif Filtre	Var	Var	L ve C değerleri küçük, istenilen harmonikler elemine edilebilir.
Histeriziz	Aktif + Pasif Filtre	Var	Yok	L yok ve C değeri küçük, çıkış geriliminde harmonikler yok

KAYNAKLAR

Akbay, S., Endüstriyel Elektronik

Bayram, H., Elektronik Devre Elemanları – Test Yöntemleri Devre Uygulamaları, Teknik Yayın evi

Deib., A.D., The Advantages of Harmonic-Distortion Minimization Over Traditional Harmonic-Elimination Techniques, Hill, IEEE Member.

Dixon, J. W., Ooi B.T. Ooi, (1989) “Series and parallel operation of hysteresis currentcontrolled PWM rectifiers,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 4, pp. 644-651

Ergeneli, A., Elektrikte Laplace Dönüşümü ve Fourier Analizi

Gülgün, R., Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniversitesi Yayını

Halasz, S., Gsonka, G., and Hassan, A., (1994) “Sinusoidal PWM techniques with additionalzero-sequence harmonics,” IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference, pp. 85-90

Harris Semiconductor, (1990), Linear Applications

Imaie, K., Ito, S., and Ueda, S., (1993), “PWM control method of multiple inverters for MAGLEV,” PCC-Yokohama’93. Pp. 55-60

Irwin, J.D., Power Electronics Handbook, Academic Press Series in Engineering, Auburn University Series Editor

Kamel, A. M., and Ortmeyer, T. H., (1989) “Harmonic reduction in single-phase inverter using a parallel operation technique,” IEEE Applied Power Electronics Conference.

Kamel, A.M., Ortmeyer, T.H., Harmonic Reduction in Single_Phase Inverter using a parallel operation Technique, IEEE

Kasikci, I., A New Method for Power Factor Correction and Harmonic Elimination in Power Systems

Kim, S.J., Sul, S., A Novel Filter Design for Suppression of High Voltage Gradient in Voltage-Fed PWM inverter

Mohan, N., Undeland, T.M., Power Electronics/Converters Applications and Design Second Edition

Nilson, W., Electric Circuits, Wesley Publishing

Texas Instruments Application Report, (2006), SLOA119 Class-D LC Filter Design

Welis, R., Nee, B.M., Champman, P.L., Chapman, P.T. Krein Optimal Harmonic Elimination Control

İNTERNET KAYNAKLARI

<http://www.circuitsforsale.com>

<http://www.ieee.com>

<http://www.kitsuta.com>

<http://www.ti.com>

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 30.01.1982

Doğum yeri Konya

Lise 1996-1999 Elbistan Anadolu Lisesi

Lisans 1999-2003 Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fak.
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2003-2006 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği.
Elektronik Anabilim Dalı

Çalıştığı kurumlar

2003-2005 Datakom Elektronik A.Ş.
2005-Devam Ediyor NORTEL NETAŞ