

**YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MOTORUN HIZINI PWM İLE KONTROL ETMEK
ÜZERE MİKRODENETLEYİCİLİ BİR İNVERTER
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE ÖLÜ ZAMANIN GERİLİM İLE
AKIM ÜZERİNE ETKİSİNİN İNCELENMESİ**

DOKTORA TEZİ

Y.Müh. Gülderen YILDIRMAZ

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

İSTANBUL-1992

İ Ç İ N D E K İ L E R

SAYFA NO

SEMBOL LİSTESİ	I
ÖNSÖZ	iv
ÖZET	v
SUMMARY	vi
1. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) İnverterler	1
1.1. Kare Dalga PWM	2
1.2. Sinüsoidal PWM	6
1.3. Üçgen Dalga Modülasyonu PWM.	12
1.4. Akım Kontrollü PWM	13
1.5. Programlanmış PWM	15
1.6. Model Referans Adaptif PWM	19
1.7. Üçüncü Harmonik Katılmış PWM	22
1.8. Mikrobilgisayarlarla Gerçekleştirilen PWM	25
1.9. Uygulama Devresinde Kullanılan, Mikrodenetleyiciyle Gerçekleştirilen PWM	26
1.10. PWM İnverterlerde Ölü Zamanının Etkisi	29
2. Uygulama Devresi Elemanları	36
2.1. Darbe Genişlik Modülatörü	36
2.2. Mikrodenetleyici	39
2.2.1. Genel Özellikleri	39
2.2.2. 8031/8051/8751 Mikrodenetleyici Ailesi	39
2.2.3. 8031'deki Sayıcılar	39

2.2.4. Seri Kapı Giriş Çıkışları	42
2.2.5. Kesme Denetimi	42
2.2.6. Merkezi İşlem Birimi	43
2.2.7. Paralel Giriş/Çıkış Kapıları	46
2.3. Güç MOSFET'leri	47
2.3.1. Giriş	47
2.3.2. Şarj Transfer Karakteristikleri	47
2.3.3. Anahtarlama Süresinin Hesabı	51
2.3.4. MOSFET'in Çalışma Sınırları	52
2.3.4.1. MOSFET'lerin Isı Modeli	52
2.3.4.2. MOSFET'teki Güç Kayıpları	55
1. Anahtarlama Kayıpları	55
2. Kapı Sürme Kayıpları	57
3. Drain-Source Kaçak Akım Kayıpları	57
4. Ters Akım Diyodu Kayıpları	58
5. İletim Kayıpları	59
2.3.5. Güvenli Çalışma Bölgesi	59
3. Uygulama Devresi	60
3.1. Program	60
3.2. Güç MOSFET'lerini Sürme Devresi	72
3.3. MOSFET'te Güç Kaybı Hesapları	74
3.4. Motorun Eşdeğer Devresine Ait Parametrelerinin Hesabı ve Daire Diyagramının Çıkarılması	76
3.5. Ölü Zamanın Uygulama Devresi Üzerinde İncelenmesi ve Alınan Sonuçlar	79

3.5.1. İnverterdeki MOSFET ve Ters Akım Diyotlarının İletim Yönlerinin İncelenmesi	79
3.5.2. Uygulama Devresinde Ölü Zamanın Çıkış Geriliminde Meydana Getirdiği Değişimin İncelenmesi	82
4. Sonuç ve Değerlendirme	101
YARARLANILAN KAYNAKLAR	105
ÖZGEÇMİŞ	108

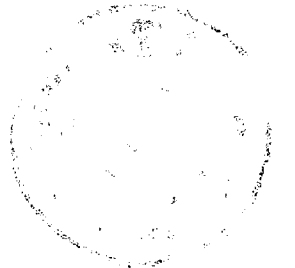


SEMBOL LİSTESİ

$\frac{di}{dt}$	Akım yükselme hızı
$\frac{dv}{dt}$	Gerilim yükselme hızı
V_c	Üçgen taşıyıcı dalga gerilimi, karşı gerilim
V_R	Referans dalga gerilimi
V_D	Doğru gerilim
p	Taşıyıcı oranı
M	Modülasyon indeksi
V_A, V_B, V_C	İnverter uç gerilimleri
V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}	Fazlar arası gerilimler
V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	Faz yıldız noktası gerilimleri
k	Harmonik derecesi
V_{1max}	Ana dalganın genliği
V_k	Harmonik gerilimin genliği
V_F	Referans sinüs dalga üzerine bindirilmiş üçgen dalga gerilimi, MOSFET'in ters akım diyodundaki gerilim düşümü
a_n, b_n	Furye katsayıları
E_A, E_B, E_C	Zıt elektromotor kuvvet
d_A, d_B, d_C	Darbe oran faktörleri
P_t	Üç fazlı PWM inverterin eşdeğer devresindeki r direncinde, darbe akımlarının neden olduğu kayıp güç.
T_d	Ölü zaman
Δe	Bir darbenin sapma miktarı
ΔV	Bir yarım peryottaki ortalama gerilim sapması
ϕ	Gerilim ile akım arasındaki faz farkı
η	Normalize gerilim sapması
W	MOSFET'in miller etkili giriş kapasitesinin şarj enerjisi
C_{in}	Miller etkili giriş kapasitesi

I_D	Drain akımı
V_{DS}	Drain-Source gerilimi
V_{GS}	Gate-Source gerilimi
A_v	Gerilim kazancı
C_{iss}	Giriş kapasitesi
C_{oss}	Çıkış kapasitesi
C_{res}	Ters transfer kapasitesi
t_r	Yükselme süresi
t_f	Düşme süresi
R_{gen}	Kaynak direnci
$t_{d(off)}$	İletimden çıkma gecikmesi
V_{nr}	Normalleştirilmiş inventer çıkış gerilimi
$R_{\theta JC}$	Jonksiyondan gövdeye termik direnç
$R_{\theta CS}$	Gövdeden soğutucuya termik direnç
$R_{\theta SA}$	Soğutucudan ortama termik direnç
C_A, C_B, C_C	Termik kapasiteler
t_s	Anahtarlama süresi
Q_g	Kapı şarj yükü
I_{RD}	MOSFET'in ters akım diyodunun akımı
$R_{DS(on)}$	MOSFET'in iletimdeki direnci
$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$	Anahtarlama açıları
I_A, I_B, I_C	Faz akımları
A_w	PWM darbe genişliği
$t_{d(on)}$	MOSFET'in iletime girme süresi
V_g	Kapı gerilimi
s	Kayma
P_{so}	Motorun başta çalışma gücü
R_s	Faz başına stator direnci
I_γ	Demir kayıplarına tekabül eden akım
I_μ	Mıknatıslanma akımı
R_{Fe}	Demir kayıplarına tekabül eden direnç
$\frac{3}{2} X_{sh}$	Faz başına motor mıknatıslanma reaktansı

$\frac{3}{2} X_{sl}$	Faz başına stator reaktansı
$\frac{3}{2} X'_{rl}$	Faz başına stotara indirgenmiş rotor reaktansı
R'_r	Statora indirgenmiş rotor direnci
V_s	Stator faz gerilimi
T_j	Jonksiyon sıcaklığı
T_c	Gövde sıcaklığı
T_s	Soğutucu sıcaklığı
T_A	Ortam sıcaklığı
P_T	Toplam kayıp güç
P_S	Anahtarlama kayıpları
P_G	Kapı kayıpları
P_L	Drain-source arası kaçak akımların neden olduğu kayıplar
P_D	Ters akım diyodunun iletim durumundaki kayıpları
P_C	İletim kayıpları
P_{GT}	MOSFET'in kapı devresi toplam sürme kayıpları
$V_{G1} , V_{G2} , \dots , V_{G6}$	MOSFET'lerin kapılarına uygulanan gerilim
S	Bir peryottaki sentez noktası sayısı
N_n	Her bir sentez aralığındaki eşit genişlikli darbe sayısı
f_T	İnverter çıkışındaki sinüs dalga frekansı
f_s	Anahtarlama frekansı



ÖNSÖZ

Tez çalışmalarım esnasında beni teşvik eden ve yönlendiren sayın tez yöneticisi ve hocam Prof. Remzi GÜLGÜN'e şükranlarımı sunarım.

Ayrıca, laboratuvar çalışmam esnasında, gerekli malzemelerin temini konusunda yardımlarını esirgemeyen Sn. Prof. Tahir ŞİŞMAN, Sn. Cengiz KARAOSMANOĞLU ve Sn. Mehmet ERGENÇ ve eşim Fuat YILDIRMAZ'a teşekkür ederim.

Yük. Müh. Gülderen YILDIRMAZ



ÖZET

Kısa devre rotorlu asenkron motorların devir ayarında birçok yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden birisi de darbe genişlik modülasyonu (PWM)'dir. Bu yöntemin uygulanmasında mikrodenetleyiciden yararlanılmıştır. Mikrodenetleyici, donanım bakımından avantaj sağlamasına karşın, programların assembler dilinde yazılması, program yazılımını güçleştirmektedir. Planlanarak gerçekleştirilen deney setinde, 4 Hz gibi çok düşük frekanslardan başlanarak 55 Hz'e kadar çıkılmıştır. Anahtarlama frekansı ve örnekleme periyodu yüksek tutularak düzgün bir sinüs akımı elde edilmesi planlanmıştır. Bir köprüye ait üst ve alt kolların aynı anda iletimde kalmalarını engellemek için bırakılan ölü zamanın etkisi üzerinde durulmuştur. 4Hz ile 31 Hz arasındaki çalışma frekanslarında ölü zamanın motor uç gerilimine ve faz akımına olan etkileri incelenmiştir. Teorik olarak elde edilen sonuçlar, deneyde elde edilen değişimlerle kıyaslanmıştır.



SUMMARY

Many methods are used for the speed control of squirrel cage motors. One of them is the Pulse Width Modulation (PWM) method. In present work, this method was employed using a microcontroller. Although the microcontroller offers advantages in respect of hardware, writing the programmes in the assembler language entails software difficulties. During the laboratory work, the frequency was changed from a value as low as 4 Hz to 55 Hz. It was intended to obtain a smooth sinusoidal current, by keeping the switching frequency and the number of sampling periods high. Emphasis was placed on the effects of the dead time which is incorporated to prevent the upper and lower branches of the inverter bridge from becoming conductive simultaneously. The effects of the dead time upon the motor terminal voltage and phase current in operating frequencies between 4 Hz and 31 Hz was analysed. Theoretical results were compared with those obtained in the laboratory.

1. Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) İnverterler

Giriş

Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM), güç inverterlerinin elektronik anahtarlama ile kontrolunda geniş bir uygulama alanı bulmaktadır. PWM, temel elektronik devre elemanlarıyla gerçekleştirildiği gibi, son yıllarda gelişme gösteren mikroişlemciler yardımıyla da gerçekleştirilmektedir. Mikroişlemcilerin kullanılmaya başlandığı ilk yıllarda referans sinyali mikroişlemciden sağlanıp, operasyonel amplifikatörlü bir devreyle elde edilen taşıyıcı sinyali ile karşılaştırılarak PWM sinyali elde edilirdi. Daha sonraki gelişmelerde, PWM sinyallerinin açıları, daha önceden hesaplanıp bir hafıza elemanında toplandı ve mikroişlemci yardımıyla da PWM sinyalleri elde edildi. Mikroişlemcilerin hızlarının çok fazla artmasıyla bu hesaplama işlemi aynı anda yapılarak (on-line) PWM sinyalleri elde edilmeye başlandı.

PWM inverterlerde gerilim kontrolü, inverter çıkışındaki gerilimi, dalga şekli değiştirilmek suretiyle yapılmaktadır. Dolayısıyla inverterin beslenmesi için girişinde kontrollü bir doğrultucuya gerek duyulmamaktadır. PWM inverterlerde, anahtarlama hızları yüksek olan güç Transistörleri, güç MOSFET'leri, SIT, IGBT, MCT, SITH gibi anahtarlama elemanları kullanılmaktadır. Yüksek güçlü inverterlerde ise Tristör ve GTO'lar kullanılmaktadır. Ancak bu devre elemanlarıyla elde edilebilen anahtarlama hızları oldukça düşüktür. Son zamanlarda MCT ve SITH anahtarlama elemanları geliştirilmiştir. Bunlardan MCT , aynı tristör gibi tetiklenir, kısa bir darbe ile ilettime girer ve çıkar. Yüksek anahtarlama hızları ve yüksek güçleri vardır. Anahtarlama hızı IGBT ile mukayese edilebilir. İletime girerken anot ile kapı arasına negatif bir gerilim uygulanır, iletimden çıkarken de pozitif bir gerilim uygulanır. SITH, aynı GTO gibi ilettime girer ve çıkar. Eğer SITH'in anoduna pozitif, kapısına herhangi bir gerilim uygulanmazsa aynı bir diyot gibi davranır ve akım geçirir. Eğer kapısı, katoda göre daha negatif yapılırsa, SITH iletimden çıkar. Anahtarlama hızları yüksek, di/dt , dV/dt oranları GTO'dan daha yüksektir [21].

PWM'de amaç darbelerin genişliğini değiştirmek suretiyle çıkış ana dalgasının temel bileşenini değiştirmektir. Her yarım dalgada, çok

sayıda boşluk elde edilerek, başlıca anahtarlama harmoniklerinin frekansını yükseltmek suretiyle, motor endüktansının harmonik akımlarını sınırlaması sağlanır. Bilindiği gibi motor, aslında alçak geçiren bir filtre gibi davranır. Dolayısıyla yüksek frekanslı harmonik akımları motor devresinde etkili olmaz. Anahtarlama frekansının artması bu kez anahtarlama kayıplarının yükselmesine neden olur. Buna göre en uygun PWM yöntemini seçerken; Hem düşük dereceli harmonik akımları engellenmeli hem de anahtarlama kayıpları minimum yapılmalıdır. PWM konusundaki çalışmaların temelini bu optimizasyon araştırmaları oluşturmaktadır.

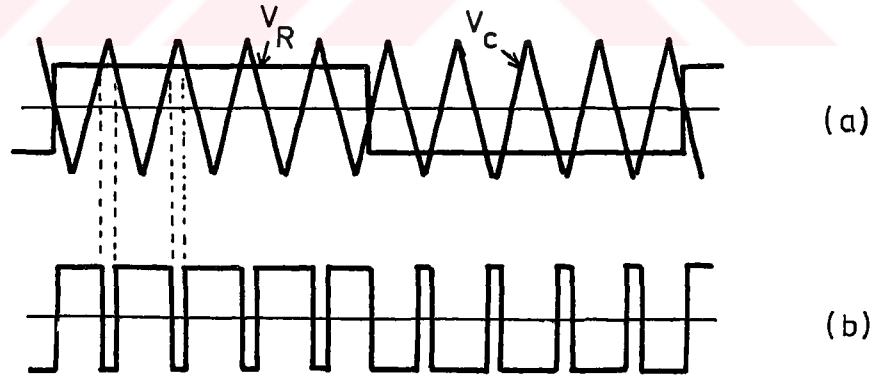
Üç fazlı bir inverterin çıkışı, dalga şekilleri birbirinin aynı olan ve aralarında 120° faz farkı bulunan PWM sinyallerinden meydana gelmelidir. Genel olarak PWM sinyalleri, yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga (V_c) ile düşük frekanslı modülasyon dalgası (V_R)'nin karşılaştırılmasından elde edilir. Referans dalga olarak kare dalga, trapez veya sinüs dalgası seçilebilir. Taşıyıcı dalganın frekansının, referans dalganın frekansına oranına, taşıyıcı oranı (p) denir. p üç fazlı sistemlerde üç veya üçün katları olmalıdır, böylece fazlar arası denge sağlanmış olur. Sinüs dalganın genliğinin, taşıyıcı dalganın genliğine oranına modülasyon indeksi (M) denir. Modülasyon indeksinin değiştirilmesiyle, çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği ayarlanır.

1.1. Kare Dalga PWM

Kare dalga PWM inverterlerde, kontrol devresinde yüksek frekanslı simetrik üçgen bir taşıyıcı dalga, istenen çıkış frekansındaki bir referans kare dalga ile karşılaştırılır. Bu iki dalganın karşılaştırılması esnasında kare dalga referans gerilimi V_R 'nin ani değeri, taşıyıcı dalga V_c 'yi aştığında komparatörün çıkışı (1) ve köprünün üstteki elemanı iletimde olacaktır. V_R gerilimi V_c 'den küçük olduğu zaman aralıklarında komparatörün çıkışı (0) ve alttaki eleman iletime geçecektir. Şekil.1.1.1.'de görüldüğü gibi komparatör çıkış gerilimi darbe genişlik modülasyonlu olacaktır. Güç yarı iletkenlerinin anahtarlama gecikmeleri ihmal edilirse, bu değişim aynı zamanda bir inverter kolunun çıkış gerilimini göstermektedir. Çıkış geriliminin frekansı, referans dalganın frekansı ile aynıdır. Bir peryottaki boşlukların sayısını taşıyıcı frekansın referans frekansına oranı belirler.

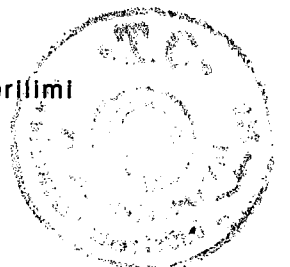


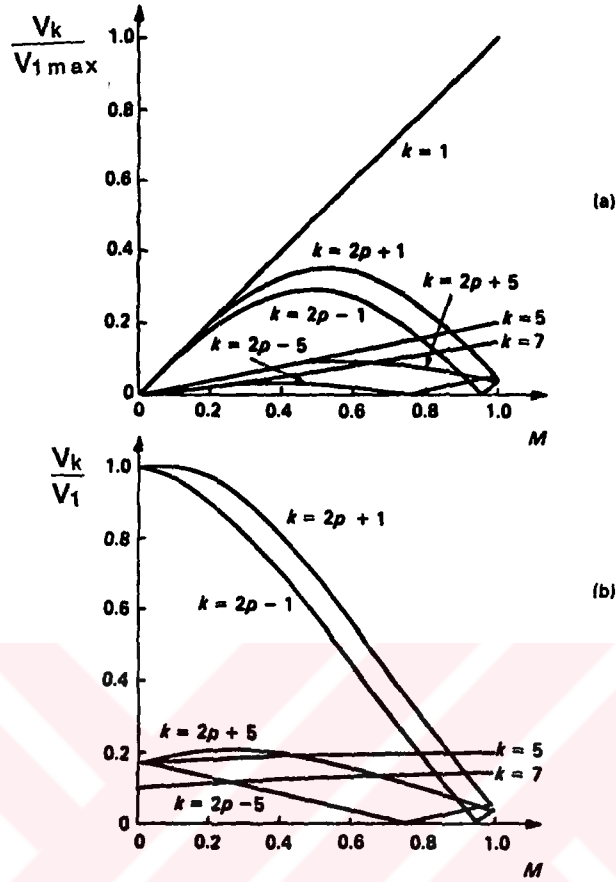
Üç fazlı inverterde her yarım köprünün aynı üçgen taşıyıcı ile beslenen ayrı bir komparatörü vardır. Üç fazlı dengeli bir sistem elde etmek için referans dalgalar arasında 120° faz farkı olması gerekir. Taşıyıcı dalga'nın genliği sabit tutularak, referans dalga'nın genliği değiştirilir. Bu amaçla M , $0 \leq M \leq 1$ sınırları arasında değiştirilir. $M > 1$ değerlerinde ise aşırı modülasyon meydana gelir ve inverter PWM çalışma modundan çıkar. Kare dalga PWM'de kare dalga'nın harmoniklerine ek olarak yüksek frekanslı anahtarlama harmonikleri de meydana gelmektedir. Üç fazlı inverterde, inverter çıkışında en etkili harmonik olan 3. harmonik, üç fazlı sistemin özelliğinden dolayı, yük tarafında meydana gelmez [1]. Çıkış geriliminde en etkili anahtarlama harmonikleri, taşıyıcı frekansının 2 katında, yan bandlar olarak kendini gösterir. Bu sebeple, gerilimin tek harmonik bileşenleri $k=2p \pm 1$ mertebesinde, $2p \pm 3$ mertebesindeki harmonikler inverter çıkış geriliminde mevcuttur, fakat üçle bölünebildikleri için yükte ortadan kalkarlar [1]. Örneğin $P=12$ olursa başlıca anahtarlama harmonikleri 23. ve 25. mertebededir. Daha az etkili harmonikler ise 19. ve 29. mertebededir.



Şekil 1.1.1. Kare dalga PWM'de: a) Komparatör giriş gerilimleri;

b) Köprünün bir koluna ait PWM çıkış gerilimi

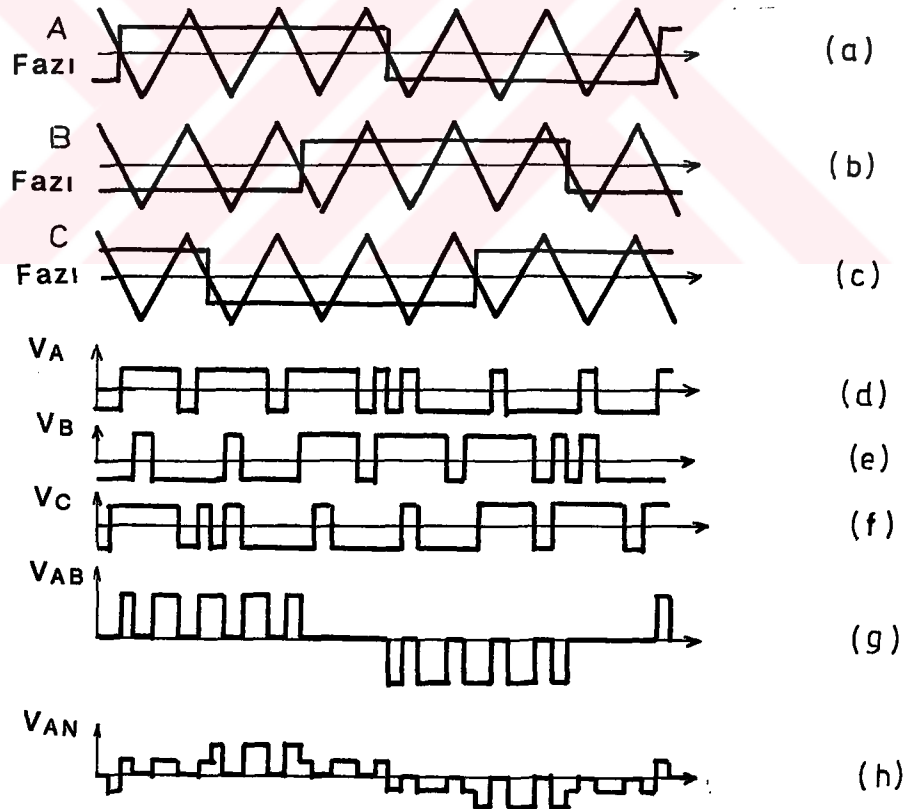




Şekil 1.1.2. Modülasyon indeksine bağlı olarak kare dalga PWM'deki harmonikler;
a) Harmonik genliğinin maksimum çıkış gerilimi genliğine göre bağlı değeri;
b) Harmonik genliğinin normal çıkış gerilimi genliğine göre bağlı değeri

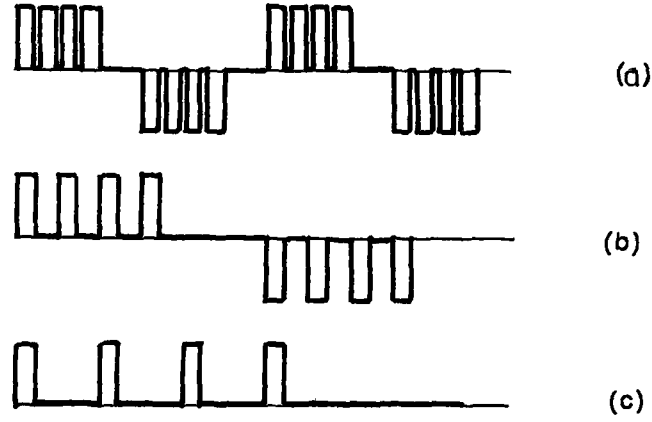
Şekil 1.1.2'de yüksek taşıyıcı oranlarında anahtarlama harmonikleri ve düşük mertebeden kare dalga harmonikleri görülmektedir. Harmonik genlikleri p 'den bağımsız olup sadece modülasyon indeksi M 'ye bağlıdır. Harmonik geriliminin genliği V_k , gerilim ana dalgasının maksimum değeri olan $V_{1\max}$ 'ın bağıl değeri cinsinden ifade edilmiştir. Ana dalga geriliminin genliği ile modülasyon indeksi arasında lineer bir ilişki bulunduğu Şekil 1.1.2.'den açıkça görülmektedir. M 'nin küçük değerlerinde, $2p \pm 1$ mertebesinde ağırlıklı anahtarlama harmonikleri, değer bakımından ana dalgaya yakındır. Bu da bağıl harmonik distorsiyonunun büyük olduğunu göstermektedir [1]. Bu durum Şekil 1.1.2.(b)deki normlaştırılmış eğrilerde daha açık olarak görülmektedir. burada belli bir dalga şeklindeki harmonik gerilimi V_k , ilgili ana dalga genliği V_1 'in bağıl değeri olarak ifade edilmiştir. M , 1'e yaklaştığında,

harmonikler $k=5,7,11,13, \dots (6n\pm1)$ mertebedeki 6 basamaklı dalga harmonikleri şeklinde görülür ve her harmoniğin genliği, ana dalga genliğinin $1/k$ 'sı kadardır. Kare dalga PWM'de kare dalganın harmoniklerine ek olarak anahtarlama harmonikleri meydana geldiğinden, harmonik içeriği artmıştır. Dolayısıyla motor kayıplarında bir artış meydana gelir. Ancak taşıyıcı oranı p 'nin yüksek olmasının avantajı, en etkili anahtarlama harmoniklerinin yüksek frekanslarda meydana gelmesidir. Zira ortaya çıkan yüksek frekanslı akım harmonikleri, motor endüktansından dolayı iyi süzülür. Yüksek taşıyıcı oranlarıyla bile harmonik içeriği, en iyi halde altı basamaklı dalganınkine yaklaşıp. Düşük devirlerde moment salınımları artar ve alçak hızlarda motor mili düzensiz bir şekilde döner. İnverter'i sabit gerilim/frekans oranıyla çalıştırmak için; Referans geriliminin frekansı ile beraber taşıyıcı dalganın frekansının da aynı anda değiştirilmesi gerekir. Her iki dalganın tek bir referans osilatöründen elde edilmesiyle bu şartlar sağlanır.



Şekil 1.1.3. Üç fazlı kare dalga PWM Inverterin gerilim dalga şekilleri;

(a),(b),(c) komparatör giriş gerilimleri, (d),(e),(f) Inverterin uç gerilimleri,
(g) ac hat gerilimi, (h) faz-yıldız noktası gerilimi



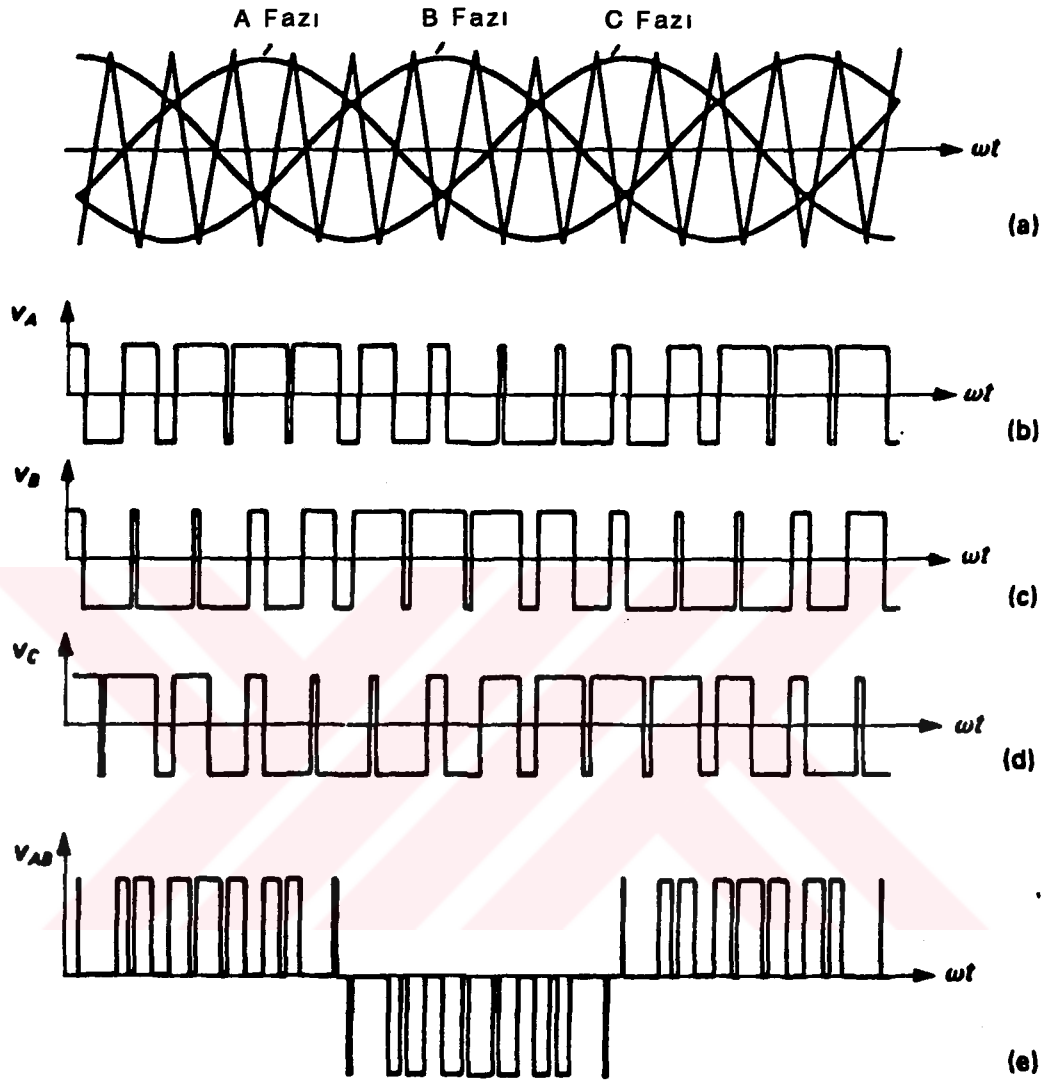
Şekil 1.1.4. Frekansla çıkış geriliminin değiştirilmesi;

(a) Nominal frekansta; (b) $\frac{f_n}{2}$ frekansta; (c) $\frac{f_n}{4}$ frekansta.

Şekil 1.1.4.'de gerilim/frekans oranı sabit tutularak frekansla hat gerilimi dalga şeklinin değiştirilme yöntemi görülmektedir. Modülasyon indeksinin takribi 1 ve frekansın nominal değeri için, çıkış gerilimi altı basamaklı dalga şekline yaklaşır. Nominal frekansın altında gerilim darbeleri birbirinden uzaklaşır. Fakat darbe süresi, yukarıda açıklandığı gibi, sabit gerilim/frekans oranı verecek şekilde sabittir. Düşük frekanslarda modülasyon indeksi küçüktür ve darbeler birbirinden uzaklaşmıştır. Bu durum yüksek harmonik distorsiyonuna sebep olur. Düşük frekanslarda motor endüktansı, akım dalga şeklinin düzeltilmesinde daha az etkili olur ve ana dalga frekansı azaltıldığında, taşıyıcı oranı kademe kademe yükseltilerek, taşıyıcı dalgaya bağlı harmoniklerin mertebesinin de yükseltilmesi gerekir. Eğer gerekirse düşük frekanslarda, modülasyon indeksini arttırmak suretiyle, gerilim/frekans oranı arttırılmalıdır.

1.2. Sinüsoidal PWM

Referans dalga olarak, kare dalga yerine, sinüsoidal bir dalga kullanılır ve üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılırsa sinüsoidal PWM elde edilir.



Şekil 1.2.1. Üç fazlı sinüsoidal PWM inverter; (a) komparatör giriş gerilimleri, (b), (c), (d) köprünün bir kolunun uç gerilimi, (e) fazlar arası gerilim

Şekil 1.2.1.'de taşıyıcı oranının 9 ve modülasyon indeksinin 1 olması halinde V_A, V_B, V_C uç gerilimleri ve fazlar arası gerilimler, V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} 'nin değişimi verilmiştir. Ac motor kontrolünde kullanılan bir sinüs dalga PWM inverterin değişken frekansla çalıştırılabilmesi için ayarlanabilir genlik ve frekanslı üç fazlı sinüs dalga referans gerilimine

ihtiyaç vardır. Eğer motor çok düşük hızlarda da çalıştırılırsa, sıfıra kadar düşük frekansları verebilen bir referans osilatörü gereklidir. Böyle bir osilatörü, klasik devre elemanlarıyla elde etmek çok güçtür. Bu nedenle entegre devre teknolojisinin gelişmesiyle, sinüsoidal PWM'in gerçekleştirilmesi kolaylaşmıştır.

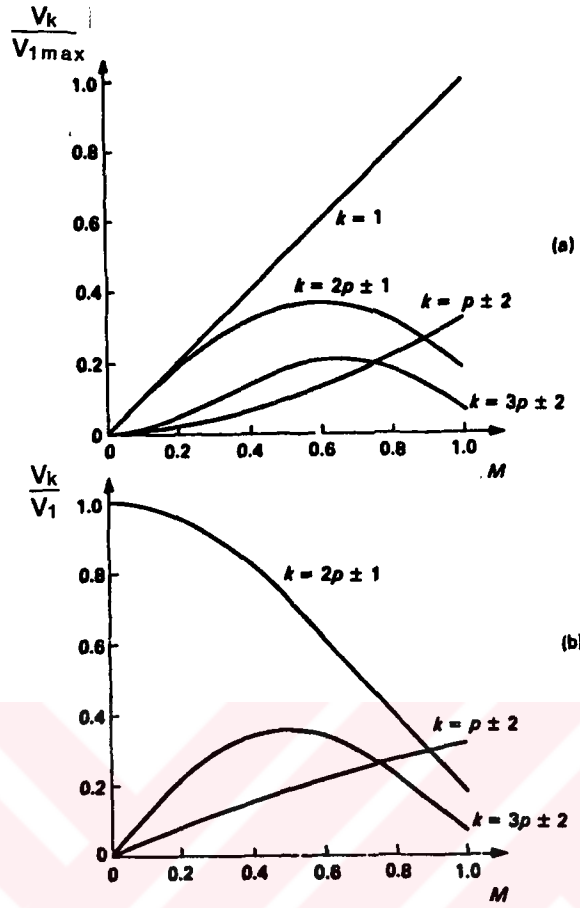
Büyük taşıyıcı oranlarındaki sinüsoidal PWM inverterde en etkili harmonikler yüksek mertebededir ve çıkış geriliminin dalga şekli oldukça düzgündür. Bu harmonikler, taşıyıcı frekansının mertebesinde oluşur. Çok düşük hızlarda bile düzgün bir motor dönüşü elde edilir. Zira istenmeyen düşük mertebeden harmonikler ve moment salınımları, sinüsoidal PWM'de ortadan kalkar.

Sinüsoidal PWM'de çıkış gerilimindeki en etkili harmonikler p taşıyıcı oranına bağlıdır. Bu harmonikleri, Fourier açılımı ile bulmak mümkündür. Fakat bu denklemlerin çözümü oldukça zordur ve uzun zaman alır. Bu denklemlerin bilgisayar yardımıyla çözümünden, harmonik mertebesi k için (1.2.1) genel formülü elde edilir [1].

$$k = n.p \pm m \quad (1.2.1)$$

k ifadesinde n taşıyıcı harmoniğinin, m . yan bandı tarif edilmektedir. n 'in çift değerleri için bir tek yan band spektrumu vardır. Zira n ve m her ikisi de çift olduğunda harmonik meydana gelmez. Örneğin; $n=2$ için uç geriliminin dalga şeklinde $2p \pm 1$, $2p \pm 3$, $2p \pm 5$ mertebeden harmonikler bulunur. Fakat harmoniğin genliği, M 'in artmasıyla hızla azalır. n 'in tek değerlerinde sadece çift yan band spektrumu bulunur. n ve m 'in tek olduğu durumda harmonik meydana gelmez. Bu nedenle $n=1$ için $p \pm 2$, $p \pm 4$ mertebeden harmonikler oluşur [1].





Şekil 1.2.2. Sinüsoidal PWM harmoniklerinin modülasyon indeksine bağlı değişimleri; (a) Harmonik genliğinin, temel bileşenin maksimum değerine göre bağıl değeri, (b) Harmonik genliğinin, temel bileşenin genliğine göre bağıl değeri.

Şekil 1.2.2.'de M 'ye bağlı olarak başlıca harmonik bileşenlerinin genlikleri verilmiştir. (a)'da ana dalganın maksimum genliği V_{1max} 'ın bağıl değeri olarak, harmonik genliği V_k , (b)'de ise normlaştırılmış harmonik gerilimi V_k/V_1 görülmektedir. Eğriler M nin 0 ile 1 arasındaki değerleri için çizilmiştir. Gerilim ana dalga genliği ile modülasyon indeksi arasında lineer bir ilişki olduğu açıkça görülmektedir. Yıldız bağlı bir yük için ana dalga faz-nötr geriliminin genliği;

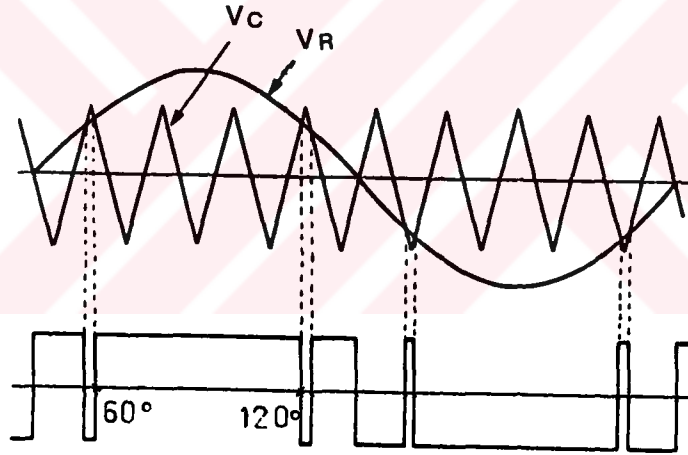
$$0 \leq M \leq 1 \quad \text{için} \quad V_1 = \frac{M \cdot V_d}{2} \quad (1.2.2)$$

olarak bulunur. Burada V_d inverter girişindeki doğru gerilimdir. Şekil 1.2.1.'den de görüldüğü gibi $2p \pm 1$ mertebeden harmonikler, M 'nin değerine göre etkili olur. Yine, $p \pm 2$ mertebeli harmoniklerde bu bölgede



etkilidir. Bu nedenle $p=15$ için esas harmonikler 29. ve 31. mertebeden, daha düşük harmonikler de 13. ve 17. mertebededir. En küçük genlikli harmonikler ise $p-2$ mertebededir.

Sinüsoidal PWM inverterin ana dalga çıkış gerilimi, M 'nin 1 yapılmasıyla maksimum değerine yükseltilir. Bu da kaynak geriliminin %78'ine eşittir. Buradan şu sonuç çıkarılabilir; Sinüsoidal PWM inverter planlanırken dc kaynak gerilimi büyük tutulmalıdır. dc kaynağı daha verimli kullanabilmek için bazı yöntemler geliştirilmiştir. Bunlardan bir tanesi de aşırı modülasyonlu sinüsoidal PWM'dir. Aşırı modülasyonlu sinüsoidal PWM'de, modülasyon indeksi 1'den büyük seçilir. Bu yöntemde, referans sinüs dalgasının ilk 60° ve son 60° 'lik kısımları üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır. 60° ile 120° arasında herhangi bir boşluk oluşmaz.



Şekil 1.2.3. Aşırı modülasyonlu sinüsoidal PWM'de; (a) komparator giriş gerilimleri, (b) PWM çıkışı

M 'nin çok fazla büyük tutulması durumunda, yanalarda bulunan darbelerde ortadan kalkar ve tam bir kare dalga haline döner. Modülasyon indeksinin 1'e yaklaştığı durumlarda referans sinüs dalgasının pozitif ve negatif tepelere yakın yerlerde anahtarlama aralığı oldukça azalır. Anahtarlama elemanının devreden çıkması için belli bir süre geçmesi gerekir. Bu süreden önce anahtarlama elemanına iletme

geçmesi yönünde bir darbe gelirse, köprü kolu üzerinde kısa devre meydana gelir. Anahtarlama süresinin, anahtarlama elemanının iletimden çıkma süresinden küçük olmaması gerekir. Tristörlü inverterlerde bu sürenin birkaç yüz mikro saniye olması gerekebilir. Fakat, güç MOSFET'leri, IGBT, SİT gibi anahtarlama elemanlarında bu süre çok kısadır.

Pratikte inverter kontrol devrelerinde, anahtarlama elemanının bu özelliğine göre, darbe kilitleme devresi ilave edilir. Böylece boşluk genişliklerinin önceden belirlenen bir minimum değerin altına inmesi engellenmiş olur.

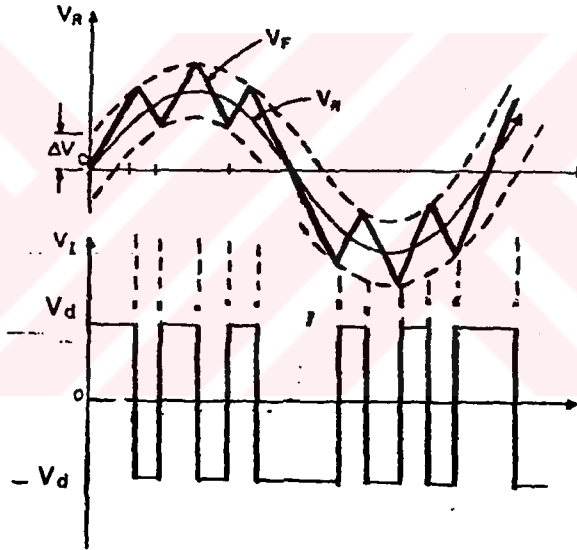
Ac motorun sabit momentle çalışması için gerilim/frekans oranı sabit olmalıdır. Modülasyon indeksinin, referans dalgasının frekansı ile lineer olarak değiştirilmesi gerekir. İnverterin anahtarlama kayıplarını sınırlamak için yüksek çıkış frekanslarında taşıyıcı oranı küçültülür. Taşıyıcı oranının yüksek olması, harmoniklerin mertebesini yükseltir. İnverterin düşük frekanslarda çalıştırılması durumunda, taşıyıcı oranı arttırılır. Çıkış akımı sinüs şeklinde olduğu için düşük hızlarda da motor milinden düzgün bir dönüş alınabilir. p 'nin çok fazla arttırılması, anahtarlama kayıplarını arttırır. p 'nin azaltılması ise motor geriliminin bozulmasına sebep olur, bunun sonucunda motor milinde moment darbeleri meydana gelir. Referans frekansı yükseldiğinde, taşıyıcı oranı düşer ve inverter çıkışında asenkron dalga şekilleri ortaya çıkar.

Asenkron dalga şekilleri, inverter çıkış geriliminde düşük frekanslı alt harmonik etkili bileşenleri meydana getirir. Taşıyıcı ve referans dalgaları arasındaki frekans oranı bir tam sayı olmadığından, bu harmonik bileşenler ortaya çıkar. Neticede, PWM dalga şekli, peryottan peryoda biraz değişebilir. Büyük taşıyıcı oranları için bu darbe frekansı alt harmonikleri ihmal edilebilir. Fakat taşıyıcı oranının 9'dan küçük olması durumunda, darbe etkisi, motor akımında momentinde ve hızında küçümsenmeyecek boyutta salınımlara sebep olur. Taşıyıcı ve referans dalgaları, senkronize olduğunda bu gibi sorunlar ortadan kalkar. Bu nedenle, çıkış frekansı yükseldiğinde ve taşıyıcı oranının 9'un altına düştüğünde, PWM inverter senkronize çalışma moduna geçmek zorundadır. Motorun nominal frekansının altındaki sabit momentle çalışmasında, sabit gerilim/frekans bağıntısını elde etmek için PWM teknikleri kullanılır. Nominal frekansın üstünde ise motor, sabit aenlikli

altı basamaklı bir gerilimle yüksek hız bölgesinde çalışır. Motorun bu çalışması, karakteristiğın sabit güç bölgesinde gerçekleşir ve motorun hızı arttıkça momenti azalır. Motoru düşük hızlarda çalıştırdığımızda, sinüsoidal PWM daha iyi performans sağlar.

1.3. Üçgen Dalga Modülasyonlu PWM

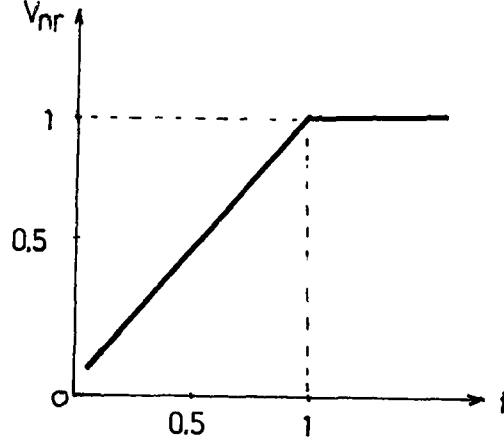
Bu teknikte, V_F üçgen dalga, sinüs modülasyon dalgasına bindirilmektedir. Üçgen dalganın, referans sinüs dalgasının ΔV kadar altında ve üstünde osilasyon yapmasına müsaade edilir. Anahtarlama darbeleri, taşıyıcı üçgen dalganın eğimi değişirken, $V_R \pm \Delta V$ eğrilerini kestiği noktalarda meydana gelir [4].



Şekil 1.3.1. Üçgen dalga modülasyonlu PWM'de; (a) Sinüs modülasyon dalgası ve üçgen taşıyıcı dalga, (b) Üçgen modülasyonlu PWM darbeler.

Üçgen modülasyonlu PWM, daha çok servomekanizma sistemlerinde kullanılır. Eğer üçgen taşıyıcı dalganın eğimi sabit tutulur, sinüs dalganın frekansı değiştirilirse darbe sayısı ve genişliği değişir. Üçgen taşıyıcı dalganın frekansı ile sinüs dalganın frekansı eşit olursa, modülatörün çıkışı kare dalga olur. İnverteri tasarımlarken ve çalıştırırken komütasyon sayısı önem kazanır. Bazı uygulamalarda, örneğin kesintisiz güç kaynaklarında kayıpların en düşük seviyede kalması için anahtarlama sayısının sınırlandırılması gerekir. Üçgen

modülasyonlu inverterde Şekil 1.3.2'de görüldüğü gibi frekansın değişmesiyle temel gerilim rampa şeklinde artar, daha sonra değişmeden sabit kalır [4].



Şekil 1.3.2. Üçgen modülasyonlu inverterin çıkış geriliminin, frekansa göre normalleştirilmiş değişimi.

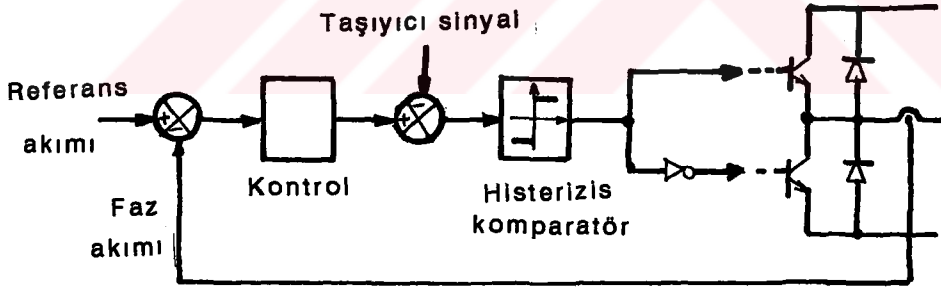
İnverter çıkışındaki etkili harmonikler, üçgen taşıyıcı dalganın, dalgalanma frekansına yakın yüksek frekanslarda meydana gelir. Çalışma frekansı arttırıldığında harmoniklerin genliği azaltılır. Modülasyon sinyalinin genliğindeki bir değişim, inverter çıkış geriliminde varolan harmoniklere etkir. Bu değişim, PWM modundan kare dalga moduna geçildiği frekans noktasını da kaydırır. V_R 'nin artmasıyla etkili harmoniklerin genliği artar, V_R azalınca azalır. Aynı işletme frekansında V_R 'nin genliğinin değişmesiyle komütasyon sayısı da değişir. V_R 'nin genliği artarsa, komütasyon sayısı azalır, V_R 'nin genliği azalırsa komütasyon sayısı artar. Üçgen modülasyonlu inverterin en önemli özelliği analog devre elemanlarıyla kolayca gerçekleştirilebilmesidir.

1.4. Akım Kontrollü PWM

Akım kontrollü PWM, gerilim ara devreli inverterin çıkış akımından, bir akım örneği alınarak, referans akımıyla karşılaştırılarak elde edilir. Yani bu tip PWM'de bir akım geri beslemesi yapılmaktadır. Eğer inverterin frekansı yüksekse, senkron veya asenkron motorda çok hızlı bir şekilde devir ayarı yapılabilir. Bu tip PWM özellikle servo-kontrol sistemlerinde kullanılmaktadır. Devir sayısı, sıfıra yakın değere kadar düşürülebilir. Akım kontrolü, değişik şekillerde yapılabilir. Genellikle bir



sinüsoidal referans akım dalgası üretilir ve motordan alınan akım örneği ile birlikte komparatöre uygulanır. En basit yaklaşımla, komparatör hatası, anahtarlama açılarını belirler. Eğer motor faz akımı, referans akımı değerinden daha büyükse, üstteki anahtarlama elemanı iletimden çıkarılarak alttaki anahtarlama elemanı iletime sokulur. Böylece motor akımının azalması sağlanır, eğer küçükse tersi yapılır. Histerizisli komparatörün bir ölü bandı vardır. İnverter çalışmaya başlamadan önce, faz akımının referans akımına göre farkını bu ölü band sağlar. Böylece gerçek akım, belirli bir genlik hatası veya faz gecikmesi olmaksızın referans akımını izler. Ölü band dar olursa sinüse çok yakın akım elde edilir. Fakat bunun için inverterin anahtarlama frekansının çok yüksek olması gerekir. Belirli bir ölü band için anahtarlama frekansı sabit olmayıp, motorun endüktansı ve zıt e.m.k'daki değişimler de akım örneğine etkidiği için anahtarlama açıları değişecektir. Motorun zıt e.m.k'sı düşük olduğunda, anahtarlama frekansı aşırı yükselebilir. Nötr bağlantısı bulunmayan üç fazlı bir sistemde akım hatası ani değerinin histerizis bandının iki katına ulaşabileceği gösterilmiştir [1].



Şekil 1.4.1. Akım kontrollü PWM'in prensip bağlantı şeması.

Şekil 1.4.1'de en yaygın olarak kullanılan akım kontrollü PWM yöntemi görülmektedir. Burada akım hatası, sabit frekanslı üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmaktadır. İletimde kalma aralığı, akım hatası ile orantılıdır. Üç fazlı bir inverter yapmak istediğimizde, her faz için bir akım



örneği alırız ve bunu sabit frekanslı üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırırız. Akım mukayesesi, P ve PI kompanzasyonlu bir lineer operasyonel amplifikatör ile yapılır. Akım kontrollü PWM ile kaliteli bir ac kaynak gerçekleştirilebilir. Hızlı akım-kontrol çevrimli büyük frekanslı bir inverter, stator sargılarında, hıza bağlı olarak ortaya çıkan zıt e.m.k'ya rağmen motor akımının genlik ve faz bakımından hızlı olarak ayarına olanak sağlar. Takım tezgahları ve robotiklerde, servomotor gücü 10 kW'ın altındadır. Bu nedenle anahtarlama frekansı 10 kHz veya daha fazla olan transistörlü bir inverter kullanılabilir. 20 kHz in üstündeki çalışmada anahtarlama frekansı işitme sınırının üstündedir, ticari inverterlerde de bu frekans sınırları kullanılmaktadır. Üç fazlı PWM inverterde, akım kontrolü yapılmak istenirse fazlardan sadece ikisi için akım örneği almak yeterlidir. Fakat pratikte genellikle simetri sebebiyle, faz akımlarının üçü de ayrı ayrı kontrol edilir. Kaliteli bir ac kaynak yapmak istersek dc ara devre gerilimini yeteri kadar büyük seçmek gerekir. Çünkü motorun devir sayısı arttığı zaman, zıt e.m.k'sı artar ve ara devre gerilimine yaklaşır. Dc gerilim, zıt e.m.k'yı karşılayamazsa çıkış akımı bozulur. Bu yüzden yüksek hızlarda, inverterin PWM çalışmadan çıkarılarak 6 basamaklı çalışmaya geçmesi gerekir.

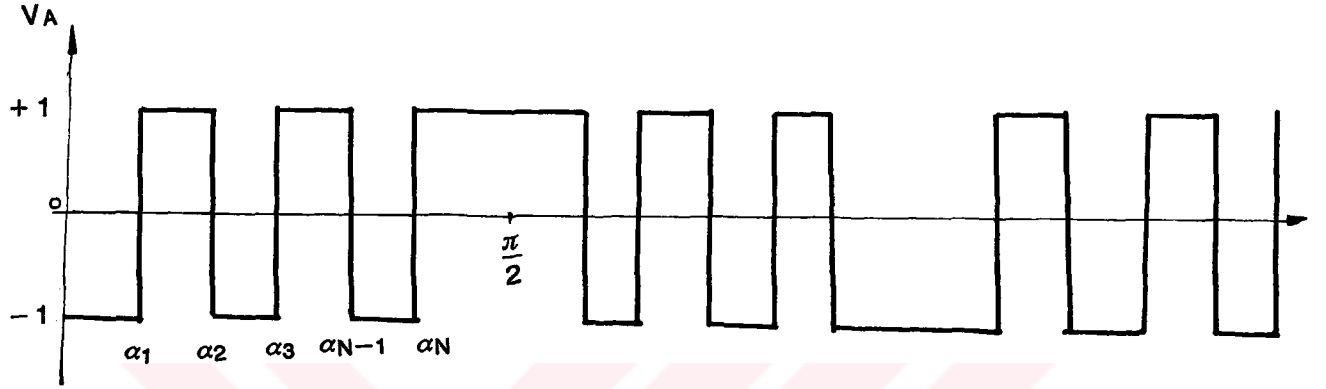
1.5. Programlanmış PWM

Programlanmış PWM'de PWM darbelerinin açıları, harmonik eliminasyonu gözönüne alınarak hesaplanır. Elenecek harmonik sayısı kadar non-lineer denklem çözülür. Bu çözümden elde edilen açılar, bir bellekte toplanır ve mikrobilgisayar yardımıyla, daha sonra PWM darbe genişliklerinin tespitinde kullanılır. Programlanmış PWM'de harmonikler mümkün olduğu kadar azaltılmıştır. Harmoniklerin elenmesindeki hassasiyetin sınırı, inverterin kullanım yerine göre değişmektedir. Programlanmış PWM'de harmonikler optimum olarak tespit edilir.

Programlanmış PWM'i üç fazlı invertire uygulamak için çeşitli teknikler vardır. Bu teknikler aşağıdaki şekilde özetlenebilir [2].

1.5.1. TLN1 Tekniği (Tirifaze Faz. Nötr 1)

TLN1 tekniğinde çeyrek dalgaya göre simetri vardır. PWM örneği Şekil 1.5.1'de gösterilmiştir. Bu şekli furye serisine açarsa n. harmoniğin furye katsayıları;



Şekil 1.5.1. TLN1 tekniğine göre üç fazlı inverterdeki uç gerilimi

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[-1 - 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (1.5.1.1)$$

$$b_n = 0 \quad (1.5.1.2)$$

elde edilir. Çift sayılı harmonikler fonksiyon, çift fonksiyon olduğu için elenecektir. α açıları α_1 'den α_N 'e kadar değişir ve α_{N-1} tane denklemi sıfıra eşitlemek suretiyle α açıları hesaplanır. Bu hesaplama nümerik metotlarla yapılır.

Bu denklemlerin çözüm metotları referans [4] de gösterilmiştir. TLN1 tekniğinin özelliği, N anahtarlama açısı sayısının tek sayı olarak seçilmesi ve bu açıların 0 ile $\pi/2$ arasında dağılmış olmasıdır.

$x_1 = 3N - 2$, a_1 = çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği, olmak üzere anahtarlama açıları için [2];

$$\begin{bmatrix} 2 \cos \alpha_1 & -2 \cos \alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cdot \cos \alpha_N \\ 2 \cos 5 \alpha_1 & -2 \cos 5 \alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cdot \cos 5 \alpha_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2 \cos (x_1) \alpha_1 & -2 \cos (x_1) \alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cdot \cos (x_1) \alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi \cdot a_1}{4} + 1 \\ 1 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.5.1.3)$$

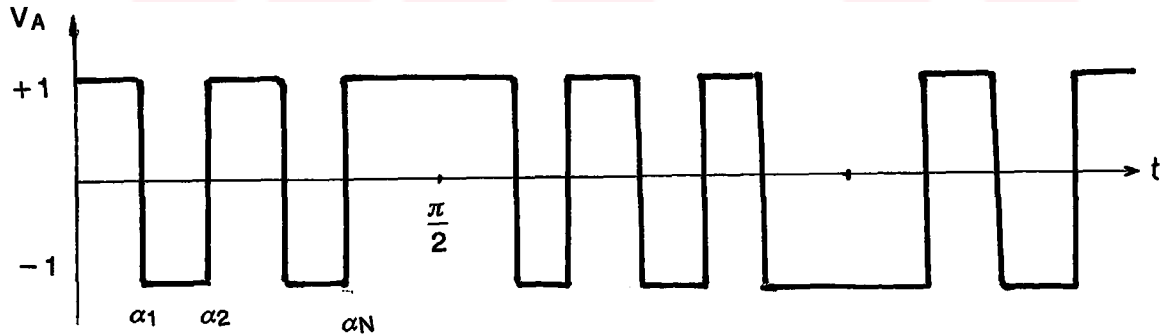
$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_N < \frac{\pi}{2}$ bağıntısı mevcuttur.

İnverterin anahtarlama frekansı, $f_s = (2N+1) \cdot f_T$ olarak bulunur. Burada f_T inverter çıkış geriliminin frekansdır. İnverter çıkış geriliminde ortaya çıkan ilk ve onu izleyen ikinci harmonik aşağıdaki bağıntılarla bulunabilir [2].

$$D_1 = 3N+2$$

$$D_2 = 3N+4 \quad (1.5.1.4)$$

Örneğin, $N=11$ için $D_1=35$. mertebeden $D_2=37$. mertebeden itibaren harmonikler görülür. İnverterin maksimum çıkış geriliminin tepe değeri, kaynak gerilimine eşittir.



Şekil 1.5.2. TLN2 tekniğine göre üç fazlı PWM inverterdeki uç gerilimi.

1.5.2. TLN2 Tekniği (Trifaze Faz-Nötr 2)

TLN2 tekniğinde, α açıları 0° ile 60° arasında değişir. Çeyrek dalga göre simetri vardır. Çift sayılı harmonikler bu sebepten ortadan

kalkar. Anahtarlama açısı sayısı, çift sayı seçilir. Şekil 1.5.2'yi furye serisine açarsak, n. harmoniğin furye katsayıları [2],

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cdot \cos n\alpha_k \right] \quad (1.5.2.1)$$

$$b_n = 0 \quad (1.5.2.2)$$

bulunur. Ortaya çıkan ilk harmoniğin derecesi D_1 ve bunu izleyen 2. harmoniğin derecesi D_2

$$D_1 = 3N+1 \quad (1.5.2.3)$$

$$D_2 = 3N+3 \quad (1.5.2.4)$$

ile bulunur.

Bu yöntemde de çıkışta elde edilebilecek maksimum gerilimin tepe değeri, inverter girişindeki dc gerilime eşittir. $x_2=3N-1$, olmak üzere anahtarlama açıları için [2],

$$\begin{bmatrix} -2\cos\alpha_1 & 2\cos\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cdot \cos\alpha_N \\ -2\cos 5\alpha_1 & +2\cos 5\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cdot \cos 5\alpha_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -2\cos(x_2)\alpha_1 & +2\cos(x_2)\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cdot \cos(x_2)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi \cdot a_1}{4} - 1 \\ -1 \\ \vdots \\ -1 \end{bmatrix} \quad (1.5.2.5)$$

$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_N < \frac{\pi}{3}$ bağıntısı mevcuttur.

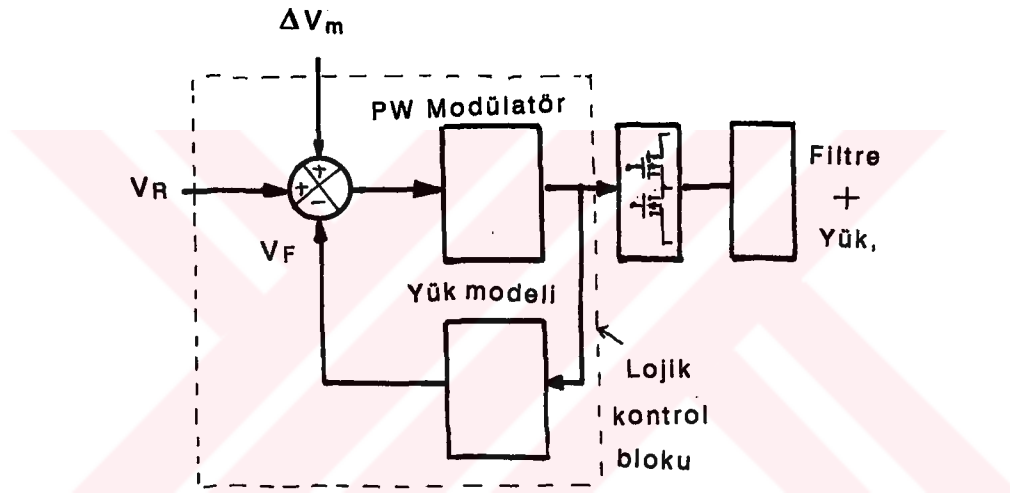
1.5.3. Programlanmış PWM Tekniğinin Avantajları

- İnverter anahtarlama frekansında takriben %50 azalma sağlanır [3].
- Aşırı modülasyona bağlı olarak, bu metotta da gerilim kazancı arttırılabilir [3].
- İnverter çıkışındaki akım düzgün olduğu için dc taraftaki akım darbeleri küçük olur. Bundan dolayı, dc tarafta filtre olarak kullanılan kondansatörün kapasitesi daha küçük seçilebilir.



- d) Anahtarlama frekansındaki azalış, anahtarlama kayıplarının düşmesini sağlar.
- e) PWM darbelerinin anında hesaplanması yerine, daha önceden hesaplanarak bir tabloda toplanması inverterin performansını artırır.

1.6. Model Referans Adaptif PWM (MRAPWM)

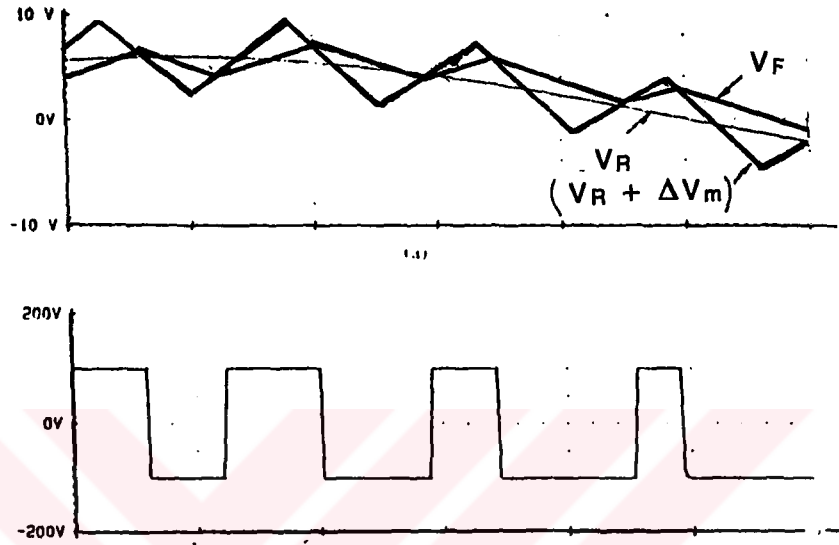


Şekil 1.6.1. Model Referans Adaptif PWM tekniğinin blok şeması.

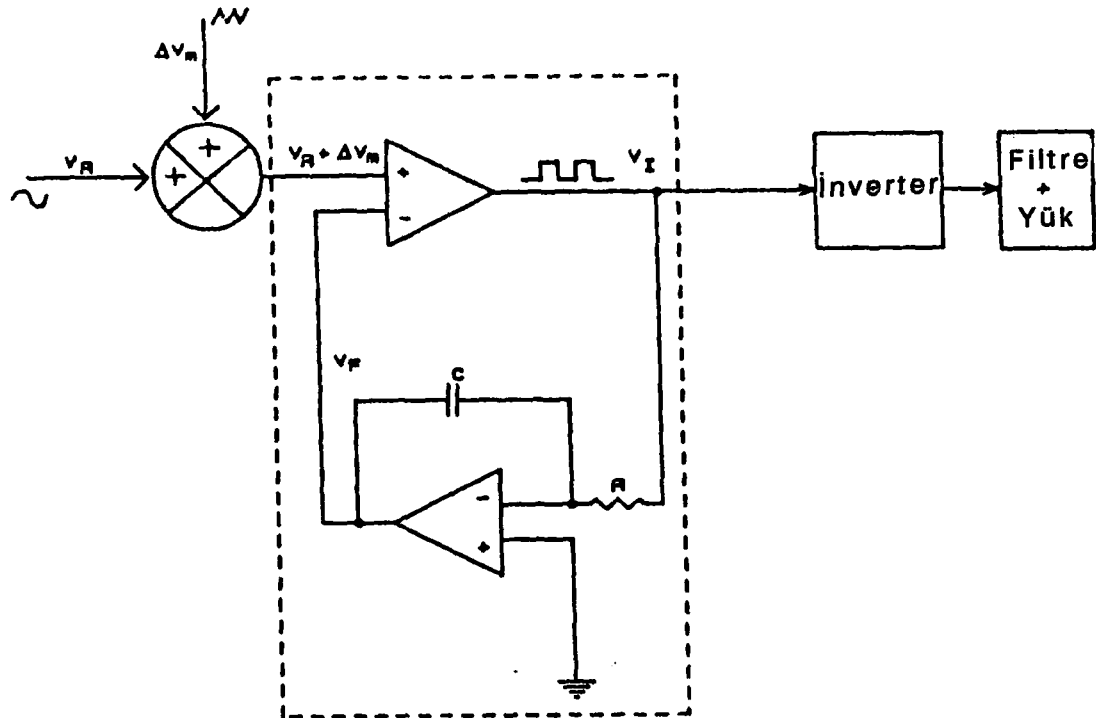
Akım kontrollü PWM'de akım örneği alınır ve bu örnek referans akımı ile mukayese edilerek PWM darbeleri üretilir. Böyle sistemlerde bir veya daha fazla yardımcı devreler kullanılır. Akım örneklerinin alınması esnasında elektriksel izolasyonun sağlanması gerekir. Bu da devrede ek masraflar ile birlikte izolasyon sorunları yaratabilir. Bunun için devrenin güvenliğine önem vermek gerekir. MRAPWM sisteminde, dışarıdan ek akım sezici elemanlara gerek duyulmaz. Lojik kontrol bloku içinde, yük gibi davranan bir lojik devre planlanır. Bu devreye yük modeli denir. Şekil 1.6.1'de MRAPWM'in genel blok şeması görülmektedir [3]. Şekil 1.6.3'de MRAPWM'in prensip bağlantı şemasından görüleceği gibi, inverter

girişinden alınan VI örneği bir integratör devresinden geçirilir. Elde edilen V_F geri besleme sinyali, daha önceden, referans sinüs üzerine bindirilmiş üçgen dalga $(V_R + \Delta V_m)$ ile bir komparatörde karşılaştırılır, böylece PWM sinyali elde edilir. $(V_R + \Delta V_m)$, V_F den büyük olursa hata pozitif ve VI çıkış gerilimi pozitif olur. Bunun neticesinde V_F artar. Bu artış hatayı azaltır. V_F , $(V_R + \Delta V_m)$ 'den daha büyük olduğu zaman, VI çıkışı negatif olur, bu da V_F 'yi azaltır. V_F 'nin eğimi $(V_R + \Delta V_m)$ 'nin eğiminden daima daha küçük tutulur. Neticede modülatör; Histerizis kontrolunu sağlayabilecek bir tarzda çalışır. Histerizis bandı ΔV_m ile tesbit edilir, ancak anahtarlama frekansı sabittir. Sinüsoidal referans sinyalinin genliği sabit tutulursa, çıkış geriliminin temel bileşeninin efektif değeri frekansın yükselmesiyle artar [3]. Çok yüksek anahtarlama frekanslarında inverter çıkışındaki yük wL 'den dolayı fazla endüktif davranır. Endüktif akım, gerilimin integrali olduğu için, yük modeli olarak, Şekil 1.6.3'den görüleceği gibi, bir integral alıcı devre rahatlıkla kullanılabilir.





Şekil 1.6.2. Kontrol sinyali ve PWM darbeleri; (a) kontrol sinyalleri, (b) PWM darbeleri

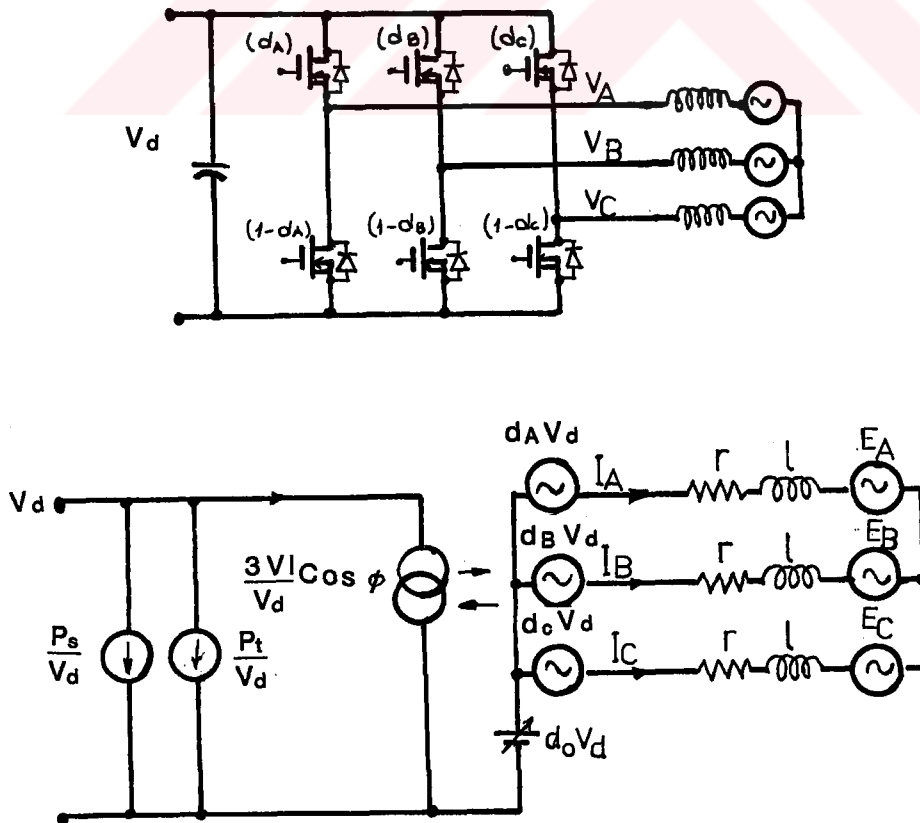


Şekil 1.6.3. MRAPWM'in açık devre şeması.

1.7. Üçüncü Harmonik Katılmış PWM

PWM inverterin çıkış geriliminin şekli, genel olarak referans ve taşıyıcı gerilimlerin arasındaki bağıntıya bağlıdır. Gürültü probleminin çözümü için anahtarlama frekansının, duyulabilir ses frekansının üzerinde olması gerekir. Dolayısıyla p oranı yüksek tutulmalıdır. Böylece yük devresi kayıpları da minimuma indirilmiş olur. Fakat anahtarlama frekansının artmasıyla, anahtarlama kayıpları da artar. Anahtarlama elemanı olarak MOSFET ve IGBT gibi çok hızlı anahtarlama elemanlarının kullanılması ile anahtarlama frekansı, 20 kHz gibi duyulabilir ses frekansının üstüne çıkarılabilir. Anahtarlama kayıplarının artmasıyla, MOSFET'lerdeki ısınma artar. Isının dağıtılması amacıyla bağlanan soğutucunun da boyutları büyür. MOSFET'lerin bir periyot süresince iletimde kalma süresi azaltılırsa, MOSFET'lerde üreyen ısı da azaltılmış olur.

Anahtarlama sayısını 1/3 oranında azaltan bu metot ile, klasik referans sinüs yerine Şekil 1.7.2'de gösterilen referans gerilimi kullanılır. Şekil 1.7.1'de PWM inverterde meydana gelen kayıplar gösterilmiştir.



Şekil 1.7.1. Üç fazlı PWM inverterin eşdeğer devresi.

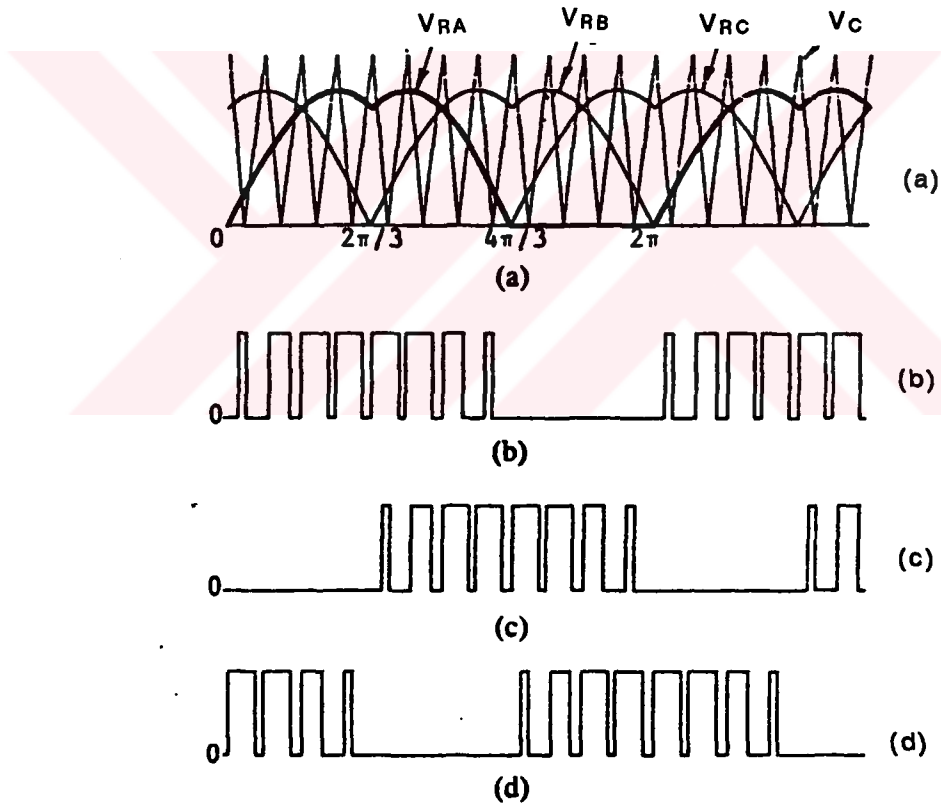
Şekil 1.7.1'de d_A , d_B , d_C 'ye darbe oranı faktörleri denir [5].

$$d_A = d_o + V_A/V_d$$

$$d_B = d_o + V_B/V_d$$

$$d_C = d_o + V_C/V_d$$

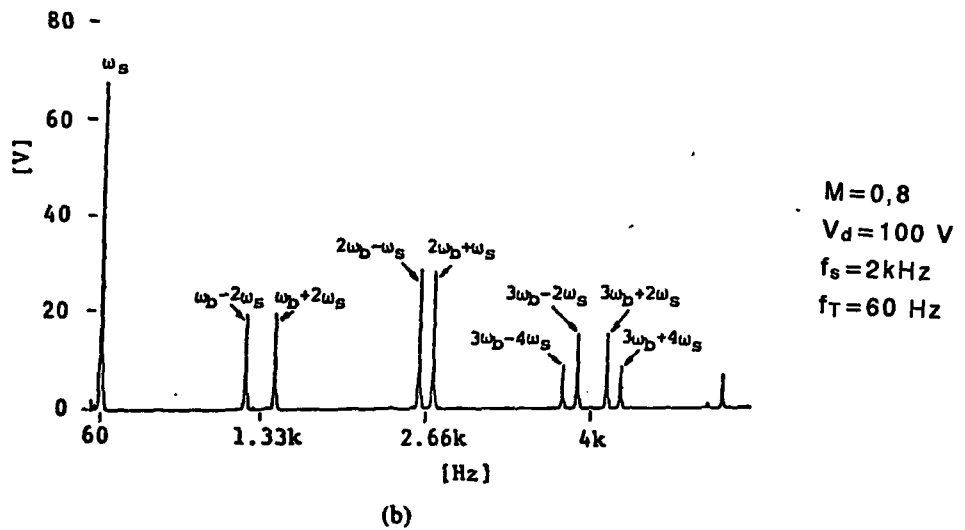
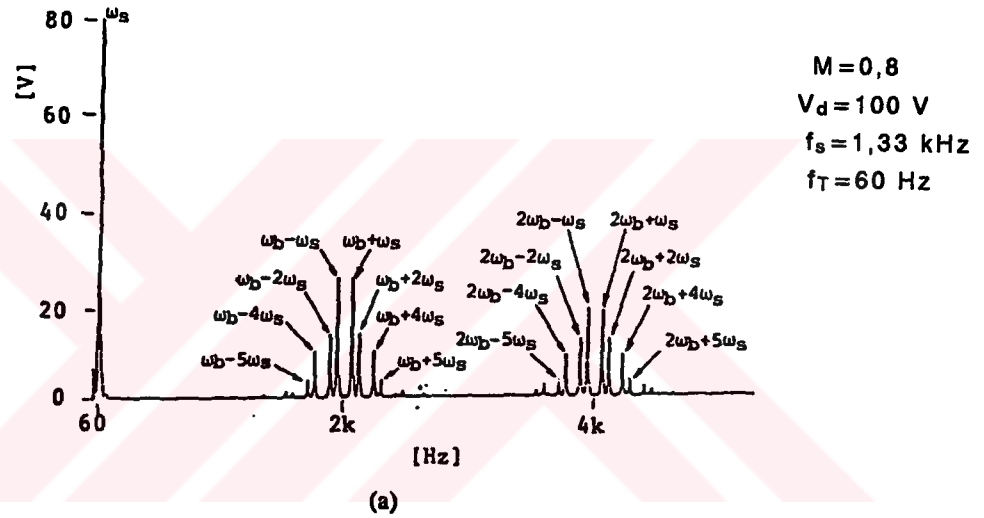
d_o , yıldız bağlı yükün, yıldız noktasının, toprağa göre gerilimine tekabül eden bir katsayıdır ve sabit değildir. P_t ; Eşdeğer devredeki r direncinde, darbe akımlarının neden olduğu kayıp güçtür. Motor gibi, reaktif bileşenli yüklerde, darbe frekansı arttırılarak darbe akımı kayıpları azaltılabilir. P_s ; İnverter anahtarlama kayıplarıdır ve anahtarlama elemanları geliştirilerek bu kayıplar azaltılmaya çalışılmaktadır.



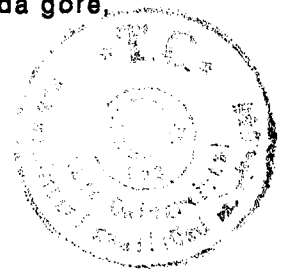
Şekil 1.7.2. Üç fazlı sinüsoidal PWM için anahtarlama sayısının 1/3 oranında azaltılması, (a) Üç faz için referans dalgalar ile taşıyıcı dalga, (b), (c), (d) Anahtarlama elemanına gelen PWM darbeleri.



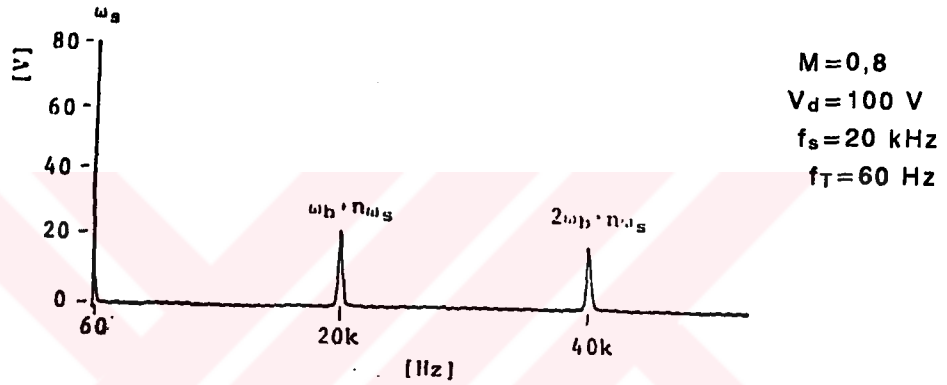
Üç faz için, referans sinyalleri Şekil 1.7.2'de gösterildiği gibi seçilir [5]. 1. fazın PWM darbeleri periyodun $\frac{1}{3}$ 'ü süresince sıfır olur. Dolayısıyla anahtarlama sayısı $\frac{1}{3}$ oranında azalmış olur. Bu da mosfetlerdeki ısınmayı azaltır. Sinüs şeklinin bozulması, inverter çıkışında üç ve üçün katları harmoniklerin ortaya çıkmasına neden olur. Zira referans dalgaya üç ve üçün katları harmonikler eklenmektedir. Bu teknikle, çıkış gerilimi temel bileşenin genliği % 15 arttırılmış olur. Bu da inverter girişindeki gerilim kaynağının daha verimli kullanılması demektir. Üç ve üçün katları harmoniklerin eklenmesiyle ortaya çıkan yeni harmonik spektrumu Şekil 1.7.3'de gösterilmiştir [5].



Şekil 1.7.3. Üç fazlı PWM inverterin harmonik spektrumu, a) Yeni metoda göre, (b)Klasik PWM metoduna göre



Şekil 1.7.3'deki frekans spektrumu incelendiğinde, anahtarlama sayısının azaltıldığı metotta, harmonik frekansının yan band genişliği, klasik PWM'e göre 1.5 misli daha geniştir. Yan band genişliğinin artmasına rağmen, harmonik temel bileşenlerinin genliğinde çok fazla bir değişme meydana gelmez. Çünkü yan bandlar yüksek frekans bölgesine kaymışlardır. Çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği ise % 15 oranında artmıştır. Taşıyıcı frekansını, 20 kHz gibi duyulabilir ses frekansının üstüne çıkardığımızda meydana gelen harmonikler de Şekil 1.7.4'de gösterilmiştir [5].



Şekil 1.7.4. MOSFET'le gerçekleştirilmiş inverterin frekans spektrumu.

1.8. Mikrobilgisayarlarla PWM'in Gerçekleştirilmesi

Mikrobilgisayarlarla PWM'in gerçekleştirilmesinde başlıca 2 metot vardır. Birinci metod, darbe genişliklerinin program akışı içinde hesaplanması ve hesaplanan bu darbe genişliklerinin aynı anda kullanılması. Bu metodun uygulanmasında bazı zorluklar vardır. Hesaplama süresi uzundur ve bu süreyi kısaltmak için saat frekansının çok yüksek tutulması gerekir. Bu metodun avantajı, devir ayar sahasının çok geniş olmasına karşı fazla bir hafızaya gerek duyulmamasıdır. İkinci metod ise, her devir kademesi için, PWM darbe genişlikleri önceden hesaplanır ve bir tabloda toplanır. Bu metodun avantajı, sistemin çok hızlı olmasıdır. Bunun yanında bu metodun bazı dezavantajları vardır. Devir kademeleri sınırlıdır, aynı zamanda hafıza gereksinimi fazladır. Fakat pratikliği bakımından ikinci metod daha fazla uygulama alanı



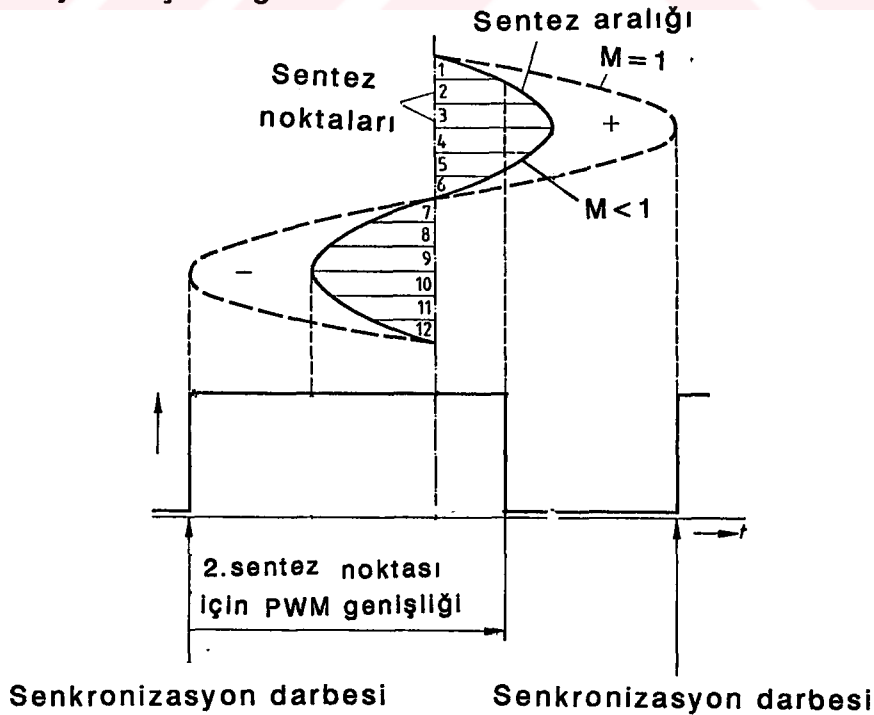
bulmaktadır. Birinci metod, mikrobilgisayarlarla gerçekleştirildikleri halde, ikinci metod için, donanımı daha az, maliyeti daha düşük mikrodenetleyiciler kullanılmaktadır.

1.9. Uygulama Devresinde Mikrodenetleyiciyle

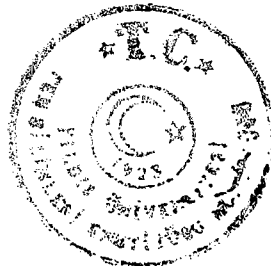
Gerçekleştirilen PWM

Uygulama devresinde kullanılan metodu şöyle açıklayabiliriz; Referans sinüs dalgasının bir periyodu eşit aralıklara bölünmüştür. Bu uygulamada eşit aralık sayısı 48'dir. Bu aralıkların başlangıcına sentez noktası denir. Sentez noktaları arasında ise, birbirine eşit genişlikte darbeler vardır. Bu darbelerin sayısını değiştirmek suretiyle frekansı değiştirmiş oluyoruz. Sentez noktalarına göre 48 farklı genişlikte PWM darbe genişliği hesaplanır. Bu darbe genişliklerinin hesabında ayrıca modülasyon indeksi de gözönüne alınmıştır. Modülasyon indeksi 0 dan 1'e kadar değiştirilerek 10 ayrı tablo değeri hesaplanmıştır. Düşük frekanslarda modülasyon indeksi küçük seçilerek V/f oranı sabit tutulmuş olur.

Mikrodenetleyicinin anahtarlama frekansı, motorun büyük veya küçük olmasına göre seçilir. Motorun endüktansı küçükse, anahtarlama frekansını büyük seçmek gerekir.



Şekil 1.9. 1. Mikrodenetleyiciyle sinüsoidal PWM'in elde edilişi.



Şekil 1.9.1'den görüldüğü gibi sinüs dalgası eşit genişlikte parçalara ayrılır. Bu parçalardan herbirine sentez aralığı denir. Her bir aralık başlangıcındaki sinüs genliği, PWM darbenin genişliğini belirler. PWM darbeye dolu kısmın, boş kısma oranına göre çıkış gerilimi değişir. Bu oran %50 ise çıkış gerilimi sıfır, %100 olursa, maksimum pozitif gerilim, %0 olursa maksimum negatif gerilim elde edilir.

Değişik frekans değerlerine göre, darbe genişlikleri, mikrodenetleyicide bir tabloda toplanır. Elde edilecek üç fazlı sistemin dengeli olması için, bir periyottaki sentez noktalarının sayısı, 6 veya 6'nın katları olarak seçilmesi gerekir.

Elde edilecek sinüs frekansı (1.9.1) ifadesiyle hesaplanır.

$$f_T = \frac{f_s}{S \cdot N_n} \quad (1.9.1)$$

f_T = Çıkıştaki sinüs dalga frekansı

f_s = Anahtarlama frekansı

S = Bir tam periyottaki sentez noktası sayısı

N_n = Her bir sentez aralığındaki eşit genlikli darbe sayısı.

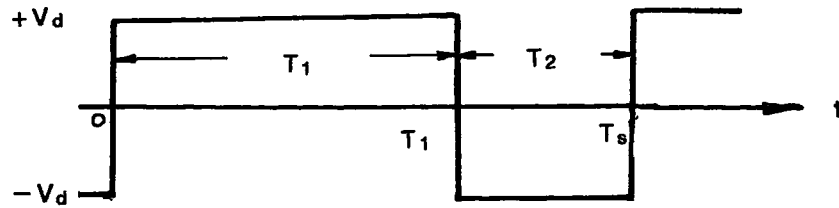
Anahtarlama frekansı, mikrodenetleyicideki timer'ın sayma süresine göre belirlenir. Uygulama devresinde kullanılan mikrodenetleyicinin saat frekansı, 1 MHz'dir. mikrodenetleyicinin 8 bitlik timer'ında maksimum $256 \mu s$ 'ye kadar bir sayma yaptırabilir. Bu da 3.906 kHz'lik bir anahtarlama frekansı demektir. Çok yüksek anahtarlama frekansı için timer'ı 8 bitin altında çalıştırmak gerekir. Bu süreyi 1'er mikrosaniye aralıklarla değiştirmek mümkündür. Bu saat frekanslarına göre elde edilecek maksimum ve minimum sinüs frekansı şöyle bulunur; Eğer timer 6 Bit'lik olarak çalıştırılacaksa bu takdirde elde edilecek maksimum sinüs frekansı;

$$\text{Anahtarlama frekansı } f_s = \frac{1 \text{ MHz}}{2^6} = 15.625 \text{ kHz, minimum sentez}$$

noktası sayısı 6 ve her sentez aralığındaki eşit genişlikli darbe sayısı 1 alınmak şartıyla;

$$f_T = \frac{15,625 \text{ kHz}}{6.1} = 2604 \text{ Hz}$$

olacaktır. Minimum sinüs frekansının belirli bir sınırı yoktur. Örneğin 0,10 Hz'e kadar veya daha aşağı inilebilir. Sinüsoidal dalgaının bir sentez noktasındaki genliğinin belirli bir yüzdesi, PWM darbe genişliğini verir. Bu darbe genişliği aşağıda gösterildiği gibi hesaplanır.



$$V_A = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_1} V_d \cdot dt - \int_{T_1}^{T_s} V_d \cdot dt \right] = V_d \frac{T_1 - T_2}{T}$$

$$T_1 = A_w, \quad T_2 = T - A_w, \quad V_A = V_m \cdot \sin \alpha$$

$$V_m \cdot \sin \alpha = V_d \frac{A_w - (T - A_w)}{T}$$

$$\frac{V_m}{V_d} = M \text{ dersek,}$$

$$A_w = \frac{T_s}{2} [1 + M \cdot \sin \alpha]$$

$$\frac{T}{2} = F_A \text{ dersek,}$$

$$A_w = F_A (1 + M \cdot \sin \alpha) \quad (1.9.2)$$

elde edilir. Burada, F_A mikrodenetleyicinin timer'ına bağlıdır. Timer'ın 8 bitlik veya 7 bitlik olmasına göre seçilir.

$$F_A = 2^{(A-1)} - 1 \quad (1.9.3)$$

A, bit sayısıdır ve uygulama devresinde $A=7$ ve dolayısıyla $F_A=63$ seçilmiştir.

Eğer inverter girişindeki dc gerilim kaynağından daha fazla yararlanmak istersek, bu takdirde referans gerilime, üçüncü harmonik ilave etmek gerekir. Buna göre (1.9.1) numaralı formüle 3. harmoniği de ilave edersek,

$$A_w = F_A (1 + M \cdot \sin \alpha + M_1 \cdot \sin 3 \alpha) \quad (1.9.4))$$

elde edilir. M_1 üçüncü harmoniğin modülasyon indeksidir ve uygulamalarda 0.2 mertebesinde seçilir.

Uygulama devresinde referans sinüs 48 parçaya ayrıldığına göre her 7.5° 'lik aralık için (1.9.2) ifadesine göre PWM darbe genişlikleri hesaplanmıştır. Modülasyon indeksi ise 0'dan 0.1 artımlarla 1'e kadar değiştirilmiştir. Modülasyon indeksinin bu değişimlerine göre toplam 10 tablo hazırlanmıştır. Bir örnek üzerinde göstermek istersek,

$\alpha = 15^\circ$, $M = 1$, $F_A = 63$ olmak üzere

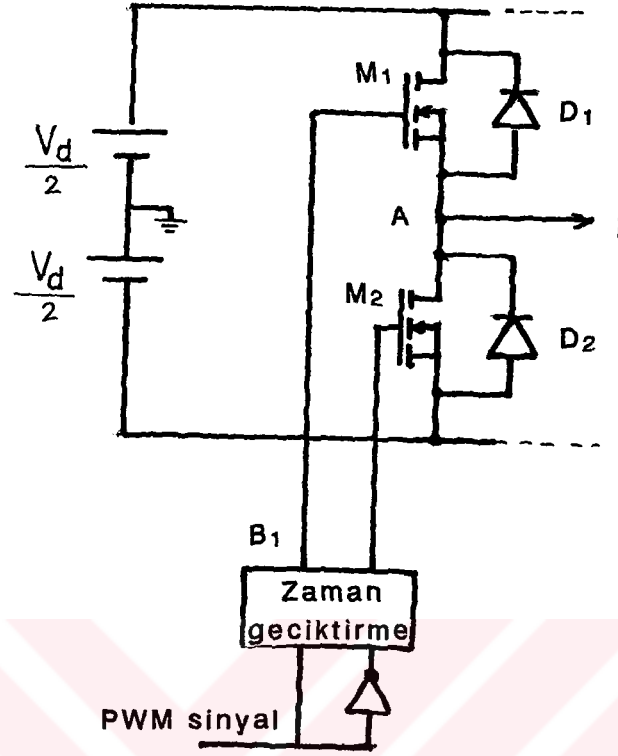
$$A_w = 63 (1 + 1 \cdot \sin 15^\circ) = 79$$

bulunur.

1.10. PWM İnverterlerde Ölü Zaman

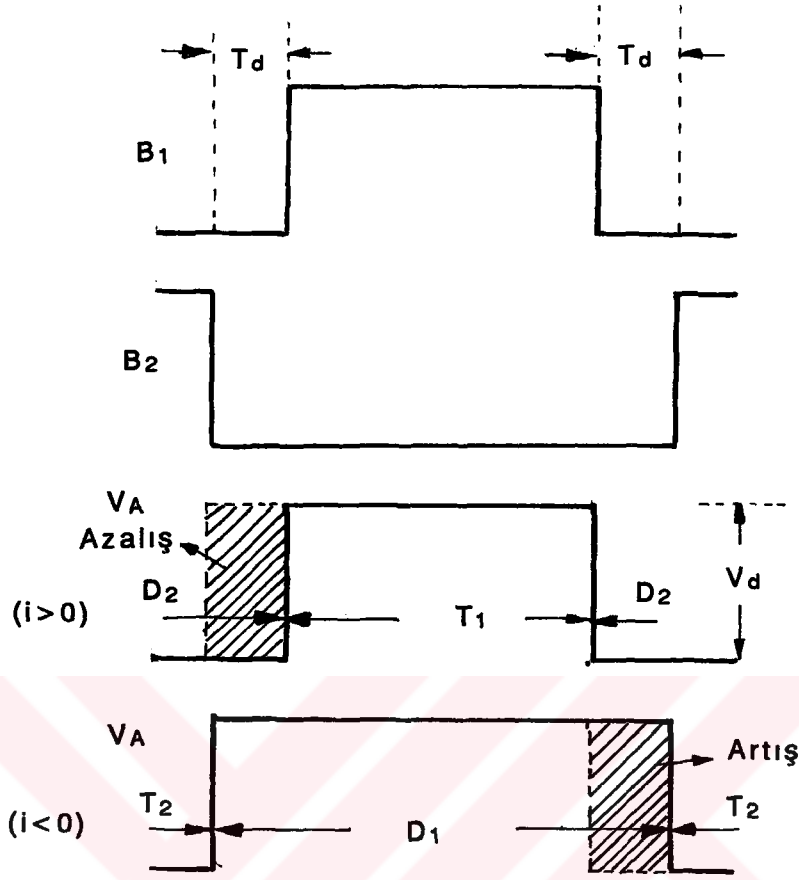
İnverterlerde, bir köprü kolu üzerindeki iki anahtarlama elemanından bir tanesi iletimden çıktıktan belli bir zaman sonra diğeri iletime sokulmalıdır. İşte bu gecikmeye ölü zaman diyoruz. Ölü zamanın yeteri kadar büyük seçilmemesi durumunda, inverterin bir kolu üzerindeki anahtarlama elemanları aynı anda iletimde kalır ve bu da inverterde kısa devrelere neden olur.

PWM inverterlerde, anahtarlama sayısı fazla olduğu için, ölü zaman inverter çıkış geriliminin bozulmasına neden olur. İnverter çıkış geriliminin temel bileşenini azaltırken, düşük dereceden harmoniklerin ortaya çıkmasına da neden olur. Ölü zamanın bu olumsuz etkisini azaltmak için bazı metotlar geliştirilmiştir.



Şekil 1.10.1. PWM inverterin bir kolunun bağlantı şeması.

Şekil 1.10.2'de B_1 ve B_2 sürme sinyalleri gösterilmiştir. Sürücü sinyalin yükselen kenarı T_d zamanı kadar geciktirilir. Geciktirme süresinde her iki MOSFET iletimden çıkar. A noktasında nötr gerilim görülür. Endüktif yüklerde i akımı D_1 ve D_2 serbest geçiş diyotlarından akmaya devam eder. Akım yüke doğru aktığında ($i > 0$) D_2 diyodu iletimdedir, ve çıkışta negatif gerilim görülür. Akım yükten invertere doğru aktığında ($i < 0$) D_1 diyodu iletime geçer. Neticede PWM'in ideal dalga şekli çıkışta değişmiş olur. Zaman gecikmesi yüzünden gerilimin şeklinin değişmesi, inverter akımına etkir ve akımın genliğinin düşmesine sebep olur. Bu gecikmenin diğer önemli bir etkisi de, harmoniklerde değişiklikler meydana getirir. Çıkış gerilimindeki PWM darbelerin her biri, akımın



Şekil 1.10.2. Sürme sinyalinin geciktirilmesi ve buna bağlı olarak Inverter çıkış gerilimi.

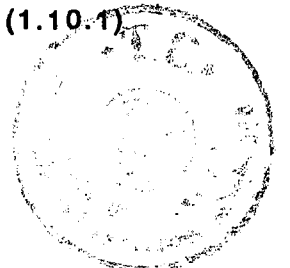
Ölöl zamanın etkisinin daha iyi incelenebilmesi için aşığıdaki kabullerin yapılması yararlı olacaktır.

1. Anahtarlama elemanı çok hızlıdır.
2. Gerilim sapması, giriş ve çıkışta birbirine eşittir.
3. Anahtarlama frekansı, çıkış frekansına göre çok büyüktür.
4. İnverterin çıkış akımı sinüsoidaldir.

Her bir darbenin sapmasına Δe dersek, Δe 'yi aşığıdaki şekilde gösterebiliriz.

$$\Delta e = T_d \cdot V_d$$

(1.10.1)



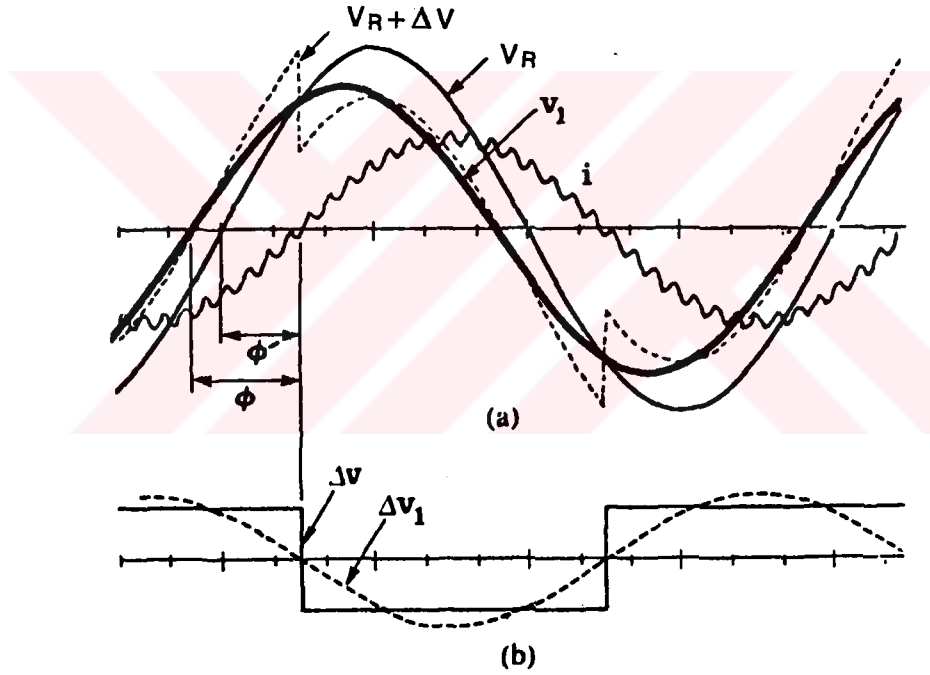
İnverter çıkışının bir yarım peryottaki ortalama gerilim sapmasına ΔV dersek;

$$\Delta V = \frac{\frac{N}{2} \cdot \Delta e}{\frac{T}{2}} \quad (1.10.2)$$

veya;

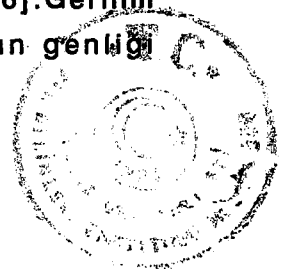
$$\Delta V = \frac{N \cdot T_d}{T} V_d \quad (1.10.3)$$

Burada $N \cdot T_d$ 'ye bir tam peryottaki gecikmelerin toplamı diyebiliriz.



Şekil 1.10.3. Ölü zamanın çıkış geriliminin temel bileşenine etkisi.

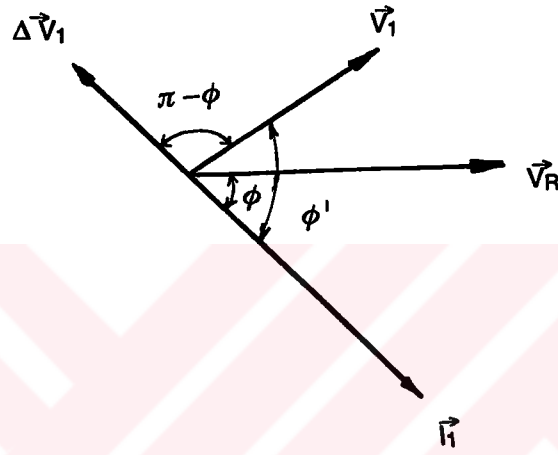
Şekil 1.10.3'de, V_R inverter çıkış geriliminin ideal temel bileşenini göstermektedir [6]. Yani ölü zamanın etkisi yoktur. Eğer inverter endüktif bir yükü beslerse akım V_R 'den ϕ' açısı kadar geride olur. Akımın negatif yarım peryodu için, ölü zaman inverter çıkış gerilimini artırır. Şekil 1.10.3 (b)'de ortalama gerilim sapması kare dalga olarak gösterilmiştir, bu gerilim sapması ile akım arasında 180° faz farkı vardır [6]. Gerilim sapmasını kare dalga olarak göstermiştik. Bu kare dalganın genliği



(1.10.3) ifadesiyle bulunur. Ortalama gerilim sapmasının temel bileşeninin efektif değeri;

$$\Delta V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta V \quad (1.10.4)$$

olacaktır. Ölü zaman, V_R gerilimi üzerinde, kesikli çizgi ile gösterildiği gibi etki yapar. Ölü zamanlı çıkış gerilimi V_1, V_R ile ΔV_1 'in toplamı olur [6].



Şekil 1.10.4. Şekil 1.10.2'nin fazör olarak gösterilişi.

Şekil 1.10.4'e kosinüs teoremi uygulanarak, V_1 çıkış gerilimi hesaplanır.

$$V_R^2 = \Delta V_1^2 + V_1^2 - \Delta V_1 \cdot V_1 \cdot \cos(\pi - \phi) \quad (1.10.5)$$

$$V_1 = -\Delta V_1 \cdot \cos \phi + \sqrt{V_R^2 - (\Delta V_1 \cdot \sin \phi)^2} \quad (1.10.6)$$

Burada, çıkış gerilimi; gerilim sapmasına, faz farkına ve referans gerilimine bağlıdır.

Burada; $\eta = \frac{\Delta V_1}{V_R}$ dersek,

$$\frac{V_1}{V_R} = -\eta \cdot \cos \phi + \sqrt{1 - \eta^2 \cdot \sin^2 \phi} \quad (1.10.7)$$

elde edilir. η 'ya, normalize gerilim sapması denir ve değeri $0 < \eta < 1$ arasında değişir.

Sinüsoidal PWM'e ölü zamanın etkisini incelersek;

Sinüsoidal PWM'de, teorik olarak inverter çıkış geriliminin temel bileşeninin efektif değeri;

$$V_R = M \cdot \frac{V_d}{2\sqrt{2}} \quad (1.10.8)$$

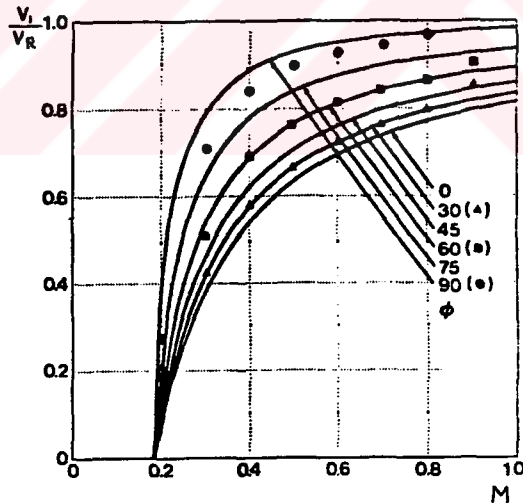
olduğuna göre normalize gerilim sapması,

$$\eta = \frac{\Delta V_1}{V_R} = \frac{\Delta V_1}{M \cdot \frac{V_d}{2\sqrt{2}}} \quad (1.10.9)$$

$$\eta = \frac{8 \cdot N \cdot T_d}{\pi \cdot M \cdot T} \quad (1.10.10)$$

olarak bulunur. (1.10.10) ifadesi, (1.10.7)'de yerine konursa, ölü zaman etkisi altında normalize çıkış geriliminin temel bileşeninin, modülasyon indeksine bağlı değişimi elde edilmiş olur [6].

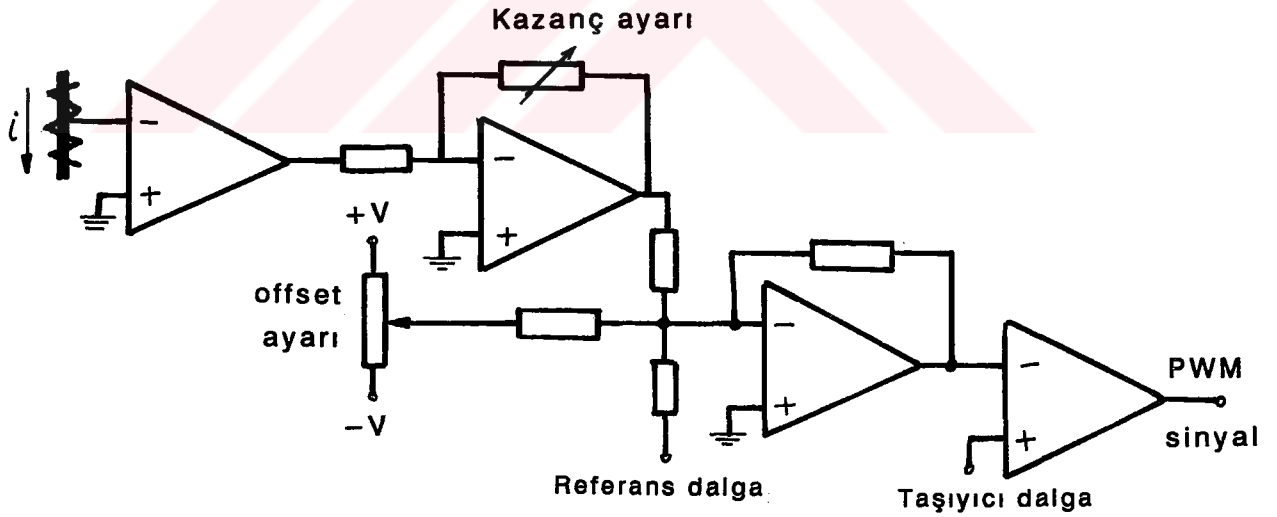
$$\frac{V_1}{V_R} = - \frac{8 \cdot N \cdot T_d}{\pi \cdot M \cdot T} \cdot \cos \phi + \sqrt{1 - \left[\frac{8 \cdot N \cdot T_d}{\pi \cdot M \cdot T} \right]^2 \sin^2 \phi} \quad (1.10.11)$$



Şekil 1.10.5. Değişik güç faktörlerine bağlı olarak normalize çıkış geriliminin değişimi.

Şekil 1.10.5'de görüldüğü gibi modülasyon indeksi artarken normalize çıkış gerilimi de buna bağlı olarak artar ve 1'e ulaşır [6].

Ölû zamanının, çıkış gerilimindeki etkisini azaltmak için bazı metotlar geliştirilmiştir. Bu metotların ortak özelliği, bir akım geribes-lemesi yapılmasıdır. Bunlardan biri referans dalganın modifikasyonu metodudur. Geleneksel sistemde PWM, üçgen dalga ile sinûs dalgasının karşılaştırılmasından elde edilir. Ölû zamanın etkisini azaltmak için, referans dalganın yük akımına ve yönüne göre ayarlanması gerekir. Bunu gerçekleştiren devre Şekil 1.10.6'da gösterilmiştir. Devrenin birinci katında akım yönünü seçen komparatör vardır. Komparatörün çıkışı kare dalga şeklindedir. Modifiye referans dalga elde etmek için, kare dalga referans dalgaya eklenir. Akım yükü doğru aktığı zaman ($i > 0$) referans daha pozitif olur ve akım inverttere aktığı zaman ($i < 0$), referans daha negatif olur. Şekil 1.10.6'da görülen devrede 2 ayar yapılıdır. Bunlardan birincisi kare dalganın offset ayarı ve ikincisi ise kazanç ayarıdır. Kare dalganın genliği, ortalama gerilim sapmasıyla aynıdır. Dolayısıyla kazancı buna göre ayarlamalıyız. Kazanç ayarı, yüksek anahtarlama frekansında gereklidir. Offset ayarı ise pozitif ve negatif gerilim sapması arasında eşitlik sağlar.

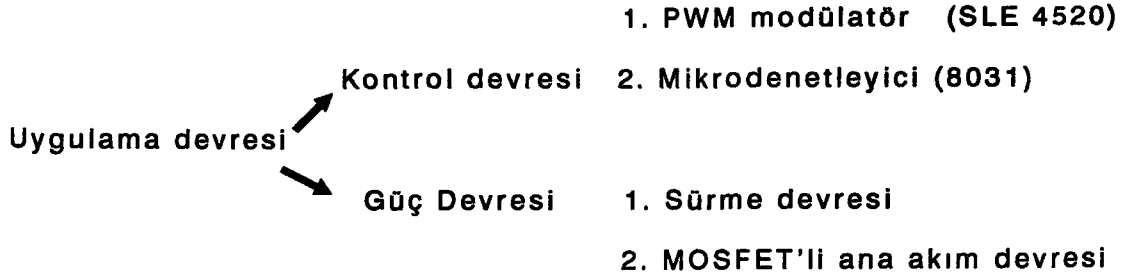


Şekil 1.10.6. Ölû zamanın olumsuz etkisini azaltmak için referans dalganın modifikasyonu

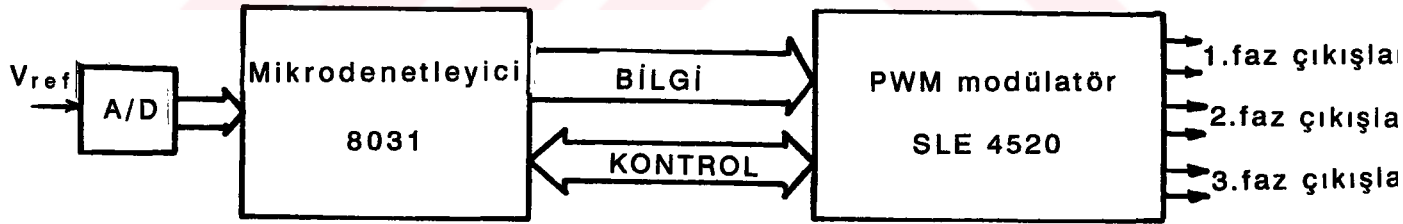
Ölû zamanın dengelenmesi için diğer bir yol lojik devre ile kompanzasyonun sağlanması olup, bu konu referans [6]'da açıklanmıştır.

2. Uygulama Devresi Elemanları

Uygulama devresi; Kontrol devresi ve güç devresi olmak üzere başlıca iki kısımdan meydana gelmiştir.



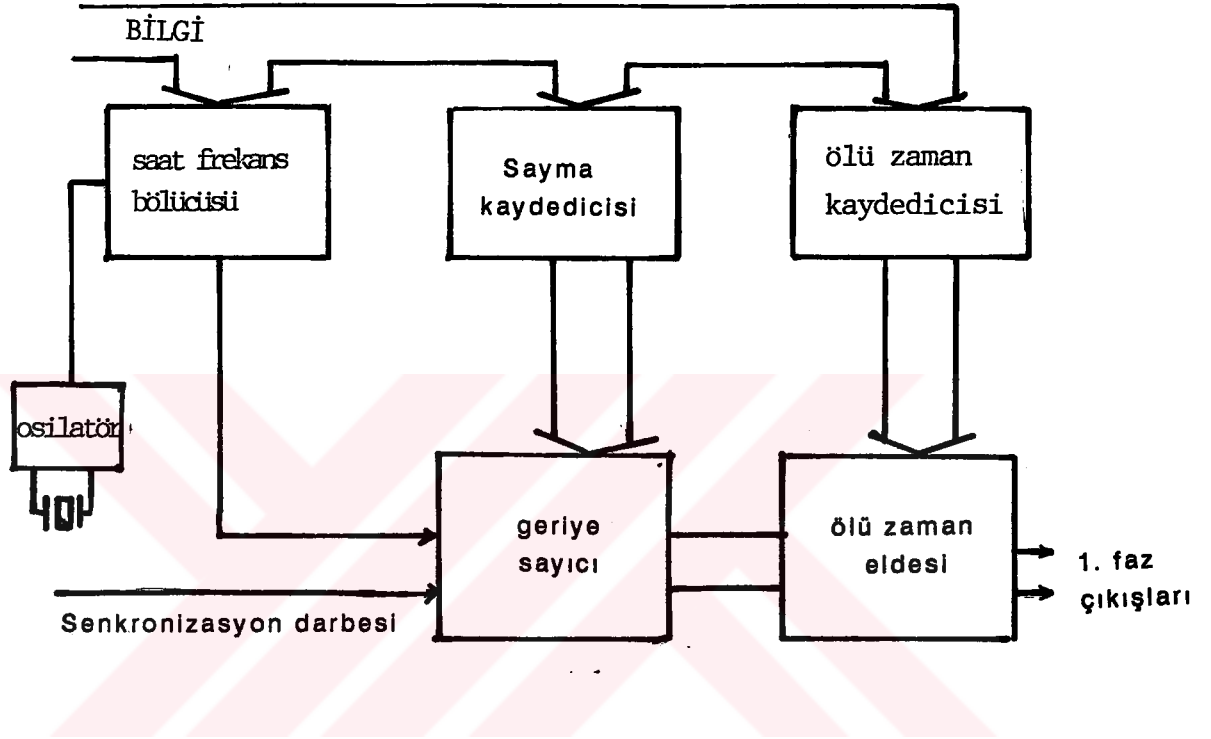
Kontrol devresinde ayrıca ara devre elemanları olarak 2864 EEPROM, ADC 804, 373 latch kullanılmıştır. Şekil 2.1'de uygulama devresinin blok şeması verilmiştir. Referans gerilimle ADC'den alınan bilgi, 8031'e gönderilir. Bu referans bilgisine göre mikrodenetleyiciden elde edilen PWM bilgisi, PWM modülatörüne yüklenir. Modülatör çıkışından da PWM darbeleri elde edilir. PWM darbeleri, sürme devresiyle 5V'tan 12V'a yükseltilir ve MOSFET'lere uygulanır. Uygulama devresi elemanlarıyla ilgili daha ayrıntılı bilgiler aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.1. Mikrodenetleyici ve darbe genişlik modülatörü ile As.mot hız kontrolü

2.1. Darbe Genişlik Modülatörü

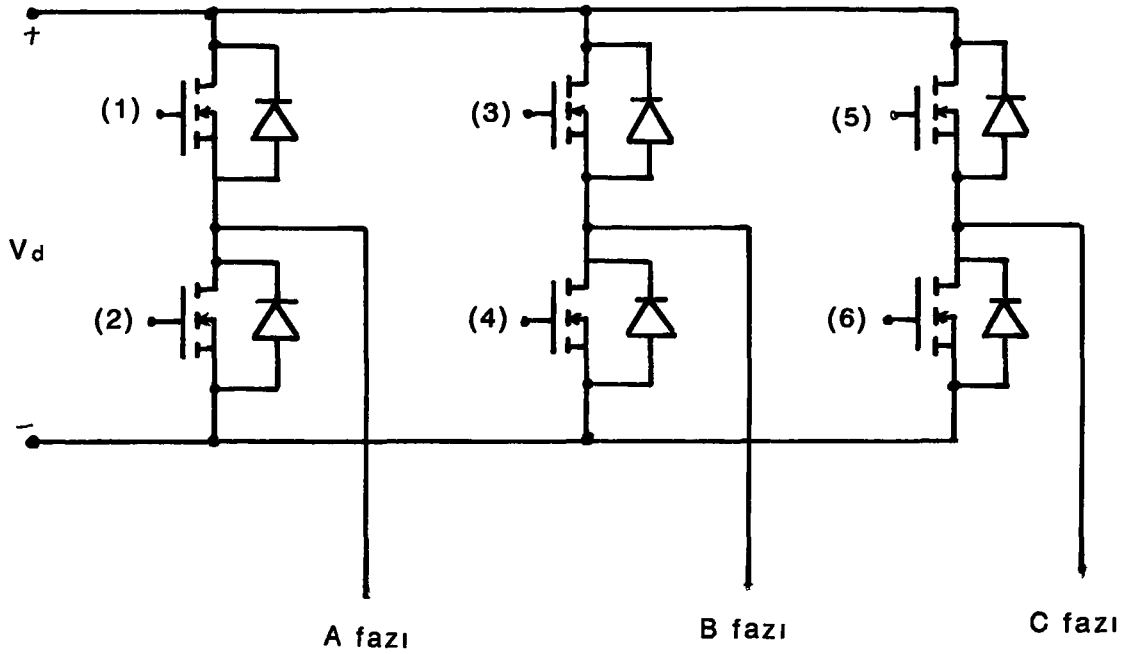
Şekil 2.1.1'de darbe genişlik modülatörünün sadece 1 faza ait çıkışlarının elde edilmesinin blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 2.1.1. SLE 4520 entegresiyle bir faza ait PWM darbelerinin elde edilmesi

Darbe genişlik modülatörünün çalışması şöyle açıklanabilir [7]. Mikrodenetleyiciden gelen darbe genişliği bilgisi, modülatördeki sayma kaydedicisine yüklenir. Aynı bilgi geriye sayıcıya da yüklenmiş olur. Mikrodenetleyiciden, geriye sayıcıya bir senkronizasyon darbesi gelir. Bu darbenin gelmesiyle geriye sayıcı, kaydedicideki sayıdan itibaren geriye doğru saymaya başlar. Sıfıra ulaştıktan sonra durur. Sayma esnasında (1) olan A çıkışı, sayma bittikten sonra (0)'a düşer. İkinci bir senkronizasyon darbesi geldiğinde A çıkışı (1) olur ve geriye sayıcı üzerinde yazılı olan sayıdan itibaren geriye sayar. Tekrar sıfıra ulaştığında durur ve bu esnada (1) olan çıkış yine (0) olur.

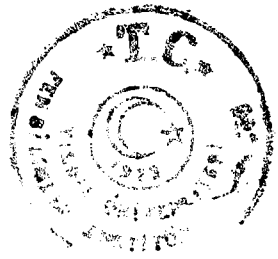




Şekil 2.1.2. MOSFET'lerde gerçekleştirilmiş üç fazlı köprü montajı

Şekil 2.1.2.'de gösterildiği gibi bir faza ait köprü kolları üzerinde bulunan iki MOSFET'in aynı anda ilettime girmesini önlemek için, modülatörde 1. faza ait MOSFET'ler arasında ilettime girme açısından belli bir gecikme sağlanır. Ölü zaman dediğimiz bu gecikme, modülatöre bilgi olarak yazılır ve yazılan bu bilgiye göre değişik ölü zamanlar yaratılmış olur.

Şekil 2.2.1'de sadece bir faza ait kısım gösterilmiştir, diğer iki faz içinde aynı kısımlar bulunmaktadır. Burada mikrodenetleyiciden gelen senkronizasyon darbesi, diğer iki fazın geriye sayıcısına da bağlanmıştır. Yani, tek bir senkronizasyon darbesi ile üç geriye sayıcı aynı anda çalıştırılmış olur. Geriye sayıcılara üç faza ait değişik darbe genişlikleri yazılmaktadır. Darbe modülatörüne 12MHz'lik kristal bağlanmıştır. Modülatör içindeki programlanabilir bölücü sayesinde 12MHz'lik saat frekansı 1:4, 1:6, 1:8, 1:12, 1:16, 1:24, 1:32, 1:48 lik oranlarda bölünür ve elde edilen yeni saat frekansı geriye sayıcıda saat frekansı olarak kullanılır. Bölme oranı da, ölü zaman gibi, ilk çalışmaya başlarken modülatöre yazılır ve çalışma boyunca sabit kalır.



2.2. Mikrodenetleyici

2.2.1. Genel Özellikleri

Mikrodenetleyicilerle gerçekleştirilen sistemler, mikroişlemcilerle gerçekleştirilen sistemlerden farklıdır. Mikroişlemcili sistemlerde, sürekli değişebilen programların kullanılması, program içinde hesaplamaların yapılabilmesi mümkündür. Mikroişlemcili sistemler donanım bakımından daha karışıktır. Mikrodenetleyici sistemler donanım bakımından daha ucuzdur. Mikrodenetleyicilerde sabit programlar koşturulur. Program bir kere yazıldıktan sonra, program üzerinde herhangi bir değişiklik yapılamaz.

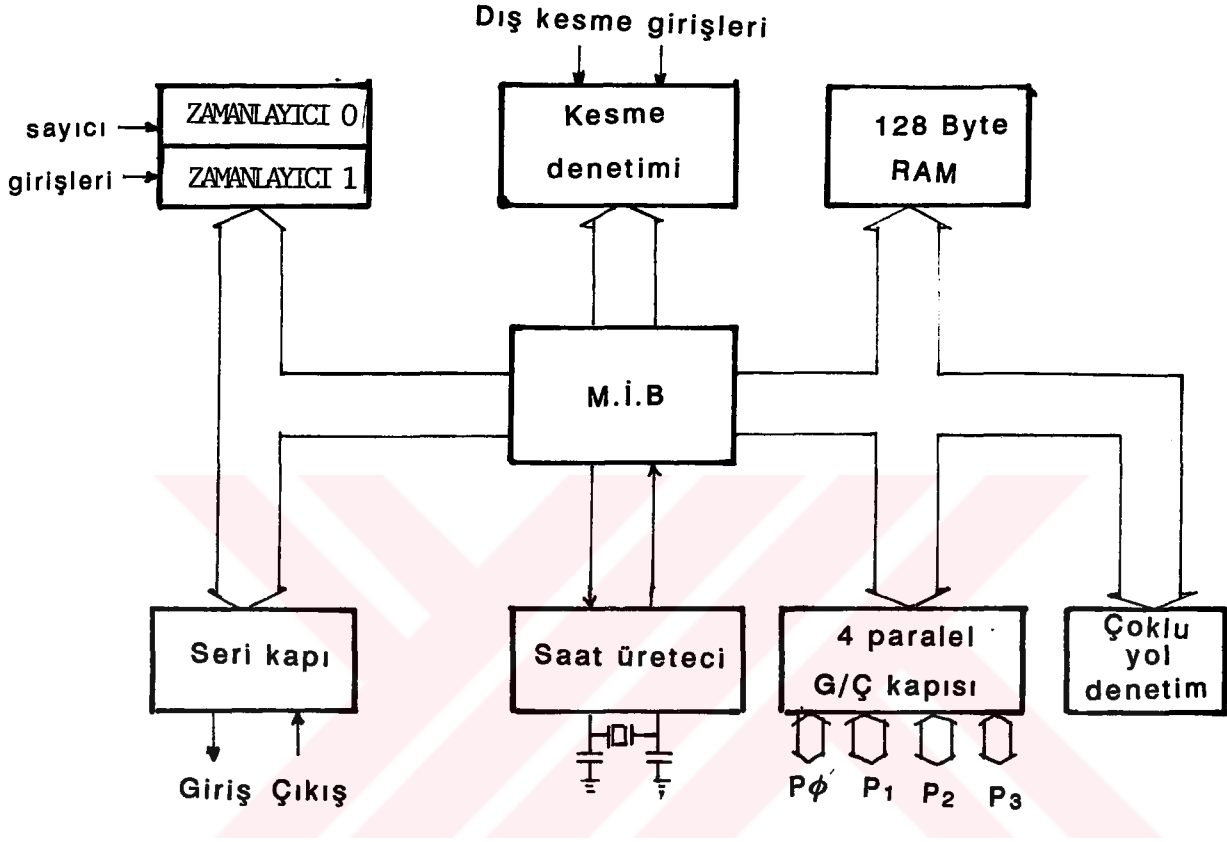
2.2.2. 8031/8051/8751 Mikrodenetleyici Ailesi [8]

8031 mikrodenetleyicisinde hafıza elemanı yoktur. 64 KByte'a kadar bir bellek mikrodenetleyiciye dışardan bağlanabilir. 8751 mikrodenetleyicisinde 4KByte'lık bir program belleği vardır. Bu bellek, dışardan ilave yapılmak suretiyle 64 KByte'a kadar çıkarılabilir. 8051 mikrodenetleyecisinde ise 4KByte'lık maske ROM'u mevcuttur. Uygulama devresinde 8031 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Hafıza elemanı olarak (2864) 4K'lık EEPROM bağlanmıştır.

8031'in özelliklerini kısaca belirtirsek; 128 Byte'lık iç veri belleği, 8-Bit'lik giriş/çıkış (G/Ç) olarak kullanılan 4 kapısı, iki tane 16-Bit'lik timer'ı programlanabilir seri G/Ç kapısı ve yonga üzerinde saat işareti üretme olanağı. 8031 HMOS teknolojisine göre üretilmiştir. Daha az güç tüketimi yapan CMOS tipleri de mevcuttur. CMOS tiplerinin çektiği akım 20 mA civarındadır, aynı zamanda daha yüksek frekanslarda çalışabilir (16 mHz). Ayrıca aylak çalışma ve kısıkgüç modlarında çalıştırma imkanı vardır. 8031'in iç yapısı Şekil 2.2.1'de gösterilmiştir.

2.2.3. 8031'deki sayıcılar

Mikrodenetleyicide 2 tane sayıcı girişi vardır. P3'ün 4. ve 5. uçları bu amaçla kullanılır. 16 Bitlik timer'ların çalışması birbirine benzerdir. Bu timer'lar, makine çevrimlerini sayarsa zamanlayıcı, dış kaynak



Şekil 2.2.1. 8031'in iç yapısı

ucunu sayarsa sayıcı olarak kullanılır. Sayıcıların özelliği, başlangıç değerinden yukarı doğru saymalarıdır. Sayıcı 0FFFH değerine ulaştınca, ilgili sayıcının taşıma bayrağı 1'lenir ve sayıcının içeriği 000H olur. Sayıcı girişlerinin sayıcı veya zamanlayıcı olarak seçilmesi yazılımla gerçekleştirilir. 128 Byte'lık RAM bölgesinde, zamanlayıcı/sayıcı (T/C) denetim kaydedicisi TCON için 88H adres bölgesi ayrılmıştır. TCON'da TF0 ve TF1 taşıma bayrakları sayıcı 0FFFH değerine ulaştığı zaman 1'lenir. Bu bayrakları kontrol ederek sayıcıların durumunu takip edebiliriz. TCON'daki TR0 ve TR1 bayrakları sayıcıların çalışmasını denetler. Bu bayraklar 1 yapıldığında, sayıcılar çalışır. TCON; Bit-bit adreslenebilir bit-bit okuma yapılabilir. 8031'in sayıcıları, değişik şekil-

lerde çalıştırılabilir. Sayıcıların hangi şekilde çalıştırılacaklarını, TMOD özel işlev kaydedicisi belirler. TMOD için 89H adres bölgesi ayrılmıştır.

KAPI	C/ $\bar{T}$	M1	M0	KAPI	C/ $\bar{T}$	M1	M0	TMOD 89H
------	--------------	----	----	------	--------------	----	----	-------------

Sayıcı/zamanlayıcı 1

sayıcı/zamanlayıcı 0

$C/\bar{T}=1$ yapılırsa, P3.4 ucundaki işaretler sayılır. $C/\bar{T}=0$ yapılırsa, sistem saati sayılır ve zamanlayıcı olarak çalışır. M0 ve M1 ile de sayıcının hangi şekilde çalışacağı seçilir.

MODU	M1	M0	Çalışma Şekli
MOD0	0	0	5 Bit ön bölücü+8Bit sayıcı
MOD1	0	1	16 Bit sayıcı
MOD2	1	0	8-Bit otomatik yeniden yüklemeli sayıcı
MOD3	1	1	8'er Bit'lik iki sayıcı sadece sayıcı-0 çalıştırılabilir.

TF0 ve TF1 bayrakları taşıdığı zaman eğer kesme izni varsa, yani $EA=1$ ise kesme isteği doğacaktır. Kesme isteği doğduğunda hangi adrese dallanacağı, programın başında belirtilir. MOD0 da sayıcının ilk 8-Bit'lik kısmı 5-Bit'lik bölücü olarak, 2.ci 8-Bit'lik kısmı ise 8-Bit'lik bölücü olarak programlanabilir. Böylece sayıcı, MOD0 ile 1 μs 'den, 8.192 μs 'ye kadar 1'er μs aralıklarla zamanlar elde edilebilir.

MOD1'de TH0 ve TL1 ile TH1 ardarda bağlanarak 2 tane 16-Bit'lik sayıcı elde edilir. Bu Mod ile eğer sistem saati kullanılacaksa 1 μs 'den, 65.535 μs 'ye kadar aralıklarla zaman üretmek mümkündür.

MOD2 ile 8-Bit'lik yeniden yüklemeli bir sayıcı gerçekleştirilir. Düşük anlamlı Byte'ı sayıcı olarak çalıştırılır. Yüksek anlamlı Byte'ına yeniden yüklenecek sayı yazılır.

MOD3'de sadece sayıcı 0 çalışabilir. Sayıcı 0'ın düşük ve yüksek anlamlı Byte'ları ayrı ayrı 8-Bit'lik sayıcılar olarak çalışırlar. TL0, 8-Bit'lik sayıcılar olarak çalışırlar. TL0, 8-Bit'lik bir sayıcı olarak makine çevrimlerini ya da T0 ucundaki dış işareti sayar. TL0 taşıdığı anda TF0



bayrağını 1'ler. TH0 ise sadece makine çevrimlerini sayar, TH0 taşıdığına TF1 bayrağını 1'ler.

2.2.4. Seri Kapı Giriş Çıkışları

Genel olarak, işlemciler arası veya sistemler arasında seri haberleşme biçimi olarak asenkron haberleşme kullanılmaktadır. Asenkron haberleşmede, veri alma ve gönderme işlemi aynı anda yapılmaktadır. Seri kapıda, gönderilen ve alınan bilgilerin tutulduğu iki kaydedici vardır. Bunlara, SBUF özel işlev kaydedicisi denir ve 99H adresinde bulunur. Asenkron haberleşmede, üç tane çalışma modu vardır ve bunlar SCON özel işlev kaydedicisinden seçilir ve MOD1 8-Bit veri ve değiştirilebilir veri hızı sağlar. Bu çalışma biçiminde, mikrodenetleyicinin zamanlayıcı-1'i Baud hızı üretici olarak kullanılır. MOD-2, 9-Bit veri ve sabit veri hızı sağlar. Sabit veri hızı donanım tarafından sağlanır. MOD-3, 9-Bit veri ve değiştirilebilir veri hızı sağlar. Bu çalışma biçiminde veri hızı, MOD-1'deki gibi üretilir. 9.bit, parite-bit vb. özel haberleşme protokolleri ve mikroişlemcilerin adreslenmesini sağlar.

2.2.5. Kesme Denetimi

Mikrodenetleyicide toplam 6 kesme kaynağı vardır. Her kesme kaynağı için RAM'de bir adres bölgesi ayrılmıştır. Bu adresler, 8-Bit'lik olduğu için, sadece dallanacakları adresler yazılır. Kesme kaynağının adresleri ve çalışma işlevleri aşağıda gösterilmiştir.

- * Reset; Mikrodenetleyici, uygun dış donanım ile ilk çalıştırıldığında, kendiliğinden resetlenir. Böylece kaydediciler, kapılar, vs. ilk durumlarını alırlar. Reset ile program kendiliğinden 00H adresine dallanır. Bu adreste, programın başlangıç adresi yazılmıştır.
- * Seri kapıdan bir kesme işareti geldiğinde, program 23H adresine dallanır.
- * Zamanlayıcı/sayıcı-0 kesmesi, programın 0BH adresine dallanmasını sağlar. Buradaki adres bölgesinde, kesme programının hangi adreste olduğu yazılıdır.



- * Zamanlayıcı/sayıcı-1 kesmesi, programın 1BH adresine dallanmasını sağlar.
- * Dış kesme-0, P3.2'nin seçenek işlevlerinden biridir. Mikrodenetleyici dışından bir kesme işareti geldiğinde, program 03H adresinde dallanır.
- * Dış kesme-1, P3.3'ün seçenek işlevlerinden biridir. Dış ortamdan bir kesme işareti geldiğinde, program 13H adresine dallanır.
- * Kesme denetimini, IE ve IP özel işlev kaydedicileri denetler.

EA	-	-	-	ET ₁	EX ₁	ET ₀	EX ₀	IE 0A8H
----	---	---	---	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	------------

IE (Interrupt Enable) kaydedicisindeki EA bitini 1 yapmakla gerekli kesme yetkisi mikrodenetleyiciye verilmiş olur. IE özel işlev kaydedicisi bit bit adreslenebilmektedir.

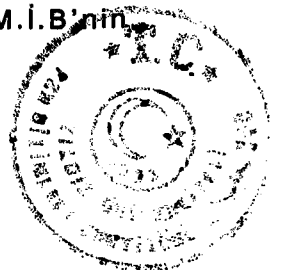
ET₁ veya ET₀ 1 yapılmakla, sayıcılar sistem saatini sayarlar. Taşma meydana geldiğinde, kesme isteği doğar ve yazılımda daha önceden belirlenen adrese dallanırlar. Eğer EA biti 1 yapılmadan diğer kesme vektörleri 1'lenirse, kesme isteği doğsa bile dallanma meydana gelmez. Aynı anda birden fazla kesme isteği gelirse, bunlardan hangisinin öncelikle etkili olacağı IP (Interrupt Priority), kesme öncelik kaydedicisi ile belirlenir.

-	-	-	-	PT ₁	PX ₁	PT ₀	PX ₀	IP 0B8H
---	---	---	---	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	------------

PT₁; Zamanlayıcı-1'e , PX₁; Dış kesme-1'e PT₀; Zamanlayıcı-0'a , PX₀ ise dış kesme-0'a öncelik tanır.

2.2.6. Merkezi İşlem Birimi (M.İ.B)

M.İ.B, mikrodenetleyicinin temel birimidir. Aritmetikte lojik işlemleri yapar, ortaya çıkan sonuca göre karar verir. Mikrodenetleyicinin iç donanım ile dış ortam arasındaki koordinasyonu sağlar. M.İ.B'nin hızı, belli bir zamanda yapacağı işlem sayısı ile ölçülür. M.İ.B'nin hızını belirleyen saat frekansıdır. Genel olarak saat frekansı arttıkça zaman, M.İ.B'nin



hızı da artar. Ancak bu aynı yapıdaki mikrodenetleyiciler için geçerlidir. M.İ.B, bazı alt birimlerin birleşmesinden meydana gelmiştir. Bu birimler aşağıda kısaca izah edilmiştir.

Akümülatör (ACC)

M.İ.B'nin temel elemanlarından biridir. ACC' ile aritmetik ve lojik işlemler, döndürme ve evirme işlemleri yapılır. 8031'de ACC 8 Bit'lidir.

Kaydediciler

Kaydedicilere, RAM üzerinde bir bölge ayrılmıştır. 8031'de toplam 4 tane kaydedici takımı vardır. Bu takımların herbirinde de 8 tane kaydedici vardır. Bu kaydedici takımlarının seçilmesi PSW registeri ile yapılır. Eğer herhangi bir seçim yapılmaz ise, mikrodenetleyici 0 kaydedici takımını seçer.

-	-	-	-	RS ₁	RS ₀	-	-	PSW D0H
---	---	---	---	-----------------	-----------------	---	---	------------

Kaydedici takımı	RS ₁	RS ₀	Adres
Kaydedici takımı-0	f	f	f-7
Kaydedici takımı-1	0	1	8-15
Kaydedici takımı-2	1	0	16-23
Kaydedici takımı-3	1	1	24-31

Kaydedici takımı kullanmanın bazı avantajları vardır. Program içinde çok sık kullanılan bazı bilgiler, kaydedici takımında saklanır veya alt programların çok kullanıldığı hallerde, alt programa ait sık kullanılan bilgiler de kaydedici takımında saklanır. Kaydedici takımları doğrudan adreslendiği için program boyutu da küçülmüş olur.

Yığıt Göstericisi (SP)

Yonga üzerindeki RAM'da adres ya da verilerin geçici olarak saklanabilmesi için tanımlanan bölgeye yığıt denir. Yığıt için ayrılan bölge 0-127 aralığındadır. Yığıt göstericisi (SP), yığıtın o anda bulunduğu adresin bir üst değerini gösterir. SP, bir özel işlev kaydedicisidir ve

adresesi 81H dir. Yığıta bir değer kaydetmek istediğimizde SP'nin değeri bir arttırılır ve bu adrese saklanacak bilgi kaydedilir. Yığıttan bir Byte'ın geri alınması halinde, SP'nin değeri bir eksiltir. Yığıt alanı SP'ye verilen başlangıç değeri ve yığıta depolanan değerlerin miktarı ile belirlenmektedir. Yığıt alanı olarak 8031'in kendi RAM'ı kullanıldığı gibi, dış bellek de kullanılabilir. Dış bellek kullanıldığı zaman, yığıt alanı haliyle artar. İlk açılışta SP'nin değeri 07H dir. Uygulama devresi programında SP'nin değeri 30H alınmıştır.

Program Sayacı (PC)

PC, programda bir sonra işlenecek komutun adresini taşır. Program belleğinden 1 Byte okuma sonucu, PC bir artar. Bunun nedeni, bir sonra okuması gereken Byte'ın bellekte bir sonraki adreste yerleşmiş olmasıdır. Alt programların kullanılmasında, PC'a altprogramın başladığı adres yüklenir.

Veri Göstericisi (DPTR)

Özel işlev kaydedicilerinden biridir. 64 K Byte program veya 64 K Byte dış veri bölgesine erişmede kullanılır. 16-Bit'lidir ve 8-Bit'lik iki kısma ayrılarak kullanılır. DPL, program veya dış verinin düşük anlamlı Byte'ını, DPH ise yüksek anlamlı Byte'ını kapsar. DPTR ile dış bellekteki ve dış verideki bilgilere kolayca erişilebilir. DPTR, ancak akümülatörle kullanılır. Dış ortama gönderilecek bilgi önce akümülatöre yüklenir, daha sonra DPTR ile dış ortama gönderilir. Dış ortamdan alınan bilgiler de önce akümülatöre yüklenir ve daha sonra buradan alınarak kullanılır. DPTR ile program belleğindeki tablo veya diziler kolaylıkla okunur. Bunun için tablo veya dizinin başlangıç değeri DPTR'a yüklenir, akümülatöre de tablonun kaçınıcı elemanının okunacağı yazılır ve ikisi toplanır, bulunan adresteki tablo değeri akümülatöre yüklenmiş olur.

Çoklu Yol Denetimi

M.İ.B, 8031'in diğer birimleri ile çoklu yol üzerinden haberleşir. Haberleşme, adres yolu, veriyolu ve denetleme yolu ile sağlanır. Haberleşme 8-Bit'lidir.

Saat

8031'in bir özelliği de, saat frekansının kendi üzerinde elde edilebilmesidir. 4 mHz'den 12 mHz'e kadar kristal kullanılabilir. Uygulama devresinde 8031'e saat darbeleri, PWM modülatörden taşınmıştır.

2.2.7. Paralel Giriş/Çıkış Kapıları

Mikrodenetleyicide toplam 4 tane G/Ç kapısı vardır.

P0, yapı olarak oldukça karışıktır. Kısaca özetlersek, eğer dış bellek kullanılacaksa iç donanımdaki denetim hattı 1 olur ve adres/veri moduna geçilir. Adres bilgisinin düşük anlamlı byte'ı yazılır, bu bilgi adres tutucuda saklanır ve daha sonra okuma/yazma işlemine geçilir. Eğer normal giriş/çıkış kapısı olarak kullanılacaksa, iç donanımdaki denetim hattı 0 yapılır. Bundan sonra giriş ucu olarak kullanılacaksa, bu uç önceden 1'lenir, daha sonra bu uç sıfıra çekilir. Çıkış ucu olarak kullanılacaksa, P0 açık drainli olduğu için, uca dışardan direnç bağlamak gerekir.

P1; Yapı olarak kapılar içinde en basit olanıdır. Her uç birbirinden bağımsız olarak kullanılabilir. Giriş ucu olarak kullanılacaksa, bu ucun sıfıra çekilmesi yeterlidir. (Daha önceden bu kapiya 1 değerinin yazılması gerekir)

P2; Genel amaçlı G/Ç olarak kullanılacaksa, donanım kendiliğinden G/Ç kapısı olarak hazırlanır. Eğer dış veri belleğine ulaşılabilecekse, iç donanım sayesinde, adres bilgisinin yüksek anlamlı Byte'ı P2'ye yüklenir ve dış adrese ulaşılır.

P3; Genel amaçlı ve özel amaçlı G/Ç kapısı olarak kullanılabilir. Eğer giriş ucu olarak kullanılacaksa bu uca 1 değeri verilir. Benzer şekilde seçenek işlevlerinin kullanılabilmesi için ilgili ucun 1'lenmesi gerekir. P3'ün özel amaçlı G/Ç uçları aşağıdaki gibidir.

P3.0	RXD	Seri kapı girişi (alma)
------	-----	-------------------------

P3.1	TXD	Seri kapı çıkışı (gönderme)
P3.2	$\overline{\text{INT0}}$	Dış kesme 0
P3.3	INT1	Dış kesme 1
P3.4	T0	zamanlayıcı/sayıcı 0 girişi
P3.5	T1	zamanlayıcı/sayıcı 1 girişi
P3.6	$\overline{\text{WR}}$	DIŞ RAM bellek yazma denetim çıkışı
P3.7	$\overline{\text{RD}}$	DIŞ RAM bellek okuma denetim çıkışı

2.3. GÜÇ MOSFETLERİ

2.3.1. Giriş

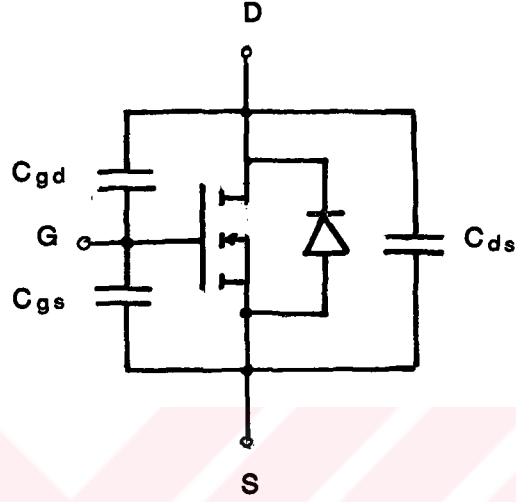
MOSFET'ler anahtarlama hızları bakımından bipolar güç transistörleri ve tristörler ile karşılaştırıldıklarında mükemmel elemanlardır. Bipolar güç transistörleri akımla sürüldükleri halde, MOSFET'ler gerilimle sürülürler. Dolayısıyla sürme devresi kayıpları çok düşüktür. Bugün için, MOSFET'lerin akım ve gerilim değerleri çok büyük değildir. Bundan dolayı büyük güçlü inverterlerde, tristörler anahtarlama hızları fazla olmamasına rağmen en iyi güç devresi elemanı olarak kullanılmaktadır. Güç MOSFET'lerinin karakteristikleri aşağıda incelenmiştir.

2.3.2. Şarj Transfer Karakteristikleri

Bütün güç MOSFET'lerin, "gate ile source'u arasında birkaç megaohm'luk direnç görülür. Bu direnç, bir kapasitenin direncine



eşdeğerdir; yani mosfetin gate-source arası bir kapasite gibidir ve buna C_{gs} kapasitesi denir. Gate ile drain arası ise yine kapasitif bir etki gösterir ve buna da C_{gd} kapasitesi denir.



Şekil 2.3.1. MOSFET'in iç yapısındaki kapasiteler

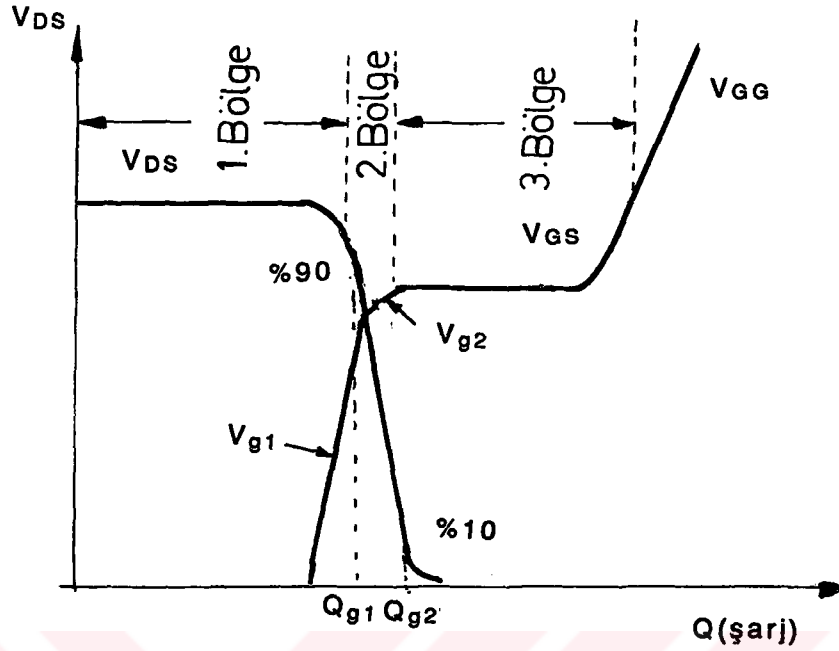
Güç MOSFET'lerinin giriş empedansı hemen hemen saf kapasitanstır. MOSFET'lerin sürülmesi için önce bu kapasitelerin şarj edilmeleri gerekir. Eğer giriş kapasitesi bilinirse, kapasitenin şarjı için gerekli enerji hesaplanabilir [9].

$$W = \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot V_{GS}^2 \quad \text{watt - saniye} \quad (2.3.1)$$

Buradaki C_{in} giriş kapasitesini saptamak güçtür. Çünkü, Miller etkisi (2.3.1) numaralı denklemin kullanılışını hemen hemen imkansızlaştırır. Bunun için daha çok şarj-transfer karakteristikleri kullanılır.

Şekil 2.3.2'de bir güç MOSFET'inin şarj-transfer karakteristiği gösterilmiştir [9].





Şekil 2.3.2. MOSFET'in iletime girme esnasındaki şarj-transfer karakteristiği

Şekil 2.3.2'den görüleceği gibi karakteristikte, 3 bölge vardır. 1. bölgede gate gerilimi belirli bir değere ulaşınca, MOSFET'den drain akımı geçmeye başlar. 2. bölgede drain gerilimi %90 V_{DS} değerine düşer ve azalmaya devam ederek %10 V_{DS} değerine ulaşınca MOSFET'in iletime girmesi tamamlanır. 3. bölgede gate gerilimi maksimum değerine yükselirken, drain gerilimi V_{SAT} 'a ulaşır.

Gate'in şarjı esnasında şarj gerilimi, sabit bir eğimle artar. Bu süre içinde eşdeğer giriş kapasitesi, kapı gerilimi ile şarj edilir. C_{gs} giriş kapasitesi aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$C_{gs} = \frac{Q_{g1}}{V_{g1}} \quad (2.3.2)$$

Burada; Q_{g1} , 1. bölgede kapıda biriken yük miktarı, V_{g1} ise V_{DS} 'u %90'ına düşüren kapı gerilimidir.

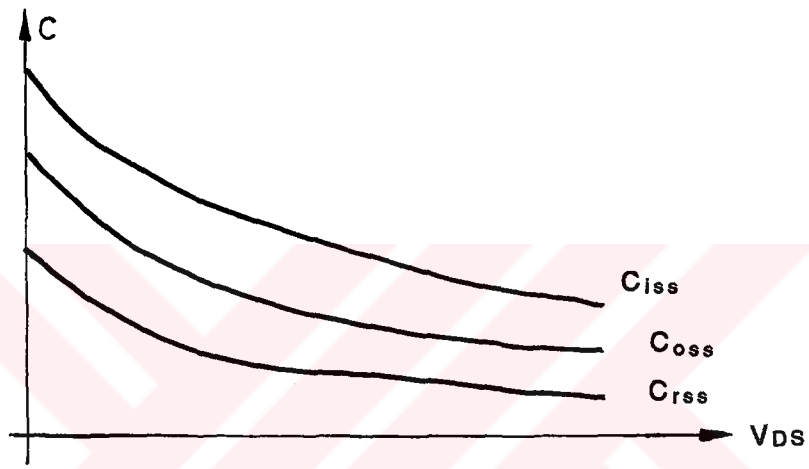
2. bölgede, giriş kapasitesinde, miller etkisi kendini gösterir. Miller etkili giriş kapasitesi ise aşağıdaki gibi hesaplanır [9].

$$C_{in} = C_{gs} + C_{gd} (1 - AV) \quad (2.3.3)$$



$$C_{in} = \frac{Q_{g2} - Q_{g1}}{V_{g2} - V_{g1}} \quad (2.3.4)$$

Yukarıdaki ifadelerde; Q_{g2} ikinci bölgede MOSFET'in gate'inde biriken yük miktarı, V_{g2} ise V_{DS} 'in %10 değerine düştüğü andaki gate gerilimidir. C_{gs} gate-source kapasitesi, C_{gd} gate-drain kapasitesidir. AV ise gerilim kazancı olup dV_{DS}/dV_{GS} 'ye eşittir.



Şekil 2.3.3. V_{DS} 'ye bağlı olarak güç MOSFET'indeki kapasitelerin değişimi.

V_{DS} gerilimine bağlı olarak MOSFET'in yapısındaki kapasiteler, ancak o MOSFET'e ait grafikler yardımıyla hassas olarak bulunabilir. Şekil 2.3.4'de MOSFET'in kapasitelerinin V_{DS} 'ye bağlı olarak değişimleri gösterilmiştir [9]. Burada;

Giriş kapasitesi;

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

Çıkış kapasitesi;

$$C_{oss} = C_{ds} + \frac{C_{gs} \cdot C_{gd}}{C_{gs} + C_{gd}} \quad (2.3.5)$$

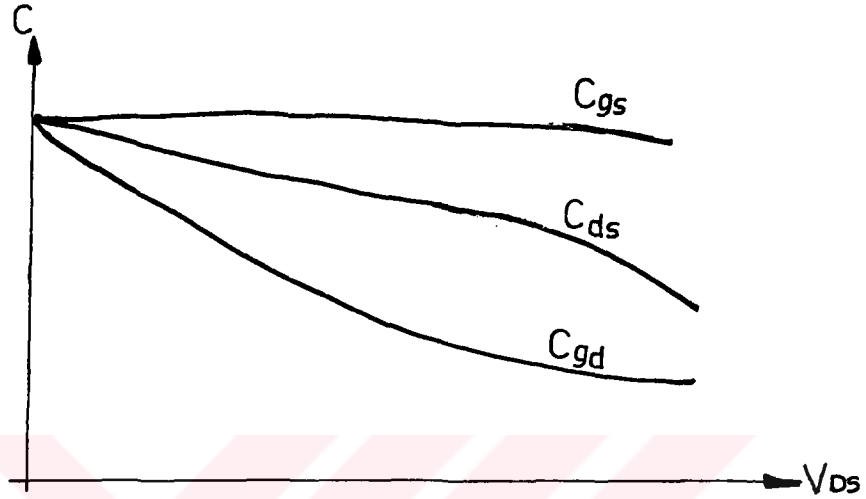
Ters transfer kapasitesi;

$$C_{rss} = C_{gd}$$

olarak tarif edilir.



Şekil 2.3.4'de ise, güç mosfetlerinin iç yapısındaki kapasitelerin V_{DS} 'ye bağlı olarak değişimi görülmektedir.



Şekil 2.3.4. Güç MOSFET'lerinde V_{DS} 'ye bağlı olarak iç kapasitelerinin değişimi.

MOSFET'lerin iletme girmedeki gecikme, MOSFET'in gate'deki giriş kapasitesine bağlıdır. Miller etkisi, t_r ve t_f sürelerine doğrudan etkir. MOSFET'lere uygulanan gate gerilimi mümkün olduğu kadar yüksek seçilirse kapasitenin şarjı o kadar çabuk olacaktır. Dolayısıyla t_r süresi de kısalmaktadır.

2.3.3. Anahtarlama Süresinin Hesabı;

Her güç MOSFET'i için anahtarlama süresi bilgi olarak verilir. Anahtarlama süreleri, şarj-transfer eğrilerine göre aşağıdaki denklemler kullanılarak da hesaplanabilir.

İletme girme süresi [t_d (on)] ve yükselme zamanı (t_r) :

$$t_d(\text{on}) = \frac{Q_{g1}}{V_{g1}} \cdot R_{gen} \cdot \ln \frac{V_{GG}}{V_{GG} - V_{g1}} \quad (2.3.6)$$

$$t_r = \frac{Q_{g2} - Q_{g1}}{V_{g2} - V_{g1}} \cdot R_{gen} \cdot \ln \frac{V_{GG} - V_{g1}}{V_{GG} - V_{g2}} \quad (2.3.7)$$

Şekil 2.3.2'den faydalanarak (2.3.6) ve (2.3.7) numaralı denklemler yazılır [9]. Burada; R_{gen} , kaynak direnci, Q_g/V_g oranı ise giriş kapasitesinin eşdeğeridir.

İletimden çıkma gecikmesi [$t_{d(off)}$], düşme zamanı (t_f):

İletimden çıkma gecikmesi şarj-transfer eğrilerinden aşağıdaki formüller yardımıyla bulunabilir [9].

$$t_{d(off)} = \frac{Q_{g3} - Q_{g2}}{V_{g3} - V_{g2}} R_{gen} \cdot \ln \frac{V_{gg}}{V_{g2}} \quad (2.3.8)$$

$$t_f = \frac{Q_{g2} - Q_{g1}}{V_{g2} - V_{g1}} R_{gen} \cdot \ln \frac{V_{g2}}{V_{g1}} \quad (2.3.9)$$

Her güç MOSFET'i C_{gs} ve C_{gd} parasitik kapasiteleri tarafından etkilenir. MOSFET, iletim durumuna girmeden önce C_{ds} kapasitesi, MOSFET'e uygulanan gerilim ile şarjlıdır. Anahtarlama periyodu süresinde C_{ds} kapasitesi, iletim yönündeki R_{DS} direnci üzerinden deşarj olur. MOSFET, kapama durumuna geldiğinde R_{DS} ve C_{ds} den meydana gelen zaman sabiti değişir ve yeni zaman sabiti $R_{yük}$ ve C_{ds} 'den meydana gelir. Eğer yük direnci veya reaktansı, MOSFET'in iletim yönündeki direncinden farklı ise, iletime geçme şarj trans karakteristikleri kullanmak suretiyle bulunan t_f düşme zamanında hata meydana gelir.

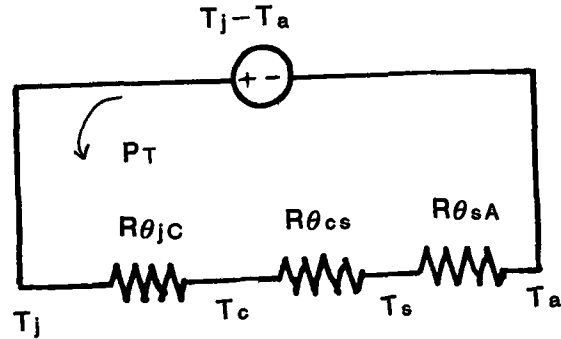
2.3.4. MOSFET'in Çalışma Sınırları

Mosfetin çalışma sınırlarını belirleyen bazı büyüklükler vardır. Bunlar elektriksel ve termik büyüklüklerdir. Maksimum jonksiyon sıcaklığı, emniyetli çalışma bölgesi (SOA), maksimum akım ve gerilim değerleri, geçici ve sürekli çalışma durumlarındaki termik empedanslardır.

2.3.4.1. MOSFET'in Termik Modeli

MOSFET'in termik modeli, sürekli ve geçici rejim durumları için ayrı ayrı gösterilir.





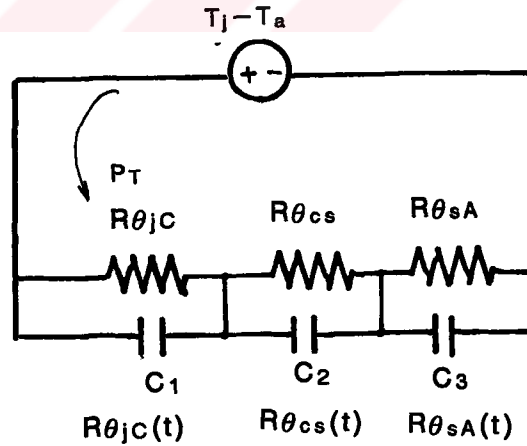
Şekil 2.3.5. MOSFET'in sürekli çalışma durumundaki termik eşdeğer modeli.

Şekil 2.3.5'deki devreye göre T_j jonksiyon sıcaklığı;

$$T_j = T_a + (R_{\theta jC} + R_{\theta cs} + R_{\theta sA}) \cdot P_T \quad (2.3.10)$$

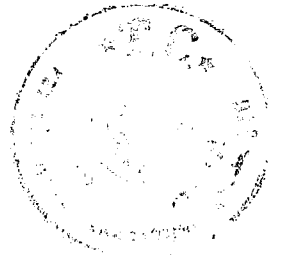
olarak bulunur.

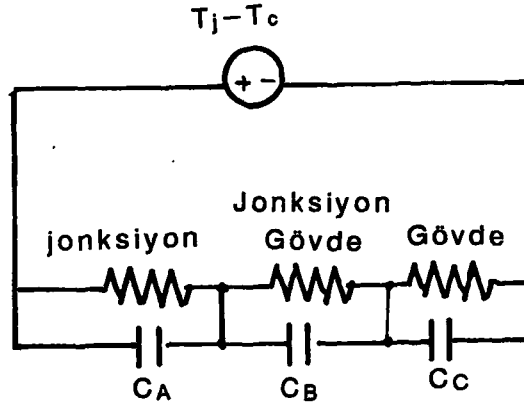
Geçici rejim durumundaki termik modeli Şekil 2.3.6'da gösterilmiştir. Bu gösterim MOSFET'ten darbeli bir akım geçirildiği durumdaki termik modelini gösterir.



Şekil 2.3.6. MOSFET'in geçici rejim durumundaki termik modeli

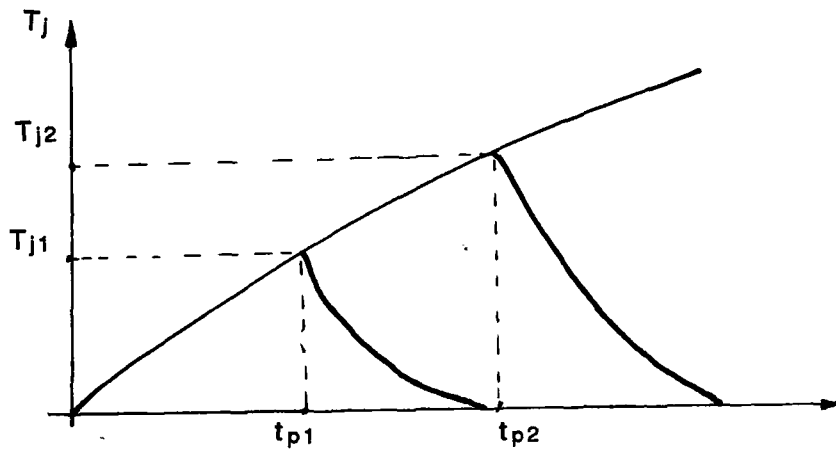
Pratikte bazı kapasitelerin değeri, diğerlerine göre çok daha büyüktür. Örneğin, Şekil 2.3.6'daki $R_{\theta jC}$ direnci, Şekil 2.3.7'deki gibi kısımlara ayrılabilir [9].





Şekil 2.3.7. MOSFET'in jonksiyon-gövde empedansının açık olarak gösterilmesi

Şekil 2.3.7'de gösterildiği gibi empedansların zaman sabitleri birbirinden farklıdır. Jonksiyon için zaman sabiti, 50-500 μ sn, jonksiyon-gövde bağlantısı için 1-5 msn, gövde için ise 1-5 sn mertebesindedir. Bu belirtilen zaman sabitleri darbe uzunluğuna göre değişir. Jonksiyon sıcaklığının tepe değerini, darbe genişliği ve uygulanan gücün tepe değeri belirler. Şekil 2.3.8'de jonksiyon sıcaklığının darbe genişliğine göre değişimi görülmektedir [9].



Şekil 2.3.8. Tek bir darbe uygulanmış MOSFET'in jonksiyon sıcaklığının darbe genişliğine bağlı olarak değişimi



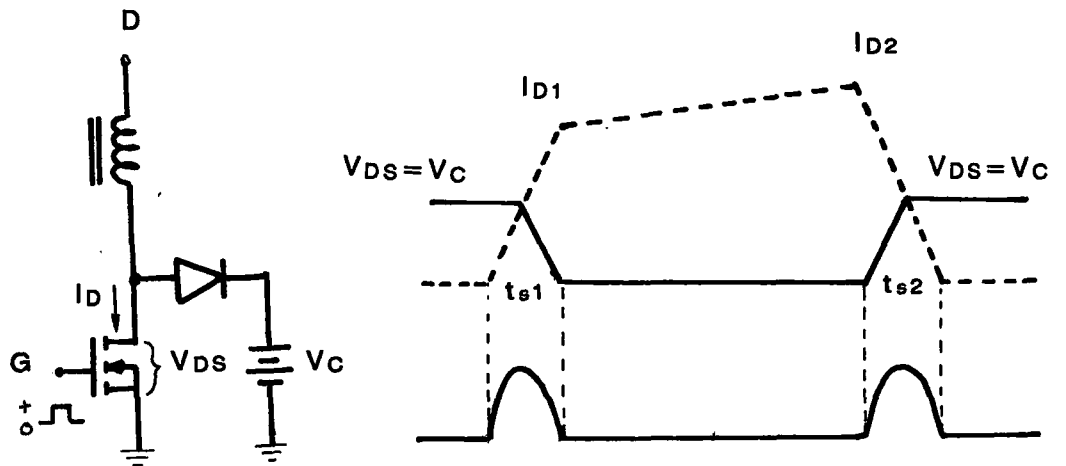
2.3.4.2. MOSFET'deki Güç Kayıpları

MOSFET'teki güç kayıplarını birkaç başlık altında toplamak mümkündür.

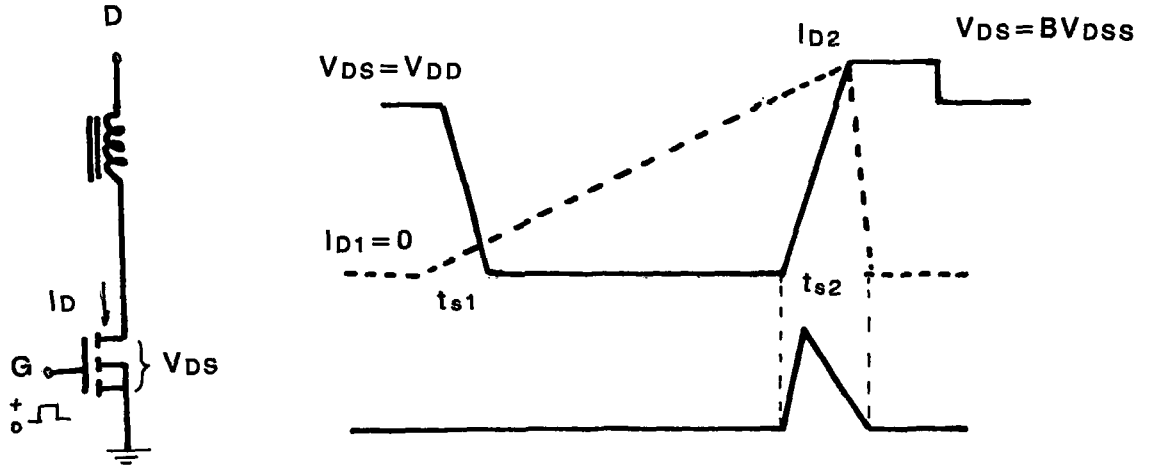
1. Anahtarlama kayıpları (P_s).
2. Kapı devresi kayıpları (P_g).
3. Drain-source arası kaçak akımların neden olduğu kayıplar (P_L).
4. Ters akım diyodunun iletim durumundaki kayıpları (P_D).
5. MOSFET'in iletim durumundaki iletim kayıpları (P_c).

2.3.4.2.1. Anahtarlama kayıpları (P_s)

Anahtarlama kayıpları, yükün cinsine göre değişiklikler gösterir. Omik, endüktif veya kapasitif bir yükün beslenmesindeki kayıplar birbirinden farklıdır. Bizim uygulama devremizdeki yük, endüktif bileşenli olduğundan, sadece bu yük durumundaki kayıplar anlatılacaktır. Endüktif yükte, iki durum vardır. Bunlar Şekil 2.3.9 ve Şekil 2.3.10'da gösterilmiştir [9].



Şekil 2.3.9. Kublajlı endüktif yükteki anahtarlama gerilim ve akımın değişimleri.



Şekil 2.3.10. Kublajsız endüktif yükteki anahtarlama gerilimi ve akımın değişimi.

MOSFET'in genel olarak anahtarlama kayıpları

$$P_s = f_s \cdot \left[\int_0^{t_{s1}} V_{DS} \cdot I_D \cdot dt + \int_0^{t_{s2}} V_{DS} \cdot I_D \cdot dt \right] \quad (2.3.11)$$

ifadesinden hesaplanabilir.

Şekil 2.3.9'a göre, kublajlı endüktif yük için anahtarlama kaybı,

$$P_s = \frac{V_{DS} (I_{D1} \cdot t_{s1} + I_{D2} \cdot t_{s2}) \cdot f_s}{2} \quad (2.3.12)$$

Kublajsız endüktif yük için anahtarlama kaybı ise,

$$I_{D1} = 0 \text{ için } V_{DS} = B V_{DSS}$$

$$P_s = \frac{I_{D2} \cdot B V_{DSS} \cdot t_{s2} \cdot f_s}{2} \quad (2.3.13)$$

olarak hesaplanır [9].

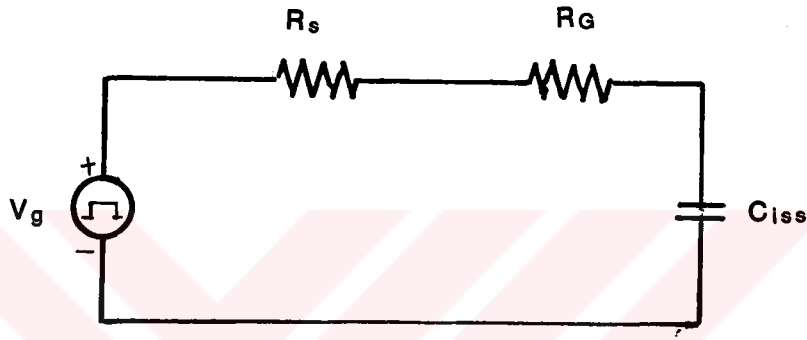
Anahtarlama kayıplarını drain-source arasına bağlanan R-C elemanı ile azaltmak mümkündür. Böylece akım ve gerilim ani değişikliklerin güç kayıplarını arttırması önlenmiş olur.

2.3.4.2.2. Kapı sürme kayıpları (P_{GT})

MOSFET'in gate-source arası Şekil 2.3.11'de gösterildiği gibi, kapasite ve dirençlerden ibarettir. MOSFET'in kapı devresi toplam sürme gücü,

$$P_{GT} = V_{GS} \cdot Q_g \cdot f_s \quad (2.3.14)$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 2.3.11. MOSFET'in kapı sürme eşdeğer devresi.

(2.3.14) numaralı ifadede, Q_g kapı devresi kapasitesinin şarj olduğu yük değeridir. Toplam sürme gücünün belirli bir kısmı MOSFET'in iç yapısında harcanır. Harcanan bu kısım

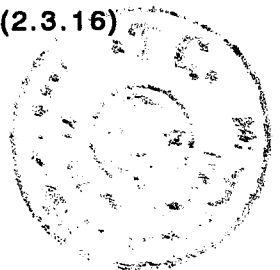
$$P_G = V_{gs} \cdot Q_g \cdot f_s \cdot \left(\frac{R_g}{R_s + R_g} \right) \quad (2.3.15)$$

şeklinde gösterilir.

2.3.4.2.3. Drain-Source kaçak akım kayıpları (P_L)

MOSFET kesme konumunda iken drain ile source arasında bir gerilim varsa, drainden source'a doğru I_{DSS} kaçak akımı akar. Bu akım birkaç mikroamper mertebesinde. I_{DSS} akımının sebep olduğu kayıp güç (2.3.16) formülüyle hesaplanır.

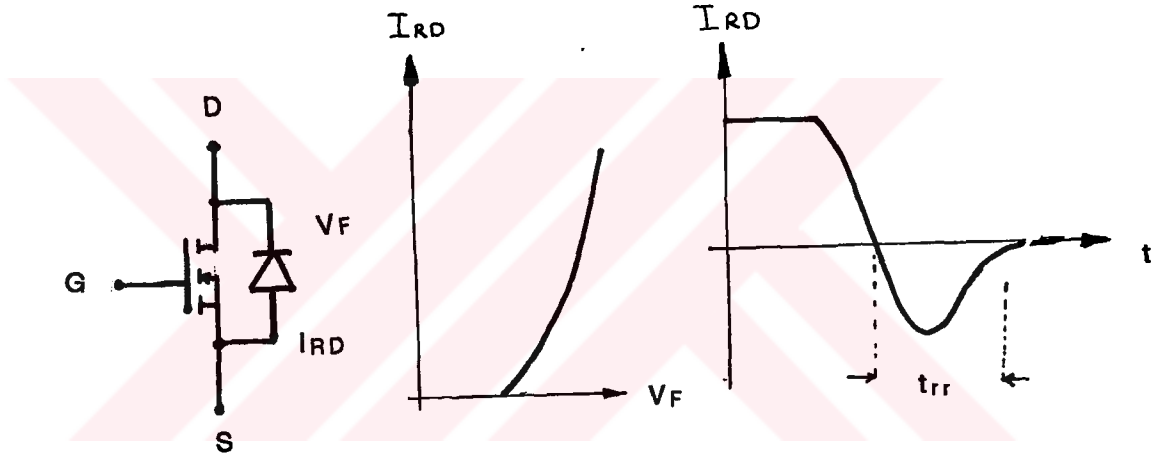
$$P_L = I_{DSS} \cdot V_{DS} (1 - D) \quad (2.3.16)$$



Burada D ; anahtarlama frekansında dolu darbenin peryoda oranıdır. Kaçak akım çok küçük olduğu için P_L kayıp gücü de çok küçük olacaktır. Bununla beraber, eğer T_j yüksek veya V_{GS} kesim esnasında eşik geriliminin yeteri kadar altında değilse, P_L gücü önemli ölçüde artacaktır.

P_L gücünün hesabında, kaçak akımı ölçmek kolay değildir. Çünkü iletim esnasında amper mertebesinde geçen I_D akımı, kesim esnasında birkaç mikroampere düşmektedir.

2.3.4.2.4. Ters Akım Diyodundaki Kayıplar (P_D)



Şekil 2.3.12. MOSFET ters akım diyodunun karakteristikleri

MOSFET ters akım diyodunun iletim yönündeki kayıpları [9],

$$P_D = I_{RD(ort)} \cdot V_{F(ort)} \quad (2.3.17)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Diyodun kapama yönünde kutuplanması esnasında da bazı ek kayıplar meydana gelebilir. Fakat bu kayıplar, genellikle küçüktür. Ancak anahtarlama frekansı, 100 kHz'in üstündeyse bu kayıplar önem kazanır.

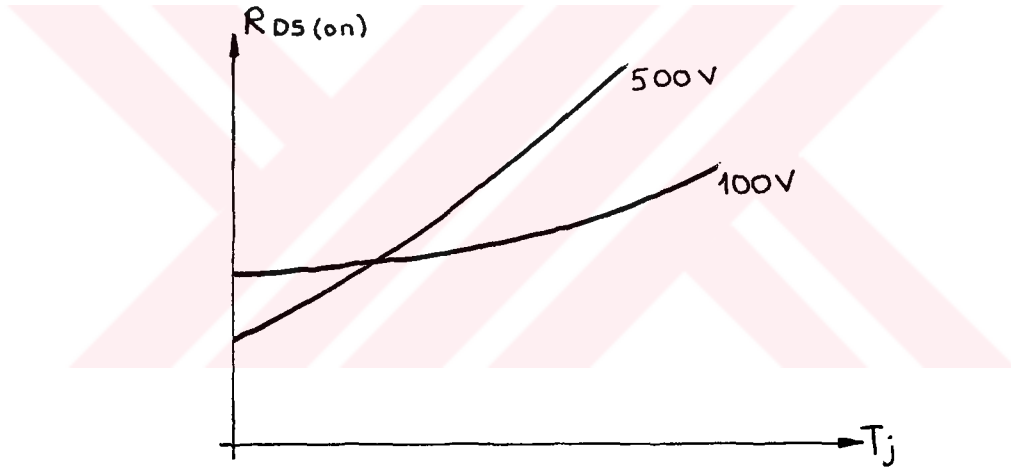


2.3.4.2.5. İletim Kayıpları: (P_C)

MOSFET kayıplarında ağırlık, iletim kayıplarındadır.

$$P_C = I_{D\text{eff}}^2 R_{DS(ON)} \quad (2.3.18)$$

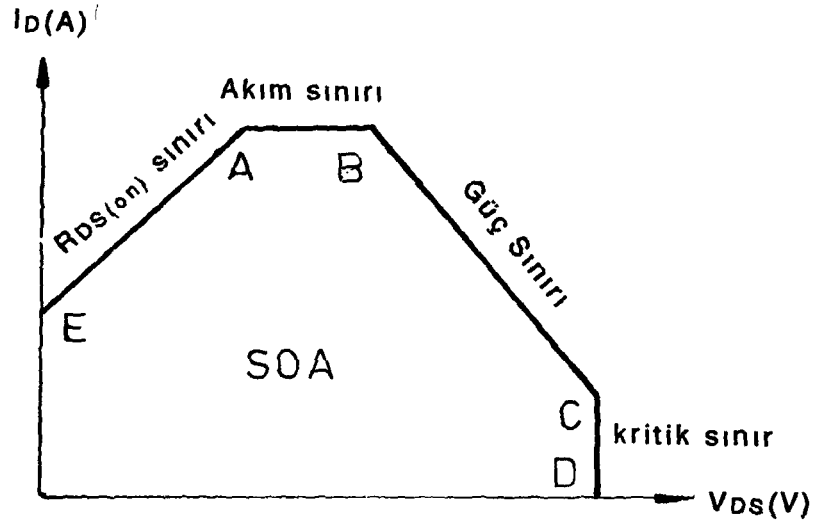
MOSFET iletimde iken basit bir direnç gibi davranır ve kayıplar, MOSFET'den geçen drain akımının efektif değerinin karesiyle, iletim yönündeki direncin çarpımına eşittir. (2.3.18) numaralı ifade basit gözökmekle beraber $R_{DS(ON)}$ direnci, birkaç parametreye bağlı olarak değişmektedir. Şekil 2.3.13, $R_{DS(ON)}$ 'un T_J 'ye göre değişimini vermektedir [9].



Şekil 2.3.13. $R_{DS(ON)}$ 'un T_J ve BV_{DSS} 'nin fonksiyonu olarak değişimi.

2.3.4.3. Güvenli Çalışma Bölgesi (SOA)

MOSFET'lerin çalışma şartlarını belirleyen önemli grafiklerden birisi de (SOA) eğrisidir. Bu eğri 4 kısımdan meydana gelmektedir.



Şekil 2.3.14. MOSFET'te emniyetli çalışma bölgesi sınırları

A-B arası maksimum akım, B-C arası maksimum güç, C-D arası maksimum gerilim, E-A arası $R_{ds(on)}$ sınırıdır. Akımın sınırını MOSFET'in nominal akımı belirler. Güç sınırını ise güç dağılımı belirler. T_j , T_c 'den T_{jmax} 'a kadar yükselir. Gerilim sınırını ise MOSFET'in devrilme gerilimi belirler. Bu değer eğride verilen değerden daha büyüktür. Ancak MOSFET'ten MOSFET'e farklılıklar gösterebildiği için bu sınır genelde normalden biraz küçük tutulur. $R_{ds(on)}$ sınırını ise, iletim durumundaki minimum direnç belirler. $R_{ds(on)}$ direnci daha önceki bölümlerde anlatıldığı gibi, akımın darbeli veya dc olmasına ve sıcaklığa bağlı olarak değişim gösterir.

3. Uygulama Devresi

Laboratuarda gerçekleştirilen uygulama devresi; Program, güç MOSFET'leri sürme devresi ve güç devresinden ölçülen değerler olmak üzere başlıca dört kısımda incelenecektir.

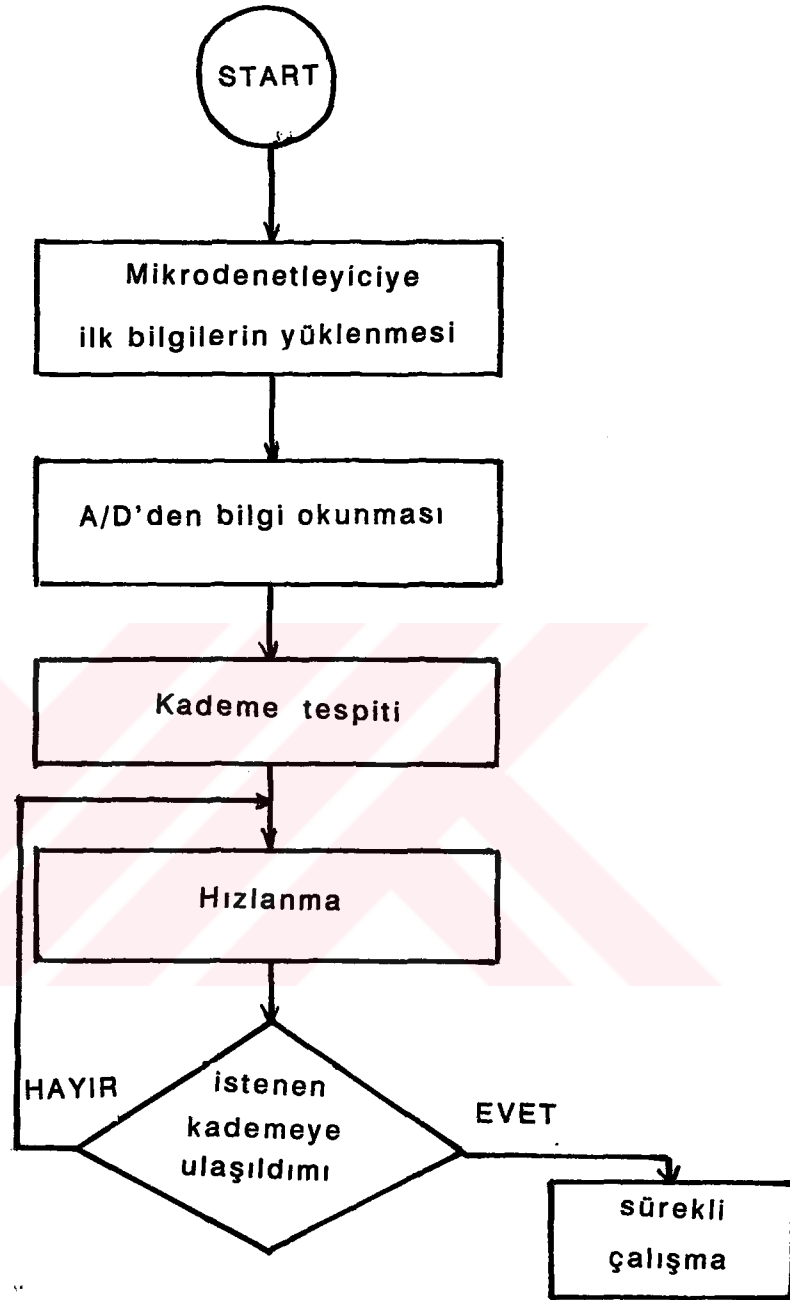
3.1. Program

Uygulama devresinde, daha önceki bölümlerde anlatıldığı gibi, 8031 mikrodenetleyicisi kullanılarak, PWM darbeleri elde edilmiştir. PWM darbelerinin genişlikleri, bölüm 1.9'da gösterildiği gibi hesaplanmıştır. Uygulama devresinde toplam 15 hız kademesi elde edilmiştir. Bu kademelere ait frekans değerleri ve diğer bilgiler aşağıdaki tabloda gösterilmiştir.

TABLO :1

Kademe	Frekans	anahtarlama frekansı	Sentez noktası sayısı	Eşit genişlikli darbe sayısı	Tablo No
1	4	0C0H	48	81	3
2	5	0BBH	48	65	3
3	6	0C0H	48	54	3
4	7	0BDH	48	46	4
5	8	0BEH	48	40	5
6	10	0BEH	48	32	5
7	12	0C0H	48	27	6
8	14	0BBH	48	23	7
9	15	0BBH	48	21	7
10	16	0BBH	48	20	8
11	17	0BFH	48	19	8
12	20	0BAH	48	16	8
13	23	0C0H	48	14	9
14	27	0BBH	48	12	9
15	31	0C3H	48	11	9

Kademe sayısını artırmak ve istenen frekansta sinüs elde etmek mümkündür. Tablo 1'de gösterilen sentez noktası sayısı sabit olup 48 olarak alınmıştır. Buna karşılık eşit genlikli darbe sayısı, tam sayı olmak üzere değiştirilerek istenen sinüs frekansları elde edilmiştir. Büyük frekanslarda ise sentez noktası sayısı azaltılabilir. Uygulama devresinde sinüs frekansı 55Hz'e kadar artmaktadır. Kademeler arasındaki geçiş süresi deneylerle tespit edilmiş olup, hızın lineer bir şekilde artması sağlanmıştır. Programın akış diyagramı Şekil 3.1.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1.1. PWM programın akış diyagramı

;ACIKLAMALAR

CS	BIT	P1.4
AWR	BIT	P1.5
INT	BIT	P1.6
ARD	BIT	P3.7
KADEME	EQU	16H
ST_ALT	EQU	17H
ST_NEU	EQU	18H
LOW_TAB	EQU	19H
HIGH_TAB	EQU	1AH
SW_NEU	EQU	1BH
SW_ALT	EQU	1CH

INIT:

```

ORG      00H
JMP      INIT
ORG      0BH
JMP      TINTO
ORG      30H
CLR      P1.0
CLR      A
CLR      P1.4
CLR      P1.5
SETB     P1.6
MOV      R7,#01H
MOV      09H,A
MOV      10H,A
MOV      11H,A
MOV      12H,A
MOV      13H,#2H
MOV      14H,A
MOV      15H,A
MOV      16H,A
MOV      SP,#30H
MOV      TMOD,#00000010B
ANL      IE,#01100000B
SETB     ETO
SETB     INT
ANL      IP,#11100000B
SETB     PTO
MOV      RO,#0H
MOV      A,#63D
MOVX     @RO,A
INC      RO
MOVX     @RO,A
INC      RO
MOVX     @RO,A

```



```

INC      R0
MOV      A,#09H
MOVX     @R0,A
INC      R0
MOV      A,#01H
MOVX     @R0,A
MOV      DPL,#LOW      TAB0
MOV      DPH,#HIGH     TAB0
MOV      TLO,#0COH
MOV      TH0,#0COH
CLR      P1.2
ADC:     SETB     CS
CLR      AWR
CLR      CS
CLR      AWR
AD:      JNB      INT,AD
MOVX     A,@R0
SETB     CS
SETB     AWR
MOV      KADEME,A
ANL      A,#0FOH
SWAP     A
MOV      SW_NEU,A
MOV      TCON,#00010000B

ST1:     MOV      SW_ALT,SW_NEU
MOV      ST_NEU,#1H
MOV      12H,#04H
MOV      13H,12H
MOV      09H,#0H
MOV      10H,#81
MOV      11H,#31H
MOV      14H,#10H
MOV      15H,#20H
MOV      DPTR,#TAB2
MOV      DPL,#LOW TAB2
MOV      DPH,#HIGH TAB2
MOV      TH0,#0COH
SETB     EA
ST11:    MOV      A,13H
CJNE     A,#0H,ST11
MOV      13H,12H
MOV      A,SW_ALT
CJNE     A,ST_NEU,ST2
JMP      ST11
ST2:     CLR      EA
MOV      SW_ALT,SW_NEU
MOV      ST_NEU,#2H
MOV      12H,#10H
MOV      13H,12H

```



```

MOV      09H,#0H
MOV      10H,#65
MOV      11H,#30H
MOV      14H,#10H
MOV      15H,#20H
MOV      DPTR,#TAB3
MOV      DPL,#LOW TAB3
MOV      DPH,#HIGH TAB3
MOV      TH0,#0BBH
SETB     EA
ST22:    MOV      A,13H
          CJNE     A,#0H,ST22
          MOV      13H,12H
          MOV      A,SW_ALT
          CJNE     A,ST_NEU,ST3
          JMP      ST22

ST3:     CLR      EA
          MOV      SW_ALT,SW_NEU
          MOV      ST_NEU,#3H
          MOV      12H,#10H
          MOV      13H,12H
          MOV      09H,#0H
          MOV      10H,#54
          MOV      11H,#30H
          MOV      14H,#10H
          MOV      15H,#20H
          MOV      DPTR,#TAB3
          MOV      DPL,#LOW TAB3
          MOV      DPH,#HIGH TAB3
          MOV      TH0,#0C0H
          SETB     EA
ST33:    MOV      A,13H
          CJNE     A,#0H,ST33
          MOV      12H,13H
          MOV      A,SW_ALT
          CJNE     A,ST_NEU,ST4
          JMP      ST33

ST4:     CLR      EA
          MOV      SW_ALT,SW_NEU
          MOV      ST_NEU,#4H
          MOV      12H,#10H
          MOV      13H,12H
          MOV      09H,#0H
          MOV      10H,#46
          MOV      11H,#30H
          MOV      14H,#10H
          MOV      15H,#20H
          MOV      DPTR,#TAB4
          MOV      DPL,#LOW TAB4

```

```

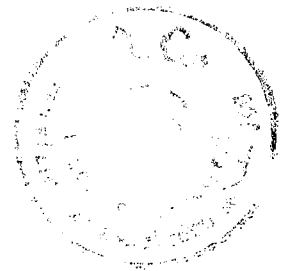
      MOV      DPH,#HIGH TAB4
      MOV      TH0,#0BDH
      SETB     EA
ST44:  MOV      A,13H
      CJNE     A,#0H,ST44
      MOV      A,SW_ALT
      CJNE     A,ST_NEU,ST5
      JMP      ST44
ST5:   CLR      EA
      MOV      SW_ALT,SW_NEU
      MOV      ST_NEU,#5H
      MOV      12H,#0BH
      MOV      13H,12H
      MOV      09H,#0H
      MOV      10H,#40
      MOV      11H,#30H
      MOV      14H,#10H
      MOV      15H,#20H
      MOV      DPTR,#TAB5
      MOV      DPL,#LOW TAB5
      MOV      DPH,#HIGH TAB5
      MOV      TH0,#0BEH
      SETB     EA
ST55:  MOV      A,13H
      CJNE     A,#0H,ST55
      MOV      A,SW_ALT
      CJNE     A,ST_NEU,ST6
      JMP      ST55
ST6:   CLR      EA
      MOV      SW_ALT,SW_NEU
      MOV      ST_NEU,#6H
      MOV      12H,#0AH
      MOV      13H,12H
      MOV      09H,#0H
      MOV      10H,#32
      MOV      11H,#30H
      MOV      14H,#10H
      MOV      15H,#20H
      MOV      DPTR,#TAB5
      MOV      DPL,#LOW TAB5
      MOV      DPH,#HIGH TAB5
      MOV      TH0,#0BEH
      SETB     EA
ST66:  MOV      A,13H
      CJNE     A,#0H,ST66
      MOV      A,SW_ALT
      CJNE     A,ST_NEU,ST7
      JMP      ST66
ST7:   MOV      SW_ALT,SW_NEU
      MOV      ST_NEU,#7H

```

```

MOV      12H,#0AH
MOV      13H,12H
MOV      09H,#0H
MOV      10H,#27
MOV      11H,#30H
MOV      14H,#10H
MOV      15H,#20H
MOV      DPTR,#TAB6
MOV      DPL,#LOW TAB6
MOV      DPH,#HIGH TAB6
MOV      TH0,#0C0H
ST77:    MOV      A,13H
          CJNE     A,#0H,ST77
          MOV      A,SW_ALT
          CJNE     A,ST_NEU,ST8
          JMP      ST77
ST8:     MOV      SW_ALT,SW_NEU
          MOV      ST_NEU,#8H
          MOV      12H,#0AH
          MOV      13H,12H
          MOV      09H,#0H
          MOV      10H,#23
          MOV      11H,#30H
          MOV      14H,#10H
          MOV      15H,#20H
          MOV      DPTR,#TAB7
          MOV      DPL,#LOW TAB7
          MOV      DPH,#HIGH TAB7
          MOV      TH0,#0BBH
ST88:    MOV      A,13H
          CJNE     A,#0H,ST88
          MOV      13H,12H
          MOV      A,SW_ALT
          CJNE     A,ST_NEU,ST9
          JMP      ST88
ST9:     MOV      SW_ALT,SW_NEU
          MOV      ST_NEU,#9H
          MOV      12H,#0AH
          MOV      13H,12H
          MOV      09H,#0H
          MOV      10H,#21
          MOV      11H,#30H
          MOV      14H,#10H
          MOV      15H,#20H
          MOV      DPTR,#TAB7
          MOV      DPL,#LOW TAB7
          MOV      DPH,#HIGH TAB7
          MOV      TH0,#0BBH
ST99:    MOV      A,13H
          CJNE     A,#0H,ST99

```



```

MOV      A,SW_ALT
CJNE     A,ST_NEU,ST10
JMP      ST99
ST10:    MOV      SW_ALT,SW_NEU
MOV      ST_NEU,#10
MOV      12H,#0AH
MOV      13H,12H
MOV      09H,#0H
MOV      10H,#20
MOV      11H,#30H
MOV      14H,#10H
MOV      15H,#20H
MOV      DPTR,#TAB8
MOV      DPL,#LOW TAB8
MOV      DPH,#HIGH TAB8
MOV      TH0,#0BBH
ST1010:  MOV      A,13H
CJNE     A,#0H,ST1010
MOV      A,SW_ALT
CJNE     A,ST_NEU,S11
JMP      ST1010
S11:     MOV      SW_ALT,SW_NEU
MOV      ST_NEU,#11
MOV      12H,#0AH
MOV      13H,12H
MOV      09H,#0H
MOV      10H,#19
MOV      11H,#30H
MOV      14H,#10H
MOV      15H,#20H
MOV      DPTR,#TAB8
MOV      DPL,#LOW TAB8
MOV      DPH,#HIGH TAB8
MOV      TH0,#0BFH
ST1111:  MOV      A,13H
CJNE     A,#0H,ST1111
MOV      A,SW_ALT
CJNE     A,ST_NEU,ST12
JMP      ST1111
ST12:    MOV      SW_ALT,SW_NEU
MOV      ST_NEU,#12
MOV      12H,#0AH
MOV      13H,12H
MOV      09H,#0H
MOV      10H,#16
MOV      11H,#30H
MOV      14H,#10H
MOV      15H,#20H
MOV      DPTR,#TAB8
MOV      DPL,#LOW TAB8

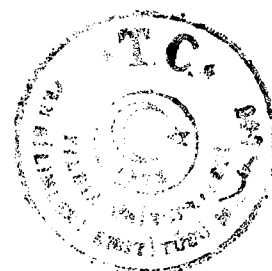
```



```

      MOV      DPH,#HIGH TAB8
      MOV      TH0,#OBAH
ST1212:  MOV      A,13H
      CJNE     A,#0H,ST1212
      MOV      A,SW_ALT
      CJNE     A,ST_NEU,ST13
      JMP      ST1212
ST13:    MOV      SW_ALT,SW_NEU
      MOV      ST_NEU,#13
      MOV      12H,#0AH
      MOV      13H,12H
      MOV      09H,#0H
      MOV      10H,#14
      MOV      11H,#30H
      MOV      14H,#10H
      MOV      15H,#20H
      MOV      DPTR,#TAB9
      MOV      DPL,#LOW TAB9
      MOV      DPH,#HIGH TAB9
      MOV      TH0,#OC0H
ST1313:  MOV      A,13H
      CJNE     A,#0H,ST1313
      MOV      A,SW_ALT
      CJNE     A,ST_NEU,ST14
      JMP      ST1313
ST14:    MOV      SW_ALT,SW_NEU
      MOV      ST_NEU,#14
      MOV      12H,#0AH
      MOV      13H,12H
      MOV      09H,#0H
      MOV      10H,#12
      MOV      11H,#30H
      MOV      14H,#10H
      MOV      15H,#20H
      MOV      DPTR,#TAB9
      MOV      DPL,#LOW TAB9
      MOV      DPH,#HIGH TAB9
      MOV      TH0,#0BBH
ST1414:  MOV      A,13H
      CJNE     A,#0H,ST1414
      MOV      A,SW_ALT
      CJNE     A,ST_NEU,ST15
      JMP      ST1414
ST15:    MOV      SW_ALT,SW_NEU
      MOV      ST_NEU,#15
      MOV      12H,#0AH
      MOV      13H,12H
      MOV      09H,#0H
      MOV      10H,#11
      MOV      11H,#30H

```



```

                                MOV     14H,#10H
                                MOV     15H,#20H
                                MOV     DPTR,#TAB9
                                MOV     DPL,#LOW TAB9
                                MOV     DPH,#HIGH TAB9
                                MOV     TH0,#0COH
ST1515:                        MOV     A,13H
                                CJNE    A,#0H,ST1515
                                MOV     A,SW_ALT
                                CJNE    A,ST_NEU,ST16
ST16:                          JMP     ST1515
                                JMP     ST1515

TINTO:                        PUSH    PSW
                                PUSH    ACC
                                PUSH    DPL
                                PUSH    DPH
                                CLR     EA
                                SETB    P1.0
                                CLR     P1.0
                                DJNZ    R7,END_TO
                                MOV     R7,10H
                                MOV     R0,#0H
                                MOV     A,9H
                                MOVC    A,@A+DPTR
                                MOVX    @R0,A
                                INC     R0
                                MOV     A,9H
                                ADD     A,14H
                                MOVC    A,@A+DPTR
                                MOVX    @R0,A
                                INC     R0
                                MOV     A,9H
                                ADD     A,15H
                                MOVC    A,@A+DPTR
                                MOVX    @R0,A
SORU:                          INC     09H
                                MOV     A,09H
                                CJNE    A,11H,END_TO
                                MOV     09H,#0H
                                DEC     13H

END_TO:                        SETB    EA
                                POP     DPH
                                POP     DPL
                                POP     ACC
                                POP     PSW
                                RETI

```

TAB0: DB 64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64
 DB 64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64
 DB 64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64
 DB 64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64
 DB 64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64,64

TAB1: DB 64,65,66,67,68,68,69,69,70,70,70,70,70,70,70,70
 DB 69,69,68,68,67,66,65,64,64,63,62,61,60,60,59,59
 DB 58,58,58,58,58,58,58,58,59,59,60,60,61,62,63,64
 DB 64,65,66,67,68,68,69,69,70,70,70,70,70,70,70,70
 DB 69,69,68,68,67,66,65,64,64,63,62,61,60,60,59,59

TAB2: DB 65,66,68,70,71,72,74,75,75,76,77,77,77,77,76,75
 DB 75,74,72,71,70,68,66,65,63,63,60,58,57,56,54,53
 DB 53,52,51,51,51,51,52,53,53,54,56,57,58,60,62,63
 DB 65,66,68,70,71,72,74,75,75,76,77,77,77,77,76,75
 DB 75,74,72,71,70,68,66,65,63,63,60,58,57,56,54,53

TAB3: DB 65,68,70,72,75,77,78,80,81,82,83,83,83,83,82,81
 DB 80,78,77,75,72,70,68,65,63,60,58,56,53,51,51,48
 DB 47,46,45,45,45,45,46,47,48,50,51,53,56,58,60,63
 DB 65,68,70,72,75,77,78,80,81,82,83,83,83,83,82,81
 DB 80,78,77,75,72,70,68,65,63,60,58,56,53,51,51,48

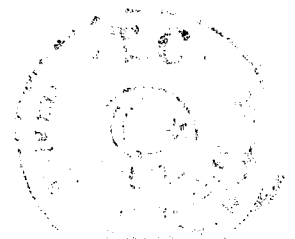
TAB4: DB 66,69,72,75,78,81,83,85,87,88,89,90,90,89,88,87
 DB 85,83,81,78,75,72,69,66,62,59,56,53,50,47,45,43
 DB 35,34,33,32,32,33,34,35,37,40,43,46,50,54,58,62
 DB 66,69,72,75,78,81,83,85,87,88,89,90,90,89,88,87
 DB 85,83,81,78,75,72,69,66,62,59,56,53,50,47,45,43

TAB5: DB 66,70,74,78,82,85,88,91,93,94,95,96,96,95,94,93
 DB 91,88,85,82,78,74,70,66,62,58,54,50,46,43,40,37
 DB 35,34,33,32,32,33,34,35,37,40,43,46,50,54,58,62
 DB 66,70,74,78,82,85,88,91,93,94,95,96,96,95,94,93
 DB 91,88,85,82,78,74,70,66,62,58,54,50,46,43,40,37

TAB6: DB 67,71,76,81,85,89,93,96,98,100,102,102,102,102,100,98
 DB 96,93,89,85,81,76,71,67,61,57,52,47,43,39,35,32
 DB 30,28,26,26,26,26,28,30,32,35,39,43,47,52,57,61
 DB 67,71,76,81,85,89,93,96,98,100,102,102,102,102,100,98
 DB 96,93,89,85,81,76,71,67,61,57,52,47,43,39,35,32

TAB7: DB 67,73,84,89,94,98,101,104,106,108,109,109,109,108,106,104
 DB 101,98,94,89,84,78,73,67,61,55,50,44,39,34,30,27
 DB 24,22,20,19,19,20,22,24,27,30,34,39,44,50,55,61
 DB 67,73,84,89,94,98,101,104,106,108,109,109,109,108,106,104
 DB 101,98,94,89,84,78,73,67,61,55,50,44,39,34,30,27

TAB8: DB 67,74,80,87,92,98,102,107,110,112,114,115,115,114,112,110



DB 107,102,98,92,87,80,74,67,61,54,48,41,36,30,26,21
DB 18,16,14,13,13,14,16,18,21,26,30,36,41,48,54,61
DB 67,74,80,87,92,98,102,107,110,112,114,115,115,114,112,110
DB 107,102,98,92,87,80,74,67,61,54,48,41,36,30,26,21

TAB9: DB 68,75,83,89,96,102,107,112,116,119,120,121,121,120,119,116
DB 112,107,102,96,89,83,75,68,60,53,45,39,32,26,21,16
DB 12,9,8,7,7,8,9,12,16,21,26,32,39,45,53,60
DB 68,75,83,89,96,102,107,112,116,119,120,121,121,120,119,116
DB 112,107,102,96,89,83,75,68,60,53,45,39,32,26,21,16

TAB10: DB 68,76,85,92,100,106,112,117,121,125,127,128,128,127,125,121
DB 117,112,106,100,92,85,76,68,60,52,43,36,28,22,16,11
DB 7,3,1,0,0,1,3,7,11,16,22,28,36,43,52,60
DB 68,76,85,92,100,106,112,117,121,125,127,128,128,127,125,121
DB 117,112,106,100,92,85,76,68,60,52,43,36,28,22,16,11

END;



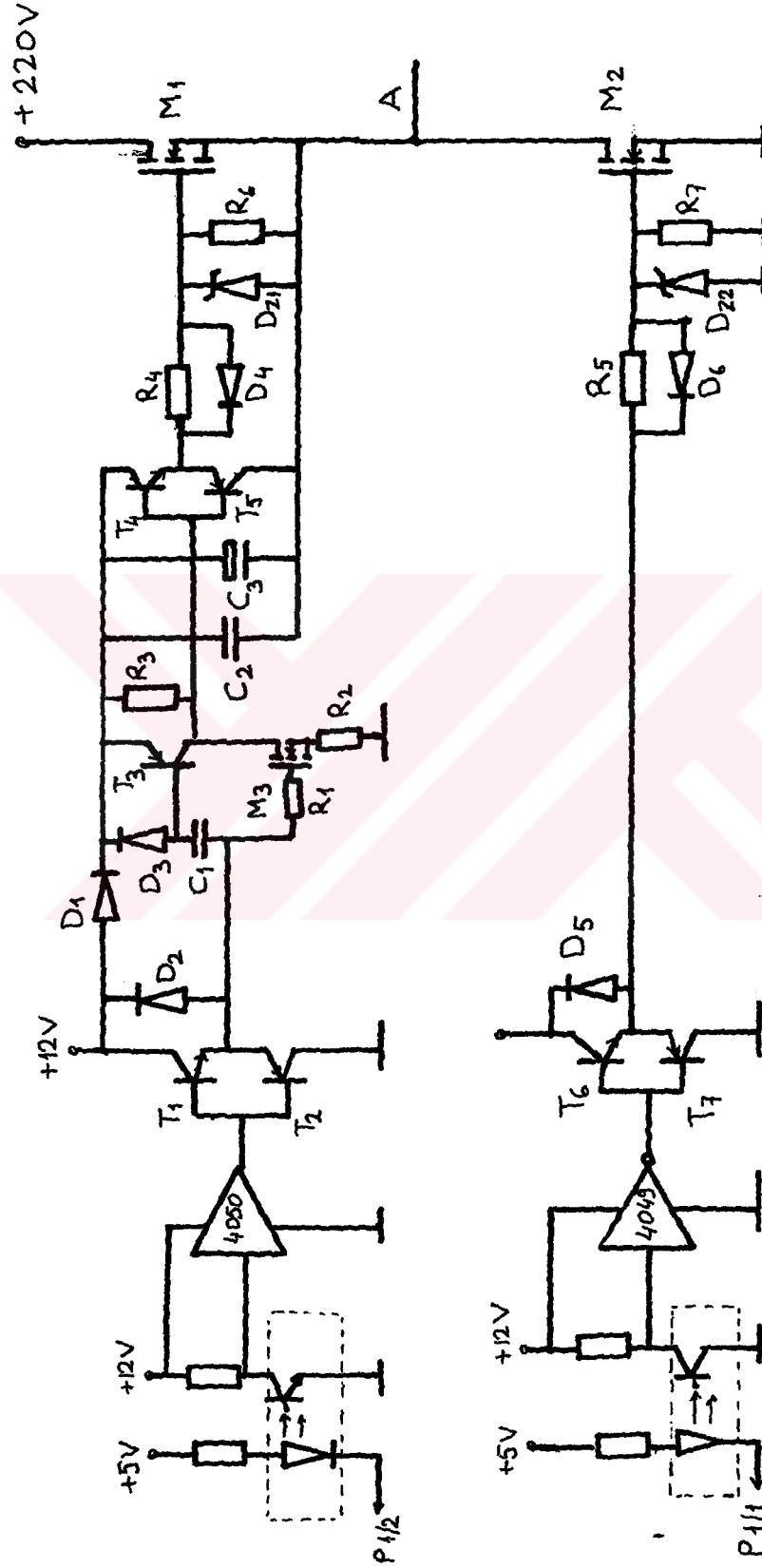
3.2. Güç MOSFET'lerini Sürme Devresi

Güç MOSFET'lerini sürmek üzere hazırlanmış entegreler mevcuttur. Son zamanlarda üç fazlı inverterler için hazırlanmış ve bir köprü koluna kumanda eden entegreler geliştirilmiştir [21]. Bu entegreler aynı zamanda SIT gibi güç elemanlarının sürülmesinde de kullanılmaktadır. Uygulama devresinde klasik devre elemanları kullanılmıştır.

Sürme devresi planlanırken başlıca iki hususa dikkat edilmiştir. Kapıya uygulanan gerilim 10 V gibi yüksek bir değerde seçilmiştir. Aynı zamanda kapı devresi geriliminin dik bir şekilde yükselmesi sağlanmıştır. Zira, kapı kapasitelerinin şarj süresi çok kısa olmalıdır. Bu şartı sağlamak üzere Buffer'lar kullanılmıştır. Kontrol devresi ile sürme devresinin elektriksel olarak izolasyonunu sağlamak üzere opto elemanlardan faydalanılmıştır.

Köprü kolunda bulunan iki MOSFET'in aynı anda ilettime girmesini engellemek için gerekli kilitleme yapılmıştır. Aynı zamanda bir köprü koluna ait MOSFET'ler arasında 7 μ s'lik ölü zaman sağlanmıştır. Sürme devresinin bir özelliği de, kapı ile source arasındaki kapasitenin en hızlı bir biçimde boşalmasını sağlamasıdır. Bunun için kapı ile source arasına T_2 transistörü bağlanmıştır. Transistör ilettime sokularak kapı ile source kısa devre edilmektedir. Şekil 3.2.1'den de görüleceği gibi A noktasına gelen yüksek dc gerilimin kontrol devresine ulaşması için yüksek gerilimli D_1 diyodu kullanılmıştır.





Şekil 3.2.1. Üç fazlı köprünün bir koluna ait MOSFET sürme devresi

3.3. MOSFET'te Güç Kaybı Hesapları

Devrede IRF 840 plastik kılıflı 8A.450V'lık MOSFET'ler kullanılmıştır. IRF 840'a ait katalog bilgileri aşağıda verilmiştir.

$$BV_{DSS}=450V, I_{D2}=2A, t_{s2}=100 \text{ ns}, f_s=15.625 \text{ kHz},$$

$$V_{gs}=V_{GS}=10V, C_{iss}=3800\text{pF}, I_{DSS}=20 \mu A, V_{DS}=220 V,$$

$$V_F=1.3V, R_{DS(on)}=0.9 \Omega, R_{\theta JA}=20C^\circ/W.$$

1. Anahtarlama kayıpları ;

Anahtarlama akımı 0 ile $2\sqrt{2}$ arasında değişmektedir. Ayrıca bir MOSFET'ten geçen akım yarım periyot süresince geçmektedir. $I_{d2} \cong 1A$ için anahtarlama kayıp gücünü yaklaşık olarak hesaplayalım. (2.3.13)'e göre

$$P_S = \frac{1.450.100.10^{-9} \cdot 15.625.10^3}{2} = 1,404 \text{ W}$$

2. Kapı sürme kaybı ;

(2.3.15)'e göre

$$P_G = V_{gs} \cdot Q_g \cdot f_s \cdot \frac{R_G}{R_S + R_G}$$

Devrede $R_S=10 \Omega$, $R_G \gg R_S$ olduğundan $\frac{R_G}{R_S + R_G} \cong 1$

$$V_{gs}=V_{GS}=10V, C_{iss}=3800.10^{-12} \text{ F}.$$

$$Q_g = V_{gs} \cdot C_{iss} = 10.3800.10^{-12} = 38000.10^{-12} \text{ C}.$$

$$P_G = 10.38000.10^{-12} \cdot 15,625.10^3 = 5,93 \text{ mW}$$

3. Drain-source kaçak akım kaybı

(2.3.16)'ya göre

$$P_L = I_{DSS} \cdot V_{DS}(1-D)$$

$$I_{DSS}=20 \mu A, V_{DS}=220 V, D_{ort} \cong \frac{T_p}{T} = \frac{32.10^{-6}}{64.10^{-6}} \cong 0,5 \text{ için}$$

$$P_L = 20.10^{-6} \cdot 220(1-0,5) = 2,2 \text{ mW}$$

4. Ters akım diyodu ve MOSFET'in iletim durumundaki kayıpları

Yük akımının, ters akım diyodu ile drain-source arasındaki dağılışı güç faktörüne ve PWM darbelerinin genişliğine bağlıdır. Darbe genişlikleri yarım peryotta 24 kez değişmektedir. Diğer taraftan motorun güç faktörü de yüke bağlı olmaktadır. akımın tamamen ters akım diyodundan ve tamamen drain-source'dan geçtiği gözönüne alınarak bu iki sınır durum için güç kayıplarını ayrı ayrı hesaplayalım.

(2.3.17)'ye göre ters akım diyodundaki kayıp

$$P_D = I_{RD(ort)} \cdot V_{F(ort)}$$

$$I_{RD(ort)} = \frac{I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9 \text{ A} , V_F = 1,3 \text{ V}$$

$$P_D = 0,9 \cdot 1,3 = 1,17 \text{ W}$$

(2.3.18)'e göre MOSFET'in iletim durumundaki kaybı

$$P_C = I_{Deff}^2 \cdot R_{DS(on)}$$

$$I_{Deff} = \sqrt{\frac{I_m^2}{4}} = \sqrt{\frac{(2\sqrt{2})^2}{4}} = \sqrt{2} \text{ A} , R_{DS(on)} = 0,9 \Omega$$

$$P_C = \sqrt{2} \cdot 0,9 = 1,272 \text{ W}$$

En fazla kayıp güç MOSFET'in iletimde olduğu sınır durumda ortaya çıkmaktadır. Buna göre,

$$P_C + P_D = 1,272 \text{ W}$$

alınmak suretiyle toplam kayıplar hesaplanır.

6. Toplam kayıplar ;

Bir MOSFET'te meydana gelen toplam kayıplar ;

$$P_T = P_S + P_G + P_L + (P_D + P_C)$$

$$P_T = 1,404 + 5,93 \cdot 10^{-3} + 2,2 \cdot 10^{-3} + 1,272 = 2,684 \text{ W}$$

İnverter devresindeki MOSFET'lerde meydana gelen toplam kayıp güç ise,

$$P = 6 \cdot P_T = 6 \cdot 2,684 = 16,104 \text{ W}$$

olarak bulunur.

Jonksiyon sıcaklığını bulmak istersek,

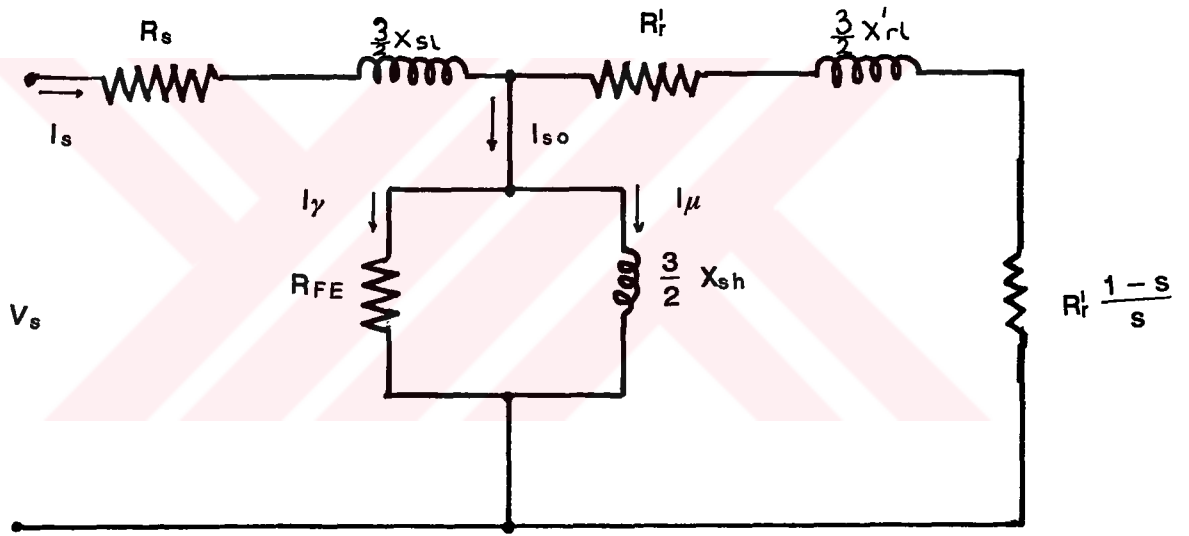
$$R_{\theta JA} = R_{\theta JC} + R_{\theta CA} = 20 \text{ C}^\circ/\text{W}$$

Ortam sıcaklığı $T_a = 40^\circ\text{C}$ kabul edilirse

$$T_J = T_a + R_{\theta JA} \cdot P_T$$

$$T_J = 40 + 20 \cdot 2,684 = 93,68^\circ\text{C}$$

3.4. Motorun Eşdeğer Devresine Alt Parametrelerin Hesabı, ve Daire Diyagramının Çıkarılması



Şekil 3.4.1. Motora ait eşdeğer devre

Şekil 3.4.1'de motora ait eşdeğer devre görülmektedir. Devre parametrelerinin hesaplanabilmesi ve daire diyagramının çizilebilmesi için yapılan deneylerde alınan sonuçlar aşağıda verilmiştir. Motorun ölçülen stator direnci $R_s = 9,7 \Omega$ 'dur. Daire diyagramının çiziminden amaç motorun herhangi bir çalışma noktasında, gerilim ile akım arasındaki faz farkının bulunabilmesidir. Bu fark ileride anlatılacağı gibi, PWM inverterin çıkış geriliminin hesabında kullanılacaktır.

	Faz gerilimi	Akım	Güç
Boşta çalışma	220 V	1,4 A	130 W
Kısa devre çalışma	51,3 V	2 A	130 W

$$P_{so} = 3 R_s \cdot I_{so}^2 + 3 \cdot \frac{E_s^2}{R_{Fe}}$$

$$E_s \cong V_s$$

$$130 = 3(9,7 \cdot 1,4^2 + \frac{220^2}{R_{Fe}}) ; R_{Fe} = 1990 \Omega$$

$$I_\gamma = \frac{V_s}{R_{Fe}} = \frac{220}{1990} = 0,11 \text{ A}$$

$$I_{so} = \sqrt{I_\mu^2 + I_\gamma^2} ; I_\mu = \sqrt{1,4^2 - 0,11^2} = 1,39 \text{ A}$$

$$\frac{3}{2} X_{sh} = \frac{E_s}{I_\mu} = \frac{220}{1,39} = 158,2 \Omega$$

$$I_{kd} \cong I_r^l$$

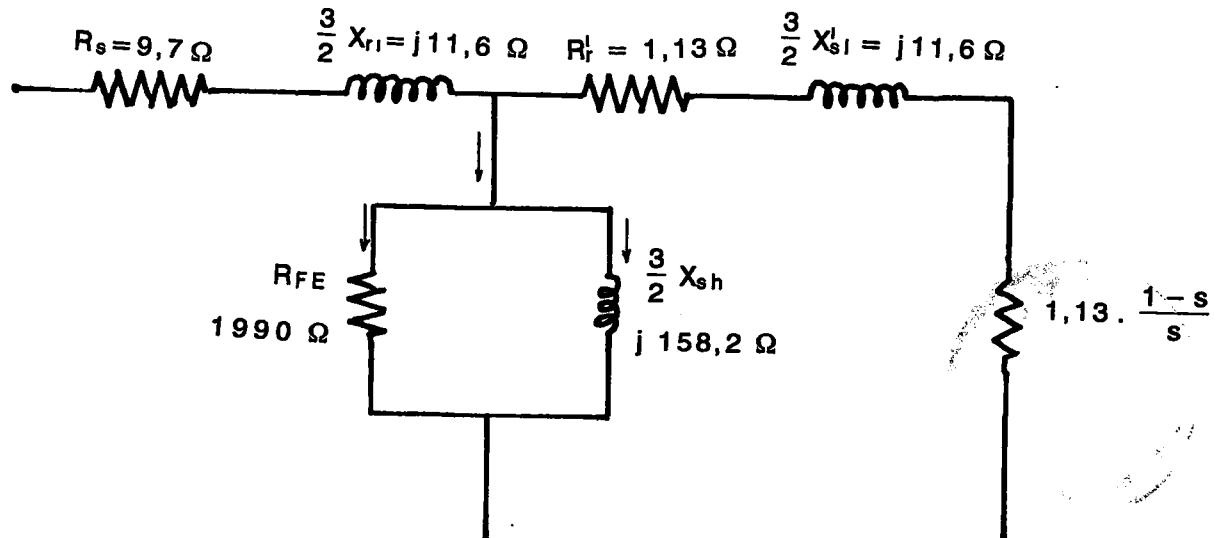
$$P_k = 3 (R_s + R_r^l) \cdot I_r^l{}^2$$

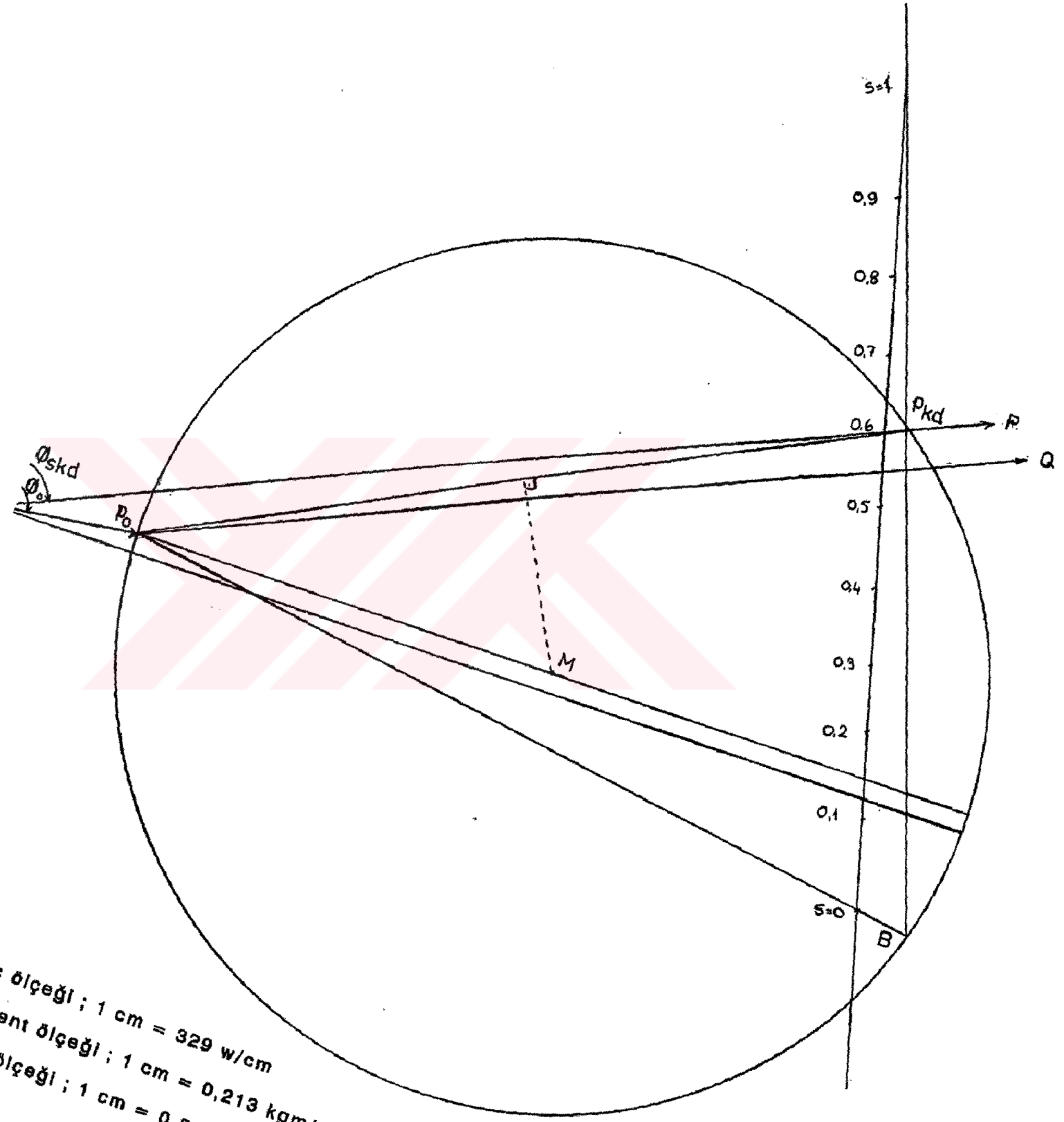
$$130 = 3 (9,7 + R_r^l) \cdot 2^2 ; R_r^l = 1,13 \Omega$$

$$V_{sk} = \sqrt{(R_s + R_r^l)^2 + (\frac{3}{2} X_{sl} + \frac{3}{2} X_{rl}^l)^2} \cdot I_r^l$$

$$51,3 = \sqrt{(9,7 + 1,13)^2 + (\frac{3}{2} X_{sl} + \frac{3}{2} X_{rl}^l)^2} \cdot 2$$

$$\frac{3}{2} X_{sl} + \frac{3}{2} X_{rl}^l = 23,2 \Omega , \frac{3}{2} X_{sl} = 11,6 \Omega$$



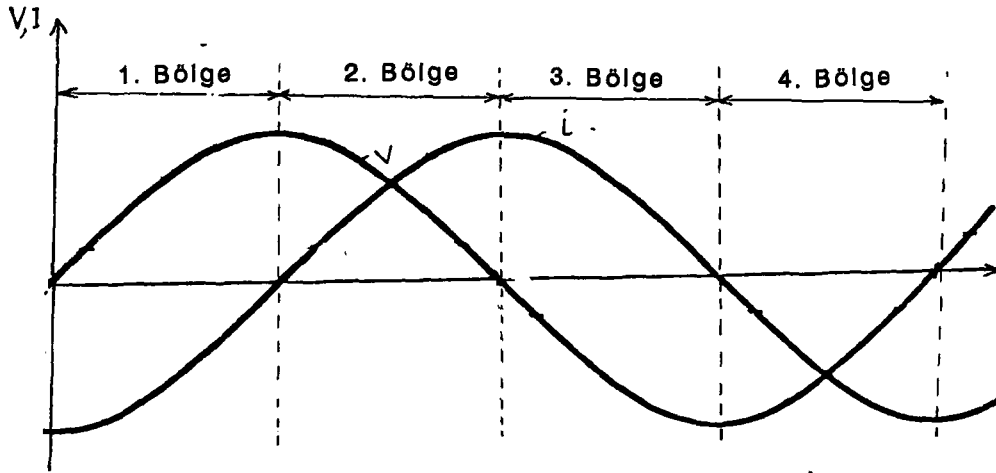


Güç ölçeği ; 1 cm = 329 w/cm
 Moment ölçeği ; 1 cm = 0,213 kgm/cm
 Akım ölçeği ; 1 cm = 0,5 A

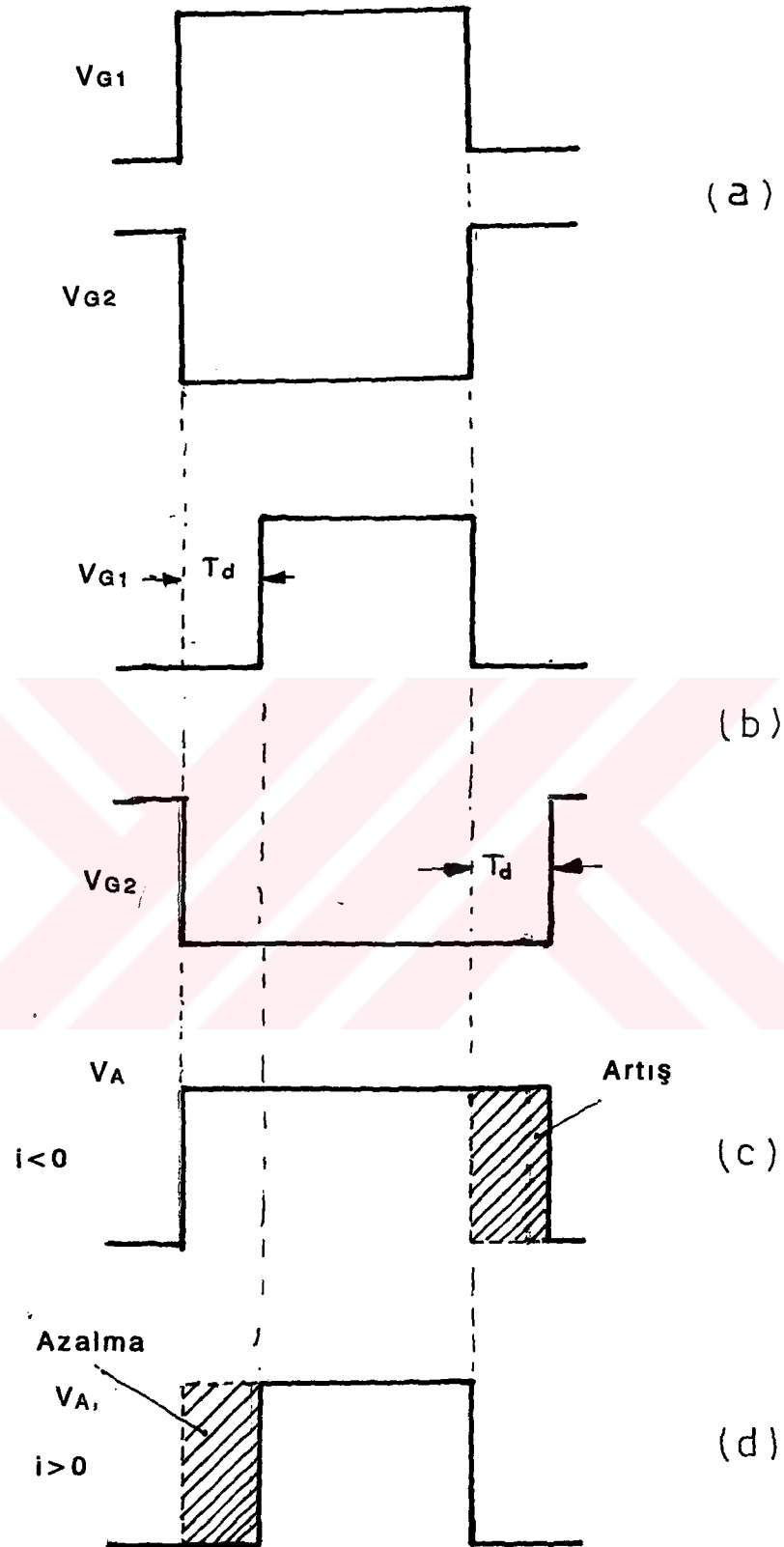
3.5. Ölü zamanın Uygulama Devresi Üzerinde İncelenmesi ve Alınan Sonuçlar

3.5.1. İnverterdeki MOSFET ve Ters Akım Diyotlarının İletim Durumlarının İncelenmesi

Daha önceki bölümlerde izah edildiği gibi, ölü zaman, inverterde bir kola ait iki anahtarlama elemanının aynı anda ilettime girmesini önler. Örneğin üst kola ait anahtarlama elemanı iletimden çıktıktan belirli bir zaman sonra alt kola ait anahtarlama elemanı ilettime sokulur. İşte bu süreye ölü zaman diyoruz. Ölü zamanın, çıkış gerilimine olan etkileri, Bölüm 1.10'da belirtilmişti. Ölü zamanın olumsuz etkileri, aynı zamanda gerilim ile akım arasındaki açığa da bağlıdır. Ölü zamanları da gözönüne almak üzere MOSFET'lerin ve ters akım diyotlarının iletim durumları Şekil 3.5.1'de gösterildiği gibi 4 bölgede incelenecektir. Diğer taraftan ölü zamansız ve ölü zamanlı bir kola ait MOSFET kapı gerilimleri ile yük akımının yönüne bağlı olarak uç geriliminin değişimi Şekil 3.5.2'de verilmiştir.

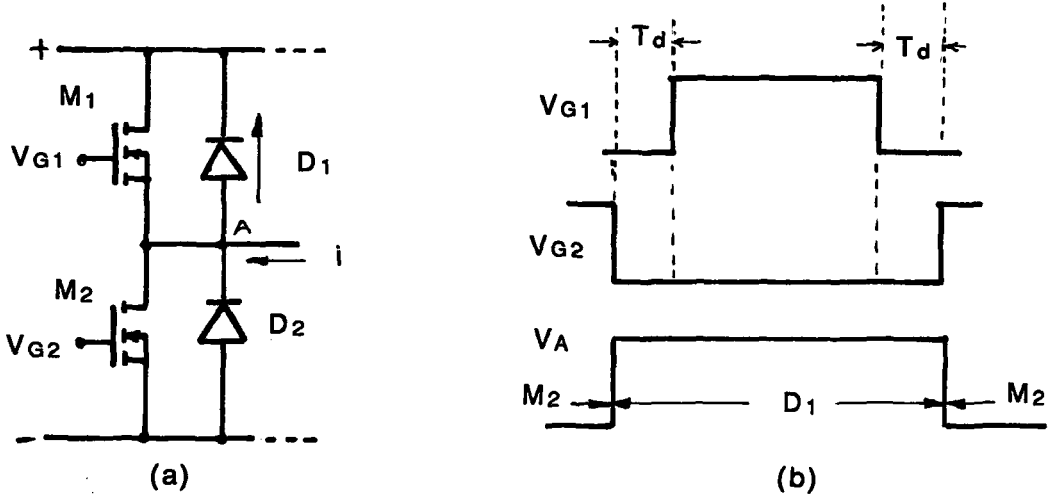


Şekil 3.5.1. MOSFET ve ters akım diyotlarının iletim durumlarının incelenmesi için akım ve gerilim değişimlerinin bölgelere ayrılması.



Şekil 3.5.2. (a) Ölü zamansız kapı gerilimleri, (b) Ölü zamanlı kapı gerilimleri, (c) $i < 0$ durumunda çıkış gerilimi, (d) $i > 0$ durumunda çıkış gerilimi

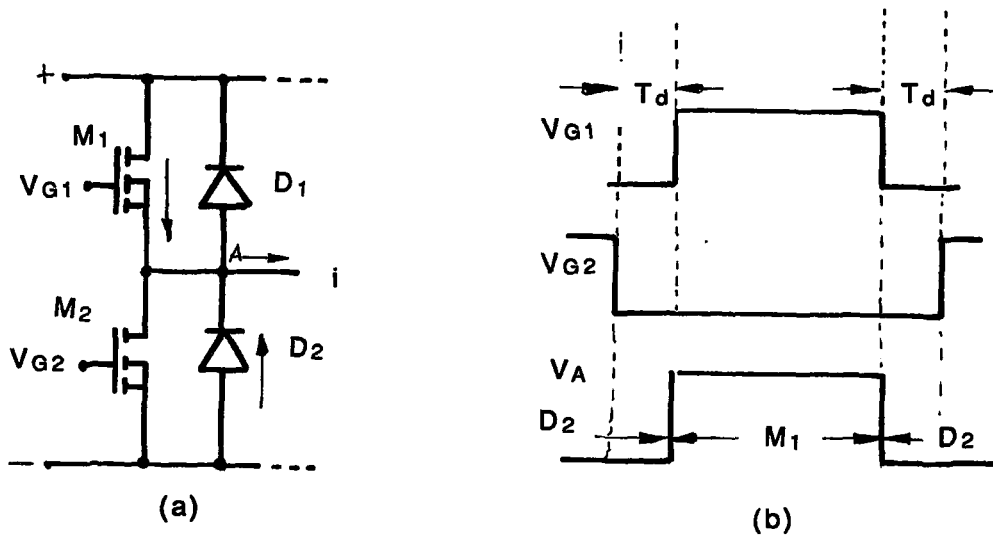
3.5.1.1. Birinci Bölgenin İncelenmesi. $U > 0$, $I < 0$



Şekil 3.5.3. Birinci ve dördüncü bölgede, (a) Bir kola ait MOSFET ve ters akım diyotlarının iletim durumları, (b) Kapı gerilimleri ve çıkış gerilimi

1. Bölgede üst kola ait PWM darbe genişlikleri, alt kola ait darbe genişliklerinden daha fazladır. Ancak bu bölgede akım ile gerilim arasındaki faz farkı nedeniyle akım ters yönde geçmektedir. Bu bölgede M_2 MOSFET'i veya D_1 diyodu iletimdedir.

3.5.1.2. İkinci Bölgenin İncelenmesi. $U > 0$, $I > 0$



Şekil 3.5.4. İkinci ve üçüncü bölgede, (a) Bir kola ait MOSFET ve ters akım diyotlarının iletim durumları, (b) Kapı gerilimleri ve çıkış gerilimi



İkinci bölgede akım ve gerilimin her ikisi de pozitiftir. Akım M_1 MOSFET'i veya D_2 diyodu üzerinden akmaktadır. Çıkış gerilimi PWM darbe genişliğinde, ölü zaman nedeniyle bir azalma olmuştur.

3.5.1.3. Üçüncü Bölgenin İncelenmesi. $U < 0$, $I > 0$

Üçüncü bölgede gerilim negatif, akım ise pozitiftir. Akım M_1 MOSFET'i veya D_2 diyodu üzerinden akar. Çıkış gerilimi PWM darbe genişliği, 2. bölgede olduğu gibi azalmaktadır.

3.5.1.4. Dördüncü Bölgenin İncelenmesi. $U < 0$, $I < 0$

Dördüncü bölgede hem gerilim hem de akım negatiftir. Akım M_2 MOSFET'i veya D_1 diyodu üzerinden akar. Şekil 3.5.3'de görüldüğü gibi ölü zaman nedeniyle çıkış gerilimi azalmaktadır.

3.5.2. Uygulama Devresi Üzerinde Ölü Zamanın, Çıkış

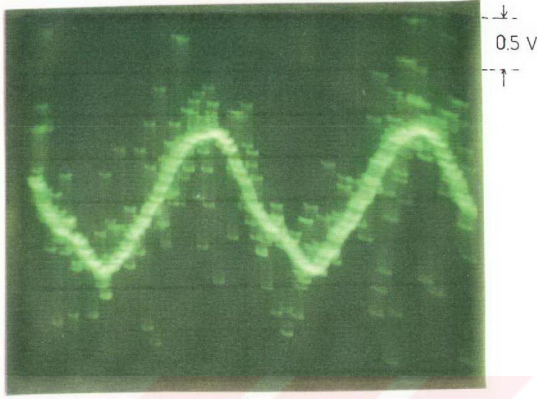
Geriliminde Meydana Getirdiği Değişimin İncelenmesi

Uygulama devresinde, ölü zaman olarak $7 \mu s$ alınmıştır. Bu ölü zamanı ve gerilim ile akım arasındaki faz farkını da gözönüne alarak, ortaya çıkan yeni darbe genişliğine göre inverter çıkış gerilimi $f=4$ Hz ve $f=31$ Hz'e göre hesaplanarak çizilmiştir. Tablo 3'de $f=4$ Hz , ölü zaman= $7 \mu s$, $\phi=62.5^\circ$ olmak üzere ölü zamansız olarak PWM darbe genişlikleri ve buna karşılık gelen gerilim değerleri hesaplanmıştır. Yine aynı tabloda bu kez $7 \mu s$ 'lik ölü zaman gözönüne alınarak yeni PWM darbe genişlikleri ve buna karşılık gelen gerilim değerleri hesaplanmıştır. Tablodan da görüldüğü gibi PWM darbe genişlikleri akımın negatif değerler aldığı yerlerde artmakta, dolayısıyla gerilim değerleri de yükselmektedir. Ölü zamansız ve ölü zamanlı çıkış geriliminin değişimi grafik-1'de çizilmiştir. Grafik-1'den görüldüğü gibi inverter çıkış geriliminde önemli ölçüde bozulma ortaya çıkmaktadır. Bu uç gerilimin hasil ettiği faz-yıldız noktası geriliminin yükten geçirdiği akım örneği Şekil 3.5.5'de görülmektedir.

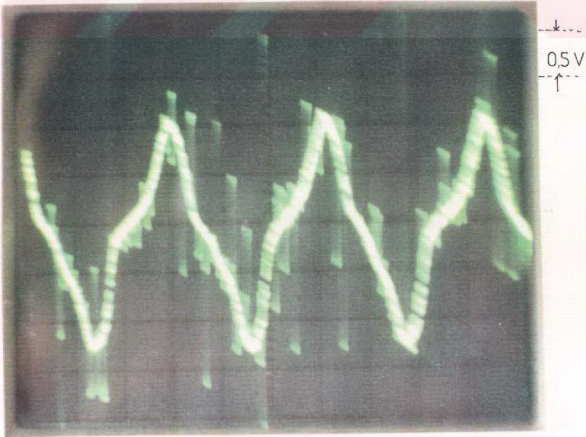
Tablo 4'te bu kez ölü zamanın $2 \mu s$ alınması halinde Tablo 3'te yapılan hesaplamalar tekrarlanmıştır. Gerilim değişimi ise grafik-2'deki gibi bulunmuştur. Grafik-1 ve grafik-2 karşılaştırıldığında, ölü zaman azalınca eğride meydana gelen düzelme açıkça görülmektedir. $2 \mu s$ 'lik ölü zaman yaratma imkanı olmadığı için, buna ait akım örneği alınamamıştır.

Tablo 5'te $f=31 \text{ Hz}$, $\phi=74^\circ$ ve ölü zaman= $7 \mu s$ için, PWM darbe genişlikleri ölü zamanlı ve ölü zamansız olarak hesaplanmıştır. Bu darbe genişliklerine ait gerilim değerleri hesaplanarak grafik-3'te verilmiştir. Bu frekans ve ölü zamana göre devreden alınan akım örneği Şekil 3.5.6'da görülmektedir. Tablo.6'da, $f=31 \text{ Hz}$ ve ölü zaman= $2 \mu s$ alınmak suretiyle hesaplamalar yapılmıştır. Bu hesaplamalara göre çıkış gerilimi grafik-4'deki gibi bulunmuştur.

Uygulama devresinden osiloskopla alınan muhtelif çalışma durumlarındaki drain-source, gate-source gerilimleri ile PWM modülatör çıkış darbeleri ve belirli frekanslardaki inverter akımlarının değişimleri aşağıdaki şekillerle verilmiştir.

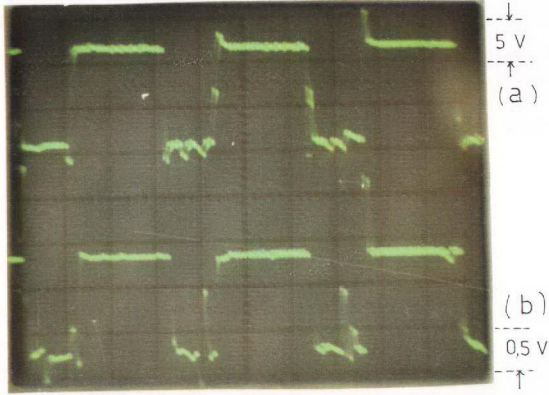


Şekil 3.5.5. $f = 4 \text{ Hz}$, ölü zaman = $7 \mu\text{s}$, $\phi = 62,5^\circ$ için inverter akımının değişimi

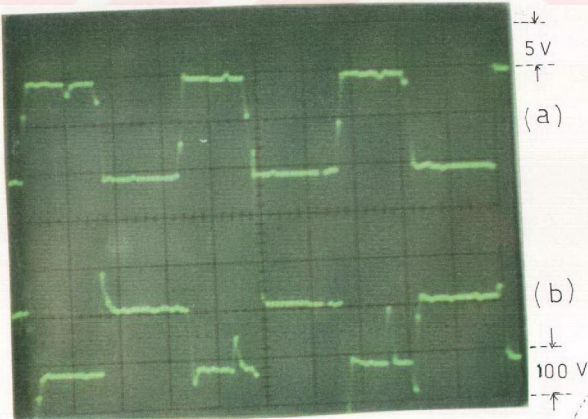


Şekil 3.5.6. $f = 31 \text{ Hz}$, ölü zaman = $7 \mu\text{s}$, $\phi = 74^\circ$ için inverter akımının değişimi



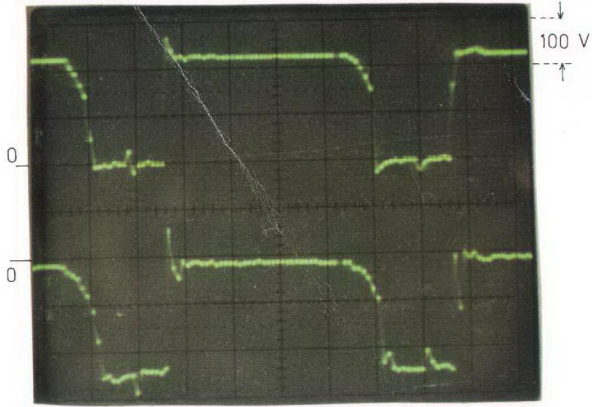


Şekil 3.5.7. Bir MOSFET'in; (a) kapı gerilimi,
(b) içinden geçen akım

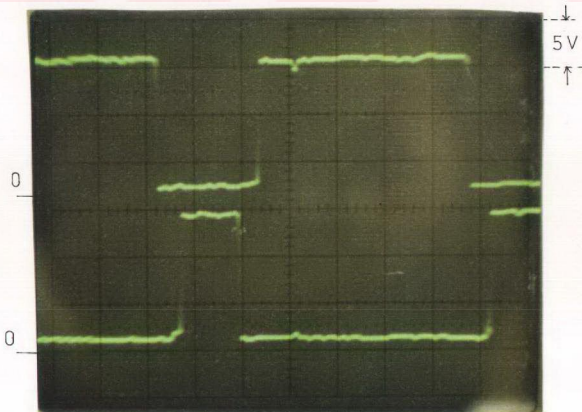


Şekil 3.5.8. Bir MOSFET'e ait; (a) V_{GS} (b) V_{DS} gerilimleri

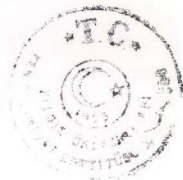


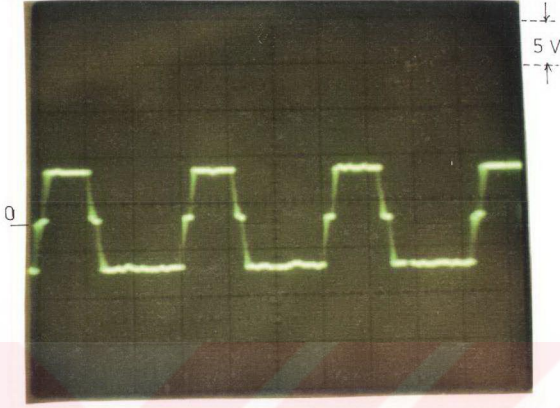


Şekil 3.5.9. Aynı kol üzerindeki iki MOSFET'in V_{DS} gerilimleri

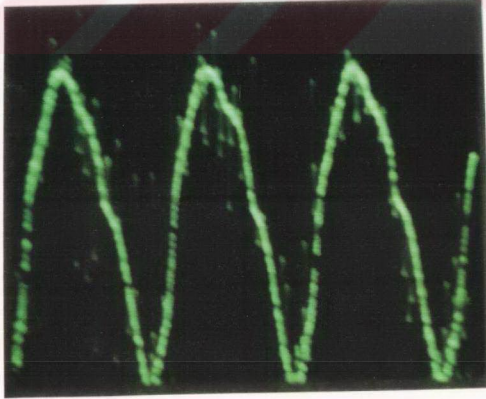


Şekil 3.5.10. Aynı kol üzerindeki iki MOSFET'in V_{GS} gerilimleri

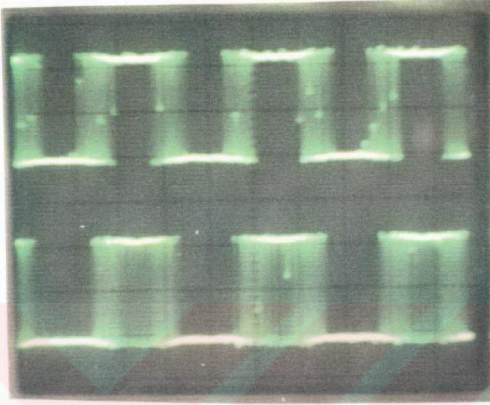




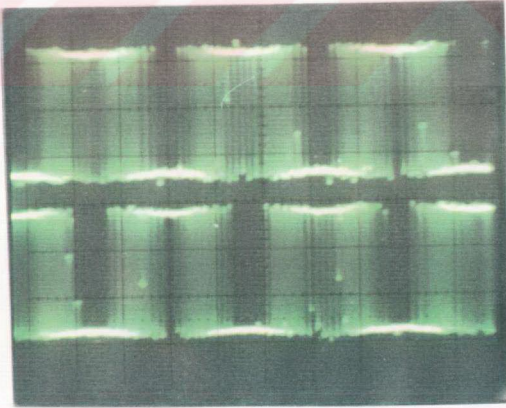
Şekil 3.5.11. PWM modülatörün bir köprü koluna ait çıkışlar



Şekil 3.5.12. $f = 15$ Hz için akım örneği



Şekil 3.5.13. $f = 15,6$ Hz için PWM darbe dizisi



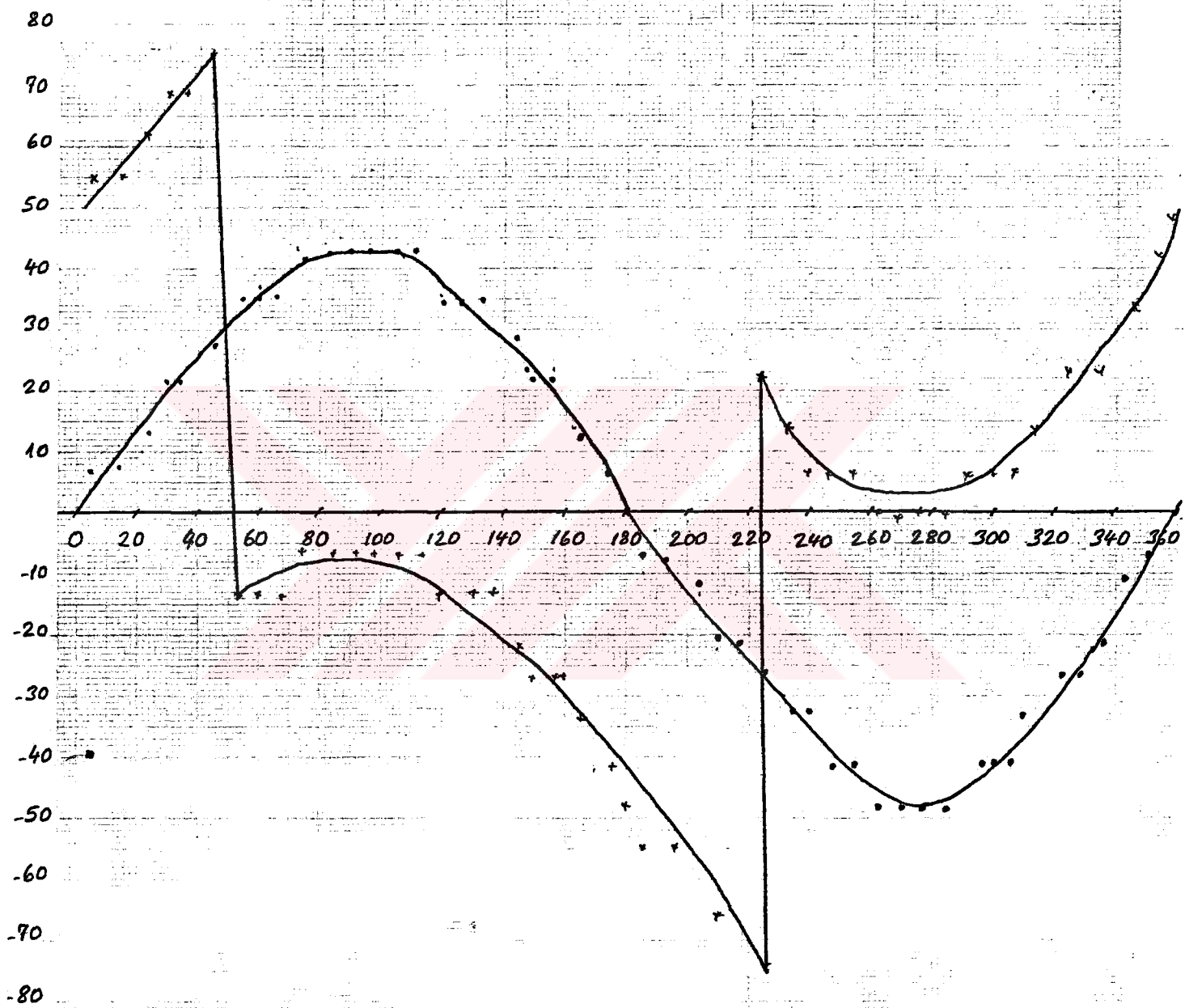
Şekil 3.5.14. $f = 31$ Hz için PWM darbe dizisi



TABLO:3
 $f=4\text{Hz}$, $T_d=7\text{ }\mu\text{s}$, $\phi=62,5^\circ$

Sentez Noktası numarası	Tablo:4 Sentez noktası açıları	Akım yönü	Öngörülen darbe genişliği μs $\frac{Aw}{2}$	Öngörülen gerilim V	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan darbe genişliği μs	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan gerilim V
1	7,5	$I < 0$	33	6,8	40	55
2	15	$I < 0$	33	6,8	40	55
3	22,5	$I < 0$	34	13,7	41	61,8
4	30	$I < 0$	35	20,6	42	68,7
5	37,5	$I < 0$	35	20,6	42	68,7
6	45	$I < 0$	36	27,5	43	75,6
7	52,5	$I < 0$	37	34,3	44	82,5
8	60	$I < 0$	37	34,3	44	82,5
9	67,5	$I > 0$	37	34,3	30	-13,7
10	75	$I > 0$	38	41,2	31	-6,8
11	82,5	$I > 0$	38	41,2	31	-6,8
12	90	$I > 0$	38	41,2	31	-6,8
13	97,5	$I > 0$	38	41,2	31	-6,8
14	105	$I > 0$	38	41,2	31	-6,8
15	112,5	$I > 0$	38	41,2	31	-6,8
16	120	$I > 0$	37	34,3	30	-13,7
17	127,5	$I > 0$	37	34,3	30	-13,7
18	135	$I > 0$	37	34,3	30	-13,7
19	142,5	$I > 0$	36	27,5	29	-20,6
20	150	$I > 0$	35	20,6	28	-27,5
21	157,5	$I > 0$	35	20,6	28	-27,5
22	165	$I > 0$	34	13,7	27	-34,5
23	172,5	$I > 0$	33	6,8	26	-41,2
24	180	$I > 0$	32	0	25	-48,1

25	187,5	$i > 0$	31	-6,8	24	-55
26	195	$i > 0$	31	-6,8	24	-55
27	202,5	$i > 0$	30	-13,7	23	-61,8
28	210	$i > 0$	29	-20,6	22	-68,7
29	217,5	$i > 0$	28	-20,6	21	-75,6
30	225	$i > 0$	28	-27,5	21	-20,6
31	232,5	$i > 0$	27	-34,3	20	13,7
32	240	$i < 0$	26	-34,3	33	6,8
33	247,5	$i < 0$	26	-41,2	33	6,8
34	255	$i < 0$	26	-41,2	33	6,8
35	262,5	$i < 0$	25	-48	32	0
36	270	$i < 0$	25	-48	32	0
37	277,5	$i < 0$	25	-48	32	0
38	285	$i < 0$	25	-48	32	0
39	292,5	$i < 0$	26	-41,2	33	6,8
40	300	$i < 0$	26	-41,2	33	6,8
41	307,5	$i < 0$	26	-41,2	33	6,8
42	315	$i < 0$	27	-34,3	34	13,75
43	322,5	$i < 0$	28	-27,5	35	20,6
44	330	$i < 0$	28	-27,5	35	20,6
45	337,5	$i < 0$	29	-20,6	36	27,5
46	31,5	$i < 0$	30	-13,7	37	34,3
47	352,5	$i < 0$	31	-6,2	38	41,2
48	360	$i < 0$	32	0	39	48



Grafik-1

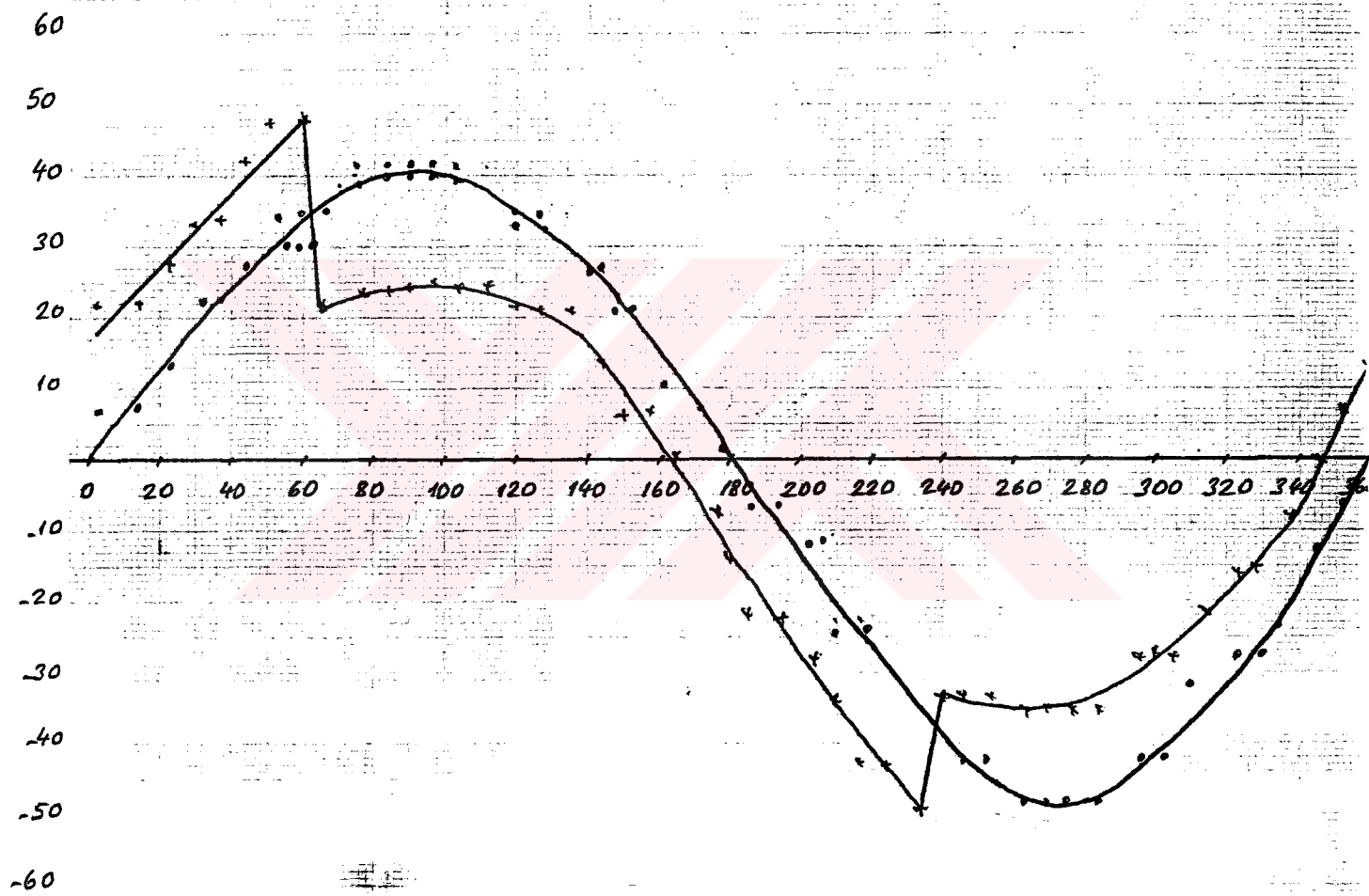
$f = 4\text{Hz}$, $T_d = 7\mu\text{s}$

TABLO:4

$f=4\text{Hz}$, $T_d=2\mu\text{s}$, $\phi=62,5^\circ$

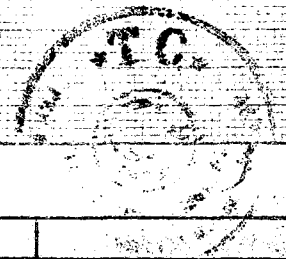
Sentez Noktası numarası	Tablo:4 Sentez noktası açısı	Akım yönü	Öngörülen darbe genişliği μs $\frac{A_w}{2}$	Öngörülen gerilim V	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan darbe genişliği μs	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan gerilim V
1	7,5	$i < 0$	33	6,8	35	20,6
2	15	$i < 0$	33	6,8	35	20,6
3	22,5	$i < 0$	34	13,7	36	27,5
4	30	$i < 0$	35	20,6	37	34,3
5	37,5	$i < 0$	35	20,6	37	34,3
6	45	$i < 0$	36	27,5	38	41,2
7	52,5	$i < 0$	37	34,3	39	48,1
8	60	$i < 0$	37	34,3	39	48,1
9	67,5	$i > 0$	37	34,3	35	20,6
10	75	$i > 0$	38	41,2	36	27,5
11	82,5	$i > 0$	38	41,2	36	27,5
12	90	$i > 0$	38	41,2	36	27,5
13	97,5	$i > 0$	38	41,2	36	27,5
14	105	$i > 0$	38	41,2	36	27,5
15	112,5	$i > 0$	38	41,2	36	27,5
16	120	$i > 0$	37	34,3	35	20,6
17	127,5	$i > 0$	37	34,3	35	20,6
18	135	$i > 0$	37	34,3	35	20,6
19	142,5	$i > 0$	36	27,5	34	13,7
20	150	$i > 0$	35	20,6	33	6,8
21	157,5	$i > 0$	35	20,6	33	6,8
22	165	$i > 0$	34	13,7	32	0
23	172,5	$i > 0$	33	6,8	31	-6,8

25	187,5	$l > 0$	31	-6,8	29	-20,6
26	195	$l > 0$	31	-6,8	29	-20,6
27	202,5	$l > 0$	30	-13,7	28	-27,5
28	210	$l > 0$	29	-20,6	27	-34,3
29	217,5	$l > 0$	28	-20,6	26	-41,2
30	225	$l > 0$	28	-27,5	26	-41,2
31	232,5	$l > 0$	27	-34,3	25	-48,1
32	240	$l < 0$	26	-34,3	28	-27,5
33	247,5	$l < 0$	26	-41,2	28	-27,5
34	255	$l < 0$	26	-41,2	28	-27,5
35	262,5	$l < 0$	25	-48	27	-34,3
36	270	$l < 0$	25	-48	27	-34,3
37	277,5	$l < 0$	25	-48	27	-34,3
38	285	$l < 0$	25	-48	27	-34,3
39	292,5	$l < 0$	26	-41,2	28	-27,5
40	300	$l < 0$	26	-41,2	28	-27,5
41	307,5	$l < 0$	26	-41,2	28	-27,5
42	315	$l < 0$	27	-34,3	29	-20,6
43	322,5	$l < 0$	28	-27,5	30	-13,7
44	330	$l < 0$	28	-27,5	30	-13,7
45	337,5	$l < 0$	29	-20,6	31	-6,8
46	345	$l < 0$	30	-13,7	32	0
47	352,5	$l < 0$	31	-6,2	33	6,8
48	360	$l < 0$	32	0	34	13,7



Grafik-2

$f = 4\text{Hz}$ $T_d = 2\mu\text{s}$

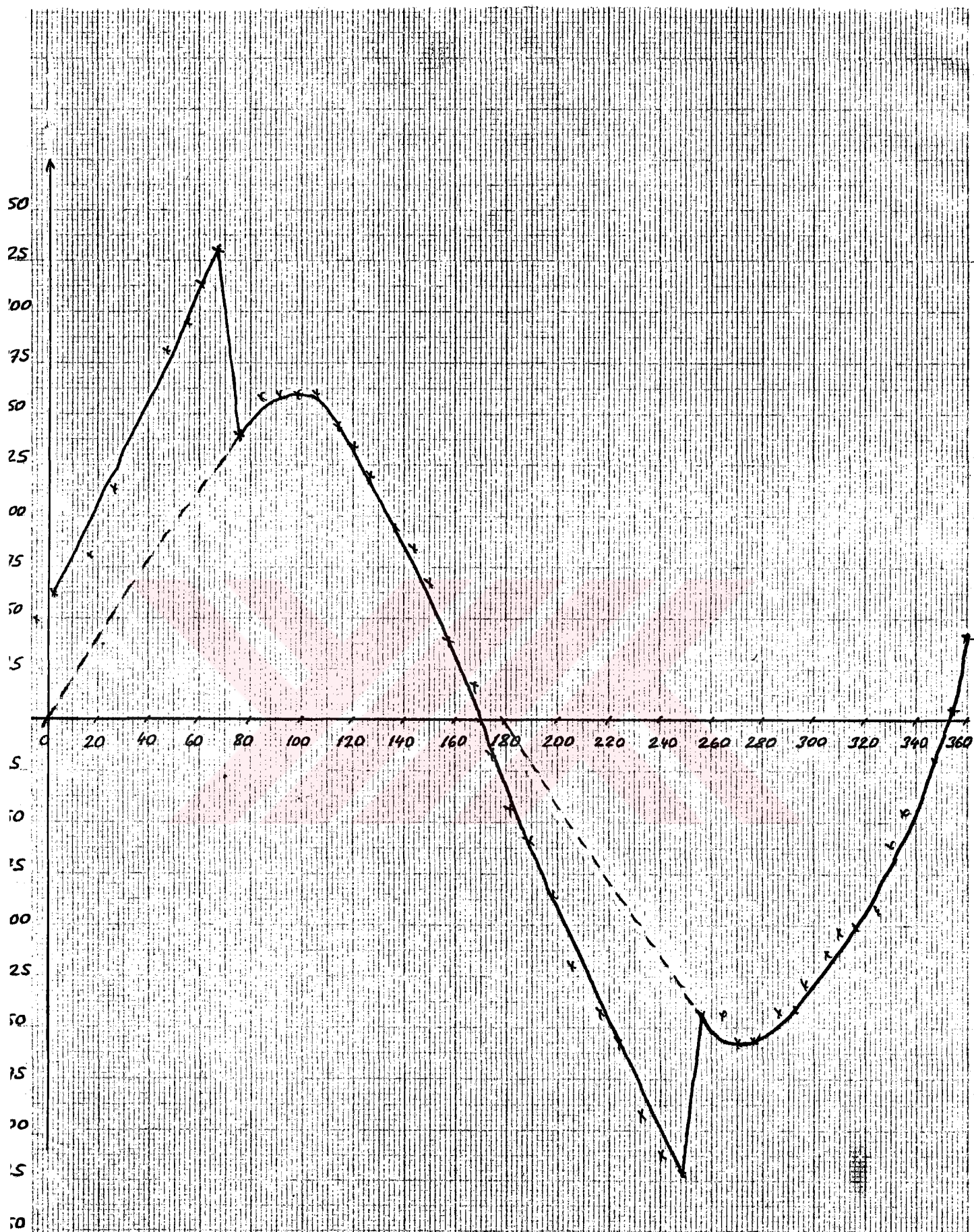


TABLO:5

$f=31\text{Hz}$, $T_d=7\mu\text{s}$, $\phi=74^\circ$

Sentez Noktası numarası	Sentez noktası açısı	Akım yönü	Öngörülen darbe genişliği (μs) ($\frac{Aw}{2}$)	Öngörülen gerilim V	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan darbe genişliği (μs)	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan gerilim V
1	7,5	$i < 0$	34	13,7	41	61,8
2	15	$i < 0$	37	34,3	44	82,5
3	22,5	$i < 0$	41	61,8	48	110
4	30	$i < 0$	44	82,5	51	130,6
5	37,5	$i < 0$	48	110	55	158,1
6	45	$i < 0$	51	130,6	58	178,7
7	52,5	$i < 0$	53	144,3	60	192,5
8	60	$i < 0$	56	165	63	213,1
9	67,5	$i < 0$	58	178,7	65	226,8
10	75	$i > 0$	59	185,6	52	137,5
11	82,5	$i > 0$	60	192,5	53	144,3
12	90	$i > 0$	60	192,5	53	144,3
13	97,5	$i > 0$	60	192,5	53	144,3
14	105	$i > 0$	60	192,5	53	144,3
15	112,5	$i > 0$	59	185,6	52	137,5
16	120	$i > 0$	58	178,7	51	130,6
17	127,5	$i > 0$	56	165	49	116,8
18	135	$i > 0$	53	144,3	46	96,2
19	142,5	$i > 0$	51	130,6	44	82,5
20	150	$i > 0$	48	110	41	61,8
21	157,5	$i > 0$	44	82,5	37	34,3
22	165	$i > 0$	41	61,8	34	13,7
23	172,5	$i > 0$	37	34,3	30	-13,7
24	180	$i > 0$	32	0	25	-48,1

25	187,5	$l > 0$	30	-13,7	23	-61,8
26	195	$l > 0$	26	-34,3	19	-89,3
27	202,5	$l > 0$	22	-61,8	15	-116,8
28	210	$l > 0$	19	-82,5	12	-137,5
29	217,5	$l > 0$	16	-110	9	-158,7
30	225	$l > 0$	13	-130,6	6	-178,7
31	232,5	$l > 0$	10	-144,3	3	-199,3
32	240	$l > 0$	8	-165	1	-213,1
33	247,5	$l > 0$	6	-178,7	0	-220
34	255	$l < 0$	4	-192,5	11	-144,3
35	262,5	$l < 0$	4	-192,5	11	-144,3
36	270	$l < 0$	3	-199,3	10	-151,3
37	277,5	$l < 0$	3	-199,3	10	-151,3
38	285	$l < 0$	4	-192,5	11	-144,3
39	292,5	$l < 0$	4	-192,5	11	-144,3
40	300	$l < 0$	6	-178,7	13	-130,6
41	307,5	$l < 0$	8	-165	15	-116,8
42	315	$l < 0$	10	-144,3	17	-103,1
43	322,5	$l < 0$	13	-130,6	20	-82,5
44	330	$l < 0$	16	-110	23	-61,8
45	337,5	$l < 0$	19	-82,5	26	-41,2
46	345	$l < 0$	22	-61,8	29	-20,6
47	352,5	$l < 0$	26	-34,3	33	6,8
48	360	$l < 0$	32	0	39	48,1



Grafik-3

$f = 31 \text{ Hz}$

$T_d = 7 \mu s$

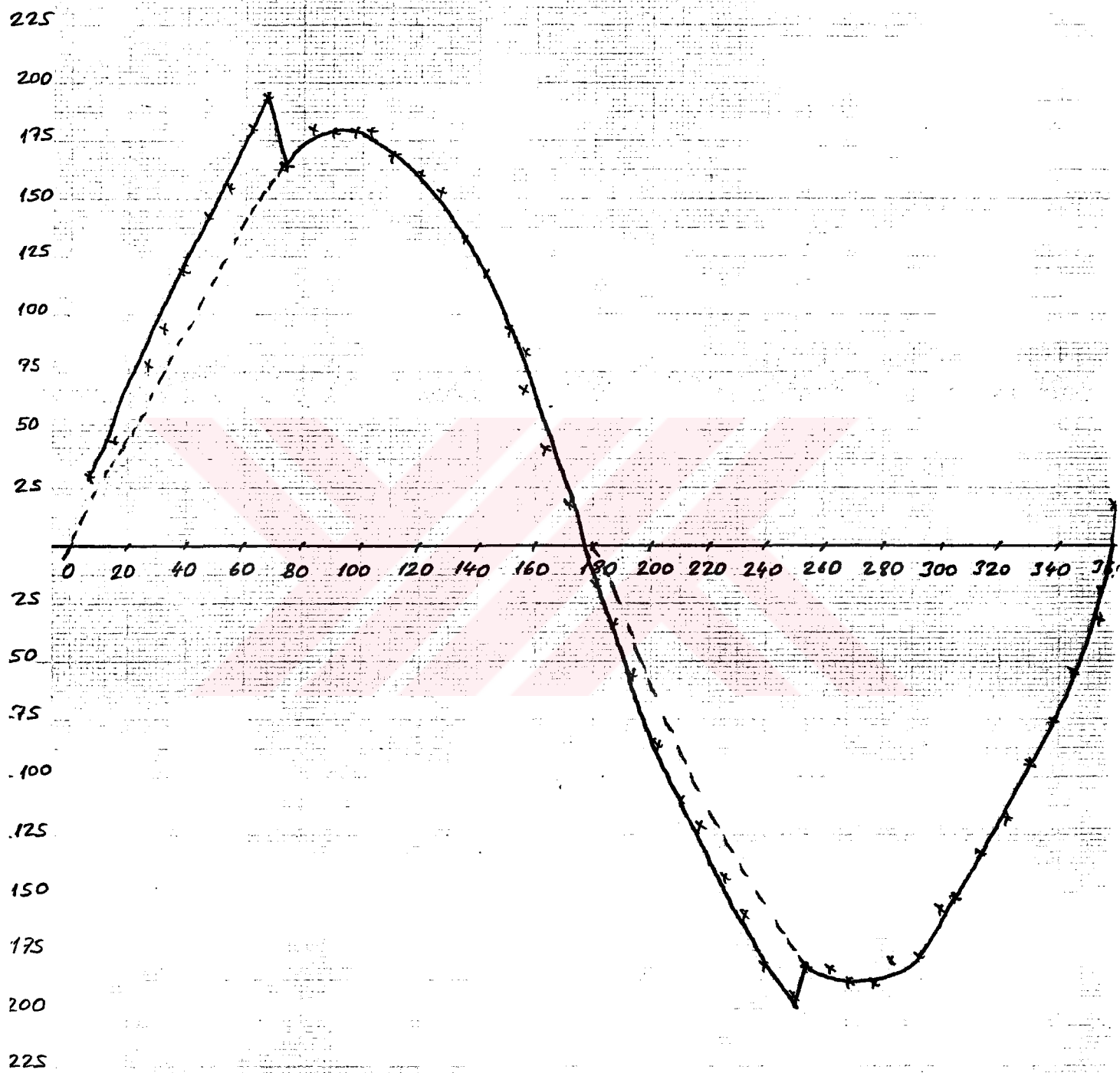
TABLO:6

 $f=31\text{Hz}$, $T_d=2\mu\text{s}$, $\phi=74^\circ$

Sentez Noktası numarası	Sentez noktası açısı	Akım yönü	Öngörülen darbe genişliği (μs) ($\frac{A_w}{2}$)	Öngörülen gerilim V	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan darbe genişliği (μs)	Ölû zaman nedeniyle ortaya çıkan gerilim V
1	7,5	$i < 0$	34	13,7	36	27,5
2	15	$i < 0$	37	34,3	39	48,1
3	22,5	$i < 0$	41	61,8	43	75,6
4	30	$i < 0$	44	82,5	46	96,2
5	37,5	$i < 0$	48	110	50	123,7
6	45	$i < 0$	51	130,6	53	144,3
7	52,5	$i < 0$	53	144,3	55	158,1
8	60	$i < 0$	56	165	58	178,1
9	67,5	$i < 0$	58	178,7	60	192,5
10	75	$i > 0$	59	185,6	57	171,8
11	82,5	$i > 0$	60	192,5	58	178,7
12	90	$i > 0$	60	192,5	58	178,7
13	97,5	$i > 0$	60	192,5	58	178,7
14	105	$i > 0$	60	192,5	58	178,7
15	112,5	$i > 0$	59	185,6	57	171,8
16	120	$i > 0$	58	178,7	56	165
17	127,5	$i > 0$	56	165	54	151,2
18	135	$i > 0$	53	144,3	51	130,6
19	142,5	$i > 0$	51	130,6	49	116,8
20	150	$i > 0$	48	110	46	96,2
21	157,5	$i > 0$	44	82,5	42	68,7
22	165	$i > 0$	41	61,8	39	48,1
23	172,5	$i > 0$	37	34,3	35	20,6
24	180	$i > 0$	32	0	30	-13,7



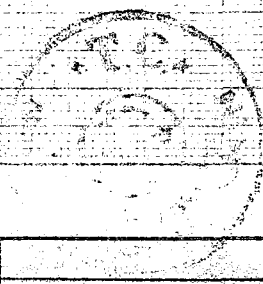
25	187,5	$i > 0$	30	-13,7	28	-27,5
26	195	$i > 0$	26	-34,3	24	-55
27	202,5	$i > 0$	22	-61,8	20	-82,5
28	210	$i > 0$	19	-82,5	17	-103,1
29	217,5	$i > 0$	16	-110	14	-123,7
30	225	$i > 0$	13	-130,6	11	-144,3
31	232,5	$i > 0$	10	-144,3	8	-165
32	240	$i > 0$	8	-165	6	-178,7
33	247,5	$i > 0$	6	-178,7	4	-192,5
34	255	$i < 0$	4	-192,5	6	-178,7
35	262,5	$i < 0$	4	-192,5	6	-178,7
36	270	$i < 0$	3	-199,3	5	-185,6
37	277,5	$i < 0$	3	-199,3	5	-185,6
38	285	$i < 0$	4	-192,5	6	-178,7
39	292,5	$i < 0$	4	-192,5	6	-178,7
40	300	$i < 0$	6	-178,7	8	-165
41	307,5	$i < 0$	8	-165	10	-151
42	315	$i < 0$	10	-144,3	12	-137,5
43	322,5	$i < 0$	13	-130,6	15	-116
44	330	$i < 0$	16	-110	18	-96,2
45	337,5	$i < 0$	19	-82,5	21	-75,6
46	345	$i < 0$	22	-61,8	24	-55
47	352,5	$i < 0$	26	-34,3	28	-27,5
48	360	$i < 0$	32	0	34	13,7



Grafik-4

$f = 21$

$T = 180$



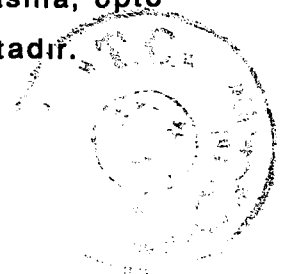
4. Sonuç ve Değerlendirme

Tezde genel olarak, literatürde mevcut PWM çeşitleri incelenmiş ve mikrodenetleyici kullanılarak gerçekleştirilen PWM inverter ile bir asenkron motor çalıştırılmıştır. Bu inverter devresi üzerinde, ölü zamanın PWM çıkış gerilimine olan etkileri incelenmiştir.

Teorik olarak PWM inverterde, çıkış akımı Sinüsoidal'a çok yakın olmakla beraber, ölü zamanın etkisiyle çıkış akımında bozulmalara rastlanmıştır. Uygulama devresinde kullanılan PWM modülatör, kendi üzerinde değişik ölü zamanlar yaratabilmektedir. Kontrol devresi ile güç devresini birbirinden ayırmak için devrede opto izolatörler kullanılmaktadır (4N25). Opto izolatörlerin iletme girme süresi genellikle 3-5 μs iletimden çıkma süresi ise 1-3 μs arasında değişmektedir. İletime girme ve iletimden çıkma süreleri birbirinin aynı olan opto izolatörler bulmak, imalattaki toleranslar nedeniyle çok güçtür. Bu farklılıklar inverterde mevcut toplam 6 opto izolatörde de mevcuttur. Neticede, inverterin bir köprü kolunda yaratılan ölü zaman, diğerlerinden farklı olmaktadır. Diğer taraftan uygulama devresinde kullanılan bazı kısa PWM darbeleri, iletime girme ve çıkmadaki davranışından dolayı opto izolatörler tarafından yutulmaktadır.

Ölü zaman olumsuz etkileri, düşük frekanslarda daha fazla hissedilmektedir. Çünkü, düşük frekanslarda darbe genişlikleri genel olarak dar ve bir peryottaki toplam PWM darbe sayısı fazla olmaktadır. Grafik-1 de ölü zaman 7 μs ve frekans 4 Hz'dir. Bu grafikten de görüldüğü gibi uç geriliminde büyük bir bozulma meydana gelmektedir. Grafik 4 'deki 2 μs 'lik ölü zaman ve 31 Hz'lik çıkış frekansı için elde edilen uç gerilimi oldukça düzgündür.

Ölü zamanın olumsuz etkilerini ortadan kaldırmak mümkündür. Ölü zamanın MOSFET'ler için bir tehlike teşkil etmeyecek şekilde küçük seçilmesi temel prensiptir. Ancak bu sürenin çok kısa tutulmasına, opto izolatörler yukarıda anlatılan nedenlerden dolayı engel olmaktadır.



Opto izolatörlerde inilebilecek en küçük ölû zaman tespit edildikten sonra, belirli bir güç katsayısı için, Tablo:3, Tablo:4 , Tablo:5 ve Tablo:6'da gösterildiği gibi yeni PWM darbe genişlikleri tespit edilebilir. Bu darbe genişliklerine göre, mikrodenetleyici programındaki tablolar yeniden düzenlenir. Böylece ölû zamanın olumsuz etkileri minimuma indirilmiş olur. Eğer devrede opto izolatörler kullanılmazsa, bu takdirde, PWM modölatörü üzerinde yaratılabilen ölû zamanlardan uygun olanı seçilir ve bu ölû zaman dikkate alınarak, belirli bir yük durumu için programdaki tablolar düzenlenebilir.

Uygulama devresinde, $f=4\text{Hz}$, $T_d=7\text{ }\mu\text{s}$, $V_R=40\text{ V}$, toplam anahartarlama sayısı $=48 \times 81=3888$ ve $\text{Cos}\phi=62,5^\circ$ için inverter çıkış geriliminin, referans gerilimine oranını hesaplarsak;

Her bir darbenin sarması Δe , (1.10.1)'e göre;

$$\Delta e = T_d \cdot V_d = 7 \cdot 10^{-6} \cdot 220 = 1,54 \cdot 10^{-3} \text{ V.s}$$

olarak bulunur.

Bir yarım peryottaki ortalama gerilim sarması

ΔV ise (1.10.2)'ye göre

$$\Delta V = \frac{N \cdot T_d}{T} V_d = \frac{81 \cdot 48 \cdot 7 \cdot 10^{-6}}{0,25} \cdot 220 = 23,9\text{V}$$

şeklinde hesaplanır.

Ortalama gerilim sarmasının temel bileşeninin efektif değeri ΔV_1 , (1.10.4)'e göre;

$$\Delta V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \Delta V = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 23,9 = 21,51\text{V}$$

olur.

Buradan V_1 çıkış gerilimi, (1.10.6)'ya göre

$$V_1 = - \Delta V_1 \cdot \text{Cos } \phi + \sqrt{V_R^2 - (\Delta V_1 \cdot \text{Sin } \phi)^2}$$

$$V_1 = - 23,51 \cdot \text{Cos } 62,5 + \sqrt{40^2 - (21,51 \cdot \text{Sin } 62,5)^2} = 24,3\text{V}$$

olarak hesaplanır.



Normalize gerilim sapması η ;

$$\eta = \frac{\Delta V_1}{V_R} = \frac{21,51}{40} = 0,53$$

olduğuna göre, inverter çıkış geriliminin, referans gerilimine oranı (1.10.7)'ye göre

$$\frac{V_1}{V_R} = -\eta \cdot \cos \phi + \sqrt{1 - \eta^2 \cdot \sin^2 \phi}$$

$$\frac{V_1}{V_R} = -0,53 \cdot \cos 62,5 + \sqrt{1 - 0,53^2 \cdot \sin^2 62,5} = 0,63$$

olarak bulunur. Buradan şöyle bir sonuç çıkar; İnverter çıkış gerilimi, referans geriliminin ancak % 63,ü kadar olmaktadır.

Aynı hesaplamaları bu kez, bir peryottaki toplam anahtarlama sayısını 48 olarak yaptığımızda;

$$\Delta e = 7 \cdot 10^{-6} \cdot 220 = 1,54 \cdot 10^{-3} \text{ V.s}$$

$$\Delta V = \frac{48 \cdot 7 \cdot 10^{-6}}{0,25} = 1,34 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

$$\Delta V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 1,34 \cdot 10^{-3} = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

$$\eta = \frac{1,2 \cdot 10^{-3}}{40} = 3 \cdot 10^{-5}$$

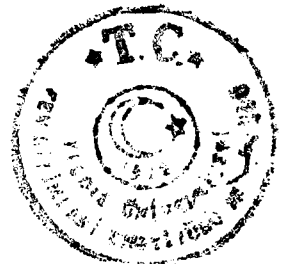
$$\frac{V_1}{V_R} = -3 \cdot 10^{-5} \cdot \cos 62,5 + \sqrt{1 - (3 \cdot 10^{-5})^2 \cdot \sin^2 62,5}$$

$$\frac{V_1}{V_R} \approx 1$$

olarak bulunur. Buradan da şu sonuç ortaya çıkmaktadır; Çok düşük frekanslarda anahtarlama sayısının azaltılmasıyla, ölü zamanın çıkış gerilimine olan olumsuz etkisi önemli ölçüde azalmış olur. O halde düşük frekanslarda anahtarlama sayısını seçerken diğer faktörlerinin yanında, ölü zaman faktöründe gözönüne alınması gerekir.

Aynı hesaplamaları bu kez, $f=32,5 \text{ Hz}$, $T_d=7 \mu s$, $V_R=176 \text{ V}$, $\phi=74,4^\circ$ toplam anahtarlama sayısı=10x48=480'e göre yaparsak;

$$\Delta e = 7 \cdot 10^{-6} \cdot 220 = 1,54 \cdot 10^{-3}$$



$$\Delta V = \frac{10 \cdot 48 \cdot 7 \cdot 10^{-6}}{0,032} \cdot 220 = 23,1$$

$$\Delta V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 23,1 = 20,79$$

$$V_1 = -20,79 \cdot \cos 74,4^\circ + \sqrt{176^2 - (20,79 \sin 74,4^\circ)^2}$$

$$V_1 = 169,2 \text{ V}$$

$$\eta = \frac{2 \cdot 0,79}{176} = 0,12$$

$$\frac{V_1}{V_R} = -0,12 \cdot \cos 74,4^\circ + \sqrt{1 - (0,12 \cdot \sin 74,4^\circ)^2} = 0,96$$

olarak bulunur. O halde çıkış frekansı yükseldikçe ölü zamanın etkisi azalmaktadır. Zira bir peryottaki toplam anahtarlama sayısı azalmaktadır.

Sonuç olarak, PWM metoduna göre asenkron motor hızının kontrolünde, düşük devirlerde düzgün bir motor akımı ve planlanan gerilime uygun bir çıkış gerilimi elde edilmek isteniyorsa;

1. Düşük frekanslarda anahtarlama sayısı azaltılmalıdır.
2. Ölü zaman olabildiğince küçük tutulmalıdır.
3. Eğer yukarıdaki şartlar sağlanamıyorsa, mikrokontrolün programlanmasında frekans ve yükün güç faktörüne göre ölü zamanın etkisi dikkate alınarak darbe genişlikleri yeniden hesaplanmalıdır. Ancak bu imkan yükün güç faktörünün sabit kalması halinde mevcuttur.

REFERANSLAR

- /1/ MURPHY, J.M.D., TURNBULL, F.G., Power Electronic Control of AC Motors, 1988
- /2/ ENJETI , PRASAD, ZIOGAS, P.D, Programmed PWM Techniques to Eleminate Harmonics: A Critical Evalvation, IEEE Trans, On Industry Applications, Vol.26, NO.2, pp. 302-316
- /3/ JOOS, GEZA, ZIOGAS, P.D., A Model Reference Adaptive PWM Technique, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.5, No.4, pp. 485-494, 1990
- /4/ RAHMAN, M. AZIZUR, QUAICOE, JOHN. E, Performance Analysis of Delda Modulated PWM Inverters, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. PE-2, NO.3, pp. 227-233, 1987
- /5/ TANIGUCHI, KATSUNRI, OGIND, YASUMASA, IRIE, HISAICHI, PWM Technique for Power Mosfet Inverter, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.3, NO.3, pp.328-334, 1988
- /6/ JEONG, SEUNG-Gİ, PARK, MIN-HO, The Analysis and Compansation of Dead-Time Effects in PWM Inverters, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.38, NO.2, pp.108-114, 1991
- /7/ WETZEL, K, SCHUMBRUTZKİ, W, Frequency converter for controlling three-phase asynchronous motors designed with modern micro and power electronics components SIEMENS
- /8/ Microcomputer components, Data Catalog, SIEMENS, 1984
- /9/ MOSPOWER Aplication Handbook, Siliconix, 1984

/10/ Elektro Verlag, 300 Schaltungen, 1982

/11/ BODUR, HACI, "Kontrolsuz Doğrultucu-DC Kırıyıcı-İnverter Grubu ile Asenkron Motor Hız Kontrolunda Komütasyon Şartlarının İyileştirilmesi ve Sistemin Şebekeye Etkisinin İncelenmesi", Doktora Tezi (Danışman:Prof Remzi GÜLGÜN), Yıldız Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 1990, 149 sayfa.

/12/ GÜLGÜN, Remzi, BODUR, Hacı, "Güç Elektroniği Yük Devresi Elemanlarının Kullanma Alanlarının İncelenmesi", Elektrik Mühendisliği, 3. Ulusal Kongresi 25-30 Eylül 1989, İstanbul, Say. 178-181.

/13/ THORBORG, Kjeld, NYSTRÖM, Ake, Staircase PWM:An Uncomplicated and Efficient Modulation Technique for AC Motor Drives, IEEE Tran. on Power Electronics, Vol.3, NO.4, pp.391-397 , 1988

/14/ VINCENTİ, Donato, ZIOGAS, Phoivos D. PATEL, Rajnikant, APC-Based Pulse-Widht Modülatör for Static Converters, IEEE, Tran. on Industrial Electronics, Vol.37, NO.1, pp.57-69, 1990

/15/ FUKUDA, Shoji, HASEGAWA, Hirokazu, PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current, IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol.5, NO.1, pp. 54-61, 1990

/16/ KAWABATA, Takao, MIYASHITA, Takeshi, YAMAMOTO, Yushin, Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter, IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol.5, NO.1, pp. 21-28, 1990

/17/ DUNN, William, C, Driving and Protection of Hight Side NMOS Power Switches, IEEE, Trans. on Industry Application, Vol.28, NO.1, pp. 26-30, 1992

- /18/ NISHIMURA, Toshihira, NAKAOKA, Mutsuo, MARUHASHI, Toru, Reduction of Vibration and Acoustic Noise in Induction Motor Driven by Three Phase PWM AC Chopper Using Static Induction Transistors, IEEE, Trans, on Power Electronics, Vol.4, No.3, pp. 313-318, JULY 1989.**
- /19/ KAWAMURA, Atsuo, HANEYOSHI, Toshimasa, HOFT, Richard, Dead-beat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using only Voltage Sensor, IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol3, NO.2, pp. 118-125, April 1988**
- /20/ CHU, Hui-Yung, JOU, Hurng-Liahng, HUANG, Ching-Lien, Transient-Response of a Peak Voltage Detector for Sinusoidal Signals, IEEE, Trans. on Industrial Electronics, Vol.39, NO.1, pp. 74-81, 1992**
- /21/ BOSE, Bimal, Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters, IEEE, Trans. on Industry Applications, Vol.28, NO.2, pp. 403-413, 1992**
- /22/ RASHID, M.H. Power Electronics, 1988**

ÖZGEÇMİŞ

22.2. 1957'de Bursa'da doğdu. 1974 yılında İstanbul Devlet Mühendislik ve Mimarlık Akademisi, Elektrik bölümüne girdi. 1979 yılında mezun olarak 1 yıl süre ile özel sektörde çalıştı. 1980 yılında Yıldız Üniversitesi Elk. Müh. Blm. Elektriğin Endüstriye Uygulanması kürsüsünde uzman olarak çalışmaya başladı. 1981 yılında Yüksek Lisans öğrenimine başlayarak 1984 yılında mezun oldu. Halen aynı üniversitede görevine devam etmekte olup, evli ve iki çocuk annesidir.

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

