

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MİKROİŞLEMCİ KULLANARAK
ÜÇ FAZLI BİR İNVERTERLE
AC YÜKÜN BESLENMESİ

Elek.Müh.İzzet İlteriş YÜKSEL

F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Y.Doç.Dr.Gülderen YILDIRMAZ

Tez Danışmanı ve Üye: Y.Doç.Dr. Gülderen YILDIRMAZ

Üye: Prof. Kemzi GÜLGÜN

Üye: Y. Doç. Dr. Herman SEDEF

İSTANBUL, 1997

[Handwritten signature]

İÇİNDEKİLER

| | |
|---|-----|
| ŞEKİL LİSTESİ | V |
| SEMBOLLER LİSTESİ | VII |
| TEŞEKKÜR | IX |
| ÖZET | X |
| ABSTRACT | XI |
| 1. ENDÜKSİYON MAKİNALARININ KONTROLU | 1 |
| 2. SKALER KONTROL TEKNİKLERİ | 2 |
| 2.1. Gerilim Beslemeli İnverter Sürücüleri İle Sağlanan Kontrol | 2 |
| 2.1.1. Gerilim / Frekans Oranı Sabit Tutularak Sağlanan Kontrol | 2 |
| 2.1.2. Moment ve Akı Kontrolü | 6 |
| 2.1.3. Akım Kontrollu PWM İnverterli Sürücüler | 9 |
| 2.1.4. Birden Çok Sayıda Motorun Kontrolü | 11 |
| 2.2. Akım Beslemeli İnverter Kontrolü | 13 |
| 2.2.1. Bağımsız Akım ve Kayma Kontrolü | 13 |
| 2.2.2. Programlanabilir Akım Kontrolü ile Sabit Akıda Çalışma | 15 |
| 3. AC MOTOR KONTROLUNDA KULLANILAN MOSFETLİ İNVERTERLER | 17 |
| 3.1. Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) İnverter | 17 |
| 3.2. AC Motor Kontrolunda Kullanılan MOSFETler ve FREDFETler | 19 |
| 3.3. AC Motor Kontrol Sistemi ve Dizayn Kriterleri | 21 |
| 3.3.1. Gerilim Değeri | 21 |
| 3.3.2. Akım Değeri | 23 |
| 3.3.3. Eleman Kılıfı | 24 |
| 3.3.4. Sürücü Nitelikleri | 24 |
| 3.3.5. İletime Girme | 25 |
| 3.3.6. İletimden Çıkma | 26 |
| 3.3.7. Parazitik Etkilerle İletime Girme | 27 |
| 3.3.8. İnverter Kapı Sürme Devreleri | 28 |
| 3.3.9. MOSFETlerin Paralel Bağlanması | 30 |
| 3.3.10. Devre ile İlgili Bazı Hususlar | 31 |

| | | |
|-----------|--|----|
| 3.3.11. | AC Motor Kontrolunda Kullanılan İnverter Tetikleme Elemanları Güç Kayıpları | 32 |
| 3.3.11.1. | MOSFET İletim Güç Kayıpları | 32 |
| 3.3.11.2. | Diyot İletim Güç Kayıpları | 34 |
| 3.3.11.3. | MOSFET Anahtarlama Güç Kayıpları | 34 |
| 3.3.11.4. | Diyot Anahtarlama Güç Kayıpları | 35 |
| 3.3.11.5. | Kapı Sürme Devresi Güç Kayıpları | 35 |
| 3.3.12. | Sistem Çalışma Sıcaklıkları | 35 |
| 3.4. | Paralel Bağlı FREDFETler İle 300V,40A' lik Yüksek Frekans İnverter Kutbu Dizaynı | 40 |
| 3.4.1. | Kutup Modülü | 42 |
| 3.4.2. | Kutup Modüllerinin Paralel Çalışması | 47 |
| 3.4.3. | BUK638 - 500B FREDFETleri İle 300V,10A' lik Bir Kutup Modülü Dizayn Örneği | 47 |
| 3.4.4. | FREDFETli Modülün Performansı | 50 |
| 4. | MİKROİŞLEMCİLER VE MİKRODENETLEYİCİLER | 53 |
| 4.1. | 8031 Mikrodenetleyicisi | 53 |
| 4.2. | 8031' in Dış Program Belleğine Bağlanması | 56 |
| 5. | DENEY DEVRESİNİN İNCELENMESİ | 58 |
| 5.1. | Kontrol Devresi | 58 |
| 5.1.1. | ADC80X Analog - Dijital Dönüştürücüsü | 58 |
| 5.1.2. | Sürücü Yazılımı | 60 |
| 5.2. | İzolasyon - Sürme Devresi | 68 |
| 5.3. | Ana Akım Devresi | 69 |
| 6. | SONUÇ | 73 |
| | ÖZGEÇMİŞ | 74 |
| | KAYNAKLAR | 75 |

ŞEKİL LİSTESİ

| | | |
|--------------|--|----|
| Şekil - 2.1 | (a) Açık çevrim gerilim / frekans kontrolü | 3 |
| | (b) Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri | |
| Şekil - 2.2 | Kapalı çevrim gerilim / frekans kontrolü | 4 |
| Şekil - 2.3 | Kayma regülasyonlu sabit gerilim / frekans kontrolü | 5 |
| Şekil - 2.4 | Bağımsız akı ve moment çevrimi ile sağlanan hız kontrolü | 6 |
| Şekil - 2.5 | Moment ve hava aralığı akısı sinyallerinin hesaplanması | 7 |
| Şekil - 2.6 | Akım kontrollü PWM inverter | 9 |
| Şekil - 2.7 | Hızlanma ve frenleme durumlarındaki sürücü karakteristikleri | 10 |
| Şekil - 2.8 | Değişik çapta iki tekerlekli bir bojidaki makinaların çalışma karakteristikleri | 13 |
| Şekil - 2.9 | (a) Bağımsız akım ve kayma kontrolü | 14 |
| | (b) Sabit DC akımda hız - moment karakteristiği | |
| Şekil - 2.10 | Sabit akımda çalışma için programlanabilir akım kontrolü | 15 |
| Şekil - 3.1 | PWM inverter blok şeması | 17 |
| Şekil - 3.2 | PWM faz gerilimi dalga şekli | 18 |
| Şekil - 3.3 | Çıkış dalga şekline üçüncü harmoniğin eklenmesi | 19 |
| Şekil - 3.4 | İnverter kolu | 20 |
| Şekil - 3.5 | Diyot ters - algılama dalga şekilleri | 21 |
| Şekil - 3.6 | MOSFET dahili diyodunu deaktive etmek için kullanılan devre | 22 |
| Şekil - 3.7 | MOSFET kapasiteleri ve temel bir kapı sürme devresi | 24 |
| Şekil - 3.8 | MOSFET iletime girme dalga şekilleri | 26 |
| Şekil - 3.9 | MOSFET iletimden çıkma dalga şekilleri | 27 |
| Şekil - 3.10 | Farklı iletime sokma ve iletimden çıkarma yollarına sahip bir kapı sürme devresi | 28 |
| Şekil - 3.11 | Parazitik etkilerle iletime girmeyi önleyen bir kapı sürme devresi | 29 |
| Şekil - 3.12 | Parazitik etkilere karşı daha iyi koruma sağlayan bir kapı sürme devresi | 30 |
| Şekil - 3.13 | Paralel bağlı MOSFETler için kapı sürme devresi | 31 |
| Şekil - 3.14 | Paralel bağlantıda parazitik etkilerle iletime girmeyi engelleyen kapı sürme devresi | 31 |

| | | |
|--------------|---|----|
| Şekil - 3.15 | PWM inverterdeki motor ve yarıiletken akım dalga şekilleri | 33 |
| Şekil - 3.16 | 1.7A'lık bir motor için seçilen soğutucu büyüklüğüne ilişkin eğriler | 36 |
| Şekil - 3.17 | 3.4A'lık motor için seçilen soğutucuya ilişkin eğriler | 37 |
| Şekil - 3.18 | 6.8A'lık motor için seçilen soğutucuya ilişkin eğriler | 38 |
| Şekil - 3.19 | 10A'lık motor için seçilen soğutucuya ilişkin eğriler | 39 |
| Şekil - 3.20 | Parallelenmiş inverter kutupları | 42 |
| Şekil - 3.21 | İnverter kutbunun açık şeması | 43 |
| Şekil - 3.22 | Dahili diyodun ters - algılaması | 43 |
| Şekil - 3.23 | Dahili diyot enerji kayıplarının bobin değerine göre aldığı değerler | 46 |
| Şekil - 3.24 | 10A'lık bir inverter kutbu devre şeması | 48 |
| Şekil - 3.25 | Dinamik R - C elemanı | 49 |
| Şekil - 3.26 | Kapı sürme devresi | 49 |
| Şekil - 3.27 | Üst koldaki anahtarlama elemanlarının ilettime giriş ve iletimden çıkışları | 50 |
| Şekil - 3.28 | Alt koldaki anahtarlama elemanlarının ilettime giriş ve iletimden çıkışları | 50 |
| Şekil - 3.29 | 20khz'lik anahtarlama frekansında oluşan kayıplar | 51 |
| Şekil - 3.30 | FREDFET akım dalga şekilleri | 52 |
| Şekil - 4.1 | 8031 mikrodenetleyicisinin iç yapısı | 54 |
| Şekil - 4.2 | 8031 mikrodenetleyicisinin bacak bağlantısı | 55 |
| Şekil - 4.3 | 8031'e dış program belleğinin bağlanması | 57 |
| Şekil - 5.1 | Referans hız bilgisinin 8031'e girilmesi | 59 |
| Şekil - 5.2 | Mikrodenetleyici - tutucu - harici bellek üçlüsünün bağlantısı | 60 |
| Şekil - 5.3 | İzolasyon - sürme devresi | 68 |
| Şekil - 5.4 | Üç - fazlı diyot köprüsü ve inverterin blok diyagramı | 70 |
| Şekil - 5.5 | Üç - fazlı diyot köprüsü | 71 |
| Şekil - 5.6 | Üç - fazlı köprü inverter | 72 |

SEMBOL LİSTESİ

| | |
|------------------|--|
| ω^*_e | : referans hız bilgisi |
| V^s_s | : doğrultucu referans gerilim bilgisi |
| φ_m | : motor hava aralığı akısı |
| V_0 | : başlangıç referans gerilim bilgisi |
| I_s | : stator akımı |
| ω^*_{s1} | : kayma referans bilgisi |
| ω_{s1} | : gerçek kayma değeri |
| G_1 | : hız regülasyon sabiti |
| G_2 | : moment regülasyon sabiti |
| T_e | : moment |
| P | : kutup sayısı |
| φ^s_{dm} | : d ekseni motor akısı |
| i^s_{qs} | : q ekseni motor akımı |
| φ^s_{qm} | : q ekseni motor akısı |
| i^s_{ds} | : d ekseni motor akımı |
| I^*_s | : referans akım bilgisi |
| I_d | : inverter DC bara akımı |
| V_r | : doğrultucu çıkış gerilimi |
| V_d | : inverter giriş gerilimi |
| I_{rr} | : ters - algılama akımı |
| t_{rr} | : ters - algılama zamanı |
| V_{ac} | : efektif faz gerilimi |
| V_{ph} | : max. efektif faz gerilimi |
| V_{line} | : hat gerilimi efektif değeri |
| η | : verim |
| $P_{M(ON)}$ | : MOSFET iletim kayıpları |
| I_T | : MOSFET yarı dalga akım efektif değeri |
| k | : sıcaklık sabiti |
| P_{LOSS} | : toplam inverter kayıpları |
| $P_{M(SW)}$ | : anahtarlama kayıpları |
| $P_{D(SW)}$ | : diyot iletime girme ve iletimden çıkma kayıpları |
| $P_{SCH(ON)}$ | : diyot iletim kayıpları |
| T_{hs} | : soğutucu sıcaklığı |

Q_{rr} : diyet ters - algılama yük miktarı



TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanmasında emeği geçen tım ğretim üyesi ve arkadaşlarıma,gösterdiği hoşgörü ve esirgemediği tecrübesi nedeniyle atelye müdürüm ALİ ÇİMEN'e,problemlerimin üstesinden gelip,sonuca ulaşmam hususunda yardımlarını ve engin bilgilerini seferber eden Y.Doç.Dr.Gülderen YILDIRMAZ,Doç.Dr.Hacı BODUR ve Arş.Gör.Berfu ÇEVİK'e sonsuz teşekkürü bir borç bilirim.



ÖZET

Bu tezde,8031 mikrodnetleyicisi vasıtasıyla,üç - fazlı bir inverterin yarıiletken elemanlarına ait anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ve bu inverter üzerinden yine üç - fazlı kısadevre rotorlu bir asenkron motorun hız kontrolunun yapılışı anlatılmaktadır.

İlk olarak hız kontrolunun ne olduğu,ardından gerilim beslemeli inverterler açıklanmakta ve ardından ise inverterlerde bulunan yarıiletken elemanların kullanımlarından söz edilmektedir.Mikrodnetleyici ile ilgili bilgiler,inverterin yazılımı ve ana akım devresine ilişkin açıklamalar bunu izlemektedir.

İnverter anahtarlama elemanlarının gerilim limitleri nedeniyle tam hıza çıkılmamış,yarı hızda kalınmıştır.

Bu çalışmanın ardından,demiryollarında banliyö taşımacılığında kullanılan E14000 tipi elektrikli ünitelerin,15kW civarındaki dc cer motoru,vantilatör motorları ve yine dc kompresör motorlarının yerine,tek fazdan beslenen ve üç - fazlı gerilim üreten ac motor yumuşak kalkım sistemine bağlı üç - fazlı kısadevre rotorlu ac motorların kullanılmasına ilişkin çalışmalara başlanacaktır.

ABSTRACT

In this thesis, with the aid of the 8031 microprocessor, producing of the switching signals of semiconductors that belongs to a three - phase inverter, which is used to make the speed control of a three - phase squirrel cage induction motor is determined.

Firstly, speed control, then voltage fed inverters will be determined and the use of the semiconductors in these inverters will be interpreted. Information about the microprocessor and the main circuit will be preceding.

Consequence of voltage limits of the inverter switching devices, full speed is not reached, and therefore only the half of the speed range is available.

Right after this thesis, the works of replacement of the dc ventilation motors and the dc compressor motors of about 15kW that is used on E14000 type electric train units, with the three - phase squirrel cage induction motors which are controlled by the soft start systems that is fed via a single - phase voltage source.

1. ENDÜKSİYON MAKİNALARININ KONTROLU

AC makinaların kontrolü DC makinalara oranla daha karmaşık olup, bu karmaşıklık, şayet çok iyi bir performans istenmekte ise daha da artmaktadır. Bahsedilen karmaşıklığın en büyük nedeni, değişken frekanslı bir güç kaynağı, AC sinyal işleme ve AC makinaların kompleks dinamik karakteristikleridir. Endüksiyon makinaları, değişik metotlarla kontrol edilebilmekte olup, buna ait gerekli seçimi yapabilmek için, uygulamanın çok iyi tanınması gerekmektedir. Kontrol tekniğinin belirlenmesi sırasında, aşağıdaki noktalar göz önüne alınmalıdır:

- kullanılacak olan konverterin tipi
- kontrolün açık mı yoksa kapalı çevrim mi olduğu
- pozisyon mu, hız mı, moment kontrolü mu yapılacağı
- sürücü sistemin tek bölge mi, iki bölge mi, yoksa dört bölge mi olacağı
- uygunluk ve cevap verme sürelerinin ne olduğu
- tek motorun mu, yoksa birden çok motorun mu kontrol edileceği
- hız kademesinin ne olacağı ve zayıflatılmış alan moduna geçilip geçilmeyeceği
- sürücü sisteminin kaba bir kontrol mü, yoksa parametrelere duyarlı bir kontrol mü içereceği
- moment darbelerinin, harmoniklerin ve güç faktörünün kontrol edilip edilmeyeceği

Bundan sonraki açıklamalarımızda, gerilim ve akım beslemeli inverterler ile sağlanan skaler kontrol tekniklerine yer verilecektir.

2. SKALER KONTROL TEKNİKLERİ

Bu bölümde, gerilim beslemeli inverter sürücüleri ve akım beslemeli inverter sürücüleri gibi bir takım skaler kontrol teknikleri açıklanmış ve birbirleri ile karşılaştırılmışlardır.

Skaler kontrol, bir değişkenin yalnızca genliğinin ayarlandığı ve geri besleme sinyallerinin ise DC büyüklükler olduğu bir tekniktir. Bu ise, hem değişkenin genliğinin hem de fazının kontrol edildiği vektörel kontrolden farklı olduğu yandır.

2.1. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTER SÜRÜCÜLERİ ile SAĞLANAN KONTROL

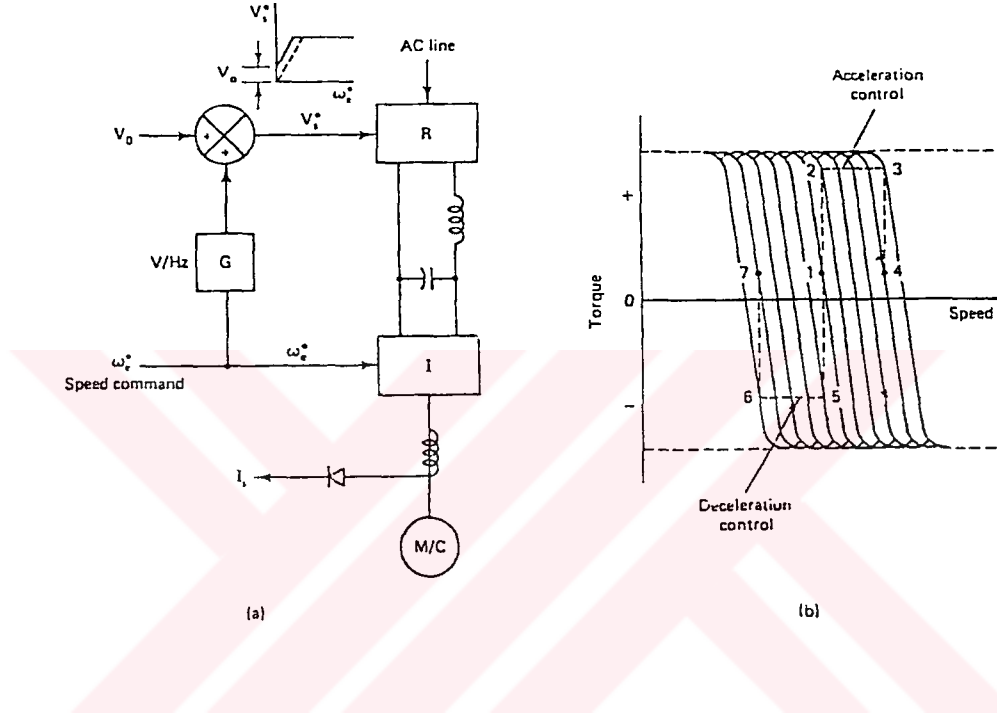
Endüstriyel uygulamalarda en çok kullanılan skaler kontrol tekniğidir. Muhtelif tiplerde gerçekleştirilmektedir. Bu başlık altında, gerilim beslemeli inverter sürücüleri etraflıca anlatılacak ve birbirleri ile mukayeseleri yapılacaktır.

2.1.1. GERİLİM / FREKANS ORANI SABİT TUTULARAK SAĞLANAN KONTROL

Aşağıda, şekil-2.1a'da, endüksiyon makinasının basit ve yaygın olarak kullanılan, açık çevrim gerilim / frekans metodu ile kontrolü gösterilmektedir.

Güç devresi, üç-fazlı yada tek fazlı bir şebekeden beslenen, faz kontrollu bir doğrultucu, bir L - C filtresi ve altı basamaklı bir inverterden oluşmaktadır. ω_e^* referans hız bilgisi olup, son derece küçük olan, bir miktar kayma ihmal edilirse, motor hızına oldukça yakındır. Yöntemin gerilim / frekans metodu olarak adlandırılmasının nedeni, doğrultucu referans gerilim bilgisi V_s^* , indirekt olarak, G, sabit kazanç faktörü ile çarpılıp, frekans bilgisinin elde edilmesidir. Kararlı hal çalışmada, ϕ_m , motor hava aralığı akısı yaklaşık olarak V_s^* / ω_e^* ile orantılıdır. Dolayısıyla, hava aralığı akısının nominal değerinde sabit tutulması, DC motorlardakine benzer olarak, stator akımı ile birlikte maksimum moment hassasiyetini sağlayacaktır. Frekans, sıfır hıza yakın bölgelere yani 0Hz civarına yaklaştıkça, stator gerilimi sıfıra kadar inecek ve esas olarak stator direncinde harcanacaktır. Bu nedenle, V_0 , başlangıç referans gerilim bilgisi uygulanarak, stator direncindeki bu gerilim düşümü kompanze edilecek ve dolayısıyla, sıfır hızda bile, nominal hava aralığı akısı ile maksimum moment elde

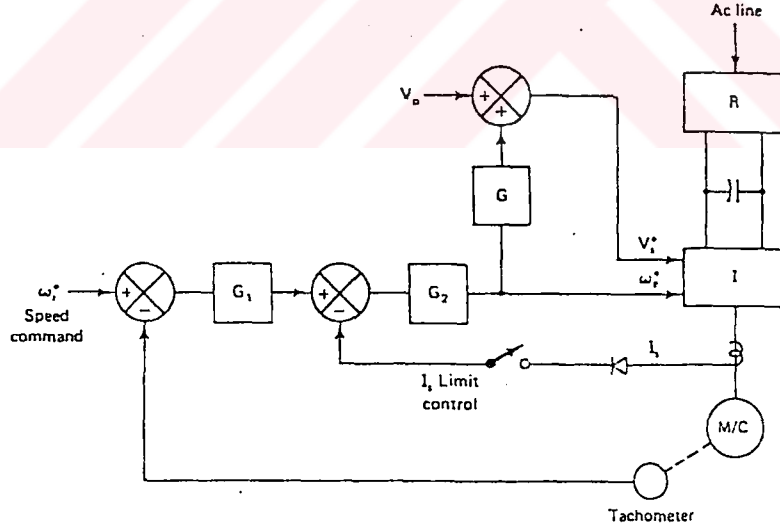
edilebilecektir. Kararlı hal çalışmada, yük momentinin artması durumunda, motorun, kararlı çalışma bölgesinde kalmak üzere, kayma miktarı artacak ve yük momenti ile motor momenti arasındaki denge korunacaktır. Eğer referans hız bilgisi, makina senkron hızının üzerine çıkarsa, doğrultucu çıkışı DC bara gerilimi artarak doyuma ulaşacak ve motor, sabit moment bölgesinden zayıflatılmış alan bölgesine geçecektir.



Şekil - 2.1 (a) Açık çevrim gerilim / frekans kontrolü
(b) Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri

Bu bölgede, hava aralığı akısı düşük olup, aynı stator akımı limiti için karşılık düşen moment değeri azalmış olacaktır. Hava aralığı akısındaki bu dalgalanma, doğrultucu çıkışındaki DC bara geriliminin kapalı çevrim kontrolü ile önlenabilir. Şekil-2.1b'de, sürücü sistemin sabit moment bölgesindeki hızlanma - yavaşlama performans karakteristiği gösterilmektedir. Kararlı hal çalışmada (bölge - 1), ω_r^* referans işareti basamak şeklinde artırılacak olursa, kayma, aşırı artarak devrilme momenti aşılacak ve motor kararsız bölgeye geçecektir. Aynı dengesiz durum, referans bilgisinin basamak şeklinde azaltılması durumunda da gerçekleşecektir. Dolayısıyla, gerek hızlanma ve gerekse yavaşlama esnasında, referans işaret motor gerçek hızını izlemeli ve devrilme

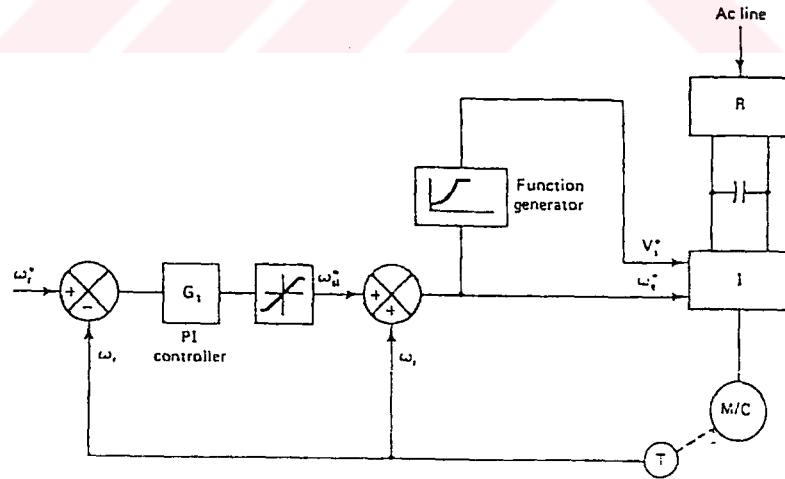
momentinin aşılmaması durumu sağlanmalıdır.Şekil-2.1b’de gösterilen devre, ayarlanabilir akım limiti ile,bahsedilen biçimde hızlanma ve yavaşlamaya imkan tanır.Ani olarak referans işaretin artırılması durumunda,kayma artar ve I_s stator akımı,çalışma bölgesini 1’ den 2’ ye geçiren akım limitine de uyarak daha büyük bir değere ulaşır.Daha sonra,çalışma bölgesi 2’ den 3’ e geçişte,frekans, uygulanmakta olan akım limiti nedeniyle rampa şeklinde artar.3 ve 4 numaralı çalışma bölgeleri arasında ise,akım değeri,akım limitinin altına düşer ve 4 numaralı,kararlı hal çalışma noktası,kayma frekansının azalması ile elde edilmiş olur.Basamak şeklindeki bir hız azalması yönünde referans işaret uygulanması durumunda ise, yavaşlama prosesi,şekil-2.1b’ de gösterildiği gibi, 1 - 5 - 6 - 7 nolu bölgelerden geçen bir durum izler.Yavaşlama boyunca,stator frekansı,motor hızının altına iner ve makinadaki hareket enerjisi elektriksel olarak DC baraya aktarılır ki,bu ise söz konusu barada gerilim artışına neden olur.Ters paralel bağlı iki doğrultucu ve anahtarlama modunda çalışan bir dinamik frenleme direnci kullanılması durumunda ise,DC bara gerilimi kontrol edilerek,açığa çıkan enerji bunlarda harcanmış olur.



Şekil - 2.2 Kapalı çevrim gerilim / frekans kontrolü

Bu yöntemde,hız,besleme gerilimindeki dalgalanmalara ve değişim gösteren yük momentiyle orantılı olarak farklılıklar gösterir.Şayet, açık çevrim kontrolundaki hız dalgalanması kabul edilmiyorsa,o halde şekil-2.2' de gösterilen kapalı çevrim hız kontrolu kullanılabilir.Hız çevrim hata sinyali PWM inverterin frekansını ve bir akım sınırlayıcısı üzerinden,şekilde görüldüğü gibi,gerilimini kontrol etmektedir.

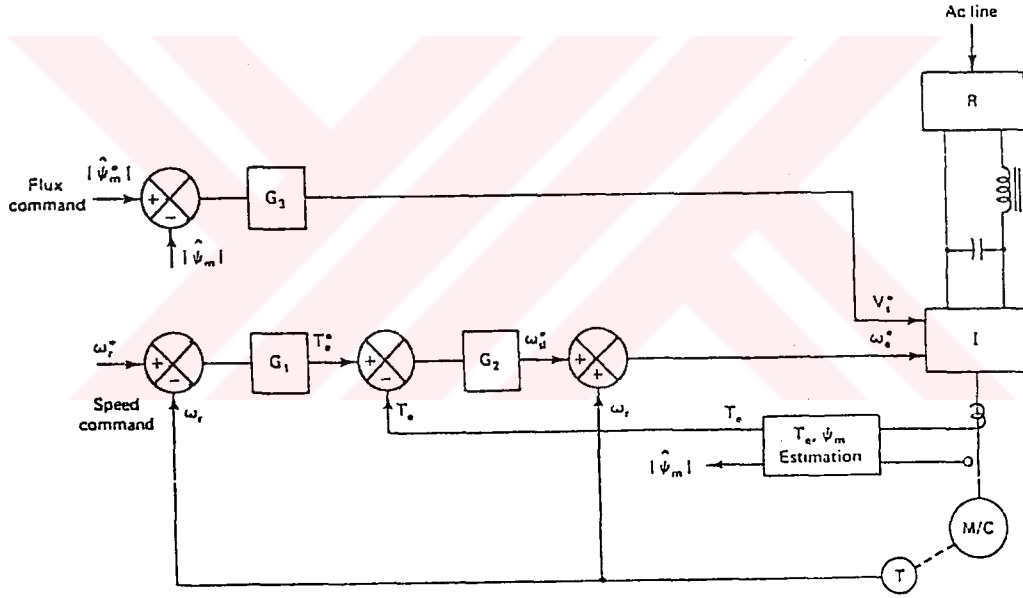
Bir diğer V / f kontrol metodu ise,ki bu kayma regülasyonludur, şekil-2.3' de gösterilmektedir. Burada,hız kontrol çevrimindeki hata,bir PI kontrolör ve sınırlayıcı üzerinden ω_{s1}^* kayma referans bilgisini oluşturmaktadır.Kayma,hız sinyaline eklenerek frekans işaretini oluşturmaktadır. Hız,üremekte olan moment ile de orantılı olduğu için,bu yöntem,hız kontrol çevrimini de içeren moment kontrolu olarak da kabul edilmektedir.Bu yöntemin bir öncekinden farklı yanı,momentin endirekt olarak akım ile kontrol edilmeyişidir. Moment kontroluna ek olarak bu yöntemin bir diğer avantajı ise,gayet pahalı olan akım sensörüne gerek kalmamış olması ve her iki çevrimde de,aynı hız geribeslemesinin kullanılmış olmasıdır. Basamak şeklindeki bir hız artışı komutu ile,motor, maksimum moment ile sınırlı olan bir kayma değeriyle serbest olarak hızlanır ve daha sonra da,yük momentinin



Şekil - 2.3 Kayma regülasyonlu sabit gerilim / frekans hız kontrolü

belirlediği bir kayma değerine ulaşır. Eğer ω_r^* , referans hız bilgisi azaltılırsa, kayma negatif değerler alır ve makina dinamik frenleme yada regeneratif çalışma moduna geçmiş olur.

Kaymayı kontrol etmek yerine, bu değişken sabit tutulup, hız çevrim hatası, yalnızca inverter çıkış geriliminin kontrolünde kullanılabilir. V / f oranında meydana gelen değişimler, hava aralığı akısında da değişikliklere neden olmakta, bu ise momenti etkilemektedir. Düşük yüklü durumlarda zayıflatılmış alan moduna geçişler, nüve ve bakır kayıplarını etkileyerek, verimi artıracaktır. Fakat bir dezavantaj olarak, bu defa, akı cevabında kötülüşmeler ve motor ani yüklenme anlarında, kararsız çalışma durumları açığa çıkabilecektir.



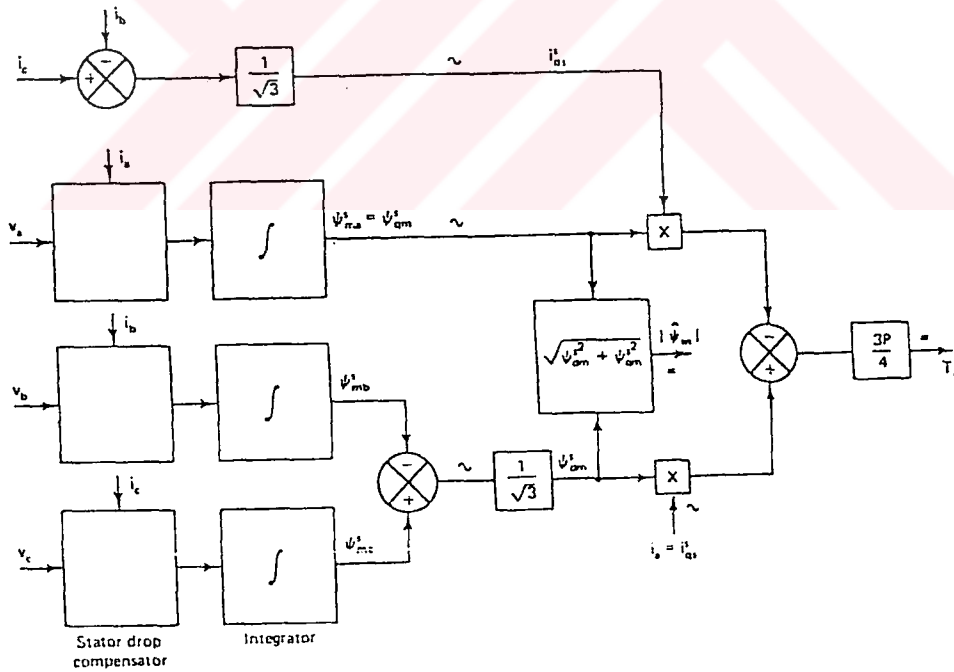
Şekil - 2.4 Bağımsız akı ve moment çevrimi ile sağlanan hız kontrolü

2.1.2. MOMENT VE AKI KONTROLÜ

Daha önce de bahsedildiği gibi, V / f kontrol tekniği, hava aralığı akısında dalgalanma gibi bir dezavantaj içermekte ve bu da, kayma yahut akım ile ilişkili olan moment

değerinde değişikliklere sebebiyet vermektedir. Eğer doğru V / f oranı teşkil edilmezse, akı zayıf kalır yada doyuma uğrar. Stator devre parametreleri, hava aralığı akısında dalgalanmalara neden olacak şekilde, sıcaklık ve doymalardan etkilenmektedir. Şekil-2.3' de, eğer hava aralığı akısı azalırsa, aynı yük momenti için, ω_{s1} kayma değeri artış gösterecektir. Sonuç olarak, motor maksimum momenti azalacak ve transient cevap kötüleşecektir.

Şekil-2.4' de, bağımsız moment ve akı kontrol çevrimlerini içeren hız kontrol metodu gösterilmiştir. Hız kontrol çevriminin içersine ek olarak bir de, hız çevrim cevabını daha hızlı ve kararlı yapmak üzere, moment çevrimi eklenmiştir. G_1 olarak gösterilen hız regülatörü, kararlı hal hız hatasının sıfır olmasını sağlayacak şekilde, bir PI kontrol olabilir. G_2 moment regülatörü ise, orantı yada bir PI kontrolör olabilir fakat, şekil-2.3' de gösterildiği gibi bir PWM inverterin gerilim sinyalini oluşturur. Direkt akı kontrol çevrimi, akıdaki dalgalanma problemini çözümlenmektedir fakat bahsedilen akı geri-beslemesinin uygun bir şekilde yapılması oldukça zordur.



Şekil - 2.5 Moment ve hava aralığı akısı sintallerinin hesaplanması

Motor faz gerilimleri ve akımları ölçülerek, moment ve akı sinyalleri kısmi olarak gözlemlenebilir. Şekil - 2.5' de, moment ve akı geribesleme sinyallerinin belirlenmesine ilişkin hesaplama yöntemine ait bir akış diyagramı gösterilmektedir.

Akı ölçümüne ilişkin bir diğer kolay metot ise, motor hava aralığına yerleştirilmek suretiyle kullanılan Hall efekt sensörleridir. Burada karşılaşılan en büyük problem, Hall efekt sensörlerinin çıkışlarının, artan sıcaklık nedeniyle, kompanze edilmesi çok güç olan bir değişim göstermesidir. Alternatif olarak, motor hava aralığına akı sargıları koyularak, endüklenen gerilimlerin entegrasyonu vasıtasıyla akı bilgisine ulaşılabilir. Fakat bununla beraber, motor hava aralığına bu tip Hall efekt sensörleri yada akı sargıları yerleştirmek, makina dizayncıları tarafından hoş karşılanmamaktadır. Şekil - 2.5' de, moment ve akı sinyalleri, motor faz gerilimleri ve akımlarından yararlanmak suretiyle, aşağıdaki bağıntılar yardımıyla bulunabilir.

$$T_e = (3/2) \cdot (P/2) \cdot (\psi_{dm}^s \cdot i_{qs}^s - \psi_{qm}^s \cdot i_{ds}^s) \quad (2.1)$$

$$|\psi_m| = [(\psi_{dm}^s)^2 + (\psi_{qm}^s)^2]^{1/2} \quad (2.2)$$

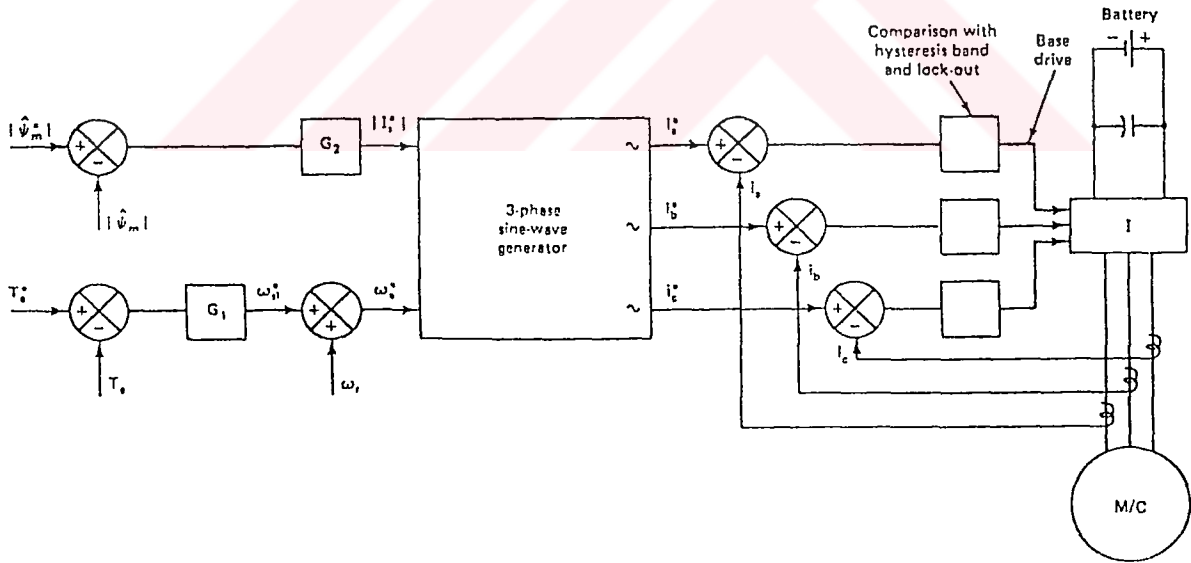
Motor faz gerilimleri ölçülmekte ve stator direncinde düşen gerilim de dikkate alınmak suretiyle, hava aralığı gerilim sinyalleri elde edilmektedir. Bu sinyaller daha sonra, gösterilmekte olduğu gibi, entegre edilmekte ve istenilen sinyalleri oluşturmak üzere birleştirilmektedir. Tipik olarak, eğer motor hızı, nominal değer %10' unun altına düşmezse, stator sargılarındaki gerilim düşümü, makul limitler içerisinde kalmak üzere ihmal edilebilir. Tabiidir ki, bahsedilen bu problem, akı sargı gerilimlerinin elde edilmesi durumunda ortadan kalkar. Sinyallerin sentezlenebilmesi, gerilim ve akım dalgalarının dengeli ve sinüsoidal olmaları durumunda mümkündür. Pratikte, bu yaklaşım pek doğru değildir. $|\psi_m|$ ve T_e sinyalleri, harmonik bileşenler içermekte ve filtre işlemi gerektirmektedirler.

Şekil - 2.4'deki kontrol tekniği ile, gerek sabit moment bölgesinde ve gerekse zayıflatılmış alan bölgesinde tatmin edici bir kontrol sağlanabilmektedir. Motora aynı zamanda, tam yük momenti ile de yol vermek mümkündür. Motor maksimum moment ile hızlandıkça, ω_{s1} kayma değeri, pozitif bir değerde sabit kalır ve ω_e frekansı hız ile orantılı olarak artar. ω_e ' nin artması ile, akıda da azalmalar başlar, fakat akı kontrol çevrimi, gerilimi artırarak akının sabit kalmasını sağlar. Senkron hızın üzerinde, inverter

kare dalga modunda çalışmaktadır ve dolayısıyla,akının zayıflaması ile,akı kontrol çevrimi de etkisiz durumda kalmaktadır.

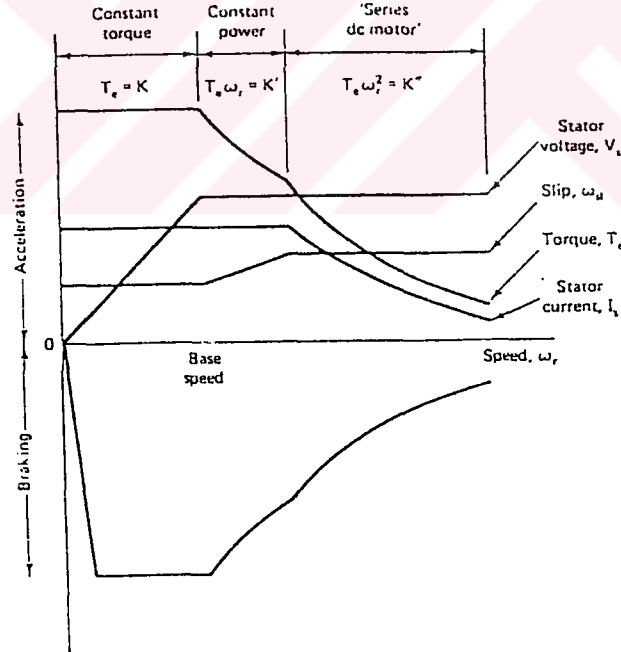
2.1.3. AKIM KONTROLLU PWM İNVERTERLİ SÜRÜCÜLER

Bir akı kontrol çevrimi ile inverter gerilimini kontrol etmektense, stator akımı da kontrol edilebilir. GTO yahut tristörlü bir inverterde, akım kontrol özelliği, ani akım darbelerinin komütasyon için zararlı olması nedeniyle, oldukça önemlidir. Aynı özellik, transistörlü bir inverter için, bu yarıiletkenin akım darbelerine dayanabilme sınırı daha düşük olduğundan dolayı, daha büyük bir önem arzeder. Aslında, akım kontrol çevrim işareti, hava aralığı akısını indirekt olarak kontrol etmek üzere, bir fonksyon jeneratörü üzerinden, kayma işaretinden yararlanılarak da elde edilebilir. Bu metot ile, akı geribesleme sinyali ortadan kalkmış olur. Şekil - 2.6' da, akım kontrollu bir PWM invertere ait prensip şema gösterilmiştir. Bu sürücü sistemi, hız kontrol çevriminden ziyade, moment kontrolunun



Şekil - 2.6 Akım kontrollu PWM inverter

önemli olduğu elektrikli taşıtlarda, regeneratif frenleme enerjisinin,aküler üzerinde saklanması durumunu da içermek üzere,başarıyla uygulanabilir.Akı kontrol çevrimi,stator akımının genliğini belirlemekte olup,frekans işareti ise moment kontrol çevriminden elde edilmektedir.Bu bahsedilenler giriş işaretleri olmak üzere,3 - fazlı sinüs jeneratörü ise, 3 - faz için gerekli olan dengeli referans akım sinyallerini üretmektedir.Stator faz akımları,tek tek ölçülmekte,bir histerezis bandı içerisinde frekans işaretiyle karşılaştırılmakta ve bir takım kilitleme devreleri üzerinden transistör baz akımlarını oluşturmaktadır.Referans sinyaller,RAM' lar vasıtası ile de,look - up tablolar üzerinden, D / A konverterler ile elde edilebilir.Analog frekans işareti,gerilim kontrollu bir osilatörü sürer ve daha sonra,bir sayıcı üzerinden, RAM tabanlı look - up tablosu vasıtası ile tamamlanır.Akım genliğinin, $|I_s^*|$ akım sinyali ile modüle edildiği çarpım tipli bir D / A konverter üzerinden,çıkış analog hale getirilir.Alternatif olarak,bir dizi A / D ve D / A konverter üzerinden, mikrobilgisayar vasıtası ile de, dalga şekilleri elde edilebilir.



Şekil - 2.7 Hızlanma ve frenleme durumlarındaki sürücü karakteristikleri

Şekil - 2.7' de ise, hem hızlanma hem de frenleme durumu için, sürücü sistemin performansı açıklanmaktadır. Görüldüğü gibi, performans, her iki durum için de birbirinin simetrisi olup, yalnızca motor modu için yapılacak bir açıklama, generator modu için de geçerli olacaktır. Sürücü sistemi üç değişik çalışma bölgesine sahiptir :

- Sabit moment bölgesi
- Sabit güç bölgesi
- DC seri motor eşleniği bölge

ki bu üçüncü bölgede, moment ile hızın karesinin çarpımı sabittir.

Sabit moment bölgesinde inverter, PWM akım kontrol modunda çalışmakta olup, akım beslemeli bir inverter karakteristiğine sahiptir. Fakat, senkron hızın üzerinde, inverter kare dalga moduna geçer ve PWM' li akım kontrolü ortadan kalkar. Örneğin, motorun sıfır hızdan, tam yük momentini altında, limit kayma değeri ve akımı ile hızlanmaya başladığını farzedelim. Bu durumda, maksimum stator akım limitinin, devrilme momentine karşılık gelen kayma değerinin üzerine çıkmamak üzere, kaymayı sınırladığı kabul edilmektedir. Senkron hıza ulaşıncaya kadar, hız ile orantılı olmak üzere, stator gerilimi de artmaktadır. Senkron hızın altında, PWM inverter bölgesinden kare dalga moda geçişe yakın yerlerde, sadece birkaç tetikleme olur ve inverter yumuşak bir şekilde, kare dalga moda geçer ki, bu durumda direkt akım kontrolü kaybolmuş olur. Sabit güç bölgesinde ise, hız daha önceden ayarlanan değerine, stator akımı sabit kalmak üzere yükselir. Sabit güç bölgesinin üzerinde ise, kayma sabit kalır, fakat stator akımı şekilde görüldüğü gibi azalır. Sürücü sistemi düşük bir moment ile, herhangi bir hızda, kayma değeri düşürülerek çalıştırılabilir. Şekilde görüldüğü gibi, hız azaldıkça, moment değeri de azalmakta ve nihayet hız sıfır olduğunda, o da sıfır olmaktadır.

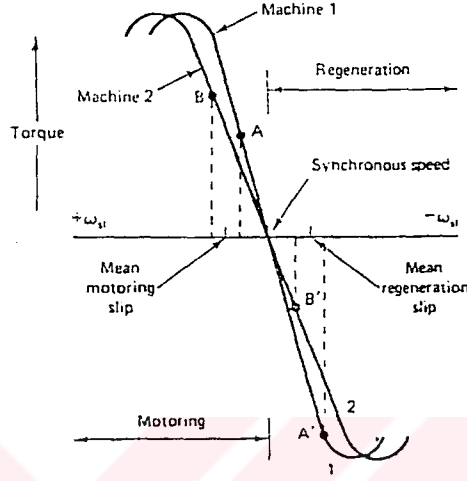
2.1.4. BİRDEN ÇOK SAYIDA MOTORUN KONTROLÜ

Gerilim beslemeli bir inverter düzeninde, birden çok sayıda inverter aynı doğrultucu üzerinden yada birden çok sayıda motor tek bir inverter üzerinden beslenebilir. Pek çok uygulamalarda, örneğin konveyör sistemleri, ekstruder ve metro araçları gibi, bir kaç aynı tipte endüksiyon motoru, aynı inverter üzerinden paralel olarak beslenebilme gereksinimi göstermektedir. Eğer makinaların moment - hız karakterleri aynı ise, bunlar değişken frekanslı besleme kaynağı üzerine, birbirine eşit empedanslar ile dizilirler ve oluşan

moment ve hız da birbirinin aynı olur.Pratikte bir miktar farklılık içerecek olan bu makinalar,sonuç olarak aynı hız - moment karakteristiğini de göstermeyeceklerdir.Eğer makinalar düşük kayma değerine sahip ise,bunlar hemen hemen senkron makinalar gibi davranacaklar ve hızları yaklaşık olarak aynı olacaktır.Diğer yandan yüksek kayma değerli motorlarda ise,durum daha kötüdür.Eğer makinalar, normalde birbirleri ile aynı hızda dönmek üzere yerleştirildiler ise,kayma aynı olacak,fakat düşük kaymalı motor daha fazla yüklenecektir.Eğer makinalar birbirlerinden bağımsız yükleri tahrik ediyorlar ve kapalı çevrim hız kontrolü arzu ediliyor ise,hızın mutlak değeri,gerilim kontrollü inverter çalışması için geribesleme sinyali olarak kullanılabilir.

Yeraltı metrosu yada elektrikli lokomotif uygulamalarında,değişik çaplı tekerlek bulunması durumlarında,makinaların paralel çalışması özel bir problem doğurmakta ve bu,şekil - 2.8' de gösterilmektedir. Burada,invertere yük olarak paralel bağlı iki adet motor olduğu kabul edilmekte ve bu motorların da,lokomotifin tek bir bojisindeki iki adet tekerleği tahrik ettiği varsayılmaktadır. Makina - 1 ile işaret edilen moment - hız karakteristiği,küçük çaplı tekerleği tahrik eden motora ve makina - 2 ile işaret edilen ise,diğer tekerleği tahrik eden motora ilişkin karakteristiktir.Motor çalışma sırasında,kontrol sistemi,arzu edilen kayma değerini invertere verecektir.Fakat 1 numaralı makina 2 numaralıdan daha hızlı dönecek olup,sonuç olarak A ve B ile gösterildiği gibi,moment dağılımı eşit olmayacaktır.Motorlar tamamen aynı tipte ve aynı karakteristik değerlere sahip olsalar da,yine de bu dengesizlik açığa çıkacaktır.Makina - 1 motor çalışma sırasında daha düşük bir moment ile yüklenecektir fakat regeneratif frenlemede,bunun yükü daha fazla olacaktır.Aynı hız farkına rağmen,eğer motorlar düşük kaymalı ise,yüklenmeler daha da dengesiz olacak ve ihtimaldir ki,her ikisinin de motor yada generator modunda çalışmaları gerekli iken,biri motor,diğeri generator modunda çalışacaktır.Yine motor çalışmada,makina - 2' nin yükü daha fazla olacak ve bu tekerlek patinaja kaçacaktır.

Patinaj sonucu hızın artması,momentin düşmesine neden olacak ve dolayısıyla her bir motora bağımsız bir regüle devresi gerekecektir. Regeneratif çalışmada diğer yandan,makina - 1 aşırı uyarılırsa,daha fazla yüklenecek ve kötü bir durum ortaya çıkacaktır.



Şekil - 2.8 Değişik çapta iki tekerlekli bir bojidaki makinaların çalışma karakteristikleri

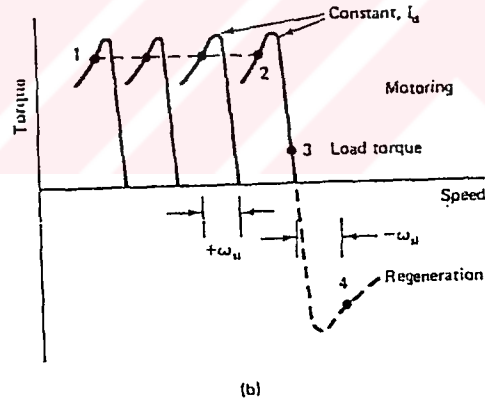
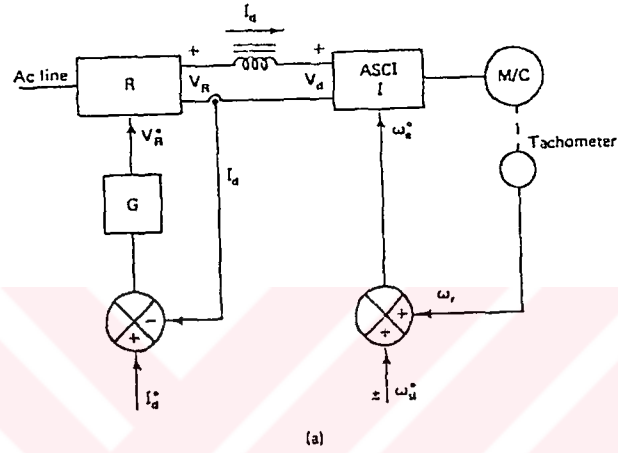
2.2. AKIM BESLEMELİ İNVERTER KONTROLU

Daha önce de bahsedildiği gibi, gerilim beslemeli inverterlerin bazı kontrol özellikleri, akım beslemeli inverterler için de geçerlidir. Ve yine, daha önce bahsedildiği gibi, akım kontrollü gerilim beslemeli bir inverter, akım beslemeli bir inverter gibi davranmaktadır.

2.2.1. BAĞIMSIZ AKIM VE KAYMA KONTROLU

Akım beslemeli invertere sahip bir sürücüde, DC bara akımı ve inverter frekansı şeklinde iki adet kontrol parametresi vardır ki, DC bara akımı, doğrultucu tetikleme açısı değiştirilerek ayarlanabilir. Maalesef, akım beslemeli bir inverter, gerilim beslemeli bir

inverter gibi, açık çevrim kontrol mekanizması ile denetlenemez. Şekil - 2.9' da, akım ve kaymanın bağımsız olarak kontrol edildiği, minimum düzeyde kapalı çevrim içeren bir akım beslemeli inverter gösterilmiştir. Performans karakteristikleri de bu şekle dahildir. DC bara akımı I_d , V_r doğrultucu çıkış gerilimini de kontrol eden bir geribesleme kapalı çevrimi ile denetlenir ve referans hız gerçek hızla toplanarak frekans işaretini oluşturur.



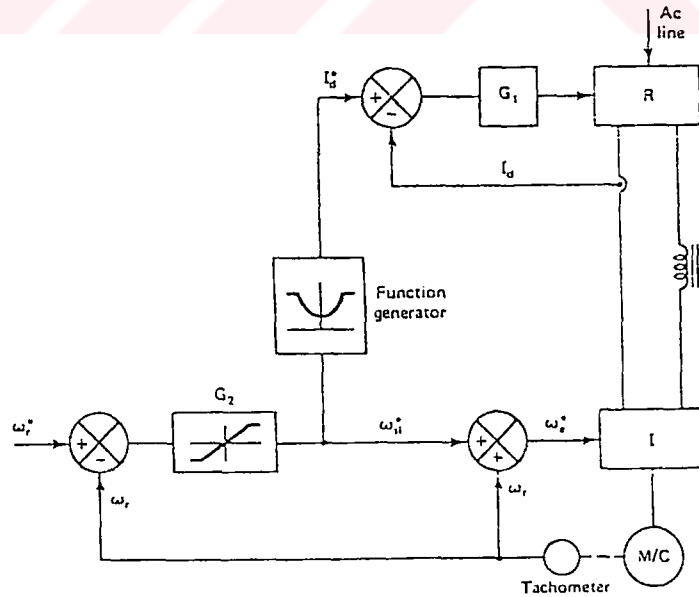
Şekil - 2.9 (a) bağımsız akım ve kayma kontrolü
(b) sabit DC akımda hız - moment karakteristiği

Makina enerjisi, şebekeye geri verilerek ve hem V_r , hem de V_d gerilimi polarite olarak ters çevrilmek suretiyle regeneratif çalışma sağlanabilir. Bu sistemin en büyük sakıncası, makina hava aralığı akısının kontrol edilemeyeşidir. Sistemde moment ya DC bara akımı

yada kayma değiştirilerek kontrol edilebilir. Makinanın sabit moment ile hızlanarak, 1 noktasından 2 noktasına gelmesi (sabit akım ve sabit kayma altında) şekil - 2.9' da gösterilmektedir. Aslında çalışma noktası statik olarak, moment - hız eğrisinin kararsız bölgesinde olup, hava aralığı akısı doyma sınırının altındadır. Kararlı halde, eğer kayma azalarak yük ve mil momentlerini dengelemeye çalışırsa, makina zayıflatılmış alan bölgesine geçecektir. Bu problemlerden ötürü, bu tip bir kontrol pratikte nadiren kullanılır.

2.2.2. PROGRAMLANABİLİR AKIM KONTROLU İLE SABİT AKIDA ÇALIŞMA

Akım beslemeli inverter kullanmak suretiyle, çok daha pratik olan ve performansı yüksek bir metot şekil - 2.10' da gösterilmektedir ki, I_d^* referans akım bilgisi, ω_{s1}^* kaymasının bir fonksiyonu olarak, hava aralığı akısını sabit tutmak üzere elde edilmektedir. Daha önce de bahsedildiği gibi, hava aralığı akısını sabit tutmak, stabilitenin artması ve sürücü sistemin transient cevabının daha hızlı olmasına neden olacaktır. Kayma sıfır iken, mil momenti de sıfırdır, ancak I_d akımı, makinanın mıknatıslama akımına denk düşen minimum bir değerdedir. Kayma arttıkça, I_d akımı da V / f oranını sabit tutmak üzere



Şekil - 2.10 Sabit akıda çalışma için programlanabilir akım kontrolü

artacaktır. Negatif kayma durumunda ise, $I_d^* - \omega_{s1}^*$ ilişkisi, birinci bölgedeki motor çalışmaya simetrik olup, dördüncü bölgede de tatmin edici bir şekilde çalışma sağlanabilir. Fonksiyon jeneratörü çıkışı, belirli bir motor için önceden ayarlanabilir. Eğer parametre değişiklikleri ihmal edilirse, makina kararlı halde tıpkı bir DC motor gibi sabit hava aralığı akısı ile çalışacaktır. Kaymayı direkt olarak hız kontrol çevriminden denetlemektense, hız kontrol çevrimi hatası I_d^* akımını kontrol edebilir ve daha sonra da, kayma referans bilgisi, akım referans bilgisinin bir fonksiyonu olarak elde edilebilir. Bu tipte bir kontrol mekanizması içeren regeneratif çalışma için, hız çevrim hatası negatif olduğunda, kaymanın polaritesi de değişebilir. Her iki çevrimin de kontrol performansları yaklaşık aynıdır. Bu kontrol prensipleri gerilim beslemeli inverterlere de uygulanabilir.

Şekil - 2.4' de gösterilen metot ile hava aralığı akısının daha iyi bir kontrolü, bağımsız bir akı kontrolü ile elde edilebilir. Tek bir fark olarak, akı çevrim hatası, iç akım kontrol çevrimini denetlemektedir. Dikkate alınmalıdır ki, gerek direkt ve gerekse endirekt akı kontrolünde, doğrultucu tam gerilime gelip doyuma ulaştığında, sistem kontrolsüz kalır. Bu durumda aynı sistem artık tatmin edici bir şekilde, kayma kontrolü altında, zayıflatılmış alan modunda, gerilim beslemeli inverter olarak çalışacaktır. Akı işareti, hız ile ters orantılı olarak zayıflatılmış alan modunda da I_d kontrol çevrimi aktif kalacak şekilde azaltılabilir. Açık kontrolü olarak bilinen ve ek bir çevrimin bulunduğu, moment açısını belirleyen ($\sin\theta$) bir metot, kayma kontrol çevrimine eklenmiştir. Buradaki θ açısı hava aralığı akısı ile stator akımı arasındaki açı olup :

$$T_e = (3/2) \cdot (P/2) \cdot |\theta_m| \cdot |I_s| \cdot \sin\theta \quad (2.3)$$

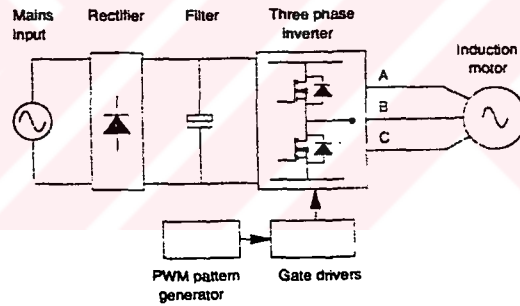
ifadesi ile ilişkilidir.

Bu metot, $|I_s|$ akım vektörünün transient olarak döndürülmesi ile daha iyi bir moment cevabı verse de, yine de vektörel kontrolün gerisinde kalmaktadır.

3. AC MOTOR KONTROLUNDA KULLANILAN MOSFETLİ İNVERTERLER

3.1. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU (PWM) İNVERTER

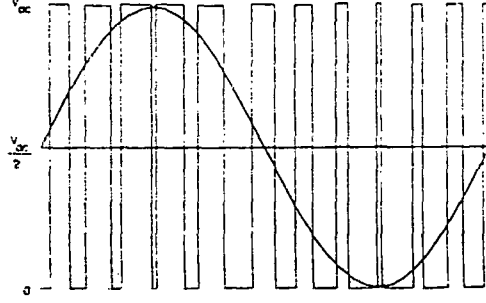
Endüksiyon makinaları için gerekli olan üç - fazlı AC gerilim,darbe genişlik modülasyonlu (PWM) inverterler vasıtası ile elde edilebilir.Şekil - 3.1' de bu sisteme ait bir devre şeması gösterilmektedir.Sistem bir adet,anahtarlama elemanlarına bağlantı için tek fazlı şebekeden elde edilmiş ve süzölmüş gerilimli DC bara içermektedir.Motora gerekli olan gerilimi vermek üzere,yüksek taşıyıcı frekans ile her bir inverter kolundaki elemanlar tetiklenmektedir.Her bir tetikleme periyodu boyunca,AC motorun mevcut endüktif karakteristiği gereği,yük akımı yaklaşık olarak sabit kalmaktadır.



Şekil - 3.1 PWM inverter blok şeması

Şekil - 3.1' deki devrede,tetikleme elemanları MOSFET olup, herbirisi anti - paralel bağlı bir adet ters akım diyodu içermektedir. Motor tarafından çekilen yük akımı devrenin o anki şartlarına bağlıdır.Herhangibir fazdan geçen yük akımı motordan çıkış yapmakta ise,o inverter kolunda akım geçirmekte olan alttaki MOSFET' ten üstteki diyoda akım aktarılıyor demektir.Şekil - 3.2' de ise,motor bir fazına ait tipik,sinüsoidal

PWM gerilim dalga şekli görülmektedir. Her bir kolun arasında 120° elektriki faz farkı bulunmaktadır.



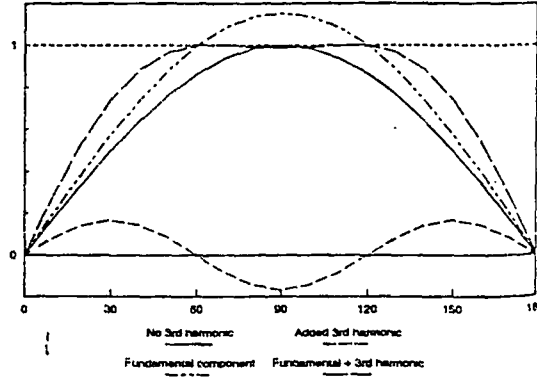
Şekil - 3.2 PWM faz gerilimi dalga şekli

Çıkış geriliminin hem frekansı hem de genliği, inverter elemanlarına kontrol ile ayarlanabilir. Özel olarak, sistemin gerilim / frekans (V / f) oranı sabit tutulmak isteniyorsa, gelişmiş entegre devreleri ile bu sağlanabilir. PWM algoritması ile, her bir inverter bacağındaki MOSFET'lerin anahtarlama zamanları arasında bir miktar gecikme verilir ve böylece sistemin kısadevre olması engellenir.

Çıkış gerilimindeki, söz gelimi üçüncü harmonik gibi harmonik bileşenleri, PWM anahtarlama dalga şekline eklenebilir. Çıkış gerilim dalga şekline üçüncü harmonik bileşeninin eklenmesi ile, sabit gerilimli DC baradan elde edilen çıkış geriliminin genliği artırılmış olur. Bu teknik Şekil - 3.3' de gösterilmektedir. 3 - fazlı, dengeli bir sinüsoidal kaynaktan, eklenen bu üçüncü harmonik bileşeni, çıkış gerilim dalga şeklinde görülmez. Bu tekniğin kullanılması ile, motor bir fazında, normal şebeke geriliminin genliği elde edilebilmektedir.

Pek çok uygulamalarda, PWM' li AC motor hız kontrol sistemlerinde, 1KHz - 20KHz arası yada daha yüksek anahtarlama frekansları kullanılmaktadır. Ultrasonik frekanslarda çalışmanın, audio gürültülerin ve RFI etkileşimlerinin çok daha düşük seviyelere

çekilmesi gibi bir avantajı mevcuttur. Bu tür uygulamalarda, MOS nitelikli anahtarlama elemanlarının, bipolar elemanlara göre, yüksek anahtarlama frekansı kabiliyetinden dolayı açığa çıkan çok önemli avantajları söz konusudur. Ek bir avantaj olarak, MOS nitelikli



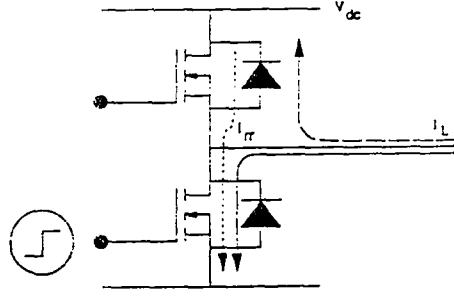
Şekil - 3.3 Çıkış dalga şekline üçüncü harmoniğin eklenmesi

elemanların iyi derecede aşırı yüklenme kabiliyetleri mevcut olup, genellikle paralel bağlı R - C elemanına ihtiyaç göstermeyebilmektedirler. Ayrıca, bu elemanlar paralel bağlanmak suretiyle, tek bir elemanın kaldıramayacağı akımları da yüklenebilmeleri mümkündür. Tek bir cihaz ile çok yüksek akımların elde edilemeyeşinin nedeni, mevcut pozitif termal iç direnç nedeniyle elemanın aşırı ısınmasıdır. Ancak söz konusu bu direnç yardımıyla, paralel bağlantı yapılması durumunda, yük akımı eşit olarak paylaşılmaktadır. MOS nitelikli elemanların çoğu, birbirinin aynı nitelikteki tek bir tetikleme devresi ile anahtarlatabilmektedir.

3.2. AC MOTOR KONTROLUNDA KULLANILAN MOSFETLER ve FREDFETLER

İnverterlerde, tetikleme elemanları ile ters akım diyotları arasındaki özelliklerden birisi de, bu diyotların, MOSFET lerin iletme hazır hale geçişleri sırasındaki ters - algılama karakteristikleridir. Diyotların iletimden çıkmaları esnasında, biriken ters - algılama yükünden dolayı, bir miktar ters - algılama akımı oluşacaktır. Şekil - 3.4' de, akımın

üst taraftaki diyottan alt taraftaki MOSFETe aktarılması sırasında,bir inverter kolunda oluşan akım yolları gösterilmektedir.

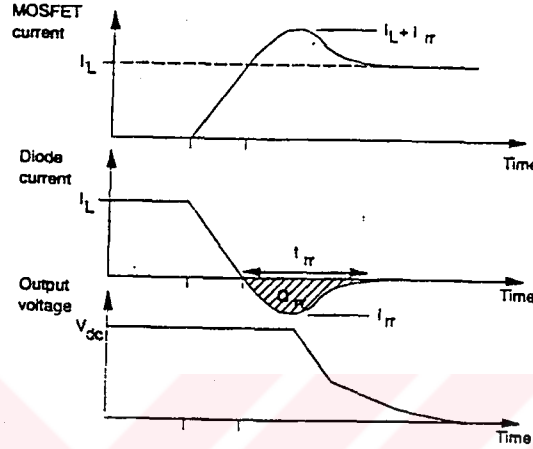


Şekil - 3.4 İnverter kolu

Şekil - 3.5' de gösterilmekte olan anahtarlama dalga şekillerinde, ters - algılama akımı I_{rr} ve ters - algılama zamanı ise t_{rr} olarak belirtilmiştir. Diyodun gövdesinden silinmesi gereken ters - algılama yük miktarı ise Q_{rr} ile gösterilen alandır. Bahsedilen bu ters - algılama akımı, o anda ilettime girmekte olan MOSFETten, yük akımına ek olarak geçmeye başlar ve dolayısıyla bir takım ek anahtarlama kayıplarına neden olur. Ters - algılama yük miktarı, söz konusu olan diyodun gövde sıcaklığı arttıkça yükselecektir. Hem ters - algılama akım genliği hem de ters - algılama zamanı, sistemin anahtarlama güç kayıplarının azaltılması için düşük tutulmalıdır.

Bu etki bir MOSFET yapısı için önemlidir, çünkü MOSFETler imalat sırasında serbest geçiş diyotlu olarak üretilirler ve bu diyotlar inverter uygulamalarında ters - akım diyodu olarak görev yaparlar. Oysa bu diyotların ters - akım diyodu olarak kullanılmaları, aşırı miktarda ters - algılama yükü birikmesi ve uzun bir ters - algılama zamanı gerektirdikleri için pek doğru değildir. Bu kötü özellik, MOSFETlerin ilettime geçiş esnaslarında daha büyük bir anahtarlama güç kaybına ve daha büyük aşırı akımlara sebebiyet verecektir.

İnverter uygulamalarında,MOSFETteki dahili diyot,Şekil - 3.6' daki devre yardımıyla deaktive edilebilir.Dahili diyodun iletimi, D_3 şotkey diyodu ile engellenmektedir.Bu seri diyot,tüm MOSFET akımını taşıyabilmeli olup,toplam iletim kayıplarını da karşılayabilmelidir.Genellikle bir harici diyot olarak hızlı ters - algılamalı epitaksiyel



Şekil - 3.5 Diyot ters - algılama dalga şekilleri

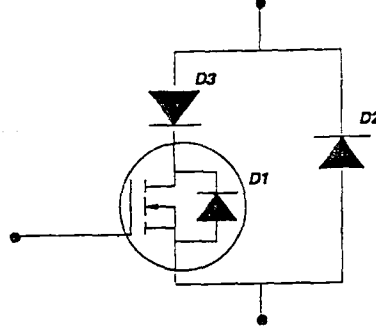
diyot,FRED,ters - akım diyodu olarak kullanılabilir.Bu elemanın seçimi sırasında düşük miktardaki I_{rr} ve t_{rr} değerlerine dikkat edilmek suretiyle toplam anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır.FREDFET ise esas olarak,hızlı bir anti - paralel diyot içeren MOSFETtir.FREDFET,şekil - 3.6' daki komple devrenin yerine kullanılabilir ve AC motor kontrolünde kullanılacak olan bir inverter dizaynında,yalnızca altı adet eleman ile oldukça kompakt bir düzen elde edilebilmektedir.FREDFETler ters - algılama karakteristikleri göz önüne alındıklarında FREDler ile aynı tipte olup,daha az bir hacim gerektirmenin yanı sıra,anahtarlama performanslarında da bir düşüşe neden olmaz.

3.3. AC MOTOR KONTROL SİSTEMİ DİZAYN KRİTERLERİ

3.3.1. GERİLİM DEĞERİ

Bir inverter uygulamasında,MOS nitelikli elemanlarda kontrol edilmesi gereken ilk nokta,gerilim değeridir.240V AC tek fazlı bir şebeke dikkate alındığında,gerilimin maksimum değeri 340V' a ulaşmaktadır.Şebeke frekansının iki katı frekansta olan

gerilim dalgalanmalarının doğrultucu filtresi tarafından giderildiği kabul edildiğinde, filtre elemanlarının değeri ve doğrultucu gerilimine bağlı olarak, DC bara geriliminin 320V civarında olması tahmin edilebilir. Tetikleme elemanlarının bu durumda 500V' luk sečilmesi, bir miktar aşırı gerilimlere karşı uygun olacaktır. Bu durumda DC bara gerilimi



Şekil - 3.6 MOSFET dahili diyodunu deaktive etmek için kullanılan devre

$$V_{dc} = \sqrt{2} \cdot V_{ac} \quad (3.1)$$

bağıntısı ile bulunabilir ki, burada V_{ac} AC faz geriliminin efektif değeridir.

Şekil - 3.2' de gösterilen çıkış faz gerilimi, pozitif ve negatif inverter baraları arasında anahtarlanmaktadır. Çıkış geriliminin ortalama değeri $V_{dc} / 2$ kadardır. Elemanların oldukça küçük sayılabilecek tetiklenme gecikmelerini ihmal edecek olursak, çıkış faz gerilimi maksimum efektif değeri :

$$V_{ph} = (1 / \sqrt{2}) \cdot (V_{dc} / 2) \quad (3.2)$$

bağıntısı ile bulunabilir. Ayrıca, çıkış hat gerilimi efektif değeri :

$$\begin{aligned} V_{line} &= \sqrt{3} \cdot V_{ph} \\ &= \sqrt{3} \cdot (V_{dc} / 2\sqrt{2}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

şeklinde elde edilebilir.(3.1) ve (3.3) bağıntıları karşılaştırıldığında :

$$V_{line} = 0,866 \cdot V_{ac} \quad (3.4)$$

olarak bulunur.

Bu bağıntılardan görülen odur ki,çıkış geriliminin ana dalgasının efektif değeri,giriş geriliminin efektif değerinden yaklaşık %13 kadar daha azdır.İnverter çıkış gerilimi dalga diyagramına üçüncü harmoniğin eklenmesi ile bu fark giderilebilir.Pratik bir sistemde,tetikleme gecikmeleri ve elemanlar üzerindeki gerilim düşümleri ile,giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki farkın %10 - 15' e ulaşacağı dikkate alınmalıdır.

3.3.2. AKIM DEĞERİ

Bir endüksyon motorunun etiketinde,genelde mutlak surette gücü (W) ve güçfaktörü (cosφ) değerleri belirtilmektedir.Böylece inverterin VA değeri pratik olarak :

$$\text{Güç (W)} = \eta \cdot \cos\phi \cdot VA \quad (3.5)$$

olarak bulunabilir ki,η verimi ifade etmektedir.Motor efektif hat gerilimi V_{line} ve çıkış akımı I_L dikkate alındığında :

$$VA = \sqrt{3} \cdot V_{line} \cdot I_L \quad (3.6)$$

olarak elde edilir.

Küçük güçteki endüksyon motorlarının verimleri olukça büyük olmasına rağmen,güç faktörleri normal hızlarında çalıştırıldıklarında bile çok küçük değerlerde olmaktadır. 2,2Kw' tan daha küçük güçlü motorlarda,tipik olarak güç faktörü 0,55 - 0,65 seviyelerindedir.Tam değer motordan motora değişmekte olup,hacim arttıkça güç faktörü iyileşmektedir.Böylece,(3.5) ve (3.6) ifadelerinden hareketle,akımın efektif değerini yaklaşık olarak hesaplamak mümkündür.Elemanın dayanması gerekli olan maksimum sinüsoidal akım değeri (3.7) bağıntısı ile hesaplanabilir.Anaharlama anlarında, elemanların bu akım değerini aştığı tecrübeler neticesinde gözlemlenmiştir.

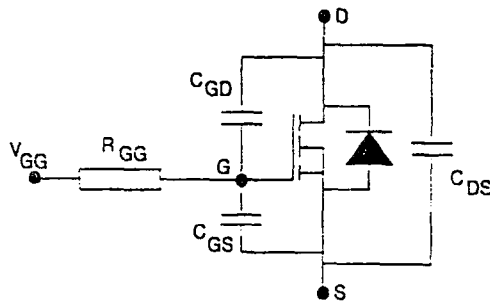
$$I_{max} = \sqrt{2} \cdot I_L \quad (3.7)$$

3.3.3. ELEMEN KILIFI

Bir uygulama esnasında,elemanın kılıfı hususunda karar verilirken,elemanın nominal değerleri,genel devre durumu ve soğutucular dikkate alınmalıdır.Genelde firmalar,tüm uygulamalar için cevap verecek çeşitlikte elemanlar üretmektedirler.ISOTOP yapısı da bu çeşitlerden biridir ki,yüksek güçlü uygulamalarda,iyi izolasyon gerilim yeteneği,düşük termal direnç ve soğutucu üzerine kolay montaj gibi büyük kolaylıklar sağlamaktadır.

3.3.4. SÜRÜCÜ NİTELİKLERİ

Bipolar elemanlardan farklı olarak,MOSFETler çoğunluk taşıyıcı elemanlar olup,azınlık taşıyıcılar anahtarlama anlarında elemana girip çıkmaktadırlar.Böylece MOSFETler hızlı anahtarlama imkan tanımaktadırlar.Anahtarlama anlarında,kapı sürme devresi tarafından sağlanması gereken tek akım,elemanın kapasitelerini şarj - deşarj için gerekli olanıdır.Elemanın hızlı olarak anahtarlmasını sağlamak için,kapı sürme devresi 1A' e kadar ani akım darbeleri verdirebilmelidir.Yüksek frekanslı sistemlerde,anahtarlama zamanlarını belirlemek için kullanılan kapı sürme devrelerinin dizaynı,anahtarlama kayıplarının toplam kayıplara oranı dikkate alındığında önem arz etmektedir.



Şekil - 3.7 MOSFET kapasiteleri ve temel bir kapı sürme devresi

Şekil - 3.7' de, en basit bir kapı sürme düzenini içermekte olan eleman eşdeğer devresi gösterilmektedir. Kollektör - Emetör kapasiteleri, elemanın anahtarlama performansını etkilememektedir. Bahsedilen bu kapasiteler üzerinde, yalnızca sıcaklığın ufak bir etkisi olup, bu etki çoğunlukla ihmal edilebilmektedir. Elemanın kapasiteleri, özellikle C_{GD} , V_{DS} gerilimine bağlı olarak değişim göstermekte olup, bu değişim tüm MOS özellikli elemanlar için kataloglarda nokta nokta çizili olarak verilmektedir.

3.3.5. İLETİME GİRME

İletime sokma gerilim darbesi t_0 anında verilmektedir. V_{GS} kapı gerilimi, $V_{GS(t_0)}$ eşik değerine yükselinceye dek şarj olur. Eleman bu süre zarfında, aktif bölgede, oldukça büyük bir güç kaybı ile çalışmaktadır. MOSFET akımı, $V_{GS} - V_{GS(t_0)}$ ' in bir fonksyonu olarak artmakta ve diyot akımında bir düşüşe neden olmaktadır. Böylece, diyot akımının azalma hızı ve dolayısıyla ters - algılama akımı V_{GS} geriliminin artış hızı ile kontrol edilebilmektedir. t_4 anında, diyot artık ters - algılamayı geride bırakmıştır ve MOSFET akımı, yük akımı I_L ' ye eşittir. V_{GS} , $V_{GS(IL)}$ gerilim değerinde olup, kapı akımının :

$$i_G = (V_{GG} - V_{GS(IL)}) / R_{GG} \quad (3.8)$$

bağıntısı ile hesaplanmasına olanak tanır. Bu akım C_{GD} ' den onu deşarj edecek şekilde artmaktadır ve dolayısıyla çıkış geriliminin azalma hızı :

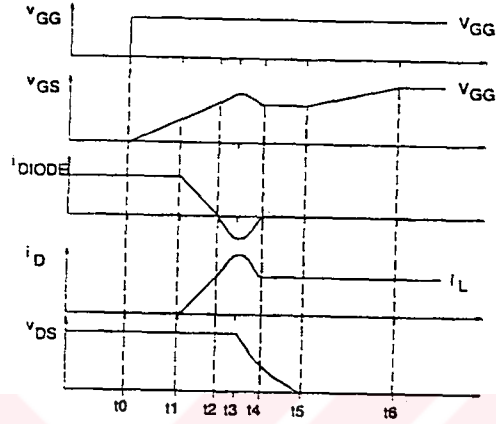
$$(dV_{DS} / dt) = (i_G / C_{GD}) \quad (3.9)$$

$$= (V_{GG} - V_{GS(IL)}) / R_{GG} \cdot C_{GD}$$

olarak bulunabilir. t_3 anında, V_{DS} gerilimindeki azalma lineer değildir ve bunun nedeni temel olarak C_{GD} ' nin, V_{DS} azaldıkça artmasıdır. t_5 anında, C_{GD} tamamen deşarj olmuştur ve eleman tam olarak iletimdedir. Kapı gerilimi, maksimum değer olan V_{GG} ' ye dek artmaya devam edecektir. Genellikle V_{GG} ' nin, $V_{GS(IL)}$ ' den büyük olması normaldir çünkü $r_{DS(on)}$, artan V_{GS} gerilimi ile birlikte azalmaktadır. Ayrıca, V_{GG} ' nin yüksek tutulması, elemanın ilettime girme hızını artıracak ve gürültü miktarını azaltmış olacaktır.

Anahtarlama kayıpları t_1 ile t_5 zamanları arasında açığa çıkmaktadır. Minimum ilettime girme süresi genellikle sistemin dV / dt değeri ile alakalıdır. İletime girme süresinin

azaltılması,diyot ters - algılama akımının artmasına ve dolayısıyla anahtarlama güç kaybında bir takım piklere neden olacaktır.Ancak,toplam güç kaybında ise azalma eğilimi görülecektir.



Şekil - 3.8 MOSFET iletme girme dalga şekilleri

3.3.6. İLETİMDEN ÇIKMA

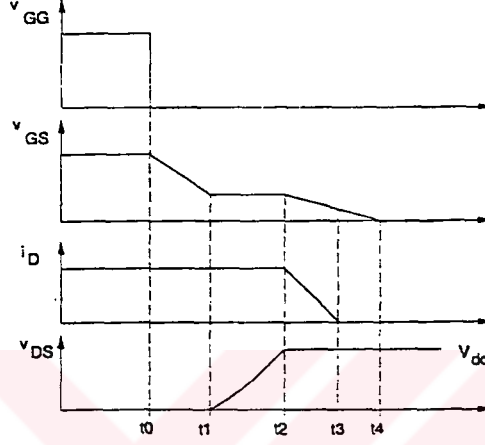
İletime girme olayından farklı olarak,anahtarlama elemanları arasında bu defa hiçbir etkileşim yoktur.Bu nedenle,anahtarlama dalga şekilleri oldukça dik bir hal almaktadır. Kapı gerilimi toprağa verilmekte yada eğer çok hızlı bir sönme gerekmekte ise,negatif gerilime çekilmektedir.

t_0' dan t_1' e kadar olan iletim süresi boyunca,kapı gerilimi,ancak I_0 çıkış akımını koruyacak olan bir düzeye kadar inmektedir. t_1' den t_2' ye kadar süren zaman zarfında ise,kapı beslemesi akıma maruz kalmakta ve C_{GD} pozitif bara gerilimine dek şarj olmaktadır.Daha sonra V_{GS} düşmeye devam etmekte ve böylece eleman akımı t_2 ve t_3 zamanları arasında azalmaktadır. t_3 anında,kapı gerilimi eşik değerinin altına düşmüş olup,eleman iletimden çıkmıştır.Çıkış geriliminin yükselme hızı :

$$(dV_{DS}/dt) = i_G / C_{GD} \quad (3.10)$$

$$= V_{GS(IL)} / R_{GG} \cdot C_{GD}$$

ile ifade edilebilir.



Şekil - 3.9 MOSFET iletimden çıkma dalga şekilleri

3.3.7. PARAZİTİK ETKİLERLE İLETİME GİRME

Yüksek frekanslı bir sistemde, yarıiletken anahtarlama süreleri mecburen daha kısa olmakta ve dolayısıyla, inverter çıkış geriliminin değişim hızı yüksek tutulmaktadır. Eleman iletime girdiği sırada oluşan dV/dt 'nin yüksek olması, diğer elemanın kapısında yüksek gerilimler oluşmasına neden olur ve hatta onu da iletime sokabilir. Bu kuplaj C_{GD} ve C_{GS} üzerinden oluşmaktadır. Eğer bir elemanın iletime girmesinden dolayı oluşan çıkış geriliminin değişim hızı dV_{DS}/dt ile belirtilmekte ise, bu durumda diğer elemanın kapısında görülecek gerilim :

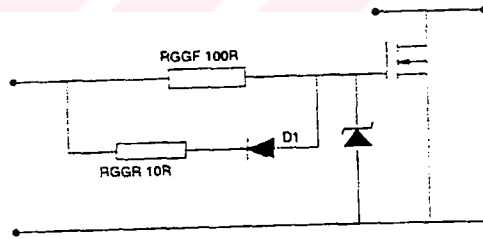
$$(dV_{GS}/dt) = (C_{GD} / (C_{GS} + C_{GD})) \cdot (dV_{DS}/dt) \quad (3.11)$$

bağıntısı ile bulunabilir.

Eğer, C_{GS} bir sıfır empedans ile kısadevre edilebilirse, dV_{GS} / dt sıfıra inecektir. Pratikte ise, bir kapı sürme devresinde sıfır empedansa ulaşmak oldukça zordur ve dV_{GS} / dt sıfır olamamaktadır. En kötü durumda, bu kapı devresinin gerilim yükselmesi, elemanı tam olarak iletme sokacak ve inverterde bir kısadevre arızası açığa çıkacaktır. Fakat sözü edilen bu şartlar bu kadar sert değilse, MOSFET sadece kısa bir süre iletimde kalacak ve iletme sokulması istenen elemana ek olarak, anahtarlama aşırı akımı verdirecektir. Bu sebeplerle, parazitik etkilerden dolayı iletme girme, ya dV_{DS} / dt 'nin sınırlandırılması ile yada V_{GS} 'in belli bir değere çekilmesi ile engellenmelidir. Elemanın kesim anında, kapı devresine negatif gerilim uygulanan sistemlerde, parazitik etkilerle iletme girme ihtimali azaltılmıştır.

3.3.8. İNVERTER KAPI SÜRME DEVRELERİ

Bir önceki başlıkta, genellikle yükün rezistif karakteristik gösterdiği durumlarda ortaya çıkan eleman anahtarlama dalga şekilleri belirtilmiştir. Bu başlıkta ise, AC motor hız kontrol uygulamalarında kullanılan kapı sürme devrelerinden bahsedilmekte ve bunlar birbirleri ile karşılaştırılmaktadır. Bu karşılaştırma sırasında, her bir MOSFET sürme devresinin bir diğerinden izoleli olduğu ve gerekli iletme sokma ve iletimden çıkarma

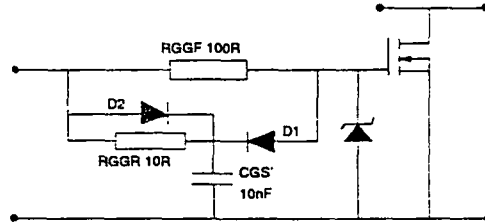


Şekil - 3.10 Farklı iletme sokma ve iletimden çıkarma yollarına sahip bir kapı sürme devresi

akımını vedirebilecek CMOS özellikli bir tampon devrenin bulunduğu varsayılmaktadır. Tampon devrenin bulunmadığı sürme devrelerinde, izolasyon amaçlı kullanılan darbe

transformatörlerinin kaçak endüktansları,kapı empedansını artırmakta ve böylece maksimum anahtarlama hızını azaltıp,MOSFET' in parazitik etkilerle daha kolay iletme girmesine neden olmaktadır.Bir zener diyot vasıtası ile,elemanın kapısı aşırı gerilimlere karşı korunmaktadır. Her bir inverter kolunda,üst ve alt taraftaki elemanlar için simetrik sürme devreleri kullanılmaktadır. Burada tanıtılan sürme devreleri,BUK638 - 500A FREDFETleri ve BUK438 - 500A MOSFETleri ile,20KHz' de,2,2KW' lık bir AC motor hız kontrol sisteminde test edilmiştir.

Şekil - 3.10' da,MOSFETin bağımsız olarak iletme girip,iletimden çıkmasını sağlayan düzenleme gösterilmektedir. dV_{DS} / dt seviyesini azaltmak amacıyla kapı empedansını artırmak,yarıiletkenin parazitik etkilerle iletme girmesine neden olabilecektir.Kapı - emetör arasına dinamik bir empedans koyulmak suretiyle,kapı - emetör gerilimi aşırı gerilimlere karşı daha efektif olarak korunabilir ve şekil - 3.11' de görüldüğü gibi bir kaynak düşünülebilir.Kapı - emetör arasına bağlı olan ek bir kapasite ile V_{GS} gerilimi, 3.11 nolu ifadede gösterilen parazitik etki ile iletme girme sırasındaki aşırı gerilimlerin çok artması engellenmiş olur.Harici C_{GS} ' kapasitesi, iletme girme esnasında şarj olabilmelidir.Eğer C_{GS} ' gereğinden büyük seçilirse,tampon devre şarj akımını karşılayamayabilir.D2 hızlandırma diyodu, C_{GS} ' ve R_{GGR} ile istenmeyen iletme girmelere

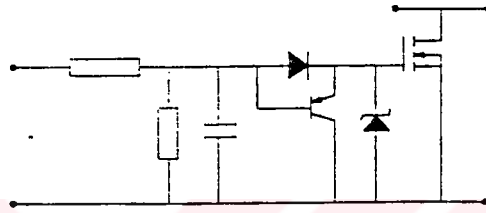


Şekil - 3.11 Parazitik etkilerle iletme girmeyi önleyen bir kapı sürme devresi

engel olur.İletimden çıkma esnasında ek kapasite,kapı - emetör arası RC zaman sabiti artırdığı için, di / dt ' yi azaltmış olur.Dikkat edilmelidir ki,D1 sönme diyodu, V_{GS} kesim

geriliminin $0V$ ' un üzerinde tutulmasını ve böylece,elemanın eşik gerilimi değerine yakın olmasını sağlar.

Şekil - 3.12' de ise,MOSFET kapı - emetör geriliminin kesim sırasında,eşik geriliminin altında tutulmasını sağlayan devre gösterilmektedir.Eğer,kapı - emetör gerilimi C_{GD} ve C_{GS} üzerinden çekilebilirse,PNP tipi transistör ilettime girer ve böylece eleman kesimde kalır.



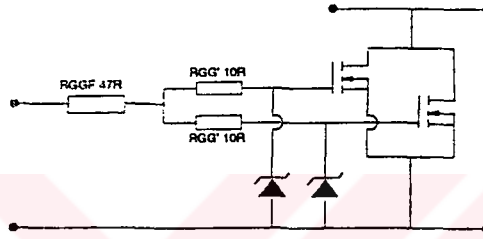
Şekil - 3.12 Parazitik etkilere karşı daha iyi koruma sağlayan bir kapı sürme devresi

3.3.9. MOSFETLERİN PARALEL BAĞLANMASI

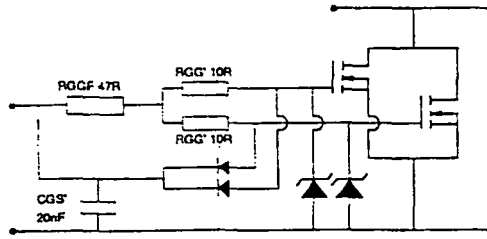
MOSFETlerin paralel bağlanması esnasında kapı sürme devrelerinde,yalnızca ufak değişiklikler gerekmektedir.Bu modifikasyonlardan birisi,tampon devrede,elemanların anahtarlama sırasında, her iki elemanın akım ihtiyacını da karşılayabilmesi gerekliliğidir.Sistemin anahtarlama hızı,yine düşük empedanslı bir kapı sürme devresi yardımıyla korunabilir. Şekil - 3.13' de gösterildiği gibi,ufak diferansiyel dirençler yardımıyla, anahtarlama yapılacak olan elemanlar ile diğer devre elemanları arasındaki her çeşit osilasyon bastırılabilir.Şekil - 3.11' deki devre,paralel bağlantı için modifiye edilerek şekil - 3.14' deki devre elde edilebilir.

3.3.10. DEVRE İLE İLGİLİ BAZI HUSUSLAR

Devre dizaynı sırasında yapılan eksik ve yanlışlar,RFI etkileşimi ve gürültünün artmasına neden olup,kaçak endüktanslar nedeniyle performansın düşüp,anahtarlama hızının istenenin altında olmasına neden olacaktır.Devre dizaynı sırasında,kaçak endüktanslara karşı alınacak önlemler şu şekilde sıralanabilir :



Şekil - 3.13 Paralel bağlı MOSFETler için kapı sürme devresi



Şekil - 3.14 Paralel bağlantıda parazitik etkilerle iletme girmeyi engelleyen kapı sürme devresi

- kapı sürme devrelerinin, özellikle de zener diyot ve dV / dt bastırıcı elemanların MOSFETlere mümkün mertebe yakın kullanılması
- devredeki iletken yolların mümkün mertebe kısa tutulup, her bir birleşim noktası için ikili bağlantı elemanları kullanılması
- yapılan paralel bağlantılarda, elemanların birbirine yakın tutulması, her bağlantının kısa ve simetrik yapılması

3.3.11. AC MOTOR KONTROLUNDA KULLANILAN İNVERTER TETİKLEME ELEMANLARI GÜÇ KAYIPLARI

Dizayn sırasında, elemanların anahtarlama esnaslarındaki güç kayıplarını hesaplayabilmek, yarıiletkenlerin güvenli çalışmaları için önemlidir. AC motor kontrolünde kullanılan FREDFET ve MOSFETlerin soğutma tertibatları, bu elemanlara ait izin verilen maksimum çalışma sıcaklığı ve sistemin çalışma şartlarına bağlıdır. Devre elemanlarına ait kayıp güçlerin hesabı daha detaylı olarak da incelenebilir :

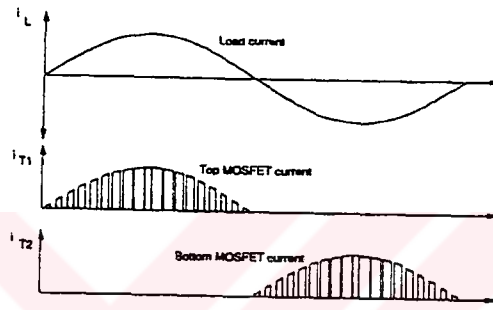
3.3.11.1. MOSFET İLETİM GÜÇ KAYIPLARI

Bir MOSFET yada FREDFET iletimde iken ve yük akımını kollektörden emetöre doğru geçirme esnasında, iletim durumuna ait $i^2 \cdot R$ kaybı hesaplanabilir. Şu önemli bir noktadır ki, elemanın akımı çıkış akımı ile aynı değerde değildir. Buna ait diyagram şekil - 3.15' de gösterilmektedir. Burada, motora ve inverter kolundaki MOSFETlere ait sinüsoidal akımlar işaret edilmektedir. MOSFET akımlarına ait zarflar yarı sinüs şeklinde olup, bununla birlikte elemanlara ait gerçek akımlar, yük akımının ters - paralel bağlı diyotlar tarafından geçirildiği sıralarda kesime uğramaktadırlar. MOSFETe ait iletim güç kayıpları hesaplanırken, aşağıda sıralanan nedenlerden ötürü, diyotlar iletime geçtiği sıradaki akım kesilmeleri ihmal edilebilir.

- motor yük akımı maksimum değerine yaklaştığı sırada, anahtarlama periyodu da maksimum seviyelerine ulaşmakta ve böylece, bu sıralarda diyot iletim süreleri çok kısa olup, ihmal edilebilmektedir
- motor yük akımının sifıra yakın olduğu noktalarda, anahtarlama periyodu düşmekte fakat MOSFET akımın yalnızca çok az olduğu bir değerde iletimde kalmaktadır

ki, MOSFET akımı düşük olduğu için de, toplam güç kaybı dağılımı küçük olmaktadır

Böylece, eğer MOSFET'in, yük akımının tüm yarıdalgasını ilettiği kabul edilirse, iletim kayıplarının hesabında, şekil - 3.15' deki zarflar kullanılabilir. Bu kayıplar tahmin edilenin üzerinde olacaktır, fakat fark oldukça azdır. Böylece iletim kayıpları :



Şekil - 3.15 PWM inverterdeki motor ve yarıiletken akım dalga şekilleri

$$P_{M(ON)} = I_T^2 \cdot R_{RDS(ON)}(T_J) \quad (3.12)$$

ifadesi ile bulunabilir. Bu ifadeye, I_T , MOSFET yarı sinüs dalgasına ait zarfın efektif değeri ve

$$R_{DS(ON)}(T_J) = R_{DS(ON)}(25^\circ C) \cdot e^{k \cdot (T_J - 25)} \quad (3.13)$$

şeklindedir. k bir sabit olup, 500V' luk bir MOSFET için 0,007 ve 500V' luk bir FREDFET için ise 0,006 değerindedir. I_T, I_L yük akımının efektif değeri ile ilgili olup :

$$I_T = (I_{max} / 2) \quad (3.14)$$

$$= (I_L / \sqrt{2})$$

şeklinde hesaplanabilir. Ayrıca, MOSFETli bir inverterde, şekil - 3.6' da gösterilmekte olan, blokaj amaçlı, seri D3 şotkey diyodunun kullanılması durumunda da iletim kayıpları oluşacaktır. Bu diyodun akımı, MOSFET ile aynı değerde olup :

$$P_{SCH(ON)} = V_f(T_J) \cdot I_T \quad (3.15)$$

bağıntısı ile bulunabilir.

3.3.11.2. DİYOT İLETİM GÜÇ KAYIPLARI

MOSFETli bir inverterde, ters - akım diyotlarındaki kayıplar, şekil - 3.6' da gösterilen D2 ayrı diyodunda oluşmaktadır, her ne kadar bu diyot, sıklıkla MOSFET ile aynı soğutucuya bağlanırsa da FREDFETli bir devrede, diyot kayıpları da, anahtarlama elemanı ile aynı kılıf üzerinde olarak açığa çıkar. Ters - akım diyotları, şekil - 3.15' de gösterilen kesim aralıklarındaki akımları taşımakta olup, bu süre zarfında MOSFETler belirtildiği gibi kesimdedir. Bir önceki başlıkta bahsedilen nedenlerden ötürü, diyot iletim kayıpları küçüktür ve ihmal edilebilir. Bu basite indirgmeden yararlanılarak, diyottaki kayıpları MOSFET kayıplarına dahil edebiliriz.

3.3.11.3. MOSFET ANAHTARLAMA GÜÇ KAYIPLARI

MOSFET iletimine ait yarı peryot boyunca, yük akımı, şekil - 3.15' de gösterilmekte olduğu gibi değişik anlarda anahtarlanmaktadır. Dolayısıyla, anahtarlanan akım miktarı da, köprüdeki diyotların ters - algılamalarına ve haliyle elemanların sıcaklıklarına bağlıdır. Toplam anahtarlama kayıpları, her bir anahtarlama esnasındaki kayıpların toplamı olup :

$$P_M = \sum_{n=0}^{\infty} f(T_J, I_n) \quad (3.16)$$

şeklinde bir değişim gösterir.

MOSFETlerin sönme süreleri genellikle,sadece dV / dt değerinden ötürü sınırlı olmakta olup, dolayısıyla olabildiğince kısadır.Bir inverterdeki MOSFET yada FREDFETlere ait sönme kayıpları, iletme girme kayıpları ile karşılaştırıldığında genellikle ihmal edilebilir.

3.3.11.4. DİYOT ANAHTARLAMA GÜÇ KAYIPLARI

Diyot sürme kayıpları da,MOSFET sönme kayıplarına benzer bir şekilde bulunmaktadır. Diyot sönme dalga şekillerini etkileyen faktörler daha önce de belirtilmişti.Diyot iletme girme kayıpları ise,iletim yönünde kutuplanmadıkça iletme geçmeyeceği için genellikle oldukça küçüktür.Böylece,iletme girme sırasında diyot kesinlikle sürekli olarak yüksek gerilimde akım geçirmez.

3.3.11.5. KAPI SÜRME DEVRESİ GÜÇ KAYIPLARI

MOS nitelikli elemanların kapı sürme devrelerinde de bir miktar kayıp oluşacaktır. Anahtarlama esnalarında,kapı sürme devresi yalnızca kısa süreli darbelerle akım verdiği için,bu kayıplar ihmal edilebilecek derecede küçüktür.

3.3.12. SİSTEM ÇALIŞMA SICAKLIKLARI

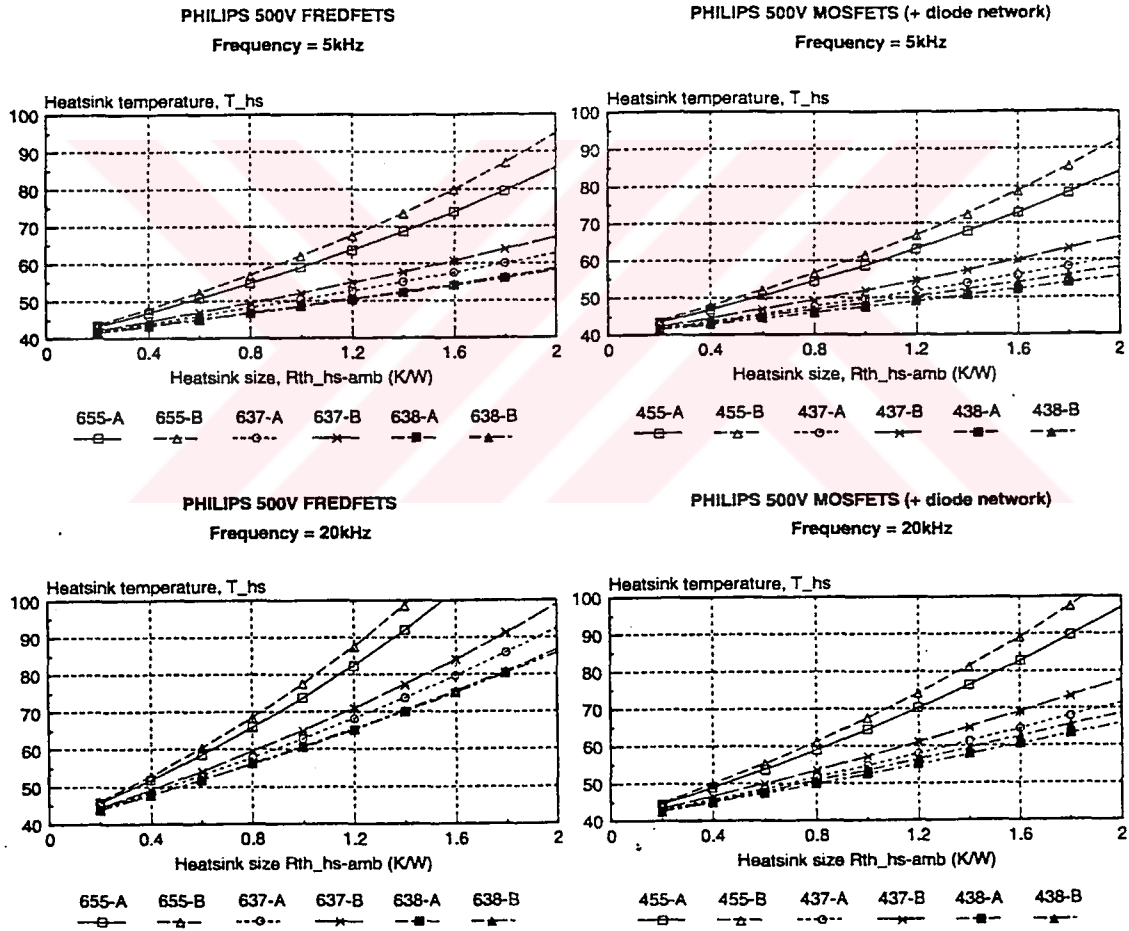
Bu başlık altında,bir önceki başlıkta anlatılmış olan eleman kayıpları hesaplanmakta ve AC motor hız kontrol sistemlerinde kullanılmakta olan inverterlerdeki yarıiletkenler ile bunların bağlanacağı soğutucuların doğru biçimde seçilmesi hususunda bilgi verilmektedir.Sistemin tamamına ait güç kaybı, P_{LOSS} ,hesaplanırken aşağıdaki kriterler dikkate alınmalıdır :

- yarıiletkenlerin karakteristikleri
- anahtarlama frekansı
- çalışma sıcaklığı
- yük akımı
- paralel olarak bağlanan eleman sayısı
- ilave paralel bağlı seri R - C ve di / dt sınırlama devreleri

$$P_{LOSS} = P_{M(ON)} + P_{M(SW)} + P_{D(SW)} + P_{Sch(ON)} \quad (3.17)$$

Hesaplanan parametreler sonucu,500V' luk MOSFETler yada 500V' luk FREDFETler,dizayn için uygun olacaktır.Yukarıda verilen ifadeler vasıtası ile iletim kayıpları hesaplanabilir.Bu analiz için,elemanların anahtarlama kayıpları,yük akımı ve de eleman sıcaklığının bir fonksyonu olarak,deneysel biçimde bulunmuştur.

AC motor hız kontrol uygulamalarında kullanılmakta olan inverterlerde 6 grup eleman olduğu için,toplam soğutucu miktarı :

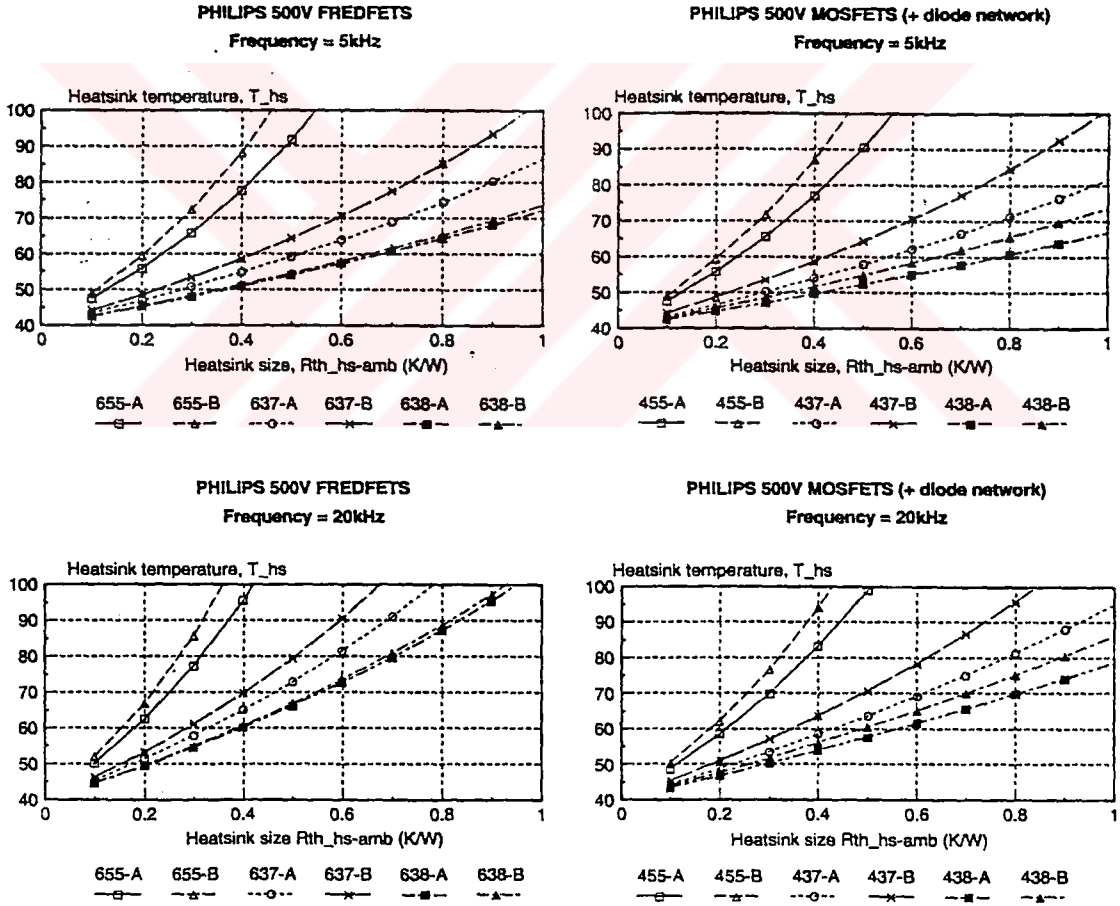


Şekil - 3.16 1.7A'lik bir motor için seçilen soğutucu büyüklüğüne ilişkin eğriler

$$T_{hs} = T_{ahs} + 6 \cdot P_{LOSS} \cdot R_{th}(hs - ahs) \quad (3.18)$$

$$T_J = T_{hs} + P_{LOSS} \cdot R_{th}(J - hs) \quad (3.19)$$

3.17'den 3.19'a kadar olan bağıntılar,tipik bir uygulamada,soğutucu sıcaklığının (T_{hs}),belli bir dizayn değerinin üzerine çıkmaması için,soğutucu büyüklüklerinin hesaplanmasında kullanılabilir.($R_{th}(hs - ahs)$),şekil - 3.16' dan 3.19'a kadar olan diyagramlarda,motor akımının 1.7A,3.4A,6.8A ve 10.0A için sonuçlar belirtilmektedir.Bu akımlar,bazı standart motor akımlarını göstermektedir.

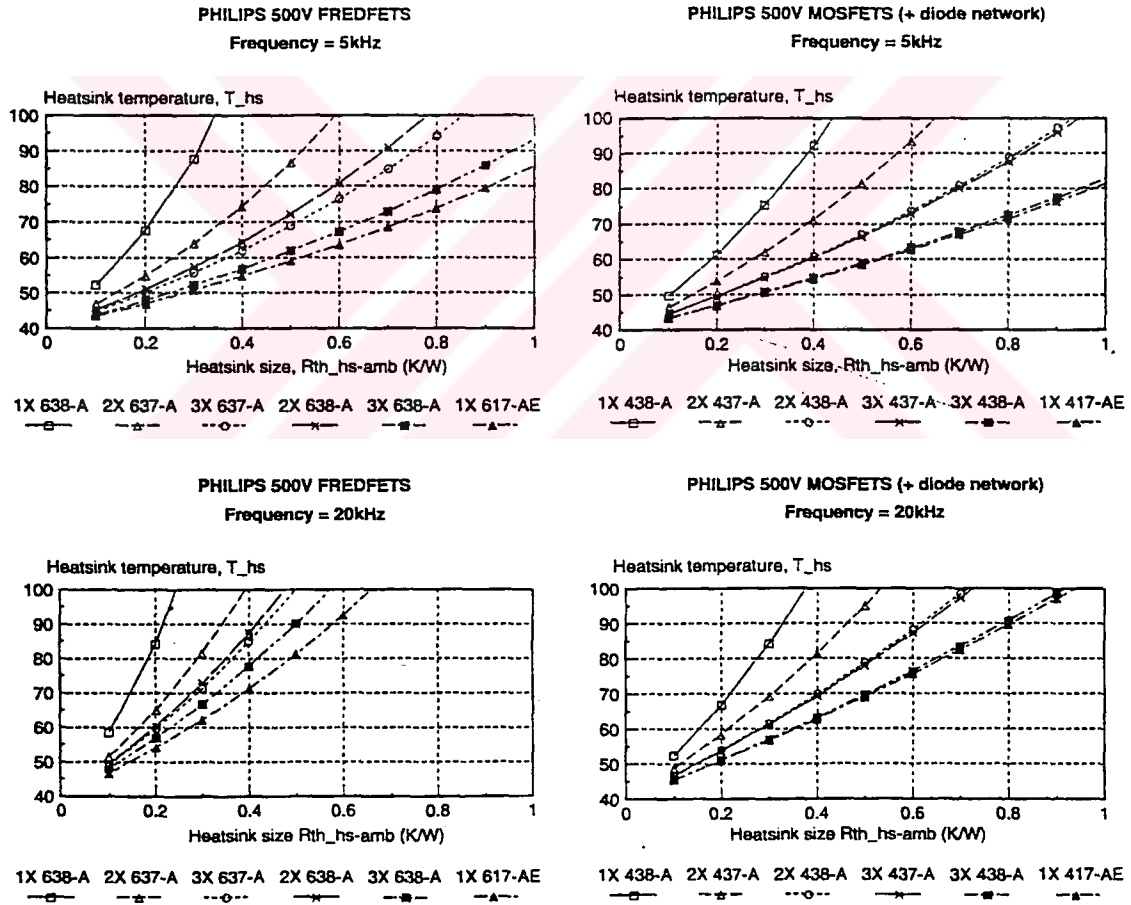


Şekil - 3.17 3.4A'lık motor için seçilen soğutucuya ilişkin eğriler

Sonuçlar, paralel bağlı seri R - C elemanının bulunmaması durumu göz önüne alınarak ve ortam sıcaklığının, $T_{ahs} = 40^{\circ}\text{C}$ durumu için, 5KHz ile 20kHz arası inverter anahtarlama frekanslarına aittir.

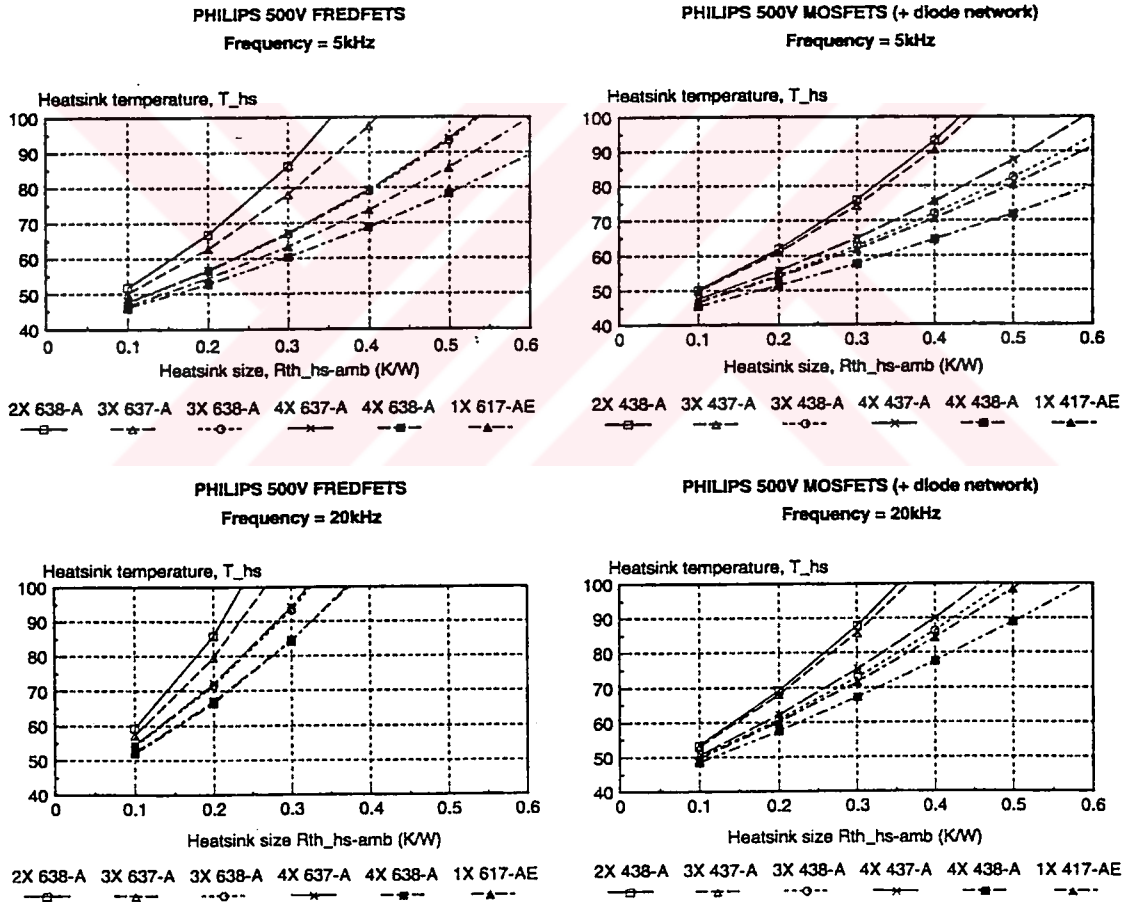
Aşağıda, bu sonuçların nasıl kullanılacağını gösteren iki örnek verilmiştir :

- Şekil - 3.19' daki ilk grafik, efektif motor yük akımının, maksimum değer olan 1.7A olduğu ve 5KHz' de anahtarlama yapan, 500V' luk FREDFETlerin kullanıldığı sisteme



Şekil - 3.18 6.8A'lik motor için seçilen soğutucuya ilişkin eğriler

ait mümkün yarıiletken seçimlerini göstermektedir. BUK655 - 500A FREDFETi kullanılması durumunda, toplam gereksinim olan, $1.2K / W'$ lık soğutucular ile, T_{hs} $70^{\circ}C$ 'nin altında tutulabilir. (Eğer her bir FREDFET ayrı ayrı soğutuculara bağlanırsa, her bir eleman $7.2K / W'$ lık soğutucu gerektirecektir.) BUK638 - 500A yarıiletkenleri kullanılması durumunda ise, aynı soğutucu düzenleri ile $T_{hs} = 50^{\circ}C$ değeri elde edilecektir. Alternatif olarak, yine $2K / W'$ lık toplam bir soğutucu (yada her biri $12K / W'$ lık 6 adet soğutucu) yardımıyla, T_{hs} ' in $70^{\circ}C$ 'nin altında tutulması için de, BUK637 - 500B elemanlarından yararlanılabilir.



Şekil - 3.19 10A'lik motor için seçilen soğutucuya ilişkin eğriler

- Şekil - 3.19' da ise,10A' lik bir sisteme ait grafikler gösterilmektedir.Dördüncü grafik,500V' luk MOSFETlerin kullanılması ve anahtarlama frekansının 20khz olduğu durumu göstermektedir.Burada,eğer soğutucu sıcaklığının 90°C' nin altında tutulması istenmekte ise,bir anahtarlama elemanı için iki adet BUK438 - 500A yarıiletkenlerinden paralel bağlantı ile yararlanılmakta olup, toplam soğutucu gereksinimi 0.3K / W olmaktadır.Aynı sıcaklık,0.5K / W' lık tek bir soğutucu ve paralel bağlantı yapmaksızın BUK417 - 500AE ISOTOP elemanı ile de elde edilebilir.

Böylece,AC motor hız kontrolunda kullanılan inverterlere ait anahtarlama elemanlarından genel olarak bahsedilmiş oldu.Özellikle yüksek anahtarlama frekanslarında,MOSFETler ve FREDFETler AC motor kontrolu uygulamaları için en uygun yarıiletkenlerdir.Bu ana dek anlatılanlar,tek fazlı bir şebekeden beslenen ve 2.2Kw' a kadar olan güçlere cevap verebilecek sistemlere ilişkin tetikleme elemanlarının seçimi ile ilgili idi.

İnverter devrelerinde,MOSFETlerin ve FREDFETlerin karakteristik ve performansları ile kapı sürme devrelerinin,bunların anahtarlanması durumlarındaki etkileri anlatılmış oldu.

Bir inverter kolundaki MOSFETlerin,parazitik etki ile ilettime girmelerinin önlenmesi için,uygun kapı sürme dizaynları kullanılmaktadır.Deneyler ve simülasyonlar sonucu elde edilen sonuçlar,kaliteli MOS elemanlar kullanmak suretiyle,parazitik etkilerle ilettime girme engellenmekte ve iyi anahtarlama performansları elde edilmektedir AC motor hız kontrol uygulamalarında.Eleman seçim grafikleri kullanılmak suretiyle,belirli bir uygulama için,doğru MOSFET ve FREDFET seçimleri yapılabilir.Böylelikle,gerekli olan soğutucu düzeni ve uygulamaya ait akım,anahtarlama frekansı ve çalışma sıcaklığı dikkate alınarak,yarıiletken seçimleri yapılabilir.

3.4. PARALEL BAĞLI FREDFETLER İLE 300V,40A' LİK YÜKSEK FREKANS İNVERTER KUTBU DİZAYNI

Çeşitli darbe genişlik modülasyon teknikleri kullanan gerilim beslemeli inverterler,artık orta güçlü AC ve fırçasız DC motorların değişken hızlı uygulamalarında standart bir hal almıştır. Halihazırda,sürücü sınırlamalarından dolayı,özellikle düşük güçlü sürücülerde,

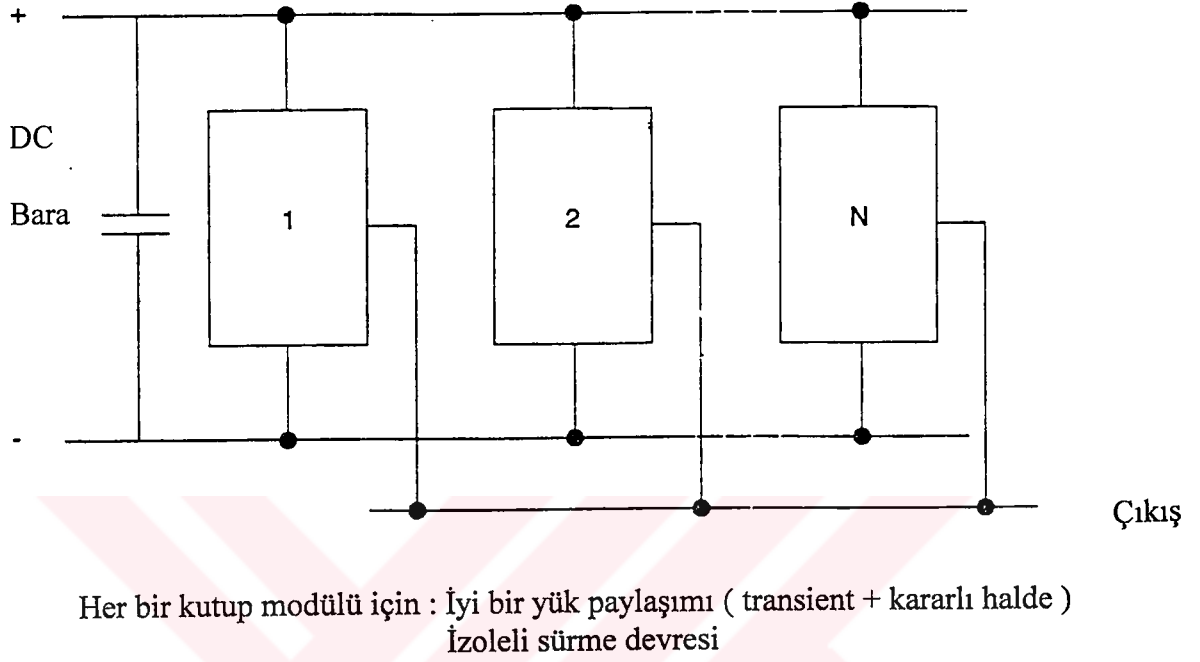
anahtarlama frekansı birkaç Khz ile sınırlıdır. Halbuki,20KHz' in üstü gibi ultrasonik frekanslar kullanmanın, aşağıda belirtilmiş olan bazı anantajları vardır :

- İnverter çıkış dalga şeklinde,düşük frekanslı elemanların etkisi ihmal edilebilir düzeye iner.Sonuç olarak,yük olarak bağlı olan elektrik makinasını süren inverterde harmonik kayıpları bastırılmış olur.
- Kaynaktan dolayı açığa çıkan akustik gürültü ortadan kalkar.
- DC bara filtre elemanlarının değerleri düşer.

Yüksek frekanslı uygulamalara en uygun eleman MOSFETtir çünkü,ikincil devrilmesi yoktur ve oldukça hızlı anahtarlanabilir. Bununla birlikte,yüzey iletkenli eleman olduğu için,yüksek güçlerde yapılması zor ve pahalı olup,kutup gücü 1 - 2KVA' lık güçlere kadar kifayet edebilmektedir.Hernekadar IGBTler ile,orta frekanslardan yüksek frekanslara kadar anahtarlama yapılabilse de,20khz' in üzerinde,anahtarlama güçleri pek fazla karşılanamamaktadır.

Yüksek güçlerde,yüksek anahtarlama hızları ancak birkaç elmanın paralellenmesi ile mümkün olabilmektedir.MOSFETler,paralel bağlantıda,kanal direncinin pozitif termal katsayılı olması nedeniyle,iyi bir akım dağılımına olanak tanımaktadırlar.Bununla birlikte,anahtarlama sırasında,dinamik olarak iyi akım paylaşımı için,ortak soğutucuya bağlı olan paralel elemanlarda,iyi bir geometik yerleşime dikkat edilmelidir.Ek olarak, elemanların karakteristikleri birbirleri ile aynı olmak zorundadır.Sonuç olarak,paralel bağlantıda MOSFETler pahalı kalmaktadırlar.

Alternatif bir yol olarak anahtarlama esnalarında,iyi bir dinamik akım paylaşımının elde edilmesi için,küçük yardımcı anahtarlama düzenleri kullanılabilir.Şekil - 3.20' de gösterildiği gibi,her bir kutbunda aynı özelliklere sahip olan elemanlar içeren ve eşit yük dağılımlı,aynı kaynaktan beslenip,çıkışları paralellenmiş inverter dizaynı mümkündür.Her bir modül,ayrı bir inverter kutbu olacak şekilde dizayn edilmiştir ve iki MOSFET içermekte olup,kapı sürme devreleri ortak ve izolelidir.Modüller paralel bağlandıkları zaman, transient özellikleri ve kararlı hal yük dağılımları iyi olmakta ve yalnızca aynı soğutucu üzerine bağlanmaları gerekmektedir. Böylece,inverter Volt - Amper değeri,çeşitli sayıda kutup modülünün paralel bağlanması ile yükseltilebilir.

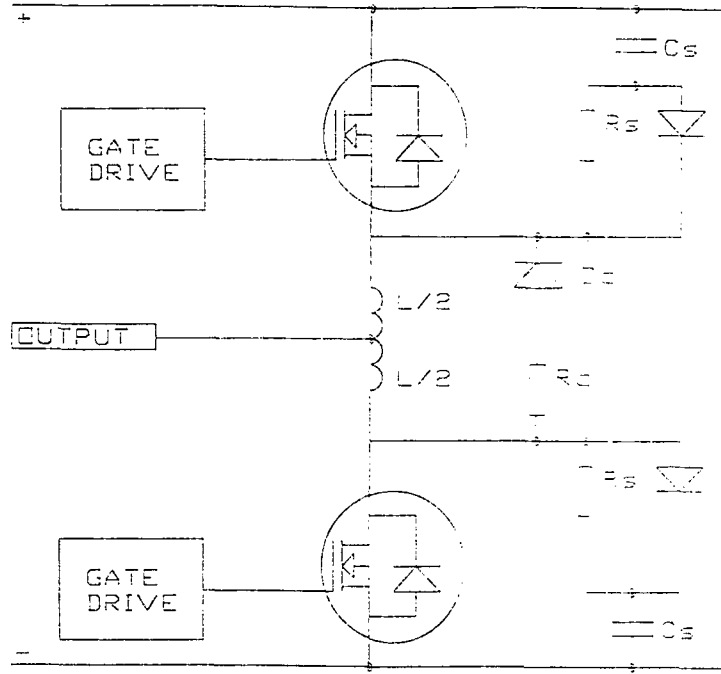


Şekil - 3.20 Paralellenmiş inverter kutupları

3.4.1. KUTUP MODÜLÜ

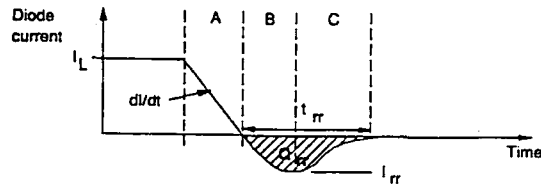
Şekil - 3.21' de, ikinci tip paralelleme için uygun bir kutup modülünün devre şeması gösterilmektedir. Dizayn sırasında, anahtarlama elemanlarının dahili diyot içerdikleri ve dolayısıyla FREDFETlerin hızlı ters - algılama karakteristikli olmaları nedeniyle uygun oldukları kabul edilmektedir. Paralel bağlı seri R - C elemanı ve orta uçlu bir bobin bağlantıya dahildir. Küçük yardımcı anahtarlama düzenleri, bu devrede çeşitli fonksiyonlar içermektedir :

- Kutup modülleri paralel bağlandıklarında, bunlar dinamik akım paylaşımını iyileştirmektedir.



Şekil - 3.21 İnverter kutbunun açık şeması

- MOSFET dahili diyodunun güvenli çalışma bölgesinde (SOA) kalmasını sağlamaktadırlar.Ortada bulunan bobin,diyodun ters - algılama anındaki pikleri kontrol etmekte ve paralel bağlı seri R - C ler vasıtası ile de,dahili diyodun ters - algılama esnasında,MOSFETlerdeki parazitik transistörün ikincil devrilmesini engellemektedir.
- Bu düzenekler,elmanlardaki anahtarlama kayıplarını azaltmakta ve böylece mümkün olan en yüksek performanslara çıkılmasını sağlamaktadır.



Şekil - 3.22 Dahili diyodun ters - algılaması

Devrenin çalışması, bu tipli bir inverter kutbunun tipik çalışmasına benzemektedir. Yardımcı anahtarlama düzenlerine ait optimal eleman değerleri belirlenirken, dahili diyodun komütasyonu daha etraflıca anlatılacaktır. L bobininin seçimi sırasında, minimum kayıp olacak şekilde düşünülmekte ve paralel bağlı seri R - C elemanı ise dahili diyodun bu esnada güvenli bir şekilde ters - algılamasını sağlayacak şekilde belirlenmektedir. Örneğin, üst taraftaki MOSFET'in tetiklenmesinden hemen önce, alt taraftaki MOSFET'in dahili diyodundan, endüktif karakterli bir I_L yük akımının aktığını düşünelim. Şekil - 3.22' de görüldüğü gibi, bu çalışma durumu aşağıdaki bölgeler yardımıyla izah edilebilir.

A Bölgesi : Üst taraftaki MOSFET tetiklenir. Alt taraftaki MOSFET' e bağlı dahili diyot, $(dI / dt) = V_{DD} / L$ hızı ile sönmeye başlar. V_{DD} DC bara gerilimi, L ise orta uçlu bobinin toplam endüktansıdır.

B Bölgesi : Diyot akımı negatif olur ve jonksyonda biriken yükler dağılıncaya dek, negatif olarak artmaya devam eder. Tam bu anda, I_{RR} değerine ulaşır ve diyodun ters - algılaması vuku bulur.

C Bölgesi : Alt taraftaki MOSFET'in gerilimi, paralel bağlı seri R - C elemanındaki C_S kapasitesinin belirlediği bir hız ile artar. Üst taraftaki MOSFET'ten ve bobinden geçmekte olan akım artmaya devam eder ve alt taraftaki eleman gerilimi DC bara gerilimine ulaştığı anda, maksimum değerine varır. Bu noktada, D_C diyodu iletim yönünde kutuplanmış ve bobinde biriken enerji, seri bağlı R_C direnci üzerinden boşalmaya başlar.

Yukarıda bahsedilen aralıklarda, anahtarlama yardımcı düzenlerinin harcadığı enerji :

$$E_1 = (1/2) \cdot I_{RR}^2 \cdot L + (1/2) \cdot C_S \cdot V_{DD}^2 \quad (3.20)$$

bağıntısıyla bulunabilir ve genellikle R_S ve R_C dirençleri üzerinde harcanmaktadır. Belirli bir akım değeri için, diyodun ters - algılama maksimum akımı I_{RR} , artan bir dI / dt hızıyla yülselecek ve yaklaşık olarak :

$$I_{RR} = \sqrt{[2 \cdot (dI / dt) \cdot Q_{RR}]} \quad (3.21)$$

ile hesaplanabilecektir ki, burada Q_{RR} sabit kabul edilmektedir. Her ne kadar I_{RR} ' nin artış hızı, (3.21) nolu bağıntıda ifade edildiğinden daha yüksek olsa da, çok büyük bir hata yapılmamış olur.

İnverter kutup devresine bakılacak olursa :

$$dI / dt = V_{DD} / L \quad (3.22)$$

$$I_{RR} = \sqrt{[(2 \cdot V_{DD} \cdot Q_{RR}) / L]} \quad (3.23)$$

şeklinde elde edilmektedir.

3.20 ve 3.23 nolu ifadelere bakılacak olursa, L değişim gösterse bile, E_1 enerji kaybı yaklaşık sabit kalmaktadır.

İnverter kutbunun çalışmakta olduğu belli bir anda, yukarıdaki MOSFET kesime sokulup, I_L yük akımı alt taraftaki dahili diyottan geçmeye başladığında, bobin ve üst taraftaki paralel bağlı seri R - C elemanında, E_2 enerji kaybı oluşur ki bu da,

$$E_2 = (1/2) \cdot I_L^2 \cdot L + (1/2) \cdot C_S \cdot V_{DD}^2 \quad (3.24)$$

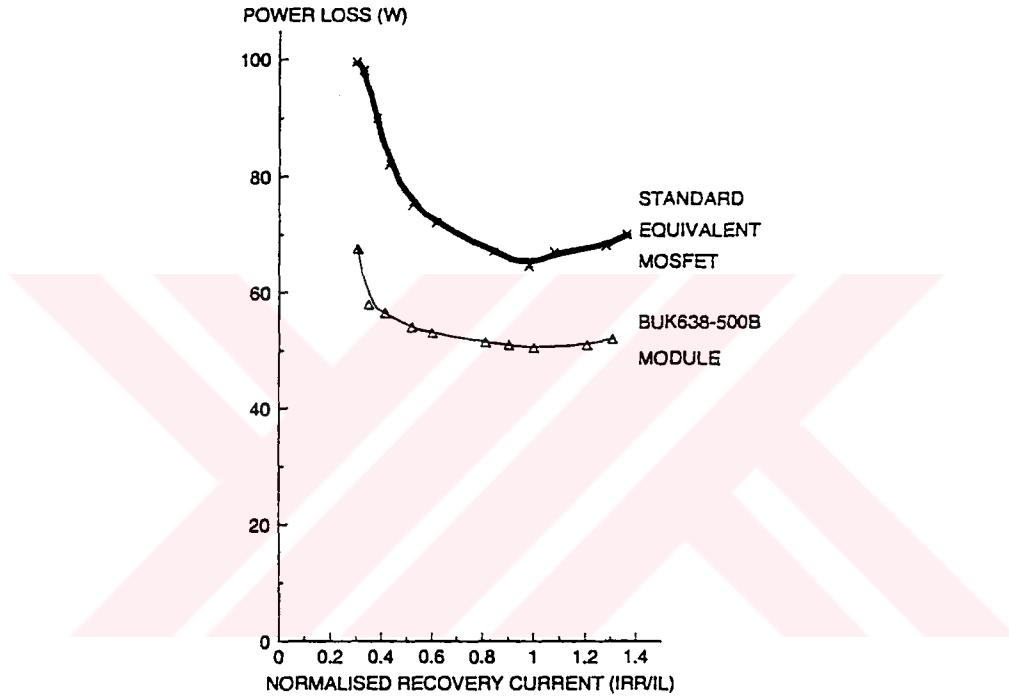
Bu kayıp görüldüğü gibi, L ' nin değeri düşürülerek azaltılabilir. Fakat, L azaldıkça, hem I_{RR} hem de üst koldaki MOSFET' in maksimum akımı artacak ve diyotta daha büyük bir enerji kaybına yol açacağı gibi, yine üst taraftaki MOSFETte de daha büyük bir iletim kanal direnci kaybı açığa çıkacaktır.

Kutuapta minimum enerji kaybı verecek olan L değeri, yukarıdaki etkiler arasında optimum bir balans sağlandığı anda elde edilir. Şekil - 3.23' de, L değeri değiştiğinde elde edilen, tipik, diyot ters - algılama maksimum akımına bağlı enerji kayıpları gösterilmektedir. Ayrıca, eşit nominal değerlere sahip bir MOSFET ile, hızlı ters - algılamalı bir FREDFETin karakteristikleri de karşılaştırılmaktadır. Her iki halde de minimum enerji kaybı, ters - algılama maksimum akımının, dizayn sırasında dikkate alınan yük akımına eşit değeri verecek L değeri ile elde edilmektedir. Bununla birlikte

FREDFETler, konvansiyonel elemanlara oranla daha az enerji kaybına neden olmaktadır. L' nin optimum değeri 3.23 nolu ifadeye, üretici firma tarafından belirlenen yük miktarı ile :

$$L_{OPT} = (2 \cdot V_{DD} \cdot Q_{RR}) / I_L^2 \quad (3.25)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil - 3.23 Dahili diyot enerji kayıplarının bobin değerine göre aldığı değerler

Paralel bağlı seri R - C elemanının seçimi sırasında, ters - paralel bağlı diyodun ters - algılaması esnasında, dV / dt ' nin sınırlanması hedeflenir. Tecrübeler neticesinde, $1V / ns$ ' nin güvenli bir çalışma sağlayacağı gözlemlenmiş olup :

$$C = (I_L) nF \quad (3.26)$$

olması uygun görülmüştür. Yardımcı anahtarlama düzenlerinde kullanılan rezistif komponentlerin seçiminde de, benzer bir tutum sergilenmektedir.

3.4.2. KUTUP MODÜLLERİNİN PARALEL ÇALIŞMASI

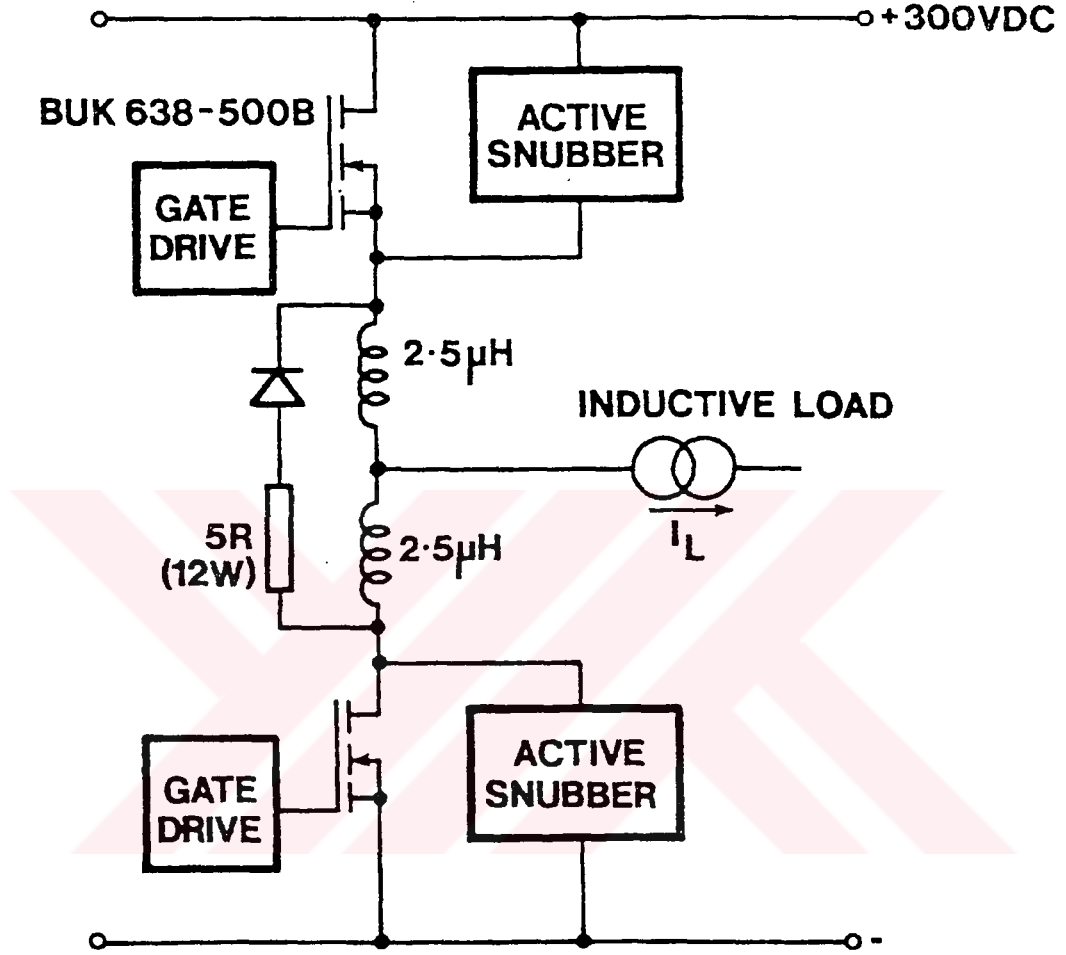
Bu başlık altında bahsedilen paralelleme ile anlatılmak istenen, paralel bağlanması gereken modül sayısı ve bunların aynı bir DC bara üzerinden beslenip, aynı kontrol sinyalleri ile anahtarlanmasıdır. Paralel modüller arasındaki transient yük dağılımı, bobin ve paralel bağlı seri R - C elemanındaki kapasitenin değerlerindeki toleranslar ve elemanların anahtarlama anlarındaki değişikliklerden etkilenmektedir. Bu ise, eleman karakteristikleri ve kapı sürme devrelerindeki küçük farklılıkların üzerine ek olarak binmektedir. Transient akım dağılımının kötü oluşunun, en çok paralel bağlı MOSFETlerin aynı anda tetiklenmemesi sonucu ortaya çıktığı gözlemlenmiştir. Yük paylaşımının iyileştirilmesi için bobin değeri artırılabilir, ancak bu defa anahtarlama kayıpları artacaktır. Yine deneyimler sonucu, yük dağılımının, paralel bağlı seri R - C elemanındaki C_s ' in toleransına daha az bağlı olduğu gözlemlenmiştir.

3.4.3. BUK638 - 500B FREDFETLERİ İLE 300V, 10A' LİK BİR KUTUP MODÜLÜ DİZAYN ÖRNEĞİ

Şekil - 3.24' de, BUK638 - 500B FREDFETleri ile kurulan 300V, 10A' lik bir kutba ait devre şeması gösterilmektedir. Bobin değeri, daha önce bahsedilen kriterler dikkate alınarak seçilmiştir.

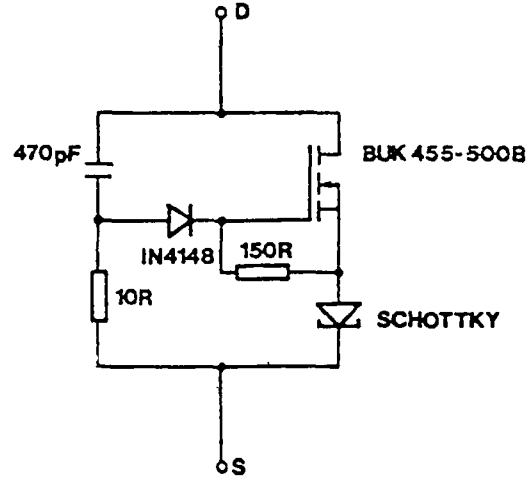
Bu devrede, konvansiyonel R - C elemanı yerine, şekil - 3.25' de gösterilmekte olan dinamik devre kullanılmıştır. Bu devrede de, daha küçük değerli bir BUK455 - 500B MOSFETi bulunmaktadır. Aktif R - C elemanı, düşük yük akımlarında, yüke bağlı olmaksızın dV / dt ' yi koruduğu için daha etkin olmakta ve böylece konvansiyonel R - C' lerden farklı olarak R - C elemanı kayıpları yük ile birlikte değişmemektedir. Ayrıca, aktif

R - C elemanı daha kompakt ve hibrid montaja daha uygundur. İkinci bir MOSFET ve düşük gerilimli bir güç diyodu, maliyet bakımından bir dezavantaj gibi görünse de, konvansiyonel elemanlardaki yüksek gerilimli kapasite ve diyotla iyi bir rekabete girebilmektedir.

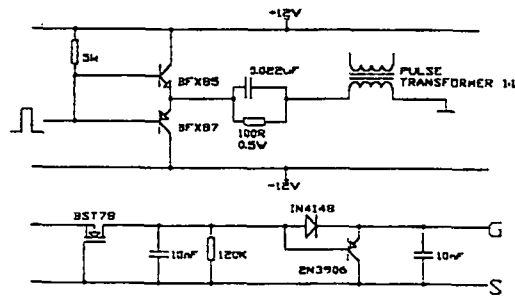


Şekil - 3.24 10A'lık bir inverter kutbu devre şeması

Şekil - 3.26' da kapı sürme devreleri gösterilmektedir. Kapı ve emetör arasına bağlanan PNP transistör ile, kesim sırasındaki empedans azaltılmış olur. Böylece anahtarlaşma performansı iyileştirilmiş olup, ana tetikleme elemanlarındaki herhangi bir Miller etkisinin önüne geçilmiş olur.



Şekil - 3.25 Dinamik R - C elemanı



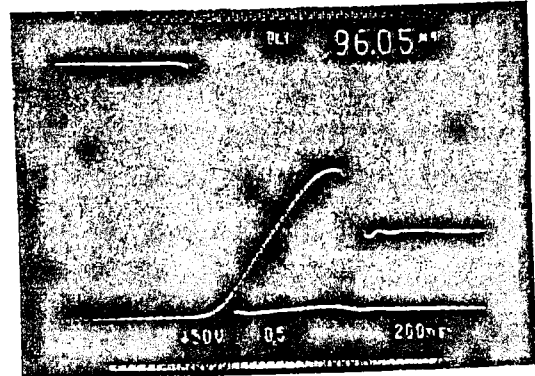
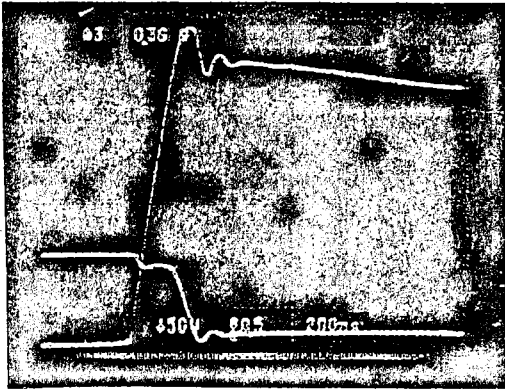
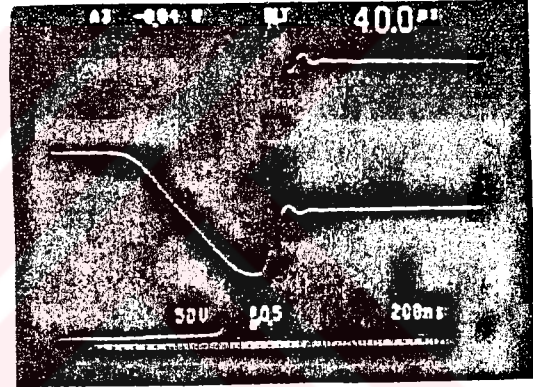
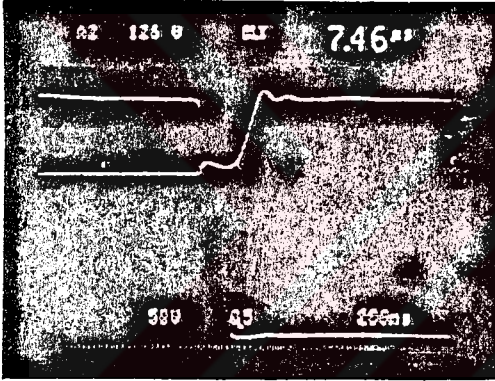
Şekil - 3.26 Kapı sürme devresi

3.4.4. FREDFETLİ MODÜLÜN PERFORMANSI

Şekil - 3.27 ve 3.28' de, 10A yük ve 300V DC bara gerilimli, tek bir kutba ait, alt ve üst anahtarlama elemanlarına ilişkin tipik gerilim ve akım dalga şekilleri gösterilmektedir.

Şekil - 3.28' de, seri bobin ve aktif R - C elemanı ile FREDFETin dahili diyodunun nasıl güvenli bir şekilde ters - algılamasının yapıldığı gösterilmektedir.

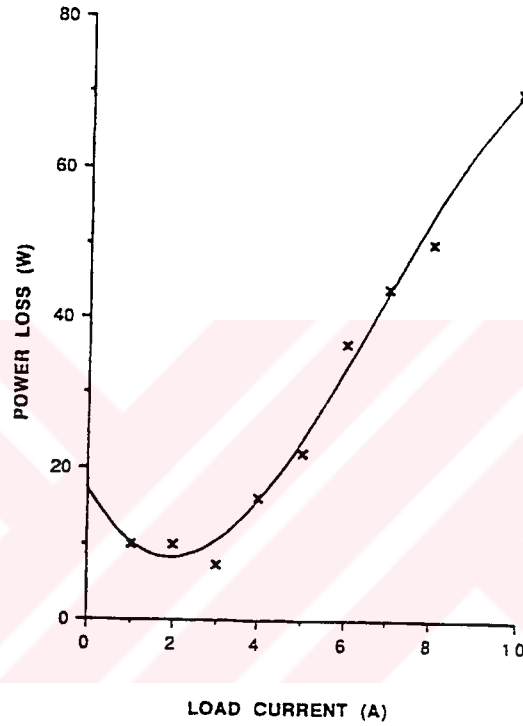
Şekil - 3.29' da ise, 20KHz' de tetiklenmekte olan bir modüle ait kayıplar gösterilmektedir. Bunlar genellikle iletim kayıplarından teşekkül etmekte olup, anahtarlama kayıpları yalnızca üçüncü derecede büyük kayıp miktarını oluşturmaktadır. Anahtarlama kayıpları daha ziyade anahtarlama yardımcı devrelerinde açığa çıktığı için, FREDFETler maksimum performanslarına yakın noktada



Şekil - 3.27 Üst koldaki anahtarlama elemanlarının iletim giriş ve iletimden çıkışları

Şekil - 3.28 Alt koldaki anahtarlama elemanlarının iletim giriş ve iletimden çıkışları

kullanılabilir. Daha büyük frekanslarda, söz gelimi 40KHz, 10A' de, kayıplar pek fazla artmayacak ve 95W civarında olacaktır.

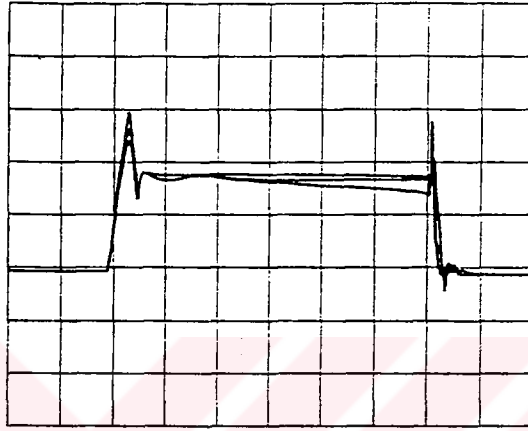


Şekil - 3.29 20KHz'lik anahtarlama frekansında oluşan kayıplar

Dört adet modül paralel bağlanmış ve aynı soğutucu üzerine monte edilmiştir. Modüller, 300V, 40A' in üzerinde kendi kapasitelerinin dört kat üzerinde bu yolla kullanılabilirler. 0,33C/W' lık ortak bir soğutucu ile, toplam 40A, 300V' luk paralel bağlı düzeni, 20KHz' de, sürekli olarak maksimum değerinde kullanmak mümkündür. Şekil - 3.30' da, üst taraftaki FREDFETlerin herbirine ait akımlar

gösterilmekte olup, anahtarlama anlarında bile akım dağılımının oldukça iyi olduğu görülmektedir.

Böylelikle, paralel bağlı modüller vasıtası ile, 20KHz' in üzerinde, verimli bir çalışma elde edilebilmektedir.



5 A/div
2 μ s/div

Şekil - 3.30 FREDFET akım dalga şekilleri

4. MİKROİŞLEMCİLER ve MİKRODENETLEYİCİLER

Günümüzde mikroişlemciler vaz geçilmez elemanlardır.Sayısal işlem yada hesap gerektiren yerlerde büyük kolaylıklar sağlarlar. Bilgisayarlar,mikroişlemci,bellek ve giriş çıkış birimlerinden oluşur ve tek başına çalışabilen sistemlerdir.Bir mikrodenetleyici de bilgisayara benzemektedir.Tek farkı,tüm birimlerin (işlemci,bellek ve giriş - çıkış birimleri) aynı yonganın içinde olmasıdır.Böylece tek bir yonga ,entegre ile bir sistem yapılabilir.

Bu sistemler birbirinden bağımsız çalışabildikleri gibi,birbirine bağlı olarak da çalışabilir.Örneğin,tek bir motoru kontrol eden bir sistem bağımsız çalışır.Fakat,eğer motor kontrol sistemi başka sistemlerden onay yada bilgi beklerse,bu sistem artık bağımsız değildir.

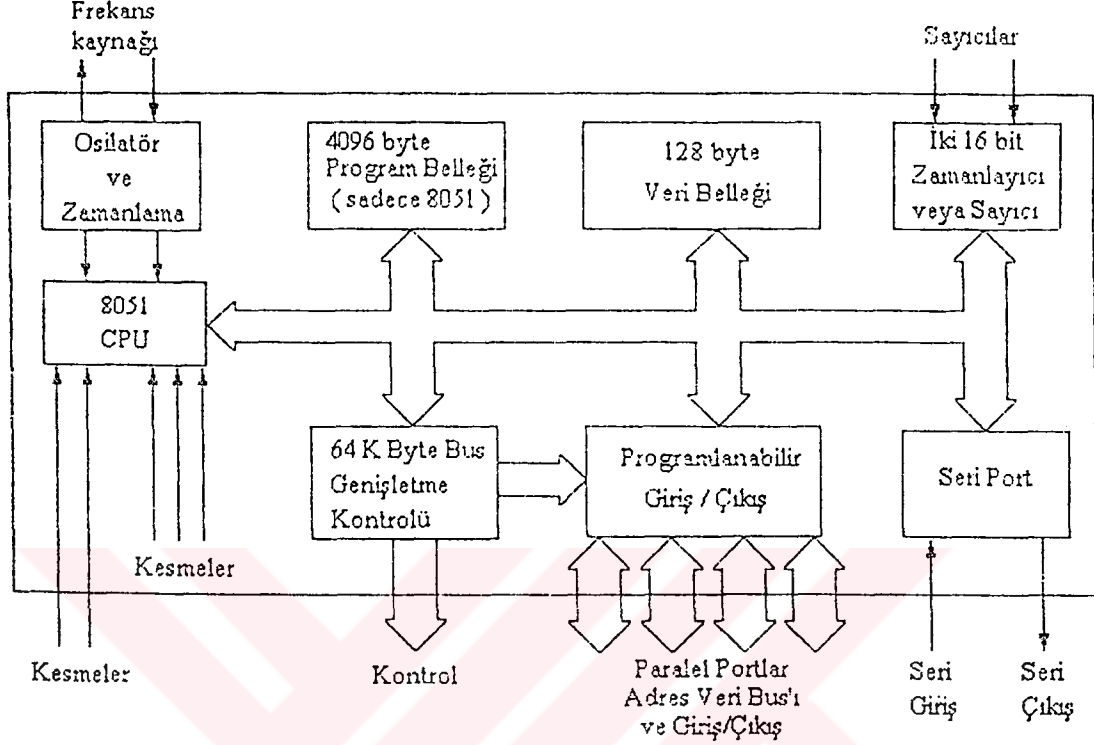
4.1. 8031 MİKRODENETLEYİCİSİ

8031,8 - bitlik tek yonga mikrodenetleyicisi olup,8051 ailesinin ROMsuz (program belleği olmayan) üyesidir.Bu denetleyici,3.5 - 12MHz arasında çalışabilir ve aşağıdaki özelliklere sahiptir :

- tek 5V' luk besleme gerilimi
- yonga üzerinde 128 byte veri belleği
- yazılımla belirlenebilen 128 tane bayrak
- dört adet register (kaydedici) takımı
- 64KB' a kadar adreslenebilen dış program ve veri belleği
- 12mhz' lik kristal frekansı ile 1µs' lik komut süresi
- 16 çift yönlü I / O (giriş - çıkış) hattı (iki adet 8 - bitlik port yapısında)
- yüksek hızlı,programlanabilen seri port
- iki adet çok modlu 16 - bit zamanlayıcı / sayıcı
- doğrudan byte ve bit adreslemesi

8031 mikrodenetleyicisine ait bacak bağlantıları ve işlevlerini belirtecek olursak :

P1.0 - P1.7 : 1'den 8'e kadar olan bacaklardır.Giriş - çıkış olarak kullanılırlar.Aynı zamanda adreslemede alt adres byte'ını taşır.

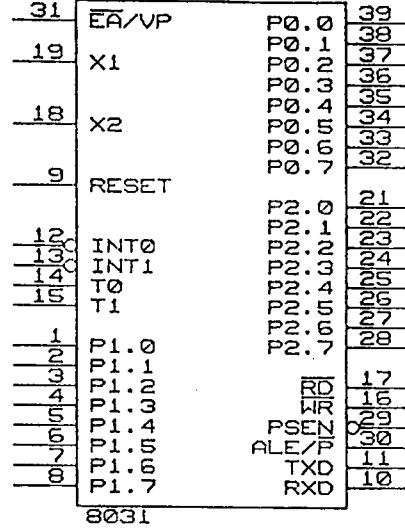


Şekil - 4.1 8031 mikrodenetleyicisinin iç yapısı

RESET : 9 nolu bacadır. Giriş olarak kullanılabilir. Bu bacağına yüksek seviyeli bir giriş verilirse, 8031 resetlenir. Kendi içindeki bir direnç sayesinde, sadece bir kapasitenin V_{CC} 'ye bağlanması ile, 8031 başlangıçta resetlenecektir.

P3.0 - P3.7 : 10'dan 17'ye kadar olan uçlardır. Giriş - çıkış olarak kullanılabilir. Bunun yanı sıra, kesme, zamanlayıcı, seri port, RD ve WR bacaklarına da sahiptir.

- RXD (P3.0) : Seri port veri girişi (asenكرون) yada veri giriş - çıkışı (senكرون)
- TXD (P3.1) : Seri port veri çıkışı (asenكرون) yada zamanlama sinyali (senكرون)
- INT0 (P3.2) : Kesme0 girişi yada sayıcı0 kontrol girişi.
- INT1 (P3.3) : Kesme1 girişi yada sayıcı1 kontrol girişi.



Şekil - 4.2 8031 mikrodenetleyicisinin bacak bağlantıları

- T0 (P3.4) : Sayıcı0 girişi.
- T1 (P3.5) : Sayıcı1 girişi.
- WR (P3.6) : Yazma kontrol sinyali.Port0'ın veri byte'larını dış veri belleğine yazar.
- RD (P3.7) : Okuma kontrol sinyali.Port0'a dış veri belleğindeki byte'ları yazar.

X1 : 19 numaralı bacaktır.Kristalin bir ucu bağlanır.

X2 : 18 numaralı bacaktır.Kristalin bir ucu bağlanır.

P2.1 - P2.7 : 21 - 28 arasındaki uçları kapsamaktadır.8 - bitlik giriş - çıkışın yanısıra yüksek adres byte'ını dış belleğe gönderir.

PSEN : 29 numaralı bacaktır.Çıkış olarak kullanılır.Program saklama onay çıkışı dış program belleğini bus'a bağlayan kontrol sinyalidir.Her 6 osilatör periyodunda bir aktif olur.

ALE : 30 numaralı uçtur.Çıkış olarak kullanılır.Adres tutma onay çıkışı normal işlem sırasında adresin dış bellekte tutulmasını sağlar.Her 6 osilatör peryodunda bir aktif olur.

EA : 31 numaralı uçtur.Giriş olarak kullanılır.8031 mikrodenetleyicisinde daima 0'a çekilir.

P0.0 - P0.7 : 39 - 32 arasında kalan bacakları içermektedir.Giriş - çıkış olarak kullanılır.Bunun yanısıra,özel bir yol çoklama ile düşük adres ve veri bus'ının bağlantısıdır.

V_{CC} : 40 numaralı bacaktır.+5V besleme girişi olarak kullanılır.

V_{SS} : 20 numaralı bacaktır.0 (toprak) ucudur.

4.2. 8031' in DIŞ PROGRAM BELLEĞİNE BAĞLANMASI

8031 denetleyicisinin iç program belleği yoktur.Bundan dolayı tüm program bir dış bellekte bulunur.Bu bellek bir EPROM yada bir EEPROM olabilir.8031,dış program belleğine erişebilmek için,Port - 0 ve Port - 2' nin yanında EA,PSEN ve ALE kontrol sinyallerini kullanır.Mikrodenetleyici sisteminde,program belleğinin kullanılması altı temel husus ile belirlenir :

EA : İç veri belleğinin kullanılıp kullanılmayacağını seçer.Eğer " 1 " olursa,program iç bellekten başlar ve dış bellekte devam eder." 0 " olursa yalnızca dış bellek kullanılır.8031' in iç belleği olmadığından dolayı,EA her zaman " 0 " olmalıdır.

PSEN : Program saklama onay çıkışıdır ve dış program belleğindeki verinin bus' a çıkmasına izin verir.Her altı osilatör peryodunda aktif olur.

CS : Birden fazla dış belleğin olması durumunda,istenilen belleğin seçilmesine yardımcı olur.Bir tek bellek varsa " 0 " a çekilir.

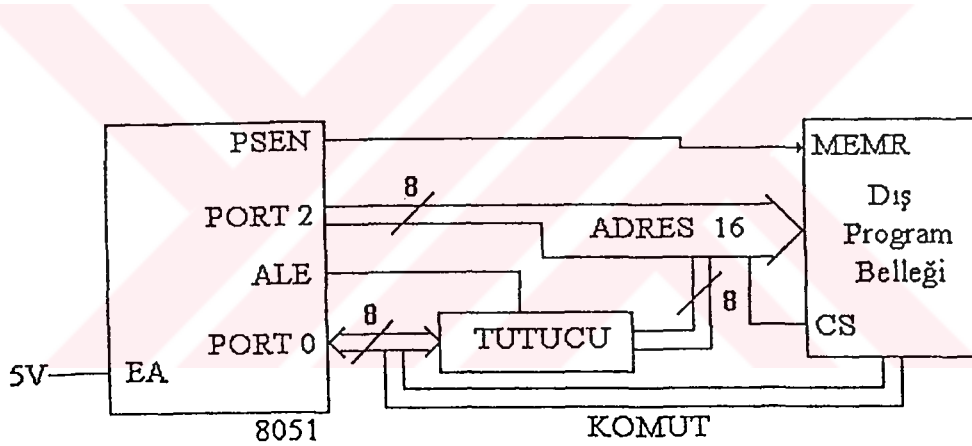
ALE : Port - 0 hem veri bus' ı için,hem de adres bilgisinin alt 8 biti için kullanılır.Bundan dolayı Port - 0 bir tutucu aracılığı ile belleğe bağlanır.ALE,

tutucunun bilgiyi tut sinyalidir ve gerekli zamanlamayı oluşturur.

Data Bus : Verinin iletildiği yoldur.Doğrudan bellek ile Port - 0 arasında bağlanır.

Adres Bus : İstenilen verinin bellekteki adresini gösterir.İki bytedan oluşur ve alt byte için Port - 0,üst byte için ise Port - 2 kullanılır.

Program belleğinden komut almak iki aşamada gerçekleşir.Önce, Port - 2 adres bilgisinin üst byte'ı ve Port - 0 ise alt byteı ile yüklenir.Tutucu alt adres byte'ını tutacak şekilde bir ALE sinyali alır.Ardından PSEN sinyali bellekteki verinin,data busa çıkmasına ve 8031 tarafından okunmasına izin verir.



Şekil - 4.3 8031'e dış program belleğinin bağlanması

5. DENEY DEVRESİNİN İNCELENMESİ

5.1. KONTROL DEVRESİ

Deney devresinin amacı,8031 mikrodnetleyicisi yardımıyla,üç - fazlı bir PWM inverter üzerinden bir AC motorun hız kontrolunun yapılmasıdır.Günümüz modern teknolojisinde,sağladığı pek çok imkan ve kolay kullanım nedeniyle mikrodnetleyicilerden,bu tip konverterlerin imalinde büyük ölçüde yararlanılmaktadır.Uygun geri besleme sinyalleri ve kontrol akış şemasının iyi bir şekilde uygulandığı yazılımlar vasıtasıyla kusursuz dizaynlar yapılabilir.Gerek bu geribesleme sinyallerinin alınması,gerek referans bilgilerin denetleyiciye girilmesi ve gerekse programın incelenmesi işlemlerini farklı farklı başlıklar altında toplamamız uygun olacaktır.

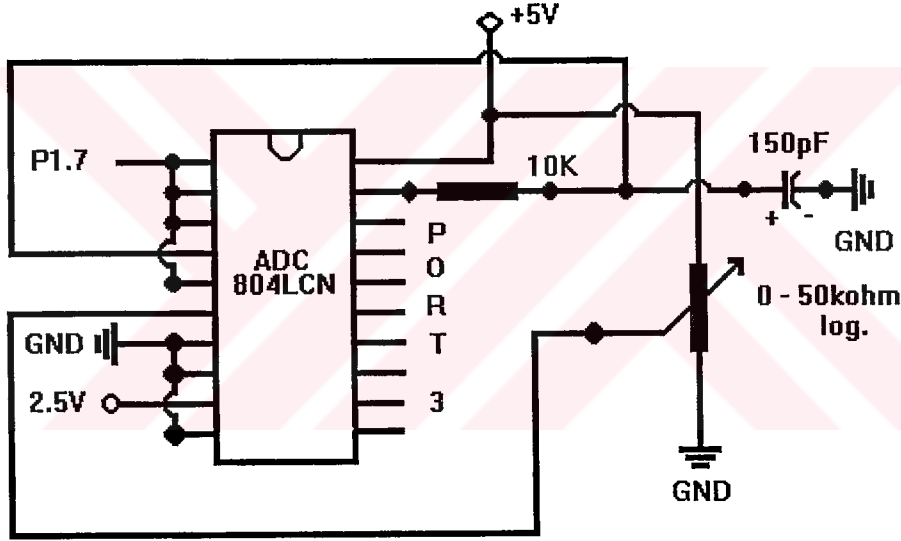
5.1.1. ADC80X ANALOG - DİJİTAL DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ

ADC801,ADC802,ADC803,ADC804 ve ADC805 CMOS tipte,256R ürünleri ile benzer nitelikte,diferansiyel bir potansiyometre ile kullanılan analog - dijital dönüştürücülerdir.Bu konverterler,direkt olarak veri yolunu süren 3 - konumlu çıkışlara sahip NSC800 ve INS8080A türevsel kontrol veri yolları ile çalışabilecek şekilde dizayn edilmiştir.Bunlar,veri bölgeleri yada mikrodnetleyicilere I / O bağlantıları olarak,arabirim elemanı olmaksızın kullanılabilirler.

Bu ADC'nin özellikleri arasında :

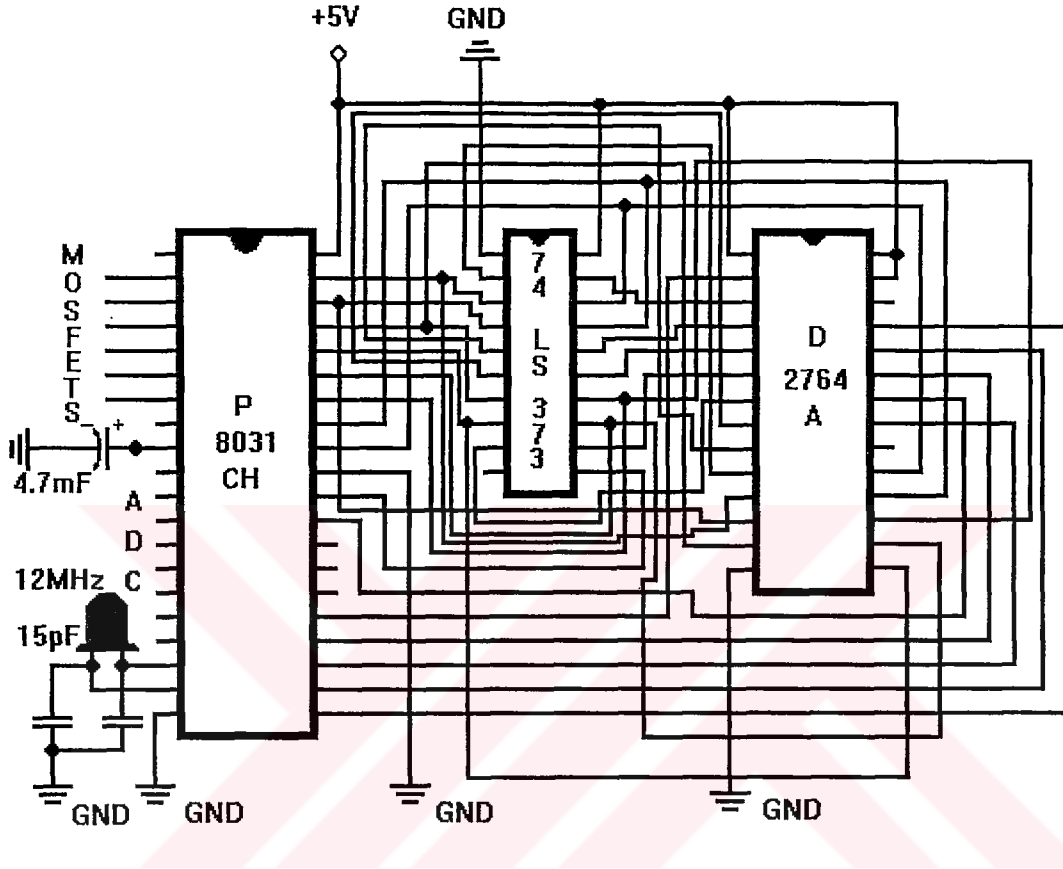
- 135ns'lik geçiş süresi
- tüm mikrodnetleyicilere kolay bağlantı yada tek başına çalışma
- diferansiyel analog giriş
- gerek MOS ve gerekse TTL gerilim seviyelerini sağlayan lojik giriş ve çıkışlar
- 2.5V'luk (LM336) gerilim referansı ile çalışma
- dahili saat darbesi generatörü
- tek bir 5V'luk besleme ile 0 - 5V arası analog giriş
- sıfır ayarına gerek yok
- 0.3'' standart genişlikli 20 - pin DIP kılıf
- 5V DC, 2.5V DC yada analog referans gerilimi ile orantısal çalışma

8031 mikrodenetleyicisi ile invertere ait PWM anahtarlama sinyalleri elde edilmektedir. Bu işlem yapılırken referans bir hız bilgisi denetleyiciye girilmektedir. Bu bilgi, bir potansiyometre aracılığı ile belirtilmekte olup, doğal olarak analog bir sinyal şeklindedir. Denetleyicinin bu sinyali görebilmesi için bir ADC dönüştürücüden yararlanılmaktadır. Böylelikle, potansiyometre ile analog olarak girilen referans hız bilgisi, denetleyiciye dijital olarak verilmektedir. Bu işleme ait devre şeması şekil - 5.1' de gösterilmektedir.



Şekil - 5.1 Referans hız bilgisinin 8031'e girilmesi

8031 mikrodenetleyicisinin, daha önce de belirtildiği gibi özel bir takım kaydediciler haricinde, herhangi bir belleği bulunmamaktadır. Dolayısıyla yazılıp, derlenecek olan program, ancak harici bir bellekte tutulabilecektir. Bu harici bellek bir EPROM yada bir EEPROM olabilir. Bu durumda, denetleyicinin bu harici bellek ile haberleşebilmesi gerekmektedir. Buna ait devre şeması ise şekil - 5.2' de gösterilmektedir.



Şekil - 5.2 Mikrodenetleyici - tutucu - harici bellek üçlüsünün bağlantısı

5.1.2. SÜRÜCÜ YAZILI MI

```

ORG 0
JMP INITIAL
ORG 20H
JMP INITIAL
MOV P1,#11111111B
INITIAL:
MOV R0,#100
MOV 31H,#5

```

```

MOV 32H,#250
MOV 33H,#217
MOV R1,#55
MOV R2,#75
MOV R3,#75
MOV R4,#3
MOV R6,#9
MOV 11H,#100
MOV 12H,#100
MOV 13H,#100
CHARGINGTIME:  DJNZ 11H,CHARGINGTIME
                MOV 11H,#100
                DJNZ 12H,CHARGINGTIME
                MOV 12H,#100
                DJNZ 13H,CHARGINGTIME
                MOV 13H,#100
PULSE1:        MOV P1,#10011101B
COUNTPULSE1: DJNZ R0,COUNTPULSE1
                MOV R0,#100
                DJNZ 31H,COUNTPULSE1
                MOV 31H,#5
NOPULSE1:     MOV P1,#11111111B
COUNTNOPULSE1: DJNZ R1,COUNTNOPULSE1
                MOV R1,#55
                DJNZ R2,COUNTNOPULSE1
                MOV A,R3
                MOV R2,A
CHOPPER1:    DJNZ R4,PULSE1
                MOV R4,#3
PULSE2:      MOV P1,#10111001B
COUNTPULSE2: DJNZ R0,COUNTPULSE2
                MOV R0,#100
                DJNZ 31H,COUNTPULSE2
                MOV 31H,#5
COUNTNOPULSE2: DJNZ R1,COUNTNOPULSE2

```

```

MOV R1,#55
DJNZ R2,COUNTNOPULSE2
MOV A,R3
MOV R2,A
CHOPPER2: DJNZ R4,PULSE2
MOV R4,#3
PULSE3: MOV P1,#11110001B
COUNTPULSE3: DJNZ R0,COUNTPULSE3
MOV R0,#100
DJNZ 31H,COUNTPULSE3
MOV 31H,#5
NOPULSE : MOV P1,#11111111B
COUNTNOPULSE3: DJNZ R1,COUNTNOPULSE3
MOV R1,#55
DJNZ R2,COUNTNOPULSE3
MOV A,R3
MOV R2,A
CHOPPER3: DJNZ R4,PULSE3
MOV R4,#3
PULSE4: MOV P1,#11100011B
COUNTPULSE4: DJNZ R0,COUNTPULSE4
MOV R0,#100
DJNZ 31H,COUNTPULSE4
MOV 31H,#5
NOPULSE4: MOV P1,#11111111B
COUNTNOPULSE4: DJNZ R1,COUNTNOPULSE4
MOV R1,#55
DJNZ R2,COUNTNOPULSE4
MOV A,R3
MOV R2,A
CHOPPER4: DJNZ R4,PULSE4
MOV R4,#3
PULSE5: MOV P1,#11000111B
COUNTPULSE5: DJNZ R0,COUNTPULSE5
MOV R0,#100

```



```

                                DJNZ 31H,COUNTPULSE5
                                MOV 31H,#5
NOPULSE5:                       MOV P1,#11111111B
COUNTNOPULSE:                 DJNZ R1,COUNTNOPULSE5
                                MOV R1,#55
                                DJNZ R2,COUNTNOPULSE5
                                MOV A,R3
                                MOV R2,A
CHOPPER5:                      DJNZ R4,PULSE5
                                MOV R4,#2
PULSE6A:                       MOV P1,#10001111B
COUNTPULSE6A                 DJNZ R0,COUNTPULSE6A
                                MOV R0,#100
                                DJNZ 31H,COUNTPULSE6A
                                MOV 31H,#5
NOPULSE6A:                     MOV P1,#11111111B
COUNTNOPULSE6A:              DJNZ R1,COUNTNOPULSE6A
                                MOV R1,#55
                                DJNZ R2,COUNTNOPULSE6A
                                MOV A,R3
                                MOV R2,A
CHOPPER6:                      DJNZ R4,PULSE6A
                                MOV R4,#3
PULSE6B:                       MOV P1,#10001111B
                                MOV P1,#00001110B
COUNTADC:                     DJNZ 32H,COUNTADC
                                MOV 32H,#250
COUNTPULSE6B:                DJNZ 33H,COUNTPULSE6B
                                MOV 33H,#217
NOPULSE6B:                     MOV P1,#00001110B
                                NOP
                                NOP
                                NOP
                                NOP
                                NOP

```

```

NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
READINPUT1:  MOV A,P3
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
READINPUT2:  MOV A,P3
READTABLE:   MOV DPTR,#TABLE
CALL TABLE
INPUTCONTROL: MOV R5,A
XRL A,R2
NOCHANGE:    MOV R7,#4
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
JMP ADJUSTMENT
DECELERATION: CLR C
MOV A,R5
SUBB A,R2
JC ACCELERATION
MOV R7,#8
JMP ADJUSTMENT
NOP
```

```

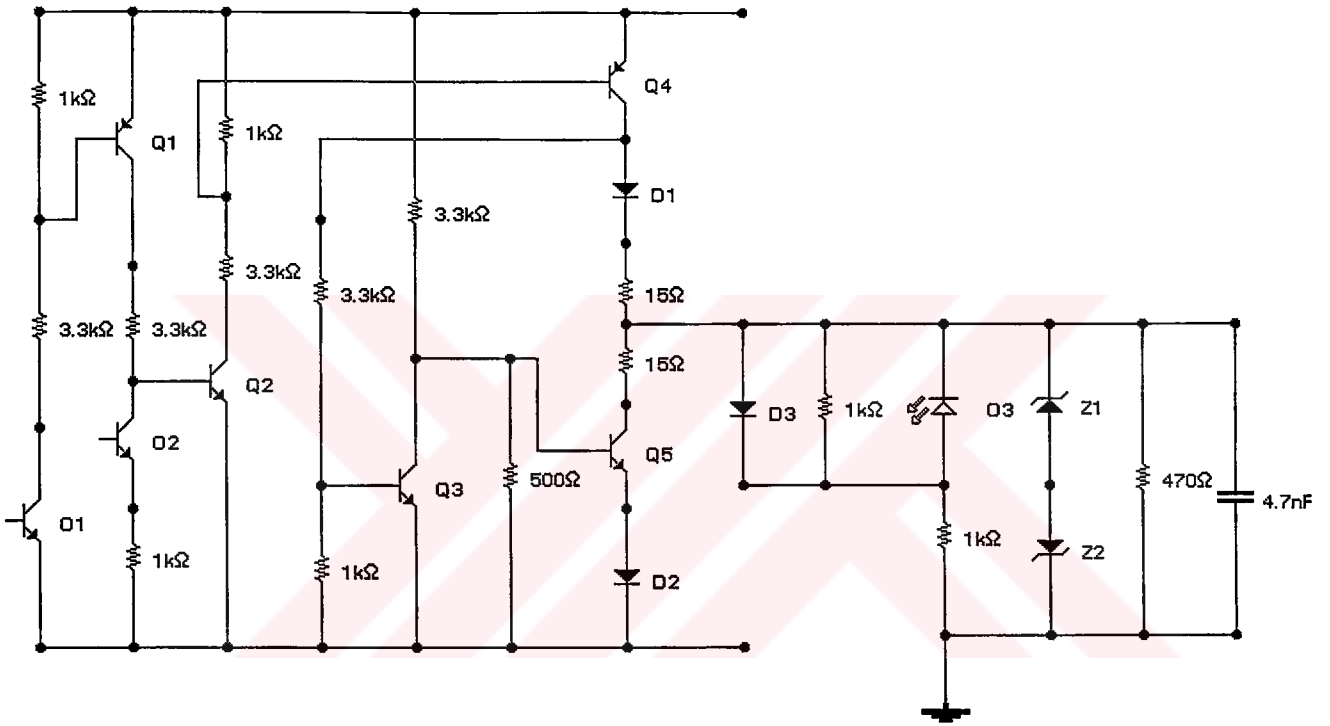
                                NOP
ACCELERATION:                 MOV R7,#2
RAMP:                          DJNZ R6,WAIT3
                                MOV R6,#9
ADJUSTMENT:                   MOV A,R7
                                CLR C
                                MOV C,ACC.3
                                JNC NOADJUSTMENT
DECREASE:                      INC R3
                                MOV A,R3
                                JNZ WAIT1
                                MOV R3,#255
                                NOP
                                NOP
                                NOP
                                NOP
                                JMP NOPULSE6B
NOADJUSTMENT:                 MOV A,R7
                                CLR C
                                MOV C,ACC.2
                                JNC INCREASE
                                NOP
                                NOP
                                NOP
                                NOP
                                JMP NOPULSE6B
INCREASE:                      DEC R3
                                JNZ WAIT2
                                MOV R3,#1
                                JMP NOPULSE6B
WAIT1:                         NOP
                                NOP
                                NOP
                                NOP
                                NOP

```


DB 255,254,253,252,251,250,249,248,247,246
DB 245,244,243,242,241,240,239,238,237,236
DB 235,234,233,232,231,230,229,228,227,226
DB 225,224,223,222,221,220,219,218,217,216
DB 215,214,213,212,211,210,209,208,207,206
DB 205,204,203,202,201,200,199,198,197,196
DB 195,194,193,192,191,190,189,188,187,186
DB 185,184,183,182,181,180,179,178,177,176
DB 175,174,173,172,171,170,169,168,167,166
DB 165,164,163,162,161,160,159,158,157,156
DB 155,154,153,152,151,150,149,148,147,146
DB 145,144,143,142,141,140,139,138,137,136
DB 135,134,133,132,131,130,129,128,127,126
DB 125,124,123,122,121,120,119,118,117,116
DB 115,114,113,112,111,110,109,108,107,106
DB 105,104,103,102,101,100,99,98,97,96
DB 95,94,93,92,91,90,89,88,87,86
DB 85,84,83,82,81,80,79,78,77,76
DB 75,74,73,72,71,70,69,68,67,66
DB 65,64,63,62,61,60,59,58,57,56
DB 55,54,53,52,51,50,49,48,47,46
DB 45,44,43,42,41,40,39,38,37,36
DB 35,34,33,32,31,30,29,28,27,26
DB 25,24,23,22,21,20,19,18,17,16
DB 15,14,13,12,11,10,9,8,7,6
DB 5,4,3,2,1,1

END;

5.2.İZOLASYON - SÜRME DEVRESİ



Şekil - 5.3 İzolasyon - sürme devresi

İzolasyon - sürme devresi, 8031 mikrodenetleyicisinden gelen MOSFET anahtarlama sinyallerinin ana akım devresinden bütünüyle izole edilmesi içindir. Bu devre aynı zamanda bir kuvvetlendirme işlevi de görmektedir, zira MOSFET'lerin ilk iletme

sokulması esnasında,daha önce de belirtildiği gibi 1A'e kadar pik şeklinde akımlar ve 10 - 15V civarında gerilimlere ihtiyaç vardır.8031 mikrodenetleyicisi ne bu pik şeklindeki büyük akımları ne de bu denli yüksek gerilimleri verememektedir.Bu nedenle diğer tüm yarıiletkenlerin kullanıldığı güçelektronığı devrelerinde olduğu gibi, MOSFET'leri sürmek için de sürme devrelerinden yararlanır.Daha önceki bölümlerde MOSFET sürme düzenlerinden bahsedilmişti.Burada da yine temel bazı özellikleri içeren ve bununla birlikte diğer bazı niteliklere de sahip olan,şekil - 5.3'deki izolasyon - sürme devresi kullanılmıştır.

Bu devrede iki adet 4N25 tipte optotransistör kullanılmıştır ki,bunlardan birisi 8031'den gelen anahtarlama sinyalinin izole edilmesi ve diğeri ise aynı inverter kolunda bulunan iki MOSFET'in aynı anda ilettime girmemesi için konulmuş analog düzenlerdir.

İnverter maksimum anahtarlama frekansı 2.4kHz olduğu için bu devre yeterli 4N olmaktadır.Anahtarlama frekansı bir miktar daha yüksek olmalı ise,4N25 optotransistörü yerine 4N35 optotransistörü,anahtarlama frekansı çok daha yüksek olmalı ise,BC327 ve BC337 transistörleri yerine MOSFET'lerden yararlanılmaktadır.

Bu devre MOSFET'in ilettime sokulması gerektiği anlar için Gate -Source arasına +11V ve ilettime çıkarması gerektiği anlar için ise -11V tatbik etmektedir.Böylece MOSFET'lerin ilettime çıkarmaları bir miktar daha garanti altına alınmıştır.

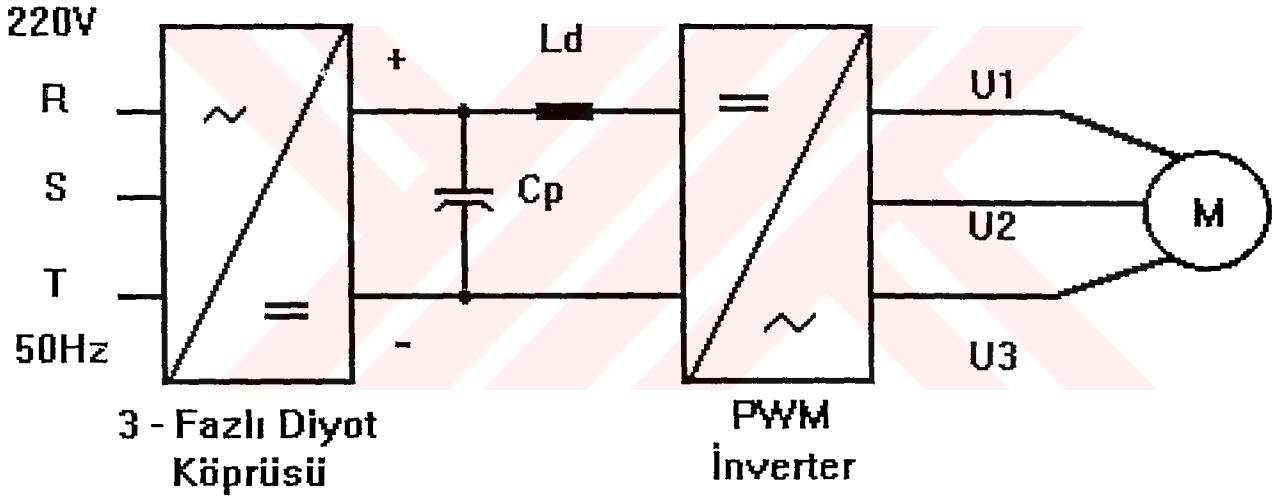
Parazitik etkilerle ilettime girmenin engellenmesi için gerekli olan kapı devresi paralel direnci ile MOSFET kapı devresinin aşırı gerilimler ve aşırı ters gerilimlerden korunması maksadıyla ters - seri bağlı zener diyotlar da mevcut tutulmuştur.

5.3. ANA AKIM DEVRESİ

Konvertere ait ana akım devresi şekil - 5.4'de gösterilmekte olduğu gibi:

- bir adet üç fazlı köprüsü
- bir adet tampon kondansatör

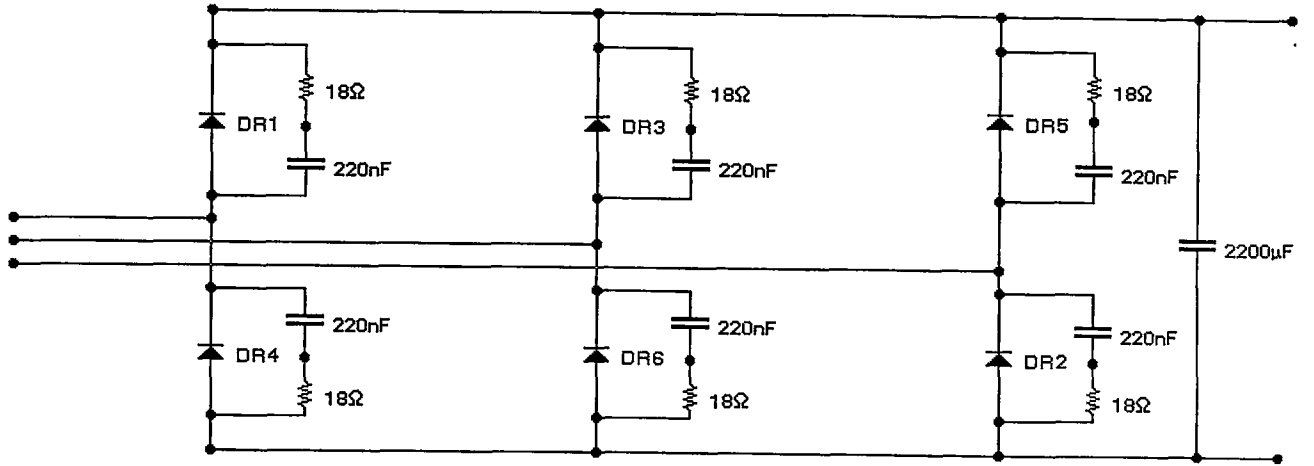
- bir adet şok bobini
- bir adet üç fazlı inverter köprüsü
- ve yarıiletken güç elemanlarına ilişkin paralel bağlı seri R - C elemanlarından oluşmaktadır.



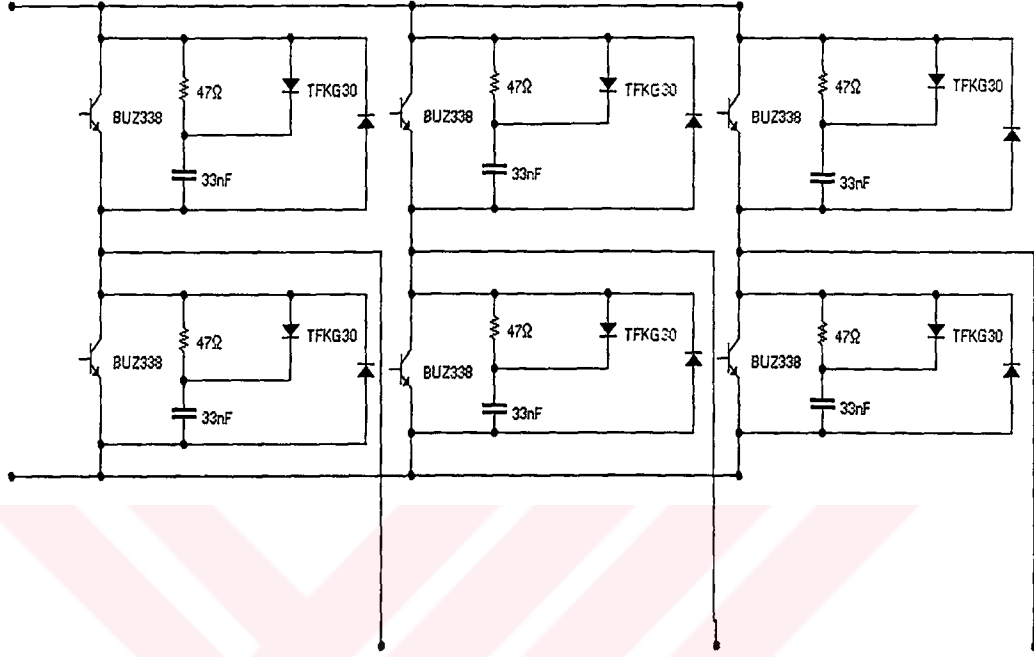
Şekil - 5.4 Üç - fazlı diyot köprüsü ve inverterin blok diyagramı

İnverter DC bara gerilimi üç - fazlı bir diyot köprüsü ile tedarik edilmektedir. Bu diyot köprüsündeki elemanlara R - C elemanı olarak 18Ω - 11W 'lık bir wattlı direnç ve 220nF 2000V'luk kapasiteler bağlanmıştır. DC bara geriliminin süzülmesi ve dalgalanmalarının sınırlanması maksadıyla $2200\mu\text{F}$ - 350V'luk bir tampon kondansatörden yararlanılmıştır. Yine DC bara akımındaki dalgalanmaları sınırlamak maksadıyla birkaç yüz μH 'lik bir şok bobini bağlanmıştır. Anahtarlama elemanı olarak BUZ338 tipi MOSFET'ler kullanılmıştır ki, bunların maksimum gerilimleri 500V olup, DC bara geriliminde birtakım sınırlamalara gidilmiştir. Ayrıca, tampon kondansatör başlangıçta büyük bir şarj akımı çekeceği için, sürücü sisteme besleme gerilimi üç - fazlı bir ototrafo üzerinden yavaş ve kademeli olarak verilmeli, ilgili gerilim değerine ulaştıktan sonra kontrol kumanda ve izolasyon - sürme devresi çalıştırılmalıdır. Üç - fazlı köprü inverterin çıkışında, faz - nötr gerilimi olarak 6 - basamaklı, PWM şeklinde bir dalga formu elde edilmektedir.

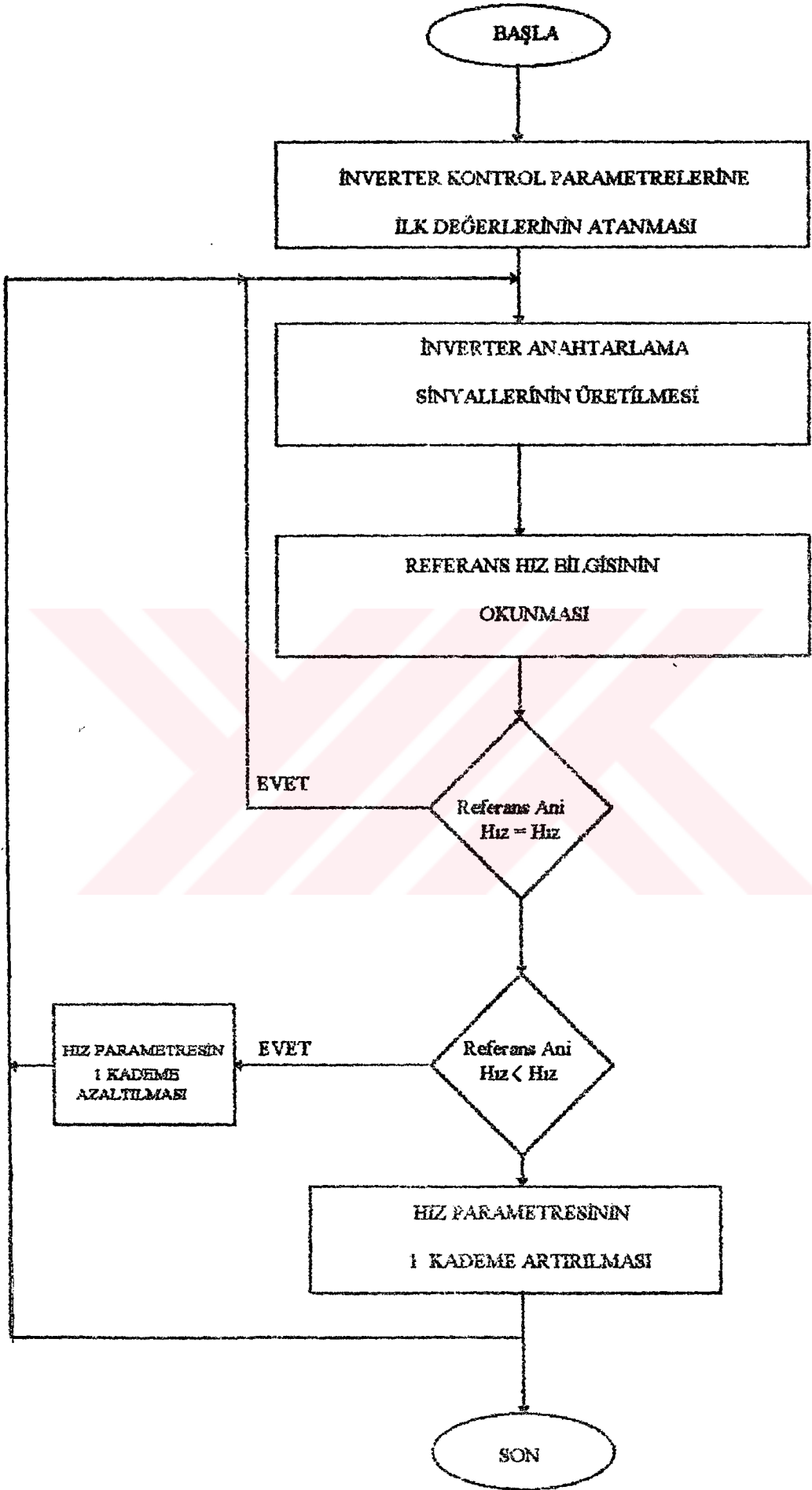
Şekil - 5.5 ve şekil - 5.6'da ise, şekil - 5.4'de blok diyagram olarak gösterilmiş olan diyot köprüsü ve inverterin açık devre şemaları bulunmaktadır.



Şekil - 5.5 Üç - fazlı diyot köprüsü



Şekil - 5.6 Üç - fazlı köprü inverter



6. SONUÇ

Uygulama devresinde, üç fazlı gerilim kontrollü bir inverter gerçekleştirilmiştir. Bu invertere bir yarım periyotta 18 darbesi olan PWM uygulanmış ve inverterle 0,75kW'lık bir motor beslenmiştir. Gerçekleştirilen sürme devresiyle aynı kol üzerinde meydana gelebilecek kısa devreler önlenmiştir.

Motor devrinin ayarı, bir ADC üzerinden gerçekleştirilmiş ve devir kademeleri arasındaki geçişler soft - start olarak gerçekleştirilmiştir. Böylece devir kademeleri arasındaki geçişlerde meydana gelen akım darbeleri minimuma indirgenmiştir. Güç devresinde kullanılan diyot ve mosfetlerin seçiminde, bu elemanların iletme girme ve iletimden çıkma esnasında meydana gelebilecek akım ve gerilim pikleri göz önüne alınmıştır.

Yazılan program gerçekleştirilmeye müsaittir. Program temel alınarak, motora uygulanacak kontroller bu programa eklenebilir.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi :10 Ekim 1973
Doğum Yeri :Üsküdar
İlk Öğrenim :Kazım Karabekir İlkokulu (İstanbul) 1979 - 1984
Orta Öğrenim :Kazım Karabekir Ortaokulu (İstanbul) 1984 - 1987
Uluğbey Özel Deneme Lisesi (İstanbul) 1987 - 1991
Lisans Öğrenimi :Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği 1991 - 1995
Yüksek Lisans Öğrenimi: Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği 1995 -



KAYNAKLAR

- 1- BOSE B.K. 1986.Powerelectronics and AC Drives 232 -262
- 2- Intel, MCS - 51 Programmer's Guide and Instruction Set 5.1 - 7.111
- 3- MAHAN Elek.Müh.Salih, 1995.Analog Bir İşaretin Mikrodenetleyici ve Bilgisayar Üzerinden İncelenmesi : 1 - 40
- 4- National Semiconductor Volume - 2, 1991 : 2.22 - 2.53
- 5- Philips Components, 1987. Powersemiconductor Aplications : 3.19 - 3.49
- 6- GÜLGÜN Prof.Remzi, 1995 : 295 -301
- 7- BODUR Doç.Dr.Hacı, 1995. Güçelektronığı Kontrol ve Koruma Düzenleri Yüksek Lisans Ders Notları

