

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ & FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Üç Fazlı Asenkron Mak.
Devir Sayısı Ayar Prensipleri

İbrahim Şenol

Yüksek Lisans Tezi

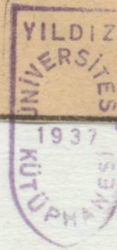
ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNALARDA
DEVİR SAYISI AYAR PRENSİPLERİ

(YÜKSEK LİSANS TEZİ)

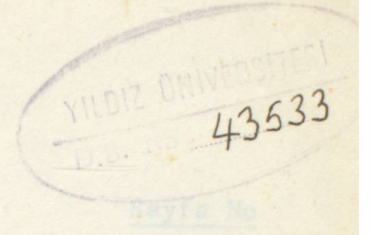
ELK.MÜH. İBRAHİM ŞENOL

YILDIZ UNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152
Alındığı Yer : Fen Bil. Ens. 60
Tarih : 8.12.1988
Fatura :
Fiatı : 4000 TL
Ayniyat No : 1/21
Kayıt No : 45746
UDC : 378.242
Ek : 621.38



161-



ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNALARDA DEVİR SAYISI AYAR PRENSİPLERİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İBRAHİM ŞENOL

ELEKTRİK MÜHENDİSİ

HAZİRAN 1987

İ Ç İ N D E K İ L E R

Sayfa No

ÖZET

SUMMARY

I. GİRİŞ	1
✓ 2. MOTOR HIZ KONTROLÜNE GİRİŞ	3
2.1. D.C.Motorların Faz Kontrolü	3
2.2. D.C.Motorların CHOPPER (Periyodik Kesici) Kontrolü	4
✓ 2.3. A.C Motor	5
✓ 2.4. A.C Motorlar için İnverter	6
✓ 3. PWM (Pulse-Width Modulation) SİSTEMİ İLE HIZ KONTROLÜ İÇİN İNVERTER	25
3.1. İnverter Dizaynı- Bağlantıları ve Çözümleri	27
3.2. İnverter için Giriş Bilgileri	32
3.3. Ana Tristör ve Diyotların Seçimi	33
3.4. Komütasyon- Tristör ve Diyotlarının Seçimi	35
3.5. Pasif Komütasyon Elemanlarının Seçimi	37
3.6. Akım ve Gerilim Yükselme Hızını Yavaşlatan Devrelerin ve Elemanlarının Seçimi	41
3.7. Düşürücü ve Gerilim Kırpıcı Devreler için Eleman Seçimi	44
3.8. Güç Yarı İletkenleri için Soğutucuların Seçimi	47
4. LSI (Large-Scale Integrated) KULLANARAK A.C MOTORLARIN HIZ KONTROLÜ	53
4.1. HEF 4752 V'in Dahili Yapısı	56
4.2. HEF 4752 V'in Giriş ve Çıkış Fonksiyonları	58
4.3. Data Girişleri I, K,L	60
4.4. Kontrol Çıkışları	65

İÇİNDEKİLER

5. SONUÇ	69
6. FAYDALANILAN KAYNAKLAR	70
7. ÖZGEÇMİŞ	71

Ö Z E T

Lisansüstü bitirme çalışması olarak hazırlanan bu tezde, üç fazlı Asenkron Makinaların hız ayarı teorik olarak incelenmiştir.

Üç ana kısımdan oluşan bu çalışmada, İlk bölümde, D.C. ve A.C motorların hız kontrolü ve bunlar için mevcut inverter devrelerden bahsedilmiş, daha sonraki kısımlarla ilgili açıklamalar verilmiştir. İkinci bölümde, PWM ile motor hız kontrolü için inverter dizaynı ve üçüncü bölümde ise PWM kontrolünü mükemmelleştiren LSI entegresi incelenmiştir.

Bu lisansüstü bitirme çalışmasını veren ve bu çalışma süresince değerli bilgi ve yardımları ile tezin hazırlanmasında büyük katkıları olan Hocam Sayın Prof.Basri ÇETİN'e ve ayrıca hiçbir yardımı esirgemeyen Sayın Uzman Mebrure ŞANAL'a şükranlarımı sunmayı bir borç bilirim.

Saygılarımla,

İbrahim ŞENOL

S U M M A R Y

This study is an M.Sc. thesis on the speed control of Three-phase Induction Motors.

Of the three main sections, the first is devoted to the speed control of DC and AC motors and inverter circuits available for this purpose and gives explanations related to the subsequent sections. The second section is concerned with the design of inverters for speed control by PWM, and the third looks at LSI integrated circuits which bring an improvement upon the PWM control.

I should like to mention my indebtedness to Prof. Basri ÇETİN for assigning me with this study and for his valuable guidance and contributions during the work. I am also grateful to my colleague Mrs. Mebrure ŞANAL for the great help that she never spared from me.

Yours Sincerely

İbrahim ŞENOL

I. GİRİŞ

Endüstride gerek kontrol edilebilmeleri ve gerekse yapımlarının kolay olmasından dolayı, tahrik sistemlerinde çoğunlukla elektrik motoru kullanılır. Bu tahrik sistemlerinin çoğunun temelinde sağlam güvenilir ve nispeten ucuz olan a.c indüksiyon (asenكرون) motorlar vardır.

Tahrik hızını kontrol etmek için birçok metodlar geliştirilmiş ve geliştirilmektedir. Mekanik ve hidrolik kontrol sistemlerinden, elektriksel ve elektroniksel kontrol sistemlerine geçilmektedir. Günümüzde, örneğin d.c motorlarda hız direkt olarak kontrol edilebilir. Fakat, bugün tahrik sistemi üretenler standart 3 fazlı indüksiyon (asenكرون) motorunun elektriksel olarak hızını ayarlamayı arzu etmektedirler. Bu amaç teknik bakımdan son yıllarda mümkün oldu ve güç elektroniği elemanları ile entegre devre teknolojisindeki ilerlemelerle, analog ve digital kontrol sistemleri diğer alternatif sistemlerle rekabete girişmiştir.

Konuya mevcut elektronik sistemleri ve bunlardaki gelişmeleri anlatmakla başlayacağız, Bunu da iki yöntem d.c motorların kontrollerini incelemekle (Faz kontrol ve CHOPPER kontrol sistemleri) ve sonra, üç fazlı indüksiyon motorların karakteristiklerini, motor hızının frekansa bağlı olduğunu ve kontrol içinde hem frekansın hem de gerilimin gerekliliği açıklanacaktır. Bunları sağlayan bir kontrol sistemi de, motoru besleyen gerilimi ve frekansı istenilen değerlere ayarlayan bir inverter ile başarılacaktır. Buraya kadar söylediğimiz sistemlerin bazı kusurları vardı, asıl biz burada yeni bir sistemden bahsedeceğiz: PULSE - WIDTH MODULATION (PWM) darbe modülasyonu diyebileceğimiz sistemi mükemmelleştiren LARGE SCALE INTEGRATED (LSI), geniş ölçekli entegreyi açıklayacağız ki, bu sadece motor kontrolü için geliştirilmiş mükemmel bir entegredir.

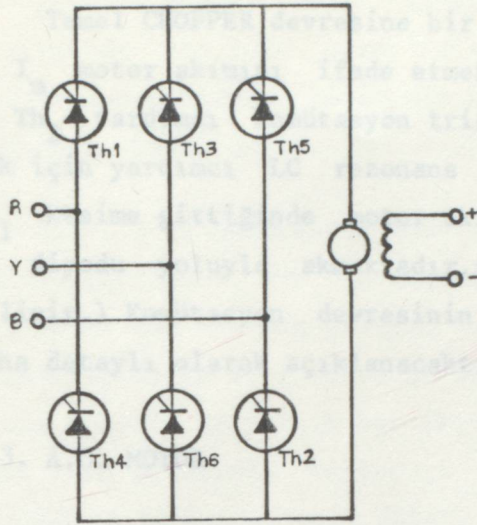
2. MOTOR HIZ KONTROLUNA GİRİŞ

Genellikle doğru akım makinesinin hız kontrolunda kullanılan Ward-Leonard sistemi 3 tane elektrik makinesi içerir, bunlar 3 fazlı indüksiyon motor, bir d.c generatör ve bir de Motordur. Şimdi bu karmaşık, kompleks ve yer kaplıyan elektromekanik sistem yerine oldukça sade, küçük, hafif ve ucuz elektronik sistemler kullanılmakta ve motor kontrolü 6 tristör içeren bir çift köprü devre ile sağlanmaktadır. Ayrıca elektronik sistemin, elektromekanik sisteme nazaran daha yüksek bir verimlilik sağladığı ve cevap süresinin kısa olduğu söylenebilir.

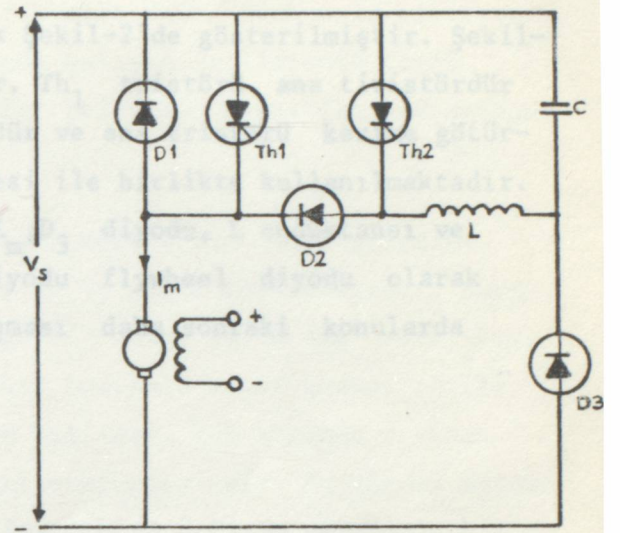
2.1. D.C. MOTORLARIN FAZ KONTROLU

Şekil-1'de tipik bir d.c motor kontrol sistemi görülmektedir. Devre köprü bağlı 6 tristörden oluşmuş ve motor kontrolü faz açısı değiştirilerek sağlanır. Burada tristörler tam-dalga doğrultucu diyot köprüsünün sağlayacağı gerilim değeri kadar bir gerilim sağlar ve bu da tam dalgadır. Böyle bir devre genellikle d.c motorun (Aynı uyarma alanına sahip d.c motor) kontrolünde kullanılır. Şekil-1'de görülen faz kontrollü doğrultucu devreler elektronik motor kontrolünün en basit bir örneğidir. Çünkü tristörler doğal olarak 3 fazlı A.C. kaynaktan (line-commutated) doğrultma işlemini yaparlar. Bu durumda komütasyon işlemi iletim tiristörlerinin bir çiftinden diğerine akımın bir sayıklık transferi olarak tanımlanır. Yukarı grupta görülen 3 tristörün (TH1, TH3, TH5) katodları ortaktır ve iletim pozitif anod gerilim ile tristörler yolu vasıtasıyla olmaktadır. Diğer tristörler ise ters kutuplanmıştır. Aynı şekilde aşağı gruptaki tristörler (Th_1 , Th_4 , Th_6)'ın anot bağlantıları ortak ve iletim negatif katotlu tristörler yolu ile olmaktadır. Bir faz sırası için R, Y, B, tristör iletim çiftleri: Th_1 ve Th_2 , Th_2 ve Th_1 , Th_3 ve Th_4 , Th_4 ve Th_5 , Th_5 ve Th_6 . Tristörler doğru tetiklenme sırasına uygun olarak numaralandırılmıştır (Şekil-1).

Bütün faz kontrol sistemleri hat komütasyonunu kullanır. Bu sistemin bir dezavantajı vardır ki bu da ana şebeke frekansına bağlı olarak band genişliği sınırlanmıştır bu yüzden daha ileri performans için başka sistemler istenir.



Şekil-1 D.C. motor için 6 tristörlü faz kontrol devresi



Şekil-2 D.C. motor için CHOPPER (periyodik kesici) devresi.

2.2. D.C. MOTORLARIN CHOPPER (Periyodik kesici) KONTROLÜ

Faz kontrolündeki dezavantajlar bu kontrol sistemiyle bir parça yok edilebilir. Bu tip kontrolün prensibi şöyle tanımlanabilir, temelde d.c. kaynakla beslenen d.c. şönt motorun hızını kontrol etmektir. Motor ortalama gerilimi, yükü besleyen d.c. kaynağı açma-kapama süresini değiştirerek kontrol edilir yani motora uygulanan gerilim tristorler vasıtasıyla kesilmek ve tekrar verilmek suretiyle kontrol olayı gerçekleşir, tristorün kesime gitmesi, zorlamalı komütasyon ile olur. Zorlamalı komütasyonda ancak yardımcı bir devre yardımıyla mümkün olur. (Komütasyon devresi bir yardımcı tristor ve seri bir LC rezonans devresi ile mümkün olur.) Açma kapama süresinin değişim mekanizması, giriş geriliminin pulslara ayrılmasıyla mümkün olur ve bunu da tristorlerin başardığını daha önce söylemiştik.

Pulsın genişliği veya anahtarlama periyodunun frekansını değiştirmek d.c. çıkış geriliminin ortalama değeri, besleme kaynağının hemen hemen çok küçük bir değerinden değiştirilebilir.

Temel CHOPPER devresine bir örnek Şekil-2'de gösterilmiştir. Şekilde I_m motor akımını ifade etmektedir. Th_1 tristörü ana tiristördür ve Th_2 yardımcı komütasyon tristörüdür ve ana tristörü kesime götürmek için yardımcı LC rezonans devresi ile birlikte kullanılmaktadır. Th_1 kesime gittiğinde motor akımı I_m ; D_3 diyodu, L endüktansı ve D_2 diyodu yoluyla akmaktadır. (D_3 diyodu flywheel diyodu olarak bilinir.) Komütasyon devresinin çalışması daha sonraki konularda daha detaylı olarak açıklanacaktır.

2.3. A.C. MOTOR

Endüstride tahrik olaylarında genellikle 3 fazlı a.c. indüksiyon motoru kullanılır. Geniş kullanım sahasına sahip bu motorların diğer tiplerine göre birçok avantajları vardır. Bu avantajlar :

- Az bakımla yüksek verimlilik,
- Düşük masraf, bir d.c. motorda verilen güç için masraf, aynı şartlarda çalışan bir a.c. motordan bir çok defa daha fazladır,
- Ağırlık ve hacime göre yüksek çıkış gücü,
- Verilen bir kaynak frekansı için hız nispeten yüke bağlı değildir,
- Maden ve petrokimya tesisleri gibi kıvılcımın olmaması gereken tehlikeli yerler için fırçasız konstrüksiyonları çok uygundur.
- Standart tipler halinde mevcut bulunabilmektedir.

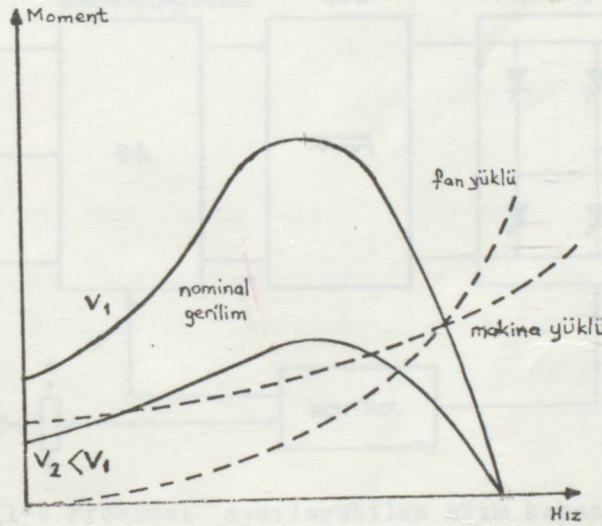
Esas olarak 3 fazlı indüksiyon motor(asenكرون motor) sabit gerilim ve frekans altında sabit hızlı makinedir. Eğer f besleme kaynağının frekansı ve P statordaki kutup çifti sayısını gösterirse stator alanının dönme hızı (Senkron hız) şu bağıntıyla verilmiştir.

$$N_s = \frac{f}{P} \times 60 \text{ devir/dak. dır.}$$

Kutup-çifti sayısını değiştirmek suretiyle, motorda sabit hızlar elde edilebilir. Fakat devamlı değişen bir hız kontrolü gerektiğinde şebeke frekansı değiştirilmelidir. Motora uygulanan gerilimde, motor akısını sabit tutmak için frekansla lineer orantılı olarak değiştirilmelidir. Düşük frekanslarda, motor endüktif reaktansı düşüktür, Stator

"IR" gerilim düşümü değişeceğinden, hız kontrolünde frekansla birlikte geriliminde kontrolü gereklidir. Normal çalışma şartlarında rotor hızı senkron hızdan yüzde bir kaç değer kadar küçüktür. İki hız arasındaki farka kayma denir.

Şekil-3'de indüksiyon motor (asenkron) moment-hız karakteristiği, nominal gerilim V_1 ve azaltılmış gerilim V_2 için görülmektedir. Buradaki motor yük altında çalışan herhangi bir motor ya da fan olabilir. Karakteristikten de görüleceği üzere, hız kontrolü motor moment eğrisi ve hız moment eğrisinin her ikisine de bağlıdır. Yük altında frekans sabit iken gerilimin değişmesi momenti etkilemektedir. Bu yüzden motorda yüklendiği zaman verim düşer. Bunu önlemek de değişen gerilimle birlikte değişen frekans kaynağı ile motorun beslenmesiyle mümkündür. Böyle bir devrede bazı tip invertör devrelerin kullanılmasını gerektirir.



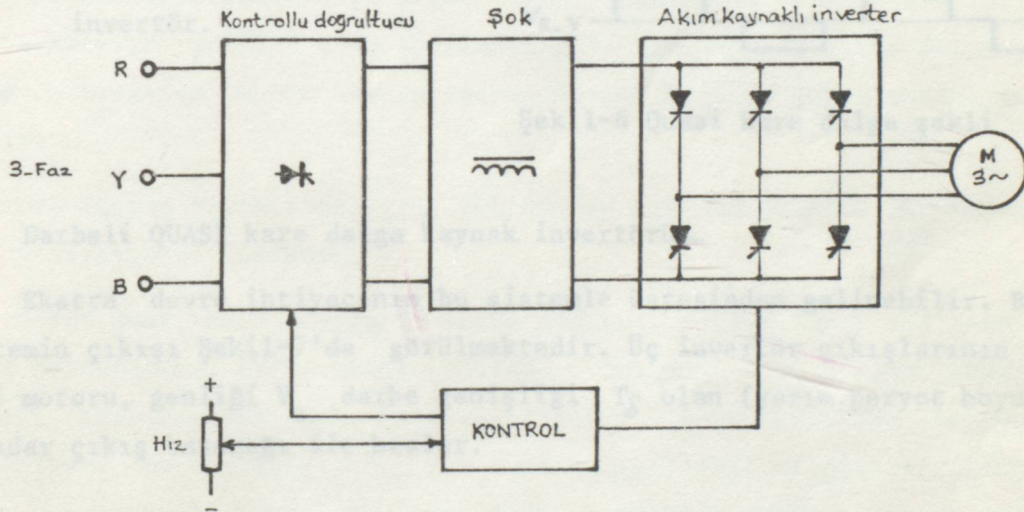
Şekil-3 İndüksiyon (asenkron) motor moment hız karakteristiği.

2.4. A.C. MOTORLAR İÇİN İNVERTÖR

Frekans ve gerilimin ayarlanarak hız kontrolünün sağlandığı 3 fazlı a.c. motorlarda iki temel tipte invertör kullanılır, bunlar, akım-kaynağı tipi ve gerilim-kaynağı tipidir.

1) Akım Kaynağı İnvertör

Bir akım kaynağı invertörün blok diagramı Şekil-4 de görülmüyor. Devrede faz kontrollü doğrultucu ya da chopper kontrollü doğrultucu kullanılır. Ondan sonraki katta invertör için sabit bir akım sağlayan şok bobini bulunmaktadır. Fazlar arası akım tristörler tarafından zorla-değiştirilerek transfer edilir, invertör, bir akım kaynağından beslendiğinden, ani yük değişimlerinin neden olduğu akım dalgalanmalarından korunmuştur, bu da şok bobini sayesinde. Teorik olarak akım-kaynaklı invertör ekonomik invertör dizaynını mümkün kılar, fakat iki veya daha fazla motorun paralel çalışmasını kontrol edemiyebilir. Böyle bir durumda düşük frekanslardaki motorlar darbeli moment gösterirler. Bu kısıtlamalardan dolayı akım-kaynaklı invertörler çok sınırlı kullanılır.



Şekil-4 Frekansı ayarlanabilen akım kaynaklı invertör sistemi.

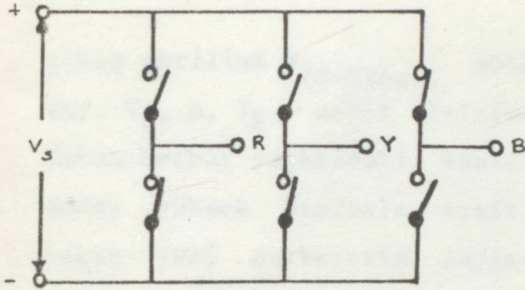
2) GERİLİM KAYNAKLI İNVERTÖR

Akım kaynaklı invertörlerin kullanımlarının sınırlı olmalarından dolayı, gerilim kaynaklı invertör devreler daha çok kullanılır. Bunların da en basit örneği, Ovasi kare dalga invertör veya 6 basamaklı invertördür (6 pals invertör).

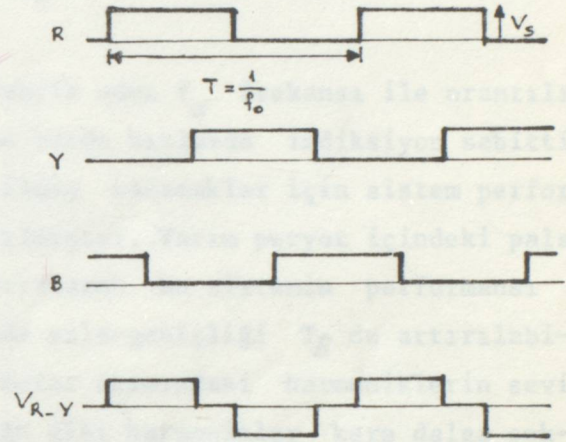
a.c. motorlarda Qvasi kare dalga kontrol -

Bu tip invertör sisteminde 3 invertör çıkışının her biri sabit d.c. besleme kaynağının artı ve eksi uçları arasındaki her yarım peri-

yot için anahtarlanır (Şekil-5) Bu durum Şekil-6'da görülen dalga tipini üretir. Çıkış hat geriliminin yarım periyotluk ortalaması $V_{(R-Y)av} = \frac{2}{3} V_S$ ile hesaplanır, V_S d.c. kaynağın besleme gerilimidir. Fakat a.c motor frekansla orantılı ortalama bir gerilim değeri ister ve çıkış geriliminin frekansla değişimi de ilave bir chopper (switched-mode) (açma-kapama) devresi kullanmakla olur.



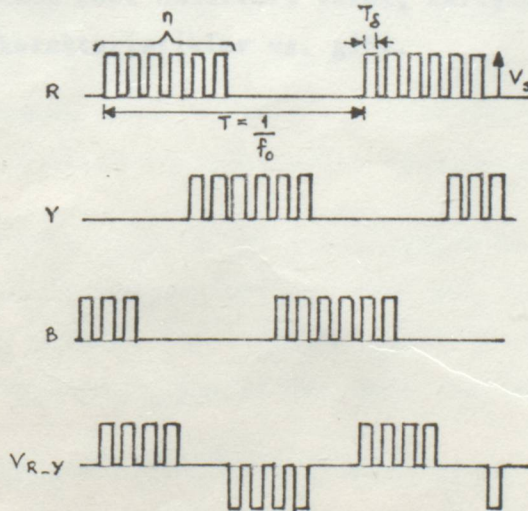
Şekil-5 Gerilim kaynaklı invertör.



Şekil-6 Quasi kare dalga şekli

Darbeli QUASI kare dalga kaynak invertörü -

Ekstra devre ihtiyacının bu sistemle üstesinden gelinebilir. Bu sistemin çıkışı Şekil-7'de görülmektedir. Üç invertör çıkışlarının her biri motoru, genliği V_S darbe genişliği T_δ olan (yarım periyot boyunca) n kadar çıkış basamağı ile besler.



Şekil-7 Darbeli quasi-karedalga şekli

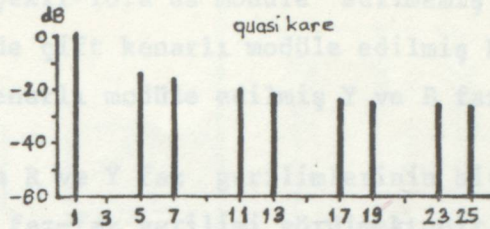
Çıkış hat geriliminin ortalama değeri yarım peryot için aşağıdaki ifadeyle bulunur.

$$\begin{aligned} V_{(R-Y)_{\text{ortalama}}} &= V_s \times n \times \frac{2}{3} \times T_{\delta} \times \frac{2}{T} \\ &= V_s - \frac{4}{3} n \times T_{\delta} \times f_o \end{aligned}$$

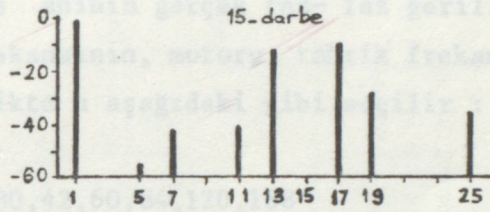
çıkış gerilimi $V_{(R-Y)_{\text{ort.}}}$ motoru tahrik eden f_o frekansı ile orantılıdır. V_s , n , T_{δ} sabit tutulurken ve bütün hızlarda indüksiyon sabittir. Fakat her bir saykıldaki sabitleştirilmiş basamaklar için sistem performansı yüksek hızlarla sınırlandırılmıştır. Yarım peryot içindeki palsların yani darbelerin sayısı artırılarak bu sistemin performansı oldukça yükseltilebilir. Aynı zamanda pals-genişliği T_{δ} de artırılabilir. Basamak sayısındaki bu artma motor akımındaki harmoniklerin seviyesini azaltır. Şekil-8 a'da görüldüğü gibi harmonikler kare dalga şekliyle birleşerek motor kayıplarının önemli ölçüde yükselmesine sebep olurlar.

LSI (geniş ölçekli entegre) KULLANILARAK A.C. MOTORLARIN PWM (Basamak modülasyonu) KONTROLÜ

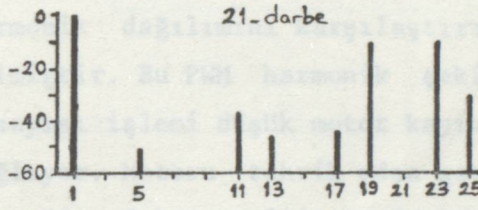
Motor Quasi-kare dalga invertör sistemi kullanılarak sağlanan motor performansı, sinüs dalga modüleli basamak modülasyonu (PWM) tekniği kullanılarak daha da artırılabilir. Bundan önce PWM basamak modülasyonu sistemlerinin bir çok tipi geliştirildi ve geliştirilmekte fakat her sistemin bazı kusurları vardı, karışık devreler, fiyat, sıcaklıkla değişen karakteristikler vs. gibi.



(a)



(b)



(c)

Şekil-8 Motor faz-faz gerilim spekturumu.

Fakat burada anlatılan yeni devre ile bütün bu kusur ve noksanlıkların üstesinden gelinmiştir, bu da sırf bu amaç için dizayn edilmiş HEF 4752 V tipindeki sinyal üretici LSI (geniş ölçekli entegre) ile mümkün olmuştur. Bu entegre dijital bir yöntem kullanır ve LOC MOS işlemi uygulanarak imal edilmiştir. Sistemin blok diyagramı Şekil-9 da görülmektedir. Çalışma prensibi altta açıklanmıştır.

Entegre 3 ayrı çıkış dalga şekli sağlar ve sağlanan bu dalgalar bir köprü invertöre uygulandığında 120° şer derece farklı simetrik 3 fazlı bir çıkış dalgası elde edilir. Şekil-10. Data (bilgi) girişleri, ters çalışma, başla/dur, interlock süre seçimi de sağlanmıştır.

Çıkış dalga şekli çift kenarlı modülasyon kullanan basamak modüleli-dir ve 3 çıkış fazının herhangi iki tanesi arasındaki gerilim sinüsoi-dal olarak değişmektedir. Şekil-10. Açıklık için 9 darbe kullanılmış-

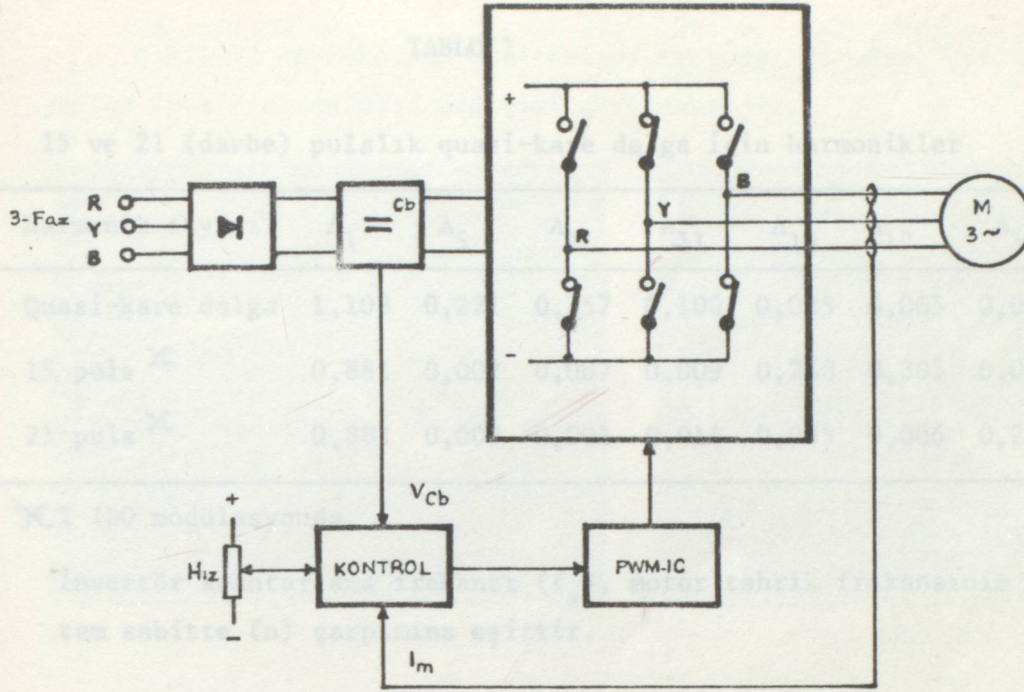
tır. (9 puls.) Şekil-10.a da modüle edilmemiş invertör çıkışı görülmektedir. 10.b de çift kenarlı modüle edilmiş R fazı, 10-c' ve 10.d'de ise yine çift kenarlı modüle edilmiş Y ve B fazı gösterilmektedir.

Şekil-10 da R ve Y faz gerilimlerinin birbirinden çıkarılması ile elde edilen faz-faz gerilimi görülmektedir. Çift kenarlı modülasyon, basamak pals sayısı için üç değer tek çarpımıyla kombine edilmiştir veya frekans anının gerçek faz-faz gerilimini verir. "n" terimi anahtarlama frekansının, motoru tahrik frekansına oranı olarak tanımlanabilir. Pratikte n aşağıdaki gibi seçilir :

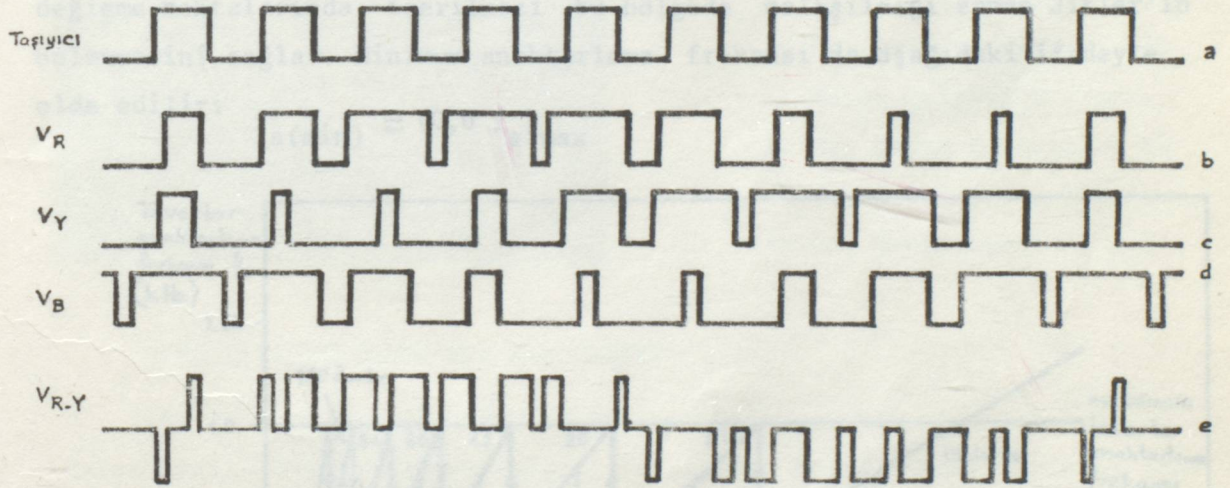
$$n = 15, 21, 30, 42, 60, 84, 120, 168$$

Şekil-8 quasi-kare dalga şeklinin, PWM dalga şekline $n = 15$ ve $n = 21$ için harmonik dağılımını karşılaştırıyor. Şekil-8'deki bilgiler Tablo-I'de verilmiştir. Bu PWM harmonik şekilleriyle birlikte değişen basamak (puls) sayısı işlemi düşük motor kayıpları ve düzgün kalkış performansı sağlıyor. Motoru tahrik eden gerilim ile frekans arasındaki bağıntı lineerdır, fakat gerilim ve frekansın ayrı ayrı kontrolü istenirse bu da mümkündür.

Herhangi bir anahtarlama frekansı için hat gerilim basamaklarının sayısının iki katının avantajları vardır. Çift kenarlı modülasyonda motor akımının çok hafif dalgalanması küçük değerleri tek kenarlı modülasyon sistemiyle karşılaştırıldığında önem açıkça görülmektedir. Sistem, PWM dalga şeklinin quasi kare dalga şekline limit durumunda bile gelmesine izin verecek modülasyon kapasitesinin üzerinde yapılır. Böyle yapılması çok yararlıdır çünkü herhangi bir tezgaha bağlı (asenكرون) indüksiyon motorun üst hız sınırının aşılması gerektiğinde buna imkan verir. Entegre devre motor frekansını, frekans/gerilim oranını, köprü anahtarlama frekansını ve minimum basamak genliğini tanımlıyan 4 tane saat darbesi girişine sahiptir.



Şekil-9 Gerilim-kaynaklı PWM sistemi.



Şekil-10 9 darbeli sinüzoidal PWM dalga şekli.

TABLO I

15 ve 21 (darbe) pulslik quasi-kare dalga için harmonikler

Harmonik sayısı	A_1	A_5	A_7	A_{11}	A_{13}	A_{17}	A_{19}	A_{23}	A_{25}
Quasi-kare dalga	1,103	0,221	0,157	0,100	0,085	0,065	0,058	0,048	0,04
15 puls $\times$	0,881	0,002	0,007	0,009	0,248	0,305	0,038	0,001	0,01
21 puls $\times$	0,881	0,003	0,001	0,014	0,005	0,006	0,257	0,295	0,03

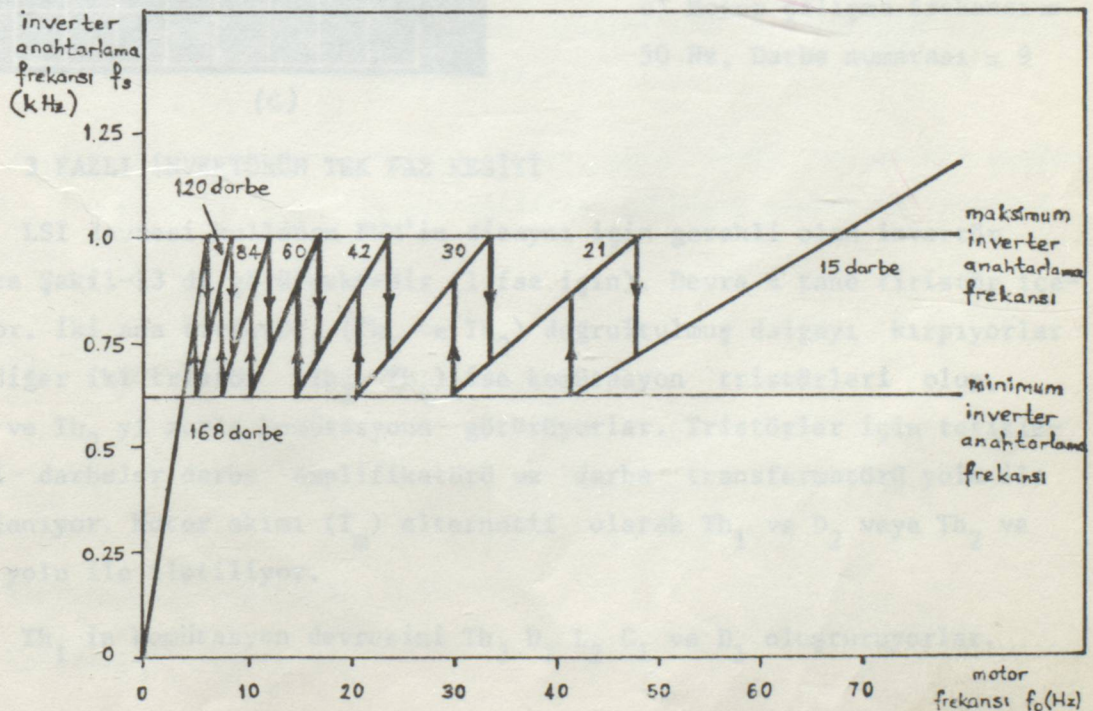
$\times$ % 100 modülasyonda

Invertör anahtarlama frekansı (f_s), motor tahrik frekansının (f_o) bir tam sabitte (n) çarpımına eşittir.

$$f_s = n f_o$$

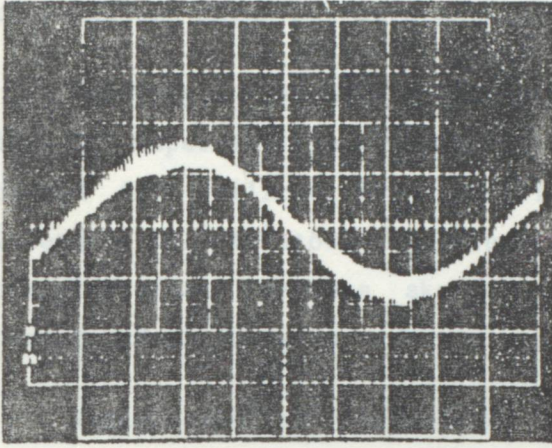
Şekil-11'de tipik bir çalışma görülmekte (max.anahtarlama frekansı ile, 1 kHz.). Histerezis'in bütün küçük değerleri, (puls) basamak sayısının değişme noktalarında içerilmesi bu bölgede çalışıldığı zaman Jitler'in önlenmesini sağlar. Minimum anahtarlama frekansı da aşağıdaki ifadeyle elde edilir:

$$f_{s(\min)} = (0,6 f_s)_{\max}$$

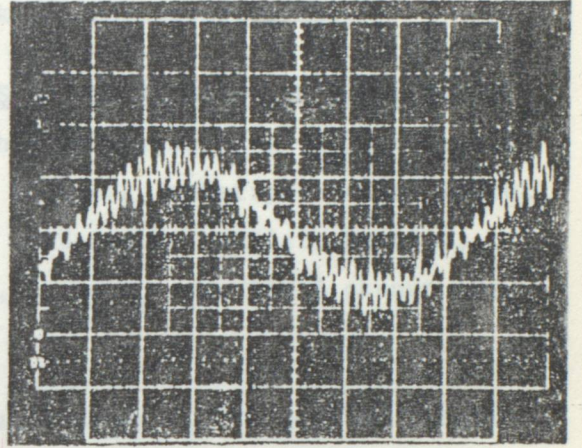


Şekil-11 Motor çalışma frekansına karşı invertör anahtarlama frekans darbe sayısı parametreleri.

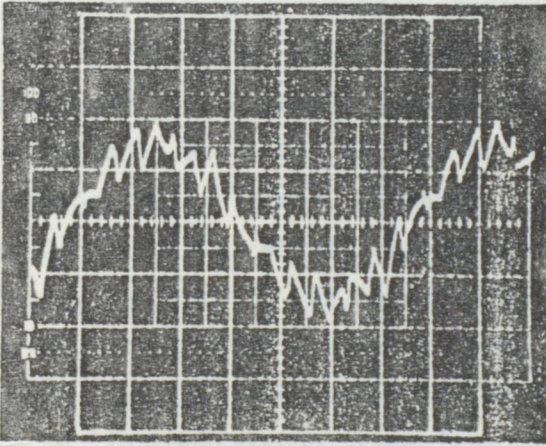
Şekil-12 de maksimum anahtarlama frekansı (1 kHz.) kullanan bir motor için frekansların değişimi görülmektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil-12 Farklı motor çalışma frekanslarında hat akımı dalga şekilleri :

- a) Motor çalışma frekansı = 10 Hz Darbe numarası = 60
- b) Motor çalışma frekansı = 25 Hz, Darbe numarası = 21
- c) Motor çalışma frekansı = 50 Hz, Darbe numarası = 9

3 FAZLI İNVERTÖRÜN TEK FAZ KESİTİ

LSI devresi kullanan PWM'in dizaynı için gerekli olan invertör devre Şekil-13 de görülmektedir (1 faz için). Devre 4 tane tiristör içeriyor. İki ana tiristör, (Th_1 ve Th_2) doğrultulmuş dalgayı kırıyorlar ve diğer iki tristör (Th_3 , Th_4) ise komütasyon tristörleri olup, Th_1 ve Th_2 yi zorla komütasyona götürüyorlar. Tristörler için tetikleyici darbeler darbe amplifikatörü ve darbe transformatörü yolu ile sağlanıyor. Motor akımı (I_m) alternatif olarak Th_1 ve D_2 veya Th_2 ve D_1 yolu ile iletiliyor.

Th_1 in komütasyon devresini Th_3 D_3 L_2 C_1 ve D_1 oluşturuyorlar.

Ana tristörlerle diyotların ters paralel bağlanmalarının sebebi, tristörün ters bir gerilime maruz kalarak zarar görmesini önlemek içindir, çünkü bugün imal edilen yüksek hızlı asimetric tristör tipleri ancak çok küçük bir ters gerilime karşı dayanabiliyorlar.

Komütasyon devresinin çalışması Şekil-14 incelenerek anlaşılabilir. C_1 kapasitesinin yüklendiği ve Th_1 'in yük akımını (I_m) iletmekte olduğu farz edilirse, Th_1 'in kesime götürmek suretiyle akımı kesmek istersek, Th_3 tristörü tetiklenerek komütasyonu sağlar. Bu olay, bir sinüsoidal rezonans akımının Th_3 , L_2 ve C_1 yolu ile A okunun gösterdiği yönde akmasına sebep olur.

Yarım saykılılık sinüsoidal akımın sonunda C_1 'in gerilim polaritesi ters kutuplanmışır ("b" ile gösterilen durum) Th_3 den geçen akım sıfır olur ve Th_3 kesime gider, böylelikle kapasitenin akım yönü şimdi terstir ve sinüsoidal rezonans akımının ikinci saykılı "B" ile işaretlenmiş yönde akmaya başlar. D_3 den geçen akım rezonansın yarım saykılı boyunca artacağından, yük akımı I_m 'de artarak rezonans devresinden beslenir. Th_1 den hiç akım geçirilmediği ana ulaşıldığında tristör kesime gider. Herhangi bir fazla akım akışı D_1 üzerindendir ve D_1 'in iletim süresi kesim aralığı sağlar. Dördüncü saykılıda, D_3 den geçen akım I_m yük akımına nazaran azalacak ve ileri gerilim Th_1 ve Th_3 tristörlerinin her ikisine birden tekrar uygulanacak ve kapasitenin gerilim polaritesi ilk koşula dönecek ("a" ile kutuplanmış hal) ve Th_1 'in komütasyonu tamamlanacaktır.

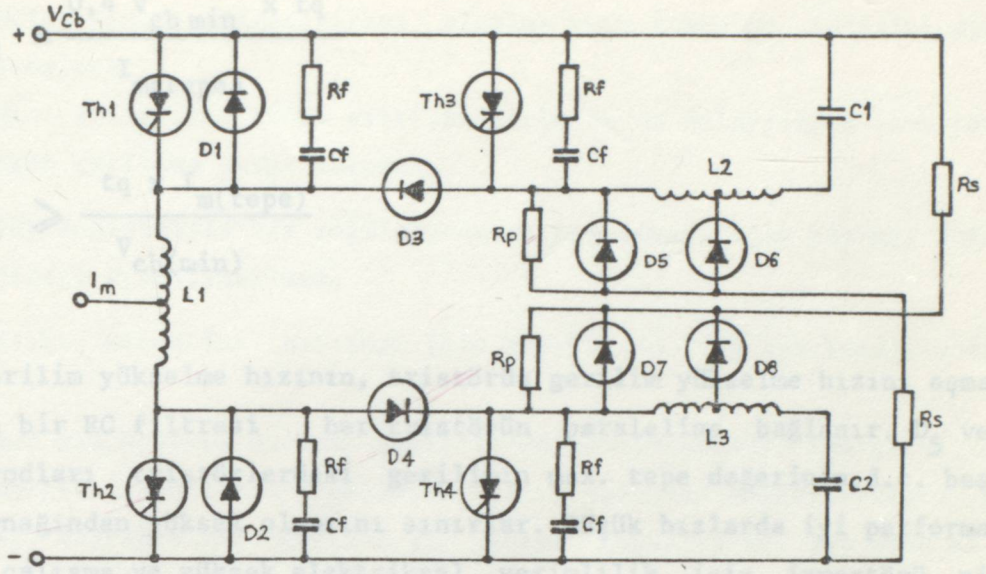
Th_1 'in kesime götüren akımın ikinci yarım sinüs dalgasının genliği I_{cp} ve periyodu T_{cp} ile gösterilirse yaklaşık olarak şu ifadeler doğrudur:

$$I_{cp} = V_{cb} \sqrt{\left(\frac{C_1}{L_1} \right)}$$

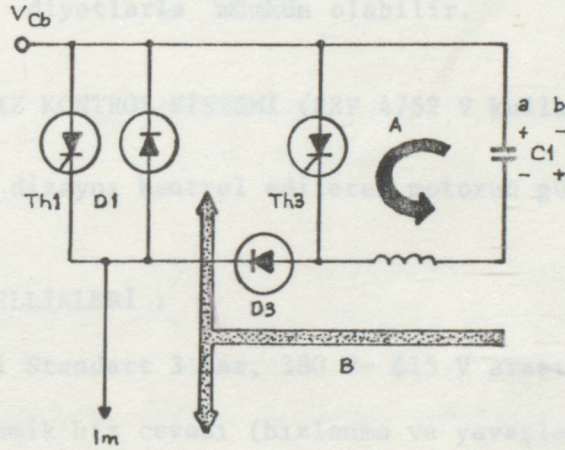
$$T_{cp} = \pi \sqrt{(L_2 C_1)}$$

C_1 : komütasyon kapasitesi,

L_2 : komütasyon endüktansı.



Şekil-13 3 fazlı PWM invertörün 1 faz için diyagramı.



Şekil-14 Yardımcı komütasyonun prensibi.

Komütasyon için (Tristörün t_q zamanı nedeniyle) C_1 ve L_2 'nin değerleri komütasyon akımı (L_2 den geçen) yük akımı I_m 'in maksimum tepe değerini aşacak şekilde seçilmelidir.

(t_q : Tristör kesime gittikten sonra t_q kadar ters gerilim uygulanmaktadır, aksi halde tristör tekrar ilettime geçer). Şekil-13 'de görülen inverter kısmında L_2 ve C_2 nin değerleri şu parametrelere bağlı olarak seçilmesi istenir. Max. motor tepe akımı, min.d.c. gerilim V_{cb} (min) ve tristörün kesim süresi t_q (Th_1 için). Şu bağıntılarla da L_2 ve C_2 nin değerleri kolayca hesaplanır :

$$L_2 = \frac{0,4 V_{cb \min} \times t_q}{I_{m(tepe)}}$$

$$C_1 \geq \frac{t_q \times I_{m(tepe)}}{V_{cb(min)}}$$

Gerilim yükselme hızının, tristörün gerilim yükselme hızını aşmaması için bir RC filtresi her tristörün paraleline bağlanır. D_5 ve D_7 diyodları tristörlerdeki gerilimin max. tepe değerinin, d.c. besleme kaynağından yüksek olmasını sınırlar. Düşük hızlarda iyi performans-
düzgün çalışma ve yüksek elektriksel verimlilik için invertörü nispeten yüksek bir PWM anahtarlama frekansında çalıştırmak gerekir. Bu da kısa t_q değerine ve yüksek gerilim yükselme hızına ($\frac{dv}{dt}$) sahip tristör ve hızlı diyotlarla mümkün olabilir.

A.C.MOTOR HIZ KONTROL SİSTEMİ (HEF 4752 V kullanarak)

Güç katının dizaynı kontrol edilerek motorun gücüne göre dizayn edilmiştir.

SİSTEMİN ÖZELLİKLERİ :

- . Ana girişi Standart 3 faz, 380 V- 415 V arası, 50 Hz.
- . Çabuk dinamik hız cevabı (hızlanma ve yavaşlama için)
- . Çıkış frekansı (0-100) Hz.(Çift yönlü hız kontrolü)
- . Çıkış gerilimi 415 V luk efektif faz gerilimi girişi için, 415 V değerinin üzerinde fazlar arası gerilimdir.
- . Hızlı ekonomik frenleme.

KONTROL SİSTEMİNİN ÖZELLİKLERİ

- . Motor hızını sıfırdan nominal hızın iki katına kadar ayarlıyabilmek,
- . Maksimum motor akımının nominal değerinin % 150 fazlasına kadar ayarlanabilmesi,

- . Motor hızını değiştirirken alçalma veya yükselme süresini ayarlayabilmek,
- . Hızı azaltırken gücün sınırlandırılması ve dolayısıyla invertörü aşan gerilime karşı korumak,
- . Yük değişimiyle hız regülasyonunun sağlanması için kaynağı doğru değere ayarlayabilmek,
- . Kalkış momentini artırmak için kayıpların (IR) ayarlanabilmesi.

Temel hız kontrol sistemi Şekil-16'da görülmektedir. Ana giriş, çeşitli istenmeyen işaretleri engelleyen filtre yoluyla doğrultuculara bağlanmıştır, doğrultulmuş gerilim V_{cb} süzme kapasiteleri ile daha da düzeltilmiş ve invertöre verilmiştir.

Invertör 3 faz çıkış gerilimini a.c. motora verir. Aynı zamanda d.c. gerilim kontrol katı için düşük gerilim sağlayan SMPS katını da beslemektedir.

Motor akımını ve V_{cb} gerilimini aşan yüke veya motoru frenlemeye karşı sınırlamak için, aşağıda açıklanan üç geri besleme sinyaliyle kontrol katı beslenir :

1- SMPS'den V_{cb} gerilimi: Bu sinyal süzme kapasitesinin uçlarına düşen gerilim ile doğru orantılıdır. Gerilim sınırlamasının bazı şekilleri olmaksızın, düzeltme kapasitesinin uçlarındaki d.c. gerilim kontrol edilmemiş frenleme durumu altında artabilir (aşırı). V_{cb} aynı zamanda, açıp kapama sırasında emniyetli çalışma koşulu sağlar.

2- Sinyal M/G: Bu sinyalde süzme kapasitesinden sağlanır ve tahrik sistemi içinde güç alışverişini gösterir (generatör çalışma/motor çalışma).

3- Motor akımı I_m sinyali : Bu d.c. akım transformatörü DCCT ile hissedilir.

Invertör katındaki 12 tristör HEF 4752 V entegresi tarafından darbe amplifikatörü ve tetikleme transformatörleri yoluyla tetiklenir.

HEF 4752 V sinüzoidal modüleli darbe (basamak) dalgaları üretir. Aşağıda dört tane clock-pulse girişi VCT, FCT, RCT, OCT entegrenin çalışma

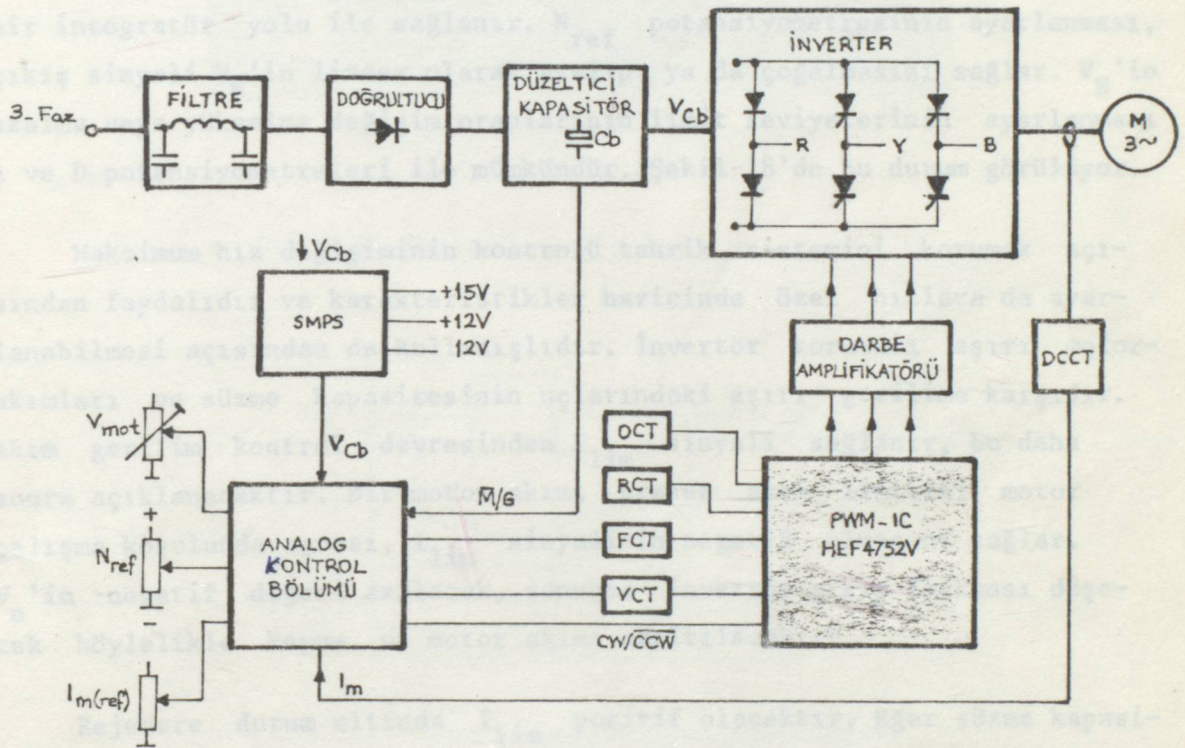
koşulunu tanımlar.

. VCT: (gerilim clock tetikleyici). Bu çıkış frekans/gerilim oranını belirtir (Hz/V)

. FCT (frekans-clock tetikleyici). Bu motor çalışma frekansını belirtir ve böylelikle motor hız kontrolü sağlanır.

. RCT (Referans clock tetikleyici) İnvertör maksimum anahtarlama frekansını düzeltir (SET etmek).

. OCT (Çıkış clock tetikleyici) Mümkün olan minimum darbeleri sağlar.



Şekil-16 PWM motor kontrol sistemi HEF 4752 V kullanarak.

HEF 4752 V'a CW girişi motor dönüş yönünü kontrol eder. Motor dönüş yönü sadece, FCT clock darbeleri durdurulduğu zaman değişebilir. FCT ve VCT' nin her ikisi de kontrol katında üretilir. Motor hızı, maksimum motor akımı ve motor gerilimi N_{ref} , I_{mref} ve V_{mot} potansiyometreleri ile ayarlanır. Mamafih, aşırı yük ve regenerative durumunda motor hızı, motor akımı ve düzeltme kapasitesi uçlarındaki gerilim ile de ayarlanabilir. Analog kontrol katında istenilen başlama ve durdurma sinyallerini güç katını emniyetli açıp-kapama için sağlar.

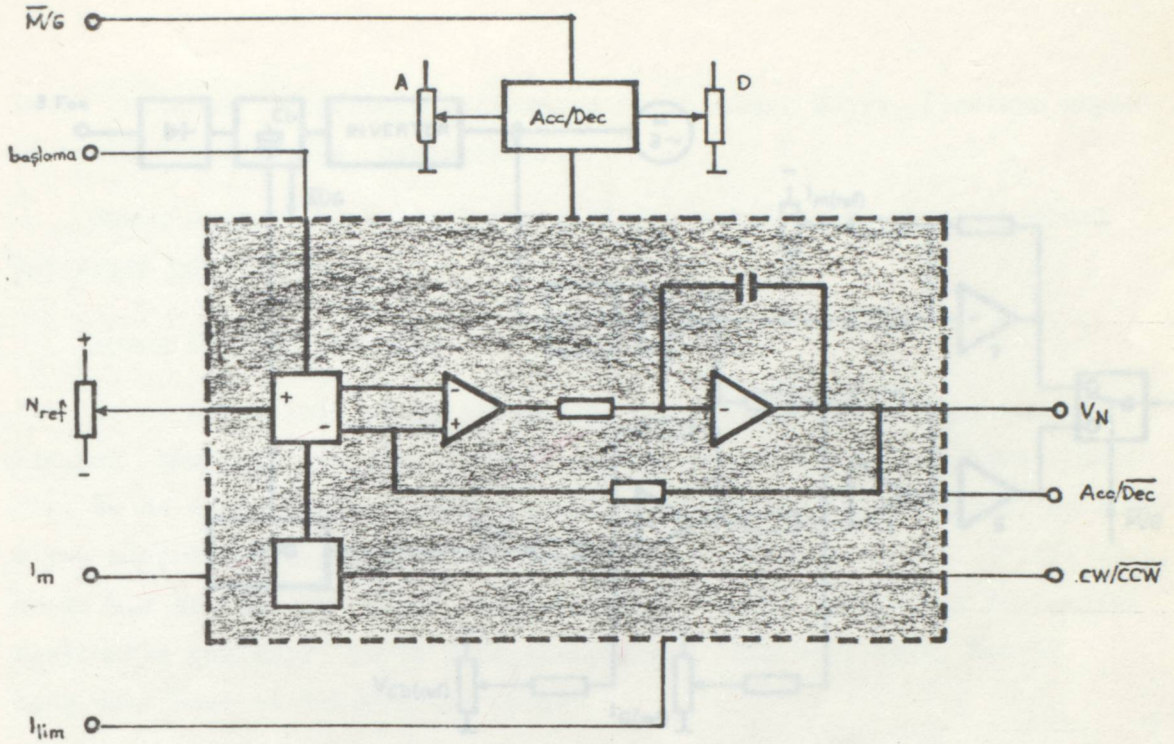
HIZ REFERANS DEVRESİ

Bu devre, FCT clock darbe (puls) generatörü için gerilim kontrol sinyalini sağlar. Giriş hız referans sinyali N_{ref} potansiyometresi ile -10 V ile +10 V arasında ayarlanabilir. Devrenin fonksiyonel diagramı Şekil-17'de verilmiştir. Devre giriş sinyalini doğrultur. Çıkış sinyali $V_n = -k|N_{ref}|$ şeklinde ifade edilir. İstenen dönme yönü digital çıkış sinyali ile verilmiştir. (CW/CCW)

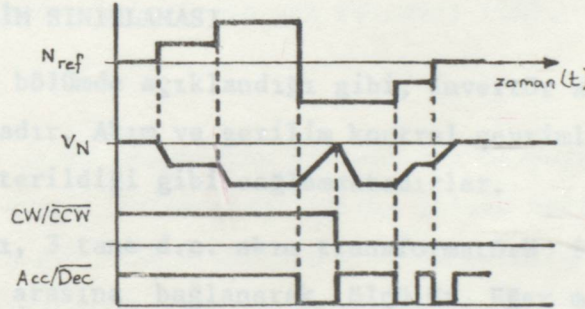
Çıkış gerilimi V_n , N_{ref} potansiyometresinden bir komparatör ve bir integratör yolu ile sağlanır. N_{ref} potansiyometresinin ayarlanması, çıkış sinyali V_n 'in lineer olarak azalıp ya da çoğalmasını sağlar. V_n 'in azalma veya yükselme değişim oranlarının limit seviyelerinin ayarlanması A ve D potansiyometreleri ile mümkündür. Şekil-18'de bu durum görülüyor.

Maksimum hız değişiminin kontrolü tahrik sistemini korumak açısından faydalıdır ve karakteristikler haricinde özel hızlara da ayarlanabilmesi açısından da kullanışlıdır. İnvertör koruması aşırı motor akımları ve süzme kapasitesinin uçlarındaki aşırı gerilime karşıdır. Akım gerilim kontrol devresinden I_{lim} sinyali sağlanır, bu daha sonra açıklanacaktır. Bir motor akımı preset akım limitini motor çalışma koşulunda aşması, I_{lim} sinyalinin negatif olmasını sağlar. V_n 'in negatif değeri azalacak, sonuçta invertör çıkış frekansı düşecek böylelikle kayma ve motor akımı azaltılacaktır.

Rejenere durum altında I_{lim} positif olacaktır. Eğer süzme kapasitesi uçlarına düşen gerilim aşırıya giderse, bu olay ($-V_n$)'in değerini artırır ve böylelikle çıkış frekansı artar. Bu yoldan invertör ile rotor arasındaki frekans farkı (kayma frekansı diye bilinir) azalır, böylelikle motorun frenleme momenti de düşer.

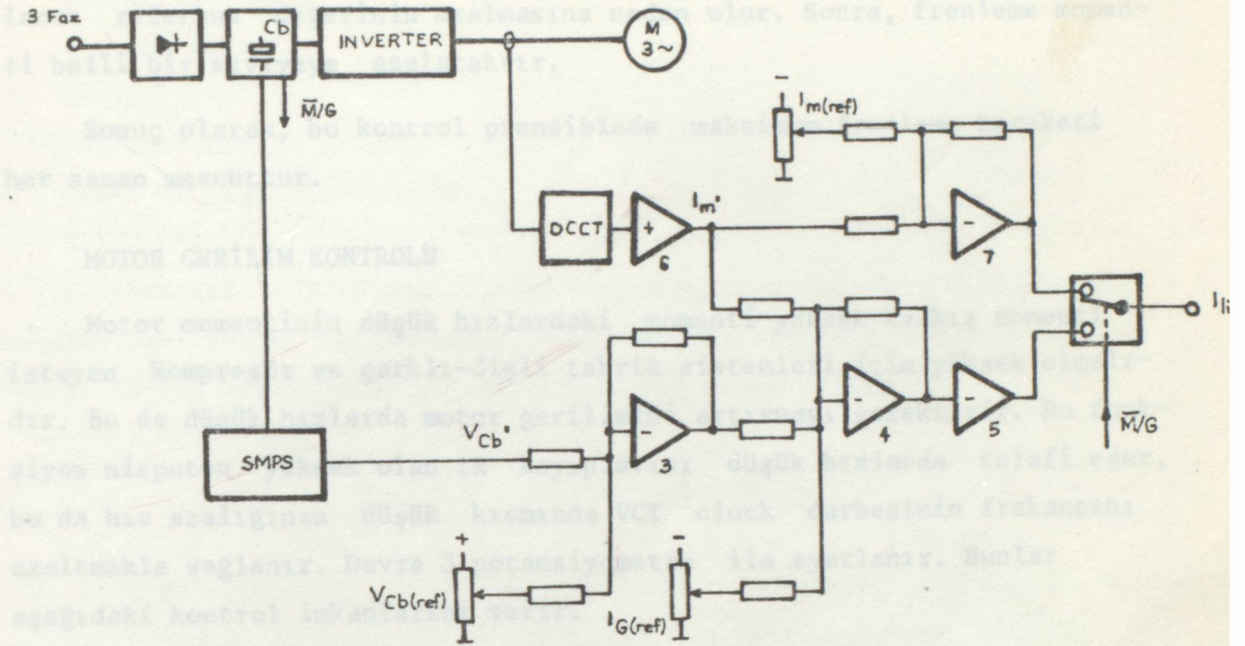


Şekil-17 Hız referans kontrol sistemi.



Şekil-18 Hız referans kontrolünün performansı.

Hatasız akım kontrolü için, $\bar{M}/G$ sinyali de sınırlanmış devredeki hızlanma/yavaşlamayı kontrol eder. Motorun hızlanması, $\bar{M}/G$ sinyali generatör çalışmayı göstereceğinden önleneyecektir. İkinci bir dijital sinyal girişi başlama sinyali tarafından sağlanacaktır, bu da başlama işleminden sonra V_N çıkışını serbest bırakacaktır. Motor hız kararlılığını geliştirmek için birinci komparatörün girişine I_m sinyali uygulanır. Motor momentı yüksek olduğunda bu sinyal invertör çıkış frekansını artırır. (Kayma düzeltilmesi)



Şekil-19 Akım ve gerilim sınırlayıcı kontrol sistemi.

AKIM GERİLİM SINIRLAMASI

Bir önceki bölümde açıklandığı gibi, invertör aşırı akım ve gerilime karşı korunmaktadır. Akım ve gerilim kontrol çevrimleri bu korumayı Şekil-19'da gösterildiği gibi sağlamaktadırlar.

Motor akımı, 3 tane d.c. akım transformatörü invertörün ve motorun çıkışları arasına bağlanarak ölçülür. Eğer motor akımı $I_{m(ref)}$ potansiyometresi ile ayarlanan değeri geçerse, I_{lim} 'in değeri negatif olur, invertörün çıkış frekansını azaltır ve motor momenti düşer.

Frenleme sırasında, süzme kapasitesilerinin uçlarındaki gerilim V_{Cb} normal değerine yükselir. Bu artış, $\bar{M}/G$ sinyalinin (Ana besleme katından) etkisiyle meydana gelir ve Şekil-19'daki alçak kontrol katı işlemeye başlar. I_m frenleme akım sinyalinin değeri $I_{G(ref)}$ nin değerini aşar aşmaz bir pozitif gerilim üretilir. I_{lim} çıkışında invertör çıkış frekansı böylelikle artar ve frenleme momenti düşer. Eğer süzme kapasitelerinin uçlarındaki gerilim $V_{cb(ref)}$ ile ayarlanan maksimum seviyeyi aşarsa, komparatör (3), komparatör (4)'ün akımının $I_{G(ref)}$ ile ayar-

lanan referans değerin azalmasına neden olur. Sonra, frenleme momenti belli bir seviyeye azalacaktır.

Sonuç olarak, bu kontrol prensibinde maksimum frenleme hareketi her zaman mevcuttur.

MOTOR GERİLİM KONTROLÜ

Motor momentinin düşük hızlardaki momenti yüksek kalkış momenti isteyen kompresör ve çarklı-dişli tahrik sistemleri için yüksek olmalıdır. Bu da düşük hızlarda motor gerilimini artırmayı gerektirir. Bu fonksiyon nispeten yüksek olan IR kayıplarını düşük hızlarda telafi eder, bu da hız aralığının düşük kısmında VCT clock darbesinin frekansını azaltmakla sağlanır. Devre 3 potansiyometre ile ayarlanır. Bunlar aşağıdaki kontrol imkanlarını verir.

- 1) Motor gerilimi nominal hızda,
- 2) IR kayıplarının düşük hızlardaki telafisi,
- 3) Sıfır hızda, kayıpların yok edilmesi (IR),

UYGULAMA

Teknolojik devir bugün öyle bir noktaya ulaşmıştır ki o noktada, en ucuz, genel amaçlı kullanılabilirlik, yüksek kaliteli endüstriyel, değişebilir hız gibi faktörlerin göz önüne alındığı 3 fazlı asenkron motorların kullanıldığı tahrik sistemlerine ihtiyaç hasıl olmuştur. Bu faktörlerde güç elektroniğinin gelişmesi güç yarı iletkenlerinin yapılabilmesi ve en önemlisi özel amaçlı geliştirilmiş sinyal üretici geniş ölçekli (LSI) entegrelerin ortaya çıkmasıyla gerçekleşmiştir. Burada anlatmaya çalıştığımız sistem, 3 fazlı bir motor için yüksek performanslı ayarlanabilir hız tahrikine imkân veren bir sistemdir ve en avantajlı kriterlere sahip güç yarı iletkenleri ile bugün için mevcut olan LSI teknolojisi kullanılmıştır.

Değişken-frekanslı a.c. invertörlerin tipik uygulamaları:

Tekstil üretimi,
Kimyasal işlemler,
Cam üretimi,

Makine aletleri,

Yiyecek sanayi,

Pompa,

Değirmenlerde,

Baskı ve kağıt imalatında.

Bu yukarıda saydığımız sanayi kollarında ve birçok diğer yerlerde uygulama sahası bulan elektronik kontrol sistemleri yüksek verimlilik, kontrol kabiliyeti ve derli toplu bir düzen sağlar.

3. PWM MOTOR HIZ KONTROLÜ İÇİN İNVERTER

Burada bir (PWM) darbe modülasyonlu kontrol sisteminde kullanılan inverter devresi açıklanacaktır. Bu kısım daha önce açıklanmış olan PWM hız kontrol sisteminin devamı olup daha detaylı bilgi ve hesapları içermektedir. Bildiğimiz gibi PWM sistemi, sinüs dalga modüleli basamak modülasyonu ve bu amaç için dizayn edilmiş LSI sinyal generatörü entegre devreyi kullanmaktadır. Bundan sonraki bölümde PWM sisteminin içerdiği bir katın çalışması ve dizaynı anlatılacaktır.

Bu konuda anlatmaya çalışacağımız invertörün diğer invertörlere göre bazı avantajları vardır. Bunlar ;

. Tristör ve diyotlar üzerine mümkün olan en düşük baskı uygulanmakta. (Kaynak geriliminin % 10'dan fazla olmayacak şekilde tepe değeri sınırlanır). Bunun anlamı da düşük gerilimli tristör ve diyotlar, nispeten yüksek gerilim kaynakları için kullanılabilir.

. Herhangi bir anda tam komütasyon mevcut. Kalkış çalışma problemi çıkarmaz ve herhangi bir tetikleme sırasına gerek yoktur.

. Komütasyonda bekleme süresi yoktur. Minimum darbe genişliği, böylelikle komütasyon saykıl süresine eşitlik ve yüksek modülasyon derinliği mümkün.

. Yüksek verimlilik, yüksek anahtarlama frekansı mümkün, komütasyon enerjisinin sadece çok küçük bir miktarı kaybediliyor ve böylelikle sirkülasyon akımları yok.

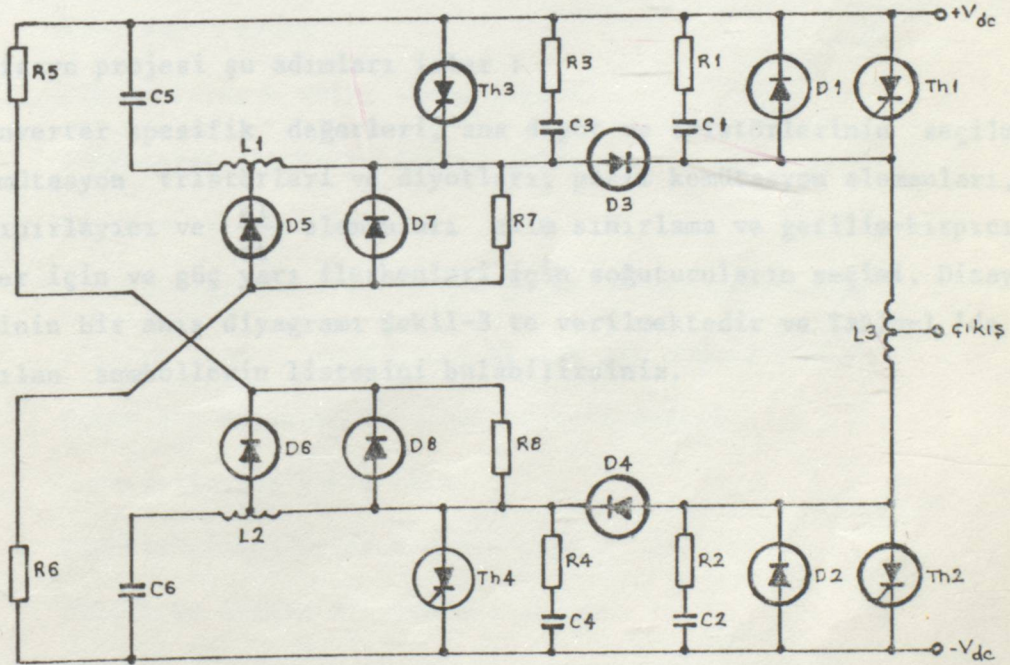
. Ters blokeli tristör kullanımına gerek yok. ASCRs kullanılabilir ve böylelikle ters kayıplar oluşmayacağından verimlilik artacaktır.

. Komütasyon enerjisi yük akımı ile değişmez.

DEVRE HAKKINDA ;

Tam invertör devresi 3 faz içerir ve herbiri birbirinin aynı 3 tane inverter devreden oluşur. (Fazlar R,Y,B olarak alınmıştır) Şekil-1'de sadece bir faz için bir inverter diyagramının tamamı görül-

mektedir. Ana tristörler Th_1 ve Th_2 inverterin çıkış gücünü kontrol eder. D_1 ve D_2 ana diyotları reaktif ve yeniden üretilen akımı yükten kaynağa taşıırken, Ana tristörler, komütasyon tristörün tetiklenmesi ile kesime gider. Th_3 , ana tristör Th_1 için ve Th_4 'de ana tristör Th_2 için komütasyon tristörleridir. Th_3 tetiklendiğinde komütasyon akımı komütasyon devresini oluşturan Th_3 , C_3 ve D_3 üzerinden akar. Aynı şekilde Th_3 , L_2 , C_6 ve D_4 üzerinden Th_2 yi kesime götürmek üzere RC devreleri ($R_1 C_1$, $R_2 C_2$, $R_3 C_3$ ve $R_4 C_4$) tristörlere uygulanan gerilim yükselme oranını sınırlar. Tristörler kesime gittikten sonra L_3 selfi tristörlerdeki akımın yükselme hızını yavaşlatır. Komütasyon tristörlerinin akım yükselme oranını L_1 ve L_2 sınırlar. Direnç diyot devreleri D_5 , D_7 , R_6 ve D_6 , D_8 , R_5 komütasyon kapasiteleri C_5 ve C_6 nın maksimum şarjını ve komütasyon tristörleri Th_3 ve Th_4 'ün üzerlerine düşen gerilimin tepe değerini sınırlar. Şarj dirençleri R_7 ve R_8 ilk gerilim uygulandığında komütasyon kapasitelerinin şarj olmalarını sağlar. Bir harici PWM entegrenin ürettiği tetikleyici darbelerin bir darbe transformatorü yoluyla tristörlere uygulanmasıyla dört tristörün faz içerisinde tetiklenmesi kontrol edilmektedir.



Şekil-1 Inverterin tek fazı.

İNVERTER DİZAYNI, BAĞINTILARI VE ÇÖZÜMLERİ

Burada anlatılan dizayn metodu oldukça geniş motor ölçü ve gerilim aralık değerleri için uygundur, fakat biz burada 4kW 380 V'luk bir motor için inverter dizayn hesaplarını yapacağız. İnverterin motora sağlayacağı maksimum gerilim ana besleme kaynağından sağlanır. Genellikle motoru beslemede besleme kaynağının gerilimine eşit veya daha az bir değer gibi orantılı bir gerilim kullanılır. V_{ac} faz-faz geriliminin ac gerilimi için, doğrultulmuş 3 fazın ortalama d.c hat gerilimi şu formülle hesaplanabilir.

$$V_{dc(nom)} = V_{ac} \times \sqrt{2} \times \frac{3}{\pi}$$

Bu da efektif bir çıkış temel gerilimi sağlar.

$$V_{o(rms)} \leq 1.1 \times \frac{V_{dc(nom)}}{\sqrt{2}} = 1.05 V_{ac} \quad (\text{Maksimum modülasyonda,}$$

quasi kare dalga)

Dizayn projesi şu adımları izler :

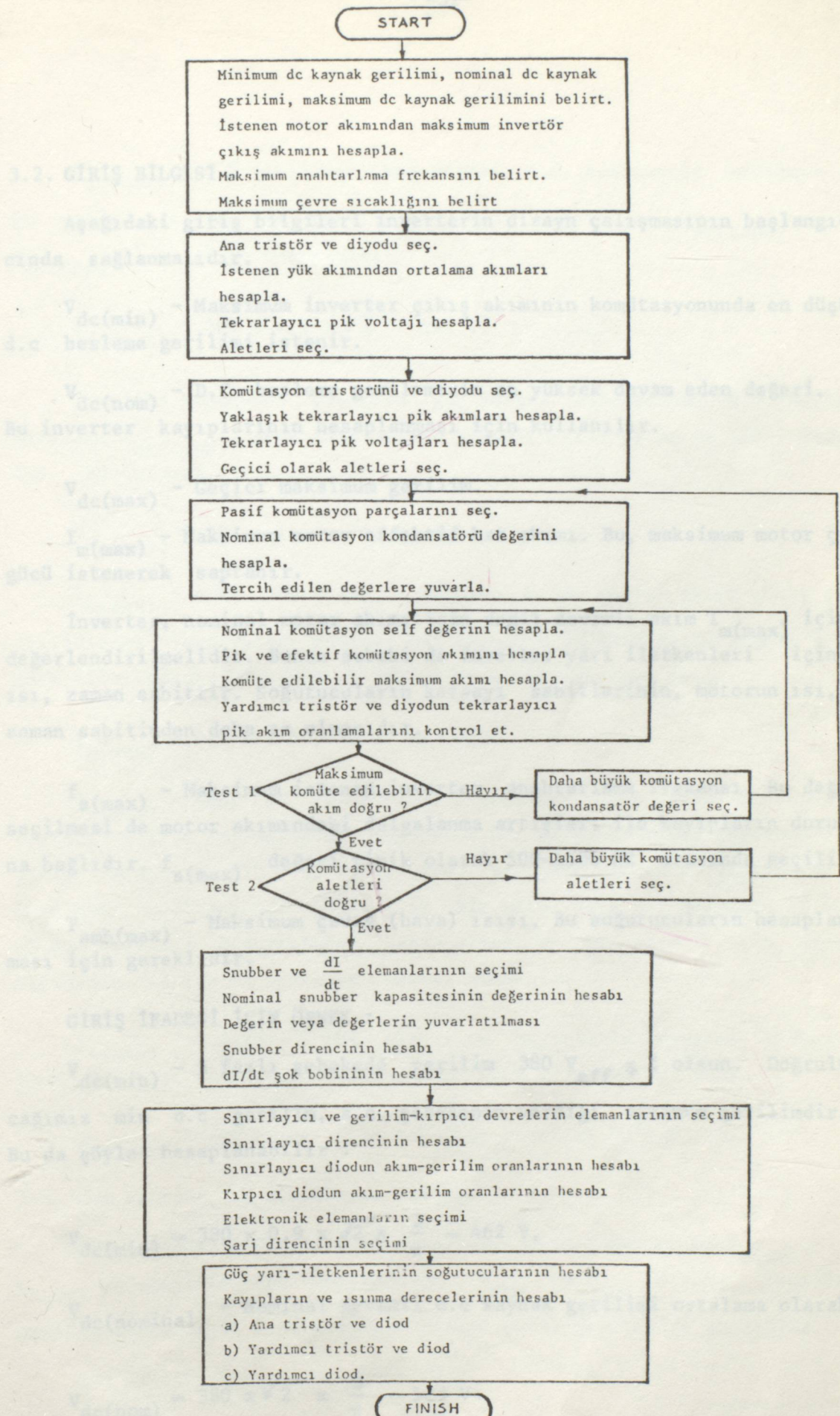
İnverter spesifik değerleri, ana diyot ve tristörlerinin seçilmesi komütasyon tristörleri ve diyotları, pasif komütasyon elemanları, akım sınırlayıcı ve $\frac{dI}{dt}$ elemanları akım sınırlama ve gerilim-kırpıcı devreler için ve güç yarı iletkenleri için soğutucuların seçimi. Dizayn projesinin bir akış diyagramı Şekil-3 te verilmektedir ve Tablo-1 'de de kullanılan sembollerin listesini bulabilirsiniz.

Tablo-1 (Sembollerin Listesi)

Sembol	Tanım
a	Tanım faktörü.
C_3	Th_3 (yardımcı) tristörü karşısındaki snubber kondansatörü.
C_5	Th_1 'in komütasyon kondansatörünün yuvarlanmış değeri.
$C_5(\min)$	" " " " minimum " .
$C_5(\text{nom})$	" " " " nominal " .
C_5'	" " " " optimum " .
D_5	" " " devresi için damping diyodu.
D_7	" " " " " kırpma diyodu.
dI_T/dt	Tristörün iletim durumundaki akımının yükselme oranı.
dV_D/dt	" kesim " geriliminin " "
F_R	Çıkış akımının dalgalanma (asenكرون) faktörü .
$f_{s(\max)}$	Maksimum invertör anahtarlama frekansı .
I_c	Komütasyon akımı .
$I_{c(pk)}$	Pik komütasyon akımı (tepe değeri)
$I_{c(rms)}$	Komütasyon akımının efektif değeri.
I_D	Diyodun sızıntı akımı .
$I_{F(av)}$	Diyotun içinden ileri doğru geçen akımın ortalaması .
I_{FRM}	Diyotun doğru yönde geçen akımın pik değeri (tepe) .
$I_{m(\max)}$	Motor hat akımının maksimum efektif değeri .
$I_o(pk)$	İnverterin pik çıkış akımı.
I_s	Snubber elemanlarından geçen akım .
I_T	Tristörün iletim durumundaki akımı
$I_{T(av)}$	Tristör içinden ileri doğru geçen akımın ortalaması .
I_{TRM}	Tristörlerden geçen akımın tepe değeri.
$I_{T(rms)}$	Tristör iletim durumundayken içinden geçen akımın efektif değeri.

L_1	Th_1 in komütasyon selfinin optimum değeri.
$L_{1(max)}$	" " " maksimum değeri.
$L_{m(min)}$	" " " minimum değeri.
P_{off}	Tristör ve diyotlar için kesim durumundaki güç kaybı.
P_{on}	" " " " iletim " " "
P_{R3}	R_3 direncinde harcanan güç (snubber direnci).
P_{R6}	R_6 direncinde harcanan güç (sınırlayıcı direnç).
P_{R7}	R_7 " " " (şarj direnci).
P_{SW}	Tristör ve diyotlar için anahtarlama kaybı.
P_{tot}	" " " " toplam kayıp.
R_3	Yardımcı tristör Th_3 ün karşısındaki snubber direnci.
R_6	Th_1 'in komütasyon devresinin sınırlayıcı direnci.
R_7	Th_1 'in komütasyon devresinin şarj direnci.
$R_{th(h-a)}$	Soğutucunun termik direnci.
$R_{th(j-h)}$	Jonksiyon ile soğutucu arasındaki termik direnç.
$R_{th(j-mb)}$	Jonksiyon ile montaj tabanı arasındaki termik direnç.
$R_{th(mb-h)}$	Montaj tabanı ile soğutucu arasındaki " " "
r_F	Diod ileri akım iç direnci.
r_T	Tristör ileri akım iç direnci.
$T_{amb(max)}$	Çevredeki maksimum hava sıcaklığı.
T_h	Soğutucunun sıcaklığı.
$T_j(max)$	Tristör ve diyotlar için maksimum jonksiyon sıcaklığı.
T_{mb}	Montaj tabanının sıcaklığı.
t_q	Tristör kesim zamanı.
$t_{q(A)}$	Yardımcı tristör kesim zamanı (Şekil-5 te tanımlandığı gibi).
$t_{q(m)}$	Ana tristör kesim zamanı (Şekil-4 te tanımlandığı gibi).

t_{rr}	Diyot ters-kapama zamanı.
V_{ac}	a.c. kaynak voltajı.
$V_{ac(pk)}$	Pik a.c kaynak voltajı.
V_{ak}	Tristör anod-katod voltajı.
$V_{(BR)R}$	Diyot ters devrilme voltajı.
$V_{dc(max)}$	d.c.kaynak voltajının geçici pik değeri.
$V_{dc(min)}$	" " " minimum değeri.
$V_{dc(nom)}$	" " " en yüksek sürekli değeri.
V_{DRM}	Tristörün kesim halinde uçlarına düşen ileri gerilimin pik değeri.
$V_{F(o)}$	Doğru kutuplanmış (ileri) diodun diz gerilimi (kırılma gerilimi).
$V_{o(rms)}$	Çıkış asıl efektif voltajı.
V_R	Diyodun maksimum sürekli ters voltajı.
V_{RRM}	Diodun uçlarına düşen ters gerilimin pik değeri.
V_S	Snubber elemanlarının uçlarına düşen gerilim.
$V_{T(o)}$	Tristörün ileri akım diz gerilimi.
$\Delta T_{(h-a)}$	Soğutucu ve hava arasındaki sıcaklık farkı.



Şekil-3 Dizayn işleminin akış diagramı.

3.2. GİRİŞ BİLGİSİ -

Aşağıdaki giriş bilgileri inverterin dizayn çalışmasının başlangıcında sağlanmalıdır.

$V_{dc(min)}$ - Maksimum inverter çıkış akımının komütasyonunda en düşük d.c besleme gerilimi istenir.

$V_{dc(nom)}$ - D.C besleme geriliminin en yüksek devam eden değeri. Bu inverter kayıplarının hesaplanması için kullanılır.

$V_{dc(max)}$ - Geçici maksimum gerilim.

$I_{m(max)}$ - Maksimum motor efektif hat akımı. Bu, maksimum motor çıkış gücü istenerek saptanır.

Inverter, nominal motor akımı için değil devamlı akım $I_{m(max)}$ için değerlendirilmelidir. Bunun sebebi de inverter yarı iletkenleri için ısı, zaman sabittir. Soğutucuların katsayı sabitlerinin, motorun ısı, zaman sabitinden daha az olmasıdır.

$f_{s(max)}$ - Maksimum istenen inverter anahtarlama frekansı. Bu değerin seçilmesi de motor akımındaki dalgalanma artışları ile kayıpların durumuna bağlıdır. $f_{s(max)}$ değeri tipik olarak 500-1500 HZ arasında seçilir.

$T_{amb(max)}$ - Maksimum çevre (hava) ısısı. Bu soğutucuların hesaplanması için gereklidir.

GİRİŞ İFADESİ İÇİN ÖRNEK :

$V_{dc(min)}$ - 3 fazlı şebekede gerilim $380 V_{eff} \pm \%$ olsun. Doğrultacağımız min d.c gerilim, a.c şebekenin verdiği minimum gerilimdir. Bu da şöyle hesaplanabilir :

$$V_{dc(min)} = 380 \times 0.9 \times \sqrt{2} \times \frac{3}{\pi} = 462 \text{ V.}$$

$V_{dc(nominal)}$ - Nominal devamlı d.c kaynak gerilimi ortalama olarak :

$$V_{dc(nom)} = 380 \times \sqrt{2} \times \frac{3}{\pi} = 513 \text{ V.}$$

$V_{dc(max)}$ - D.C gerilimin tepe değeri, a.c beslemenin maksimum olduğu yerde, a.c besleme geriliminin tepe değerinden $V_{ac(tepe)}$ bulunur. $V_{ac(tepe)}$ ' de şöyle hesaplanır :

$$V_{ac(p.k)} = 380 \times 1.1 \times \sqrt{2} = 591 \text{ V.}$$

Frenleme konumunda şebekeye güç iadesi olacağından, d.c besleme gerilimi $V_{ac(tepe)}$ değerinin üstüne yükselecektir ki bu da 150 V kadardır. Bu durumda ;

$$V_{dc(max)} = 591 + 150 \approx 750 \text{ V olur.}$$

$I_{m(max)}$ - 4 kW 380 V luk bu motorun % 50 geçici aşırı yükte çalıştırıldığını varsayalım. Nominal hat akımının en kötü halde değeri 9.3 A eff katı civarındadır. Buradan % 50 aşırı yükte maksimum akım :

$$I_{m(max)} = 9.3 \times 1.5 = 14 \text{ A eff olur.}$$

$f_{s(max)}$ - Eğer PWM ICH4752 V inverter için tetikleme darbeleri üretici olarak kullanılırsa her motor hat akımının temel periyodu için çıkış darbeleri (15, 21, 30 ... 168) şeklinde bir seri olacaktır. Maksimum modülasyonda 50 Hz lik bir motor için hat akımının 42 ile 45 Hz arasında bir frekansa sahip olması her bir peryot için darbe sayısının 15 ile 21 arasında olması demektir.

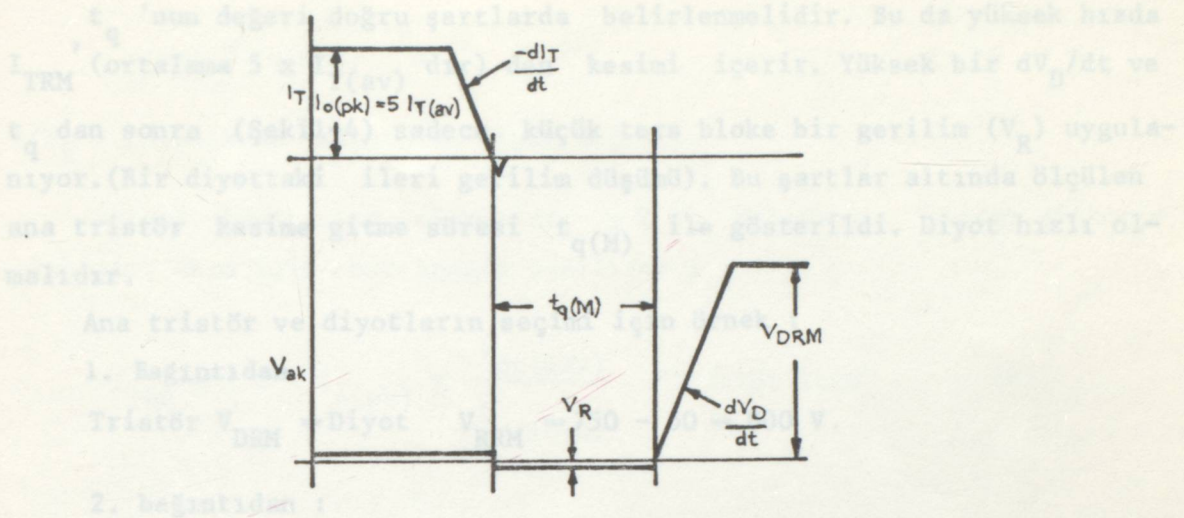
$f_{s(max)}$ 'ın değeri 1 kHz alınır ve böylelikle inverter anahtarlama frekansı maksimum modülasyonda $45 \times 21 = 945 \text{ Hz}$ olur.

$T_{amb(max)}$ - Bu örnek için maksimum sıcaklık 50°C alındı.

3.3. Ana tristör ve diyotların seçimi :

Ana tristör ve diyotlar önceden temel akım değerlerine $I_{T(av)}$, $I_{F(av)}$ ve gerilim tepe değerlerine V_{DRM} ve V_{RRM} 'e göre seçilirler. Gerilim değeri için emniyetli bir dizayn şekli Şekil-4'te görülmüyor.

$$\begin{aligned} \text{Ana tristör } V_{DRM} &= \text{ana diyot } V_{RRM} \\ &= V_{dc(max)} + 50 \quad (1) \end{aligned}$$



Şekil-4 Ana tristör için t_q 'nin tanımı.

Akım değerleri için, en kötü halde, yarım dalga doğrultulmuş sinüs dalgasının ortalaması bize tristör akımını verir.

$$I_{T(av)} = I_{m(max)} \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} \quad (2)$$

Ortalama diyot akımı $I_{F(av)}$ 'de (2) bağıntısıyla hesaplanabilir. Tristörden geçen akımın tepe değeri yük akımının tepe değeridir. Aynı şekilde diyottan geçen akımın tepe değeri de; yük akımının tepe değeri ve maksimum beslemede komütasyon akımının tepe değerinin toplamıdır.

Aşağıdaki ifadeler komütasyon devresi dizayn edilene kadar kullanılır. Ana tristörlerin ve diyotların seçiminde daha doğru değerlerin hesaplanması istendiğinde :

$$I_{TRM} = 5 \times I_{T(av)} \quad \text{ana tristör için,} \quad (3)$$

$$I_{FRM} = 20 \times I_{T(av)} \quad \text{ana diyot için,} \quad (4)$$

Ana tristörün seçimi, kesime gitme süresi t_q 'ya ve aynı zamanda gerilim yükselme hızı $\frac{dV_D}{dt}$ ye bağlıdır. Komütasyon elemanlarının değerlerini mümkün olduğu kadar küçük tutacak t_q değeri seçmek avantajlıdır ve $\frac{dV_D}{dt}$ değeri mümkün olduğu kadar büyük olmalıdır. (snubber devredeki kayıpları en aza indirmek için.)

t_q 'nın değeri doğru şartlarda belirlenmelidir. Bu da yüksek hızda I_{TRM} (ortalama $5 \times I_{T(av)}$ dır) den kesimi içerir. Yüksek bir dV_D/dt ve t_q dan sonra (Şekil-4) sadece küçük ters bloke bir gerilim (V_R) uygulanıyor. (Bir diyottaki ileri gerilim düşümü). Bu şartlar altında ölçülen ana tristör kesime gitme süresi $t_{q(M)}$ ile gösterildi. Diyot hızlı olmalıdır.

Ana tristör ve diyotların seçimi için örnek :

1. Bağlantıdan :

$$\text{Tristör } V_{DRM} = \text{Diyot } V_{RRM} = 750 - 50 = 800 \text{ V.}$$

2. bağlantıdan :

$$I_{F(av)} = I_{T(av)} = 14 \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 63 \text{ A.}$$

3. ve 4. bağlantıdan :

$$I_{TRM} = 5 \times 6.3 = 32 \text{ A.}$$

$$I_{FRM} = 20 \times 6.3 = 126 \text{ A}$$

İyi bir tristör bu uygulama için ; BT 155 N dir. Bunun $t_{q(M)}$ 'i doğru şartlarda $9 \mu s$ ölçüldü ve dV_D/dt de $500 \text{ V}/\mu s$ olarak belirlendi. Uygun bir diyotta BYW 19-1000 dir. Bu da doğru $I_{F(av)}$ ve I_{FRM} değerlerine sahip ve hızlı dönen tipinde : $t_{rr} = 450 \text{ ns}$ dir.

3.4. Komütasyon, tristör ve diyotlarının seçimi :

Bunların seçimi V_{DRM} , V_{RRM} , I_{TRM} ve I_{FRM} 'ye bağlıdır. V_{DRM} ve V_{RRM} ana tristör ve diyot için aynıdır. (Bağıntı 1). I_{TRM} komütasyon akımının yarım saykılının tepe değeridir ve I_{FRM} 'de komütasyon akımının ikinci saykılının tepe değeridir. Komütasyon devresinin dizaynı tamamlanıncaya kadar I_{TRM} ve I_{FRM} nin ortalama değerleri, inverter çıkış akımının teperi $I_{o(tepe)}$ 'den bulunabilir. Eğer motor hat akımı gerçek bir sinüs dalga ise, $I_{m(max)}$ 'ın efektif değeri, inverter çıkış akımının tepe değeri $\sqrt{2} \times I_{m(max)}$ olacaktır. Mamafih, inverterin tanımlı anahtarlama frekansından dolayı, sinüs dalga şeklinde dalgalanan bir akım olacak ve şöyle ifade edilebilir.

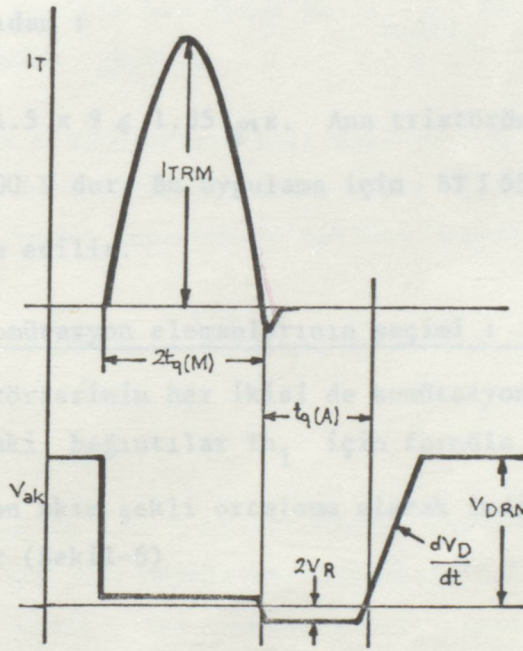
$$I_{o(pk)} = I_{m(max)} F_R \sqrt{2} \quad (5)$$

(F_R : Dalgalanma faktörü ve tipik değeri).

Sonra, komütasyon elemanları $\pm$ % 10 toleranslı olarak gösterilebilir. Akım için bir tahmin yapılırsa ;

$$I_{TRM} = 2.0 \times I_{o(pk)} \times \frac{V_{dc(max)}}{V_{dc(min)}} \quad \text{"tristör için"} \quad (6)$$

$$I_{FRM} = 1.8 \times I_{o(pk)} \times \frac{V_{dc(max)}}{V_{dc(min)}} \quad \text{"diyot için"} \quad (7) \text{ olur.}$$



Şekil-5 Komütasyon tristörü için t_q 'nun tanımı.

Yardımcı tristör için $t_{q(A)}$;

$t_{q(A)} \leq 1.5 t_{q(M)}$ olarak belirlenir. $t_{q(A)}$ nın değeri (Şekil-5) de gösterilen şartlar altında belirlenmeli. Bir akım darbesi $2 t_{q(M)}$ genişliğine sahip ve I_{TRM} 'nin tepe değeri ve gerilim yükselme hızı dV_D/dt

ana tristörlerle aynıdır. Yardımcı diyotta yine hızlı tiptendir.

Komütasyon diyonu ve tristörünün seçimi için

Örnek :

5.bağıntıdan ve $F_R = 1.4$ alınırsa :

$$I_{o(pk)} = 14 \times 1.4 \times \sqrt{2} = 27.7 \text{ Amper.}$$

6.bağıntıdan :

$$I_{TRM} = 2 \times 27.7 \times \frac{750}{462} = 90 \text{ Amper.}$$

7. bağıntıdan :

$$I_{FRM} = 1.8 \times 27.7 \times \frac{750}{462} = 81 \text{ Amper.}$$

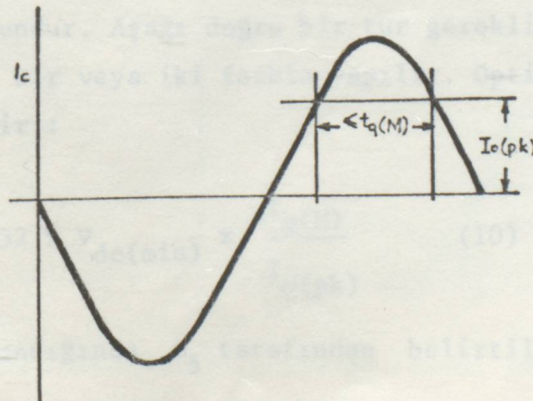
8.bağıntıdan :

$t_{q(A)} \leq 1.5 \times 9 \leq 1.35 \text{ } \mu\text{s}$. Ana tristörün bu durumda V_{DRM} ve V_{RRM} 'leri 800 V dur. Bu uygulama için BTI 55 P tristörü ve BYW 19 diyonu tavsiye edilir.

3.5. Pasif komütasyon elemanlarının seçimi :

Ana tristörlerinin her ikisi de komütasyon devrelerine sahip olacaktır. Buradaki bağıntılar Th_1 için formüle edildi.

Komütasyon akım şekli ortalama olarak indirgenmiş sinüs dalgasının bir saykılıdır (Şekil-6)



Şekil 6 Komütasyon akımı dalga şekli.

İkinci yarım saykılı yük akımına dayanır, bir an için ve burada ana tristörün kesim $t_{q(M)}$ zamanından daha büyüktür. Bu en kötü şartlardır ve d.c besleme geriliminin, yük akımının eleman toleransları ve komütasyon devre kayıplarının kombinezonlarıdır.

Böyle bir durumda $V_{dc(min)}$ ve $I_{o(pk)}$ seviyelerinde gerilimi ve yük akımını besler. Komütasyon devresinde Q nun tipik bir değeri 20 olabilir ve biz en kötü hal için Q 'yu 15 kabul edeceğiz. Komütasyon kapasitesi için en kötü şartlar, kapasitenin alabileceği en küçük değerdir. Nominal değer ve ± 10 toleransı ile $C_{5(nom)}$ kapasitesi için değer $C_{5(min)} = 0.9 C_{5(nom)}$ olarak hesapla tahmin edilebilir. Komütasyon endüktansının değeri üzerinde toleransın etkisi Şekil-7'de görülmektedir. Komütasyon elemanlarının değerleri küçültülür, eğer doğru komütasyon sağlanıyorsa bu endüktans maksimum ve minimum tolerans değerlerindedir. İki tane akım eğrisi Şekil-7'de $C_{5(min)}$, $L_{1(min)}$ ve $C_{5(min)}$, $L_{1(max)}$ için her ikisi de $I_{o(pk)}$ ve $t_{q(M)}$ ile tanımlanan üçgenin köşesinden geçiyor.

Komütasyon elemanlarının toleransları - % 10 olarak tahmin edilir ve komütasyon devresinin Q faktörü (Yarı iletkenlerdeki kayıpları içeriyor) 15 alındı. Kapasitenin optimum değeri de:

$$C'_5 = 1.2 \times \frac{I_{o(pk)} \times t_{q(M)}}{V_{dc(min)}} \mp \% 10 \quad (9)$$

formülüyle belirlenir.

Uygun kapasite veya kombinezonları, kondansatörlerin yüksek akım ve gerilime dayanıklı olanlarından seçilmelidir. Uygun kondansatör tipi olarak ta film-foil 'ler tavsiye edilir. Gerekli C'_5 'nün seçimi tam tur için uygundur. Aşağı doğru bir tur gerekli ise o zaman bunun seçimi yalnız yüzde bir veya iki farkla yapılır. Optimum endüktanslar şöyle hesaplanabilir :

$$L_1 = 0.32 \times V_{dc(min)} \times \frac{t_{q(M)}}{I_{o(pk)}} \quad (10) \text{ ve } C'_5 \text{ 'nün değeri tam}$$

dönüş tamamlandığında C_5 tarafından belirtiler. O zaman :

$$I_{c(pk)} = 1.1 \times V_{dc(max)} \sqrt{\left(\frac{C_5}{L_1}\right)} \quad (11) \text{ ve komütasyon akımının}$$

effektif değeri :

$$I_{c(rms)} = 1.6 \times V_{dc(nom)} \times \sqrt[4]{\left(\frac{C_5^3}{L_1}\right)} \times \sqrt{(f_{s(max)})} \quad (12) \text{ olur.}$$

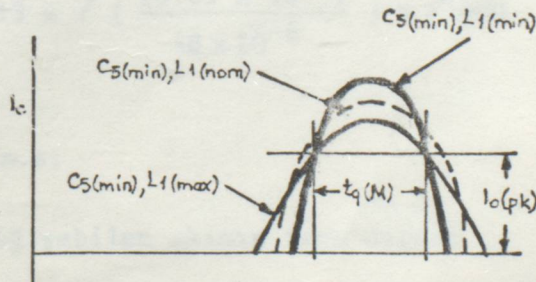
$I_{c(tepe)}$ nin değeri, (11. bağıntıda tanımlanan) I_{TRM} nin değeri- nin hesaplanmasında daha doğru bir sonuç verir. (6. bağıntıdaki yak- laşıma nazaran) Eğer komütasyon tristörü 6.bağıntıdan seçilirse yeter- li I_{TRM} 'ye sahip olunmaz, sonra bir eleman yüksek I_{TRM} karakteriyle kullanılmalıdır.

Kapasitenin tepeden tepeye gerilim değeri $2V_{dc(max)}$ dır ve efektif değeri $V_{dc(nom)}$ dır. İki küçük değeri değiştirilebilen gerçek tepe çıkış akımı :

$$I_{o(tepe)} = 0.855 \times V_{dc(min)} \cos \left\{ \frac{t_{q(M)}}{1.8 \sqrt{(L_1 C_5)}} \right\} \sqrt{\left(\frac{C_5}{L_1}\right)} \quad (13)$$

$$\text{veya, } I_{o(tepe)} = 0.769 \times V_{dc(min)} \cos \left\{ \frac{t_{q(M)}}{1.98 \sqrt{(L_1 C_5)}} \right\} \sqrt{\left(\frac{C_5}{L_1}\right)} \text{ dır.}$$

Değiştirilebilen akımın tepe değeri yetersiz ise, geniş komütasyon kapasitesi istenecektir.



Şekil-7 Komütasyon akımının ikinci yarım periyodu üzerindeki etkili toleranslar.

Pasif komütasyon elemanlarının seçimi için örnek :

BTI55 N tristörü için $t_{q(M)} = 9 \mu s$ dır. 9. bağıntıdan :

$$C_5' = \frac{1.2 \times 27.7 \times 9 \times 10^{-6}}{462} \quad \text{Farad,}$$

$$= 0.647 \mu F - \% 10$$

Bu kondansatörün değeri, 3 tane $0.15 \mu F$ 'lık kondansatör ile 2 tane $0.1 \mu F$ 'lık kondansatörün paralel bağlanması ile elde edilir. Bu da $C_5' = 0.65 \mu F$ değerini verir. Tepeden tepeye değeri 1500 V ve efektif değeri 513 V olur. 1500 V 'luk film-foil kondansatör olarak aranabilirler. 10. bağıntıdan :

$$L_1 = 0.32 \times 462 \times \frac{9 \times 10^{-6}}{27.7} \quad \text{Henry,}$$

$$= 48 \mu H \mp \% 10$$

11. bağıntıdan :

$$I_{c(pk)} = 1.1 \times 750 \sqrt{\left(\frac{0.65}{48} \right)}$$

$$= 96 \text{ Amper,}$$

12. bağıntıdan :

$$I_{c(rms)} = 1.6 \times 513 \times \sqrt[4]{\left\{ \frac{(0.65 \times 10^{-6})^3}{48 \times 10^{-6}} \right\}} \times \sqrt{1000}$$

$$= 7.1 \text{ Ar.m.s.}$$

13. bağıntıdan değişebilen akımın tepe değeri ;

$$I_{o(pk)} = 0.769 \times 462 \times \cos \left\{ \frac{9}{1.8 \sqrt{(48 \times 0.65)}} \right\} \times \sqrt{\left(\frac{0.65}{48} \right)}$$

veya

$$I_{o(pk)} = 0.769 \times 462 \times \cos \left\{ \frac{9}{1.98 \sqrt{(48 \times 0.65)}} \right\} \times \sqrt{\left(\frac{0.65}{48} \right)}$$

= 28.4 Amper. Bu da önceki değer olan 27.7 A'dan daha fazladır.

3.6. Akım ve gerilim yükselme hızını yavaşlatan devrenin ve elemanların seçimi : (Amortisman devreler)

RC amortisman devresi her yardımcı tristörün karşısına bağlanır ve komütasyon elemanlarıyla bir rezonans devresi oluşturur. Yardımcı tristörün, V_{ak} gerilim zaman aralığı süresince yükselmesi esnasında, eşdeğer amortisman devre Şekil-8'de gösterildiği gibi çizilebilir. Amortisman devrenin uçlarındaki V_s gerilimi, tristörün V_{ak} gerilimidir. Şekil-8'deki devre için ilk koşullar $V_s = 0$, $I_s = 0$ olarak alınabilir. Devre bağıntılarının çözümüünden dV_s/dt zamanın fonksiyonu olarak bulunabilir. Verilen bir amortisman kapasitesi C_3 için, R_3 'ü aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz :

$$\text{Kayma parametresi, } X = R_3 \sqrt{\left\{ \frac{C_3 C_5}{L_1 (C_3 + C_5)} \right\}} \quad \text{gösterilebilir ki}$$

$\frac{dV_s}{dt}$, $X = 0.53$ için minimumlaştırılmıştır.

$$\left. \frac{dV_s}{dt} \right|_{\max} = 0.9 \times V_{dc} \sqrt{\left(\frac{C_3 + C_5}{L_1 C_3 C_5} \right)} \quad \text{olduğu zaman bütün eleman}$$

değerleri $\pm \% 10$ toleranslı olarak kabul dileyebilir.

Maksimum besleme geriliminde istenen maksimum dV_s/dt yi vermek

için, C_3 'ün değeri aşağıdaki gibi incelenebilir.

$$\frac{C_3 C_5}{C_3 + C_5} = 0.81 \times \frac{V_{dc(max)}^2}{L_1 \left(\frac{dv_s}{dt} \right)^2} \quad (14)$$

ve, $X = 0.53$ için ;

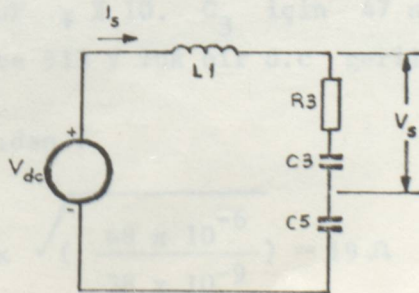
$$R_3 = 0.53 \sqrt{\frac{L_1 (C_3 + C_5)}{C_3 C_5}} \quad (15)$$

C_5 'de olduğu gibi, C_3 'ün herhangi dönüşü yukarı doğru tercih edilebilecektir.

Amortisman kapasitesi üzerindeki tepe değeri ortalama olarak $V_{dc(max)}$ ve dc gerilim $V_{dc(nom)}$ dır. Maksimum güç dağılımı, amortisman devrede, R_3 üzerinde mümkün olabilen :

$$P_{R3} = C_3 V_{dc(nom)}^2 f_{s(max)} \quad (16) \quad \text{dır.}$$

Ana tristörler için amortisman devreleri ise : Şekil-8 de görülen L_1 selfi, $\frac{dI}{dt}$ yi sınırlayan L_3 selfi ile (Şekil-1) yer değiştirmiştir. Bu self, yük akımı, ana diyottan, zıt ana tristöre değiştiğinde açık devre akımının yükselme oranını sınırlar. Eğer bu $\frac{dI}{dt}$ oranı şok bobininin değeri, komütasyon şok bobininin değerine eşit yapılırsa ve ana tristör amortisman devreleri, yardımcı tristör amortisman devreleri ile aynı olursa, bütün 4 tristör bir fazdaki aynı $\frac{dI}{dt}$ ve $\frac{dv_D}{dt}$ oranlarına sahip olurlar.



Şekil-8 Amortisman işlemine ait devre.

$\frac{dI}{dt}$ şok bobinindeki efektif akım, komütasyon şok bobininkinden oldukça büyüktür, fakat düşük bir frekansta $\frac{dI}{dt}$ şok bobinindeki akımın tepe değeri, komütasyon şok bobininkinden oldukça az olacaktır. Birçok uygulamada $\frac{dI}{dt}$ ve komütasyon şok bobinleri için aynı dizaynı kullanmak çok daha ekonomiktir.

Ana ve yardımcı diyotların reverse-recovery akımları Şekil-8 de gösterilen eşdeğer devredeki I_s akımına bir ilk değer kazandırır. Bu da tekrar ilk değeri (yükselme oranı) dizayn edilen değerinden daha yüksek olan bir gerilim uygular. Mamafih, hızlı diyotların reverse-recovery süresi t_{rr} tipik olarak, toplam gerilim yükselme süresinin sadece yarısıdır, böylelikle reverse-recovery, sadece tristörlerin dV/dt ye daha az hassas olduğu düşük gerilimlerde dV/dt oranına tesir eder.

Amortisman ve $\frac{dI}{dt}$ elemanlarının seçimi için örnek :

BTI 55 N ve BTI 55 P tristörleri için $\frac{dV_D}{dt}$ değeri yaklaşık olarak 500 V/ μ s dir. 14. Bağlantıdan :

$$\frac{C_3 C_5}{C_3 + C_5} = \frac{0.81 \times 750^2}{48 \times 10^{-6} \times (500 \times 10^6)^2} \quad F,$$

$$= 38.0 \text{ nF.} \quad C_5 = 0.65 \text{ } \mu\text{F için :}$$

$$C_3 = \frac{650 \times 38}{650 - 38} \quad F,$$

= 40 nF $\pm$ % 10. C_3 için 47 nF 'lık değer, tepeden tepeye gerilimi 750 V ve 513 V luk bir d.c gerilim tavsiye edilir.

15. bağlantıdan :

$$R_3 = 0.53 \times \sqrt{\left(\frac{48 \times 10^{-6}}{38 \times 10^{-9}} \right)} = 19 \text{ } \Omega ,$$

16. bağıntıdan :

$$P_{R3} = 47 \times 10^{-9} \times 513^2 \times 1000 = 12.4 \text{ W.}$$

Böylelikle R_3 , 18Ω ve 15 W 'da seçilebilir.

R_3 ve C_3 'ün bu değerleri her fazdaki 4 amortisman içinde kullanılabilir. $\frac{dI}{dt}$ şok bobini de komütasyon şok bobini ile aynıdır.

3.7. Düşürücü ve gerilim kırpıcı devreler için eleman seçimi :

Amortisman devreleri, komütasyondan sonra tam şarja ulaştığı anda, inverter için bir eşdeğer devre Şekil-9'da görülüyor. Yük akımı I_o yardımcı diyot D_3 den akar. Komütasyon sonunda L_1 selfi bu yük akımını taşımayı bırakır. Azaltılmaksızın bu enerji komütasyon kapasitesi C_5 'e transfer edilir, bu da d.c beslemeden daha yüksek bir gerilime şarj olmasına neden olur. Bunu önlemek için de, komütasyon devresi Şekil-9'da gösterilen R_6 direnci, D_5 diyodu ile kritik değere ayarlanır. Diyot şok bobinin ortasına bağlanmıştır. Böylelikle d.c beslemenin 1.5 katına eşit ters gerilim tepe değerini alır, bu esnada C_5 ve L_1 birleşimi dc beslemenin iki katına yükselir.

Kritik azalma değeri için, L_1 'in iki yarısı arasındaki oranı hesaba dahil etmek için şöyle bir bağıntıya sahibiz :

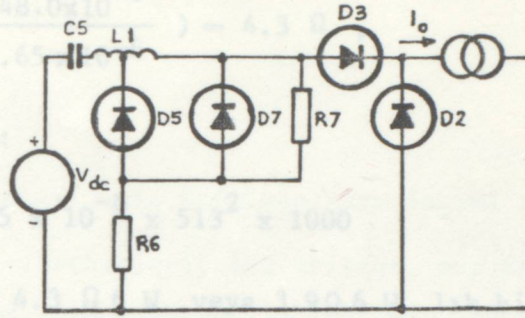
$$R_6 = 0.5 \times \sqrt{\left(\frac{L_1}{C_5} \right)} \quad (17)$$

D_5 ve R_6 daki akım dalga şekli her komütasyon tamamlandıktan sonra bir darbe şeklindedir. Eğer darbe yarım bir sinüs dalga olarak varsayılırsa, aşağıdaki ifade ve bağıntılar doğrudur.

$$P_{R6} = 0.03 \times C_5 \times V_{dc(nom)}^2 \times f_{s(max)} \quad (18) \quad R_6 \text{ 'daki kayıplar}$$

bu denklemlerle bulunur ve,

$$I_{FRM} = I_{o(pk)} \sqrt{2} \quad (19)$$



Şekil-9 Komütasyondan sonraki devre.

$$I_{F(av)} = 2 \sqrt{2} \times I_{o(pk)} \times \sqrt{(L_1 C_5)} \times f_{s(max)} \quad (20)$$

$$V_{RRM} = 1.5 V_{dc(max)} \quad (21)$$

D_5 damping diyodu ilaveten, uygulamada yardımcı tristörün V_{DRM} 'sini sınırlayıcı bir parametredir, yardımcı tristörün tepe gerilimi ilave bir D_7 diyodu (Şekil-9) ile kırılabilir. Bu geçici gerilimin yükselmesine D_3 diyodunun ters dönüşü sebep olur. Diyod D_7 aşağıdaki gibi değerlendirilir:

$$I_{FRM} = 0.5 \times \frac{V_{dc(max)} \times t_{rr}}{L_1} \quad (22)$$

$I_{F(av)}$ çok küçüktür ve,

$$V_{DRM} = V_{dc(max)} + 50 \text{ V} \quad (23) \text{ dir.}$$

Devrenin son elemanı yüksek değerli R_7 direnci, D_5 ve D_7 ile paralel bağlanmıştır. Bu komütasyon kondansatörlerinin, gerilimin ilk uygulanmasında şarj olmasını sağlar. Komütasyon kondansatörlerinin şarjı için uygun bir zaman sabiti 0.1 ile 0.5 s. arasındadır.

Gerilim azaltıcı ve kırpıcı devreler için eleman seçiminde örnek:

Damping direnci R_6 'nın değeri 17. bağıntıdan :

$$R_6 = 0.5 \times \sqrt{\frac{48.0 \times 10^{-6}}{0.65 \times 10^{-6}}} = 4.3 \Omega ,$$

18. bağıntıdan :

$$P_{R6} = 0.3 \times 0.65 \times 10^{-6} \times 513^2 \times 1000$$

= 5.1 W. Bu 4.3 Ω 6 W veya 3.9 Ω 6 W lık bir direnç olabilir.

Damping diyod D_5 için ise 19. bağıntıdan :

$$I_{FRM} = 27.2 \sqrt{2} = 39 \text{ A.} \quad 20. \text{ bağıntıdan :}$$

$$I_{F(av)} = 2 \sqrt{2} \times 27.7 \times \sqrt{(48 \times 10^{-6} \times 0.65 \times 10^{-6}) \times 1000}$$

$$= 0.44 \text{ A.}$$

21. bağıntıdan :

$V_{RRM} = 1.5 \times 750 = 1125 \text{ V.}$ Damping diyodu D_5 'in mümkün bir seçimi BYW 56 dır. Bunun değeri $I_{FRM} = 50 \text{ A}$, $I_{F(av)} = 2 \text{ A}$ dir ve delinme gerilimi $V_{(BR)R} 1100 \text{ V}$ ile 1600 V arasındadır.

Gerilim kırıcı diyod D_7 için 22. bağıntıdan :

$$I_{FRM} = 0.5 \times \frac{750 \times 450 \times 10^{-9}}{48 \times 10^{-6}}$$

= 3.5 A. 23. bağıntıdan :

$V_{DRM} = 750 + 50 = 800 \text{ V.}$ Bunun için ABYW 55 veya BYW 56 diyodu uygundur.

Şarj direncinin (R_7) değeri zaman sabitinden ve komütasyon kapasitesinin değerinden saptanır :

$$R_7 = \frac{0.1}{0.65 \times 10^{-6}} \Omega ,$$

= 153 k Ω , böylece 150 k Ω luk bir direnç kullanılır.

$$P_{R7} = \frac{513^2}{150 \times 10^3}$$

$$= 1.8 \text{ W} \quad \text{dır.}$$

3.8. Güç Yarı İletkenleri için Soğutucuların Seçimi :

Inverterin yarı iletkenleri; Ana tristör, ana diyod, yardımcı tristör ve yardımcı diyod için soğutucu gereklidir. Eğer elemanlar soğutucudan yalıtılabilirse ortak bir soğutucu pekala kullanılabilir. Eğer yalıtma olmazsa, minimum sayıda soğutucu kullanılabilir. Herbir ana tristör ters paralelindeki ana diyodla aynı soğutucuya bağlanabilir. Her bir yardımcı elemanında kendi soğutucusu olmalıdır.

Ana tristör ve ana diyot aynı anda iletimde olamayacağından , soğutucunun hesabı sadece tristörün maksimum kayıplarına göre yapılabilir. Bu doğrudur, çünkü tristörün $T_{j(max)}$ 'ı genellikle diyodunkinden küçüktür.

Ana soğutucuların dizaynında ana tristör kayıpları mutlaka hesaplanmalıdır. En büyük kayıp, tristörün açık devre konumunda olanıdır. Tristörün, en kötü akım dalga şekli yarım dalga doğrultulmuş sinüs dalgasıdır. Ortalama değeri 2. bağıntıdan :

$$I_{T(av)} = I_{m(max)} \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} \quad \text{ve efektif değeri :}$$

$$I_{T(rms)} = \frac{I_{m(max)}}{\sqrt{2}} \quad (24), \quad \text{En kötü durumda akım dalga şekli-}$$

nin katsayısı :

$$a = \frac{I_{T(rms)}}{I_{T(av)}} = \pi/2 \quad \text{dır.}$$

Eğer elemanın güç kaybı eğrisi katalogunda verilmişse (-ki verilen eğri kapalı devre kayıplarını gösterir) şekil katsayısı güç kayıplarını bulmak için kullanılır. Başka bir deyişle, I_T/V_T karakteristiği ortalama olarak bir doğru şeklindedir, bir diz gerilimi $V_{T(o)}$ ile r_T direncini ihtiva eden açık devre kayıpları şöyledir :

$$P_{on} = V_{T(o)} \times I_{T(av)} + r_T \times I_{T(rms)}^2 \quad (25) \text{ ve kapalı devre kayıp-}$$

ları :

Bir şekil katsayısını şu formül verir :

$$P_{off} = 0.5 \times V_{dc(nom)} \times I_D, \quad I_D \text{ sızıntı akımıdır. } (T_{j(max)} \text{ da,}$$

tristör kesimde ve maksimum fonksiyon sıcaklığındayken geçen sızıntı akımı)

Üçüncü kayıp açık anahtar konumudur ve P_{SW} ile gösterilir. Bazı eleman kataloglarında açık anahtar kayıplarına ilişkin bir nomogram verilir ve buradan P_{SW} saptanır. Uygun koşul için nomogramda kullanılan $\frac{dI}{dt}$ ortalama olarak $\frac{V_{dc(nom)}}{L_1}$ dir. Nomogram verilmediğinde, anahtarlar-
ma kayıpları bir kesirle tahmin edilir ve bu da tipik olarak açık dev-
re kayıplarının % 15'idir. ($P_{SW} = 0.15 P_{on}$) 1 kHz lik anahtarlama frekan-
sı için akla uygun ortalama bir toplam güç kaybı :

$P_{tot} = P_{on} + P_{off} + P_{sw}$ dir ve verilen elemanın, fonksiyondan
soğutucuya verilen ısı direnci tristörün $T_{j(max)}$ 'ı olarak değeri-
lendirilir ve arzu edilen maksimum çevre sıcaklığı $T_{amb(max)}$ 'dır. Sıcaklık
farkı soğutucu ile çevre sıcaklığı arasındaki :

$$\Delta T_{(h-a)} = T_{j(max)} - P_{tot} \times R_{th(j-h)} - T_{amb(max)} \quad (26)$$

Buradan da soğutucunun ısı direnci :

$$R_{th(h-a)} = \frac{\Delta T_{(h-a)}}{P_{tot}} \quad (27) \text{ dan bulunur.}$$

$T_{j(max)} - P_{tot} \times R_{th(j-h)}$ dan soğutucu sıcaklığı bir kez hesap-
landığı zaman aynı şeyleri diyot için yapmak gerekmez. Çünkü diyodun
fonksiyon sıcaklığı tristörünkini kesinlikle aşmaz.

Soğutucuya ihtiyaç duyan diğer elemanlar yardımcı tristör ve diyot-
lardır. Yardımcı tristör akım dalga şekli yarım-sinüs dalga darbeleri
şeklindedir. Buradan :

$$I_{T(av)} = 1.9 \times V_{dc(nom)} \times C_5 \times f_{s(max)} \quad (28), \text{ ve}$$

$$I_{T(rms)} = 1.2 \times V_{dc(nom)} \times \sqrt[4]{\left(\frac{C_5^3}{L_1}\right)} \times \sqrt{f_{s(max)}} \quad (29)$$

Bir şekil katsayısını şu formül verir :

$$a = \frac{0.63}{\sqrt[4]{(L_1 C_5 f_{s(max)}^2)}}$$

Bu yardımcı tristör şekil katsayısı genellikle kataloglardaki güç dağıtım eğrisinde kullanılan parametrelerden daha büyüktür. Güç dağılımı böylelikle elemanın I_T/V_T eğrisinden bulunmalıdır. (veya diz gerilimi $V_{T(o)}$ ve bayır direnci r_T yi düşük şekil katsayılarındaki güç dağılım eğrisinden hesaplıyarak) Açık devre kayıpları ana tristörde hesaplandığı gibi hesaplanacak.

Eleman, zamanının büyük bir kısmında gerilime karşı duracağından kapalı devre akım kayıpları ortalama olarak :

$$P_{off} = V_{dc(min)} \times I_D \quad (30) \text{ dır.}$$

Anahtarlama kayıpları, tekrar nomogramdan bulunabilir veya tahminen açık devre kayıplarının (P_{on}) % 50 ile % 150 arasındadır. Yardımcı diyod dalga şekli, yardımcı tristörünki ile aynıdır.

$$I_{F(av)} = 1.7 \times V_{dc(nom)} \times C_5 \times f_{s(max)} \quad (31) \text{ ve}$$

$$I_{F(rms)} = 1.1 \times V_{dc(nom)} \times \sqrt[4]{\left(\frac{C_5^3}{L_1}\right)} \times \sqrt{f_{s(max)}} \quad (32) \text{ ve}$$

aynı şekil katsayısına sahiptir, tristörünkiyle ve aynı metodla hesaplanabilir. Sadece kapalı devre kayıpları 0.5 faktörü ile çarpılmalıdır.

Güç Yarı iletkenleri için soğutucularının seçimine örnek :

Ana tristör için 2 ve 24. bağıntıdan :

$$I_{T(av)} = 14 \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 6.3 \text{ A ve}$$

$$I_{T(rms)} = \frac{14}{\sqrt{2}} = 9.9 \text{ A , Buradan şekil katsayısı :}$$

$$a = \frac{9.9}{6.3} = 1.57 \text{ dir.}$$

BT155 kataloğunda, bu kapalı devre kayıpları için 11 W değeri verilir. Anahtarlama kayıpları 1.5 W olarak açık devre kayıplarının % 15'i olarak tahmin edildi. $P_{tot} = 12.5 \text{ W}$ olarak verilir.

$$\text{Katalogdan; } T_{j(max)} = 110^{\circ}\text{C, } R_{th(j-mb)} = 2.0^{\circ}\text{C/W,}$$

$$R_{th(mb-h)} = 0.3^{\circ}\text{C/W (soğutucu bileşik ve izole yok) ve}$$

$$T_{amb(max)} = 50^{\circ}\text{C alındı. 26. bağıntıdan :}$$

$$\begin{aligned} \Delta T_{(h-a)} &= 110 - (2.3 \times 12.5) - 50 \\ &= 31^{\circ}\text{C,} \end{aligned}$$

27. bağıntıdan :

$$R_{th(h-a)} = \frac{31}{12.5} = 2.5^{\circ}\text{C/W olur.}$$

Biz şimdi diyodun jonksiyon sıcaklığını kontrol edebiliriz. Aynı akım için BYW19 kayıpları 10.1 W dır. Böylece anahtarlama kayıpları 1 W'da tahmin edildi. $P_{tot} = 11 \text{ W}$ dır. BWY 19 için katalogda $R_{th(j-mb)} = 4.5^{\circ}\text{C/W}$ ve $R_{th(mb-h)} = 1.5^{\circ}\text{C/W}$ dır. T_h 'nin maksimum değeri $50 + 31 = 81^{\circ}\text{C}$ dir. Böylece maksimum jonksiyon sıcaklığı (diyodun ulaşabileceği) $81 + 11 \times 6 = 147^{\circ}\text{C}$ 'dır. Bunun da katalogdaki değeri 150°C olarak verilmiştir. $T_{j(max)}$ dan daha azdır, bu durumda emniyetli olarak soğutucu dizayn edilebilir.

Yardımcı tristör için 28. bağıntıdan ve 29. bağıntıdan :

$$I_{T(av)} = 1.9 \times 513 \times 0.65 \times 10^{-6} \times 1000$$
$$= 0.63 \text{ A dir.}$$

$$\text{ve } I_{T(rms)} = 1.2 \times 513 \times \sqrt{\frac{(0.65 \times 10^{-6})^3}{48 \times 10^{-6}}} \times \sqrt{1000}$$
$$= 5.35 \text{ A dir.}$$

Şekil katsayısı :

$$a = \frac{5.35}{0.63} = 8.5. \text{ Katalogdaki güç kaybı eğrisi üzerinde değildir.}$$

$$\frac{P_{tot}}{I_{T(av)}} \text{ eğrisinden; } a = 1.1 \text{ için, } V_{T(o)} ; 1.3 \text{ V}$$

da ve r_T ; $30 \text{ m } \Omega$ 'da tahmin edildi. 25. bağıntıdan :

$$P_{on} = (1.3 \times 0.63) + (0.03 \times 5.35^2)$$
$$= 1.68 \text{ W bulunur.}$$

30.bağıntıdan, 1.5 A lik sızıntı akımıyla;

$$P_{off} = 513 \times 1.5 \times 10^{-3} = 0.8 \text{ W olur, } P_{SW} = 1.5 \text{ W olarak alınabilir.}$$

Toplam güç kayıpları böylece ;

$$P_{tot} = 4 \text{ W dir.}$$

$T_{j(max)}$, $T_{amb(max)}$ ve $R_{th(j-h)}$ 'ı yukarıdaki gibi kullanarak :

$$\Delta T_{(h-a)} = 51^\circ\text{C ve } R_{th(h-a)} = 12.8^\circ\text{C/W}$$

31. ve 32. bağıntılardan yardımcı diyot akımları :

$$I_{F(av)} = 0.57 \text{ A.}$$

$$I_{F(rms)} = 4.9 \text{ A. olarak bulunur.}$$

$P/I_{F(av)}$ eğrisi BYW19 için katalogda verilmiş $a = 1.57$ şekil katsayısı için şu değerleri okuyabiliriz :

$$V_{F(o)} = 1 \text{ V ve } r_F = 40 \text{ m}\Omega \quad \text{Güç ise :}$$

$$P_{on} = (1.0 \times 0.57) + (0.04 \times 4.9^2) = 1.5 \text{ W.}$$

$$\text{ve } P_{off} = 0.5 \times 513 \times 0.6 \times 10^{-3} = 0.15 \text{ W.}$$

$$\text{Reverse-recovery kayıpları } \frac{dI}{dt} = \frac{513}{(48 \cdot 10^{-6})} \text{ yani } 11 \text{ A}/\mu\text{s için}$$

nomogramdan 0.2 W dır. Buradan $P_{tot} = 1.85 \text{ W}$ dır.

$$\text{Katalogdan } T_{j(max)} = 150^\circ\text{C, } R_{th(j-mb)} = 4.5^\circ\text{C/W ve}$$

$$R_{th(mb-h)} = 1.5^\circ\text{C/W olarak alındı. Bundan sonra } T_{mb} = 150 - 1.85 \times 4.5 =$$

141.7°C olarak hesaplandı ki bu da katalogdaki 125°C lik değerinden daha yüksektir, bu yüzden, $P_{tot} = 1.85 \text{ W}$:

$$\Delta T_{(mb-a)} = 125 - 50 = 75^\circ\text{C}$$

$$R_{th(mb-a)} = 40.5^\circ\text{C/W}$$

$$R_{th(h-a)} = 39^\circ\text{C/W kullanmalıyız.}$$

4. AC MOTOR HIZ KONTROLÜNDE LSI DEVRE

Daha önceleri, AC motorların hız kontrolleri için geliştirilmiş çeşitli PWM (sinüsoidal basamak genlikli modülasyon yöntemleri) arasında hiçbiri yeterli olmamıştır. Bunlar, yüksek maliyet, karışık devreler, sıcaklıkla değişen çıkış gibi olumsuzlukları da beraberinde getirmişlerdir. Bu arada anlatacağımız entegre devre tipi ile bu dezavantajların üstesinden geldiği gibi a.c motor hız kontrolü de daha çekici bir hale gelmiştir. Burada, bu amaç için özel imal edilmiş LSI (geniş ölçekli entegre) devre HEF4752V 'u tanımaya çalışacağız. HEF4752 sinyal generatörü olup, 28 bacaklı olarak MOS teknolojisi ile üretilmiştir.

AC. Motorların PWM kontrolü :

PWM hız kontrol sisteminin bir blok diyagramı Şekil-1'de gösterilmiştir. Bu sistemde, fazlar sırasıyla kırmızı (R), sarı (Y), mavi (B) ile gösterilmiştir. 6 elemanlı invertör devrenin çıkışı olarak taşıyıcı puls-ların üzerine modülenenmiş sinüsoidal dalga alınır. Şekil-2 de inverter çıkışının her bir saykılı için 15 pulslı bir taşıyıcı dalganın oluş-turduğu gerilim dalga şekilleri görülmektedir.

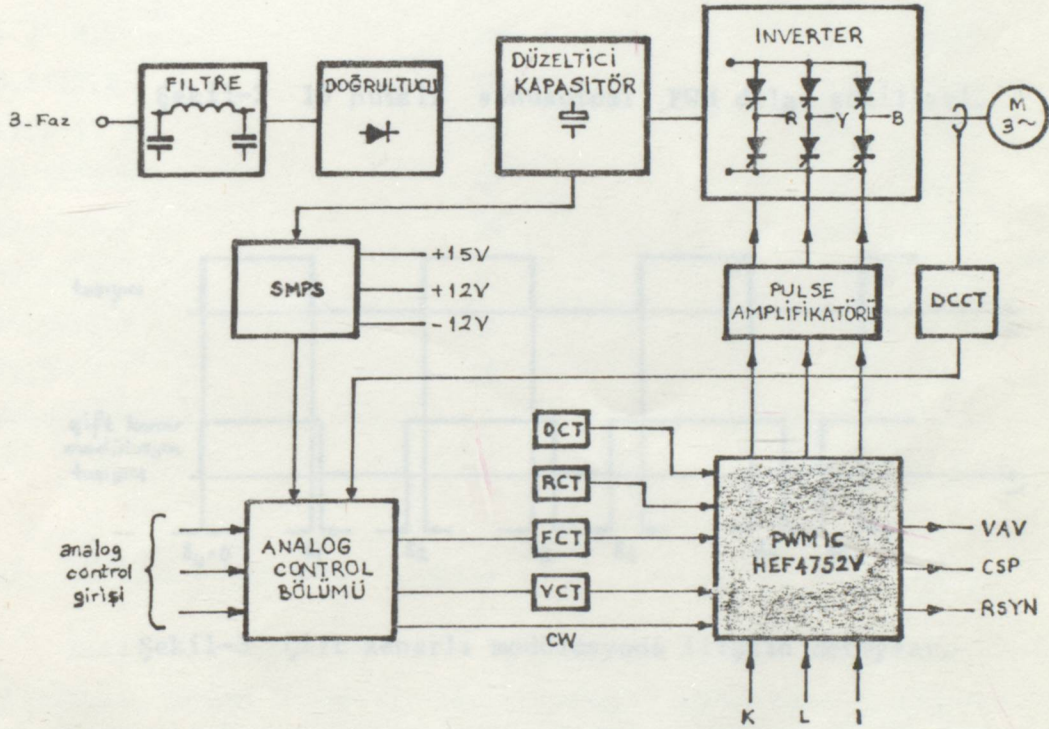
Şekil-2a 15 pulslı taşıyıcı dalgayı, Şekil-2b çift kenar modülenenmiş R fazını, Şekil-2c, 2d ise yine çift kenar modüleli Y ve B fazlarını gös-teriyor. Fazlar arası gerilim (Şekil-2e 'de görülüyor). R fazından Y fazı-nı çıkararak elde ediliyor.

Taşıyıcı dalgaya ait çift kenarlı modülasyonun detayları Şekil-3 de görülüyor. Taşıyıcı dalganın her bir kenarı bir değişken zaman δ tarafın-dan modüle edilmiştir. δ , ω ile orantılıdır ve α : modülenmemiş ke-narın δ açısai yer değişimidir. 15 pulslı taşıyıcının modülasyonu 30 δ değerinde bir toplama ihtiyaç duyar.

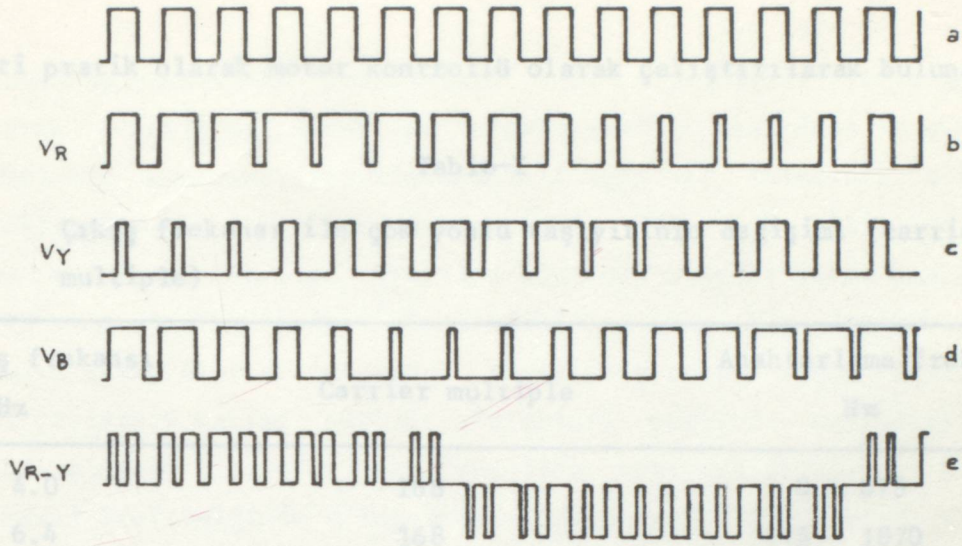
Çıkış dalga şeklinin modülasyonu, inverterin her bir fazındaki yukarı aşağı anahtarlama elemanlarının (transistör, tristör) açılıp kapanmasıyla elde edilir. Yukarıdaki elemanın kapanması yani kesime gitmesi yüksek bir çıkış gerilimi verir ve bu esnada aşağıdaki elema-

nın da kapanmasıyla düşük bir çıkış gerilimi sağlanır. Sürücü dalga şekilleri invertere buffer amplifikatörü yoluyla uygulanır. Entegre devreler tamamen digitaldir, böylece PWM sinyalinin frekansı daima inverter çıkış frekansının tam katı olacaktır. Bu da mükemmel bir faz-gerilim dengesi ve düşük motor kayıpları demektir.

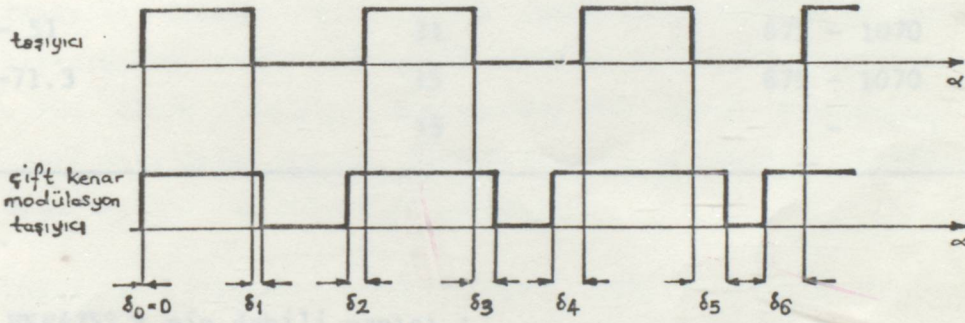
Bir 15 katlı taşıyıcının katları sadece yüksek motor hız aralıkları için kullanılır. Düşük motor hızlarında puls dağılımını geliştirmek için inverter çıkış frekansının yüksek katları kullanılır.



Şekil-1 HEF4752 V kullanarak PWM motor kontrol sistemi.



Şekil-2 15 pulslı sinüsoidal PWM dalga şekilleri.



Şekil-3 Çift kenarlı modülasyona ilişkin detaylar.

Çıkış frekansı ve taşıyıcının katlarına ilişkin tipik değerler Tablo 1'de verilmiştir. Bu değerlerin seçimi daha sonra anlatılacaktır. 4.0 ile 71.3 Hz aralığındaki çıkış frekansları için entegre devre, inverter anahtarlama frekansının kontrolüne sahiptir. 71.3 Hz den yüksek çıkış frekanslarında ise anahtarlama frekansı 1070 Hz in üstüne, aşırı modülasyona ulaşıncaya kadar çıkacaktır.

Aşırı modülasyonda pulsar genişler ve sürekli hale geçer. Bu da frekansının arttırılmasıyla olur. Böyle bir durumda genişleyen pulsar quasi-kare dalga oluştururlar. Aşırı modülasyona sebebiyet veren iki nokta, entegrenin saat girişi VCT ve FCT dir. Çıkış frekansının üst

limiti pratik olarak motor kontrollü olarak çalıştırılarak bulunabilir.

Tablo-I

Çıkış frekansı ile çok yönlü taşıyıcının değişimi (carrier multiple)

Çıkış frekansı Hz	Carrier multiple	Anahtarlama frekansı Hz
0 - 4.0	168	0 - 675
4.0- 6.4	168	675 - 1070
5.7- 8.9	120	675 - 1070
8.1-12.8	84	675 - 1070
11.2-17.9	60	675 - 1070
16.3-25.5	42	675 - 1070
22.3-35.7	30	675 - 1070
32.5- 51	21	675 - 1070
44.6-71.3	15	675 - 1070
71.3	15	-

4.1. HEF4752 V nin dahili yapısı :

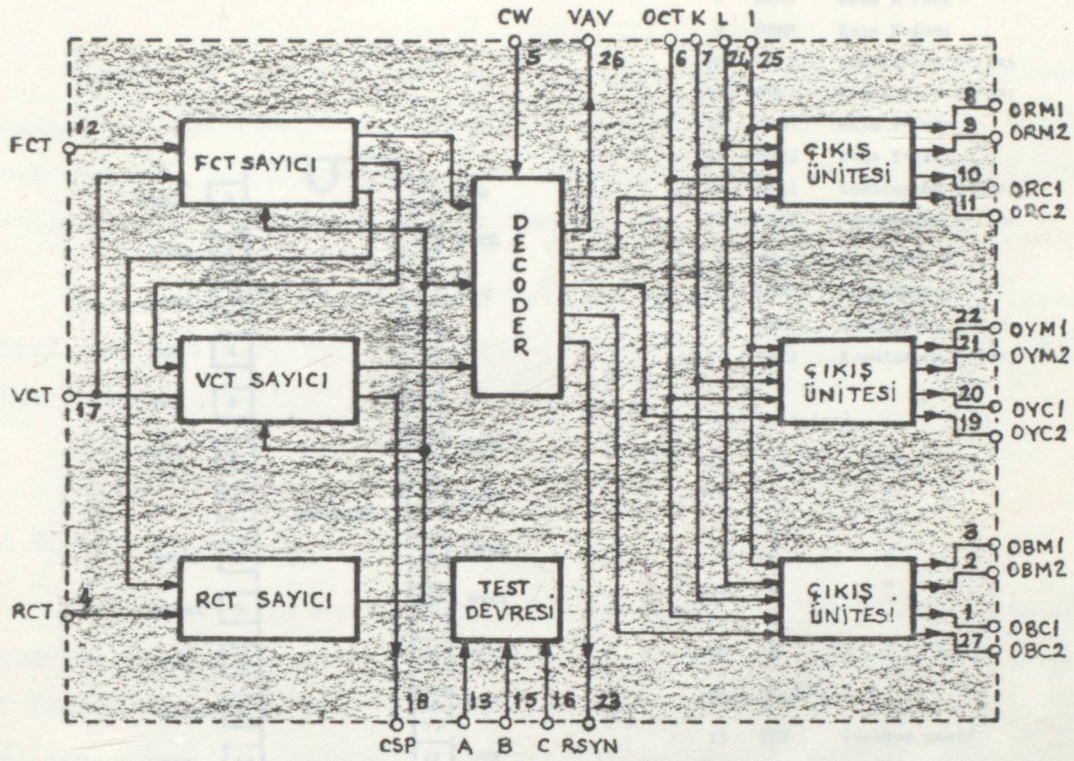
Şekil-4 'te HEF4752 V nin iç yapısına ilişkin bir blok diyagram görülmüyor. Devre; 3 sayıcı, bir decoder, 3 çıkış katı ve bir test devresinden oluşuyor. Test devresi entegre üretilirken kontrol için kullanılıyor olup burada bizimle bir ilgisi yok. Şimdi entegrenin çalışmasını inceleyerek entegreyi kabaca tanıyalım, bu iş içinde ilk önce giriş ve çıkış fonksiyonlarından başlamak uygundur.

Aynı zamanda inverterin fazlarına denk gelen (R,Y,B) 3 tane çıkış katı vardır. Her bir çıkış katının 4 çıkışı vardır: Her fazdaki aşağı ve yukarı tristörlerini kontrol eden iki ana çıkış ve iki yardımcı çıkış, 12 tristörlü inverter sistemlerindeki yardımcı tristörleri tetiklemek içindir. Yukarıda açıklandığı gibi integrenin asil fonksiyonu

aşağıdaki ve yukarıdaki tristörleri belli aralıklarla tetikleyip bırakarak gerekli dalga şeklini oluşturmaktır. Aşağıdaki ve yukarıdaki tristörlerin aynı anda tetiklenmemeleri için bir interlock ara periyodu kullanılır. Bu interlock ara periyodu OCT ve K girişleri tarafından ayarlanır. Haricen üretilen kontrol sinyali bütün bunları ayarlar. Bu kontrol sinyalinin seviyesindeki her hangi bir değişme yüksek tetiklemeye sebep olur ve interlock süresinden sonra düşük seviyedeki sinyal tristörü kesime götürür. Interlock periyodu sabitleştirilirse, kontrol sinyali ile motor hızı istenilen seviyeye ayarlanır. Bu sinyalin nasıl üretildiğinin anlaşılması bize Entegrenin işleyişi hakkında genel bir bilgi verir.

Kontrol sinyali modülelenmiş taşıyıcı dalga tarafından elde edilir. Kontrol sinyalinin üretilmesi doğru taşıyıcı frekansının incelenmesini gerektirir ve δ modülasyonuna karşılık düşenini. Çıkış frekansına eşit taşıyıcı frekans FCT ve RCT sayıcıları tarafından üretilir. FCT sayıcısının clock girişinin 3360'a bölünmesi çıkış frekansını verir. FCT clock frekansı arttığında, RCT clock frekansının verilen bir değeri için puls sayısı düşecektir. Bu da taşıyıcı katlarının düşük değerlerinin sağlanmasında kullanılır.

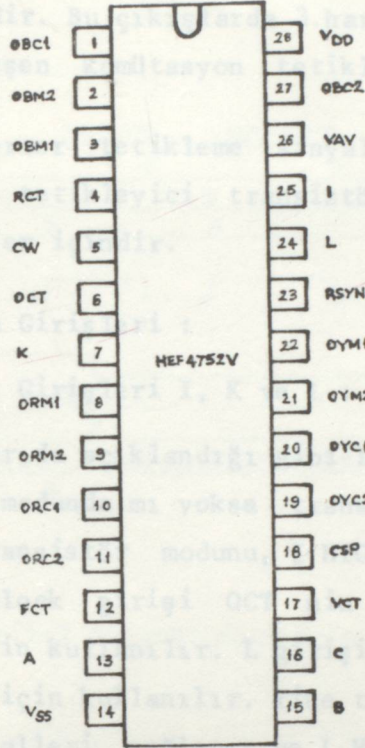
Taşıyıcı katlarının her bir değeri için, decoder δ değerine karşılık düşen bir değer tutar. δ nın herbir değeri bir sayı olarak saklanır. Sayıcı frekans VCT clock girişidir ve modülasyon derinliği VCT clock girişinin frekansıyla doğru orantılıdır. Sonuç olarak decoder tarafından 3 tane kontrol sinyali üretilir ve herbirinin arasındaki faz farkı 120° dir.



Şekil-4 HEF4752 V blok diyagramı.

4.2. HEF4752 V nin giriş ve çıkış fonksiyonları :

Şekil-5 de HEF4752 V nin bacak bağlantı diyagramı görülüyor. Entegre, 12 tane inverter tetikleyici çıkışa, 3 tane kontrol çıkışına, 4 tane clock girişine ve 7 tane data girişine sahiptir.



8	ORM1	Esas R-fazı
9	ORM2	Esas R-fazı
10	ORC1	Komütasyon R-fazı
11	ORC2	Komütasyon R-fazı
22	OYM1	Esas Y-fazı
21	OYM2	Esas Y-fazı
20	OYC1	Komütasyon Y-fazı
19	OYC2	Komütasyon Y-fazı
1	OBM1	Esas B-fazı
2	OBM2	Esas B-fazı
1	ORC1	Komütasyon B-fazı
27	OBG2	Komütasyon B-fazı

Data girişleri

24	L	data
25	I	"
7	K	"
5	CW	"
13	A	"
15	B	"
16	C	"

Saat girişleri

12	FCT	frekans saati
17	VCT	gerilim saati
4	RCT	referans saati
6	OCT	çıkış gecikme saati

Control Çıkışları

23	RSYN	R-fazı Senkronizasyonu
26	VAV	Ortalama gerilim
18	CSP	Örneklenmiş akım pulsarı.

Şekil-5 Bacak bağlantı Diyagramı.

Inverter tetikleme sinyalleri :

Herbiri çift olmak üzere 6 tane asıl tetikleme sinyali vardır. Bacaklardaki kod numaralarının anlamları şöyledir :

Birinci harf		0 (Çıkış demek)
İkinci harf		R,Y veya B (Fazı gösteriyor)
Üçüncü harf		M (asıl demek)
Numara		1- Yukarı anahtarlama elemanlarının (tristörler) çıkışı için veya 2-aşağı anahtarlama elemanlarının çıkışı için

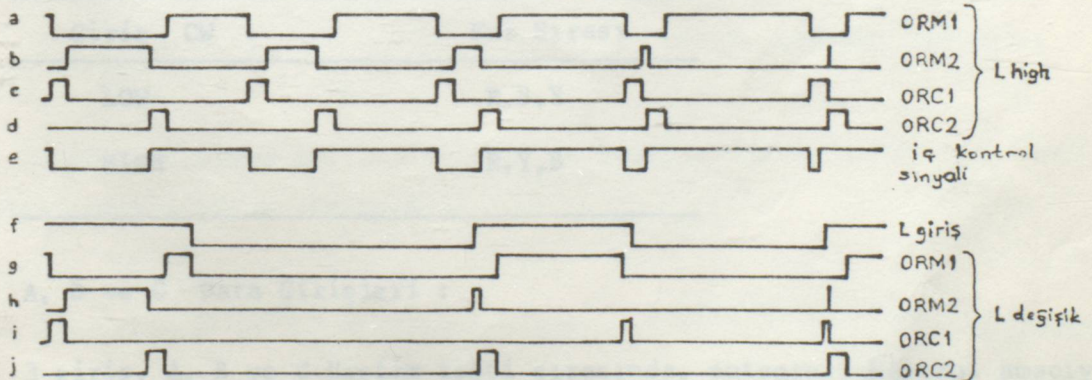
Örneğin R fazı anahtarlama elemanları için ORM2 asıl tetikleyici dalga şeklidir. Yardımcı çıkışlarda komütasyon tristörlerini tetiklemek içindir. Bu çıkışlarda 3.harf C olarak tanımlanmıştır. ORC2, ORM2 ile birleşen komütasyon tetikleme pulsını üretir.

İnverter tetikleme sinyalleri iki şekilde (formda) incelenir. Biri mod tetikleyici transistör inverterleri, diğeri ise tristörlü inverterler içindir.

Data Girişleri :

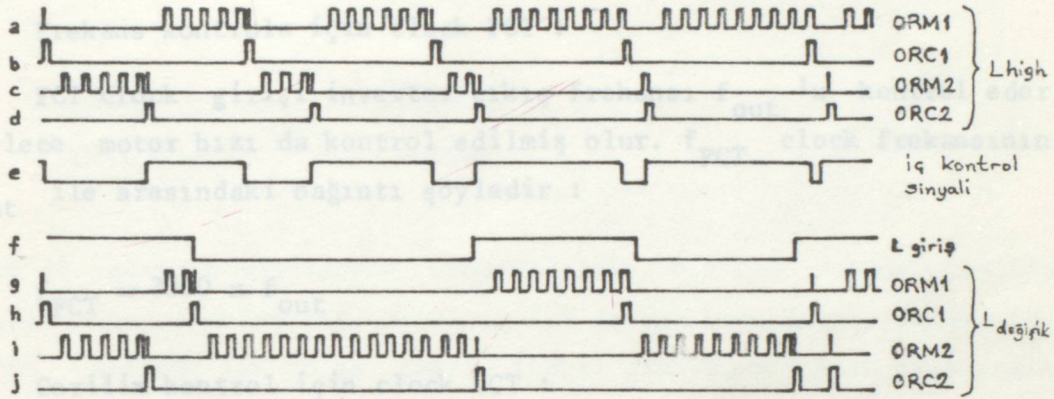
4.3. Data Girişleri I, K ve L :

Yukarıda açıklandığı gibi I girişi inverteri tetikleyen sinyalin tristör modunda mı yoksa transistör modunda mı olduğunu belirler. I LOW transistör modunu, I HIGH da tristör modunu ifade eder. K girişi ise, clock girişi OCT nin yardımcısı olup interlock süresini ayarlamak için kullanılır. L girişi ise başla ya da dur komutlarını yerine getirmek için kullanılır. Yine transistör modunda L LOW ile ana komütasyon sinyalleri sağlanır ve L HIGH ile normal modüleli blok pulsların üretilmesi sürdürülür. Transistör modunun tipik çıkış dalga şekli Şekil-6 da görülüyor. Şekil-6a 'dan 6d'ye kadar normal inverter tetikleme çıkışları ve Şekil-6e de dahilen üretilen kontrol sinyalini, Şekil-6g den 6 j'ye kadar da L nin değişimi gösterilmektedir.



Şekil-6 Transistör modu için tipik çıkış dalga şekli.

Tristör modundaki inverterin tipik dalga şekli ise Şekil-7'de görülmüyor.



Şekil-7 Tristör modu için tipik çıkış dalga şekli.

Data Girişi CW :

Faz sırası girişi CW, motor dönüş yönünü tayin eder. Bu durum Tablo-2 de gösterilmiştir. Faz sıralarının değişimi sağlanarak motor dönüş yönü değiştirilebiliyor.

Tablo-2

CW girişi faz sırası :

Giriş CW	Faz Sırası
LOW	R,B,Y
HIGH	R,Y,B

A, B ve C Data Girişleri :

3 giriş, A, B ve C üretim testi sırasında, entegreyi kontrol amacıyla kullanılır. Normal entegrenin çalışması içerisinde bunlar kullanılmazlar.

Clock girişleri :

Çıkış dalga şeklini kontrol etmede kullanılmak üzere 4 tane clock girişi vardır. Aşağıdaki kısımlar frekansın ve frekans aralığının seçimi için bir rehber olabilir.

Frekans kontrolu için clock FCT :

FCT clock girişi inverter çıkış frekansı f_{out} 'u kontrol eder ve böylece motor hızı da kontrol edilmiş olur. f_{FCT} clock frekansının f_{out} ile arasındaki bağıntı şöyledir :

$$f_{FCT} = 3360 \times f_{out}$$

Gerilim kontrol için clock VCT :

Endüksiyon motorun gerilim için genel ifadesi, $V = N \frac{d\Phi}{dt}$ dir.

Bu yüzden motor akışının sabit kalması V' 'ye bağlıdır. Bu da entegre tarafından çıkış frekansıyla doğru orantılı olarak çıkış geriliminin değiştirilmesi sureti ile yapılır. Ortalama inverter çıkış geriliminin seviyesi, verilen bir çıkış gerilimi için VCT clock girişi tarafından kontrol edilir. Çıkış gerilimindeki değişiklikler taşıyıcının modülasyon derinliği ayarlanarak sağlanır ve böylece çıkış gerilimi, f_{VCT} azalırken zıt bir etkiye sahip olur. Maksimum sinüsoidal çıkış gerilimi, $V_{link} \times 0.624$ ile bulunur. Burada V_{link} ; dc link gerilimidir. % 100 modülasyonda f_{out} frekansı şöyle hesaplanır :

$$f_{out(m)} = f_N \times \frac{0,624 V_{link}}{V_N} , f_N ; \text{ motor çalışma frekansı,}$$

V_N ' de motor çalışma gerilimidir. f_{out} hesaplandıktan sonra f_{VCT} 'nin nominal değeri şöyle hesaplanır :

$f_{VCT(nom)} = 6720 \times f_{out(m)} , f_{VCT}$ sabitleştirilirse $f_{VCT(nom)}$ değerinde, çıkış gerilimi $f_{out(m)}$ 'nin yukarısında çıkış frekansının bir lineer fonksiyonu olacaktır. Bu lineer bağıntıda herhangi bir değişiklik istenirse f_{VCT} değiştirilerek bu değişiklik yapılabilir.

Örneğin düşük frekanslarda çıkış gerilimini katlamak IR kayıplarının kompanzasyonu ile mümkündür. f_{VCT} , $0,5 f_{VCT(nom)}$ yapılabilir. Frekans oranı ; $\frac{f_{FCT}}{f_{VCT}}$ sistem dizaynında çok önemlidir. % 100 modülasyonda şu bağıntıyla verilen değere eşit olacaktır.

$$\frac{f_{FCT}}{f_{VCT(nom)}} = \frac{3360 \times f_{out(m)}}{6720 \times f_{out(m)}} = 0,5$$

0,5'in altında modülasyon sinüsoidaldir. 0,5 'in üstüne çıkıldıkça kare dalgaya yaklaşılr. Ortalama 2,5 da tam kare dalga yakalanır. 3'ün üzerinde ise dalga şekli stabil olmıyan bir hale gelir. O halde 3 sınır değeridir.

Referans clock RCT :

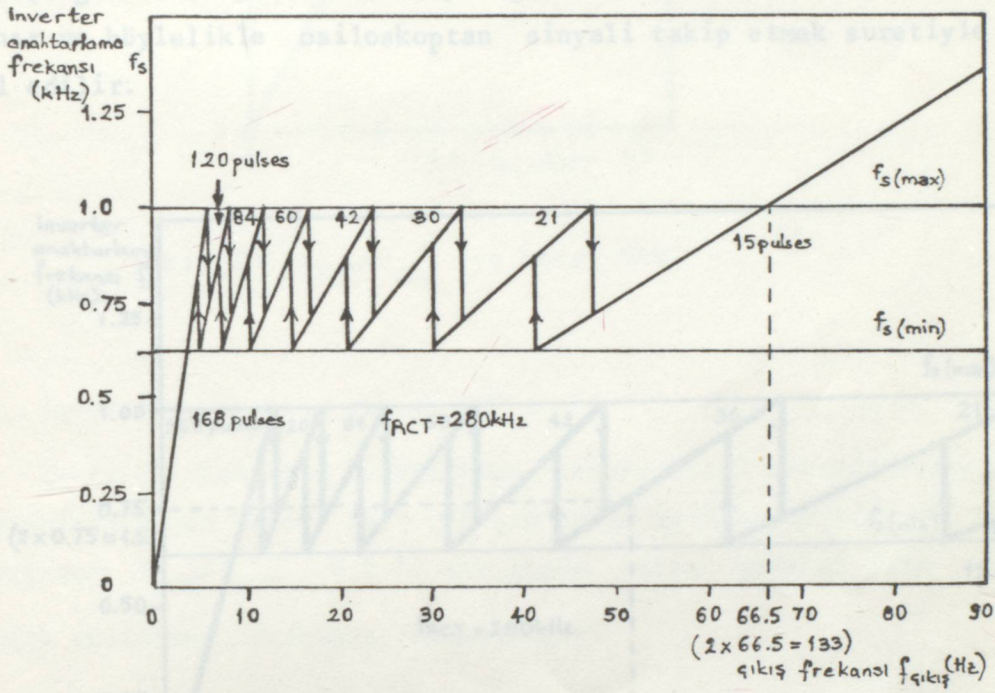
RCT maksimum inverter anahtarlama frekansını $f_{s(max)}$ 'ı set etmek için kullanılır. f_{RCT} aşağıdaki bağıntıyla $f_{s(max)}$ ile ilişkilidir :

$$f_{RCT} = 280 \times f_{s(max)}$$

Inverter anahtarlama frekansının mutlak minumum değeri $f_{s(min)}$; $0,6 f_{s(max)}$ 'da entegre tarafından set edilir. Bütün bunlar f_{FCT} 'nin $0,043 f_{RCT}$ ile $0,8 f_{RCT}$ arasında olmasını sağlar ve böylelikle f_{FCT} / f_{VCT} oranı da 0,5'den küçük olur.

Şekil-8 ve 9 inverter anahtarlama frekansının değişimini gösterir. ($f_{RCT} = 280 \text{ kHz}$ ve $f_{s(max)} = 1 \text{ kHz}$). $f_{s(max)}$ 'ın farklı değerleri için eşdeğer şeklin f_{RCT} ve ölçeklerin her ikisi de $f_{s(max)}$ 'ın istenilen değeri ile kHz biriminde çarpılmalıdır. Örneğin, $f_{s(max)} = 2 \text{ kHz}$ iken $f_{RCT} = 2 \times 280 = 560 \text{ kHz}$ ve Şekil-9 ' a göre f_s 'in; $f_{out} = 50 \text{ Hz} (2 \times 25)$

için değeri 1,5 kHz ($2 \times 0,75$) olacaktır. Her bir çıkış saykılının 30 pulsuk bir oranında Şekil-8 ve Şekil-9'a göre f_{out} 'un bulunduğu aralık f_s 'i 2-1,2 kHz lik band aralığında tutar.



Şekil-8 Çıkış frekansına karşı inverter switching frekansı.(tam dizim)

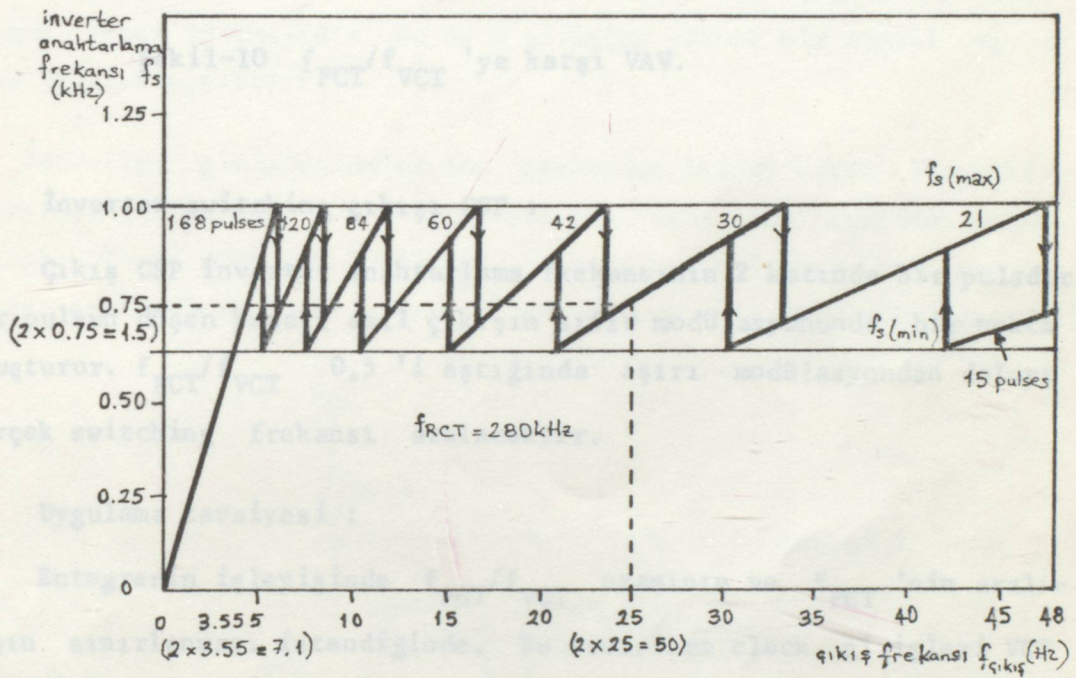
Çıkış gecikmeli clock OCT :

OCT clock girişi, bilgi girişi K ile birleşiminde işleyen interlock gecikme periyodunu set etmede kullanılır. Bu da fazların ters çevrilmesinde istenir. Bir tristörlü inverter için çıkış tristörleri pulsularla tetiklenir. OCT ve K, pulsaların frekanslarını tespit etmede kullanılır. OCT ve K'nın işlemesi Tablo-3'de görülmektedir. K girişi yüksek tutulursa bu ECT ve OCT'yi minimum seviyede aralarında senkronizasyona götürecektir. Birçok durumda dizayn ekonomisi için RCT ve OCT için aynı clock kullanılır.

4.4. Kontrol Çıkışları :

Osiloskop senkronizasyonu RSYN :

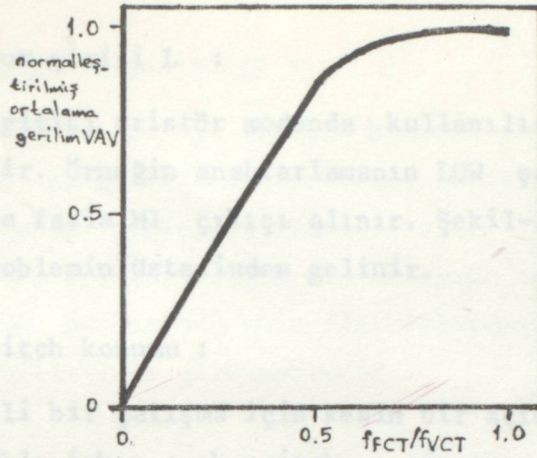
Bu bir f_{out} frekansının çıkış pulsu ve VCT clock pulsunun darbe genişliğidir. Burada osiloskop için stabil bir referans sinyal sağlanır ve böylelikle osiloskoptan sinyali takip etmek suretiyle kontrol edilir.



Şekil-9 Çıkış frekansına karşı inverter switching frekansı (alçak frekanslarda genişletilmiş ölçek).

Çıkış gerilim simülasyonu VAV :

VAV digital bir dalga şeklidir. VAV sinyalinin frekansı, inverter switching frekansı f_{out} 'a eşittir. VAV, f_{VCT} 'nin kapalı çevrim kontrolü için çok kullanışlıdır. VAV 'ın frekans ile orantılı değişimi Şekil-10'da görülmektedir.



Şekil-10 f_{FCT}/f_{VCT} 'ye karşı VAV.

Inverter switching çıkışı CSP :

Çıkış CSP inverter anahtarlama frekansının 2 katında bir pulstır. Her pulsun düşen kenarı asıl çıkışın sıfır modülasyonunda bir nokta oluşturur. f_{FCT}/f_{VCT} 0,5 'i aştığında aşırı modülasyondan dolayı gerçek switching frekansı azalacaktır.

Uygulama tavsiyesi :

Entegrenin işleyişinde f_{FCT}/f_{VCT} oranının ve f_{FCT} 'nin aralığının sınırlanması istendiğinde, Bu sınırlama clock girişleri VCT ve RCT'nin tartışması altında tanımlanır. Bunun için üç ek şart düşünülmelidir:

Tablo-3

OCT ve K girişlerinin işlemesi

K	İnterlock gecikme periyodu (ms)	Tetikleme pulse frekansı (kHz)	Tetikleme pulse genişliği (ms)
LOW	$8/f_{OCT}$	$f_{OCT}/8$	$2/f_{OCT}$
HIGH	$16/f_{OCT}$	$f_{OCT}/16$	$4/f_{OCT}$

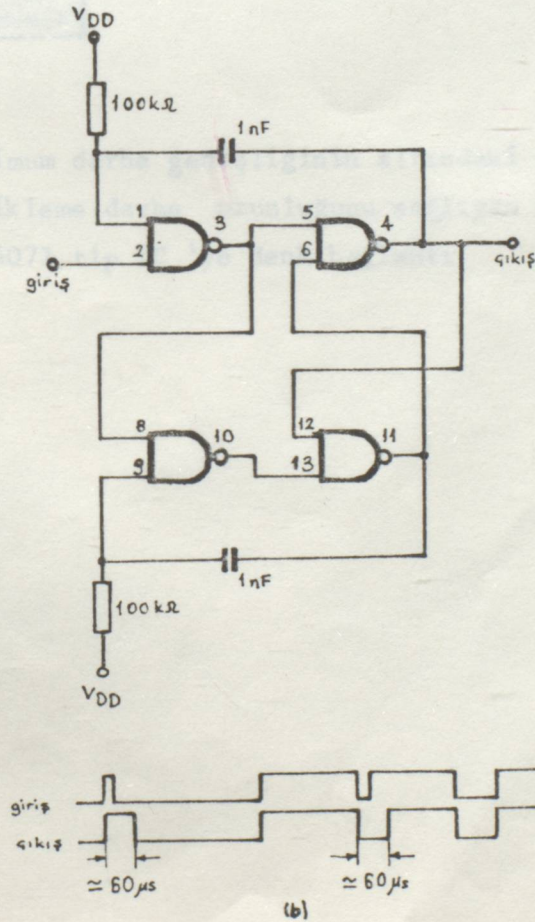
Başla/Dur girişi L :

Eğer L girişi tristör modunda kullanılırsa, anahtarlamamanın düzgün olması gerekir. Örneğin anahtarlamamanın LOW şartı durumunda M2 yerine bir veya daha fazla M1 çıkışı alınır. Şekil-11 'de görülen basit devre ile bu problemin üstesinden gelinir.

Açık switch konumu :

Emniyetli bir çalışma için kesin bir açık switch periyodu istenir. Tristör tetiklenirken açık switch pozisyonunun ilk yarım periyodunda entegre reset edilmelidir. Bu da A girişine yüksek bir sinyal uygulanarak gerçekleştirilir.

İstenilen giriş durumlarında periyodun ikinci yarım süresinde gerçekleştirilir. Eğer FCT normal çalışma esnasında sıfırdan başlatılırsa, clock FCT' nin $0,04 f_{RCT}$ civarında çalıştırılması tavsiye edilir. Açık switch periyodunun ikinci yarısı için 3360 puls uygundur.

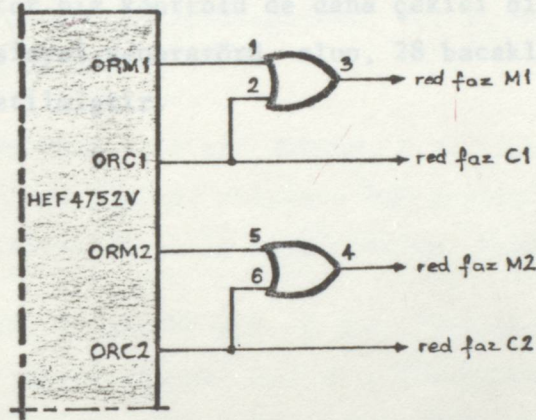


Şekil-11 L girişi ile minimum darbe genişliğini sağlayan devre.

a) HEF4093 'e denk devre b) Giriş-çıkış darbe genişlikleri.

Minimum pulse genişliği :

Şekil-6 ve 7 den bir defalık kontrol sinyali görülebilir. (Şekil-6e ve 7e'deki dalga şekilleri) Bunlar interlock süresine eşit ya da daha az bir puls genişliği üretirler. Tristörlü inverterlerde asıl tristörün (ana tristör) doğru tetiklenmesi komütasyon puls'ının ana pulsa bir OR fonksiyonu yolu ile birleşmesi sağlanır. Bunu sağlayan bir devre Şekil-12'de görülmektedir.



Şekil-12 Minimum darbe genişliğinin altındaki durumlarda, tam tetikleme darbe uzunluğunu sağlayan devre.
HEF4071 tip IC 'ye denk bağlantı.

5. SONUÇ

Daha önceleri, A.C motorların hız kontrolleri için geliştirilmiş çeşitli PWM (sinüsoidal basamak genlikli modülasyon) yöntemleri arasında hiçbiri yeterli olmamıştır. Bunlar; yüksek maliyet, karışık devreler, sıcaklıkla değişen çıkış gibi olumsuzlukları da beraberinde getirmişlerdir. Fakat, LSI (geniş ölçekli entegre) devre HEF 4752 V ile dezavantajların üstesinden geldiği gibi A.C motor hız kontrolü de daha çekici bir hale gelmiştir. HEF 4752 V sinyal generatörü olup, 28 bacaklı olarak MOS teknolojisi ile üretilmiştir.

1. HOULDSWORTH, J.A and BROWN, P.J. 'Introduction motor drive using new digital sine-wave PWM system', IEE Conference on Electrical Variable Speed Drives, London, September 1978.
2. BROWN, P. and HILTON, J. A.C. 'Motor drive for PWM motor speed control system', Electrical Engineering Applications, Vol. 4 No. 3, May 1978, pp. 101-103.

6. KAYNAKLAR

1. NIJHOF, E.B.G. 'Een Spannings/Frequentieomvormer Voor Draaistroommotorregelingen'. Polytechnisch Tijdschrift, Elektrotechniek Electronica, Jaargang 33, November 1978, pp.651 to 663.
2. HOULDSWORTH, J.A and ROSINK, W.B. 'Introduction to PWM speed control system for 3-phase A.C motors', Electronic Components and Applications, Vol 2, No.2, Feb.1980, pp.66 to 79.
3. HOULDSWORTH, J.A and BURGUM, F.J. 'Introduction motor drive using new digital sinewave PWM system', IEE Conference on Electrical Variable Speed Drives, London, September 1979.
4. BURGUM, F. and NIJHOF, E.E.G. 'Inverter circuit for PWM motor speed control system', Electronic Components and Applications. Vol.2 No 3. May 1980, pp.130 to 142.

7. ÖZGEÇMİŞ

1961 yılında Ankara'da doğdum. Orta öğrenimimi İstanbul'da tamamladım.

1979 yılında İ.D.M.M.A Müh.Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde lisans öğrenimine başladım. 1984 yılında lisans öğrenimimi bitirdim ve 1985 yılında mezun olduğum okulda Arş.Gör. olarak göreve başladım.

1985 yılında Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elk.Müh.Bölümünde yüksek lisans öğrenimine girdim. Halen Yıldız Üniversitesi'nin aynı bölümünde Arş.Gör. olarak görevime devam etmekteyim.

