

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Üç Faz, Asen, Mot. hız Kont. güç,  
Elekt, Ele. ile Gerç. ve Mikro. Den.

Yüksek Lisans Tezi

Refik Şener

1989

R 152  
108

20.0082

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLUNUN  
GÜÇ ELEKTRONİĞİ ELEMANLARI İLE GERÇEKLENMESİ  
VE MİKROİŞLEMCİLERLE DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELK. MÜH. REFİK ŞENER

İSTANBUL-1989

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON  
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot : R 152  
108

Alındığı Yer : FEN. BİL. ENS.

Tarih : 15.04.1992

Fatura : - - - - -

Fiyatı : 20.000. TL.

Ayniyat No : 1/2

Kayıt No : 48319

UDC : 621.3 378.242

Ek :



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
D.B. No 46097

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

5-10

ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLUNUN  
GÜÇ ELEKTRONİĞİ ELEMANLARI İLE GERÇEKLENMESİ  
VE MİKROİŞLEMCİLERLE DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELK. MÜH. REFİK ŞENER



İSTANBUL-1989

İÇİNDEKİLER	20
Türkçe özet	20
Yabancı Dilde Özet	20
I- GİRİŞ	1
II- MİKROİŞLEMCİLİ HIZ KONTROLU	22
III- ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL SİSTEMİNDE ÜÇ FAZLI BİR EVİRİ- EVİRİCİNİN MİKROİŞLEMCİ İLE KONTROLU	2
3.1-Kontrol şeması	5
3.2-Sistem Elemanları	6
3.2.1-Doğrultucu ve Filtre	6
3.2.2-İnverter (Evirici) Devresi	7
3.2.3-İnverter Gerilimi ve Harmoniklerin Kontrolü	7
3.2.4-Motor Karakteristikleri	9
3.2.5-Mil Kodlayıcısı	9
3.3-Mikroişlemci Özellikleri	9
3.4-İnterface Devresi	10
3.5-Koruma Devresi	10
3.6-Software Dizaynı	11
3.7-Fabrikasyon, Test	14
IV- ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLUNDA MİKROİŞLEMCİDESTEKLİ CYLOCONVERTER UYGULAMASI	45
4.1-Bölme aralığının Tesbiti	16
4.1.1-Ateşleme Açısının Tesbiti	16
4.1.2-Harmonik Bozulma Faktörü	17
4.2-Kontrol Devresinin Esas Yapısı	19
4.2.1-Ana Devre	17
4.2.2-Kontrol Devresi	19

VII-	4.2.2.1- $S_T$ Devresi	20
	4.2.2.2- $S_D$ Devresi	20
	4.2.2.3- $S_C$ Devresi	20
4.3-	Software (Bilgisayar Programı)	60
	4.3.1- Ateşleme Verisinin Alınışı	24
	4.3.2- Kontrol Programı	26
4.4-	Asenkron Motor Hız Kontrolunun Gerçekleşmesi	2
4.5-	Mikroişlemci Kullanımının Sağladığı Faydalar	27
V-	VEKTÖR KONTROL SİSTEMLERİ İLE HIZ KONTROLUNUN GERÇEK- LEŞMESİ	70
	5.1- Kontrol Sisteminin Tanımı	29
	5.2- Vektör Kontrol Sistemleri	31
	5.2.1- Akı kontrolü	31
	5.2.2- Hız kontrolü	33
	5.2.3- İşlemin Rakamlarla Gösterilmesi	36
5.3-	İlk Akım Referans Sinyal Generatörü	39
5.4-	Vektör Kontrolunun Avantajları	43
	5.4.1- Sürekli Hal Karakteristikleri	43
	5.4.2- Geçici Karakteristikler	44
	5.4.3- Gürültü Karakteristikleri	45
5.5-	Vektör Kontrol Sisteminin Analizi	46
IV-	ASENKRON MOTORDA MİKROİŞLEMCİLİ ALAN KONTROLU	
	6.1- Stator Akımının Analizi	47
	6.1.1- Stator Akısının düzenlenmesi	48
	6.1.2- Ortak Akının Düzenlenmesi	49
	6.1.3- Rator Akısının Düzenlenmesi	50
6.2-	Kontrol Şeması	51
6.3-	Kontrol Sistemiinin Çalışması	54

VII-	GERİLİM KAYNAKLI PWM İNVERTER'LE ALAN KONTROLU	
	7.1- Kontrol Sisteminin Tanımı	57
	7.1.1- Rotor Durumunun Belirlenmesi	59
	7.1.2- Motor Akımının Belirlenmesi	60
	7.1.3- Gerilim Kontrolü	61
	7.1.4- Kapılama Pulse Generatörü	63
	7.1.5- Multi İşlem	65
	7.2- Kontrol Karakteristikleri	67
VIII-	SONUÇLAR	70
IX-	KAYNAKLAR	
X-	ÖZGEÇMİŞ	

## ÖZET

Bu tezde asenkron motor kontrolunun yarı iletken güç elemanları ve mikroişlemcilerle yapılması incelenmiştir.

Asenkron motor hızını kontrol altına almak için değişik metodlar vardır. Burada asenkron motor hız kontrolunun; geri beslemeli olarak frekans kontrolü, akı kontrolü, moment kontrolü, kayma kontrolü, açılı kontrolü gibi metodlarla gerçekleştirilmesi incelenmiştir.

Bu metodlar kapalı çevrim hız kontrol metodları olup bunlarda mikroişlemci kullanımının önemi ve sağladığı faydalar etüdü edilmiştir. Her metodun ele alınışında değişik bir örnek ele alınmıştır.

Konu teorik olarak incelenmiş olup, ikinci bir sanayi devrimini başlatan mikroişlemcilerin, asenkron motor hız kontrolündeki kullanımına geniş yer verilmiştir.

## SUMMARY

In this thesis, Induction motor Control has investigated which is made with semiconductor power compenenttes and microprocessores.

There are different methodes to control speed of Induction motor. Here speed control of Induction motor has investigated to provide with frequency control flux control, torque control, slip control, angle control.

These are methodes of Closed-loop and feed- back speed control. The importance of using micropoccessor and adventageous are investigated. Adifferent sample is experimented each of control method.

Topic is examined theoretically. Using of micco-processor which is started second industrial revolutrom has given a large place in speed control of Induction Motor.

## I-GİRİŞ

Mikrokomputer esaslı kontrol sistemleri günümüzün en -  
düstriyel otamasyonunda büyük birrol oynamaktadır. Otomatik-  
leştirilmiş bir endüstriyel ortamda, hiyerarşik kompüter sis-  
temi, yeni oluşturulan bir strateji üzerindeki hareketler  
hakkında kararlar verir ve bu kararları mekanik harekete dö-  
nüştürür. Bugünün hareket kontrolü; elektrik makineleri, güç  
elektronığı elemanları, değıştirici ve evirici devreler, bil-  
gisayar donanımı sinyal elektronikleri, kontrol teorisi ve  
mikrokomputerler gibi pek çok bilim dalını kapsayan bir tek-  
noloji alanıdır. Son yıllarda hızla gelişen elektrik makine-  
lerinin kontrolunda mikroişlemciler büyük yer kaplamaktadır.

Uzun süreden beri hidrolik, pönematik ve diğere mekanik  
hareket veren sistemler bilinmesine rağmen elektronik kontrol  
çağı esas olarak 1950'lerin sonunda yarı iletken güç eleman-  
larının ortaya çıkmasıyla başlamıştır. 1970'li yıllarda mik-  
robilgisayarların ortaya çıkmasıyla sadece kontrol donanımla-  
rı basitleştirilmemiş aynı zamanda sisteme teşhis yeteneğı de  
eklenmiştir. 18. yüzyılda ilk sanayi devriminde icat edilen  
buhar makinesinin endüstriyel üretimdeki el işlerini üze-  
rine alışından beri sürekli olarak kontrol teorisi gelişmiş  
ve bunun içinde elektrik makineleri de yer almıştır. Elektrik  
makinelere kontrolü; vakum tüp elektronığından, katı-hal  
elektronığından ve son olarakda mikroişlemcilerden sağlan-  
mıştır. Bilgisayar ve mikroelektronığın ortaya çıkışı bizi i-  
kinci bir sanayi devriminin eşığıne getirmiştir. Burada kont-  
rol teknolojisi içinde yer alan asenkron motor kontrolunun ye-  
ni gelişmeleri incelenecektir.

## II- MİKROİŞLEMCİ'Lİ MOTOR HIZ KONTROLUNA GİRİŞ

Bir elektrik makinesi; içine verilen elektrik enerjisini çıkışta mekanik harekete dönüştüren yada bunun tersi işlemi yapan bir elektromagnetik enerji dönüşüm cihazıdır. Elektrik makineleri yaklaşık olarak yüz yıl önce bulunmuş ve bu süre zarfında üniversitelerde, Laboratuvarlarda ve endüstride gereken ilave çalışmalar tamamlanmıştır. Makine teknolojisinin gelişimi elektronik ve bilgisayar biliminin tersine çok yavaş ve uzun zamanda gerçekleşmiştir, ve yine uzun zamandan beri yeni bir gelişme olmamıştır. Hareket kontrol uygulamalarında bulunan elektrik makineleri de; makineler, asenkron makineler senkron makineler, step motorları, relüktans makineleridir. Burada asenkron motorların kontrolüne ait mikroişlemci uygulamaları incelenecektir. Önceleri hız kontrol prensipleri basit olmasına rağmen bazı dezavantajları vardı. Bir de makine dökme gövdeli olup ac makinelere göre pahalıdır. DC makinelerin komütatörleri ve fırçalarının olmasından dolayı kirli ve patlayıcı madde olan ortamlarda güvenilir bir şekilde kullanılamaz. Bir dc makine periyodik zaman içerisinde de bakım gerektirmektedir. Çok güvenilir olma ve bakım gerektirmeme durumu endüstriyel kontrol sistemlerinin başta gelen özelliği olmalıdır.

Bu nedenle ac makinelerin kontrol sistemlerinde kullanıldığı görülmektedir. Önceleri senkron ve asenkron ac makineler sabit hızda çalıştırılmaktaydılar. Fakat son yirmi yılda ac makine kontrol teknolojisinde bir sıçrama görülmüştür.

AC makinelerin basit yapıda olmalarına rağmen kontrol devreleri karışıktır. Kontrol techizatının pahalı olmasından dolayı ac makine kontrol sisteminde maliyeti artmaktadır. Değiştirici devreler ve mikroişlemci'li kontrolörlerin geliştirilmesi bu alanda yeni ufuklar açmıştır.

Bir ac makinenin geri beslemeli kontrolünün yapılması çok karışıktır. Bu karışıklık yüksek bir performans sağlanmak istendiğinden ortaya çıkmaktadır. AC makine kontrolünde zorluğu yaratan diğer bir nedende geri besleme sinyali ile işlem yapılmasıdır. Bir asenkron motorun hız kontrolü için en basit ve ekonomik metod, tristörler veya bir triac değiştirici yardımıyla şebeke frekansını ve gerilimini değiştirmektir. Bu açık çevrim metodu uzun zaman kullanılmıştır ve düşük performansa göz yumulabilen uygulamalarda kullanılmaya devam edilecektir.

Geri beslemeli akı kontrolü, moment kontrolü, kayma kontrolü, açı kontrolü gibi prensipleri yüksek performansa ihtiyaç duyulan alanlarda yeni yeni yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Alan kontrolü yada vektör kontrolü teknikleri de AC makine kontrolünde büyük yer kaplamaktadır. Bu metodlar ilk bulunduğu zaman uygulamalardaki zorluklardan dolayı pek ilgi görmemesine rağmen mikro kompüterlerin bu alana girmesiyle problemler çözüldü ve önemli bir kontrol metodu haline geldiler.

Mikrokompüterlerin icadı kontrol teknolojisine yeni bir boyut getirmiştir. Kontrol sistemleri açısından yarı iletken güç elemanlarının icadı kadar önemlidir. Dijital sistemde

yarı iletken güç elemanları kas, mikrokomputerler de beyin görevi yapmaktadır.

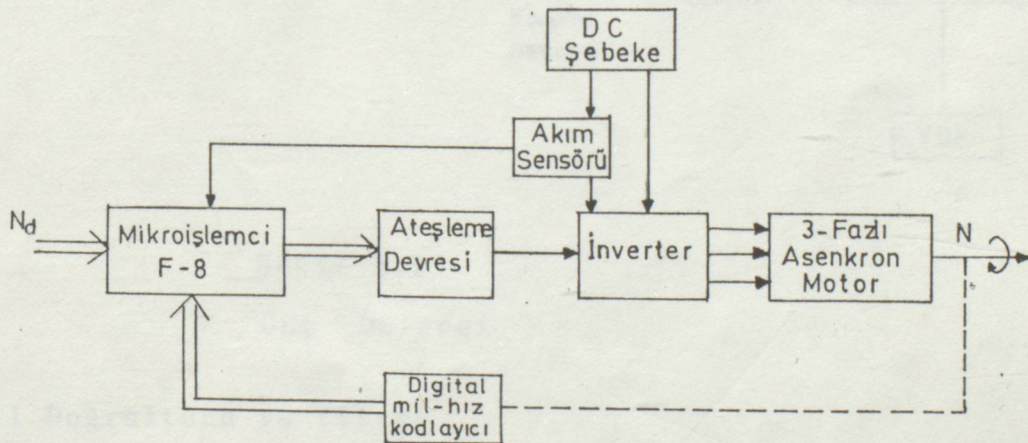
Elektronik kontrol sistemlerinde, büyük bir maliyet azalması sağladıklarından mikrokomputerler büyük bir ilgi görmüşlerdir. Uygun bir program yardımıyla kontrol stratejisinin değiştirilebilmesi mikrokomputerlerin sağladığı en büyük avantajlardan birisidir.

Bu tezde yukarıda bahsedilen kapalı çevrim hız kontrol tekniklerinin asenkron motor üzerindeki uygulamaları araştırılıp sonuçları incelenecektir. Burada kontrol tekniklerine ait mikrolemci denetimi ve yarı iletken güç devreleri üzerindeki uygulamalarına yer verilmiş olup bunlar blok diyagramlarla açıklanmış sonuçlara ait karakteristikler incelenmiştir. Standart olan devreler ise (evirici, doğrultucu, değiştirici vs.) çok yönlü olarak ders kitaplarında ve tezlerde yer verilmesinden dolayı ayrıca incelenmemiştir.

### III-ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL SİSTEMİNDE ÜÇ FAZLI BİR EVİRİCİNİN MİKROİŞLEMCİ İLE KONTROLU

#### 3.1 Kontrol Şeması

Üç fazlı bir asenkron motorun hız kontrolunun mikroişlemci ile sağlanmasına ait bir blok diyagram şekil 3.1 de görülmektedir. Olması istenen hız mikroişlemcisiyle ortak çalışan bir teleks birim operatörü vasıtasıyla mikroişlemciye verilir. Motor mili döndüğü zaman, mil kodlayıcısı rakamlara karşılık gelen sinyaller üretir. Bu sinyaller, sinyal çözme algoritması tarafından hesaplanır ve gerçek motor hızı buradan elde edilir. İstlenen hız ile gerçekleşen hız arasındaki farka bağlı olarak, hız kontrol algoritması (evirici) inverter frekansını ayarlar. Aynı zamanda  $f \leq$  ölçülen frekans için  $V/f$  oranını sabit ve  $f >$  ölçülen frekans için  $V$  sabit değerinin sürekli olarak sağlanması için dalga genliğini de ayarlar. Bu da motor hızının ayar sahası dahilinde, istenen hızın  $\pm 2$  d/dk toleransı ile kontrol edilmesini sağlar.



Şekil 3.1 Asenkron motor hız kontrol sistemi

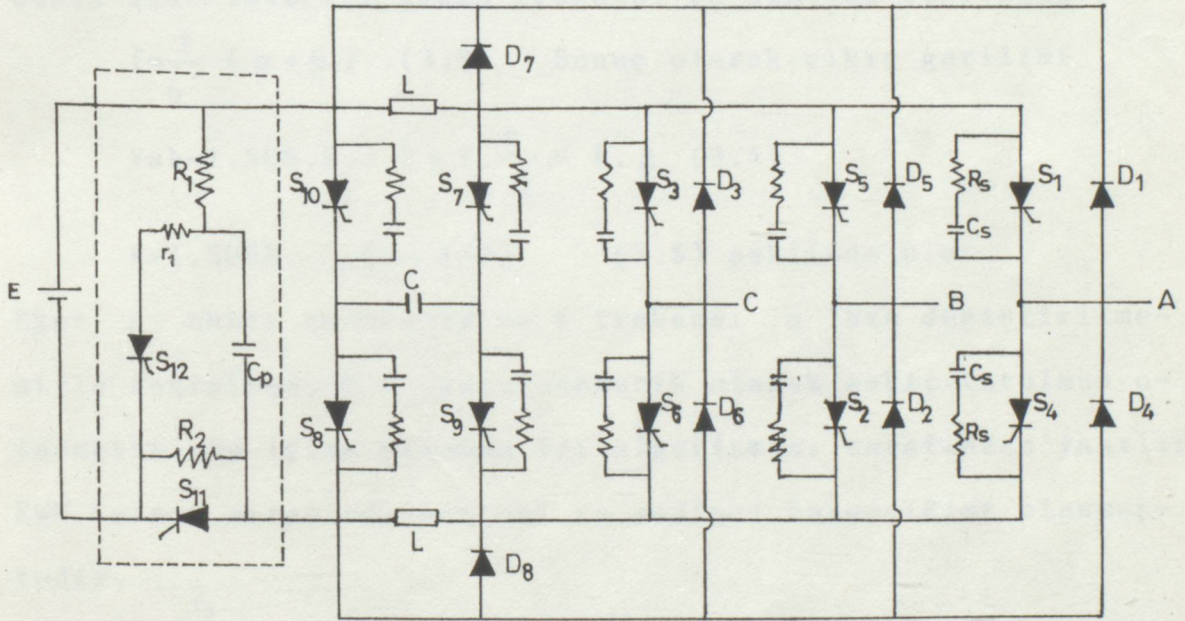
Sistemin esas yapısı aşağıdaki gibidir.

-Üç fazlı motoru besleyen PWM inverterden oluşan güç devresi

lanılarak önlenmiştir. Bu devre her yönüyle bilindiği için burada yer vermeye gerek görülmemiştir.

### 3.2.2 İverter (Evirici) Devresi

Burada kullanılan inverter devresi şekil 3.3 de görülmektedir. Bu  $S_1$ 'den  $S_6$ 'ya kadar altı tristör ve  $D_1$ 'den  $D_6$ 'ya kadar, altı diyoddan oluşan bir standart üç fazlı inverter köprüsüdür.  $S_7$ 'den  $S_{10}$ 'a kadar olan tristörler ve L;self, C;kapasiteden oluşan sol taraf komütasyon devresidir. Bu devrede DC taraflı komütasyonlar kullanıldığı görülmektedir.



Şekil 3.3

İverter Devresi

### 3.2.3 İverter Gerilimi ve Harmoniklerin Kontrolü

Bu inverter köprü devresinde gerilim kontrolü PWM (Pulse

Width modülasyon) darbe genlik modülasyonuna bağlıdır. Bu inverter çıkışında altı basamaklı bir dalga şekli oluşturulur. Her bir darbe genlik modülasyon basamağı şekil 3.4 deki gibi olur. İnverter çıkış gerilimi şu şekilde formüle edilir.

$$V_{ab} = 1,506 \cdot E \cdot \sin d \quad (3.1)$$

d: yarım darbe genliği ve  $\pi/6$  rad'dır. d; küçük olduğundan formül şöyle düzenlenir.

$$V_{ab} \approx 1,506 \cdot E \cdot d \quad (3.2)$$

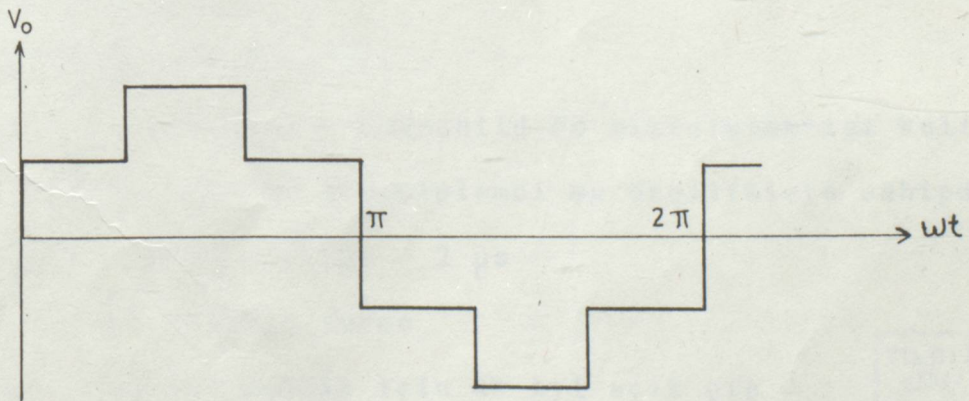
Eğer ana tristörlerin açık kalma zamanı  $\beta$ , kapalı kalma zamanı  $\alpha$  olarak belirtilirse; altı basamaklı bir dalga şekli için inverter çıkış frekansı şu şekilde belirtilir.

$$f = \frac{1}{6} (\alpha + \beta) \quad (3.3) \quad \text{Sonuç olarak çıkış gerilimi}$$

$$V_{ab} = 1,506 \cdot E \cdot 2 \pi f \cdot \frac{\beta}{2} = K \cdot \beta \quad (3.4)$$

$$K = 1,506 E \cdot (2 \pi f / 2) \quad (3.5) \quad \text{şeklinde olur.}$$

Eğer  $\beta$  sabit tutulursa ve f frekansı  $\alpha$ 'nın değiştirilmesiyle değişirse, V/f oranı otomatik olarak sabit tutulmuş olacaktır. Bu işlem tamamen V/f algoritması tarafından yapılır. PWM işlemi sırasında beşinci ve yedinci harmonikler elenmektedir.



Şekil 3.4

Altı basamaklı dalganın Pulse-genlik modülasyonu

### 3.2.4 Motor Karakteristikleri

Bu kontrol sisteminde bahsedilen asenkron motorun özellikleri aşağıdaki gibidir.

Delta/Star	0,6KW
400/230 V	0,76 pF
1,55/2,67 A	1410 dev/dk

### 3.2.5 Mil Kodlayıcısı

Mil kodlayıcısı, dış yüzeyinde eşit aralıkta delinmiş delikleri bulunan hafif bir alimünyum ışık diski şeklindedir. Bir ışık kaynağı ve bir fototransistör disk aralarında kalacak şekilde yerleştirilmiştir.

Böylece ışık kaynağı ile fototransistör arasına bir delik geldiği zaman, fototransistör ışık alır. Eğer mil hızı fototransistör tarafından üretilen sinyallerin frekansız olan  $N$  d/dk ise  $f$ , şöyle verilir.

$$f = N \cdot P / 60 \quad (3.6)$$

Buradan mil kodlayıcısının  $P=60$  deliğe sahip olması gerektiği ortaya çıkar. Bu sayede sürekli olarak üretilen sinyaller belli bir biçimde şekillendirilerek mikroişlemcinin merkezi program birimine gönderilir.

### 3.3 Mikroişlemci Özellikleri

Bu kontrol sisteminde Fairchild F8 mikroişlemcisi kullanılmıştır. 8 bit olan bu mikroişlemci şu özelliklere sahiptir.

- Bilgiverme zaman aralığı 2  $\mu$ s
- 70'in üzerinde bilgi verme
- Programlanabilir bellek için 64 byt açık çip
- Aritmetik çalışma gibi binary



- Saat sinyali üretimi
- I/O bölümlerinde açık-çip
- Programlanabilen açık-çip

F 8 mikroişlemcisi bir kit olup devre şemasına burada yer verilememiştir, ve şu birimlerden oluşmaktadır.

- Merkezî işlem birimi 3850 (CPU)
- Program depolama birimi 3851 (PSU)
- Sabit hafıza interface 3853 (SMI)
- 21 kbyt programlanabilir bellek 2102 (RAM)
- Gerekli devre ve latch'ler

### 3.4 İnterface Devresi

İnterface devresi mikroişlemciyi; mil kodlayıcısına, tristör ateşleme devresine ve koruma devresine birleştirerek ortak çalışmalarını sağlamak için kullanılır. Fototransistörden sağlanan sinyaller NAND kapıları tarafından şekillendirilir ve mikroişlemciye verilir. Mikroişlemci  $S_1$ 'den  $S_{10}$ 'a kadar olan inverter tristörlerinin ateşlenmesi için de kullanılır. Gerekli sinyaller 10KHz'lik bir pulse generatöründen sağlanır.

### 3.5 Koruma Devresi

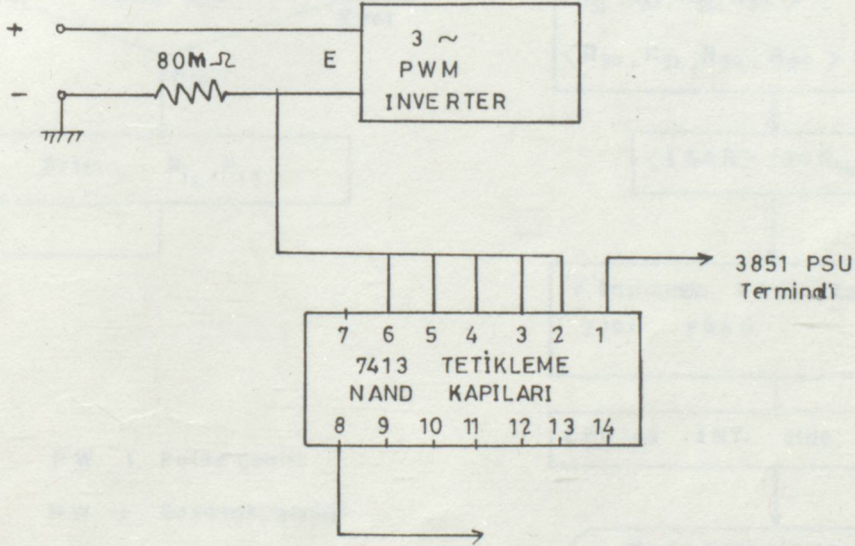
Mikroişlemci gerçek motor hızını hesaplayıp 500ms içinde olması gereken değere getirebilmektedir. Geri kalan periyot süresinde mikroişlemci boştadır. Bu boştaki kalma zamanını efektif olarak kullanmak için tristörlerin korunmaları gereklidir. Bunun için doğrultucu devre ile seri olarak  $8 \text{ M } \Omega$ 'luk dirençler bağlanır. DC devredeki akım 20A'ı aşmaz tetikleyicinin direnci maximumdan minimuma getirilir.

### 3.6 Software Dizaynı (Program Dizaynı)

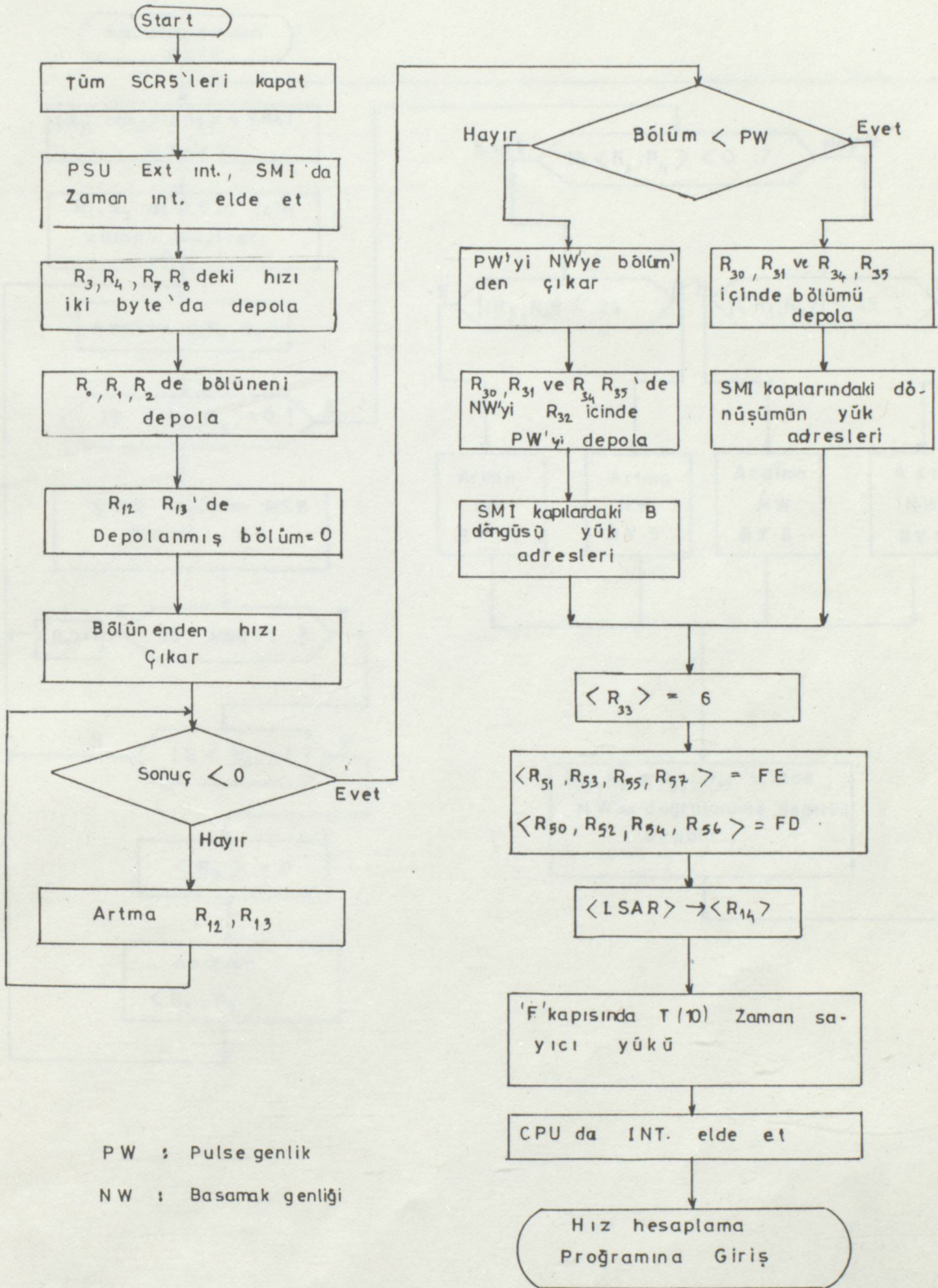
Asenkron motorun kapalı çevrim kontrolü için program sırası şöyledir.

- Ana program
- Hız hesabı ve hata hesabı
- Frekansın hassas gerçekleştirme algoritması
- Tristörlerin ateşlenmesi
- Koruma

Bu programlar bilgisayar dilinde yazılır ve yapılması gereken işlemler bunların içine yüklenir. Bu programların bilgisayara verilmesiyle hız kontrol sisteminin hakimiyeti mikroişlemciye devredilmiş olur. Ana program, hız hesaplama ve frekans algoritması akış diyagramları aşağıda verilmiştir.

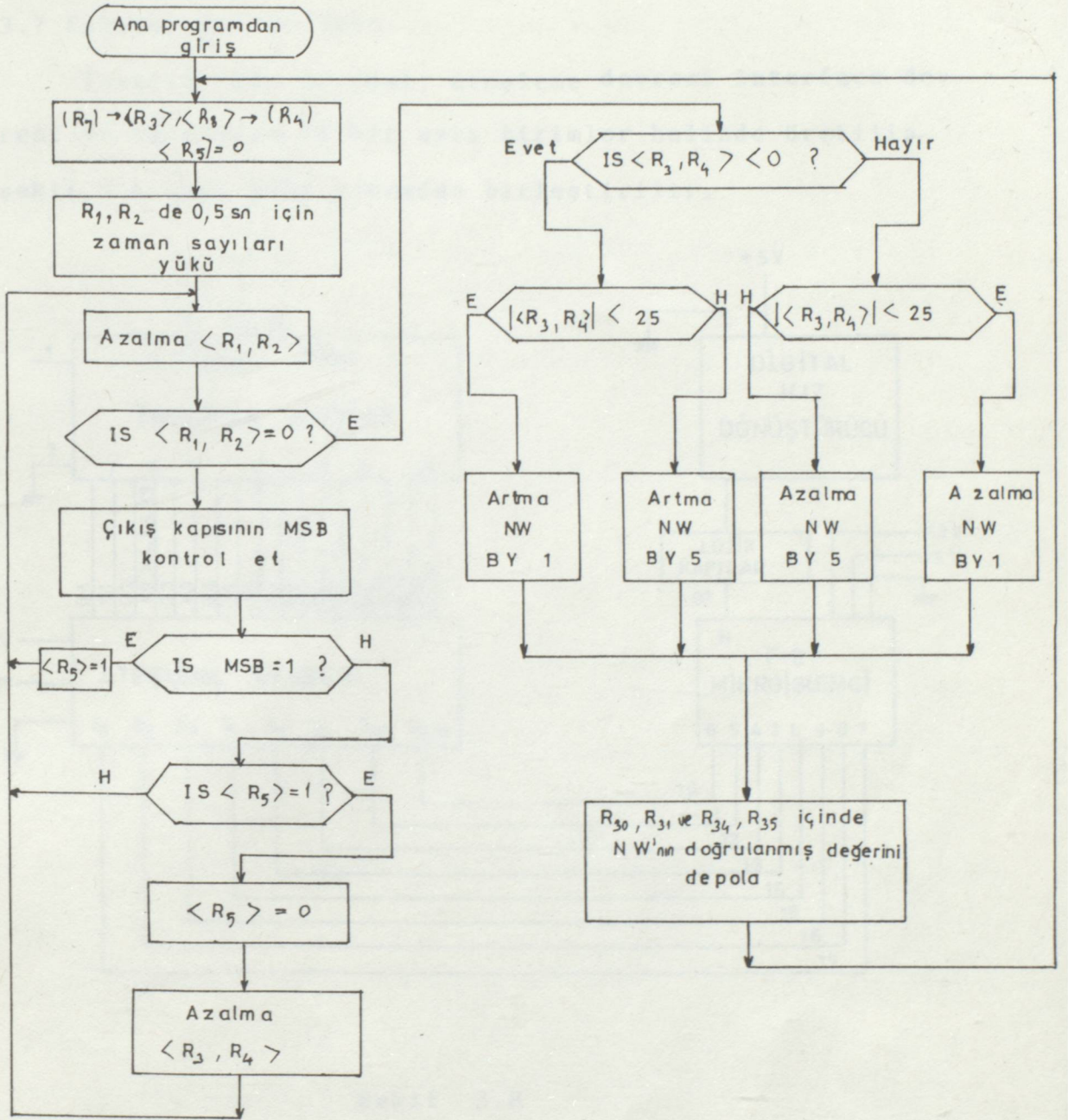


Şekil 3.5  
Koruma Devreli İnterface



Şekil 3.6

Ana program

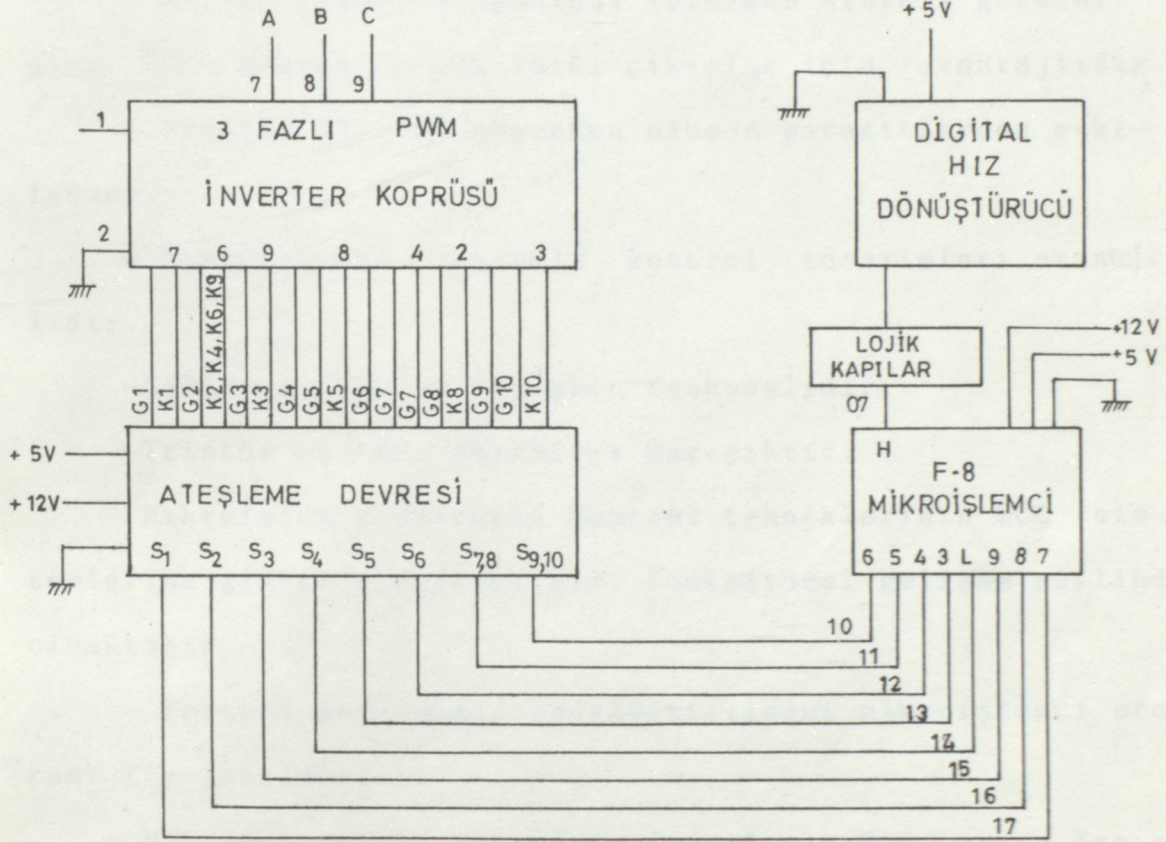


Şekil 3.7

Hız hesaplama ve frekans belirleme algoritması

### 3.7 Fabrikasyon ve Test

İnverter güç devresi, ateşleme devresi interface devresi ve Fairchild F8 kit ayrı birimler halinde üretilip şekil 3.6 daki gibi sonradan birleştirilir.



Şekil 3.8

Sistem oluşturma diyagramı

Bu mikroişlemciyle asenkron motorun kapalı çevrim kontrol sistemi gerçekleştirilmelidir. Bu da açık çevrim kontrol sistemi olan normal inverter beslenmesine göre hızın olması gereken değerde tutulmasından dolayı üstünlük sağlamaktadır.

#### IV- ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLUNDA MİKROİŞLEMCİ DESTEKLİ CYCLOCONVERTER UYGULAMASI

Dijital control Cycloconverter ( DCC ) sisteminin özellikleri şunlardır:

- Alçak-frekans sinüsoidal referans sinyali gereksiz olup DCC sistemler çok fazlı çıkışlar için avantajlıdır.

- Tristör iletme geçerken oluşan parazitlerden etkilenmez.

- Mikroişlemci destekli kontrol tasarımları avantajlıdır.

-Sabit gerilim ve değişken frekanslıdır.

-Tristör kontrol devreleri karışıktır.

Mikroişlemci destekli kontrol tekniklerinin DCC sistemlerine girişi aşağıdaki gibi fonksiyonel gelişme şeklinde olmaktadır.

- Kontrol devresinin sadeleştirilmesi mikroişlemci programı ile yapılabilir.

- Mikroişlemcinin interface devreleri DCC çıkış fazının arttığı oranda karışık olmayacaktır.

- Ateşleme açısının değeri doğru olarak belirlebilir ve mikroişlemci programı yardımıyla değiştirilebilir.

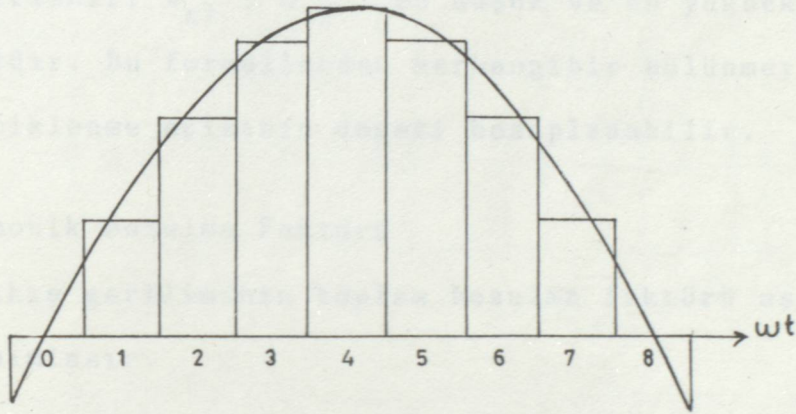
- Pozitif ve negatif dönüşümlerde akım sirkülasyonunun olmaması mikroişlemci tarafından sağlanır.

- Yük akımının pozitif ve negatif kısmı mikroişlemci ile kontrol edilebilir.

#### 4.1 Bölme aralığının Tesbiti.

DCC sistemlerin prensibi şöyledir. DCC çıkışının periyodik bir zamanı, tristörün kapılama devresinin kontrolu için N eşit aralığa bölünür. Sinüsoidal çıkış gerilimi dalga şekli uygun genlik elde etmek için eşit aralıklar yardımıyla basamak dalga haline getirilir.

Şekil 4.1 de DCC çıkışının yarım periyodu sırasında eşit aralıklara bölme metodu görülmektedir.



Şekil 4.1. Eşit aralıklara bölme metodu

##### 4.1.1 Ateşleme açısının Tesbiti

Tristörün ateşlenme açısı şöyle tesbit edilir. Genliğin bölünme noktası ateşlenme açısının değerine yüklenir. Temel cyclokonverter çalışması doğrultucu devresi esaslarına göre yapılmaktadır. Doğal olarak değiştiren tristör  $\bar{E}$  çıkış geriliminin herhangi bir değerine karşılık gelen  $\alpha$  tetikleme açısında ateşlenir.

$$\bar{E} = \frac{1}{A} \int_{\alpha}^{\alpha+A} E_m \sin \omega t d\omega t \quad (4.1)$$

$E_m$  = Gerilimin max değeri,  $A$  = altı-darbe'li bir konverter için  $\pi/3$  dür. Diğer taraftan keyfi olarak bölünmüş kısımlar için  $\bar{E}_D$  nin değeri

$$\bar{E}_D = \frac{\bar{E}}{W_{t2} - W_{t1}} (Cost_1 - Cost_2) \quad (4.2)$$

olarak belirlenir.  $W_{t1}$ ,  $W_{t2}$  en düşük ve en yüksek elektriki açılardır. Bu formüllerden herhangi bir bölünmeye ait tristör tetiklenme açısının değeri hesaplanabilir.

#### 4.1.2 Harmonik Bozulma Faktörü

DCC çıkış geriliminin toplam bozulma faktörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\text{Toplam bozulma faktörü} = \frac{\text{Yüksek Harmoniklerin Efk. değeri}}{\text{Esas harmoniğin Efektif değeri}}$$

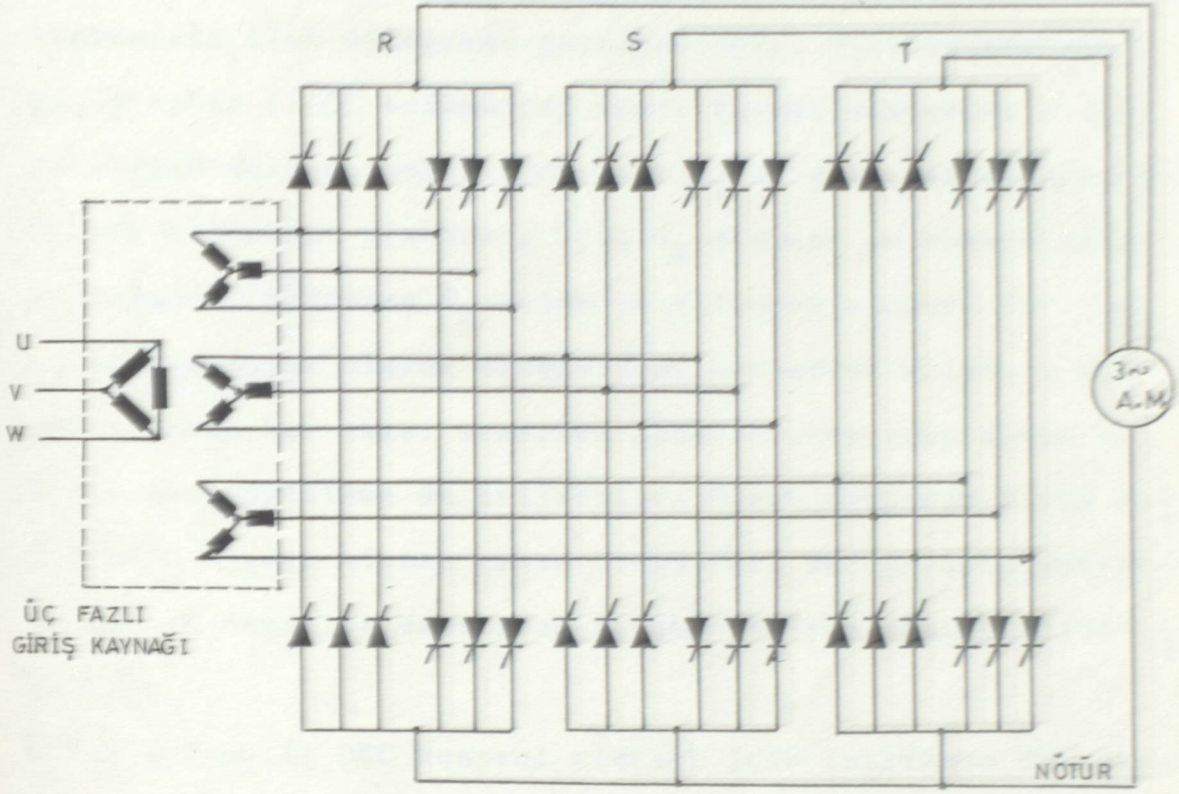
(4.3)

## 4.2 Kontrol devrelerinin Esas Yapısı

### 4.2.1 Ana Devre

Şekil 4.2 de üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun kontrolü için altı darbe'li DCC sistemlerinin ana devresi 36 tristörden oluşur. Ve sirkülasyon oluşmaksızın çalışır. Üç fazlı bir asenkron motor DCC çıkışınının R,S,T fazla-

rına bağlanır ve stator sargılarının nötr noktası da DCC sistemin nötr noktasına bağlanır.



Şekil 4.2. Üç fazlı Asenkron motor için altı-pulse DCC sistemin ana devresi

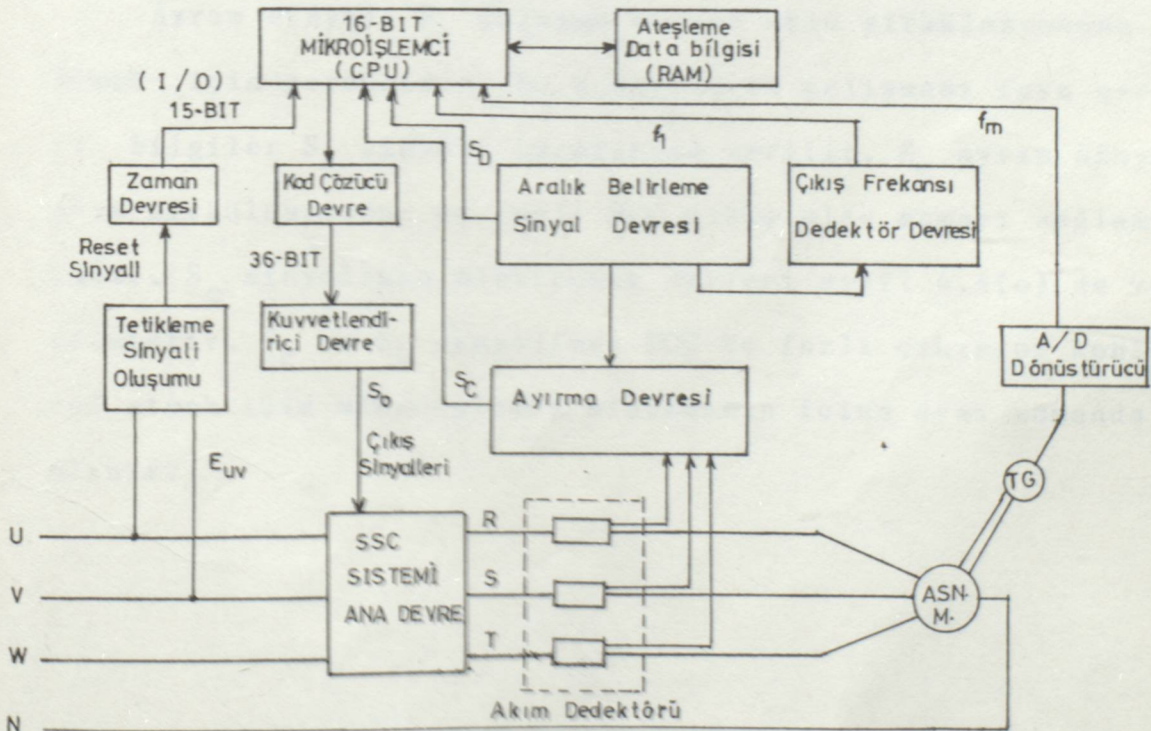
DCC sisteminin her bir çıkışına P ve N konverterleri bağlanır. Bunlar şebekedeki pozitif akımı yük üzerinde negatif akıma dönüştürür. Bu sistemde örnek olarak seçilen üç fazlı asenkron motor değerleri şöyledir.

Stator gerilimi ve frekansı	200 V , 60 Hz
Stator akımı	6,0A
Devir	1690 dev/dk
Rotor	Sincap kafesli tip
Çıkış gücü	1,5 KW
Kutup Sayısı	4 kutup

#### 4.2.2 Kontrol Devresi

DCC kontrol sistemi için 16 bit mikroişlemci kullanılmıştır. Şekil - 4.3 de mikroişlemci destekli DCC kontrol sisteminin blok diyagramı görülmektedir. Mikroişlemcinin giriş-çıkış (I/O) bölümünden içeri alınan sinyaller o anki tetikleme açısını belirlemek için  $S_T$  sinyali, dalgadaki bölünmüş kısımları göstermek için  $S_D$  sinyali ve konverterin çalışmasını gösteren  $S_C$  seçme sinyalinden oluşur. Her faz çıkışında lojik olarak oluşturulan konverter akımları konverterlerin her ikisi arasında oluşabilecek kısa devre akımlarını engelleme de kullanılır. Diğer taraftan (I/O) bölümünden dışarı alınan çıkış sinyalleri kod çözücü, kuvvetlendirici devreler üzerinden tristörlerin terminallerine verilir.

Mikro işlemcili DCC kontrol sistemi için interface devreleri özet olarak şöyle açıklanır.



Şekil 4.3. Mikroişlemci destekli DCC kontrol sisteminin blok

#### 4.2.2.1 $S_T$ Devresi

Şekil 4.4(a) da DCC sistemleri için kullanılan bir saat devresi görülmektedir.  $E_{uv}$  üç fazı giriş geriliminin negatif değerden pozitif değere geçişini gözetleyen ve sıfır noktasına yerleştirilen kristal osilatör (1MHz) ile 16 bit binary sayıcıdan oluşan  $S_T$ , o anki tetiklemeyi belirlemek için kullanılır.  $S_T$  saat sinyali DCC giriş kaynağının periyodik zamanının her birinde (1/60 s) yeniden sıfırlanır. 15 bit'den oluşan  $S_T$  sinyali 1µS sürmektedir.

#### 4.2.2.2 $S_D$ Devresi

Şekil 4.4(b) DCC çıkışının bir periyodik zamanı süresindeki 24 bölünmüş aralığın sinyal devresini vermektedir.  $S_D$  sinyali, binary sinyal üreten beş aşamalı binary sayıcıdan oluşmaktadır. Değişken DCC çıkış frekansı, saat frekansını değiştirerek gerçekleştirilir.

#### 4.2.2.3 $S_C$ Devresi

Ayrım sinyali  $S_C$  çalışma anında akım sirkülasyonunu önlemek için gereklidir. Bu konverterin çalışması için gerekli bilgiler  $S_C$  sinyali tarafından verilir.  $S_C$  ayrım sinyali akım sirkülasyonsuz üç fazlı DCC çıkış elde etmeyi sağlamaktadır.  $S_C$  sinyalinin elektronik devresi şekil 4.4(c) de verilmiştir.  $S_C$  ve  $S_D$  sinyalleri DCC üç fazlı çıkışını kontrol etmek için mikroişlemci sisteminin içine aynı zamanda alınır.



#### 4.2.2.4 Tetikleme Sinyalinin Kuvvetlendirici Devresi

5 bit'den oluşan tristör tetikleme sinyali Şekil 4.3 de gösterildiği gibi mikroişlemcinin I/O bölümünden alınır. Bu sinyal 36 kuvvetlendirici devre, 36 foto-izalotör arasından 36 tristörün kapı girişlerine verilir.

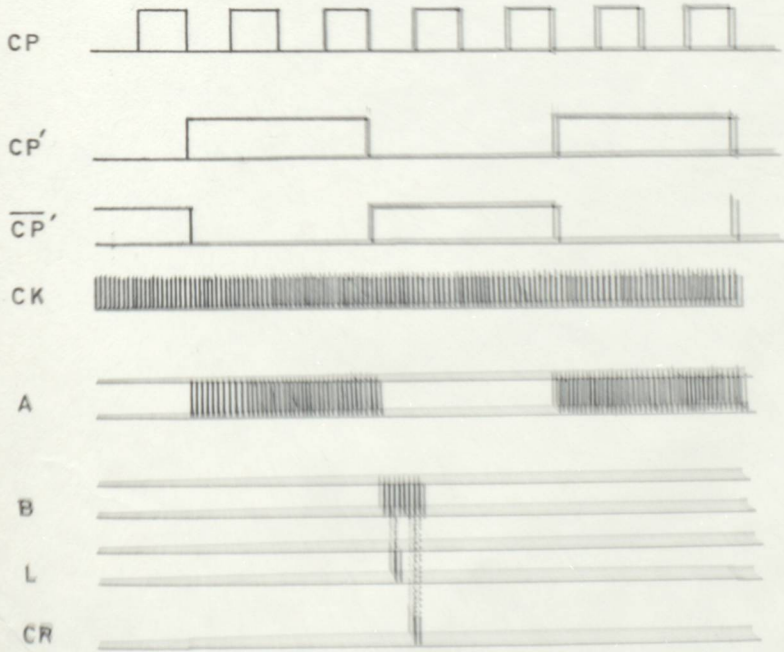
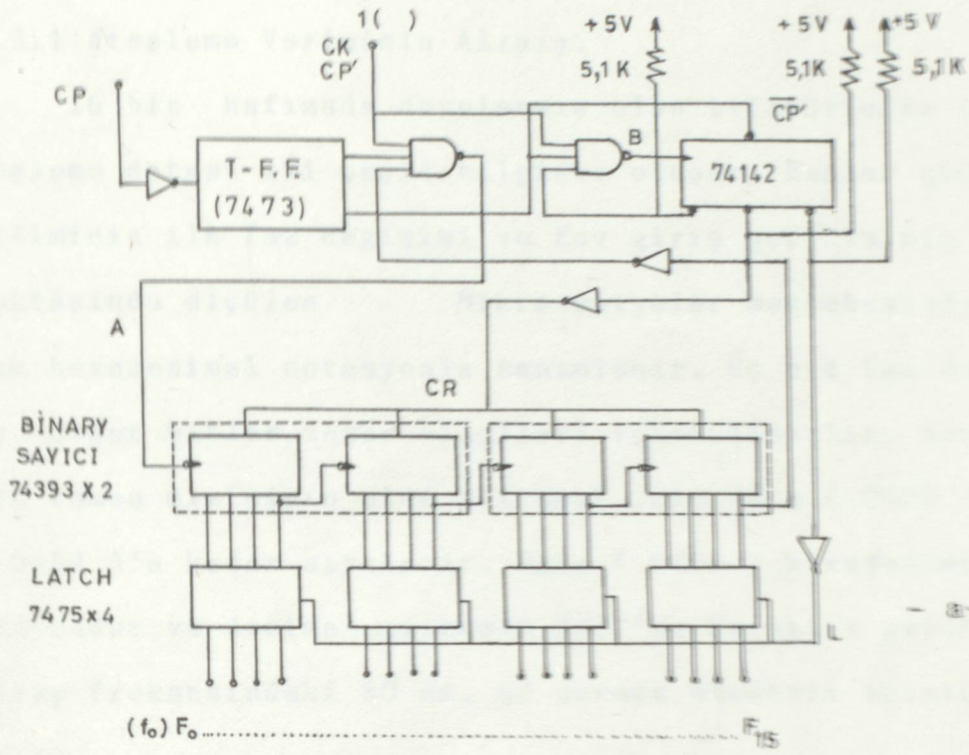
#### 4.2.2.5 Frekans Dedektörü

DCC operasyonu için çeşitli interface devreleri kullanılmaktadır. Diğer taraftan DCC çıkış frekansının bulunması için ve değişik hızlardaki açık çevrim veya kapalı çevrim kontrolunun sağlanması için bir interface devresi kullanılır. Yani  $f_1$  DCC'nin çıkış frekansı,  $f_m$  asenkron motorun frekansı bulunabilmektedir. DCC çıkış gerilimi, üç fazlı asenkron motorun çeşitli değerlerdeki hız kontrolu için DCC çıkış frekansı oranında değiştirilebilir. Böylece  $A_{sn}$  motor giriş gerilimi ile giriş frekansının birbirine oranı kontrol edilebilir.

Bir frekans dedektörünün elektronik devresi ve zaman diyagramları Şekil 4.5(a)-(b) de görülmektedir. 4.4(a) şeklindeki saat sinyali 4.5(b) şekli tasarımında kullanılmıştır. Saat sinyali 4.5(b) de gösterildiği gibi  $24 f_o$  olacaktır.

$f_o =$  DCC çıkış frekansı

$24 f_o$  (hz)'li sinyal flip-flop devresinde  $12 f_o$ 'lı sinyale dönüşür ve kullanılan (1MHz) saat sinyalinin miktarı  $12f_o$ (Hz) li sinyalin yarımperyodu sırasında sayılır ve sinyalin periyodik zamanının negatif yarısı esnasında 16 bit den oluşan binary bilgi gibi sürülür. Ana sayıcı devre sürekli olarak sıfırlanır. Bu elektronik devre DCC çıkış frekansının 1,3 Hz altında kullanılır.



Şekil 4.5 DCC sistemlerin çıkış frekanslı dedektörü  
a) Dedektör elektronik devresi  
b) Dedektör devresi zaman diyagramı

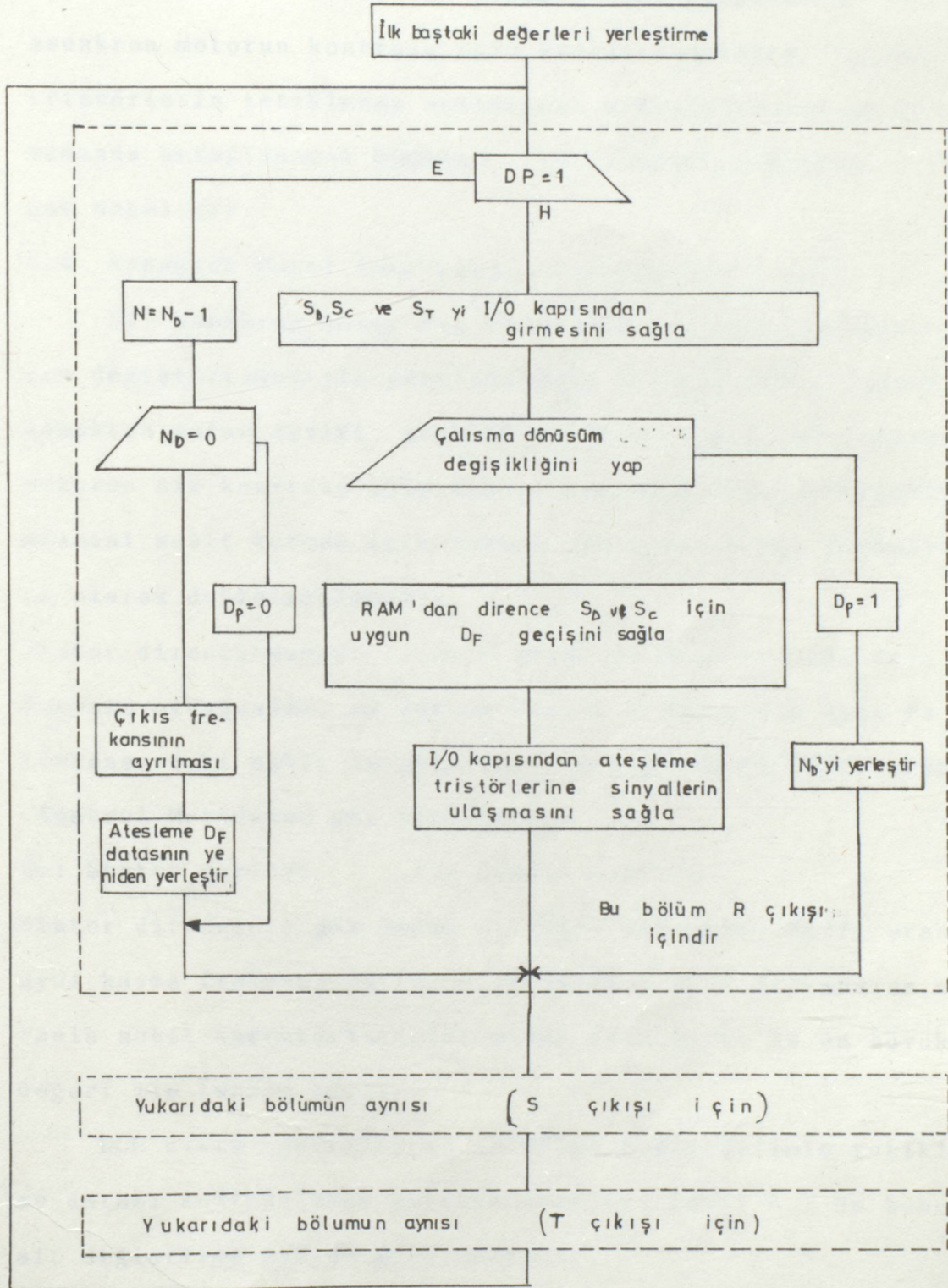
### 4.3 Software (Bilgisayar Programı)

#### 4.3.1 Ateşleme Verisinin Alınışı

16 bit hafızada depolanmış olan tristörlerin ( $D_F$ ) ateşleme datası iki çeşit bilgiden oluşur. Bunlar giriş geriliminin ilk faz değişimi ve Euv giriş geriliminin sıfır noktasında ölçülen Mikrosaniyeler mertebesindeki zaman hexadesimal notasyonla tanımlanır. Üç bit, faz değiştirme, diğer bitler, zaman bilgileri için kullanılır. Sonuç olarak zaman dizisinin elde edilmesi için data ( 0000 )' dan ( 0AD9 )'a kadar sıralanır. Data ( 0AD9 ) hexadesimal notasyondur ve desimal sistemde 2777'ye karşılık gelir. DCC giriş frekansındaki 60 Hz, 60 derece elektrik açısını gösterir.

4.3.2 Kontrol Programı

DG Kontrol Programı



Şekil 4.6 Mikroişlemci destekli kontrol için flowchart

#### 4.3.2 Kontrol Programı

DCC kontrol sisteminin mikroişlemci programı üç fazlı asenkron motorun kontrolu için kullanılmaktadır. Program tristörlerin tetiklenme açılarının mikroişlemcide en kısa zamanda hesaplanarak tristörlere verilmesini sağladığı için çok önemlidir.

#### 4.4 Asenkron Motor Kontrolunun Gerçekleştirilmesi

Bir asenkron motor hız kontrolunun, stator frekansının değiştirilmesiyle yapılabildiği bilinmektedir. Çünkü asenkron motor deviri, senkron devre bağlıdır. Bir asenkron motorun hız kontrolu için, stator gerilimi nüvenin magnetik akısını sabit tutmak için stator frekansının bir fonksiyonu olarak değiştirilebilir.

Stator direnci:moment, stator akımı ve magnetik akı için önemsiz olduğundan, en yüksek stator frekansında aynı  $f_s$  frekansındaki sabit karakteristikleri gösteren  $E_1/f_1$  oranı,

Kontrol Metodunun ana prensibidir.

$E_1$ : Stator gerilimi       $f_1$ : Stator frekansı

Stator direncinin göz önüne alınması durumunda  $E_1/f_1$  oranı aynı kayma frekansında ( $f_s$ ), en düşük stator frekansına oranla sabit karakteristikler almak için  $E_1/f_1$ 'in en büyük değeri ile tanzim edilir.

DCC çıkış geriliminin telafisi değiştirilmiş tetikleme datası kullanılarak gerçekleştirilebilir. Şekil 4.7 de buna ait değiştirme metodu görülmektedir.



Yüksek harmonik bileşenlerini içeren DCC geriliminin etki değeri CD çizgisi üzerinde görülür. CD çizgisi AB'ye paraleldir. Sonuç olarak DCC çıkış geriliminde küçük bir harmonik bozulma faktörü oluşur. B noktasındaki  $f_B$  (30Hz) frekansı DCC çıkış frekansının üst sınırını,  $f_A$  (3Hz) alt sınırını gösterir.

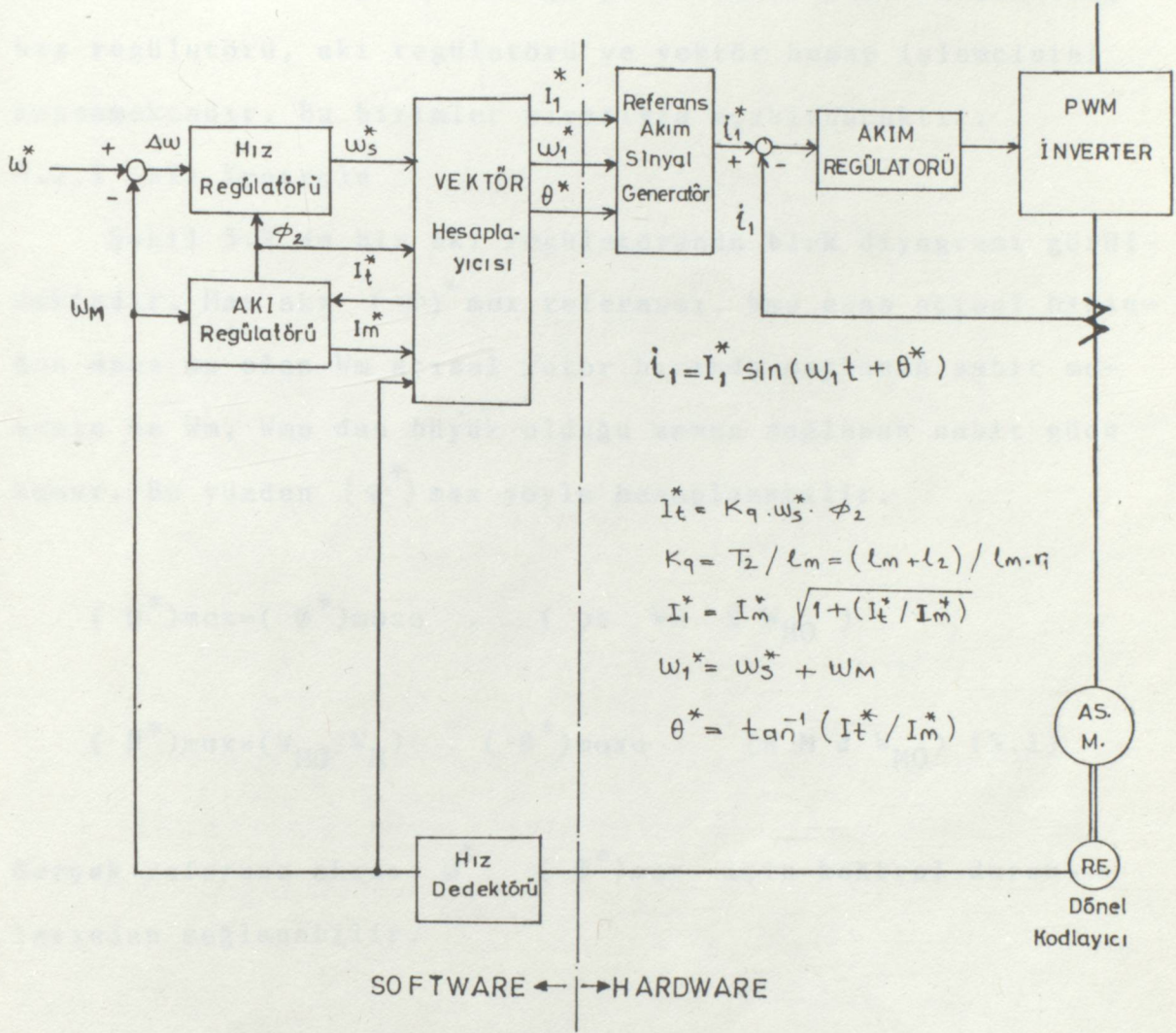
#### 4.5 Mikroişlemci Kullanımının Sağladığı Faydalar

DCC sistemlerinin karışık olan kontrol devreleri mikro işlemcili kontrol tekniklerinin kullanılmasıyla basitleşmektedir. Yani DCC çıkış fazının çoğaltılması mikroişlemci programının kullanılmasıyla çok basit hale gelmektedir. Üç faz çıkışlı DCC sistemler kolaylıkla gerçekleşir ve üç fazlı asenkron motorların hız kontrolü geniş bir alan içinde sağlanır. Asenkron motorun max momentini tetikleme açısının göz önüne alınmasıyla sabit tutulabilir. Kapalı çevrim kontroldaki kayma frekansının kontrolü gerçekleşir. Bu hesaplamalar  $400\mu s$  de olur, 400 program basamağı ortaya çıkar. Gelecekte bu metodla program yapmada ortadan kaldırılarak daha kısa zamanda hesaplama gerçekleştirilecektir. Bu olayın asenkron motor üzerinde yapılması ile kapalı çevrim kontrol da motor max. momente ulaşabilecektir.

## V-VEKTÖR KONTROL SİSTEMLERİ İLE HIZ KONTROLUNUN GERÇEKLENMESİ

### 5.1 Kontrol Sisteminin Genel Tanımı

Asenkron motorda moment kontrolü gerektiği zaman bir PWM inverter'den (evrici) yararlanılarak vektör kontrolü yapılır. Bu inverter, motor parazitleri olduğu zaman ve alçak frekans bölgelerinde de çalıştırılabilir. Yük azaldığı zaman parazitler arttığından, yüke göre akısı azalan geleneksel kontrol metodu uygulanır. Fakat bu metod ile akı kendi oranından daha küçük değere indiğinden, moment geçişi sağlamakta zordur. Bu nedenle akı zayıfladığı zaman bile yüksek-hız cevabı sağlayabilen yeni bir metod geliştirilmiştir. Buna rağmen bu metod motor randımanının yüksek alması halinde etkilidir. Bugün kontrol devreleri genellikle yüksek performans ve daha az maliyet oluşturması için mikroişlemci ve dijital devrelerden oluşmaktadır. İşlem yapma zamanını kısalmamasından ve hız ayar sahasının genişlemesinden dolayı bu kontrol sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sonuç referans bir akım teşkil ederek hız kontrolünü çabuklaştıran bir sinyal jeneratörünün geliştirilmesine neden olmuştur. Şekil 5.1 de burada amaçlanan dijital hız kontrol sistemi görülmektedir. Bu sistemde vektör kontrolü; hız regülatörü ve akı regülatörü ile yapılmakta ve vektör hesapları bir mikrokomputer aracılığı ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 5.1 Kontrol sistemin blok diyagramı

Digital-integral devreleri kullanarak vektör hesaplarından açısal frekansı  $\omega_1^*$ , akım faz açısı  $\theta^*$ , akım genliği  $I_1^*$  olan bir referans akım sinyali üretilir. Bu metod bilgileri referans akım sinyal jeneratörüne çok çabuk göndermeyi sağladığından yüksek-hız cevabı oluşur.

## 5.2 Vektör Kontrol Sistemleri

Şekil 5.1 de gösterildiği gibi vektör kontrol sistemi; hız regülatörü, akı regülatörü ve vektör hesap işlemcisini kapsamaktadır. Bu birimler sırasıyla açıklanacaktır:

### 5.2.1 AKI Kontrolü

Şekil 5.2 de bir akı regülatörünün blok diyagramı görülmektedir. Max akı  $(\phi^*)_{max}$  referansı,  $W_{M0}$  esas açısal hızından daha az olan  $W_M$  açısal rotor hızında sağlanan sabit moment ve  $W_M$ ,  $W_{M0}$  dan büyük olduğu zaman sağlanan sabit güç konur. Bu yüzden  $(\phi^*)_{max}$  şöyle hesaplanabilir:

$$(\phi^*)_{max} = (\phi^*)_{max0} \quad (0 \leq W_M \leq W_{M0})$$

$$(\phi^*)_{max} = (W_{M0}/W_M) \cdot (\phi^*)_{max0} \quad (W_M \geq W_{M0}) \quad (5.1)$$

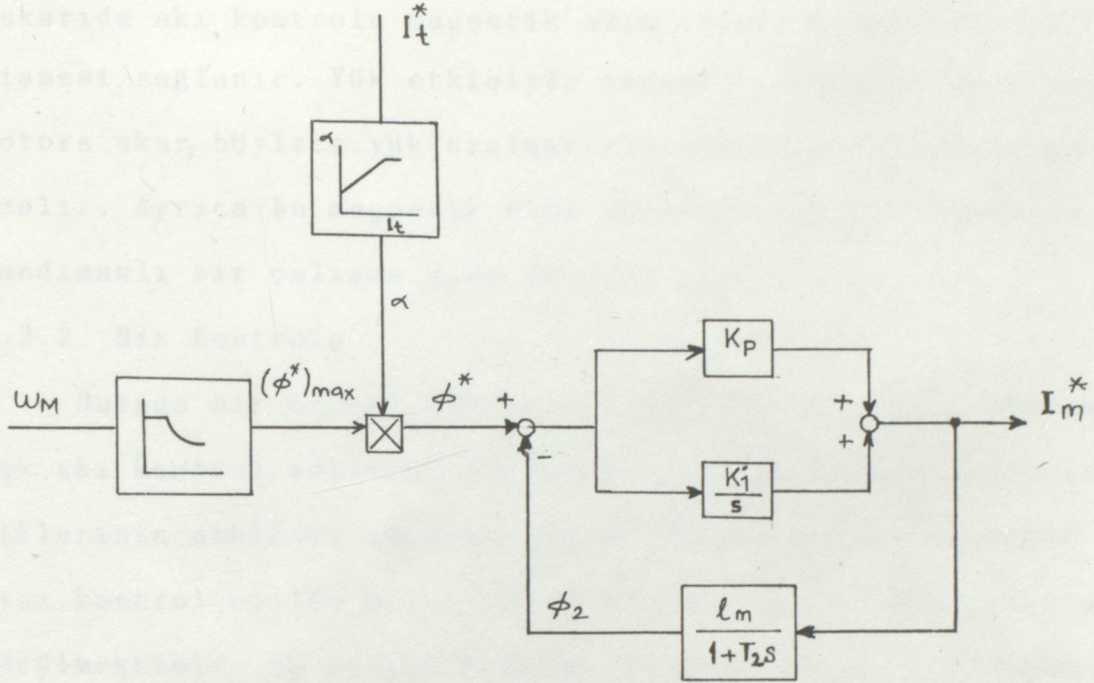
Çerçeve referans akısı  $\phi^*$ ,  $(\phi^*)_{max}$  için kontrol durumu tarafından sağlanabilir.

$$(\phi^*) = \alpha (\phi^*)_{max}$$

$$\alpha = (I_{d0}^*/I_{d0}^*) + \beta \quad 0 \leq I_d^* \leq I_{d0}^* \quad 0 \leq \beta \leq 1 \quad (5.2)$$

$I_{d0}^*$  : referans moment akımı

$I_{da}^*$  : ölçülmüş referans moment akımı



Şekil 5.2 Akı regülatörünün blok diyagramı

Bu akı kontrol sistemindeki eşitliği takip ederek Şekil 5.2 deki  $I_m^*$  magnetik akım referansını,  $\phi^*$  akısına bağılı olarak belirleyebiliriz.

$$\begin{aligned}
 (I_m^*)_n &= (I_m^*)_{n-1} + K_p' \{ (\Delta \phi)_n - (\Delta \phi)_{n-1} \} + K_i' \cdot T_s (\Delta \phi)_n \\
 (\phi_2)_n &= (\phi_2)_{n-1} + K_\phi \cdot \{ l_m \cdot (I_m^*)_n - (\phi_2)_{n-1} \} \\
 (\Delta \phi)_n &= (\phi^*)_n - (\phi_2)_n \quad (n. \text{ hesaplama})
 \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$K_\phi = T_s / (T_2 + T_s)$$

$T_s$  = Vektör kontrolünün örneklenme zamanı

$$T_2 = (l_m + l_2) / \gamma_2'$$

$l_m$  = magnetik endüktans

$l_2$  = kaçak endüktans

$\gamma_2$  = direnç

Yukarıda akı kontrolü magnetik akım referansının yük ile değişmesi sağlanır. Yük etkisiyle magnetik alandan doğan akım motora akar, böylece yük azalmasıyla magnetik parazitlerde azalır. Ayrıca bu magnetik etki akımının motora akmasıyla, randımanlı bir çalışma elde edilir.

### 5.2.2 Hız Kontrolü

Burada bir önceki bölümde bahsedilen durumları kullanarak akı kontrol edilmesi durumundaki hız-kontrol karakteristiklerinin etkileri incelenecektir. Şekil 5.3 de magnetik akısı kontrol edilen hız-kontrol sistemine ait blok diyagram görülmektedir. Bu açısal frekans kayması anında hız regülatörünün çıkışını vermektedir. Hız kontrolünün  $H(s)$  açık çevrim kazancı aşağıdaki gibidir.

$$H(s) = \{G(s)_{ASR}\} K_q \cdot \phi_2 \cdot \{G(s)_{ACR}\} \cdot \zeta \cdot \phi_2 \frac{1}{J_s} \quad (5.4)$$

$G(s)_{ASR}$  : hız regülatörünün kazancı

$K_q$  :  $T_2 / I_m$

$\zeta$  : moment faktörü

$J$  : atalet momenti

$s$  : Laplace operatörü

$G(s)_{ACR}$  : Akım regülatörü kazancı

$$I_t^* = K_q \cdot W_s^* \cdot \phi_2$$

Yukarıda  $H(s)$ 'in  $\phi_2$  akısının karesiyle orantılı olduğu görülmektedir. Bu nedenle  $H(s)$  açık çevrim kazancı yüksüz durumdaki değerine oranla  $\beta^2$  değeri kadar düşer. Bu etkiyi azaltmak için  $K_p$  ve  $K_i$  faktörleri  $\phi_2$  magnetik akısının karesiyle ters orantılı olarak kontrol edilmelidir.  $K_p$  ve  $K_i$  aşağıdaki eşitlikteki gibi kontrol edilir.

$$(W_s)_n = (W_s^*)_{n-1} + K_p \cdot \{ (\Delta W)_n - (\Delta W)_{n-1} \} + K_i \cdot T_s (\Delta W)_n$$

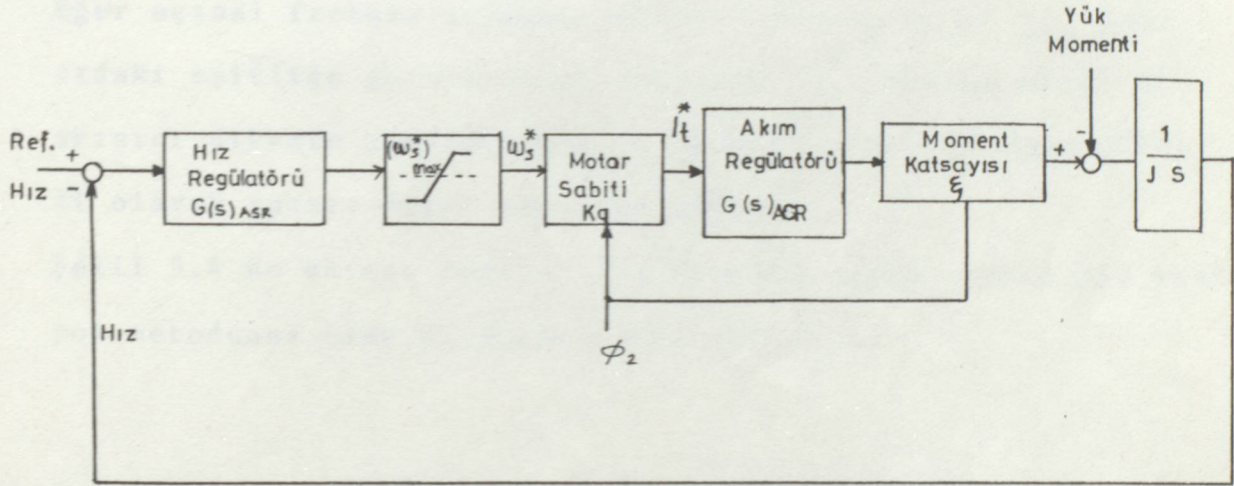
$$(\Delta W)_n = (W_s^*)_n - (W_m)_n \quad (n. \text{ hesaplama}) \quad (5.6)$$

$$K_p = K_{p0} \cdot \left( \frac{\phi_{20}}{\phi_2} \right)^2$$

$$K_i = K_{i0} \cdot \left( \frac{\phi_{20}}{\phi_2} \right)^2$$

$T_s$ : örnekleme zamanı

$\phi_2^*$  referans akısı kontrol edildiği zaman yük azaldığı gibi  $\phi_2$  akısı da küçülmeye başlar.



S : Laplace Op.  
J : Atalet momenti

Şekil 5.3 Hız kontrol sisteminin blok diyagramı

Bu nedenle Şekil 5.3 de gösterilen açısal frekansı  $(W_s^*)_{max}$  değerinde sabitleştiği zaman  $I_t^*$  moment akımının çalışma alanı  $\phi_2$  akısının azalma miktarı ile daralır. Bunun nedeni ikinci akımın küçükmesidir. Sonuç olarak  $K_p$  ve  $K_i$  tanzim faktörleri büyük değerler alır. Böylece hız regülatöründen çıkan açısal açısal frekans kayması en kısa zamanda  $(W_s^*)_{max}$  sınır değerine ulaşır.  $\Delta w$  hız sapması ulaşması gereken sınır değere

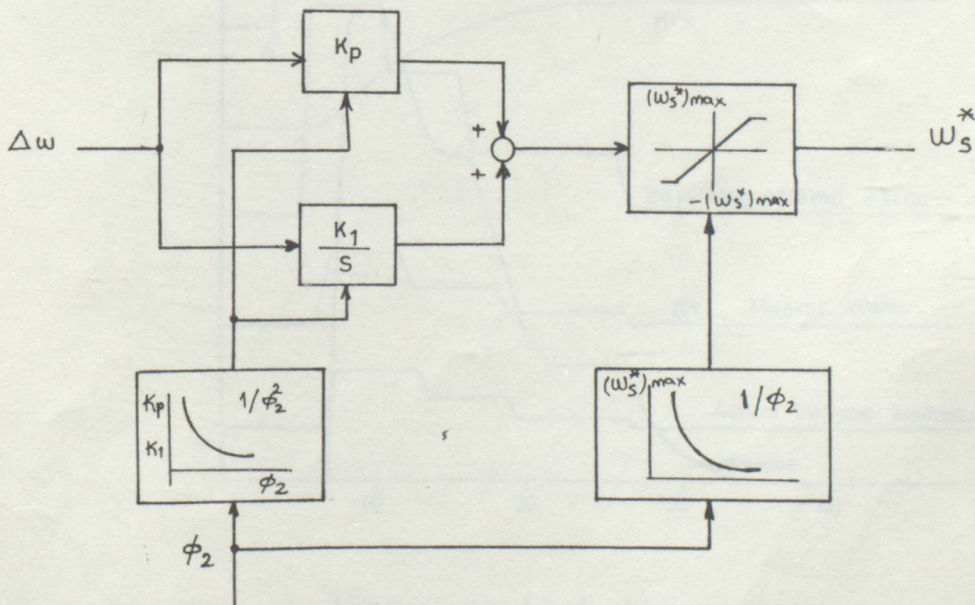
sınır değere eşitlendiği zaman açısal frekans kayması sınırlı bir değerde tutulur. Bu sapmaya karşılık gelen  $I_t^*$  referans moment akımı üretmek mümkün değildir. Sonuçta moment geçişinde düşme, hız cevabında bir yavaşlama olur. Bu etkiyi ayırmak için  $(\omega_s^*)_{\max}$  aşağıdaki eşitlik ile uyum içinde kontrol edilir.

$$(\omega_s^*)_{\max} + (\omega_s^*)_{\max 0} \cdot (\phi_{20} / \phi_2) \quad (5.7)$$

$(\omega_s^*)_{\max 0}$ : açısal kayma frekansındaki sınır değeri

Eğer açısal frekans kaymasının sınır değeri  $(\omega_s^*)_{\max}$  yukarıdaki eşitliğe göre kontrol edilirse,  $I_t^*$  moment akımı  $\phi_2$  akısını dikkate almaksızın,  $I_{t0}^*$  moment akımı oranında sürekli olarak yukarı doğru değiştirilebilir.

Şekil 5.4 de akının kontrol edilmesiyle sağlanan bir hız-kontrol metodunun blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 5.4 Hız regülatörünün blok diyagramı

### 5.2.3 İşlemin Rakamlarla Gösterilmesi

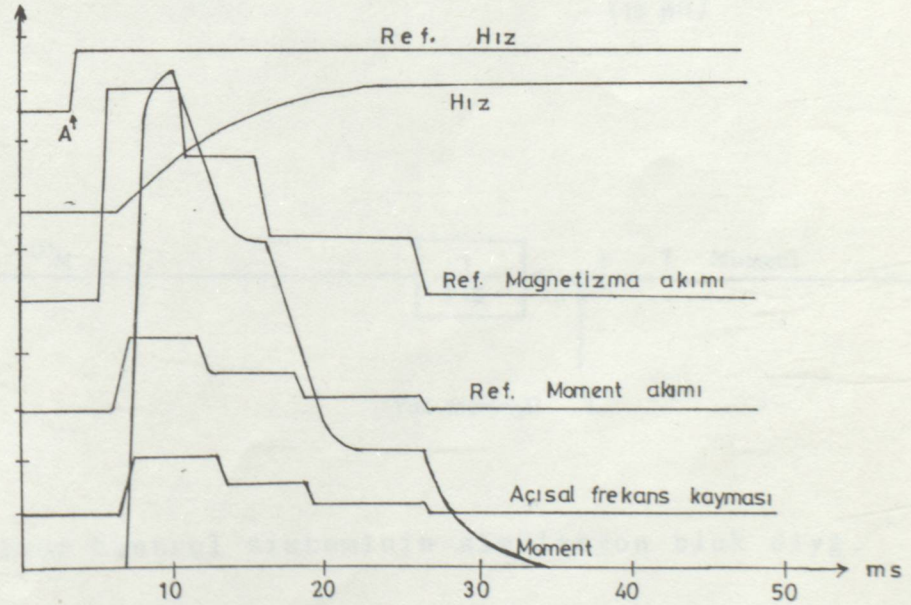
Şimdi önceki bölümde açıklanan tanzim metodlarının şekil 5.1 de gösterilen akı regülatör sisteminin hız kontrol sistemine uygulanması durumunda hız cevabına ait bir örnek çözülecektir. Şekil 5.5 çözümleri gösteren bir blok diyagramıdır. Burada kullanılan asenkron motor değerleri şöyledir:

$$P = 5,5 \text{ KW} , \quad L_m = 20,9 \text{ mH} , \quad L_1 = 0,66 \text{ mH} , \quad L_2 = 0,66 \text{ mH}$$

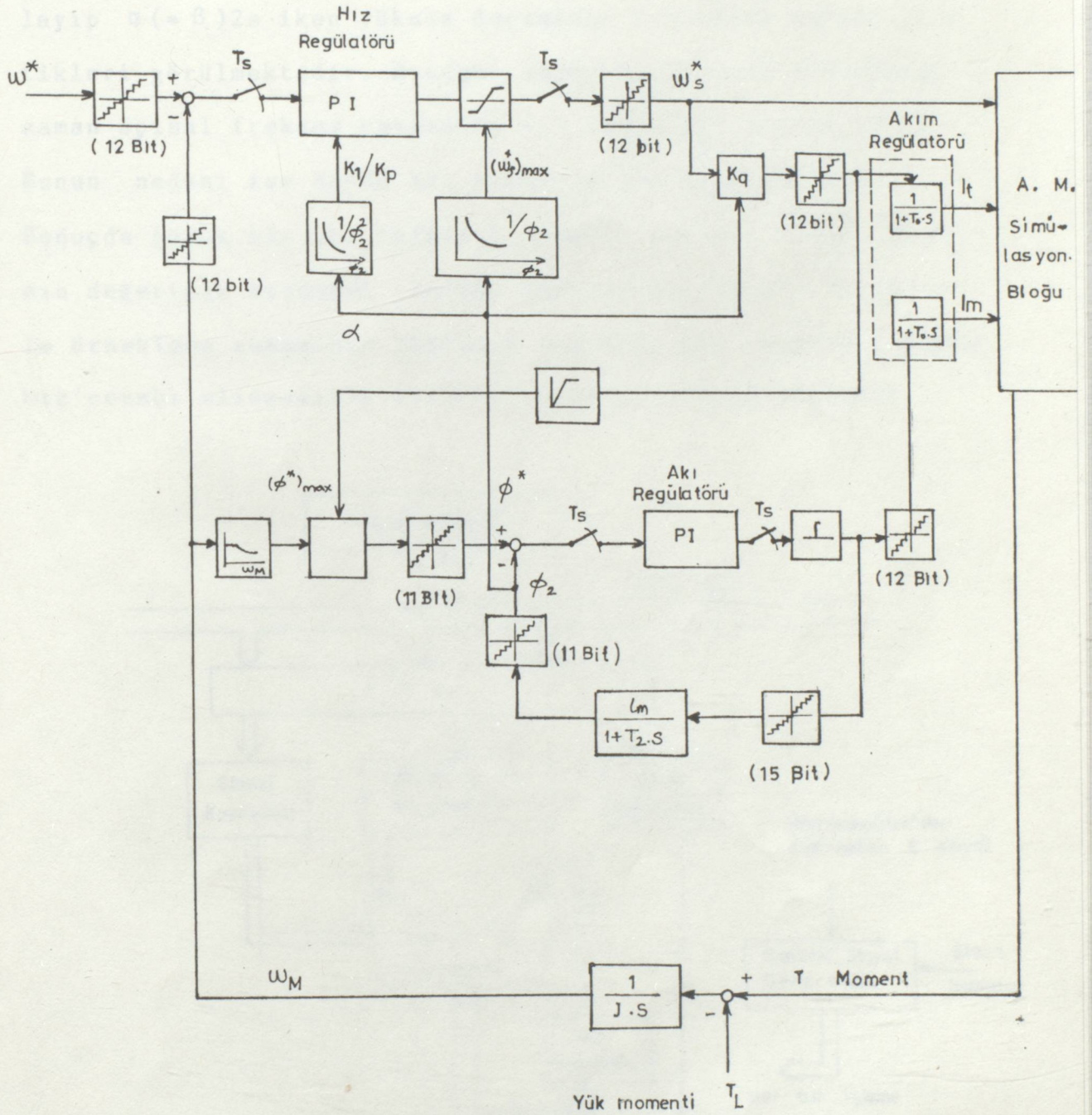
$$\gamma_2 = 0,116 \text{ } \Omega \quad \text{açısal frekans kayması } 4,2 \text{ rad/s} \text{ dir.}$$

Vektör kontrolündeki örnekleme zamanı  $T_s = 4,5 \text{ ms}$  dir.

Hız ve referans hız hesapları şekil 5.5 de parantez içinde gösterilen değerler ile yapılmaktadır.

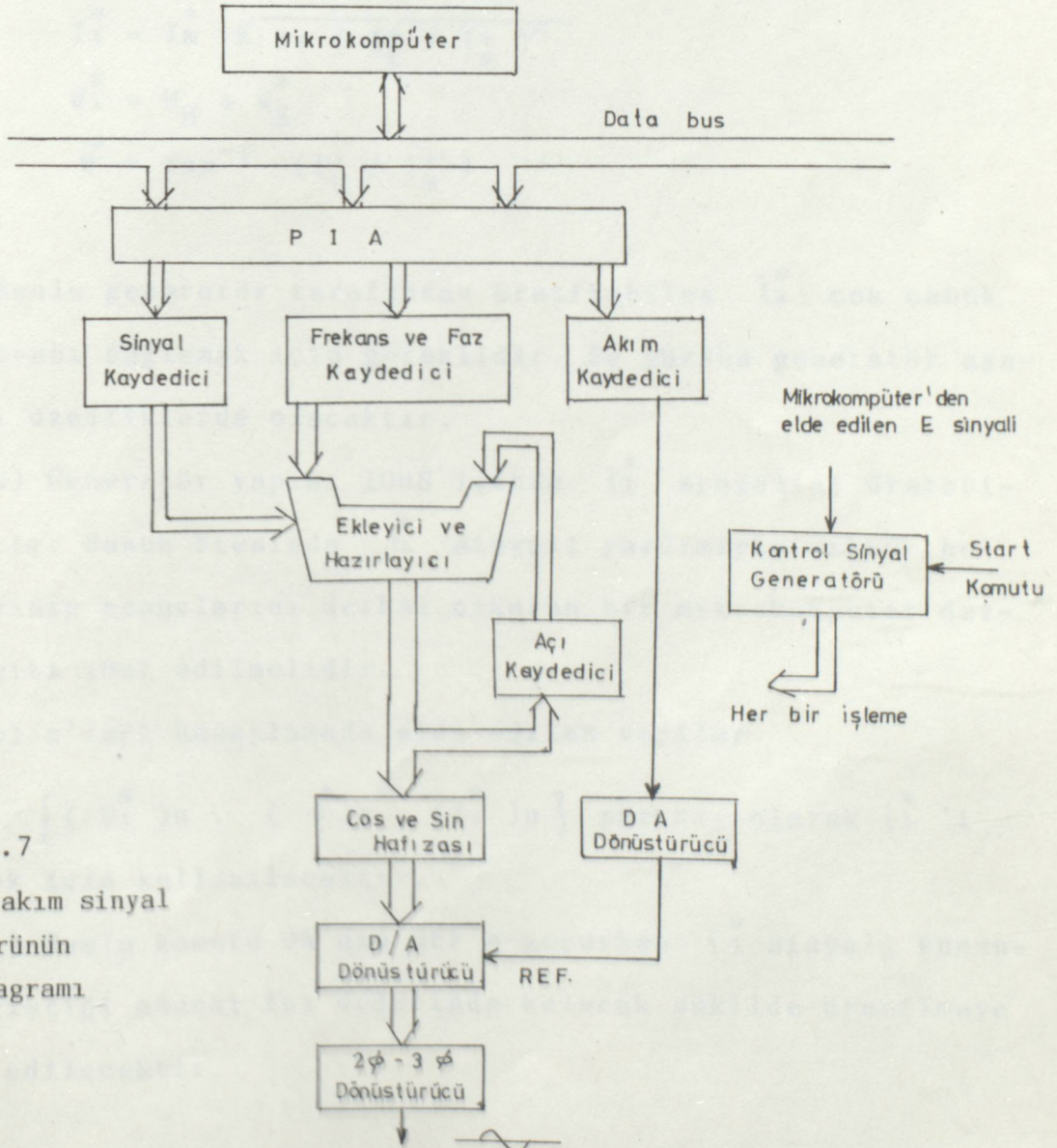


Şekil 5.5 - Hız regülatörünün blok diyagramı



Şekil 5.6 Vektör kontrol sisteminin simülasyon blok diyg.

Şekil 5.5 da 1000d/dk motorun düzgün olarak çalışmaya başlayıp  $\alpha (= \beta)2s$  iken yüksüz durumdaki hız-cevap karakteristikleri görülmektedir. Hızdaki sapma Anoktasına yükseldiği zaman açısal frekans kaymasında 4,2 rad/s nin üstüne çıkar. Bunun nedeni ise büyük bir moment akımı üretilmesidir. Sonuçta büyük bir akı referansı teşkil edilir. Ve  $I_m^*$  akımının değerinin büyümesi ile  $\Delta\theta$  akı sapması büyür. Bu işlemle örnekleme zamanının yaklaşık 3,5 katı bir zamanda (16ms) hız cevabı alınmasıyla büyük bir geçiş momenti sağlanır.



Şekil 5.7  
Referans akım sinyal  
generatörünün  
blok diyagramı

Buradan akı kayıpları olması durumunda bile tanımlanan vektör kontrol metodu yöntemiyle hız-kontrol sisteminde çok çabuk hız cevabı sağladığı görülmektedir.

### 5.3 İlk Akım Referans Sinyal Generatörü

İlk akım referans sinyal generatörü, vektör kontrol hesaplarından sağlanan,  $\theta^*$  ilk akım fazı referansı,  $\omega_1^*$  ilk açısal frekans referansı,  $I_1^*$  ilk adım referans genliğinden  $i_1^*$  alternatif akımı için üç fazlı ilk akım referansları üretir. Hız kontrolunun sonuçları  $i_1^*$  akımıyla oluşmaktadır.

$$i_1^* = I_1^* \sin (\omega_1^* \cdot t + \theta^*) \quad (5.8)$$

$$I_1^* = I_m^* \sqrt{1 + (I_t^* / I_m^*)^2}$$

$$\omega_1^* = \omega_M + \omega_S$$

$$\theta^* = \tan^{-1} (I_t^* / I_m^*)$$

Bu nedenle generatör tarafından üretilebilen  $i_1^*$  çok çabuk hız cevabı sağlamak için gereklidir. Bu yüzden generatör aşağıdaki özelliklerde olacaktır.

a) Generatör yapısı 10µS içinde  $i_1^*$  sinyalini üretebilecektir. Bunun ötesinde  $i_1^*$  sinyali yardımıyla vektör hesaplarının sonuçlarını derhal çıkaran bir mikrokomputer devresi gibi imal edilmelidir.

b) n'inci hesaplamada elde edilen veriler

$\{ (\omega_1^*)_n, (\theta^*)_n, (I_1^*)_n \}$  sürekli olarak  $i_1^*$  'i üretmek için kullanılacaktır.

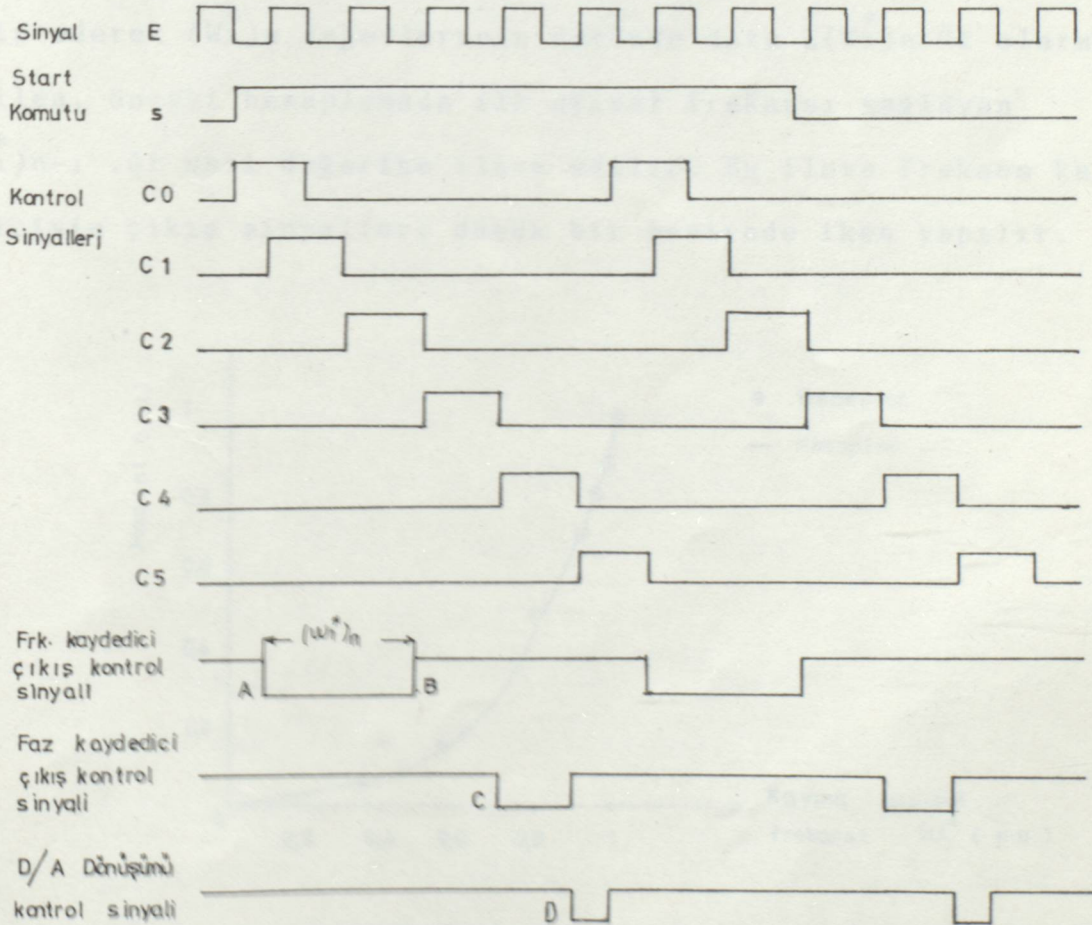
c) Başla komutu ON'dan OFF'a geçerken  $i_1^*$  sinyali kumanda değiştiği andaki faz değerinde kalacak şekilde üretilmeye devam edilecektir.

Burada birinci özellik geniş bir hız ayar sahası elde edilmesi ve hız karakteristiğinde yüksek cevap sağlamak için gereklidir.

İkinci özellik sürekli olarak yapılması istenen vektör kontrolü ve moment kontrolüne hassas bir doğruluk kazandırmak için gereklidir. Üçüncü özellik motor sık sık durup çalıştığı zaman bile düzgün bir çalışma sağlamak istendiği için gereklidir.

Şekil 5.7 de akım sinyal generatörünün blok diyagramı şekil 5.8 dede zaman grafikleri görülmektedir.

Bu devre istenen özellikler muhafaza edilerek sadeleştirilmiştir.

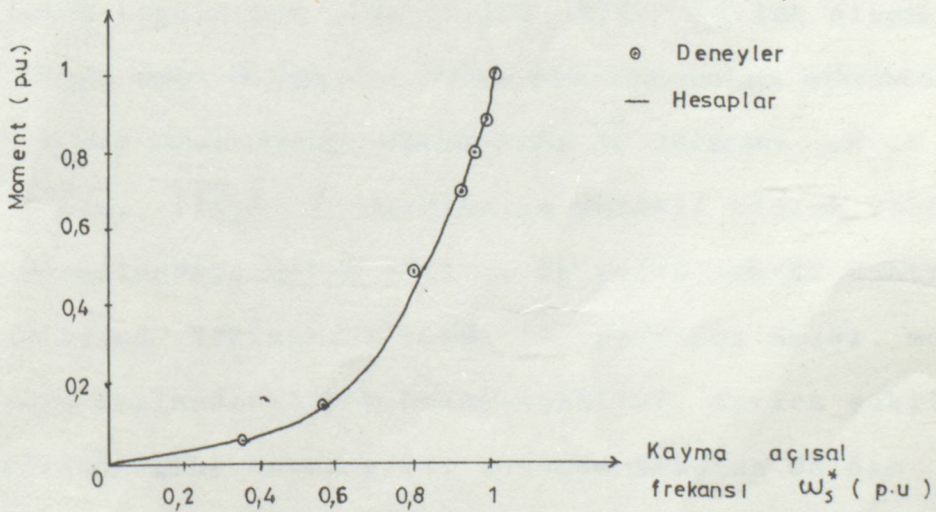


Şekil 5.8 Sinyal generatörünün zaman diyagramı

Dışardan bir sinyal, sinyal generatörüne girdiği zaman mikrokomputerden elde edilen çıkış sinyali ile senkronize bir çıkış sinyali üretilir. Bu start komuta kontrol sinyal generatöründen  $\Delta t$  periyodunda Co-Cs kontrol sinyallerinin çıkışını sağlar.

Mikrokomputer vektör hesaplarından sağlanan :

$\{(W_i^*)_n, (\theta^*)_n, (I_i^*)_n\}$  çıkışlar,  $i^*$  referans akımına nazaran  $\Delta t$ 'e eşit bir süre kadar geri kalırlar. Frekans kaydedicisi, faz kaydedicisi, D/A dönüşümü ve diğerlerine ait olan sinyaller şekil 5.8 de görülmektedir. Kontrol sinyali çıkışı frekans kaydedicinin A'ya düşüş zamanında PIA içindeki kaydediciden  $(W_i^*)_n$  data frekans kaydedicisine iletilir. Bunu takip ederek  $(W_i^*)_n$  değerlerinin üstünde data  $\bar{\Sigma}(W_i^*)_n \Delta t$  olarak verilen, önceki hesaplamada ilk açısal frekansı sağlayan  $\Sigma(W_i^*)_{n-1} \Delta t$  asıl değerine ilave edilir. Bu ilave frekans kaydedicinin çıkış sinyalleri düşük bir seviyede iken yapılır.



Şekil 5.9 Ölçülen moment değerleri ile hesaplanan moment değerleri arasındaki ilişki

Yukarıda sağlanan  $\Sigma (W_i^*)n \Delta t$  datası frekans kaydedici çıkış sinyalinin B'ye yükselme zamanı içinde bir açı kaydediciye depolanır. Daha sonra faz kaydedicinin çıkış sinyali C'ye düştüğünde  $(\theta^*)n$  verisi PIA kaydedici içindeki faz kaydedicisine iletilir ve  $\{ \Sigma (W_i^*)n \Delta t + (\theta^*)n \}$  verilerek derhal  $\Sigma (W_i^*)n \Delta t$  ye ilave edilir. Bu ilave faz kaydedicinin çıkış sinyali düşük seviyede iken yapılır. Bu ilave tamamlandığı zaman D zamanında kontrol sinyalinin D/A dönüşümünde en düşük seviyede düşer.

$\{ \Sigma (W_i^*)n \cdot \Delta t + (\theta^*)n \}$  açısı  $\cos, \sin$  (analog değer)

$$i_{\beta}^* = I_i^* \cos (\Sigma (W_i^*)n \cdot \Delta t + (\theta^*)n) \text{ ve}$$

$$i_{\alpha}^* = I_i^* \sin (\Sigma (W_i^*)n \cdot \Delta t + (\theta^*)n)$$

İki faz olarak verilen D/A dönüşümü ile akım kaydedicideki analog değerlere dönüştürülen  $(I_i^*)n$  depolanmış verinin çevrimiyle sağlanan değerler tarafından toplanır. Bu iki faz,  $i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*$  üç faza dönüştürülür ve üç fazlı bir referans sinyalli bir akım regülatörü oluşturulur. Elde edilen sinyalin periyodu  $\Delta t = 6 \mu s$  olur. İşlem distribüsyonları mikrokompüter bilgi girişinin zamanlamasına bakılmaksızın  $i_i^*$  referans akısı  $( (W_i^*)n, (\theta^*)n, (I_i^*)n )$  yardımıyla sürekli olarak sabit değerinde hesaplanmaya devam edilir. Bu yolla vektör kontrol şartlarının daima sağlanması için  $i_i^*$  referans akımı, moment kontrolü hızlandırılarak hesaplanabilir. Ayrıca şekil 5.8 de görüldüğü gibi herhangi bir zamanda komutun ON'dan OFF'a değişmesiyle kontrol sinyal generatörünün çalışması daima  $C_5$  son kontrol sinyalinin üretilmesinden sonra durur,

Bu nedenle komut değiştiği zaman bile vektör kontrol kořul-  
ları uygundur, ve kumanda içindeki önceki fazın değişik-  
lięi hafızada tutulur. Sonuç olarak start komutu sonradan  
girmesi durumunda bile motora düzgün çalışma sağlayan ilk  
akım fazından çalışılmaya başlanır.

#### 5.4 Vektör Kontrolunun Avantajları

##### 5.4.1 Sürekli Hal Karakteristikleri

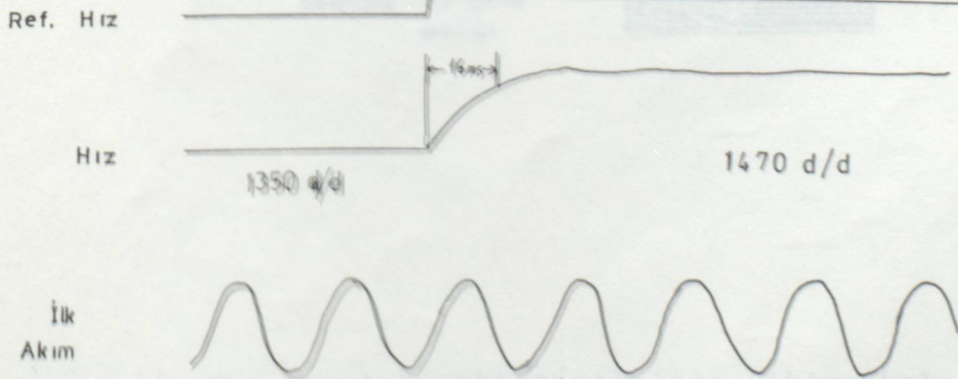
İlk olarak  $\phi_2$  akısı kontrol edildiği zamanki momenti  
inceliyelim. Burada  $\beta=0,25$  yapılarak  $\phi_{20}$  ikincil akı oranı  
yardımıyla řu eşitlik elde edilir.

$$\phi_2 = 0,75 I_t^* + 0,25 \quad (\text{pu}) \quad (5.9)$$

$W_s^*$  kullanılarak, moment eşitliği oluřturulursa,

$$T = \frac{(0,25) W_s^*}{(1-0,75 \cdot W_s^*)} \quad (\text{pu}) \quad (5.10)$$

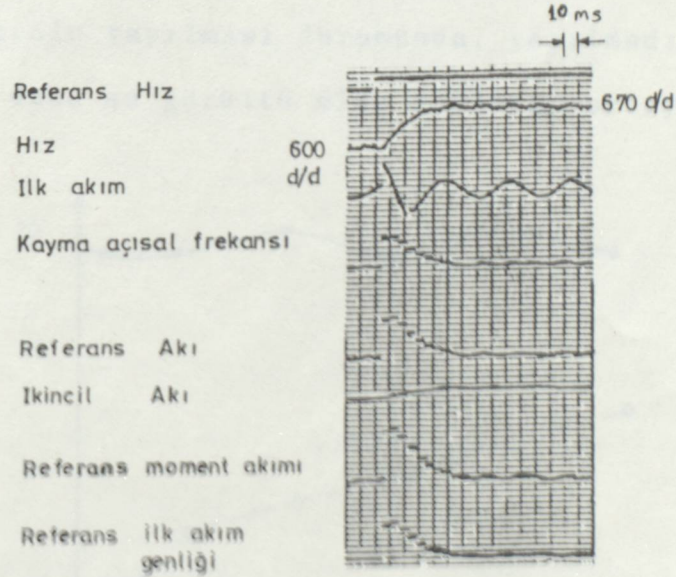
Bu iki denklem yardımıyla açısıl frekans kayması ve moment  
grafięi oluřturulursa řu sonuç ortaya çıkar. şekil 5.9 da da  
görüldüğü gibi açısıl frekans kayması nasıl değişirse değiş-  
sin akı kontrolü yöntemiyle moment kontrolü da dosdoęru ya-  
pılmış olur.



Şekil 5,10 Hız-cevabı karakteristikleri (ikinci akı sabit)

#### 5.4.2 Geçiş Karakteristikleri

Şekil 5.10 da cevap karakteristikleri ve ikincil akı kontrolü görülmektedir. Vektör kontrol sistemlerinin örnekleme zamanı her iki durumda da 4,5 ms. dir. İkincil akı kontrolü uygulandığı zaman cevap, örnekleme zamanının 3,5 katı (16 ms) içinde olur. İkincil akının kontrol edilmediği durumlarda  $\omega_s^*$  açısal kayma frekansı, hız sapması çabucak bulunur.  $\phi_2$  ikinci akısı küçülse bile büyük bir referans akısı verilerek, büyük bir referans moment akımı  $I_t^*$  ortaya çıkar. Bu büyük bir  $\Delta\theta$  akı sapmasına neden olur.



Şekil 5.11 Hız cevap karakteristikleri (ikincil akı değişken)

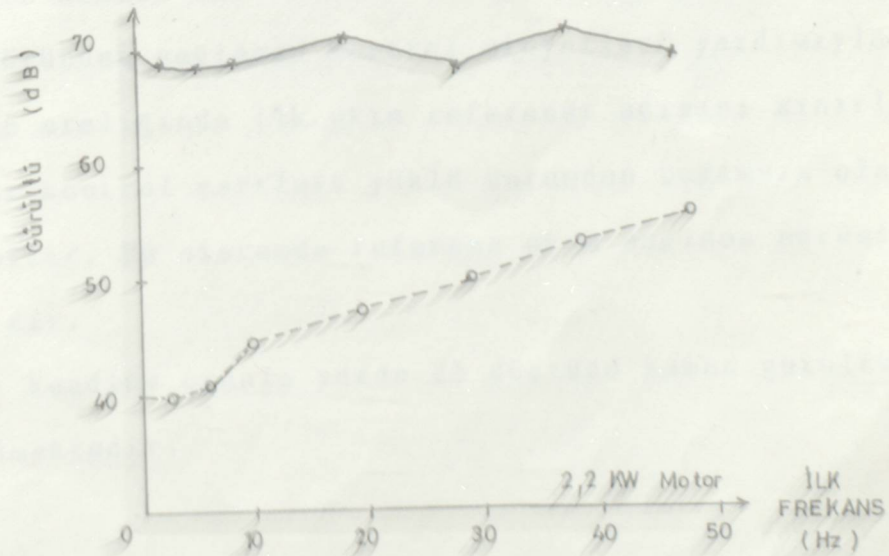
Vektör hesapları yapmak için bu işlem sırasında sağlanan  $I_t^*$  ve  $I_m^*$ 'i kullanılarak şekil 5,10 da gösterilen genliğe sahip olan başlangıç akım referansı elde edilir. Başlangıç akımı bu referans için  $lms^3$  lik cevap hızına sahiptir. Hız akı kontrolü uygulanmadığı zamanki gibi 16 ms dir.

Bu hız kontrol metodu kullanılarak giriş frekansının belli oranlarda hızlı cevap karakteristikleri elde edilebilmektedir.

#### 5.4.3 Gürültü Karakteristikleri

İkinci akının kontrol edilmesi durumundaki gürültü karakteristikleri şekil 5.11 de görülmektedir. Bu şekil akının 0,25 oranında azaltıldığı yada  $\beta = 0,25$  e indirdiği zamanki gürültü karakteristikleri göstermektedir.

Burada akı kontrolü yapılması durumunda, yapılmadığı zamankinden 20, 25 dB daha az gürültü elde edildiği ortaya çıkmaktadır.



Şekil 5.12 Gürültü karakteristikleri

### 5.5 Vektör Kontrol Sisteminin Analizi

Bu bölümde dijital vektör kontrolü yardımıyla yüksek-cevap sağlayarak asenkron motorlar için bir hız kontrol sistemi uygulanmıştır. Buradan şu sonuçlara varılabilir,

a) İkinci akının kontrolü, hız regülatör çıkışında açısal kayma frekansı olan vektör kontrol sistemine birleştirilmiştir. Bu metod kullanılarak hız regülatöründe süreklilik sağlanmıştır. İkinci akının karesine ters orantılı ve hız regülatör sınırlayıcı ikinci akıya ters orantılı olarak :

10 Hz ( $T_s=4,5$  ms) de sağlanan hız cevabı akı değişmediği zamanki ile aynen istendiği gibidir.

b)  $I_1^*$  genliği  $\theta^*$  faz referansı,  $\omega_1^*$  açısal frekans referanslarından meydana gelen  $i_1^*$  referans akımına mikrokomputer den sağlanan vektör hesaplarının çabukca aksettirilmesi sağlanır.

c) Start komutu ile senkron olarak çalıştırılan bir sinyal jeneratöründen sağlanan kontrol sinyalleri yardımıyla belli bir zaman aralığında ilk akım referansı açısını sınırlandırarak vektör kontrol şartları yüklü durumdan bağımsız olarak oluşturulabilir. Bu sistemde referans akım sağlama süresi yaklaşık 6  $\mu$ s dir.

d) Akı kendine oranla yüzde 25 düştüğü zaman gürültü 20dB azaltılabilmektedir,

## VI- ASENKRON MOTORDA MİKROİŞLEMCİLİ ALAN KONTROLU

Bu bölümde (Current Source Inverter CSI) akım kaynaklı eviriciyle bir asenkron motorun beslenmesi durumundaki alan kontrolunun mikroişlemci desteğinde nasıl yapıldığı incelenecektir. Bu metodla akımın moment bileşenleri, akı bileşenleri tanımlanır ve onların detayları incelenir. Bu prensiple akım kaynaklı eviricinin asenkron beslenmesinde kullanılması durumunda 8085 mikroşlemcili sisteme dayalı bir kontrol planı hazırlanmıştır.

### 6.1 Stator Akımının Analizi

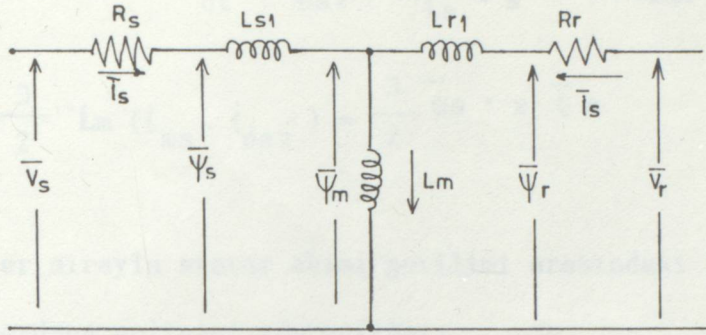
Stator akımının fazı ve büyüklüğü, makine içinde doğacak akıyı ve momenti belirler. Bu iki parametre stator akımının belli özelliklerde oluşturulmasıyla kontrol edilebilir ve bu iş statora yada rotor akı vektörlerine karşılıklı olarak yapılan müdahale ile yapılabilir. Şekil 6.1 de bir asenkron motorun eşdeğer devresi görülmektedir. Üç fazlı bir asenkron motorun simetrik denklem eşitliği vektörel olarak şöyle yazılır:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_s \quad (6.1)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_r \quad (6.2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \text{Im} \left( \bar{I}_s ( \bar{V}_r e^{j\theta} )^* \right) \quad (6.3)$$

$$W_r = \frac{de}{dt} \quad \text{FOTOĞRAF HİSSE}$$



Şekil 6.1 Asenkron motor eşdeğer devresi

### 6.1.1 Stator Akısının Düzenlenmesi

Stator akımı ve stator akısının vektör diyagramı şekil 6.2 de görülmektedir:

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r = L_m \bar{i}_{ms} \quad (6.4)$$

$$\bar{i}_{ms} = (1 + \sigma_s) \bar{i}_s + \bar{i}_r \quad (6.5)$$

$$\sigma_s = (L_s / L_m - 1)$$

Stator akımı içindeki stator akısı akımları

$$\bar{i}_s = \bar{i}_{\phi s1} + j \bar{i}_{\phi s1} \quad (6.6)$$

Buradan

$$R_s \bar{i}_{\phi s1} + L_m \frac{d}{dt} \bar{i}_{ms} = V_{\phi s1} \quad (6.7)$$

$$R_s \bar{i}_{\phi s2} + L_m W_s \bar{i}_{ms} = V_{\phi s2} \quad (6.8)$$

$$\bar{i}_{\phi s1} + \sigma_{Tr} \frac{d}{dt} \bar{i}_{\phi s1} = \frac{T_r}{L_s} \frac{d}{dt} \Psi_s + \frac{\Psi_s}{L_s} + W_{sr} \cdot \sigma_{Tr} \bar{i}_{\phi s2} \quad (6.9)$$

$$W_{s1} = (1 + \sigma Tr \frac{d}{dt}) i_{\phi s2} / (\frac{Tr}{Ls} \psi_s - \sigma Tr, i_{\phi s1}) \quad (6.10)$$

$$T_e = \frac{3}{2} L_m (i_{ms} \cdot i_{\phi s2}) = \frac{3}{2} \bar{\psi}_s \cdot x \cdot \bar{i}_s \quad (6.11)$$

Bu denklemler sırayla stator akımı gerilimi arasındaki ilişkiyi belirler ve akının meydana gelişini gösterirler.

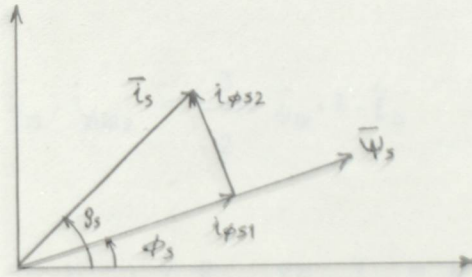
$T_e$  : meydana gelen elektromagnetik momentdir.

$V_{\phi s1}$  ve  $V_{\phi s2}$  ; gerilimin bileşenleridir.

$W_{s1} = (W_s - W_r)$  açısal frekans kaymasıdır.

$$Tr = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{Rotor zaman sabiti})$$

$$\sigma = 1 - \{1 / (1 + \sigma_s) (1 + \sigma_r)\}$$



Şekil 6.2 Stator akısı ve akım bileşenleri

### 6.1.2 Ortak Akının Düzenlenmesi

Ortak akı şu denklemlerle gösterilir,

$$\bar{\psi}_m = L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_r) = L_m \bar{i}_m \quad (6.12)$$

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \bar{i}_r \quad (6.13)$$

Akım ile gerilim arasındaki ilişki, aynı yolla, akı oluşturarak, gösterilir.

$$i_{\phi m1} + T_{s1} \frac{d}{dt} i_{\phi m1} = \frac{V_{\phi m1}}{R_s} + W_s T_{s1} i_{\phi m2} - \frac{1}{R_s} \frac{d}{dt} \psi_m \quad (6.14)$$

$$i_{\phi m2} + T_{s1} \frac{d}{dt} i_{\phi m2} = \frac{V_{\phi m2}}{R_s} - W_s T_{s1} i_{\phi m1} - \frac{W_s}{R_s} \psi_m \quad (6.15)$$

$$i_{\phi m1} + T_{r1} \frac{d}{dt} i_{\phi m1} = \frac{T_r}{L_m} \frac{d}{dt} \psi_m + \frac{\psi_m}{L_m} + W_{sr} T_{r1} i_{\phi m2} \quad (6.16)$$

$$W_{s1} = (1 + T_{r1} \frac{d}{dt}) i_{\phi m2} / ( \frac{T_r}{L_m} \psi_m - T_{r1} i_{\phi m1} ) \quad (6.17)$$

$$T_e = \frac{3}{2} L_m \cdot i_{\phi m2} = \frac{3}{2} \bar{\psi}_m \cdot X \cdot \bar{i}_s \quad (6.18)$$

$$T_{r1} = (L_r - L_m) / R_r \quad \text{ve} \quad T_r = L_r / R_r$$

### 6.1.3 Rotor akısının Düzenlenmesi

Rotor akısı şöyle gösterilir.

$$\bar{\psi}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s = L_m \bar{i}_{mr} \quad (6.19)$$

$$\bar{i}_{mr} = (1 + \sigma_r) \bar{i}_r + \bar{i}_s \quad (6.20)$$

$$\sigma_r = (L_r / L_m - 1)$$

Akım rotor akısı doğrultusunda düzenlendiği zaman şöyle gösterilir.

$$i_{\phi r1} + \sigma T_s \frac{d}{dt} i_{\phi r1} = \frac{V}{R_s} + W_s \sigma T_s i_{\phi r2} - (1-\sigma) T_s \frac{d}{dt} i_{mr} \quad (6.21)$$

$$i_{\phi r2} + \sigma T_s \frac{d}{dt} i_{\phi r2} = \frac{V}{R_s} - W_s \sigma T_s i_{\phi r1} - (1-\sigma) W_s T_s i_{mr} \quad (6.22)$$

$$T_r \frac{d}{dt} i_{mr} = i_{\phi r1} - i_{mr} \quad (6.23)$$

$$W_{s1} = i_{\phi r2} / T_r i_{mr} \quad (6.24)$$

$$T_e + \frac{3}{2} \frac{L_m}{(1+\sigma_r)} i_{mr} i_{\phi r2} = \frac{3}{2} \frac{\bar{\psi}_r}{(1+\sigma_r)} X i_s \quad (6.25)$$

## 6.2 Kontrol Şeması

Hız kontrolünde  $i_{\phi r2}$ ,  $i_{\phi r1}$  göz önünde tutan bir kontrol planı formülleştirilmiştir. Stator akımının düzenlenmesi stator akımı ve rotor akısı arasındaki açığı yeniden kont ederek ya da kaymayı kontrol ederek gerçekleştirilebilir. İkinci metotta akım vektörünü arzu edilen duruma getirmek için motorun kayma sinyali kullanılır.

Şekil 6.3 de görülen kontrol tasarımının oluşturulmasında ikinci metod benimsenmiştir. Hız kontrolü  $|\psi_r|$  akı genliği tarafından bölündüğü zaman,  $i_{\phi r2}^*$  nin istenen değerini sağlayan referans momentini sınırlar. Bu iki referansdan istenen kayma hesaplanır. İhtiyaç duyulan akım olması istenen kaymanın toplamının integralinden sağlanır.

$$\int W_S^* dt = \int ( W_{S1}^* + W_R ) dt \quad (6.26)$$

Akım genliği şöyle bulunur

$$|i_S^*| = \sqrt{i_{\phi R1}^2 + i_{\phi R2}^2} \quad (6.27)$$

Üç fazlı referans akımları  $\rho_S^*$  den ve  $\rho_S^*$  den üretilir.  
 $i_S^*$  akımı kaynaklı inverter için sağlanan kapı akımlarıdır.  
Konverterin ateşleme açısı  $i_S^*$  sinyalinden sağlanır.

$$\bar{\psi}_S = \int ( \bar{V}_S - R_S \bar{i}_S ) dt \quad (6.28)$$

$$\bar{\psi}_R = ( 1 + \sigma_r ) + Lm [ ( 1 - (1 + \sigma_r) (1 + \sigma_s) ) ] \bar{\psi}_S \quad (6.29)$$

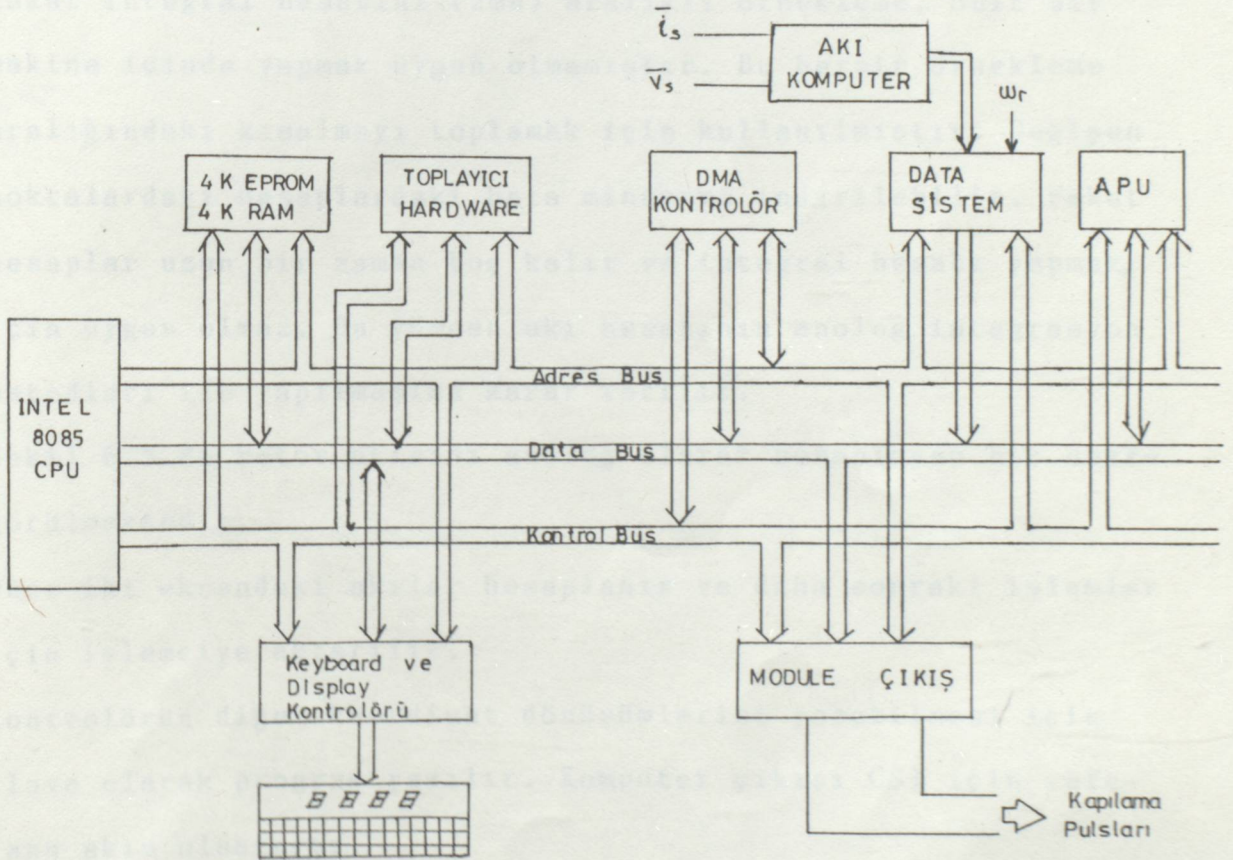
Rotor akısı, stator akısının ve akımının bir fonksiyonu olarak belirlenmektedir.



### 6.3 Kontrol Sisteminin Çalışması

Farklı kontrol stratejilerini tamamlamak için uygun olan bir mikro bilgisayar geliştirilmiştir. Mikrokomputer kontrol sistemini bir program aracılığı ile geliştirmeyi sağlayan bir klavyeye sahiptir.

Mikrokomputer sistemin blok diyagramı şekil 6.4 de görülmektedir. Sabit değer kazançlı interface ile değişken geri besleme hesapları çok çabuk olarak yapılabilir.



Şekil 6.4 Mikroişlemci destekli kont. sisteminin blok şeması

Direk hafıza okuyan kontrolör, sabit kazanç verisinin CPU hafızasına hızlı bir geçiş yapması için interface bulundurmaktadır. Geri besleme değişkenleri her iki saniyede bir kez örneklenir ve sinyallerin uygun fonksiyonunda yerlerine ulaşması için uygun bir şekilde işlenir. Muhtelif matematik hesaplarının bir çırpıda bitirilmesi için bir donatım çarpanı (TRW TDC-1009) ve aritmetik işlemcinin (AM 9511) interface olarak çalıştırılmıştır.

Akı hesabı trapez ya da simson kuralı uygulayarak hesap yapan bir zaman integrali ile yapılır.

Fakat integral hesabını (2ms) aralıklı örnekleme, 8bit bir makine içinde yapmak uygun olmamıştır. Bu her bir örnekleme aralığındaki kısılmayı toplamak için kullanılmıştır. Değişen noktadaki hesaplardaki hata minimuma indirilebilir. Fakat hesaplar uzun bir zaman boş kalır ve integral hesabı yapmak için uygun olmaz. Bu yüzden akı hesabının analog integrasyon metodları ile yapılmasına karar verilir.

Şekil 6.5 de rotor akısını analog olarak hesaplayan bir devre görülmektedir.

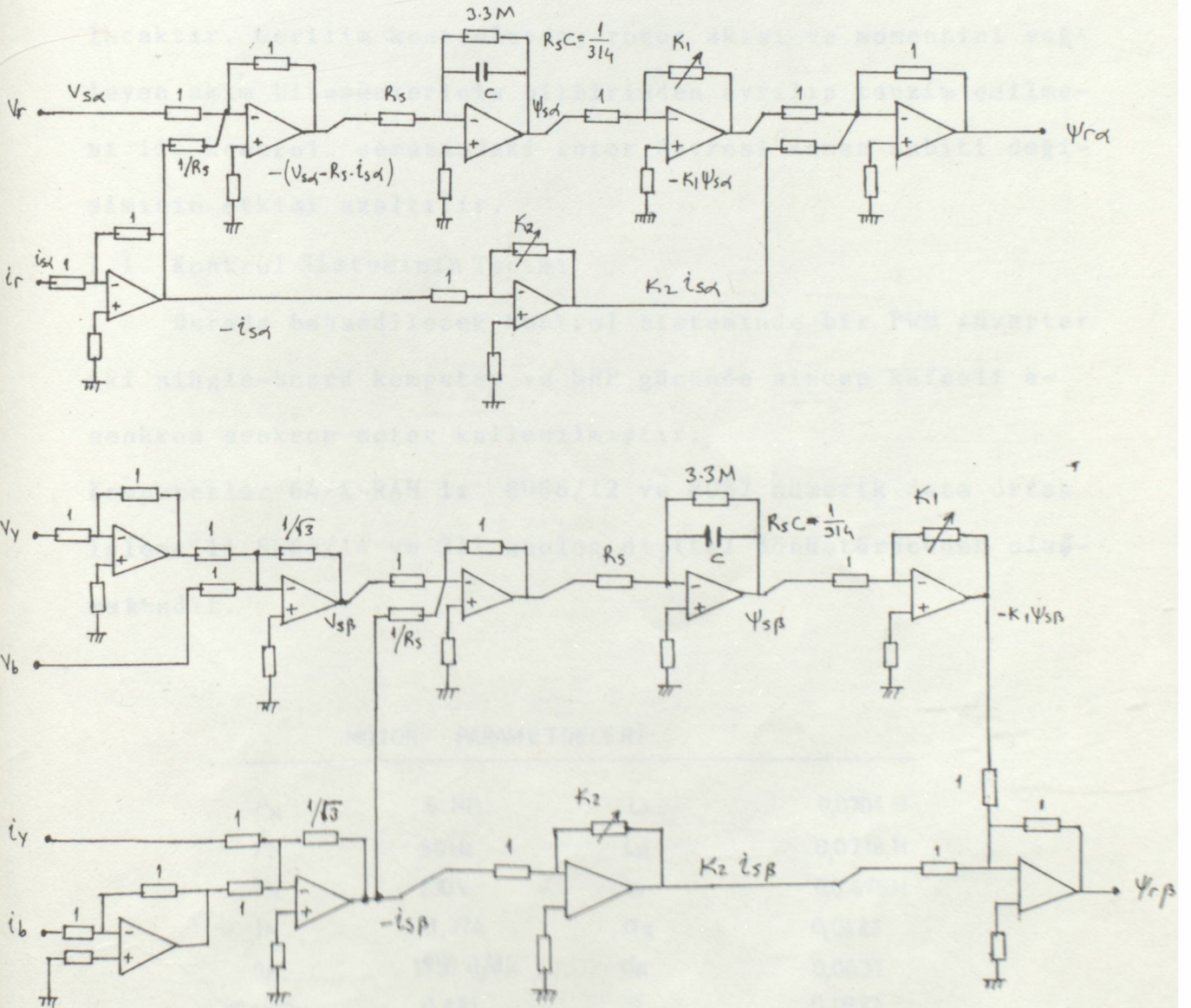
Önce iki eksendeki akılar hesaplanır ve daha sonraki işlemler için işlemciye aktarılır.

Kontrolörün diğer koordinat dönüşümlerini yapabilmesi için ilave olarak program yazılır. Kompüter çıkışı CSI için referans akım oluşturur.

Bu sinyaller sabit olarak mikrokompüter çıkışı DAC arasından alınır.

Alan kontroluyla moment ve motor içinde meydana gelen akıdan

direkt olarak sorumlu olan akım bileşenleri çok iyi kullanılarak yüksek bir randıman alınması sağlanır. İhtiyaç duyulan moment ve akıyı saptama gecikmesi en aza indirilebilir. Bu sistemden hızlı cevap almayı sağlar. Mikroişlemciye dayalı bir kontrol sisteminin tasarımını kurmak kolaydır. Çünkü matematik hesaplamaları da içine almaktadır.



Şekil 6.5 Rotor akısı hesaplama devresi

## VII- GERİLİM KAYNAKLI PWM İNVERTER İLE ALAN KONTROLU

Bir asenkron motorun alan kontrolunda kullanılan inverter türü önemsizdir. Problem sadece bilgisayar donanımının minimize edilmesindedir. Problemleri ve gerekli değişiklikleri bilgisayar programına yüklemek yeterlidir. Bunlar; genlik, frekans ve faz açısının istendiği şekilde sağlanması olabilir. Bu iş için kompüterden yararlanılır. Bu bölümde gerilim kontrolundaki ve diğer işlemlerdeki problemler anlatılacaktır. Gerilim kontrolunda; rotor akısı ve momentini sağlayan akım bileşenlerinin birbirinden ayrılıp tanzim edilmesi ile kontrol şemasındaki rotor devresi zaman sabiti değişiminin etkisi azaltılır.

### 7.1 Kontrol Sisteminin Tanımı

Burada bahsedilecek kontrol sisteminde bir PWM inverter iki single-board komputer ve SHP gücünde sincap kafesli asenkron senkron motor kullanılmıştır.

Komputerler 64-K-RAM lı 8086/12 ve 8087 nümerik data ortak işlemcili 8086/14 ve 311 analog dijital dönüştürücüden oluşmaktadır.

### MOTOR PARAMETRELERİ

$P_N$	5 HP	$L_s$	0,0704 H
$f_N$	60Hz	$L_R$	0,0718 H
$V_N$	230V	$L_k$	0,0675H
$I_N$	13,37A	$\sigma_s$	0,0421
$n_N$	1750 d/dk	$\sigma_R$	0,0631
$\cos \phi_N$	0,831	$\sigma$	0,0973
$\eta_N$	0,842	$R_s$	0,444 $\Omega$
KURUP	4	$R_R$	0,274 $\Omega$



### 7.1.1 Rotor Durumunun Belirlenmesi

Dolaylı olarak alan oluşturma bu kontrol sisteminde uygulanmaktadır. Statora gönderilen rotor akısı vektörü, rotor ekseninin rotor akım vektörüne izafî olarak eklenmesiyle elde edilir. Bu kayma durumu kontrol periyodundaki açısal frekans kayması integre edilerek elde edilir. Rotor akı referansından hesaplanan açısal frekans kayması ve referans moment akısı aşağıdaki gibi olur.

$$W_{sl} = \frac{1}{T} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{mR}^*} \quad (7.1)$$

$$\rho_{sl} = \int_t^{t+\Delta t} W_{sl} \cdot dt + \rho_{slo}$$

$$\rho_{sl} = \sum W_{sl} \cdot \Delta t + \rho_{slo}$$

$$\rho_1 = \rho_{sl} + \rho = \rho + \sum W_{sl} \cdot \Delta t + \rho_{slo} \quad (7.2)$$

$W_{sl}$  : açısal frekans kayması

$\rho_{sl}$  : Rotor akısı akımının durumu

$\rho_{slo}$  : Başlangıçtaki rotor akısı akımının durumu

$\rho$  : Rotor durumu

$\rho_1$  : Rotor akısı akım vektörünün durumu

$T_r$  :  $L_R / R_R$  : Rotor devresi zaman sabiti

$i_{sq}^*$  : Referans moment akımı bileşeni

$i_{sd}^*$  : Referans rotor akı akımı bileşeni

$\Delta t$  : Kontrol Periyodu

İnverter frekansı  $W_1$  aşağıdaki gibi belirlenir:

$$W_1 = W + W_{S1} \quad (7.3)$$

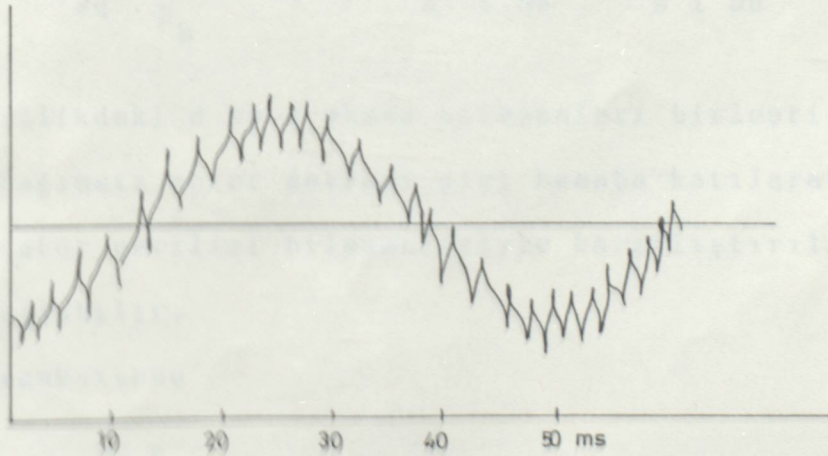
$W$  : rotor açısal hızı

$W_1$  : referans inverter frekansı

Rotor durumu; ileri ve geri yönde değişikliği göstermek için iki fazı birbirinden  $90^\circ$  farklı üç fazlı bir optik kodlayıcı tarafından belirlenir. Devir başına 2048 darbe oluşturulur. Darbeler 11 bitli paralel bir çıkış sinyali üreten bir devreden geçer. Darbeler hız için 10 bit paralel sinyal üreten ayrı bir dijital devre yardımıyla 20 ms periyodunda toplanır.

#### 7.1.2 Motor Akımının Hassas Olarak Belirlenmesi

PWM inverter tarafından üretilen akımlar tamamen sinüzoidal değildir. Ve yüksek frekans bileşimlerine sahiptirler. İlk önce örnekleme periyodunun tristörün anahtarlanması ile tesadüf etmemesi sağlanır. Sonra alçak geçiş filtresi akım sinyal kuvvetlendiricisinin içine bağlanır. Bir kapı akımı 20  $\mu$ s içinde örnekleme devresini etkisiz yapar. Şekil 7.2 de gerçek akım dalga şekli görülmektedir.



Şekil 7.2 Motor akımının dalga şekli

Motor akımlarının sıfırlanması ile

$$\sum_{j=1}^n i_{Aj} + i_{Bj} + i_{Cj} = 0 \text{ olur.} \quad (7.4)$$

Bundan dolayı akımın ikisinin örneklenmesi koordinat dönüşümü için yeterlidir. İki akım dönüştürücüler ve operasyonel amplikatörler ile ölçülür ve sonra sinyaller dijitalle çevrilir.

### 7.1.3 Gerilim Kontrolü

Çok yüksek kazançlı PWM gerilim kaynaklı inverter akım kontrolü için sık sık kullanılır. Rotor direncindeki değişimin etkisine gerekli olan akım bileşenleri arasındaki birbirini etkileme olayının minimize edilmesi istenir. Bunu gerçekleştirmek için inverterin gerilim kontrolü, akım kontrolündeki yüksek geri besleme kazancına tercih edilebilir. İnverterin gerilim kontrolü için Stator gerilim eşitlikleri hesapların içine alınır.

$$\sigma T_s \frac{d i_{sd}}{dt} + i_{sd} \frac{V_{sd}^*}{R_s} - (1-\sigma) T_s \frac{d i_{MR}}{dt} + \sigma T_s W_1 i_{sq} \quad (7.5)$$

$$\sigma T_s \frac{d i_{sq}}{dt} + i_{sq} \frac{V_{sq}^*}{R_s} - (1-\sigma) T_s W_1 i_{MR} - \sigma T_s W_1 i_{sd} \quad (7.6)$$

Bu iki eşitlikteki d ve q eksen bileşenleri birleştirilir. İki ayrı bağımsız motor devresi gibi hesaba katılarak  $V_{sd1}$  ve  $V_{sq1}$  stator gerilimi bileşenleriyle karşılaştırılarak tekrar ayrılabilir.

Transfer fonksiyonu

$$F(s) = \frac{1/R_s}{\sigma T_s s + 1} \text{ olur} \quad (7.7)$$

Gerilim bileşenleri motor akısı ve momenti kontrolör çıkışları (  $i_{sd}^*$  ,  $i_{sq}^*$  ) ile direk olarak bağıntılıdır.

$$i_{sd}^I = \frac{1 / R_s}{\sigma T_s S + 1} V_{sd1} \quad (7.8)$$

$$i_{sq}^I = \frac{1 / R_s}{\sigma T_s S + 1} V_{sq1} \quad (7.9)$$

$i_{sd}^I$  ,  $i_{sq}^I$  motor akımı bileşenleri

$V_{sd1}$  ,  $V_{sq1}$  motor akım kontrolörü ve moment akım kontrolörlerinin çıkış gerilimi bileşenleri

$R_s$  : Stator direnci

$T_s$  :  $L_s / R_s$  Stator devresi zaman sabiti

$\sigma$  : Toplam kayıp faktörü

Ayrışmada ortaya çıkan hataları telafi etmek için  $V_{sd1}$  ve  $V_{sq1}$  değerlerine  $V_{sd}^*$  ve  $V_{sq}^*$  stator referans sinyalleri verilir,

$$V_{sd}^* = V_{sd1} + (1-\sigma) L_s \frac{d i_{MR}}{dt} - \sigma L_s W_1 i_{sq}^I \quad (7.10)$$

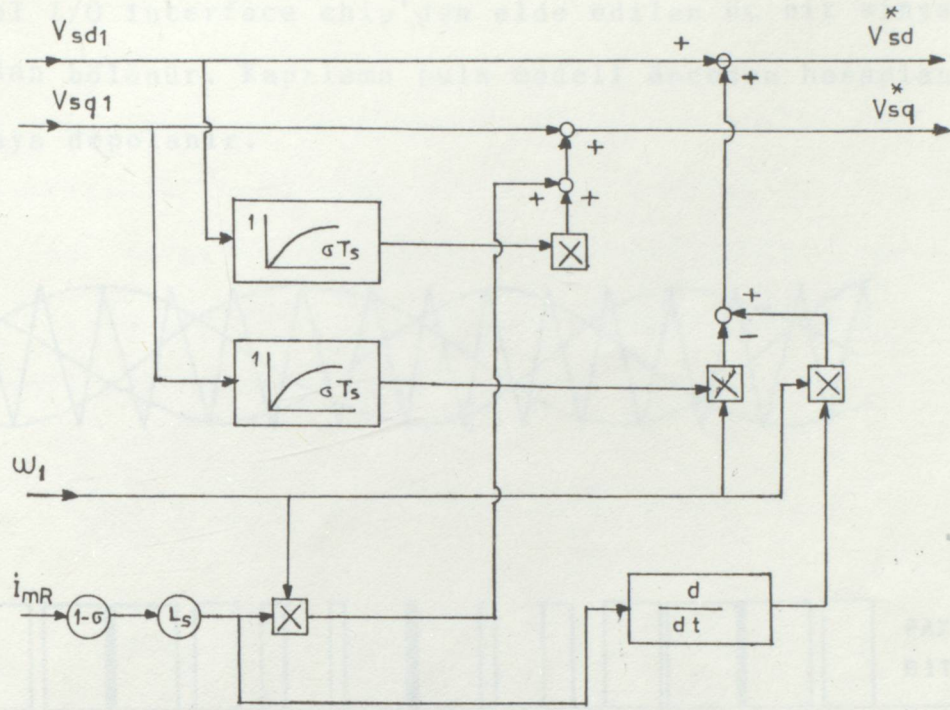
$$V_{sq}^* = V_{sq1} = (1-\sigma) L_s W_1 i_{MR}^I + \sigma L_s W_1 i_{sd}^I \quad (7.11)$$

$i_{sd}^I$  ve  $i_{sq}^I$  değerleri yerine konursa

$$V_{sd}^* = V_{sd1} - \sigma L_s W_1 V_{sq1} \frac{1 / R_s}{\sigma T_s S + 1} + (1-\sigma) L_s \frac{d i_{MR}}{dt} \quad (7.12)$$

$$V_{sq}^* = V_{sq1} + \sigma L_s W_1 V_{sd1} \frac{1 / R_s}{\sigma T_s S + 1} + (1-\sigma) i_{MR}^I L_s \quad (7.13)$$

İstenmeyen bileşim terimlerini ayırmak için kontrolörün düzenlenmesi Şekil 7,3 de görülmektedir,



Şekil 7.3 Örnekleme devresi

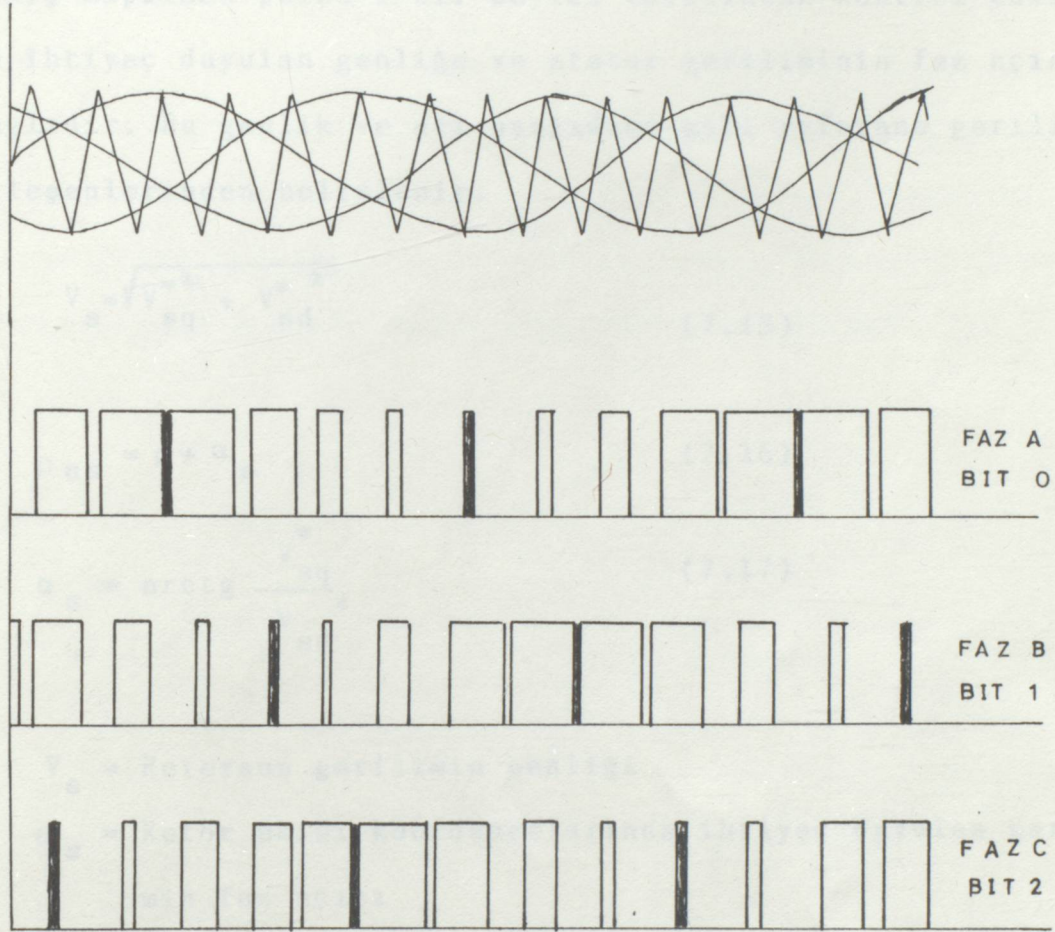
Bütün bu fonksiyonlar şekil 1 de görülen 8087 li intel 8086/14 single-board kompüter ile yapılır.

Programların toplamının kontrol peryodu olan 2 ms içinde motor örnekleme ve koordinat dönüşümü rotorun hız ve durumunun ayrımı, rotor akısının hesabı, referans gerilimi, hız ve moment kontrolü yapılır.

#### 7.1.4 Kapılama Pulse Generatörü

Kapılama pulse modeli üç fazlı sinüs dalgaları ile ikizkenar üçgen dalga taşıyıcıları birleştirilerek üretilir. Sinüs dalgasının peryodu 1024 parçaya bölünmüş olur. Her bir tristörün anahtarlama durumu iki dalga sinyalinin kesişme hattının durumuna bağlıdır. Kapılama puls modeli önceden hesaplanır, ve hafızaya depolanır. 8086/12 kompüterindeki

paralel I/O interface chip'den elde edilen üç bit sinyali tarafından bölünür. Kapılama puls modeli önceden hesaplanır ve hafızaya depolanır.



Şekil 7.4 72 RAM için Pulse-genlik modülasyonu

Kontrol edilen gerilimin max genliği 32 kısma bölünür. Kapılama pulse modeli gerilimin her biri için RAM'ın 1024 bitini doldurur. Muhtemel tüm modellerin depolanması için gerekli toplam RAM 32 kbyte'dir.

Referans frekansı iki kapılama pulse arasındaki zamanı belirler.

$$\Delta T = \frac{1/f_1}{1024} \quad (7.14)$$

$\Delta T$  : İki kapılama pulse aralığı

$f$  : Referans frekansı

Örneğin inverter çıkış frekansı 20 Hz ise aralık 48,4  $\mu s$  olur. Çıkış kapılama pulse'ı bir sayıcı tarafından kontrol edilir ve ihtiyaç duyulan genliğe ve stator geriliminin faz açısına bağlıdır. Bu genlik ve açı aşağıdaki gibi referans gerilimi bileşenlerinden belirlenir.

$$V_s = \sqrt{V_{sq}^{*2} + V_{sd}^{*2}} \quad (7.15)$$

$$\rho_{as} = \rho + \alpha_s \quad (7.16)$$

$$\alpha_s = \arctg \frac{V_{sq}^*}{V_{sd}^*} \quad (7.17)$$

$V_s$  = Referans gerilimin genliği

$\alpha_s$  = Rotor akısı koordinatlarında ihtiyaç duyulan gerilimin faz açısı

$\rho$  = Rotor akı vektörünün durumu

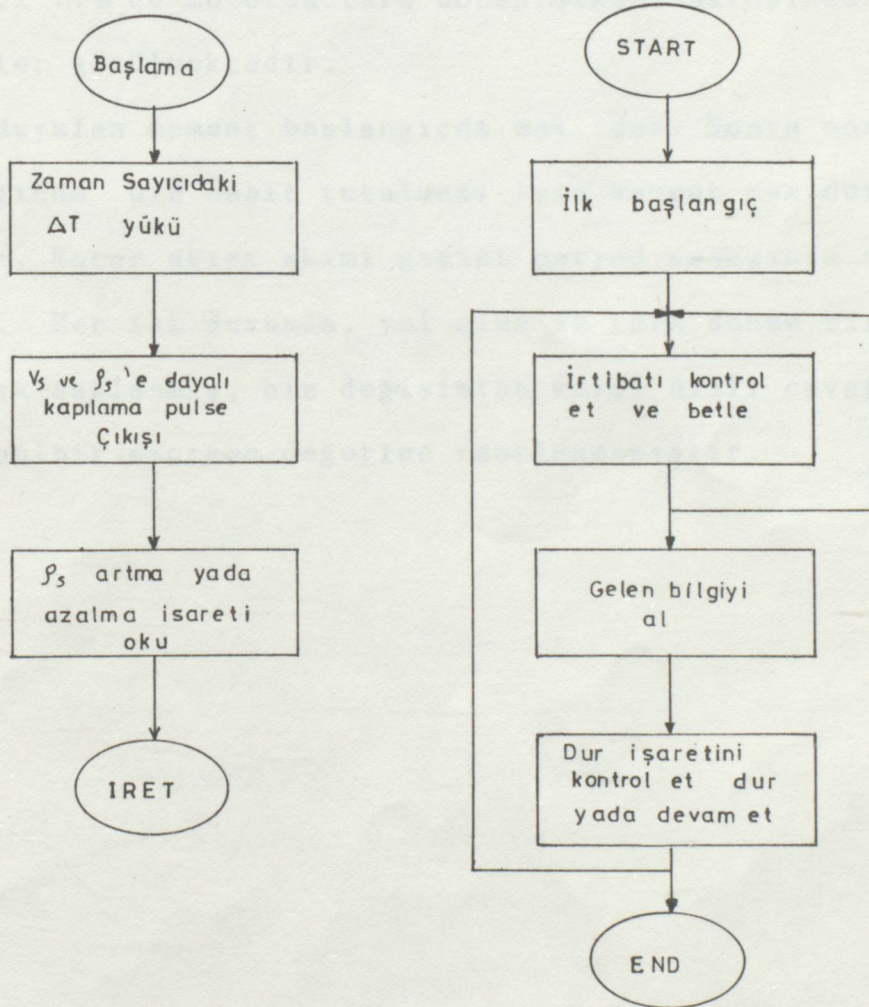
$\rho_{as}$  = Stator gerilim vektörünün faz açısı

Çıkışın 3 bit'ini altı kapılama pulse'ına dönüştürmek için ve aynı bacakdaki iki tristörün eş zamanlı dönüşünü önlemek kompüter çıkış sinyali bir histeresiz devresi ve bir ayırıcı amplifikator arasından verilir.

#### 7.1.5 Multi işlem

Yukarıda tanımlanan İntel 8086/12 mikroişlemcisi stator geriliminin genliği  $V_s$ , gerilimin faz açısı  $\rho_{\alpha_s}$  ve frekansa

göre kapılama pulslarını üretmek için kullanılır. Bu üç değişken 8086/14 içinde hesaplanır ve hafızasında depolanır. Yeni data hazırlanır hazırlanmaz 8086/14 onları getiren ve özel kapılama pulse'ları üreten 8086/12 ye bir işaret gönderir. 8086/14 ün kontrol programı rotor durumunu önce koordinat dönüşüm zamanını ayarlamak, sonra ihtiyaç duyulan gerilim vektörünün faz açısını doğru olarak kontrol etmek üzere iki kere ayırır. Motor parametreleri ve başlangıç durumları program aracılığı ile bir klavyeden bilgisayara yüklenmektedir.



Şekil 7.5 8086/12 içindeki kapılama pulse generatörü

## 7.2 Kontrol Karakteristikleri

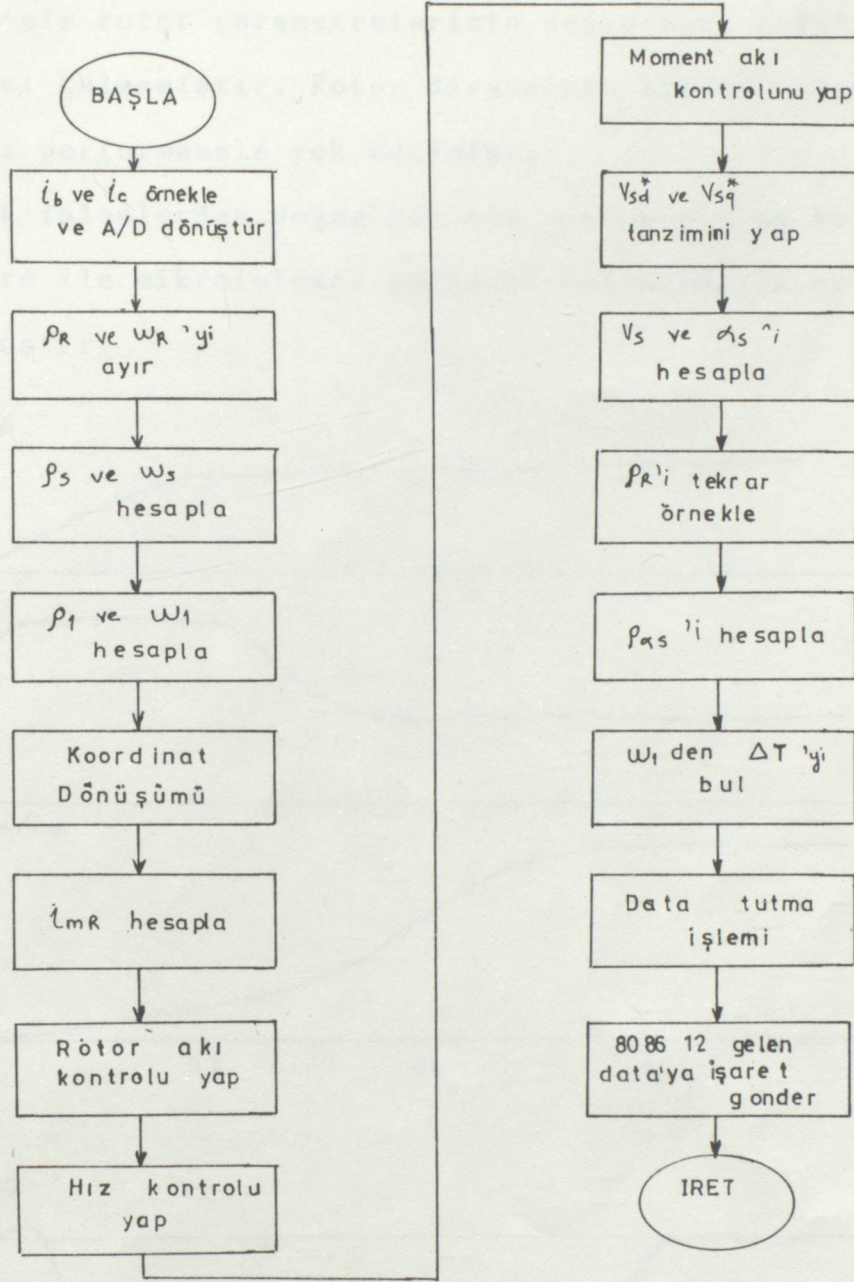
Şekil 7.7a da motorun sıfırdan başlayıp 400 d/d kadar hızlanmasına ait davranışı görülmektedir.

Rotor akısı bileşeni  $\frac{l}{MR}$  'in sabit değere ulaşması için 300 ms.lik bir zaman geçmiştir. Stator akımın d ekseni bileşeni rotor akısından daha çabuk sabitleşmiştir.

Akı sabitleştikten sonra ihtiyaç duyulan hıza ulaşılırken moment max da sabit kalmıştır. Referans hıza ulaşmak için (600ms) lik zaman dinometrenin yüksek ataleti için gerekmiştir.

Şekil 7.7b de motorun ters döndürülmesi sırasındaki geçici rejimler görülmektedir.

İhtiyaç duyulan moment başlangıçta max. dur. Sonra max hıza ulaşıldığında hız sabit tutulması için moment max durumda düşmüştür. Rotor akısı akımı geçici periyod esnasında değişmemiştir. Her iki durumda, yol alma ve ters dönme sırasında kararlılık sağlanmış, hız değişimine karşı hızlı cevap alınmış ve herhangi bir sıçrama değerine rastlanmamıştır.

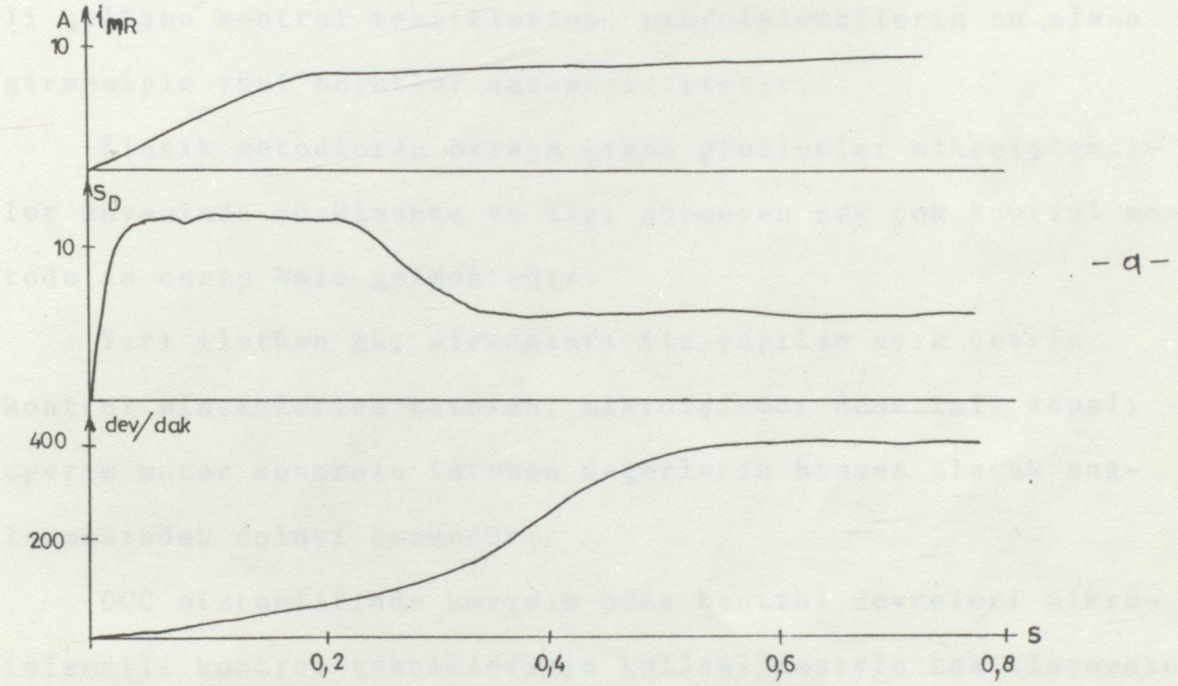


Şekil 7.6 8086/14 içindeki kontrol programı

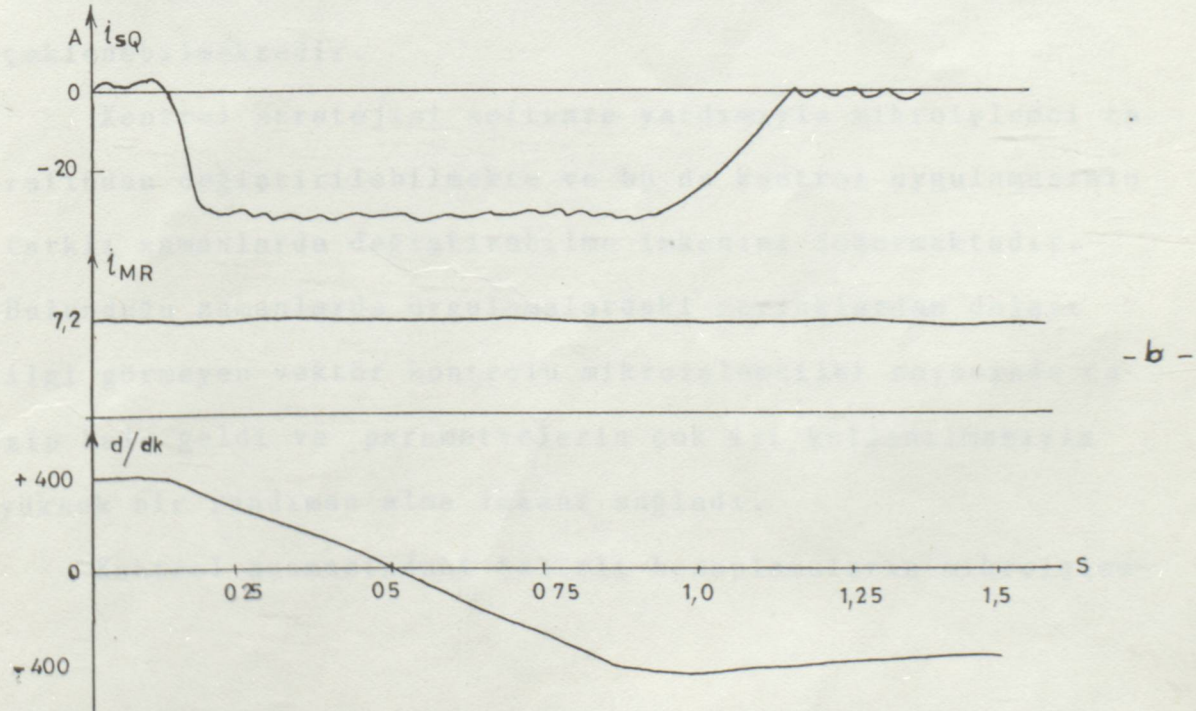
İki kompüterin kullanımıyla alan kontrolü ve hardware sisteminin minimize edilmesiyle bir PWM gerilim kaynaklı inverter tarafından beslenen asenkron motor kontrolü için oluşan etkiler gösterilmiştir. Gerilim kontrolü yapıldığı gibi rotor direncinin değişmesine rağmen yüksek geribesleme kazançlı akım kontrolüne karşılık çok güçlü olduğu ispatlanmıştır.

Bu nedenle rotor parametrelerinin değişimini telafi etme ihtiyacı kalmamıştır. Rotor direncinin etkisi çalışma sırasındaki performansla yok edilmiştir.

Nümerik işlemlerden doğan bir çok zorluk analog ve dijital hardware ile mikroişlemci software kullanımıyla ortadar kaldırılmıştır.



- a -



- b -

Şekil 7.7 Hız cevabı sonuçları

## VIII- SONUÇLAR

Asenkron motordaki kontrol işlemlerinin mikroişlemci desteğiyle yapılmasıyla endüstride çok geniş kullanım alanı bulan bu motorların gelecekte de yaygın olarak kullanılmaya devam edileceği aşikardır.

Yarı iletken elemanlarının ortaya çıkışından beri sürekli gelişen kontrol tekniklerine, mikroişlemcilerin bu alana girmesiyle yeni boyutlar kazandırılmıştır.

Klasik metodlarda ortaya çıkan problemler mikroişlemciler sayesinde çözülmekte ve ilgi görmeyen pek çok kontrol metodu da cazip hale gelmektedir.

Yarı iletken güç elemanları ile yapılan açık çevrim kontrol sistemlerine nazaran, mikroişlemci denetimli kapalı çevrim motor kontrolü istenen değerlerin hassas olarak sağlanmasından dolayı üstündür.

DCC sistemlerinde karışık olan kontrol devreleri mikroişlemcili kontrol tekniklerinin kullanılmasıyla basitleşmektedir ve asenkron motor hız kontrolü geniş bir alan içinde gerçekleştirilebilmektedir.

Kontrol stratejisi software yardımıyla mikroişlemci tarafından değiştirilebilmekte ve bu da kontrol uygulamasının farklı zamanlarda değiştirebilme imkanını doğurmaktadır. Bulunduğu zamanlarda uygulamalardaki zorluklardan dolayı ilgi görmeyen vektör kontrolü mikroişlemciler sayesinde cazip hale geldi ve parametrelerin çok iyi kullanılmasıyla yüksek bir randıman alma imkanı sağladı.

Kontrol aşamasındaki belirli hesaplamaların mikroişlem-

ci tarafından çok kısa zamanda yapılmasıyla, sistemden çok çabuk cevap alma ve kontrolün çok kısa zamanda hassas olarak yapılması imkanı doğmuştur.

1- ... IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 35, No.1, February 1988, p.p. 140-141, 145

2- Vichal V. Athani ve Sadhan N. Parthasarathy, (Microprocessor control of a Three-Phase Inverter in Induction Motor speed Control System) IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 28, No.1, November 1980, p.p. 29-38

3- S. Sathyanarayana, Joseph Vithayathil (Microprocessor-Based Field-Oriented Control of a CSI-Fed Induction Motor Drive) IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 33, No.1, February 1986, p.p. 31-43

4- Nobuyoshi Mutoh, Hiroshi Nagase (High-Response Digital Speed-Control System for Induction Motor) IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 33, No.1, February 1986, p.p. 52-56

5- Hiroshi Ichida, Akira Hayashi (Microprocessor-Based Digital Control Cycloconverter (DCC) Application to Induction Motor Speed Control) IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 32, No.4, November 1985, p.p. 414-421

6- Cheng Long Wu, Huiyu G. Srangan (Fast Response Field-Oriented Control of an Induction Motor) IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 33, No.1, February 1986, p.p. 74-78

## K A Y N A K L A R

- 1- Bimal K. Bose (Technology Trends in Microcomputer control of Electrical MACHINES.) IEEE Trans. Ind. Elct. Vol. 35 No:1 February 1988 p.p. 160-161, 165
- 2- Vithal V. Athani ve Sudhir M. Deshpande. (Microprocessor control of a Three-Phase Inverter in Induction Motor speed Control System) IEEE Trans. IND. Elect. Vol. IECI-27, No:4 November 1980 P.P. 29-298
- 3- S. Sathiakumar, Joseph Vithayathil (Microprocessor-Based Field-Oriented Control of a CSI-Fed Induction Motor Drive) IEEE? Trans. IND. Elect. Vol. IE-33, NO:1 February 1986 p.p. 33-43
- 4- Nobuyoshi Mutoh, Hiroshi Nagase (High-Response Digital Speed-Control System for Induction Motor) IEEE Trans Ind. Elect. Vol. IE-33 No:1 February 1986 p.p. 52-58
- 5- Hiroshi Ichida, Akira Miyazaki (Microprocessor-Based Digital Control Cycloconverter (DCC) Application to Induction Motor Speed Control) IEEE, Trans. Ind. Elect. Vol. IE-32, NO:4 November 1985 p.p. 414-421
- 6- Zhang Kong Wu, Elias G. Strangas (Feed Forward Field Orientation Control of an Induction Motor) IEEE TRAns, IND, Elect, Vol, 35 NO:1 February 1988 p,p, 75-79

## ÖZGEÇMİŞ

1966 yılında Kavak'da doğdum. İlk ve orta öğrenimimi burada yaptım. Lise öğrenimimi Samsun Endüstri Meslek Lisesi Elektrik bölümünde tamamladım.

1982-1983 öğrenim yılında Yıldız Üniversitesine bağlı Işık Mühendislik Fakültesine girdim ve 1986 yılında mezun oldum.

Halen Yıldız Üniversitesi Fen Bil. Enstitüsünde Yüksek Lisans öğrenimi yapmaktayım.



