


154612

T.C.  
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



PIC MİKRODENETLEYİCİ KULLANILARAK  
FİRÇASIZ DC MOTORUN  
SENSÖRSÜZ KONTROLÜ

Hulusi KARACA

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH. ANABİLİM DALI  
Konya, 2004

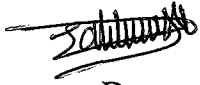
T.C.  
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PIC MİKRODENETLEYİCİ KULLANILARAK FIRÇASIZ DC MOTORUN  
SENSÖRSÜZ KONTROLÜ**

Hulusi KARACA

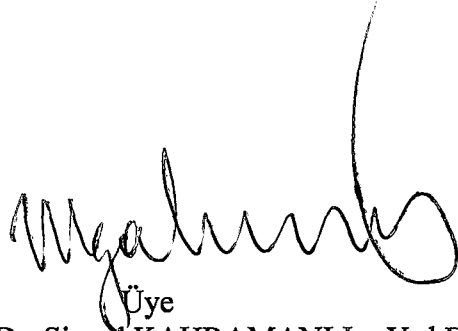
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH. ANABİLİM DALI  
154012

Bu tez, 23 / 07 /2004 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile kabul edilmiştir.



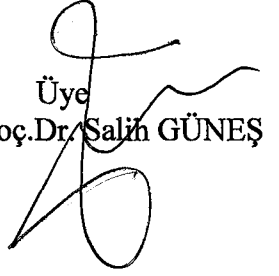
Danışman

Yrd.Doç.Dr.Ramazan AKKAYA



Üye

Doç.Dr. Şirzad KAHRAMANLI



Üye

Yrd.Doç.Dr. Salih GÜNEŞ

## ÖZET

### Yüksek Lisans Tezi

#### PIC Mikrodenetleyici Kullanılarak Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrolü

Hulusi KARACA

Selçuk Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ramazan AKKAYA

2004, 83 sayfa

Jüri: Doç. Dr. Şirzad KAHRAMANLI  
Yrd. Doç. Dr. Ramazan AKKAYA  
Yrd. Doç. Dr. Salih GÜNEŞ

Bu çalışmada, Sürekli Mıknatıslı Fırçasız DC Motorların sensörsüz kontrol teknikleri incelenerek motorların yapısı, çalışma prensipleri, çeşitleri, sürücüleri ve mıknatısları hakkında geniş bilgi verilmiş ve zıt emk integrasyonu metodu kullanılarak bir fırçasız DC motorun sensörsüz kontrolü pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen sistemde, geri besleme için zıt emk integrasyonuna göre kontrol sinyalleri üreten ML4425 tümdevresi kullanılmıştır. Ayrıca motor hızının sürekli durum hatasını sıfırlamak ve daha hızlı cevap süresi elde etmek için PIC16F877 mikrodenetleyicisi kullanılarak sisteme bir oransal-integral (PI) dış kontrol çevrimi ilave edilmiştir. ML4425 tümdevresi, inverteri kontrol etmek için zıt emk gerilimlerine göre rotor pozisyonuna uygun anahtarlama sinyalleri ve hız geri beslemesi olarak kullanılmak üzere de frekansı, motor hızıyla orantılı kare dalga bir sinyal üretmektedir. Frekansı hız ile orantılı sinyalden motorun gerçek hızı hesaplanmıştır. Gerçek hız ile referans hız arasındaki hata sinyalinin, sayısal bir PI kontrol algoritmasından geçirilmesiyle elde edilen çıkış sinyali, ML4425 tümdevresinin kontrol ucuna uygulanmıştır. Sistemin maliyetini ve kullanılan eleman sayısını düşürmek için üç fazlı inverter devresinde üst anahtar olarak P kanallı MOSFET'ler tercih edilmiştir. Böylece ilave MOSFET sürme elemanlarının kullanılmasına gerek kalmamıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Fırçasız DC motor, sensörsüz kontrol, zıt emk, inverter, PIC mikrodenetleyici, PI kontrol.

## **ABSTRACT**

### **Master Thesis**

## **Sensorless Control of a Brushless DC Motor by Using PIC Microcontroller**

**Hulusi KARACA**

**Selcuk University**

**Graduate School of Natural and Applied Sciences**

**Department of Electrical-Electronics Engineering**

**Supervisor: Asst. Prof. Dr. Ramazan AKKAYA**

**2004, 83 Pages**

**Jury: Assoc. Prof. Dr. Şirzad KAHRAMANLI**

**Asst. Prof. Dr. Ramazan AKKAYA**

**Asst. Prof. Dr. Salih GÜNEŞ**

Permanent Magnet Brushless DC (BLDC) Motors' sensorless control techniques have been investigated. A detailed review of BLDC motors' different constructions, operating principles, types, drives and magnet types is carried out and a BLDC motor's sensorless control has been practically implemented. In the realized system, ML4425 chip that generates control signals by using back-emf integration for feedback has been used. Also, in order to eliminate steady state error of motor speed and for better response time, a proportional-integral (PI) outer control loop has been added by means of PIC16F877 microcontroller. ML4425 chip generates switching signals for inverter control in compliance with rotor position based on back-emf voltages. Also, in order to be used as speed feedback, it produces frequency as a square wave signal proportional to motor speed. The output signal obtained by applying the error signal between actual speed and reference speed to a digital PI control algorithm is applied to ML4425 chip's control pin. In order to reduce system cost and component number, P channel MOSFETs are preferred as high-side switching elements in three-phase inverter circuit. Thus, the need of using additional MOSFET drive chips are eliminated.

**Key words:** Brushless DC motor, sensorless control, back-emf, inverter, PIC microcontroller, PI control.

## TEŐEKKÖR

Yüksek lisans çalışmam boyunca bilgi ve tecrübeleriyle her türlü desteğini esirgemeyen danışmanım sayın Yrd.Doç.Dr. Ramazan AKKAYA'ya, teorik ve pratik konulardaki desteklerinden dolayı S.Ü. Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde görevli tüm öğretim elemanlarına teşekkürlerimi sunarım.



## İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	vii
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI .....	3
3. FIRÇASIZ DC MOTORLAR.....	7
3.1. Firçasız DC Motorların Mekanik Yapısı ve Tipleri.....	7
3.1.1. Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş motorlar.....	9
3.1.2. Sürekli mıknatısları rotorun içerisine monte edilmiş motorlar.....	10
3.1.3. İç rotorlu firçasız DC motorlar.....	10
3.1.4. Dış rotorlu firçasız DC motorlar.....	11
3.1.5. Trapezoidal zıt emk'ya sahip motorlar.....	12
3.1.6. Sinüzoidal zıt emk'ya sahip motorlar.....	18
3.2. Firçasız DC Motorlarda Kullanılan Sürekli Mıknatıslar.....	22
3.3. Firçasız DC Motorların Kontrolünde Kullanılan Sensörler.....	25
3.3.1. Sensörlerin sınıflandırılması.....	25
3.3.1.1. Hall sensörleri.....	27

3.3.1.2. Optik sensörler.....	31
3.4. Fırçasız DC Motor Sürücüleri .....	34
3.4.1. Üç fazlı yarım dalga fırçasız DC motor sürücüsü.....	37
3.4.2. Üç fazlı tam dalga fırçasız DC motor sürücüsü .....	39
3.5. Fırçasız DC Motorların Avantajları ve Dezavantajları.....	41
<b>4. FIRÇASIZ DC MOTORLARIN SENSÖRSÜZ KONTROLÜ.....</b>	<b>44</b>
4.1. Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrol Metotları.....	45
4.1.1. Zıt emk temelli metotlar .....	45
4.1.1.1 Uç geriliminin algılaması.....	45
4.1.1.2 Zıt emk'nın üçüncü harmoniğinin algılaması.....	48
4.1.1.3 Serbest geçiş diyodunun iletimi.....	50
4.1.1.4 Zıt emk'nın integrasyonu.....	51
4.1.2. Akı kestirim metodu.....	53
4.1.3. Önceki iki kategoriye girmeyen diğer metotlar.....	54
<b>5. FIRÇASIZ DC MOTORUN SENSÖRSÜZ KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....</b>	<b>57</b>
5.1 Üç Fazlı İnverter.....	58
5.2 ML4425 Entegresinin İşlevsel Blokları.....	59
5.2.1 Akım algılama devresi.....	59
5.2.2 Komütasyon kontrol devresi.....	60
5.2.3 Gerilim kontrollü osilatör .....	62

5.2.4 Zıt emk örnekleyici.....	63
5.2.5 Yol alma devresi.....	63
5.2.6 PWM hız kontrolü.....	65
5.3 PIC Mikrodenetleyici PI Hız Kontrol Algoritması.....	66
<b>6. DENEY SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....</b>	<b>72</b>
<b>7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....</b>	<b>79</b>
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>81</b>
<b>EKLER</b>	



## SİMGELER VE KISALTMALAR

<u>SİMGESİ</u>	<u>ACIKLAMA</u>
AC	Alternatif Akım
ADC	Analog-Dijital Dönüştürücü
AlNiCo	Alüminyum-Nikel-Kobalt
B	Manyetik Alan Şiddeti
$B_f$	Mıknatısın Akı Yoğunluğu
$B_r$	Artık Mıknatıslanma
CNC	Bilgisayarlı Nümerik Kontrol
DAC	Dijital-Analog Dönüştürücü
DC	Doğru Akım
$e_A, e_B$ ve $e_C$	Faz Zıt emk'ları
emk	Elektromotor Kuvvet
F	Kuvvet
f	Frekans
$\overline{HA}, \overline{HB}, \overline{HC}$	İnverter Üst Anahtar Sinyalleri
$H_c$	Koersif Kuvvet
$i_A, i_B, i_C$	Anlık Faz Akımları
J	Atalet Momenti
$K_T$	Her Bir Sargının Moment Sabiti
l	Rotor Uzunluğu
LA, LB, LC	İnverter Alt Anahtar Sinyalleri
$L_M$	Karşılıklı İndüktans
$L_S$	Öz İndüktans
mmk	Manyetomotor Kuvvet

NdFeB	Neodmiyum-İron-Boron
nm	Nano-metre
PM	Sürekli Mıknatıs
PMSM	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
PI	Oransal-İntegral
PID	Oransal-İntegral-Türev
PIC	Çevresel Üniteleri Denetleyici Arabirim
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
q	Elektrik Yükü
$R_i$	Kontrol Dirençleri
$R_0$	Çıkış Dirençleri
SGN	Sıfır Geçiş Noktası
$T_A, T_B, T_C$	Fazların Oluşturduğu Anlık Moment
$T_e$	Elektromanyetik Moment
$\omega_r$	Rotor Açısız Hızı
$\lambda_s$	Akı
$\lambda_{3rd}$	Üçüncü Harmonik Akısı
$\theta_r$	Rotor Pozisyon Açısı
VCO	Gerilim Kontrollü Osilatör
$V_h$	Hall Gerilimi

## 1. GİRİŞ

Sürekli mıknatıslı fırçasız DC motorlar, yüksek momentleri, güç ağırlık oranı ve verimlerinden dolayı bilgisayarlarda, uzay araçlarında, askeri ekipmanlarda, otomotivde, endüstride ve ev gereçlerinde sıkça kullanılmaktadır. Fırçasız DC motorlar, yapısı gereği elektronik olarak kontrol edilir ve kontrolünde doğru akım komütasyonu için rotor pozisyon bilgisi gerektirirler. Bununla birlikte, pozisyon sensörlerinin maliyeti ve güvenilirlik problemleri, araştırmacıları pozisyon sensörsüz fırçasız DC motor sürücülerini üzerinde çalışmaya sevk etmiştir. Bu problemlerin etkili bir şekilde çözülmesi, düşük maliyetli, yüksek güvenilirlikli, küçük veya büyük hacimli uygulamaların hepsinde sensörsüz fırçasız DC motor sürücülerinin yaygınlaşmasına yol açacaktır.

Son yirmi yılda, trapezoidal zıt emk'lı fırçasız DC motorlarda kullanılan pahalı ve sürekli bozulan pozisyon sensörlerinin kullanımını ortadan kaldırmak için pek çok sensörsüz sürücü çözümleri önerilmiştir.

Fırçasız DC motorlar için önerilen sensörsüz çözümler; Zıt emk geriliminin hissedilmesi (Lizuka ve ark. 1985, Moreira 1996), zıt emk integrasyonu (Becerra ve ark. 1991, Jahns ve ark. 1991), serbest geçiş diyotlarının iletiminin algılanması (Ogasawara ve Akagi 1990, Ogasawara ve Akagi 1991), akı hesaplanması (Ertugrul ve ark. 1993, Ertugrul ve Acarnley 1994) ve motor modifikasyon teknikleridir (Tomita ve ark. 1996). Önerilen çözümlerin birçoğu özellikle düşük hızlarda iyi sonuçlar vermemektedir. Literatürde genellikle, sensörsüz sürücünün minimum hızının pratik olarak, maksimum hızın %10'u civarında olduğu görülmektedir. Ayrıca geçici durumdaki bir faz kaymasından kaynaklanan pozisyon hatası, sensörsüz sürücünün performansını kötüleştirmektedir (Lizuka ve ark. 1985, Ogasawara ve Akagi 1991, Moreira 1996).

Bu tez çalışmasında, fırçasız DC motorlar için zıt emk integrasyonuna dayanan sensörsüz bir pozisyon algılama metodu sunulmuştur. Uygulanan metod, ölçülen zıt emk'ya bağlıdır. Bu metodun iyi sonuç verebilmesi için ölçülen zıt

emk'nın çok hassas filtrelerden geçirilmesi gerekmektedir. Özellikle bu amaç göz önünde bulundurularak uygulama devresinde, fırçasız DC motorlar için sensörsüz hız kontrolü sağlayan ML4425 tümdevresi kullanılmıştır. ML4425 tümdevresi, faz zıt emk'larından yararlanarak rotor pozisyonuna uygun sinyaller üretir. Bu sinyallerle, üç fazlı inverter belirli bir düzende anahtarlanır ve motorun stator sargılarında, rotor pozisyonu ile senkron olarak dönen manyetik kutuplar meydana getirilir. Ancak motor dururken veya yavaş hızlarda, zıt emk oluşmamaktadır. Bunun için motorun yol alması ve belirli bir hıza kadar hızlandırılması büyük önem taşımaktadır. Bu amaçla, başlangıçta inverterin üst iki anahtarı ve bir alt anahtarı ilettime geçirilerek rotor bilinen bir pozisyona getirilir. Daha sonra frekansı gittikçe artan açık çevrim bir anahtarlama rutini ile rotor hızı, zıt emk'nın hissedilebileceği bir hıza kadar yükseltilir. Bu hızdan daha yüksek hızlarda zıt emk hissedilebildiği için anahtarlama, zıt emk'ya bağlı kapalı çevrim olarak yapılır.

Devredeki PI kontrolör ise motorun hızı ve referans hız arasındaki hatayı hesaplar ve bu hata ile ilişkili olarak hız referans girişini ayarlar. Böylece motorun, herhangi bir anda yüklenmesinden veya başka sebeplerden kaynaklanan hız azalmasını telafi etmek için referans giriş artırılır ve sistemin istenen hıza daha kısa sürede ulaşması sağlanır.

## 2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Jahns ve ark.'ları (1989), Becerra ve ark.'ları (1991) tarafından yapılan çalışmalarda, fırçasız DC motorlarda sensörsüz kontrolde kullanılan zıt emk'nın integrasyonu metodu sunulmuştur. Bu metot, 60°'lik aralıklarda enerjilenmeyen fazdaki zıt emk geriliminin algılanarak zamana göre integre edilmesine dayanır. Zıt emk geriliminin integre edilmesindeki temel mantık, integral değerinin akı değerine eşit olmasıdır. Diğer bakış açısı ile bu aslında endüklenen akının izlenmesi metodudur. İntegrasyon yaklaşımı, anahtarlama gürültülerine daha az duyarlıdır ve hızın değişimi ile otomatik olarak ayarlanır. Fakat hata birikmesi probleminden dolayı düşük hızlı işletmede kötüdür.

Murai ve ark.'ları (1989) tarafından yapılan çalışmada, minyatür bir fırçasız DC motor analitik olarak incelenmiştir. Bu çalışmada kullanılan motorun gerilimi 24 V, gücü 1.5 W, hızı 450 d/dk ve rotoru sekiz kutupludur. Rotor mıknatıslarındaki non-linear akı dağılımı ile moment dalgalanması arasındaki ilişki incelenerek moment dalgalanmasını azaltmak için iki tip anahtarlama stratejisi sunulmuştur. İlk tip örtüşme (overlapping) metodu ikincisi ise, PWM kıyıcı metodudur. Bu metotlar çok basit görünmesine rağmen sistem için çok iyi performans sağlamıştır.

Hesmondhalgh ve ark.'ları (1990) tarafından yapılan çalışmada, makinenin dış çevresi etrafına eşit bir şekilde yerleştirilmiş yarıkları olan ilave bir stator sacı eklenmiştir. Yarıkların her biri, küçük bir algılama bobini içermektedir. Algılama bobinlerinin her birindeki bölgesel manyetik alan, rotor pozisyonuna göre değişiklik göstermektedir. Rotor pozisyonunu tahmin etmek için algılama bobinlerine 20 kHz'lik sinüzoidal bir gerilim enjekte edilmiş ve algılama bobinlerinin uçlarındaki sinyal cevabı analiz edilmiştir. Bu çalışmada sonuç olarak, rotorun konumu hem rotor dönerken hem de dururken tahmin edilebilmiştir.

Ogasawara ve Akagi (1991) tarafından yapılan çalışmada, fırçasız DC motorlar için orjinal bir sensörsüz kontrol metodu sunulmuştur. Hız değişimi ortalama motor gerilimi ayarlanarak yapılmıştır. Bu çalışmada önerilen pozisyon

sensörsüz sürücü, güç tranzistörlerine ters paralel bağlı serbest geçiş diyotlarının iletim sürelerinin tespit edilmesine bağlı olarak çalışır. Bu yaklaşım, geniş bir hız aralığında ve özellikle düşük hızlarda rotor pozisyonunun belirlenmesini mümkün kılar. Sensörsüz sürücünün doğruluğunu ispatlayan deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Bu metotla motor dururken rotor pozisyonu belirlenemediği için açık çevrim bir yol alma prosedürü uygulanmıştır. Ayrıca bu metot, geçici durumda komütasyon noktalarının pozisyon hatasına sahiptir. Bu metodun en ciddi dezavantajı, her bir serbest geçiş diyodundan geçen akımı tespit eden komparator devresi için altı adet ilave izoleli güç kaynağı gerektirmesidir.

Watanabe ve ark.'ları (1991) tarafından yapılan çalışmada, doğrudan sürme (direct drive) metodu kullanılan gelişmiş bir sensörsüz servo sistem sunulmuştur. Çıkık kutuplu sürekli mıknatıslı senkron motorlarda, stator sargılarının indüktansı, rotor hareketiyle değişmektedir. İndüktansın bu değişiminin ölçülmesiyle rotor pozisyonu tahmin edilebilir. Bu metotta, rotor pozisyonu ve dönme hızı, bir mikrobilgisayar tarafından hesaplanmıştır. Hesaplama, motorun faz akım ve geriliminin ölçülen değerleri ve eşdeğer devre parametreleri bilgisayara girilmiş ve bu değerler kullanılarak rotorun pozisyon ve hızı hesaplanmıştır.

Matsui ve ark.'ları (1992) tarafından yapılan çalışmada, sinüzoidal fırçasız DC motorlar için yeni bir sensörsüz kontrol algoritması sunulmuştur. Rotor pozisyonu ve hız bilgisi, gerçek ve model bir motor arasındaki akım farkı kullanılarak elde edilmiştir. Akım farkı, bir indüktans değişimi meydana getirmiştir. Meydana gelen indüktans hatası, hız tahmininde bir hataya neden olmamakta ancak pozisyon tahmininde ihmal edilebilecek bir hataya neden olmaktadır. Buradaki akım farkı iki bileşene ayrılır. Bu bileşenlerin biri pozisyon, diğeri hız tahmini için kullanılır. Sonuçta, hem sürekli durum hem de yol alma koşullarında istenen kontrol karakteristiklerini sağlayan deneysel sonuçlar elde edilmiştir.

Liu ve Cheng (1992) tarafından yapılan çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorlar için pozisyon sensörü kullanılmayan adaptif hız kontrolörü sunulmuştur. Gerekli pozisyon ve hız bilgisi, akı uzay vektöründen elde edilmiştir. Motor, üç fazlı değişken frekanslı stator akımları üreten akım regüleli bir gerilim beslemeli inverter

tarafından sürülmüştür. Bu çalışmada, servo sürücü tasarımında adaptif kontrol teorisinin uygulanabilirliği kanıtlanmış ve daha iyi hız cevabı elde edilmiştir.

Ertuğrul ve ark.ları (1993) tarafından yapılan çalışmada, gerçek zamanda rotor pozisyonunu tahmin eden modern bir çözüm sunulmuştur. Burada önerilen pozisyon tahmin metodu, çok hızlı bir DSP kullanılarak akı ve hat akımının hesaplanmasıyla gerçek zamanda gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak, sürekli mıknatıslı motorların yüksek performanslı moment kontrolünde bu metodun kullanılabileceği deneysel verilerle kanıtlanmıştır.

Moreira (1994) tarafından yapılan çalışmada, fırçasız DC motorlarda sensörsüz kontrol sağlayan zıt emk'nın üçüncü harmoniğinin algılanması metodu sunulmuştur. Bu metotta, zıt emk'nın üçüncü harmoniğinin integrali alınarak elde edilen sinyalin sıfır geçiş noktaları tespit edilmektedir. Tespit edilen sıfır geçiş noktaları, fazların komütasyon noktalarına tekabül etmektedir. Deneysel sonuçlarla, bu metodun doğruluğu kanıtlanmıştır.

Tomita ve ark'ları (1996) tarafından yapılan çalışmada, basit bir rotor modifikasyonu yapılarak fırçasız DC motorlar için sensörsüz bir kontrol metodu sunulmuştur. Rotor yüzeyine, üzerinden Eddy akımları akması için manyetiklenmeyen bir parça yapıştırılmıştır. Bu işlem rotor pozisyonuna bağlı olarak faz akım genliğinin değişmesine neden olmaktadır. Deneysel sonuçlar, bu metodun maksimum rotor pozisyon hatasının  $26^\circ$  olduğunu göstermiştir.

Yeo ve ark.'ları (1997) tarafından yapılan çalışmada, mıknatısları rotor içerisine yerleştirilmiş fırçasız DC motorlar için pozisyon sensörsüz bir sürücü anlatılmıştır. Rotor pozisyonu ile stator sargı indüktansı değişen sürekli mıknatıslı motorlar için yeni bir dolaylı rotor pozisyonu algılama metodu sunulmuştur. Genelde her hangi bir anda akım, üç fazın sadece ikisinden geçerken birinden geçmez. Komütasyon noktalarının belirlenmesi için enerjisiz fazdaki zıt emk geriliminin sıfır geçiş noktaları tespit edilir ve sıfır geçiş noktasından  $30^\circ$  sonra bu kesimdeki faz enerjilendirilir. Bu uygulamada fırçasız DC motor, bir klima kompresörü olarak kullanılmış ve 500 ile 7500 d/dk arasında motorun hız kontrolü yapılarak önerilen sensörsüz sürücünün doğruluğu kanıtlanmıştır.

Schmidt ve ark.'ları (1997) tarafından yapılan çalışmada, rotor hareketsizken sürekli mıknatıslı rotorun pozisyonunu tespit eden bir metot sunulmuştur. Sunulan metot, çıkık kutuplu olmayan motorlarda çalışmaktadır. Bu metotta, rotor manyetik akısının işaretine bağlı olarak, stator nüvesindeki doyma seviyesinin farkı tespit edilmekte ve mıknatısların N ve S kutupları algılanmaktadır. Stator nüvesinde doyma oluşturmak için stator sargılarına bir gerilim darbesi uygulanmıştır. Bu metot, motor parametrelerinden bağımsız olarak çalışmaktadır. Motor dururken tahmin edilen rotor pozisyonunun çözünürlüğü elektriksel  $60^\circ$  olarak bulunmuştur.

Shen ve Iwasaki (2003) tarafından yapılan çalışmada, sürekli mıknatıslı fırçasız DC motor sürücülerinde sensörsüz kontrol sağlayan ML4425 tümdevresi kullanılmıştır. Bu çalışmada, komütasyon noktalarının belirlenmesi için enerjilenmeyen fazdaki zıt emk gerilimlerinden faydalanılmış ve sonuç olarak ML4425 tümdevresinin performansı iyileştirilmiştir.



### 3. FIRÇASIZ DC MOTORLAR

Yarı iletken anahtarlar ve DSP'lerdeki son gelişmeler, ayarlanabilir hızlı motor sürücülerinde devrim yapmıştır. Bu yeni gelişmeler, elektrik motorları için yeni teknolojiler ortaya çıkartarak motor sürücülerini alanına katkıda bulunmaktadır. Elektrik motorlarının kontrolünde eğilim giderek karmaşık donanım yapılarından, yazılım ve kontrol döngülerine yönelmektedir. Bu yönelim, sürücü sistemlerinde performansı artırırken maliyette de oldukça büyük avantajlar sağlamaktadır.

Bu yönelimin en belirgin örneği fırçasız DC motor sürücü sistemlerinde görülmektedir. Kontrolünün karmaşık olmasına rağmen çok yoğun geometri ve etkileyici bir verime sahip olması, fırçasız DC motorların en önemli üstünlükleridir. Güç elektroniği teknolojisinin gelişmesine paralel olarak uygulamaların pek çoğunda fırçasız DC motor kullanılmaya başlanmıştır.

#### 3.1. Fırçasız DC Motorların Mekanik Yapısı ve Tipleri

Geleneksel sürekli mıknatıslı bir DC motorda moment-hız karakteristiği, endüvi reaksiyonu etkisinin önemli olduğu yüksek moment seviyeleri hariç lineerdir. "Fırçasız DC motor" terimi; fırçalı DC motordaki gibi lineer bir moment-hız karakteristiğine sahip AC motor, inverter ve rotor pozisyon sensörü bileşiminden oluşan sürücü sistemini ifade etmek için kullanılmaktadır (Murphy ve Turnbull 1988). AC motor, stator üzerinde çok fazlı bir sargıya ve rotor üzerinde sürekli mıknatıslara sahiptir. Tetikleme sinyallerinin zamanını belirleyen rotor pozisyon sensörlerinin ilave edilmesiyle motorun çalışması, kendiliğinden senkron yapılıdır. Bu tetikleme sinyallerine karşılık olarak inverter, kontrollü bir sırada stator faz sargıları içinden akım geçmesini sağlar.

Eğer statora, geleneksel bir üç fazlı sargı sarılmışsa motor, standart bir sürekli mıknatıslı senkron motorun yapısına sahiptir ve kendiliğinden kontrollü senkron motor olarak çalışır. Burada kullandığımız terimler tutarlılıktan uzak görünmesine rağmen pratikte kendiliğinden senkron bir motor için fırçasız DC motor terimi kabul görmektedir.

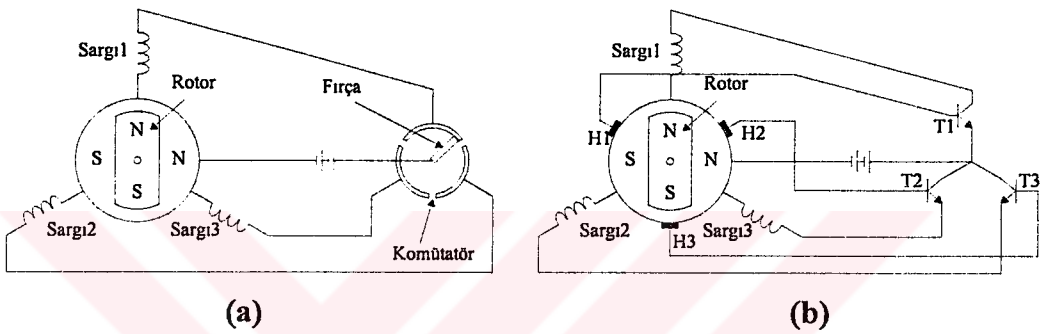
Fırçasız DC motorda, hava aralığı akı dağılımı ve zıt emk dalga şekli geleneksel bir fırçalı DC motordaki gibi yaklaşık trapezoidaldir. Bununla birlikte standart sürekli mıknatıslı senkron motorda hava aralığı akı dağılımı ve zıt emk dalga şeklinin her ikisi de sinüzoidaldir. Hatta senkron motor, kendiliğinden kontrol edilen durumda çalıştığında “sinüzoidal fırçasız DC motor” olarak da adlandırılır. Gerçekte sürücü karakteristikleri ve kontrol metotları, trapezoidal ve sinüzoidal motorlar için çok benzerdir. Her iki durumda da motor, rotor pozisyonu ile senkron olan kontrollü bir akımla tahrik edilmelidir. Ancak motor yapısındaki farklılıktan dolayı iki sürücü arasında bazı farklar vardır. Trapezoidal motor, kare dalga akımlarla enerjilendiği halde standart senkron motor, sinüzoidal akım uyarımı gerektirir. Faz anahtarlama noktalarını belirlemek için trapezoidal motorda genellikle, rotor pozisyon sensörü olarak hall etkili elemanlar gibi basit pozisyon belirleyiciler kullanılabilir. Sinüzoidal motor, düzgün sinüzoidal akım dalga şekli sağlamak için daha kesin pozisyon bilgisi gerektirir.

Genelde bir stator fazının moment dağılımı, faz akımı ve rotor pozisyonunun bir fonksiyonudur. Bir stator fazına sabit bir doğru akım uygulanırsa ve rotor harici bir güç tarafından döndürülürse, sargı akımı ve manyetik akının birbirini etkilemesinden dolayı meydana gelen moment, mil pozisyonu ile periyodik olarak değişecektir. Bu karakteristik motorun moment fonksiyonu veya statik moment/açı karakteristiği olarak bilinir. Sürekli mıknatıslı senkron motorda moment fonksiyonu, sinüzoidal olmasına rağmen fırçasız DC motorda moment fonksiyonu trapezoidaldir.

Fırçasız DC motor, sürekli mıknatıslı rotora sahip ve elektronik komütasyon için rotor mil pozisyonları bilinen dönen otomatik-senkron bir motordur. DC motorda kutup değişimi, komütatör ve fırçalarla mekanik bir şekilde olur. Mekanik komütatör rotora sabitlendiği için anahtarlama anları, manyetik alanın değişen yönü ile otomatik olarak ayarlanır. Ancak fırçasız DC motorda kutup değişimi yarı iletken

anahtarlarla elektronik olarak yapılır. Fırçasız DC motorların hız/moment karakteristikleri ve performans denklemleri hemen hemen DC motorlarla aynıdır (Hendershot ve Miller 1994).

Şekil 3.1'de geleneksel DC motor ve fırçasız DC motor geometrileri görülmektedir. DC motor, komütatör ve fırça gibi mekanik anahtarlara sahiptir. Ancak fırçasız DC motorda mekanik anahtarların yerini elektronik anahtarlar almıştır.



Şekil 3.1 (a) DC motor (b) fırçasız DC motor arasındaki farklılık

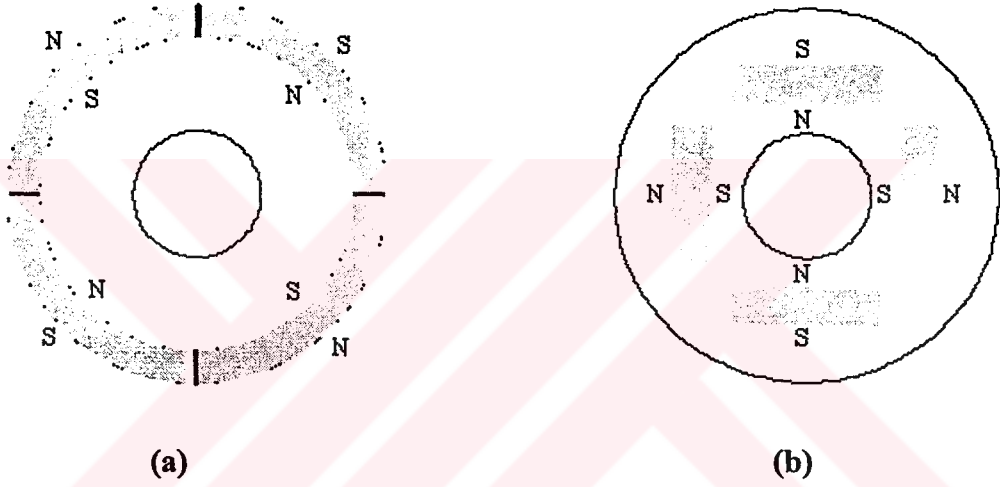
Sürekli mıknatıslı fırçasız DC motorlar, mıknatısların rotor üzerine yerleştirilme şekline, rotorun içte veya dışta olmasına ve zıt emk şekline göre sınıflandırılır.

### 3.1.1. Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş motorlar

Bu tip motorlarda her bir sürekli mıknatıs, rotorun yüzeyine yerleştirilmiştir. Motor tasarımı açısından bu tip rotorları yapmak kolaydır ve mıknatıslar, stator kutuplarına daha yakın olduğu için cogging momenti (yüksüz durumdaki moment) daha küçüktür. Ancak yüksek hızlı çalışmada, birbirine tutturulmuş sürekli mıknatısların parçalanma ihtimali vardır. Genellikle bu tip motorlarda, rotor pozisyonu ile endüktans değişimi önemsenmeyecek küçüklüktedir ve trapezoidal zıt emk'lı motorlarda kullanılır. Şekil 3.2 (a)'da mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş rotor görülmektedir.

### 3.1.2. Sürekli mıknatısları rotorun içerisine monte edilmiş motorlar

Bu tip motorlarda her bir sürekli mıknatis, rotor nüvesinin iç tarafına yerleştirilmiştir. sürekli mıknatısı içeri monte edilmiş rotorun kullanımı, yüzey monteli tip kadar yaygın değildir. Ancak, bu tip rotorlar, yüksek hızlı çalışma için iyi bir adaydır. Şekil 3.2 (b)'de sürekli mıknatısı içeri monte edilmiş rotor görülmektedir. Bu motorlarda etkin hava boşluğu, rotor pozisyonu ile değiştiği için bir endüktans değişimi olduğu bilinmektedir.

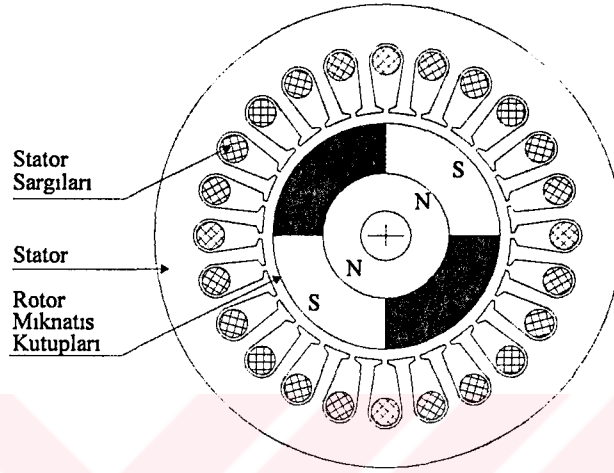


Şekil 3.2 Sürekli mıknatısları (a) yüzeye monte edilmiş rotor (b) iç kısma monte edilmiş rotor

### 3.1.3. İç rotorlu fırçasız DC motorlar

İç rotorlu fırçasız DC motorlar, yapısal olarak senkron ve asenkron motorlara benzemektedirler. Dış tarafta bulunan stator, sabit endüvi sargılarını taşır. Rotorda ise mıknatıslar bulunur. Bu yapının en önemli özelliği, eylemsizliğin düşük olması, bu nedenle de yüksek moment/atalet oranına sahip olmasıdır. İç rotorlu yapının dış rotorluya göre bir olumsuz yanı, özellikle yüksek hızlarda mıknatısların yerlerinden çıkma tehlikesidir. Bunu önlemek için rotorlar, yüksek elektriksel dirençli metal şeritler ile sarılırlar. Bir diğer olumsuz yanı ise, her ne kadar iç rotorlu yapıda statorun soğuması daha kolay olsa da dış rotorlu yapıda statorun seri üretimde sarılması ve işlenmesi daha kolay ve maliyeti daha azdır.

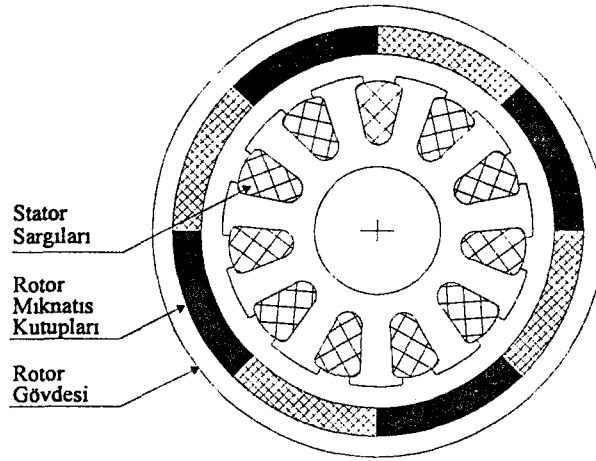
İç rotorlu fırçasız DC motor endüstride genellikle servo motor ve kompresör uygulamalarında kullanılırlar. Özellikle CNC tezgahlarında yüksek performanslı ana motor olarak kullanılırlar (Liu ve Cheng 1992, Liu ve Cheng 1993 ). Şekil 3.3'te pratikte oldukça fazla kullanılan bir yapı görülmektedir.



Şekil 3.3 İç rotorlu fırçasız DC motorun mekanik yapısı

#### 3.1.4. Dış rotorlu fırçasız DC motorlar

Dış rotorlu yapı, fırçasız DC motor uygulamalarında en çok kullanılan yapıdır. Şekil 3.4'de görüldüğü gibi bu yapıda; endüvi sargılarını taşıyan stator içte, mıknatısları taşıyan rotor ise dışta serbest olarak döner. Bu motorun kullanıldığı uygulamalar, iç rotorluya göre nispeten yüksek akı yoğunlukları gerektirmediğinden ferrit mıknatıslar daha fazla kullanım alanı bulmuştur. Stator ve rotor yapısı olarak bu motorlar, sabit mıknatıslı fırçalı doğru akım motorlarına çok benzemektedirler. Stator sargılarının dış yüzeye bakan tarafta olması seri üretimde sarım işlemini önemli ölçüde kolaylaştırır. Bu yapıda, yüksek hızlarda iç rotorlu yapıda karşılaşılan mıknatısların yerinden çıkma problemi yoktur. Ancak mıknatıslar dış tarafta olduğu için mıknatısların kırılma problemi vardır.



**Şekil 3.4** Dış rotorlu fırçasız DC motorun mekanik yapısı

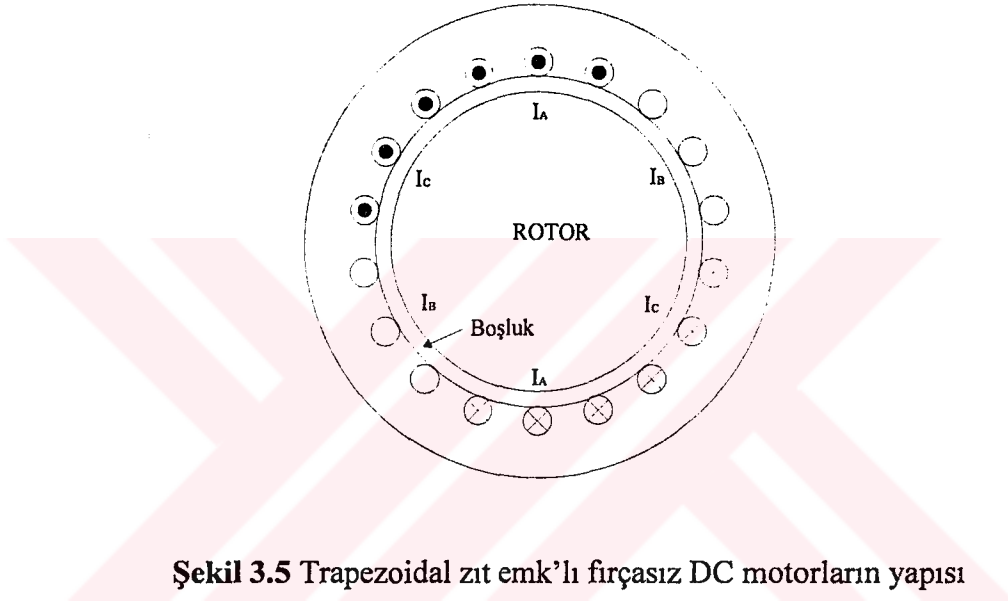
Dış rotorlu yapıda karşılaşılan bir diğer problem, rotordaki dengesizliğin etkisidir. Rotordaki küçük çapsal dengesizlikler, anma hızlarında bile, iç rotorlu yapıya göre nispeten büyük olan eylemsizliğin etkisi ile titreşimlere neden olur. Bu yapıdaki motorlar, yüksek eylemsizliklerinden dolayı ani yük değişimlerinde hız sabitliğini koruma özelliğine sahiptir. Bu yüzden, fan ve çamaşır makinesi uygulamalarında geniş kullanım alanı bulmuştur.

### 3.1.5. Trapezoidal zıt emk'ya sahip motorlar

Trapezoidal zıt emk'lı motorlar, sabit moment üretmek amacıyla kare dalga akımla çalışacak şekilde tasarlanırlar. Bu tip motorlar;

- Hava boşluğunda dikdörtgen dağılımlı mıknatis akısı,
- Dikdörtgen akım şekli,
- Yoğunlaştırılmış stator sargıları,
- Sinüzoidal zıt emk'lı motorlara göre daha düşük üretim maliyeti,
- Sinüzoidal zıt emk'lı motorlara göre daha basit kontrol yapısı,
- Bir elektriksel çevrim için altı farklı komütasyon noktası,
- Komütasyon anlarında moment dalgalanması gibi özelliklere sahiptir.

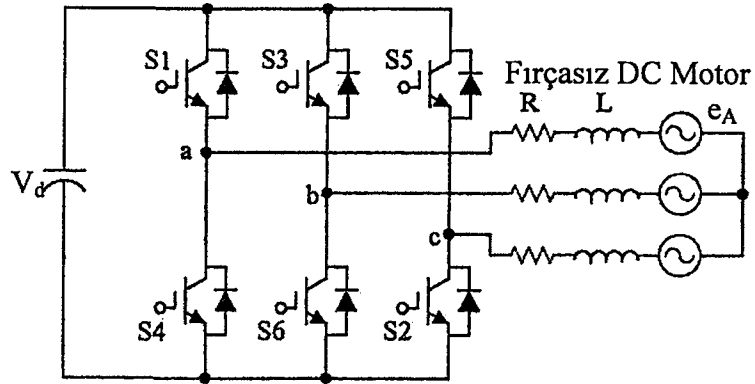
Bu tip fırçasız DC motorların uyarım akımı, kare bir şekle sahiptir. Bu kare dalga akım, her faz sargısından bir periyot içerisinde iki defa  $120^\circ$  süreyle akar. Trapezoidal zıt emk'lı fırçasız DC motorlarda uyarım dalga şekilleri, sinüzoidal zıt emk'lı motorlarla karşılaştırıldığında, bazı önemli sistem basitleştirmeleri sağlar. Özellikle bir elektriksel çevrimde sadece altı komütasyon anı gerektiği için, rotor pozisyon sensörlerinin kararlılık gereksinimleri çok daha azdır. Şekil 3.5'te trapezoidal zıt emk'lı fırçasız DC motorların sargı şekilleri görülmektedir.



Şekil 3.5 Trapezoidal zıt emk'lı fırçasız DC motorların yapısı

Şekil 3.6'da, fırçasız DC motorun eşdeğer devresi ve güç inverteri görülmektedir. fırçasız DC motor sürücüsünün analizi, denklemleri basitleştirmek için aşağıdaki varsayımlara dayandırılmaktadır;

- Motor doyumda değildir.
- Motor sargıları sabit bir dirence, öz endüktansa ve karşılıklı endüktansa sahiptir. Tüm fazların dirençleri ve endüktansları eşittir.
- Fazların hepsi aynı zıt emk şekline sahiptir.
- İnverterdeki güç yarıiletkenleri idealdir.
- Demir kayıpları ihmal edilebilir.



Şekil 3.6 Fırçasız DC motor sürücüsünün eşdeğer devresi

Yukarıdaki varsayımlar altında bir fırçasız DC motor matematiksel olarak;

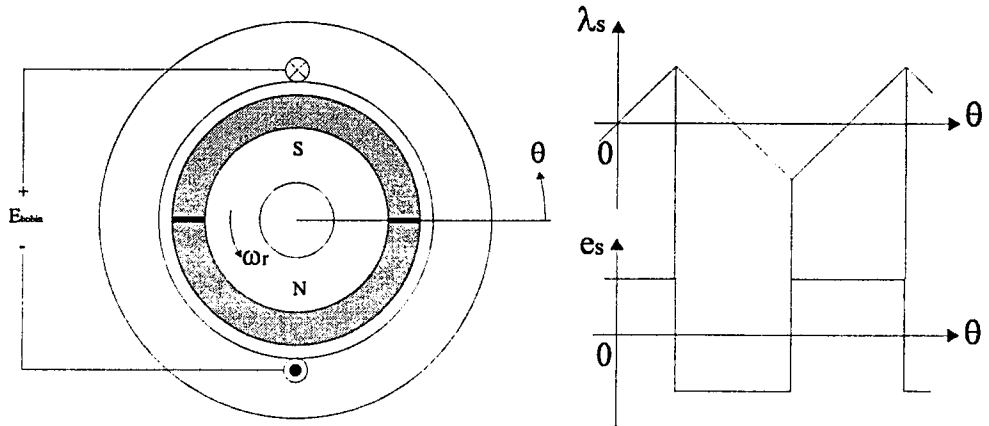
$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$(L=L_s-L_M)$$

denklemini ile ifade edilebilir. Burada  $v_A, v_B, v_C$  ; uç gerilimlerini,  $e_A, e_B, e_C$  ; zıt emk'ları,  $i_A, i_B, i_C$  ; akımları,  $L_s$ ; öz endüktansı,  $L_M$ ; karşılıklı endüktansı göstermektedir.

Fırçasız DC motor sürücülerinde moment üretmek için, fırçasız DC motorun sargılarında oluşan zıt emk karakteristiklerini çok iyi anlamak gereklidir. Şekil 3.7'de, akı bağıntısı ve çeşitli pozisyonlarda meydana gelen tek bir bobinin zıt emk'sı görülmektedir.





Şekil 3.7 Tek bobinin zıt emk dalga şekli

Tek bir bobinin akı bağıntısı şöyle türetilebilir;

$$\lambda_s = (\pi r l) B_f \left( \frac{\theta}{\pi/2} \right) \quad (-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2) \quad (3.2)$$

Burada  $l$ , rotor uzunluğu;  $B_f$ , sürekli mıknatısın akı yoğunluğu;  $\theta$  ise rotor pozisyonudur. Meydana gelen zıt emk'nın büyüklüğü ise;

$$e_s = \frac{d\lambda_s}{dt} = \frac{d\lambda_s}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{\pi r l B_f \omega_r}{\pi/2} = 2B_f l r \omega_r \quad (3.3)$$

Eş merkezli sargılarla meydana gelen toplam zıt emk'nın büyüklüğü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$E = 2N_s B_f l r \omega_r \quad (3.4)$$

Burada  $N_s$  bir faz sargısındaki iletken sayısıdır. Fırçasız DC motorlarda moment, rotor kutuplarının enerjilenen stator fazlarıyla aynı hizaya gelme eğilimi ile üretilir. Analitik olarak, fırçasız DC motorlardaki moment ;

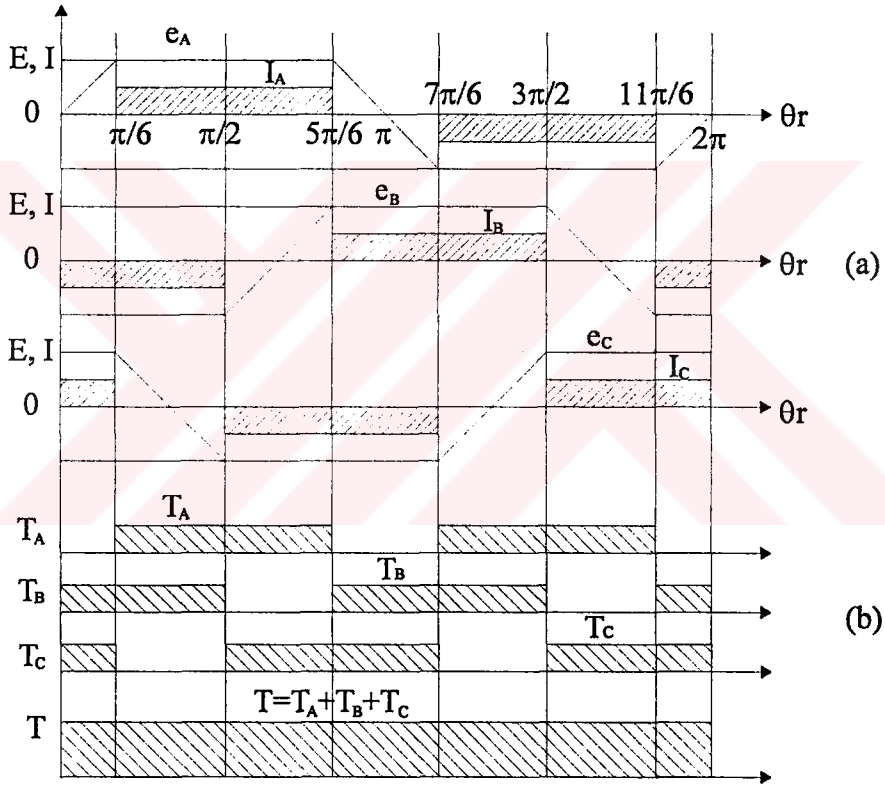
$$T = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\omega_r} \quad (3.5)$$

şeklinde olup hareket denklemi ;

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (3.6)$$

ifadesiyle verilir. Burada e: faz zıt emk'sını, i: faz akımını,  $\omega_r$ : açısal hızı  $T_L$ , yük momentini; J, ataleti; B, sürtünmeyi temsil etmektedir.

Denklem (3.5)'ten anlaşılacağı gibi fırçasız DC motorlarda sabit moment üretmek için tahrik edilen fazlar, zıt emk'nın düz kısımları ile senkronize edilmelidir. Şekil 3.8'de, moment kontrolü için kullanılan faz akımının büyüklüğü ve fazın iletim ve kesim durumları görülmektedir.



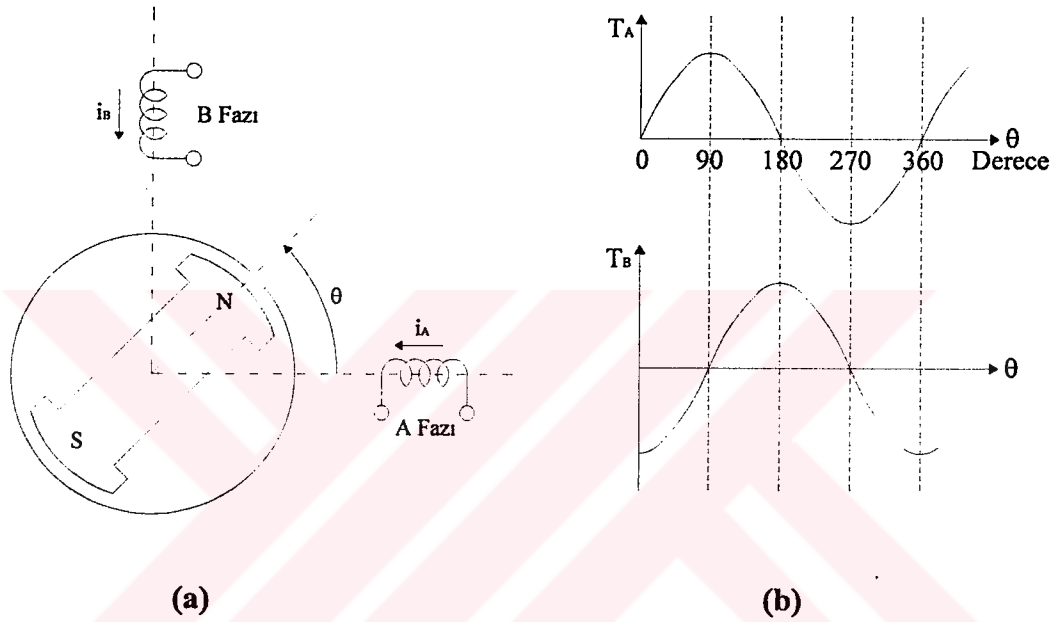
Şekil 3.8 (a) Faz zıt emk'ları ile akımları (b) üretilen moment dalga şekilleri

Şekil 3.8'de, akımların yükselme ve düşme anları ihmal edilerek ve zıt emk şeklinin ideal trapezoidal olduğu kabul edilerek üretilen ideal moment dalga şekli görülmektedir. Pratik sistemlerde üretilen moment, ideal bir şekilde düz değildir ve birkaç sebepten dolayı bir dalgalılığa sahiptir. Bunlar;

- **Anahtarlama kaynaklanan moment dalgalanması :** Anahtarlama moment dalgalanması, geçici sürelerle anahtarlanan akımların yükselmesi ve düşmesi sonucu oluşmaktadır. Bir faz kesime gidip diğeri iletime geçerken, faz akımlarının artan ve azalan değerleri aynı değildir. Bu yüzden anahtarlama esnasında iki akım tarafından üretilen toplam moment, düz değildir ve dalgalılığa sahiptir. Anahtarlama moment darbelerini yok etmek için çeşitli çalışmalar yapılmıştır (Murai ve ark. 1989, Kang ve Sul 1997, Park ve ark. 2000).
- **Zıt emk'daki bozulmalardan dolayı anlık moment dalgalanmaları :** Üretim eksikliği, kaçak akı ve bölgesel doymadan kaynaklanan pek çok sebepten dolayı faz zıt emk'sının bozulması, anlık moment dalgalanmalarına neden olur. Dalgalılığı yok etmek için zıt emk'nın bozulmasını kompanze eden yeni akım referanslarının sunulduğu çalışmalar yapılmıştır (Kang ve Sul 1997, Park ve ark. 2000).
- **Akım dalgalanmasından kaynaklanan moment dalgalanmaları :** Histerezis akım kontrolörü kullanıldığı zaman, histerezis bandını temel alan anlık akım dalgalanması oluşur. Anlık akım dalgalanması, moment dalgalanmasına neden olur. PI veya PID kontrolörlü PWM tekniği kullanılan akım kontrolü, daha az akım dalgalaması ve dolayısı ile daha az moment dalgalanması üretebilir.
- **Cogging momenti :** Cogging momenti, düşük hızlarda oluşur ve sürekli mıknatıslar tarafından manyetik devrenin relüktansının minimum yapıldığı yerlerde rotorun özel bir yönde statorla aynı hizaya gelme eğiliminden kaynaklanır. Tipik bir cogging momenti grafiği, açı pozisyonunun bir fonksiyonudur. Çeşitli motor tasarım metotları tarafından cogging momentinin üstesinden gelinebilir. Cogging momentinin etkilerini azaltmak için kullanılan en yaygın motor tasarım metodu, ya mıknatısların ya da stator yarıklarının eğilmesiyle veya şeklinin değiştirilmesiyle yapılır. Ancak bu, zıt emk dalga şeklinin bozulmasını artırır (Hendershot ve Miller 1994).

### 3.1.6. Sinüzoidal zıt emk'ya sahip motorlar

Sinüzoidal fırçasız DC motorlar, doğal kontrollü sürekli mıknatıslı senkron bir motordur. Bu tip motorlarda moment fonksiyonu, sinüzoidal bir yapıya sahiptir. Moment fonksiyonu, kolaylık olması açısından Şekil 3.9'da görüldüğü gibi sinüs-kosinüs ilişkisine sahip iki fazlı bir motor olarak düşünülür.



Şekil 3.9 İki fazlı sinüzoidal tip fırçasız DC motorun (a) temel yapısı (b) statik moment/açı karakteristiği

İki fazlı sinüzoidal fırçasız DC motorlarda, A ve B fazları tarafından oluşturulan anlık moment;

$$\begin{aligned} T_A &= i_A K_T \sin\theta \\ T_B &= -i_B K_T \cos\theta \end{aligned} \quad (3.7)$$

dır. Burada  $i_A$  ve  $i_B$ , anlık faz akımları ve  $K_T$ , her bir sargının moment sabitidir.

Faz akımları  $i_A$  ve  $i_B$ 'nin, mil pozisyonu  $\theta$ 'nın bir fonksiyonu olarak sinüzoidal bir şekilde değiştiği kabul edilirse;

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin\theta \\ i_B &= -I_m \cos\theta \end{aligned} \quad (3.8)$$

olur. Burada  $I_m$ , faz akımının genliğidir. Bu durumda iki fazın moment dağılımları;

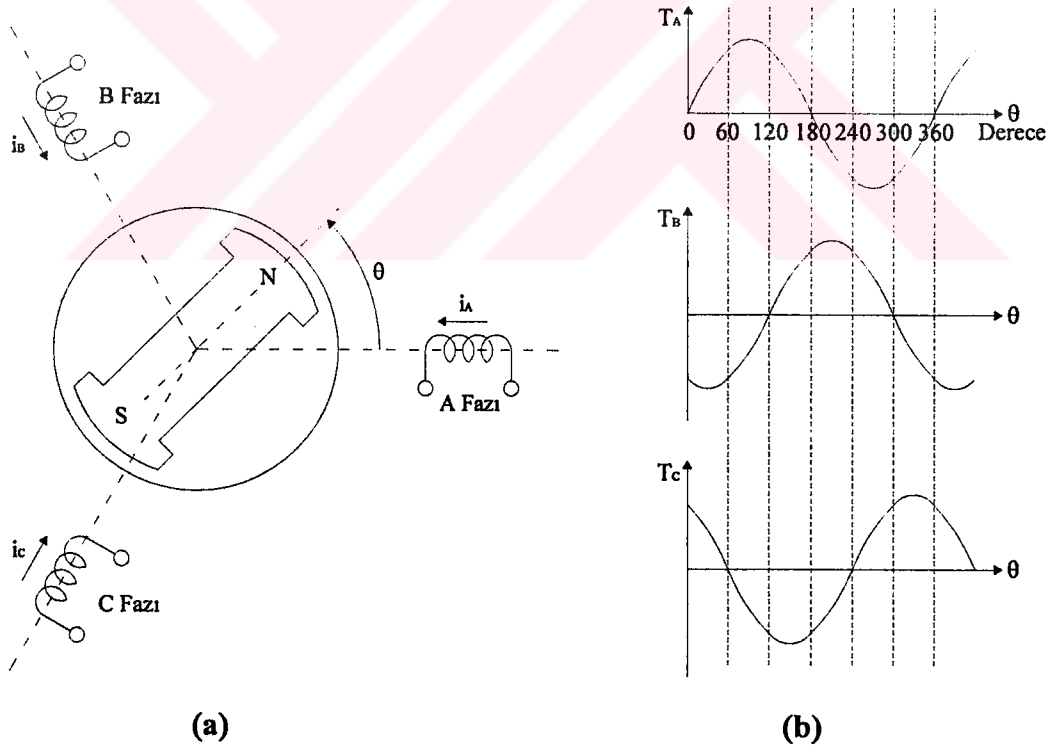
$$\begin{aligned} T_A &= K_T I_m \sin^2 \theta \\ T_B &= K_T I_m \cos^2 \theta \end{aligned} \quad (3.9)$$

dır ve herhangi bir faz açısında meydana gelen moment aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\begin{aligned} T &= T_A + T_B \\ T &= K_T I_m \end{aligned} \quad (3.10)$$

Buna göre mil momenti, akım genliği  $I_m$  ile orantılı olup rotor pozisyonundan bağımsızdır.

Aynı prensip kolaylıkla daha yaygın üç fazlı senkron motorlar için geliştirilebilir. Bu durumda üç fazın her biri için sinüzoidal moment fonksiyonları Şekil 3.10'da gösterildiği gibi elektriksel  $120^\circ$  ile yerleştirilir. Artık anlık moment, anlık faz akımları  $i_A$ ,  $i_B$  ve  $i_C$  tarafından üretilir.



**Şekil 3.10** Üç fazlı sinüzoidal tip fırçasız DC motorun (a) temel yapısı (b) statik moment/açı karakteristiği

Üç fazlı sinüzoidal tip fırçasız DC motorlarda fazların ürettiği moment ;

$$\begin{aligned} T_A &= i_A K_T \sin\theta \\ T_B &= i_B K_T \sin(\theta - 2\pi/3) \\ T_C &= i_C K_T \sin(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (3.11)$$

şeklinde yazılabilir. Faz akımlarının sinüzoidal olarak değiştiği kabul edilirse;

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin\theta \\ i_B &= I_m \sin(\theta - 2\pi/3) \\ i_C &= I_m \sin(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (3.12)$$

olur. Buradan fazların moment dağılımları;

$$\begin{aligned} T_A &= K_T I_m \sin^2\theta \\ T_B &= K_T I_m \sin^2(\theta - 2\pi/3) \\ T_C &= K_T I_m \sin^2(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (3.13)$$

dir ve meydana gelen toplam moment;

$$\begin{aligned} T &= T_A + T_B + T_C \\ &= \frac{3}{2} K_T I_m \end{aligned} \quad (3.14)$$

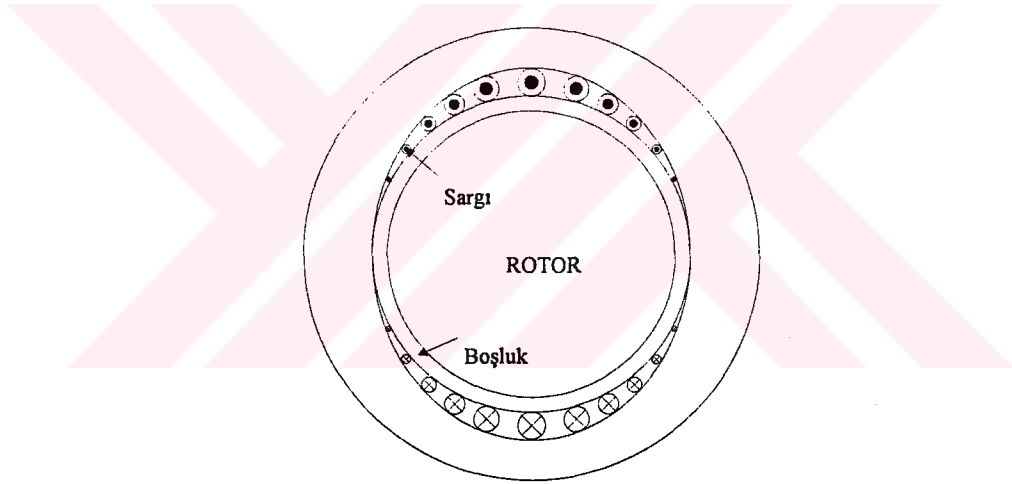
olur. Görüldüğü gibi yine döndürme momenti, rotor pozisyonundan bağımsızdır ve geleneksel DC motorlarda olduğu gibi akımın genliği ile lineer bir ilişkiye sahiptir. Geleneksel üç fazlı sürekli mıknatıslı bir senkron motor, rotor pozisyonunun bir fonksiyonu olarak, sinüzoidal-dengeli üç fazlı akımlarla beslenen stator sargılarına sahip bir fırçasız DC motor gibi çalışabilir. Eğer faz akımındaki sinüzoidal değişim, o fazın moment fonksiyonuyla senkron yapılırsa, amper başına düşen moment maksimum olur.

Şekil 3.10'nin incelenmesi, meydana gelen stator mmk'sı ve rotor mıknatıs eksenini arasındaki moment açısının fırçalı DC motordaki gibi elektriksel  $90^\circ$  olduğunu göstermektedir. Faz iletim süreleri  $180^\circ$  geciktirilirse moment açısı  $+90^\circ$ 'den  $-90^\circ$ 'ye değiştirilir ve pozitiften (motor çalışma) negatife (frenleme) moment değişimi meydana gelir.

Şekil 3.11’de sinüzoidal zıt emk’lı motorların sargı şekilleri görülmektedir.

Bu tip motorlar;

- Hava boşluğunda sinüzoidal dağılımlı mıknatıs akısı,
- Sinüzoidal akım dalga şekli,
- Stator iletkenlerinin sinüzoidal dağılımlı olması,
- Servo uygulamaları için kullanılması,
- Komütasyon moment dalgalanması olmaması,
- Daha yüksek üretim maliyeti,
- Pozisyon sensörü olarak genellikle optik enkoder veya resolver gerektirmesi gibi özelliklere sahiptir.



Şekil 3.11 Sinüzoidal zıt emk’lı fırçasız DC motorun iki kutbunun yapısı

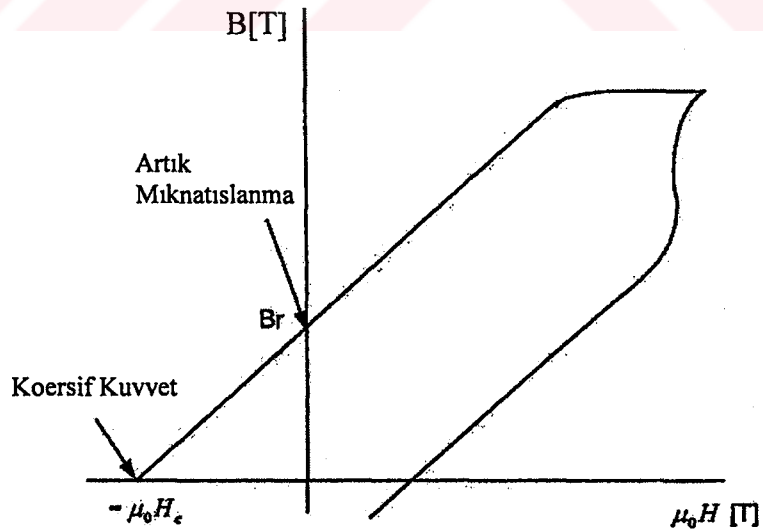
Sinüzoidal zıt emk’lı motor tipinin en temel özelliği, mıknatısın dönmesiyle faz sargısında üretilen zıt emk’nın sinüzoidal bir dalga fonksiyonu olması gerektiğidir. Sinüzoidal zıt emk’lı motor tipinin temel çalışması, AC senkron motora çok benzemektedir. Sinüzoidal zıt emk’lı fırçasız DC motorlar, senkron motorla aynı şekilde dönen stator mmk dalgasına sahiptir ve bu yüzden bir fazör diyagramı ile analiz edilebilir. Genellikle sinüzoidal zıt emk’lı motor tipi, bir fırçasız DC motor sayılmaz, daha çok sürekli mıknatıslı senkron motor (PMSM) olarak bilinir. Bu tez

çalışmasında, trapezoidal zıt emk'ya sahip bir fırçasız DC motorun pozisyon sensörsüz kontrolü gerçekleştirilmiştir.

### 3.2. Fırçasız DC Motorlarda Kullanılan Sürekli Mıknatıslar

Fırçasız DC motorlarda kullanılan sürekli mıknatıslar,  $B$ - $\mu H$  düzleminde geniş bir histerezis döngüsüne sahiptir. Sürekli mıknatısların karakteristikleri Şekil 3.12'de görülen histerezis eğrisi gibidir.  $\mu H$  eksenini kesildiği noktaya, manyetik maddenin mıknatıslanma gidergenliği (koersif kuvvet) adı verilir. Ayrıca  $B$  eksenini kesen noktaya artık mıknatıslanma (remenans) denir.

Şekil 3.12'de görülen histerezis döngüsü, mıknatıslanmamış maddeye mümkün olan en büyük harici manyetik alan uygulanıp kesilmek suretiyle oluşturulur. Ulaşılan son nokta, mıknatısa uygulanan harici manyetik alanın bir fonksiyonudur. Eğer mıknatısın iki ucu, son derece geçirgen bir madde ile kısa devre edilirse ulaşılan son nokta  $H=0$ 'dır. Bu noktada mıknatısta kalan akı yoğunluğu,  $B_r$  ile gösterilen artık mıknatıslanmaya eşittir.



Şekil 3.12 Bir sürekli mıknatısın histerezis döngüsü



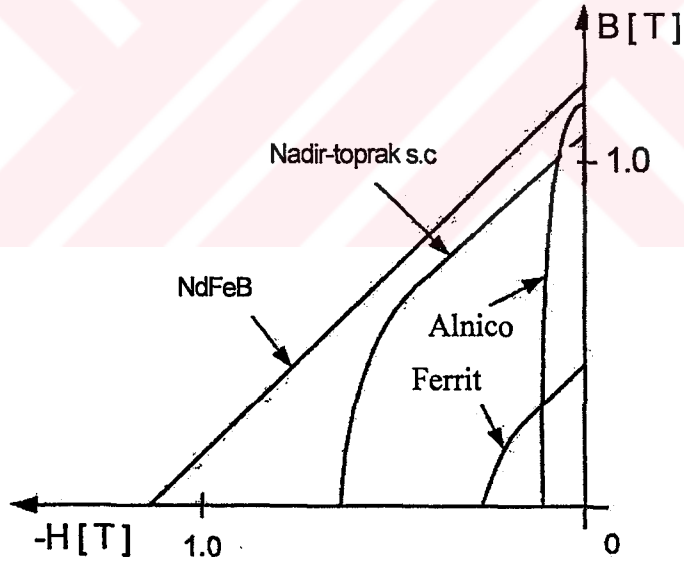
Artık mıknatıslanma, mıknatısın kendi kendine üretebildiği maksimum akı yoğunluğudur. Diğer taraftan mıknatıs etrafındaki geçirgenlik sıfır ise, mıknatıstan dışarı akı akmaz ve ulaşılan son nokta  $B=0$ 'dır. Bu noktada mıknatısın bir tarafından diğer tarafına geçen alan şiddetinin büyüklüğü,  $\mu_0 H_c$  ile gösterilen koersif kuvvete (gidergenlik kuvveti) eşittir. Sıfır ile sonsuz arasındaki manyetik iletkenlik için çalışma noktası, artık mıknatıslanma ve koersif kuvvet arasındaki ikinci çeyrek bölgede bir yerdedir. Normalde motor ve sürücü tasarımında, arzu edilen çalışma noktalarının bulunduğu yer olduğu için sadece, ikinci çeyrek bölge göz önünde bulundurulur.

Sürekli mıknatıslar, fırçasız DC motorların ana malzemeleridir. Son yirmi yılda sürekli mıknatıs teknolojisi büyük ölçüde gelişmiştir. Bugün sürekli mıknatıs maddelerinin pek çok tipleri mevcuttur. Bunlar AlNiCo, ferrit (Seramik), toprak elementi samaryum-kobalt ve neodmiyum-iron-boron (NdFeB)'dir. Son yıllarda geliştirilen NdFeB mıknatıslar, en yüksek güç üretimine sahiptir. Ferrit mıknatıslar, ucuz maliyetinden dolayı en yaygın kullanılan mıknatıs çeşididir. Her mıknatıs çeşidi, fırçasız DC motorlarda farklı performans seviyelerine ve çeşitli kısıtlamalara yol açan farklı özelliklere sahiptir.

Sürekli mıknatıs maddelerinin karakteristikleri Tablo 3.1'de karşılaştırılmaktadır. Sürekli mıknatısların en yaygın çeşitlerinin tipik olarak mıknatısiyetini yitirme karakteristikleri Şekil 3.13'te görülmektedir. Ferrit mıknatıslar ucuzdur ancak çok daha düşük artık mıknatıslanma akı yoğunluğuna, artık mıknatısiyet yitirme kuvvetine ve güç üretimine sahiptir. Ayrıca ferrit mıknatısların kırılğan bir yapısı vardır. NdFeB mıknatıs Şekil 3.13'te görüldüğü gibi en yüksek artık mıknatıslanmaya ve artık mıknatısiyet yitirme kuvvetine sahiptir.

**Tablo 3.1** Sürekli mıknatısların karakteristikleri

AlNiCo	Yüksek $B_r$ ve düşük $H_c$ , Mükemmel mekanik dayanım, büyük boyutlu sürekli mıknatıslar için iyidir
Ferrit	Düşük $B_r$ ve orta $H_c$ , nispeten daha ucuz ve kolay kırılabilir
Nadir-toprak elemanı samaryum-kobalt	Yüksek $B_r$ ve $H_c$ , çok pahalı, küçük sıcaklık katsayısı
NdFeB	Yüksek $B_r$ ve $H_c$ , mükemmel performans, nispeten pahalı

**Şekil 3.13** Yaygın sürekli mıknatıs malzemelerinin koersif kuvvet karakteristikleri

### 3.3. Fırçasız DC Motorların Kontrolünde Kullanılan Sensörler

Sensörler genel olarak, herhangi bir kaynaktan gelen işaret ya da uyarıyı alan ve bu işaretlere uygun bir sinyal üreten devre elemanlarıdır. Motor kontrolü açısından ise, denetlenen elektriksel ya da mekanik büyüklükten geri besleme almak ve kontrol devrelerinde işlenecek büyüklüğe dönüştürmek amacıyla kullanılan elektromanyetik, elektromekanik ya da optik elemanlardır.

#### 3.3.1. Sensörlerin sınıflandırılması

Pratik uygulamalarda oldukça geniş yer kaplayan sensörleri, uyarı kaynaklarına, fiziksel büyüklüğü algılamada kullanılan ortama, algılamada kullanılan malzemeye ve karakteristik özelliklerine göre sınıflandırmak mümkündür (Yılmaz 2000).

Tablo 3.2’de en genel anlamda algılama ortamı ve algılanabilecek fiziksel büyüklükler verilmiştir. Elektrik motorlarının kontrolünde temelde algılanan büyüklükler; motor ya da güç elektroniği devresi akımları, faz gerilimleri ve rotor mekanik hızı olmaktadır. Algılanan bu büyüklükler, denetim devresine gerçek fiziksel sistem hakkında bilgiler vermektedir.

Bu nedenle sensörler, elektrik motorlarının kontrolünde çok önemli yer tutar. Çünkü bütün kontrol devresi, sensörden gelen gerçek fiziksel sistem bilgisinin belirli aralıklar dahilinde doğru olduğunu kabul eder ve buradan aldığı bilgilere dayanarak algoritmasını yürütür. Bununla birlikte pratikte özellikle takogeneratör, enkoder ve resolver gibi mekanik büyüklük algılayıcılarının sistemde en çok arızalanan kontrol birimi olduğu görülmektedir.

Tablo 3.2 Sensörlerin uyarı kaynaklarına göre sınıflandırılması

Uyarı Kaynağı	Algılanan Fiziksel Büyüklükler
Elektriksel	Yük akımı Gerilim potansiyel şiddeti Elektrik Alanı İletkenlik, geçirgenlik
Manyetik	Alan Akı Geçirgenlik
Mekanik	Pozisyon (lineer, açısal) İvme Kuvvet Hız (lineer, açısal) Basınç
Optik	Işık dalgası (genliği, fazı) Dalga hızı Yayıma, sönümlenme, kırılma
Kimyasal	Element (özellik, derişim)
Radyasyon	Tip, enerji Yoğunluk
Isısal	Sıcaklık İletkenlik Enerji

Aşağıda diğer sınıflandırma yöntemleri verilmiştir.

**- Algılama yöntemine göre**

- Elektrik, manyetik
- Elektromanyetik
- Isısal
- Mekanik yer değiştirme
- Radyoaktif

### - Sensörlerin algıladığı büyüklüğü dönüştürme biçimine göre

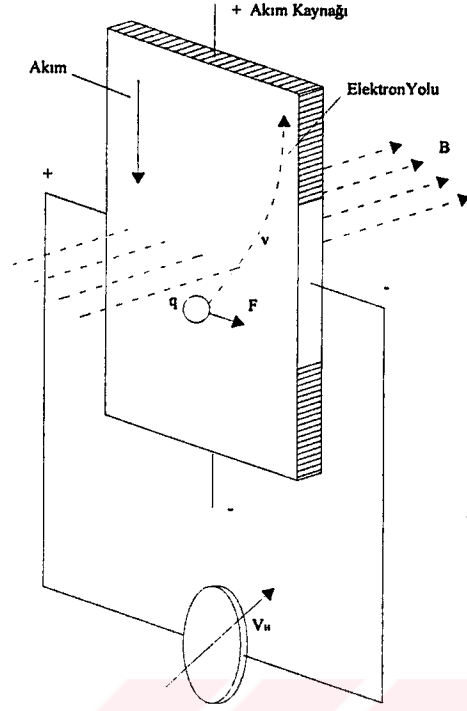
- Fiziksel
- Termoelektrik
- Fotoelektrik
- Fotomanyetik
- Elektromanyetik
- Elektrostatik
- Fotoelastik
- Termomanyetik
- Kimyasal

Motor kontrol uygulamalarına bakıldığında, rotorun açısal konumunu ve hızını algılamak amacı ile enkoder, hall sensörleri, resolver ve takogeneratörlerin çoğunlukta olduğu görülmektedir.

Trapezoidal zıt emk'lı fırçasız DC motorlarda genelde hall sensörleri kullanılır. Ancak, sinüzoidal zıt emk'lı fırçasız DC motorlarda komütasyon anlarını doğru belirlemek için çözünürlüğü çok iyi olan optik sensörler kullanılmaktadır. Bunun için burada sadece hall sensörleri ve optik sensörlerin genel bir incelemesi yapılacaktır.

#### 3.3.1.1. Hall sensörleri

İcadı 1879 yılına dayanmakla birlikte hall sensörleri, motor kontrolü alanında ilk olarak "Alan Yönlendirmeli" kontrol teorisini ortaya atan Blaschke tarafından 1960'lı yıllarda hava aralığı manyetik alanını ölçmek amacıyla kullanılmıştır. Hall sensörleri, manyetik alan içinde kalan elektrik yüklerinin üzerine, alan tarafından uygulanan kuvvetin etkisiyle hareket etmeleri ve bir potansiyel oluşturmaları esasına dayanır. Şekil 3.14'te bir elektrik yükünün üzerine etkiyen alan kuvveti ve bu kuvvet neticesindeki yük hareketi görülmektedir.



Şekil 3.14 Hall sensörü çalışma ilkesi

Alan içinde hareket eden elektrik yüküne etkiyen kuvvet,  $q=1.6 \times 10^{-19}$  C, elektronun hızı ( $v$ ), manyetik alan şiddeti ( $B$ ) olmak üzere;

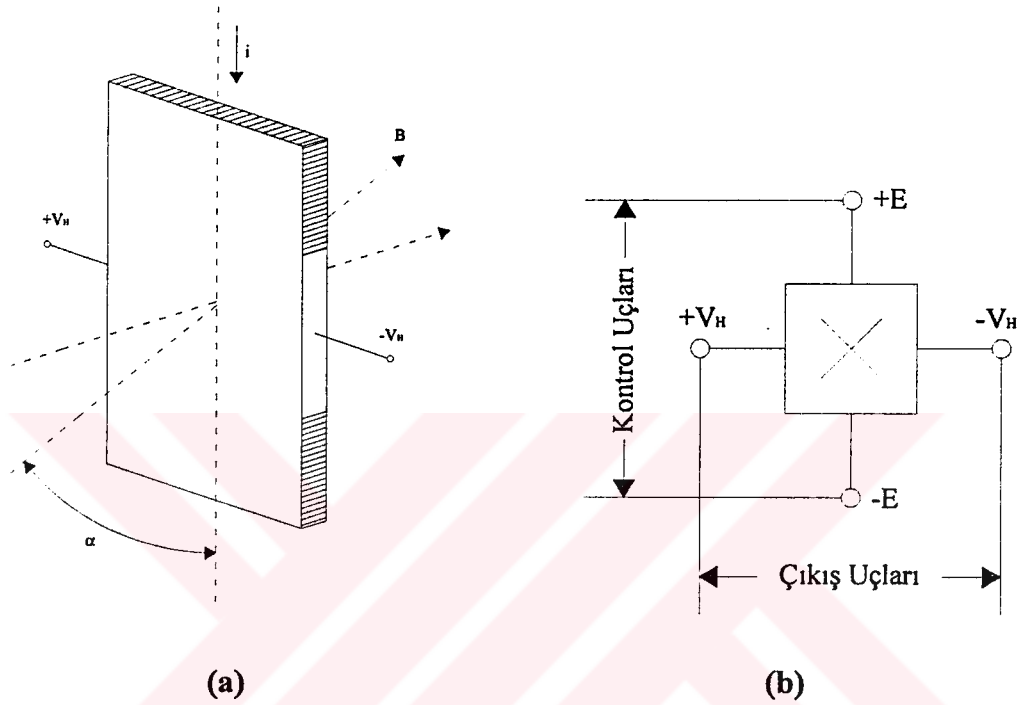
$$F=qvB \quad (3.15)$$

olarak ifade edilir. Hız ve manyetik alan, vektörel büyüklükler olduğu için elektrona etkiyen kuvvetin yönü, her ikisine de diktir. Elektron, kuvvetin etkisiyle metal plakanın kenarlarına doğru hareket edecek dolayısı ile elektronların hareket ettiği kenar diğer tarafa göre daha düşük potansiyelde olacak ve iki yan arasında bir hall gerilimi ( $V_h$ ) oluşacaktır. Bu gerilim teorik olarak belirli bir sıcaklık değeri için:

$$V_h = h i B \sin \alpha \quad (3.16)$$

ifadesi ile verilebilir. Burada;  $\alpha$  açısı; plaka düzlemi ile manyetik alan arasında kalan yatay açı,  $h$  ise metal plaka malzemesine ve geometrik yapıya bağlı bir hassasiyet katsayısıdır. Plakaya dışarıdan etkiyen manyetik alanın etkisi ve kontrol akımı ile çıkış geriliminin oluşması Şekil 3.14'te görülmektedir.

Oluşan gerilimin yönü ve şiddeti, uygulanan elektrik akımının ve manyetik alanın şiddet ve yönüne bağlıdır. Akım, çıkışta elde edilen gerilimle doğru orantılı olduğundan kontrol büyüklüğü olarak kullanılır. Plakaya etkiyen alanın, plaka düzlemi ile yaptığı açığa bağlı olarak değişim biçimi ve sensörün kontrol ve çıkış uçları Şekil 3.15'te görülmektedir.

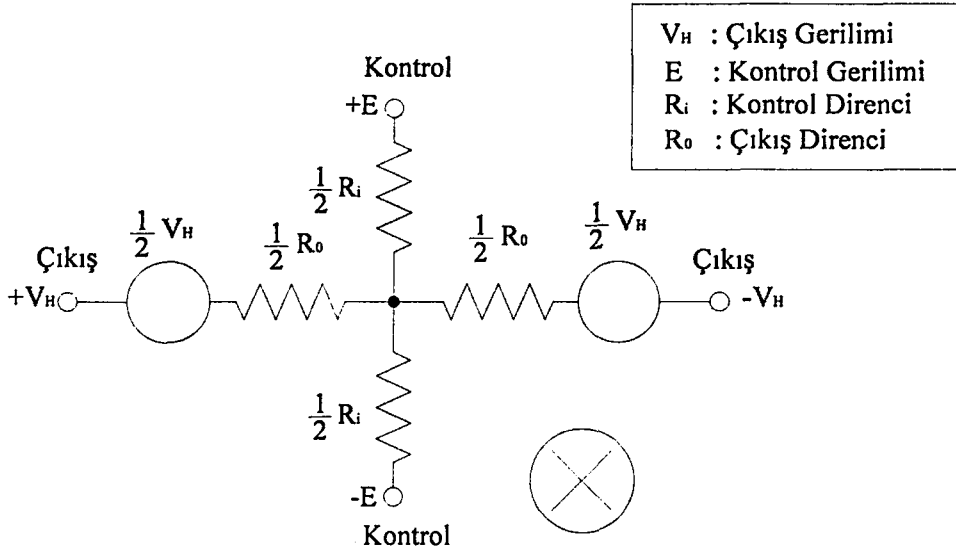


**Şekil 3.15 (a)** Manyetik alan ve plakanın birbirine göre konumları **(b)** Hall sensörü kontrol ve çıkış uçları

Doğrusal hall sensörleri genellikle dört uçlu entegre olarak yapılır. Akımsal kontrol yapmak amacı ile besleme geriliminin uçlarına kontrol dirençleri ( $R_i$ ) bağlıdır. Fark gerilim uçlarında diferansiyel çıkış dirençleri ( $R_0$ ) bağlıdır.

Hall sensörü Şekil 3.16'da görüldüğü gibi temelde biri besleme, diğeri endükleme ile oluşan iki kaynaklı bir direnç köprüsü biçiminde modellenebilir.

Hall sensörlerinin kendilerine özgü karakteristik değerleri vardır. Bunlar; giriş ya da kontrol direnci, çıkış direnci, manyetik alan uygulanmadığında çıkış uçlarında oluşan offset gerilimi, manyetik alanlara hassasiyeti ve sıcaklığa olan hassasiyeti ifade eden katsayılardır.



Şekil 3.16 Hall sensörü elektriksel eşdeğeri

Tablo 3.3 Doğrusal bir hall sensörüne ait tipik karakteristik değerler

Maksimum manyetik alan değeri	Sınırsız
Çıkış offset gerilimi	5.0 mV (B=0 Tesla)
Sensör giriş/çıkış hassasiyeti	60 $\mu$ V/Tesla
Çıkış hassasiyeti/sıcaklık değişimi	% +0.1/°C
Kontrol akımı	3 mA
Kontrol direnci/sıcaklık hassasiyeti	% +0.8/°C
Çıkış fark direnci ( $R_0$ )	4.4 k $\Omega$
Kontrol direnci ( $R_i$ )	2.2 k $\Omega$



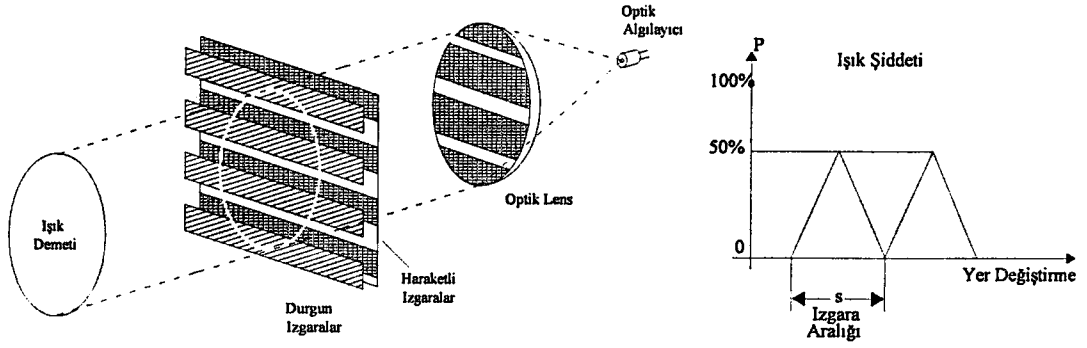
Hall sensörleri, silisyum temelli ve entegre sensör olmak üzere iki gruba ayrılır. Entegre sensörlerde elektronik arabirim devresi, silisyum sensörle aynı tabaka üzerinde imal edilir. Elektronik bir devre, zayıf olan hall sensör çıkışından az kayıplı olarak bozulmadan çıkış alınmasını sağlar ve çıkışı dijital olarak verir. Elektronik devre, bir eşik değeri içerir ve çıkışından iki durumlu bir sinyal elde edilir. Uygulanan manyetik alan, eşik değerinin altında ise çıkış sıfır, eşik değerinin üstünde ise çıkış yüksek seviyededir. Tablo 3.3'te pratikte kullanılan bir hall sensörüne ait katalog değerleri verilmiştir.

### 3.3.1.2 Optik sensörler

Elektrik motoru kontrolünde hall sensörüne nazaran optik sensörler özellikle, genel amaçlı endüstriyel uygulamalarda daha fazla kullanılırlar. Bunun temel nedenleri:

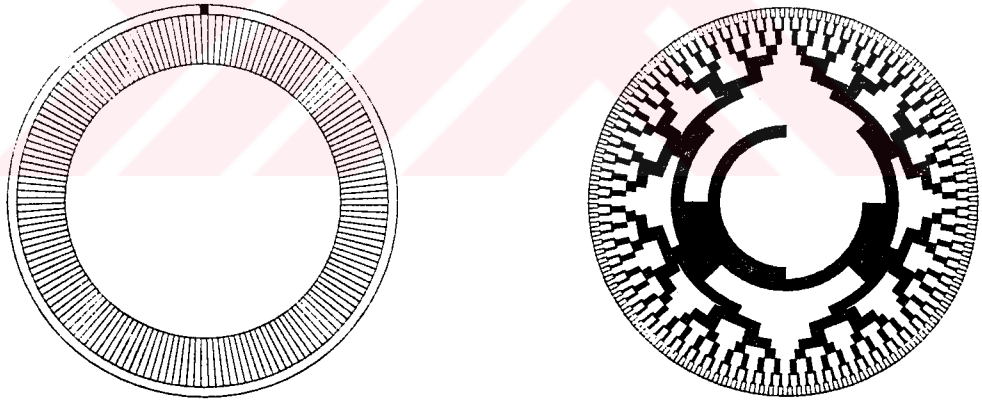
- Dijital çıkışları ile sayısal kontrol sistemlerine uyumlulukları
- Yüksek çözünürlük (bir devirdeki darbe sayısı 1024, 4096)
- Yüksek keskinlik (dijital işaretlerin gürültüden bağımsız çalışabilmesi)
- Hall sensörlerinin motorların içine yerleştirilmesi zorunluluğu, seri üretime uygun olmaması ve sadece o uygulamadaki motor için kullanılacak olmasıdır.

İlkesel olarak optik sensörler, biri sabit diğeri hareketli olan ızgaranın ışık kaynağını geçirip geçirmemesine göre, açısal ya da doğrusal yer değiştirmeyi algılamasına dayanan algılayıcılardır. Burada ızgaralar ışık şiddetini doğrusal olarak modüle eder. Işın demeti ilk önce, %50 geçirgenliğe sahip olan durgun ızgaradan geçerek hareketli ızgaraya ulaşır. Hareketli ızgaranın ışığı geçiren kısımlarından optik sensörün ışığa duyarlı yüzeyine odaklanarak, elektrik şiddetine dönüştürülür. Dolayısıyla hareketli kısmın ızgara aralığı ne kadar dar ise; hareket, o kadar fazla hassasiyette algılanır. Izgaraların bir disk üzerine yerleştirilmesi ile açısal yer değiştirmeyi algılayan enkoderler (optik sensör), Şekil 3.17'de verilmiştir. Optik konum algılayıcılar dalga boyları 820...940 nm olan infrared ışık yayıcıları ve algılayıcıları kullanırlar. Diskler ince bir plastikten, opak çizgiler ise fotografik işlemle oluşturulur (Yılmaz 2000).



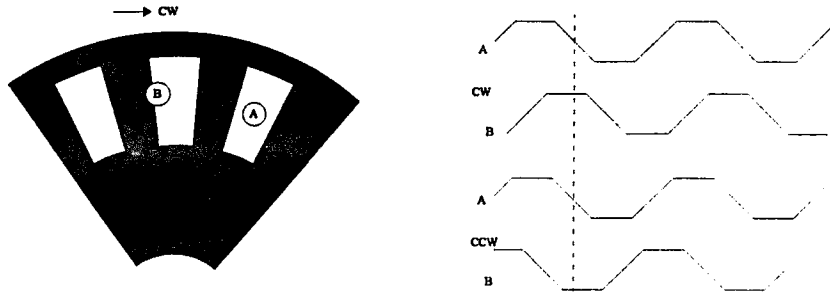
**Şekil 3.17** Kodlayıcı çalışma ilkesi şematik gösterimi ve çıkış ışık şiddeti değişimi

Uygulamalarda, artımsal algılayıcı ve mutlak algılayıcı olmak üzere iki çeşit enkoder tipi vardır. Bu enkoder tipleri Şekil 3.18’de görülmektedir. Artımsal algılayıcılar bir bitlik dijital çıkış verir. Kullanılacak elektronik devre ile bu çıkışlar sayılarak motorun konumu ve hızı algılanır. Mutlak algılayıcılarda ise belirli bir noktaya göre motorun tam konumunu hassasiyete göre 8 bit ya da 16 bit olarak verir. Artımsal algılayıcılar basit, ucuz ve kullanışlı yapıları nedeni ile mutlak algılayıcılara göre daha fazla kullanılırlar.



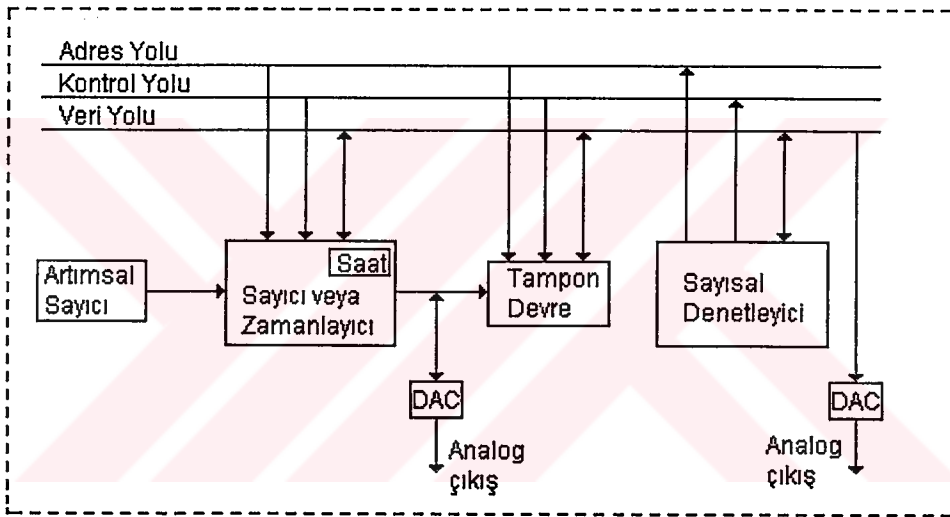
**Şekil 3.18** Artımsal ve mutlak kodlayıcı

Artımsal konum algılayıcılar, hareketi algılamak için tek yayıcı ve toplayıcı kullanır. Ancak hız ve yön algılanmak istenirse, iki adet yayıcı ve toplayıcı çiftine ihtiyaç vardır. Bu çiftlerin yerleşimi ve bu yerleşmeyle ilgili çıkış işaretleri Şekil 3.19’da gösterilmiştir. İki işaretin karşılaştırılması hareket yönü, tekil işaretlerin sayılması ile hareketin hızı algılanır. Disk saat yönünde dönüyorsa, B kanalı A’ya göre 90° geridedir. Disk saat yönünün tersinde dönüyorsa B, A’ya göre 90° ileridedir.



Şekil 3.19 Optik sensörle dönüş yönü algılanması

Kodlayıcı bilgisinin işlenmesine ilişkin kontrol diyagramı Şekil 3.20’de örnek olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.20 Kodlayıcı bilgisinin işlenmesi

Optik sensörlerin dijital çıkış bilgisinden açısal hız değeri iki yolla elde edilebilir.

#### - Çıkış darbelerinin sayılması yöntemi

Bu yöntemde, sayısal denetleyicinin örnekleme periyodu temel alınarak, örnekleme periyodundaki enkoder darbesi sayılır.  $w$  açısal hız,  $T$  örnekleme periyodu,  $n$  örnekleme periyodunda sayılan darbe sayısı ve  $N$  diskteki ızgara sayısı olmak üzere milin açısal hızı;

$$w = \frac{2\pi n}{NT} \quad (3.17)$$

ifadesi ile bulunur. Ancak burada dikkat edilmesi gereken nokta, bu yöntemin düşük hızlarda özellikle belirli bir hız değerinin altında kesin sonuçlar vermemesidir (Watanabe 1991).

#### - Darbe zamanlandırma yöntemi

Darbe zamanlandırma yönteminde, yüksek frekanslı saat sinyalleri kullanılarak bir kodlayıcı süresi (iki bitişik ızgara arasındaki süre) ölçülür. Bu yöntem özellikle düşük hızların doğru olarak ölçülmesi için uygundur.

f, frekans; N, ızgara sayısı; m, bir kodlayıcı süresince sayılan saat sinyalleri olmak üzere milin açısal hızı;

$$w = \frac{2\pi f}{Nm} \quad (3.18)$$

ifadesi ile bulunur. Burada  $\frac{Nm}{f}$ , diskin bir devri için ortalama süredir.

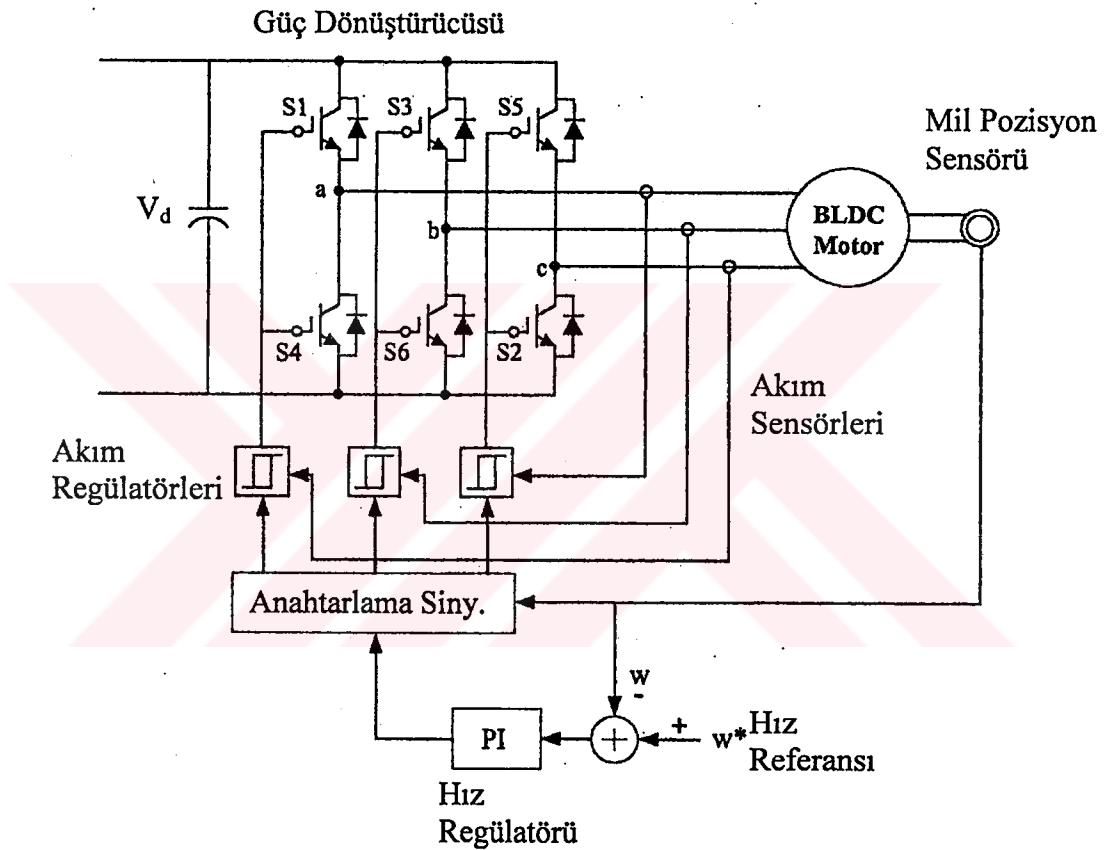
Sonuç olarak, rotor pozisyonu kontrol edilen uygulamalarda sensör seçiminde göz önüne alınması gereken etkenler şöyle sıralanabilir (Yılmaz 2000).

1. Açısal yer değiştirme değerinin büyüklüğü
2. Pozisyon algılamada kullanılacak malzemenin cinsi
3. Çevresel koşullar
4. Gerekli olan hassasiyet ve doğruluk derecesi
5. Sensörün yerleştirileceği yerin uygunluğu
6. Sensörün çekeceği maksimum güç
7. Algılayıcı yapısının seri üretime uygunluğu

### 3.4. Fırçasız DC Motor Sürücüleri

Tipik bir fırçasız DC motor sürücü sistemi; fırçasız DC motor, güç dönüştürücüsü (inverter) ve sayısal bir kontrol sisteminden oluşur. İnverter, bir köprü diyot vasıtasıyla şebekeden elde edilen bir DC güç kaynağına veya aküye bağlanır.

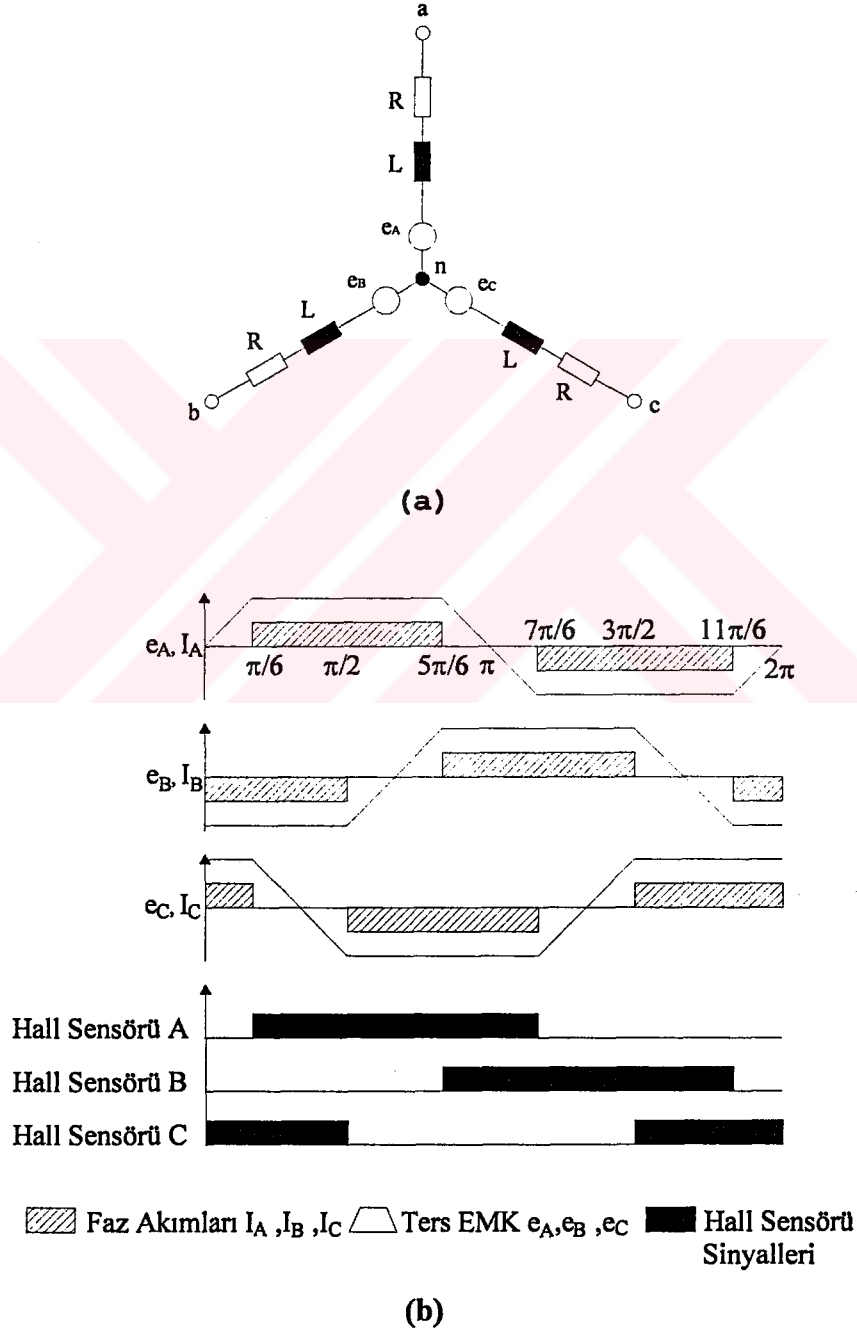
Sayısal kontrolör, inverter vasıtasıyla fırçasız DC motorun her bir fazını sıra ile enerjilendirir. Sabit moment üretmek için bu enerjilendirme, rotor pozisyonu ile senkron yapılır. Bu nedenle pozisyon geri beslemesi için sistemde genellikle, fırçasız DC motorun içine yerleştirilen mekanik bir pozisyon sensörü kullanılmaktadır. Şekil 3.21’de pozisyon geri beslemeli tipik bir fırçasız DC motor sürücü sistemi görülmektedir.



Şekil 3.21 Pozisyon geri beslemeli tipik bir fırçasız DC motor sürücü sistemi

Kontrolör, mekanik pozisyonu okur ve hangi fazın anahtarlanacağına karar verir. İdeal olarak her bir stator fazı, darbeleri kare dalga akımla tahrik edilir. Akım darbesinin büyüklüğü ve anahtarlama örneğinin zamanlaması, mekanik parametrelerle birlikte meydana gelen momentin büyüklüğü üzerinde doğrudan bir etkiye sahiptir.

Şekil 3.22 (a)'da üç fazlı fırçasız DC motorun eşdeğer devresi ve Şekil 3.22 (b)'de trapezoidal zıt emk, akım grafikleri ve hall sensörü çıkış sinyalleri görülmektedir. Şekildeki görülen  $e_A$ ,  $e_B$  ve  $e_C$  gerilimleri hat ile motor nötr noktası arasındaki zıt emk gerilimleridir. Sürekli mıknatıs akısının, radyal bir yönde, hava boşluğundan geçerek rotor hızıyla orantılı bir hızda stator bobinlerini kesmesiyle bu zıt emk gerilimleri meydana gelir.



Şekil 3.22 Fırçasız DC motorun (a) eşdeğer devresi (b) zıt emk'ları, akımları ve hall sensörü çıkış sinyalleri

Stator bobinleri, standart üç fazlı tam adımlı olarak yerleştirilir. Böylece fazın trapezoidal zıt emk dalgaları, elektriksel olarak  $120^\circ$  aralıklarla meydana gelir. Meydana gelen akım darbeleri,  $120^\circ$  süresince iletim durumunda,  $60^\circ$  süresince ise kesim durumundadır. Bu, her bir fazdan, elektriksel  $360^\circ$  periyodunun  $2/3$ 'ü süresince akım aktığı anlamına gelmektedir. Bu akımın  $120^\circ$ 'si pozitif  $120^\circ$ 'si negatif yönde akmaktadır. Maksimum ve sabit moment/amper'li motoru sürmek için hat akım darbelerinin, her bir fazın hat-nötr zıt emk gerilimleri ile senkron olması istenir.

### 3.4.1. Üç fazlı yarım dalga fırçasız DC motor sürücüsü

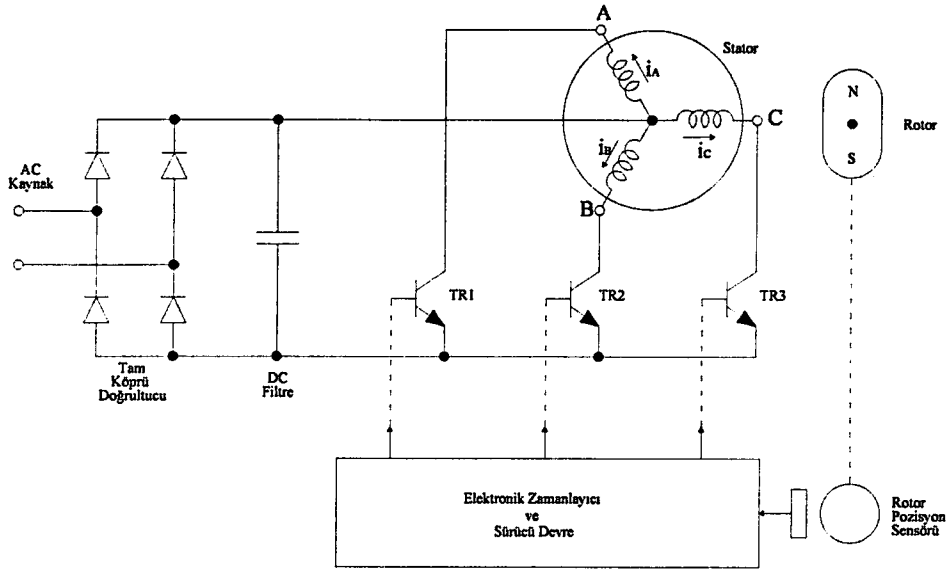
Şekil 3.23 (a)'da elektronik komütatörlü üç fazlı yarım dalga fırçasız DC motor sürücüsü görülmektedir. Üç stator fazı yıldız bağlı olan motorun nötr noktası, DC kaynağın pozitif ucuna bağlanmıştır. TR1, TR2 ve TR3 transistörleri, rotor pozisyon sensörlerinin kontrolü altındaki sürme sinyallerinin sonucu olarak tek yönlü faz akımları oluşturur. Bu basit yarım dalga devre, transistörler kesime girdiğinde endüktif sargı akımlarına alternatif bir yol sağlayan geribesleme diyotları veya serbest geçiş diyotları olmaması nedeniyle farklıdır. Ancak düşük maliyetli küçük sistemlerde devre tatmin edicidir. Çünkü böyle küçük motorlarda endüktif sargı enerjisi, kesimdeki transistörlerin delinmesine neden olamayacak kadar küçüktür.

Şekil 3.23 (b)'de fazların ideal statik moment/açı karakteristikleri gösterilmiştir. Bu trapezoidal moment fonksiyonu, faydalı mil momenti üretmek için kullanılan  $120^\circ$ 'lik düz bir tepe bölgesine sahiptir. Böylece eğer motor fazları, sabit pozitif momentin her  $120^\circ$ 'sinde sabit bir akımla belirli bir sırada enerjilendirilirse motor, mil pozisyonundan bağımsız kararlı bir pozitif moment üretir.

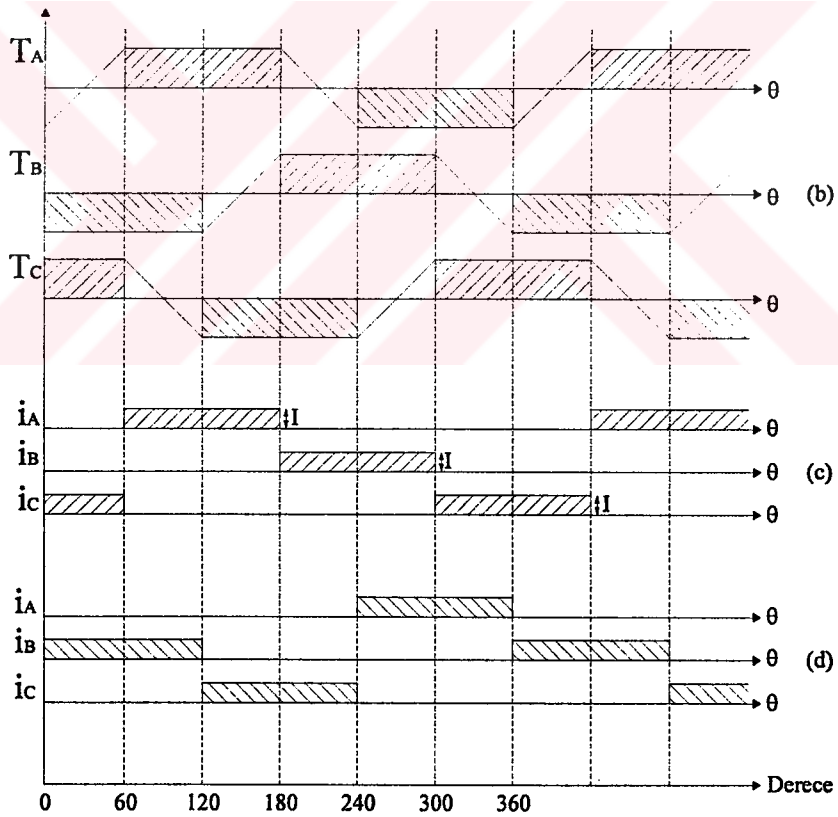
Şekil 3.23 (c)'de uygun faz akımları görülmektedir. Her bir motor fazı  $120^\circ$ 'lik bir ilettime sahiptir. Üretilen motor momenti;

$$T=K_T I \quad (3.19)$$

dir. Burada  $I$ , akımın genliği;  $K_T$ , moment sabitidir.



(a)



**Şekil 3.23** Üç fazlı yarım dalga fırçasız DC motorun (a) sürücüsü (b) statik moment/açı karakteristikleri (c) pozitif moment üretimi için faz akımları (d) negatif moment üretimi için faz akımları

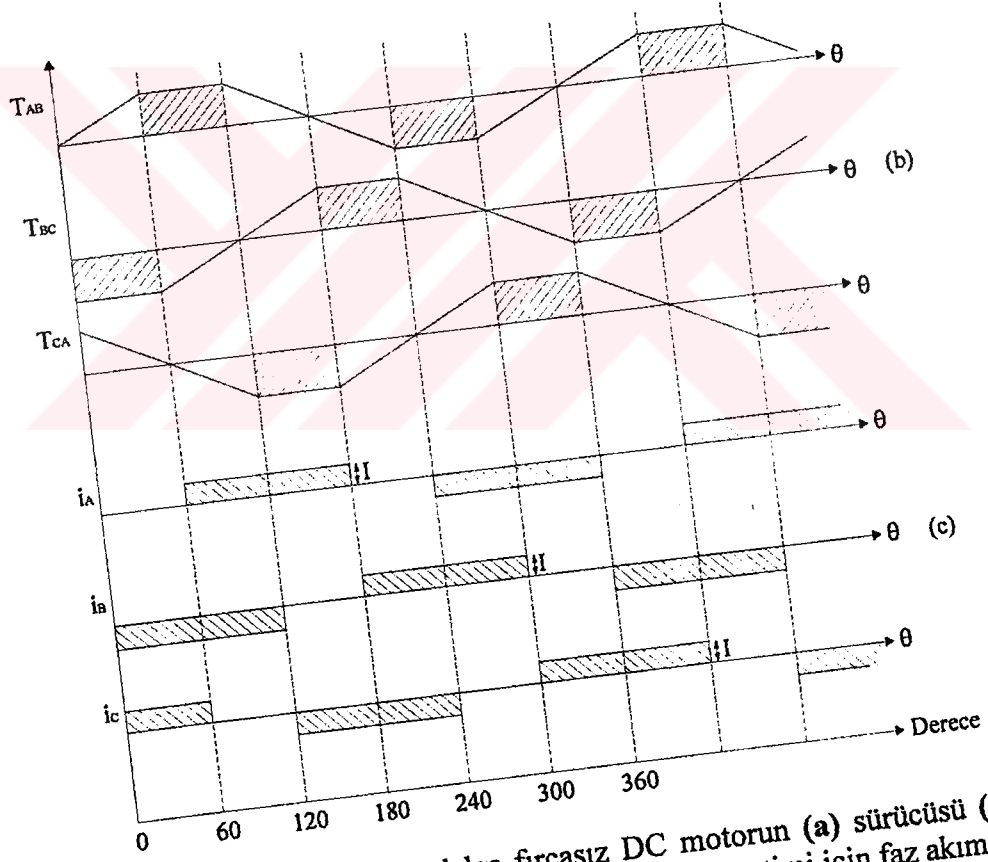
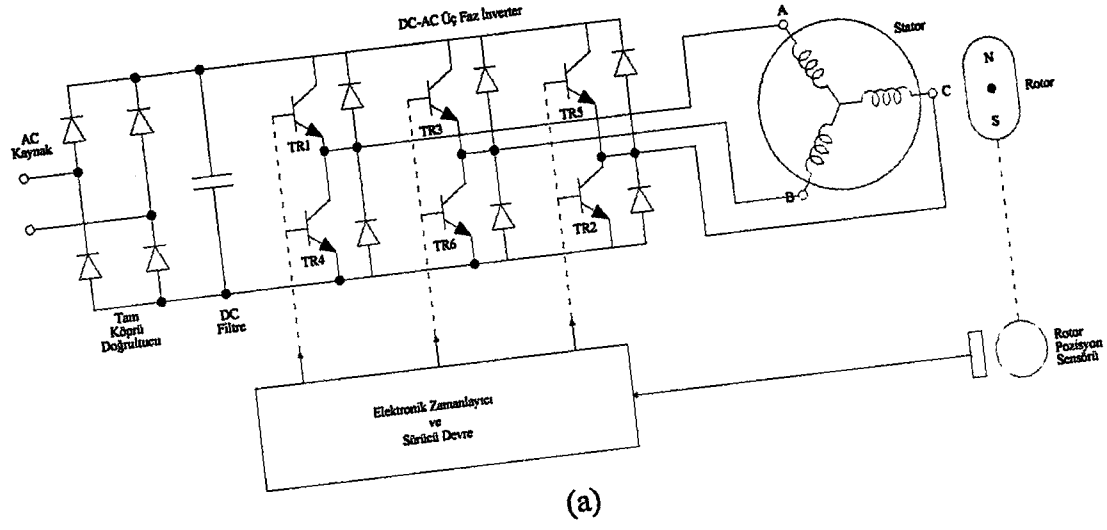


Statik moment / açı karakteristiği incelendiğinde, transistör iletim sürelerinin elektriksel  $180^\circ$  geciktirilmesiyle ters bir moment elde edilebileceği anlaşılmaktadır. Bu durumda, akım yönü değişmez fakat her bir faz artık Şekil 3.23 (d)'de görüldüğü gibi negatif momentin  $120^\circ$ 'si süresince iletimdedir. Geleneksel bir DC motorda ters moment elde etmek için kaynak geriliminin polaritesini ve endüvi akımının yönünü ters çevirmek gerekirken fırçasız DC motorda anahtarlama sinyallerinin  $180^\circ$  kaydırılması yeterlidir.

Şekil 3.23'teki üç fazlı yarım dalga devresi, birkaç watt'tan 100 W'a kadar güce sahip küçük fırçasız DC motorlar için uygundur. İdeal moment fonksiyonları ve akım dalgalarındaki bozulmalar, motor dönüşü esnasında mil momentinde bazı dalgalanmalara yol açmaktadır. Bu küçük fırçasız DC motorların tipik uygulamaları teyplerde dönen sürücüler, bilgisayarlardaki hard disk sürücüler, video kayıt sürücüler ve bilgisayar çevresel ekipmanlarındaki çeşitli uygulamalardır. Sürücü güç seviyesi artırıldığı zaman motor sargılarında endüklenen enerji çok önemlidir ve kesime giren transistörün delinmesini önlemek için bu enerji, DC kaynağa geri dönebilmelidir. Bu enerji geri beslemesi, yarım dalga sistemde, iki eşit DC kaynak ve geri besleme diyotları kullanılarak yapılabilir. Ancak tam dalga sistemde, tek bir DC kaynak kullanımı yeterlidir.

#### 3.4.2. Üç fazlı tam dalga fırçasız DC motor sürücüsü

Şekil 3.24 (a)'da endüktif enerjinin geri kazanımı için geri besleme diyotları kullanılan bir üç fazlı tam dalga fırçasız DC motor sürücüsü görülmektedir. Yıldız bağlanmış stator sargılarının nötr bağlantısı yoktur ve her zaman üç fazın sadece ikisi aktiftir. Motor, A'dan B'ye, B'den C'ye ve C'den A'ya DC hat akımları için, Şekil 3.24 (b)'deki ideal trapezoidal moment fonksiyonlarına sahiptir. Bu moment fonksiyonu da  $60^\circ$  düz bir tepe bölgesine sahiptir. Eğer fazlar, kare dalga akımlarla beslenirse, motor her zaman bu sabit moment bölgesinde çalışır. Bu akımlar, transistörlerin  $120^\circ$  iletim açısına sahip olacak şekilde, her  $60^\circ$ 'de bir sırayla anahtarlanmasıyla meydana getirilir. Transistör anahtarlama anları, rotor pozisyon sensörlerinden elde edilir.



Şekil 3.24 Üç fazlı tam dalga fırçasız DC motorun (a) sürücüsü (b) statik moment/açı karakteristikleri (c) pozitif moment üretimi için faz akımları

Ayrıca Şekil 3.24 (c)'de, her bir motor fazının bir periyotta iki kez  $120^\circ$  iletimde olduğu görülmektedir. Bu, önceki üç fazlı yarım dalga sistemden, iki kat daha fazla sargı kullanımına neden olur.  $T=K_T I$  büyüklüğünde, darbesiz kararlı bir moment üretilir ve transistör sürme sinyalleri  $180^\circ$  kaydırılarak ters bir moment elde edilir. Şekil 3.24 (c)'deki ideal kare dalga akımlar, bir faz kombinasyonundan diğerine akımın anlık anahtarlamaını göstermektedir. Pratikte gerilim beslemeli bir sistemde endüktif yük, akım oluşumunu geciktirecek ve ayrıca teorik kapanma anından sonra iletim süresini uzatacaktır. Gerçek bir motorda moment fonksiyonu, ideal moment fonksiyonundan biraz farklı olacaktır. Bu pratik kusurlarından dolayı ticari fırçasız DC motorlarda, çok küçük bir moment dalgalanması oluşabilir. Bu nedenle fırçasız DC motorları yüksek performanslı bir servo sürücüsünde kullanmak çok uygundur.

### 3.5. Fırçasız DC Motorların Avantajları ve Dezavantajları

Fırçasız DC motor aşağıda yazıldığı gibi pek çok avantaja sahiptir:

- **Yüksek verim:** Fırçasız DC motorlar bütün elektrik motorlarının en verimlisidir. Bunun nedeni, motorun rotorunda uyartım için hiç güç tüketmeyen sürekli mıknatısların kullanılmasıdır. Ayrıca mekanik komütatörlerin ve fırçaların olmaması düşük mekanik sürtünme kayıpları anlamına gelmektedir.
- **Yoğunluk :** En son bulunan yüksek enerji yoğunluklu mıknatıslar (nadir-toprak mıknatıslar) fırçasız DC motorda çok yüksek akı yoğunluklarının elde edilmesini sağlamıştır. Böylece, yüksek moment elde edilir. Bu da motorun küçük ve hafif olmasını sağlar.
- **Soğutma kolaylığı :** Rotordan akım akmadığı için bir fırçasız DC motorun rotoru ısınmaz. Isı üretimi sadece statordadır. Statoru soğutmak rotoru soğutmaktan daha kolaydır. Çünkü stator statiktir ve genellikle motorun dış yüzeyindedir.

- **Az bakım, uzun ömür ve güvenilirlik** : Fırçaların ve mekanik anahtarların kullanılmaması, düzenli bakım gereksinimini ve bu elemanlarla ilgili arıza riskini yok eder. Motorun ömrü, sadece sargı izolasyonuna, mil yatağına ve mıknatıs ömrünün uzunluğuna bağlıdır.
- **Sessiz çalışma** : Komütatörler elektronik olduğundan komütasyondan kaynaklanan gürültü yoktur. Dönüştürücü anahtarlama frekansı, harmonikler duyulmasın diye yeterince yüksek seçilir.

Ayrıca bütün elektrik motorlarında olduğu gibi fırçasız DC motorlarda bazı doğal dezavantajlara sahiptir. Bu dezavantajlar;

- **Maliyet** : Toprak elementi mıknatıslar, diğer mıknatıslardan çok daha pahalıdır ve bu da motor maliyetini artırır. Başlangıç maliyeti önemli olan uygulamalarda, daha yüksek enerji yoğunluklu mıknatısların maliyeti, bu mıknatısların kullanımına engel olmaktadır.
- **Kontrol karmaşıklığı** : Fırçasız DC motoru döndürebilmek için her zaman rotor konumunun bilinmesi ve bu konum bilgisinin bir işlemci vasıtasıyla işlenmesi gerekmektedir. Yani fırçasız DC motor, hiçbir şekilde bir DC motor veya bir asenkron motor gibi doğrudan besleme gerilimiyle çalışmaz. Sadece dönme hareketi elde etmek için bile mutlaka elektronik bir sürücü kartı kullanılmalıdır.
- **Sınırlı sabit güç bölgesi** : Sürekli mıknatısların kullanılmasından dolayı fırçasız DC motorda, alan zayıflatmak oldukça zordur. Geniş bir sabit güç bölgesi, bazı uygulamalar için çok önemlidir. Sürekli mıknatıslı fırçasız DC motor, temel hızın iki katından daha yüksek bir maksimum hıza ulaşmada yetersizdir.
- **Sürekli mıknatısların mıknatısiyetini yitirmesi** : Büyük ters manyetomotor kuvvetleri ve yüksek sıcaklıklar mıknatısların mıknatısiyetini bozabilir. Kritik mıknatısiyet bozulma kuvveti, her mıknatıs malzemesi için farklıdır. Bu nedenle özellikle yüksek enerji yoğunluklu mıknatıslar kullanılan motorlarda, soğutmaya çok dikkat edilmesi gerekir.

- **Yüksek hız yeteneği :** Yüzey monteli sürekli mıknatıslı motorlar, rotor boyunduruğu ve mıknatıslar arasındaki montajın mekanik gerilim sınırlandırmasından dolayı yüksek hızlara ulaşamazlar.
- **Fırçasız DC motor sürücülerindeki inverter hataları :** İnverterde kısa devre meydana gelmesi durumunda, rotordaki sürekli mıknatıslardan dolayı fırçasız DC motorların önemli riskleri vardır. Çünkü dönen rotor, her zaman enerji verir ve sürekli olarak kısa devre olan sargılarda bir elektromotor kuvvete neden olur. Böylece sargılarda çok büyük bir akım dolaşır ve büyük bir momentle rotoru durdurmaya çalışır.



#### 4. FIRÇASIZ DC MOTORLARIN SENSÖRSÜZ KONTROLÜ

Fırçasız DC motorun moment üretim prensibinden anlaşılacağı gibi sabit moment üretmek için, stator akımı uyarımlarının, rotor pozisyonu ile senkronize edilmesi gerektiği açıktır. Bu nedenle, fırçasız DC motorların kontrolü için rotor pozisyon bilgisi temeldir. Fırçasız DC motorların trapezoidal zıt emk'lı tiplerinde, elektriksel senkronizasyon için anahtarlanması gereken fazın belirlenmesinde, hall etkili pozisyon sensörleri kullanılır. Yüksek performanslı sürücüler için genellikle, daha yüksek çözünürlüğe sahip optik enkoderler veya resolverler kullanılır. Ancak bu mekanik pozisyon sensörleri, gerçek uygulamalarda bazı problemlere açar.

Mekanik pozisyon sensörleri ile ilgili ilk problem, güvenilirliğin az olmasıdır. Eğer fırçasız DC motor, özellikle sıcak, soğuk veya nemli bir çevreye yerleştirilirse, pozisyon sensörleri çalışmayabilir veya sensörlerden alınan bilgi kaybolabilir ya da hatalı olabilir.

Mekanik pozisyon sensörlerinin ikinci problemi sensörlerin çok pahalı olmasıdır. Rotor pozisyon sensörlerinin yüksek maliyeti, ev aletleri ve toptan üretim endüstrisi gibi maliyete duyarlı uygulamalar için bir sorun teşkil etmektedir.

Mekanik pozisyon sensörlerinin üçüncü problemi, elektrik motorunun içinde veya etrafında pozisyon sensörlerinin yerleştirilebileceği bir yere ihtiyaç duyması yani ilave hacme sebep olmalarıdır. Bir örnek olarak klima kompresörlerinin fırçasız DC motorları, pozisyon sensörlerinin yerleştirilmesinin yapısal zorluğundan dolayı genellikle pozisyon sensörleri içermez. Ayrıca uzay araçları ve uçaklardaki gibi sınırlı alana sahip uygulamalarda mekanik sensörler, fırçasız DC motor sürücüsünün boyutunu büyütmede ve uygulamaların gerçekleştirilmesine engel olmaktadır. Ayrıca mekanik pozisyon sensörleri, güç kablolarının yanında çalışırken bozuk veya hatalı sinyal üretebilmektedir.

Bu yüzden harici pozisyon sensörlerinin kullanımını sınırlı alana sahip, maliyete duyarlı ve ayrıca güvenilirliğin çok önemli olduğu uygulamalarda tavsiye edilmemektedir. Pozisyon sensörlerinin kullanımının bu problemleri, araştırmacıların ve endüstrinin rotor pozisyon bilgisini elde etmek için alternatif metotları araştırmasına yol açmaktadır.

#### **4.1. Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrol Metotları**

Literatürde fırçasız DC motorlar için pek çok sensörsüz kontrol metodu görülmektedir. Kullanılan sensörsüz kontrol metotları öncelikle üç kategoride sınıflanabilir;

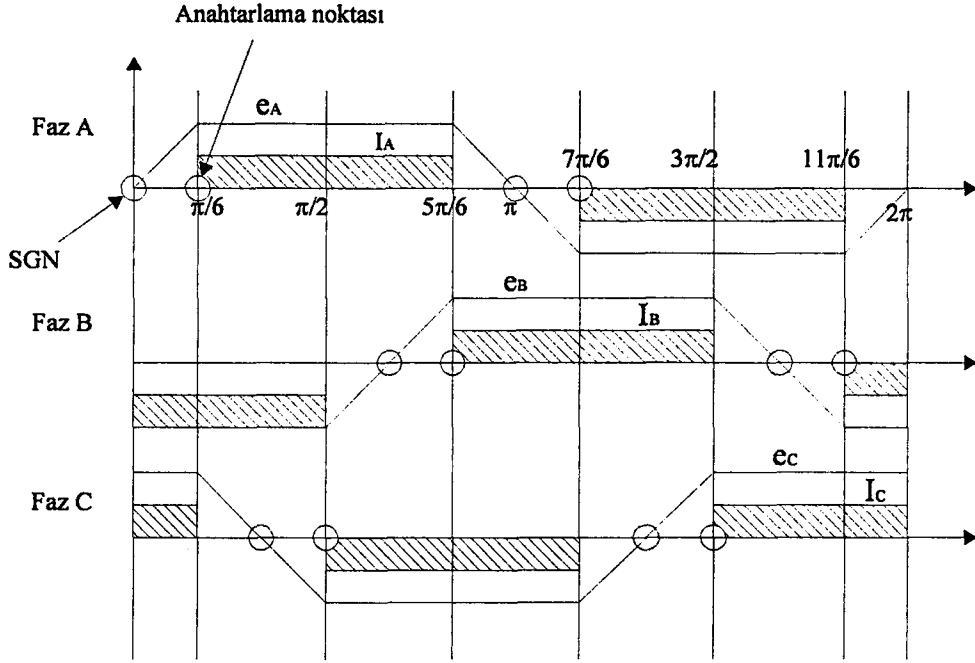
- 1) Zıt emk temelli metotlar
- 2) Akı kestirim metodu
- 3) Önceki iki kategoriye girmeyen orjinal metotlar

##### **4.1.1. Zıt emk temelli metotlar**

###### **4.1.1.1 Uç geriliminin algılaması**

Fırçasız DC motorların normal çalışmasında, faz zıt emk'sı, akımla aynı fazdadır. Dönüştürücünün anahtarlama anları (komütasyon noktaları), Şekil 4.1'de görüldüğü gibi zıt emk'nın Sıfır Geçiş Noktaları (SGN) ve hızdan bağımsız olarak zıt emk'nın periyodu bilinerek elde edilebilir (Lizuka ve ark. 1985).

Fırçasız DC motor, statorda eşmerkezli bir sargıya sahiptir. Bu nedenle stator sargılarında meydana gelen zıt emk, trapezoidaldir. Enerjisiz fazın zıt emk'sı izlenerek sıfır geçiş noktaları algılanabilir.

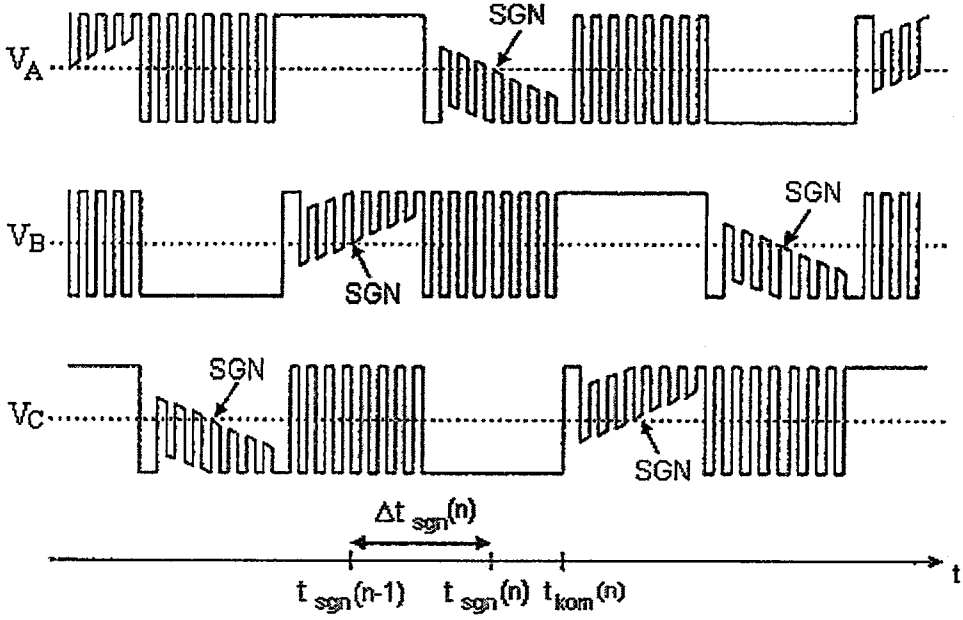


Şekil 4.1 Anahtarlama noktaları ve zıt emk'lerin sıfır geçiş noktaları

Lizuka ve ark.'larının (1985) yaptığı çalışmada, rotorun konumuna uygun anahtarlama modeli üretmek için uç gerilimleri, alçak geçiren filtrelerle filtrelenir. Uç gerilimlerindeki yüksek harmonikleri yok etmek için üç alçak geçiren filtre kullanılır. Yaklaşık  $90^\circ$  faz gecikmesine neden olan alçak geçiren filtreler tasarlanır. Motorun faz gerilimleri ile nötr gerilimleri arasındaki üç filtrenin her bir çıkışı, yıldız bağlı dengeli bir omik yüke ve komparatörün girişlerinden birine bağlanır. Filtrelenmiş uç geriliminin, nötr noktası gerilimi ile kesiştiği noktada, o fazın zıt emk'si sıfır olur ve o noktada bir komparatörün çıkışında değişim meydana gelir. Komparatör çıkışları, inverter anahtarlarının kapı sinyallerini üretmek için kullanılır. Diğer yandan Yeo ve ark.'nın (1997) yaptığı çalışmada analog alçak geçiren filtreler kullanılmadan tek kutuplu PWM ile gerçekleştirilmiştir.

Şekil 4.2'de tek kutuplu PWM kullanıldığında meydana gelen uç gerilimleri görülmektedir. Sadece üst anahtar iletimde olduğu zaman uç gerilimleri analog/dijital dönüştürücüler (ADC) vasıtasıyla örneklenir. Örnekleme değerlerinin, DC hat geriliminin yarısına eşit olduğu anlar, Şekil 4.2'de görüldüğü gibi zıt emk'nin sıfır geçiş noktalarıdır.





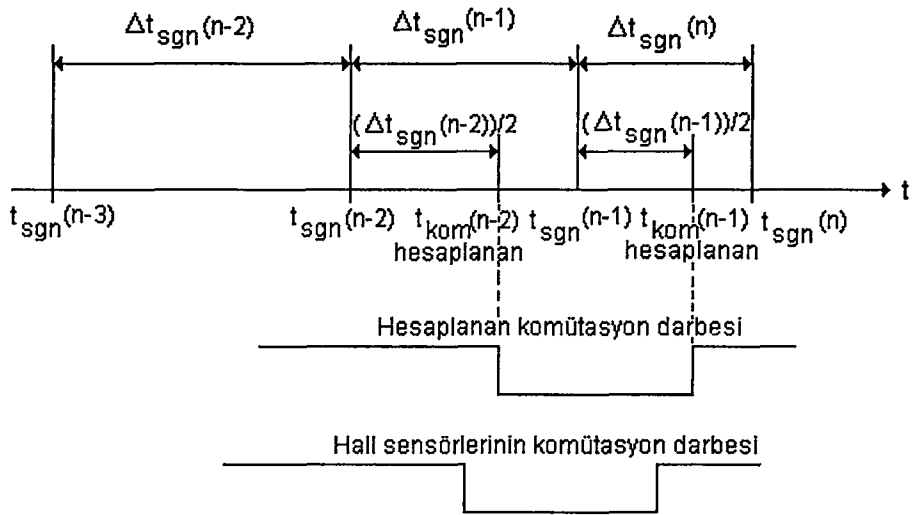
Şekil 4.2 Ölçülen uç gerilimi dalga şekilleri

Anahtarlama noktaları şöyle hesap edilebilir;

$$t_{kom}(n) = t_{sgn}(n) + \frac{\Delta t_{sgn}(n)}{2} \quad (4.1)$$

Zıt emk, hızla orantılıdır ve motor dururken sıfırdır. Bu nedenle, düşük hızlarda, bir anahtarlama modeli elde etmek için uç gerilimi algılama metodunu kullanmak mümkün değildir. Hız arttıkça, ortalama uç gerilimi artar ve uyarım frekansı da yükselir.

Lizuka ve ark.'nın (1985) çalışmasındaki gibi bir filtre kullanılırsa, anahtarlama anlarında hızdan bağımsız bir gecikme meydana gelir. Böylece filtrelerdeki kapasitif reaktans, uyarım frekansıyla değişir. Ayrıca Şekil 4.3'te görüldüğü gibi hız artarken veya azalırken denklem (4.1)'e dayanarak hesaplanan anahtarlama noktaları, geçici süreyle pozisyon hatasına sahiptir.



Şekil 4.3 Geçici durumdaki pozisyon hatası

#### 4.1.1.2 Zıt emk'nın üçüncü harmoniğinin algılaması

Bu metot, fırçasız DC motorun anahtarlama anlarını belirlemek için zıt emk'nın üçüncü harmoniğini kullanır (Moreira 1996). Fırçasız DC motorun uç gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\begin{aligned}
 v_{AN} &= R i_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A \\
 v_{BN} &= R i_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B \\
 v_{CN} &= R i_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Buradaki zıt emk'lar Fourier ifadesi kullanılarak temsil edilebilir;

$$\begin{aligned}
 e_A &= E_1 \sin \theta_r + E_3 \sin 3\theta_r + E_5 \sin 5\theta_r + E_7 \sin 7\theta_r + \dots \\
 e_B &= E_1 \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + E_3 \sin 3 \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + E_5 \sin 5 \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + E_7 \sin 7 \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + \dots \\
 e_C &= E_1 \sin \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + E_3 \sin 3 \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + E_5 \sin 5 \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + E_7 \sin 7 \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + \dots
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Üç fazın zıt emk'lerinin toplamı;

$$e_A + e_B + e_C = 3E_3 \sin 3\theta_r + 3E_9 \sin 9\theta_r + 3E_{15} \sin 15\theta_r + \dots \approx 3E_3 \sin 3\theta_r \quad (4.4)$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde uç gerilimlerinin toplamından zıt emk'nın üçüncü harmoniği aşağıdaki gibi bulunabilir;

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = \left( R + L \frac{d}{dt} \right) (i_A + i_B + i_C) + (e_A + e_B + e_C) \quad (4.5)$$

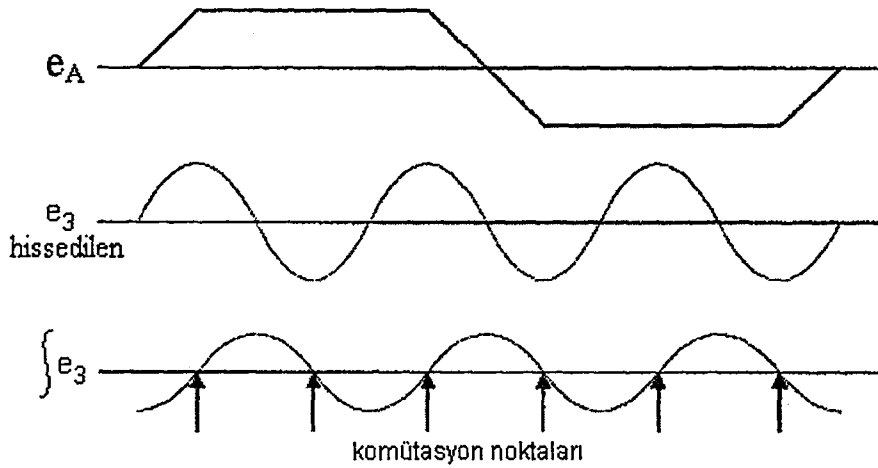
$$V_{\text{toplam}} = e_A + e_B + e_C \approx 3E_3 \sin 3\theta_r$$

Dengeli üç fazlı yıldız bağlı bir yükte, üç faz akımının toplamı sıfır olduğundan toplam uç gerilimi, sadece üçüncü harmonik bileşenleri içerir. Üçüncü harmonik bileşenler, toplam gerilimin en önemli kısmını oluşturur. Anahtarlama anlarını elde etmek için üçüncü harmoniğin gerilim bileşenini içeren filtrelenmiş gerilim sinyalleri, üçüncü harmonik akısını (flux linkage) bulmak için integre edilir;

$$\lambda_{3rd} = \int V_{\text{toplam}} dt \quad (4.6)$$

Şekil 4.4'te görüldüğü gibi üçüncü harmonik akısı, faz zıt emk gerilimlerinden  $30^\circ$  geri kalır. Akının üçüncü harmoniğinin sıfır geçişleri, fırçasız DC motorun anahtarlama noktalarına tekabül etmektedir. Zıt emk'nın üçüncü harmoniğini algılamak ekstra bir donanım gerektirir.

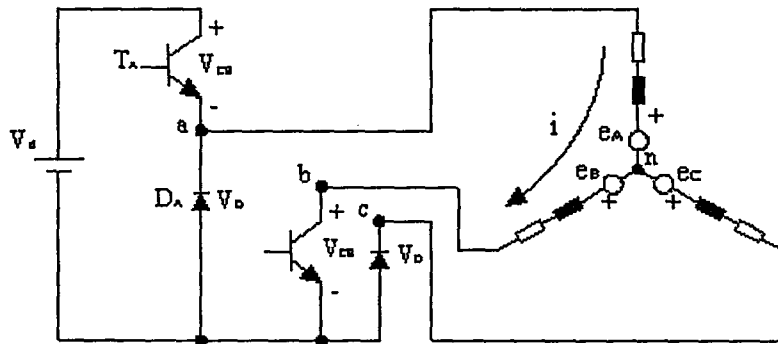
Üçüncü harmonik algılama metodu, uç gerilimi algılama metodundan daha geniş bir hız alanı sağlar. Ayrıca faz gecikmesi, uç gerilimi algılama metodundan daha azdır. Üçüncü harmonik akısını elde etmek için üçüncü harmonik geriliminin integrali alınır. Yanlış algılama hatası uzun zaman periyodu boyunca toplandığı için düşük hızda integrasyon ciddi bir pozisyon hatasına neden olur.



Şekil 4.4 Zıt emk'nın üçüncü harmoniği ve anahtarlama noktaları

#### 4.1.1.3 Serbest geçiş diyodunun iletimi

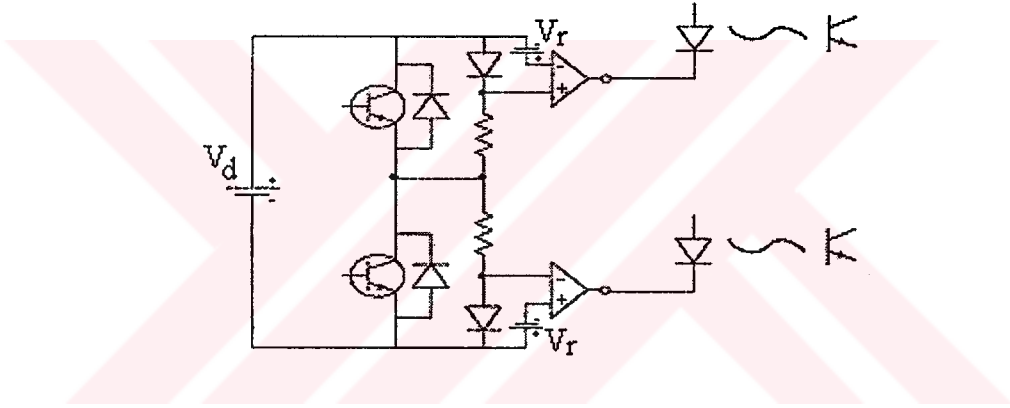
Bu metotta, enerjilenmeyen fazdaki bir serbest geçiş diyodunun içinden geçen akım kullanılır. Enerjilenmeyen fazdaki zıt emk'nın, sıfır geçişe ulaşmasından sonra, kısa bir süre için (aktif faz anahtarlarının kesime girmesi süresince) serbest geçiş diyodu içinden küçük bir akım akar. Örnek olarak; eğer C fazının zıt emk'sı ( $e_c$ ), diyodun gerilim düşümünden daha küçükse, C fazının alt diyodu iletime geçer ve içinden küçük bir akım akar. Enerjilenmeyen fazdaki bu akım, kesimde olan fazın zıt emk'sının sıfırdan geçtiği noktaya tekabül eden komütasyon süresinin ortasında akmaya başlar.



Şekil 4.5 Enerjisiz fazdaki akım yolu

Enerjisiz fazdaki diyotlardan içinden akımın geçtiği anları tespit eden ilave donanım devresi, Şekil 4.6'da verilmiştir. Şekil 4.6'daki gerilim referansı  $V_r$ , serbest geçiş diyotlarının gerilim düşümünden biraz daha küçük olmalıdır (Ogasawara ve Akagi 1990).

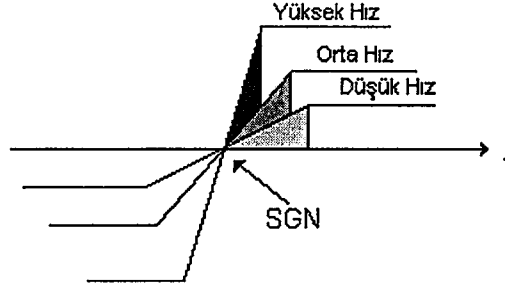
Ayrıca bu metot, geçici durumda komütasyon noktalarının pozisyon hatasına sahiptir. Bu metodun en ciddi dezavantajı, her bir serbest geçiş diyodundan geçen akımı tespit eden komparator devresi için altı adet ilave izoleli güç kaynağı gerektirmesidir.



Şekil 4.6 Anahtarlama noktalarını tespit eden donanım devresi

#### 4.1.1.4 Zıt emk'nın integrasyonu

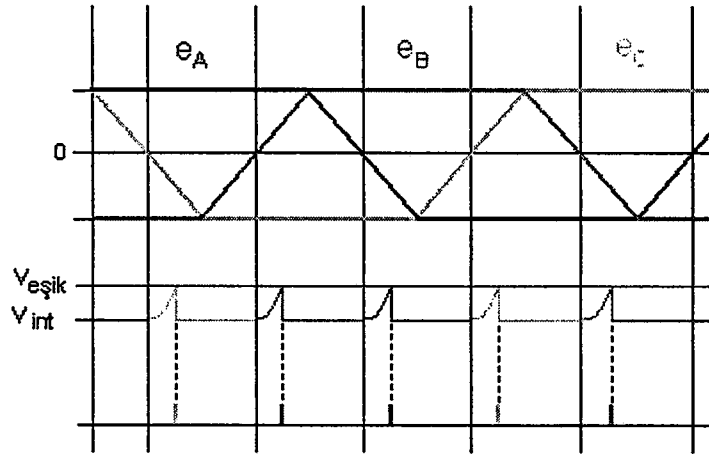
Bu metotta komütasyon anları, enerjisiz fazın zıt emk'sının integrasyonu ile belirlenir (Jahns ve ark. 1991, Becerra ve ark. 1991). Bu metodun temel fikri, Şekil 4.7'de gösterilen zıt emk'nın integre edilen alanının, bütün hızlarda aşağı yukarı aynı olmasıdır.



Şekil 4.7 Zıt emk'nın integre edilen alanları

Trapezoidal zıt emk'nın, lineer bir şekilde pozitiften negatife geçtiği ve bu lineer rampanın hızdan etkilenmediği varsayılırken eşik gerilimi, hız değişimi boyunca sabit tutulur. İstenilirse, gerilimin değiştirilmesiyle akım artımı gerçekleştirilebilir.

Bu metotta uygulanan ilke  $60^\circ$ 'lik aralıklarda, enerjilenmeyen fazdaki zıt emk geriliminin algılanarak zamana göre integre edilmesine dayanır. Zıt emk geriliminin integre edilmesindeki temel mantık denklem (4.7) ifadesine göre bu integral değerinin akı değerine eşit olmasıdır. Diğer bakış açısı ile bu aslında endüklenen akının izlenmesi metodudur. Zıt emk geriliminin zamana göre integre edilmesi ile elde edilen akı, komütasyon noktasına karşılık gelen bir eşik gerilim değerinde sıfırlanırsa yarı iletken anahtarlar bu noktalarda sürülebilir. Zıt emk integrasyonu metodunun temel prensibi Şekil 4.8'de görülmektedir.



Şekil 4.8 Zıt emk geriliminin integrasyonu

$$\lambda = \int e(t).dt \quad (4.7)$$

$E_0$  ; doğrusal bölgede trapezoidal gerilim dalgasının eğimi,  $k$ ; integral kazanç katsayısı olmak üzere, integrasyon çıkış gerilimi;

$$\begin{aligned} e(t) &= E_0.t \\ V_{int} &= \int_0^t \frac{e(t)}{k} dt \\ V_{int} &= \frac{E_0.t^2}{2k} \end{aligned} \quad (4.8)$$

şeklinde elde edilebilir. İntegrasyon yaklaşımı, anahtarlama gürültülerine daha az duyarlıdır ve hızın değişimi ile otomatik olarak ayarlanır. Fakat hata birikmesi probleminden dolayı düşük hızlı işletmede kötüdür.

#### 4.1.2. Akı kestirim metodu

Bu metotta, ölçülen gerilimler ve akımlardan akı hesaplanır, sonra bir polinom eğri parçası tarafından pozisyon tahmin edilir (Ertugrul ve ark. 1993, Ertugrul ve Acarnley 1994). Temel fikir makinenin gerilim denklemini anlamaktır.

$$V = Ri + \frac{d}{dt} \lambda \quad (4.9)$$

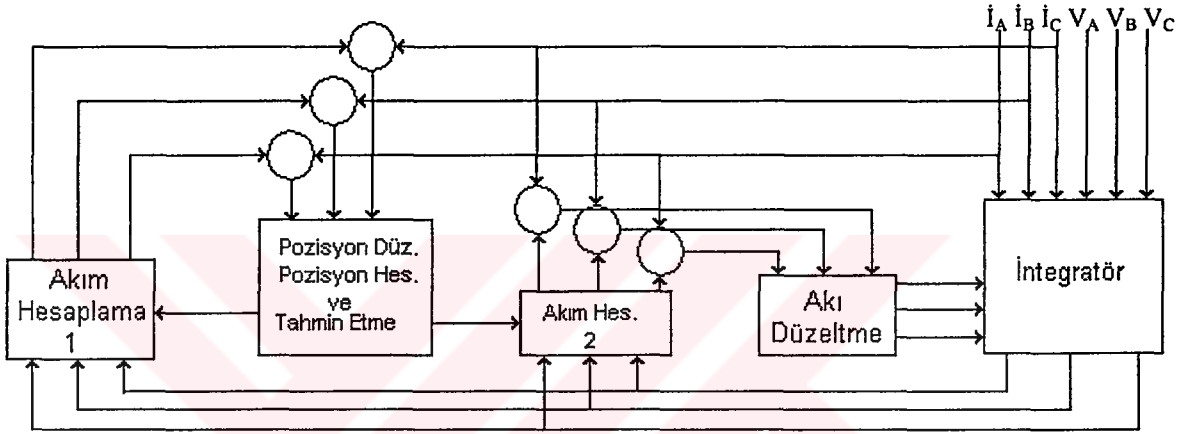
Burada  $V$  gerilim vektörü,  $i$  akım vektörü,  $R$  resistans matrisi ve  $\lambda$  akıdır. Akıyı elde etmek için bu eşitlik şöyle kullanılabilir;

$$\lambda = \int_0^t (V - Ri) dt \quad (4.10)$$

Rotor pozisyonu ile rotorun başlangıç pozisyonu, makine parametreleri ve akı arasındaki ilişkinin bilinmesi suretiyle o anki rotor pozisyonu tahmin edilebilir. İntegrasyon sonuçlarından, akının değişim değerine dayanılarak hız da belirlenebilir. İntegrasyonun başlangıcında akıyı tahmin etmek için ilk akı, kesinlikle bilinmek zorundadır. Bu, motorun yol alması için rotorun bilinen bir pozisyonda olması

gerektiği anlamına gelmektedir. Sabit bir hızlanma ve sabit hızla çalışma koşulları altında pozisyon tahmini, ikinci derece polinom eğrisi tarafından yapılır. Bu metotta, önce polinomun ilk pozisyon verisi kullanılır, sonra bir sonraki adım tahmin edilir.

Şekil 4.9'da pozisyon hesaplama algoritmasının blok diyagramı görülmektedir. Burada iki akım çevrimi vardır. Pozisyonun tahmin edilmesi, hesaplanması ve düzeltilmesi için 1. akım çevrimi kullanılır. Hesaplanan akı değerlerinin düzeltilmesinde, akım hesaplanması için 2. akım çevrimi kullanılır.



Şekil 4.9 Akı kestirim algoritmasının şeması

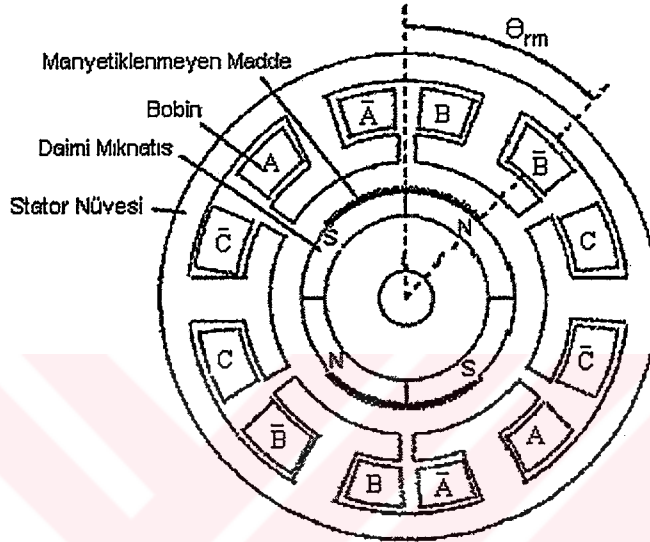
Akı hesaplama metodunun bir avantajı, hesaplamalarda hat-hat gerilimlerinin kullanılabilmesidir. Böylece motor nötr geriliminin bilinmesine gereksinim kalmaz. Bu metodun düşük hızlardaki integrasyonlarda bir hata toplama sorunu vardır. Metot çok fazla hesaplama içerir ve parametre değişimlerine karşı hassastır. Kompleks algoritmaların çözülebilmesi için pahalı bir işlemci gerektirir.

#### 4.1.3. Önceki iki kategoriye girmeyen diğer metotlar

Tomita'nın (1996) çalışmasında, Şekil 4.10'da görüldüğü gibi sürekli mıknatısların yüzeyine küçük alüminyum parçalar eklenerek yapay bir kutup oluşturulmuştur.



Bu durumda, stator sargı akısının manyetik yolunun relüktansını artıran alüminyum perdede eddy akımları akarken, stator indüktansı, rotor pozisyonu ile değişir. Dikdörtgen gerilim darbeleri üretirek ve maksimum akım genlikleri belirlenerek pozisyon tahmin edilir. İlave edilen alüminyum, motorun hava boşluğunu artırır ve bundan dolayı verim azalabilir.



Şekil 4.10 Yapay kutuplu rotor

Hesmondhalgh ve ark.'nın (1990) çalışmasında, makinenin dış çevresi etrafına eşit bir şekilde yerleştirilmiş yarıkları olan ilave bir stator sacı eklenmiştir. Yarıkların her biri, küçük bir algılama bobini içermektedir. Algılama bobinlerinin her birindeki bölgesel manyetik alan, rotor pozisyonuna göre değişiklik göstermektedir. Pozisyonu tahmin etmek için algılama bobinlerine 20 kHz'lik bir sinüzoidal bir gerilim enjekte edilir ve algılama bobinlerinin uçlarındaki sinyal cevabı analiz edilir. Burada, ikinci harmonik, rotor bilgisini içerir.

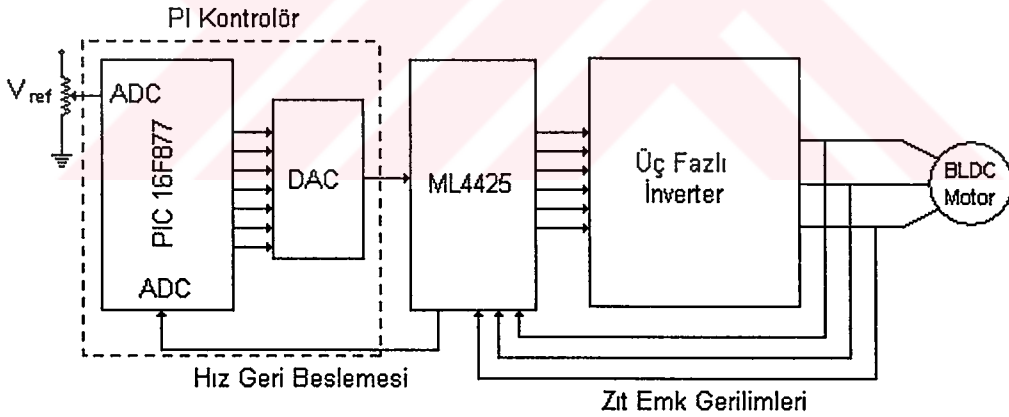
Schmidt ve ark.'nın (1997) çalışmasında rotor hareketsizken rotor pozisyonunu tespit etmek için stator sargılarına kontrol akımı enjekte edilir. Bu metot, rotor manyetik akısının işaretine dayanarak doyma seviyesinin farkını tespit eder. Bunu elde etmek için önceden belirlenen bir zamanda, ters işaretli iki gerilim darbesi uygulanır. Her bir darbenin sonunda akımın maksimum değeri ölçülür.

Pozitif ve negatif maksimum akımlar arasındaki fark hesaplanır ve yalnızca sonuç işaret kaydedilir. Aynı işlem diğer fazlar için tekrarlanır. Meydana gelen üç sinyal, iletme geçmesi gereken anahtarları belirler. Durma anındaki tahmin edilen rotor pozisyonunun çözünürlüğü elektriksel  $60^\circ$  'dir.



## 5. FIRÇASIZ DC MOTORUN SENSÖRSÜZ KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Fırçasız DC motorun sensörsüz kontrolünü gerçekleştirmek için PIC mikrodenetleyici ve Mikro Linear ML4425 analog tümdevresi kullanılmıştır. Bu tümdevrenin tercih edilmesinin temel nedeni, gerilim integrasyonu yöntemini kullanarak sensörsüz kontrolü gerçekleştirmesidir. Ayrıca PIC16F877 mikrodenetleyicisi kullanılarak sisteme, bir PI dış kontrol algoritması eklenmiştir. Sistemde PIC mikrodenetleyicisi kullanılması ile kontrolörde esneklik sağlanmıştır. Burada kullanılan PI kontrolör yöntemine ilaveten sadece yazılımın değiştirilmesi suretiyle sisteme kolayca değişik kontrol algoritmaları (PID, fuzzy vb.) uygulanabilir. Gerçekleştirilen sistemin blok şeması Şekil 5.1’de görülmektedir.



Şekil 5.1 Gerçekleştirilen sistemin blok şeması

Önceki bölümde ifade edildiği gibi motorun yol alması ve çalışması için rotor pozisyonunun kesinlikle bilinmesi gerekir. Sürekli çalışma modunda, ML4425 tümdevresi faz zıt emk'larından yararlanarak rotor pozisyonuna uygun sinyaller üretir. Bu sinyallerle üç fazlı inverter, belirli bir düzende anahtarlanır ve motorun stator sargılarında rotor pozisyonu ile senkron olarak dönen manyetik kutuplar

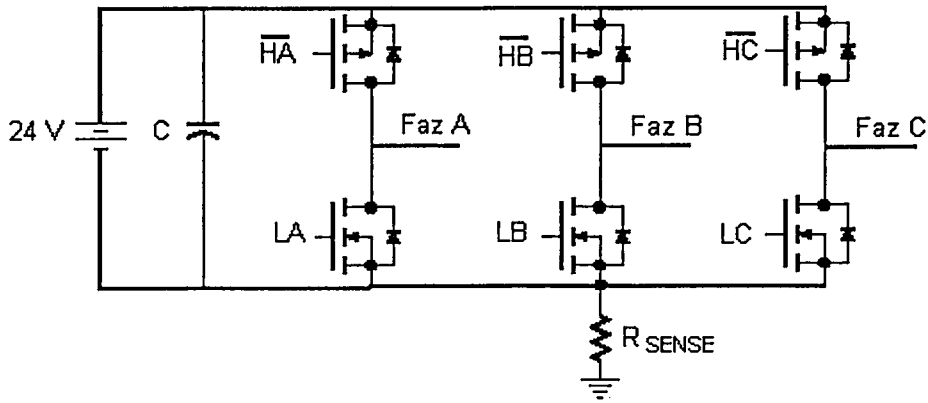
meydana getirilir. Ancak motor dururken veya düşük hızlarda, zıt emk oluşmamaktadır. Bunun için motorun yol alması ve belirli bir hıza kadar hızlandırılması büyük önem taşımaktadır. Başlangıçta, inverterin üst iki anahtarı ve bir alt anahtarı iletime geçirilerek rotor bilinen bir pozisyona getirilir. Daha sonra rotor, frekansı giderek artan açık çevrim bir anahtarlama rutini ile zıt emk'nın hissedilebileceği bir hıza kadar hızlandırılır. Bu hızdan daha yüksek hızlarda zıt emk hissedilebildiği için anahtarlama, zıt emk'ya bağlı olarak kapalı çevrim yapılır.

Devredeki PI kontrolör ise motorun hızı ve referans hız arasındaki hatayı hesaplar ve bu hata ile ilişkili olarak hız referans girişini ayarlar. Böylece motorun, herhangi bir anda yüklenmesinden veya başka sebeplerden kaynaklanan hız azalmasını telafi etmek için referans giriş artırılır ve sistemin istenen hıza daha kısa sürede ulaşması sağlanır.

## 5.1 Üç Fazlı İnverter

Uygulama devresindeki üç fazlı inverterde üç tane P kanallı ve üç tane de N kanallı MOSFET kullanılmıştır. Devrede sürme kolaylığından dolayı üst anahtar olarak P kanallı MOSFET'ler tercih edilmiştir. Eğer bütün anahtarlar N kanallı kullanılırsa, sürme devresinin üstteki her bir kolu için ayrı gerilim kaynağı kullanılması gerekir. Uygulama devresinde kullanılan üç fazlı inverter devresi Şekil 5.2'de görülmektedir.

Üç fazlı inverter için ML4425'in çıkış sürücülerini LA, LB, LC,  $\overline{HA}$ ,  $\overline{HB}$  ve  $\overline{HC}$ 'dir. LA, LB ve LC, üç fazlı güç katının A, B ve C fazları için alt taraftaki anahtarların sürme sinyallerini sağlar. Sinyallerin 12 V olduğu anlarda MOSFET'ler iletime geçer.  $\overline{HA}$ ,  $\overline{HB}$  ve  $\overline{HC}$ , üst taraftaki anahtarların sürme sinyallerini sağlar. Sinyallerin 0 V olduğu anlarda MOSFET'ler iletime geçer.



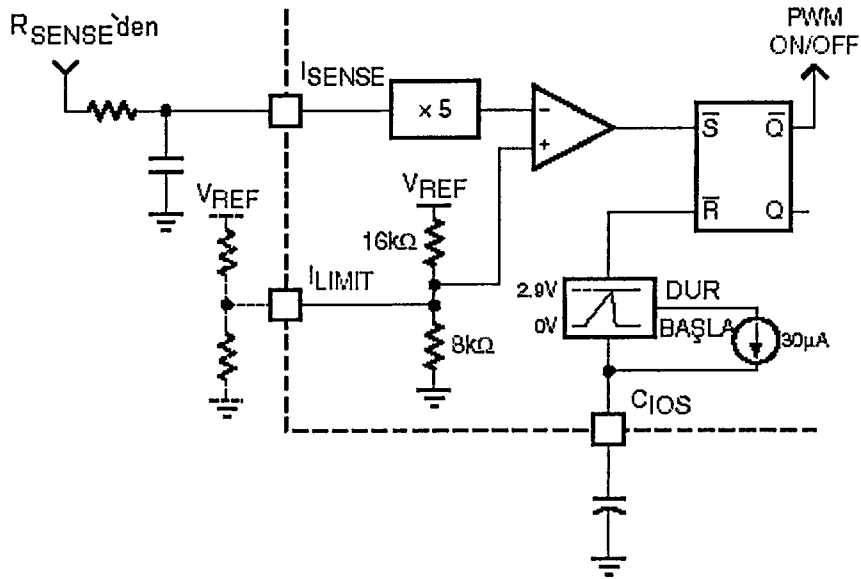
Şekil 5.2 Gerçekleştirilen üç fazlı inverter devresi

## 5.2 ML4425 Tümdevresinin İşlevsel Blokları

- Akım algılama devresi
- Komütasyon kontrol devresi
- Gerilim kontrollü osilatör
- Zıt emk örnekleyici
- Yol alma devresi
- PWM hız kontrolü

### 5.2.1 Akım algılama devresi

Şekil 5.2’de görülen akım algılama direnci ( $R_{SENSE}$ ), güç katı ve fırçasız DC motor içinden geçen maksimum akım değerini sınırlar.  $R_{SENSE}$  üzerindeki gerilim, akım sınır eşiğini aşarsa belirlenen bir süre içinde LA, LB ve LC çıkış sürücülerindeki sinyaller kesilerek akım koruması yapılır. Algılama direnci üzerindeki gerilim, alçak geçiren bir filtre ile filtrelendikten sonra tümdevreye uygulanabilir. Şekil 5.3’te akım algılama devresinin açık şeması görülmektedir.



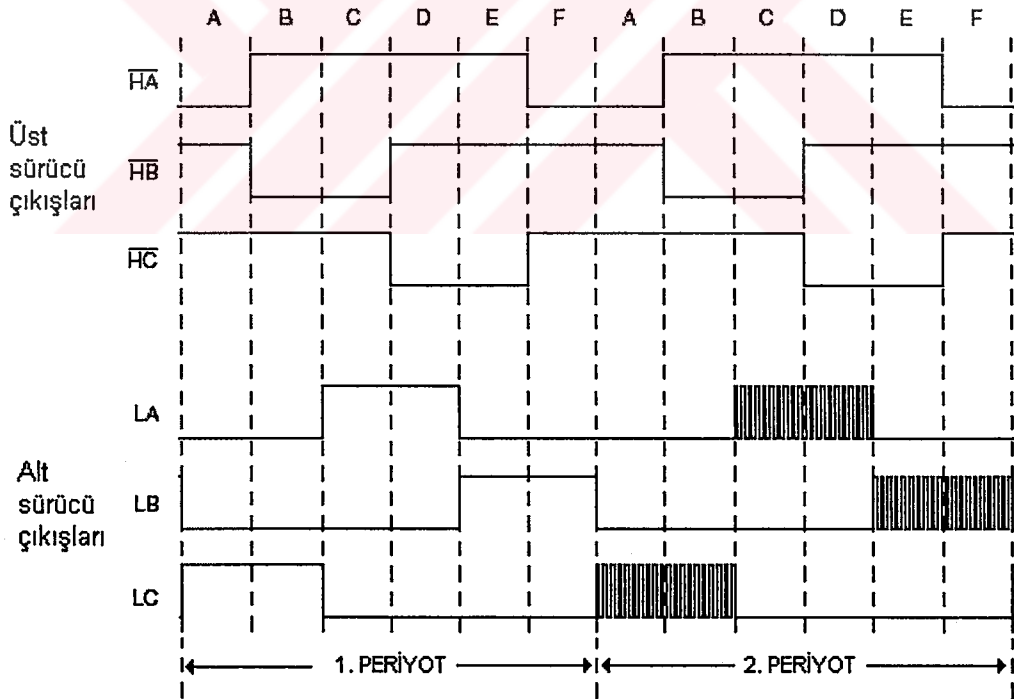
Şekil 5.3 Akım algılama devresi

### 5.2.2 Komütasyon kontrol devresi

Üç fazlı bir fırçasız DC motorun dönmesi için elektronik komütasyon gerekir. Elektronik komütasyon, üç fazlı yarım veya tam köprü bağlı anahtarların ilettime sokulup çıkartılmasıyla yapılır. Bir moment üretimi elde etmek için komütasyon, rotor pozisyonu tarafından belirlenir. ML4425'te elektronik komütasyon, bir fazdaki N kanallı anahtarın ve diğer bir fazdaki P kanallı anahtarın uygun bir sıra ile açılıp kapatılmasıyla elde edilir. Tam komütasyon periyodunu oluşturan anahtarlar, altı farklı kombinasyonda anahtarlanır. Bu kombinasyonlar Tablo 5.1 ve Şekil 5.4'te gösterilmiştir. Sinyallerin hangi sırayla uygulanacağı, komütasyon durum makinesinde (commutation state machine) programlanır. Komütasyon durum makinesinin clock sinyali, bir gerilim kontrollü osilatör (VCO) tarafından sağlanmaktadır. Şekil 5.4'teki ilk periyot tam komütasyonu, ikinci periyot ise %50 PWM'li sinyali göstermektedir.

Tablo 5.1 Komütasyon durum fonksiyonları

Durum	Çıkışlar						Giriş Örneklemesi
	$\overline{HA}$	$\overline{HB}$	$\overline{HC}$	LA	LB	LC	
R	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	Hizalama
A	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	GB B
B	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON	GB A
C	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	GB C
D	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	GB B
E	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	GB A
F	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	GB C

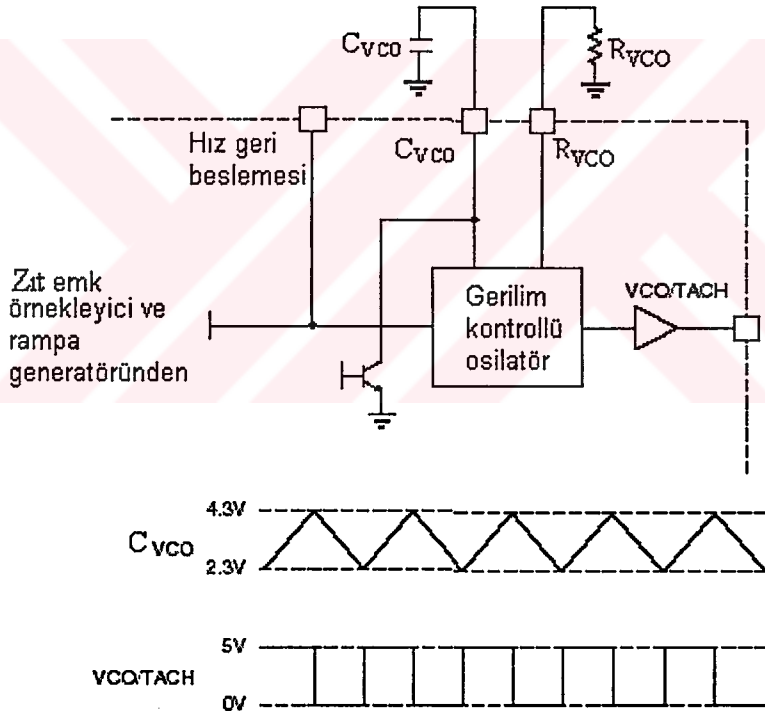


Şekil 5.4 Çıkış anahtarlama sırası

### 5.2.3 Gerilim kontrollü osilatör

Gerilim kontrollü osilatör (VCO), hız geri besleme ucundaki giriş gerilimi ile orantılı bir TTL sinyal üretir. Gerilimle frekansın oranı, Şekil 5.5'te görülen bir  $R_{VCO}$  ve bir  $C_{VCO}$  tarafından ayarlanır. Gerilim kontrollü osilatör, tümdevre algoritmasının senkronize çalışmasını sağlayan, açık çevrimde motor fazlarının komütasyon anlarını doğrudan, kapalı çevrimde endüklenen hareket gerilimlerine kilitlenerek dolaylı olarak belirleyen çok önemli bir elemandır.

VCO/TACH ucundaki gerilimin frekansı, motor hızıyla orantılıdır. Hız geri beslemesindeki gerilim, zıt emk örnekleyici tarafından üretilir.

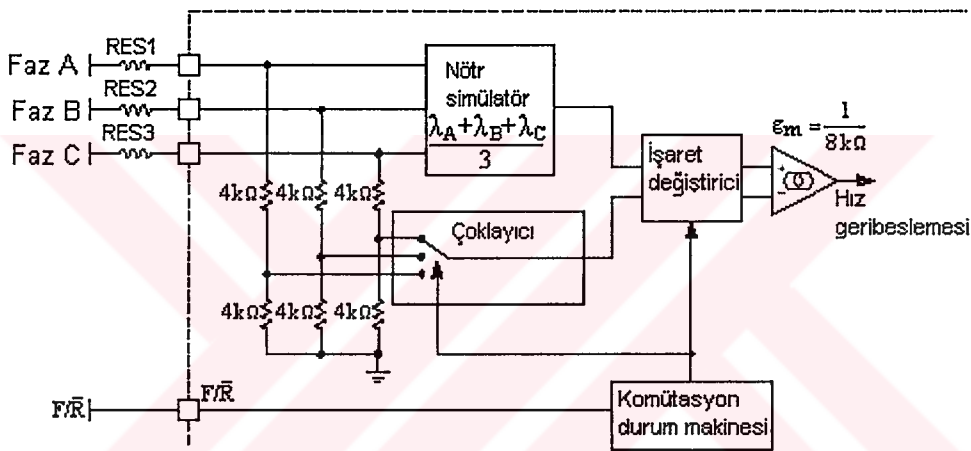


Şekil 5.5 Gerilim kontrollü osilatör bloğu ve TTL çıkış sinyali



### 5.2.4 Zıt emk örnekleyci

Zıt emk örnekleyci, gerilim kontrollü osilatörün girişidir ve motor fazlarındaki gerilimleri algılar. Tümdevre, 12 V'luk bir gerilimle çalıştığı için yüksek gerilimli motorlarda faz gerilimleri önüne, gerilim bölücü dirençler bağlanmalıdır. Şekil 5.6'da görüldüğü gibi temelde bir çoklayıcı gibi çalışır. Zıt emk örnekleyci, o anda enerjili olmayan motor fazını ölçer. Ölçülen faz, motor nötr gerilimi ile karşılaştırılan bir zıt emk sinyali verir. Örneklenen zıt emk, bir hata sinyali vasıtasıyla nötr ile karşılaştırılır.



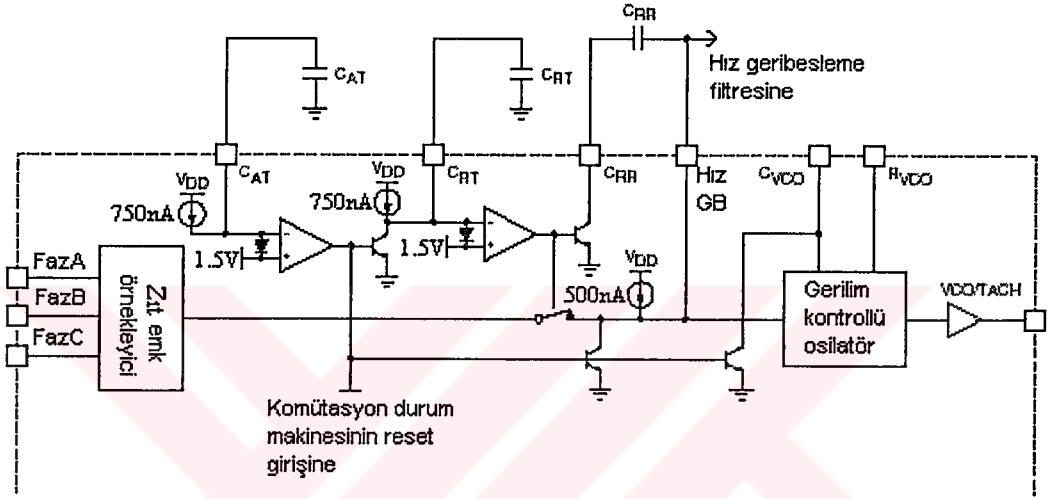
Şekil 5.6 Zıt emk örnekleyci bloğu

### 5.2.5 Yol alma devresi

ML4425'e ilk enerji uygulandığında ve motor durmaktayken, zıt emk sıfırdır. Anahtarlanmanın rotor pozisyonuna kilitlemesi ve motorun belirli bir hızda dönmesi gerekmektedir. Burada rotorun hızını, zıt emk'nın algılanabileceği bir hıza getirmek için açık çevrim bir yol alma tekniği kullanılmaktadır. Yol alma devresi hizalama, rampa ve çalışma modu olmak üzere üç kısımdan oluşur. Bu modların çalışması Şekil 5.7 incelenerek açıklanabilir.

- **Hizalama modu:**

Motorun yol alabilmesi için rotor, bilinen bir pozisyonda olmak zorundadır. İlk güç uygulandığında, kontrolör hizalama modundadır. Hizalama modu, LB,  $\overline{HA}$  ve  $\overline{HC}$  çıkış sürücülerini aktif yapar. Bu da rotoru, ilk komütasyon durumunun merkezinden elektriksel  $30^\circ$  önceki bir pozisyona getirir. Hizalama modu, rotorun istenilen pozisyona yerleşmesi için yeterince uzun olmalıdır.



Şekil 5.7 Hizalama ve rampa zamanını kontrol eden yol alma devresi

- **Rampa modu:**

Hizalama modunun sonunda kontrolör, rampa moduna girer. Rampa modu Tablo 5.1'de görüldüğü gibi A durumundan F durumuna doğru komütasyonu başlatır. Sinyallerin frekansı, gittikçe artırılır ve böylece motorda hızlandırılır. Bu, motor hızının, zıt emk örnekleyci için yeterli bir hıza ulaşmasını sağlar ve bundan sonra komütasyon zıt emk'ya bağlı olur.

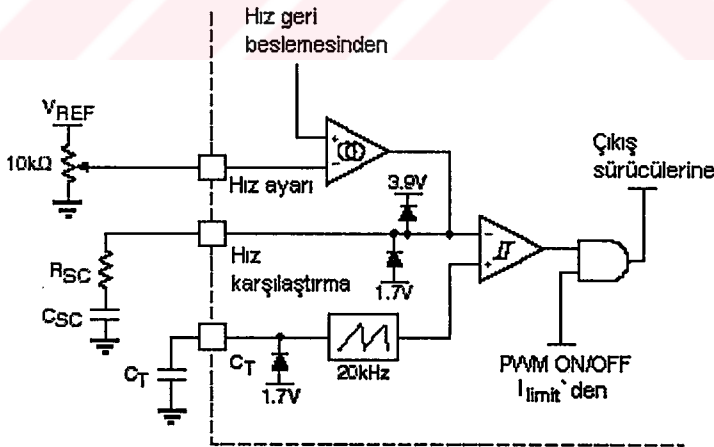
- **Çalışma modu:**

Rampa modunun sonunda kontrolör, çalışma moduna girer. Çalışma modunda, zıt emk hissedilmektedir ve komütasyon şimdi faz kilitleme çevriminin kontrolü altındadır. Motor hızı artık, hız kontrol çevrimi tarafından ayarlanabilir.

### 5.2.6 PWM hız kontrolü

Hız kontrolü, 0 ile 6,9 V arasındaki giriş gerilimi ile yapılır. Hız komutunun doğruluğu,  $R_{VCO}$  ve  $C_{VCO}$  elemanları tarafından belirlenir. ML4425'in hız komutunu kontrol etmek için kullanılan çok sayıda yöntem vardır. Örneğin basit olarak (açık çevrimde)  $V_{REF}$  ile toprak arasına bir potansiyometre bağlanarak hız kontrolü yapılabilir. Eğer hız kontrolü, bir mikrodenetleyiciden yapılacaksa, mikrodenetleyicinin çıkışında bir dijital/analog dönüştürücü kullanılarak hız komutu elde edilebilir.

Hız komutu, bir hata yükseltici vasıtasıyla hız geri beslemesinden algılanan gerçek hız ile karşılaştırılır. Hız hata yükseltcinin çıkışı, Şekil 5.8'de gösterilen hız karşılaştırma ucuna bağlanmıştır. Hız karşılaştırma ucundaki gerilim, PWM iletim süresini oluşturmak için bir rampa osilatörü ile karşılaştırılır. Rampa osilatörü, Şekil 5.8'de görüldüğü gibi 1,7 ile 3,9 V arasında değişen bir testere dişi sinyal üretir. Üretilen PWM sinyali ile LA, LB ve LC çıkış sürücülerinin açılıp kapanması kontrol edilir.



Şekil 5.8 Hız kontrol devresi

### 5.3 PIC Mikrodenetleyici PI Hız Kontrol Algoritması

Oransal-integral (PI) kontrol sisteminde, oransal ve integral kontrol birleştirilmiştir. Sadece oransal (P) kontrol kullanılan sistemlerde “sürekli durum hatası” denilen bir kayma söz konusudur. İyi bir kontrol sisteminde sürekli durum hatasının sıfır olması istenir. Bunun için oransal kontrol sistemine, integral kontrol elemanı da eklenmiştir. PI kontrol sisteminde, sistem başlangıçta veya herhangi bir anda aniden yüklendiğinde, bir salınım yapmakta ve kararlı duruma gelmektedir. Yani integral kontrol, sistemin sürekli durum hatasını sıfır yapmaktadır.

Bu uygulamada PI kontrol, PIC16F877 mikrodenetleyicisi kullanılarak sayısal bir algoritma ile gerçekleştirilmiştir. Referans giriş gerilimi ve motor hız geribesleme gerilimi, PIC16F877'nin dahili ADC'leri ile sayısal bir sinyale dönüştürülmüş ve bu iki sinyalin farkı alınarak elde edilen hata ifadesi, aşağıdaki denklemlere dayanılarak bir PI kontrol çıkış ifadesi elde edilmiştir.

$$E = ADC0 - ADC1 \quad (5.1)$$

$$E_p = K_p \cdot E \quad (5.2)$$

$$E_i = E_i + (K_i \cdot E \cdot \Delta T) \quad (5.3)$$

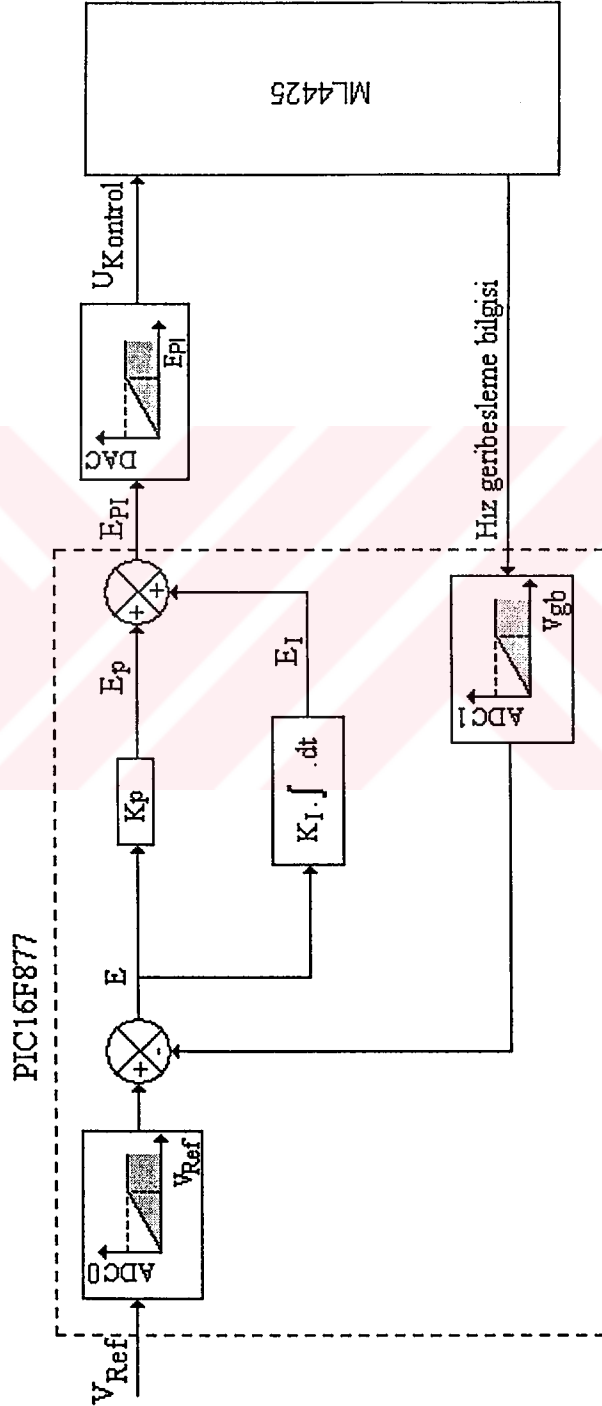
$$OUTP = (E_p + E_i) \quad (5.4)$$

Burada,

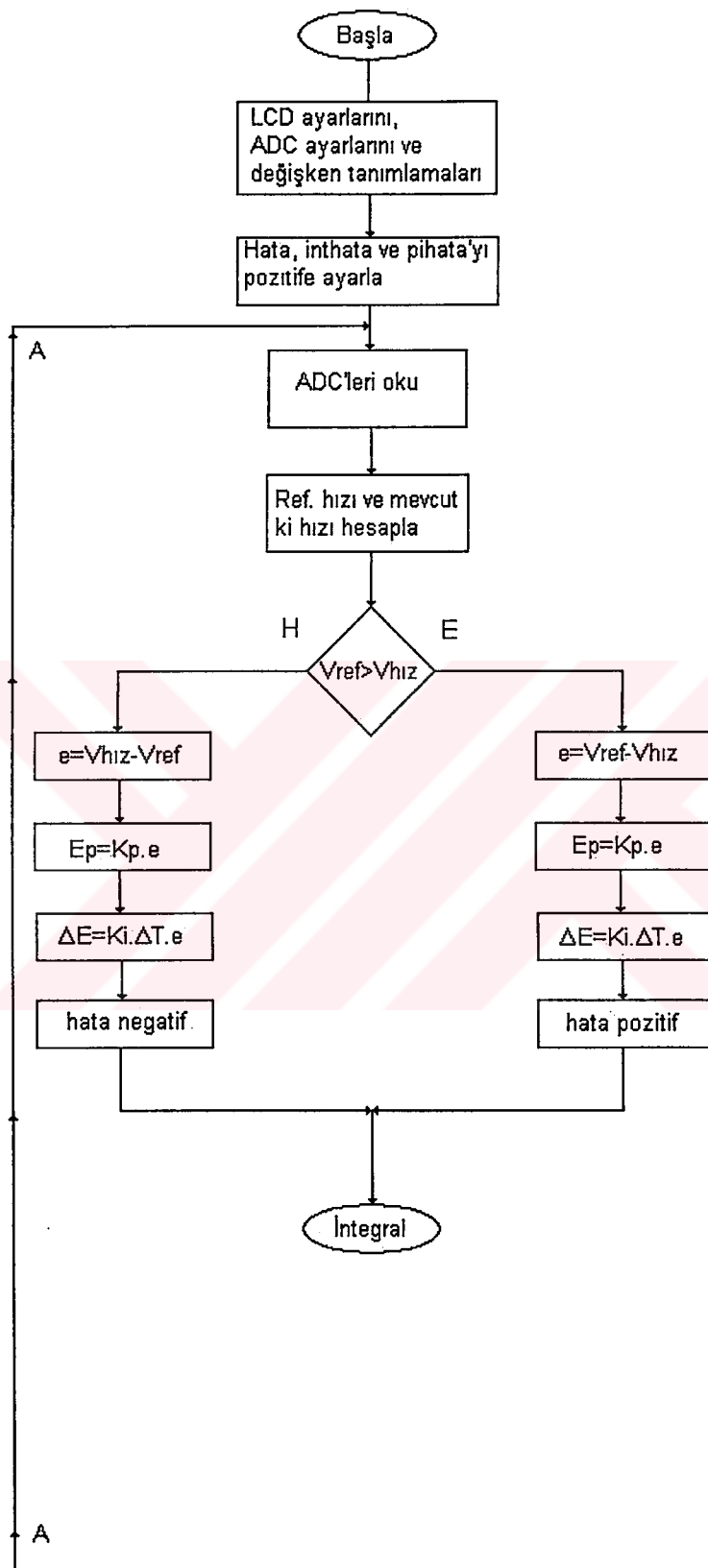
- E : hatayı,
- $K_p$  : Oransal katsayısı,
- $K_i$  : İntegral katsayısını,
- $E_p$  : Oransal çıkışı,
- $E_i$  : İntegral çıkışını,
- OUTP : Kontrolör çıkışını,
- $\Delta T$  : Örnekleme süresini

ifade etmektedir.

PI kontrolör çıkış ifadesi, harici bir DAC ile analog sinyale dönüştürülerek, motor sürücü sisteminin girişine uygulanan kontrol gerilimi elde edilmektedir. Gerçekleştirilen PI kontrol sisteminin şeması Şekil 5.9'da ve PIC16F877 kullanılarak gerçekleştirilen PI kontrol yazılımının akış şeması da Şekil 5.10'da görülmektedir.

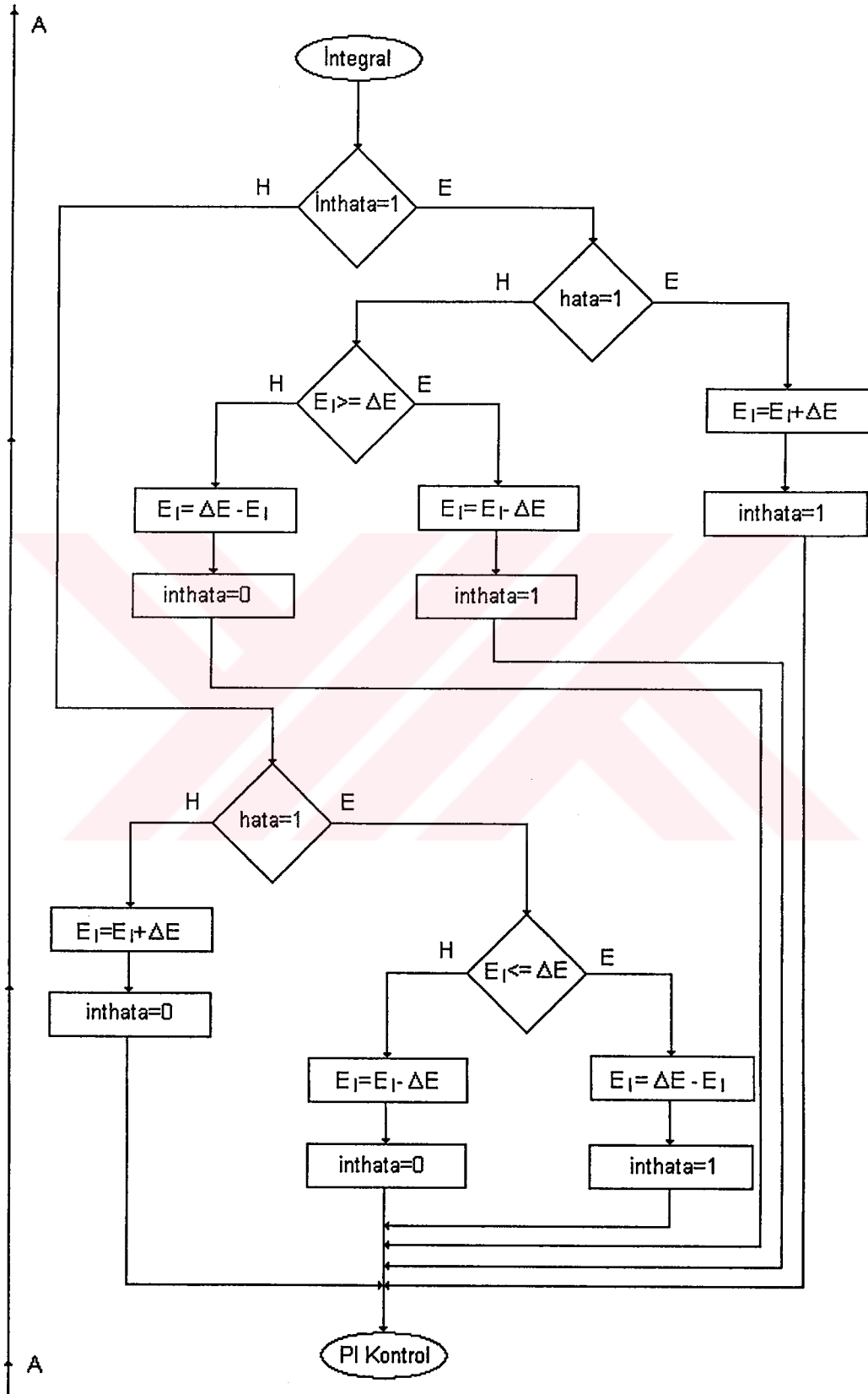


Şekil 5.9 Gerçekleştirilen PI kontrol sisteminin blok şeması



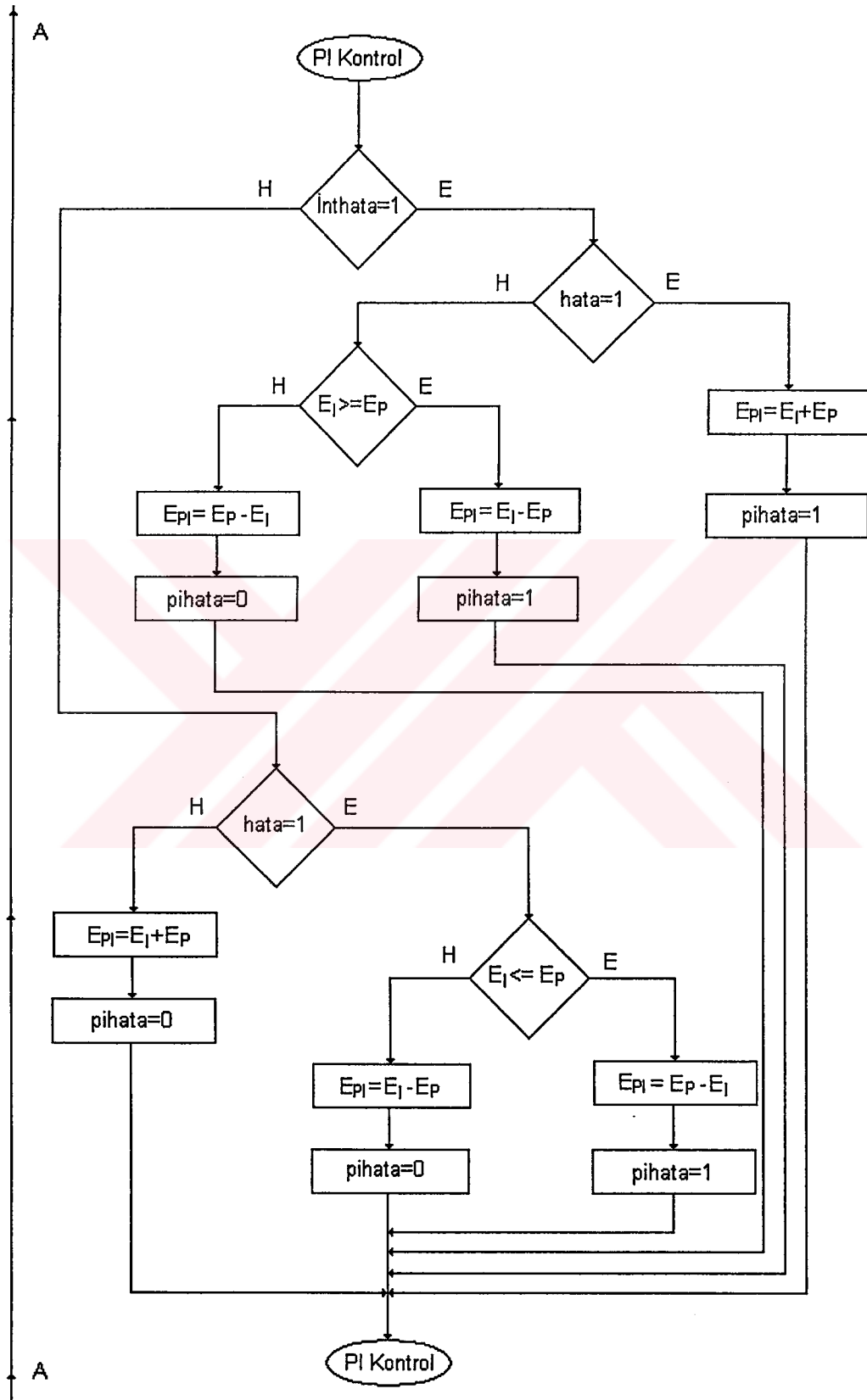
Şekil 5.10 Gerçekleştirilen PI kontrol yazılımının akış şeması

Şekil 5.10'un devamı



Şekil 5.10 Gerçekleştirilen PI kontrol yazılımının akış şeması

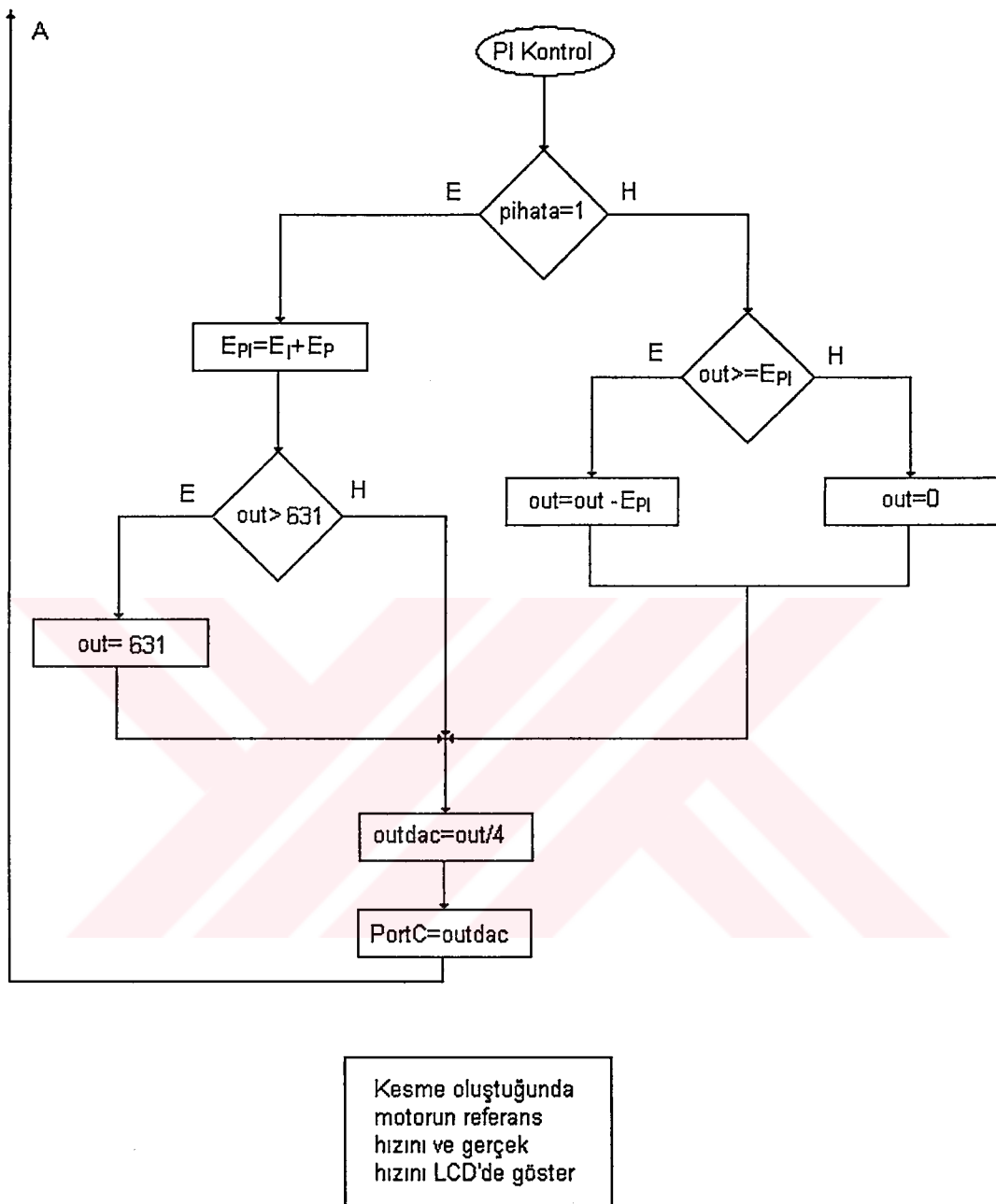
Şekil 5.10'un devamı



Şekil 5.10 Gerçekleştirilen PI kontrol yazılımının akış şeması



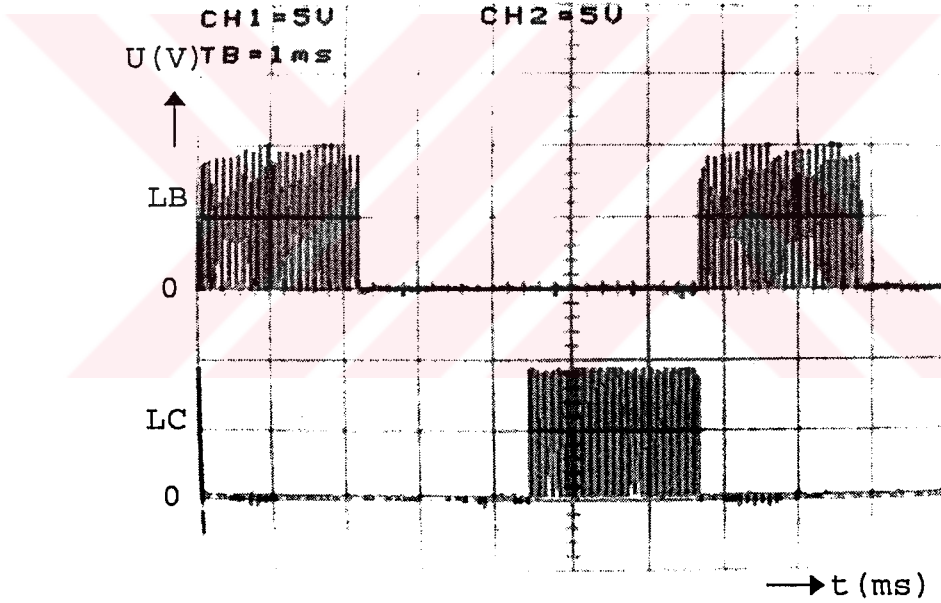
Şekil 5.10'un devamı



Şekil 5.10 Gerçekleştirilen PI kontrol yazılımının akış şeması

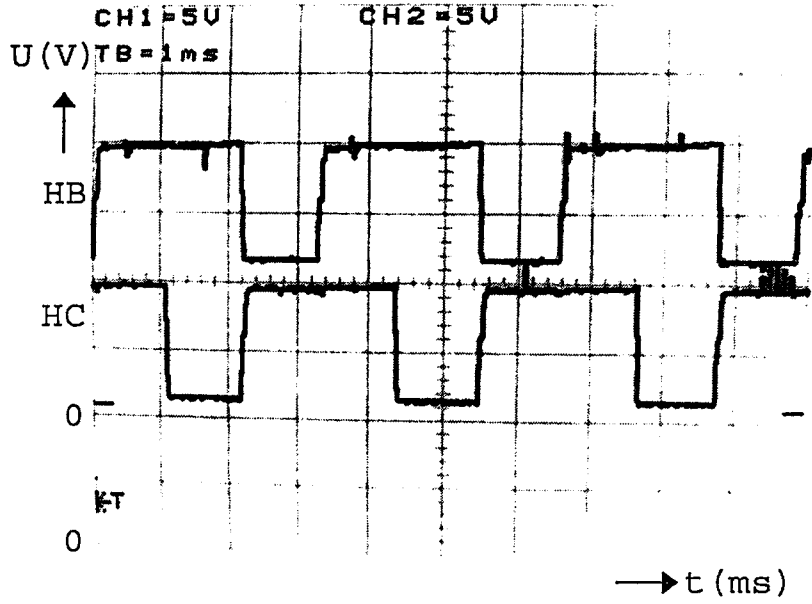
## 6. DENEY SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Gerçekleştirilen sensörsüz fırçasız DC motor sürücü kontrol devresi üzerinde çeşitli çalışmalar yapılmış ve bazı değişimler alınmıştır. Şekil 6.1’de üç fazlı köprü inverterin alt tarafındaki N kanallı MOSFET’lerin kapısına uygulanan 149 Hz’lik sinyaller görülmektedir. Uygulanan bu sinyallerle motor, 2435 d/dk hızla dönmektedir. Bu sinyallerinin yüksek seviyelerinde anahtarlar iletme girmekte, düşük seviyelerinde ise kesime gitmektedir. Anahtarlama gürültülerini yok etmek için devreye uygulanan PWM sinyallerinin frekansı, işitilebilir frekans bandının dışında (25 kHz) seçilmiştir.



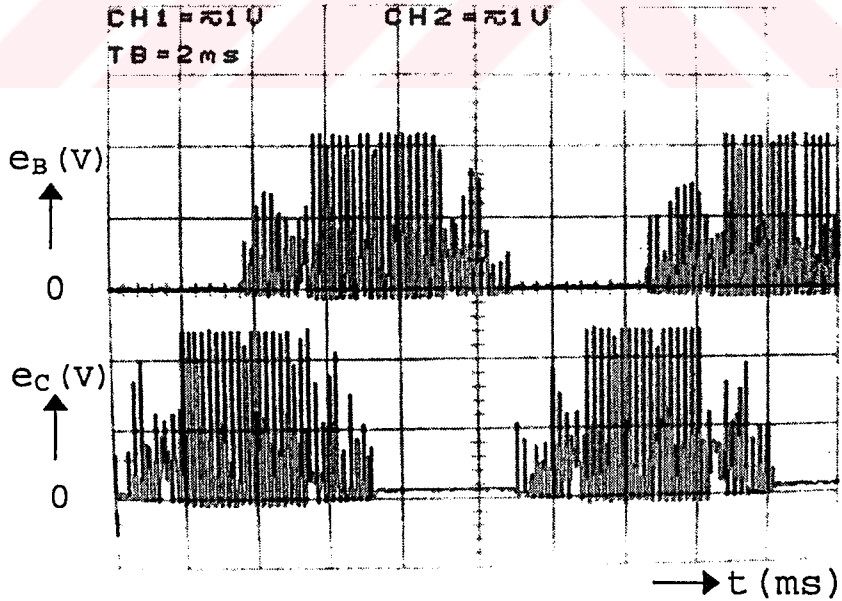
**Şekil 6.1**  $f=149$  Hz’lik çalışma frekansında, B fazının alt anahtar (LB) kapı sinyali ve C fazının alt anahtar (LC) kapı sinyalinin değişimi

Şekil 6.2’de üç fazlı köprü inverterin üst tarafındaki P kanallı MOSFET’lerin kapısına uygulanan 298 Hz’lik sinyaller görülmektedir. Uygulanan bu sinyallerle motor 4890 d/dk hızla dönmektedir. P kanallı MOSFET’ler bu sinyallerin düşük seviyelerinde iletme girmekte, yüksek seviyelerinde ise kesime gitmektedir.



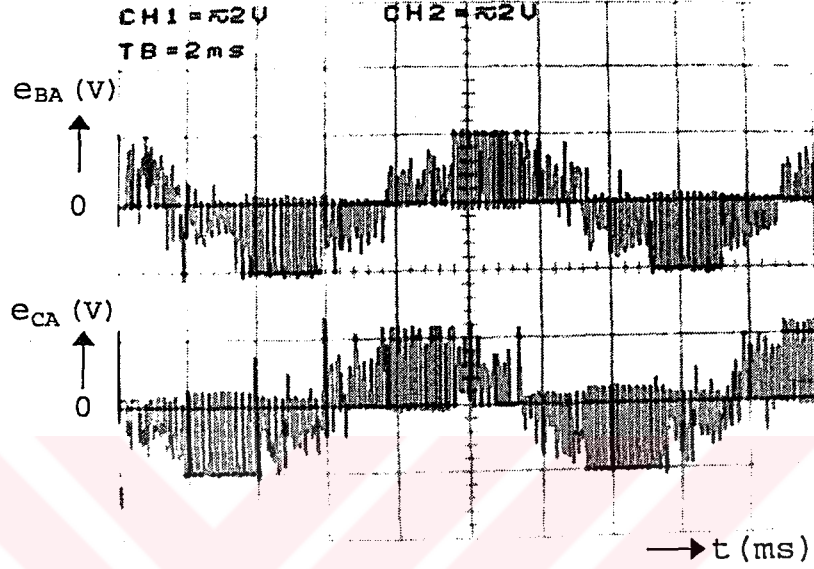
Şekil 6.2  $f=298$  Hz'lik çalışma frekansında, B fazının üst anahtar (HB) kapı sinyali ve C fazının üst anahtar (HC) kapı sinyalinin değişimi

Şekil 6.3'te B fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi görülmektedir. Burada meydana gelen faz zıt emk gerilimi 92 Hz'dir ve motor 1526 d/dk hızla dönmektedir.



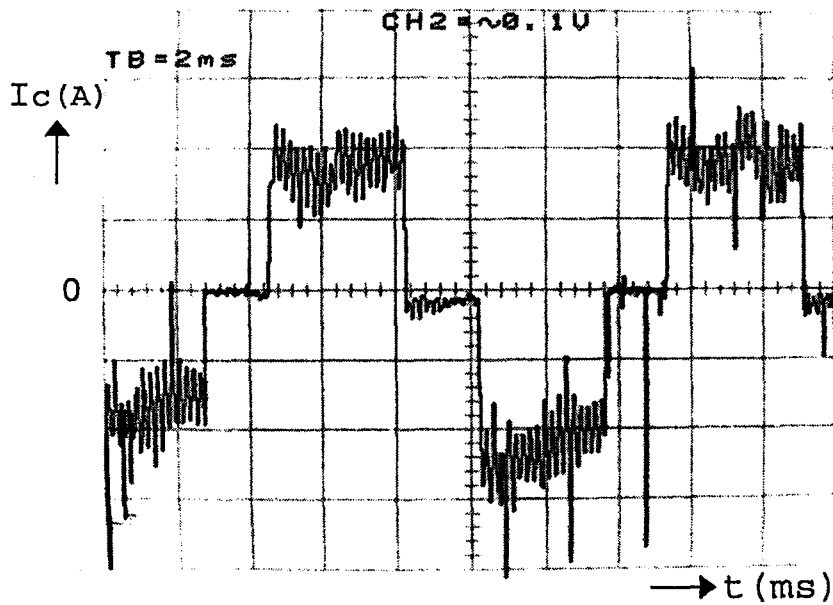
Şekil 6.3 B fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve nötr arasındaki zıt emk geriliminin değişimi (10 V/div)

Şekil 6.4'te B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi görülmektedir. Burada meydana gelen fazlar arasındaki zıt emk gerilimleri 92 Hz'lik bir frekansa sahiptir ve motor 1526 d/dk hızla dönmektedir.



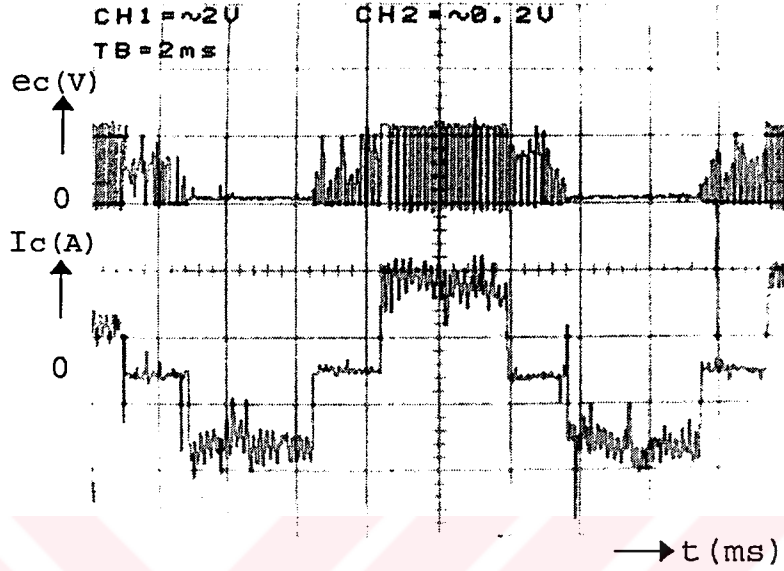
Şekil 6.4 B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk geriliminin değişimi (20 V/div)

Şekil 6.5'te C fazı'nın akımı görülmektedir. Buradaki faz akım sinyali 92 Hz'lik bir frekansa sahiptir ve motor 1526 d/dk hızla dönmektedir.



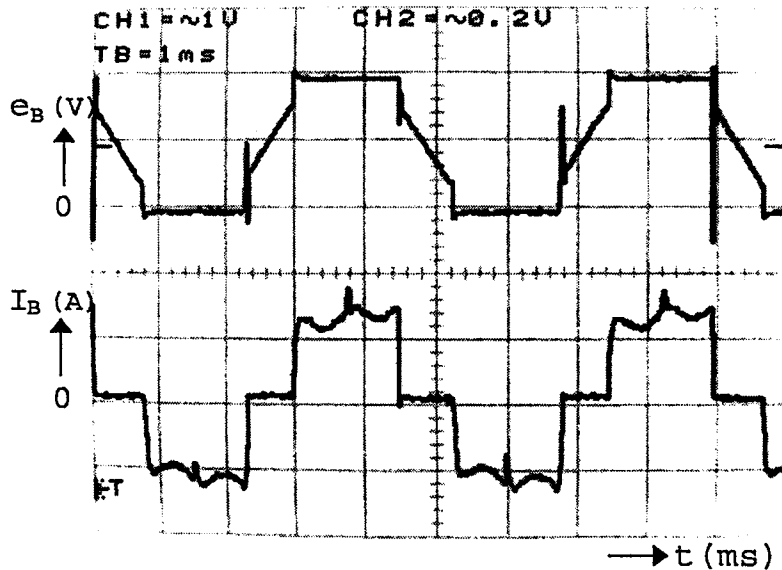
Şekil 6.5 92 Hz'lik çalışma frekansında, C faz akımının değişimi (0,1 A/div)

Şekil 6.6'da C fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi ile C faz akımı görülmektedir. Burada faz zıt emk'sı ve faz akım sinyali 92 Hz'lik bir frekansa sahiptir ve motor 1526 d/dk hızla dönmektedir.



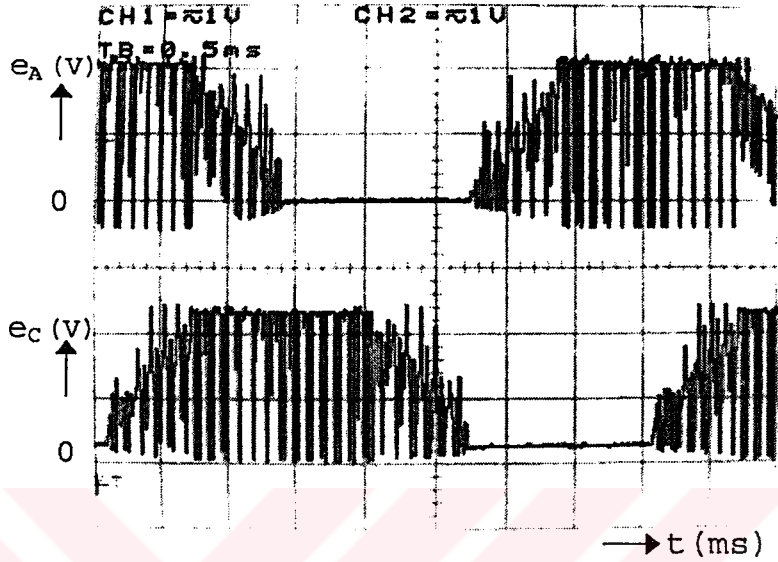
Şekil 6.6 C fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi (20 V/div) ve C faz akımının değişimi (0,2 A/div)

Şekil 6.7'de B fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi ile B faz akımı görülmektedir. Burada faz zıt emk'sı ve faz akım sinyali 232 Hz'lik bir frekansa sahiptir ve motor 3822 d/dk hızla dönmektedir.



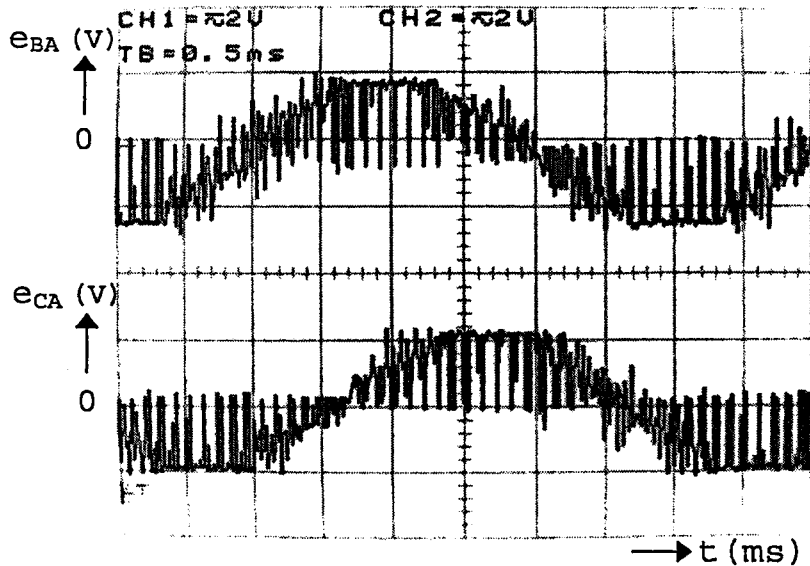
Şekil 6.7 B fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi (10 V/div) ve B faz akımının değişimi (0,2 A/div)

Şekil 6.8'de A fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi görülmektedir. Burada meydana gelen faz zıt emk gerilimi 250 Hz'dir ve motor 4102 d/dk hızla dönmektedir.



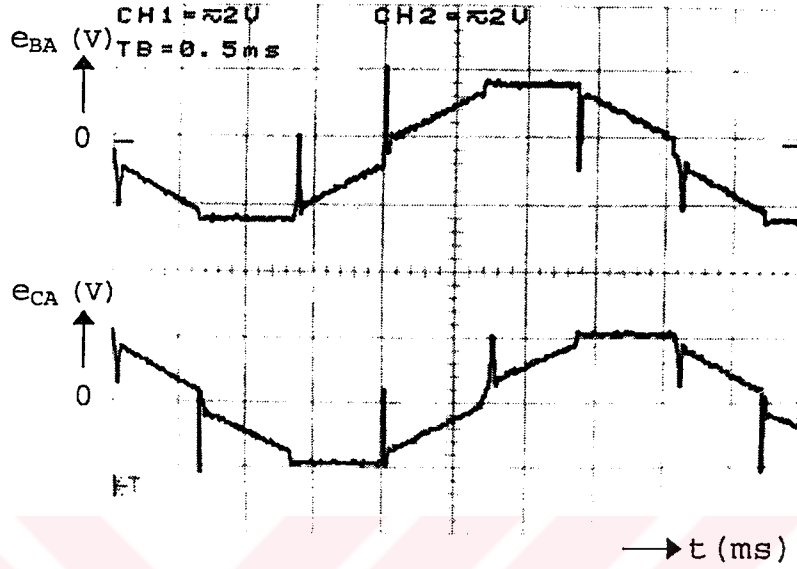
Şekil 6.8 A fazı ve nötr arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve nötr arasındaki zıt emk geriliminin değişimi (10 V/div)

Şekil 6.9'da B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi görülmektedir. Burada fazlar arasındaki zıt emk gerilimleri, 250 Hz'lik bir frekansa sahiptir ve motor, 4102 d/dk hızla dönmektedir.



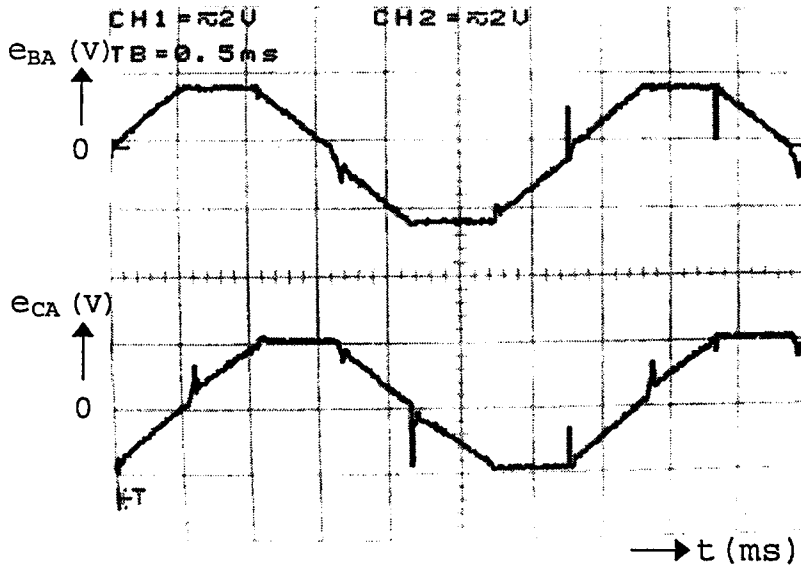
Şekil 6.9 Yüksüz durumda, B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk geriliminin değişimi (20 V/div)

Şekil 6.10'da B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi görülmektedir. Burada fazlar arasındaki zıt emk gerilimleri, 250 Hz'lik bir frekansa sahiptir ve motor, 4102 d/dk hızla dönmektedir.



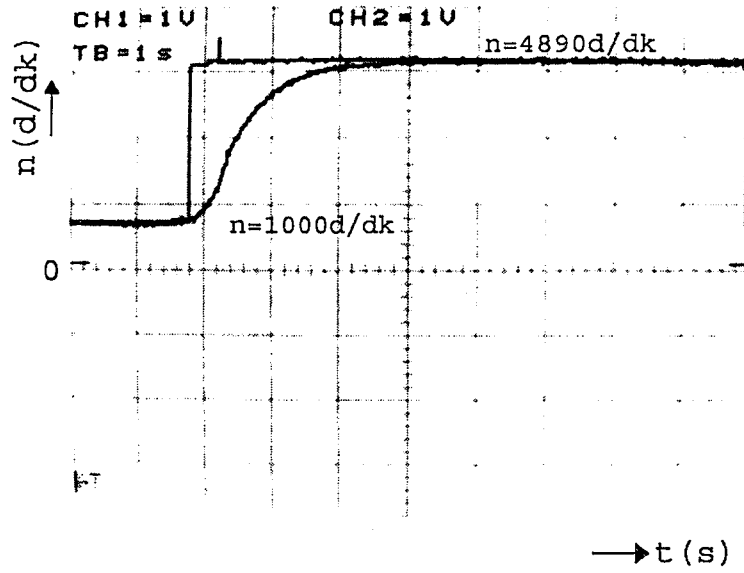
Şekil 6.10 Yüklü durumda, B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk geriliminin değişimi (20 V/div)

Şekil 6.11'de B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi görülmektedir. Burada fazlar arasındaki zıt emk gerilimleri, 298 Hz'lik bir frekansa sahiptir ve motor, 4890 d/dk hızla dönmektedir.



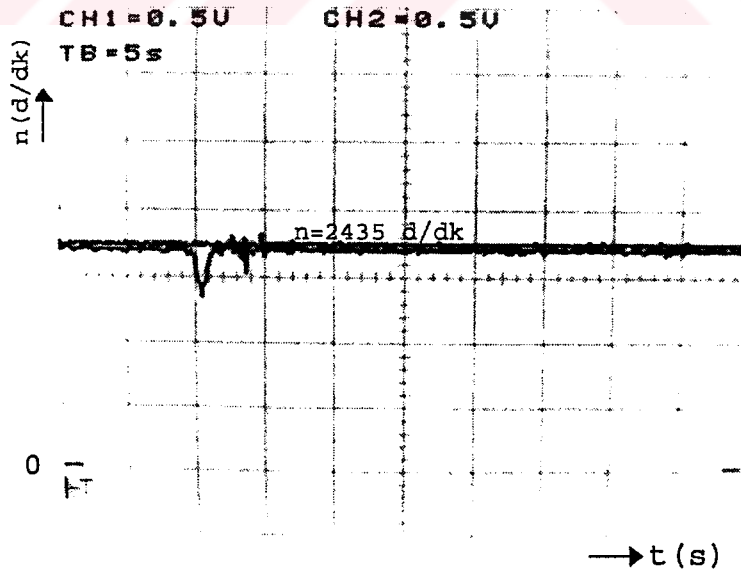
Şekil 6.11 B fazı ve A fazı arasındaki zıt emk gerilimi ile C fazı ve A fazı arasındaki zıt emk geriliminin değişimi (20 V/div)

Şekil 6.12’de motor yüksüz durumda 1000 d/dk hızla dönerken, referans hızın 4890 d/dk’ya çıkarılması durumundaki motor hız yerleşme eğrisini görülmektedir.



Şekil 6.12 Yüksüz durumda, referans hızın değiştirilmesiyle motor hızının yerleşme eğrisi

Şekil 6.13’te motor yüksüz durumda 2435 d/dk hızla dönerken aniden tam yükü yüklenmesi durumunda motor hızının referans hıza yerleşme eğrisini görülmektedir.



Şekil 6.13 Motor 2435 d/dk hızla dönerken tam yükü yüklenme durumundaki hız eğrisi



## 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, fırçasız DC motorun çalışma prensibi, yapısı, kullanım alanları, avantaj ve dezavantajları ile sensörlü ve sensörsüz kontrol metotları incelenerek fırçasız DC motorun sensörsüz hız kontrolü için zıt emk integrasyonu metoduna dayanan, PI kontrol algoritmasına sahip PIC mikrodenetleyicili bir hız kontrol sistemi pratik olarak gerçekleştirilmiştir.

Fırçasız DC motorlar aynı boyutta, aynı soğutma düzeneğine sahip fırçalı DC motorlara göre daha iyi verime ve daha yüksek güç faktörüne sahiptir. Fırçasız DC motorun yapısında bulunan mıknatısların manyetik özelliğini yitirmesi, kopması, kırılması ve başlangıç maliyetinin yüksek olması gibi dezavantajlarına rağmen boyutunun küçük olması, hafif olması, düşük kayıplı olması ve yüksek hız yeteneğine sahip olması bu motorların kullanımını avantajlı hale getirmiştir. Bu motorlar çok yüksek kontrol hassasiyeti gerektiren orta ve küçük güçlü uygulamalarda daha çok kullanılmaktadır.

Bu çalışmada, dış rotorlu fırçasız DC motor kullanılmıştır. Dış rotorlu fırçasız DC motorlar, ani yük değişimlerinde hız sabitliğini koruma özelliklerinden dolayı fan ve çamaşır makinesi uygulamalarında geniş kullanım alanı bulmaktadır. Özellikle fanlar, ortam sıcaklığının yüksek olduğu yerlerde kullanılmaktadır. Fırçasız DC motorlarda kullanılan hall sensörleri, sıcaklığa duyarlı elemanlar olduğundan fan uygulamalarında, sensörlü fırçasız DC motor kullanımı uygun değildir. Özellikle bu tip sıcak ortamlarda kullanılan uygulamalarda, fırçasız DC motor kontrolünün sensörsüz olarak gerçekleştirilmesi, doğruluk ve güvenilirlik bakımından çok uygundur.

Önceki bölümlerde ifade edildiği gibi motorun yol alması ve çalışması için rotor pozisyonunun kesinlikle bilinmesi gereklidir. Uygulamada, fırçasız DC motorlarda sensörsüz hız kontrolü sağlayan ML4425 tümdevresi kullanıldı. Böylece

mekanik sensörler kullanılmadan rotor pozisyonunun algılanması ve komütasyon sinyallerinin üretilmesi kolayca gerçekleştirildi.

Literatürde görülen çoğu sensörsüz kontrol metodunda, en önemli problemlerden biri, motorun yol alması diğeri ise düşük hız aralığındaki (0-500 d/dk) hız kontrolüdür. Bu problemlerin nedeninin, iletimde olmayan faz sargısı üzerinde indüklenen zıt emk gerilimlerinin, bu hız aralığında ve özellikle kalkışta algılanamayacak seviyede ya da aşırı gürültülü olduğu gözlenmiştir. Gerçekleştirilen sistemde, indüklenen zıt emk geriliminin algılanacak seviyeye gelinceye kadar (motor hızının 500 d/dk'nın üzerinde bir hıza ulaşmaya kadar) stator sargılarına, rotor konumundan bağımsız olarak, frekansı gittikçe artan darbelerin uygulanması ile kalkış problemi çözülmüştür. Motorun kalkışı sağlandıktan sonra zıt emk geriliminin algılanabildiği hızdan daha yüksek hızlarda motor kapalı çevrim olarak kontrol edilmiştir.

Ayrıca sistemde motor sürücü devresine ek olarak PIC16F877 mikrodenetleyicili bir PI hız kontrol devresi eklendi. PI kontrolör ile motorun hızı ve referans hız arasındaki hata hesaplandı ve bu hata ile ilişkili olarak hız referans girişi ayarlandı. Böylece motorun, herhangi bir anda yük değişiminden kaynaklanan hız değişimini telafi etmek için, referans giriş ayarlanarak sistemin istenen hıza daha kısa sürede ulaşması sağlandı.

Bu çalışmada, fırçasız DC motorun sensörsüz hız kontrolü bir PI algoritması kullanılarak pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Bundan sonra bu konuda çalışma yapacak araştırmacılar, aynı sisteme bir PID veya fuzzy gibi kontrol algoritmaları ilave edebilirler ve hız kontrolünün yanında pozisyon kontrolünü de gerçekleştirebilirler. Ayrıca fırçasız DC motorun düşük hızlarda sensörsüz kontrolü ile ilgili çeşitli çalışmalar yapılabilir.

**KAYNAKLAR**

- BECERRA, R.C., JAHNS, T.M., EHSANI, M., 1991, Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 202-209.
- ERTUGRUL, N., ACARNLEY, P., FRENCH, C.D., 1993. Real-Time Estimation of Rotor Position in PM Motors During Transient Operation, IEE Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, pp.311-316.
- ERTUGRUL, N., ACARNLEY, P., 1994. A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, pp. 126-133.
- HENDERSHOT, J.R., MILLER, T.J.E., 1994. Design of Brushless Permanent-Magnet Motor, New York: Oxford Univ. Press Inc.
- HESMONDHALGH, D.E., TIPPING, D., AMRANI, M., 1990. Performance of Design of an Electromagnetic Sensor for Brushless DC Motors, IEE Proceedings, vol. 137, no.3, pp. 174-183.
- JAHNS, T.M., BECERRA, R.C., EHSANI, M., 1991. Integrated Current Regulation for a Brushless ECM Drive, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, pp. 118-126.
- KANG, S.J., SUL, S.K., 1995. Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 6, pp. 796-802.
- LIU, T.H., CHENG, C.P., 1992. Adaptive Control for A Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, IEEE IECON, pp. 413-418.
- LIU, T.H., CHENG, C.P., 1993. Controller Design for A Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drive System, IEE Proceedings, vol.140, pp. 369-378.

- LIZUKA, K., UZUHASHI, H., KANO, M., 1985. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-27, pp. 595-601.
- MATSUI, N., TAKESHITA, T., YASUDA, K., 1992. A New Sensorless Drive of Brushless DC Motor, IEEE IECON, pp. 430-435.
- MİCRO LINEAR, 1996. Using the ML4425/ML4426 BLDC Motor Controller, Application Notes of Micro Linear Products.
- MİCRO LINEAR, 1997. ML4425/ML4426 Sensorless BLDC PWM Motor Controller, Datasheets of Micro Linear Products.
- MOREIRA, J., 1996. Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in A Wide Speed Range, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, pp. 401-407.
- MURPHY, J.M.D., TURNBULL, F.G., 1988. Power Electronic Control of AC Motors, 1st ed. Great Britian: Pergamon Pres.
- MURAI, Y., KAWASE, Y., OHASHI, K., NAGATAKE, K., OKUYAMA, K., 1989. Torque Ripple Improvement for Brushless DC Miniature Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.25, no. 3, pp. 441-450.
- OGASAWARA, S., AKAGI, H., 1990. An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors, IEEE IECON, pp. 443-447.
- OGASAWARA, S., AKAGI, H., 1991. An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, pp. 928-933.
- ÖZTURA, H., CANBAZ, H., 2003. Sabit Miknatıslı Değişken Hava Aralıklı Motorlarda Yüksüz Koşullardaki Momentin Azaltılmasına Yönelik Analiz, Elektrik-Elektronik –Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi, pp.133-136.

- PARK, S.J., PARK H.W., HARASHIMA F., LEE, M.H., 2000. A New Approach for Minimum-Torque-Ripple Maximum-Efficiency Control of BLDC Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.47, no. 1, pp. 109-114.
- SCHMIDT, P., GASPERI, M., RAY,G., WIJENAYAKE, A.H., 1997. Initial Rotor Angle Detection of a Non-Salient Pole Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, In Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 459-463.
- SHEN, J.X., IWASAKI, S., 2003. Improvement of ASIC-Based Sensorless Control for Ultrahigh-Speed Brushless DC Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 1049-1054.
- TOMITA M., SATOH, M., YAMAGUCHI, H., DOKI, S., OKUMA, S., 1996. Sensorless Estimation of Rotor Position of Cylindrical Brushless DC Motors Using Eddy Current, IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, pp 24-28.
- WATANABE, H., KATSUISHIMA, H., FUJII, T., 1991. An Improved Measuring System of Rotor Position Angles of the Sensorless Direct Drive Servo Motor, IEEE IECON, pp. 165-170.
- YEO, H.G., HONG, C.S., YOO, J.Y., JANG, H.G., BAE, Y.D., PARK Y.S., 1997. Sensorless Drive for Interior Permanent Magnet Brushless DC Motors, In Conf. Rec. IEEE-IEMDC'97, pp. TD1/3.1-TD1/3.3.
- YILMAZ, N., 2000. Fırçasız Doğru Akım Makinelerinde Konum Algılayıcısız Hız Denetimi, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

## **EKLER**

**EK A. PI Kontrol Yazılımı**

**EK B. ML4425 Tmdevresine Ait Katalog Bilgileri**



## EK A. PI Kontrolör Yazılımı

```
*****  
; Filename:   Plkontrol.asm  
; Date:      03.04.2004  
; File Version:  
;  
; Author:    Hulusi KARACA  
; Company:   SELCUK UNIVERSITESI  
*****
```

```
DEFINE LCD_DREG PORTD  
DEFINE LCD_DBIT 4  
DEFINE LCD_RSREG PORTB  
DEFINE LCD_RSBIT 0  
DEFINE LCD_EREG PORTB  
DEFINE LCD_EBIT 1  
DEFINE LCD_BITS 4  
DEFINE LCD_LINES 2  
DEFINE OSC 20
```

```
DEFINE ADC_BITS    10  
DEFINE ADC_CLOCK    3  
DEFINE ADC_SAMPLEUS 10
```

```
inthata VAR BIT  
hata VAR BIT  
pihata VAR BIT
```

```
gbadc VAR WORD  
refadc VAR WORD  
hiz VAR WORD  
refhiz VAR WORD  
eadc VAR WORD  
epadc VAR WORD  
eiadc VAR WORD  
deiadc VAR WORD  
epiadc VAR WORD
```

```
say VAR BYTE  
ilk VAR BYTE  
i VAR WORD
```

```
outadc VAR WORD  
outdac VAR BYTE  
dummy1 var word
```

dummy2 var word

dt CON 1  
kp CON 2  
ki CON 1

@ device WDT\_OFF

TRISC=%00000000  
TRISA = %11111111  
ADCON1 = %10000010

inthata=1  
hata=1  
pihata=1  
say=0  
eadc=0  
epadc=0  
eiadc=0  
epiadc=0  
deiadc=0  
refadc=0  
gbadc=0  
hiz=0

dummy1=0  
dummy2=0

OPTION\_REG=%01010101 'zaman gecikmesi için TMR0 seçildi.prescaler64  
INTCON=%10100000

ON INTERRUPT GoTo lcdyaz

basla:

ADCIN 0,refadc  
ADCIN 1,gbadc

'ref hızı oku.  
'şu anki hızı oku

IF refadc>=631 Then  
refadc=631  
ENDIF

IF gbadc>=631 Then  
gbadc=631  
ENDIF

refadc0=refadc0+refadc  
gbadc0=gbadc0+gbadc



say=say+1

IF say=89 Then                   '89 adet sayının ortalaması alınacak  
ref=refadc0/89  
gb=gbadc0/89

dummy1=4890\*ref  
refhiz = DIV32 631

dummy2=4890\*(gb)  
hiz=DIV32 631

IF refadc>=gbadc Then           'pozitif hata  
  eadc=refadc-gbacd  
  epadc=kp\*eadc  
  deiacd=(ki\*dt\*eadc)  
  hata=1  
  GoTo integral  
Else  
  eadc=gbadc-refadc  
  epadc=kp\*eadc  
  deiacd=(ki\*dt\*eadc)  
  hata=0  
  GoTo integral  
ENDIF

integral:

IF inthata=1 Then  
  IF hata=1 Then  
    eiadc=eiadc+deiacd  
    inthata=1  
    GoTo pikontrol  
  Else  
    IF eiadc>=deiacd Then  
      eiadc=eiadc-deiacd  
      inthata=1  
      GoTo pikontrol  
    Else  
      eiadc=deiacd-eiadc  
      inthata=0  
      GoTo pikontrol  
    ENDIF  
  ENDIF

Else

  IF hata=1 Then  
    IF eiadc<=deiacd Then  
      eiadc=deiacd-eiadc

```

        inthata=1
        GoTo pikontrol
    Else
        eiadc=eiadc-deiadc
        inthata=0
        GoTo pikontrol
    EndIF
Else
    eiadc=eiadc+deiadc
    inthata=0
    GoTo pikontrol
EndIF
EndIF
pikontrol:

    IF eiadc>736 Then eiadc=736

    IF inthata=1 Then
        IF hata=1 Then
            epiadc=eiadc+epadc
            pihata=1
            GoTo son
        Else
            IF eiadc>=epadc Then
                epiadc=eiadc-epadc
                pihata=1
                GoTo son
            Else
                epiadc=epadc-eiadc
                pihata=0
                GoTo son
            EndIF
        EndIF
    Else
        IF hata=1 Then
            IF eiadc<=epadc Then
                epiadc=epadc-eiadc
                pihata=1
                GoTo son
            Else
                epiadc=eiadc-epadc
                pihata=0
                GoTo son
            EndIF
        Else
            epiadc=eiadc+epadc
            pihata=0
            GoTo son
        EndIF
    EndIF
EndIF

```

```
        EndIF
    EndIF
son:
    IF epiadc>736 Then epiadc=736

    IF pihata=1 Then
        outadc=outadc+epiadc
        IF outadc>736 Then outadc=736
    Else
        IF outadc>=epiadc Then
            outadc=outadc-epiadc
        Else
            outadc=0
        EndIF
    EndIF
EndIF
```

analog:

```
outdac=outadc/4
IF outdac<30 Then
outdac=30
EndIF
PORTC=outdac
```

GoTo basla

Lcdyaz:

```
Pause 80
    LCDOut $FE,1
    LCDOut "R HIZ=",#refhiz," ",#eadc
    LCDOut $Fe,$C0
    LCDOut "HIZ=",#hiz," ",#outdac
End
```

# ML4425

## Sensorless BLDC Motor Controller

### Features

- Stand-alone operation
- Motor starts and stops with power to IC
- On-board start sequence: Align ♦ Ramp ♦ Set Speed
- Patented Back-EMF commutation technique provides jitterless torque for minimum "spin-up" time
- Onboard speed control loop
- PLL used for commutation provides noise immunity from PWM spikes, compared to noise sensitive zero crossing technique
- PWM control for maximum efficiency
- Direct FET drive for 12V motors; drives high voltage motors with IC buffers

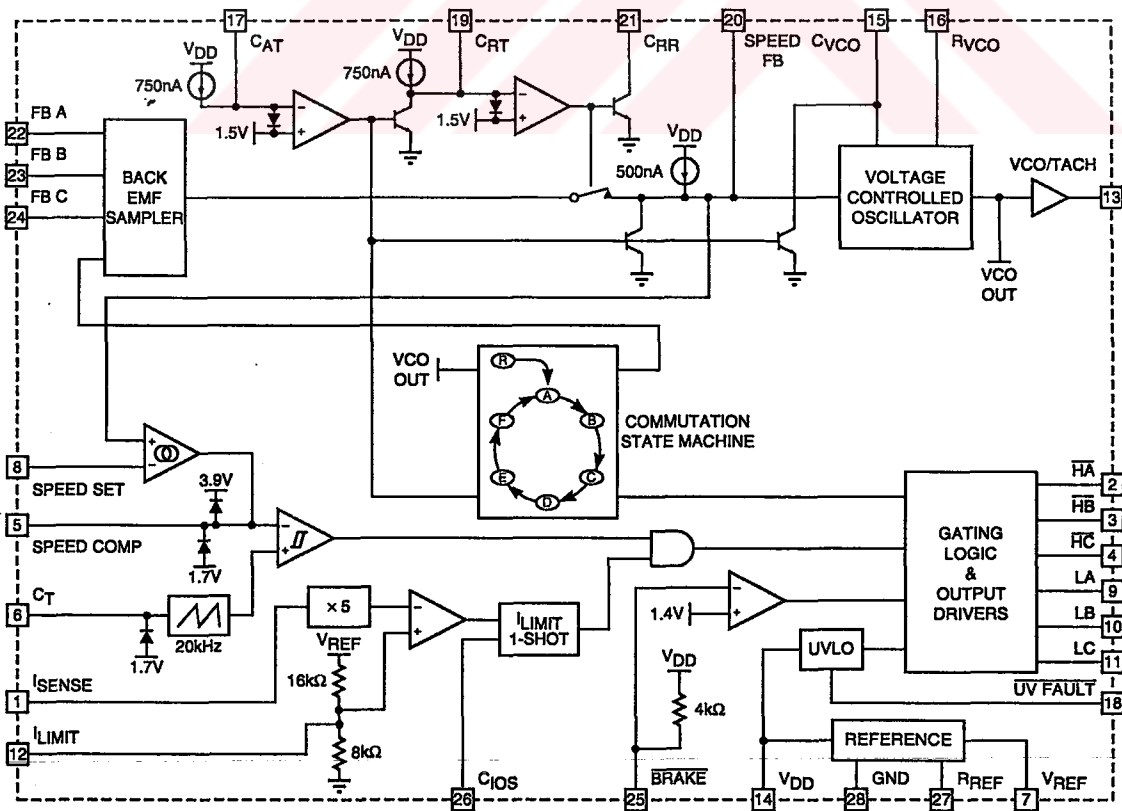
### General Description

The ML4425 PWM motor controller provides all of the functions necessary for starting and controlling the speed of delta or wye wound Brushless DC (BLDC) motors without Hall Effect sensors. Back EMF voltage is sensed from the motor windings to determine the proper commutation phase sequence using a PLL. This patented sensing technique will commutate a wide range of 3-Phase BLDC motors and is insensitive to PWM noise and motor snubbing circuitry.

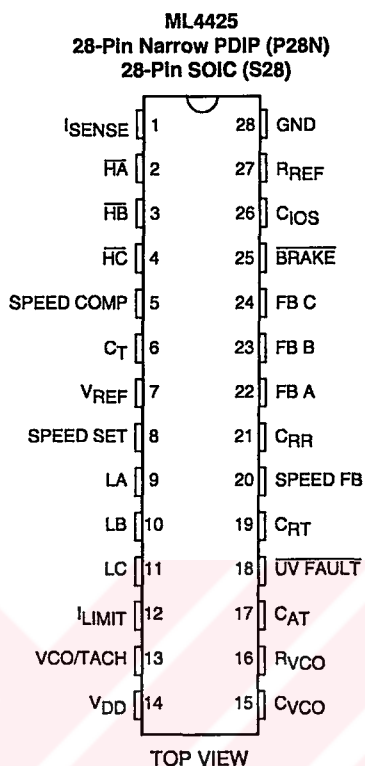
The ML4425 limits the motor current using a constant off-time PWM control loop. The velocity loop is controlled with an onboard amplifier. The ML4425 has circuitry to ensure that there is no shoot-through in directly driven external power MOSFETs.

The timing of the start-up sequence is determined by the selection of three timing capacitors. This allows optimization for a wide range of motors and loads.

### Block Diagram



## Pin Configuration



## Pin Description

Pin	Name	Function
1	$I_{SENSE}$	Motor current sense input. When $I_{SENSE}$ exceeds $0.2 \leftrightarrow I_{LIMIT}$ , the output drivers LA, LB, and LC are shut off for a fixed time determined by $C_{IOS}$ .
2	$\overline{HA}$	Active low output driver for the phase A high-side switch.
3	$\overline{HB}$	Active low output driver for the phase B high-side switch.
4	$\overline{HC}$	Active low output driver for the phase C high-side switch.
5	SPEED COMP	Speed control loop compensation is set by a series resistor and capacitor from SPEED COMP to GND.
6	$C_T$	A capacitor from $C_T$ to GND sets the PWM oscillator frequency.
	$V_{REF}$	6.9V reference voltage output.
8	SPEED SET	Speed loop input which ranges from 0 (stopped) to $V_{REF}$ (maximum speed).
9	LA	Active high output driver for the phase A low-side switch.
10	LB	Active high output driver for the phase B low-side switch.
11	LC	Active high output driver for the phase C low-side switch.
12	$I_{LIMIT}$	Voltage on this pin sets the $I_{SENSE}$ threshold voltage at $0.2 \leftrightarrow I_{LIMIT}$ , leaving this pin unconnected selects an internally set threshold.
13	VCO/TACH	This TTL level output corresponds to the signal used to clock the commutation state machine. The output frequency is proportional to the motor speed when the back-EMF sensing loop is locked onto the rotor position.
14	$V_{DD}$	12V power supply input.
15	$C_{VCO}$	A capacitor to GND sets the voltage-to-frequency ratio of the VCO.

**Pin Description** (continued)

Pin	Name	Function
16	R <sub>VCO</sub>	An resistor to GND sets up a current proportional to the input voltage of the VCO.
17	C <sub>AT</sub>	A capacitor to GND sets the time that the controller stays in the align mode.
18	UV FAULT	This output goes low when V <sub>DD</sub> drops below the UVLO threshold, and indicates that all output drivers have been disabled.
19	C <sub>RT</sub>	A capacitor to GND sets the time that the controller stays in the ramp mode.
20	SPEED FB	Output of the back-EMF sampling circuit and input to the VCO. An RC network connected to SPEED FB sets the compensation for the PLL loop formed by the back-EMF sampling circuit, the VCO, and the commutation state machine.
21	C <sub>RR</sub>	A capacitor to between C <sub>RR</sub> and SPEED FB sets the ramp rate (acceleration) of the motor when the controller is in ramp mode.
22	FB A	The motor feedback voltage from phase A is monitored through a resistor divider for back-EMF sensing at this pin.
23	FB B	The motor feedback voltage from phase B is monitored through a resistor divider for back-EMF sensing at this pin.
24	FB C	The motor feedback voltage from phase C is monitored through a resistor divider for back-EMF sensing at this pin.
25	BRAKE	A logic low input activates motor braking by shutting off the high-side output drivers and turning on the low-side output drivers.
26	C <sub>IOS</sub>	A capacitor to GND sets the time that the low-side output drivers remain off after I <sub>SENSE</sub> exceeds its threshold .
27	R <sub>REF</sub>	An 137kΩ resistor to GND sets a current proportional to V <sub>REF</sub> that is used to set all the internal bias currents except for the VCO.
28	GND	Signal and power ground.

**Absolute Maximum Ratings**

Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged. Absolute maximum ratings are stress ratings only and functional device operation is not implied.

Parameter	Min.	Max.	Units
V <sub>DD</sub>		14	V
Logic Inputs (SPEED FB, BRAKE)	GND – 0.3	7	V
All Other Inputs and Outputs	GND – 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3	V
Output Current (LA, LB, LC, HA, HB, HC)		±50	mA
Junction Temperature		150	°C
Storage Temperature Range	-65	150	°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec.)		260	°C
Thermal Resistance (θ <sub>JA</sub> ) 28-Pin Narrow PDIP 28-Pin SOIC		48 75	°C/W °C/W

**Operating Conditions**

Parameter	Min.	Max.	Units
Temperature Range ML4425CX ML4425IX	0 -40	70 85	°C °C
V <sub>DD</sub>	10.8	13.2	V

## Electrical Characteristics

Unless otherwise specified,  $V_{DD} = 12V \pm 10\%$ ,  $R_{SENSE} = 1\Omega$ ,  $C_{VCO} = 10nF$ ,  $C_{IOS} = 100pF$ ,  $R_{REF} = 137k\Omega$ ,  
 $T_A$  = Operating Temperature Range (Notes 1, 2).

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units	
<b>Reference</b>							
$V_{REF}$	Total Variation	Line, Temp	6.5	6.9	7.5	V	
<b>PWM Oscillator</b>							
	Total Variation	$C_T = 1nF$		28		kHz	
	Ramp Peak			3.9		V	
	Ramp Valley			1.7		V	
	Ramp Charging Current					$\mu A$	
<b>Speed Control Loop</b>							
	SPEED SET Input Voltage Range		0		$V_{REF}$	V	
	SPEED FB Input Voltage Range		0		$V_{REF}$	V	
	SPEED COMP Output Current		$\pm 5$		$\pm 20$	$\mu A$	
	SPEED SET Error Amp Transconductance	$V_{SPEED SET} = xV$ , $V_{SPEED FB} = yV$		144		$\mu\Omega$	
<b>Start-up</b>							
	C <sub>AT</sub> Charging Current		C Suffix	0.68		0.98	$\mu A$
			I Suffix	0.5		1.1	$\mu A$
	C <sub>AT</sub> Threshold Voltage		1.4		1.7	V	
	C <sub>RT</sub> Charging Current		C Suffix	0.68		0.98	$\mu A$
			I Suffix	0.5		1.1	$\mu A$
	C <sub>RT</sub> Threshold Voltage		1.4		1.7	V	
<b>Voltage Controlled Oscillator</b>							
	Frequency Range	$R_{VCO} = 5V$ , SPEED FB = 6V	1.5	1.85	2.2	kHz	
	Frequency vs. SPEED FB	$R_{VCO} = 5V$ , $0.5V \leq \text{SPEED FB} \leq 7V$		300		Hz/V	
<b>Current Limit</b>							
	I <sub>SENSE</sub> Gain	$V(I_{LIMIT}) \leq 2.5V$	4.5	5.0	5.5	V/V	
	One Shot OFF-Time	$C_{IOS} = 100pF$	C Suffix	9		18	$\mu s$
			I Suffix	9		20	$\mu s$
<b>Logic Inputs (BRAKE) (Note 3)</b>							
$V_{IH}$	Input High Voltage		2			V	
$V_{IL}$	Input Low Voltage				0.8	V	
$I_{IH}$	Input High Current	$V_{IH} = 2.4V$		2.4		mA	
$I_{IL}$	Input Low Current	$V_{IL} = 0.4V$		2.9		mA	

**Electrical Characteristics** (continued)

Unless otherwise specified,  $V_{DD} = 12V \pm 10\%$ ,  $R_{SENSE} = 1\Omega$ ,  $C_{VCO} = 10nF$ ,  $C_{IOS} = 100pF$ ,  $R_{REF} = 137k\Omega$ ,  $T_A$  = Operating Temperature Range (Notes 1, 2).

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units	
<b>Logic Outputs (VCO/TACH, <math>\overline{UV}</math> FAULT) (Note 3)</b>							
	VCO/TACH Output High Voltage	$I_{OUT} = -100\mu A$	2.2			V	
	VCO/TACH Output Low Voltage	$I_{OUT} = 400\mu A$			0.6	V	
	UV FAULT Output High Voltage	$I_{OUT} = -10\mu A$	C Suffix	3.4	4.5	5.4	V
			I Suffix	3.2		5.6	V
	$\overline{UV}$ FAULT Output Low Voltage	$I_{OUT} = 400\mu A$			0.6	V	
<b>Back-EMF Sampler</b>							
	SPEED FB Align Mode Voltage			125	250	mV	
	SPEED FB Ramp Mode Current		C Suffix	500		720	nA
			I Suffix	500		750	nA
	SPEED FB Run Mode Current	State A, $C_{RT} = 5V$ , $V_{PHB} = V_{DD}/3$	C Suffix	30		90	$\mu A$
			I Suffix	27		90	$\mu A$
		State A, $C_{RT} = 5V$ , $V_{PHB} = V_{DD}/2$		-15		15	$\mu A$
		State A, $C_{RT} = 5V$ , $V_{PHB} = 2 \leftrightarrow V_{DD}/3$	C Suffix	-90		-30	$\mu A$
			I Suffix	-90		-27	$\mu A$
<b>Output Drivers</b>							
	High Side Driver Output Low Current	$V_{FX} = 2V$	0.5		1.2	mA	
	High Side Driver Output High Voltage	$I_{FX} = -10\mu A$	$V_{CC} - 1.3$			V	
	Low Side Driver Output Low Voltage	$I_{LX} = 1mA$		0.2	0.7	V	
	Low Side Driver Output High Voltage	$V(I_{SENSE}) = 0V$	C Suffix	$V_{DD} - 2.2$		V	
			I Suffix	$V_{DD} - 2.9$		V	
	Phase C Cross-conduction Lockout Threshold			$V_{DD} - 3.0$		V	
<b>Supply</b>							
$I_{DD}$	$V_{DD}$ Current			32	50	mA	
	UVLO Threshold		C Suffix	8.8	9.5	10.2	V
			I Suffix	8.6		10.3	V
	UVLO Hysteresis			150		mV	

**Notes:**

- Limits are guaranteed by 100% testing, sampling, or correlation with worst case test conditions.
- For explanation of states, see Figure 4 and Table 1.
- The BRAKE and UV FAULT pins each have an internal 4k $\Omega$  resistor to the internal reference.