

55517

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FİRÇASIZ SERVOMOTORLAR
YAPILARI VE KONTROL ESASLARI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mak. Müh. Turgay MAMUR

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 15 Ocak 1996

Tezin Savunulduğu Tarih : 02 Şubat 1996

Tez Danışmanı

: Doç. Dr. N. Aydın HIZAL

Diğer Jüri Üyeleri

: Prof. Dr. Kaan EDİZ

: Prof. Dr. Talha DİNİBÜTÜN

OCAK 1996

Önsöz

Güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler servomotor sistemlerinde yeni sürücü bileşenlerinin doğmasına sebep olmuştur. DC fırçalı motorlarda kullanılan fırça ve komütatör elemanlarının yerine elektronik anahtarlama elemanlarının kullanılması, bunların mikroişlemci&güç elektroniği elemanları kullanılarak anahtarlanması ve bu şekilde kontrol edilen akım&voltaj değerinin motor sarımlarına verilmesi suretiyle fırçasız motor yapısı elde edilmiştir. Mikroişlemcilerdeki işlem hızlarının artması sonucunda mikroişlemci kontrollü güç elektroniği ve bunun bir bileşeni olan fırçasız servomotor sürücüleri kompleks yapıdaki kontrol algoritmaları ile rahatlıkla kontrol edilebilir hale gelmiştir.

Fırça ve komütatör elemanlarının olmaması sebebi ile fırçasız servomotorlar sürücü sistemlerde daha fazla kullanılır hale gelmiştir. Sistem bir bütün açısından ele alındığında Güç Elektroniği, Mikroişlemci Teknolojisi, Programlama Tekniği, Elektrik Motorları ve Kontrol teknolojisi gibi çok geniş bir alana yayılmaktadır. Uzak doğu literatüründe bu yeni oluşan çalışma alanı Mekatronik (Mechatronic) Mühendisliği, batı literatüründe ise Motion Control (Hareket Kontrol) mühendisliği olarak adlandırılmaktadır. Günümüz sistemlerinde büyük önem arzeden fırçasız servomotorlar bahsedilen bu çalışma alanlarının ortak ürünü olarak üretilmiştir. Çalışmada Fırçasız servomotorların genel yapıları, kumanda devreleri üzerinde durulmuş ve uygulamaya göre servomotorun seçimi konusuna detaylı olarak değinilmiştir. Son kısımda ise için servomotor transfer fonksiyonu elde edilip; birim basamak girişine karşı sistem cevabı hazırlanan bir program vasıtasıyla incelenmiştir.

Çalışmam esnasında yol gösterici yardımlarından dolayı hocam Doç.Dr. N. Aydın HIZAL' a teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Üsküdar 1996

Turgay MAMUR

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİLLER LİSTESİ	vi
SEMBOLLER LİSTESİ	viii
ÖZET	ix
SUMMARY	x
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
1.1. Servomotor ile Hareket Kontrolü.....	1
1.2. Fırçasız Servomotorların Avantajları ve Dezavantajları.....	3
BÖLÜM 2. FIRÇASIZ SERVOMOTORLARIN ÇALIŞMA ESASLARI.....	5
2.1. Giriş.....	5
2.2. DC Motorların Çalışma Esasları	5
2.3. AC Motorların Çalışma Esasları	6
2.4. Fırçasız Servomotorların Çalışma Esasları	7
2.5. Fırçasız Servomotor Kontrol Devreleri	8
2.5.1. Rotor Pozisyonu Algılayıcı	9
2.5.2. Sinüs-Dalga Üretim Devresi	10
2.5.3. DC-SIN Dönüşüm Devresi.....	10
2.5.4. Sinüs Dalga PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Devresi.....	11
2.5.5. Hız Algılayıcı	12
2.5.5.1. Kodlayıcılar	13
2.5.5.1.1. Artımsal Kodlayıcıların Mikroişlemci ile Entegrasyonu	14
2.5.5.1.2. Kodlayıcıdan Elde Edilen Darbeler ile Hız Miktarının Ölçülmesi.....	14
2.6. Mikroişlemci Temelli Fırçasız Servomotor Kontrolü.....	16
2.6.1. Rotor Pozisyonu Algılama ve Sinüs Dalga Üretim Devresi	16
2.6.2. Hız Kontrol Devresi	16
2.6.3. Akım Kontrol Devresi.....	17
2.6.4. PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Devresi.....	17
BÖLÜM 3. FIRÇASIZ SERVOMOTORLARIN YAPISI	18
3.1. Giriş.....	18
3.2. Fırçasız Servomotorların Yapısı	18
3.3. Yapıdan Kaynaklanan Motor Karakteristikleri.....	19
3.4. Fırçasız Servomotor Bileşenleri	20
3.4.1. Rotor.....	20
3.4.1.1. Rotor Yapısında Kullanılan Kalıcı Mıknatıslı Malzemeler	20
3.4.1.2. Alnico Mıknatıslar.....	22
3.4.1.3. Ferrit Mıknatıslar	22
3.4.1.4. Samaryum Kobalt Mıknatıslar	23

3.4.2. Stator	23
3.4.3. Sensörler.....	24
3.4.4. Fren.....	24
BÖLÜM 4. FIRÇASIZ SERVOMOTORLARIN SÜRÜCÜ DEVRELERİ.....	25
4.1. Güç Yarı-İletkenleri ve Motor Kontrolü.....	25
4.2. Büyük Güçteki Yarı-İletken Elemanlar	26
4.2.1. Güç Kayıpları	28
4.3. Ana Devre Konfigürasyonu.....	28
4.4. Servo-Amplifikatörler.....	31
4.4.1. PWM Servo-Amplifikatörler	31
4.4.1.1. Voltaj Kontrollü PWM Servo Amplifikatörler	31
4.4.1.2. Akım Kontrollü PWM Servo Amplifikatörler	33
4.5. İnverterler.....	34
4.5.1. H-köprü İnverter.....	34
4.5.2. Üç Fazlı İnverterin Temel İlkesi	36
4.5.2.1. 120-Derece Tipli Üç Faz İnverter	37
4.5.2.2. 180-Derece Tipli Üç Faz İnverter	37
4.5.3. Voltaj-kaynaklı İnverter ve Akım-Kaynaklı İnverter.....	40
BÖLÜM 5. UYGULAMAYA GÖRE SERVOMOTOR SEÇİMİ	42
5.1. Motor Gücü	42
5.2. Hangi motor: DC servomotor ya da AC servomotor	43
5.3. Fırçasız Servomotorlarda Hız-Moment Karakteristik Eğrileri	44
5.3.1. Sürekli Çalışma Bölgesi.....	44
5.3.2. Aralıklı Çalışma Bölgesi.....	45
5.4. Uygulamaya Göre Servosistemin Belirlenmesi	45
5.4.1. Performans Eğrileri:.....	45
5.4.2. Yük Parametreleri:	46
5.4.2.1. Sürtünme Moment T_f	46
5.4.2.2. Vizkoz Sürtünme T_v	46
5.4.2.3. Eylemsizlik J	47
5.4.2.4. Yük Momenti T_l	47
5.4.3. Hareket Profili.....	47
5.4.4. Maksimum Moment Gereksinimlerinin Hesaplanması	48
5.4.5. Sürekli Moment Gereksinimlerinin Belirlenmesi.....	49
5.5. Servomotorların Lineer Sistemlerde Kullanımı	50
5.5.1. Servomotor Şaftının Sürücü Eemana Bağlanması:.....	50
5.5.1.1. Esnek Kavrama Kullanılmak Suretiyle Direkt Bağlantı	51
5.5.1.2. Rijit Kaplin ile Doğrudan Bağlantı.....	51
5.5.1.3. Dişli Elemanlar Vasıtasıyla Bağlantı	52
5.5.1.4. Zamanlayıcı Kaviş Vasıtasıyla Bağlantı	52
5.5.1.5. Şaft ile Bağlantı Elemanı Arasındaki Bağlantı	52
5.5.2. Bilyalı Vida Adımı	53
5.5.3. Yük Şartlarına Bağlı Olarak Uygun Motorun Seçilmesi	54

5.5.3.1. Yük Momenti ile Yük Eylemsizliğinin Hesaplanması	56
5.5.3.1.1. Yük Momentinin Hesaplanması	56
5.5.3.2. CNC Tezgahların Kontrol Yapıları	59
5.5.3.3. Motor Seçim Programı	61
5.5.3.4. Örnek Çalışma	62
BÖLÜM 6. FIRÇASIZ SERVOMOTOR KONTROLU	65
6.1. Giriş:.....	65
6.2. Servomotor Kataloglarında Belirtilen Bazı Terimler	65
6.2.1. Durma Anındaki Sürekli RMS Akımı I_s [A_{rms}]	65
6.2.2. Moment Sabit K_t [$kgf\cdot cm/A_{rms}$]	65
6.2.3. Ters e.m.f. sabiti K_v [$volt\cdot sn/rad$]	65
6.2.4. Mekanik Zaman Sabiti t_m [sn]	66
6.2.5. Elektriksel Zaman Sabiti t_e [sn]	66
6.2.6. Örnek Bir Servomotora Ait Özellikler.....	66
6.3. Fırçasız Servomotor Kontrolü.....	67
6.3.1. Fırçasız Servomotorların Kontrol Esasları.....	68
6.3.2. Fırçasız Servomotor Sürücü Sisteminin Matematiksel Modeli	68
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	74
KAYNAKLAR	75
EKLER	76
EK-A. FANUC AC SERVOMOTORUNA AİT SPESİFİKASYONLAR....	76
EK-B. YÜK ŞARTLARINA GÖRE MOTOR SEÇİMİ	77
EK-C. BİRİM BASAMAK CEVABI	81
ÖZGEÇMİŞ	88

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Fırçasız motorların değişik yapıları	2
Şekil 2.1. DC motorların temel ilkesi	6
Şekil 2.2. AC motorların temel çalışma ilkesi -1	7
Şekil 2.3. AC motorların temel çalışma ilkesi -2	7
Şekil 2.4. DC motorların kontrolüne ait blok diyagramı	
Şekil 2.5. Fırçasız servomotorların kontrolüne ait blok diyagramı	9
Şekil 2.6. DC-SİN dönüşüm devresi esası	11
Şekil 2.7. Sinüs dalga PWM esası	12
Şekil 2.8. Kodlayıcı darbe çarpım devresi	13
Şekil 2.9. Kodlayıcı faz sinyalleri ve dönme yönünün belirlenmesi	14
Şekil 2.10. Dönme hızının hesaplanması	15
Şekil 3.1. Fırçasız Servomotor Yapısı	19
Şekil 3.2. Fırçasız Servomotor ve DC servomotor performans eğrileri	19
Şekil 3.3. Rotor yapıları	21
Şekil 3.4. Mıknatıs karakteristikleri	22
Şekil 4.1. Servomotor kontrolü sürücü devresi	27
Şekil 4.2. Çeşitli ON/OFF yarı-iletken elemanlar ve karakteristikleri	27
Şekil 4.3. Yarı-iletken elemanların anahtarlama karakteristiği	28
Şekil 4.4. Sürücü Devre Şeması	30
Şekil 4.5. FANUC Servomotor Sürücü Devresi	30
Şekil 4.6. Voltaj kontrol tipli servo-amplifikatör	32
Şekil 4.7. (a) PWM voltaj ve akım dalga şekilleri, ve (b) akım yolları.	32
Şekil 4.8. Akım-kontrollü PWM servo-amplifikatör	33
Şekil 4.9. DC motorun tahrik edilmesinde kullanılan üç farklı metod	33
Şekil 4.10. S1 ve S2 gibi iki mekanik anahtar kullanılmak suretiyle elde edilen H-köprü inverterin temel ilkesi.	34
Şekil 4.11. Köprü inverterde kullanılan anahtarlama sırasına ait iki örnek.	35
Şekil 4.12. Transistör ve dört-diyod kullanılarak elde edilen Köprü-İnverter	36
Şekil 4.13. Üç fazlı köprü-inverterin temel konfigürasyonu	37
Şekil 4.14. 120-derece iletim tipli inverterde anahtarlama sırası	38
Şekil 4.15. 180° iletim tipli üç-fazlı köprü inverter için anahtarlama sırası	39
Şekil 4.16. Direnç yükü için 120° ve 180° inverterler için voltaj dalga şekillerinin kıyaslanması: (a) Fazlar arası voltaj; (b) Faz-nötr voltajı	40
Şekil 4.17. Anahtarlama elemanı olarak Transistörlerin kullanıldığı voltaj-kaynaklı inverter	41
Şekil 5.1. Aşırı yüklenme karakteristikleri; (a) DC; (b) AC servomotor	43
Şekil 5.2. Servomotorlarda hız-moment karakteristiği	44
Şekil 5.3. Hız profilleri	47
Şekil 5.4. Hız-moment diyagramı	49
Şekil 5.5. Motor şaftının bilyalı vidaya bağlanması	51
Şekil 5.6. Hızlı hareket profili ve moment diyagramı	55
Şekil 5.7. Değişken yük şartları ve moment diyagramı	56

Şekil 5.8. Bilyalı vida-kızak sistemi	57
Şekil 6.1. Servomotor kontrolü blok diyagramı	67
Şekil 6.2. Motor akım denklemleri blok diyagramı	70
Şekil 6.3. S-domaininde blok diyagramı	71



Semboller Listesi



Kapasite Elemanı



DC Besleme Kaynağı



NPN Transistör



Diyod



Direnç Elemanı



Keşişen Hat



Operasyonel Amplifikatör



Toprak Hattı

ÖZET

1970'li yıllarda gelişim gösteren ve 80'li yıllarda ivme kazanarak günümüze kadar gelişmesine devam eden ve hala hızlı bir şekilde gelişmekte olan bilgisayar devrimi sayesinde kontrol sistemleri yapılarında da gözle görülür bir değişiklik görülmüştür. Kompleks yapıdaki kontrol algoritmalarının analog olarak gerçekleştirilme zorluğu gelişen mikro işlemci teknolojisi sayesinde dijital olarak gerçekleştirilmesi dolayısı ile ortadan kalkmıştır.

Bu değişim aynı zamanda motor kontrol uygulamalarına da yansımıştır. Tabi ki motor kontrol uygulamalarında güç elektroniği teknolojisindeki gelişmelerin payını da hesaba katmak gerekir. 1956'da SCR(Silikon Kontrollü Doğrultucular) ve Tristörlerle başlayan ve 1958 yılında ilk ticari tristörün sunumu ile devam eden güç elektroniği evrimi çok sayıda güç yarı-iletken cihazların ve dönüşüm tekniklerinin bulunması ile 1980'li yıllara kadar gelmiştir. Güç elektroniği ve mikroelettronik evliliği sonucu çok sayıda güç elektroniği entegreleri piyasaya arz edilmiştir. Güç elektroniği devrimi 1980'lerin sonlarında ve 1990'ların başlarına doğru gerçek momentumunu kazanmıştır.

Aynı değişimi motor yapıları ve kontrollerinde de görmekteyiz. Servo uygulamalarında vazgeçilmez sürücü elemanlar olarak gördüğümüz d.c. servomotorlarda fırçalar ve çalışma yapısından kaynaklanan problemler dolayısı ile fırçasız d.c. motorların geliştirilmesini zorunlu hale getirmiştir. Çalışma karakteristikleri uzun zaman evvel ortaya atılan bu yeni motor yapıları ancak teknolojinin gelişmesi ve bu teorik esasların pratiğe uygulanması suretiyle kullanım dahiline gelmiştir. 80'li yılların ortalarında piyasada ilk pratik uygulamalarını görmeye başladığımız ve birkaç büyük motor imalatçısının tekelinde olan bu motor teknolojisi geçen 10 yıllık süre zarfında büyük bir gelişme göstermiş ve sayılı bir kaç akademisyenin yazmış olduğu kitaplarla da bilim literatürüne dahil edilmiştir. Maalesef teknoloji transferi kolay olmamaktadır. Özellikle de bu teknolojiyi elinde bulunduran firmalar bu konuda piyasaya mal arz etmekte ise. Bir kaç yıllık gecikmeyle de olsa bu konu üzerinde duran ve motor yapılarını bilim literatürüne kazandıran T.KENJO, Y.DOTE, T.J.E. MILLER, LEONHARD gibi akademisyenlerin katkılarını burada belirtmekte yarar vardır.

Fırçasız servomotorlar fırça elemanlarının olmaması dolayısı ile ark oluşumu, fırça bakımı, v.s. gibi problemlerden muaftır.

Bu çalışmada fırçasız servomotorların genel yapıları ve çalışma esasları üzerinde durulmuş, güç elektroniği, kumanda devrelerinden bahsedilmiş ve uygulama için gerekli olan uygun servomotor ve sürücü aksamının nasıl seçileceğine değinilmiştir. Ayrıca ikinci mertebeden bir sistem yapısında olan servomotor transfer fonksiyonu üzerinde birim basamak cevabı hazırlanan bir program vasıtasıyla incelenmiştir.

SUMMARY

Servomotors are classified as a.c. servomotors and d.c. servomotors and used as a key components of automated systems such as robots and NC machine tools by performing accurate positioning and speed regulation in response the commands from computers and sensors.

In the field of factory automation(FA), FA equipment, numerical control(NC) machine tools, industrial robots, etc., are used to save energy and promote automation giving high productivity and producing high quality products. As the microelectronic revolution groves they are becoming more and more intelligent rely on the control principles. Servomotor and motion-control technologies are based on mechatronics engineering.

The recent remarkable progress in power electronics and microelec tronics, more advanced servomotor and motion control systems is now available. Both microcomputers and digital signal processors(DSP) are being used as controllers and sensor signal processors owing to their fast computational capability and suitable architecture.

The servomotor is an important component of actuators for FA and NC equipment. Servos are now lightweight, small, easily integrated, efficient, controllable, and maintanance-free. In the unmanned factories which are being used more of servomotors, easy motor maintenance is desirable. In such applications brushless servomotors have superior abilities to perform the required tasks.

The current passing through the armature coil of a motor will be one of the alternating sine, square, trapezoidal, or other waveforms. In d.c. servomotors commutator switches(brushes) are usually mechanically installed on motors to generate those alternating currents. Conversely, alternating current can be generated by external semiconductor switching circuits this making the brushless servomotor. Brushless servomotors have the following advantages.

1. They have higher maximum speed.
2. They work in less favourable surrounding conditions.
3. They save maintenance labour and produce less noise.

With the elimination of the brushes and the commutator there is also greater freedom in planning the usage of brushless motors. Motors can be made smaller or flatter; permitting easy integration with main equipment.

The components necessary for the control of a servomotor are a main frame, sensors for angle, angular velocity, current, voltage, magnetic flux, and temperature, and a semiconductor power converter(power amplifier), including various analog or

digital ICs for triggering control. In addition to these, a small motor-driven gear having a position and a speed sensor is also mounted on the motor shaft. A digital controller (DSP) is included too.

Detectors need to be able to detect rotational position for position control and to detect the speed for response rate and/or speed control. The speed signal is calculated from the position(encoder) signal in most applications of digital control. For this purpose generally an encoder is used, and the encoder and small-sized motor are sometimes united into a single unit, the 'encoder motor', in order to make the system smaller.

Semiconductor power converters have been developed as a major technique of power electronics. Bipolar transistors and MOSFETs having high power handling capability combined with the high speed switching characteristics are produced commercially. The techniques of their production are being improved worldwide. Variable-frequency and PWM(pulse-width-modulation) inverters and converters have been produced using these high performance components. Some of them have working frequencies of 10-30 kHz.

Highly advanced IC production techniques make possible analog and digital ICs, custom LSIs and one-chip microcomputers for use as a gate signal generators. These components give good control performance and reliability. IC techniques are also applied in the design of high speed/power semiconductor devices. Some of the ICs are in the market for controlling the small sized brushless servomotors.

Owing to orthogonally controllable magnetic flux(current) and voltage/frequency constants, brushless motors have control performance at least equal to that of d.c. motors. In addition, things that are impossible with brush motors have been made possible by brushless servomotor: for example sine wave output current control to reduce torque ripple, high speed operation to make a motor smaller and lighter, improvement of the efficiency of converters to save energy, and equivalent field-weakening control. Furthermore, semiconductor converters now have sequence control abilities such as starting and stopping, malfunction detection, self-diagnosis, and self-protection.

The application of brushless servomotors became attractive for several reasons: reduction of price of power transistors, establishment of the technique of current control of PWM inverters, development of permanent magnet materials, development of highly accurate detectors, and manufacture of these components in a compact form.

The function of the commutator of the d.c. brush motor is performed by a pole sensor and a semiconductor power converter in the brushless servomotors. The generated torque is proportional to the product of current and field flux that is orthogonal.

The brushless servomotor is an a.c. motor in all respects and is in fact called the a.c. servomotor. Combined with a dedicated control device, the performance of

the brushless servomotor is found to be equal to or superior to the performance of the high-performance d.c. servomotor.

The rotational speed of the d.c. servomotor is generally varied by changing the voltage applied to the armature. On the other hand, the rotational speed of the a.c. motor is generally varied by changing the frequency. However the frequency has its limits of variation. A wide range of speed variation, which is a feature of servomotors, can be obtained by using only a simple inverter.

In the d.c. motor, torque variation is reduced by increasing the commutator segments; in the brushless motor, torque variation is reduced by making the coil three-phase and by transforming the current of each phase into a sine wave.

In the past, positioning using a servomotor has been mainly performed by the so-called serial pulse train method. This is a method in which the number of command and encoder pulses are compared and the difference between them becomes the motor speed command.

However today positioning control has been performed by the microprocessors CPU, as the techniques of microcomputers have been applied more widely. When the servodriver receives analogue signals as inputs, the results of the CPU's operation are converted from digital to analogue and used as inputs. Therefore the total system performing positioning control, the CPU can directly control the part where the servo-driver receives analog signals as input.

Brushless servomotors (SM type) are called brushless d.c. servomotors because their structure is different from that of d.c. servomotors. Brushless servomotors rectify current by means of a transistor, instead of a commutator used in d.c. servomotors. On the other hand, brushless servomotors are also called a.c. servomotors because brushless servomotors of synchronous type with a permanent magnet rotor detect the position of the rotational magnetic field to control the three-phase current of the armature. Then they obtain the same torque characteristic d.c. motors by making the field and the current meet at right angles.

The main circuit of a brushless servomotor is equipped with semiconductor power devices capable of self-switching off and high-speed switching. They have been developed by applying the techniques of power electronics and microelectronics and are classified into bipolar transistors, MOSFETs, GTOs, and SITs. They enable not only frequency control but also very rapid voltage and current wave generation very rapidly. These power semiconductor switching devices are produced in the modular form to be used in the main circuit.

Bipolar transistors are widely used in the region of 700-1000V or below. They have lower ON-state resistance and shorter switching time than GTOs. Bipolar transistors are connected by means of Darlington connection and packaged together with diodes. This is the modular structure.

MOSFETs are used as power semiconductor devices at very high speed with medium to small capacity (more than 20 kHz).

GTOs are more suitable for use with high voltage and large current than bipolar transistors. In addition GTOs permit high current density. In spite of these advantages, they are less useful than bipolar transistors.

They are two types of operation region of power transistors. The linear and ON/OFF region. In the linear region the transistors are operated in linear region. On the other hand, in the ON/OFF region the transistors are operated as ON/OFF bases which is known as PWM. Power semiconductor devices are triggered and controlled by means of PWM (pulse width modulation). PWM is superior in respect of input power factor, efficiency and dynamic response.

The main drive circuit of brushless servomotors consist of the converter (having six diodes) converting alternating current into the direct current and the inverter having six transistors and six free-wheeling diodes. The main circuit is equipped with a resistance for commutation, a capacitor, and a snubber circuit that controls the surge voltage. Some of the base drive circuits of power transistors use Darlington connection.

The mathematical control model of brushless servomotor is of the second-order system. Control of brushless servomotors requires the main frame of the motor, angle and angular velocity detectors, current, voltage and magnetic flux detectors, a transistor PWM inverter, and a semiconductor power converter including analogue and digital ICs for controlling those equipments. In addition brushless servomotor driver requires position, velocity, and force controllers (motion control) for controlling the whole system. The semiconductor power converter performs a sinusoidal output current control, orthogonal control of magnetic flux and current, equivalent field-weakening control, and so on.

Servomotors are often accelerated and decelerated according to load demands. In incremental motion applications the load have to be accelerated/decelerated frequently. Therefore choosing of a servomotor according to load requirements is of prominent role. There are two types of operating regions in servomotors.

1. Continuous Region
2. Intermittent Region.

In continuous region the servomotor is operated in continuous basis. The region is determined by the continuous current of the motor. In intermittent region the peak current determines the region boundaries. Servomotors are generally operated in the intermittent region. In order to determine the correct motor for the application the motion profile has to be determined and the torque calculations according to that motion profile has to be carried out into the motor shaft. Generally there are four types of loads reflecting the motor shaft.

1. Inertia Loads

2. Friction Loads
3. Viscous Loads
4. Effective Load

The inertia load is effective during acceleration/deceleration. During deceleration the friction load contributes to the motor torque reducing the inertia load. Due to that the acceleration load has to be determined for inertia load. The inertia load is the product of the acceleration rate and the total moment of inertia reflecting the motor shaft.

The friction loads comes from the friction on moving components relative to each other. Generally it is determined by measurment. During determination of the friction load in linear servo appliications the gib fastening force has to be considered.

The viscous load is generally neglected in calcualtions. It is proportional the speed of the motor.

The effective load is the load to drive the mass attaches into the motor shaft. In determining this load has to be calculated reflecting the motor shaft.

The RMS value of the calculated torque has to be in the continious operating region of the servomotor.

In drive system of CNC machine tools generally used ballscrew & servomotor system thus obtaining the one linear axes of the machine. During choosing the required drive gear of the servomotor the backlash between mechanical components has to be considered also.

1. GİRİŞ

Otomasyon dünyasında robotların ve NC tezgahların yeri ve önemi kaçınılmazdır. Mikroişlemci ve güç elektroniği teknolojisindeki başdöndürücü gelişmeler NC tezgahlar ve Robot sistemlerin kontrol yapılarında yeni sürücü bileşenlerinin doğmasına sebep olmuştur. Mekanik sistemlerde sürücü eleman olarak çok büyük bir önem arzeden motor ve bileşenleri yeni teknolojilerin adaptasyonu ile daha da fazla ilgi alanı doğurmuştur. Servo sürücü gereksinimlerinde lineer bir bileşen olması dolayısı ile kontrolu kolay olan servomotor sistemleri günümüzün hemen hemen tüm servo uygulamalarında ana sürücü devre olarak göz önüne çıkmaktadır.

1.1. *Servomotor ile hareket kontrolu*

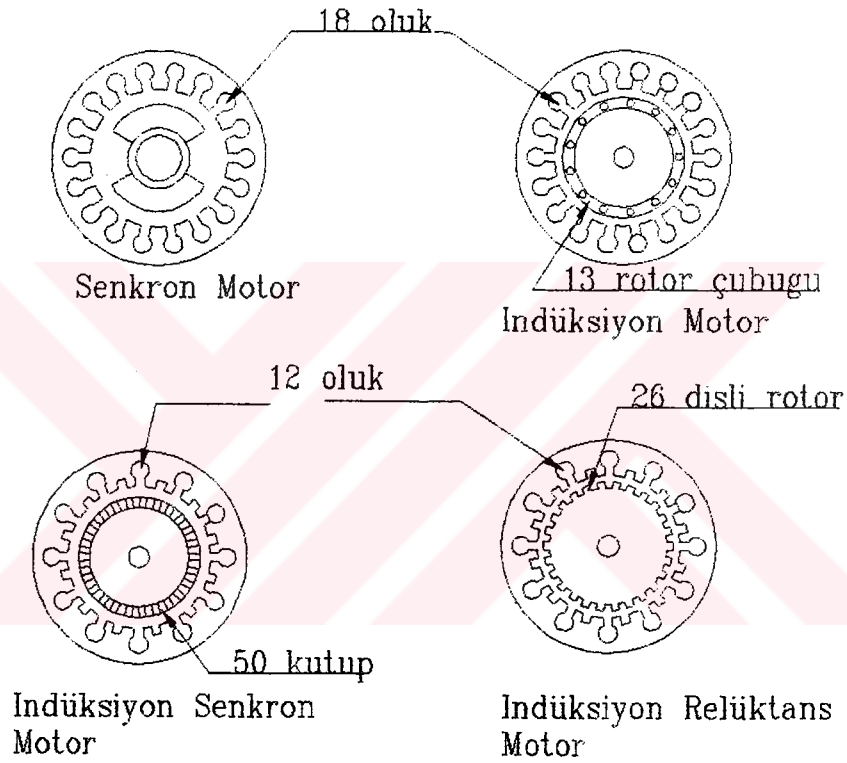
Servomotor ve hareket kontrol teknolojileri mekanik ve elektroniğin ortak birleşimi olan Mekatronik biliminin temelini teşkil eder. Güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler, gelişmiş mertebe servomotor ve hareket kontrol teknolojisini imkan dahiline getirmiştir.

Günümüzün servo sistemleri hafif, kompakt, kolay entegre edilebilen, verimli, kontrol edilebilir ve bakım gerektirmeyen sistemler haline gelmiştir. İnsansız fabrikalarda kullanılan çok sayıdaki servomotor kontrol sistemlerinde servomotor bakımının kolay olması arzu edilir. Böyle uygulamalarda, komütasyon elemanı olarak fırça ve komütatörün bulunmayışı dolayısı ile fırçasız servomotorlar kayda değer performans artışı sağlamaktadır.

Servomotorlarda, motor armatürlerinden geçen alternatif akım sinüzoidal, kare, trapezoidal, ve diğer dalga şekillerinden herhangi birisi olabilir. DC motorlarda alternatif akımı elde etmek için mekanik komütatör elemanları (fırçalar) monte

edilmektedir. Bunun yerine, güç elektroniği teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak, günümüz servo sistemlerinde, alternatif akımın fırçalar yerine dış ortamdaki yarı-iletken bir anahtarlama devresi ile verildiği yeni tip servo sistemler göze çarpmaktadır. Bu tip motor sistemleri fırçasız servomotorlar olarak adlandırılmaktadır.

Fırçasız servomotorların; yüksek çalışma hızı değerleri ve daha fazla kapasite, zor ortam şartlarında motorun ve elemanların korunması, düşük bakım maliyeti gibi üstünlükleri vardır.



Şekil 1.1.Fırçasız motorların değişik yapıları[1]

SM-Senkron Motor (Fırçasız DC); IM, İndüksiyon Motor (Vektör İndüksiyon Motor);
ISM-İndüktör-Tip Senkron Motor; IRM-İndüktör-Tip Relüktans Motor

Fırçasız servomotorlar:

Adım Motorları (Step Motors)

İndüksiyon Relüktans Motor (Reluctance Motor),

DC Fırçasız Motorlar ya da Kalıcı Manyetikli (Senkron Motorlar),

Vektör kontrollü motorlar (İndüksiyon Motorlar)

olarak sınıflandırılabilir.

Şekil 1.1. de çeşitli fırçasız servomotor tiplerine ait değişik yapılar gösterilmektedir. Bir servomotorun kontrol edilmesi için gerekli olan bileşenler; (1) Ana motor, (2) Açıl, açısal hız, akım, voltaj, magnetik akı, sıcaklık sensörleri, (3) Yarı iletken güç konvertörü şeklindedir.

Çoğu dijital servo sistemlerinde hız sinyali pozisyon sinyalinin türevinin alınması suretiyle bulunur. Pozisyon sinyalinin belirlenmesi amacıyla bir kodlayıcı (encoder) veya resolver kullanılabilir. Bu şekilde kodlayıcı ve motor tek bir ana iskelet üzerinde toplanmakta ve sistem daha kompakt bir yapıda olmaktadır.

1.2. Fırçasız Servomotorların avantajları ve dezavantajları

Fırçasız servomotorun en açık üstünlüğü fırça elemanlarının olmamasıdır. Bu sebeple fırçaların bakımı diye bir şeyden bahsedilmez ve fırçalardan kaynaklanan çoğu problem elimine edilmiştir.

Komütatörlü DC servomotorlarda oluşan problemler bazen çok açık bir şekilde belli olmaz. Bazen fırçalarda oluşan pislendirme dahi problem teşkil edebilir. Fırçaların performansı ve ömrü atmosferik şartlarla bile değiştiğinden dolayı değişik ortam koşullarında değişik yapıları fırçalar kullanılabilmektedir.

Fırçasız konfigürasyonda sarımların sabit stator içine sarılması sebebi ile ısı yalıtımı için daha fazla en-kesit alanı sağlanabilmekte ve sargılarda oluşabilecek ısı artışı algılama elemanları vasıtasıyla kolayca algılanabilmektedir.

Fırçasız servomotorlarda verim eş ölçülerdeki bir DC komütatör motora oranla daha yüksektir ve fırçaların sürtünme etkisi olmadığından dolayı sürtünme kuvveti verime katkıda bulunur. Komütatör ve fırça aksamının yokluğu motor boyunu düşürür. Bu sadece motor hacmini düşürmekle kalmaz rotor destek rulmanları arasındaki mesafe ve rotor boyunun kısalması dolayısı ile rotorun yanal rijitliği de

artırılmış olmaktadır. Bu özellikle yüksek hız/eylemsizlik oranına gereksinim duyulan uygulamalarda önemlidir.

Fırçasız motorun yukarıda belirtilen üstünlüklerinin yanında dezavantajları olarak; rotor pozisyonunun bir kodlayıcı vasıtasıyla mutlak olarak algılanması ve motor kontrol devresinin kompleks olması gösterilebilir.



2. FIRÇASIZ SERVOMOTORLARIN ÇALIŞMA ESASLARI

2.1. Giriş

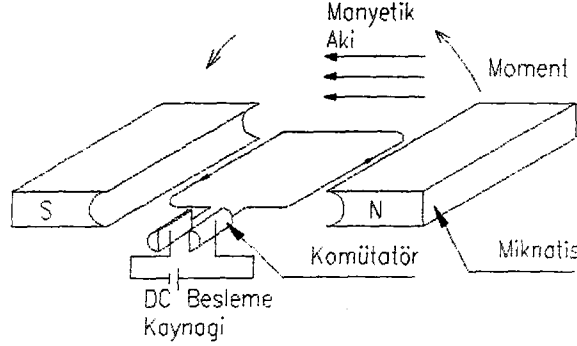
Fırçasız servomotor bir ara mühendislik alanı olan mekatronik mühendisliği sayesinde geliştirilmiştir. DC motorlarda kullanılan mekanik anahtarlama elemanı olan komütatörün yerine elektronik devrelerin ve kontrol elemanlarının kullanılması suretiyle, bakım gerektirmeyen ve yüksek performanslı servo sürücüler elde edilmiştir.

Genel özellikleri bakımından ele alındığında fırçasız servomotor bir AC motordur ve bu sebeple AC Servomotor olarak adlandırılır. DC servomotorun hızı genellikle armatürlere tatbik edilen voltajın değiştirilmesi suretiyle ayarlanır. Diğer yünden, AC motorun dönme hızı genellikle frekansın değiştirilmesi suretiyle değiştirilir. Bununla birlikte frekansın değiştirilmesi sınırlıdır. Servomotorların özelliği olan geniş bir aralıkta hız değişimi basit bir inverter (DC besleme kaynağından uygun anahtarlama sırası takip edilerek alternatif ve diğer dalga şekillerinin elde edilebileceği elektronik sürücü cihaz) kullanılmak suretiyle elde edilemez.

2.2. DC motorların çalışma esasları

DC motorların çalışma esası sistematik olarak Şekil 2.1. de gösterilmektedir. Fırça ve komütatör vasıtasıyla rotor sarımlarından geçen akım, kalıcı mıknatıslardaki N ve S kutupları ile elde edilen manyetik alan dolayısı ile rotorda bir moment oluşturur. Rotor 90° döndürüldüğünde, akım doğrultusu komütatör etkisi ile tersine çevrilir ve böylece rotor dönmeye devam eder. Rotor enerjilendirilerek Şekil 2.1. de gösterilen pozisyondan döndürülmeye başlanırsa, moment yavaşça azalmaya başlar ve rotor 90° döndüğünde sıfır değerini alır. Bu pozisyonda moment sıfır olsa dahi, eylemsizlik

dolayısı ile, rotor dönmeye devam eder. Rotor 90° den biraz fazla döndüğünde, komütasyon devam eder ve moment yavaşça artmaya başlar.

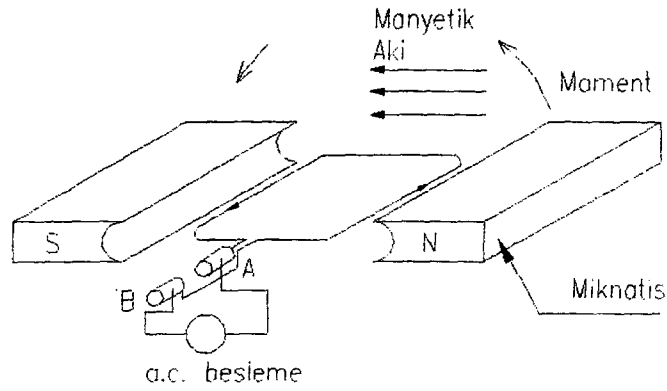


Şekil 2.1. DC motorların temel ilkesi

Şekil 2.1. deki konfigürasyonla elde edilen moment geniş bir aralıkta değişir. Pratikte kullanılan motorlar çok sayıda komütatör segmentinden ibarettir; ki hafif bir dönme miktarı ile komütasyon elde edilebilir. Şekil 2.1. de gösterildiği gibi, DC motorda manyetik alan hatları akım doğrultusunu dik doğrultularda keserler. Bu çalışma karakteristiği sayesinde üretilen moment ile rotor sarımlarından geçen akım daima orantılıdır.

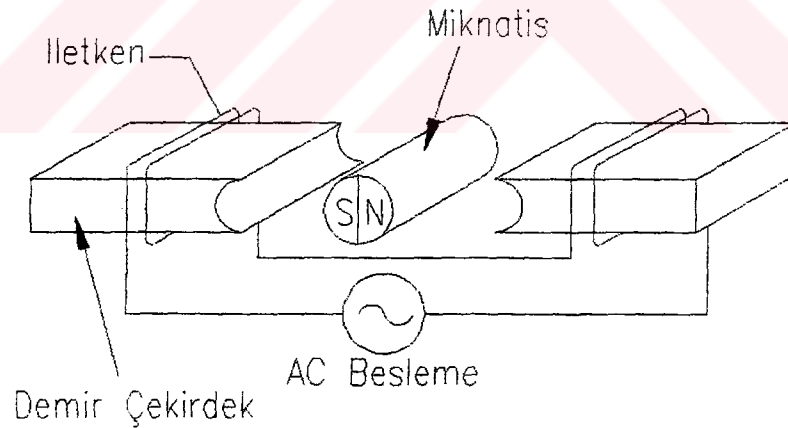
2.3. AC motorların çalışma esasları

Şekil 2.2.de gösterilen motorda komütatör yerine bir kayar bilezik kullanılmaktadır. A fırçasını pozitif B fırçasını negatif yapacak şekilde motor enerjilendirildiğinde, DC motorda olduğu gibi rotoru döndüren moment elde edilir. Motorda komütatör olmadığından dolayı belirli bir süre sonra rotorun dönmesi engellenmeye çalışılır. Bu yüzden, rotor sarımlarından akan akım, uygun zamanda besleme devresi vasıtasıyla tersine çevrilmelidir. Böylece, alternatif akımlı bir güç kaynağı ile, alternatif akım frekansına uygun düşen bir dönme hızında (senkron hız) rotorun sürekli olarak dönmesi sağlanır. Yukarıda bahsedilenlerden; AC motorun, rotor dönüşünün alternatif akım frekansına senkronize edilmesi ve fırçasız servomotorun ise besleme kaynağının polaritesinin değişen rotor pozisyonuna göre tersinir yapılması suretiyle döndürüldüğü sonucuna varılır. Her iki tipteki motor da aynı yapıya sahiptir.



Şekil 2.2. AC motorların temel çalışma ilkesi -1

Şekil 2.2. de gösterilen motor fırçalar ve kayar bilezik ile donatılmıştır. Şekil 2.3.de gösterilen düzen ile fırçalar elimine edilebilir. Bunlardan ilk bahsedilen motor tipi döner-armatür tipli ve sonuncu ise döner-alan tipli motor olarak adlandırılır. Fırçasız servomotorların büyük bir kısmı döner alan tipli motor yapısındadır.



Şekil 2.3. AC motorların temel çalışma ilkesi -2

2.4. Fırçasız servomotorların çalışma esasları

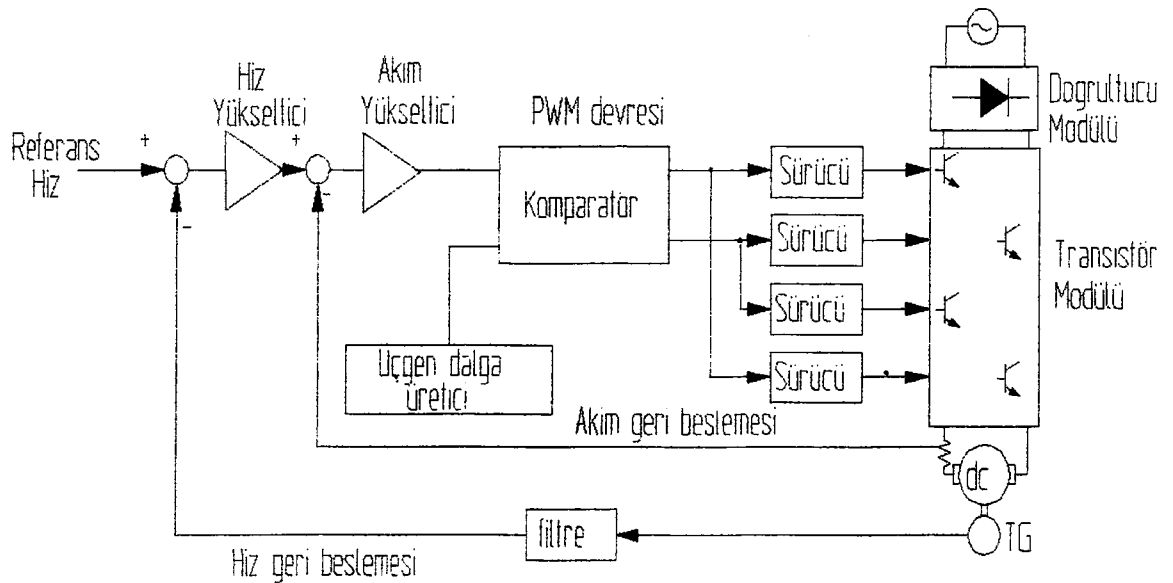
Fırçasız servomotorda DC motorda bulunan doğrultucu devreler yoktur. Bununla birlikte rotor pozisyonuna uygun olacak şekilde akım akışını sağlayan ve besleme kaynağını kontrol eden bir devre motor kontrol sisteminde bulunmaktadır. Moment dalgalanmaları DC motorda komütatör segmentlerini artırarak; fırçasız

motorda ise, sarımların üç fazlı yapılması ve her bir faza ait akımın sinüs dalgaya dönüştürülmesi suretiyle minimuma indirilir.

Yukarıda bahsedilenlerden, stator sarımlarından üç fazlı akım geçirmek suretiyle sürekli bir döner alan elde edilebileceği sonucuna varılmaktadır. Eğer sinüs dalga fazı ve manyetik akı birbirleri ile daima 90° doğrultuda olacak şekilde düzenlenirse; fırça kullanmadan düzgün moment veren yüksek verimli bir motor elde edilebilir. Bu tür yapı fırçasız servomotorların ana yapısını teşkil eder.

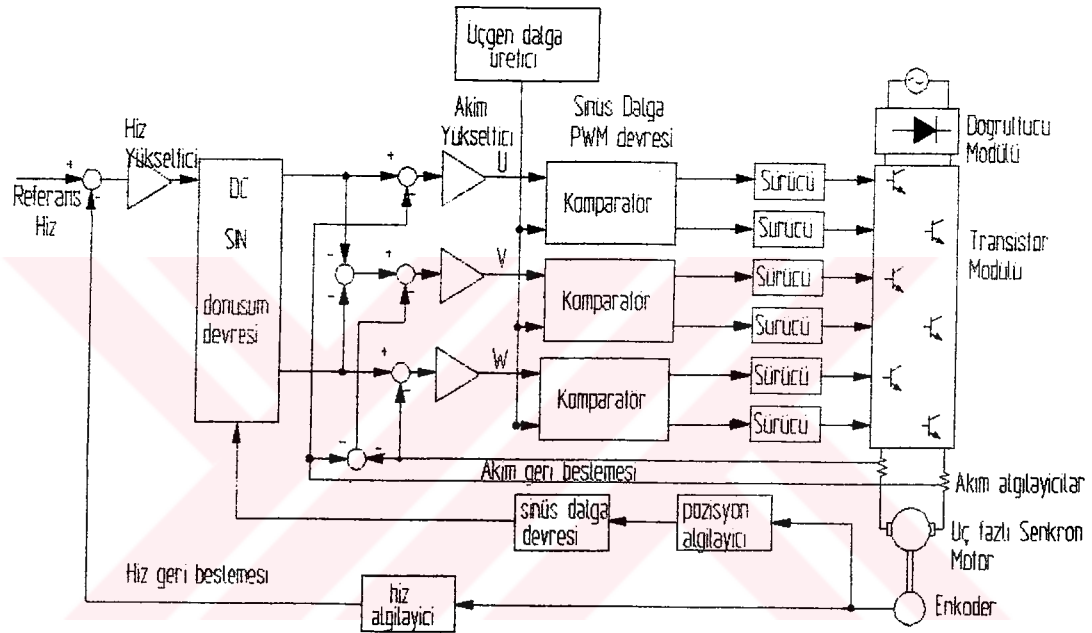
2.5. Fırçasız servomotor kontrol devreleri[1]

Fırçasız servomotorun kontrolu için kullanılan kontrol elemanı, rotor pozisyonuna göre değişen manyetik akı doğrultusu ile motordan geçen akım doğrultusu arasındaki ortogonal ilişkiyi sağlamalıdır. Fırçasız servomotor için gerekli olan kontrol devresi DC servomotorların kontrol devresi ile karşılaştırma yapılmak suretiyle aşağıda incelenmektedir.



Şekil 2.4. DC motorların kontroluna ait blok diyagramı

DC servomotor kontrolüne ait blok diyagramı Şekil 2.4.de, fırçasız servomotor kontrol devresi ise Şekil 2.5.de gösterilmektedir. DC motorda kontrol edilecek olan faz tek faz, fırçasız servomotorda ise üç fazdır. Ayrıca fırçasız servomotor, rotor pozisyonu algılama elemanı, sinüs dalga üretim devresi, DC-SIN dönüşüm devresi, hız algılayıcı devrelerine gereksinim duyar; DC motor ise bu devrelerin hiç birine gereksinim duymaz.



Şekil 2.5. Fırçasız servomotorların kontrolüne ait blok diyagramı

2.5.1. Rotor pozisyonu algılayıcı

Daha önceki kısımlarda bahsedildiği gibi, manyetik akı ile stator sarımlarından geçen akımın doğrultuları arasında ortogonal ilişki temin edilebilmesi için rotor pozisyonunun hassas bir şekilde algılanması gerekir. Rotor pozisyonu algılayıcı devresi, rotora monte edilen kodlayıcı sinyallerini algılayan ve bu dijital bilgileri kendisinden sonra gelen sinüs-dalga üretim devresi tarafından kullanılacak sinyaller şekline dönüştüren bir devredir. Eğer rotora monte edilen kodlayıcı 8 bitlik mutlak kodlayıcı ise, rotorun tam bir dönüşünde 256 farklı kod, kodlayıcıdan rotor pozisyonu algılayıcısına gönderilir.

2.5.2. Sinüs-dalga üretim devresi

Bu devre rotor pozisyonu algılayıcı devresinden gelen kod sinyallerine uygun düşecek şekilde sinüs dalga üreten bir devredir. Temel olarak bu devre bir ROM entegresinden ibarettir. Rotor pozisyonu algılayıcı devresinden gelen dijital pozisyon adreslerine uygun düşen sinüs dalga verileri ROM entegresine önceden kaydedilir. Rotor kodlayıcıdan gelen pozisyon sinyallerine uygun düşen sinüs genlik değeri sinüs-dalga üretim devresi vasıtasıyla bir sonraki devreye gönderilir.

Fırçasız servomotor üç fazlı bir servomotor olduğundan dolayı, algılanan fazlara ait sinyaller aralarında 120° faz farkı bulunan üç fazlı sinyaller olmalıdır. Pratikte V fazı $V = -(U+W)$ şeklindeki basit bir analog operasyon ile hesaplanır. Bu sebeple ROM entegresinde sadece U ve W fazlarına ait sinüs dalga verileri bulunmaktadır.

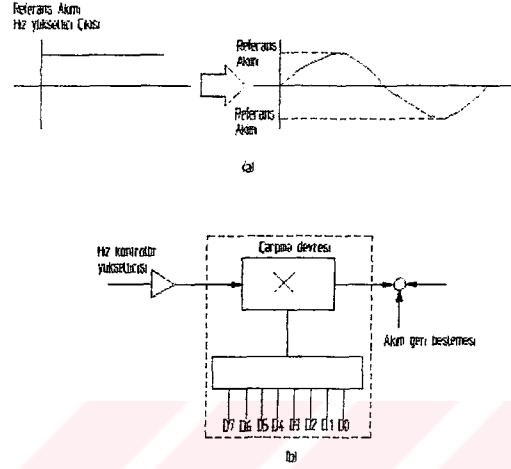
2.5.3. DC-SIN dönüşüm devresi

Sinüs dalga üretim devresi ile, rotor pozisyonu ile senkronize edilen iki fazlı sinüs dalgaları üretilir. Bununla birlikte sinüs dalgaları -1 den +1 e 0 dan geçecek şekilde belirtilir. Pratik kullanım açısından bu faktörler akım değerlerine çevrilmelidir.

DC-SIN dönüşüm devresi ile sinüs dalga referans akımı, hız yükselticisi çıkışı olan hız referans akımının sinüs dalga genlik faktörü ile çarpılması suretiyle elde edilir. Hem DC servomotorda hem de AC servomotorda hız referans sinyalleri DC sinyalleri şeklinde gönderildiğinden, referans sinyali ile karşılaştırılacak olan hız geri-besleme sinyali de doğru akım olmalıdır. Buna göre, karşılaştırma sonucu olan hız yükselticisi çıkışı da aynı zamanda bir DC akım değeridir.

DC servomotor durumunda, kontrol edilecek motor akımı doğru akım olduğundan dolayı hız yükseltici çıkışı herhangi bir değişikliğe gereksinim duyulmadan

referans akımı olarak kullanılabilir. Fırçasız servomotor durumunda, hız yükselticisi çıkışının referans akımı çıkışı olarak kullanılabilmesi için Şekil 2.6. (a) da gösterildiği gibi dönüşüme tabi tutulması gerekir. Bu devre Şekil 2.6. (b) de gösterildiği gibi, sinüs dalga üretim devresinden elde edilen dijital sinyalleri analog sinyallere dönüştüren D/A konverter ile bir çarpma elemanı devresinden ibarettir.



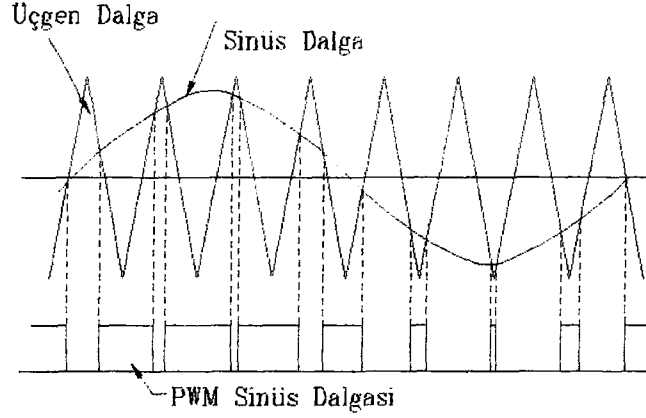
Şekil 2.6. DC-SIN dönüşüm devresi esası

2.5.4. Sinüs dalga PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) devresi

Fırçasız servomotorda stator sarımlarından sinüzoidal akım geçmektedir. Bu sebeple akım yükselticiden çıkan alternatif akım sinyalinin gücünü yükselttikten sonra motor sarımlarına direkt verilmesi en idealidir. Bununla birlikte pratikte sinüs dalgalarının güçlendirilmesi uygun değildir; çünkü bu tür bir devre güç transistörünün lineer bölgede kullanılmasını gerektirir. Böyle bir devrede ise transistörde oluşacak olan ısı ve güç kayıpları çok fazla olur.

Buna karşın transistörün anahtarlama modda kullanılması suretiyle güç kayıpları minimum mertebeye indirilebilir. Bu metod PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) olarak adlandırılır. Bu methodda motor akımı ortalama değeri bir sinüs dalga olan, ve DC-SIN dönüşüm devresinden gönderilen sinüs dalga genliği ile orantılı kontrollü darbe genişliğine dönüştürülür. Şekil 2.7. de bu metodun esası gösterilmektedir. Sabit frekans ve genlikte salınım yapan bir üçgen taşıyıcı dalga, ve

akım yükselticiden elde edilen sinüs dalga çıkışı bir komparatör vasıtasıyla kıyaslanmaktadır. Şekilde gösterildiği gibi, eş olmayan genişlikteki darbeler, sinüs dalga büyüklüğünün taşıyıcı dalga büyüklüğünü geçtiği noktaların bulunması ile elde edilir.



Şekil 2.7. Sinüs dalga PWM esası

Burada kırpıcı dalgaının salınım frekansının seçilmesi önemli bir faktördür. Taşıyıcı frekansı güç transistörünün anahtarlama frekansına eşit olduğu gibi, yüksek olduğu durumda anahtarlama kayıplarını da oransal olarak artırır, düşük yapıldığı durumda ise servomotorun hız cevabını düşürür. Genel olarak; taşıyıcı frekansı inverter bipolar transistörlerden ibaret olduğu durumda 1-3 kHz, FET lerden ibaret olduğu durumda ise 5-20 kHz arasında seçilir.

2.5.5. Hız algılayıcı

Genellikle DC servomotorda hız algılayıcı olarak Takojenaratör (TG) kullanır. Bununla birlikte takojenaratörde fırçalar vardır ve fırçaların bakımı problem yaratır. Fırçasız servomotorlarda pozisyon algılama elemanı olarak genellikle kodlayıcılar (enkoder) kullanılmaktadır.

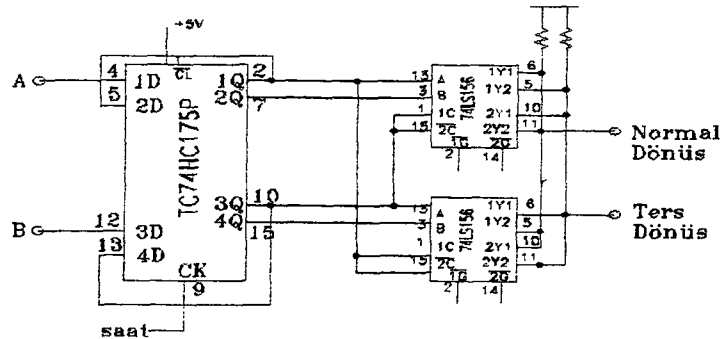
Servomotorlar geri-besleme sinyali olmaksızın kullanılamazlar. Pozisyon ölçümü için değişik tiplerde geri-besleme sinyalleri olmasına karşın, yapısının basit ve ucuz olması sebebi ile artımsal kodlayıcılar (incremental encoders) özel önem arzeder.

Bu kısımda artımsal kodlayıcılar kullanılarak hız, pozisyon ve dönüş yönünün belirlenmesi üzerinde durulmuş ve mikroişlemci ile entegrasyonun nasıl yapılacağına değinilmiştir.

2.5.5.1. Kodlayıcılar

Artımsal kodlayıcılar geri-beslemeli kontrol sistemlerinde pozisyonların teyidi ve geri-besleme sinyallerinin üretilmesinde kullanılır. Genel olarak mutlak ve artımsal olmak üzere iki tiptedirler. Artımsal kodlayıcılar mutlak kodlayıcılara oranla ucuz olmaları ve yapılarının basit olması sebebi ile tercih edilmektedir. Bu sebeple bu kısımda sadece artımsal kodlayıcılar üzerinde durulacaktır.

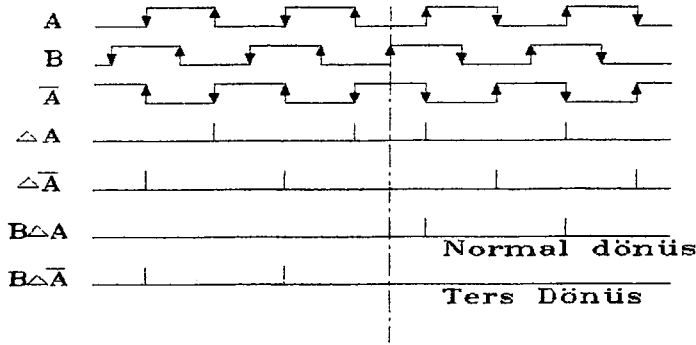
Tipik bir kodlayıcıda A, B ve Z şeklinde üç farklı sinyal çıkışı mevcuttur. Bunlardan A ve B fazına ait sinyaller aralarında 90° faz farkı olan iki sinyaldir. Z sinyali ise referans sinyali olarak adlandırılır ve sayıcıyı reset etmek veya bir dönüşe ait mutlak pozisyon bilgisinin belirlenmesinde kullanılır. Bununla birlikte bazı artımsal kodlayıcı mekanizmaları A, B ve Z sinyallerine ek olarak bunların değerlerini de çıkış olarak veren yapıda yapılmaktadır. Kodlayıcıdan elde edilen çıkış darbeleri mutlak pozisyon bilgisini göstermez. Kodlayıcının verdiği darbe sayısı bağlı olduğu shaftın dönme miktarı ile orantılıdır. Eksen dönme miktarının mutlak değeri kodlayıcıdan alınan çıkış darbelerinin bir sayıcı (counter) devresi kullanmak suretiyle depolanması ile elde edilir.



Şekil 2.8. Kodlayıcı darbe çarpım devresi

Kodlayıcıdan alınan darbe sayısı düşük olduğu durumlarda, kodlayıcı çıkış darbeleri 4 ile çarpılmak suretiyle darbe sayısı artırılır ve sonra bu darbeler sayma işlemine tabi tutulur. Şekil 2.8.de bu tür bir darbe çarpım devresi gösterilmektedir.

Şekil 2.9.da kodlayıcıdan alınan çıkış sinyalleri ve rotor dönüş yönünün belirlenmesi esası gösterilmektedir.



Şekil 2.9. Kodlayıcı faz sinyalleri ve dönme yönünün belirlenmesi

2.5.5.1.1. Artımsal Kodlayıcıların Mikroişlemci entegrasyonu

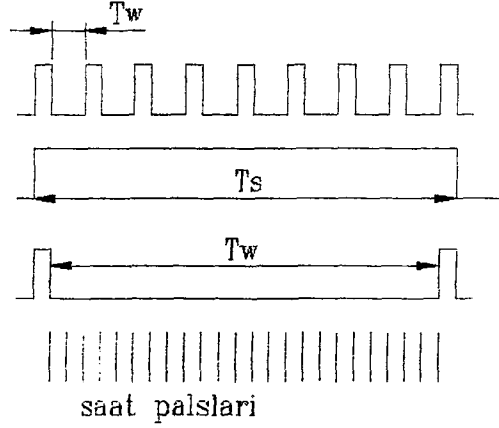
Daha önce de bahsedildiği gibi artımsal kodlayıcılarda A ve B faz sinyallerine ek olarak bir de Z referans faz sinyali bulunmaktadır. Başlangıçta belirli bir referans pozisyonu tanımlanırsa, motorun bu başlangıç noktasından hareket miktarı kodlayıcıdan alınan darbelerin sayılması suretiyle belirtilebilir. Pozisyona ait geri-besleme bilgisi giriş portunun ilk bitine verilebilir. A kanalından elde edilen sinyal mikroişlemciye kesme (interrupt) sinyali olarak ve B sinyali de giriş potuna verilir. Rotor hareketi aşağıda belirtilen şekilde belirlenir:

- Kesme sinyali ulaştığında motorun bir kademe hareket ettiği anlaşılır.
- Bu esnada, giriş portundaki #1 nolu bitin (B sinyali) durumu; Eğer H seviyesinde ise dönme doğrultusu saat yönündedir. Eğer L seviyesinde ise dönme doğrultusu saat yönünün tersi yöndedir.

2.5.5.1.2. Kodlayıcıdan elde edilen darbeler ile hız miktarının ölçülmesi[2]

Artımsal tipli kodlayıcılarda yüksek hız değerlerinde hız ölçümü bir problem teşkil etmemektedir. Yüksek hızlarda kodlayıcıdan alınan sinyallerle hızın ölçül-

mesinde darbe trenleri bir sayıcıda depolanır ve hız hesabı basit bir aritmetik ifade ile kolayca bulunabilir.



Şekil 2.10. Dönme hızının hesaplanması

$$N = 6 \times 10^4 \frac{m}{M \cdot T_s} \quad \text{dev / dak}$$

T_s : Ornekleme zamanı (msn)

m : Ornekleme aralığındaki pals sayısı

M : Devir başına pals sayısı

(2.1)

Düşük frekanslarda darbe sayısının düşük olması dolayısı ile hızın ölçümünde yukarıda verilen metodun kullanılmasında problemler ortaya çıkar. Bu problemi ortadan kaldırmak için ya darbe sayısı belirli bir sayı ile çarpılarak yeni darbe frekansına göre hesaplama yapılır veya aşağıda bahsedilen kesme modeli göz önüne alınarak dönme hızı hesaplanır. Sabit frekanslı bir saat ile verilen darbeler T_w darbe genişliği boyunca entegre edilir ve hız (2.2) denklemi ile kolayca hesaplanabilir.

$$N = 6 \times 10^4 \frac{f_c}{M \cdot n} \quad \text{dev / dak}$$

f_c : Saat frekansı (kHz)

M : Devir başına pals sayısı

n : T_w aralığında sayılan saat pislari

(2.2)

2.6. Mikroişlemci temelli fırçasız servomotor kontrolü[1]

Günümüzde, pozisyonlandırma işlemi mikroişlemci ile yerine getirilmektedir. CPU'da (Merkezi İşlem Birimi) yapılan hesaplar sonucu elde edilen dijital hız komutu analog sinyale dönüştürüldükten sonra servo sürücü devresine gönderilir. Bu sebeple pozisyonlandırma kontrolü yapan bütün bir sistemde, CPU servo sürücünün kabul ettiği analog hız sinyallerini direkt olarak gönderir. Bu metod ile aşağıda belirtilen üstünlükler elde edilir.

1. Tüm girişler dijitize edildiğinden dolayı, pozisyonlandırma kontrolü çalışma sıcaklığında oluşabilecek sıcaklık değişimlerinden minimum mertebede etkilenir ve bu yüzden sistem son derece güvenilirdir.
2. Yüklenme durumlarına göre parametrelerin otomatik olarak değiştirilmesi mümkündür.
3. Tüm sistemin bir CPU ile kontrolü sayesinde, maliyet ve birim ölçüleri düşer.

2.6.1. Rotor pozisyonu algılama ve sinüs dalga üretim devresi

Motora yol verildikten sonra sayıcı devreye Z faz sinyali gelir gelmez sayıcı devre reset edilir. Sonra gelen artımsal palslar sayılır ve sayılan değerler sayıcı devreye kaydedilir. Kaydedilen bu değerler sinüs dalga tablosunun adresini teşkil eder.

2.6.2. Hız kontrol devresi

Motor hızı PID kontrol algoritmasının ayrık zamanlı modelinin tatbik edilmesi suretiyle kontrol edilir. Bu algoritma ile motora verilecek akım değeri:

$$I_{rn} = K_p (\Delta N_n - \Delta N_{n-1}) + K_i (\Delta N_n) + K_d (\Delta N_{n-2} - \Delta N_{n-1} + \Delta N_{n-2}) + I_{r_{n-1}} \quad (2.3)$$

ifadesi ile hesaplanır ve bu değer mikroişlemci ile D/A konverter devresine gönderilir. Burada I_{rn} : Referans akım değeri, $\Delta N_n = N_r - N_f$, N_r : Referans hız değeri, N_f : Geri-besleme hız değeri şeklinde belirtilir.

2.6.3. Akım Kontrol devresi

Hız kontrol devresi ile elde edilen akım değeri doğru akım değeri olduğundan dolayı bu değerin sinüs tablosundan alınan genlik değeri ile çarpılması gerekir. Sinüs dalga referans akımı bu şekilde elde edilir. Akım geri besleme sinyalleri analog formdadır; bu sebeple en az 8 bitlik bir A/D konverter devresi ile bu değerlerin dijital forma dönüştürülmesi gerekir. Analog akım kontrol devresi PI kontrol yapısında olduğundan dolayı, hız kontrol devresindeki gibi, hesaplama algoritması hız algoritmasının benzeri şekilde oluşturulur.

2.6.4. PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Devresi

Bu devre akım yükselticiden alınan akım çıkışını, akım çıkış değeri ile orantılı olan darbe genişliğine dönüştürür. Bu devre CPU'ca bir takım hesaplamalarla dijital olarak tatbik edilebilir. Devre analog akım sinyallerini giriş olarak aldığında akım yükseltici çıkışı ve üçgen dalgalar bir komparatör ile kıyaslanır. CPU'nun yükünü azaltmak için yazılım&donanım bileşimi olan aşığıdaki metod tatbik edilebilir.

1. CPU'ya bir sayıcı bağlanır ve CPU operasyon sonucu ile yüklenir.
2. Aynı esnada (yüklenme anında), dış bir flip-flop set edilir.
3. Verilen periyodun her bir palsı ile sayıcı azaltılır.
4. Sayıcı sıfırlandığında, flip-flop reset edilir.

Yukarıda verilen operasyon sonucunda, flip-flopun çıkışı, operasyon sonucu ile orantılı olan bir darbe genişliğine sahiptir; ki bu da PWM işleminin oluşturulması demektir.

3. FIRÇASIZ SERVOMOTORLARIN YAPISI

3.1. Giriş

Son zamanlara kadar robotlar ve NC tezgahlarda geniş bir oranda doğru akım servomotorları kullanılmakta idi. Doğru akım servomotorlarda üretilen akım ile moment arasında oransal ilişki olduğundan dolayı kontrol işlemi kolay bir şekilde tatbik edilebilmekteydi.

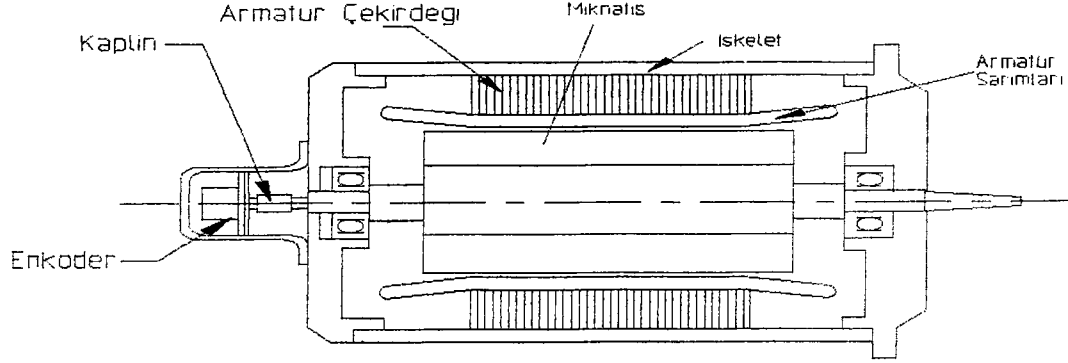
Bununla birlikte fırçalar ve komütatör arasındaki mekanik sürtünmeden dolayı oluşan sürtünme ve ısı kayıpları ile komütatörde komutasyon sırasında oluşan ark bu motorların önemli bir dezavantajıdır. Bu sebeple belirli zaman periyodlarında DC servomotorların bakımı kaçınılmaz olmaktadır.

Senkron motor tipli fırçasız servomotorların yapıları Doğru Akım servomotorlarından farklı olması dolayısı ile bu tipteki servomotorlar Fırçasız DC Servomotorlar olarak adlandırılır. DC servomotorlardaki komütatörün aksine Fırçasız DC Servomotorlar akımı transistörler vasıtasıyla doğrulturlar. Diğer yönden rotor manyetik alanının kodlayıcı vasıtasıyla algılanıp, algılanan bu pozisyona uygun düşecek şekilde stator sarımlarına üç fazlı alternatif akım verilmesi dolayısı ile kalıcı mıknatıslı senkron motor tipindeki fırçasız servomotorlar aynı zamanda AC Servomotorlar olarak da adlandırılır. Fırçasız Servomotorlarda rotor manyetik alanı ile statora verilen akımlar ortogonal şekilde kontrol edildiği takdirde DC Servomotorların aynı olan hız-moment karakteristikleri elde edilir.

3.2. Fırçasız Servomotorların Yapısı

Fırçasız servomotorlar DC servomotorların bakım gereksinimlerinin ortadan kaldırılması amacıyla geliştirilmiştir. Fırçasız bir Servomotor yapısı Şekil 3.1. de

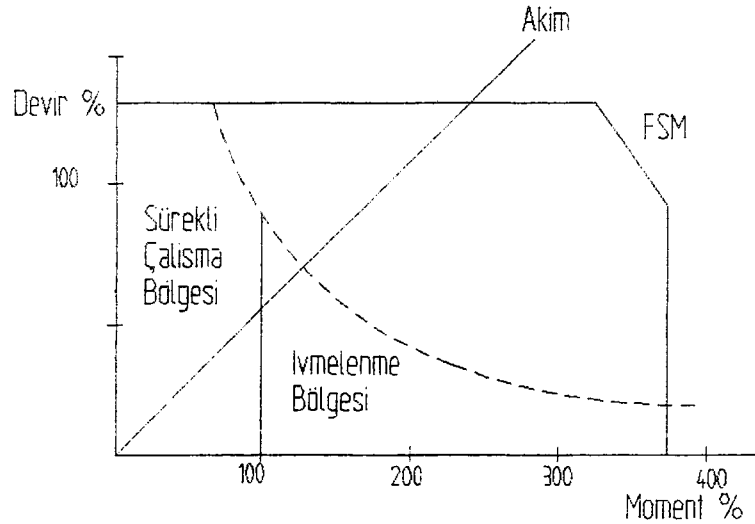
gösterilmektedir. Bu motor yapısında manyetik akıyı üretmek için gerekli olan mıknatıs rotora monte edildiğinden dolayı döner-alan tipli motor yapısıdır.



Şekil 3.1. Fırçasız Servomotor Yapısı[1]

3.3. Yapıdan kaynaklanan motor karakteristikleri

Servomotorlar kullanımları gereği çok sık şekilde ivmelenme ve yavaşlatma işlemlerine maruz kaldıklarından dolayı, maksimum moment değeri anma momentlerinin katlarca fazlası olmalıdır. DC servomotorlarda anma momentlerinin aşılması durumunda komütatör aksamında kıvılcımlaşma olayı gözükür. Aynı şekilde hız arttıkça moment değeri de çok hızlı bir şekilde düşer.



Şekil 3.2. Fırçasız Servomotor ve DC servomotor performans eğrileri

Fırçasız servomotorlarda ise yukarıda bahsedilen kıvılcımlama olayı yapı dolayısı ile görülmez. Fırçasız servomotorlar maksimum momenti düşürmeden yüksek hız limitlerinde çalıştırılabilir. Şekil 3.2. de Fırçasız Servomotorlar ile DC servomotorların performans karakteristikleri kıyaslanmaktadır.

Fırçasız servomotorlarda döner kısımda sarımların olmaması sebebi ile ısı oluşmaz; sabit kısım olarak bilinen stator sargılarında oluşan ısı ise kolay bir şekilde monte edilen ısı iletim devresi ile dışarı verilebilir. Bundan dolayı fırçasız servomotorlarda ısınma olayı DC servomotorlara oranla daha az problem teşkil eder. Aynı şekilde stator sargıları arasına yerleştirilen bir ısı algılama devresi ile (termik eleman) motorun aşırı ısınma sonucu hasar görmesinin önüne geçilebilir.

3.4. Fırçasız Servomotor Bileşenleri

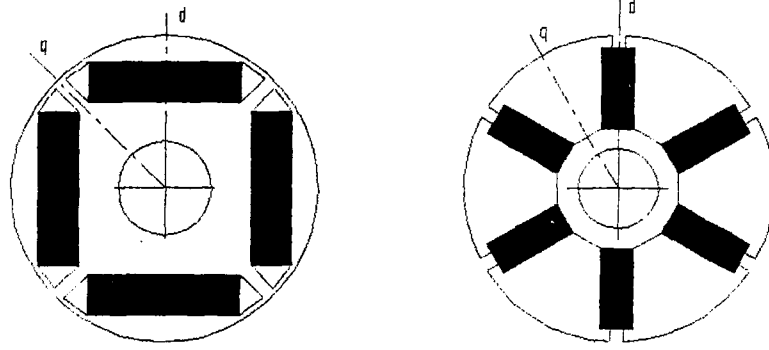
Standart bir servomotor stator, rotor, pozisyon ve hız algılayıcı sensör, rulmanlar ve kaplin bileşenlerinden ibarettir. Şimdi bu bileşenleri teker teker inceleyelim.

3.4.1. Rotor

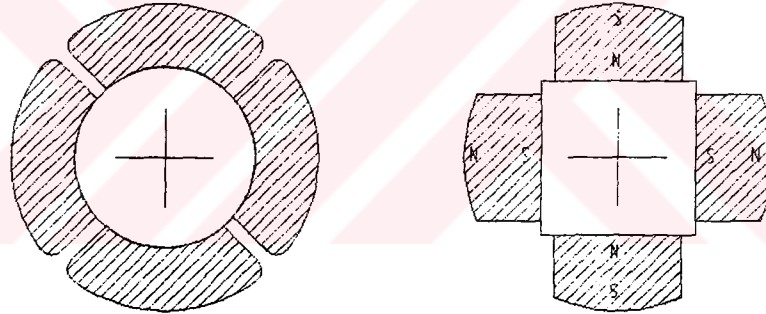
Kalıcı mıknatısların monte edildiği motorun döner kısmıdır. Mıknatıslar rotora monte edildiğinden dolayı döner-alan tipli bir yapı mevcuttur. Genellikle mıknatıs silindirik ve çıkıntılı kutuplu olmak üzere iki tiptir. Şekil 3.3. de rotora monte edilen mıknatıslara ait muhtemel düzenler gösterilmektedir.

3.4.1.1. Rotor yapısında kullanılan kalıcı mıknatıslı malzemeler ve özellikleri

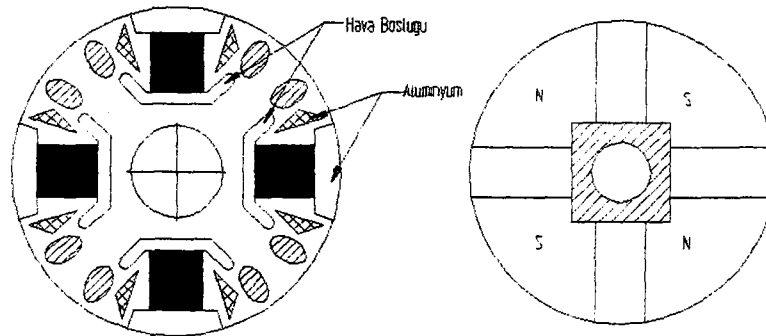
Rotor mıknatıslarında kullanılan kalıcı mıknatıslı malzemelerin gelişim grafiği Şekil 3.4. de gösterilmektedir.



PM/Senkron relüktans hibrit motorların en kesitleri. (a) Dört kutuplu radyal mıknatıslı. Mıknatıslar olmadığı durumda bu motor senkron relüktans motor yapısına sahiptir. (b) Altı-kutuplu çevresel mıknatıslı. Bu düzenleme akı-yoğunlaştırılmış tasarım olarak bilinir. Çünkü mıknatıs kutup alanı hava boşluğundaki kutup alanından daha fazladır. Böylece hava boşluğu akı yoğunluğu mıknatısdaki akı yoğunluğundan daha fazladır. Bu motorların stator yapıları çok fazlı indüksiyon motorlarının stator yapıları ile aynıdır.[3]



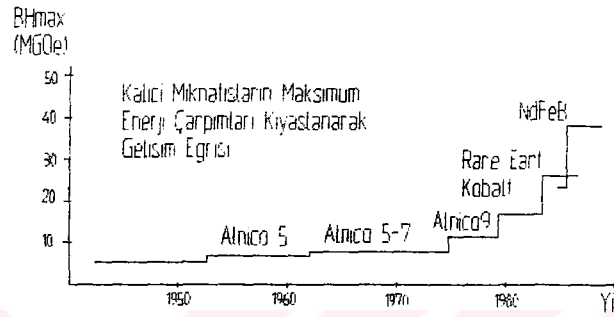
Silindirik yapıda yay şekilli mıknatıs yapısı ve çıkıntılı-kutuplu mıknatıs yapısı[2]



Sincap kafesli indüksiyon motorları, relüktans ve PM motorun esaslarının birleştirilmesi suretiyle elde edilmiş yeni rotor yapısı[2]

Şekil 3.3. Rotor yapıları

Kalıcı mıknatıs malzemeleri olarak en son göze çarpan malzeme yapısı Neodmiyum- Iron-Boron olarak adlandırılan NdFeB olarak kısaltılmış malzemedir. Bu malzeme yapısındaki mıknatıslar Sumitomo firmasınca "Neomax", General Motor firmasınca "Magnequench" ve Crucible firmasınca "Crumax" ticari adları altında üretilmektedirler. Oda sıcaklığında NdFeB ticari olarak temin edilebilen mıknatıslardan daha fazla Enerji Çarpımına sahiptir.



Şekil 3.4. Mıknatıs karakteristikleri[3]

Hem seramik hem de NdFeB mıknatıslar sıcaklık değişimlerine karşı duyarlıdır. 100 °C'lik çalışma sıcaklıklarının üstünde çalışma durumunda özel önlemlerin alınması gereklidir. Çok yüksek sıcaklıktaki uygulamalarda Alnico veya Samaryum-Kobalt mıknatıslar kullanılır. Bunlardan birisi olan 2-17 Kobalt-Samaryum 200 ila 250 °C sıcaklığa kadar kullanılabilir.

3.4.1.2. Alnico Mıknatıslar

Alüminyum, Nikel, Kobaltın ana bileşenler olarak bulunduğu ek olarak bakır, titanyum ve diğer elemanların bulunduğu mıknatıs yapısıdır. Ana bileşenlerini simgeleyecek şekilde Alnico olarak kısaca adlandırılır ve genel amaçlar için geniş bir şekilde kullanılır.

3.4.1.3. Ferrit Mıknatıslar

Ferrit mıknatıslar Alnico mıknatıslara oranla daha düşük manyetik akı yoğunluğuna sahiptir, buna mukabil çok yüksek koversif kuvvet değerine sahiptir.

Ferit mıknatıslar ağır malzemeleri içermezler ve ana bileşeni demir oksit olması dolayısı ile diğer mıknatıslara oranla oldukça ucuzdur. Aynı şekilde yapısı seramik teknikler kullanılmak suretiyle homojen yapılabildiğinden dolayı kütle üretimine uygundur. Buna mukabil, ferit mıknatıslar kırılgandır ve küçük bir darbe ile hasar görürler. Aynı şekilde yüksek sıcaklık katsayısına sahiptir, ki buda Alnico dan yüzlerce kat daha fazladır. $-0.8 \dots -0.2 \% / ^\circ\text{C}$.

3.4.1.4. Samaryum kobalt mıknatıslar

Alnico mıknatıslara yakın kalıcı manyetik akı yoğunluğuna ve ferit mıknatısa oranla 2~3 kat daha fazla koversif kuvvete sahiptir. Bazı mıknatıslar 240 kJ/m^3 lük enerji çarpımına sahiptir ki bu yapıda bir motor diğerlerine oranla daha küçük ebatlarda olmaktadır. Bununla birlikte samaryum ve kobalt ana bileşenlerini teşkil ettiğinden dolayı çok pahalıdır. Ana bileşenlerini çağrıştıracak şekilde genellikle "samacoba" mıknatıs olarak adlandırılır. Düşük sıcaklık katsayısına sahiptir; $-0.03 \dots -0.05 \% / ^\circ\text{C}$. Yüksek yoğunluğa ($8.0 \dots 8.5 \text{ g/cm}^3$) sahip olması ise bir dezavantajdır.

3.4.2. Stator

Fırçasız servomotorlar statorlarına yerleştirilen üç fazlı sargılara üç fazlı alternatif akım verilmek suretiyle çalıştırılırlar. Rotor pozisyonu ile uygun olacak şekilde üç fazlı alternatif akım stator sargılarına tatbik edildiğinde stator da döner manyetik alan elde edilir. Bu manyetik alan senkron hızda döner. Senkron hız ise motorun kutup sayısı ve alternatif akım frekansı ile orantılıdır.

$$N_e = \frac{120 \cdot f_e}{2p}$$

N_e : Senkr on hız

f_e : frekans

$2p$: kutup sayısı

(3.1)

Statorda elde edilen döner manyetik alan statora yerleştirilen iletkenleri keserek iletkenlerde e.m.k. ler endükler. Bununla birlikte iletkenlerde endüklenen e.m.k ler arasında iletkenleri farklı stator oluklarında olması dolayısı ile bir faz farkı oluşur.

Fırçasız servomotorların temeli stator sarımlarında döner manyetik alanın elde edilmesi olduğundan dolayı stator sarımlarında döner manyetik alan elde edilmesi için Servomotorun kutup sayısına göre stator sarımları düzenlenir.

3.4.3. Sensörler

Fırçasız servomotorlarda sensörler iki temel amaç için kullanılır. Bunlardan birincisi rotor pozisyonun algılanması ve diğeri ise dönme hızının ölçülmesidir. Genellikle fırçasız servomotorlarda döner kodlayıcılar ve fırçasız resolverler kullanılır. Kodlayıcıların maliyetinin düşük olması sebebi ile en fazla kullanılan pozisyon sensörüdür.

3.4.4. Fren

Bazı servomotorlar frenlemeyi kolaylaştırması amacıyla eksenel tipli frenler kullanılır. Bu tip frenlerin servomotora monte edilmesi suretiyle servomotor yapısı daha küçük ebatlı olabilmektedir.

4. FIRÇASIZ SERVOMOTORLARIN SÜRÜCÜ DEVRELERİ

4.1. Güç yarı-iletkenleri ve motor kontrolü[3]

Fırçasız servomotorların sürücü devresi otomatik kapama ve yüksek hızda anahtarlama özelliklerine sahip olan yarı-iletken elemanlar ile donatılmıştır. Servo-sürücülerde kullanılan yarı-iletken anahtarlama elemanları; bipolar transistör, MOSFET ve IGBT'lerdir. Bu yarı-iletken elemanlar sadece frekans kontrolü yapmakla kalmazlar aynı zamanda çok hızlı voltaj ve akım dalgası üretim işini de yerine getirirler. Bir başka deyişle motor kontrol işlemlerinde kritik öneme sahip olan moment kontrolü vazifesini de yerine getirirler.

Bipolar transistörler 700-1000 V'luk gerilim aralıklarında ve düşük değerlerde; düşük ON-konum direnci ve kısa anahtarlama zamanları dolayısı ile geniş bir oranda kullanılmaktadır. Bipolar transistörler Darlington bağlantısı ile paketlenir ve diyodlar ile birleştirilmek suretiyle modüler şekilde piyasaya sunulur. Bu tip transistör paketleri güç elektroniği literatüründe Transistör Modülü olarak bilinir.

MOSFET'ler orta kapasiteden düşük kapasiteye kadar 20 kHz'den fazla olan anahtarlama frekanslarında kullanılır. Anahtarlama devreleri çok basittir. Mikro-işlemcilerle entegrasyonu çok kolaydır. Güç yarı-iletken elemanları PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) vasıtası ile tetiklenir ve kontrol edilir. Giriş gücü faktörü, verim ve dinamik cevap açısından PWM tekniği üstünlük arzeder. Şekil 4.1. de servomotorun kontrolü için gerekli olan sürücü devre şeması verilmektedir. Şekil 4.2. de ise güç yarı-iletkenlerinin kullanım sınırlarının gösterildiği bir grafik verilmiştir.

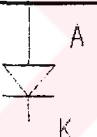
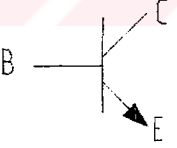
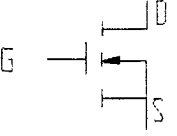
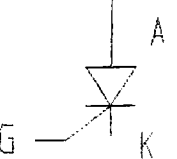
Tablo 4.1. de güç yarı-iletken elemanları ve anahtarlama karakteristikleri gösterilmektedir.

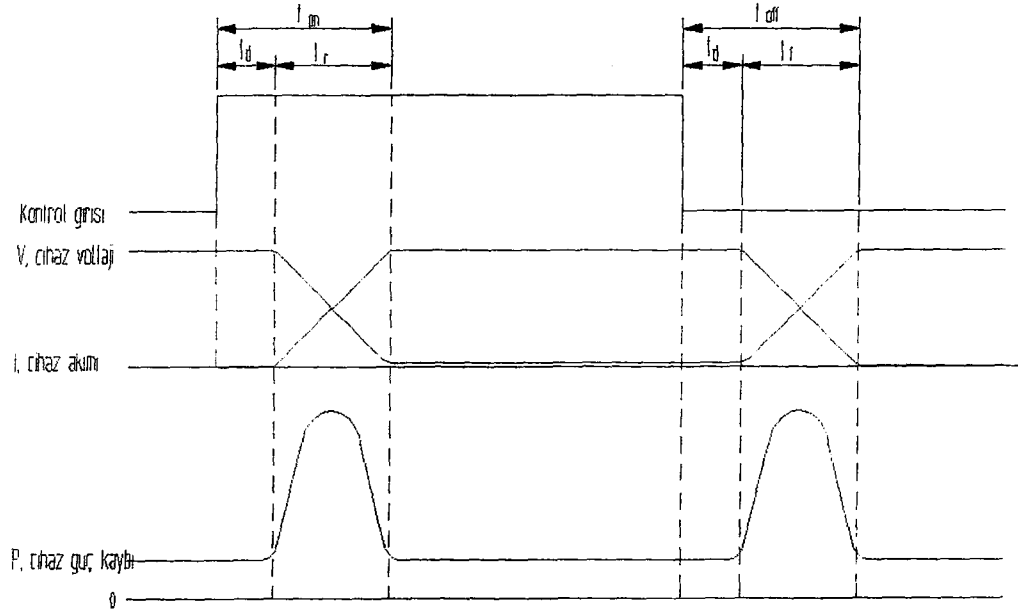
4.2. Büyük güçteki yarı-iletken elemanlar

Motor sürücü devrelerinde büyük miktarlarda güçlere kumanda edilmesi sebebi ile kullanılan yarı-iletken elemanların ısınma v.b. problemlerine karşı önlemlerin alınması gereklidir.

Yarı-iletken elemanlar motor kontrol devrelerinde iki farklı kullanım bölgesinde çalıştırılır. Bunlardan birisi analog bölge diğeri ise ON-OFF olarak adlandırılan anahtarlama bölgesidir. Analog bölgede yüksek akım sebebi ile eleman çok yüksek oranda güç altında çalışacağından dolayı elemanda ısınma olayı gözükür. ON-OFF kontrol düzeni yüksek voltaj ve akım anahtarlama özelliğine sahip yüksek kapasiteli yarı-iletken elemanlara gereksinim duyar. Şekil 4.3. de yarı-iletken elemanların anahtarlama düzeninde kullanıldığı durumdaki anahtarlama karakteristiği gösterilmektedir.

Tablo 4-1. Güç yarı-iletken elemanları[2]

Cihaz	Sembol	Karakteristikleri
Diyot		Doğrultucu karakteristiklerine sahip olan en basit eleman. Güç taşıma kapasitesi tüm yarı-iletken elemanlarınkinden fazladır (4000 V / 3000 A)
Bipolar transistör		Beyz akımı vasıtasıyla anahtarlama yapılır. Güç taşıma kapasitesi orta sınıftadır. Kontrol devresi tristörlere oranla basit olmasına karşın MOSFET'lere oranla kompleks yapıdadır. Genellikle NPN tipleri kullanılırken, PNP tipleri de uygulamaya göre kullanılmaktadır.
MOSFET		Güç taşıma kapasitesi düşüktür. Yüksek frekansta anahtarlama mümkündür (1 Mhz). Mikroişlemci ve entegreler ile kolay entgre edilebilir.
Tristörler		Güç taşıma kapasitesi diyot gibi yüksektir. Yüksek güç gerektiren uygulamalar için uygundur. Özel komütasyon devrelerine gereksinim duyar, otomatik kapatılma özelliği yoktur. Anahtarlama frekansı bipolar transistörlerden düşüktür.



Şekil 4.3. Yarı-iletken elemanların anahtarlama karakteristiği[1]

4.2.1. Güç Kayıpları

Anahtarlama elemanlarındaki kayıplar OFF periyodundaki ve ON periyodundaki kayıplar ile ON-konumuna geçme ve OFF-konumuna geçme zamanında oluşan kayıplar olarak iki ana gruba ayrılır. Güç kayıpları açısından değerlendirmeye tabi tuttuğumuzda, düşük sızıntı akımına, ON-konum direncine, kısa ON-OFF geçme zamanına sahip cihazlar performans açısından dikkate değer cihaz grubunu teşkil eder.

4.3. Ana devre Konfigürasyonu

Şekil 4.4. de görüldüğü gibi ana devre üç fazlı alternatif akımın doğru akıma çevrildiği konverter ile altı transistör ve diyoddan oluşan inverter devresinden ibarettir. Bunlara ek olarak ana devrede komütasyon için direnç, kapasite ve ani voltaj artışını kontrol eden bir absorber devresi de bulunmaktadır.

Şekil 4.5. de FANUC servomotoruna ait sürücü devrenin genel konfigürasyonu gösterilmektedir.

Tablo 4.2. Yarı-iletken güç cihazları ve anahtarlama karakteristikleri[1]

Cihaz	Anma Voltajı&Akımı	Anahtarlama zamanı	Çalışma frekansı	ON-konum voltajı ON-konum direnci	Surge Voltajı
Komütasyon diyodu	3000V&3500A			~1.6V/10kA	~70kA
Genel kullanım Diyod	3000V&1000A	4~6 μ sn	10kHz	3V/3000A	~10kA
Yüksek hızlı Diyod	40V&15~60A	0.15~0.23 μ sn		0.55V/15A 0.58V/60A	300kA
Genel ters bloklamalı Tristör	4000V&3000A	400 μ sn		2.5V/10kA	66kA
Hafif triger tip Tristör	6000V&1500A 8000V&1200A	200~400 μ sn 450 μ sn		2.4V/4500A 2.8V/4000A	30kA
Yüksek hızlı Tristör	1200V&1500A	20 μ sn	5kHz	2.1V/4500A	30kA
Ters bloklamalı Tristör	2500V&400A	40 μ sn		2.7V/1250A	7.2kA
Ters iletim tip Tristör	2500V&1000A	40 μ sn		2.1V/1000A	14kA
TRIAC	1200V&300A			1.5V/420A	3000A
Otomatik off tristör					
GTO	3600V&600A	25 μ sn		2.5V/1000A	7kA
SI tristör	4000V/1000A	6.5 μ sn		2.3V/400A	
Güç transistörü	400V&250A	9 μ sn	~5kHz	~1.0V/250A	
Tek tipli Transistör	400V&40A 630V&50A	6 μ sn ~1.7 μ sn	10kHz ~100kHz	~1.5V/49A ~0.3V/20A	
Darlington tip Transistör	900V&200A	~40 μ sn	4~6kHz	~2.0V	
SI transistör	1200V&10A	~0.55 μ sn	100kHz	~1.2 ohm	
MOSFET	1000V&4.7A	0.9 μ sn		~2 ohm	

Güç transistörlerinin bazı beyz sürücü devrelerinde Darlington bağlantısı kullanılmaktadır. Güç transistörünün anahtarlama sırasında, aşırı voltaj ve güç kayıplarından kaçınmak için bir snubber devresi eklenir.

Şekil 4.4. de görüldüğü gibi ana devrenin esasını altı adet transistörün kullanıldığı inverter devresi teşkil etmektedir. Motor kontrolünün temel yapısını teşkil eden inverterler ve servo-amplifikatörler hakkında biraz daha detaylı olarak bahsedelim.

4.4. Servo-Amplifikatörler[2]

Servomotorun hız ve pozisyon kontrolü için kullanılan elektronik devrenin güç kademesi servo-amplifikatör olarak adlandırılır. Servo-amplifikatörler; transistörlerin lineer bölgede kullanıldığı lineer servo-amplifikatörler, transistörün ON/OFF anahtarlama düzeni ile kullanıldığı PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) servo-amplifikatörler olarak iki ana grupta toplanır. PWM servo-amplifikatörler kayıpların az olması sebebi ile en ekonomik ve verimli olan servo-amplifikatör tipidir ve bu kısımda genel olarak PWM servo-amplifikatörler üzerinde durulacaktır.

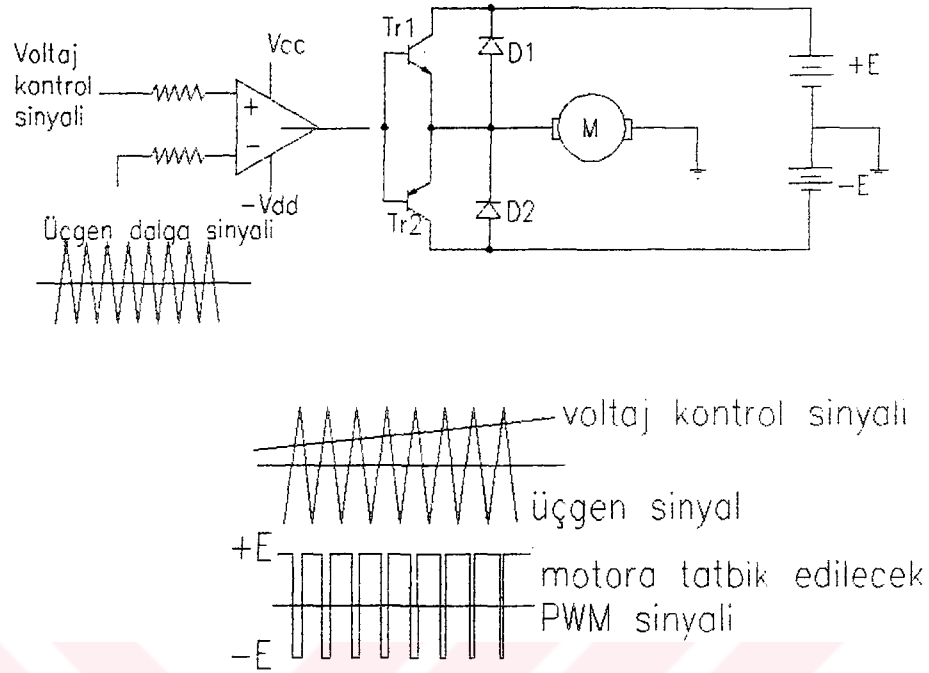
4.4.1. PWM servo-amplifikatörler

Transistörlerdeki ısı kayıplarını azaltmak ve servoların verimini yükseltmek amacıyla PWM tekniğinin kullanılması uygundur. PWM servo-amplifikatörde, transistör ya doyma (saturation) bölgesinde yada kesme (cutoff) bölgesinde çalışır. Transistör kesme bölgesinde iken, ihmal edilebilir bir akım taşır ve bu sebeple güç tüketimi büyük ölçüde ihmal edilebilir.

4.4.1.1. Voltaj kontrollü PWM Servo-amplifikatörler

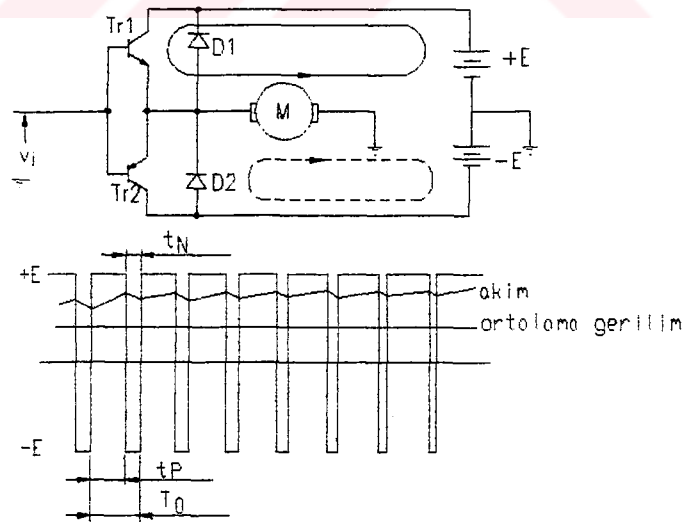
Şekil 4.6. da PWM servo-amplifikatöre ait temel yapı gösterilmektedir. Bu voltaj kontrol tipli bir PWM servo-amplifikatördür. Devrede kullanılan komparatörde iki tane giriş sinyali vardır. Voltaj kontrol sinyali (+) terminale ve üçgen dalga sinyali de (-) terminale tatbik edilmektedir. Giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki ilişki şu şekildedir:

- 1) V_i giriş sinyali üçgen dalga sinyalinden büyükse, çıkış voltajı V_{cc} ye eşittir ve Tr_1 ON konumunu alırken Tr_2 OFF konumundadır. Bu sebeple motora tatbik edilen voltaj sinyali E dir. 2) V_i giriş sinyali üçgen dalga sinyalinden küçük olduğunda, çıkış voltajı $-V_{cc}$ dir ve Tr_2 transistörü ON konumunu alırken Tr_1 tamamı ile OFF konumundadır. Bu sebeple motor terminallerine tatbik edilen potansiyel $-E$ dir.



Şekil 4.6. Voltaj kontrol tipli servo-amplifikatör

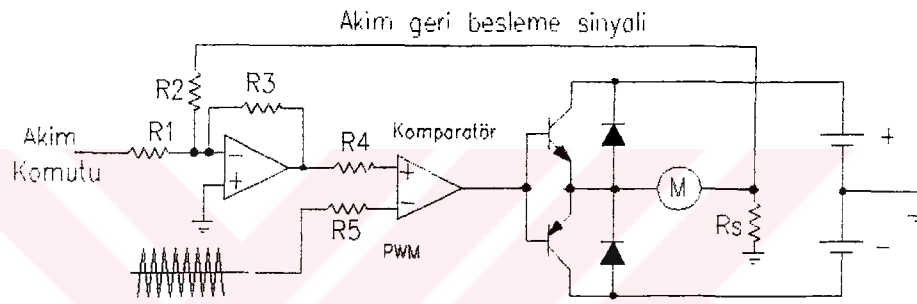
Motora tatbik edilen potansiyel dalga şekli ve bunun ortalama değeri arasındaki ilişki Şekil 4.7. de gösterilmektedir.



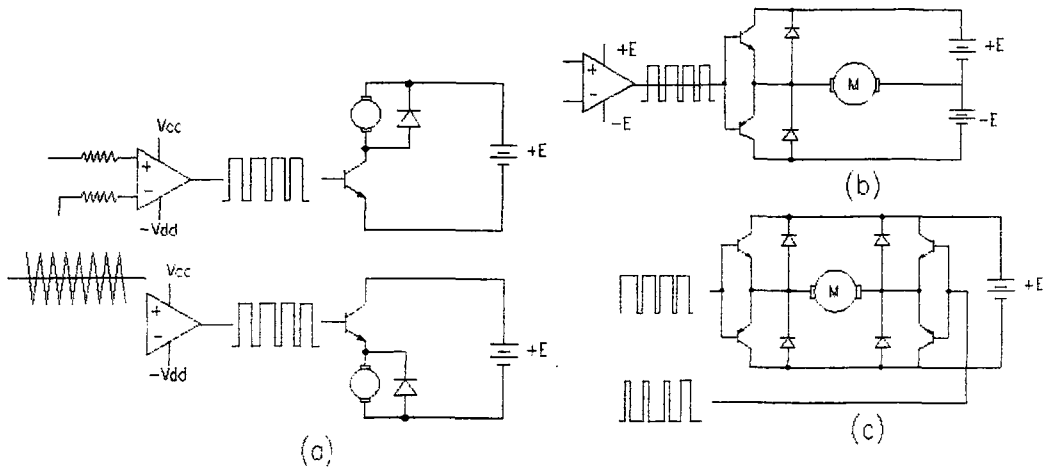
Şekil 4.7. (a) PWM voltaj ve akım dalga şekilleri, ve (b) akım yolları. Ortalama voltaj pozitif olduğu durumda, Tr_1 transistörü ON ve Tr_2 Transistörü OFF konumunda olduğunda akım Tr_1 boyunca akar. Tr_1 OFF ve Tr_2 ON olduğunda ise akım D2 diyodu boyunca akar.

4.4.1.2. Akım Kontrollü PWM Servo-amplifikatörler

Özellikle motor kontrol uygulamalarında kontrol işlemi akım temelli oluşturulmaktadır. Bu sebeple voltaj kontrol düzenli servo-amplifikatörler motor kontrol uygulamalarında fazla bir önem teşkil etmez. Bununla birlikte akım kontrollü servo-amplifikatörler temel voltaj kontrollü servo-amplifikatör devresinden (PWM)den evvel bir OP-AMP ön devresi kullanılmak suretiyle tasarlandığından dolayı voltaj kontrol düzeni servo-amplifikatör devrelerinin temelini teşkil eder. Motor akımını kontrol eden akım-kontrollü servo-amplifikatör devresi Şekil 4.8. de verilmektedir.



Şekil 4.8. Akım-kontrollü PWM servo-amplifikatör



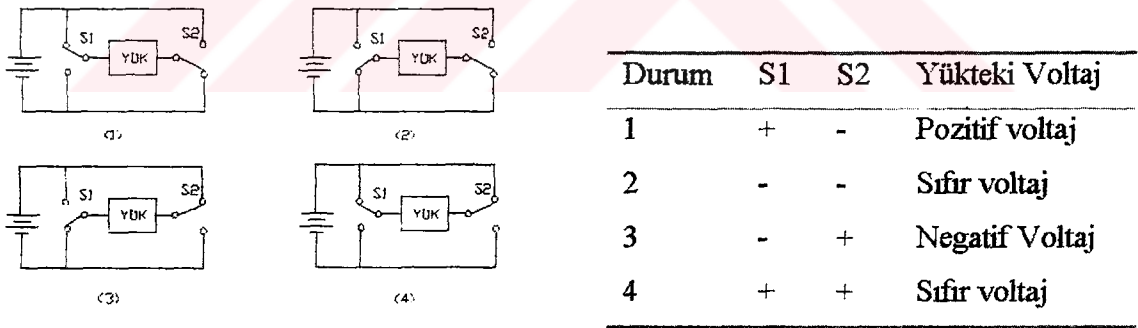
Şekil 4.9. DC motorun tahrik edilmesinde kullanılan üç farklı metod: (a) ortak kollektör ve emiter takipci düzenleri için iki yönlü düzenler; (b) İki besleme ünitesi kullanarak tek yönlü düzen; (c) bir besleme ünitesi ile iki yönlü sürme

4.5. Inverterler[2]

DC gücü AC güce çevirmede kullanılan statik ekipmanlar inverter olarak adlandırılır. Faz sayısı, yarı-iletken eleman kullanımı, çıkış dalga şekilleri bakımından çok sayıda farklı inverter vardır.

4.5.1. H-köprü İnverter

H-köprü devresi kullanarak DC besleme kaynağından tek fazlı alternatif voltajı elde etme esası Şekil 4.10. da açıklanmaktadır. DC besleme kaynağından yüke akım S1 ve S2 anahtarları ile tatbik edilmektedir. Her bir anahtarın pozitif ve negatif terminalleri olduğundan dolayı, her iki anahtarın aşağıda gösterildiği şekilde 4 ana kombinasyonu vardır:



Şekil 4.10. S1 ve S2 gibi iki mekanik anahtar kullanılmak suretiyle elde edilen H-köprü inverterin temel ilkesi. (1) konumunda, S1 (+) terminal ve S2 anahtarı da (-) terminaldedir ve yüke pozitif yük tatbik edilmektedir. (3) konumunda S1 (-) terminal ve S2 (+) terminaldedir ve yüke negatif yük tatbik edilmektedir. Bu iki konumun tekrarlı bir şekilde değiştirilmesi suretiyle, tek fazlı kare-dalga voltajı elde edilir. (2) konumunda her iki anahtar da (-) terminaldedir, ve (4) konumunda ise her iki anahtar da (+) terminaldedir ve dolayısı ile yüke tatbik edilen voltaj sıfırdır.

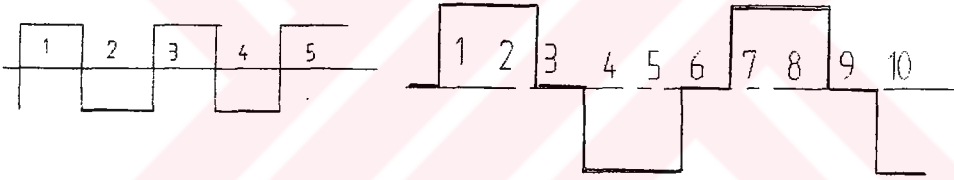
(1) ve (3) konumları alternatif bir şekilde tekrarlanırsa, Şekil 4.11. (a) da gösterilen kare-dalga şekli yük üzerine tatbik edilebilir. Yük potansiyelinin sıfır olduğu (2) ve (4) konumlarının da kullanılması suretiyle Şekil 4.11. (b) de gösterilen dalga formu elde edilir.

	1	2	3	4	5
S ₁	E	0	E	0	E
S ₂	0	E	0	E	0

Tr ₁	1	0	1	0	1
Tr ₂	0	1	0	1	0
Tr ₃	0	1	0	1	0
Tr ₄	1	0	1	0	1

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
S ₁	E	E	E	0	0	0	E	E	E
S ₂	0	0	E	E	E	0	0	0	E

Tr ₁	1	1	1	0	0	0	1	1	1
Tr ₂	0	0	0	1	1	1	0	0	0
Tr ₃	0	0	1	1	1	0	0	0	1
Tr ₄	1	1	0	0	0	1	1	1	0

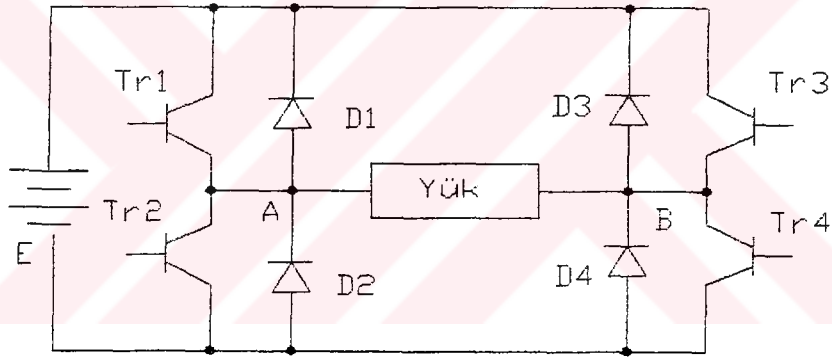


Şekil 4.11. Köprü inverterde kullanılan anahtarlama sırasına ait iki örnek. (a) yönteminde bir kare-dalga voltajı, (b) de ise bir merdiven dalga şekli elde edilir. Üst kısımda gösterilen tablo dalga şekillerinin S1 ve S2 anahtarları ile, alt kısımdaki tablo ise dört adet Transistör ve dört adet diyod kullanılmak suretiyle elde edildiği anahtarlama konumlarını göstermektedir.

Yukarıda bahsedilen iki anahtar yerine transistörler kullanıldığı takdirde H-köprü inverter düzeni Şekil 4.12. de gösterildiği gibi olur. Bu amaçla dört adet transistör ile dört adet diyoda gereksinim vardır. Tr1 ON ve Tr2 OFF konumunda olduğunda, A terminalinde E potansiyeli vardır. Tr1 OFF ve Tr2 ON konumunda ise,

A terminali GND potansiyelindedir. Benzer şekilde, Tr3 ON ve Tr4 OFF olduğunda, B terminali E potansiyelinde, Tr3 OFF ve Tr4 ON konumunda olduğu takdirde B terminali GND potansiyelindedir. Şekil 4.11. de verilen dalga şekillerini elde etmek için 4 transis-törün anahtarlama konumları aynı şekilde gösterilmektedir.

Eş çalışan transistörler arasında bir konumdan diğer konuma geçme sırasında, kısa bir zaman dilimi için her iki transistör de OFF konumlarında olmalıdır. Bu her iki transistörün de aynı anda kapandığı durumdaki geçici halde oluşabilecek olan kısa devre ihtimaline karşı koruma için gereklidir. Bu sebeple transistörde ON konumundan OFF konumuna geçme mümkün olan en kısa zamanda yapılmalıdır; benzer şekilde OFF konumundan ON konumuna geçme işlemi uygun bir gecikme ve belirli bir zaman alacak şekilde yapılmalıdır.



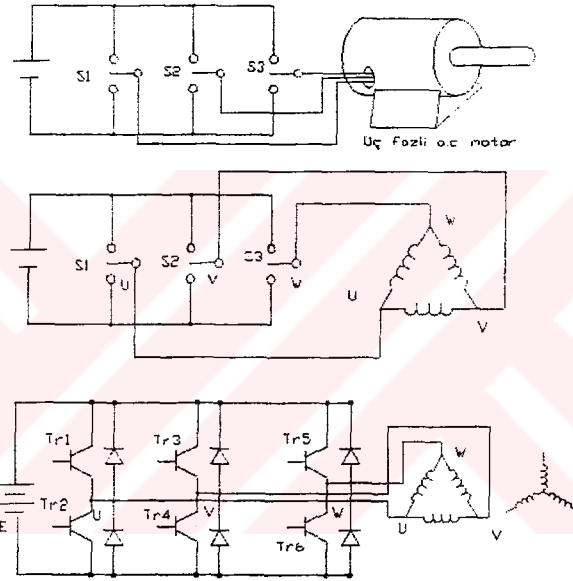
Şekil 4.12. Transistör ve dört-diyod kullanılarak elde edilen Köprü-İnverter

4.5.2. Üç Fazlı İnverterin temel ilkesi

AC motora tatbik edilecek üç fazlı alternatif akımların; DC besleme kaynağından elde edilmesinin esası Şekil 4.13. de açıklanmaktadır. Devrede DC besleme kaynağından stator sarımlarına uygun sırada akım komütasyonu sağlamak amacıyla üç tane mekanik anahtar kullanılmaktadır. Bu üç anahtarın çok sayıda konum kombinasyonları vardır; fakat genelde bu üç anahtarın muhtemel altı anahtarlama konumunun kullanılarak AC gerilimin elde edilmesinde iki ana metod vardır: Bunlardan birincisi 120° ve diğeri de 180° iletim tipidir.

4.5.2.1. 120-derece tipli üç-faz inverter

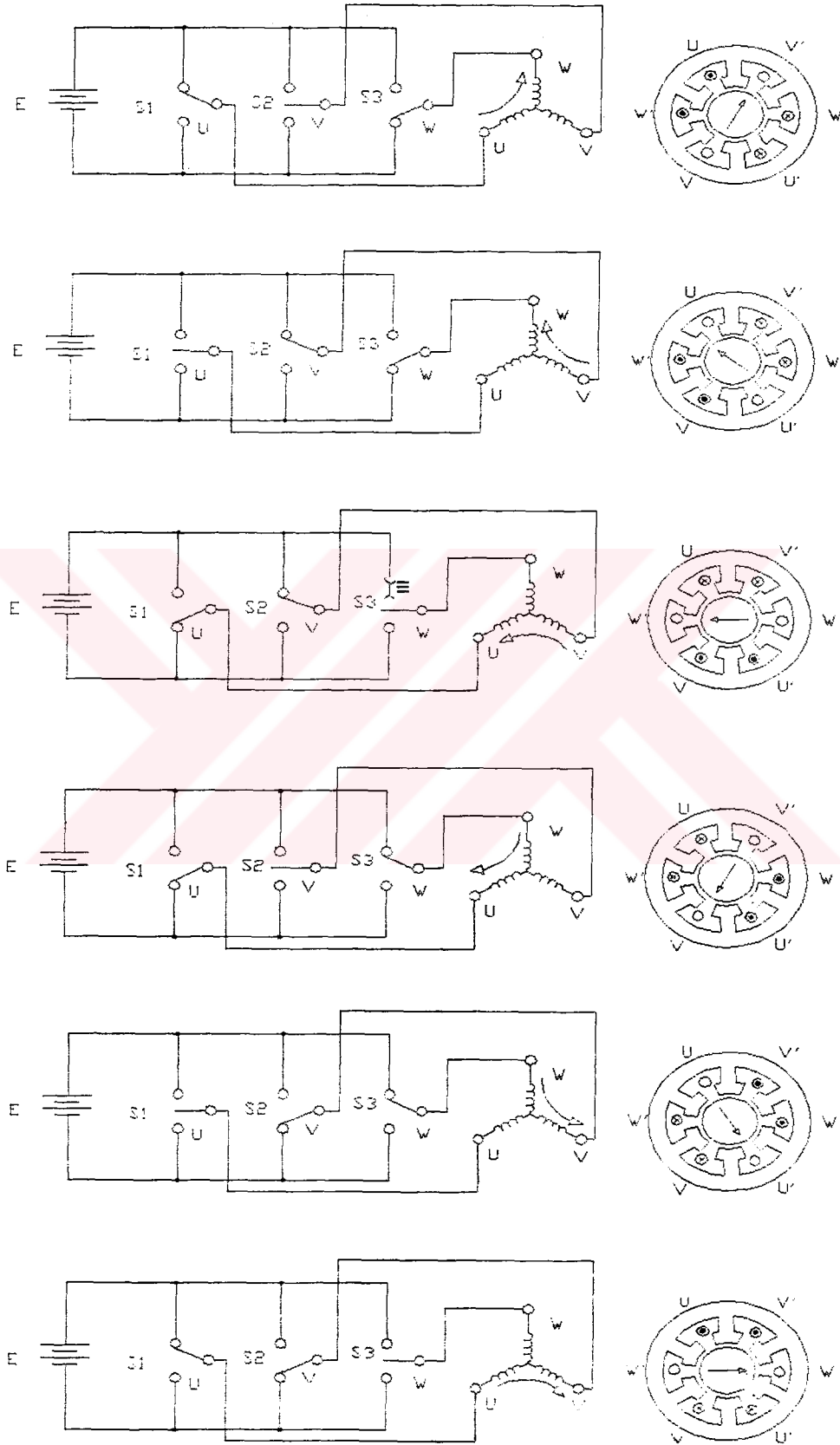
Bu tipte, üç anahtardan bir tanesi pozitif terminalde, diğeri negatif terminalde ve kalan anahtar açık konumda olacak şekilde bir anahtarlama sırası vardır. Şekil 4.14. de statorda akım dağılımı ve bu dağılım sonucu elde edilen döner manyetik alan gösterilmektedir. Bu döner manyetik alana yerleştirilecek bir rotor da aynı doğrultuda dönmeye zorlanır. Anahtarlama sırası tersine çevrilirse, manyetik alan ve bunun sonucu olarak rotor zıt yönde döndürülebilir. Şekil dikkatli incelenirse herhangi bir anahtar E ve GND arasında bir tam çevrimin 120° lik kısmında değişmektedir.



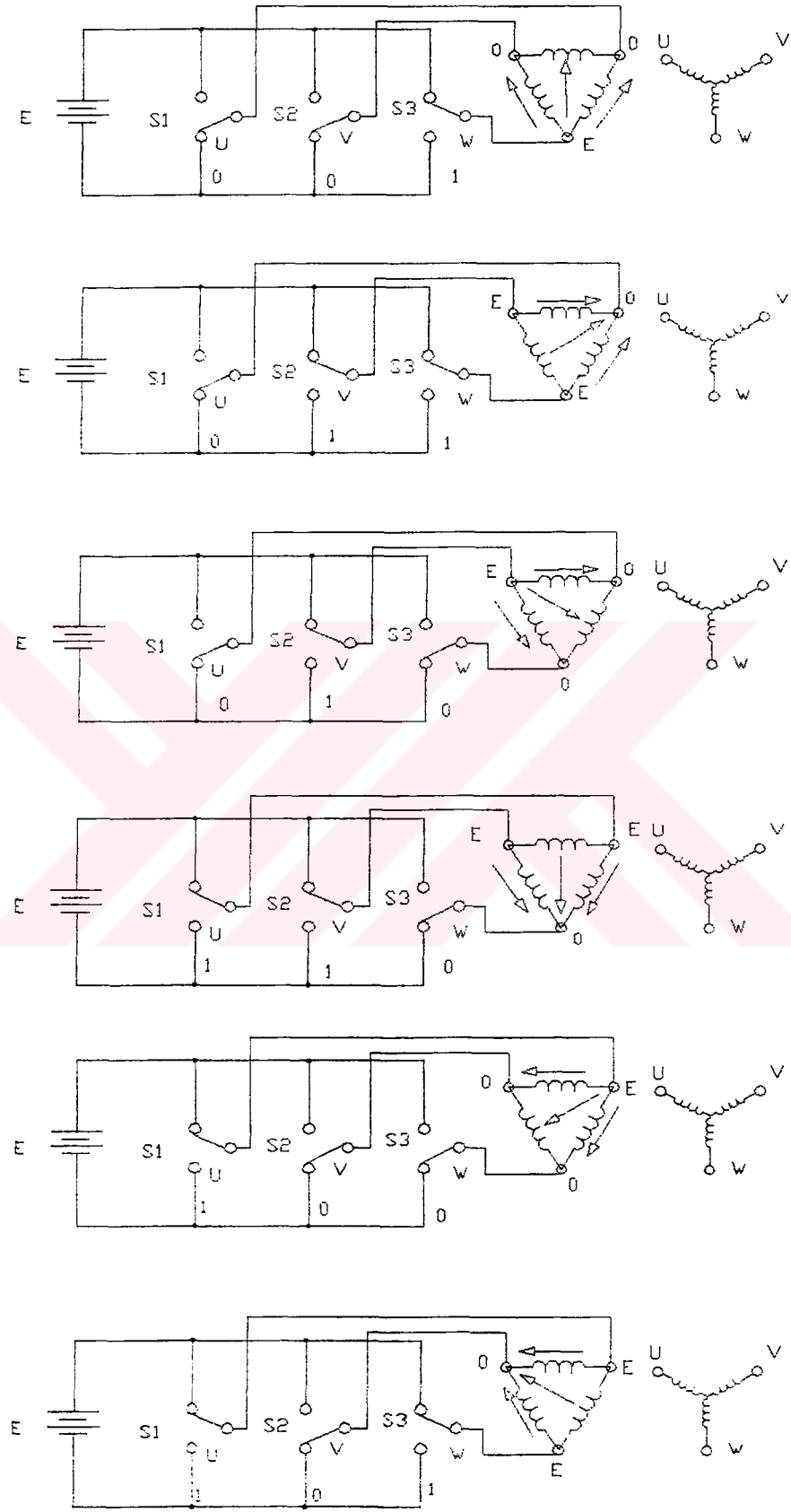
Şekil 4.13. Üç fazlı köprü-inverterin temel konfigürasyonu: (a) üç tane mekanik anahtar kullanılmaktadır, motor üçgen-sarımlı ise, anahtar terminalleri (b) de gösterildiği gibi bağlanır; (c) de ise anahtarlar yerine 6 adet transistörün kullanıldığı üç-fazlı inverter gösterilmektedir. Genellikle motor sarımları Y-bağlı olarak bağlanır.

4.5.2.2. 180-derece tipli üç fazlı H-köprü inverter

Bu tipte anahtarlama OFF konumu olmaksızın oluşturulur; yani bir anahtar ya pozitif yada negatif terminaldedir ve aynı anda üç anahtarında pozitif veya negatif terminalde olmasına müsaade edilmez. Saat yönünde dönme durumunda anahtarlama sırası Şekil 4.15. de gösterilmektedir.

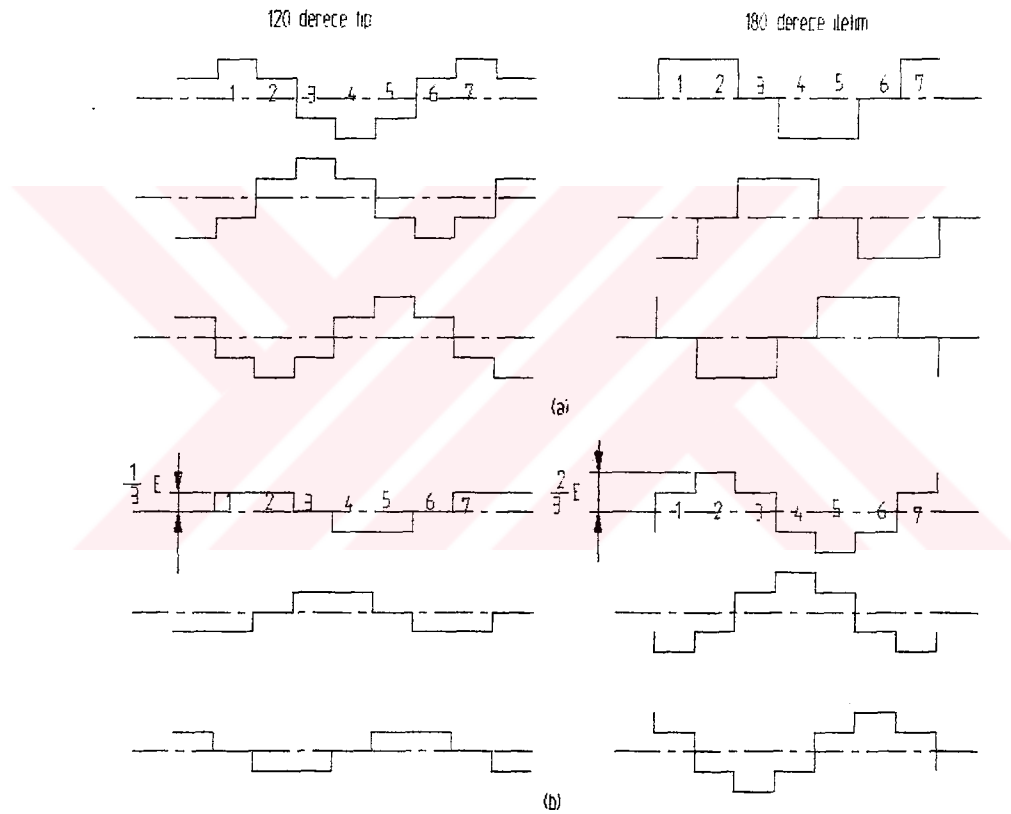


Şekil 4.14. 120-derece iletim tipli inverterde anahtarlama sırası[2]



Şekil 4.15. 180° iletim tipli üç-fazlı köprü inverter için anahtarlama sırası[2]

Hem 120° hem de 180° inverter tiplerinde manyetik alan 60°'lik aralıklar ile döner. Farklılık ise voltaj dalga şekillerindedir. Yıldız bağlı direnç yükü durumunda her iki metod ile elde edilen dalga şekillerinin kıyaslaması Şekil 4.16. da gösterilmektedir. İndüksiyon motorunda olduğu gibi, endüktif bir yük 120° tipli inverter ile tahrik edildiğinde, OFF periyodundaki terminal potansiyelleri geçici akım davranışından etkileneceğinden dolayı, dalga şekli gösterilen formdan sapacaktır. Temelde 180° iletimde fazlar arası dalga şekli yük karakteristiklerinden bağımsızdır.

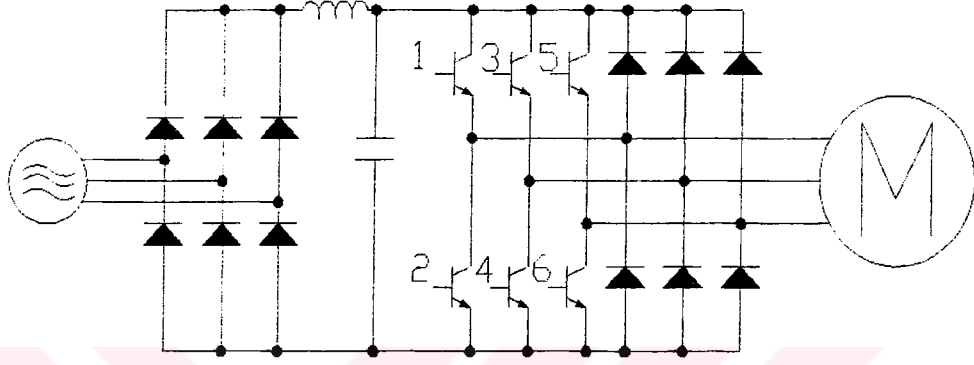


Şekil 4.16. Direnç yükü için 120° ve 180° inverterler için voltaj dalga şekillerinin kıyaslanması: (a) Fazlar arası voltaj; (b) Faz-nötr voltajı

4.5.3. Voltaj-kaynaklı inverter ve akım-kaynaklı inverter

Yarı-iletken elemanların kullanıldığı pratik inverterlerde, komütasyon sırasında ya DC voltajı ya da DC akımı sabit kalır. DC voltajın sabit tutulduğu tip voltaj-kaynaklı inverter, akımın sabit tutulduğu tip ise akım-kaynaklı inverter olarak

adlandırılır. Şekil 4.17. de voltaj kaynaklı inverter devresi gösterilmektedir. Burada komütasyon sırasında DC voltajını stabilize etmek amacıyla DC terminalleri arasında büyük bir kapasite elemanı kullanılmaktadır. Bu inverterin altı-kademeli çalışmasında 180° modu kullanılmaktadır. Bununla birlikte, çıkış dalga şekillerini iyileştirmek için değişik PWM teknikleri kullanılabilir.



Şekil 4.17. Anahtarlama elemanı olarak Transistörlerin kullanıldığı voltaj-kaynaklı inverter

Voltaj-kaynaklı inverterin bir dezavantajı, motor jeneratör modunda çalıştırıldığında, üretilen enerjinin AC besleme kaynağına geri verilemesidir. Her ne kadar voltaj kaynaklı inverterin toplam verimi akım kaynaklı inverterden düşükse de; basitlik dolayısı ile düşük ve orta güç gerektiren uygulamalarda geniş bir şekilde kullanılmaktadır.

5. UYGULAMAYA GÖRE SERVOMOTOR SEÇİMİ

Günümüz servomotorları çok sayıda firma tarafından çok çeşitli özellikleri içerecek şekilde dizayn edilmektedir. Bütün bu çeşitlilik içinde uygulamamız için gerekli olan servomotorun seçilmesi oldukça önemlidir. Bu kısımda genel olarak servo uygulamalarında (mekatronik mühendisliği) kullanılan servomotorların, tatbik edilecek uygulama alanına ve çalışma şartlarına göre nasıl seçileceği üzerinde durulacak ve verilen bir çalışma koşullarını sağlayan servomotor nasıl seçilir? sorusuna yanıt bulunmaya çalışılacaktır.

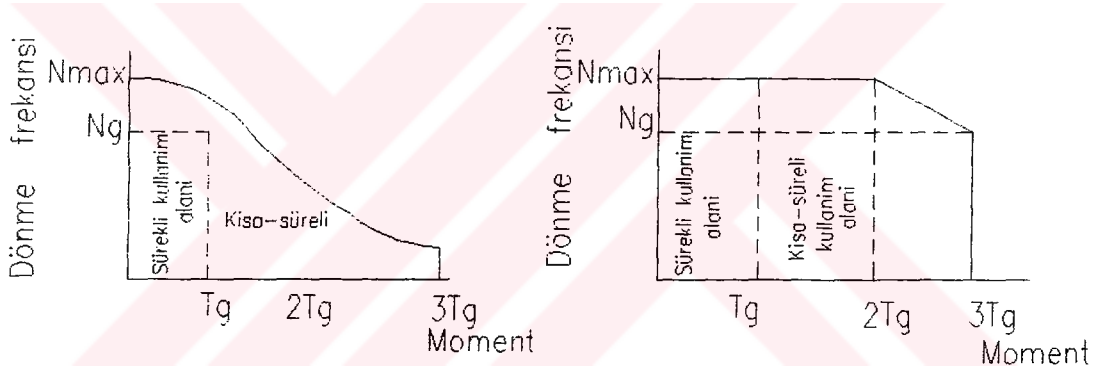
5.1. *Motor Gücü[1]*

Bir motor gücü ile tanımlanır; imalatçı kataloglarında ilk olarak çıkış belirtilir. Genellikle bir motora ait etikette; çıkış gücü, koruma metodu, kutup sayısı öncelikle belirtilen terimlerdir. Bu belirtilen üç terim motoru seçmek için gerekli olan minimum verilerdir. Herhangi bir devirde motorun anma momentini ürettiği durumdaki çıkış gücü motor gücü olarak tanımlanır. Hızı-ayarlanabilir motor olarak kullanılan DC servomotorun veya fırçasız servomotorun anma momenti motor imal edilmeden evvel belirlenir. Diğer motorlardan farklı olarak, servomotorlar anma frekanslarında nadiren çalıştırılır. Genellikle servomotorlar sık-sık durma ve hızlanma işlemi yaparlar. Bu uygulamalarda kullanılan servomotorlar anma momentlerinin 3-5 katı fazla momentler ürettikleri gibi, anma akımının da 3-5 katı fazla değerlerinde çalıştırılır. Bir motor akımla orantılı miktarda ısı üretir. Bu sebeple tatbik edilen yük değiştikçe, ısı hesabının yükün sabit olduğu durumda üretilen ısı hesabından farklı bir metod ile yapılması gerekir. Kataloglarda ve motor etiketlerinde belirtilen çıkış gücü, anma momentinde motorun kararlı durumda kaldığı dönme frekansının maksimum değeri baz alınarak hesaplanır. Bu sebeple bu çeşit motorların seçimi basit bir yük ile

kıyaslama yapılmakla değil aynı zamanda aşağıda belirtilen hususların da göz önüne alınması suretiyle yapılmalıdır.

5.2. Hangi motor: DC servomotor ya da AC servomotor

Performans açısından değerlendirildiğinde AC servomotorlar DC servomotorlar ile aynı performans değerlerine sahiptir. Bununla birlikte AC servomotorlar motor yapısının basit olmasına rağmen kontrol elemanının kompleks olması sebebi ile daha maliyetlidir. DC servomotor bakım gerektiren komütatör ve fırçalardan ibaret olduğundan dolayı, motorun kullanılacağı yerin göz önüne alınması ve bu şekilde bakım işleminin kolay olması göz önünde bulundurulmalıdır.



Şekil 5.1. Aşırı yüklenme karakteristikleri; (a) DC; (b) AC servomotor

Şekil 5.1. de gösterildiği gibi DC servomotorun aşırı yüklenme karakteristiği AC servomotorunkinden farklıdır. Dönme frekansından daha yüksek devirlerde çalışan bir DC servomotorda, büyük bir yük tatbik edildiğinde fırçalardaki ark oluşumu artar, bu sebeple DC servomotorda kullanılan çalışma bölgesi kısıtlıdır. AC servomotorda ise böyle bir olay yoktur. Pozisyon kontrolünün yapıldığı uygulamalarda, genellikle DC servomotorda gerekli olan darbe sayısını üreten bir kodlayıcı kullanılır. Diğer yünden, AC servomotorda ise artımsal kodlayıcı veya resolver motora imalat sırasında monte edilir. AC servomotorda kullanılan kodlayıcı ile üretilen sinyaller sadece pozisyonlandırma işleminde değil, aynı zamanda hız kontrolü, rotorun pozisyonunun belirlenmesi amacıyla da kullanılır.

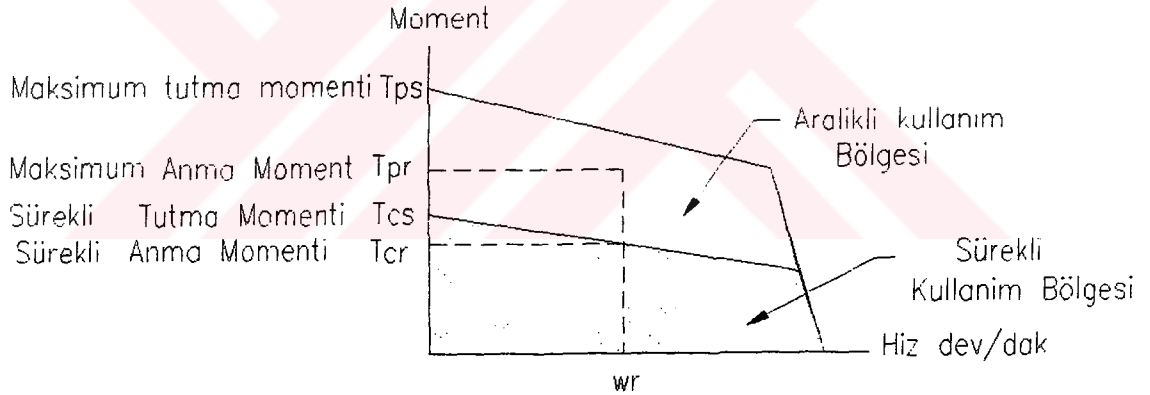
5.3. Fırçasız Servomotorlarda Hız-Moment karakteristik eğrileri

Servomotorların tamamı belirli bir hız-moment karakteristiğine sahiptir. Uygun servomotorun seçim işleminde bu karakteristiğin çok iyi anlaşılması gerekir. Bu kısımda Hız-Moment karakteristiği üzerinde durulacak ve bu karakteristiğin yorumlanması verilecektir.

Fırçasız servomotorların performansı hız-moment karakteristikleri ile tanımlanır. Şekil 5.2. incelendiğinde fırçasız bir servomotorda iki temel çalışma bölgesinin bulunduğu gözlemlenir.

1. Aralıklı Çalışma Bölgesi
2. Sürekli Çalışma Bölgesi

Şimdi bu çalışma bölgelerinin ne anlama geldiği üzerinde duralım.



Şekil 5.2. Servomotorlarda hız-moment karakteristiği[7]

5.3.1. Sürekli Çalışma Bölgesi

Bu bölgede motor hız ve momentin herhangi bir konfigürasyonunda sürekli olarak çalıştırılabilir. Bölgenin sınırları maksimum sürekli moment ve sistem voltaj hattı ile belirlenir. Sürekli moment hattı motorun kabul edebileceği maksimum anma sıcaklığı ile belirlenir. Sistem voltaj hattı ise servomotoru kontrol eden kontrolörün anma voltajı, hatta verilen besleme gerilimi ve motor sınımları ile belirlenir.

5.3.2. Aralıklı Çalışma Bölgesi

Bu bölgede motor kullanım oranı (duty cycle) değerlerinin göz önüne alınması suretiyle motor belirtilen moment değerinde çalıştırılabilir. Aralıklı çalışma bölgesinin sınırları maksimum moment hattı ve sistem voltaj hattı ile belirlenir. Maksimum moment hattı kontrolörün belirli bir zaman aralığında üretebileceği maksimum anma akımı ile belirlenir. Sistem voltaj hattı ise kontrolörün anma gerilimi, tatbik edilen hat voltajı ve motor sınırları vasıtasıyla belirlenir. Aralıklı çalışma bölgesinde çalışma; kullanım oranı (duty ration) ile belirlenir. Motor belirli zaman dilimlerinde farklı miktarlarda moment değerlerinde çalıştığında bu moment değerlerinin ortalamasının sürekli çalışma bölgesindeki moment değerinden düşük olması gerekir.

5.4. Uygulamaya göre servosistemin belirlenmesi

Çoğu uygulamalar yükün hassas ve kontrollü bir şekilde hareket ettirilmesini gerektirir. Hareket kontrolü servosistem vasıtasıyla temin edilir. Servosistemden istenilen performansı elde etmek için, yük karakterize edilmeli ve hareket profili saptanmalıdır. Servosistem doğru olmayan bir şekilde belirlendiği takdirde, performans düşüşleri, motorun ısınması ve aşırı maliyet gibi sorunlar ile karşı karşıya kalırız.

5.4.1. Performans Eğrileri

Bir servosistem iki ana bileşenden ibarettir: Servo-amplifikatör ve servomotor. Servoamplifikatör motora elektriksel enerji temin eder. Her bir servomotorun kendine özgü hız-moment karakteristiği vardır. Aynı şekilde her bir servo-amplifikatöründe kendine özgü, termal ve elektriksel şartlar ile belirlenen akım-voltaj karakteristiği vardır. Sürekli çalışma bölgesi motorun 25°C ortam sıcaklığında çalıştırıldığında ve ısı iletim elemanı olarak 0.5"x18"x18" boyutlarındaki alüminyum plakaya monte edildiği

durumda ısınma karakteristiğine göre belirlenir. Servo endüstrisinde bu plaka ve anma metodu bir standarttır. Sürekli çalışma bölgesinde sistem sürekli olarak herhangi bir hız-moment değerinde sürekli olarak çalıştırılabilir. Değişik zaman aralıklarında değişik moment değerlerinde çalışan motorun moment değeri ise ortalama değeri (RMS) hesaplanarak belirlenir.

Aralıklı çalışma bölgesi sistem anma hız hattı ve maksimum moment hattı ile belirlenir. Maksimum momentte çalışma durumundaki zaman değeri kontrolör anma değerlerine bağlı olarak değişir. Motor / kontrolör ikilisi aralıklı çalışma bölgesinde kesikli çalışma temeli ile çalıştırılabilir. Aralıklı çalışma bölgesindeki gerçek çalışma zamanı bu bölgede çalışan motorun ortalama çalışma momentinin (RMS) sürekli çalışma bölgesinden düşük olduğu durumdaki zaman değeri olarak belirlenir.

5.4.2. Yük parametreleri

Servosistem seçiminden evvel öncelikli olarak belirlenmesi gereken tipik dört tane yük parametresi vardır. Bu parametreler motor şaftına yansıyacak şekilde belirlenmelidir. Motor şaftı ile yük arasında mekanik bir bağlantı (dişli, bilyalı vida, kayış, kasnak v.s.) var ise bu mekanikler de göz önüne alınmalıdır. Bahsedilen yük parametreleri şunlardır:

5.4.2.1. Sürtünme Momenti T_f

Birbirlerine göre relatif hareket olan mekanik sistemdeki temasın kaldırılması için gerekli olan moment değeridir. Bu sürtünme momenti hızdan bağımsızdır.

5.4.2.2. Viskoz sürtünme T_v

Akışkan içinde bir nesneyi hareket ettirmek için gerekli olan moment değeridir. Bu moment hız ile orantılıdır ve özellikle yüksek hızlarda çok daha fazla önem arzeder. Çoğu uygulamalarda bu moment değeri ihmal edilir.

5.4.2.3. Eylemsizlik J

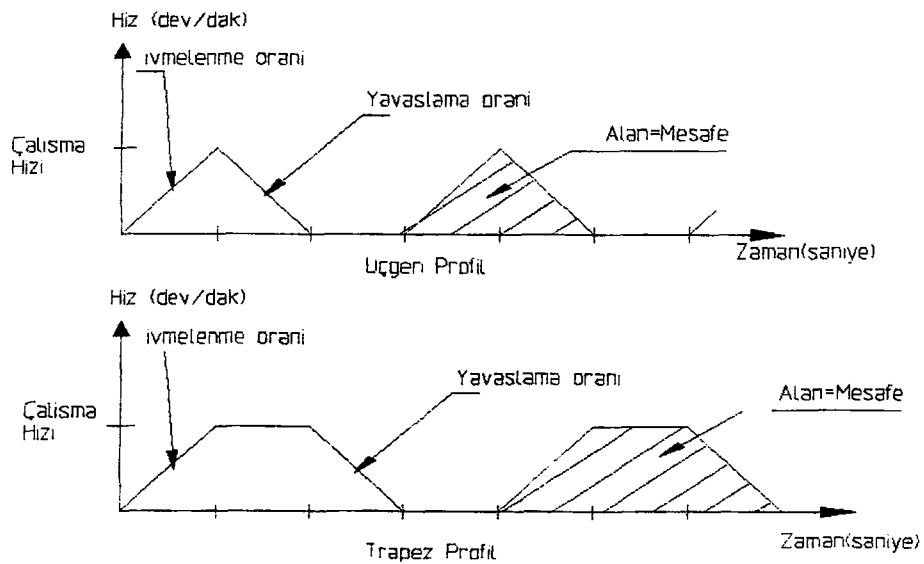
Cisimdeki hız değişimine karşı cismin verdiği direnç şeklinde tarif edilebilir. Hesaplama ile veya ölçüm ile bulunabilir fakat tanımlanması en zor olan parametredir.

5.4.2.4. Yük momenti T_L

Yukarıda tanımlanan moment değerleri dışında kalan ve yükün gereksinim duyduğu moment değeridir.

5.4.3. Hareket Profili

Yukarıda tanımlanan dört adet parametrenin de göz önüne alınması suretiyle hız zaman profili tanımlanmalıdır. Yük parametrelerindeki gibi, bu profil motor şaftına göre tanımlanır ve mekanik bağlantıların etkisi de göz önüne alınır. Pozisyon kontrol uygulamalarında karşılaşılan tipik hız profilleri Şekil 5.3. de gösterilmektedir.



Şekil 5.3. Hız profilleri[7]

Hız profili ve yük parametresi verileri kullanılmak suretiyle, motor şaftına yansıyan moment-zaman profili elde edilir. Hız profili ile birlikte bu moment profili, yükü tahrik etmek için gerekli olan hız-moment çalışma bölgesini belirler. Uygun servosistemin seçimi yük performans eğrileri ile değişik motor/kontrolör kombinasyonlarının kıyaslanması suretiyle yapılır.

5.4.4. Maksimum moment gereksinimlerinin hesaplanması

Yükü sürmek için gerekli olan moment (5.1) denklemi ile tanımlanır.

$$T = T_F + T_V + T_L + T_J \quad (5.1)$$

T: gerekli moment
 T_F : sürtünme momenti
 T_V : vizkoz moment
 T_L : Yük momenti
 T_J : Eylemsizlik momenti

Sürtünme, vizkoz ve yük momentleri daha önce tanımlanmıştı. Yük ataletini ivmelenmek ve yavaşlatmak için gerekli olan eylemsizlik momenti aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\begin{aligned} \text{ivmelenme için: } T_{JA} &= J \cdot a \\ \text{yavaşlama için: } T_{JD} &= J \cdot d \\ T_{JA}: \text{ivmelenme momenti} \\ T_{JD}: \text{yavaşlama momenti} \\ a: \text{ivmelenme oranı} \\ d: \text{yavaşlama oranı} \end{aligned} \quad (5.2)$$

T_V vizkoz momenti hız ile orantılıdır ve aşağıda verilen formül ile hesaplanır.

$$T_V = K_D \cdot \omega$$

T_V : vizkoz moment
 K_D : sönüm sabiti
 ω : hız

(5.3)

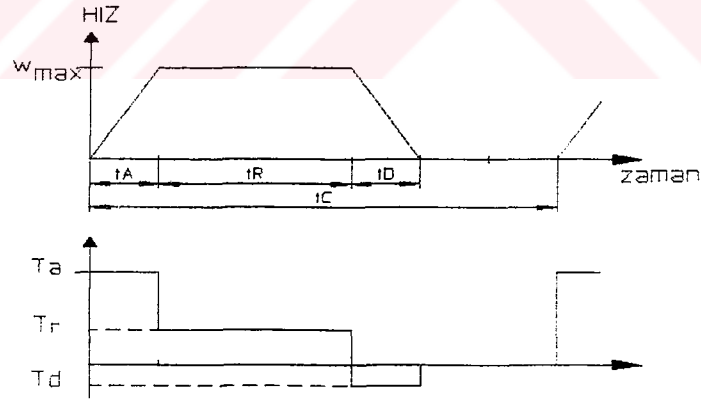
Yukarıda verilen denklemlerin yerine konulması ile gerekli olan maksimum moment

$$\begin{aligned} T_A &= T_F + T_L + K_D \cdot \omega + J \cdot a \quad \text{ivmelenme durumunda} \\ T_D &= T_F + T_L + K_D \cdot \omega - J \cdot (-a) \quad \text{yavaşlama durumunda} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Yukarıda verilen denklemlere maksimum ivmelenme ve yavaşlama oranlarının konulması suretiyle maksimum moment miktarı bulunabilir. Maksimum moment değeri hem ivmelenme hem de yavaşlama durumu için göz önüne alınmalıdır. Hesaplanan bu değerlerden en büyük olan moment değeri maksimum moment değeri olarak göz önüne alınır.

5.4.5. Sürekli moment gereksinimlerinin belirlenmesi

Şekil 5.4. de tipik bir hız profili ve buna uygun düşen moment profili gösterilmektedir. Şekilde yük momenti ve vizkoz momentin sıfır olduğu ve ivmelenme/yavaşlama oranlarının birbirlerine eşit oldukları kabul edilmektedir.



Şekil 5.4. Hız-moment diyagramı

t_A zamanında, yük sıfır hızdan ω_{max} hızına kadar ivmelenmektedir. Bu ivmelenme olayını yerine getirecek moment değeri önce verilen denklemlerden hesaplanır. ω_{max} hızına ulaştıktan sonra, t_R zamanı boyunca yük sabit hızda çalışır. Bu zaman aralığında ivmelenme ve yavaşlama olayı olmadığından dolayı, gerekli olan moment gereksinimi sadece sürtünme momentini yenilmesi için gerekli olan momenttir.

t_D zamanı esnasında, yük maksimum hızdan sıfıra yavaşlatılır. Bu yavaşlama işlemini yerine getirmek için gerekli olan moment değeri denklemler vasıtasıyla hesaplanır. Yavaşlama momentinin değeri, sürtünme momentinin yavaşlama işlemine yardımcı olduğundan dolayı, ivmelenme momentine oranla düşüktür.

Çevrim zamanının geri kalan kısmında motor-yük ikilisi sıfır hızda harekete devam etmektedir ve bu durumda motor kısmına herhangi bir moment yansımamaktadır. Tüm moment profili Şekil 5.4. de gösterilmektedir. Sürekli moment gereksinimi bu profilden hesaplanacak olan ortalama moment değeri (RMS) ile hesaplanır. RMS momentinin hesaplanmasında aşağıda verilen formül kullanılır.

$$T_{RMS} = \sqrt{\frac{T_A^2 \cdot t_A + T_R^2 \cdot t_R + T_D^2 \cdot t_D}{t_C}} \quad (5.5)$$

Bu formül ile hesaplanan ortalama moment değeri motor performans eğrisinin sürekli çalışma bölgesi içinde kalmalıdır. Yukarıda verilen kriterlere dayanılarak uygun olan motor kontrolör grubu seçilir.

5.5. Servomotorların Lineer Sistemlerde Kullanımı

Lineer pozisyon kumandası bilyalı vida servomotor sistemi ile oluşturulabilmektedir. Bu kısımda böyle bir sistemin ve çalışma şartlarının göz önüne alınarak uygun servomotorun seçilmesi üzerinde durulacaktır.

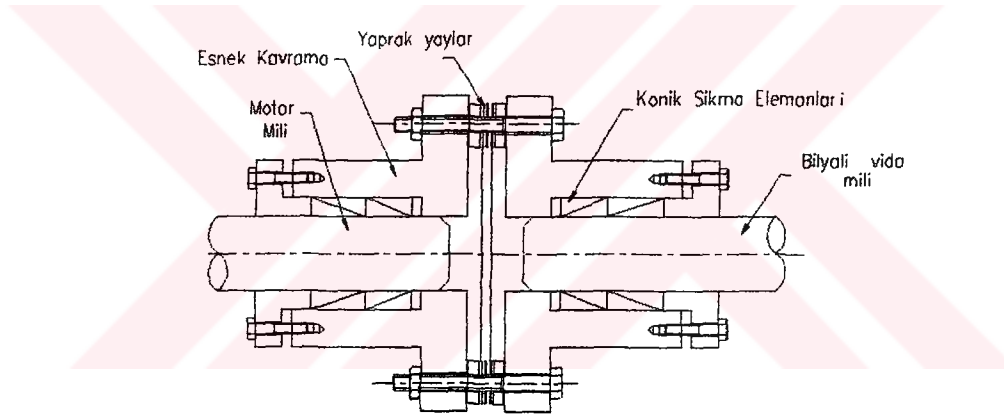
5.5.1. Servomotor Şaftının Sürücü elemana bağlanması

Genel olarak servomotor bilyalı vida şaftına aşağıda belirtilen dört farklı metod ile bağlanır.

- Esnek kavrama ile direkt bağlantı
- Rijit kavrama ile direkt bağlantı
- Dişliler vasıtasıyla bağlama
- Zamanlayıcı kayışlar ile bağlama

5.5.1.1. *Esnek Kavrama Kullanılmak Suretiyle direkt bağlantı*

Bu metodun avantajları olarak; (1) motor şaftı eksenini ile bilyalı vida eksenini arasındaki eşmerkezlik açısı değişse bile, esnek kavrama ile bunun belirli bir oranda kompanze edilebilmesi, (2) esnek kavrama elemanları en az boşluk olacak şekilde bağladığından dolayı, bağlantılardan kaynaklanan bağlantı gürültüleri önemli bir ölçüde düşürülmüş olması gösterilebilir. Bununla birlikte; (1) Motor şaftı ve bilyalı vida arasında radyal doğrultuda bir kaçıklık olmaması, (2) Bağlantılardaki gevşemenin sistem rijitliğini düşürmesi ise dezavantajlarıdır. Motor şaftının bilyalı vidaya direkt bağlanacağı durumlarda esnek kavramaların kullanılması motorun monte edilmesini ve ayar işlemini kolaylaştırır.



Şekil 5.5. Motor şaftının bilyalı vidaya bağlanması

5.5.1.2. *Rijit Kaplin ile doğrudan bağlantı*

Esnek kavramaya oranla daha ekonomik ve eylemsizlik momentinin düşük olması üstünlükleridir. Motor şaftı ile vida şaftı arasında radyal doğrultuda hiç bir kaçıklığa tolerans göstermemesi dolayısı ile bilyalı vida ile motor şaftı arasındaki açının sabitlenmesi ise dezavantajdır. Bu sebeple rijit bağlantı ile bağlama durumunda radyal ve eksenel kaçıklılardan kaçınılması gerekir. Kriter olması açısından bilyalı vidadaki radyal kaçıklık 0.01 mm veya daha az, eksenel kaçıklık da 0.01 mm veya daha az olmalıdır. Rijit bağlantı durumunda radyal doğrultuda oluşan kaçıklık sıkma elemanındaki saptırma elemanları ile belirli bir mertebeye kadar ayarlanabilmektedir.

5.5.1.3. Dişli elemanlar vasıtasıyla bağlantı

Motor ekseni ile bilyalı vida ekseninin çakışmadığı veya hız düşürücü dişli ile yüke verilen momentin artırılması gerektiği durumlarda kullanılır. Dişli kavramalarda aşağıda verilen hususlara dikkat edilmesi gerekir:

- Kullanılacak dişli belirtilen standartlar sınıfında olmalıdır.
- Boşluk ayarı dikkatli bir şekilde yapılmalıdır. Genel olarak boşluk çok az ise yüksek hızda çalışma durumunda gürültü oluşur. Aynı şekilde boşluk biraz büyük olduğu durumda ivmelenme ve yavaşlama esnasında dişli yüzeylerinde vurma sesi oluşur.

5.5.1.4. Zamanlayıcı kayış vasıtasıyla bağlantı

Dişli bağlantıların kullanılacağı durumlara bir alternatif olarak kullanılır. Bununla birlikte dişli bağlantılara oranla çalışma esnasında düşük gürültü ve düşük maliyet gibi avantajları vardır. Yüksek hassasiyete gereksinim duyulan uygulamalarda kullanılma durumunda kayış karakteristiklerinin uygun şekilde seçilmesi gerekir.

Genel olarak zamanlayıcı kayışların rijitliği bilyalı vida ve dişlilere oranla daha fazladır. Bununla beraber zamanlayıcı kayış motor şaftına monte edilen hassas bir kodlayıcı ile birlikte kullanılacak ise kayış ve kasnak dişlerindeki boşluktan veya uzun zamanlı çalışma sonucunda kayıştaki genleşmeden kaynaklanan kötü hassasiyet durumlarında problem oluşur; bu sebeple belirtilen bu hataların etkisi üzerinde önemle durulmalıdır. Pozisyon kodlayıcının zamanlayıcı kayışdan sonraki bilyalı vida şaftına bağlandığı durumda ise hassasiyet problemi oluşmaz. Zamanlayıcı kayışın ömrü montaj hassasiyetine ve gerginlik ayarına göre değişir.

5.5.1.5. Şaft ile bağlantı elemanı arasındaki bağlantı

Motor miline kama kanalı açılmamış ise, konik sıkmalı bileziklerin kullanıldığı bir kaplin ile bağlantı yapılır. Konik bilezikteki elemanların sıkılma ayarı ile sıkılık

bağlantı sıklığı ayarlandığından dolayı bu bağlantı tarzında boşluk ve gerilme yığılması gibi olaylara rastlanmaz. Bu sebeple elemanların bağlanması konik bilezik son derece güvenilirdir. Konik bilezik ile yeterli moment iletimini temin etmede, civata sıkma momenti, civata ölçüsü, civata sayısı, sıkma flanşı ve bağlantı elemanlarının rijitliği önemlidir.

5.5.2. Bilyalı vida adımı

Motor devri başına kızak ilerleme miktarı yük eylemsizliği, yük momenti, maksimum ilerleme miktarı parametrelerine göre belirlenir. Motor devri başına kızak ilerleme miktarının belirlenmesinde aşağıda belirtilen hususların dikkate alınması gerekir.

- Bilyalı vida adımı istenen maksimum ilerleme miktarını verecek şekilde belirlenir. Örneğin; maksimum motor devri 1500 dev/dak ve maksimum ilerleme miktarı 12 m/dk ise, adım değeri 8mm/dev şeklinde olacaktır.

$$\text{Adım} = 12000 / 1500 = 8 \text{ mm}$$

- Vida adımı düşürüldükçe, motor şaftına yansıyan moment de azalır. Bu sebeple emniyet katsayısının büyük olması için istenen maksimum ilerleme miktarını veren vida adımının en küçük değeri göz önüne alınmalıdır.

- Redüktör dişlinin ideal olduğu kabulü ile, mekanik servo uygulamalarında yüksek hassasiyet derecelerine çıkmak için motor şaftının bir dönüşüne karşı makina ilerleme miktarının mümkün olan en düşük değerde olması motor şaftına yansıyan momentin düşürülmesi açısından önemlidir.

- Ek olarak, motor devri başına kızak ilerleme miktarının düşük olması; makina kısmında servo sistem rijitliğini artırır ki buda sistem hassasiyetine katkıda bulunur ve yük momentindeki değişimlere karşı duyarlılığı minimize eder.

- Eğer makina sık sık ivmelenme ve yavaşlama işlemine tabi tutulacak ve üretilen ısı minimize edilecek ise, devir başına kızak ilerleme miktarı; motorun rotor eylemsizliği, motor şaftına yansıyan yük eylemsizliğine eşit olacak şekilde seçilir.

5.5.3. Yük Şartlarına Bağlı Olarak Uygun Motorun Seçilmesi[8]

Motor şaftına yansıyan iki çeşit moment vardır; yük momenti ve eylemsizlik momenti. Motor seçimi sırasında bu değerler hassas bir şekilde hesaplanmalıdır. Hesaplanan bu değerlere göre motor seçimi için aşağıda verilen kriterlerin göz önüne alınması gerekir.

1) Makinada kesme işlemi oluşmadan motor şaftına yansıyan moment, motorun sürekli anma momenti aralığında olmalıdır. Motoru durdurma esnasında ve düşük devirlerde sürtünme katsayısındaki artış dolayısı ile moment artar ise motora verilen akım dolayısı ile ısınma olayı oluşur. Diğer yönden yüksek hızlarda vizkoziteden kaynaklanan ek momentler motor şaftına yansıyan moment değerini artırır ve bunun sonucu olarak anma momenti değerinin üstüne çıkar. Bu durumda yeterli ivmelenme momenti verilmediği takdirde ivmelenme zamanı aşırı derecede artar.

2) İvmelenme işlemi istenen zaman sabiti ile yapılır. Genel olarak yük momenti yavaşlamaya yardımcı olduğundan dolayı, ivmelenme işlemi için kullanılan zaman sabiti yavaşlama işlemi için de kullanılabilir. İvmelenme işleminin aşağıda belirtilen prosedüre göre yapılması gerekir.

a. İvmelenme oranı belirlenen ivmelenme/yavaşlama profiline göre yapıldığı farzedilerek elde edilir.

b. İvmelenme momenti toplam eylemsizlik oranı (motor eylemsizliği + motor şaftına yansıyan yük eylemsizliği) değerinin ivmelenme oranı değeri ile çarpılması ile elde edilir.

c. Yük momenti (sürtünme momenti), motor şaftı için gerekli olan moment değerini bulmak için ivmelenme momenti değerine eklenir.

d. Bir önceki adımda bulunan moment değerinin verilmesi için gerekli olan akım değerinin servo-sürücü akımının maksimum değerini (maksimum motor momenti) aşmaması gerekir.

3) Maksimum Hareket Sıklığı. Genel olarak bu değer sıradan kesme işlemlerinde bir problem teşkil etmez, bununla birlikte sık sık hızlı hareketlere

gereksinim duyulan özel işleme ekipmanlarında, ivmelenme ve yavaşlama için gerekli olan akım değeri için motorun aşırı ısınıp ısınmadığını kontrol etmek gerekir. Bu durumda tek bir çevrim için motor momentinin Ortalama Değerinin hesaplanması gerekir ve bu değerin motor anma momenti değerinin altında olması şarttır.

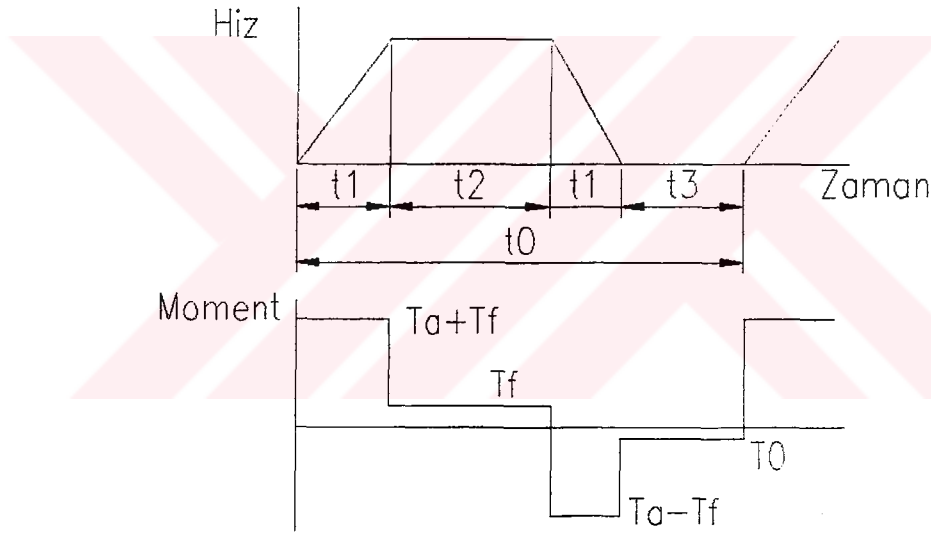
$$T_{rms} = \sqrt{\frac{(T_a + T_f)^2 \cdot t_1 + T_f^2 \cdot t_2 + (T_a - T_f)^2 \cdot t_1 + T_0^2 \cdot t_3}{t_0}}$$

(5.6)

T_a : İvmelenme Momenti

T_f : Sürtünme Momenti

T_0 : Durma anındaki Moment

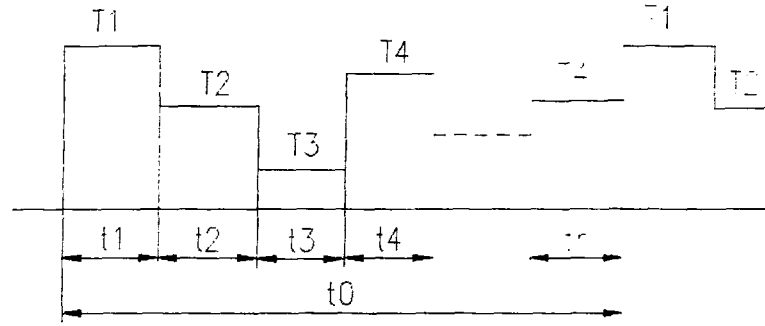


Şekil 5.6. Hızlı hareket profili ve moment diyagramı

5) Yük durumları tek bir çevrim esnasında dalgalanma gösteriyor ise, bir önceki metotta belirtilen değerin benzeri olacak şekilde yük momentinin ortalama değeri hesaplanmalı ve hesaplanan bu değer anma momenti değerinin altında olmalıdır.

6) Yük eylemsizlik Limiti. Yük eylemsizliği motor cevabını ve hızlı hareket ivmelenme/yavaşlama zamanını etkiler. Büyük yük eylemsizliği durumunda hız komutu değiştiği takdirde, verilen hız değerine ulaşılması için daha fazla zaman gerekir. Bunun

sonucu olarak dairesel yay şeklinde olan şekillerin işlenmesi sırasında veya yüksek hızda aynı anda iki eksen kontrollü kesme işlemlerinde düşük eylemsizlik değerlerine oranla hata daha fazladır.



Şekil 5.7. Değişken yük şartları ve moment diyagramı

$$t_0 = t_1 + t_2 + \dots + t_n$$

$$T_{rms} = \sqrt{\frac{T_1^2 \cdot t_1 + T_2^2 \cdot t_2 + \dots + T_n^2 \cdot t_n}{t_0}} \quad (5.7)$$

Genel olarak yük eylemsizliği motor eylemsizliğinden düşük olduğu durumda, yukarıda belirtilen problemler oluşmaz. Rotor eylemsizliğinin üç katına kadar, cevap bir mertebe düşük olur fakat özel metalleri işleyen makinalarda pratik problemler oluşmayabilir. Yüksek hızda çok sayıda eğri yüzey işlemlerinin oluşturulduğu makinalarda, yük eylemsizliğinin rotor eylemsizliğinden düşük tutulması iyi sonuçlar verir.

5.5.3.1. Yük momenti ve Yük eylemsizliğinin hesaplanması

5.5.3.1.1. Yük Momentinin Hesaplanması

Motor şaftına tatbik edilen moment genel olarak aşağıda verilen basit bir denklem ile hesaplanır:

$$T_m = \frac{F \cdot L}{2 \cdot \pi \cdot \eta} + T_c \quad (5.8)$$

T_m : Motor şaftındaki yük momenti [kgf-cm]

F : Eksenel doğrultuda kızıağı hareket ettirmek için gerekli olan kuvvet [kgf]

η : Sürücü sistemin verimi

L : Motor devri başına kızak hareket miktarı [cm]

T_c : Bilyalı vida somun aksamı, destek rulmanları v.s. gibi kısımlarda oluşan ve motora yansıyan sürtünme momenti [kgf-cm]

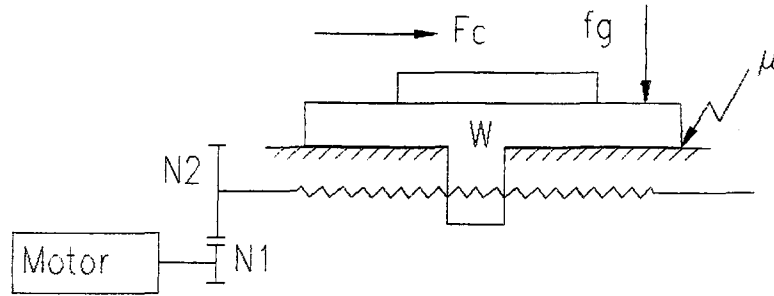
Dikey eksen doğrultusundaki F kuvveti, tabla ağırlığı, sürtünme katsayısı, tatbik edilen eksenel kuvvete karşı ağırlığın kullanılıp kullanılmadığına bağlıdır. Yatay doğrultuda ise F kuvveti aşağıda verilen denklem ile hesaplanır.

Kesme işlemi olmadığı durumda:

$$F = \mu \cdot (W + fg) \quad (5.9)$$

Kesme işlemi yapıldığı durumda:

$$F = F_c + \mu \cdot (W + fg + F_{cf}) \quad (5.10)$$



Şekil 5.8. Bilyalı vida-kızak sistemi[8]

W : Kayan kütlenin ağırlığı [kgf]

μ : Sürtünme katsayısı

F_g : Kama sıkma kuvveti [kgf]

F_c : Kesme esnasında oluşan eksenel reaksiyon kuvveti [kgf]

F_{cf} : Kesme kuvvetinden kaynaklanan moment dolayısı ile kayan yüzeyde tablaya karşı oluşan kuvvet [kgf]

Momentin hesaplanması sırasında aşağıda belirtilen hususlara dikkat edilmelidir

1) Kamanın sıkılmasından kaynaklanan sürtünme momenti önemlidir. Genel olarak kayar kütle ağırlığı ve sürtünme katsayısı ile elde edilen moment değerleri oldukça düşüktür. Özellikle yüzey hassasiyeti ve kamanın sıkılmasından kaynaklanan moment değerine özel önem verilmelidir.

5.5.3.1.2. Yük Eylemsizlik Momentinin Hesaplanması

Motor sürücü sistemi ile hareket ettirilen tüm elemanların eylemsizlik momenti aşağıda belirtilen temel denklemler vasıtasıyla hesaplanır.

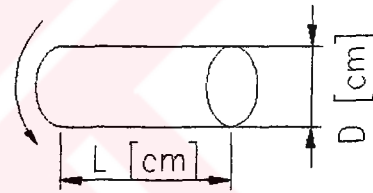
Silindirik cisimlerin eylemsizlik momenti

$$J = \frac{\pi \cdot \gamma}{32 \cdot 980} \cdot D^4 \cdot L \text{ kgf} \cdot \text{cm} \cdot \text{sn}^2$$

Delik iğnin $\gamma = 7.8 \cdot 10^{-3} \text{ kg/cm}^3$ şeklinde ka b u l edilirse

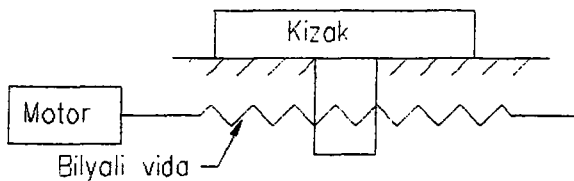
$$J = 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot D^4 \cdot L \text{ kgf} \cdot \text{cm} \cdot \text{sn}^2$$

şeklinde b u l unur. Burada γ birim h a cim ağırlığıdır.



Linear ekseninde hareket eden kütle eylemsizlik momenti

Motor ve bilyalı vida sistemi ile linear ekseninde hareket ettirilen bir kızak sisteminin motor şaftına yansıyan eylemsizlik momenti



$$J = \frac{W}{980} \cdot \left(\frac{L}{2 \cdot \pi}\right)^2 \text{ kgf} \cdot \text{cm} \cdot \text{sn}^2$$

ifadesi ile verilir.

Burada

W : Toplam lineer ağırlık [kgf]

L : Bilyalı vida adımı [cm]

şeklindedir.

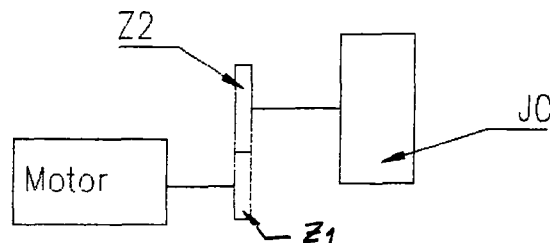
Kasnak ve Dişli sistemlerde:

$$J = \left(\frac{Z1}{Z2}\right) \cdot J0$$

Z1: Küçük dişli diş sayısı

Z2: Büyük dişli diş sayısı

J0: Büyük dişli kısmındaki



5.5.3.2. CNC Tezgahların Kontrol Yapıları

CNC tezgahlarda iki çeşit hareket mevcuttur.

a) G00 komutu ile yapılan pozisyonlandırma hareketi. Bu hareketde kızak maksimum ilerleme miktarında (genel olarak 15 000 mm/dak) pozisyonlandırma işlemini yerine getirir. Bu modda ivmelenme esnasında motor şaftına atalet ve sürtünme momentleri yansımakta ve maksimum değerini almaktadır. Sistem dizayn edilirken ivmelenme zamanı öncelikli olarak seçilen değerdir.

b) G01 komutu ile yaptırılan lineer kesme hareketi. Bu hareket de kızak ilerleme miktarı F adresinde belirtilen nümerik değer vasıtasıyla programcı tarafından verilir. Genel olarak bu değer maksimum hesaplarda kullanılır. Günümüzün CNC tezgahlarında bu değer 4000 mm/dak civarındadır. Bu modda motor şaftına yansıyan momentin maksimum değeri ivmelenme esnasında oluşmaktadır. Motor şaftına bu modda yansıyan momentler yük momenti, atalet momenti ve sürtünme momenti şeklindedir.

Hızlı hareket esnasında motor şaftına yansıyan maksimum moment değeri aşağıdaki şekilde verilir.

$$Tm0 = \left[J_{mot} + \frac{W}{980} \left(\frac{L}{2\pi} \right)^2 + 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot D^4 \cdot Lb \right] \cdot \frac{2\pi}{L} \frac{V_{\max 0}}{ta} + Tf \quad (5.11)$$

Jmot	Motor ataleti [kgf.cm.sn ²]	Vmax0	Maksimum Kızak hızı [cm/sn]
W	Kızak ağırlığı [kgf]	ta	İvmelenme Zamanı [sn]
L	Bilyalı vida adımı [cm]	Tf	Sürtünme Momenti [kgf.cm]
D	Bilyalı vida çapı [cm]	Lb	Bilyalı vida boyu [cm]

Hızlı hareket durumunda maksimum motor devri ve ivmesi

$$\omega_{m0} = \frac{2\pi}{L} V \max 0 \quad [\text{rad / sn}] = \frac{2\pi}{L} V \max 0 \cdot \frac{60}{2\pi} \quad [\text{dev / dak}] \quad (5.12)$$

$$\alpha_{m0} = \frac{\omega_m}{ta} = \frac{2\pi}{L} \frac{V \max 0}{ta} \quad [\text{rad / sn}^2] \quad (5.13)$$

ifadeleri ile verilir.

Lineer kesme hareketi durumunda motor şaftına yansıyan maksimum moment

$$Tm1 = \left[Jmot + \frac{W}{980} \left(\frac{L}{2\pi} \right)^2 + 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot D^4 \cdot Lb \right] \cdot \frac{2\pi}{L} \frac{V \max 1}{ta} + Tf + \frac{Fc \cdot L}{2\pi \cdot \eta} \quad [\text{kgf - cm}] \quad (5.14)$$

ifadesi ile verilir. Burada F_c : Kesme reaksiyon kuvveti [kgf]

Her iki ifadede de

$$Jmot + \frac{W}{980} \left(\frac{L}{2\pi} \right)^2 + 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot D^4 \cdot Lb \quad (5.15)$$

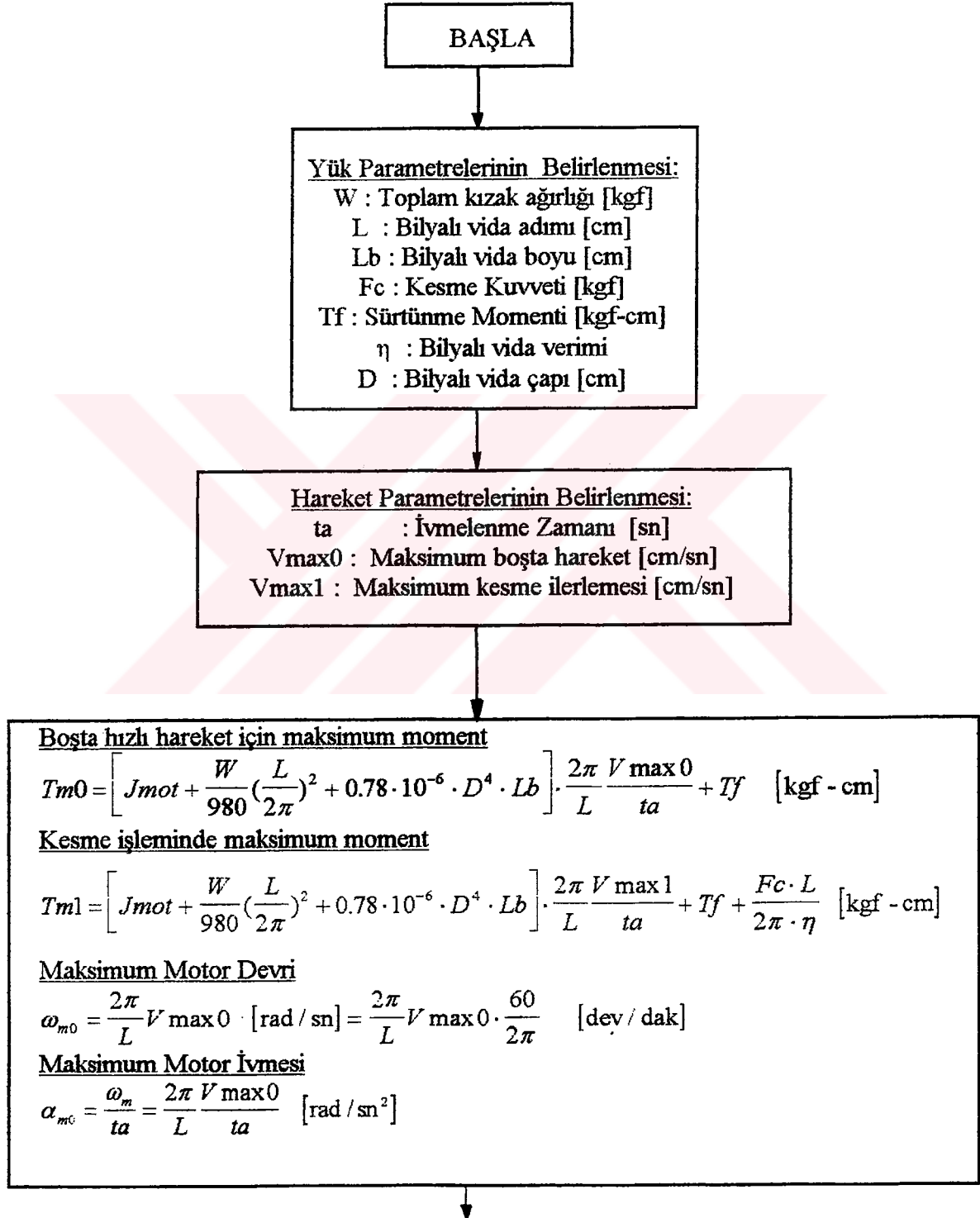
ifadesi motor şaftına yansıyan toplam eylemsizlik momentini belirtmektedir.

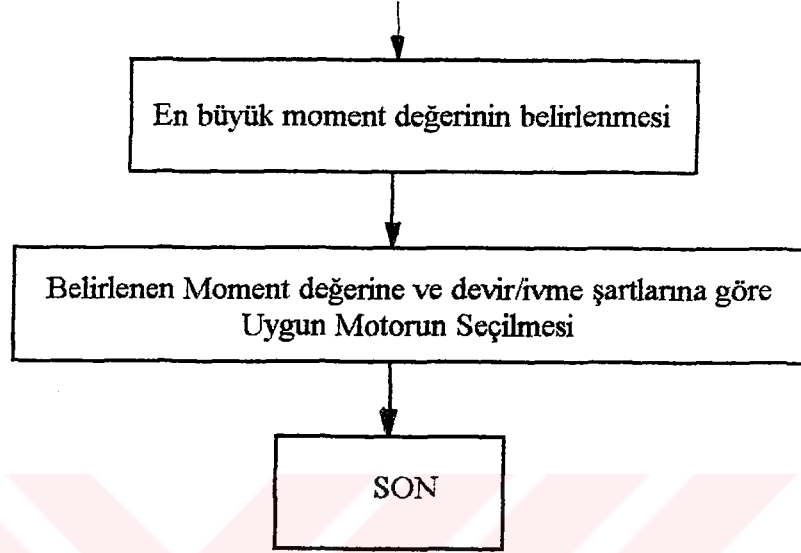
Her iki hareket durumunda da elde edilen moment değerlerinin en büyüğü motor seçiminde kullanılacak moment değerini belirtir. Bu değere göre uygun olan motor yukarıda verilen maksimum devir ve maksimum ivme değerlerini karşılayan motor grubu içinden seçilir. Bu seçimde sistemde oluşan maksimum moment değeri seçilecek olan motorun maksimum moment değerinden düşük olmalıdır.

Denklemlerde belirtilen sürtünme momenti değeri deneysel olarak saptanıp bulunan bu değer denklemlerde kullanılır. Genel olarak 3.2 cm çaplı bir milin insan gücü ile döndürülüp kızak sisteminin harekete geçirilebileceği varsayılarak bu moment değeri $15 \text{ kgf} \times 3.2 \text{ cm} \cong 50 \text{ kgf-cm}$ olarak alınabilir.

Yukarıda verilen denklemlere göre motor seçimi için akış diyagramı aşağıda gösterilmektedir.

5.5.3.3. Motor Seçim Programı





Yukarıda verilen akış diyagramına uygun olarak C de hazırlanmış motor seçim programının Source kodu Eklerde verilmektedir.

5.5.3.4. Örnek Çalışma

Aşağıda verilen çalışma şartları ve hareket profiline göre uygun olan fırçasız servomotorun seçilmesi:

Yük Parametreleri:

Toplam ağırlık $W = 250 \text{ kg}$

Bilyalı vida adımı $L = 6 \text{ mm} = 0.6 \text{ cm}$

Kesme Kuvveti $F_c = 500 \text{ kgf}$

Bilyalı vida boyu $L_b = 400 \text{ mm} = 40 \text{ cm}$

Sürtünme Momenti $T_f = 50 \text{ kgf-cm}$

Bilyalı vida verimi $\eta = 0.85$

Bilyalı vida çapı $D = 3.2 \text{ cm}$

Hareket Profili parametreleri:

Maksimum Boşta Hız $V_{\max 0}=12$ m/dak Maksimum Kesme Hızı $V_{\max 1}=4$ m/dak

$V_{\max 0} = 20$ cm/sn

$V_{\max 1} = 6.667$ cm/sn

İvmelenme Zamanı $t_a = 0.025$ sn

Kullanılacak motorun maksimum devri:

$$\omega_{m0} = \frac{2\pi}{L} V_{\max 0} \quad [\text{rad / sn}] = \frac{2\pi}{L} V_{\max 0} \cdot \frac{60}{2\pi} \quad [\text{dev / dak}] \text{ denkleminde;}$$

$$\omega_{m0} = \frac{2\pi}{0.6} 20 = 209.440 \quad [\text{rad / sn}] = \frac{2\pi}{0.6} 20 \cdot \frac{60}{2\pi} = 2000 \quad [\text{dev / dak}]$$

Maksimum Motor İvmesi

$$\alpha_{m0} = \frac{\omega_m}{t_a} = \frac{2\pi}{L} \frac{V_{\max 0}}{t_a} \quad [\text{rad / sn}^2] \text{ denkleminde}$$

$$\alpha_{m0} = \frac{\omega_m}{t_a} = \frac{2\pi}{0.6} \frac{20}{0.025} = 8377.580 \quad [\text{rad / sn}^2]$$

Boşta hızlı hareket için maksimum moment

$$T_{m0} = \left[J_{mot} + \frac{W}{980} \left(\frac{L}{2\pi} \right)^2 + 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot D^4 \cdot Lb \right] \cdot \frac{2\pi}{L} \frac{V_{\max 0}}{t_a} + T_f \quad [\text{kgf - cm}]$$

$$T_{m0} = \left[0 + \frac{250}{980} \left(\frac{0.6}{2\pi} \right)^2 + 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot 3.2^4 \cdot 40 \right] \cdot \frac{2\pi}{0.6} \frac{20}{0.025} + 50 = 96.915 \quad [\text{kgf - cm}]$$

Kesme işleminde maksimum moment

$$T_{m1} = \left[J_{mot} + \frac{W}{980} \left(\frac{L}{2\pi} \right)^2 + 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot D^4 \cdot Lb \right] \cdot \frac{2\pi}{L} \frac{V_{\max 1}}{t_a} + T_f + \frac{Fc \cdot L}{2\pi \cdot \eta} \quad [\text{kgf - cm}]$$

$$T_{m1} = \left[0 + \frac{250}{980} \left(\frac{0.6}{2\pi} \right)^2 + 0.78 \cdot 10^{-6} \cdot 3.2^4 \cdot 40 \right] \cdot \frac{2\pi}{0.6} \frac{6.667}{0.025} + 50 + \frac{500 \cdot 0.6}{2\pi \cdot 0.85} = 120.246 \quad [\text{kgf - cm}]$$

Yukarıda elde edilen sonuçlar ışığında minimum motor devri 2000 dev/dak ve minimum ivmelenme miktarı 8377 rad/sn^2 olan servomotor kataloglardan seçilir. Seçilen servomotorun maksimum moment değeri yukarıda hesaplanan en büyük moment değeri olarak elde edilen 120.246 kgf-cm den büyük olan motor seçilir.

Bu verilere göre ilk seçim değeri olarak maksimum moment değeri 120 kgf-cm den büyük olan motor FANUC firmasının servomotor kataloğundan maksimum momenti 160 kgf-cm olan 1-OSP serisi motor seçilir. Seçilen bu motorda;

Maksimum devir 2000 dev/dak

Maksimum İvmelenme 26200 rad/sn^2

Rotor Atalet Momenti $J_m = 0.0061 \text{ kgf-cm-sn}^2$

rotor atalet momenti değeri yukarıda verilen denklemlerde yerine konularak yeni moment değerleri

$$T_{m0} = 148.010 \text{ kgf-cm} \approx 14.8 \text{ Nm}$$

$$T_{m1} = 133.838 \text{ kgf-cm} \approx 13.3 \text{ Nm}$$

$T_{m\max} = 14.8 \text{ Nm}$ olarak bulunur ki elde edilen bu değer motorun maksimum momentinden düşüktür. Buna göre motor

FANUC S SERİSİ SERVOMOTOR

MODEL 1-OSP

Maksimum Devir 2000 dev/dak

Maksimum İvmelenme $26\ 200 \text{ rad/sn}^2$

Maksimum Moment 160 kgf-cm

olan servomotor yukarıda verilen çalışma şartlarını karşılar.

Bu motora ait karakteristikler ekte verilmektedir.

6. FIRÇASIZ SERVOMOTOR KONTROLÜ

6.1. Giriş

Bundan önceki bölümlerde fırçasız servomotorların yapısı, kullanılan yarı iletken elemanlar ve güç elektroniği kumanda devrelerinden bahsedilmişti. Bu kısımda ise servomotorun kontrolü için gerekli olan teorik inceleme ve elde edilen sonuçlar üzerinde duracağız.

6.2. Servomotor Kataloglarında belirtilen bazı terimler[8]

6.2.1. Durma Anındaki Sürekli RMS Akımı I_s [A_{rms}]

40 °C ye kadar ortam sıcaklığında motor bu RMS akım değerinde durdurma veya düşük hızda sürekli bir şekilde çalıştırılabilir.

6.2.2. Moment Sabit K_t [$kgf\cdot cm/A_{rms}$]

Bu moment duyarlılığı olarak bilinir ve faz akımının amper başına düşen moment miktarını belirtir. Moment sabiti armatürdeki toplam akının ve toplam iletken sayısının bir fonksiyonudur.

6.2.3. Ters e.m.f. sabiti K_v [volt-sn/rad]

Kalıcı mıknatıs alanının mukavemetini gösterir. Manyetik alan mekanik olarak döndürüldüğünde, belirtilen hızda üretilen voltajın değeridir ve armatürdeki toplam

iletken sayısı ve toplam alan akısının fonksiyonudur. Volt-sn/rad veya Volt-dak/dev boyutundadır.

6.2.4. Mekanik Zaman Sabiti t_m [sn]

Birim step voltajı motor terminallerine tatbik edildiğinde hızdaki başlangıç artım oranınıdır. Aşağıda verilen denklem ile hesaplanır.

$$t_m = \frac{J_m \cdot R_a}{K_t \cdot K_v} \quad (6.1)$$

Burada J_m : Motor ataleti [kg-cm-sn²]

R_a : Armatür direnci Ω

şeklinde belirtilmektedir.

6.2.5. Elektriksel Zaman sabiti t_e [sn]

Motor şaftı durmakta iken sıfır empedanslı besleme kaynağından voltaj tatbik edildiği takdirde armatür akımı cevabını belirtir.

$$t_e = R_a / L_a \quad (6.2)$$

şeklinde ifade edilir. Burada L_a : Armatür empedansı [Ω]

6.2.6. Örnek bir Servomotora ait özellikler

Aşağıda Shibaura (Japonya) firmasına ait ASM-061M modeli fırçasız servomotorun özellikleri verilmektedir. [1]

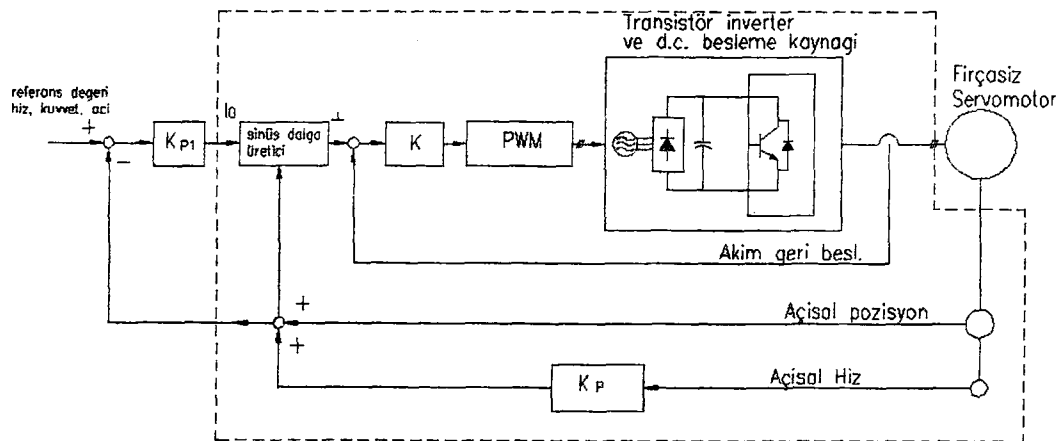
Özellikler	Birim	Değer
Anma Gücü	W	60
Anma Momenti	kgf-cm	1.95
Anma Devri	dev/dak	3000
Anma Voltajı	Volt (a.c.)	37
Anma akımı	Amper (a.c.)	1.6

Maksimum Moment	kgf-cm	9.75
Maksimum Devir	dev/dak	4000
Güç Oranı	kW/sn	0.85
Moment Sabiti	kg-cm/A	0.95
Mekanik Zaman Sabiti	msn	14.3
Elektriksel Zaman Sabiti	msn	1.85
e.m.f. sabiti	mV-dak/dev	11.2
Rotor Ataleti	kg-cm-sn ²	0.44×10^{-3}
Armatür Direnci	Ω	2.21

6.3. Fırçasız Servomotor Kontrolü

Fırçasız Servomotor kontrol devresi; motor, açı ve açısal hız algılayıcıları, akım, voltaj, manyetik akı algılayıcıları, Transistör PWM inverter, ve bu ekipmanları kontrol eden analog ve dijital entegrelerden ibaret yarıiletken güç konvertörü bulunur.

Ek olarak fırçasız servomotor sürücüsünde tüm sistemin kontrol edilmesi için pozisyon, hız ve kuvvet kontrolörleri (hareket kontrolü) bulunur; Şekil 6.1. Yarı-iletken güç konvertörü sinüzoidal çıkışlı akım kontrolü, manyetik akı ile akımın ortogonal kontrolü, eşdeğer alan zayıflatma kontrolü v.s. gibi işlemleri yerine getirir.



Şekil 6.1. Servomotor kontrolü blok diyagramı

6.3.1. Fırçasız Servomotorların Kontrol Esasları

Üç fazlı sarımlardan ibaret, üç dizi oluk bulunan çift kutupta yoğunlaşmış sarım yapısında olan, manyetik akının sinüzoidal kalıp şeklinde dağılım yapısında olduğu bir servomotor modeli göz önüne alalım. Böyle bir motor modelinde fazlar arasında 120° faz farkı vardır ve sarımlardaki akım denklemleri şu şekilde yazılabilir:

Akım ve manyetik akının ortogonal kontrolü (fırçasız DC servomotorlardaki durum) ilk olarak dönme miktarı θ nın ölçülmesi ve stator sarımlarından geçen akımın yukarıda verilen akım denklemlerine göre kontrol edilmesi ile sağlanır. Aynı şekilde moment miktarının kontrolü I_0 akım değerinin serbestce kontrolü ile yapılabilir.

$$\begin{aligned} I_u &= I_0 \sin \theta \\ I_v &= I_0 \sin(\theta + 120^\circ) \\ I_w &= I_0 \sin(\theta + 240^\circ) \end{aligned} \quad (6.3)$$

I_0 : Maksimum akım değeri
 θ : Motor dönme açısı

$$\begin{aligned} T(\text{moment}) &= B \cdot I \cdot l \cdot r \\ &= l \cdot r [B_0 \sin \theta \cdot I_u + B_0 \sin(\theta + 120^\circ) \cdot I_v + B_0 \sin(\theta + 240^\circ) \cdot I_w] \\ &= \frac{3}{2} B_0 \cdot I_0 \cdot l \cdot r \end{aligned} \quad (6.4)$$

B_0 : maksimum akı yoğunluğu
 l : rotor boyu
 r : rotor çapı

6.3.2. Fırçasız Servomotor Sürücü Sisteminin Matematiksel Modeli

Motorun stator sarımlarından geçen alternatif akımı senkron olarak dönen d ve q eksenlerine sahip bir DC akım şeklinde değerlendirilmesi suretiyle matematiksel model türetilir. Fırçasız servomotorda voltaj-akım ilişkisi aşağıda verilen şekilde elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \rho L_a & -\omega_m L_a \\ \omega_m L_a & R_a + \rho L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_m \phi \\ 0 \end{bmatrix}$$

R_a : armatür direnci

L_a : armatür endüktansı

ϕ : Mıknatıslı motorun manyetik akısı (sabit)

ω_m : motor aç sal hızı

$$\rho \equiv \frac{d}{dt}$$

V_d, V_q, i_d ve i_q ise d ve q eksenlerine ait voltaj ve akımlar

(6.5)

Ti ani moment denklemi aşağıdaki bağıntı ile verilir.

$$T_i = \frac{3}{4}(\text{kutup sayısı}) \phi \cdot i_d = J \dot{\omega}_m + B \omega_m + T_l$$

J : Motor eylemsizlik momenti

ϕ : Mıknatıslı motorun manyetik akısı (sabit)

ω_m : motor açısal hızı

B : vizkoz sönüm katsayısı

T_l : Yük momenti

(6.6)

Genel olarak i_q sıfır olacak şekilde kontrol işlemine tabi tutulur. Bu sebeple motor akımı sadece i_d dir.

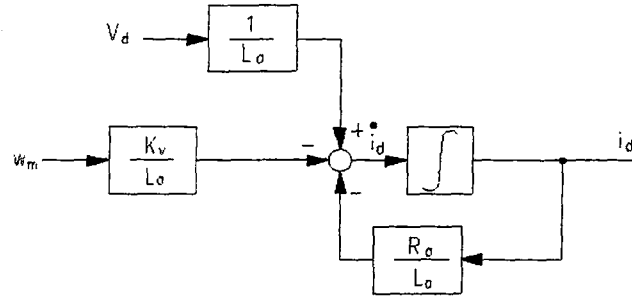
$$\dot{i}_d = -\frac{R_a}{L_a} i_d - \frac{\omega_m \phi}{L_a} + \frac{V_d}{L_a} \quad (6.7)$$

Vektör Kontrolü durumunda V_d (d şaftı voltajı)

$$V_d = K_p (I_0 - K_i i_d) \quad (6.8)$$

denklemleri ile verilir. Burada K_p ve K_i akımın ortogonal kontrolü için gerekli geri besleme kontrolörlerini ifade etmektedir.

(6.7) denkleminde ait blok diyagramı Şekil 6.2. de gösterilmektedir.



Şekil 6.2. Motor akım denklemi blok diyagramı

(6.8) ifadesi (6.7) denkleminde yerine konulduğu takdirde akım denklemi

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_a} \cdot K_p \cdot I_0 - \left[\frac{K_p \cdot K_i}{L_a} + R_a \right] \cdot i_d - \frac{\phi}{L_a} \cdot \omega_m \quad (6.9)$$

şeklini alır. Burada ϕ/L_a oranı K_v/L_a oranına eşit olduğundan dolayı;

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_a} \cdot K_p \cdot I_0 - \left[\frac{K_p \cdot K_i}{L_a} + R_a \right] \cdot i_d - \frac{K_v}{L_a} \cdot \omega_m \quad (6.10)$$

(6.6) denkleminde ω ifadesi çekilir ise;

$$\dot{w}_m = \frac{\frac{3}{4} \cdot (\text{kutupsayısı}) \cdot \phi}{J} \cdot i_d - \frac{B}{J} \cdot \omega_m - \frac{Tl}{J} \quad (6.11)$$

Motorun ürettiği mekanik moment olan $\frac{3}{4} \cdot (\text{kutupsayısı}) \cdot \phi \cdot i_d$ bağıntısı;

$$T_e = K_t \cdot i_d \quad (6.12)$$

moment sabiti ifadesi kullanılmak suretiyle

$$\dot{w}_m = \frac{\frac{3}{4} \cdot (\text{kutupsayısı}) \cdot K_t}{J} \cdot i_d - \frac{B}{J} \cdot \omega_m - \frac{Tl}{J} \quad (6.13)$$

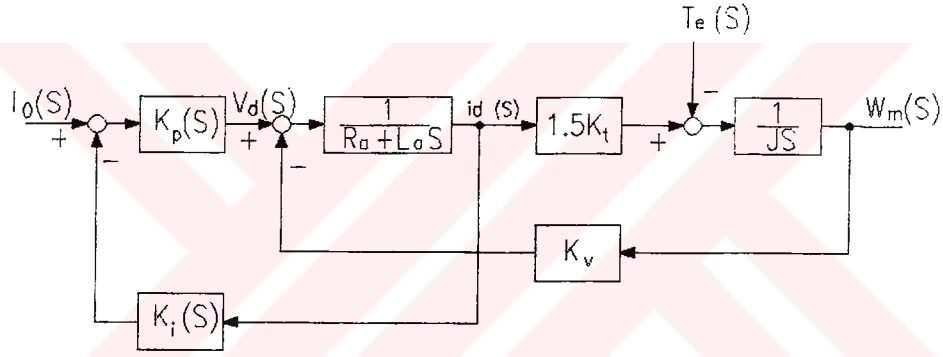
şeklini alır. Kutup sayısı 2 olan servomotor için (6.13) denklemi

$$\dot{w}_m = 1.5 \frac{K_t}{J} \cdot i_d - \frac{B}{J} \cdot \omega_m - \frac{T_l}{J} \quad (6.14)$$

şeklinde ifade edilir. Elde edilen durum değişkenleri kullanılarak durum uzayı modeli

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Ra + K_p \cdot Ki}{La} & -\frac{K_v}{La} \\ 1.5 \frac{K_t}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_p}{La} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_0 + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot T_l \quad (6.15)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 6.3. S-domeninde blok diyagramı

(6.15) denkleminde her iki tarafın Laplas dönüşümü alınarak

$$sZ(s) - Z(0) = AZ(s) + Bu(s) \quad y(s) = CZ(s) \quad (6.16)$$

$$u(t) = I_0 \quad \text{ve} \quad y(t) = w_m$$

tanımları ile $Z(s)$ fonksiyonu

$$Z(s) = (sI - A)^{-1} Z(0) + (sI - A)^{-1} Bu(s) \quad (6.17)$$

şeklini alır. Başlangıç şartlarının sıfır kabulü ile $Z(0) = 0$

$$Z(s) = (sI - A)^{-1} Bu(s) \quad (6.18)$$

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = C(sI - A)^{-1}B \quad (6.19)$$

ifadesinin matris hesapları yapılarak ve B (vizkoz sönüm sabiti) = 0 kabulü ile Transfer Fonksiyonu

$$G(s) = \frac{\Omega_n(s)}{I_0(s)} = \frac{\frac{1.5K_t K_p}{JL_a}}{s^2 + \frac{R_a + K_p K_i}{L_a}s + \frac{1.5K_t K_v}{JL_a}} \quad (6.20)$$

şeklini alır. Denklem normleştirilmek suretiyle

$$G(s) = \frac{K_p}{K_v} \frac{\frac{1.5K_t K_v}{JL_a}}{s^2 + \frac{R_a + K_p K_i}{L_a}s + \frac{1.5K_t K_v}{JL_a}} \quad (6.21)$$

$$\omega_n^2 = \frac{1.5K_t K_v}{JL_a} \quad 2\zeta\omega_n = \frac{R_a + K_p K_i}{L_a} \quad \zeta = \frac{J(R_a + K_p K_i)}{2\sqrt{JL_a 1.5K_t K_v}}$$

şeklinde transfer fonksiyonu elde edilir. Görüldüğü gibi sistem ikinci mertebededir. Servo-sistem dizaynında genel olarak sönüm oranı değerinin $\zeta > 1$ alınması uygundur. Sistemin kazanç değeri K_p/K_v sabiti ile verilmektedir. Bu değer belirli bir akım değeri girişine karşı hızdaki değişimi ifade etmektedir. Öncelikli olarak tesbit edilip dizayn işlemi bu değere göre yapıldığı takdirde

$$K_{kazanç} = \frac{K_p}{K_v}$$

denkleminde saptanan bir kazanç değeri için K_p oranı sabiti tesbit edilebilir. Tesbit edilen bu değer ışığında akım oranı sabiti

$$K_p = K_{kazanç} \cdot K_v \quad (6.22)$$

bağıntısı ile bulunabilir. Hesaplanan bu değer $K_p \times K_i$ çarpımında yerine konulduğu takdirde K_i katsayısı

$$K_i = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot L_a - R_a}{K_p} = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot L_a - R_a}{K_{azanç} \cdot K_v} \quad (6.23)$$

denklemleri ile rahatlıkla bulunabilir.

Yukarıda verilen Transfer Fonksiyonu Shibaura firmasının ASM-061M modeli fırçasız servomotoruna tatbik edildiği takdirde elde edilen katsayılar aşağıdaki şekildedir.

$$K_v \text{ (Endüktif voltaj sabiti)} = 11.2 \text{ mV-dak/dev} = 106.960 \text{ mV. sn/rad}$$

$$K_t \text{ (Moment Sabiti)} = 0.95 \text{ kg-cm/A}$$

$$R_a \text{ (Armatür direnci)} = 2.21 \Omega$$

$$L_a \text{ (Armatür endüktansı)} = t_e \cdot R_a = 1.85 \times 10^{-3} \times 2.21 = 4.089 \text{ m}\Omega$$

$$\text{Rotor ataleti} = 0.44 \times 10^{-3} \text{ kg-cm-sn}^2$$

$\zeta=1.05$ olarak alındığı takdirde

$$\omega_n^2 = \frac{1.5 K_t K_v}{J L_a} = 1.5 \frac{0.95 \cdot 106.960 \cdot 10^{-3}}{0.44 \cdot 10^{-3} \cdot 4.089 \cdot 10^{-3}} = 84716.188$$

$$\omega_n = 291.065 \text{ rad/sn}$$

$$2\zeta\omega_n = \frac{R_a + K_p K_i}{L_a}$$

$$2 \times 291.065 \times 4.089 \times 10^{-3} \geq 2.21 + K_p K_i$$

$$K_p K_i \leq 0.2893$$

Servosistemin kontrolünün yapılabilmesi için $K_p \cdot K_i$ çarpımı 0.2893 değerinden küçük veya eşit olmalıdır.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Fırçasız Servomotorlar genel yapıları bakımından AC Senkron motorlara çok benzerdir. Senkron motorlardan farklı olarak rotor manyetik alanının kodlanması ve elde edilen bu kod bilgilerine göre stator fazlarına uygun alternatif akım değerlerinin elektronik anahtarlama elemanları ile PWM şeklinde verilmesi esasına göre çalışmaktadır. Dolayısı ile motor kendi başına hiç bir şey ifade etmemektedir. Bu tür bir sistem düşünüldüğü durumda servomotorun sürücü devresinin de göz önüne alınması gerekmektedir. Fırçasız servomotorun sürücü devresi olmadan kontrol edilmesi oldukça büyük çalışma yapılmasını gerektirir. Uygulama mühendisleri açısından önemli olan böyle bir servomotor & sürücü sisteminin çalışma şartlarına göre seçilmesidir. Lineer pozisyon kontrolünün oldukça sık rastlanıldığı sistemlerde servomotorun başlı başına değerlendirilmesinden ziyade yük özelliklerinin de dikkate alınması gerekmektedir. Bu özelliklerin başında sürtünme momenti gelmektedir. Dolayısı ile lineer sistemlerde kullanılacak servomotorların seçimi esnasında sürtünme momentinin etkisi motor seçim işleminde çok büyük önem arz etmektedir. Servomotorların sürücü devrelerini teşkil eden Servoamplifikatörler pozisyon, hız veya moment kontrolü işlemlerini yerine getirecek şekilde dizayn edilirler. Bu kontrol uygulamalarından moment kontrolü mekanik sürücü elemanların esnekliğini de ihtiva ettiğinden dolayı en zor olan kontrol uygulaması grubuna girer.

Entegre devre teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak bazı servomotorlar için entegre devreler imal edilmiştir. Bu entegre devrelerin kullanılması suretiyle servomotor kontrolü yapılabilmektedir. Gelişmelerin daha yüksek anma momenti ve güç değerlerinde çalışan servomotorların kontrol edilmesini sağlayan yeni entegre devrelerin imal edilmesi şeklinde olacağı açıktır. Bu sebeple servomotor kontrolü için imal edilen bu entegre devrelerin kullanımının anlaşılabilmesi için fırçasız servomotorların çalışma esaslarının anlaşılması faydalı olacaktır.

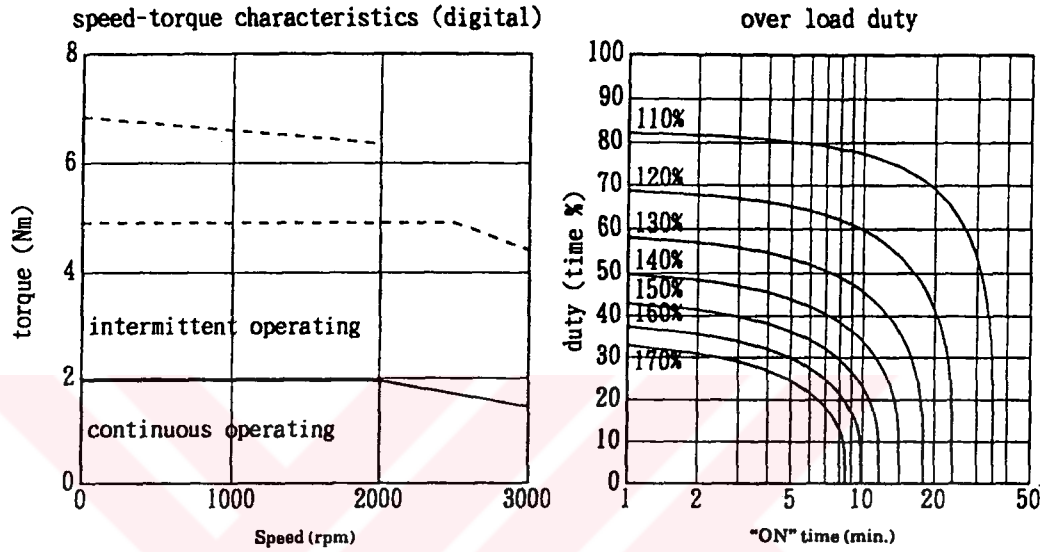
Kaynaklar

- [1] DOTE Y., Brushless Servomotors, Clarendon Press, 1990
- [2] KENJO T., Power Electronics for the Microprocessor Age, Oxford University Press, 1990
- [3] MILLER T.J.E., Brushless Permanent-magnet and Reluctance Motor Drives, Clarendon Press, 1993
- [4] KENJO T., NAGAMORI S., Permanent-magnet and Brushless DC Motors, Clarendon Press, 1985
- [5] KUO B.C., TAL J., DC Motors and Control Systems, SRL Publishing, 1978
- [6] DOTE Y., Servomotor and Motion Control Using Digital Signal Processors, Prentice Hall, 1990
- [7] Pacific Scientific Motion Control Products, Katalog
- [8] FANUC AC Servomotors Descriptions Manual
- [9] FANUC AC Servomotors Maintenance Manual

EK- A FANUC 1-0SP Serisi AC Servomotor Ve Özellikleri

Model 1-0SP (A06B-0372-B□□□)

Model 1-0SP/3000 (A06B-0373-B□□□)



Data sheet

Parameter	Symbol	Value			Unit
Maximum speed	Nmax	2000	3000		min ⁻¹
Rated torque at stall(*)	Ts	2.0 20	2.0 20		Nm kgfcm
Rotor inertia	Jm	0.00060 0.0061	0.00060 0.0061		kgm ² kgfcmS ²
Continuous RMS current at stall	Is	2.2	2.9		A(rms)
Torque constant(*)	Kt	0.90 9.2	0.67 6.9		Nm/A(rms) kgfcm/A(rms)
Back EMF constant (RMS voltage per phase)(*)	Ke Kv	31.3 0.30	23.5 0.22		V/1000min ⁻¹ Vsec/rad
Armature resistance(*)	Ra	2.444	1.375		Ω
Mechanical time constant(*)	tm	0.005	0.005		s
Thermal time constant	tt	20	20		min
Static friction	Tf	0.15 1.5	0.15 1.5		Nm kgfcm
Maximum allowable current	Im	24	32		A(peak)
Max. torque	Tm	15.7 160	15.7 160		Nm kgfcm
Max. acceleration		26200	26200		rad/S ²
Maximum winding temperature rise	θ m	125	125		°C
Weight		4.3	4.3		kg

EK -B Yük Şartlarına Göre Servomotor Seçimi

```
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <conio.h>
void main ()

{
    parametre:    float W,Fc,Tf,L,ETA,Lb,D;

                clrscr();
                window(20,6,79,18);
                gotoxy(0,1);
                cputs("Toplam Kızak Ağırlığı [kgf]:\r\n ");
                scanf("%f",&W);

                clrscr();
                gotoxy(0,2);
                cputs("Maksimum Kesme Kuvveti [kgf]\r\n ");
                scanf("%f",&Fc);

                clrscr();
                gotoxy(0,3);
                cputs("Sürtünme Momenti [kgf-cm]:\r\n ");
                scanf("%f",&Tf);

                clrscr();
                gotoxy(0,4);
                cputs("Bilyalı Vida Çapı [cm]:\r\n");
                scanf("%f",&D);

                clrscr();
                gotoxy(0,5);
                cputs("Bilyalı vida Adımı [cm]:\r\n");
                scanf("%f",&L);

                clrscr();
                gotoxy(0,6);
                cputs("Bilyalı vida boyu [cm]:\r\n");
                scanf("%f",&Lb);
```

```

clrscr();
gotoxy(0,7);
cputs("Bilyalı vida Verimi:\r\n ");
scanf("%f",&ETA);

```

```

float Vmax0,Vmax1,ta,Wmax,Alfamax;
clrscr();
gotoxy(0,8);
cputs("Maksimum pozisyonlama hızı [m/dak]:\r\n");
scanf("%f",&Vmax0);
Vmax0=Vmax0*100/60;

```

```

clrscr();
gotoxy(0,9);
cputs("Maksimum Kesme hızı [m/dak]:\r\n");
scanf("%f",&Vmax1);
Vmax1=Vmax1*100/60;

```

```

clrscr();
gotoxy(0,10);
cputs("İvmelenme Zamamı [sn]:\r\n");
scanf("%f",&ta);

```

```

Wmax=2*3.14159*Vmax0/L;
Alfamax=Wmax/ta;
clrscr();

```

```

float devir;
devir=Wmax*60/(2*3.14159);

```

```

printf("Minimum Motor Devri %f dev/dak \r\n",devir);
printf("Minimum Motor İvmesi %f rad/sn^2 \r\n",Alfamax);

```

```

gotoxy(1,5);
textcolor(15|BLINK);
cputs("Verilen motor parametrelerine göre\r\n");
cputs("    Uygun BİR MOTOR SEÇİNİZ \r\n");
getch();

```

```

secim:    clrscr();
          gotoxy(1,1);
          textcolor(15);
          cputs("Motorun Rotor Ataleti [kgf-cm-sn^2]:\r\n");
          float Jmot;
          scanf("%f",&Jmot);

          float T_ara;
          gotoxy(1,3);

```

```

cputs("Maksimum Motor Momenti [kgf-cm]:\r\n");
scanf("%f",&T_ara);

```

```

float Jball;
float D2,D4;
D2=D*D;
D4=D2*D2;
Jball=(0.78e-6)*D4*Lb;
gotoxy(1,5);
cprintf("Vida Ataleti %f kgf-cm-sn^2 \r\n",Jball);

```

```

float Jload;
float L1,L2;
L1=L/(2*3.14159);
L2=L1*L1;
Jload=W/980*L2;
cprintf("Yük Ataleti %f kgf-cm-sn^2 \r\n",Jload);

```

```

float Jtot;
Jtot=Jmot+Jload+Jball;
cprintf("Toplam Atalet %f kgf-cm-sn^2 \r\n",Jtot);

```

```

float Tm0,Tm1;
getch();
clrscr();
gotoxy(1,1);
Tm0=Jtot*Alfamax+Tf;
cprintf(" HIZLI HAREKET DURUMUNDA \r\n");
cprintf("Maksimum Motor Momenti %f kgf-cm \r\n",Tm0);

```

```

float Tload;
gotoxy(1,5);
Tload=Fc*L/(2*3.14159)*1/ETA;

```

```

float w1max;
w1max=(2*3.14159/L)*Vmax1;
float alfamax;
alfamax=w1max/ta;

```

```

float Ta_kesme;
Ta_kesme=Jtot*alfamax;

```

```

gotoxy(1,5);
Tm1=Ta_kesme+Tload+Tf;
cprintf(" KESME İŞLEMİ DURUMUNDA \r\n");
cprintf("Maksimum motor momenti %f kg-cm \r\n",Tm1);
cprintf("Kesme Kuvvetinin Momenti %f kgf-cm \r\n",Tload);
getch();
clrscr();

```

```

float Tmax;
if(Tm0<Tm1)Tmax=Tm1;
else Tmax=Tm0;
if(Tmax>T_ara){
    cputs("Motor uygun değil; yeni bir motor seçiniz \r\n");
    cputs("veya yük parametrelerini değistiriniz \r\n");
    getch();
    cputs("1. Yeni bir motor seçme \r\n");
    cputs("2. Yük parametrelerini değistirme \r\n");
    cputs("Seçiminiz ? \r\n");
    getch();
    char ch;
    do {
        ch=getche();

        switch (ch) {
            case '1': goto secim;
            case '2': goto parametre;
        }
    }while(ch!='1' && ch!='2');
}
clrscr();
textcolor(15|BLINK);
cputs("MOTOR SEÇİMİ TAMAMLANDI \r\n");
getch(); clrscr(); window(5,10,20,70);
gotoxy(1,1); textcolor(15);
cprintf("Toplam Kızak Ağırlığı %12.4f [kgf] \r\n",W);
cprintf("Maksimum Kesme Kuvveti %12.4f [kgf] \r\n",Fc);
cprintf("Sürtünme Momenti %12.4f [kgf-cm] \r\n",Tf);
cprintf("Bilyalı vida çapı %12.4f [cm] \r\n",D);
cprintf("Bilyalı vida boyu %12.4f [cm] \r\n",Lb);
cprintf("Bilyalı vida adımı %12.4f [cm] \r\n",L);
cprintf("Bilyalı vida verimi %12.4f [kgf] \r\n",ETA);
getch();
clrscr();
cprintf("Maksimum Pozisyonlama Hızı %12.4f [m/dak] \r\n",Vmax0);
cprintf("Maksimum Kesme Hızı %12.4f [m/dak] \r\n",Vmax1);
cprintf("Maksimum İvmelenme Zamanı %12.4f [sn] \r\n",ta);
cprintf("Minimum Motor devri %12.4f [dev/dak] \r\n",devir);
cprintf("Minimum Motor İvmesi %12.4f [kgf] \r\n",Alfamax);
cprintf("Seçilen motorun ataleti %12.4f [kgf-cm-sn^2] \r\n",Jmot);
cprintf("Motor Aralıklı alışma Bölgesi Momenti %12.4f [kgf-cm]
\r\n",T_ara);
cprintf("Maksimum Moment %12.4f [kgf-cm] \r\n",Tmax);
cprintf("Kesme Esnasındaki Moment %12.4f [kgf-cm] \r\n",Tm1);
cprintf("Pozisyonlandırmada maksimum moment %12.4f [kgf-cm] \r\n",Tm0);
getch(); clrscr();

}

```

EK -C Birim Basamak Cevabı

```
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <graphics.h>
#include <ctype.h>
#include <conio.h>

void main()
{
    clrscr();
    puts("*****Yük Parametreleri*****");
    puts("Yük Ataleti JI [kg-cm-sn^2]:");
    float JI;
    scanf("%f",&JI);
    printf("Yük ataleti %15.6f\n",JI);
    printf("Sabit yük Momenti\n");
    float TI;
    scanf("%f",&TI);
    printf("Yük Momenti %15.6f\n\n",TI);

motor:    puts("*****Motor parametrelerinin girilmesi*****");
    printf("Motor Ataleti [kg-cm-sn^2]:\n");
    float Jm;
    scanf("%f",&Jm);
    printf("Motor ataleti %15.6f\n",Jm);
    printf("Moment sabiti [kg-cm/A]:\n");
    float Kt;
    scanf("%f",&Kt);
    printf("Moment Sabiti %15.6f\n",Kt);
    printf("Endüktif Voltaj sabiti [V-rad/sn]:\n");
    float Kv;
    scanf("%f",&Kv);
    printf("Endüktif voltaj sabiti %15.6f\n",Kv);

    printf("Armatür Direnci [ohm]:\n");
    float Ra;
    scanf("%f",&Ra);
    printf("Armatür Direnci %15.6f\n",Ra);

    printf("Armatür Endüktansı [Henry]:\n");
    float La;
    scanf("%f",&La);
```



```

printf("Armatur Enduktansı %15.6f\n\n",La);

float J;
J=Jm+Jl;

kontrol: puts("*****Kontrol Parametreleri*****");

printf("Akım Orantı Sabiti:\n");
float Kp;
scanf("%f",&Kp);
printf("Akım Orantı Sabiti %15.6f\n",Kp);

printf("Akım geri besleme Sabiti:\n");
float Ki;
scanf("%f",&Ki);
printf("Akım geri besleme Sabiti: %15.6f\n\n",Ki);

puts("*****Transfer Fonksiyonu Katsayıları*****");

float K,wn,zeta,bolen,wn1;
K=Kp/Kv;
wn1=1.5*Kt*Kv/(J*La);
wn=sqrt(wn1);
zeta=(Ra+Kp*Ki)/(2*wn*La);

printf("Kazanç %15.6f\n",K);
printf("Dogal Frekans %16.6f [Hz]\n",wn);
printf("Sonum Oranı %16.6f\n",zeta);

getch(); /*Grafik çizdirmek için bekleme*/
clrscr();

if(zeta<1.0){
    double zeta2,karekok,nepel1,nepel0,wd;

    zeta2=zeta*zeta; /*zeta kare nin hesabı*/
    karekok=sqrt(1-zeta2); /*karekök 1-zeta^2*/
    wd=karekok*wn; /*sönüm frekansı*/

    float ts;
    ts=4./(zeta*wn); /*yerleşme zamanı %2 lik kriter*/
    float Mp;
    Mp=exp((-zeta/karekok)*3.1459); /*Maksimum aşma*/
    clrscr();
    window(20,5,60,20);
    clrscr();
    textcolor(11) ;/* [Mavi]*/
    gotoxy(0,5); /*Varma zamanı*/

```

```

cprintf("Yerlesme zamanı %15.7f [sn]\n\r",ts);
gotoxy(0,9);
cprintf("Maks.Aşma %15.7f \n\r",Mp);
window(1,1,80,25);
getch();
clrscr();

```

```

/*****GRAFIK MODU*****/

```

```

int driver, mode;
driver=VGA;
mode=VGAHI;

initgraph(&driver,&mode," ");

setcolor(7); /* Açık yeşil*/

/* sınırların oluşturulması */
rectangle(0,0,620,460);

/*grafik eksenleri */

setcolor(7);
line(80,360,560,360);
line(80,360,80,60);
line(75,260,85,260);
line(75,160,85,160);

/*Eksen yazılarının yazılması*/
setcolor(15); /* Açık mavi*/
outtextxy(50,256,"0.5");
outtextxy(50,154,"1.0");
outtextxy(50,50,"wn");
outtextxy(520,380,"Zaman [sn]");
outtextxy(290,370,"0.10");
outtextxy(510,370,"0.20");
outtextxy(180,370,"0.05");
outtextxy(400,370,"0.15");
setcolor(7); /* Açık Gri*/
line(190,365,190,355);
line(410,365,410,355);
line(300,365,300,355);
line(520,365,520,355);
setcolor(11); /*Cyan*/

float t=0.;

```

```

/*ÇEVİRİM İLE GRAFIK ÇİZDİRME*****/

```

```

do {
    nepell=exp(-zeta*wn*t);

```

```

float y;
y=(1-nepel1/karekok*sin(wd*t+atan(karekok/zeta)))/K;*/
float y1,t1;
y1=y*200.;
t1=t*2200.;
int m,n,k,l;
k=(int)t1;
l=(int)y1;
m=abs(k)+80;
n=360-abs(l);
float t0,y0,t01,y01;
int k0,l0,m0,n0;
t0=t-0.0005;
if(t0<0.0)t0=0.;
nepel0=exp(-wn*zeta*t0);
y0=(1-nepel0/karekok*sin(wd*t0+atan(karekok/zeta)))/K;*/
y01=y0*200.;
t01=t0*2200.;
k0=(int)t01;
l0=(int)y01;
m0=abs(k0)+80;
n0=360-abs(l0);

line(m0,n0,m,n);

t=t+0.0005;

}while(t<0.2);
}

else {

int driver, mode;
driver=VGA;
mode=VGAHI;

initgraph(&driver,&mode," ");

setcolor(7); /* Açık yeşil*/

/* sınırların oluşturulması */
rectangle(0,0,620,460);

/*grafik eksenleri */

setcolor(7);
line(80,360,560,360);
line(80,360,80,60);
line(75,260,85,260);
line(75,160,85,160);

```

```

/*Eksen yazılarının yazılması*/
setcolor(15); /* Açık mavi*/
outtextxy(50,256,"0.5");
outtextxy(50,154,"1.0");
outtextxy(50,50,"wn");
outtextxy(520,380,"Zaman [sn]");
outtextxy(290,370,"0.10");
outtextxy(510,370,"0.20");
outtextxy(180,370,"0.05");
outtextxy(400,370,"0.15");
setcolor(7); /* Açık Gri*/
line(190,365,190,355);
line(410,365,410,355);
line(300,365,300,355);
line(520,365,520,355);
setcolor(11); /*Cyan*/

float s1,s2,sbt,zeta_kare,kok;
zeta_kare=zeta*zeta;
kok=sqrt(zeta_kare - 1.);

s1=(zeta+kok)*wn;
s2=(zeta-kok)*wn;

sbt=wn/(2*kok);

float t=0.;

/*ÇEVİRİM İLE GRAFİK ÇİZDİRME*****/
do {
    float es1t,es2t;
    es1t=exp(-s1*t)/s1;
    es2t=exp(-s2*t)/s2;

    float y;
    y=(1+sbt*(es1t-es2t));/*K;*/
    float y1,t1;
    y1=y*200.;
    t1=t*2200.;
    int m,n,k,l;
    k=(int)t1;
    l=(int)y1;
    m=abs(k)+80;
    n=360-abs(l);

    float t0,y0,t01,y01;
    int k0,l0,m0,n0;
    t0=t-0.0005;
    if(t0<0.0)t0=0.;

```

```

float es1t0,es2t0;
es1t0=exp(-s1*t0)/s1;
es2t0=exp(-s2*t0)/s2;

y0=(1+sbt*(es1t0-es2t0));/*K;*/

y01=y0*200.;
t01=t0*2200.;
k0=(int)t01;
l0=(int)y01;
m0=abs(k0)+80;
n0=360-abs(l0);

line(m0,n0,m,n);

t=t+0.0005;

}while(t<0.2);
}

getch();
restorecrtmode();
clrscr();

char ch;
puts("Elde Edilen Grafik Uygun mu? [E/H]:");
ch='\0';
loop1: while (ch!='E'){ch=getchar(); /*condition true olduğu sürece itere olur*/
ch=toupper(ch);
if(ch!='H')goto loop1;
else break;
}
clrscr();
printf("%c\n",ch);
if(ch=='E')goto son;
clrscr();

puts("Motor parametrelerini değiştirmek istermisiniz? [E/H]:");
ch='\0';
loop2: while (ch!='E'){ch=getchar(); /*condition true olduğu sürece itere olur*/
ch=toupper(ch);
if(ch!='H')goto loop2;
else break;
}
clrscr();
printf("%c\n",ch);
if(ch=='E')goto motor;
else goto kontrol;

```

son:

```

puts("*****Motor parametreleri*****");
printf("Motor Ataleti [kg-cm-sn^2]:\n");
printf("Motor ataleti %15.6f\n",Jm);
printf("Moment sabiti [kg-cm/A]:\n");
printf("Moment Sabiti %15.6f\n",Kt);
printf("Endüktif Voltaj sabiti [V-rad/sn]:\n");
printf("Endüktif voltaj sabiti %15.6f\n",Kv);
printf("Armatür Direnci [ohm]:\n");
printf("Armatür Direnci %15.6f\n",Ra);
printf("Armatür Endüktansı [Henry]:\n");
printf("Armatür Endüktansı %15.6f\n",La);

puts("*****Kontrol Parametreleri*****");
printf("Akım Orantı Sabiti:\n");
printf("Akım Orantı Sabiti %15.6f\n",Kp);
printf("Akım geri besleme Sabiti:\n");
printf("Akım geri besleme Sabiti: %15.6f\n",Ki);

puts("*****Transfer Fonksiyonu Katsayıları*****");
printf("Kazanç %15.6f\n",K);
printf("Dogal Frekans %16.6f [Hz]\n",wn);
printf("Sonum Oranı %16.6f\n",zeta);
}

```

Özgeçmiş

1970 BOLU doğumlu olan Turgay MAMUR, 1991 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Makina Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. Askerlik görevini takiben halen özel bir şirkette CNC Takım Tezgahları servis mühendisi olarak çalışmaktadır. Servosistemler ve bilgisayar ile mekanik sistem kontrolü uygulamaları konusu ile ilgilenmektedir. Yazar İngilizce bilmektedir.

