

14180

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ \* FEN BİLİMLERİ ENSTİTUSU

SUREKLİ MİKNATISLI SENKRON MAKİNE

14180

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elek. Müh. ORHAN DİRİL

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 4 Haziran 1990

Tezin Savunulduğu Tarih :19 Haziran 1990

Tez Danışmanı :Prof.Dr. R. Nejat TUNÇAY

Diğer Jüri Üyeleri :Prof.Dr. İlhami ÇETİN

Prof.Dr. Emin TACER

Y. G.  
Yükseköğretim Kurulu  
Dokümantasyon Merkezi

HAZİRAN 1990

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının gerçekleştirilmesinde değerli yardımlarını esirgemeyen Sayın Hocam Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY'a, ayrıca tezin yazımında yardımlarını esirgemeyen İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Bölümü, Elektrik Makineleri Anabilim dalı elemanları, Elektrik Müh. Dilek YILDIZ'a, Araş.Gör. Azmi DEMİREL'e ve Araş. Gör.Sinan GÜNGÖR'e en derin saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Orhan DİRİL  
Bahçelievler, Haziran 1990

## İÇİNDEKİLER

|                                                                            | SAYFA |
|----------------------------------------------------------------------------|-------|
| ÖZET .....                                                                 | V     |
| SUMMARY .....                                                              | VI    |
| BÖLÜM 1. Giriş .....                                                       | 1     |
| BÖLÜM 2. SÜREKLİ MIKNATISLI MAKİNELER .....                                | 4     |
| 2.1. Sürekli Mıknatıslı Makinelerin Gelişimi ..                            | 6     |
| 2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine .....                               | 9     |
| 2.2.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Genera-<br>tör .....                     | 12    |
| 2.3. Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım Makinesi ..                             | 13    |
| 2.3.1. Fırçasız Doğru Akım Makinesi .....                                  | 14    |
| BÖLÜM 3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR (SMSM) ...                       | 16    |
| 3.1. Temel Özellikler .....                                                | 16    |
| 3.2. SMSM'nin Denetim Olanakları .....                                     | 24    |
| 3.2.1. SMSM'nin Vektör Kontrolü .....                                      | 24    |
| 3.2.2. Histerezis Akım Denetimi .....                                      | 26    |
| 3.2.3. Darbe Genişlik Modülasyonu ile De-<br>netim .....                   | 28    |
| 3.2.4. SMSM'nin Denetim Düzenneği .....                                    | 29    |
| 3.3. Denetimin SMSM'ye Kazandırdığı Özellikler                             | 30    |
| BÖLÜM 4. SÜREKLİ MIKNATISLAR .....                                         | 36    |
| 4.1. Metal Sürekli Mıknatıslar .....                                       | 37    |
| 4.2. Seramik Sürekli Mıknatıslar .....                                     | 37    |
| 4.3. Sürekli Mıknatıslı Magnetik Devrenin in -<br>celenmesi .....          | 40    |
| 4.4. Sürekli Mıknatısların Elektrik Makinele -<br>rinde Kullanılması ..... | 44    |
| BÖLÜM 5. SMSM'de ALAN OLUŞUMU ve MAKİNE<br>PARAMETRELERİ.....              | 51    |
| 5.1. Makine Modelinin Oluşturulması.....                                   | 51    |
| 5.2. Makine Magnetik Devresi.....                                          | 52    |
| 5.3. Yanlız Sürekli Mıknatıs ile Alan Oluşumu.                             | 52    |
| 5.3.1. Kaçak Akı.....                                                      | 54    |
| 5.3.2. Hava Aralığındaki Mıknatıs Akısı..                                  | 55    |

|                                                                        |    |
|------------------------------------------------------------------------|----|
| 5.3.3. Hava Aralığındaki Mıknatıs Akı Yoğunluğu.....                   | 56 |
| 5.3.4. Mıknatıs Üzerindeki Akı Yoğunluğu.....                          | 58 |
| 5.4. Yanlız Stator Akımı ile Alan Oluşumu.....                         | 58 |
| 5.4.1. Boyuna Eksen Akı Yoğunluğu.....                                 | 59 |
| 5.4.2. Mıknatıs Üzerindeki Akı Yoğunluğu.....                          | 61 |
| 5.4.3. Enine Eksen Akı Yoğunluğu.....                                  | 61 |
| 5.5. Sürekli Mıknatıs ve Stator Akımı ile Alan Oluşumu.....            | 63 |
| 5.5.1. Mıknatıs Üzerindeki Akı Yoğunluğu.....                          | 64 |
| 5.6. Makine Parametreleri.....                                         | 65 |
| 5.6.1. Kutup Tekerleği Gerilimi.....                                   | 65 |
| 5.6.2. Boyuna Eksen Mıknatıslama indüktansı.....                       | 66 |
| 5.6.3. Enine Eksen Mıknatıslama indüktansı.....                        | 67 |
| 5.6.4. Kaçak indüktans.....                                            | 68 |
| BÖLÜM 6. SMSM'nin SÜREKLİ HAL DAVRANIŞI.....                           | 69 |
| 6.1. Demir Kayıpsız Denklemler ve Gösterici Diyagramı.....             | 69 |
| 6.2. Demir Kayıpları ile Denklemler.....                               | 72 |
| 6.2.1. Düzenlenmiş Parametreler ile Gösterici Diyagramı.....           | 76 |
| 6.2.2. Düzenlenmiş Parametreler ile Güç Denklemi ve Demir Kayıpları... | 78 |
| 6.3. Akım Yereğrisi.....                                               | 79 |
| 6.4. Moment Yükaçısı Değişimi.....                                     | 81 |
| 6.5. Örnek SMSM'nin Sürekli Hal Davranışının incelenmesi.....          | 86 |
| SONUÇLAR .....                                                         | 94 |
| KAYNAKLAR .....                                                        | 96 |
| EKLER .....                                                            | 98 |
| ÖZGEÇMİŞ .....                                                         | 99 |

## OZET

Bu tezin genelinde, kaliteleri her geçen gün artan ve ucuzlayan mıknatıs malzemelerinin, sürekli mıknatıs olarak, elektrik makinelerinde kullanılması ve uygulama örneği olarak Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine incelenmiş, böyle bir tasarımın gerçekleşmesinin gerekçeleri ve makineye kazandırdığı özellikler, indüksiyon makineleri ile karşılaştırılarak verilmiştir.

5.Bölümde, sürekli mıknatıslı senkron makinede hava aralığındaki alan dağılımı ve makine parametreleri, makine magnetik devresi ile belirlenmiştir.

6.Bölümde, sürekli hal davranışı, gösterici diyagramı yardımı ile kayıplarını içeren eşdeğerdevre üzerinde incelenmiş ve gerçekleşmesi öngörülen bir sürekli mıknatıslı senkron motora ait sürekli hal çalışma büyüklükleri hesaplanmıştır.

## SUMMARY

### PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES

In this thesis, the AC electrical machines that is used of permanent magnet are studied and are the permanent magnet synchronous machines are compared with inductions machines in possibility of design. The special feature of permanent magnet synchronous machines have been given.

Permanent magnet synchronous machines (PMSM) are attracting growing international attention for a wide variety of industrial applications. The attractive power-density and efficiency characteristics exhibited by these machines. The large majority of commercially available PMSM are constructed with the permanent magnets mounted on the periphery of the steel rotor core, exposing their surface magnetically and sometimes physically, to the air gap. These machines, referred to there as surface PMSM, are also known as brushless dc machines, inside-out machines, electronically commutated machines, as well as by wide variety of manufacturer-specific trade names. This range of terminology obscures the fact that, in most cases, they are various of the same class of machines.

The PMSM rotor has mechanical reliability equal to that of an induction machines and eliminates excitation losses found in induction or synchronous machines. The PMSM offers the potential for the highest electrical efficiency than induction machines in similar applications. The use of the permanent magnet in the rotor of PMSM makes it unnecessary to supply magnetizing current through the stator for constant air gap flux; stator current need only be torque-producing. Hence for the same output, the PMSM will operate at higher power factor (because of the absence of magnetizing current) and will be more efficient than the induction machines. The conventional wound-rotor synchronous machine on the other

hand must have dc excitation on machine, which is often supplied by brushes and sliprings. This implies rotor losses and regular brush maintenance, which implies downtime. Note that the key reason for the development of the PMSM was to remove the foregoing disadvantages of wound-rotor synchronous machines by replacing its field coil, dc power supply and slipring with a permanent magnet. The PMSM, therefore, has a sinusoidal induced EMF and requires sinusoidal current to produce constant torque just like wound-rotor synchronous machines. Current research in the design of the PMSM indicates that it has a higher torque-inertia ratio and power density when compared to the induction machines or wound-rotor synchronous machines, which makes it preferable for certain high-performance applications like robotics and aerospace actuators.

Aproximately three-quarters of all electrical motors are induction motors. In order to reduce energy consumption, manufacturers have cosentrated on improving classical induction motors desings, and in addition, now offer high efficiency motors at premium prices. The efficiency improved by reducing the air gap power density, by replacing aluminum conductors with copper conductors, by increasing conductor cross section, and by using higher quality magnetic iron. These techniques can be combined to reduce total losses by 20...40 prcents. These techniques, however, go only up to a point, beyond which it is not economical, and in some cases it is impossible, to increase efficiency by adding materials. In addition, whit increasing loss reductions, it becomes more dif-fucult to maintain a specified minimum starting torque, maximum starting current, and minimum power factor.

The challence of improving the induction motor efficinecy can be best understood by a brief rvieiw of the various loss compenents. The following electrical losses are the priciple in all induction motors:

- stator load current losses ( $I^2R$ )
- stator magnetizing current losses ( $I^2R$ )
- rotor slip losses ( $I^2R$  for rotor)
- iron losses
- stray load losses

The stator  $I^2R$  losses can be improved by either current reduction or conductor cross section increase. The first requires more flux and thus more iron, which at a point will increase the  $I^2R$  losses again because of the increasing length of conductor. Increasing the conductor area tends to increase the iron loss because of either high loss density or increased iron volume. The rotor  $I^2R$  losses are the cost of torque development in induction motor. Reducing the rotor resistance has the same impact on the iron losses as the stator resistance change. Also it reduced the starting torque.

Those losses which depend on the fundamental flux are counted as iron losses. Besides a change to better material, there is little to be done which does not negatively impact the other losses. The stray load losses consist basically of losses in the iron and windings which are current dependent. Since they are still not well enough understood to be precisely modelled.

A way out of that loss dilemma is the change to a different machine concept where some loss components are eliminated. Introducing permanent magnet excitation to a synchronous motor can eliminate the excitation losses. The rotor losses  $I^2R$  losses and the related stray load loss components disappear also. Therefore, the PMSM concept has been selected. From a manufacturing point of view, the stator of this machine is identical to the stator of a multiphase induction motor or of an electrically excited multiphase synchronous motor. The new component is the rotor which, in contrast to conventional

synchronous machine rotor, relies on permanent magnets as the source of excitation rather electric current carrying windings. The optimum rotor configuration, rotor electromagnetic and mechanical design, and the stator electromagnetic design must be matched to achieve the desired performance.

The two basic configurations are shown in Figure 2.4. Because synchronous machines produce torque only at synchronous speed, there is no inherent starting torque. Both rotor configurations allow for the incorporation of amortisseur windings (squirrel-cage windings) to facilitate line starting of the PMSM as an induction motor. The basic difference in the rotor is in the orientation of the magnets. Figure 2.4a shows the magnetic axis of the magnets oriented radially. In this case, the no-load flux density in the air gap is slightly less than the flux density in the magnets due to rotor leakage flux. Machines using this kind of rotor configuration tend to have low air gap flux densities.

The configuration in Figure 2.4b shows magnets with their magnetic axis oriented in the circumferential direction. This alignment can achieve a maximum air gap flux density (due to magnet) larger than that for the radial magnet orientation due to "flux squeezing". The magnetomotive force to drive the magnetic flux through the magnetic circuit in this case is provided by one magnet only. This configuration has been successfully applied in motors and generators for applications demanding low weight and high power density.

The PMSM is a synchronous machine and thus exhibits the same generic performance characteristic as the wound rotor synchronous machine. Differences are due to the constant excitation and the fact that magnetically the magnet space behaves like air. The result is a direct

(d) to quadrature (q) reactance ratio of less than one and a torque torque-angle curve with the pullout torque at angles larger than  $90^\circ$ .

As is well known the pullout torque of an induction motor is proportional to the terminal voltage squared, which makes the induction motor performance very sensitive to voltage change. The PMSM including the reluctance torque and magnet torque which is linearly dependent on the voltage, the PMSM is less sensitive to voltage changes.

Damper windings are used to run the machine up the to speed on induction motor action with the machine pulling into synchronism by a combination of the reluctance and synchronous motor torques provided by magnet. During the startup, the magnet exerts a braking torque that opposes the induction motor type torque provided by the damper windings.

Vector control is normally used in ac machines to convert them, performance wise, into equivalent separately excited dc machines which have highly desirable control characteristics. For high performance servo drives, hysteresis or PWM current controllers are used to ensure that the actual currents flowing in the motor are close as possible to the sinusoidal references.

## BÖLÜM 1

### GİRİŞ

Endüstriyel tahrik sistemlerinde, gelişen teknoloji ile birlikte çok değişik tahrik özellikleri içeren tahrik motorlarına gereksinim duyulması ve bunu karşılayacak motorlarında aynı zamanda ucuz, az bakım gerektiren nitelikli makineler olması elektrik makinelerindeki gelişmeyi büyük ölçüde etkilemiştir.

Endüstride tahrik motorlarının dayanıklılık, yüksek verim, büyük güçkatsayısı, kolay ve ucuz bir şekilde denetlenebilirliği, az bakım gerektirmesi, sürekli mıknatıslar ile uyarılmış yeni bir tip makinenin geliştirilmesine neden olmuştur. Sürekli mıknatıs malzemelerinin gelişimine paralel olarak bu tip makinelerin gelişiminde önemli ölçüde aşamalar kaydedilmiştir.

Kaliteleri her geçen gün daha da iyileşen ve fiyatları düşen sürekli mıknatıs malzemelerinin içinde elektrik makinelerinde kullanılmaya elverişli olanların sayısı artmaktadır. Bunun yanı sıra yarıiletken teknolojisi ve paralel olarak güçelektronğinde ve mikroelettronikteki gelişmeler, yeni kontrol teorilerinin getirdiği olanaklar ile sürekli mıknatıslı makinelerin tahrik sistemlerine uygulanabilirliği arttırılmıştır. Yapımı hızlanan ve üzerinde yapılan çalışmalar ile geliştirilen bu makineler uygun besleme üniteleri ile birçok uygulama alanına sahiptirler. Bunlardan bazılarını aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

- Tekstil endüstrisinde sabit hızda yapay liflerin çekilmesinde
- Duyarlı pompa tahrikinde
- Makine soğutma fan sistemlerinde
- Ses ve görüntü makinelerinde
- Elektrikli taşımacılıkta, otomobillerde
- Fren motoru olarak
- İmdat generatörü olarak
- Robotik uygulamalarda
- Takım tezgahlarında servo ve adım motoru olarak

#### 1.1. Tahrik Motoru Olarak Senkron Makine:

Tahrik sistemlerinde doğru akım makinesi fırça kollektör düzeni, bakım süresi, masrafları ve fiyatı nedeniyle, aynı şekilde doğru akım uyarmalı senkron motorların ayrı uyarma düzeneğine ihtiyaç göstermesi, kendi başına yol alamaması, nedeniyle uygun bir tahrik motoru özelliklerini üzerinde tam anlamı ile taşımamaktadır. Asenkron motorlar ise yeni geliştirilen denetim olanakları ile bir doğru akım makinesinin taşıdığı özellikler kazandırılabilir.

Genel olarak bir tahrik sisteminde tahrik makinesi olarak kullanılacak senkron motordan beklenen özellikleri aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

- Güç katsayısı ve verimi yüksek olmalı
- Motor gücünün motor ağırlığına oranı büyük olmalı
- Salınım bileşenleri olmayan yol alma momentine sahip olmalı
- Uygun hız-moment, hız-ivme momenti karakteristiklerine sahip olmalı

- Büyük eylemsizlik momentleri ile senkronlanabilmeli
- Bilezik, fırça gibi fazla bakım isteyen parçalar bulunmamalı
- Doğru akım uyarma düzeneğine gerek olmamalı
- Rotor yüzeyinde oluklar bulunmayıp hava aralığı hemen hemen sabit olmalı

Yukarıdaki belirtilen isteklerin yönlendirilmesi ile uygun yol alma özelliklerine, yüksek verim ve büyük güç katsayısına sahip, doğru akım uyarma düzeneğine gerek duymayan sürekli mıknatıslar ile uyarılmış senkron makineler geliştirilmiştir. Bu makinelerin ilk yapımından bugüne kadar olan gelişmeler sürekli mıknatıs malzemelerinin gelişimine paralel olmuştur.

## BÖLÜM 2

### SÜREKLİ MİKNATISLI MAKİNELER

Yaklaşık olarak elektrik makinelerinin dörtte üçü indüksiyon motorlarıdır. Enerji tüketiminin azaltılması için, indüksiyon motorları üzerinde yeni tasarımlar ile yüksek verimli ve uygun maliyetli motorlar üretilebilmektedir. Verim, alüminyum iletkenlerin bakır iletkenlerle yer değiştirmesi, iletken kesitinin arttırılması, yüksek nitelikli manyetik demir kullanılması ile iyileştirilebilmektedir. Bu teknik yaklaşım ile indüksiyon makinelerindeki toplam kayıplar ancak %20...%40 oranında azaltılabilmektedir.[1] Aynı şekilde bu teknik yaklaşım ile verim ancak belirli bir noktaya kadar yükseltilebilir.

Genel olarak indüksiyon makinelerindeki kayıpların gözden geçirilmesi ile verimin nasıl etkilendiği daha açık görülebilir. Prensip olarak bütün endüksiyon makinelerinde var olan kayıplar;

- Stator yük kayıpları ( $I^2R$ )
- Stator mıknatıslanma akımı kayıpları ( $I^2R$ )
- Rotor kayma kayıpları ( $I^2R$  Rotor için)
- Demir kayıpları
- Ek kayıplardır.

Stator  $I^2R$  Kayıpları ya akım azaltılarak ya da iletken kesiti arttırılarak azaltılabilir. Birincisi için, gerekli akının korunması gerektiğinden demir boyutunun artmasına dolayısıyla iletken uzunluğunun artması ve bu noktada tekrar  $I^2R$  kaybının artmasına neden olacaktır. iletken kesitinin arttırılması, demir hacminin

artması ve demir kayıplarının artması ile sonuçlanacaktır. Rotor  $I^2R$  kayıpları ise indüksiyon motorlarında momentin üretilebilmesi için gerekli olup, rotor direncinin küçültülmesi kalkış momentinde azalmaya neden olacaktır. Temel olarak kayıplar demir kayıpları olarak görünmekte ve daha iyi malzeme kullanılması halinde de diğer kayıpların iyileştirilmesi önemini yitirmektedir. Ek kayıplar ise yük akımına bağlı olarak demirdeki ve sargılardaki kayıplar olup şu ana kadar pek iyi açıklanamamış kayıplardır[1].

Görüldüğü gibi klasik indüksiyon motorlarındaki kayıpların azaltılması sorununa karşılık, indüksiyon motorlarında bulunan bazı kayıpları ortadan kaldıracak ve yaklaşık aynı özelliklere sahip farklı bir makine tasarımına varılmaktadır. Bu makine sürekli mıknatıslı senkron motordur.

Sürekli mıknatıslı senkron motor ile uyarma akımı kayıpları ve aynı zamanda ek kayıplarda ortadan kalkmaktadır[1]. Bu tür makinede stator normal bir indüksiyon makinesindeki gibi ve uyarma akımı rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlanmaktadır. Optimum mıknatıs yerleştirme biçimleri, rotor elektromagnetik ve mekanik tasarımı ve stator elektromagnetik tasarımı ile istenilen performansı gösterecek yüksek verimli makineler gerçekleştirilebilmektedir.

Sürekli mıknatıslar ile uyarılmış elektrik makinelerinin gerçekleştirilebilirliği, mıknatıs malzemelerindeki gelişmeler, güçelektronik ve denetimindeki gelişmeler ile artmıştır. Bu tür makinelerin kendi içinde sınıflandırılması oldukça güçtür. Çünkü farklı tasarım, mıknatıs yerleştirilmesi ve özellikleri nedeniyle hem bir senkron makine, hemde bir doğru akım makinesi özelliği gösterebilmektedir. Çalışma konumuzun gereği ve literatürde sık karşılaşılan sınıflandırmanın ışığı altında

genel bir sınıflandırmaya gidilebilir.

- Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine
- Fırçasız Doğru Akım Makinesi

## 2.1. Sürekli Mıknatıslı Makinelerin Gelişimi:

İlk yapılan elektrik makinelerinde uyarma alanı sürekli çelik mıknatıslar ile elde edilmekteydi. 1866 yılında von SIEMENS tarafından kendi kendini uyaran doğru akım generatörünün yapılması büyük elektrik makinelerinin üretimine geçişi sağlamıştır. Ancak bundan sonra uzun yıllar sadece saat motorları, oyuncak motorları gibi küçük motorlarda kullanılmıştır.

1930 Yıllarında Al-Ni-Co alaşımlı sürekli mıknatısların bulunması, yeniden sürekli mıknatıslarla uyarılmış büyük makinelerin yapımına yol açmıştır. (havalandırma motorları, uçak generatörleri gibi)

1950 Yıllarında baryum, stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu Ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinelerinde kullanılmasına yol açmıştır.

1953 Yılında F.W. Merril [2] Al-Ni-Co mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron motor geliştirmiştir. " Merril " motoru veya " Permasyn " olarak adlandırılan bu motora ait kesit Şekil 2.1'de verilmiştir. Standart bir asenkron motorun rotoruna, kafes içinde kalan bölüme Al-Ni-Co mıknatıs blokları yerleştirilmiştir. Stator yapısı ve dış ölçüleri değişmediğinden bu motorların kullanılması kolay olmuştur.

Bu motorlar üzerinde yapılan araştırmaların konuları, motorların davranışlarının hesaplanması, istenilen

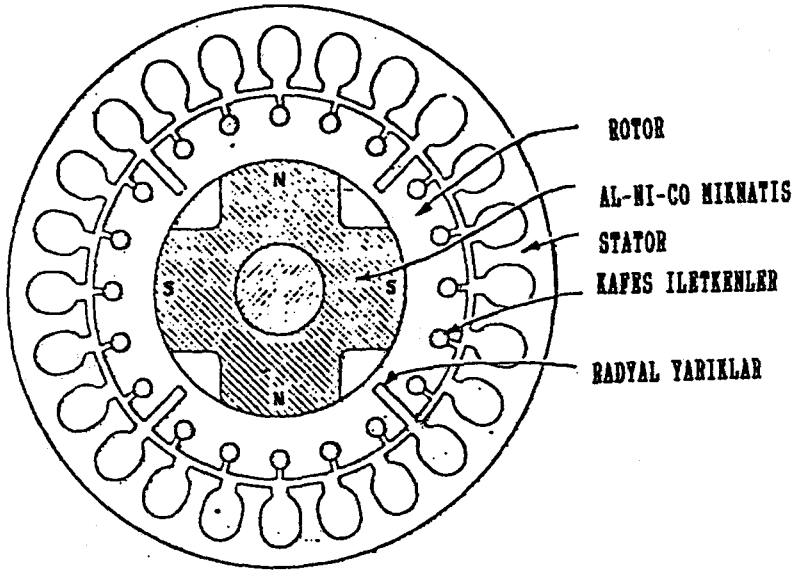
davranışta motorların tasarım kriterini oluşturmuştur.

J.F. DOUGLAS [2] "Merril" motorlarını akım yer eğrileri ile incelemiştir. Bu inceleme sonunda daha iyi özelliklere sahip olan ve ucuz sürekli mıknatısların üretimi ile daha uygun çalışma karakteristikleri olan senkron motorların yapımının mümkün olduğunu ve bunların kullanım alanlarının artacağını belirtmiştir.

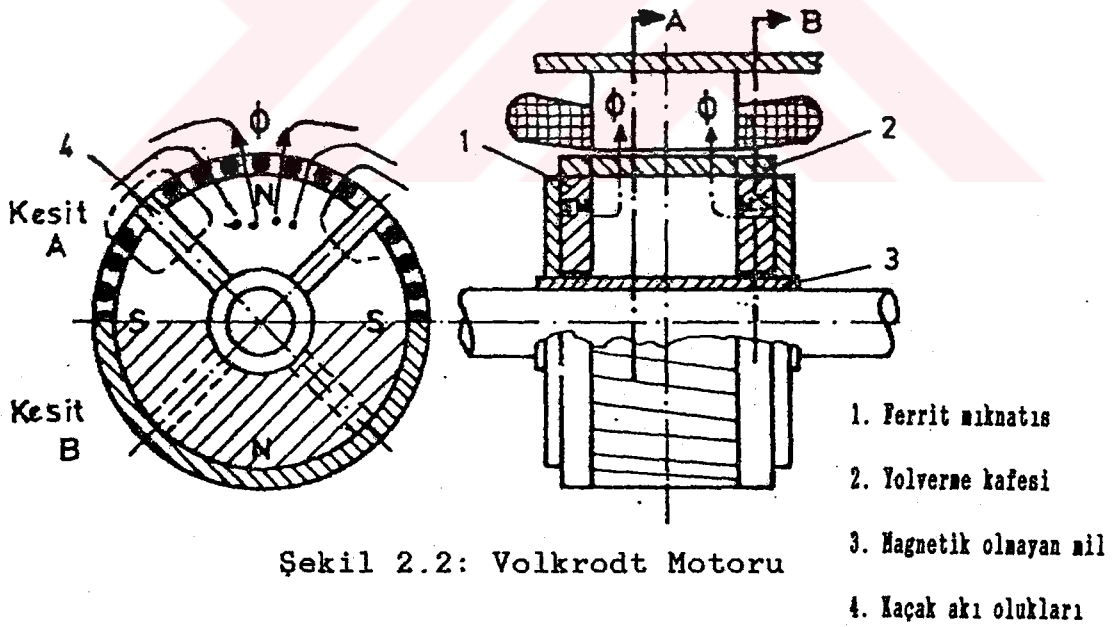
D.P.M. CAHILL [2] "Merril" motorlarının istenilen davranışlara sahip olabilmeleri için gerekli tasarım kriterini vermiştir.

F.FALK [2] Al-Ni-Co mıknatısların özelliklerinin düzeltilildiğini, "Merril" motorlarının unutulmadan, daha iyi özelliklerde, yapılmalarına çalışılması gerektiğini savunmuştur. Kaçak akı oluklarının motor tasarımında en uygun kaçak akı oluk boyutlarının seçim kriterini vermiştir.

W. VOLKRODT [2] 1962 yılında ferit mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron makine gerçekleştirmiştir. Şekil 2.2'de kesiti verilen bu motor yapılış bakımından "Merril" motorlarından farklılıklar göstermektedir. Temel olarak yine bir asenkron motor alınmıştır. Sürekli mıknatıslar motorun iki başına yerleştirilmiştir. Volkrodt çalışmasında magnetik devreyi, motorun reaktanslarını, stator alanının sürekli mıknatıslar üzerindeki etkilerini incelemiştir. Mıknatısların özelliklerinin ve dolayısıyla çalışma noktalarının değişmemesi için sınır koşulları vermiştir.



Şekil 2.1: Merril Motoru



Şekil 2.2: Volkrodt Motoru

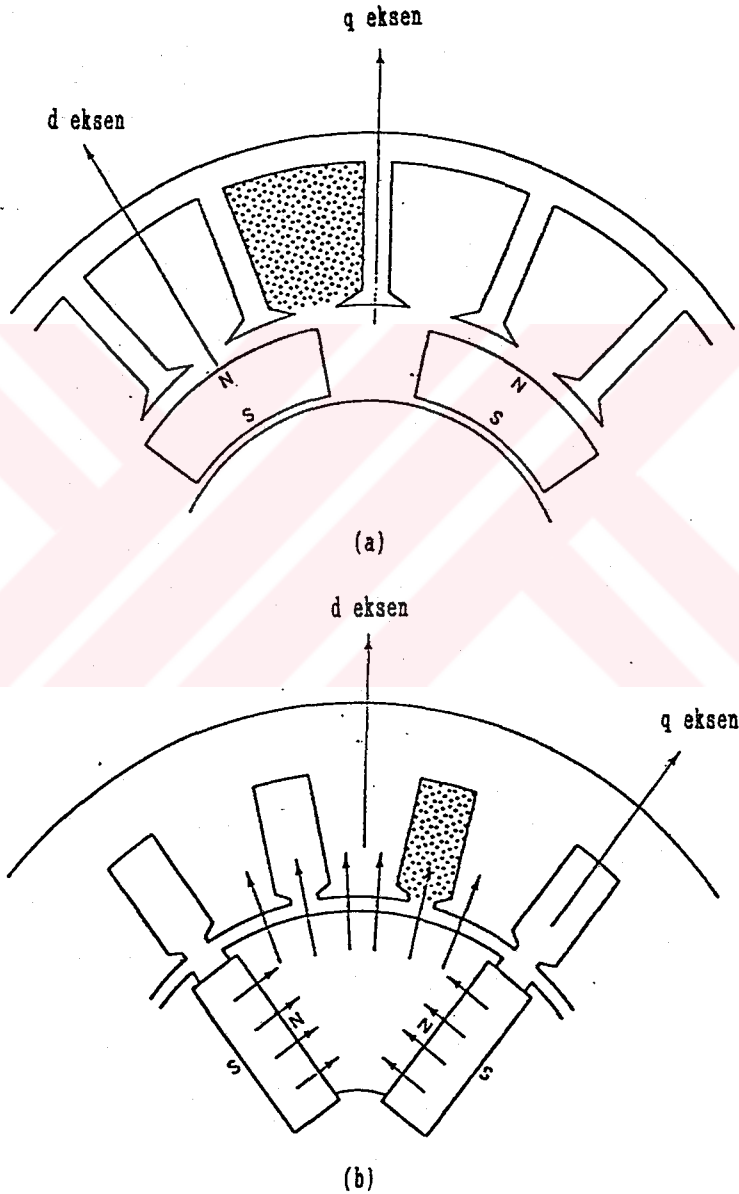
## 2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine:

Sürekli mıknatıslar ile uyarılmış senkron makineler son yıllarda değişken hız gerektiren tahrik sistemlerinde orta güçlere kadar kullanılmaktadır. Rotor magnetik alanı doğru akım taşıyan sargılar yerine rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlanmaktadır. Alan sargısındaki bakır kayıplarının ortadan kaldırılması makinenin verimine olumlu yönde katkı sağlamaktadır. Stator bakımından indüksiyon makinelerinden farklı değildir. Normal sargılı bir senkron makine ayrı bir doğru akım kaynağına ve fırça-bilezik düzenine ihtiyaç göstermektedir. Sürekli mıknatısların kullanılması ile böyle bir düzene gerek duyulmamaktadır. Sürekli mıknatıslı makinelerde, indüksiyon makinelerindeki gibi moment oluşturmak için gerekli, stator akımı bileşeni olan, mıknatıslama akımı yoktur. Stator akımı sadece momentin oluşumu için gereklidir, dolayısıyla indüksiyon makinelerine göre daha büyük güçkatsayısına sahip yüksek verimde çalışabilmektedir. indüksiyon ve normal senkron makinelere göre, büyük moment-eylemsizlik momenti oranına ve büyük güç yoğunluğuna sahip, üretilen moment indüksiyon makinelerinden farklı olarak, besleme gerilimine doğrusal bağıllık göstermekte, makine gerilim ve frekans değişimlerine karşı daha az duyarlı olmaktadır.

Mıknatısların yerleştirme biçimleri, istenilen özellikleri sağlayabilecek farklı şekillerde olabilmektedir. Genel olarak bu yerleştirme Şekil 2.3a'daki gibi rotor yüzeyine veya Şekil 2.3b'deki gibi rotor içine gömülerek yapılabilmektedir. Her iki yerleştirme biçimi kendi içinde farklılıklar göstermekte, kullanıldığı makineye değişik özellikler katmaktadır.

Rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatıslar ile gerçekleştirilen makine düz kutuplu makine olarak davranış göstermekte, büyük hava aralığına sahip, kutup akısına

karşı gelen endüi tepkisi zayıf olmaktadır. Bu türde yapılan senkron makineler daha çok literatürde "Fırçasız Doğru Akım Makinesi" olarak isimlendirilen normal doğru akım makinesine göre rotoru statoru ile yerdeğiştirmiş, elektronik kollektöre sahip sürekli mıknatıslı senkron makineden pek farkı yoktur. Sabit moment üretimi için dikdörtgen dalga şeklinde alternatif akım gerektirmekte ve indüklenen gerilim trapez şeklinde olmaktadır.



Şekil 2.3: Sürekli mıknatısların a) rotor yüzeyine  
b) rotor içine yerleştirilmesi

Rotor içine gömülü mıknatıslar ile gerçekleştirilmiş makinelerde, değişik tasarımlar ile "Akı Yoğunlaştırma Yöntemi" kullanılabilmekte ve bir kutup altındaki akı mıknatıs yüzeyindeki akıdan daha büyük yapılabilmektedir. Bu tip rotora sahip senkron makineye ait özellikler aşağıdaki gibi özetlenebilir.

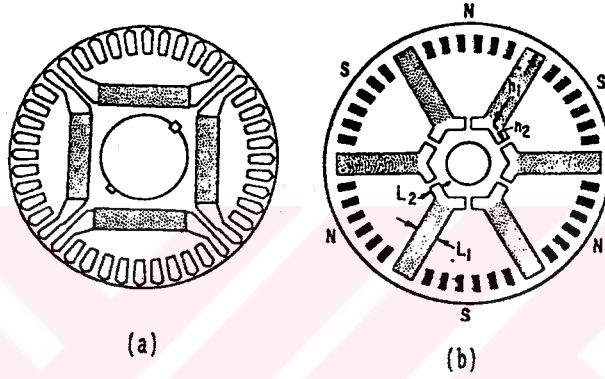
- Yüksek hızlarda çalışabilmekte
- Etkin hava aralığı küçük, endüi tepkisi etkili olmakta ve akı zayıflatma yöntemi ile sabit güç bölgesindeki denetimi, sabit moment bölgesindeki kadar iyi yapılabilmektedir.
- Çıkık kutuplu makine özelliği göstermekte, normal senkron makineden farklı olarak enine ve boyuna reaktanslar arasında  $X_q > X_d$  ilişkisi bulunmaktadır. Moment oluşumunda hem uyarma alanı hemde relüktans momenti etkisini göstermektedir
- Sabit moment üretimi için sinüsoidal akım gerektirmekte ve indüklenen gerilim sinüsoidal olmaktadır.

Basit olarak sürekli mıknatısların rotor içine gömülerek gerçekleştirilmiş iki farklı rotor tasarımı Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Bu iki farklı tasarımdaki temel özellik mıknatıs yönlendirilmesinin rotor radyal eksenine göre durumudur. Şekil 2.4a'da hava aralığındaki akı yoğunluğu boşta çalışmada, mıknatıs akı yoğunluğundan, rotor kaçak akısı nedeniyle biraz daha azdır. Bu tür tasarıma sahip makine normal verimdeki indüksiyon makinelerine göre daha az hava aralığı akı yoğunluğu sağlar. Kayıpları daha çok, stator akımı veya yük durumu belirler.

Şekil 2.4b'deki tasarımda ise hava aralığındaki akı yoğunluğu, alan yönlendirme yöntemi ile diğer tasarıma göre daha büyük yapılabilmektedir. Hava aralığındaki akı yoğunluğu, tek mıknatısa ait akı yoğunluğundan daha

büyüktür. Hafif makine veya büyük güç yoğunluğu gerektiren motor ve generatör uygulamalarında oldukça iyi bir performans göstermektedir.

Bilindiği gibi senkron motorlar senkron hızda moment oluşturabilir ve kalkış sorunu vardır. Her iki tasarımda rotorda kalkış için kısıadevre çubukları bulunmakta ve kalkışta, senkron hıza erişinceye kadar makinede asenkron moment bileşeni etkisini göstermektedir.



Şekil 2.4: Mıknatısları rotor içine gömülü iki farklı rotor tasarımı

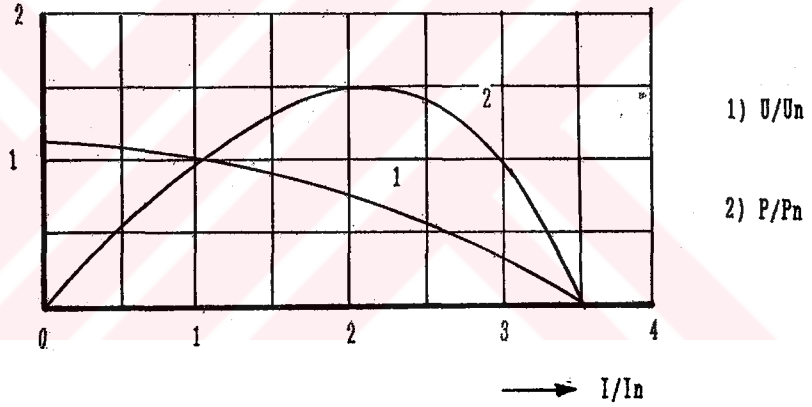
#### 2.2.1, Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör:

Sürekli mıknatıslar ile uyarılmış bir makine tahrik edilmesi ile generatör olarak çalışır. Uyarma alanı hazır bulunduğundan ek bir uyarma düzenine gerek kalmaz, basit yapılı olan bu generatörlerde uyarma alanının ayarlanması mümkün değildir ve gerilim ayarı olanak dışıdır. Bununla birlikte birçok uygulama alanına sahiptir. Bu tip generatörler,

- Büyük generatör ünitelerinde uyarma generatörü
- 50Hz...300Hz arasında frekansa gerek gösteren taşlama tezgahlarında (kutup sayısı değişimi veya hızı ayarlanabilen tahrik motoru ile)

- Taşımacılıkta yardımcı motorların beslenmesinde
- Doğrultucu devreler ile birlikte basit ve bakımı az doğru akım generatörü
- Hidroelektrik santrallerinde bağımsız kaynak
- Endüktif ısıtma ve lehimleme

gibi kullanım alanlarına sahiptirler. Örneğin oniki kutuplu sürekli mıknatıslı bir generatör, iki kutuplu bir döner alan makinesi ile tahrik edildiğinde frekans 300 Hz kadar çıkabilir. Böyle bir generatörün devrilme gücünün anma gücüne oranı 1.5, sürekli kısadevre akımının anma akımına oranı 3.5 olabilmektedir.[2] (Şekil 2.5)



Şekil 2.5. Sürekli mıknatıslı senkron generatörün gerilim ve güç değişimi

### 2.3. Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım Makinesi:

Aynı güçte elektirik motorlarının devir hızları büyük olanları daha küçük ve ucuz yapılabilir. Ancak küçük devir hızlarının istendiği uygulamalarda ise dişli kutularının kayıpları, bakımı ve neden olduğu gürültü sorununa karşılık küçük devir hızlarında çalışan sürekli mıknatıslar ile uyarılmış doğru akım motorları geliştirilmiştir.

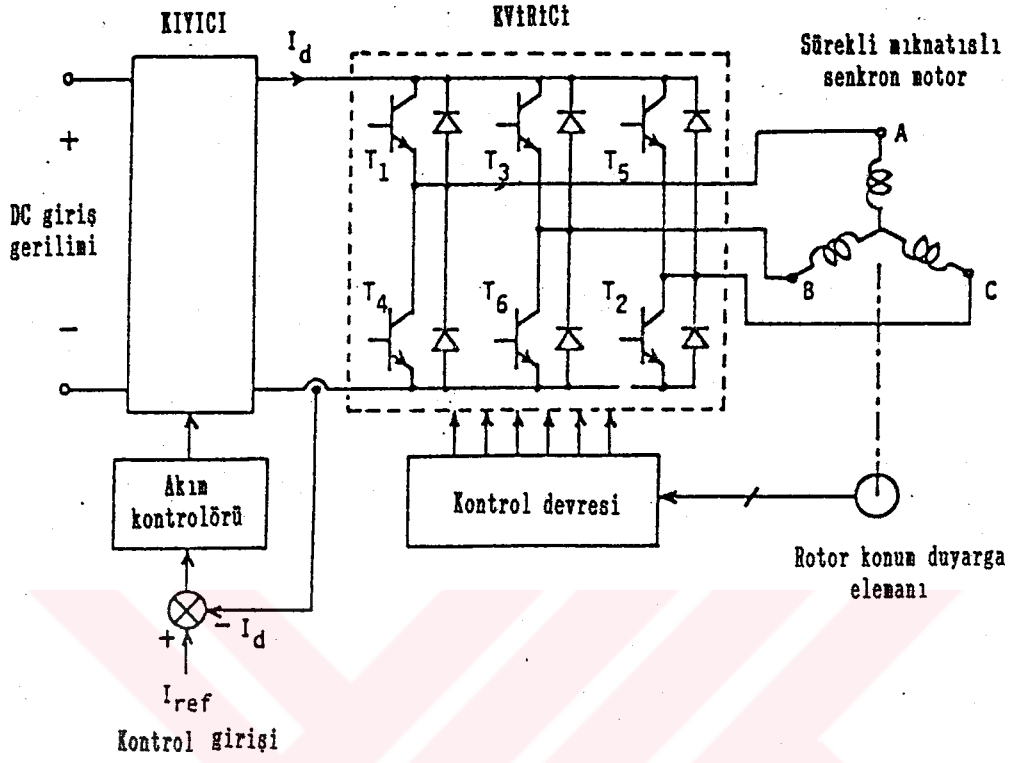
Klasik doğru akım motorlarına göre daha küçük ve hafif yapılabilen bu motorlar ile sorun çözümlenebilir ve bu şekilde tasarlanmış motor daha sessiz çalışabilir.

### 2.3.1. Fırçasız Doğru Akım Makinesi:

Bu makineler fiziksel yapı olarak sürekli mıknatıslı senkron makineye benzerdirler. Doğru akım aradevrelili frekans çeviriciler ile beslenmesi ve rotor konum duyarga elemanları ile donatılmaları halinde hızı denetlenebilen bir doğru akım motoruna alternatif olabilmektedir. Çünkü frekans çevirici ve makine, birlikte koşut (şönt) uyarmalı doğru akım motor özelliği göstermektedir.

Fırça-kollektör düzenine gerek göstermeyen ve bu düzen yerine statik anahtarlama elemanlarını kullanan bu makine, büyük hız alanı içinde sabit moment verebilen, küçük boyutlarda, hafif, soğutmasız, yüksek verimli ve dinamik davranışı iyi, sessiz çalışan motorlardır.

Statorunda faz sargıları, rotorunda sürekli mıknatıs bulunan, faz sargıları, konum duyarga elemanlarının verdiği işaret ile kontrollü olarak, statik anahtarlama elemanı üzerinden beslenen ve her defasında değişik sargılar beslenerek sıçrayan alanlar yardımı ile rotorun dönüşü denetlenebilen motorlardır.(Şekil 2.6)



Şekil 2.6: Fırçasız doğru akım makinesi

## BÖLÜM 3

### SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTOR (SMSM)

#### 3.1. Temel Özellikler:

##### a) Rotor Magnetik Devresi,

Şekil 3.1 deki gibi ferrit mıknatıslar ile gerçekleştirilmiş tasarımda [3], mıknatıslar rotor malzemesi içerisine gömülerek yerleştirilmiştir. Bu motorun, mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş motordan önemli farkı çıkık kutuplu makine özelliği göstermesidir. Dört kutuplu bir makine olarak, mıknatısların yönlendirme biçimleri gözönüne alınır ise, boyuna eksen(d-ekseni) mıknatıs ortasından geçmekte, enine eksen(q-ekseni) ise boyuna eksenle  $45^\circ$  mekanik açı yapmaktadır. Şekil 3.2 (a) ve (b) den görüleceği gibi d-eksen magnetik akısı iki mıknatıs ve iki hava aralığından geçmekte, q-eksen magnetik akısı ise yalnızca iki hava aralığından geçerek devresini çelik kutuptan tamamlamaktadır.

Mıknatıs malzemesinin magnetik geçirgenliği yaklaşık boşluğun magnetik geçirgenliğine eşit olduğundan stator enine ve boyuna reaktansları arasında fark oluşmakta ve  $X_d < X_q$  olarak kendini göstermektedir. Enine reaktansın boyuna reaktansa oranı üç veya daha büyük olmaktadır.[3].

##### b) Motor Eşdeğer Devresi ve Moment Üretimi,

Stator sargılarının dağılımının sinüsoidal, demireki doymanın ihmalı gibi standart varsayımlar ile normal çıkık kutuplu senkron makineye uygulanan iki eksen

dönüşümü (Park dönüşümü) ile sürekli mıknatıslı senkron makineye ait iki eksen eşdeğer devresi Şekil 3.3 de verilmiştir.[3].

Bu eşdeğer devrede, rotor alanının sürekli mıknatıslar ile uyarılması nedeniyle, mıknatıs modellenmesine ait sabit akım kaynağı ( $I_f$ ) d-eksenindeki mıknatıslama akısı  $\Phi_m = L_{md} \cdot I_f$  tarafından sağlanmaktadır. Ayrıca iki eksene ait rotor kafes sargısı  $L_{dr}$ ,  $R_{dr}$  ve  $L_{qr}$ ,  $R_{qr}$  olarak gösterilmiştir.

Sürekli halde çalışmada, kafes sargıları ve doymanın etkisinin ihmal ile sürekli mıknatıslı motorun moment ifadesi

$$M_e = (3/2) \cdot P \cdot [I_{qs} \Phi_m + (L_d - L_q) I_{qs} I_{ds}] \quad (3.1)$$

şeklinde olmaktadır. Burada

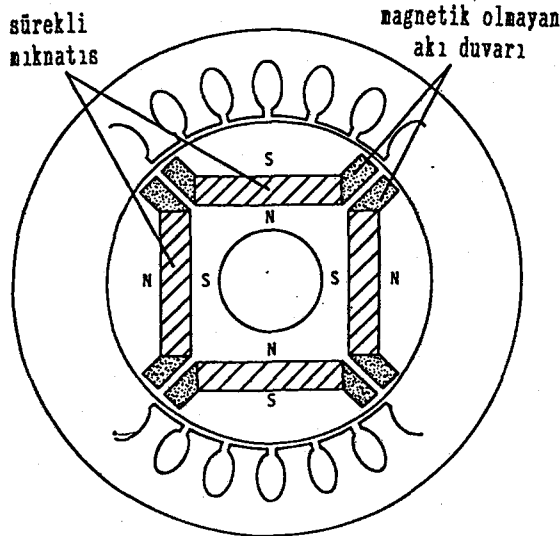
$\Phi_m$  : mıknatıs halkalama akısı ( $= L_{md} I_f$ )

$L_d$  : toplam d-ekseni indüktansı ( $= L_{md} + L_{lq}$ )

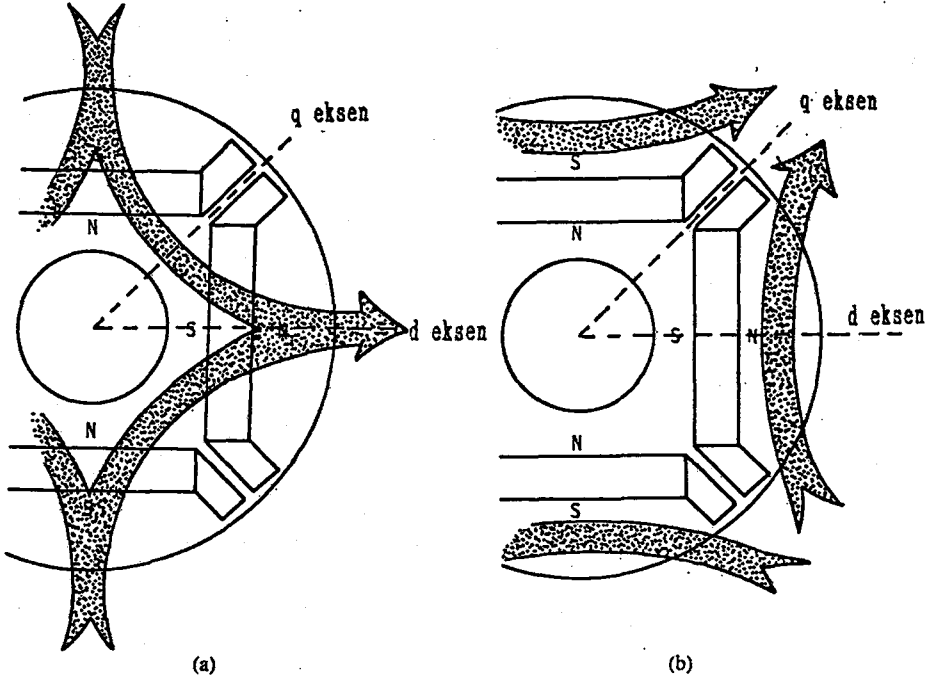
$L_q$  : toplam q-ekseni indüktansı ( $= L_{mq} + L_{lq}$ )

$I_{ds}, I_{qs}$  : sürekli hal d- ve q-eksen stator akımları

$P$  : çift kutup sayısıdır.



Şekil 3.1: Motor tasarımı

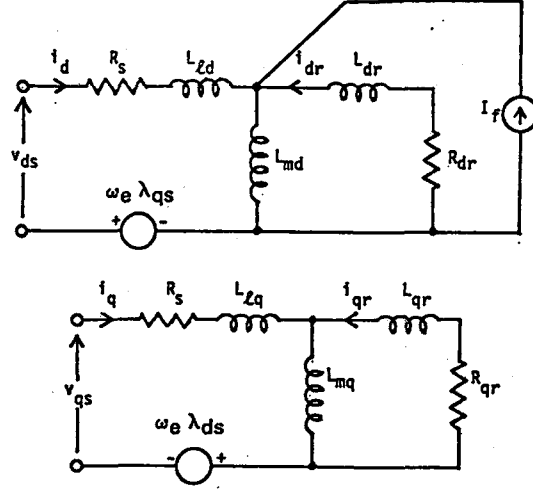


Şekil 3.2: a) d-eksen b) q-eksen akı yolları

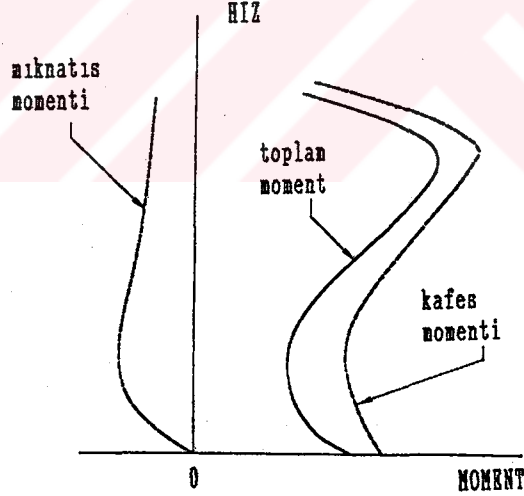
Sürekli mıknatıslı senkron makinede moment oluşumunda iki terim etkilidir. Birincisi d-eksen boyunca mıknatıs akısı  $\Phi_m$  ve q-eksen stator akımı  $I_q$  nin oluşturduğu ve  $\Phi_m I_q$  ile orantılı momenttir, ikincisi ise d ve q eksen indüktansları arasındaki fark ( $L_d - L_q$ ) ile orantılı momenttir.  $L_d < L_q$  olması nedeniyle devrilme momenti, normal senkron makinalardan farklı olarak,  $90^\circ$  den büyük yük açılarındadır. İndüksiyon motorlarında devrilme momenti gerilimin karesiyle orantılı olmasına karşın, burada gerilim ile doğru orantılıdır. Bu nedenle gerilim değişimlerine karşı duyarlılık daha az olmaktadır.

Kafes sargıları, motorun asenkron kalkışını sağlamakta, kalkış süresince mıknatısın oluşturduğu  $M_m$  momenti, kafes sargılarının oluşturduğu  $M_k$  momentine ters yönde olmakta ve frenleme yapmaktadır. Senkronizasyondan sonra kafes moment etkisi kalkmakta ve mıknatıs momenti, yük durumuna göre temel moment kaynağı olarak motorun

çalışmasını sürdürmektedir.[4]. Şekil 3.4 de mıknatıs, kafes momenti ve toplam momentin hız ile değişimi göstermiştir.



Şekil 3.3: SMSM'nin eşdeğer devresi



Şekil 3.4: Kalkışta kafes moment etkisi

#### c) Hava Aralığındaki Akı Dağılımı ve Doymanın Etkisi,

Sürekli mıknatısları rotor içine gömülmüş bir senkron makinede (Şekil 3.1) üç ayrı alan kaynağı vardır. Bunlar sürekli mıknatıs, d- ve q-ekseni ampersarım

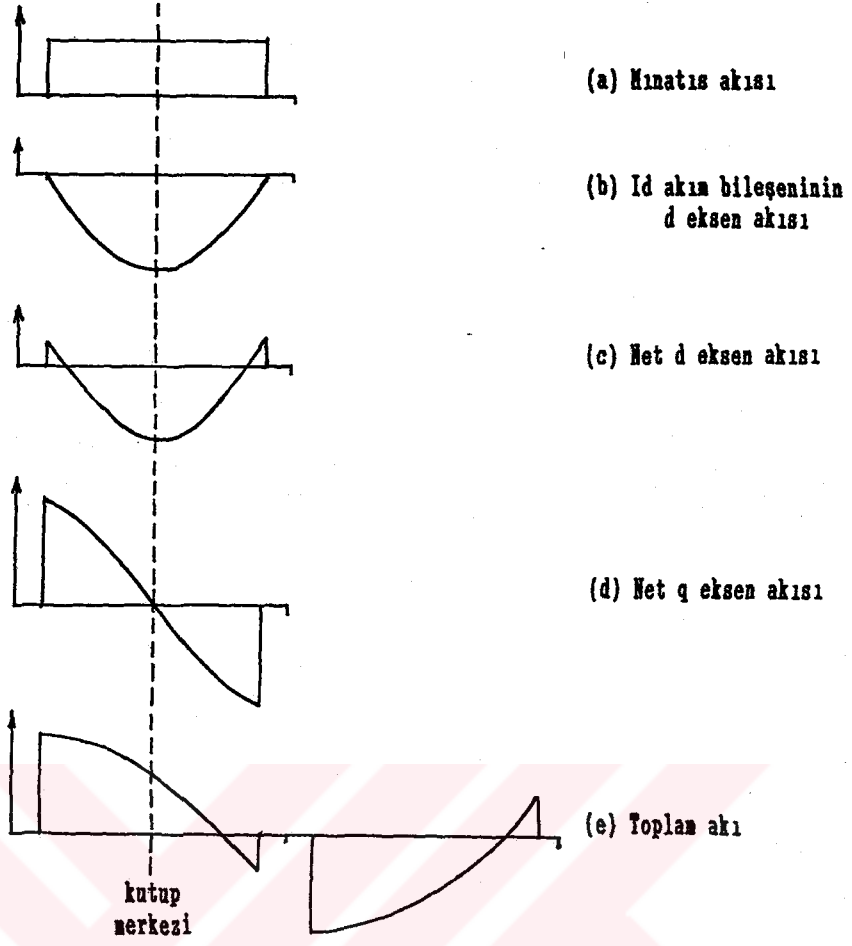
bileşenleridir. Doymanın ihmal edilmesi durumunda bir kutup altındaki hava aralığında akı yoğunluğu dağılımı, mıknatıs için kare dalga (Şekil 3.5a), stator d-ekseni bileşeni için kosinüs fonksiyonu (Şekil 3.5b), stator akımı q-ekseni bileşeni için sinüs fonksiyonu (Şekil 3.5c) biçiminde değişmektedir. d-eksen üzerinde hem mıknatıs hem de stator ampersarımının d-eksen bileşeni bulunduğundan, d-eksen üzerindeki akı yoğunluğu dağılımı her ikisinin toplamı olacaktır. (Şekil 3.5d).

Bir kutup altındaki hava aralığındaki akı yoğunluğu dağılımı net d ve q-eksen bileşenlerinin toplamı olup (Şekil 3.5e) sinüsoidal olmayan bir şekle sahiptir. [5],[6].

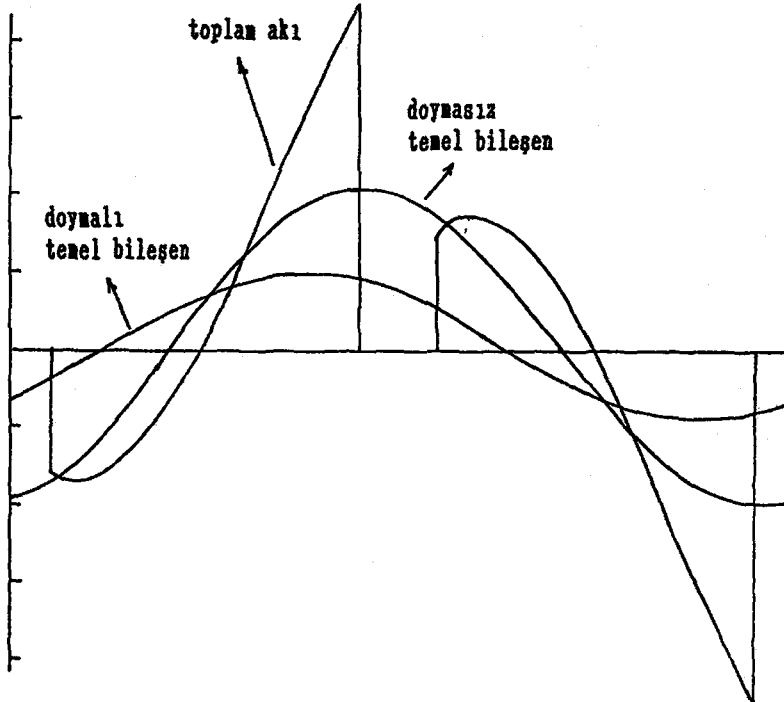
Bütün alternatif akım makinelerinde olduğu gibi demir malzemedeki doymanın etkisi, makineye lineer olmayan özellikler katmaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron makinede, rotor magnetik devresinin özelliği nedeniyle bu etki daha karmaşık hale gelmekte ve makinenin çalışma parametreleri üzerinde etkili olmaktadır.

q-eksen doğrultusunda kutup ayakları üzerindeki akı yoğunluğundaki artma eğilimi kutup ayaklarının karşısında bulunan stator dişlerinde doyma etkisi ile kendini göstermektedir. Stator dişlerinin bu bölümündeki doyma nedeniyle temel hava aralığı akı yoğunluğunu azalır ve kutup merkezine doğru kayar. (Şekil 3.6). Bu durum özelliklerle q-eksen stator indüktansı  $L_q$  nun azalmasına ve d-, q-eksen akılarının karşılıklı olarak birbirlerine etkisine (cross coupling) neden olur. [6]

3.2 ifadesinde sürekli mıknatıslı senkron motorun motor parametrelerine bağlı olarak moment değişimi verilmiştir. [7]. Üçüncü terim makinenin doyma etkisi ile ortaya çıkmaktadır. d-, q-eksen akılarının karşılıklı etkisi  $X_{qd}$  reaktansının oluşumuna neden olmaktadır.



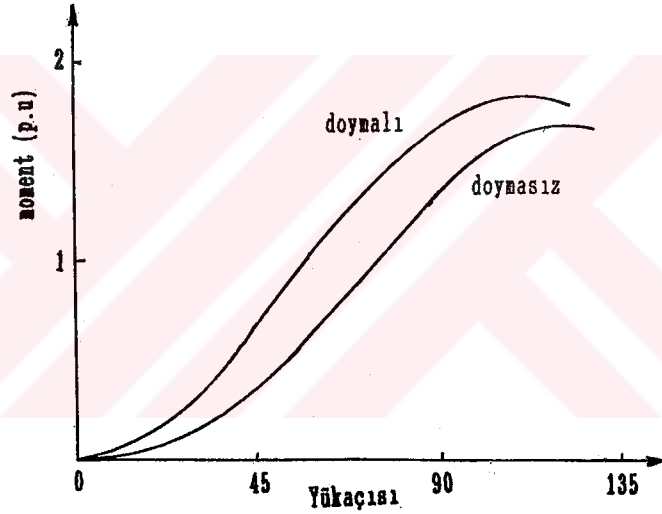
Şekil 3.5: Hava aralığındaki akı dağılımı



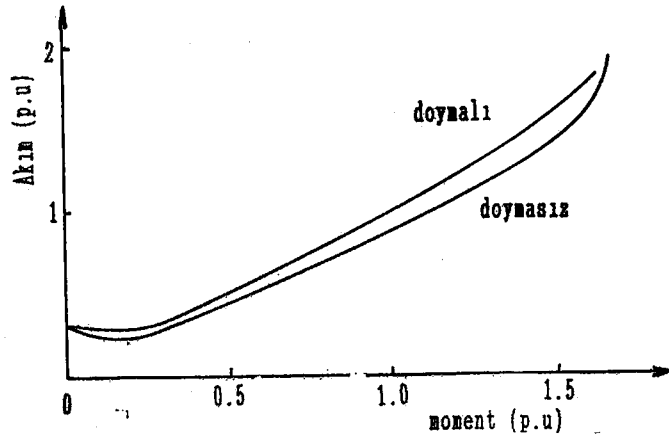
Şekil 3.6: Hava aralığındaki akı dağılımının temel bileşeni

$$M = \frac{3}{4w} \left[ \frac{VE}{X_d} \sin \delta + \frac{V^2(X_d - X_q)}{2X_d X_q} \sin 2\delta + \frac{V^2 X_{qd}}{X_d X_q} \sin 2\delta \right] \quad (3.2)$$

Doyma etkisi ile  $L_q$  değeriindeki azalma, motorun momentinde ve stator akımında artmaya neden olmaktadır.[6] (Şekil 3.7 ve Şekil 3.8) Gerilimin yeterli olabilecek bir değere düşürülmesi ile doymanın etkisi ortadan kaldırılabilir. Örneğin sabit gerilim ve değişken frekans ile çalışmada motorun devir hızını arttırarak  $X_{qd}$  ve doyma etkisi azaltılabilir.



Şekil 3.7. SMSM'nin doymalı ve doymasız durumunda moment yükü değişimi

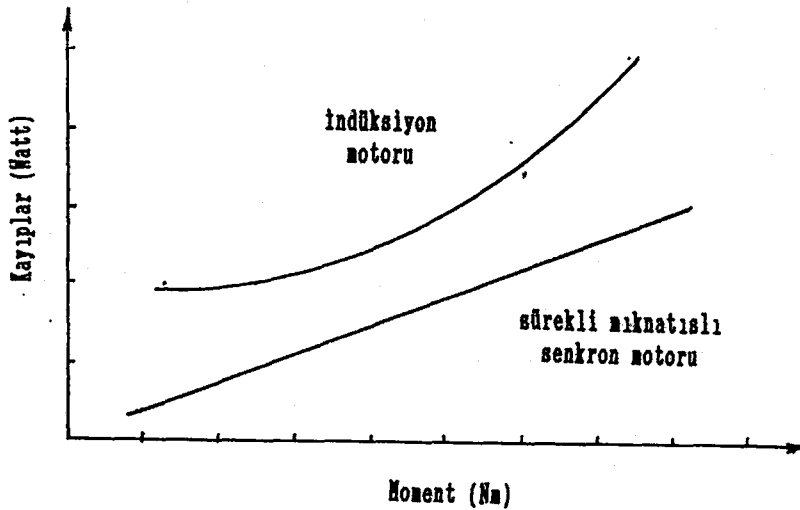


Şekil 3.8. SMSM'nin doymalı ve doymasız durumunda akım moment değişimi

#### d) Motor Kayıpları ve Verim,

Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron motorda dikkate değer özelliklerden birisi, diğer mıknatıslı makinelerden farklı olarak yüksek verime sahip olmasıdır. Bu tip motorda, indüksiyon motorlarından farklı olarak rotor mıknatıslama akımının sürekli mıknatıs ile sağlanması nedeniyle hem stator  $I^2R$  hem de rotor  $I^2R$  kayıpları azaltılmaktadır. Stator akımı bileşeni olarak mıknatıslama akımının ortadan kalkması motorun güçkatsayısını büyük yük yapmaktadır. Ayrıca normal senkron motordaki uyarma akımının oluşturacağı kayıplar da yoktur. Böylece verim indüksiyon makinelerine göre oldukça iyi bir duruma gelmektedir. Şekil 3.9 da indüksiyon motoru ile sürekli mıknatıslı senkron motorun yükleme ile kayıplarının nasıl değiştiği karşılaştırılmıştır.

Ferrit mıknatıslar ile gerçekleştirilen Şekil 3.1 deki yapıya sahip sürekli mıknatıslı motor üzerinde yapılan testler sonucunda; tam yükte,  $4800 \text{ min}^{-1}$  devir hızında motorun verimi %94 olarak bulunmuştur. [3]. Ferrit mıknatıslar yerine enerjisi daha büyük Ne-Fe-B mıknatısların kullanılması ve farklı tasarımlar ile daha iyi verime ve performansa sahip motorlar gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.9: indüksiyon makinesi ve SMSM kayıpları

### 3.2. SMSM' nin Denetim Olanakları:

Servo motor olarak, SMSM diğer alternatif akım servo motorlarına göre önemli özelliklere sahip olması, denetim olanakları ile değişken hız gerektiren hassas pompa, kompresör, fan sistemlerinde veya robotik uygulamalarda kullanılmasını sağlamıştır.

Genel olarak alternatif akım makinelerine uygulanan vektör kontrolü ile denetim yöntemi, SMSM' de uygulanarak, makineye serbest uyarmalı doğru akım makinesi özelliği kazandırabilmektedir. Vektör kontrolü akım denetimli eviriciler ile yapılmakta ve yüksek anahtarlama hızları nedeniyle bipolar veya MOSFET güç transistörleri ile gerçekleştirilebildiklerinde ideal akım kaynağına yakın bir çalışma özelliği göstermektedir. Bu nedenle düşük güçlerde yüksek dinamik özellikler gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadırlar.

Bu tip eviricilerin temel çalışma ilkesi sabit doğru gerilimin motor sargılarına düz ve ters yönde uygulanarak motor akımının referans değerine göre belirli bir hata ile denetlenmesidir bu akım denetimi, Histerezis Akım Denetimi veya Darbe Genişlik Modülasyonu ile yapılabilmektedir.

#### 3.2.1. SMSM' nin Vektör Kontrolü:

SMSM' ye standart kabuller ile d-q eksen dönüşümü uygulandığında, makinenin elektriksel modeli, [8]

$$V_q = RI_q + p\Phi_q + \omega_s\Phi_d \quad (3.3)$$

$$V_d = RI_d + p\Phi_d - \omega_s\Phi_q \quad (3.4)$$

$$\Phi_q = L_q I_q \quad (3.5)$$

$$\Phi_d = L_d I_d + \Phi_{af} \quad (3.6)$$

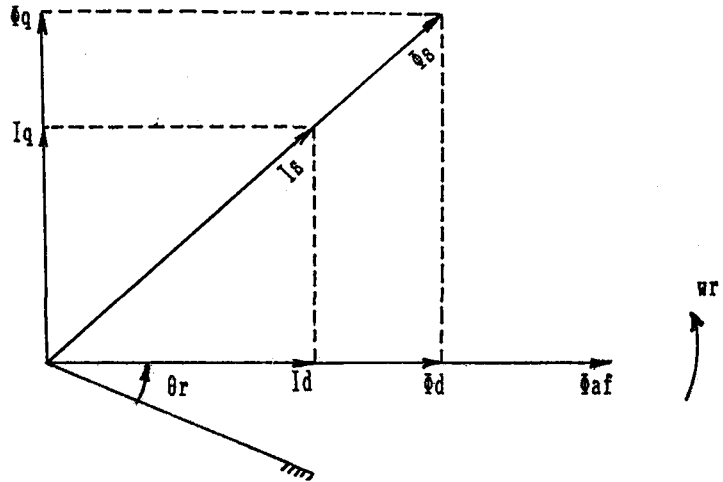
Şeklinde olur. Burada,  $V_q$  ve  $V_d$  ; d ve q eksen stator gerilimleri,  $I_d$  ve  $I_q$  ; d ve q eksen stator akımlarını,  $L_d$  ve  $L_q$  ; d ve q eksen indüktanslarını,  $\Phi_d$  ve  $\Phi_q$  ; d ve q eksen stator halkalanma akısını,  $R$  ve  $\omega_s$  ; stator direnci ve açısal hızı,  $p$  türev operatörü ve  $\Phi_{af}$  mıknatıs tarafından yaratılan stator halkalanma akısı olup, elektriksel moment,  $P$  ; kutup çifti sayısı olmak üzere,

$$M_e = (3/2) P [\Phi_{af} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (3.7)$$

olmaktadır. 3.5 ve 3.6 ifadelerinin fazör gösterimi ve  $I_s$  stator akımının durumu şekil 3.10 da gösterilmiştir. Rotor halkalanma akısı, referans eksenine göre rotor açısal hızı  $\omega_r$  ile dönmekte ve rotor açısal durumu,  $t$  zaman olmak üzere,

$$\theta_r = \int \omega_r dt \quad (3.8)$$

olmaktadır.



Şekil 3.10. Stator akım ve akı fazörleri ile boyuna ve enine eksen bileşenleri

Eğer  $I_d$  sıfır yapılacak olur ise

$$\Phi_d = \Phi_{af} \quad (3.9)$$

ve

$$M_e = (3/2) P \Phi_{af} I_q \quad (3.10)$$

olacaktır, sabit mıknatıs halkalanma akısı nedeniyle moment  $q$  eksen akımı ile orantılı olarak

$$M_e = K_t I_q \quad (3.11)$$

haline gelecektir. Burada;

$$K_t = (3/2) P \Phi_{af} \quad (3.12)$$

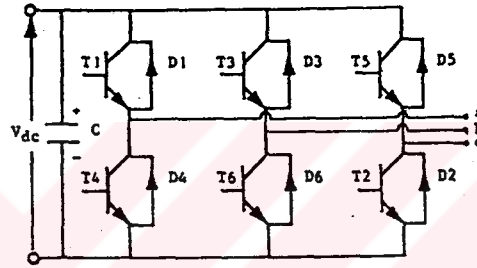
moment katsayısı olmakta ve makine serbest uyarmalı doğru akım makinesine benzemektedir.

Görüldüğü gibi  $d$  eksen akı bileşeni  $I_d$ 'nin sıfır yapılması ile bu özellik elde edilmekte, hatta negatif yapılması halinde 3.6 ifadesinden görüleceği gibi hava aralığındaki akının zayıflatılması ile sabit güç bölgesinde, makinenin denetimi sağlanabilmektedir.

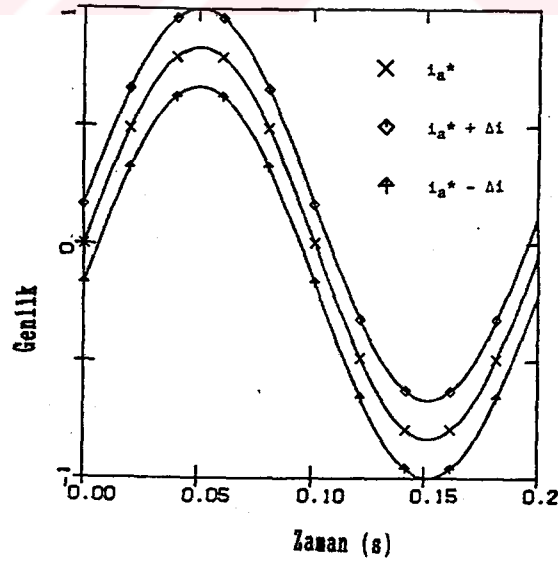
### 3.2.2. Histerezis Akım Denetimi:

SMSM'yi besleyen akım denetimli evirici şekil 3.11 de görülmektedir. Filtre edilmiş bir doğru akım kaynağından T1 - T6 anahtarlama elemanları üç fazlı stator akımı denetlenmektedir. Burada histerezis denetiminin uygulanışı;  $i_a$  ve  $i_b$  akımları, algılayıcılar ile ölçülmekte,  $i_c$  akımında değerlendirilmektedir. Ölçülen bu akım referans değeri ile karşılaştırılarak hata sinyali üretilmektedir. Bu hatanın üretilmesi;

şekil 3.12 deki gibi referans akım  $i_a^*$  ile  $i_a^* + \Delta i$  ve  $i_a^* - \Delta i$  akımları ile gerçekleştirilmektedir.  $\Delta i$  histeresis bandı olarak adlandırılmakta, ölçülen akımın referans akımdan  $\Delta i$  kadar büyük veya küçük olması ile hata üretilmektedir. Tablo 3.1 de a fazına ilişkin anahtarlama elemanlarının mantığı, ölçülen  $i_a$  akımının değeri göre verilmiştir. Diğer fazlar için de aynı mantık geçerlidir. Burada referans olarak doğru gerilim kaynağının orta noktası alınmıştır. Anahtarlama elemanları, üretilen hata ile belirlenen bu mantık ile çalışmaktadır.



Şekil 3.11: Evirici



Şekil 3.12: Histeresis akım denetimi

Tablo 3.1: Histerezis akım denetimi mantığı

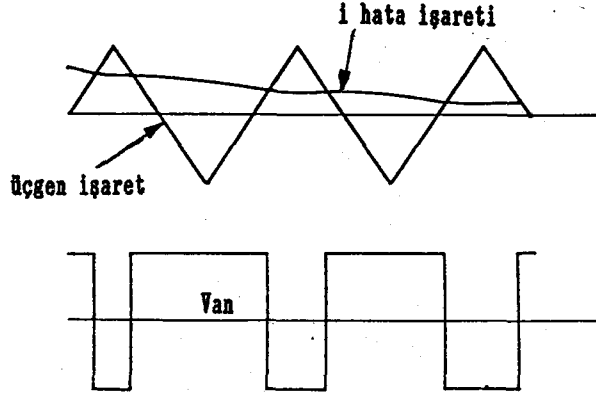
| $i_a^*$  | $i_a$                         | T1     | T4     | $V_{an}$              |
|----------|-------------------------------|--------|--------|-----------------------|
| $\geq 0$ | $i_a \leq (i_a^* - \Delta i)$ | açık   | kapalı | $+V_{dc}/2$           |
| $\geq 0$ | $i_a \geq (i_a^* + \Delta i)$ | kapalı | kapalı | $-V_{dc}/2$ (D4 açık) |
| $< 0$    | $i_a \geq (i_a^* + \Delta i)$ | kapalı | açık   | $-V_{dc}/2$           |
| $< 0$    | $i_a \leq (i_a^* - \Delta i)$ | kapalı | kapalı | $+V_{dc}/2$ (D1 açık) |

Sonuç olarak histerezis denetimi ile faz akımı histerezis bandı içinde tutulmakta ve küçük histerezis bandında sinüsoidal akıma yaklaşmaktadır. Küçük histerezis bandı, büyük anahtarlama frekansı gerektirmekte ve anahtarlama elemanlarının özellikleri ile sınırlanmaktadır. Ayrıca büyük frekanslarda evirici kayıpları artmaktadır.

### 3.2.3. Darbe Genişlik Modülasyonu ile Denetim:

Her üç faza ilişkin akımlar ölçülmekte ve referans değeri ile karşılaştırılarak hata sinyali üretilmektedir. Bu hata sinyalinin şekil 3.13 te görüldüğü gibi üçgen dalga ile karşılaştırılması sırasında, eğer hata sinyali pozitif ve karşılaştırılan üçgen işaretten büyük ise gerilim  $V_{an}=+V_{dc}/2$ , küçük ise  $V_{an}=-V_{dc}/2$  olur. Böylece bir faza ilişkin elde edilen gerilimin darbe ve genişliği ayarlanarak faz akımı denetlenir.

Darbe genişlik modülasyonlu denetimin histerezis denetimine göre bir avantajı anahtarlama frekansının anahtarlama elemanına göre önceden belirlenebilmesidir. Histerezis denetiminde ise anahtarlama frekansı histerezis bandına bağlı olup önceden belirlenmesi güçtür.

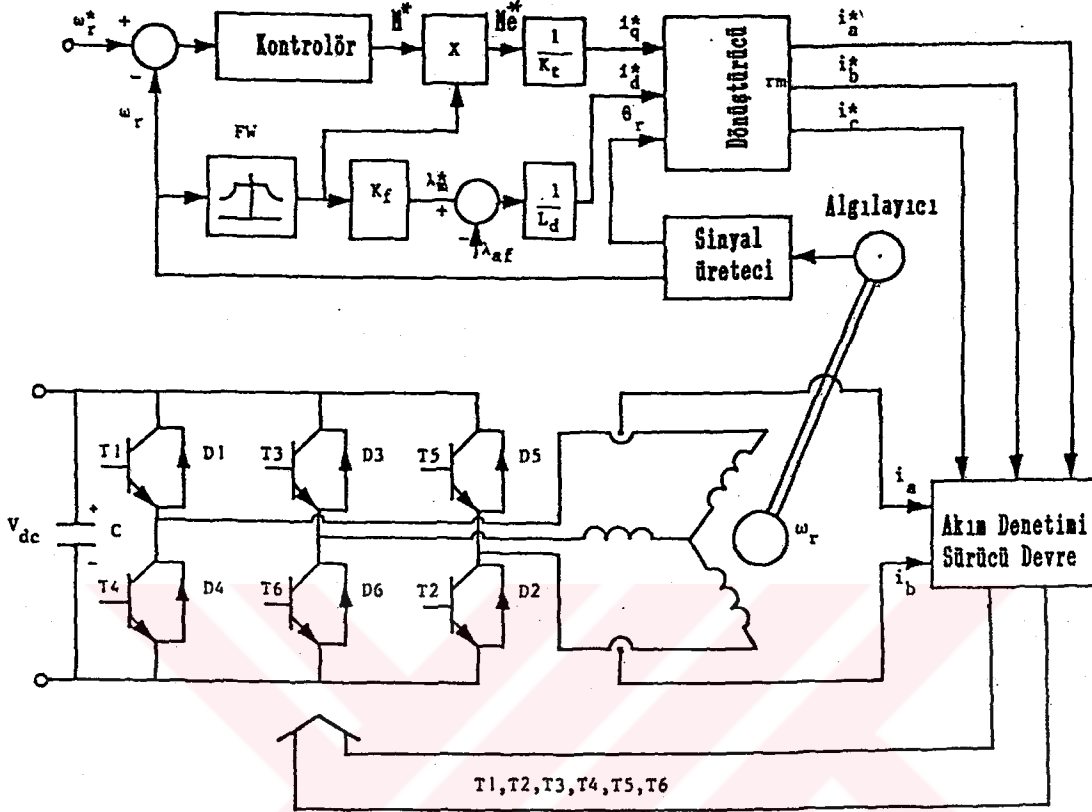


Şekil 3.13: Darbe Genişlik Modülasyonu

#### 3.2.4. SMSM' nin Denetim Düzenneği:

Şekil 3.14 de SMSM' nin hız algılayıcısı, konum duyarga elemanı, akım algılayıcıları ve akım denetimli evirici ile birlikte denetim düzeneği gösterilmiştir. Burada referans ve etkin hız ile hata oluşturularak hız kontrolörü referans moment üretir, denetimin sabit hava aralığı akısında yapılması için  $i_d^* = 0$  olması gerekir ve daha önce açıklandığı gibi referans momentin, moment kat-sayısına bölünmesi ile referans q eksen akımı oluşturu-lur. Park dönüşümü ile stator a,b,c referans faz akımlarına dönüştürülür. Ancak bu akımların oluşturulabilme-si için rotor konum algılayıcısından gelen işarete ihti-yaç duyulmaktadır. Histerezis veya darbe genişlik modü-lasyonlu akım denetimi ve akım geribeslemesi ile T1 - T6 anahtarlama elemanlarına uygun ateşleme işaretleri gönde-rilir.

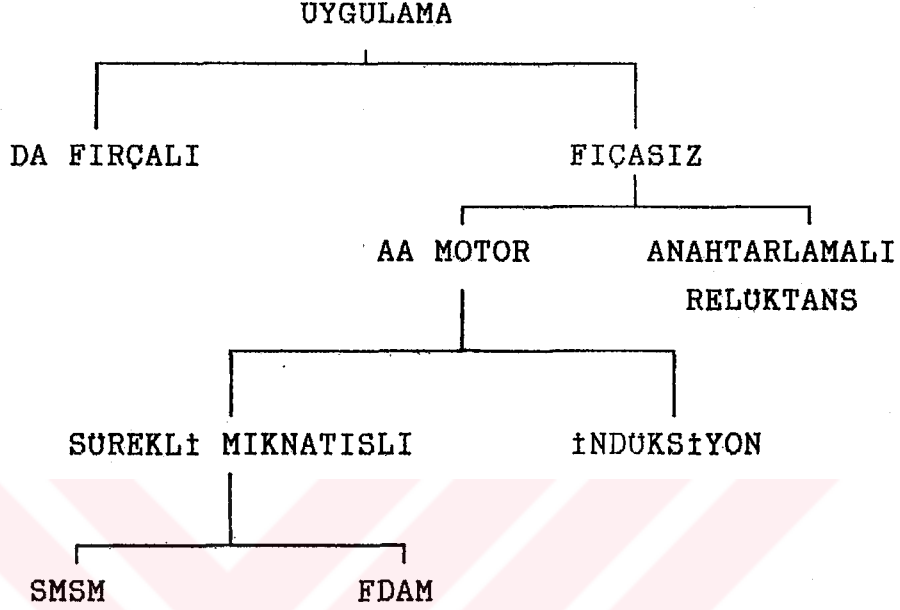
Eğer akı zayıflatma bölgesinde çalışılmak isteni-yor ise  $i_d^*$  negatif yapılarak mıknatıs akısı zayıflatıla-rak hız arttırılabilir. Moment ve hız arasındaki ilişki-yi içeren FW bloğu, akının zayıflama değerine bağlı ola-rak, referans  $i_d^*$  ve referans momente etki ederek hızı ayarlar.



Şekil 3.14: Akım denetimli evirici

### 3.3. Denetimin SMSM'ye Kazandırdığı Özellikler:

SMSM'ye uygulanabilen denetim yöntemleri ile, büyük güç yoğunluğu, büyük moment-akım oranı ve iyi dinamik özellikler kazandırabilmektedir. Özellikle servo motor olarak kullanılması halinde diğer fırçalı doğru akım ve indüksiyon servo motorlarının dinamik davranışını gösterebilmektedir. Servo motor olarak kullanılabilecek motorları Şekil 3.15'deki gibi sınıflandırabiliriz. Bu sınıflandırmadan da görülebileceği gibi fırçasız motorlar olarak alternatif akım motorları sürekli mıknatıslı ve indüksiyon motorları olarak ayrılmaktadır. Sürekli mıknatıslı motorlar ise sürekli mıknatıslı senkron (SMSM) ve fırçasız doğru akım motoru (FDAM) olarak görülmektedir.



Şekil 3.15. Servo motorların uygulamaya yönelik sınıflandırılması

Fırçasız motorlar fırçalı motorlara, özellikle doğru akım motorlarına göre, dar hız aralığında denetlenebilen ve zayıf moment özelliğine sahip, buna karşılık az bakım gerektiren motorlardır. Fırçalı doğru akım motoru fırça-kollektör düzeni nedeniyle yüksek hızlarda ve büyük akımda çalışmada sorunlu motordur. Fırçasız motor olarak anahtarlamalı relüktans motorları da darbeli moment üretmeleri nedeniyle, servo motor olarak kullanılabilicek alternatif akım motorları, sürekli mıknatıslı ve indüksiyon motorları üzerinde yoğunlaşmaktadır.

Vektör Kontrolünün uygulanması ile alternatif akım makinesi olarak sürekli mıknatıslı ve indüksiyon motorlarına, doğru akım makinesi özelliği kazandırılmaktadır. Değişken hız gerektiren uygulamalarda kullanım alanı genişlemektedir. Bu açıdan bakıldığında servo motor olarak sürekli mıknatıslı motor, indüksiyon motoruna göre önemli avantajlar elde etmektedir. Bunlar,

- Küçük eylemsizlik momentine ve hızlı moment cevabına sahip olmaları, bir başka deyişle büyük moment-eylemsizlik momenti oranına sahip olmaları
- Veriminin büyük olması
- Mıknatıslama akımının rotordaki sürekli mıknatıslar ile sağlanması
- Stator akım bileşeni olan mıknatıslama akımının olmaması nedeniyle, besleme ünitesi olarak kullanılan dorultucu ve eviricide daha küçük anma değerli yarıiletken elemanlarının kullanılması
- Aynı güçler için, küçük boyutlarda, hafif ve büyük güç yoğunluğuna sahip olması
- Rotordaki kayıpların yok denecek kadar az olması, dolayısıyla ayrı bir soğutma düzenine gerek göstermemesi

olarak özetlenebilir. Bununla birlikte indüksiyon motorlarının da sürekli mıknatıslı motorlara göre,

- Geniş alan zayıflatma bölgesine sahip olması ve bu bölgede kolay denetlenebilmesi
- Ucuz ve karmaşık olmayan geribesleme algılayıcıları kullanması, ucuz maliyetli olması
- Yüksek çalışma sıcaklıklarından etkilenmemesi

gibi avantajlara sahip olması nedeniyle, her iki motorda uygulama alanındaki özelliklerinin karşılaştırılması gerekir.

Servo motor olarak olarak seçilecek sürekli mıknatıslı motorlar ise SMSM ve FDAM olarak görülmektedir. Bölüm 2'de açıklandığı gibi, yapısal olarak benzerlik göstermektedir. Denetim açısından bakıldığında önemli bir temel fark vardır. indüklenen gerilimin SMSM'de sünisoidal, FDAM'de trapez şeklinde olması, sürekli hal momentinin üretilebilmesi için, SMSM'de sünisoidal akım, FDAM'de dikdörtgen dalga şeklinde akım gerektirmesi, her iki motorun denetim yöntemine bağlı olarak, farklı performans göstermesine neden olmaktadır.[10] Ayrit 3.2'de açıklandığı gibi, SMSM ve FDAM farklı denetim yöntemleri ile aynı denetim düzeneğini farklı algoritmalar ile kullanabilmektedir.

## BÖLÜM 4

### SÜREKLİ MİKNATISLAR

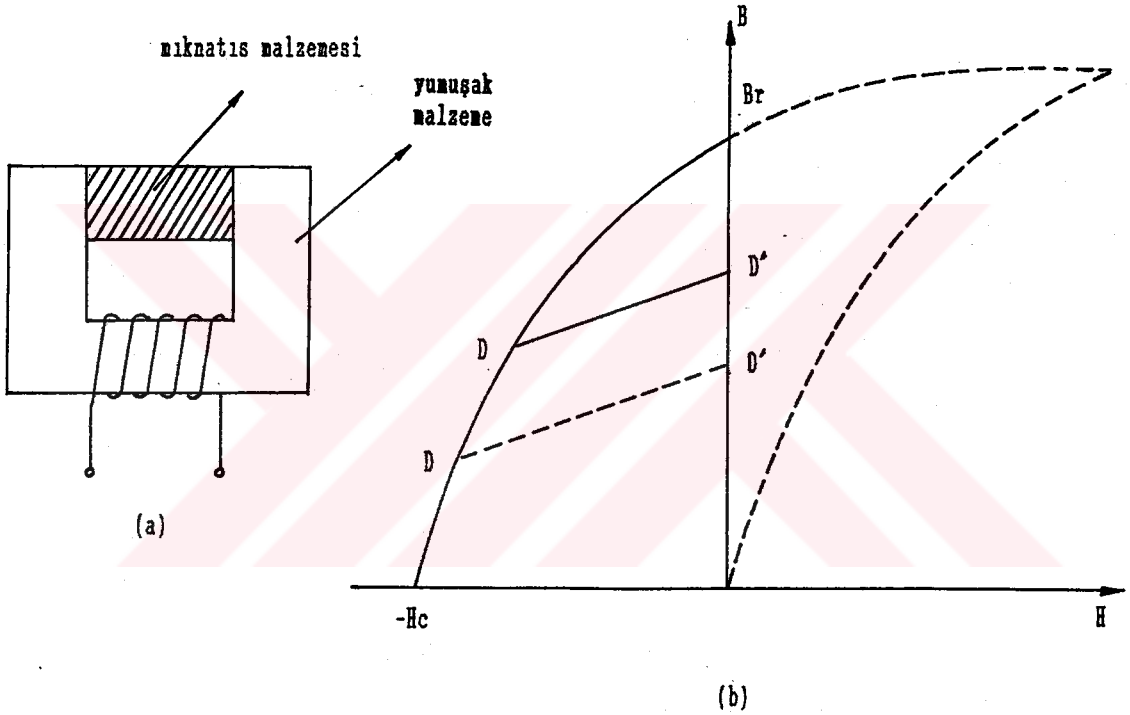
Boşlukta uyarıcı magnetik alan ile magnetik akı yoğunluğu arasında  $\mu_0$  boşluğun magnetik geçirgenliği olmak üzere bilinen şu bağıntı geçerlidir.

$$B = \mu_0 \cdot H \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad (4.1)$$

Herhangibir madde içinde ise bu iki büyüklük doğrusal olmaktan çıkabilir. Bunun nedeni maddenin kendisinin magnetik alan kaynağı olabilmesi ve uyarıcı alan ile maddenin alanı arasındaki karşılıklı etkileşimi sonucu, uzayda bu iki alanın bileşkesi olan bir alan dağılımı meydana gelmesidir. Maddenin alan kaynağı olmasının nedeni kendi atom ve molekül yapısında elektronların yörünge ve kendi eksenleri etrafındaki dönme hareketidir. Bazı maddelerde atomların alanları birbirini yok edecek yönde, bazılarında aynı yönde, bazılarında ise gelişigüzel yönlere sahiptir. Bu mikroskobik bakış açısıyla, bir maddenin uyarıcı alan ile atomları yönlendirilebilir ve bazılarının bu uyarıcı alanın kalkması halinde ilk durumuna göre belirli bir akı yoğunluğunu koruduğu görülebilir. Bu bize böyle bir maddenin mıknatıslanabileceğini göstermektedir.

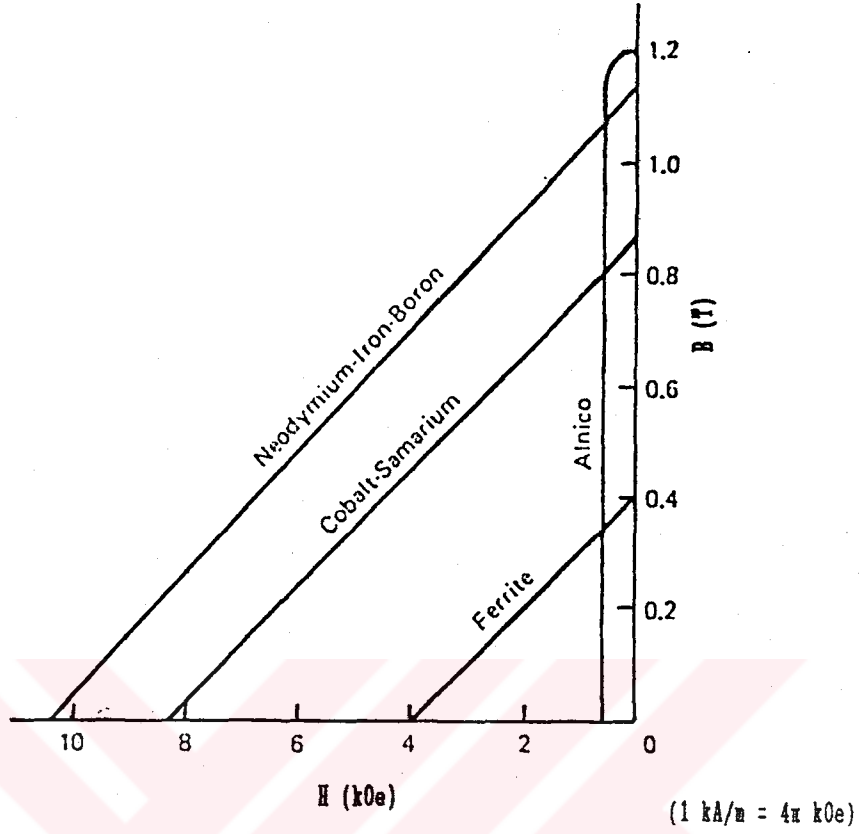
Uygun şekilde malzemesi seçilmiş ve alaşımı hazırlanmış sürekli mıknatıs malzemesi istenilen kutup düzleminde mıknatıslanmasını sağlayacak bir mıknatıslama devresi ile mıknatıslanır. Şekil 4.1'deki mıknatıslama devresinde ilk olarak mıknatıslama sargısından doymaya kadar bir akım geçirilir ve akım kesilirse çalışma noktası  $B_r$ , kalıcı akı yoğunluğu noktasına gelir, akım ters yönde arttırıldığında çalışma noktaları mıknatıslamayı kaldırma

eğrisini çizerler. Akı yoğunluğunun sıfır olduğu nokta  $H_c$ , koersitif alan şiddetini gösterir. Ancak akım, akı yoğunluğu sıfır olmadan azaltılır ise çalışma noktaları mıknatıslamayı kaldırma eğrisinden ayrılarak  $DD'$ , durum doğrusunu belirler. Aslında bu bir doğru olmayıp birçok uygulamada doğru olarak alınmakta ve durum doğrusu ters yöndeki alanın değerine göre paralel olarak kaymaktadır. İleride bu konu üzerinde durulacaktır.



Şekil 4.1: a) Mıknatıslama devresi b) Mıknatıslamayı kaldırma eğrisi

İyi bir sürekli mıknatısın,  $BH$ ; magnetik enerji yoğunluğunun,  $B_r$ ; kalıcı akı yoğunluğunun ve  $H_c$ ; koersitif alan şiddetinin büyük olması, özelliğinin sıcaklıkla ve yaşlanma ile değişmemesi istenir. Şekil 4.2 de farklı malzemeler ile gerçekleştirilmiş mıknatıslara ait mıknatıslamayı kaldırma eğrileri verilmiştir.



Şekil 4.2: Farklı mıknatıslar için mıknatıslamayı kaldırma eğrileri

Sürekli mıknatıslar, bir defa mıknatıslandıktan sonra bir hava aralığında belli bir magnetik enerjinin depo edilmesini sağlayan malzemelerdir. Bu malzemeler çeşitli alaşımlarda ve şekillerde üretilmektedir. Kalıcı akı yoğunluğu ve koersitif alan şiddetinin değişik alaşımlar kullanarak değiştirmek mümkündür. Tablo 1.1' de değişik sürekli mıknatıslara ait özellikler verilmiştir [9].

Sürekli mıknatıslar, yapılarındaki kullanılan teknolojiye ve kimyasal bileşimlerine göre sınıflandırılabilir. Kimyasal bileşimlerine göre yapılan sınıflandırma magnetik özellikleri daha iyi verdiği için sürekli mıknatıslar "Metal Sürekli Mıknatıslar" ve "Seramik Sürekli Mıknatıslar" olarak iki grupta toplanabilir.

#### 4.1. Metal Sürekli Mıknatıslar:

İlk yapılan sürekli mıknatıslar, metal sürekli mıknatıslardan çelik sürekli mıknatıslardır. Daha sonra alaşım oranları ve yapım teknolojileri değişen Demir-Bakır-Nikel, Platin-Kobalt, Demir-Kobalt-Vanadyum mıknatıslar yapılmıştır. Bugün en uygun metal sürekli mıknatıslar Al-Ni-Co mıknatıslardır. Kalıcı akı yoğunluğu büyük olan bu mıknatısların koersitif alan şiddetleri küçüktür. Şekil 4.3 'de değişik alaşım oranlarına sahip Al-Ni-Co mıknatıslara ait mıknatıslamayı kaldırma eğrileri ve sabit BH hiperbolleri verilmiştir.[9].

Al-Ni-Co , mıknatıslamayı kaldırma eğrileri ile durum doğruları çakışmaz ve magnetik devrenin kararlaştırıldığı ters alan şiddetinden daha büyük ters alan şiddeti etkisi altında alan yoğunluğu kaybı büyür.

Bunun yanında samaryum, paraseodyum gibi nadir toprak metallerin demir ve kobalt alaşımları ile büyük magnetik enerji yoğunluğuna sahip mıknatıslar yapılmakta ancak nadir toprak metallerin elde edilmesinin zorluğu nedeniyle diğer sürekli mıknatıslara göre oldukça pahalıdırlar.

#### 4.2. Seramik Sürekli Mıknatıslar:

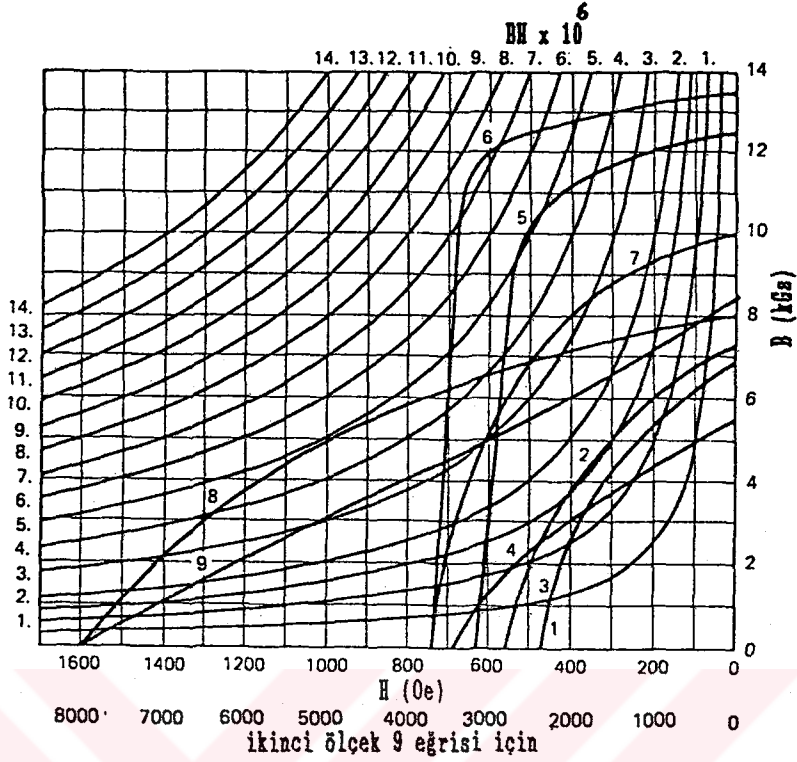
Baryum, stronsiyum veya kurşun oksitlerinin demir oksitler ile oluşturduğu hekzagonal ferritler bu tür mıknatıslardır. Ferritlerin kalıcı akı yoğunluğu küçük, koersitif alan şiddetleri, Al-Ni-Co mıknatıslara göre oldukça büyük değerdedir. En çok kullanılan seramik sürekli mıknatıslar baryum-ferritlerdir. Daha iyi özelliklere sahip stronsiyum-ferritler pahalı, daha küçük koersitif alan şiddetine sahip kurşun-ferritler sağlığa zararlı olduklarından kullanılmamaktadırlar. Şekil 4.4'te Indox seramik mıknatıslara ait mıknatıslamayı kaldırma

eğrileri ve sabit BH hiperbolleri verilmiştir[9].

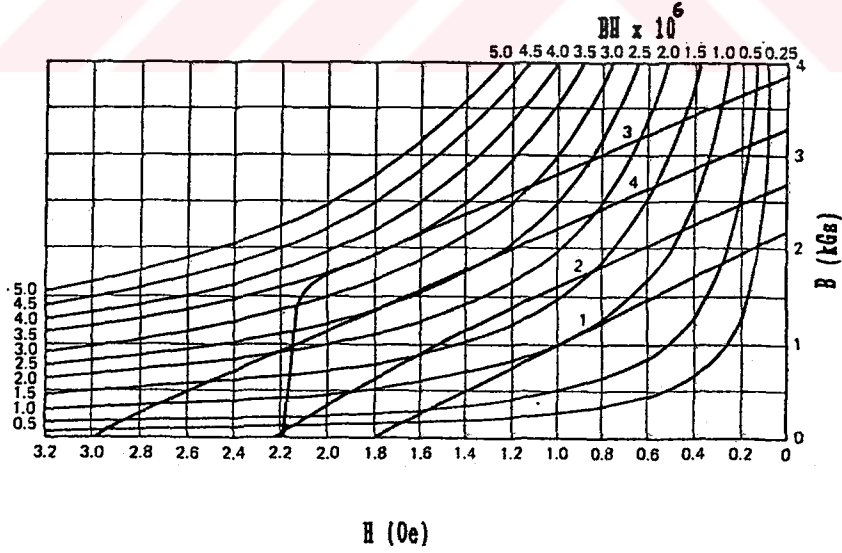
Seramik mıknatıslarda, mıknatıslamayı kaldırma eğrisi hemen hemen koersitif alan şiddetine kadar bir doğru olabilmektedir. Bu nedenle durum doğrusu, mıknatıslamayı kaldırma eğrisi ile çakışmakta, herhangi bir magnetik devre içinde koersitif alan şiddetine kadar akı yoğunlu kaybına uğramadan çalışma yapılabilir.

Tablo 1.1: Çeşitli mıknatıs özellikleri

| Mıknatıs           | $B_r(T)$ | $H_c(kA/m)$ | MAX          |             |
|--------------------|----------|-------------|--------------|-------------|
|                    |          |             | $BH(kJ/m^3)$ | $\mu_{rec}$ |
| 1%Karbon Çelik     | 0.9      | 3.979       | 1.432        | 35          |
| 36%Kobalt Çelik    | 0.93     | 18.303      | 2.308        | 10          |
| Alnico I           | 0.7      | 35.014      | 11.141       | 6.8         |
| Alnico IV          | 0.55     | 58.092      | 10.345       | 4.1         |
| Alnico V           | 1.25     | 50.930      | 41.778       | 3.8         |
| Alnico VI          | 1.05     | 62.866      | 30.239       | 4.9         |
| Alnicoe VIII       | 0.78     | 131.333     | 39.788       | ---         |
| Cunife             | 0.56     | 59.683      | 13.926       | 1.4         |
| Cunico             | 0.34     | 56.500      | 6.764        | 3.0         |
| Vicalloy 2         | 0.905    | 33.025      | 18.303       | ---         |
| Platinyum-kobalt   | 0.62     | 326.268     | 65.253       | 1.1         |
| Baryum ferrit      | 0.22     | 145.229     | 7.958        | 1.15        |
| Stronsiyum ferrit  |          |             |              |             |
| tip A              | 0.4      | 176.662     | 29.444       | 1.05        |
| tip B              | 0.355    | 250.669     | 23.873       | 1.05        |
| Toprakmetal-kobalt | 0.86     | 636.620     | 143.239      | 1.05        |



Şekil 4.3: Al-Ni-Co için mıknatıslanmayı kaldırma eğrisi ve sabit enerji yoğunluğu eğrileri, 1, Alnico I; 2, Alnico II; 3, Alnico III; 4, Alnico IV; 5, Alnico V; 6, Alnico V-7; 7, Alnico VI; 8, Alnico VIII; 9, Toprakmetal-kobalt



Şekil 4.4: Seramik mıknatıslar için mıknatıslanmayı kaldırma eğrileri ve sabit enerji yoğunluğu eğrileri, 1, Indox I; 2, Indox II; 3, Indox V; 4, Indox VI-A

[ 1 kGa=0.1 T , 1 Oe=1/(4 $\pi$ ) kA/m ]

#### 4.3. Sürekli Mıknatıslı Magnetik Devrenin incelenmesi:

Sürekli mıknatıs dışarıdan uygulanan ters alan şiddeti değerine bağlı olarak Şekil 4.5' deki gibi mıknatıslamayı kaldırma eğrisinden ayrılarak küçük çevrimler yapar. Birçok incelemede bu çevrimler doğru olarak alınmaktadır. "Durum doğrusu" (recoil lines) olarak isimlendirdiğimiz bu doğru Şekil 4.5'te alan şiddetinin ters yönde  $H_s$  değerinden büyük olması durumunda yaklaşık paralel olarak aşağıya kaymakta ve mıknatıs için yeni durum doğrusu oluşmaktadır. Durum doğrusunun eğimi ise yeni bir magnetik geçirgenlik tanımı (recoil permeability) ile açıklanmaktadır.\* (Şekil 4.5)

$$\mu_{rec} = 1/\mu_0.(\Delta B/\Delta H) \quad (4.2)$$

Al-Ni-Co mıknatıslar için bu değer  $(3...5).\mu_0$ , Ferritler için  $1,1.\mu_0$  gibi düşük bir değere sahiptir. (Tablo 1.1)

Bir sürekli mıknatıs için "recoil permeability" değişken hava aralıklarına sahip uygulamalarda önemli bir büyüklük olarak görülmektedir.

Şekil 4.6 'da, Şekil 4.1a 'daki gibi yumşak demir malzeme ile oluşturulmuş mıknatıslama devresi ile mıknatıslanmış bir mıknatıs ve bu mıknatısa ait mıknatıslamayı kaldırma eğrisi görülmektedir. Burada mıknatıstaki ve hava aralığındaki akı önemli büyüklüklerdir.

$A_m$  ; akının geçtiği mıknatıs yüzeyi,  $A_g$  ; hava aralığının yüzeyi,  $l_m$  ; mıknatıs boyu,  $l_g$  ; hava aralığı boyu,  $k$  ; kaçak akı katsayısı olmak üzere,

.....  
\* IEC, Advance Edition of International Electrotechnical Vocabulary, Chapter 901; Magnetism

$$B_g = \mu_0 . H_g \quad (4.3)$$

$$H_m . l_m + H_g . l_g = 0 \quad (4.4)$$

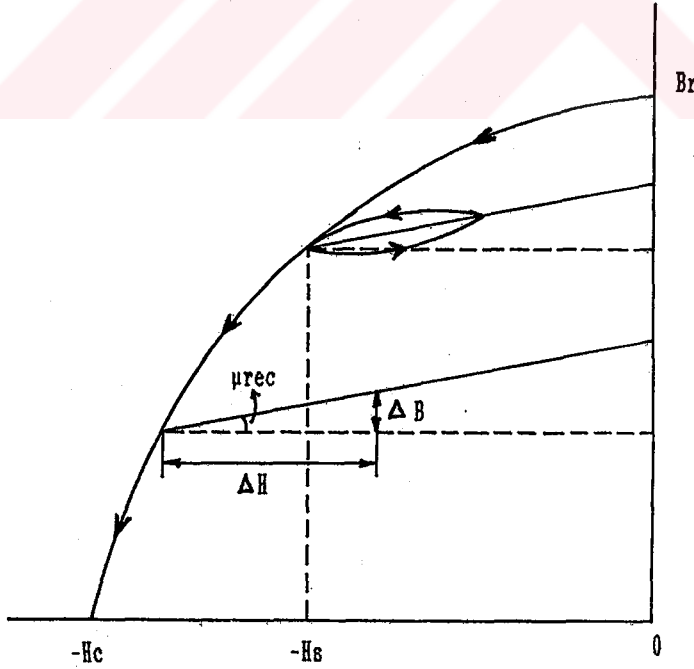
$$k = A_g . B_g / A_m . B_m \quad (4.5)$$

eşitliklerinden

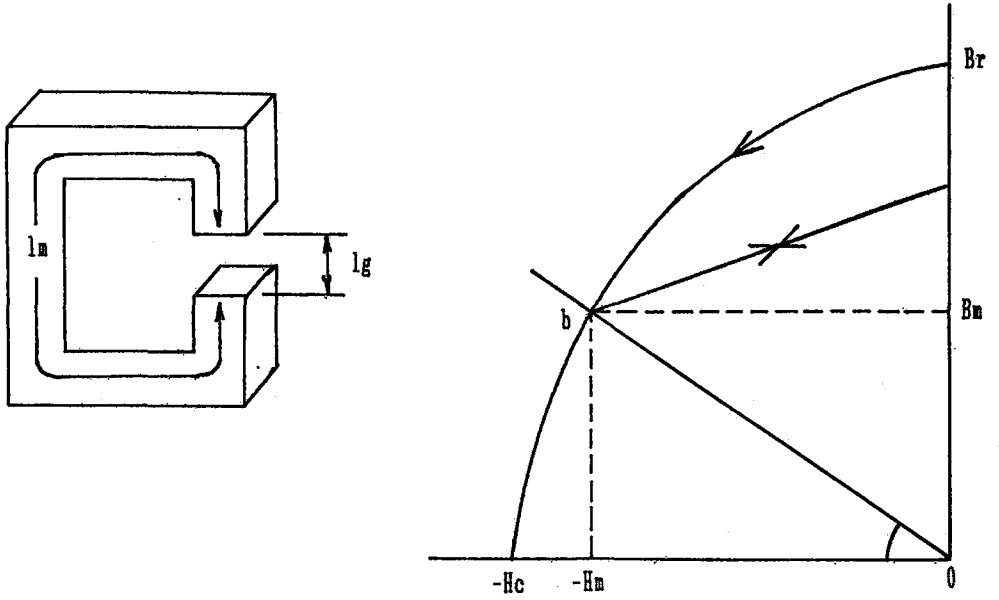
$$B_m = -\mu_0 \frac{A_g . l_m}{k . A_m . l_g} H_m \quad (4.6)$$

$$\tan \alpha = -\mu_0 \frac{A_g . l_m}{k . A_m . l_g} \quad (4.7)$$

sonucuna varılır.



Şekil 4.5. Mıknatıslamayı kaldırma eğrisi ve durum doğrusunun oluşumu



Şekil 4.6. Mıknatıs ve bu mıknatısa ait mıknatıslamayı kaldırma eğrisi ve durum doğrusu

Burada 4.7 ifadesi  $ob$  çalışma doğrusunun eğimi olup, mıknatısın mıknatıslama devresinden çıkartılması halinde çalışma noktasının "a" dan "b" ye gelmesini açıklamaktadır. Eğer hava aralığı yumşak demir ile doldurulur ise çalışma noktası mıknatıslamayı kaldırma eğrisinden ayrılarak "b" den "c" ye gelir ve durum doğrusunu belirler.

Mıknatıslı bir devrenin incelenmesinde öncelikle öngörülen hava aralığı akı yoğunluğunda çalışma noktasının ve mıknatıs boyutlarının belirlenmesi olduğundan 4.3, 4.4 , 4.5 ifadelerinden mıknatıs hacmi;

$$V_m = A_m.l_m = \frac{B_g^2.A_g.l_g}{\mu_0.k.|B_m.H_m|} \quad (4.8)$$

bulunur. Hava aralığındaki  $B_g$  akı yoğunluğunun, minimum mıknatıs hacmi ile oluşturulabilmesi için  $|B_m.H_m|$  değerinin minimum yapılması gerekmektedir.  $B_m.H_m$  değeri mıknatısın birim hacimdeki verebileceği enerjisi olup, mıknatısı tanımlayan önemli büyüklüklerden biridir. Bu nedenle

magnetik devre, çalışma noktasının enerji yoğunluğunun en büyük olduğu değerde kararlaştırılması gerekmektedir.

Şekil 4.7'de Şekil 4.1a'daki gibi mıknatıslı magnetik devrede, sargıda akım yok iken çalışma noktası, mıknatıs ve hava aralığı boyutlarına, kaçak akı katsayısına bağlı olarak 4.7 ifadesi gereğince  $P_1$  noktasında olacaktır. Sargıdan  $I$  akımı geçirilirse, yumşak demir malzemedeki magnetik gerilim düşümü ihmal edilir ise,

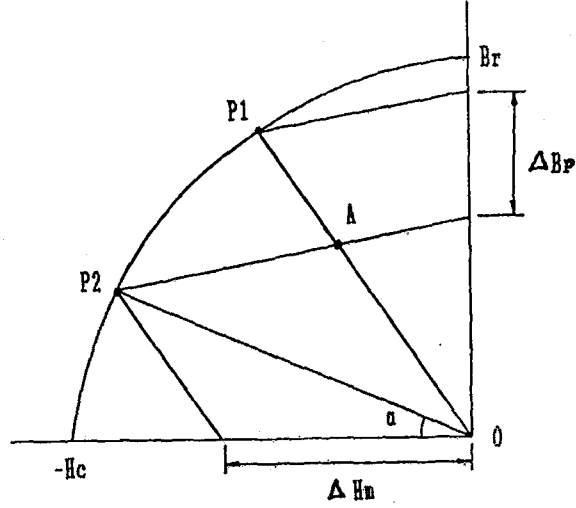
$$H_m.l_m + H_g.l_g = N.I \quad (4.9)$$

ve 4.2, 4.3, 4.5 ifadeleri ile birlikte

$$\Delta H_m = \frac{N.I}{\left[ l_m + \mu_{rec} \frac{k.A_m.l_g}{A_g} \right]} \quad (4.10)$$

elde edilir.  $OP_1$  doğrusu  $\Delta H_m$  kadar paralel olarak kayacak ve bu doğrunun mıknatıslamayı kaldırma eğrisini kestiği  $P_2$  yeni çalışma noktasını belirleyecektir. Sargıdaki akımın kesilmesi halinde çalışma noktası  $P_1$  eski çalışma noktasına dönmeyecek ve durum doğrusu üzerinden boşa çalışma noktası "A" ya gelecektir. Çalışma aralığı  $\Delta H_m$ 'den daha küçük olduğu sürece çalışma noktaları  $P_2A$  doğrusu üzerinde olacaktır. Yeni çalışma noktalarında

$B_p$  kadar akı yoğunluğu kaybı meydana gelecektir. Eğer çalışma şartları gereği çalışma aralığı  $\Delta H_m$ 'den daha büyük değerde olur ise bu kayıp daha büyük olacaktır.



Şekil 4.7. Farklı alan şiddetlerinde durum doğrusunun yeri ve çalışma noktasının belirlenmesi

#### 4.4. Sürekli Mıknatısların Elektrik Makinelerinde Kullanılması:

Bir elektrik makinesinde moment, akı ve akım ile orantılıdır. Akıyı elde etmek için gerekli magnetik alan

- Bir sargıdan geçirilen uyarma akımı ile
- Mutlak sıfıra kadar soğutulmuş süper iletken bir sargıya uygulanan bir akım darbesiyle
- Sürekli mıknatıslar ile

elde edilebilir.

Uyarma sargısından geçen akım bu sargıda kayıplara neden olmakta ve ayrı bir besleme kaynağı gerektirmektedir. Süper iletken bir sargının gerçekleştirilmesi ise soğutma ve izalasyon güçlükleri ile engellenmektedir.

Elektrik makinelerinde kullanılan sürekli mıknatısların çalışma koşulları diğer yerlerde kullanılan mıknatıslarınkinden daha ağırdır. Makine sargı alanı çalışma süresince yöndeğiştirmekte, hatta mıknatıs alanına ters olabilmektedir. Kısadevre ise en zor çalışma durumudur.

Rotorun bakım ve onarımı için stator içinden çıkartılması halinde magnetik devrenin, tasarımına göre çalışma noktaları kayabilmektedir. Bu noktalar makinenin tasarımında ve güvenilir bir şekilde çalışmasında büyük önem taşımaktadır.

Sürekli mıknatısların boyutlarının belirlenmesi ve makineye yerleştirilmesinde önemli olan iki kriter vardır.

-Hava aralığındaki akı yoğunluğunun değeri makinede kullanılan demir ve bakırın en iyi şekilde kullanılmasını sağlayacak büyüklükte olmalıdır.

-Sürekli mıknatıslar, makinedeki sargı alanlarının mıknatıslamayı kaldırıcı etkisine karşı korunmalıdır.

Bu iki kritere ve makinede kullanılan mıknatıs özelliklerine göre, makinenin yapısı değişiklik göstermektedir. Al-Ni-Co mıknatısların kalıcı akı yoğunluğu büyük, koersitif alan şiddeti küçük olduğundan yüzeyleri küçük, boyları uzun seçilmelidir. Dolayısıyla Al-Ni-Co mıknatıslar ile yapılmış makinenin çapı büyük, boyu küçük olacaktır.

Eğer seramik mıknatıslardan Ferrit mıknatıs kullanılacak olursa durum bunun tersine olacaktır. Al-Ni-Co mıknatıslara göre, ferrit mıknatısların kalıcı akı yoğunlukları küçük, koersitif alan şiddeti büyüktür. Dolayısı ile hava aralığında yeterli akı yoğunluğunun oluşturulabilmesi için Ferrit mıknatısların boyları kısa, yüzeyleri büyük seçilmelidir. Mıknatıs akısı, yumuşak demirden kutup ayakları yardımı ile daha küçük yüzeyli olan hava aralığına toplanarak "Akı Yoğunlaştırma Yöntemi" ile iletilmelidir.

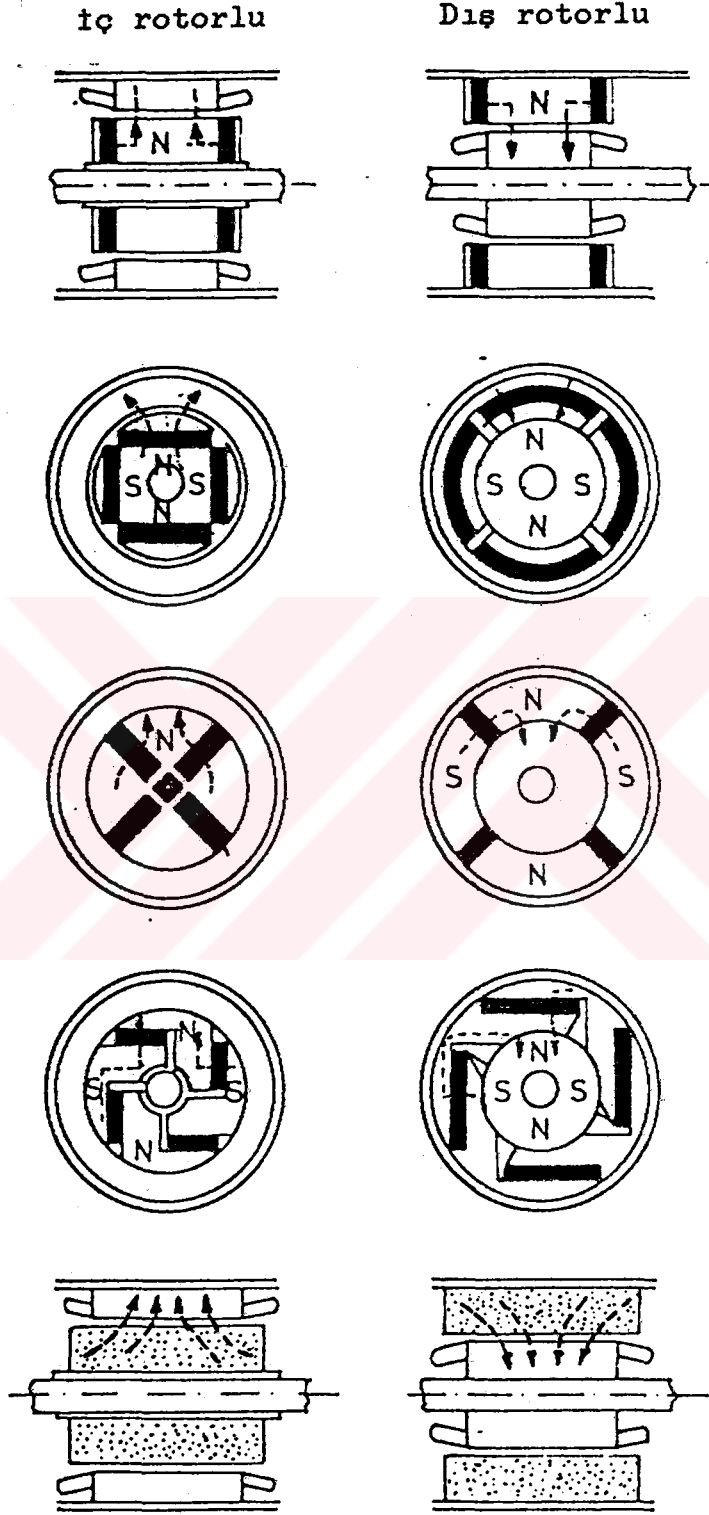
Gerçekleştirilen birçok makinede akı yoğunlaştırma yöntemi uygulanmaktadır. Böylece kalıcı akı yoğunluğu

0,3...0,4 T olan Ferritler ile 0,5...1,0 T gibi yeterli hava aralığı akı yoğunluğu elde edilmektedir. Üstün kaliteli Ferritlerin ve akı yoğunlaştırma yönteminin kullanılması ile Ferritlerle uyarılmış büyük güçlerde elektrik makinelerinin yapımı mümkün olmuştur.

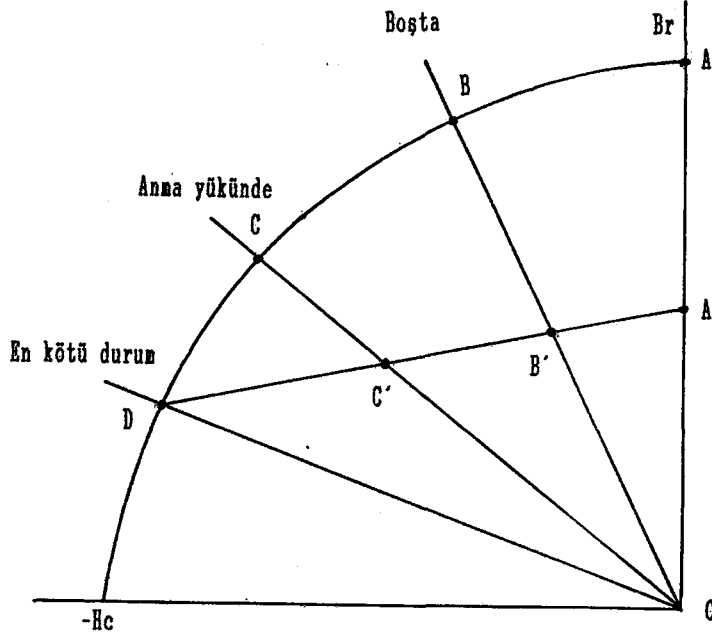
Aynı zamanda mıknatıs akısını hava aralığına iletmek için kullanılan kutup ayakları, hava aralığının karşı tarafında bulunan sargıların alanları için magnetik kısa devre oluşturmakta ve sürekli mıknatısları ters gelebilecek büyük değerli alan şiddetlerine karşı korumaktadır. Şekil 4.8'de Ferrit mıknatıslı, akı yoğunlaştırma yöntemi uygulanmış, dört kutuplu değişik elektrik makineleri görülmektedir.

Makinenin çalışma özelliklerinin değişmemesinin sağlanması için, mıknatıslar yerleştirildikten sonra magnetik devrenin, makinenin boyutlarına ve çalışma şartlarına uygun olarak kararlaştırılması gerekmektedir. Ayrıt 4.3 te sürekli mıknatıslı magnetik devreyi incelemiş ve çalışma noktasının bir dış alan etkisiyle nasıl değiştiği gösterilmişti. Kararlaştırma işleminde amaç, makinede çalışma süresince doğabilecek en büyük ters yöndeki alan şiddetine veya kaçak akıya göre Şekil 4.9 da görüldüğü gibi çalışma doğrusunun ayarlanmasıdır. Bu doğrunun normal çalışma doğrusuna göre fazla uzakta olması akı kaybına neden olacağından istenmemektedir.

Şekil 4.10 da Al-Ni-Co mıknatıslı bir rotor, stator içinde A noktasında kararlaştırılmıştır. Eğer rotor stator dışına çıkartılır ise çalışma doğrusunun eğimi 4.7 ifadesinden görüldüğü gibi değişerek B noktasına gelecektir. Rotorun yeniden stator içine yerleştirilmesi halinde durum doğrusu değişecek, akı kaybı  $\Delta B_p$  ortaya çıkacaktır ve çalışma noktaları değişecektir. Bunun için kararlaştırma noktasının B'nin altında olması gerekmektedir.



Şekil 4.8: Akı yoğunlaştırma yöntemi uygulanmış dört kutuplu makine tasarımları



Şekil 4.9. Farklı çalışma değerlerine ait çalışma noktaları

Şekil 4.11 de ise aynı olay mıknatıslamayı kaldırma eğrisi doğruya yakın bir Ferrit mıknatıs için incelenmiştir. Burada durum doğrusunun mıknatıslamayı kaldırma eğrisi ile çakışık olmasından dolayı akı kaybına uğramadan çalışmak mümkündür. Çalışma noktaları makine, mıknatıs boyutları, kaçak akı ve ters yönde gelen alan şiddetinin değerine göre değişecektir.

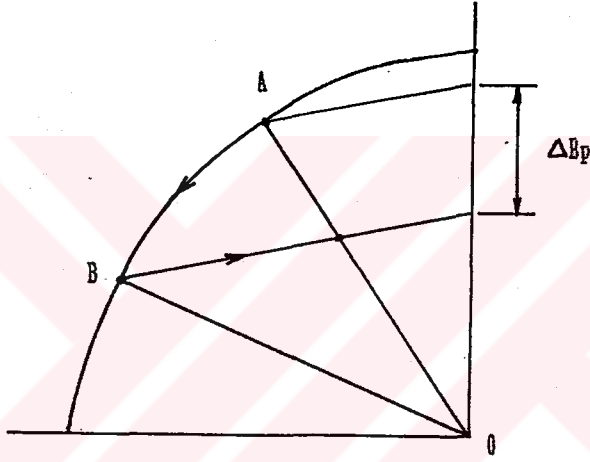
Minimum mıknatıs boyutlarının kullanılabilmesi için çalışma noktasının, mıknatıslamayı kaldırma eğrisi üzerinde, en büyük enerji yoğunluğu  $(BH)_{max}$  değerine yerleştirilmelidir.

Çalışma noktasının magnetik enerji yoğunluğunun en büyük olduğu noktaya yerleştirilmesinin yöntemleri kullanılan mıknatısa göre değişmektedir.

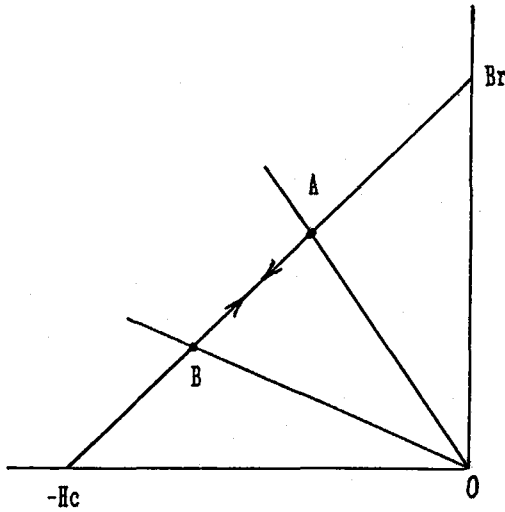
Al-Ni-Co mıknatıslarda  $Br$  ve  $Hc$  üzerine kurulan dikdörtgenin orijinden geçen köşegeninin mıknatıslamayı kaldırma eğrisini kestiği nokta en büyük magnetik enerji

yoğunluğunun olduğu noktadır. Bu yöntemin doğruluğu, mıknatıslmayı kaldırma eğrisinin ikinci derece bir eğriden uzaklaşması ile azalır.

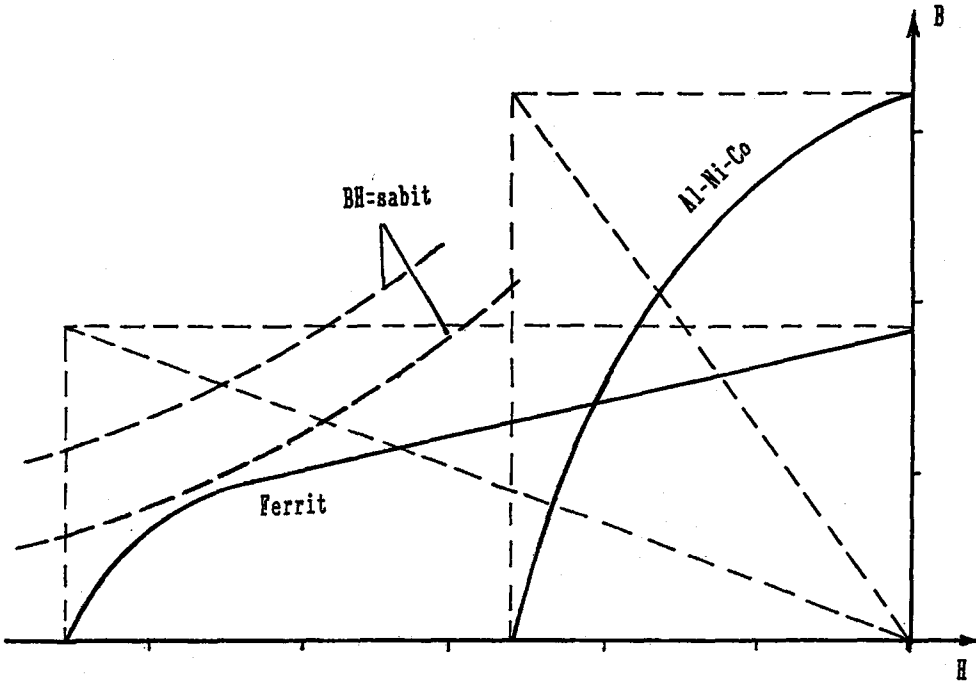
Ferrit mıknatıslarda köşegen yöntemi ile en büyük enerji yoğunluğunun olduğu nokta bulunamaz. Mıknatıslamayı kaldırma eğrisi farklı olan bu mıknatıslarda daha doğru sonuç için enerji yoğunluğunun sabit ( $BH=sabit$ ) olduğu hiperboller çizilir. Bu hiperbollerin  $BH$  sabiti en büyük olanının mıknatıslamayı kaldırma eğrisini kestiği nokta çalışma noktası olarak alınır.



Şekil 4.10: Al-Ni-Co mıknatıslı makinenin rotorunun dışarı çıkarılması ile durum doğrusunun değişimi



Şekil 4.11: Ferrit mıknatıslı makinenin rotorunun dışarı çıkartılması ile durum doğrusunun değişimi



Şekil 4.12: Al-Ni-Co ve Ferrit mıknatıslara ait  $(BH)_{max}$  değerinin belirlenmesi.

## BÖLÜM 5

### SMSM'de ALAN OLUŞUMU ve MAKİNE PARAMETRELERİ

Bu bölümde, tasarım başlangıcında, SMSM'nin sürekli hal çalışmasında etkili olan ve önceden belirlenmesi birinci derecede önem taşıyan parametreleri ve hava aralığındaki alan dağılımı analitik yaklaşım ile inceleyerek, boyuna ve enine eksen indüktansları ( $L_d$ ,  $L_q$ ) ve indüklenen kutup tekerleği gerilimi ( $U_p$ ) belirlenecektir.

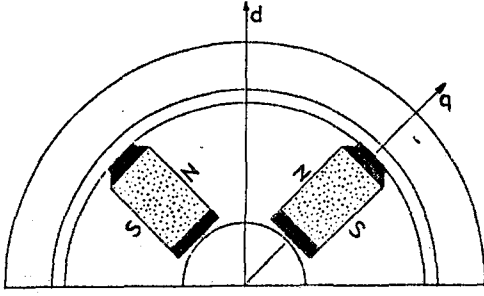
inceleme, makine magnetik devresinden yola çıkılarak basitleştirici bazı varsayımlar ile oluşturulan makine modeli üzerinde gerçekleştirilecektir.

#### 5.1. Makine Modelinin Oluşturulması:

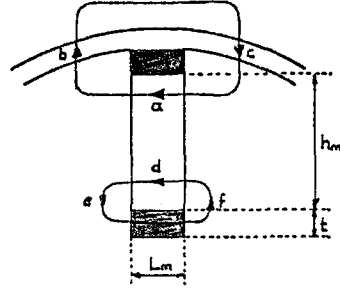
incelenecek olan SMSM'nin statoru normal bir asenkron makine statoruna benzer, genel olarak  $m$  fazlı sargıya sahiptir. Rotoru ise kütleli demirden, Şekil 5.1'de gösterildiği gibi mıknatısları rotor içine gömülüdür.

incelemede,

- magnetik devreyi oluşturan demirin magnetik geçirgenliği sonsuz,
- statorda oluk ve diş etkisini göz önüne almadan hava aralığının düzgün,
- akının, hava aralığını radyal yönde, mıknatıs yüzeyini dik olarak geçtiği varsayımı ve
- Park dönüşümü ile  $m$  fazlı stator sargılarının, rotora göre bağıl hareketi olmayan boyuna ( $d$ ) ve enine ( $q$ ) eksen eşdeğer sargıları ve buna bağlı olarak  $d$  ve  $q$  eksen elektriksel ve magnetik büyüklükleri ile çalışılacaktır.



Şekil 5.1



Şekil 5.2

### 5.2. Makine Magnetik Devresi:

Sürekli mıknatıslı makinede devre elemanı olarak, sürekli mıknatıslar, hava aralığı, kaçak akı duvarları vardır. Mıknatıs ve stator sargılarının oluşturacağı bileşke akı, Şekil 5.2'de gösterildiği gibi "abc" ve "def" akı yolundan devresini tamamlar. "abc" boyunca akı, iki hava aralığı ve mıknatısı geçmekte, stator sargıları tarafından halkalanmaktadır. "def" boyunca akı, kaçak akı duvarını geçmekte ve kaçak akı yolunu göstermektedir.

Magnetik devre üzerinde iki ayrı durumda,

- stator akımının sıfır iken yalnız sürekli mıknatısın olması halinde,
- stator akımı varken sürekli mıknatısın mıknatıslanmamış olması halinde,

incelenecek ve daha sonra hem mıknatısın hemde stator akımının olması hali, bu iki durumun birleştirilmesi ile elde edilecektir.

### 5.3. Yalnız Sürekli Mıknatıs ile Alan Oluşumu:

Stator akımı sıfır iken, mıknatısın oluşturacağı akı aynı zamanda d eksen akısı olup stator sargıları tarafından halkalanmakta ve kutup tekerleği gerilimini indüklemektedir. Mıknatısın yalnız başına makine magnetik

devresinde incelenmesi, hava aralığı akısının, indüklenen kutup tekerleği geriliminin ve mıknatısın boşta çalışma noktasının belirlenmesi açısından önemlidir.

4.Bölümde açıklandığı gibi ferrit ve toprak-metal mıknatısların mıknatıslamayı kaldırma eğrileri durum doğruları ile çakışık ve doğrusal olabilmektedir. Böyle bir mıknatıs BH eksen takımında, ikinci bölgede H negatif, B pozitif olmak üzere,

$$B_m = B_{rm} - \mu_m.H_m \quad (5.1)$$

ifadesi ile tanımlanabilmekte ve burada durum doğrusunun eğimi;  $\mu_m=B_{rm}/H_{cm}$  dir.

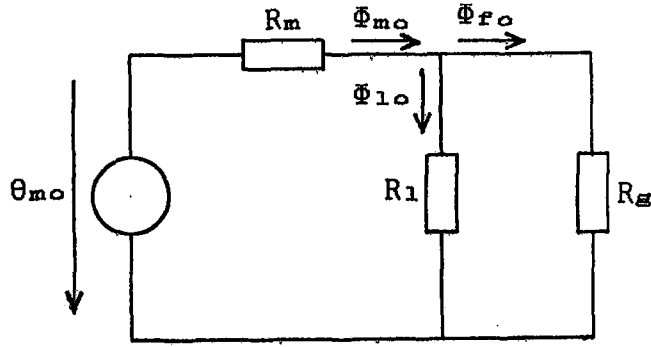
Şekil 5.2'de "abc" boyunca,  $H_{fo}$ ; mıknatısın oluşturduğu hava aralığı alan şiddeti,  $B_{fo}$ ; hava aralığı akı yoğunluğu ile aynı yönde,  $H_{mo}$ ; mıknatıs üzerindeki alan şiddeti,  $B_{mo}$ ; mıknatıs akı yoğunluğuna zıt yönde olmaktadır. g etkin hava aralığı olmak üzere stator akımı sıfır iken "abc" boyunca Ampere yasası uyarınca,

$$2.g.H_{fo} - H_{mo}.L_m = 0 \quad (5.2)$$

elde edilir. Bir kutup için iki mıknatısın oluşturduğu akı; $\Phi_{mo}$ , hava aralığı akısı; $\Phi_{fo}$ , kaçak akı; $\Phi_{1o}$  olmak üzere,

$$\Phi_{mo} = 2.l_s.h_m.B_{mo} = \Phi_{fo} + \Phi_{1o} \quad (5.3)$$

yazılabilir ve burada  $l_s$ ; rotorun aksenal uzunluğudur. Buna göre,  $\theta_{mo}$  mıknatıs magnetik gerilimi,  $R_m$ ; mıknatıs magnetik direnci,  $R_g$ ; hava aralığı magnetik direnci,  $R_1$ ; kaçak akı duvarı magnetik direnci olmak üzere, kaynak olarak yalnız mıknatısın olması halinde magnetik eşdeğer devre Şekil 5.3'teki gibi verilebilir.



Şekil 5.3. Yanlız sürekli mıknatıs ile eşdeğer magnetik devre

#### 5.3.1. Kaçak Akı ( $\Phi_{1o}$ ):

Şekil 5.4' ten görüleceği gibi, kaçak akı duvarının magnetik geçirgenliği  $\mu_1$  ve alan şiddeti  $H_{1o}$  olmak üzere "abc" ve "def" boyunca Ampere yasası uyarınca,

$$H_{1o}.L_m - H_{mo}.L_m = 0 \quad (5.4)$$

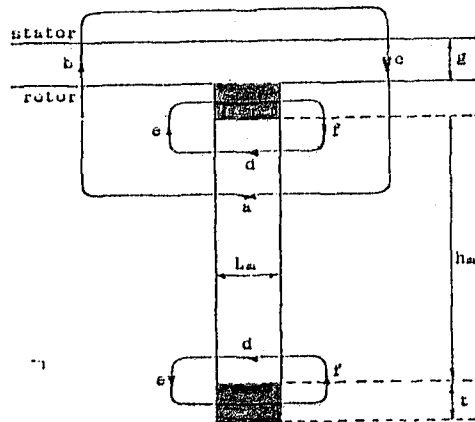
$$2.g.H_{fo} - H_{mo}.L_m = 0 \quad (5.5)$$

yazılabilir ve buradan kaçak akı duvarındaki alan şiddeti ve akı yoğunluğu,

$$H_{1o} = 2.g.H_{fo}/L_m \quad (5.6)$$

$$B_{1o} = \mu_1.H_{1o} \quad (5.7)$$

bulunur.



Şekil 5.4. Magnetik devredeki kaçak ve faydalı akı yolları

Bir kutup için kaçak akı, iki mıknatısın uçlarındaki dört ayrı kaçak akı duvarındaki akının toplamıdır.

$$\Phi_{10} = 4.l_s.t.B_{10} \quad (5.8)$$

(5.6),(5.7) ifadeleri ile (5.8) ifadesi

$$\Phi_{10} = 2.\Phi_{f0}.R_g/R_1 \quad (5.9)$$

şeklını alır ve burada,

$$R_1 = L_m/(4.\mu_1.l_s.t)$$

$$R_g = g/(\mu_0.A_g)$$

$$\Phi_{f0} = B_{f0}.A_g$$

$A_g$ ; bir kutup için hava aralığı yüzeyidir.

### 5.3.2. Hava Aralığındaki Mıknatıs Akısı ( $\Phi_{f0}$ ):

(5.1),(5.2),(5.3) ve (5.9) ifadeleri toplu halde yazılır ise,

$$\left. \begin{aligned} B_{m0} &= B_{rm} - \mu_m.H_{m0} \\ 2.g.H_{f0} - H_{m0}.L_m &= 0 \\ 2.l_s.h_m.B_{m0} &= \Phi_{f0} + \Phi_{10} \\ \Phi_{10} &= 2.\Phi_{f0}.R_g/R_1 \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

bu dört denklemin çözülmesi ile hava aralığı akısı;

$$\Phi_{f0} = \Phi_{rm}/(1+\beta.k_1) \quad (5.11)$$

olarak bulunur.

Burada,

$$\Phi_{rm} = 2.l_s.h_m.B_{rm} = A_m.B_{rm} ; \text{ kalıcı akı}$$

$$k_1 = 1+R_m/R_1 ; \text{ kaçak akı katsayısı}$$

$$\beta = 2.R_g/R_m$$

$$R_m = L_m/(2.\mu_m.h_m.l_s) ; \text{ mıknatıs mag. direnci}$$

$A_m$  ; bir kutup için mıknatıs yüzeyi

(5.11) ifadesinde görülebileceği gibi, makine geometrisi ( $\beta=2R_g/R_m$ ) ve kaçak akı katsayısı,  $\Phi_{rm}$ ; toplam kalıcı akının belirli bir oranı olarak, hava aralığındaki mıknatıs akısını belirlemektedir.

### 5.3.3. Hava Aralığındaki Mıknatıs Akı Yoğunluğu ( $B_{fo}$ ):

Mıknatıs tarafından oluşturulacak hava aralığı akı yoğunluğu;

$$B_{fo} = \Phi_{fo}/A_g = B_{rm}(A_m/A_g)/(1+\beta.k_1) \quad (5.12)$$

şeklinde bulunur. Bir kutup için mıknatıs uç etkisi ihmal edildiğinde akı yoğunluğu sabittir. Şekil 5.5'te hava aralığındaki akı yoğunluğunun değişimi gösterilmiştir. Bu değişimi üst bileşenler içermektedir. Fourier serisi ile,

$$B_{fo}(\theta) = \frac{4 \Phi_{fo}}{\pi A_g} \sum \left[ \frac{k_{fn} \cos(nP\theta/2)}{n} \right], \quad (n=1,3,5...) \quad (5.13)$$

şeklinde yazılabilir ve temel bileşeni;

$$B_{f01}(\theta) = \frac{4 \Phi_{f0}}{\pi A_g} k_{f1} \cos(P\theta/2) = B_{f01M} \cos(P\theta/2) \quad (5.14)$$

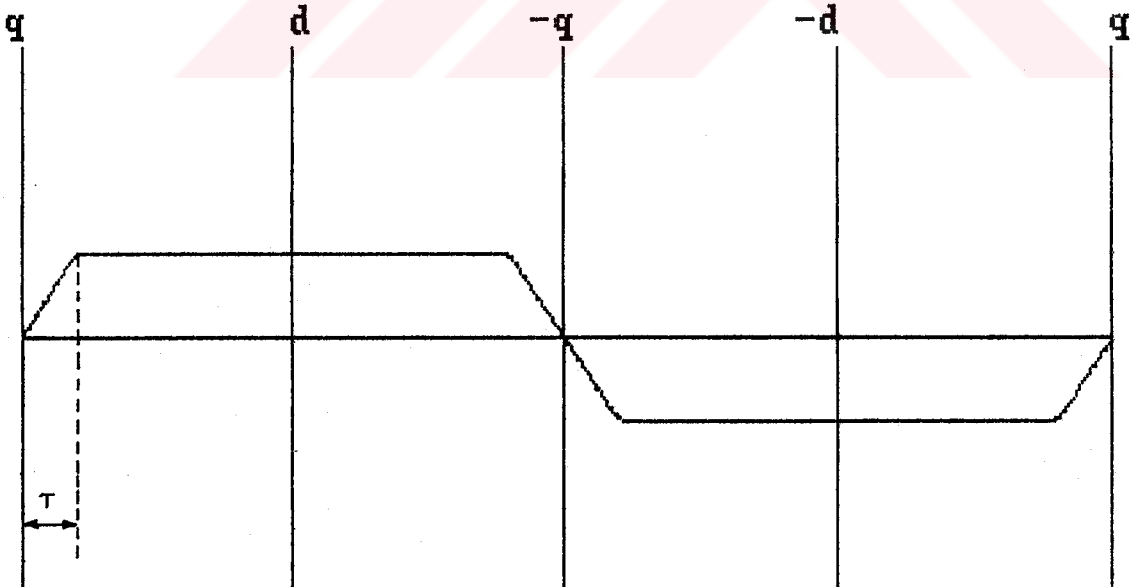
burada,

$$k_{fn} = \sin(n\tau)/(n\tau)$$

$$\tau = \pi(L_m/2)/T_P$$

$$T_P = \pi D/P$$

$T_P$ ; kutup adımı,  $D$ ; rotor çapı,  $P$ ; kutup sayısı



Şekil 5.5: Mıknatısa ait akı yoğunluğu değişimi

#### 5.3.4. Mıknatıs Üzerindeki Akı Yoğunluğu ( $B_{m0}$ ):

Mıknatıs üzerindeki akı yoğunluğu stator akımı sıfır iken mıknatıs için boşta çalışma noktasını belirlemektedir. (5.10) ifadelerinden ikincisi ve (5.11) ifadesi ile,

$$H_{m0} = 2.g.H_{f0}/L_m = \beta.\Phi_{rm}.R_m/L_m(1+\beta.k_1) \quad (5.15)$$

bulunur ve boşta çalışmada akı yoğunluğu;

$$B_{m0} = B_{rm} - \mu_m.H_{m0} \quad (5.16)$$

olur. Boşta çalışma noktasını belirleyen makine geometrisi ve kaçak akı katsayısı değeridir.

#### 5.4. Yanlız Stator Akımı ile Alan Oluşumu:

Stator akımının sıfırda farklı olması halinde, hava aralığındaki alanın nedeni stator ampersarımının, dolayısıyla stator akımının, boyuna ve enine eksen bileşenleridir. Buradan, boyuna ve enine eksen indüktansları belirlenebilir. Boyuna eksen akısı mıknatıs üzerinden geçer, stator sargıları tarafından halkalanır. Mıknatısların mıknatıslanmış olması halinde, boyuna eksen akısı stator akımının boyuna eksen bileşeni  $I_d$ 'nin değerine bağlı olarak değişir ve  $I_d$ 'nin, pozitif olması halinde, mıknatıslama yönünde, negatif olması halinde, mıknatıslamayı kaldırma yönünde olur. Bu nedenle mıknatısın çalışma noktasını belirleyen, akımın boyuna eksen bileşeni olup, mıknatısın en büyük enerji ile çalışabileceği noktayı belirlemede etkili bir büyüklüktür.

Magnetik alan oluşumunun incelenebilmesi için, nedeni olan stator sargı ampersarımının veya çalışmamız doğrultusunda stator sargı ampersarımının, boyuna ve

enine eksen bileşenleri, m fazlı alternatif akım makinele-  
rinde olduğu gibi,

$$\theta_{sd} = \frac{4 (m/2) \sqrt{2} I_d N k_w}{\pi P} \cos(P\theta/2) = \theta_{dM} \cos(P\theta/2) \quad (5.17)$$

$$\theta_{sq} = \frac{4 (m/2) \sqrt{2} I_q N k_w}{\pi P} \sin(P\theta/2) = \theta_{qM} \sin(P\theta/2) \quad (5.18)$$

şeklinde yazılabilir. [11], [12] Burada,

$I_d, I_q$  ; stator akımının d ve q eksen bileşenleri  
 $N$  ; sarımsayısı/faz  
 $k_w$  ; sargı katsayısı  
 $P$  ; kutup sayısı  
 $m$  ; faz sayısı  
 $\theta$  ; d eksenden görünen mekanik açıdır

#### 5.4.1. Boyuna Eksen Akı Yoğunluğu ( $B_{sd}$ ):

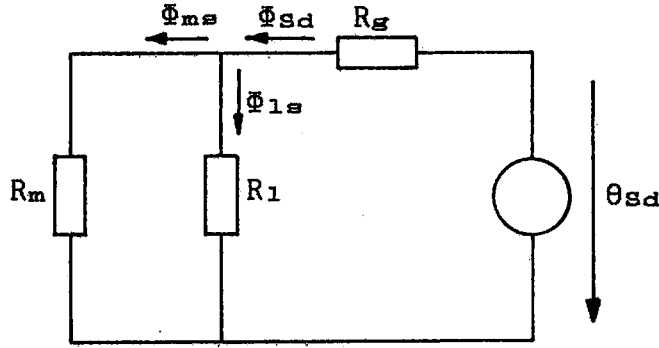
Boyuna eksen akı yoğunluğunun nedeni, boyuna ek-  
sen ampersarımıdır ve şekil 5.2'de "abc" boyunca, bir  
kutup için toplam boyuna eksen ampersarımı  $2.\theta_{sd}$  'dir.

Mıknatıslar mıknatıslanmamıştır ve kalıcı akı yo-  
ğunluğu sıfırdır ( $B_{rm}=0$ ) ve mıknatısın bulunduğu bölgede  
magnetik geçirgenlik  $\mu_0$  alınabilir. Bu bölgede, alan şid-  
deti ile akı yoğunluğu arasında  $B_{ms}=\mu_0 H_{ms}$  ilişkisi geçer-  
li olur ve alan şiddeti ile akı yoğunluğu aynı yöndedir.

Stator akımının sıfır ve mıknatısın mıknatıslan-  
mamış olması halinde, (5.3) ifadesi,

$$\Phi_{sd} = \Phi_{ms} + \Phi_{1s} = 2.l.s.hm.B_{ms} + \Phi_{1s} \quad (5.19)$$

şeklinde yeni halini alır ve bu durumda magnetik eşdeğer devre Şekil 5.6'daki gibi verilebilir.



Şekil 5.6. Yanlız stator alanı ile eşdeğer magnetik devre

(5.10) ifadeleri bu yeni duruma göre tekrar düzenlenirse,

$$2.g.H_{sd} + H_{ms}.L_m = 2.\theta_{dm}.\cos(P\theta/2)$$

$$\pi/P$$

$$\int_0^{\pi/P} B_{sd}.D.l_s.d\theta = 2.l_s.h_m.B_{ms} + \Phi_{1s} = \Phi_{ms} + \Phi_{1s} \quad (5.20)$$

$$B_{ms} = \mu_o.H_{ms}$$

şeklini alır. ikinci ifade,

$$\pi/p$$

$$\int_0^{\pi/p} B_{sd}.D.l_s.d\theta = \Phi_{ms} + \Phi_{1s} = \Phi_{ms}(1 + \Phi_{1s}/\Phi_{ms}) = \Phi_{ms}.k_1 \quad (5.21)$$

olarak yazılabilir ve burda,  $k_1$ ; kaçak akı katsayısı, ayrit 5.3.2'de kullanılan kaçak akı katsayısına eşit olup

$$k_1 = 1 + \Phi_{1s}/\Phi_{ms} = 1 + R_m/R_1$$

ifadesi geçerlidir. Ayrıca,

$$\Phi_{ms} = 2.l_s.h_m.B_{ms} = H_{ms}.L_m/R_m \quad (5.22)$$

olarak düzenlenir ve (5.20) ifadeleri yardımı ile mıknatıs bölgesindeki alan şiddeti;

$$H_{ms} = (4/\pi).\theta_{dM}/L_m(1+\beta.k_1) \quad (5.23)$$

olarak bulunur. (5.20) ifadelerinden birincisinin kullanılması ile hava aralığındaki d eksen akı yoğunluğu bileşeni;

$$B_{sd} = \mu_0 \frac{\theta_{dM}}{g} \left[ \cos(P\theta/2) - \frac{2/\pi}{(1+\beta.k_1)} \right] \quad (5.24)$$

şeklinde bulunur.

#### 5.4.2. Mıknatıs Üzerindeki Akı Yoğunluğu ( $B_{ms}$ ):

Stator akımının neden olduğu, mıknatıs bölgesindeki alan şiddeti (5.23) ifadesinde verilmiştir ve mıknatıs üzerindeki akı yoğunluğu;

$$B_{ms} = \mu_0.H_{ms} = \mu_0(4/\pi)\theta_{dM}/L_m(1+\beta.k_1) \quad (5.25)$$

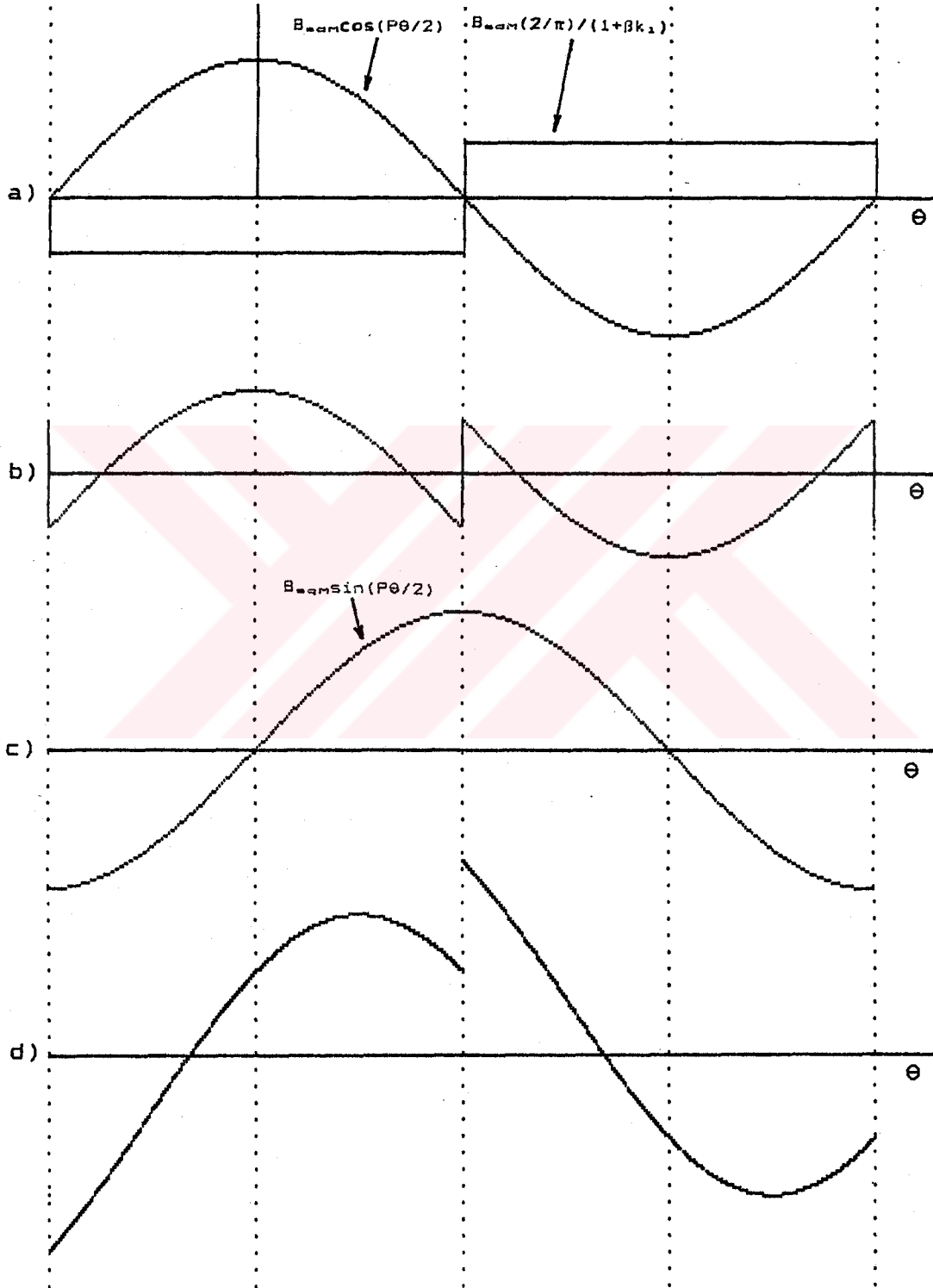
ile belirlenebilir.

#### 5.4.3. Enine Eksen Akı Yoğunluğu ( $B_{sq}$ ):

Enine eksen akısı mıknatıs üzerinden geçmez ve

$$B_{sq} = \mu_0.(\theta_{dM}/g).\sin(P\theta/2) \quad (5.26)$$

ifadesi ile belirlenebilir. Şekil 5.7'de boyuna ve enine eksen akı yoğunluğu değişimi gösterilmiştir.



Şekil 5.7: a) d-eksen alan bileşenleri, b) d-eksen alanı  
c) q-eksen alanı, d) toplam alan

### 5.5. Sürekli Mıknatıs ve Stator Akımı ile Alan Oluşumu:

Hava aralığındaki akı yoğunluğu, ayrıt 5.3'te yalnız mıknatıs için, ayrıt 5.4'te yalnız stator akımı için incelenmiştir. Her iki durum birleştirilmesi ile herhangi bir çalışma durumunda hava aralığındaki akı yoğunluğu ( $B_g$ ) belirlenebilir ve

$$B_g = B_{fo} + B_{sd}(\theta) + B_{sq}(\theta) \quad (5.27)$$

ifadesi yazılabilir. Burada,

$$B_{fo} = B_{rm} \frac{A_m/A_g}{(1+\beta.k_1)} \quad (5.27a)$$

$$B_{sd} = \mu_o \frac{\theta_{dM}}{g} \left[ \cos(P\theta/2) - \frac{2/\pi}{(1+\beta.k_1)} \right] \quad (5.27b)$$

$$B_{sq} = \mu_o \frac{\theta_{qM}}{g} \sin(P\theta/2) \quad (5.27c)$$

dir ve hava aralığındaki akı yoğunluğu dağılımı;

$$B_g = \frac{B_{rm}(A_m/A_g) - (\mu_o/g)\theta_{dM}}{(1 + \beta.k_1)} - \mu_o \frac{\theta_{sM}}{g} \sin[P(\theta+\phi)/2] \quad (5.28)$$

olarak bulunur. Burada,

$$\theta_{sM} = \sqrt{\theta_{dM}^2 + \theta_{qM}^2}$$

$$\psi = \cos^{-1}(\theta_{qM}/\theta_{sM})$$

dir.

### 5.5.1. Mıknatıs Üzerindeki Akı Yoğunluğu:

Mıknatıs üzerindeki bileşke akı yoğunluğu, herhangi bir çalışma noktasında,

$$B_{m\phi} = B_{rm} - \mu_m H_{m0} + \mu_0 H_{ms} \quad (5.29)$$

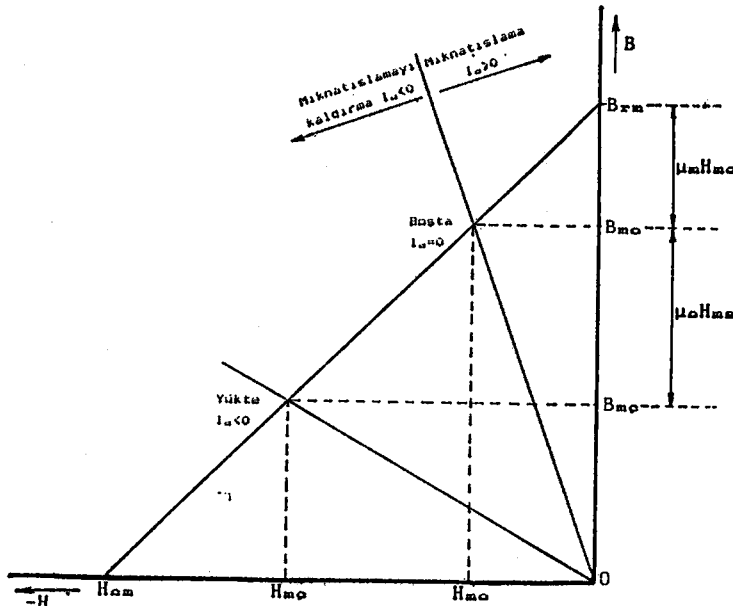
ile belirlenebilir. Burda,  $H_{m0}$  ve  $H_{ms}$ , (5.15) ve (5.23) ifadeleri ile verilmiştir.  $B_{m\phi}$ ; çalışma noktasını belirleyen üç ayrı akı yoğunluğu bileşeni vardır.

i)  $B_{rm}$ ; mıknatısın kalıcı akı yoğunluğu olup, mıknatıs malzemesine ve özelliğine bağlı olan bir büyüklüktür.

ii)  $-\mu_m H_{m0}$ ; mıknatısın boşta çalışmadaki (stator akımı sıfır iken) akı yoğunluğunu belirleyen bir büyüklük olarak, makine geometrisi, kaçak akı katsayısı ve mıknatıs özelliklerine bağlıdır.

iii)  $\mu_0 H_{ms}$ ; stator akımı ampersarımının, d eksen bileşenine bağlı olup,  $I_d$  akımının pozitif olması durumunda, mıknatıslama yönünde, negatif olması durumunda ise mıknatıslamayı kaldırma yönünde etkisini göstermektedir.

Şekil 5.8'de mıknatıs üzerindeki akı yoğunluğunun durumu değişik çalışma koşulları için gösterilmiştir.



Şekil 5.8. Kullanılan mıknatısın değişik çalışma noktalarındaki durumu

### 5.6. Makine Parametreleri:

SMSM'nin sürekli hal çalışmasında, etkili büyüklükler olarak, boyuna ve enine eksen indüktansları;

$$L_d = L_{md} + L_\sigma$$

$$L_q = L_{mq} + L_\sigma$$

dir. Burada,  $L_{md}$  ve  $L_{mq}$ ; boyuna ve enine eksen mıknatıslama indüktansları,  $L_\sigma$ ; stator kaçak indüktansıdır. Kutup tekerleği gerilimi;  $U_p$  ve boyuna eksen mıknatıslama indüktansı;  $L_{md}$ , makine geometrisine, mıknatıs boyutlarına bağlıdır, ancak kutup tekerleği geriliminde mıknatıs malzemesinin magnetik özellikleride etkisini göstermektedir. Enine eksen mıknatıslama indüktansı ( $L_{mq}$ ) ise makine geometrisine bağlı olup, mıknatısın etkisi çok azdır.

#### 5.6.1. Kutup Tekerleği Gerilimi ( $U_p$ ):

Ayrıt 5.3'te açıklandığı gibi, yalnız mıknatısın hava aralığındaki akısı sabit ve stator sargıları tarafından halkalanmakta, kutup tekerleği gerilimini indüklemektedir.

Hava aralığındaki mıknatıs akısı, üst bileşenler içeren sinüsoidal bir değişim göstermektedir. Stator sargılarının sinüsoidal dağılmış olduğu ve akının temel bileşeninin kutup tekerleği gerilimini indüklediği varsayımı ile, (5.14) ifadesinde verildiği gibi hava aralığındaki akı yoğunluğu temel bileşeninin genliği;

$$B_{r0m1} = (4/\pi)(\Phi_{r0}/A_g)k_{f1} = (4/\pi)k_{f1} B_{r0} \quad (5.30)$$

dir ve akının,

$$\Phi_{f01} = \Phi_{f0M1} \sin(\omega t) \quad (5.31)$$

şeklinde değiştiği gözönüne alınır ise indüklenen kutup tekerleği gerilimi;

$$U_p = (2\pi/\sqrt{2}).f.N.k_w.\Phi_{f0M1} \quad (5.32)$$

ve döner alan ile indüklemeye,

$$(B_{f01})_{ort} = (1/\pi) \int_{-\pi/P}^{\pi/P} B_{f01M} \cos(P\theta/2) d\theta = (2/\pi)B_{f01M} \quad (5.33)$$

$$\Phi_{f01M} = (B_{f01})_{ort}.A_g = (2/\pi).B_{f01M}.A_g \quad (5.34)$$

olduğuna göre, (5.30) ve (5.11) ifadeleri ile (5.34), (5.32) için düzenlenir ise indüklenen kutup tekerleği gerilimi;

$$U_p = (16/\pi\sqrt{2}).f.N.k_w.k_{f1}.\Phi_{rm}/(1+\beta.k_1) \quad (5.35)$$

olarak bulunur.

#### 5.6.2. Boyuna Eksen Mıknatıslama indüktansı( $L_{md}$ ):

Boyuna eksen halkalanma akısı,  $Nk_w\Phi_{sd}$  ve boyuna eksen mıknatıslama indüktansı;

$$L_{md} = Nk_w.\Phi_{sd}/\sqrt{2}I_d \quad (5.36)$$

olarak tanımlanır. Boyuna eksen akı yoğunluğunun üst bileşenler içermesi nedeniyle, üst bileşen içermeyen boyuna eksen mıknatıslama indüktansı için (5.24) ifadesi ile verilen akı yoğunluğunun temel bileşeni;

$$B_{sd1} = \mu_0 \frac{\theta_{dM}}{g} \left[ 1 - \frac{(4/\pi)(2/\pi)}{(1+\beta k_1)} \right] \quad (5.37)$$

olarak bulunur. Dolayısıyla bir kutup için, boyuna eksen akısının temel bileşeni;

$$\begin{aligned} \Phi_{sd1} &= \int_{-\pi/P}^{\pi/P} B_{sd1} \cdot l_s \cdot \frac{D}{2} d\theta = \int_0^{\pi/P} B_{sd1} \cdot l_s \cdot D \cdot d\theta \\ &= l_s \cdot D \cdot \mu_0 \frac{\theta_{dM}}{g} \left[ 1 - \frac{8/\pi^2}{(1+\beta k_1)} \right] \frac{2}{P} \end{aligned} \quad (5.38)$$

olarak belirlenir ve (5.17), (5.36) ifadeleri ile birlikte boyuna eksen mıknatıslama indüktansı;

$$L_{md} = \frac{4}{\pi} \frac{l_s \cdot D \cdot m \cdot \mu_0}{g} \frac{(Nk_w)^2}{P^2} \left[ 1 - \frac{8/\pi^2}{(1+\beta k_1)} \right] \quad (5.39)$$

olarak bulunur. Boyuna eksen mıknatıslama indüktansında etkili olan büyüklükler olarak, makine geometrisi ve kaçak akı katsayısı etkisini göstermektedir.

### 5.6.3. Enine Eksen Mıknatıslama indüktansı( $L_{mq}$ ):

Enine eksen akısının mıknatıs üzerinden geçmemesi nedeni ile enine eksen mıknatıslama indüktansını belirleyen öncelikle makinenin temel geometrik büyüklükleridir.  $\beta$ ,  $k_1$ 'nin etkisi yoktur.

Enine eksen halkalanma akısı  $Nk_w \Phi_{sq}$  ve enine eksen mıknatıslama indüktansı;

$$L_{mq} = Nk_w \Phi_{sq} / I_{sq} \quad (5.40)$$

olarak tanımlanır. Enine eksen akısı (5.26) ifadesi ile bir kutup için;

$$\begin{aligned}\Phi_{sq} &= \int_{-\pi/P}^{\pi/P} B_{sq} \cdot l_s \cdot \frac{D}{2} d\theta = \int_0^{\pi/P} B_{sq} \cdot l_s \cdot D \cdot d\theta \\ &= l_s \cdot D \cdot \mu_o \cdot \frac{\theta_{qm}}{g} \cdot \frac{2}{P}\end{aligned}\quad (5.41)$$

olarak belirlenir ve (5.18), (5.40) ifadeleri ile birlikte enine eksen mıknatıslama indüktansı;

$$L_{mq} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{l_s \cdot D \cdot m \cdot \mu_o}{g} \cdot \frac{(Nk_w)^2}{P^2} \quad (5.42)$$

olarak bulunur.

#### 5.6.4. Kaçak indüktans:

Stator ampersarımının boyuna eksen bileşeninin, hava aralığında neden olduğu alan dağılımı üst bileşenler içermektedir. Özellikle boyuna eksen kaçak indüktansı üzerinde etkili olan bu alan dağılımı, üst bileşenler içeren kaçak indüktansı normal değerinden büyük yapabilmektedir. Burada bu konu üzerinde durulmayacaktır ancak, kaçak indüktansın genel olarak elektrik makinelerinde geçerli olan teori ile belirlenmesi mümkündür.

## BÖLÜM 6

### SMSM'nin SÜREKLİ HAL DAVRANIŞI

Bu bölümde, SMSM'nin sürekli hal davranışı, genel olarak elektrik makinelerinde uygulanan, gösterici diyagramı ile incelenecektir. Makine denklemleri, kullanılmakta olan birçok gösterici diyagramdan farklı olarak, demir kayıplarının etkisini içeren ve düzenlenmiş parametrelere bağlı gösterici diyagramı ile verilecektir.

İnceleme, Park dönüşümü ile elde edilen boyuna ve enine eksen büyüklükleri ile hem motor hemde genaratör için genel geçerli olup, sürekli mıknatıslı senkron makineye veya normal bir senkron makineye uygulanabilir.

#### 6.1. Demir Kayıpsız Denklemler ve Gösterici Diyagramı:

5.Bölümde belirlenen makine parametreleri; ( $X_d, X_q, U_P$ ),  $R_1$ ; stator sargı direnci,  $X_{1\sigma}$ ; stator sargı kaçak reaktansı,  $U_1$ ; makine uç gerilimi ve  $I_1$ ; makine akımı olmak üzere tüketiş yön sisteminde makine gösterici denklemi;

$$\begin{aligned} U_1 &= U_P + R_1 I_1 + jX_d I_{1d} + jX_q I_{1q} \\ &= U_P + R_1 I_1 + jX_{1\sigma} I_1 + jX_{md} I_{1d} + X_{mq} I_{1q} \\ &= U_h + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_1 \end{aligned} \quad (6.1)$$

şeklinde yazılabilir ve burada,

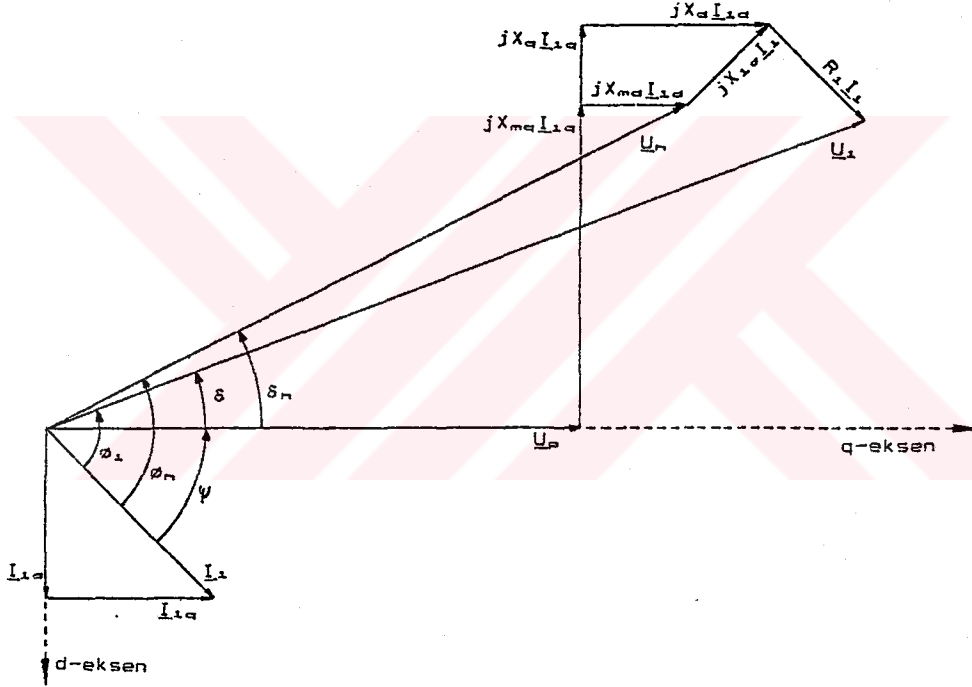
$$U_h = U_p + jX_{md}I_{1d} + jX_{mq}I_{1q}$$

$$I_1 = I_{1d} + I_{1q}$$

$$X_d = X_{md} + X_\sigma$$

$$X_q = X_{mq} + X_\sigma$$

dir. Bu gösterici denklem ile Şekil 6.1'de verilen gösterici diyagramı oluşturulabilir.



Şekil 6.1: Demir kayıpları ihmal edilmiş durumda SMSM gösterici diyagramı

Diyagramdan,  $U_1$  geriliminin d ve q eksen bileşenleri,

$$U_{1d} = U_1 \sin\delta = X_q I_{1q} - R_1 I_{1d} \quad (6.2)$$

$$U_{1q} = U_1 \cos\delta = U_p + X_d I_{1d} + R_1 I_{1q} \quad (6.3)$$

şeklinde elde edilir ve buradan,  $I_1$  akımının d ve q eksen bileşenleri,

$$I_{1d} = \frac{U_1(X_q \cos\delta - R_1 \sin\delta) - X_q U_P}{X_d X_q + R_1^2} \quad (6.4)$$

$$I_{1q} = \frac{U_1(R_1 \cos\delta + X_d \sin\delta) - R_1 U_P}{X_d X_q + R_1^2} \quad (6.5)$$

bulunur ve makine giriş gücü,  $m$  faz sayısı olmak üzere,

$$\begin{aligned} P_1 &= m U_1 I_1 \cos\theta_1 \\ &= m U_1 (I_{1q} \cos\delta - I_{1d} \sin\delta) \end{aligned} \quad (6.6)$$

olur. (6.2), (6.3) ile  $\delta$  yok edilir ise giriş gücü,

$$P_1 = m [I_{1d} U_P + I_{1d} I_{1q} (X_d - X_q) + R_1 I_1^2] \quad (6.7)$$

şeklini alır. Çıkış gücü ise, hava aralığı gücü ile belirlenebilir. (6.2), (6.3) ifadelerine benzer şekilde hava aralığı için,

$$U_{hd} = U_h \sin\delta_h = X_{mq} I_{1q} \quad (6.8)$$

$$U_{hq} = U_h \cos\delta_h = U_P + X_{md} I_{1d} \quad (6.9)$$

yazılabilir ve hava aralığı gücü,

$$\begin{aligned} P_g &= m U_h I_h \cos\theta_h \\ &= m U_h (I_{1q} \cos\delta_h - I_{1d} \sin\delta_h) \\ &= m [I_{1q} U_P + I_{1d} I_{1q} (X_{md} - X_{mq})] \end{aligned} \quad (6.10)$$

veya (6.8), (6.9) yardımı ile

$$P_g = m \left[ \frac{U_h U_P}{X_{md}} \sin\delta_h + \frac{U_h^2 (X_{md} - X_{mq})}{2 X_{md} X_{mq}} \sin(2\delta_h) \right] \quad (6.11)$$

şeklinde bulunur. Hava aralığı gücünün (6.10) ile verilen ifadesi, (6.7) ile verilen giriş gücünden bakır kayıplarının ( $mR_1 I_1^2$ ) çıkartılmış hali, (6.11) ile verilen ifadesi ise normal bir senkron makine güç değişimine benzetilmektedir. Ancak normal bir senkron makineden farklı olarak  $X_d < X_q$  ilişkisi nedeni ile relüktans gücü,  $0 < \delta_h < 90^\circ$  aralığında negatif olmakta ve SMSM'ye ait bir özellik olarak görünmektedir.

Hava aralığı gücü, demir ve sürtünme kayıplarının ihmal edilmesi durumunda, motor çalışmada çıkış gücünü (mil gücü) belirlemektedir.  $V_{Fe}$ ; demir kayıpları,  $V_m$ ; mekanik kayıplar olmak üzere, motor çalışmada çıkış gücü,

$$P_2 = P_1 - mR_1 I_1^2 - V_{Fe} - V_m \quad (6.12)$$

olarak verilebilir.

## 6.2. Demir Kayıpları ile Denklemler:

Sürekli halde, SMSM'nin senkron hızda çalıştığı ve demir kayıplarının stator demir çekirdeği üzerinde açığa çıktığı düşünülmüş, demir kayıpları, Şekil 6.2'de verilen eşdeğerdevrede, üzerinde  $U_h$  gerilimi olan  $R_{Fe}$  direnci ile gösterilmiştir ve  $V_{Fe} = mU_h^2 / R_{Fe}$  ile belirlenir. Eşdeğerdevreye, bir asenkron makine eşdeğerdevresi ile benzer yönleri ele alınarak bakılır ise,  $U_h$ ; asenkron makinede indüklenen gerilim, SMSM'de ise akımın d-q eksen bileşenlerine ve kutup tekerleği gerilimine bağlı bir gerilim,  $R_1$ ,  $X_{1\sigma}$ ; stator sargı direnci ve kaçak reaktansı olarak görünmektedir.

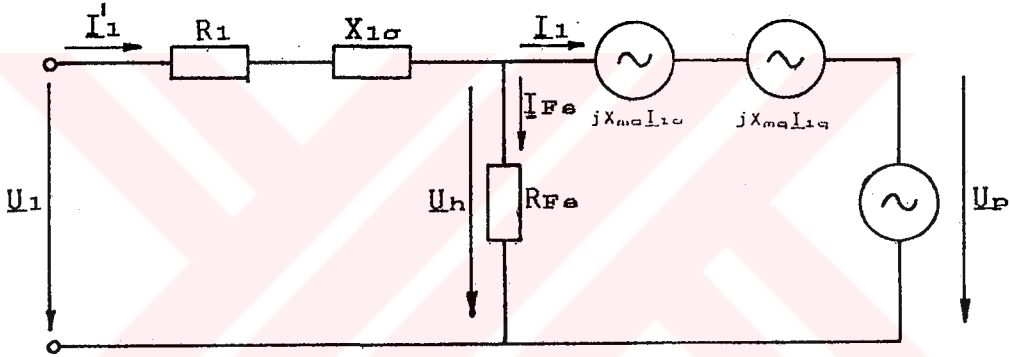
Makinenin yüklenmesi ile, endüi tepkisi  $U_h$  gerilimi üzerinde etkili olmaktadır. Kutup tekerleği geriliminin sabit olduğu düşünülmüş, alt uyarmalı çalışmada ( $U_1 > U_p$ ), iki farklı çalışma durumu söz konusudur.

i)  $I_{1d} > 0$  durumunda  $U_h > U_p$ ,

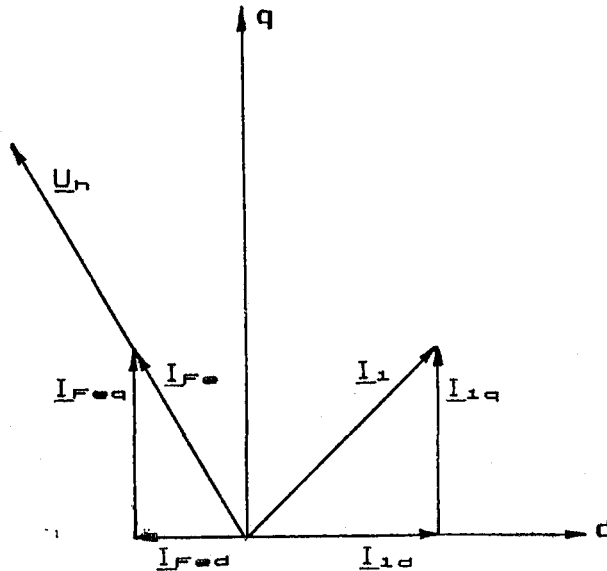
ii)  $I_{1d} < 0$  durumunda  $U_h < U_p$  olmaktadır. (Şekil 6.1)

Makinenin motor olarak yüklenmesi ile  $I_{1d}$  akımının azalması veya negatif yönde artması,  $U_h$  geriliminde azalmaya dolayısıyla  $V_{Fe}$ ; demir kayıplarının azalmasına neden olur.

Demir kayıp direncinin etkisi ile makine toplam akımı;  $I_1' = I_1 + I_{Fe}$  olur ve gösterici diyagramının oluşturulabilmesi için,  $R_{Fe}$ 'ye bağlı olarak makine parametreleri;  $X_d'$ ,  $X_q'$ ,  $R_1'$  yeni halini ile düzenlenmesi gerekmektedir.



Şekil 6.2: SMSM eşdeğer devresi



Şekil 6.3. Demir kayıp akımı, stator akımı ve boyuna, enine eksen bileşenleri

Şekil 6.3'te demir kayıp akımı;  $I_{Fe}$ 'nin d-q eksen bileşenleri gösterilmiştir ve

$$I_{Fed} = - U_h \sin \delta_h / R_{Fe} \quad (6.13)$$

$$I_{Feq} = U_h \cos \delta_h / R_{Fe} \quad (6.14)$$

yazılabilir. (6.8),(6.9) ifadelerinden,

$$I_{1d} = (U_h \cos \delta - U_p) / X_{md} \quad (6.15)$$

$$I_{1q} = U_h \sin \delta / X_{mq} \quad (6.16)$$

bulunur ve toplam akım göstericiler ile,

$$I'_{1d} = I_{1d} + I_{Fed} \quad (6.17)$$

$$I'_{1q} = I_{1q} + I_{Feq} \quad (6.18)$$

genlik olarak,

$$I'_{1d} = \frac{U_h \cos \delta_h - U_p}{X_{md}} - \frac{U_h \sin \delta_h}{R_{Fe}} \quad (6.19)$$

$$I'_{1q} = \frac{U_h \sin \delta_h}{X_{mq}} + \frac{U_h \cos \delta_h}{R_{Fe}} \quad (6.20)$$

elde edilir. Şekil 6.1'deki gösterici diyagramında,  $I_{1d}$ ,  $I_{1q}$  ve  $I_1$  yerine  $I'_{1d}$ ,  $I'_{1q}$ ,  $I'_1$  alınarak,

$$U_1 \sin \delta = U_h \sin \delta + X_{1\sigma} I'_{1q} - R_1 I'_{1d} \quad (6.21)$$

$$U_1 \cos \delta = U_h \cos \delta + X_{1\sigma} I'_{1d} + R_1 I'_{1q} \quad (6.22)$$

elde edilir ve bu ifadelerin yardımı ile (6.19) ve (6.20) deki  $\delta_h$  ve  $U_h$  yok edilir ise,

$$U_1 \sin \delta = (X_d - \epsilon X_{md}) I'_{1q} - (R_1 + \epsilon R_{Fe}) I'_{1d} - (\epsilon/k_d) U_P \quad (6.23)$$

$$U_1 \cos \delta = (X_d - \epsilon X_{md}) I'_{1d} + (R_1 + \epsilon R_{Fe}) I'_{1q} + U_P / (1 + k_d k_q) \quad (6.24)$$

burada,

$$\epsilon = k_d k_q / (1 + k_d k_q)$$

$$k_d = X_{md} / R_{Fe}$$

$$k_q = X_{mq} / R_{Fe}$$

dir. (6.2) ve (6.3) ifadelerine benzer şekilde düzenleme yapılır ise,

$$U_1 \sin \delta = X'_q I'_{1q} - R'_1 I'_{1d} - (\epsilon/k_d) U_P \quad (6.25)$$

$$U_1 \cos \delta = X'_d I'_{1d} + R'_1 I'_{1q} + U_P - \epsilon U_P \quad (6.26)$$

bulunur ve

$$I'_{1d} = \frac{U_1 (X'_q \cos \delta - R'_1 \sin \delta) - k_x U_P}{X'_d X'_q + R_1'^2} \quad (6.27)$$

$$I'_{1q} = \frac{U_1 (R'_1 \cos \delta + X'_d \sin \delta) - k_r U_P}{X'_d X'_q + R_1'^2} \quad (6.28)$$

olur. Burada, demir kayıplarına göre düzenlenmiş yeni makine parametreleri;

$$X'_d = X_d - \epsilon X_{md} = X_{1\sigma} + (1 - \epsilon) X_{md} = X_{1\sigma} + X'_{md}$$

$$X'_q = X_q - \epsilon X_{mq} = X_{1\sigma} + (1 - \epsilon) X_{mq} = X_{1\sigma} + X'_{mq}$$

$$R'_1 = R_1 + \epsilon R_{Fe}$$

$$k_r = (R'_1 - k_q X'_d) / (1 + k_d k_q)$$

$$k_x = (X'_q + k_q R'_1) / (1 + k_d k_q)$$

şeklinde elde edilir. Bu düzenlenmiş parametreler hesaplar için matematiksel bir anlam taşımaktadır ve makine toplam akımı;  $I_1' = \sqrt{I_{1d}'^2 + I_{1q}'^2}$  ampermetre ile ölçülebilen bir büyüklüktür.

#### 6.2.1. Düzenlenmiş Parametreler ile Gösterici Diyagramı:

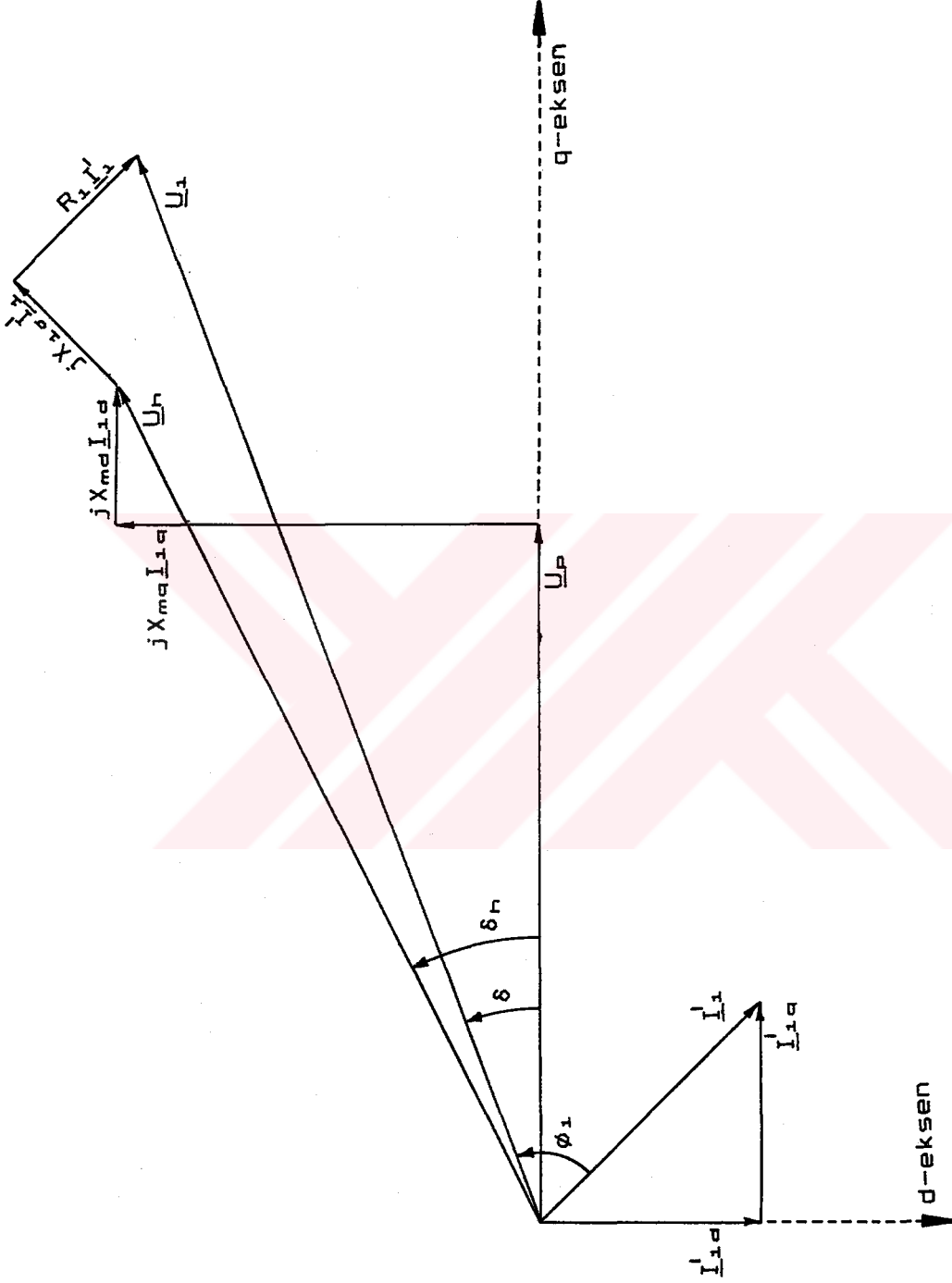
Demir kayıplarının hesaplara sokulması ile elde edilen düzenlenmiş makine parametrelerine göre gösterici diyagramı, Şekil 6.1'de verilmiş olan gösterici diyagramından farklı olarak (6.25) ve (6.26) ifadelerinden görüldüğü gibi iki gerilim bileşeni;  $(-E_P/k_d)$  ve  $(-E_P)$  vardır. Şekil 6.1'de verilen gösterici diyagramından yararlanarak yeni gösterici diyagramı Şekil 6.4'teki gibi geliştirilebilir. Ancak daha sonraki hesaplamalarımıza uygunluğu nedeni ile farklı bir gösterici diyagramının geliştirilmesi gerekmektedir. Bunun için, Şekil 6.2'deki eşdeğerdevreden görülebileceği gibi  $I_{1d}, I_{1q}$  akımları,  $X_{md}$  ve  $X_{mq}$  mıknatıslama reaktansları üzerinden,  $I_1'$  akımı  $R_1$  ve  $X_{1\sigma}$  üzerinden geçmektedir. Dolayısıyla Şekil 6.1'deki gösterici diyagramı ve (6.21), (6.22) ifadeleri yardımı ile,

$$U_1 \sin \delta = X_{mq} I_{1q}' + X_{1\sigma} I_{1q}' - R_1 I_{1d}' \quad (6.29)$$

$$U_1 \cos \delta = U_P + X_{md} I_{1d}' + X_{1\sigma} I_{1d}' + R_1 I_{1q}' \quad (6.30)$$

yazılabilir ve buradan Şekil 6.5'teki gösterici diyagramı geliştirilebilir. Bu diyagramda, hem  $I_{1d}, I_{1q}$  hemde  $I_{1d}', I_{1q}'$  akımları gösterilmiştir.





Şekil 6.5: Gerçek parametreler ile gösterici diyagramı

### 6.2.2 Düzenlenmiş Parametreler ile Güç Denklemi ve Demir Kayıpları:

Makine giriş gücü, m faz için (6.6) ifadesine benzer şekilde;

$$\begin{aligned} P_1 &= m U_1 I_1' \cos \theta_1 \\ &= m U_1 (I_{1q}' \cos \delta - I_{1d}' \sin \delta) \end{aligned} \quad (6.31)$$

yazılabilir ve (6.25), (6.26) ile,

$$P_1 = m [I_{1q}' U_p + I_{1d}' I_{1q}' (X_d' - X_q') + R_1 I_1'^2 + \epsilon U_p (I_{1d}' / k_d - I_{1q}')] \quad (6.32)$$

elde edilir.

Makine çıkış gücü hava aralığı gücünden belirlenebilir. Şekil 6.5'te hava aralığı gücü için,

$$\begin{aligned} P_g &= m U_h I_1 \cos \theta_h \\ &= m U_h (I_{1q} \cos \delta_h - I_{1d} \sin \delta_h) \end{aligned} \quad (6.33)$$

yazılır ve gerilim bileşenleri,

$$U_h \cos \delta = U_p + I_{1d} X_{md} \quad (6.34)$$

$$U_h \sin \delta = I_{1q} X_{mq} \quad (6.35)$$

ile,

$$P_g = m [I_{1q} U_p + I_{1d} I_{1q} (X_{md} - X_{mq})] \quad (6.36)$$

elde edilir. Giriş gücü ile hava aralığı gücü arasındaki fark  $[P_1 - P_g]$ ; makinedeki toplam kayıp olarak, bakır kayıplarını  $(m R_1 I_1'^2)$  ve demir kayıplarını  $(m R_{Fe} I_{Fe}^2)$  göstermektedir.

Demir kayıplar,  $U_h$  geriliminin karesi ile değişmekte ve  $I_{Fe}$  akımının enine ve boyuna eksen bileşenleri

ile,

$$V_{Fe} = m R_{Fe}(I_{Fed}^2 + I_{Feq}^2) \quad (6.37)$$

yazılabilir. Herhangibir yük açısında demir kayıp akım bileşenleri, (6.21),(6.22) yardımı ile,

$$\begin{aligned} I_{Fed} &= - U_n \sin \delta_n / R_{Fe} \\ &= -(U_1 \sin \delta - X_{1\sigma} I'_{1q} + R_1 I'_{1d}) / R_{Fe} \end{aligned} \quad (6.38)$$

$$\begin{aligned} I_{Feq} &= + U_n \cos \delta_n / R_{Fe} \\ &= +(U_1 \cos \delta - X_{1\sigma} I'_{1d} - R_1 I'_{1q}) / R_{Fe} \end{aligned} \quad (6.39)$$

elde edilir.

Bakır kayıpları;  $V_{Cu} = m R_1 I_1'^2$  ve mekanik kayıplar;  $V_m$  olarak makine çıkış gücü,

$$P_2 = P_1 - V_{Fe} - V_{Cu} - V_m \quad (6.40)$$

çıkış momenti,

$$M = P_2 / (4\pi f / P) , \quad [P; \text{kutup sayısı}] \quad (6.41)$$

olarak elde edilir.

### 6.3. Akım Yereğrisi:

Akım yereğrisi sürekli çalışmada makinenin çalışma durumunu açık bir şekilde belirleyen karakteristiklerden biridir. Stator sargı direnci ve demir kayıpları ihmal edilerek, stator gerilimi gerçel eksene yerleştirilmiş SMSM akım yereğrisi Şekil 6.6'da verilmiştir.

$X_d = X_q$  olması durumunda akım yereğrisi bir daire olmakta,  $X_d < X_q$  olması durumunda daireden uzaklaşmakta ve büküm yaparak Paskal salyangozu çizmektedir.

Bu büklüm normal bir çıkık kutuplu senkron makinede kararlı çalışma bölgesinde bulunmakta, ancak SMSM'de  $X_d < X_q$  olması nedeni ile büklüm kararlı çalışma bölgesinde kalmakta ve makineye farklı bir davranış özelliği kazandırmaktadır.(şekil 6.7)

Akım yereğrisinde özel bazı çalışma noktaları incelenerek makine davranışı hakkında sonuçlar çıkartılabilir.

**i) Boşta alışma noktası:**

Stator akımının etkin bileşeninin sıfır olduğu bu noktada ykaısında sıfırdır. Ancak büklüm nedeniyle başka bir ykaısında da bu şart sağlanabilir. İki farklı boşta çalışma noktası ortaya çıkar.

Stator sargı direnci ihmal edildiğinde birinci boşta çalışma noktasındaki akım,

$$\begin{aligned}(I_{10})_1 &= I_{1d} = (U_1 - U_p)/X_d \\ I_{1q} &= 0\end{aligned}\tag{6.42}$$

ikinci boşta çalışma noktasındaki akım ise,  $U_1$  ve  $X_q$ 'ya bağlı olarak,

$$(I_{10})_2 = U_1/X_q\tag{6.43}$$

belirlenebilir. Buradan, akım yereğrisinin büklüm yapabilme şartı belirlenebilir. Eğer  $(I_{10})_1 > (I_{10})_2$  ise büklüm ortaya çıkmaktadır.

**ii) En küçük stator akımı:**

SMSM'de en küçük stator akımı boşta çalışma noktasında olmamaktadır. Motor veya generatör çalışmada kısmi yük değerlerinde ortaya çıkmaktadır.

iii) Devrilme noktası:

Kayıpların ihmal edilmesi halinde devrilme noktasının doğru olarak belirlenmesi mümkün değildir ancak, normal çıkık kutuplu makineden farklı olarak devrilme noktası  $90^\circ < \delta < 180^\circ$  aralığındadır.

iv)  $\delta=90^\circ$  noktası:

Bu noktada, stator akımının etkin bileşeni, boyuna eksen akı bileşenine eşit olmakta ve değeri  $U_p$  ve  $X_d'$  ye bağlıdır.

$$I_{1d} = - U_p / X_d = - I_1 \cos \theta_1 \quad (6.44)$$

stator akımının tepkin bileşeni ise enine eksen akım bileşenine eşit olmakta ve değeri,  $U_1$  ve  $X_q$ 'ya bağlı olarak (6.43) ile verilen ikinci boşa çalışma akımına eşit olmaktadır.

$$I_{1q} = U_1 / X_q = I_1 \sin \theta_1 \quad (6.45)$$

v)  $\delta=180^\circ$  noktası:

Stator alanı ve sürekli mıknatıs alanın birbirine zıt yönde bulundukları bu noktada en büyük stator akımı ortaya çıkar.

$$\begin{aligned} I_{1\max} &= I_{1d} = (-U_1 - U_p) / X_d \\ I_{1q} &= 0 \end{aligned} \quad (6.46)$$

6.4. Moment-Yükaçısı Değişimi:

SMSM'nin (6.11)'de verilen hava aralığı gücünün yükaçısına göre değişiminden yola çıkarak, kayıpların ve stator sargı kaçak reaktansının ihmal edilmesi durumunda moment için,

$$M = \frac{m}{w} \left[ \frac{U_1 U_P}{X_d} \sin \delta + \frac{U_1^2 (X_d - X_q)}{2 X_d X_q} \sin(2\delta) \right] \quad (6.47)$$

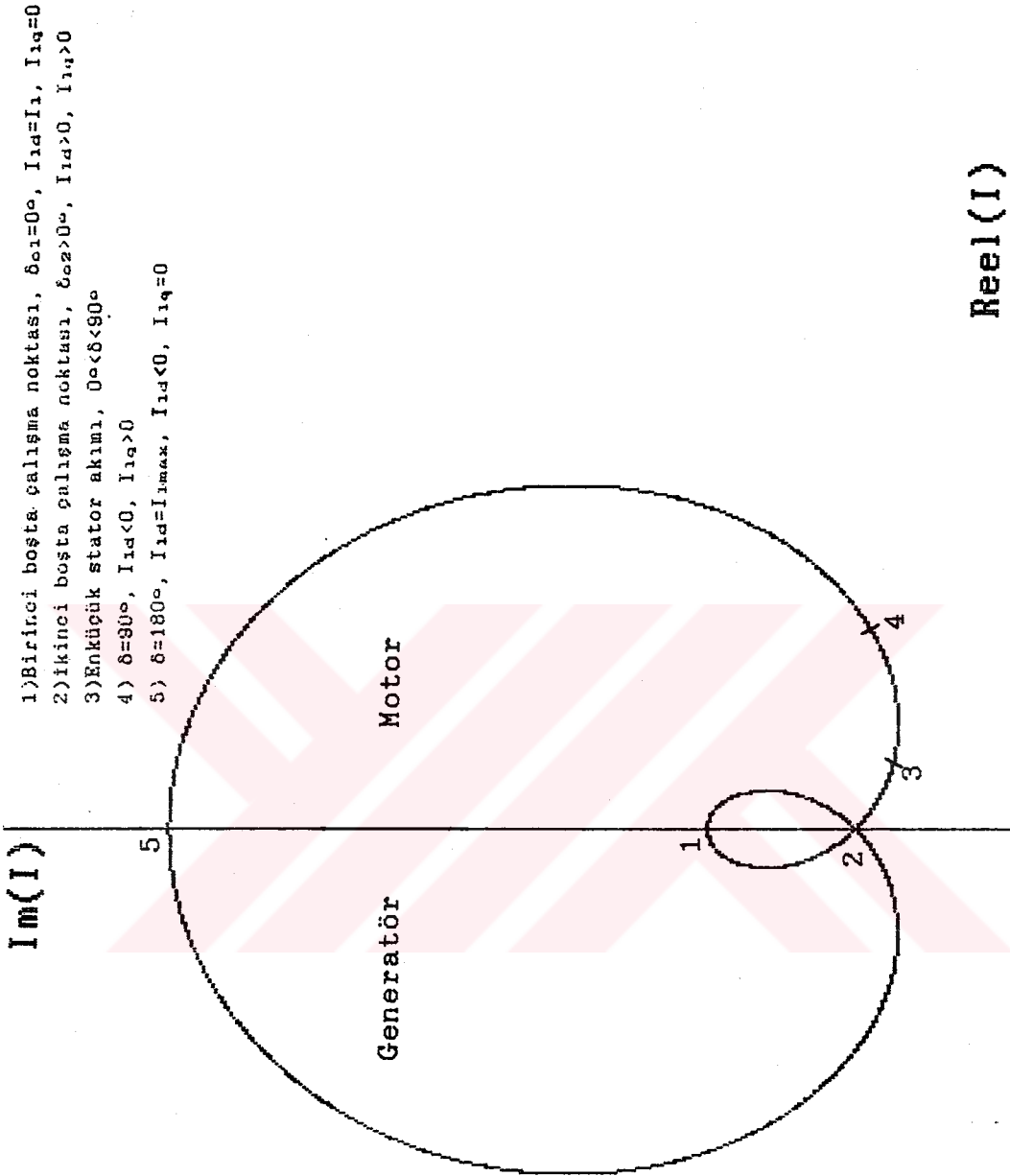
ifadesi yazılabilir. Moment değişimi normal bir çıkık kutuplu makinedeki moment değişimine benzerdir, ancak  $X_d < X_q$  olması nedeni ile SMSM'ye ait moment değişimi farklı bir özellik taşır.  $\delta < 90^\circ$  için çıkık kutuplu makinede relüktans momenti bileşeni olarak görünen bileşen SMSM'de negatif olmakta ve küçük yükâçlarındaki moment değişimi yavaş olmaktadır. Devrilme momenti  $\delta > 90^\circ$  değerlerinde ortaya çıkmaktadır. Devrilme noktasından sonra moment, küçük yük açısı değişimlerine karşı daha duyarlı olmakta ve hızlı bir şekilde değişmektedir. Şekil 6.8'de SMSM'nin moment yükâçısı değişimi verilmiştir. A noktası yükâçısının sıfırdan farklı bir değeri için momentin sıfır olduğu noktayı; ikinci boşa çalışma noktasını göstermektedir. Bu çalışma noktasında etkin akım bileşeni sıfırdır; güç katsayısı sıfırdır ve  $\phi = \delta + 90^\circ$  olur, Şekil 6.1'deki gösterici diyagramı yardımı ile,

$$I_{1q} = I_1 \cos \delta = I_1 \cos(90^\circ - \delta) = I_1 \sin \delta$$

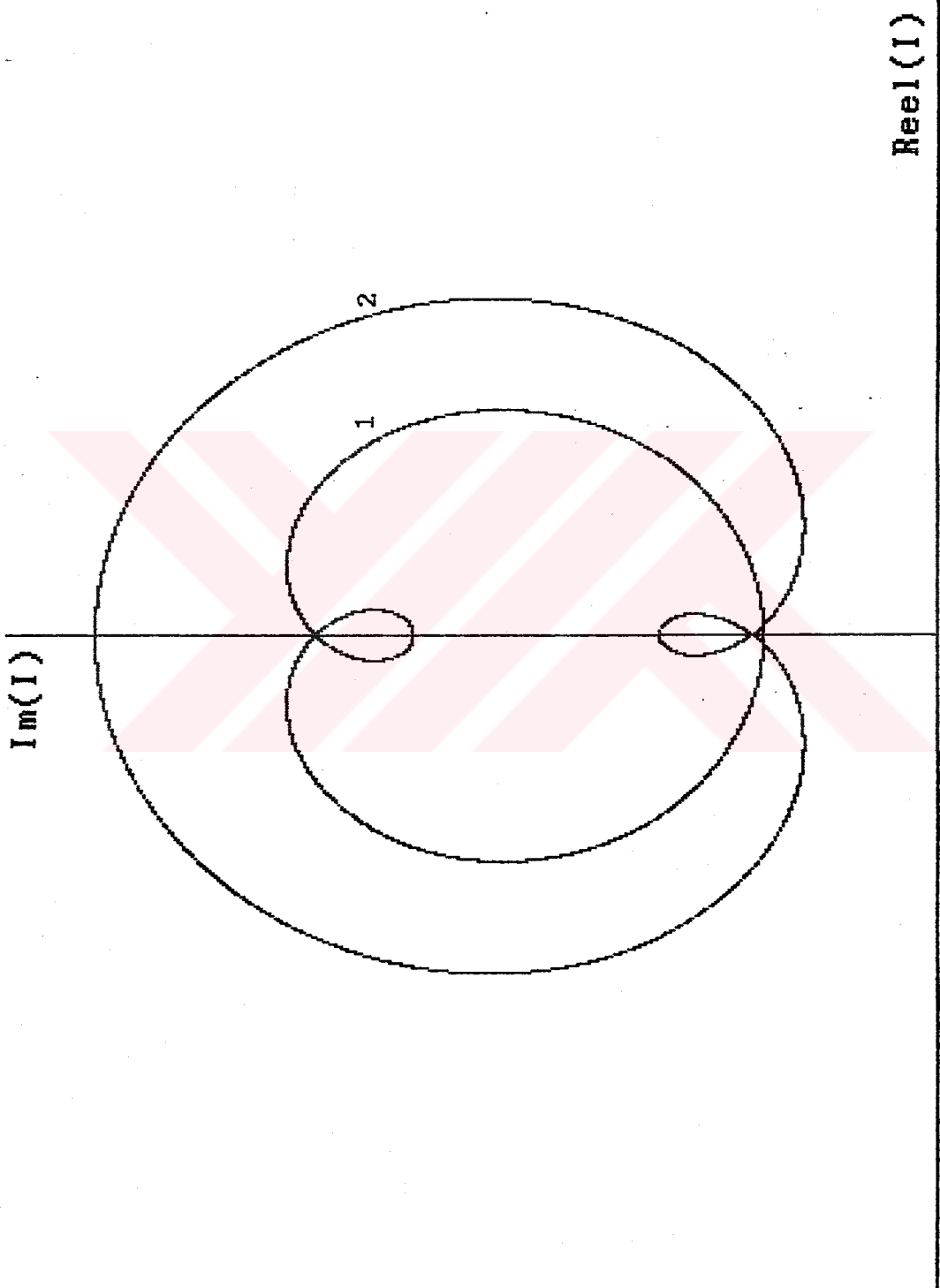
$$U_1 \sin \delta = I_{1q} X_q = I_1 X_q \sin \delta$$

$$U_1 = X_q I_1$$

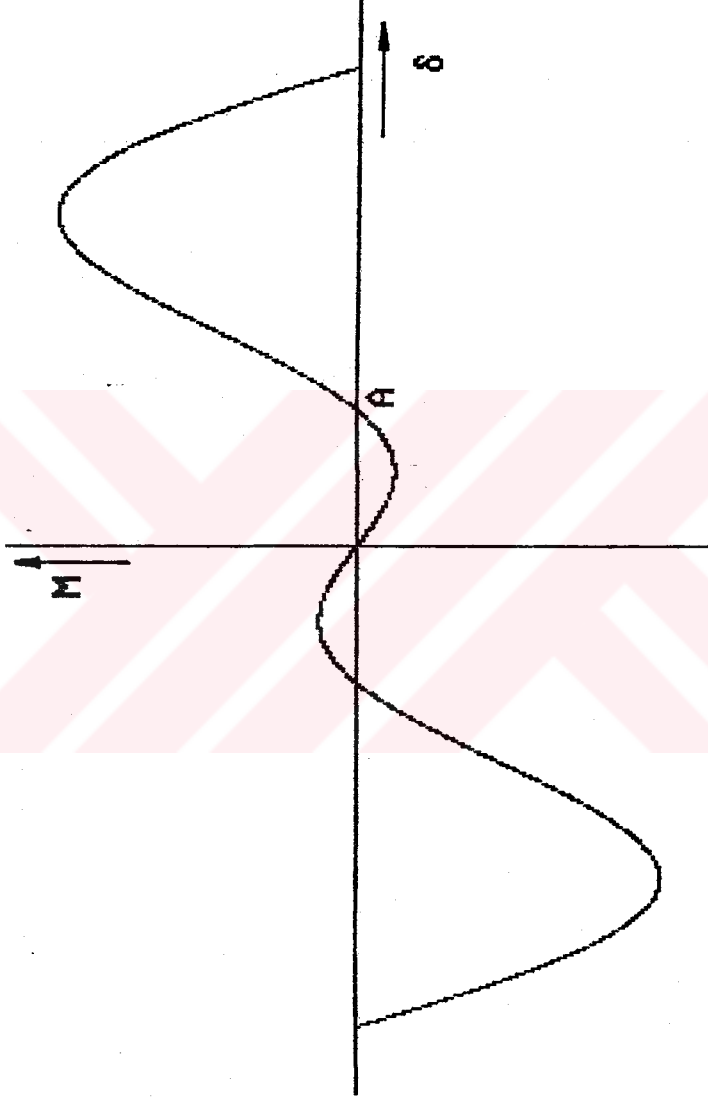
yazılabilir ve (6.43) ile verilen ikinci boşa çalışma noktasını tanımlar.



Şekil 6.6: T.Y.S'de SMSM akım yereğrisi,  $U_1=220V$   
 $U_P=100V$ ,  $X_d=5.2\Omega$ ,  $X_q=18\Omega$ ,  $R_1=0$



Şekil 6.7: 1)Çıkık kutuplu makine akımyereğrisi,  $R_1=0$   
2)SMSM akımyereğrisi,  $R_1=0$



Şekil 6.8: SMSM Moment-yükaçısı değışimi

### 6.5. Örnek SMSM'nin Sürekli Hal Davranışının incelenmesi:

Örnek olarak incelenen SMSM; 3 kW, dört kutuplu standart asenkron motor boyutlarına sahiptir. Mıknatıs olarak Hicorex-Nd 94EA seçilmiş ve mıknatıslar Şekil 5.1'de gösterildiği gibi kütleli demirden rotor içine gömülüdür. Motora ait diğer boyutlar ve büyüklükler Ek-A'de verilmiştir.

Motor parametreleri, öngörülen boyutlar ile 5.bölümde açıklandığı gibi hesaplanmıştır. Demir ve mekanik kayıpları için, 7.5 kW'lık asenkron motor üzerinde yapılan deneyler ile belirlenen, demir direnci ve mekanik kayıpları öngörülmüştür.

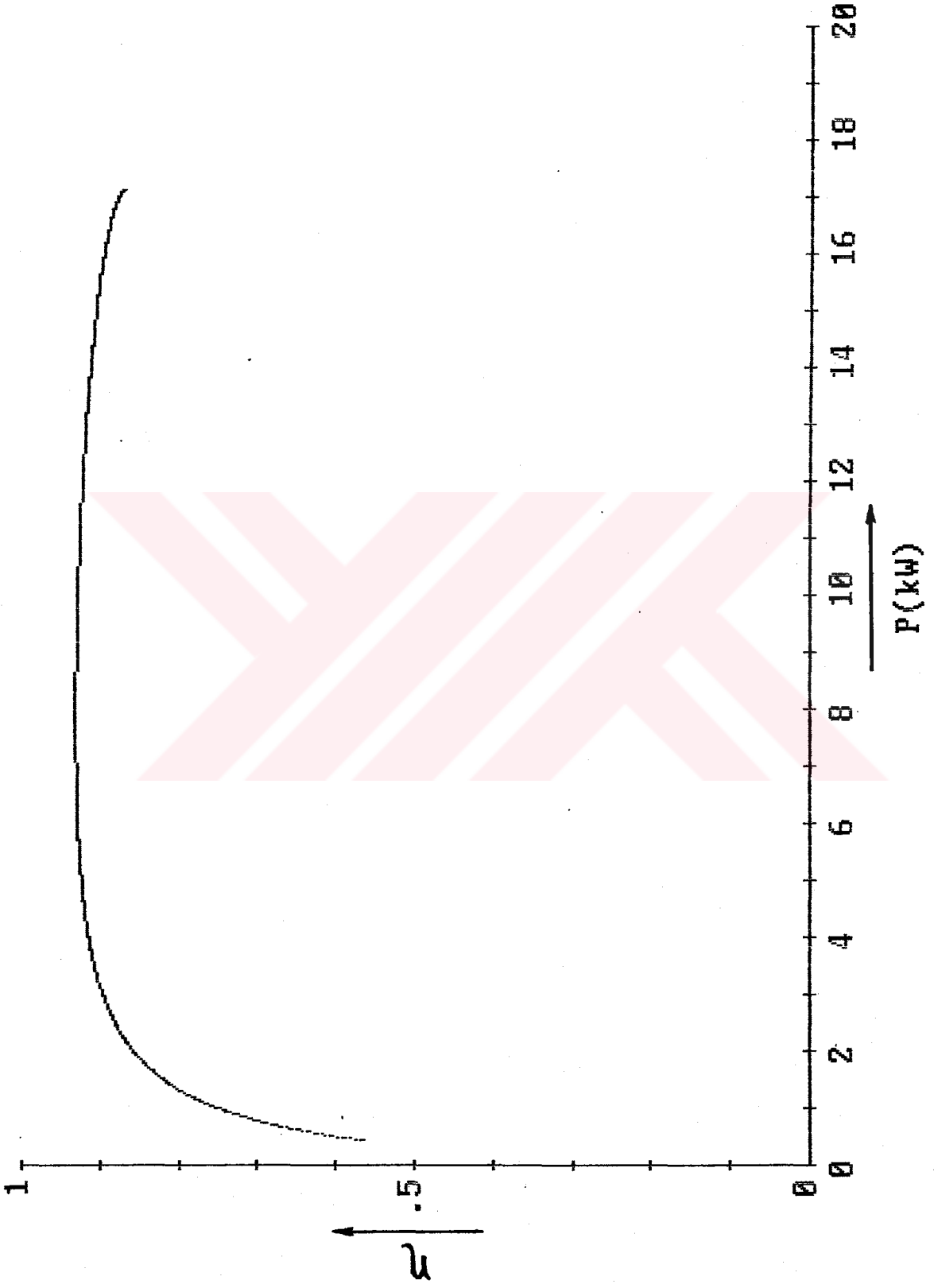
Tablo 6.1'de öngörülen SMSM'ye ait önemli büyüklüklere ait hesap sonuçları ve Şekil 6.9a,b,c,d,e,f'de değişimleri gösterilmiştir.

Tablo 6.1:

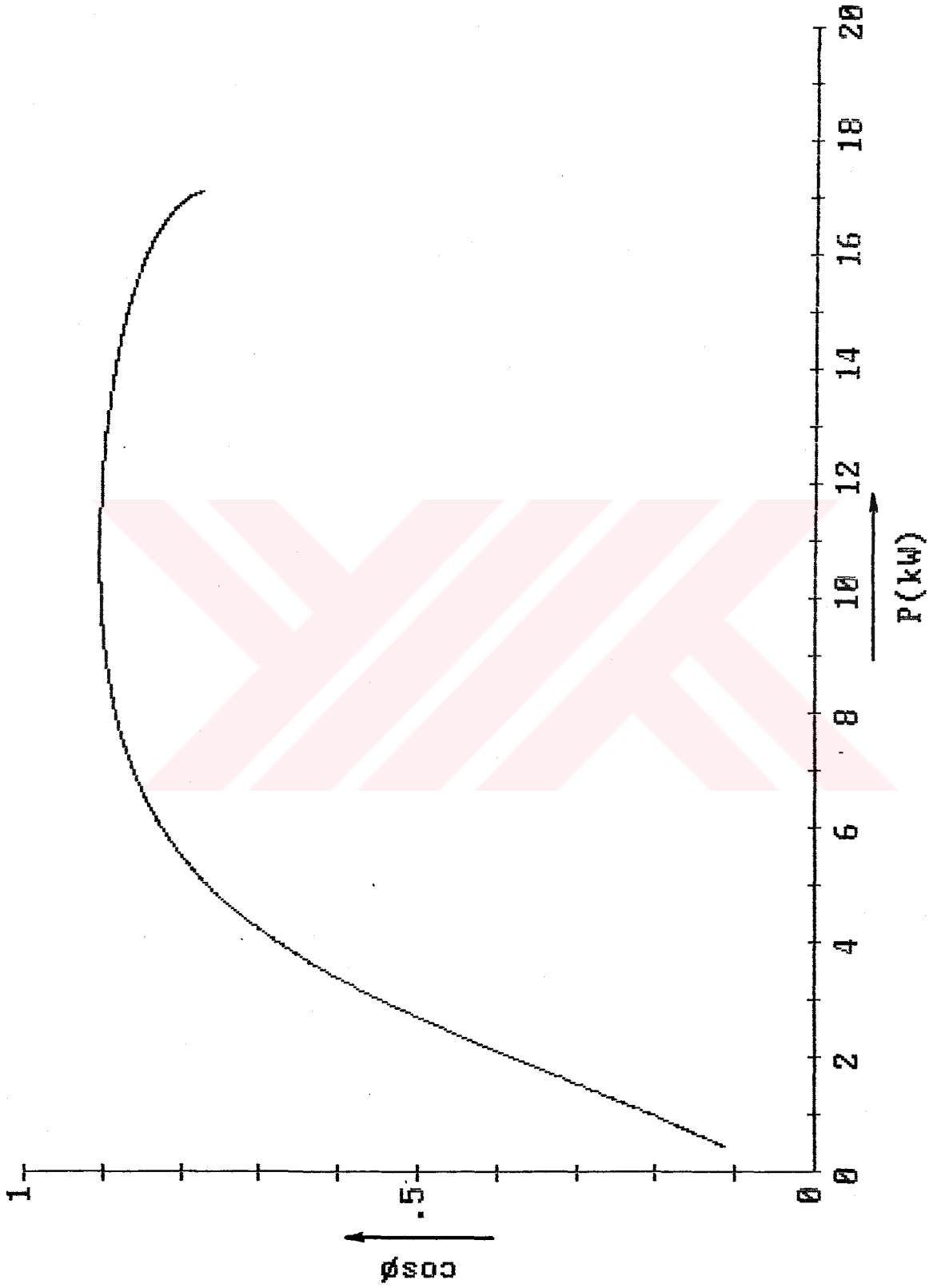
| s   | $I_d(A)$ | $I_q(A)$ | $I_l(A)$ | $\cos\phi$ | $\eta$ | $\eta \cdot \cos\phi$ | $V_{fe}(W)$ | $V_{cu}(W)$ | $P_m(kW)$ | $M(Nm)$ |
|-----|----------|----------|----------|------------|--------|-----------------------|-------------|-------------|-----------|---------|
| 31  | 9.57     | 6.49     | 11.56    | .05488     | .147   | .0080                 | 48.66       | 208.68      | .061      | .30     |
| 36  | 7.73     | 7.28     | 10.62    | .12518     | .6184  | .0780                 | 61.52       | 175.10      | .547      | 3.40    |
| 41  | 5.68     | 8.00     | 9.82     | .23537     | .7868  | .1852                 | 74.74       | 150.51      | 1.200     | 7.60    |
| 46  | 3.43     | 8.67     | 9.32     | .38084     | .8619  | .3282                 | 87.90       | 135.71      | 2.020     | 12.8    |
| 51  | .99      | 9.26     | 9.31     | .54244     | .8992  | .4878                 | 100.58      | 135.44      | 3.000     | 19.0    |
| 56  | -1.61    | 9.78     | 9.91     | .68607     | .9185  | .6301                 | 112.35      | 153.30      | 4.123     | 26.2    |
| 61  | -4.36    | 10.22    | 11.11    | .78885     | .9281  | .7322                 | 122.84      | 192.59      | 5.369     | 34.1    |
| 66  | -7.24    | 10.57    | 12.81    | .85129     | .9322  | .7936                 | 131.73      | 256.16      | 6.712     | 42.7    |
| 71  | -10.22   | 10.85    | 14.90    | .88502     | .9327  | .8255                 | 138.71      | 346.33      | 8.118     | 51.6    |
| 76  | -13.28   | 11.03    | 17.26    | .90067     | .9309  | .8384                 | 143.58      | 464.77      | 9.552     | 60.8    |
| 81  | -16.39   | 11.13    | 19.81    | .90485     | .9274  | .8391                 | 146.17      | 612.40      | 10.974    | 69.8    |
| 86  | -19.55   | 11.14    | 22.49    | .90108     | .9225  | .8313                 | 146.40      | 789.34      | 12.342    | 78.5    |
| 91  | -22.71   | 11.06    | 25.25    | .89113     | .9165  | .8167                 | 144.27      | 994.88      | 13.614    | 86.6    |
| 96  | -25.85   | 10.89    | 28.05    | .87583     | .9095  | .7965                 | 139.84      | 1227.48     | 14.748    | 93.8    |
| 101 | -28.96   | 10.64    | 30.85    | .85559     | .9013  | .7712                 | 133.26      | 1484.72     | 15.704    | 99.9    |
| 106 | -32.01   | 10.29    | 33.62    | .83062     | .8921  | .7410                 | 124.73      | 1763.41     | 16.444    | 104.6   |
| 111 | -34.97   | 9.87     | 36.33    | .80104     | .8816  | .7062                 | 114.52      | 2059.61     | 16.937    | 107.8   |
| 116 | -37.63   | 9.37     | 38.96    | .76697     | .8669  | .6669                 | 102.97      | 2368.71     | 17.154    | 109.2   |
| 121 | -40.56   | 8.79     | 41.49    | .72854     | .8558  | .6235                 | 90.45       | 2685.59     | 17.075    | 108.7   |

$$U_1=220V, U_p=126.52V, X_d=6.051\Omega, X_q=18.82\Omega$$

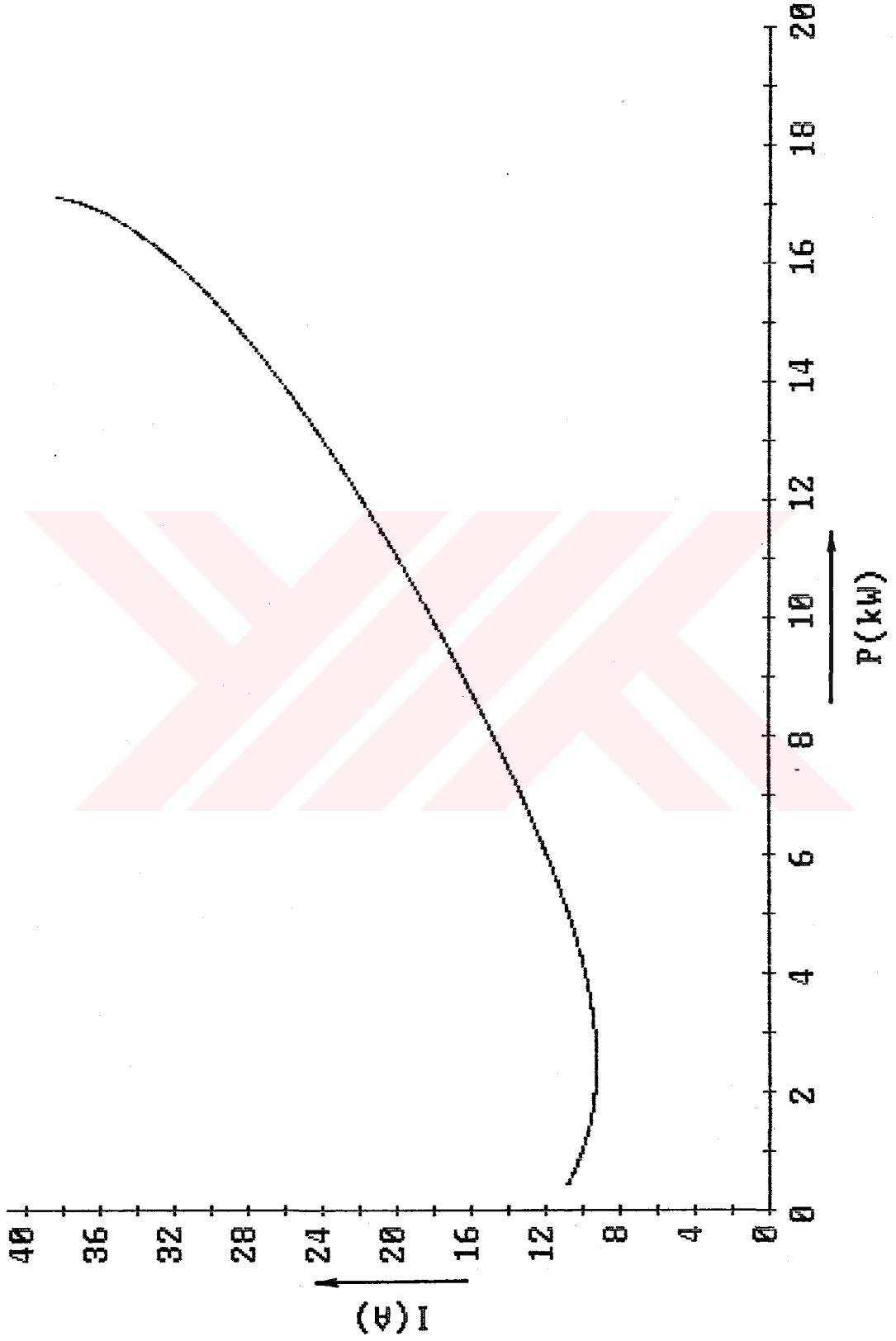
$$R_1=0.8537\Omega, R_{fs}=700\Omega, V_m=100W$$



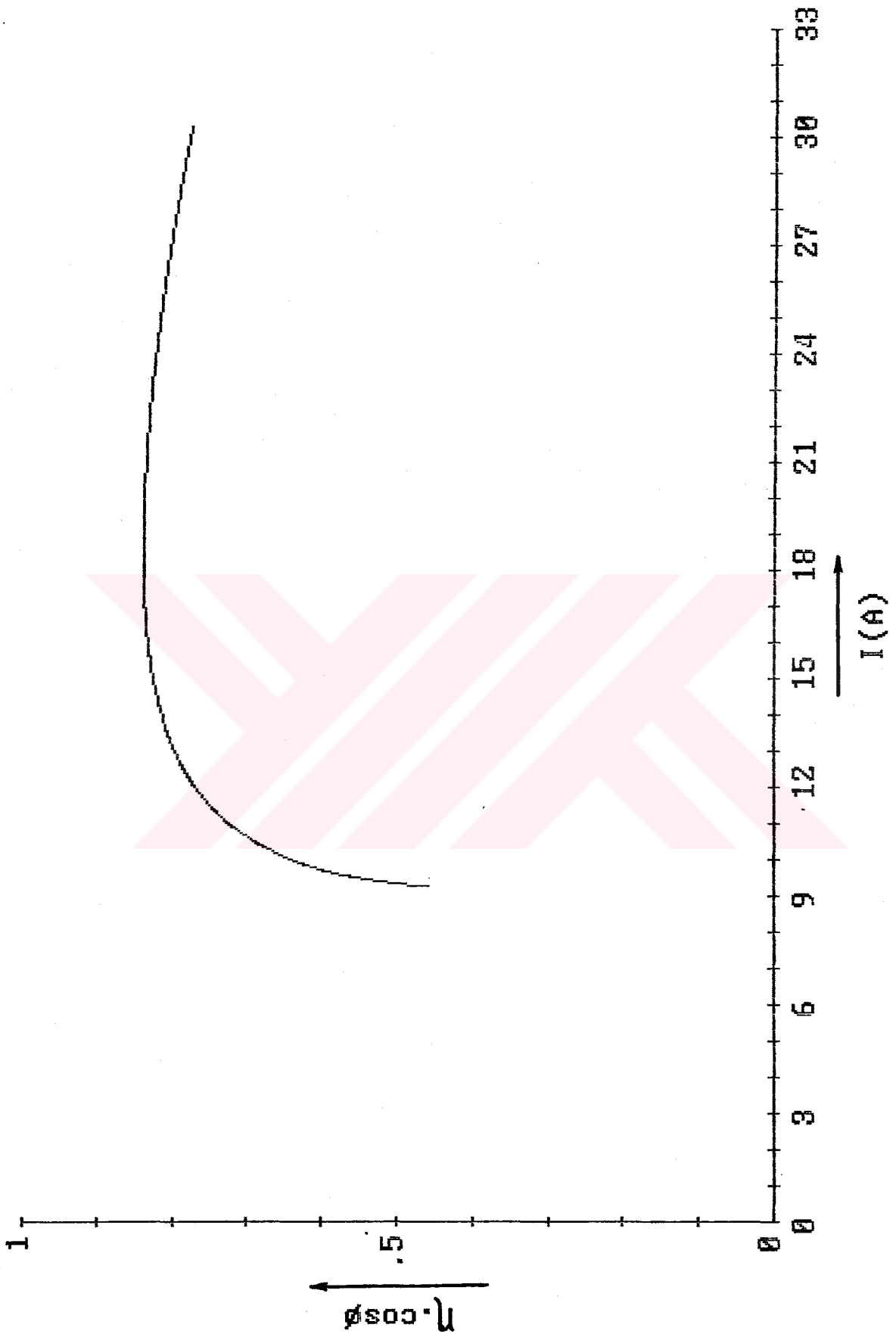
Şekil 6.9a : Verim-mil gücü değişimi,  $\eta=f(P_2)$



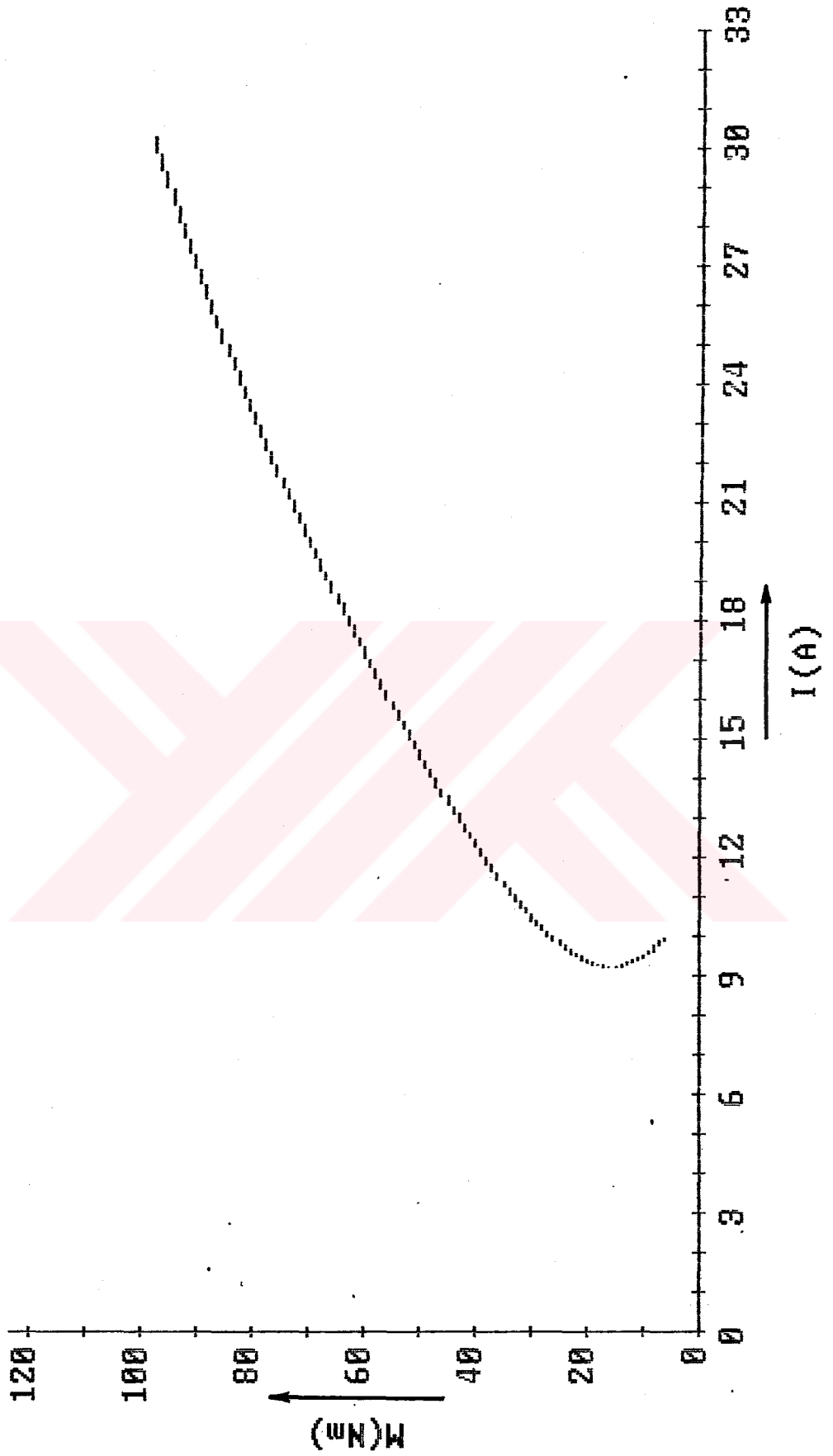
Şekil 6.9b : Güçkatsayısı-milgücü değişimi,  $\cos \phi_1 = f(P_2)$



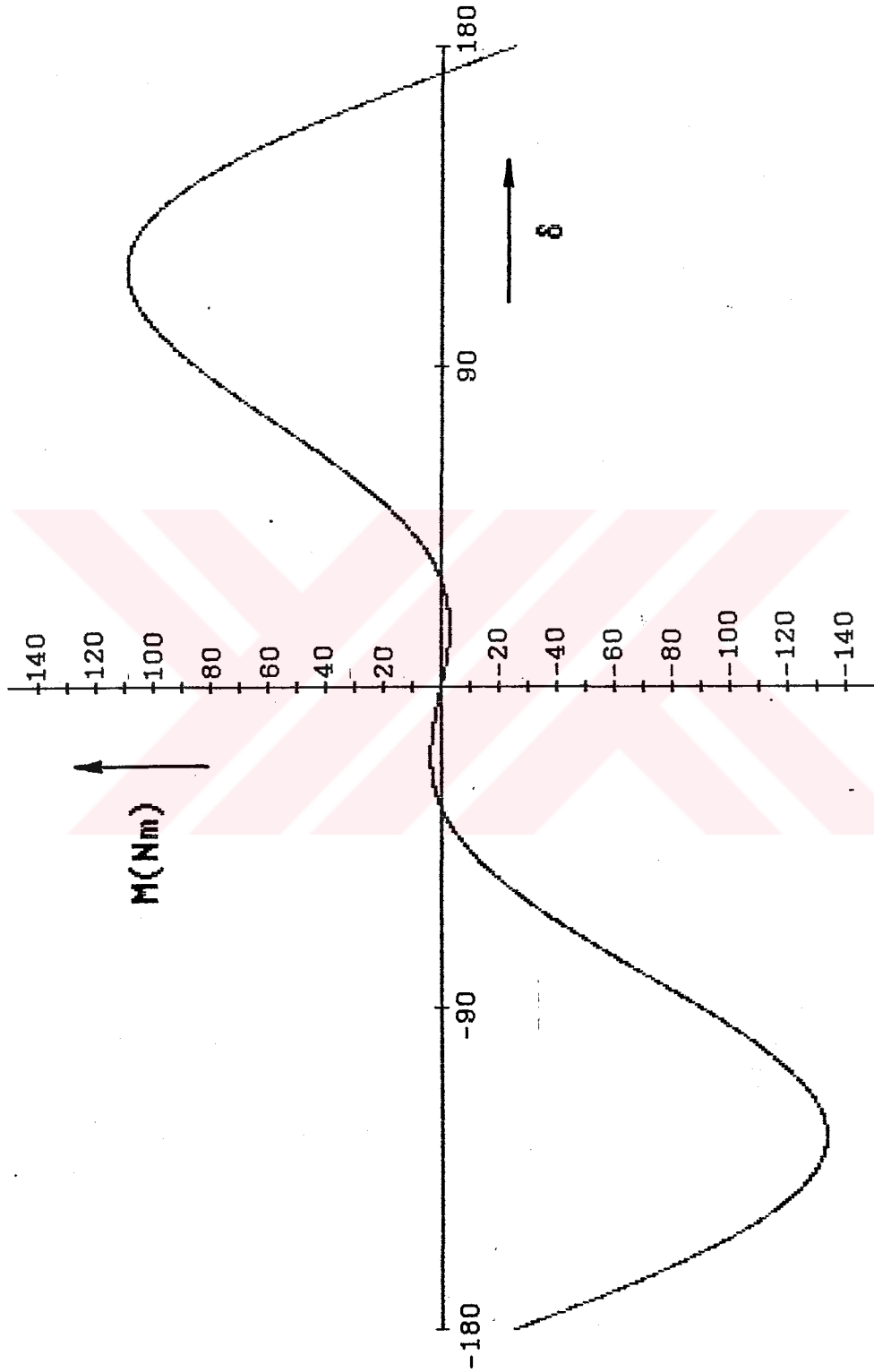
Şekil 6.9c : Akım-mil gücü değişimi,  $I_1=f(P_2)$



Şekil 6.9d :  $\eta \cos \phi_1 = f(I_1)$



Şekil 6.9e : Mil momenti-akım değişimi,  $M=f(I_1)$



Şekil 6.9f : Mil momenti-yükaçısı değişimi,  $M=f(\delta)$

Tablo 6.1'de verilen hesap sonuçlarından görülebileceği gibi, öngörülen SMSM'de  $\cos\phi$ 'nin en büyük olduğu noktada verim %92.72 ve mil gücü 10.409 kW olmaktadır. Kayıplar hesaba katılarak, ayrıt 6.3'te açıklanan önemli çalışma noktaları aşağıda verilmiştir.

i) Birinci boşa çalışma noktasında, hava aralığı gücü( $P_g$ ) sıfırdır. Dolayısıyla (6.33) ifadesinden görüldüğü gibi  $I_q=0$  ve  $\delta_h=0$  koşulu altında hava aralığı gücü sıfır olur ve bu noktada  $\delta=3^\circ.45''$ ,  $I_d=15.38$  A olarak,

ii) ikinci boşa çalışma noktasında, faz açısı;  $\phi=\delta+90^\circ$  ve akımın etkin bileşeni sıfırdır, bu noktada  $\delta=21^\circ.38''$ ,  $I_d=12.42$  A,  $I_q=4.86$  A,  $I_1=13.34$  A olarak,

iii) Devrilme noktasında, mil gücü en büyük değerini almakta ve bu noktada  $\delta=117^\circ.3''$ ,  $P_{2max}=17.165$  kW olarak,

iv) En küçük stator akımı, kısmi yüklemde  $\delta=48^\circ.5''$  noktasında  $I_{1min}=9.26$  A olarak,

v) En büyük stator akımı, motor çalışma bölgesinde  $\delta=172^\circ.36''$ , noktasında  $I_{1max}=56.9$  A olarak bulunmuştur.

## SONUÇLAR

indüksiyon makinesi olarak asenkron makinelerin 2. bölümde açıldığı gibi, asenkron makinenin özelliğinden dolayı geliştirilebilecek tasarımlar ile verim ancak belirli bir noktaya kadar artırılabilir. Buna karşılık sürekli mıknatıslar ile gerçekleştirilen senkron makinelereki tasarımlar ile asenkron makinedeki kayıplar ortadan kaldırılarak daha büyük verimli, hafif ve büyük güç yoğunluğuna sahip, aynı dinamik davranışı gösterebilen ve özellikle senkron hızda çalışabilen makineler yapılabilir. Gelişen denetim olanakları ile doğru akım makinesi karakteristiğine sahip makine olarak davranış göstermekte ve bu noktada aynı olanaklara sahip indüksiyon makinelerine alternatif olmaktadır.

Sürekli mıknatıslı senkron makinenin tasarımında kullanılacak mıknatısın magnetik özelliklerine, boyutlarına ve yerleştirme biçimlerine bağlı olarak hava aralığındaki akı dağılımı, yükleme durumuna göre makine parametrelerinin değişiminin değerlendirilmesi için oldukça önemlidir ve incelenmesi gerekir. Hava aralığındaki akı dağılımı nümerik olarak, sonlu elemanlar yöntemi veya analitik olarak magnetik devre modeli ile incelenebilir.

Magnetik devre üzerinde yapılan bazı basitleştici varsayımlar ile hava aralığındaki alan dağılımı ve makine parametreleri belirlenerek  $X_d < X_q$  sonucuna varılmıştır. Bu normal bir çıkık kutuplu senkron makineden farklı biçimde SMSM'ye ait önemli bir özellik olarak görünmektedir.  $X_d < X_q$  olması nedeni ile en büyük moment  $90^\circ$  den büyük yükaçılarında ortaya çıkmakta ve küçük yükaçılarında, yük momentindeki yavaş değişim, yükaçısında hızlı bir değişime neden olmaktadır. Bu noktaya özellikle hız denetimli SMSM'de değişken frekans ve gerilimle çalışmada dikkat edilmelidir.

Demir kayıplarını içeren eşdeğer devre üzerinde gösterici denklemler yardımı ile belirlenen büyüklükler, SMSM'nin sürekli hal davranışı açısından önem taşımakta ve tasarım başlangıcında makine boyutlarının belirlenmesi ve makine davranışının önceden belirlenmesinde büyük bir yaklaşıklık sağlayabilecektir. Ancak, bu tezde konu edilmeyen önemli bir nokta, asenkron kalkış ve senkronlama konusu olup, gözden uzak tutulmamalıdır ve incelenmesi gerekir.

Sonuç olarak, mıknatıs malzemelerindeki gelişmelere paralel olarak, sürekli mıknatısların elektrik makinelerinde kullanılabilirliği, özellikle büyük güçlü sürekli mıknatıslı senkron makinelerde kullanılabilirliği artacak, yeni tasarımlar ve denetim olanakları ile birlikte, doğru akım makinelerinin yerini alması ve endüstride indüksiyon makinelerine alternatif olması beklenebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] Richter, E., Miller, T.J.E., Neumann, T.W and Hudson, T.L. " The Ferrite Permanent Magnet AC Motor - A Technical and Economical Assessment " IEEE Trans. Ind. Appl. Soc., Vol. IA-21. No.4 May/June 1985.
- [2] Aldemir, Dr-Ing. R., " Sürekli Mıknatıslarla Uyarılmış Senkron Makineler Üzerine Bir inceleme" Doçentlik Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, 1977.
- [3] Jons, T.M., Kliman, G.B. and Neumann, T.W., " Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives " IEEE Trans. Ind. Appl. Vol.22 No.4 July/August 1986.
- [4] Honsinger, V.B., " Permanent Magnet Machines: Asynchronous Operation " IEEE Trans. Power Apparatus Systems Vol. PAS-99 , No.4 July/Aug 1980.
- [5] Honsinger, V.B., " The Fields and Parameters of Interior Type AC Permanent Magnet Machines" IEEE Trans. Power Apparatus Systems Vol. PAS-101 No.4, April 1982.
- [6] Richter, E. and Neumann, T.W., " Saturation Effects in Salient Pole Synchronous Motors with Permanent Magnet Excitation " Proceedings, International Conference on Electrical Machines Part 2 , September 1984.
- [7] Sneyers, B., Novotny, D.W. and Lipo, T.A., " Field Weaking in Buried Permanent Magnet AC Motor Drives " IEEE Trans. Ind. App., Vol. IA-21 No.2 March/April 1985.

- [8] Pillay, P. and Krishman, R., " Modeling, Analysis and Simulation of a High Performance Vector Controlled, Permanent Magnet Synchronous Motor Drive " IEE ,IAS Annual Meeting Atlanta USA, October 1987.
- [9] Nasar, S.A. and Unnewehr, L.E., " Electromechanics and Electric Machines " by John Wiley & Sons Second Edition , New York,1983.
- [10] Pillay, P. and Krishmann, R., " Applications Characteristics of Brushless DC Motors for Servo Drives " IEEE IAS Annual Meeting, Atlanta, Georgia, USA, October 1987.
- [11] Brosan, G.S.,Hayden,J.T., "Anvenced Electrical Power and Machines" by SIR ISAAC PITMAN & SONS LTD
- [12] Say, M.G., "Alternating Current Machines"by PITMAN Publishing Ltd., Fourth Edition, Great Britain, 1978

**Ek-A:**

**I) Motor boyutları:**

rotor çapı..... D=90 mm  
rotor uzunluğu.....  $l_s=115$  mm  
hava aralığı boyu.....  $g=1.1$  mm  
mıknatıs boyu.....  $L_m=14$  mm  
mıknatıs yüksekliği.....  $h_m=22$  mm  
kaçak akı duvarı yüksekliği...  $t=4$  mm

**II) Stotar:**

oluk sayısı.....  $q=36$   
faz sayısı.....  $m=3$   
kutup sayısı.....  $P=4$   
sarım sayısı/faz.....  $N=144$

**III) Mıknatıs:**

Hicorex-Nd 94EA (Neodmium-Iron-Boron)  
 $B_{rm} = 1.13$  Wb/m<sup>2</sup>  
 $H_{cm} = 835.563$  kA/m

**IV) Makine parametreleri:**

stator gerilimi.....  $U_1=220$  V  
stator gerilimi frekansı.....  $f=50$  Hz  
kutup tekerleği gerilimi.....  $U_p=126.5$  V  
d-eksen mıknatıslama reaktansı  $X_{md}=5.21$   $\Omega$   
q-eksen mıknatıslama reaktansı  $X_{mq}=17.99$   $\Omega$   
stator sargı direnci.....  $R_1=0.52$   $\Omega$   
stator kaçak raktansı.....  $X_{1\sigma}=0.846$   $\Omega$   
demir kayıp direnci.....  $R_{Fe}=700$   $\Omega$   
mekanik kayıplar.....  $V_m=100$  W

**V) Düzenlenmiş makine parameteleri:**

$X_d=6.051$   $\Omega$   
 $X_q=18.82$   $\Omega$   
 $R_1=0.6537$   $\Omega$

## **ÖZGEÇMİŞ**

Orhan DİRİL 1964 yılında İstanbul'da doğdu. İlk öğrenimini Ahmet HAŞİM ilkokulu, orta öğrenimini Tuna Lisesinde İstanbul'da tamamladı. 1982 yılında İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Bölümüne girdi. Lisans öğrenimini 1986'da tamamladıktan sonra aynı yıl İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Anabilim dalı programına katıldı. 1988'de İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Makineleri Anabilim dalına Araştırma Görevlisi olarak girdi ve halen bu görevi sürdürmektedir.