İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Asuman FIRAT

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

KASIM 2006

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKON MOTOR

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Asuman FIRAT
504041006

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 8 Mayıs 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 3 Kasım 2006

Tez Danışmanı : Yrd.Doç.Dr. Özgür ÜSTÜN
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Faik MERGEN (İ.T.Ü.)
Yrd.Doç.Dr Mehmet BAYRAK (S.Ü.)

KASIM 2006

İÇİNDEKİLER

TABLO LİSTESİ iii
ŞEKİL LİSTESİ iv
ÖZET vi
SUMMARY viii

1. GİRİŞ 1
1.1. Şebeke Kalkışlı Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Yapısı 2
1.2. Tek Fazlı Şebeke Kalkışlı Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Çalışma Prensibi 3
1.3. Tek Fazlı Şebeke Kalkışlı Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Avantajları 4
1.4. Tek Fazlı Şebeke Kalkışlı Senkron Motorun Dezavantajları 5
1.5. Bir Fazlı Asenkron Motorun Çalışma Prensibi 7
1.6. Senkron Motorun Sürekli Hal Çalışması ve Kalkış Problemi 12

2. ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELLEMESİ **14**
2.1. Bir Fazlı Döner Alan 14
2.2. Simetrili Bileşenlerin Elde Edilmesi 17
2.3. Pozitif Bileşen Sistemi: 21
2.4. Negatif Bileşen Sisteminin Çözülmesi 24
2.5. Asenkron Momentler 31

3. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN TASARIM YAKLAŞIMLARI **35**
3.1. Stator Parametreleri 35
3.1.1. Oluk ve stator sacı 35
3.1.2. Sargı özellikleri 36
3.1.3. Kondansatörler 36
3.1.4. Hava aralığı 38
3.2. Rotor Parametreleri 39
3.2.1. Rotor çubukları 39
3.2.2. Mıknatıs 41
3.2.3. Akı bariyeri 44

4. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİYLE ANALİZİ **47**

5. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SİMULİNK İÇİN MODELLENMESİ **58**
5.1. Sargı Denklemleri 58
5.2. Rotor Denklemleri 63
5.3. Halkalanan Akılar 65
5.4. Eşdeğer Devre 65
5.5. Moment Denklemleri 69

6. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SENKRON MOTORUN SİMULİNK MODELİ VE SONUÇLARI **71**
6.1. Simülasyon Denklemleri ve Simulink Modeli 71
6.2. Simülasyonda Kullanılan Değerler ve Elde Edilen Dalga Şekilleri 74

7. ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN YAPIMI **82**

8. SONUÇLAR VE TARTIŞMA **84**

KAYNAKLAR **86**

ÖZGEÇMİŞ **89**

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 3.1: Aynı kalınlıktaki mıknatısların motor verimine etkisi..... 42

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1: Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor 2
Şekil 1.2: Sargıların bağlanış şekli 3
Şekil 1.3: Bir fazlı asenkron motorun pozitif ve negatif döner alanlarının yarattığı moment-hız eğrisi ve bunların bileşkesi 8
Şekil 1.4: Bir fazlı asenkron motora endüktif yol verme ve akım-gerilim fazör diyagramı 9
Şekil 1.5: Bir fazlı asenkron motora endüktif yol verme için hız-moment eğrisi 9
Şekil 1.6: Bir fazlı asenkron motora kapasitif yol verme ve akım gerilim için fazör diyagramı 10
Şekil 1.7: Bir fazlı asenkron motora kapasitif yol verme için hız moment eğrisi 11
Şekil 2.1: Stator sargılarının eksenel olarak gösterilişi 16
Şekil 2.2: Statordaki sargıların bağlantısı 18
Şekil 2.3: Pozitif sistem için fazör diyagramı 21
Şekil 2.4: Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun moment hız eğrisi 34
Şekil 3.1: Kalkış kondansatörlerinin hız moment eğrisine etkileri [14] 37
Şekil 3.2: Hava aralığı büyüklüğünün verime etkisi 39
Şekil 3.3: Farklı mıknatısların demagnetizasyon eğrileri 41
Şekil 3.4: Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı motor için zamana göre hız eğrisi 45
Şekil 3.5: Zamana göre moment eğrisi 46
Şekil 3.6: Ana sargı akımı ve yardımcı sargı akımının zamana göre değişimi 46
Şekil 4.1: Analizi yapılan motorun üçgen ağlara bölünmüş şekli 48
Şekil 4.2: Motorun analizinde kullanılan devre şeması 49
Şekil 4.3: Motora uygulanan gerilimin dalga şekli 50

Şekil 4.4: Şebeke akımı ve sargı akımlarının dalga şekli 50
Şekil 4.5: Analizi yapılan motorun akı çizgileri 51
Şekil 4.6: Analizi yapılan motorun akı yoğunlukları dağılımı 52
Şekil 4.7: Analizi yapılan motorun hava aralığı akı yoğunluğu normal bileşeni 52
Şekil 4.8: Analizi yapılan motorun EMK'sını ölçmek için kullanılan devre şeması 53
Şekil 4.9: Analizi yapılan motorun EMK dalga şekli 53
Şekil 4.10: Analizi yapılan motorun hız grafiği 54
Şekil 4.11: Analizi yapılan motorun giriş gücü 54
Şekil 4.12: Analizi yapılan motorun moment dalga şekli 55
Şekil 4.13: Rotor bakır kaybı 56
Şekil 4.14: Stator bakır kaybı 56
Şekil 4.15: Rotor demir kaybı 57
Şekil 4.16: Stator demir kaybı 57
Şekil 5.1: Stator sargılarının bağlantı şeması 59
Şekil 5.2: d ekseni eşdeğer devresi 66
Şekil 5.3: q ekseni eşdeğer devresi 66
Şekil 6.1: Besleme gerilimi dalga şekli 75
Şekil 6.2: Ana sargı akımı dalga şekli 75
Şekil 6.3: Yardımcı sargı akımı dalga şekli 75
Şekil 6.4: Kapasite değişimini gösteren dalga şekli 76
Şekil 6.5: Motorun hız grafiği 76
Şekil 6.6: Motorun hız salınımlarını gösteren grafik 77
Şekil 6.7: Relüktans momenti dalga şekli 77
Şekil 6.8: Endüklenen moment dalga şekli 78
Şekil 6.9: Mıknatıs momenti dalga şekli 78
Şekil 6.10: Elektriksel moment dalga şekli 79
Şekil 6.11: Motorun yük momenti 79
Şekil 6.12: Yüklü durumda motorun hızı 80
Şekil 6.13: Motorun yüklendiği andaki hız değişimi 80
Şekil 6.14: Yüklü durumda kapasite değişimini gösteren grafik 81
Şekil 6.15: Yüklü durumda motor momenti 81

TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR

ÖZET

Günümüzde teknolojinin gelişmesiyle birlikte elektrik motorları bir çok uygulamada kullanım olanağı bulmuştur. Yüksek verim, güç faktörü, mıknatıs alanındaki gelişme gibi avantajlarla sürekli mıknatıslı motorlar en çok tercih edilen motor türleri arasındadır.

Özellikle sabit hız uygulamalarında senkron motorlar kullanılmaktadır. Son zamanlarda geleneksel senkron motorun yerini sürekli mıknatıslı senkron motorlar almaktadır. Mıknatısın sağladığı yüksek verimin yanında motorun yapısında da basitleştirme sağlaması bakımından sürekli mıknatıslı senkron motorların uygulama alanları sürekli gelişmektedir. Ancak bu motorlar doğrudan şebekeden beslendiklerinde kalkış problemi ortaya çıkmaktadır. Herhangi bir ara devre kullanmadan, doğrudan şebeke beslemeli senkron motorun kalkış yapabilmesi için rotoruna kafes yapısı eklenmiştir. Böylece senkron motora asenkron motor gibi kalkış yaptırılır. Tek fazlı şebekeden beslenen motorların sargılarına kapasitif empedans bağlanarak hem kalkış yaptırılmakta hem moment arttırılmaktadır. Motor, sürekli halde şebekeye senkron çalışmaktadır. Bu çalışmada bu motorun detaylı incelemesi yapılmış, sonlu elemanlar yöntemiyle analizi yapılmıştır.

Öncelikle motorun yapısı ve çalışma prensibi anlatılmıştır. Diğer motorlara göre avantajları ve dezavantajları tartışılmıştır. Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun dinamik çalışması asenkron motora, sürekli hal çalışması senkron motora benzediği için her iki motor tipi ayrı başlıklar altında incelenmiştir.

Motorun çalışmasını incelerken motorda endüklenen momentlerin ifadesi çıkarılmıştır. Hem asenkron çalışmadaki hem senkron çalışmadaki moment ifadeleri gerekli dönüşüm matrisleri uygulanarak hesaplanmıştır.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun tasarımını etkileyecek parametreler ayrı ayrı ele alınmış; her bir parametrenin motor performansına etkisi incelenmiştir.

Motorun analizi yapılmıştır. Analizde daha hassas çözüm elde edilmesi açısından sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Analiz sonuçları çeşitli dalga şekilleriyle değerlendirilmiştir.

Analizi yapılan motorun değerleri kullanılarak Simulink'te simülasyonu yapılmıştır. Simulink modelini kurabilmek için motorun denklemleri çıkartılmıştır. Motor, Simulink'te modellendikten sonra çeşitli grafiklerle motorun çalışması gözlenmiştir. Simulink modelinin kurulmasıyla motorun modellenmesinde söz sahibi olarak modelin motor üzerindeki etkisi arttırılmıştır.

Son olarak tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun konstrüksüyonu anlatılmıştır.

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun sağladığı avantajların önem kazanması ve bu konuda yapılacak çalışmaların getireceği olumlu özellikler ileride bu motorun önemini ve kullanım alanlarını arttıracaktır. Bu çalışmada bu motorun detaylı incelemesi yapılmış, çeşitli bilgisayar programları yardımıyla analizi yapılmıştır. Analizi yapılan motorun prototiplemesi yapılamadığı için motor testleriyle analiz sonuçları karşılaştırılamamıştır.

SINGLE PHASE LINE START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

SUMMARY

Improvements in technology have opened new areas for electrical motors. Due to high efficiency and power factor permanent magnet motors are preferred in many applications.

Synchronous motors are mostly used in constant speed applications. Nowadays conventional synchronous motors are being changed with permanent magnet synchronous motors. High efficiency provided by the magnets and simplifications in motor structure make these motors more attractive. Field excitation is simplified by the use of the magnet. There is no need any dc source. However, when these motors are line started some problems arise. In order to start these motors without any electronic circuit, cage structure is added. Therefore motor starts as an induction motor but operates as a synchronous motor in steady state. In this work, this motor is studied in details.

First of all, structure of the line start permanent magnet synchronous motor and working principle are explained. Advantages and disadvantages of the motor are discussed. Because it includes two different electrical motor working principle, induction motor and synchronous motor are mentioned briefly. Added to this, expressions for motor torques are derived. Parameters of the line start permanent magnet motor are studied in detail and their effects are discussed. In order to observe the motor behavior a single phase line start permanent magnet motor is analyzed using finite element method.

Moreover, the analyzed motor is simulated in Simulink. In order to model the motor, equations that define the physical working principle of the motor are derived. According to these equations, the model is constructed in Simulink and the waveforms obtained from this model are discussed.

Finally construction steps of this motor are explained.

The more studies about line start permanent magnet synchronous motor provide the more serviceable motors. Therefore the use of the motor increases. In this study, single-phase line start synchronous motor is observed in detail and analyses of the motor are performed via different computer programs. Unfortunately the absence of the analyzed motor prototype prevented to compare the results of the tests and analyses.

1. GİRİŞ

Enerji, dünyanın en önemli sorunlarından biridir. Artan nüfusa ve teknolojideki gelişmelere rağmen azalan enerji kaynakları, verimli cihazlar kullanmayı zorunlu hale getirmiştir. Bunun için birçok uygulamada verimi arttırıcı çözümler üzerinde çalışılmaktadır.

Elektrik motorları, elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren ve yaşamın her alanında kullanılan cihazlardır. Günümüzde motorların verimini arttırmak için sürekli mıknatıslı motorlar kullanılmaktadır. Sürekli mıknatıslı motorların en popüleri fırçasız doğru akım motorudur. Fırçasız doğru akım motoru hız ayarına elverişli olmasına rağmen, maliyeti olan eviriciye ihtiyaç duyması nedeniyle kullanım alanı sınırlıdır.

Gündelik hayatta özellikle elektrikli ev aletlerinde bir fazlı asenkron motorlar kullanılmaktadır. Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorlar asenkron motora alternatif olmaktadır. Bu motorlarda asenkron motorun rotoruna mıknatıs yerleştirilerek daha verimli motorlar elde edilmiştir.

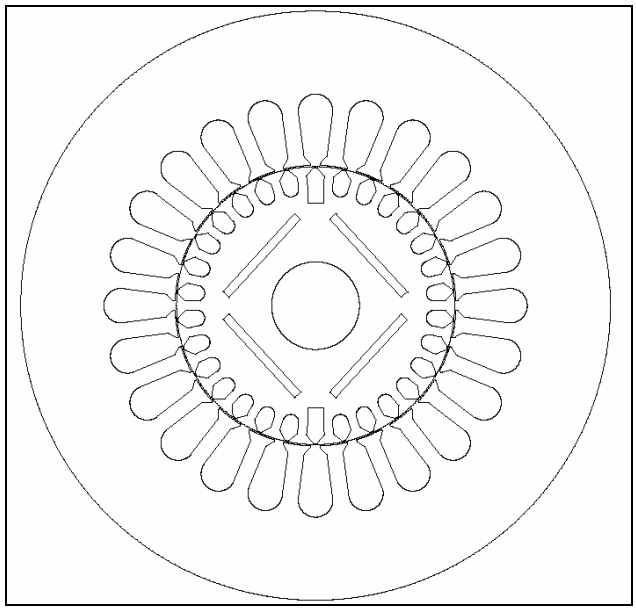
Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor, arada herhangi bir devre ihtiyacı olmadan, doğrudan şebekeyle beslenir. Sürekli halde klasik senkron motorun performansına sahiptir. Klasik senkron motorun kalkış sorunu da kafes yapısıyla çözülerek pahalı sürücü devrelere ihtiyaç kalmamaktadır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorun uygulama alanları geniştir ve gittikçe artmaktadır. En çok küçük güçlü sabit hız uygulamalarında kullanılır. Buzdolabı kompresörü gibi ev aletleri uygulamalarına çok uygundur.

1.1. Şebeke Kalkışlı Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Yapısı

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorlar, sabit frekansta çalışan motorlardır. Üç fazlı veya tek fazlı olabilir. Üç fazlı olan motorların genel tasarımı daha kolaydır. Üç fazlı motorların performans analizi [1-3] numaralı makalelerde ele alınmıştır. Bu çalışmada ayrıntılarına girilmeyecektir.

Tek fazlı şebekeden doğrudan beslenen sürekli mıknatıslı senkron motorun rotorunda şekil 1.1'de görüldüğü gibi hem sürekli mıknatıs hem de rotor olukları bulunur. Rotor olukları şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun asenkron motor gibi kalkış yapmasını sağlar. Mıknatıslar ise motorun sürekli haldeki performansını arttırıcı etkiye sahiptir. Böylece asenkron kalkışı senkron sürekli çalışmayla birleştiren bir motor elde edilmiştir. Kalkış ve çalışma kapasiteli motor, şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun tek fazlı olanıdır.

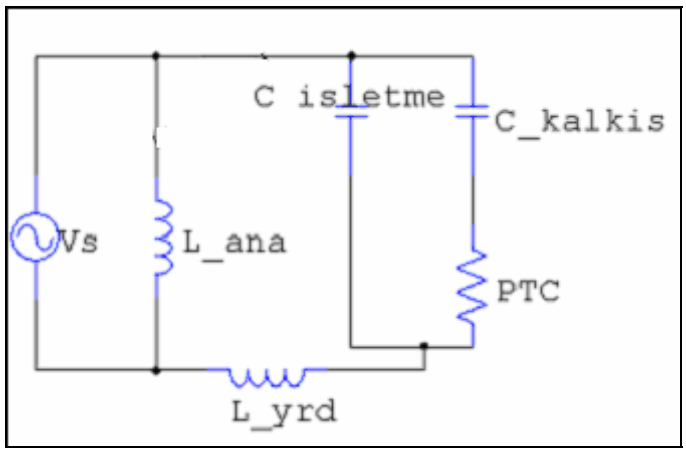


Şekil 1.1: Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor

Rotorda ayrıca akı bariyerleri kullanılmaktadır. (Şekil 1.1) Akı bariyerleri mıknatısın ürettiği akının kendisi üzerinden kısa devre olmasını önleyerek kaçak akıyı azaltır.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun statorunda ana sargı, yardımcı sargı ve yardımcı sargıya seri bağlanan işletme kondansatörüyle, işletme kondansatörüne paralel bağlanan kalkış kondansatörü bulunur. Ayrıca kalkış kondansatörüne seri bağlı bir PTC (Positive Temperature Coefficient) direnci vardır

(Şekil 1.2). Gerilim ilk uygulandığı anda, PTC direnci düşük seviyededir. Ancak motor kalkış yaptıktan sonra, yani yardımcı sargıdan akım akmaya başladıktan sonra, PTC üzerindeki sıcaklık artar. Sıcaklığın artmasıyla direnç de artar. Sürekli çalışma sırasında PTC direncinin değeri büyük olacağı için bu koldan geçen akım oldukça azalır. Motor şebekeye senkronlandıktan sonra bu kol açık devre gibi davranır. Böylece sürekli çalışmada PTC üzerindeki kayıp düşük olur. PTC sayesinde kalkış kondansatörü de senkron çalışmada devreden çıkarılmış olur



Şekil 1.2: Sargıların bağlanış şekli

1.2. Tek Fazlı Şebeke Kalkışlı Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Çalışma Prensibi

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun statoru, asenkron motor veya klasik senkron motor statorunun aynısıdır. Asenkron motor rotoruna mıknatıs eklenerek sürekli mıknatıslı senkron motorun rotoru elde edilir. Stator sargıları tek fazlı gerilimle beslendiğinde motorda döner alan oluşturamaz. Bu nedenle motorun stator sargıları ana sargı ve yardımcı sargıdan oluşur. Kapasite kullanılarak ana sargı ile yardımcı sargı arasında 90 derecelik faz farkı oluşturulur ve motorda döner alan oluşması sağlanır. Yardımcı sargıya kapasite bağlı olduğu için ana sargı ve yardımcı sargı gerilimleri arasında dengesizlik vardır. Tek fazlı besleme ve kapasite kullanılması faz dengesizliği yaratmaktadır. Bu da motorun dinamik performansını etkilemektedir. Kalkış kapasitesi motorun kalkış momentini de arttırmaktadır. Motor kalkışını tamamladıktan sonra kalkış kapasitesi devreden çıkar ve çalışma kapasitesi devrede kalarak senkron hızda maksimum verimi verir.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun sargıları güç kaynağına bağlandığında, hava aralığında dönen bir manyetik alan üretilir. Bu döner alanın halkaladığı akı zamanla değiştiği için rotor çubuklarında gerilim endüklenir. Kendi içinde kısa devre olan rotor iletkenlerinden akım akar. Motor endüklenen akımın ürettiği momentle kalkış yapar. Bu moment motorun kalkış yeteneğini belirler. Doğrudan şebekeye bağlanan motorlarda rotor çubuk yapısı gereklidir. Rotor çubukları, motorun asenkron kalkışını sağlamaktadır.

Kalkıştan sonra rotor senkron hıza ulaşıncaya kadar hızlanır. Rotor hızlanırken mıknatısların dönüşü sonucu ana sargı ve yardımcı sargıda elektromotor kuvveti (EMK) endüklenir. Sürekli mıknatısların ana ve yardımcı sargılarda endüklediği EMK rotor hızına bağlıdır. Stator döner alan hızıyla rotor hızı eşitlenince, rotor senkron hıza ulaşır. Senkronizasyonda mıknatısların ürettiği akının yarattığı alan, hava aralığı döner alanıyla senkronizedir. Bir başka deyişle motor şebekeye senkronizedir. Motor şebeke frekansında dönerken, döner alan hızı ile motorun hızı birbirine eşit olduğu için rotor çubuklarında gerilim endüklenmez ve rotor oluklarından akım akmaz. Pratikte motor senkron hızdan az da olsa farklı bir hızda çalıştığı için rotor oluklarında gerilim endüklenir ve oluklardan az da olsa akım akar. Senkronizasyondan sonra kafes moment etkisi kalkmakta ve mıknatıs hizalama momenti, yük durumuna göre temel moment kaynağı olarak motorun çalışmasını sürdürmektedir. Bu nedenle sürekli halde motor karakteristiği rotor direncinden etkilenmez.

1.3. Tek Fazlı Şebeke Kalkışlı Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Avantajları

Sürekli mıknatıslı senkron motor, uyarmasını rotorundaki mıknatıslarla sağlamaktadır. Bu durum rotorda yapısal olarak bir çok sadeleşmeyi de beraberinde getirmektedir. Rotorda uyarma sargısı yer almamaktadır. Böylece uyarma sargısını besleyecek dc kaynak ihtiyacı da ortadan kalkmaktadır. Uyarma kayıplarının da yok edilmesi verimi olumlu yönde etkilemektedir. Fırça ve bilezik gibi yapılar kullanılmadığı için bakım ihtiyacı ve masrafı da olmamaktadır.

Senkron çalışmada sürekli mıknatıslar daha yüksek elektromanyetik moment sağlayarak verimi arttırmaktadır. Knight ve Williamson tarafından yapılan çalışmada şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun asenkron motora göre %6 daha

verimli olduğu görülmüştür [4]. Senkron hızda senkron makine gibi çalıştığı için rotor iletkenlerinde endüklenen akımlar asenkron makineye göre çok azalmaktadır. Bu nedenle rotor iletken kaybı oldukça azalmaktadır. Bakır kayıpları azaldığı için ısınma problemi de ortadan kalkmaktadır. Şebeke kalkışlı sürekli mıknatısların güç faktörü klasik senkron motorlara göre daha yüksektir. Mıknatıslanma için gereken akım şebekeden çekilmeyerek reaktif güç azalmaktadır. Reaktif gücün azalması güç faktörünü arttırır.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor, aynı güçteki klasik senkron motora göre daha az yer kaplar. Klasik senkron motora göre rotor eylemsizliği daha düşüktür. Bir başka deyişle sürekli mıknatıslı senkron motorların ağırlık başına düşen güç değerleri (W/kg) daha yüksektir.

Kapasite kullanılması yol alma ve çalışma momentini arttırma imkanı vermektedir. Uygun kapasite değerleriyle motorun kalkış ve işletim moment değerleri ayarlanabilir. Böylece motorun moment-hız karakteristiği sınırlı oranda değiştirilebilmektedir.

1.4. Tek Fazlı Şebeke Kalkışlı Senkron Motorun Dezavantajları

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli çalışmada sahip olduğu avantajlarına rağmen özellikle kalkışta bazı dezavantajları vardır.

Sürekli çalışmada üretilen momentin temel kaynağı mıknatısken, mıknatıs asenkron çalışmada fren momenti oluşturmaktadır. Motorun kalkış yapabilmesi için bu fren momentini yenmesi gerekmektedir. Mıknatısların yarattığı fren momenti motorun ihtiyaç duyduğu kalkış momentini arttırmaktadır.

Motorda mıknatıs kullanıldığı için bu motorların uyarması kontrol edilemez. Mıknatısların demagnetize olma olasılığı vardır. Stator sargılarından büyük akım aktığında mıknatıslar demagnetize olabilir. Demagnetizasyon ihtimaline karşı stator akımının kontrol edilmesi gerekebilir. Kalkışta rotor kafesi olmasına rağmen, kafesin etkin rol oynamadığı senkron çalışmada da demagnetizasyon olabilir. Yüksek enerjili mıknatıs kullanılması maliyeti arttırmaktadır.

Manyetik özellikleri nedeniyle satın alınan mıknatısların taşınmaları zor olmaktadır. Bu nedenle genellikle şoklanmadan taşınırlar. Bu durum mıknatıs şoklama ihtiyacını da beraberinde getirmektedir. Bu da emek ve zaman kaybı yaratmaktadır. Rotor çubuklarından akım aktıkça rotorda ısınma olur. Sıcaklığın artması mıknatısın demagnetizasyon eğrisinde değişikliğe neden olur. Kalıcı akı yoğunluğu ve koersif alan şiddeti azalır. Her mıknatısın çalışma sıcaklığı farklı olduğu için mıknatıs seçiminde çalışma sıcaklığına dikkat edilmesi gerekir. Çok yüksek sıcaklıklarda, mıknatısın Curie sıcaklığı aşılabilir. Her mıknatıs türünün demagnetize olduğu bir Curie sıcaklık değeri vardır. Günümüzde şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorlarda sıklıkla kullanılan NdFeB mıknatısı için Curie sıcaklığı yaklaşık 320°C'dir. Curie sıcaklığına ulaşan mıknatıs, mıknatıslık özelliğini geri kazanamaz. Son olarak mıknatıslar çok uzun vadede manyetik özelliklerini yitirebilirler. Bütün bu nedenlerden dolayı mıknatıs seçimine dikkat edilmelidir.

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun analizinde eşdeğer devreyi kullanmak işleri karmaşıklaştırmaktadır; çünkü rotor olukları ve sürekli mıknatıs nedeniyle eşdeğer devrede farklı karakteristikler görülür. Motorun farklı bölgeleri birbirinden bağımsız olarak doymaktadır. Reaktans ve EMK gibi bazı parametrelerin değerleri zamanla değişmektedir. Bu nedenle bu motorların analizi kolay değildir. Detaylı analiz gerekmektedir. Motor analizinde sonlu elemanlar yöntemini kullanan manyetik analiz programlarından yararlanılır.

Bu dezavantajlar sadece bir fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı motorlar için değil; üç fazlı motorlar için de geçerlidir. Tek fazlı motorlarda negatif yönlü döner alan oluşması bu motorların analizini üç fazlı motorlara göre daha karmaşık hale getirmektedir.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor hem asenkron motor hem senkron motor gibi davrandığı için her çalışma durumuna karşı düşen motor çeşitleriyle bağlantı kurmak mümkündür. Bu motor kalkışını asenkron motor gibi yaptığı için öncelikle tek fazlı asenkron motorun çalışma prensibi incelenecek, daha sonra sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli hal çalışması ve kalkış problemi irdelenecektir.

1.5. Bir Fazlı Asenkron Motorun Çalışma Prensibi

Bir fazlı asenkron motorun statorunda bir fazlı sargı bulunmaktadır. Rotoru ise kafesli bir rotordur. Rotor çubukları uç halkası aracılığıyla kısa devre edilmiştir. Stator sargısı alternatif gerilim kaynağına bağlandığında, hava aralığında zamanla sinusoidal değişen bir alternatif alan meydana gelir. Bu alanın hava aralığındaki akı yoğunluğu

$B_e(\theta) = B_e(t)\cos\theta$ 'dır. **(1.1)**

Stator sargısı akımı kosinus fonksiyonu olarak tanımlandığında sargıdaki alan

$$B_e(t) = B_{\max}\cos\omega t \quad \textbf{(1.2)}$$

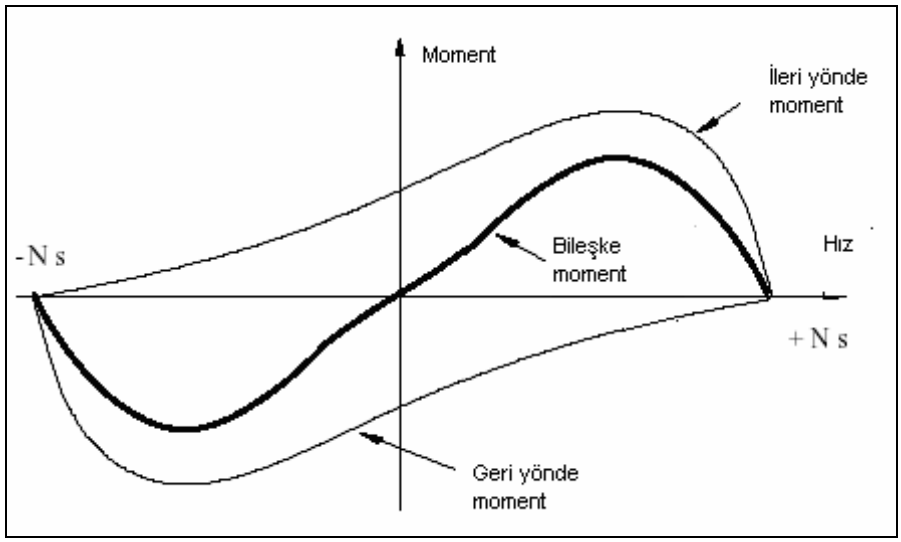
$$B_e(\theta,t) = B_{\max}(\cos\omega t)\cos\theta \quad \textbf{(1.3)}$$

olarak yazılabilir. Trigonometrik özdeşlikler yardımıyla

$$B_e(\theta,t) = \frac{1}{2}B_{\max}\cos(\theta-\omega t) + \frac{1}{2}B_{\max}\cos(\theta+\omega t) \quad \textbf{(1.4)}$$

yazılabilir. (1.4) denkleminden görüldüğü gibi statordaki alternatif alan iki döner alana ayrılmaktadır. Bu iki alan birbirine ters yöndedir ve genlikleri alternatif alan genliğinin yarısı kadardır.

Rotor çubukları, zaman ile değişen bir alan içinde durduğundan bu çubuklarda gerilim endüklenir. Endüklenen gerilim nedeniyle rotor çubuklarından akım akar. Stator ve rotor alanları aynı doğrultuda ve eksenleri birbirine ters olan iki alternatif alandır. Her iki döner alan rotorda birbirine eşit büyüklükte ve birbirine ters yönde etkiyen momentler endükler. Bu iki alanın eksenleri arasındaki açı, sıfır ya da π radyan olduğundan, bir fazlı asenkron motor moment üretemez. İki alan ekseni arasında sıfırdan farklı bir açı bulunursa, bu iki alan bir moment üretebilir.

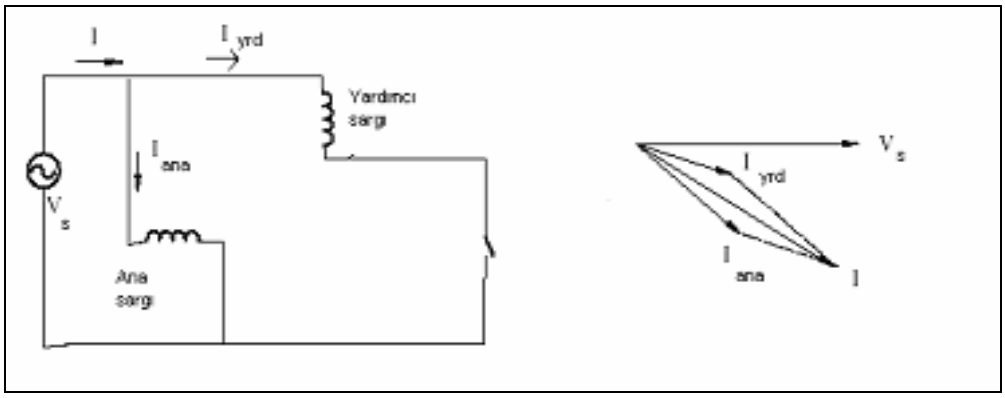


Şekil 1.3: Bir fazlı asenkron motorun pozitif ve negatif döner alanlarının yarattığı moment-hız eğrisi ve bunların bileşkesi

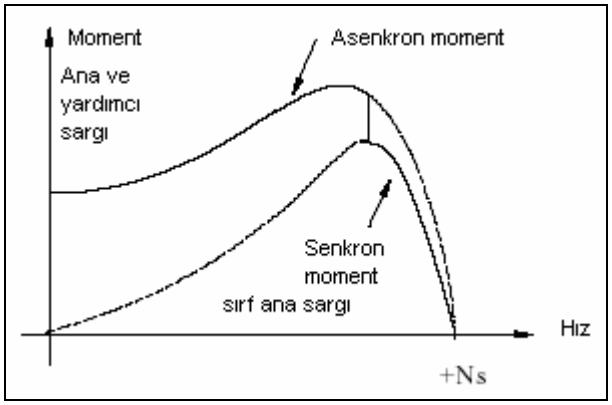
Pozitif yönlü döner alanın oluşturduğu moment hız eğrisi, negatif yönlü döner alanın oluşturduğu moment hız eğrisi ve bileşke döner alanın oluşturduğu moment hız eğrisi Şekil 1.3'ten görülebilir. Motorun ürettiği bileşke moment, hem pozitif yönlü döner alanın hem negatif yönlü döner alanın oluşturduğu moment karakteristiğinin cebirsel toplamıdır. Motorun hızı sıfırken momenti de sıfırdır. Motor bir şekilde (elle veya başka bir yardımcıyla) döndürüldüğünde, motor dönmeye devam edecek ve o yönde moment üretecektir. Motorun herhangi bir yardımcı olmadan tek başına kalkış yapabilmesi için akı simetrisizliği yaratılmalıdır. Akı simetrisizliği pozitif yönlü alan ile negatif yönlü alanın birbirlerine eşit genlikli olmasını önleyerek motorun bir yönde kalkış yapmasını sağlar. Akı simetrisizliği yaratmak için yardımcı sargı kullanılır. Ana sargı ve yardımcı sargıdan akan akımlar arasındaki faz farkı nedeniyle ürettikleri akılar da asimetrik olacak ve bu ikisinin bileşkesi yönünde motor dönecektir.

Tek fazlı bir motor için manyetik alanların oluşturacağı faz farkı maksimum doksan derece olmalıdır. Yardımcı sargı ile ana sargı eksenleri arasında uzayda 90˚ lik faz farkı vardır. Tek fazlı motorun çalışabilmesi için; (1) sargıların direnç ve endüktans değerlerine bağlı olarak sargılardan akan akımlar arasında faz farkı, (2) ana ve yardımcı sargının konumları arasında fark olmalıdır. Ana sargıyla yardımcı sargı arasındaki faz farkı üç yolla elde edilir. Bunlar literatürde motora yol verme yöntemleri olarak geçer. Birinci yöntem dirençle yol vermedir. Yardımcı sargıya seri

olarak direnç bağlanır. Kayıpları ve ısınmayı arttırdığı için tercih edilmez. İkinci yöntem endüktif yol vermedir. Sargıların direnç ve reaktansları oranları farklı yapılır. Yardımcı sargı direncinin reaktansına oranı büyük yapılır. Bunun için yardımcı sargı ince iletkenlerden yapılarak direncinin büyütülmesi yoluna gidilirken, bu sargı olukların üst kısmına yerleştirilerek reaktansının küçük olması sağlanır. Ana sargı direncinin reaktansına oranı ise küçük yapılır. Ana sargı, bu amaca ulaşmak için kalın iletkenlerden yapılarak direncinin küçültülmesi yoluna gidilirken, bu sargı olukların alt kısmına yerleştirilerek reaktansının büyük olması sağlanır. Verimi düşürmemek için bir süre sonra yardımcı sargı devreden çıkarılır. Bu tür motorların kalkış momenti düşük olur. Bu yüzden vantilatör, testere, pompa gibi alanlarda uygulanır. İki sargıya da gerilim verildiğinde yardımcı sargı akımı gerilime daha yakın fazdadır (Şekil 1.4). Bunun nedeni iki sargı arasındaki L/R oranlarının farkıdır [5].



Şekil 1.4: Bir fazlı asenkron motora endüktif yol verme ve akım-gerilim fazör diyagramı



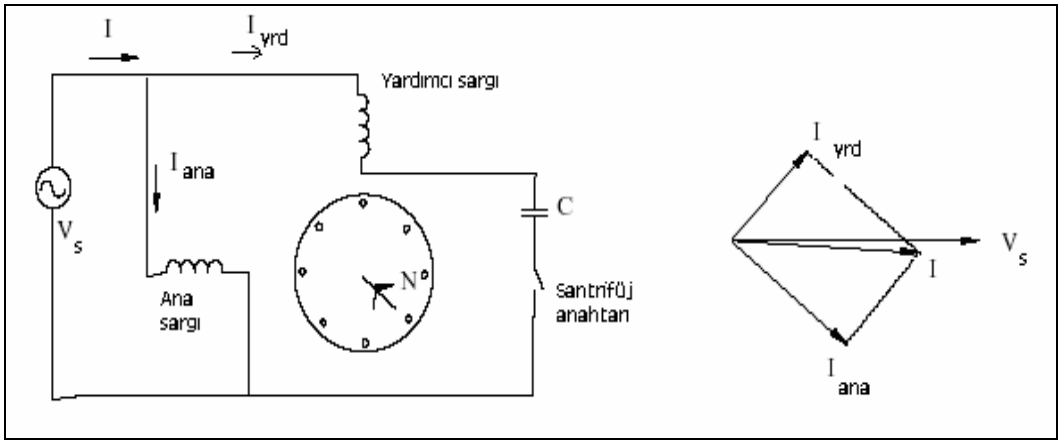
Şekil 1.5: Bir fazlı asenkron motora endüktif yol verme için hız-moment eğrisi

Yardımcı sargı akımı fazını kaydırmanın ikinci ve en çok kullanılan yöntemi ise yardımcı sargı devresine seri kapasite bağlamaktır. Kalkış momenti yüksek motor elde etmek için yardımcı sargıya seri bağlı bir kondansatör kullanılır. Bu şekilde akı asimetrisi sargı endüktansıyla değil; kondansatörle sağlanmış olur. Kondansatör değeri ayarlanarak faz farkı 90˚ yapılır. Böylece yardımcı sargı empedansı

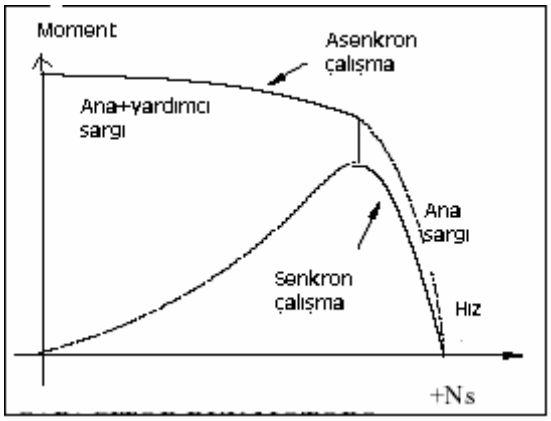
$$Z_{yrd} = R_{yrd} + j\left(L_{yrd} w - \frac{1}{C_{yrd} w} \right) \quad \textbf{(1.5)}$$

Faz açısı ise $\tan \phi_{yrd} = \dfrac{L_{yrd} w - \dfrac{1}{C_{yrd} w}}{R_{yrd}}$ olur. **(1.6)**

Bir fazlı motor yol aldıktan sonra belli bir hıza ulaştığında yardımcı sargı devresi ya santrifüj bir anahtar ya da yarı iletken yardımıyla devreden çıkarılır. Bu yöntem endüstride kapasitif yol alma adı ile anılır.



Şekil 1.6: Bir fazlı asenkron motora kapasitif yol verme ve akım gerilim için fazör diyagramı



Şekil 1.7: Bir fazlı asenkron motora kapasitif yol verme için hız moment eğrisi

Kalkış momenti, ana ve yardımcı sargı akımları arasındaki açının sinüsüyle orantılı olduğu için; bu açı doksan dereceye yaklaştıkça kalkış momenti de artacaktır. Bu motorlarda kullanılan kondansatörler genellikle elektrolitiktirler ve kısa süreli görev almak üzere tasarlanmışlardır. Kondansatörlü motorlar daha büyük yol alma momenti üretir. Bu yol alma momenti, nominal momentin 3-4 katına çıkarılabilir. Yol alma akımı ise nominal akımın 5-6 katı olabilir. [6] Motor senkron hıza ulaştıktan sonra kondansatör devreden çıkmaktadır. Bu yüzden bu motorlar yüksek kalkış momentli ve kısa süreli kalkış gereken uygulamalarda kullanılır. Kompresör, pompa, klima, taşıyıcı bantlar, çamaşır makinesi gibi alanlarda uygulanır.

Bir kondansatörün sürekli devrede kaldığı motorlar da vardır. Bunların kalkış momenti düşüktür. Fan, vantilatör gibi hava sirkülasyonuyla ilgili uygulamalarda kullanılır. Herhangi bir anahtara gerek yoktur. Kondansatör, yağlı tip kondansatördür. Dönüş yönü kolaylıkla değişebildiği için bu motorlar dönüş yönünün sık sık değişmesi gereken indüksiyon regülatörleri, kalorifer ocağı kontrolü, valf gibi uygulamalarda kullanılır. Kondansatörü sürekli olarak devrede kalan motorlarda yardımcı sargı sürekli devrede kalacağı için daha kalın iletkenlerden yapılır.

Kondansatör kullanımının avantajlarının sürekli halde de devam etmesi için kalkış kondansatörlü ve işletme kondansatörlü motor tasarlanmıştır. Hem yüksek kalkışın hem de yük altında verimli çalışmanın önemli olduğu uygulamalarda kalkış kondansatörlü ve işletme kondansatörlü motorlar kullanılır. Çift kondansatörlü motorlarda kalkış ve işletme kondansatörü birbirine paralel, yardımcı sargıya seri bağlıdır (Şekil 1.2). Yol almada devrede kalkış ve işletme kondansatörü vardır.

Kalkış kondansatörü motor yol aldıktan sonra devreden çıkarılır; küçük değerde olan işletme kondansatörü ise motorun sürekli çalışmasında yardımcı sargıya seri bağlı olarak kalır. Yol verme kapasitesi devrede birkaç saniye kaldığından, bu kapasite, alternatif akım elektrolitik tipten ucuz kapasite olarak seçilir. Buna karşılık devrede sürekli kalan işletme kapasitesi ise, alternatif akım için yağlı olarak imal edilir. İki kondansatör arasında geçiş bir anahtarla sağlanır. Bu motorların kalkış momentleri ve verimleri yüksektir, sessiz çalışırlar, yüklendikleri zaman daha iyi güç faktörüne sahiptir.

1.6. Senkron Motorun Sürekli Hal Çalışması ve Kalkış Problemi

Senkron motorlar, sabit hız gereken yüklere mekanik enerji sağlayan elektrik makineleridir. Motorun hızı uygulanan frekansa bağlıdır; yükten bağımsızdır. Sürekli hal hızı boşta ve tam yükte sabittir. Bu nedenle senkron motorun hız regulasyonu $\left(\frac{n_{yüksüz} - n_{tam_yük}}{n_{tam_yük}} x100\% \right)$ sıfırdır.

Üretilen moment ifadesi $M_{end} = kB_R B_{net} \sin \delta$ **(1.7)**

veya $M_{end} = \frac{3VE \sin \delta}{\omega X_s}$ **(1.8)**

ile verilir.

(1.3) ve (1.4) numaralı denklemlerden görüldüğü gibi yük açısı δ= 90˚ olduğunda maksimum moment değeri elde edilir.

$$M_{\max} = \frac{3VE}{\omega X_s} \quad \textbf{(1.9)}$$

Yukarıdaki denklemden görüldüğü gibi uyarma alanının yarattığı E gerilimi ne kadar büyük olursa motorun ürettiği maksimum moment de o kadar büyük olur.

Senkron motorun stator sargılarına AC gerilim uygulanmakta, rotordaki uyarma sargılarına ise DC gerilim uygulanmaktadır. Stator sargılarında zamanla büyüklüğü ve yönü değişen alternatif alan oluşurken rotorda zamanla büyüklüğü ve yönü

değişmeyen sabit bir alan bulunmaktadır. Rotor duruyorken senkron motora gerilim uygulandığında motor kalkış yapamamaktadır.

Statora gerilim ilk uygulandığı anda rotor duruyorken rotordaki alan ile statordaki manyetik alan arasındaki açı sıfırdır.

$$M_{end} = kB_r \times B_s \quad \textbf{(1.10)}$$

denklemine göre endüklenen moment de sıfır olur. (1.6) denklemi (1.3) denkleminin stator alanı cinsinden yazılmış halidir.

Şebeke periyodunun birinci çeyreğinde stator alanı 90˚ yer değiştirirken rotor alanı sabit kalmıştır. Stator alanıyla rotor alanı arasındaki açı farkı moment üretir.

Şebeke periyodunun ikinci çeyreğinde stator alanı 180˚ yer değiştirmiş olmasına rağmen rotor alanı yer değiştirmemiştir. Stator manyetik alanı ile rotor manyetik alanı birbirine zıttır. Aralarındaki açı 180˚ olduğu için üretilen moment sıfırdır.

Şebeke periyodunun üçüncü çeyreğinde stator alanı başlangıç alanına göre 270˚ yer değiştirmiştir. Rotor alanıyla stator alanı arasında -90˚ olduğu için moment endüklenir. Ancak bu moment şebekenin birinci çeyreğinde üretilen momentin negatifidir.

Şebeke periyodunun sonunda, başlangıç anındaki gibi stator alanıyla rotor alanı hizalanır. İki alan arasındaki açı ve bu anda endüklenen moment sıfır olur.

Şebeke periyodunun tamamı göz önüne alındığında bir periyot boyunca endüklenen momentin anlık olarak yönü ve büyüklüğü değişmektedir. Ancak bir periyot boyunca ortalama moment sıfır olmakta motor kalkış yapamamaktadır.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor ile senkron motorun kalkış sorununa çözüm getirilmektedir.

2. ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELLEMESİ

Statordaki sargılara uygulanan tek fazlı gerilimin dengesiz olması hem geçici hali hem sürekli hali etkilemektedir. Bu nedenle motorun detaylı analizini yapabilmek için simetrili bileşenler ve d-q eksen takımına dönüştürme gibi matematiksel yöntemler kullanılır.

Hem asenkron motor hem de senkron motor olarak çalışan şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun analizi oldukça karmaşıktır. Hem motor gerilimindeki dengesizlik hem rotordaki relüktans etkisi motorun çalışmasını büyük ölçüde etkiler. Ancak motorun performansının belirlenebilmesi için matematiksel modellemesinin çıkarılması gerekmektedir.

Matematiksel modellemenin amacı; akım ve akı bağıntılarını elde ederek motorda endüklenen momentlere ulaşmaktır.

Motora bir fazlı gerilim uygulanması ve sargılara kapasite bağlı olması motor geriliminin dengesiz olmasına yol açar. Bu nedenle öncelikle bir fazlı döner alan kısaca incelenecektir.

2.1. Bir Fazlı Döner Alan

Motora gerilim uygulandığında oluşan döner alan birbirine zıt yönde dönen iki bileşene sahiptir. Her iki döner alan için farklı kayma değerleri meydana gelir. Rotor n hızında, pozitif döner alan bileşeni n_s hızında ise pozitif yönde döner alan için kayma $s_1 = \frac{n_s - n}{n_s}$, negatif döner alan bileşeni $-n_s$ hızında ise negatif döner alan için kayma $s_2 = \frac{-n_s - n}{-n_s} = \frac{n_s + n}{n_s}$ olur. Pozitif yönlü döner alan bileşeni, rotorda $f_{r1} = s_1 f_s$ frekanslı akım ve gerilimler endüklerken; negatif yönlü döner alan bileşeni, rotorda $f_{r2} = s_2 f_s$ frekanslı akım ve gerilimler endükler.

Pozitif yönlü döner alan için kayma $0 \le s_1 \le 1$ aralığında değişir. Bu aralıktaki bir kayma için makine motor olarak çalışır. Negatif yönlü döner alan için kaymanın aralığı şöyle belirlenir:

$$s_1 = \frac{n_s - n}{n_s} \tag{2.1}$$

$$n = -s_1 n_s + n_s = n_s(1 - s_1) \tag{2.2}$$

$$s_2 = \frac{n_s + n}{n_s} = \frac{n_s + n_s - s_1 n_s}{n_s} = \frac{2n_s - s_1 n_s}{n_s} = 2 - s_1 \tag{2.3}$$

$$0 \le s_1 \le 1 \qquad s_2 = 2 - s_1 \tag{2.4}$$

$$0 \ge -s_1 \ge -1 \tag{2.5}$$

$$2 \ge 2 - s_1 \ge 1 \tag{2.6}$$

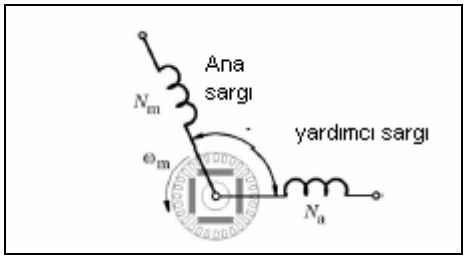
Negatif yönlü döner alan için kaymanın aralığı $2 \ge s_2 \ge 1$'dir. Bu aralıktaki bir kayma değeri motorun fren bölgesinde çalıştığını gösterir. Bu çıkarımlardan anlaşılabileceği gibi bir fazlı alternatif alanın iki bileşeninden biri motor olarak çalışırken diğeri frenleme etkisi yapmaktadır.

Analizde, öncelikle simetrili bileşenlere dönüşüm yoluyla gerilimdeki dengesizliğin etkisi kaldırılır. Daha sonra da rotordaki asimetri etkisini yok etmek için d-q eksen takımına dönüşüm yapılır [7].

Bu analizde aşağıdaki varsayımlar kabul edilmiştir:

- Doyma etkisi ihmal edilmektedir. Motor endüktansı akım seviyesinden etkilenmemektedir.
- Uzay harmonikleri ihmal edilmektedir. Stator sargılarının ve rotordaki mıknatısların hava aralığında sinusoidal amper sarım ürettikleri kabul edilmektedir.
- Stator oluklarının etkisi ihmal edilmektedir.
- Mıknatıs çevresinde akı saçaklanması yoktur.
- Manyetik alan şiddeti sabittir.
- Fuko akımları ve histerisiz etkileri ihmal edilmektedir.

Matematiksel modelleme için öncelikle sargılar arasındaki sarım sayıları farkının etkisinden kurtulmak için stator sargıları yardımcı sargıya indirgenir. Yardımcı sargı a, ana sargı m ile gösterilirse; a-m ile gösterilen motor büyüklüklerinden α-β motor büyüklüklerine erişilir. Daha sonra simetrili bileşenlere dönüşüm yapılır. Pozitif ve negatif bileşen sistemlerinin çözümü yapılır. Son olarak d-q eksen takımına dönüşüm yapılarak motorda endüklenen moment bileşenleri elde edilir.



Şekil 2.1: Stator sargılarının eksenel olarak gösterilişi

Şekil 2.1'de görüldüğü gibi ana sargıyla yardımcı sargı arasında ξ açısı vardır. Motorun analizinde bu açı sorun yaratmaktadır. Bu nedenle ana sargı ve yardımcı sargının birbirine dik eksenlerdeki eşdeğerleri elde edilmelidir. Ana sargıya ait değişkenler m indisiyle, yardımcı sargıya ait değişkenler a indisiyle gösterilmektedir. Sargılar birbirine dik olan α-β eksenlerinde konumlanır ve iki sargı da yardımcı sargıya indirgenir.

Yatay eksen α, düşey eksen β olmak üzere tanımlanan α-β ekseni için yazılan amper sarım ile Şekil 2.1'de gösterilen sargıların amper sarımı birbirine eşit olmalıdır. Birbirine dik eksenlerde eşit amper sarım olması için ana sargı yardımcı sargıya indirgenerek α-β sisteminde denklemler elde edilir.

Aralarında ξ açısı olan sargılar, α-β eksenine A matrisiyle dönüştürülür. Aralarında ξ açısı olan sargı eksenleriyle α-β eksenindeki amper sarımlar birbirine eşit olmalıdır. Böylece akımlar arasındaki ilişkiyi veren A matrisi elde edilir.

$$N_a i_\alpha = N_a i_a + N_m i_m \cos\xi \tag{2.7}$$

$$N_a i_\beta = N_m i_m \sin\xi \tag{2.8}$$

$$\beta = N_m / N_a \tag{2.9}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \beta\cos\xi \\ 0 & \beta\sin\xi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_m \end{bmatrix} \qquad [i_{\alpha,\beta}] = [A][i_{a,m}] \tag{2.10}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & ctg\xi \\ 0 & \frac{1}{\beta}\csc\xi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \qquad [i_{a,m}] = [A]^{-1}[i_{\alpha,\beta}] \tag{2.11}$$

A matrisi ortogonal değildir. Gücün değişmezliği ilkesine göre gerilimler arasındaki ilişkiyi A matrisiyle elde etmek mümkündür. Bunun için A matrisinin ortogonal olması gerekir. Bir başka deyişle $A^T=A^{-1}$ özelliğini sağlaması gerekir. A matrisinde $\xi=90^0$ yazılırsa ortogonal A matrisi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \beta\cos\xi & \beta\sin\xi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_a \\ v_m \end{bmatrix} \qquad [v_{\alpha,\beta}] = \left\{[A]^T\right\}^{-1}[v_{a,m}] \tag{2.12}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \beta\cos\xi & \beta\sin\xi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \qquad [v_{a,m}] = [A]^T[v_{\alpha,\beta}] \tag{2.13}$$

$\xi=90^\circ$ için $A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix}$ olur. Analizin devamında $\xi=90^\circ$ alınacaktır.

2.2. Simetrili Bileşenlerin Elde Edilmesi

Dengeli iki fazlı motordan simetrili bileşenlere S matrisiyle dönüşüm yapılır [8].

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \qquad [V_{1,2}] = [S][V_{\alpha,\beta}] \tag{2.15}$$

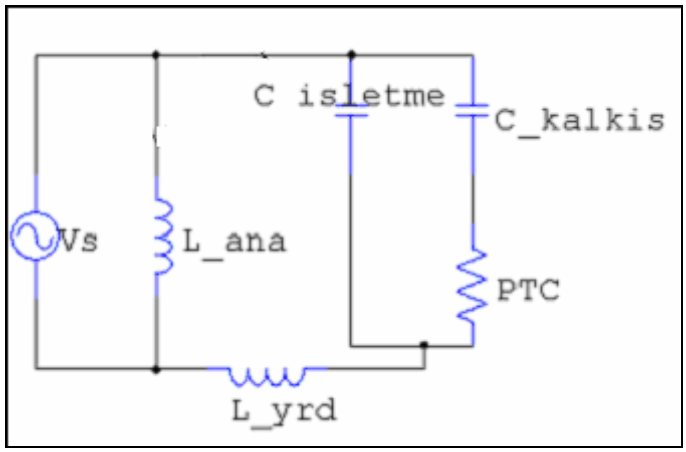
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \qquad [V_{\alpha,\beta}] = [S]^{-1}[V_{1,2}] \tag{2.16}$$

[S] unitary olduğu için $\left[S^T\right]^* = [S]^{-1}$ yazılabilir. **(2.17)**

Gücün değişmezliği ilkesiyle akımlar arasındaki ilişki de yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \qquad [I_{1,2}] = [S][I_{\alpha,\beta}] \tag{2.18}$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = [S]^{-1} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \qquad [I_{\alpha,\beta}] = [S]^{-1}[I_{1,2}] \tag{2.19}$$



Şekil 2.2: Statordaki sargıların bağlantısı

Devrenin fazör denklemi:

$$V_s = V_m = V_a + Z_c I_a \tag{2.20}$$

$$V_s = \beta V_\beta = V_\alpha + Z_c I_\alpha \tag{2.20a}$$

S matrisi kullanılarak besleme gerilimi simetrili bileşenler cinsinden yazılabilir. Denklemlerdeki 1 indisi pozitif bileşen sistemini, 2 indisi negatif bileşen sistemini göstermektedir.

$$\beta V_\beta = V_\alpha + Z_c I_\alpha \qquad V_\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_1 + V_2) \qquad I_\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_1 + I_2)$$

$$\beta V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_1 + V_2) + Z_c \frac{1}{\sqrt{2}}(I_1 + I_2) \tag{2.21}$$

$$\sqrt{2}\beta V_\beta = V_1 + V_2 + Z_c(I_1 + I_2) \tag{2.21a}$$

$$V_1 = Z_1 I_1 \qquad V_2 = Z_2 I_2 \tag{2.22}$$

Z_1: pozitif bileşen empedansı

Z_2: negatif bileşen empedansı

$$\sqrt{2}\beta V_\beta = V_1 + V_2 + Z_c\left(\frac{V_1}{Z_1} + \frac{V_2}{Z_2}\right) \quad \textbf{(2.23)}$$

$$\sqrt{2}\beta V_\beta = \left(1 + \frac{Z_c}{Z_1}\right)V_1 + \left(1 + \frac{Z_c}{Z_2}\right)V_2 \quad \textbf{(2.24)}$$

$$a_1 = 1 + \frac{Z_c}{Z_1} \qquad a_2 = 1 + \frac{Z_c}{Z_2} \quad \textbf{(2.25)}$$

$$\sqrt{2}\beta V_\beta = a_1 V_1 + a_2 V_2 \quad \textbf{(2.26)}$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}\beta V_\beta - a_1 V_1}{a_2} \quad \textbf{(2.27)}$$

(2.16) denkleminden yararlanılarak,

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(-jV_1 + jV_2\right) \quad \textbf{(2.28)}$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}\left[-jV_1 + j\left(\frac{\sqrt{2}\beta V_\beta - a_1 V_1}{a_2}\right)\right] = \frac{-j}{\sqrt{2}}V_1 + \frac{j}{\sqrt{2}}\left(\frac{\sqrt{2}\beta V_\beta - a_1 V_1}{a_2}\right) \quad \textbf{(2.29)}$$

$$V_\beta = \frac{-j}{\sqrt{2}}V_1 + \frac{j}{a_2}\beta V_\beta - \frac{ja_1 V_1}{\sqrt{2}a_2} \quad \textbf{(2.29a)}$$

$$\left(1 - \frac{j\beta}{a_2}\right)V_\beta = \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} - \frac{ja_1}{\sqrt{2}a_2}\right)V_1 \quad \textbf{(2.29b)}$$

$$V_1 = \left(\frac{1 - \frac{j\beta}{a_2}}{\frac{-j}{\sqrt{2}} - \frac{ja_1}{\sqrt{2}a_2}}\right)V_\beta = \frac{\frac{a_2 - j\beta}{a_2}}{\frac{-ja_2 - ja_1}{\sqrt{2}a_2}}V_\beta = \frac{\sqrt{2}\left(a_2 - j\beta\right)}{-ja_2 - ja_1}V_\beta \quad \textbf{(2.29c)}$$

$$V_1 = \frac{j\sqrt{2}a_2 + \sqrt{2}\beta}{a_2 + a_1} V_\beta \qquad \textbf{(2.29d)}$$

$$\mathrm{V_m} = \beta V_\beta \qquad \textbf{(2.30)}$$

$$\boxed{V_1 = \frac{j\sqrt{2}\left(1 + \frac{Z_c}{Z_2}\right) + \sqrt{2}\beta}{\beta\left(1 + \frac{Z_c}{Z_2}\right) + \beta\left(1 + \frac{Z_c}{Z_1}\right)} V_m} \qquad \textbf{(2.30a)}$$

$$\sqrt{2}V_m = a_1 V_1 + a_2 V_2 \qquad \textbf{(2.31)}$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}V_m - a_1 V_1}{a_2} \qquad \textbf{(2.31a)}$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}V_m}{a_2} - \frac{a_1}{a_2}\left[\frac{j\sqrt{2}a_2 + \beta\sqrt{2}}{\beta a_2 + \beta a_1} V_m\right] \qquad \textbf{(2.31b)}$$

$$V_2 = \left[\frac{\sqrt{2}}{a_2} - \frac{j a_1 a_2\sqrt{2} + a_1\beta\sqrt{2}}{a_2{}^2\beta + \beta a_1 a_2}\right] V_m \qquad \textbf{(2.31c)}$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}\left(a_2{}^2\beta + \beta a_1 a_2\right) - a_2\left(j a_1 a_2\sqrt{2} + a_1\beta\sqrt{2}\right)}{a_2\left(a_2{}^2\beta + \beta a_1 a_2\right)} V_m$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}a_2{}^2\beta + \sqrt{2}\beta a_1 a_2 - j a_2{}^2 a_1\sqrt{2} - a_2 a_1\beta\sqrt{2}}{a_2{}^3\beta + a_2{}^2 a_1\beta} V_m \qquad \textbf{(2.31e)}$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}a_2{}^2\beta - j a_2{}^2 a_1\sqrt{2}}{a_2{}^3\beta + a_2{}^2 a_1\beta} V_m = \frac{\sqrt{2}\beta - j a_1\sqrt{2}}{a_2\beta + a_1\beta} V_m = V_2 \qquad \textbf{(2.31f)}$$

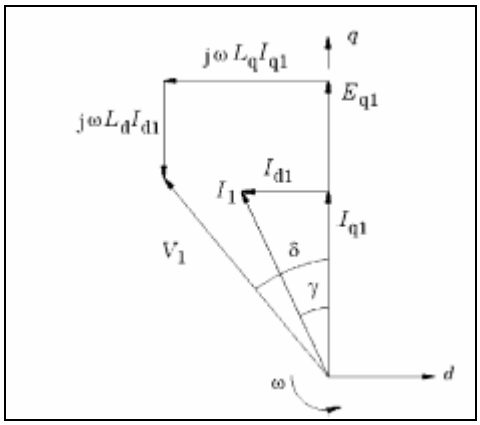
$$\boxed{V_2 = \frac{\sqrt{2}\beta - j\left(1 + \frac{Z_c}{Z_1}\right)\sqrt{2}}{\beta\left(1 + \frac{Z_c}{Z_2}\right) + \beta\left(1 + \frac{Z_c}{Z_1}\right)} V_m} \qquad \textbf{(2.31g)}$$

Z_1 ve Z_2 biliniyor olsa, V_1 ve V_2 (2.30a) ve (2.31g) bağıntılarıyla hesaplanabilir. Daha sonra (2.22) bağıntısıyla akımlar bulunabilir. I_1 ve I_2'yi bulduktan sonra (2.11) ve (2.19) bağıntılarıyla ana sargı ve yardımcı sargı akımları hesaplanabilir. Demek ki

ana sargı ve yardımcı sargı akımlarını hesaplayabilmek için önce Z_1 ve Z_2 bulunmalıdır. Pozitif ve negatif bileşen empedanslarını (Z_1 ve Z_2) bulmak için pozitif ve negatif bileşen sistemleri ayrı ayrı çözümlenir.

2.3. Pozitif Bileşen Sistemi:

Pozitif bileşen sistemi pozitif yönlü döner alana karşı düşmektedir. Pozitif yönlü döner alan rotorla aynı yönde döndüğü için aşağıdaki fazör diyagram kullanılarak çözüme gidilebilir.



Şekil 2.3: Pozitif sistem için fazör diyagramı

Fazör diyagramdan görüldüğü gibi;

$$V_1 = E_{q1} + j\omega L_q I_{q1} + j\omega L_d I_{d1} \quad \textbf{(2.32)}$$

$$I_1 = I_{d1} + jI_{q1} \quad \textbf{(2.33)}$$

Fazör diyagramda görülen δ açısı; yani yük açısı, gerilimle elektromotor kuvveti arasındaki açıdır. Çeşitli yük koşullarına göre belirlenir. Yük, δ açısını belirlediği için bu açı bilinenler arasındadır. V_1 için bir değer atanarak fazör diyagramdan yararlanılarak I_1 değeri hesaplanır. (2.22) denkleminden yaralanılarak Z_1 hesaplanır. Buradan (2.30a) bağıntısıyla V_1 hesaplanır. Hesaplanan V_1 değeri kullanılarak başa dönülür ve tekrar I_1 hesaplanır. V_1 değeri belli bir değere yakınsayana kadar bu döngü devam eder.

Fazör diyagramdan yararlanarak I_1'in bulunabilmesi için E_{q1} de bilinmelidir.

Mıknatıslar açık devrede ana ve yardımcı sargıda

$E_m=j\omega N_m\Phi,$ **(2.34)**

$E_a=-\omega N_a\Phi$ **(2.35)**

elektromotor kuvvetlerini endükler.

E_a, E_m cinsinden yazılırsa;

$$\frac{E_m}{E_a}=\frac{j\omega N_m\phi}{-\omega N_a\phi} \quad \textbf{(2.36)}$$

$$E_a=\frac{-N_aE_m}{jN_m}=\frac{jE_m}{\beta} \text{ elde edilir.} \quad \textbf{(2.37)}$$

Ana sargı ve yardımcı sargı elektromotor kuvvetlerini de önce α-β dönüşümü, sonra simetrili bileşenler dönüşümü ve son olarak d-q eksen takımı dönüşümü yapılarak fazör diyagramda görülen elektromotor kuvvet değerine ulaşılır.

(2.12) eşitliği ana ve yardımcı sargıda endüklenen gerilimler arasındaki ilişki için de yazılabilir.

$$\begin{bmatrix}E_\alpha\\E_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1&0\\0&\beta\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}E_a\\E_m\end{bmatrix}\Rightarrow\begin{bmatrix}E_\alpha\\E_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1&0\\0&1/\beta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}E_a\\E_m\end{bmatrix} \quad \textbf{(2.38)}$$

$$E_\alpha=E_a=j\frac{E_m}{\beta} \quad \textbf{(2.39)}$$

$$E_\beta=\frac{E_m}{\beta} \quad \textbf{(2.40)}$$

(2.15) bağıntısı kullanılarak pozitif ve negatif bileşen bağıntıları elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix}E_1\\E_2\end{bmatrix}=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1&j\\1&-j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}E_\alpha\\E_\beta\end{bmatrix} \quad \textbf{(2.41)}$$

$$E_1=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(E_\alpha+jE_\beta\right)=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(j\frac{E_m}{\beta}+j\frac{E_m}{\beta}\right)=\frac{j2E_m}{\beta\sqrt{2}} \quad \textbf{(2.41a)}$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(E_\alpha - jE_\beta\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(j\frac{E_m}{\beta} - j\frac{E_m}{\beta}\right) = 0 \qquad \textbf{(2.41b)}$$

Görüldüğü gibi; elektromotor kuvvetinin negatif bileşeni yoktur. Bir başka deyişle negatif bileşen sistemi çözümünde elektromotor kuvveti dikkate alınmayacaktır. Pozitif bileşenin d-q eksen takımındaki ifadeleri aşağıda çıkarılmıştır.

$$E_1 = j\sqrt{2}\frac{E_m}{\beta} = E_{d1} + jE_{q1} \qquad \textbf{(2.41c)}$$

$$E_{d1} = 0 \qquad \textbf{(2.41d)}$$

$$E_{q1} = \sqrt{2}\frac{E_m}{\beta} \qquad \textbf{(2.41e)}$$

Artık E_{q1} bilindiği için fazör diyagramdan yararlanılarak I_1 bulunabilir.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorda sürekli halde endüklenen momentin iki bileşeni vardır. Mıknatıs hizalama momenti, rotor dönerken mıknatısın endüklediği gerilimle akım arasındaki etkileşimle oluşur. Mıknatıs hizalama momenti senkronizasyondan sonra ortaya çıkar. Bu moment senkron hızda bir ortalama değere sahipken; senkron hız dışındaki hızlarda osilasyonlu bileşen olarak görülür.

P, kutup çifti sayısı olmak üzere; mıknatıs hizalama momenti aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$M_{hizalama} = \frac{P_{hizalama}}{\omega} \qquad \textbf{(2.42)}$$

$$P_{hizalama} = PE_1 I_{q1} \qquad \textbf{(2.43)}$$

$$E_1 = jE_{q1} = j\sqrt{2}\frac{E_m}{\beta} \qquad \textbf{(2.41e)}$$

$$M_{hizalama} = \frac{PE_{q1}I_{q1}}{\omega} = \frac{P\sqrt{2}E_m I_{q1}}{\omega\beta} \qquad \textbf{(2.42a)}$$

Sürekli haldeki diğer bir moment bileşeni olan senkron relüktans momenti de mıknatıs hizalama momenti gibi senkron hızda bir ortalama değere sahiptir. Rotor çekirdeğinin manyetik geçirgenliğiyle mıknatısın manyetik geçirgenliği arasında çok büyük fark olduğu için rotorda manyetik asimetri vardır. Bu durum nedeniyle senkron hızda relüktans momenti oluşur. Rotor senkron hıza yaklaştıkça kafesin ekranlama etkisi azalır ve bu hızlarda kayma düşük olduğu için relüktans ve hizalama momentlerinin osilasyonlu bileşenleri hızda büyük değişimlere neden olur. Aşağıdaki formülden de görüldüğü gibi relüktans momenti d ve q ekseni endüktansları arasındaki farktan ortaya çıkmaktadır.

$$M_{relük\tan s} = \frac{P}{\omega}\left(X_d - X_q\right) I_{d1} I_{q1} \qquad \textbf{(2.44)}$$

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun senkronizasyonunda mıknatıs hizalama momenti çok etkilidir. Mıknatıs hizalama momenti, mıknatısın ürettiği elektromotor kuvvetine bağlıdır. Relüktans momentinin senkronizasyonda çok etkili olmadığı gösterilmiştir [2].

2.4. Negatif Bileşen Sisteminin Çözülmesi

Tek fazlı şebeke kalkışlı senkron motorun kalkışında pozitif yönlü döner alanla birlikte negatif yönlü döner alan da vardır. Bu nedenle negatif bileşen sisteminin incelenmesi analizin gerçeğe uygunluğunu arttıracaktır.

Negatif bileşen sistemi çözümünde öncelikle bu sistemin pozitif bileşen sisteminden bağımsız olduğu kabul edilir. Bu şekilde α-β sistemine ait denklemlerden d-q eksen takımına dönüşüm yapılır. Motorun rotor referans sistemine göre d-q eksen gerilimlerinden yararlanarak negatif bileşen momentine ulaşılır.

Negatif bileşen sisteminin çözülmesi için sargı denklemleri d-q eksen takımında yazılır. Sistemdeki tüm empedanslar ana sargıya indirgenir. Stator sargı dirençleri de aşağıda gösterildiği gibi ana sargıya indirgenir. (Ana ve yardımcı sargının aynı keside sahip olduğu kabul edilmektedir.)

$$\begin{bmatrix} R_a \\ R_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.45)}$$

Aşağıda ana sargı ve yardımcı sargının α-β sistemindeki eşdeğer direnci elde edilmektedir:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a \\ R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_m \end{bmatrix} \tag{2.46}$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_a \\ R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & \beta R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & \beta R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & \beta R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \tag{2.47}$$

α-β sistemindeki direnç değerlerinin pozitif ve negatif bileşen sistemindeki karşılığı şöyle bulunur:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} [S]^{-1} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$[S][S]^{-1} = [I]$ eşitliği kullanılarak

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{\beta^2} & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{2.48}$$

elde edilir.

Negatif bileşen sistemi çözümünde bu sistemin izole olduğunu düşünüp (2.16) denkleminde V_1=0 yazılabilir. Böylece (2.49) denklemi elde edilir.

$$V_\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} V_2 = V_a \qquad V_\beta = j \frac{1}{\sqrt{2}} V_2 = \frac{V_m}{\beta} \tag{2.49}$$

α-β sisteminde motor $v_\alpha = V_{\max} \cos \omega t$ **(2.50a)**

$$v_\beta = V_{\max} \sin \omega t \tag{2.50b}$$

gerilimleriyle beslenirken; hava aralığı döner alanı rotora göre ters yönde dönmektedir. Bu nedenle θ=(1-s)ωt yazılır.

Negatif sistemin çözümünde statorun d-q eksen takımındaki denklemlerinden yararlanılacaktır. Bunun için α-β eksenindeki denklemlerin d-q eksen takımına dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu dönüşüm aşağıdaki dönüşüm matrisiyle yapılır:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{2.51}$$

$$v_d = v_\alpha \cos\theta + v_\beta \sin\theta \tag{2.52}$$

$$v_q = -v_\alpha \sin\theta + v_\beta \cos\theta \tag{2.53}$$

$$\begin{aligned} v_d &= V_{\max} \cos\omega t \cos\left[(1-s)\omega t\right] + V_{\max} \sin\omega t \sin\left[(1-s)\omega t\right] \\ &= V_{\max} \cos\omega t \cos\left[\omega t - s\omega t\right] + V_{\max} \sin\omega t \sin\left[\omega t - s\omega t\right] \end{aligned} \tag{2.52a}$$

$$\begin{aligned} v_q &= -V_{\max} \cos\omega t \sin\left[(1-s)\omega t\right] + V_{\max} \sin\omega t \cos\left[(1-s)\omega t\right] \\ &= -V_{\max} \cos\omega t \sin\left[\omega t - s\omega t\right] + V_{\max} \sin\omega t \cos\left[\omega t - s\omega t\right] \end{aligned} \tag{2.53a}$$

$$v_d = V_{\max}\cos\omega t\{\cos\omega t\cos(-s\omega t) - \sin\omega t\sin(-s\omega t)\} + V_{\max}\sin\omega t\{\sin\omega t\cos(-s\omega t) + \cos\omega t\sin(-s\omega t)\}$$

$$v_q = -V_{\max}\cos\omega t\{\sin\omega t\cos(-s\omega t) + \cos\omega t\sin(-s\omega t)\} + V_{\max}\sin\omega t\{\cos\omega t\cos(-s\omega t) - \sin\omega t\sin(-s\omega t)\}$$

$$v_d = V_{\max}\cos^2\omega t\cos(s\omega t) - V_{\max}\sin\omega t\sin(-s\omega t)\cos\omega t + V_{\max}\sin^2\omega t\cos(s\omega t) + V_{\max}\cos\omega t\sin(-s\omega t)\sin\omega t$$

$$v_q = -V_{\max}\sin\omega t\cos(s\omega t)\cos\omega t - V_{\max}\cos^2\omega t\sin(-s\omega t) + V_{\max}\cos\omega t\cos(s\omega t)\sin\omega t - V_{\max}\sin^2\omega t\sin(-s\omega t)$$

$$v_d = \{V_{\max}\cos(s\omega t)\}\left[\cos^2\omega t + \sin^2\omega t\right] = V_{\max}\cos s\omega t \tag{2.52d}$$

$$v_q = \{-V_{\max}\sin(-s\omega t)\}\left[\cos^2\omega t + \sin^2\omega t\right] = V_{\max}\sin s\omega t \tag{2.53d}$$

Yukarıda elde edilen denklemler sω kayma frekansında fazör cinsinden yazılırsa;

$$V_d = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \tag{2.52e}$$

$V_q = -j\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$ elde edilir. **(2.53e)**

Motorun sargı denklemleri asenkron çalışma durumunda aşağıdaki gibidir:

$$v_{ds} = R_{ds} i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta\Psi_{qs}}{dt} \quad \textbf{(2.54)}$$

$$v_{qs} = R_{qs} i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta\Psi_{ds}}{dt} \quad \textbf{(2.55)}$$

R_{ds}=R_{qs}=R olup faz başına stator direncidir. Bu denklemler fazör cinsinden;

$$V_{ds} = RI_{ds} + js\omega\Psi_{ds} - (1-s)\omega\Psi_{qs} \quad \textbf{(2.54a)}$$

$$V_{qs} = RI_{qs} + js\omega\Psi_{qs} + (1-s)\omega\Psi_{ds} \quad \textbf{(2.55a)}$$

(2.54a) ve (2.55a) denklemlerinde d ve q eksenleri gerilimleri $V_{ds} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$, $V_{qs} = -j\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$ olarak bilinmektedir. Denklemlerde bilinmeyenler d ve q ekseni endüktanslarıdır.

$$\Psi_{ds} = L_{ds}(js\omega)I_{ds} \quad \textbf{(2.56)}$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs}(js\omega)I_{qs} \quad \textbf{(2.57)}$$

Stator ve rotorun d-q ekseninde halkalanan akılar aşağıdaki gibidir.

$$\Psi_{ds} = L_{ds} I_{ds} + M_d I_{dr} \quad \textbf{(2.58)}$$

$$\Psi_{dr} = M_d I_{ds} + L_{dr} I_{dr} \quad \textbf{(2.59)}$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs} I_{qs} + M_q I_{qr} \quad \textbf{(2.60)}$$

$$\Psi_{qr} = M_q I_{qs} + L_{qr} I_{qr} \quad \textbf{(2.61)}$$

Bu denklemlerde M_d ve M_q, d-q eksen takımındaki ortak endüktanslardır [8].

$$M_d = k_d \sqrt{L_{ds} L_{dr}} \quad \textbf{(2.62)}$$

$$M_q = k_q \sqrt{L_{qs} L_{qr}} \quad \textbf{(2.63)}$$

k_d<1: d ekseni bağlantı katsayısı

k_q<1: q ekseni bağlantı katsayısı

Rotor çubukları kısa devre olduğu için rotor gerilimi sıfırdır.

$$R_{dr} I_{dr} + js\omega \Psi_{dr} = 0 \quad \textbf{(2.64)}$$

$$R_{dr} I_{dr} + js\omega (M_d I_{ds} + L_{dr} I_{dr}) = 0 \quad \textbf{(2.64a)}$$

$$(R_{dr} I_{dr} + js\omega L_{dr}) I_{dr} + js\omega M_d I_{ds} = 0 \quad \textbf{(2.64b)}$$

$$I_{dr} = \frac{-js\omega M_d I_{ds}}{R_{dr} + js\omega L_{dr}} \quad \textbf{(2.64c)}$$

$$\Psi_{ds} = L_{ds} I_{ds} + M_d I_{dr} = L_{ds} I_{ds} + M_d \frac{-js\omega M_d I_{ds}}{R_{dr} + js\omega L_{dr}} = \left[L_{ds} - \frac{js\omega {M_d}^2}{R_{dr} + js\omega L_{dr}} \right] I_{ds} \quad \textbf{(2.58a)}$$

$$L_{ds}(js\omega) = L_{ds} - \frac{js\omega {M_d}^2}{R_{dr} + js\omega L_{dr}} = L_{ds} - \frac{js\omega {k_d}^2 L_{ds} L_{dr}}{R_{dr} + js\omega L_{dr}} = L_{ds} - \frac{R_{dr}\left(js\omega {k_d}^2 L_{ds} \frac{L_{dr}}{R_{dr}} \right)}{R_{dr}\left(1 + js\omega \frac{L_{dr}}{R_{dr}} \right)} \quad \textbf{(2.65)}$$

$T_d = \frac{L_{dr}}{R_{dr}}$: d ekseni açık devre rotor zaman sabiti

Stator d ekseni endüktansı $\boxed{L_{ds}(js\omega) = L_{ds}\left[1 - \frac{js\omega k_d^2 T_d}{1 + js\omega T_d} \right]}$ olarak bulunur. **(2.66)**

Aynı şekilde q ekseni için endüktans ifadesi çıkartılabilir.

$$R_{qr} I_{qr} + js\omega \Psi_{qr} = 0 \quad \textbf{(2.67)}$$

$$R_{qr} I_{qr} + js\omega (M_q I_{qs} + L_{qr} I_{qr}) = 0 \quad \textbf{(2.67a)}$$

$$(R_{qr}I_{qr} + js\omega L_{qr})I_{qr} + js\omega M_q I_{qs} = 0 \qquad \textbf{(2.67b)}$$

$$I_{qr} = \frac{-js\omega M_q I_{qs}}{R_{qr} + js\omega L_{qr}} \qquad \textbf{(2.68)}$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs}I_{qs} + M_q I_{qr} = L_{qs}I_{qs} + M_q \frac{-js\omega M_q I_{qs}}{R_{qr} + js\omega L_{qr}} = \left[L_{qs} - \frac{js\omega M_q^2}{R_{qr} + js\omega L_{qr}} \right] I_{qs} \qquad \textbf{(2.60)}$$

$$L_{qs}(js\omega) = L_{qs} - \frac{js\omega M_q^2}{R_{qr} + js\omega L_{qr}} = L_{qs} - \frac{js\omega k_q^2 L_{qs} L_{qr}}{R_{qr} + js\omega L_{qr}} = L_{qs} - \frac{R_{qr}\left(js\omega k_q^2 L_{qs} \frac{L_{qr}}{R_{qr}} \right)}{R_{qr}\left(1 + js\omega \frac{L_{qr}}{R_{qr}} \right)} \qquad \textbf{(2.61)}$$

$T_q = \frac{L_{qr}}{R_{qr}}$: q ekseni açık devre rotor zaman sabiti

$$\boxed{L_{qs}(js\omega) = L_{qs}\left[1 - \frac{js\omega k_q^2 T_q}{1 + js\omega T_q} \right]} \qquad \textbf{(2.62)}$$

Sargı denklemleri:

$$V_{ds} = R_{ds}I_{ds} + js\omega\Psi_{ds} - (1-s)\omega\Psi_{qs} \qquad \textbf{(2.63)}$$

$$V_{qs} = R_{qs}I_{qs} + js\omega\Psi_{qs} - (1-s)\omega\Psi_{ds} \qquad \textbf{(2.64)}$$

$$V_{ds} = R_{ds}I_{ds} + js\omega L_{ds}(js\omega)I_{ds} - (1-s)\omega L_{qs}(js\omega)I_{qs} \qquad \textbf{(2.63a)}$$

$$V_{qs} = R_{qs}I_{qs} + js\omega L_{qs}(js\omega)I_{qs} - (1-s)\omega L_{ds}(js\omega)I_{ds} \qquad \textbf{(2.64a)}$$

$$V_{ds} = \left[R_{qs} + js\omega L_{ds}(js\omega) \right] I_{ds} - (1-s)\omega L_{qs}(js\omega)I_{qs} \qquad \textbf{(2.63b)}$$

$$V_{qs} = \left[R_{qs} + js\omega L_{qs}(js\omega) \right] I_{qs} - (1-s)\omega L_{ds}(js\omega)I_{ds} \qquad \textbf{(2.64b)}$$

$V_{ds} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$ ve $V_{qs} = -j\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$ olarak bilindiğine göre yukarıdaki denklemlerden I_{ds} ve I_{qs} değerleri çözülür.

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_{2d} + jV_{2q}}{I_{2d} + jI_{2q}} = \frac{V_{ds} + jV_{qs}}{I_{ds} + jI_{qs}} \tag{2.65}$$

Negatif bileşen momentin ortalaması; $M_{neg} = P\,\mathrm{Re}\left[\Psi_{ds}^{*} I_{qs} - \Psi_{qs}^{*} I_{ds}\right]$ **(2.66)**

$$\Psi_{ds} = L_{ds}(js\omega)I_{ds} = L_{ds}\left[1 - \frac{js\omega k_d^2 T_d}{1 + js\omega T_d}\right] I_{ds} \tag{2.58a}$$

$$L_{ds}(js\omega) = L_{ds}\left[1 - \frac{js\omega k_d^2 T_d}{1 + js\omega T_d}\right] = L_{ds}\left\{1 - \left[\frac{js\omega k_d^2 T_d(1 - js\omega T_d)}{1 + s^2\omega^2 T_d^2}\right]\right\} = L_{ds}\left\{1 - \frac{js\omega k_d^2 T_d + s^2\omega^2 k_d^2 T_d^2}{1 + s^2\omega^2 T_d^2}\right\}$$

$$= L_{ds}\left\{\frac{1 + s^2\omega^2 T_d^2 - s^2\omega^2 k_d^2 T_d^2 - js\omega k_d^2 T_d^2}{1 + s^2\omega^2 T_d^2}\right\} = L_{ds}\left\{\frac{1 + s^2\omega^2 T_d^2 - s^2\omega^2 k_d^2 T_d^2}{1 + s^2\omega^2 T_d^2} - j\frac{s\omega k_d^2 T_d}{1 + s^2\omega^2 T_d^2}\right\}$$

$$\Psi_{ds} = L_{ds} I_{ds}\left\{\frac{1 + s^2\omega^2 T_d^2 - s^2\omega^2 k_d^2 T_d^2}{1 + s^2\omega^2 T_d^2} - j\frac{s\omega k_d^2 T_d}{1 + s^2\omega^2 T_d^2}\right\}$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs}(js\omega)I_{qs} = L_{qs}\left[1 - j\frac{s\omega k_q^2 T_q}{1 + js\omega T_q} I_{qs}\right] \tag{2.60a}$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs}(js\omega)I_{qs} = L_{qs}\left[1 - j\frac{s\omega k_q^2 T_q}{1 + js\omega T_q}\right] I_{qs} \tag{2.60b}$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs}\left[1 - j\frac{s\omega k_q^2 T_q(1 - js\omega T_q)}{1 + s^2\omega^2 T_q^2}\right] I_{qs} = L_{qs} I_{qs}\left[1 - \frac{js\omega k_q^2 T_q + s^2\omega^2 k_q^2 T_q^2}{1 + s^2\omega^2 T_q^2}\right]$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs} I_{qs}\left[\frac{1 + s^2\omega^2 T_q^2 - s^2\omega^2 k_q^2 T_q^2}{1 + s^2\omega^2 T_q^2} - \frac{js\omega k_q^2 T_q}{1 + s^2\omega^2 T_q^2}\right]$$

$$M_{neg} = P\mathrm{Re}\left\{L_{ds} I_{ds}\left[\frac{1 + s^2\omega^2 T_d^2 - s^2\omega^2 k_d^2 T_d^2}{1 + s^2\omega^2 T_d^2} + j\frac{s\omega k_d^2 T_d^2}{1 + s^2\omega^2 T_d^2}\right] I_{qs} - L_{qs} I_{qs}\left[\frac{1 + s^2\omega^2 T_q^2 - s^2\omega^2 T_q^2}{1 + s^2\omega^2 T_q^2} + j\frac{s\omega k_q^2 T_q}{1 + s^2\omega^2 T_q^2}\right] I_{ds}\right\}$$

$$M_{neg} = P\left\{L_{ds} I_{ds} I_{qs}\left[\frac{1 + s^2\omega^2 T_d^2 - s^2\omega^2 k_d^2 T_d^2}{1 + s^2\omega^2 T_d^2}\right] - L_{qs} I_{qs} I_{ds}\left[\frac{1 + s^2\omega^2 T_q^2 - s^2\omega^2 k_q^2 T_q^2}{1 + s^2\omega^2 T_q^2}\right]\right\}$$

$$M_{neg} = PI_{qs}I_{ds}\left\{L_{ds}\left[\frac{1+s^2\omega^2T_d^2-s^2\omega^2k_d^2T_d^2}{1+s^2\omega^2T_d^2}\right]-L_{qs}\left[\frac{1+s^2\omega^2T_q^2-s^2\omega^2k_q^2T_q^2}{1+s^2\omega^2T_q^2}\right]\right\} \quad \textbf{(2.67)}$$

Rotor bakır kayıpları: $P_{cur} = s\omega M_{neg}$ **(2.68)**

$$M_{toplam} = M_{hizalama} + M_{rel} + M_{neg} \quad \textbf{(2.69)}$$

2.5. Asenkron Momentler

Asenkron çalışma sırasında endüklenen moment kafes momenti ve fren momentinden oluşmaktadır. Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun geçici haldeki moment eğrisinde asenkron momente göre daha çok moment osilasyonları görülmektedir [7]. Kalkış sırasındaki moment osilasyonları sadece büyük değil; aynı zamanda asenkron motora göre daha uzun sürelidir [9]. Bunun nedeni kalkış süresince mıknatısın varlığıdır.

Kafes momenti, pozitif ve negatif yönlü döner alanların endüklediği momentlerden oluşmaktadır.

$$M_{kafes} = M_{kafes1} + M_{kafes2} \quad \textbf{(2.70)}$$

$$M_{kafes1} = \frac{P}{2}\mathrm{Re}\left\{\left(\Psi_{q1}\right)^* I_{d1} - \left(\Psi_{d1}\right)^* I_{q1}\right\} \quad \textbf{(2.70a)}$$

$$M_{kafes2} = \frac{P}{2}\mathrm{Re}\left\{\left(\Psi_{q2}\right)^* I_{d2} - \left(\Psi_{d2}\right)^* I_{q2}\right\} \quad \textbf{(2.70b)}$$

Kafes momentinin iki bileşeninin olmasının nedeni sargı geriliminin dengesiz olmasıdır. Motor üç fazlı dengeli gerilimle beslendiğinde negatif yönlü döner alan olmayacağı için bu alanın endüklediği moment de olmayacaktır.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun geçici hal çalışması sırasında mıknatıslar fren momenti yaratır. Mıknatıs akısı, stator sargılarında akım endükler. Sargı dirençlerinde bir kayıp yaratır. Endüklenen akımın ürettiği moment, mıknatıs fren momentidir. Fren momenti, mıknatısın varlığından kaynaklanmaktadır. Kalkış sırasında mıknatıs akısının, stator akımlarıyla etkileşimi sonucu mıknatıs fren momenti oluşur. Motorun bakır kayıplarını arttırarak veriminin düşmesine neden

olur. Fren momentini oluşturan akım, stator sargılarında bakır kayıplarına da neden olmaktadır. Mıknatıs fren momenti, kafes sargılarının oluşturduğu momente ters yönde olmakta ve frenleme yapmaktadır. Mıknatıs fren momenti hıza bağlı olarak değişir. Maksimum değerine senkron hızın yarısını geçince ulaşır [9]. Bu moment kalkışta oluşur ve motor senkron hıza ulaştıktan sonra da devam eder. Bu da verimi azaltıcı yönde etki eder.

Dengeli, üç fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor için mıknatıs fren momentinin analizi Honsinger'in çalışmasında ve Miller'in arkadaşlarıyla yaptığı çalışmalarda ele alınmıştır ([1] ve [10]). Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun besleme gerilimi dengeli olmadığı için d-q eksen takımı denklemleri kullanılarak mıknatıs fren momenti elde edilir.

Rotor referans sistemi kullanılarak motorun gerilim denklemleri yazılır. Bu denklemler, stator sargılarının kısa devre olduğu ve bütün değerlerin ana sargıya indirgendiği durum için yazılır.

$$0 = R_s I_{dm} - j\omega(1-s)\psi_{qm} \qquad \textbf{(2.71a)}$$

$$0 = R_s I_{qm} + j\omega(1-s)\psi_{dm} \qquad \textbf{(2.71b)}$$

Motorda halkalanan akılar d-q eksen takımında yazıldığında;

$$\psi_{dm} = \frac{X_d I_{dm} + E_0}{\omega} \qquad \textbf{(2.72a)}$$

$$\psi_{qm} = \frac{(X_q - X_c) I_{qm}}{\omega} \qquad \textbf{(2.72b)}$$

Gerilim ve akı denklemleri düzenlenerek d ve q ekseni akımları bulunur.

$$I_{dm} = \frac{-(1-s)^2 (X_q - X_c) E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} \qquad \textbf{(2.73)}$$

$$I_{qm} = \frac{-(1-s) R_s E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} \qquad \textbf{(2.74)}$$

Hava aralığındaki ortalama fren momenti;

$$M_{fren} = \frac{P}{2}\left[\frac{1}{\beta}\Psi_{dm} I_{qm} - \beta \Psi_{qm} I_{dm}\right] \qquad \textbf{(2.75)}$$

Aşağıda mıknatıs fren momenti motor parametrelerine bağlı olarak elde edilmiştir.

$$M_{fren} = \frac{P}{2}\left[\frac{X_d I_{dm} + E_0}{\beta\omega} \cdot \frac{-(1-s) R_s E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} - \frac{\beta (X_q - X_c) I_{qm}}{\omega} \cdot \frac{-(1-s)^2 (X_q - X_c) E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2}\right]$$

$$M_{fren} = \frac{P}{2}\left\{\frac{X_d\left[\frac{-(1-s)^2 (X_q - X_c) E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2}\right] + E_0}{\beta\omega} \cdot \frac{-(1-s) R_s E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} - \frac{\beta^2 (X_q - X_c)\left[\frac{-(1-s) R_s E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2}\right]}{\beta\omega} \cdot \frac{-(1-s)^2 (X_q - X_c) E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2}\right\}$$

$$M_{fren} = \frac{P}{2\omega\beta}\left\{\left[\frac{-(1-s)^2 X_d (X_q - X_c) E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} + E_0\right] \cdot \frac{-(1-s) R_s E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} - \left[\frac{\beta (X_q - X_c)(1-s) R_s E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} \cdot \frac{-(1-s)^2 (X_q - X_c) E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2}\right]\right\}$$

$$M_{fren} = \frac{P}{2\omega\beta}\left\{\left[\frac{-(1-s)^2 X_d (X_q - X_c) E_0 + E_0 R_s^2 + E_0 X_d (X_q - X_c)(1-s)^2}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2}\right] \cdot \frac{-(1-s) R_s E_0}{R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2} - \left[\frac{\left[-\beta (X_q - X_c)(1-s) R_s E_0\right]\left[-(1-s)^2 (X_q - X_c) E_0\right]}{\left[R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2\right]^2}\right]\right\}$$

$$M_{fren} = \frac{P}{2\omega\beta}\left\{\frac{-E_0^2 R_s^3 (1-s)}{\left[R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2\right]^2} - \frac{\beta (X_q - X_c)^2 (1-s)^3 R_s E_0^2}{\left[R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2\right]^2}\right\} \qquad \textbf{(2.75e)}$$

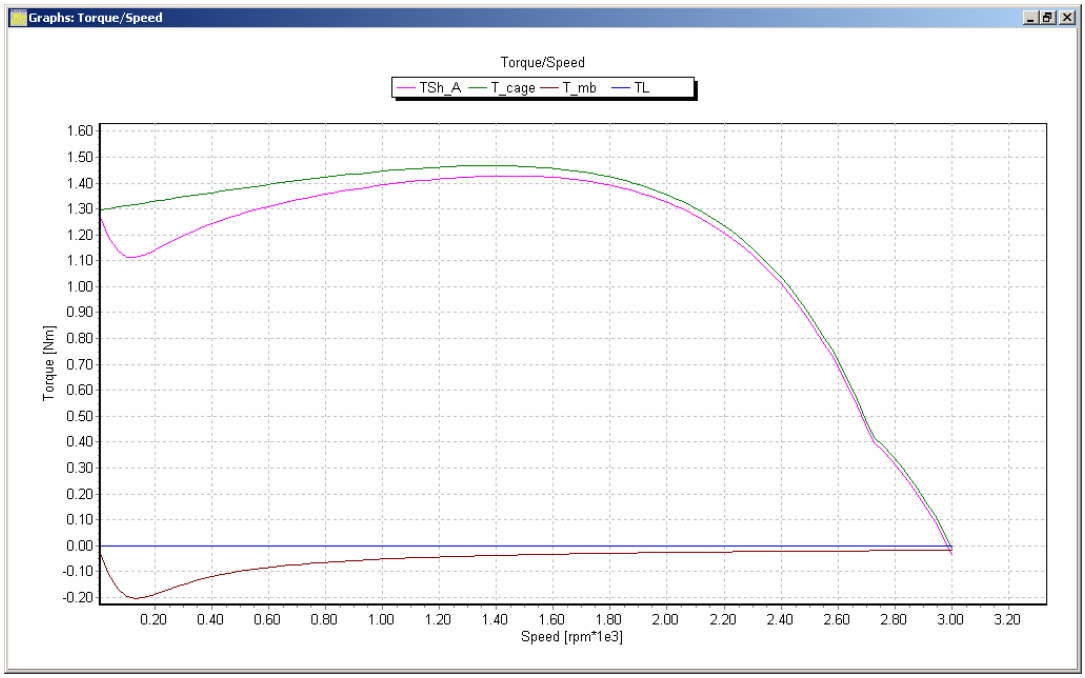
$$M_{fren} = \frac{-P}{2\omega\beta}\left\{\frac{E_0^2 R_s (1-s)}{\left[R_s^2 + X_d (X_q - X_c)(1-s)^2\right]^2}\left[R_s^2 + \beta (X_q - X_c)^2 (1-s)^2\right]\right\} \qquad \textbf{(2.75f)}$$

Denklemin başındaki eksi, momentin negatif yönde olduğunu ve var olan momente zıt etkidiğini göstermektedir.

Sonuç olarak; asenkron çalışma sırasında hava aralığında endüklenen moment kafes momentiyle fren momentinin toplamı kadardır.

$$M_e = M_{kafes} + M_{fren} \tag{2.76}$$

Şekil 2.4'te kafes momenti ve fren momentiyle birlikte bunların mil momentine etkisi görülmektedir. Fren momenti kafes momentine göre negatif yönlüdür, kafes momentini azaltıcı etkide bulunur. Şekil 2.4'ten görüldüğü gibi fren momenti kalkış momentinden düşük bir değere ulaşarak kafes momentine fren etkisi yapmaktadır. Fren momenti özellikle düşük hızlarda etkilidir. Motor senkron hıza ulaştığında fren momenti azalmaktadır. Motorun sürekli hal çalışmasında fren momentinin çok az etkisi vardır.



Şekil 2.4: Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun moment hız eğrisi

3. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN TASARIM YAKLAŞIMLARI

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun bir çok parametresi motorun performansını çeşitli şekilde etkiler. Kimi parametreler motorun dinamik çalışmasını olumlu yönde etkilerken, aynı veya farklı parametreler motorun sürekli çalışmasını olumsuz yönde etkileyebilir. Bu nedenle her bir parametre ve etkisi ayrı ayrı incelenmelidir. Tasarım yapılırken her bir parametrenin olumlu ve olumsuz yönleri göz önüne alınmalıdır.

Motor, stator ve rotor olmak üzere iki ana başlıkta ele alınmıştır. Stator, stator sacının kesimiyle elde edilen oluklardan ve bu oluklara yerleştirilen sargılardan oluşur. Sargılara bağlı olan kondansatörler de statorun parçası olarak ele alınmıştır. Rotorda ise motorun çalışmasını önemli ölçüde etkileyen mıknatıslar ve rotor çubukları bulunmaktadır. Bu parametrelerin etkisi, motorun eşdeğer devresini kullanarak çözüm yapan ve hızlı sonuç veren SPEED yazılımıyla desteklenmiştir. Bu bölümde parametrelerin etkisini göstermek amacıyla kullanılan motor bir sonraki bölümde sonlu elemanlar yöntemiyle analizi yapılan motordur. Aynı motorun parametreleri kullanılarak daha sonra Simulink'te modeli kurulmuştur.

3.1. Stator Parametreleri

3.1.1. Oluk ve stator sacı

Statorda kullanılan sac, akının manyetik devreyi tamamlayabilmesi için manyetik malzeme olmalıdır. Sac uygun şekilde kesilerek oluklar için yer açılır. Akı, oluklar arasındaki dişlerden geçerek manyetik devreyi tamamlar.

Stator sacı seçilirken akı yoğunluğu değerlerine bakılır. Özellikle stator dişleri doymaya çok uygun yapılar olduğu için bu bölgelerdeki maksimum akı yoğunluğu değeri önemlidir. Sacdaki maksimum akı yoğunluğu değeri demir kayıplarını etkileyeceği için doğrudan verimi de etkiler.

3.1.2. Sargı özellikleri

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun statorunda ana sargı ve yardımcı sargı bulunur. Sargıların sarım sayısı ve kesidi değiştirilerek empedansı değiştirilebilir. Motora gerilim uygulandığında sargılarda akım akar ve hava aralığında döner alan oluşur. Bu nedenle sargıların empedansı, döner alanı ve endüklenen momenti etkiler. Miller ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada ana sargı akımının, yüke bağlı olarak daha çok değişmesine rağmen yardımcı sargı akımının yükle çok değişmediği gözlenmiştir [7].

Ana sargının sarım sayısını arttırmak ana sargıda endüklenen gerilimi arttırır. ($E_m=j\omega N_m\Phi$). Ana sargının direncini ve endüktansını arttırır. Sargı direncinin artması momenti azaltacaktır. Sargı direncinin ve EMK'nın artması akımın azalmasına neden olur. Akımın karesiyle orantılı olan bakır kayıpları azalır. Ana sargının kesidini arttırmak direnci azaltır. Böylece stator bakır kayıpları artar ve verim azalır.

Yardımcı sargı sarım sayısını arttırmak yardımcı sargıda endüklenen gerilimi arttırır. ($E_a=-\omega N_a\Phi$)

Hem ana sargının hem yardımcı sargının sarım sayılarını ve kesitlerini değiştirmek stator oluğunun doluluk faktörünü de etkileyecektir. Bu nedenle bu tür değişiklikler doluluk faktörü göz önüne alınarak yapılmalıdır.

3.1.3. Kondansatörler

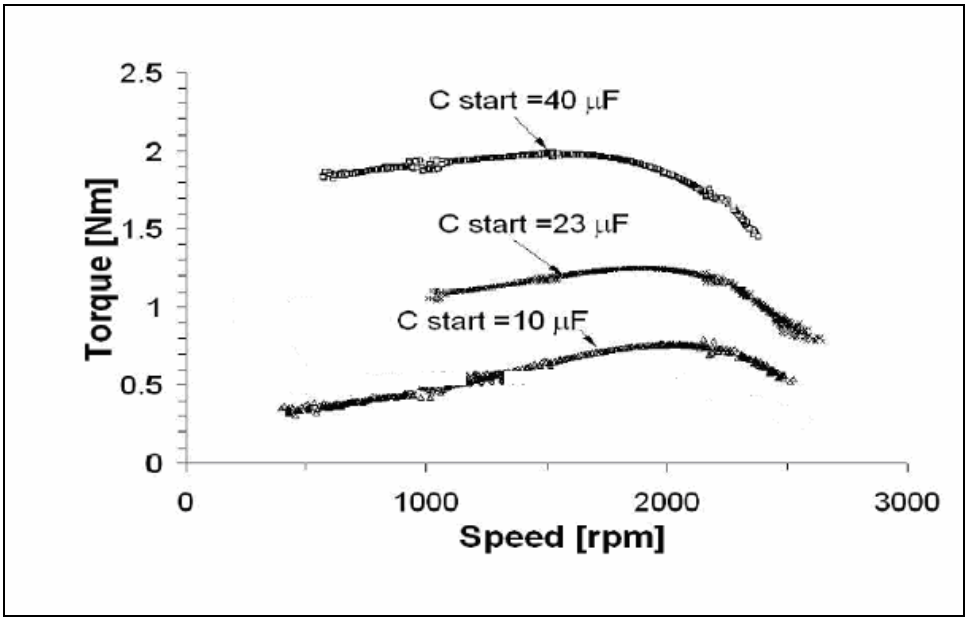
Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorda iki kapasite kullanılmaktadır. Kalkış kapasitesi motor senkron hıza ulaşana kadar devrededir. Motorun yüksek momentle kalkış yapabilmesini sağlar. İşletme kapasitesi ise sürekli devrededir. Kalkış ve işletme kapasitelerinin kullanılması yardımcı sargı empedansını etkilemektedir. Yardımcı sargıya seri bağlanan kapasitif empedans, aşağıdaki eşdeğer empedans ile yardımcı sargı empedansını etkilemektedir. Bu ifadenin elde edilişi 5. bölümde yer almaktadır.

$$z_e = \frac{X_r^2 R_{PTC} - j\left[X_r R_{PTC}^2 + X_s^2 X_r + X_s X_r^2\right]}{R_{PTC}^2 + \left(X_s + X_r\right)^2} \qquad \textbf{(3.1)}$$

Yardımcı sargıya bağlanan kapasitif empedans, yardımcı sargı akımını ve elektromanyetik momenti etkiler. Kapasitif empedans, yardımcı sargı empedansından daha baskındır. Kapasitif empedans endüklenen momenti etkilediği için motor verimini de etkilemektedir.

Miller ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun dinamik çalışması sırasında motorda görülen momentlerin analizi yapılmıştır. Her bir moment bileşeni ayrı ayrı incelendikten sonra 4 motor üzerinden deney sonuçları ve hesaplamalar karşılaştırılmıştır. Çalışma sonucunda da moment bileşenleri hakkında çıkarımlar yapılmıştır. Bu çıkarımların bir tanesinde kapasitif empedans seçimiyle fren momentinin azaltılabileceğinden bahsedilmektedir. Fren momentini minimum yapmak için kapasitif empedans senkron reaktanstan çok büyük seçilmelidir [10].

Kalkış kondansatörünün artması kalkış momentini de arttıracaktır. Kalkış kondansatörü kalkış sırasında akıma göre maksimum kalkış momentini verecek şekilde seçilir. Kalkış kondansatörünün uygun seçilmesi, negatif yönlü döner alan bileşeninin etkisini azaltır [10]. Negatif bileşen sisteminin etkisinin azalması uygulanan gerilimi dengeli olmaya yaklaştırır. Aynı zamanda kayıplar azalarak verim artar.



Şekil 3.1: Kalkış kondansatörlerinin hız moment eğrisine etkileri [11]

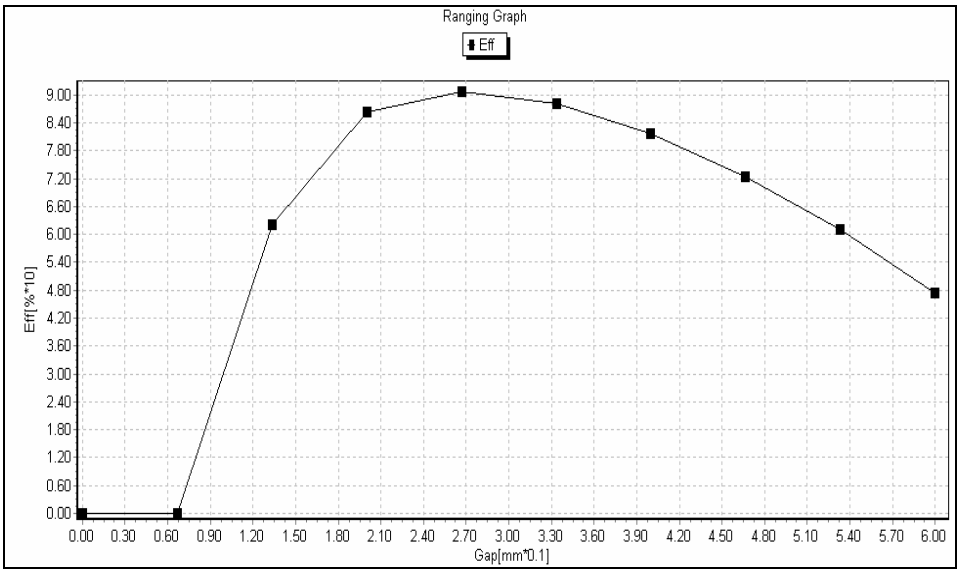
İşletme kondansatörü senkron çalışma sırasında maksimum verimi veren değer olarak seçilir. İşletme kondansatörünün optimum seçilmesiyle gerilimin negatif bileşen değeri de azaltılır. Böylece motor gerilimi dengeli duruma yaklaştırılır.

3.1.4. Hava aralığı

Diğer elektrik motorlarında olduğu gibi şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorda da hava aralığı, momentin endüklenmesi bakımından önemlidir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorun hava aralığı geleneksel senkron motora göre daha küçük yapılabilir. Aynı ölçülerdeki sürekli mıknatıslı senkron motorla geleneksel senkron motor karşılaştırıldığında; kayıpları daha az olduğu için sürekli mıknatıslı senkron motorda endüklenen moment, geleneksel senkron motora göre daha yüksektir. İki motorda da aynı momenti elde etmek için şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun hava aralığı küçültülebilir.

Libert ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada pompa uygulamalarında verimi arttırmak için 75kW'lık şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor tasarımı yapılmaktadır [12]. Tasarım sırasında kalkış ve senkronizasyon ayrıntılı olarak incelenmektedir. Bu çalışma sırasında hava aralığıyla senkronizasyon arasında bir ilişki kurulmuştur. Hava aralığını arttırmak d ve q ekseni reaktanslarını azaltır. Hava aralığı büyütüldüğünde hava aralığındaki akı yığılması azalır. Bunun sonucunda reaktanslar azalır ve moment artar. Hava aralığını büyütmek aynı zamanda fren momentini de azaltır. Fren momenti bağıntısının reaktansların karesiyle orantılı olduğu çıkarılmıştı. Hava aralığının büyümesiyle reaktanslar azaldığı için fren momenti de azalacaktır. Ancak bu durum verimde azalmaya neden olur.



Şekil 3.2: Hava aralığı büyüklüğünün verime etkisi

3.2. Rotor Parametreleri

3.2.1. Rotor çubukları

Rotor çubukları dinamik çalışma sırasında akım taşıyarak motorun dönmesini sağlarlar. Rotor çubukları motorun geçici haldeki performansını etkiler. Kalkışta veya sargı akımındaki ani artış nedeniyle mıknatısların demagnetize olmasını önler. Ayrıca osilasyona karşı söndürüm etkisi de vardır [13].

Rotor çubuklarının tasarımı; rotor direnci, rotor oluk sayısı, rotor oluk alanı gibi parametrelerin tasarımını içerir. Rotor oluk sayısı belirlenirken, rotor dişlerinin manyetik doyuma ulaşacak kadar dar olmamasına dikkat edilmelidir. Rotor oluk sayısı çok olursa rotor dişleri dar olur. Bu konuda yapılan çalışmaların birinde rotor oluk sayısı seçiminin stator oluk sayısına göre yapıldığı; böylece kalkıştaki osilasyonun azaltıldığı söylenmektedir [12].

Motor tasarımında mıknatısın ürettiği akının hava aralığına geçen kısmı motorun verimini belirler. Rotor oluklarının tasarımı bu mıknatıs akısını olabildiğince hava aralığına taşımayı amaçlar. Rotor olukları tamamen kapalı olduğunda olukla rotor dış çevresi arasında köprü bölgesi oluşur. Bu bölgeler dar olduğu için çabucak doyuma ulaşır. Akının yolu üzerinde manyetik kısa devre oluşturarak kaçak akıyı arttırırlar. Mıknatıs akısının hava aralığına geçen kısmı bu yolla bir miktar azalır. Başka deyişle

hava aralığında olması beklenilen akı dağılımını elde etmek için daha yüksek enerjili mıknatıs kullanım ihtiyacını doğar. Bazı çalışmalarda bu köprü bölgelerinin hava aralığındaki akı dağılımının harmoniğini ve dolayısıyla gürültüyü azalttığı söylenmektedir [14]. Köprü bölgesinin hava aralığı akı dağılımındaki harmonikleri azalttığı; ancak köprü bölgesinin kalınlığını arttırmanın harmonikleri çok etkilemediği görülmüştür. Bunun yanında köprü bölgesinin kalınlığı arttıkça hava aralığı akısının azaldığı gözlenmiştir. Aynı çalışmaya göre köprü bölgesi d-q eksen reaktanslarını da etkilemektedir. Mıknatıs akısı daha çok d ekseni boyunca aktığı için d ekseni reaktansı, q ekseni reaktansından daha çok etkilenmektedir. Rotor olukları tasarlanırken bu köprü bölgeleri de göz önüne alınarak boyutlandırılmalıdır.

Rotor oluk tasarımı kafes momentini doğrudan etkiler. Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun kalkışında mıknatıs fren momenti etkili olduğu için; endüklenen kafes momenti, fren momentinin etkisini en aza indirecek boyutta olmalıdır. Rotor direnci, boşta gerilim değeri, d ve q ekseni endüktansları motorun kalkış yeteneğini belirler. Momenti arttırmak için d ve q ekseni reaktans değerleri azaltılmalıdır [12].

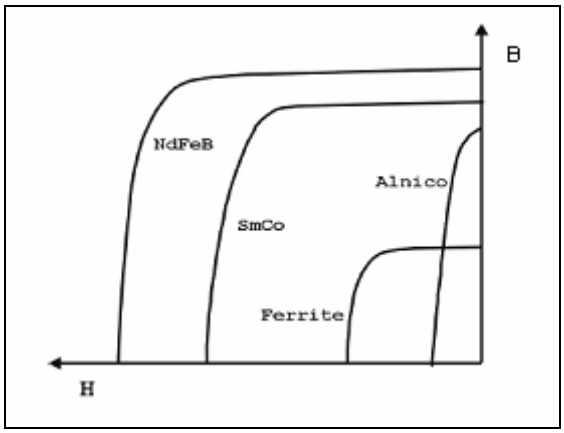
Rotor bakır kayıpları rotor direncine bağlıdır. Bakır kayıplarını azaltmak için kafes direncini düşük tutmak gerekir. Rotor direncinin değiştirmek için rotor oluklarının boyutları ve rotor oluk sayısı değiştirilir. Rotor oluklarının küçük olması rotor direncini arttırarak kalkış momentini büyütür. Rotor oluklarının büyük olması rotor direncini küçülterek senkronizasyonu kolaylaştırır. Farklı boyutta rotor oluklarının kullanılması yumuşak kalkışı ve kolay senkronizasyonu sağlar [15]. Bazı motor tasarımlarında mıknatıs kaçak akılarını azaltmak ve d ekseni reaktansını q ekseni reaktansına oranını maksimum yapmak için birbirinden farklı boyutta rotor olukları kullanılmaktadır. Bu motorlarda rotor çubuklarından akan akım da sinusoidal değildir. Bu motorların geçici halin başında daha çabuk hızlandığı ve kalkış momentlerin daha büyük olduğu görülmüştür. Her bir oluğun kesidi ve direnci farklı olduğu için; rotor çubuklarından akan akım sinusoidal değildir. Bu nedenle rotor direnci hesaplanırken her bir oluk için ayrı hesaplama yapılmalıdır. Bunun için Kim tarafından yapılan çalışmada bir yöntem önerilmektedir [16].

Miller'in yaptığı çalışmada üç fazlı şebeke kalkışlı senkron motorun senkronizasyonu ayrıntılı olarak ele alınmaktadır. Bu çalışma sırasında yapılan

çıkarımlardan biri hız moment eğrisinin senkron hıza yakın bölgesinde diklik olmasının yüksek senkronizasyonu sağladığıdır. Bu dikliği elde etmek için kafes direnci düşük tutulmalıdır [2].

3.2.2. Mıknatıs

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli halde çalışması sırasında mıknatıslar büyük bir öneme sahiptir. Mıknatıs seçimi doğrudan motor performansını etkilemektedir.



Şekil 3.3: Farklı mıknatısların demagnetizasyon eğrileri

Alnico mıknatıslarının kalıcı akı yoğunlukları yüksek olmasına rağmen koersitif alan şiddetleri düşüktür. Düşük bir ters alanla bile bu mıknatıslar demagnetize olabilir. Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorda mıknatısların demagnetize olma olasılığı yüksek olduğu için Alnico mıknatıslar tercih edilmezler. Ferrite mıknatısların hem kalıcı akı yoğunlukları hem de koersitif alan şiddeti düşüktür. Ucuz olmalarına rağmen, sağladıkları enerji düşüktür. Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorda ferrite kullanılması durumunda kalın mıknatıslarla yüksek verim elde edilebilir. Ferrite mıknatıslar motor maliyetinin dinamik performanstan önemli olduğu uygulamalarda kullanılır. SmCo ve NdFeB mıknatıslarının ikisi de yüksek enerjilidir. SmCo daha ucuz olduğu için bir çok uygulamada kullanılmıştır. Rahman ve Osheiba tarafından yapılan çalışmada SmCo mıknatısının NdFeB'a göre daha büyük mıknatıs fren momenti oluşturduğu gösterilmektedir [17]. Zamanla NdFeB fiyatının düşmesi ve SmCo'dan daha fazla enerji vermesi nedeniyle; bu motorların tasarımında genellikle NdFeB mıknatıslar kullanılmaya başlanmıştır. NdFeB mıknatıslarının düşük Curie sıcaklığa sahip olması

ve demir karışımlarının korozyona karşı dayanıklı olmaması bu mıknatısların kullanım alanlarını daraltmaktadır [13]. Aşağıda tasarımı yapılan motorun aynı boyutlardaki farklı mıknatıslar kullanılması sonucu elde edilen verim değerleri verilmiştir. Görüldüğü gibi en yüksek verim NdFeB ile elde edilmiştir.

Tablo 3.1: Aynı kalınlıktaki mıknatısların motor verimine etkisi

Mıknatıslar	Verim
Ferrite	%80.90
SmCo	%84.05
NdFeB	%88.65

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorda mıknatısların demagnetize olma olasılığı yüksektir. Demagnetizasyon aşırı akım veya yüksek sıcaklık nedeniyle olabilir. Stator sargılarından akan akım mıknatısın magnetizasyon doğrultusuna ters bir amper sarım yaratırsa bu manyetik alan, mıknatısı demagnetize edebilir. Mıknatısların boşta endükleyecekleri gerilim, kalkışta mıknatısların demagnetizasyonunu önleyecek büyüklükte olmalıdır. Demagnetize olmuş bir mıknatısı tekrar magnetize etmek için magnetizasyon yönünde alan şiddeti uygulanmalıdır. Bundan başka her mıknatısın mıknatıslık özelliklerini tamamen kaybettiği Curie sıcaklık değeri vardır. Eğer motor çalışması sırasında bu sıcaklık değerine ulaşılırsa mıknatıs demagnetize olur. Aşırı sıcaklık nedeniyle mıknatısın demagnetize olması durumunda mıknatıs tekrar mıknatıslanamaz. Bir başka deyişle mıknatıs manyetik özelliğini tamamen yitirir. Bütün bu nedenlerden dolayı; mıknatısın kolaylıkla demagnetize olmaması için akı yoğunluğu ve koersif alan şiddeti yüksek mıknatıs kullanılmalıdır. Kullanılan mıknatısın Curie sıcaklığına da dikkat edilmelidir.

Rotordaki mıknatıslar tasarıma bağlı olarak çeşitli şekil ve boyutlarda olabilir. Mıknatıslar motora gömülü yerleştirilebileceği gibi, motorda yüzey mıknatısları da kullanılabilir. Yüzey mıknatıs kullanmak rotor çapını azaltarak düşük eylemsizlik sağlamaktadır. Eylemsizliğin düşük olması dinamik performansı iyileştirmekte, senkronizasyonu kolaylaştırmaktadır. Rotor içine gömülü sürekli mıknatıslar kullanılarak sabit akı oluşumu sağlanır. Gömülü mıknatıs kullanmak d ekseni

endüktansının q ekseni endüktansından büyük olmasına neden olur. d ve q ekseni endüktansları arasındaki fark relüktans momentini üretir. Gömülü mıknatıs motora mekanik dayanım sağlamaktadır. Bu motorların hızları daha yüksektir. Daha küçük hava aralığı gömülü mıknatıslarda mümkün olmaktadır [13]. Rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatısların alan şiddetleri çok yüksektir. Bu mıknatıslar kolaylıkla demagnetize olmazlar. Düşük alan şiddetine sahip mıknatıslar rotora gömülü yerleştirilirler. Bu mıknatısların demagnetize olma olasılıkları yüksektir. Rotora gömülü mıknatısların uzunlukları genellikle rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatıslara göre daha büyüktür. Rotor yüzeyine mıknatıs yerleşimi, motor endüktansını azaltacak ve motorun dinamik çalışma sırasındaki performansını düşürecektir [18].

Mıknatıs sayısı, rotorun kutup sayısını belirler. Mıknatısların uygun yerleşimiyle mıknatıs sayısından daha az kutup sayısı da elde etmek mümkündür. Kutup sayısının artması hava aralığı akı yoğunluğunu da arttırır; ancak demir kayıpları nedeniyle düşük kutup sayısı kullanımı tercih edilmektedir [13].

Mıknatısların dönüşü sonucunda stator sargılarında gerilim endüklenir. Bu gerilimin kaynağı mıknatısların ürettiği akıdır. Mıknatıs akısı, mıknatısın cinsine ve mıknatıs boyutuna bağlıdır. İnce bir NdFeB mıknatısının vereceği akı miktarı kalın bir ferrite mıknatısla elde edilebilir. Aynı cins mıknatısın boyutunun arttırılması mıknatıs akısını da arttırır. Böylece sargılarda endüklenen gerilim de artar. Mıknatısın geometrik şekli, akı bariyerinin boyutu, mıknatısın magnetizasyon doğrultusu endüklenen gerilimi etkilemez [19].

Mıknatısın endüklediği gerilim, fren momentini de etkilemektedir. Fren momenti, bu gerilimin karesiyle orantılıdır. Daha büyük gerilim elde etmek için daha büyük mıknatıs kullanılması fren momentini de arttıracaktır. Fren momentinin artması verimi düşüreceği gibi, motorun senkronizasyonunu da zorlaştıracaktır. Hatta fren momenti nedeniyle motor kalkış yapamayabilir. Fren momentini azaltmak için mıknatısta yapılacak yapısal değişiklikler motorun verimini de olumsuz yönde etkileyecektir.

Mıknatıs akı yoğunluğunun düşük olması fren momentini de azaltacaktır; ama bu durum senkronizasyonu da zorlaştıracaktır. Mıknatıs akı yoğunluğu düşük olunca mıknatısın üreteceği moment azalacak senkronizasyon momentini elde etmek

zorlaşacaktır. Mıknatıs fren momenti boşta endüklenen gerilime bağlıdır. Ancak bu momenti düşürmek maksimum verimi de azaltır.

Yüksek enerjili mıknatıs kullanıldığında motorda cogging momenti de artar. Bu nedenle motorda titreşim ve gürültü görülür.

Nadir toprak elementi mıknatıslarını şoklamak için gerekli olan akı yoğunluğu değeri yumuşak manyetik malzemelerin doyma sınırlarını çok aşar. Bu nedenle ferrit mıknatıslar rotora monte edildikten sonra şoklanabildiği halde nadir toprak elementi mıknatıslar şoklandıktan sonra rotora monte edilmelidirler. Ayrıca rotor kafes yapısı oluşturulurken yapılan alüminyum enjeksiyonu işleminde çok yüksek sıcaklıklara çıkılmaktadır. Bu sıcaklık dereceleri mıknatısın Curie sıcaklığını aşmasıyla demagnetizasyona neden olur. Bu nedenle rotor oluklarına alüminyum enjeksiyonu yapıldıktan sonra şoklanmış mıknatıslar rotora yerleştirilir.

Yang ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada asenkron motorla şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun dinamik davranışı karşılaştırılmıştır. Böylece farklı parametrelerin motor performansına olan etkisi araştırılmıştır. Bunun için öncelikle şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun mıknatısı için uygun radyal uzunluk belirlenmiştir. Farklı kalınlıklarda mıknatıs kullanılarak simülasyon yapılmıştır. Mıknatısın radyal uzunluğu arttıkça kaçak akı da artacak ve verim azalacaktır. Radyal uzunluğu arttıkça güç faktörü de artar. Mıknatıs kalınlığı arttıkça üretilen elektromotor kuvveti artarak verim de artmıştır. Ancak belli bir değerden sonra kaçak akının artmasıyla verimde azalma görülmüştür [20].

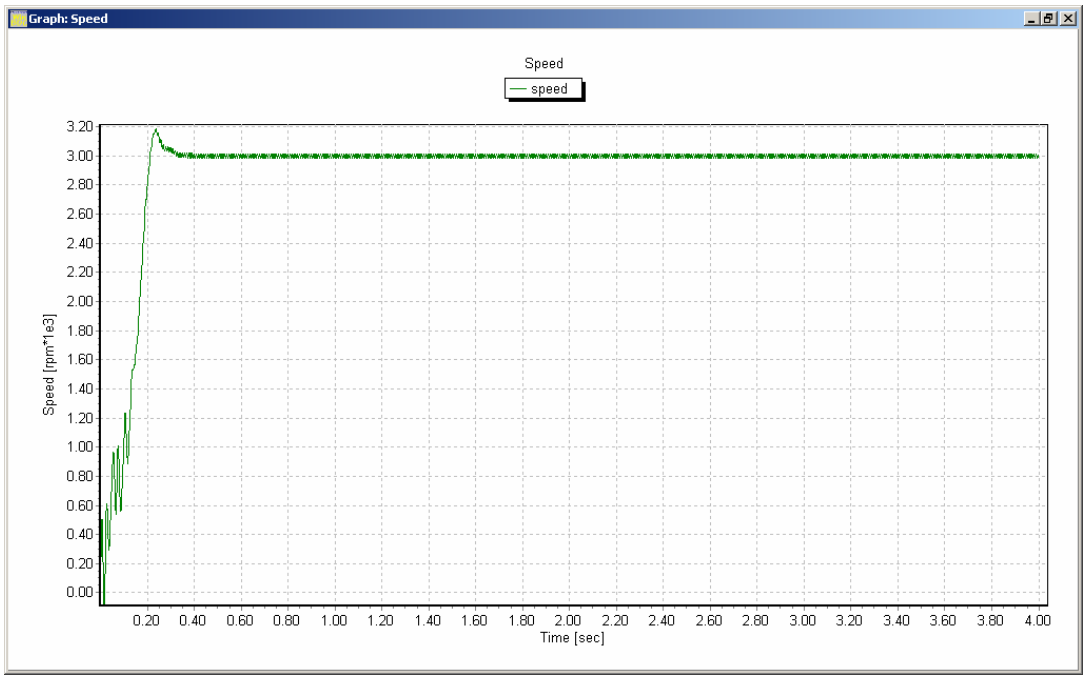
3.2.3. Akı bariyeri

Akı bariyeri oluşturmak için, mıknatısın ürettiği akının yoluna hava benzeri manyetik olmayan bir malzeme konulur. Böylece mıknatıs akısının aynı mıknatıs üzerinden kısa devre olması önlenir. Mıknatısın ürettiği akının kendisi üzerinden veya komşu mıknatıs üzerinden kısa devre olması durumunda kaçak akı artar. Akının hava aralığına ulaşamadan manyetik devreyi tamamlaması motorun verimini düşürür.

Akı bariyerleri, mıknatıslar arasına boşluk bırakılmasıyla veya iki mıknatıs arasındaki rotor oluğunu biraz daha derin yapılarak oluşturulabilir.

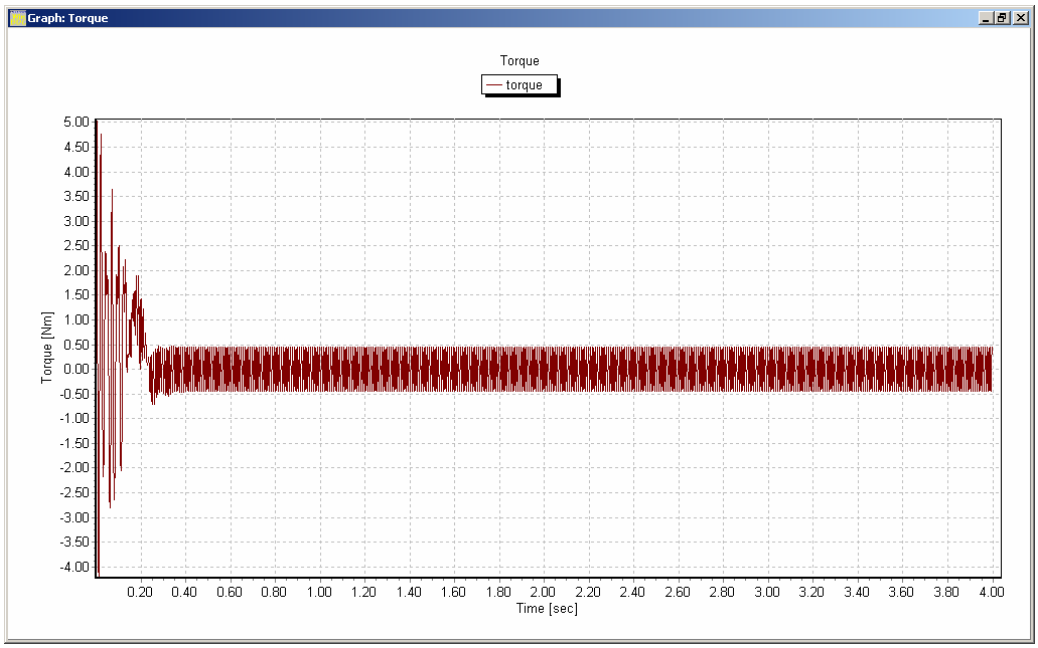
Kim ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada üç farklı mıknatıs ve akı bariyeri şekli kullanılarak tasarlanan motorlar karşılaştırılmıştır [19]. Endüklenen gerilim, moment, verim gibi büyüklüklere bakılarak optimum mıknatıs şekli olarak konveks şeklinde mıknatıs seçilmiştir. Bu çalışma sırasında akı bariyeriyle relüktans momenti arasında da bir ilişki kurulmuştur. Akı bariyerini dar yapmak relüktans momentini de arttıracaktır. Bu da verimi arttırarak motorun performansını arttıracaktır. Rotor tasarımında akı bariyerleri uygun şekilde tasarlanarak mıknatıslardan maksimum verim elde edilmeye çalışılır.

Bütün bu parametrelerin etkisi göz önüne alınarak, eşdeğer devre kullanılarak yapılan motor tasarımının sonuçları aşağıda verilmiştir. Bir sonraki bölümde sonlu elemanlar yöntemiyle yapılan analiz sonuçları yer almaktadır.



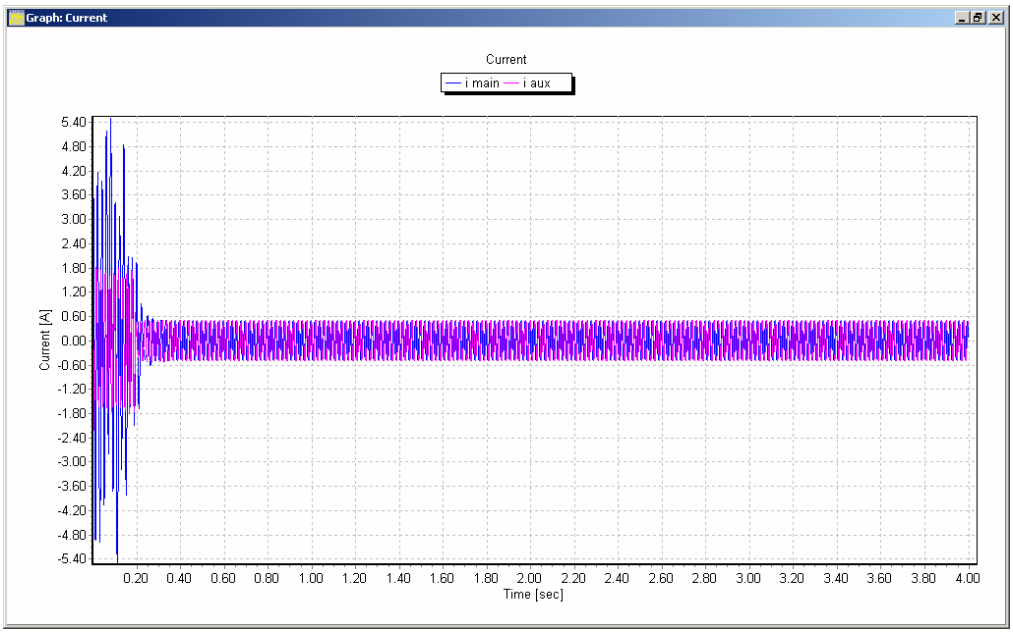
Şekil 3.4: Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı motor için zamana göre hız eğrisi

Şekil 3.4'ten görüldüğü gibi motor yaklaşık 0,4 saniye sonra senkron hıza ulaşmaktadır. Dinamik çalışma sırasında hız, %6 kadar aşım yapmaktadır.



Şekil 3.5: Zamana göre moment eğrisi

Şekil 3.5'te endüklenen momentin zamana göre değişimi verilmektedir. Motorun senkronizasyondan öncesi ve sonrası net olarak görülmektedir.



Şekil 3.6: Ana sargı akımı ve yardımcı sargı akımının zamana göre değişimi

Şekil 3.6 'da ana ve yardımcı sargı akımları görülmektedir. Görüldüğü gibi kalkışta çok yüksek akımlar çekilmekte, senkronizasyondan sonra bu akım seviyeleri düşmektedir.

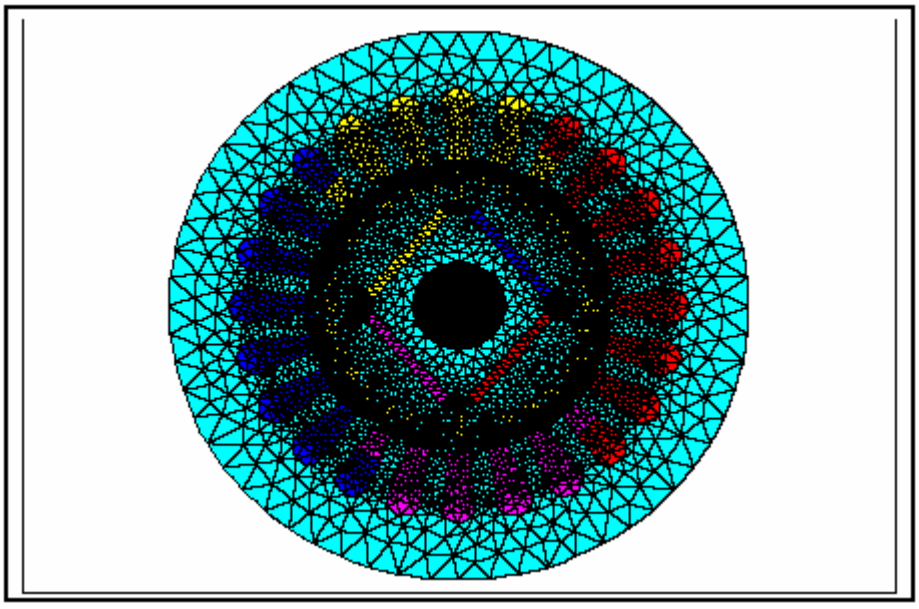
4. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİYLE ANALİZİ

Tasarımı yapılan motorun dinamik ve sürekli haldeki davranışını belirlemek için simülasyonu yapılır. Genellikle çözüme hızlı ulaşmak için simülasyonlarda eşdeğer devrenin kullanıldığı yazılımlardan yararlanılır. Bu simülasyonlar sonucunda elde edilen dalga şekilleri yaklaşık olarak doğrudur. Çözümlerde bir çok kabuller yapıldığı için elde edilen sonuçlar yeterince hassas değildir. Hassas ve gerçeğe daha yakın çözümler elde etmek için sonlu elemanlar yönteminin kullanıldığı programlardan yararlanılır. Bu analiz programlarında motorun geometrik yapısı, manyetik malzemelerin lineer olmayan davranışları, rotorun dönüşüyle manyetik devredeki değişiklikler gibi motorun performansını büyük ölçüde etkileyen parametreler göz önüne alınmaktadır. Motorun eşdeğer devresini kullanan yazılımlara göre daha uzun sürede sonuç elde edilmesine rağmen sonlu elemanlar yöntemini kullanan programlar daha doğru sonuçlar vermektedir.

Sonlu elemanlar yönteminin kullanımı bilgisayar alanındaki ilerlemeye paralel olarak hızlı bir şekilde artmaktadır. Özellikle elektrik motorlarının tasarımı ve üretimi aşamasında prototiplemenin maliyet ve zaman açısından kayıp yaratması güvenilir sonuçlar veren bilgisayar programlarına gereksinimi arttırmıştır. Sonlu elemanlar yöntemiyle motorun geometrisi üçgen bölgelere bölünerek her bir bölge için çözüm yapılmaktadır. Her bir üçgen bölge için ayrı ayrı çözüm yapılması analizin uzun sürmesine ve bilgisayarda çok yer kaplamasına neden olmaktadır. Öte yandan sonuçlar yüksek oranda doğru çıkmaktadır. Analizi yapılan motorların çok çeşitli karakteristikleri hakkında fikir elde edilebilmektedir. Böylece motorun herhangi bir parametresi değiştirilerek motorun belirli performans kriterleri iyileştirilebilir. Bu programlar yardımıyla motorun üretim aşaması kısaltılmış, prototip sayısı ve maliyeti azaltılmış olur.

Bütün bunlar göz önüne alındığında motorun tasarım verilerini elde etmek için öncelikle eşdeğer devreyle çözüm yapan yazılım kullanılır. Bu yazılımlar hızlı çözüm yapabildiği için herhangi bir parametredeki değişimin motor performansına etkisi hemen görülebilir. Motorun tasarım verileri elde edildikten sonra sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak motorun gerçek performansı gözlenebilir.

Bu bölümde şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun analizini yapabilmek amacıyla iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemini kullanan Flux2D programından yararlanılmıştır. Motorun sıfır hızdan senkron hıza ulaşması sırasındaki davranışını incelemek için geçici hal manyetik analizi yapılır. Sonlu elemanlar yönteminde öncelikle motorun geometrisi çizilir. Sonlu elemanlarla çözüm yapılabilmesi için geometrinin ağ elemanlarına bölünmesi gerekir. Bu işlem analiz sonuçlarını oldukça etkilemektedir. Ağ kalitesinin yüksek olması analiz sonuçlarının güvenirliliğini arttırmaktadır. Özellikle hava aralığının olduğu bölgenin ağ kalitesi çok önemlidir; ancak ağ sayısının çok olması, analiz süresini arttıracağı için bu işlemin optimum noktası bulunmalıdır.

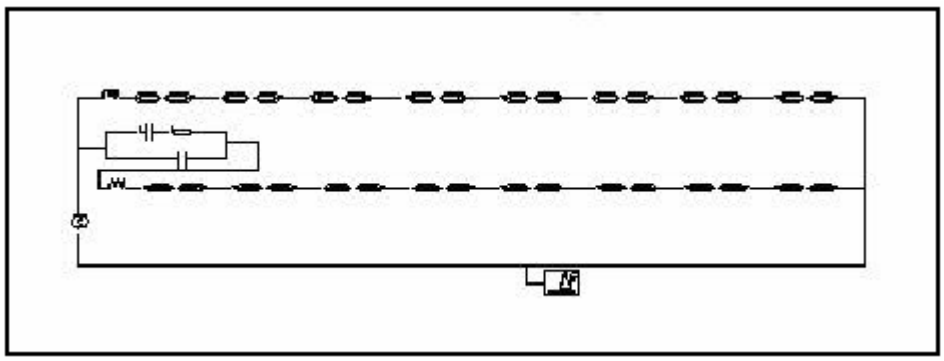


Şekil 4.1: Analizi yapılan motorun üçgen ağlara bölünmüş şekli

Programın geometrisi tamamlandıktan sonra malzemeler tanımlanır. Statorda ana ve yardımcı sargılar bulunur. Rotorda oluklara ek olarak, motorun uyarma alanını sağlayan mıknatıslar ve mıknatısların ürettiği akının kısa devre olmasını önleyerek

kaçak akıyı azaltan akı bariyerleri bulunur. Aynı amaçla bazı rotor olukları da daha derin yapılmıştır. Analizde kullanılan mıknatıslar NdFeB mıknatıslarıdır.

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun analizi iki ana bölüme ayrılarak yapılmıştır. Bu motor kalkışta asenkron motor prensibiyle çalıştığı için kalkışta bu prensibi yansıtacak devre kullanılmıştır. Şekil 4.2'de kalkışta kullanılan devre şeması görülmektedir.



Şekil 4.2: Motorun analizinde kullanılan devre şeması

Motor 2 kutuplu olduğu ve 50Hz'lik şebekeye bağlandığı için senkron hızı $n_s = \frac{60f}{P} = \frac{60.50}{1} = 3000 dev/dak$.

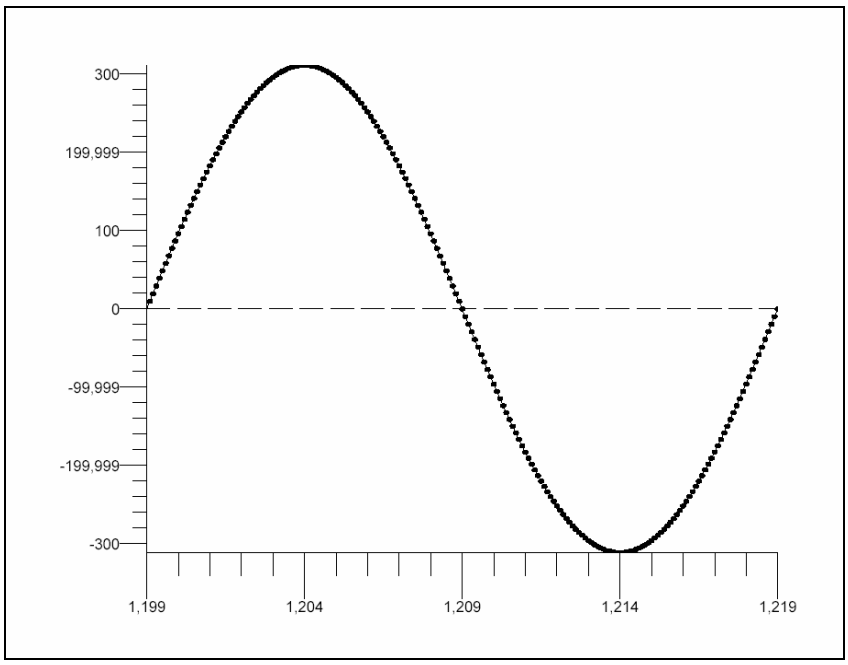
Motorun analizine kalkış devresi kullanılarak başlanır. Motorun hızı 3000rpm'e yaklaştığında; artık motor sürekli halde çalışmaya başlayacağı için devresi de değişecektir.

Sürekli halde PTC direncinin değeri çok büyüyecek ve kalkış kapasitesinin olduğu koldan çok az akımın geçmesine neden olacaktır. Bu nedenle sürekli hal çalışması için kullanılan devre şemasında direnç değeri büyütülerek çözüme devam edilir.

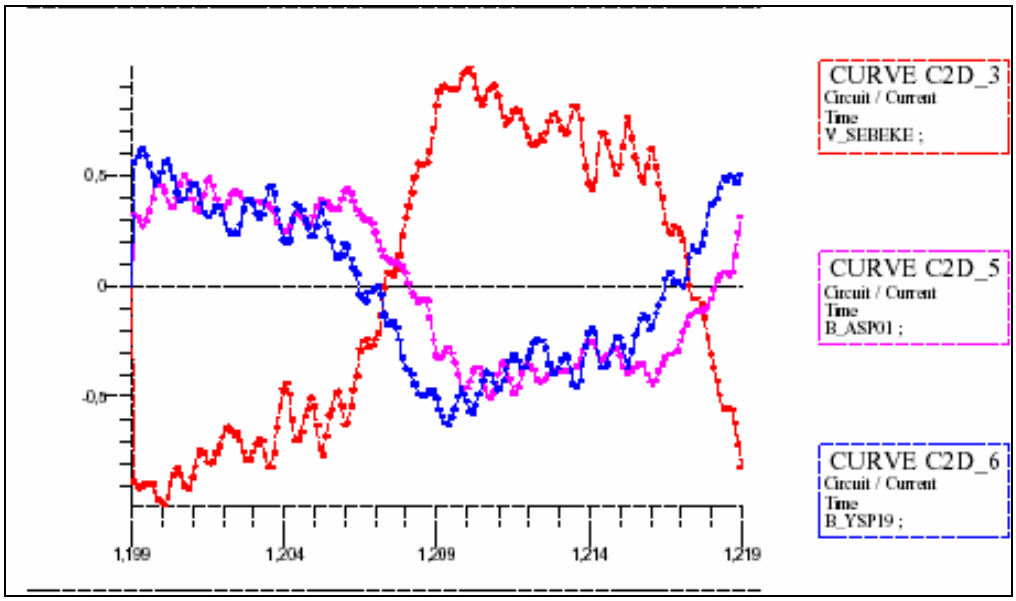
Yapılan analizde amaç motorun sürekli hal davranışının analizi olduğu için asenkron çalışma analizinde bir periyotta az örnekleme alınarak motorun bir an önce senkron hıza ulaşması sağlanır. Senkron çalışma analizinde motor performansının detaylı incelenebilmesi için bir periyotta olabildiğince çok örnek alınır.

Sürekli halde çalışmaya başlayan şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun bir periyot için analiz sonuçları aşağıdadır. Motor 220V sinusoidal gerilimle

beslenmektedir (Şekil 4.3). Bu gerilim değerinde şebekeden çekilen akım ve sargılardan akan akım Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



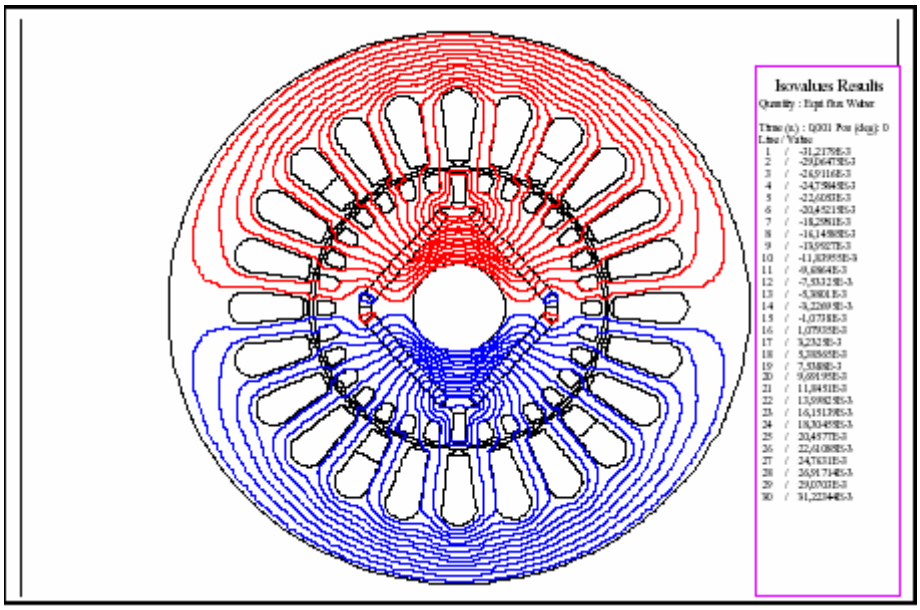
Şekil 4.3: Motora uygulanan gerilimin dalga şekli



Şekil 4.4: Şebeke akımı ve sargı akımlarının dalga şekli

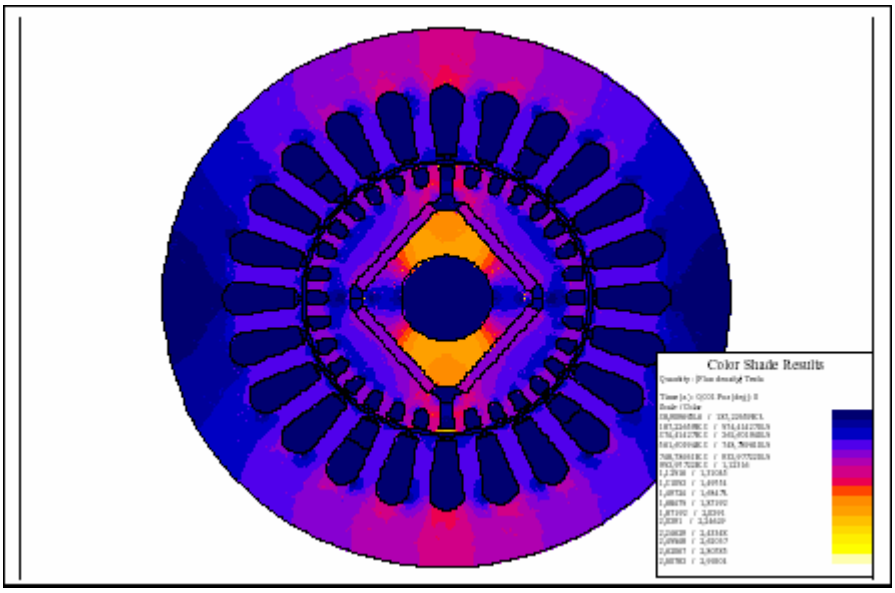
Flux2D programından dalga şekillerinin ortalama değerleri ve efektif değerleri elde edilebilmektedir. Analizi yapılan motorun akım efektif değerleri şöyledir: Şebeke akımı: 0,661 Amper, ana sargı akımı : 0,337 Amper, yardımcı sargı akımı: 0,357 Amper.

Şekil 4.5'te analizi yapılan motorun manyetik vektör potansiyeline ilişkin eş potansiyel çizgiler (akı çizgileri) verilmiştir. Akı yollarından da görüldüğü gibi motor iki kutupludur.



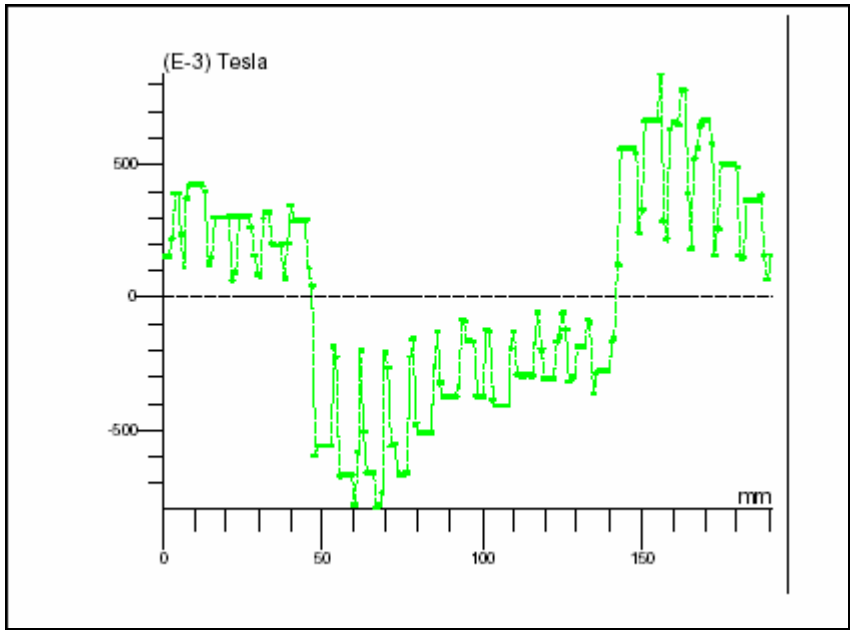
Şekil 4.5: Analizi yapılan motorun akı çizgileri

Hesaplanan manyetik vektör potansiyeli dağılımından elde edilen motordaki manyetik akı yoğunluğunun dağılımı Şekil 4.6'da görülmektedir. Şeklin kenarındaki renk skalkasından görüldüğü gibi maksimum akı yoğunluğu 2,98 T'dır. Bu değer rotorda mıknatısların iç bölgesinde görülmektedir. Bu değere göre sac seçimi yapılmalıdır. Eğer sac değiştirilemiyorsa bu değeri küçültmek için sargı veya mıknatıs özelliklerini değiştirmek çözüm olabilir.



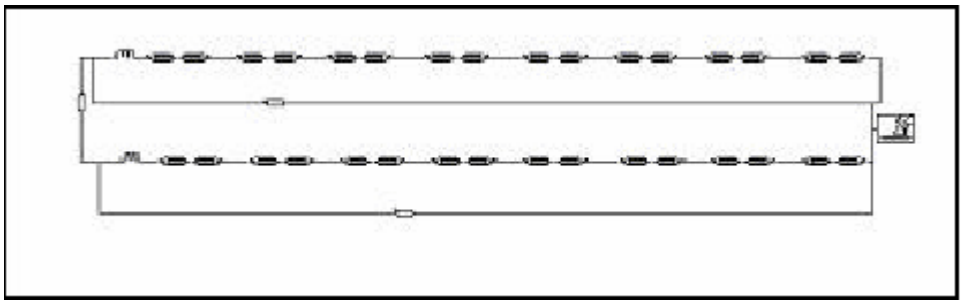
Şekil 4.6: Analizi yapılan motorun akı yoğunlukları dağılımı

Şekil 4.7'de hava aralığı akı yoğunluğu normal bileşeni görülmektedir. Bu eğri üzerinde oluk etkileri açıkça görülebilmektedir. Bu eğri için hesaplanan efektif değer 0,416Tesla'dır.

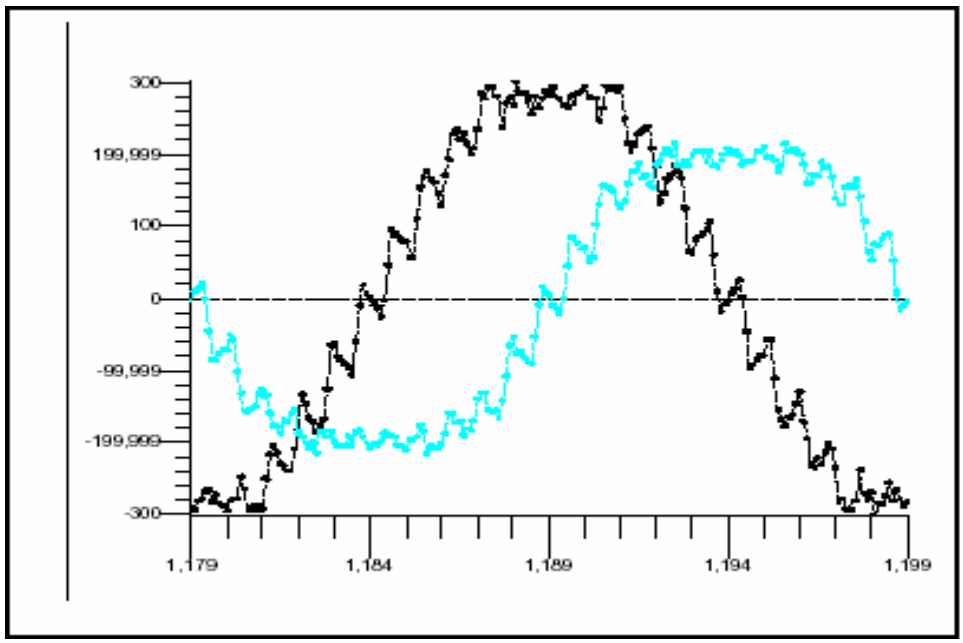


Şekil 4.7: Analizi yapılan motorun hava aralığı akı yoğunluğu normal bileşeni

EMK dalga şeklini elde etmek için motor sargıları herhangi bir kaynağa bağlanmadan, rotor dışardan 3000dev/dak hızla döndürülür. Sargılara paralel bağlanan ve değeri çok büyük olan dirençler sargı uçlarında ölçülen gerilimi göstermektedir.



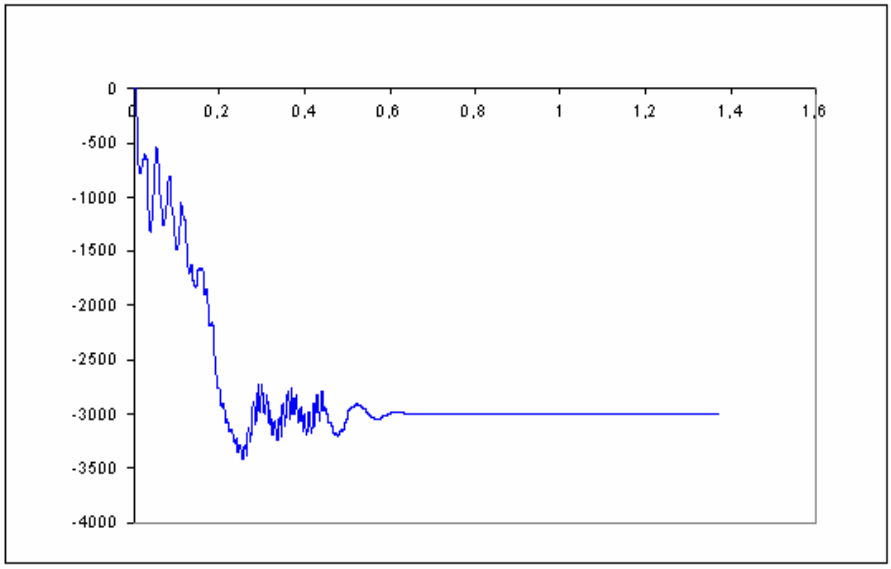
Şekil 4.8: Analizi yapılan motorun EMK'sını ölçmek için kullanılan devre şeması



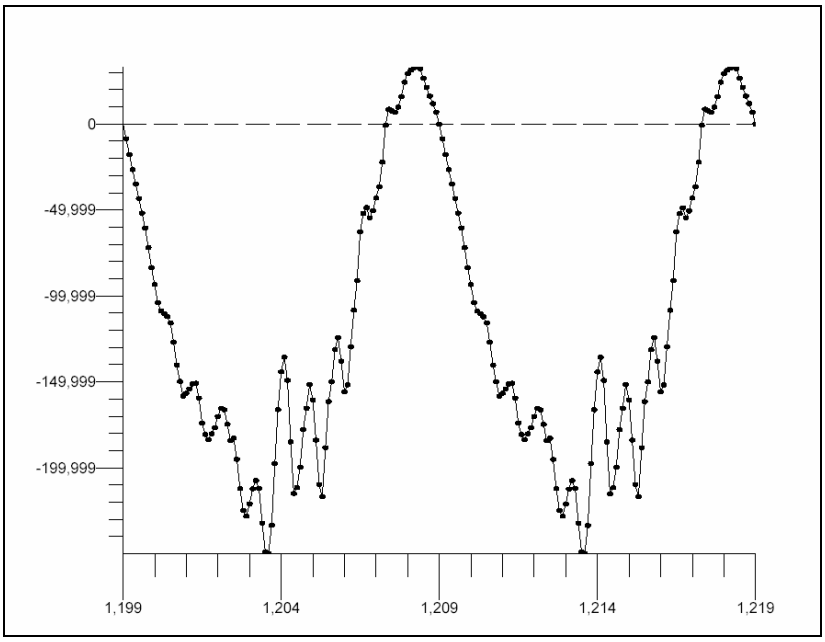
Şekil 4.9: Analizi yapılan motorun EMK dalga şekli

Şekil 4.9'da siyah dalga şekli ana sargıda endüklenen gerilimi, mavi dalga şekli yardımcı sargıda endüklenen gerilimi göstermektedir.

Motorun analizinde iki devre kullanıldığı ve iki problem tanımlanarak iki çözüm elde edildiğinden bahsedilmişti. Bu çözümlerden biri motorun kalkıştan senkron hıza gelmesini içerirken diğeri senkron hızda çalışmasını göstermektedir. Kalkıştan senkron hıza gelene kadar PTC direnci 15 ohm alınmış, senkron hız çözümlerinde bu değer 100K'ya çıkarılmıştır. Bu nedenle motorun hız grafiği bu iki problemin toplamından elde edilmektedir. İki problemden elde edilen hız dataları Excel'de birleştirilerek hız grafiği elde edilir (Şekil 4.10). Grafiğin negatif çıkması Flux2D programının seçtiği referans yönlerine bağlıdır. Hızın negatif olması motorun saat yönünde döndüğünü göstermektedir.

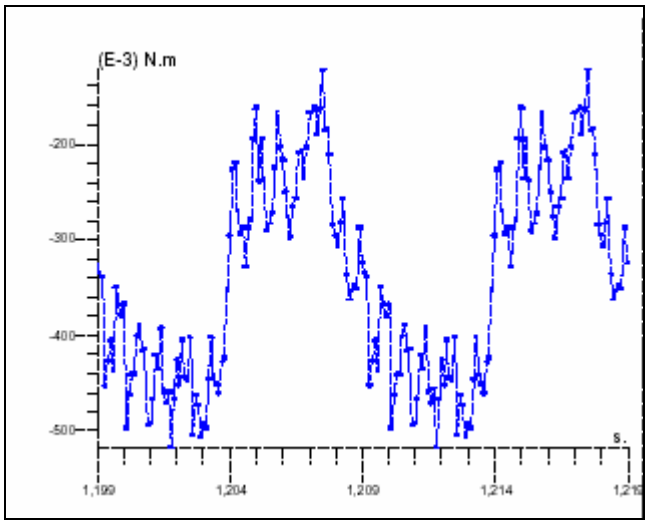


Şekil 4.10: Analizi yapılan motorun hız grafiği



Şekil 4.11*:* Analizi yapılan motorun giriş gücü

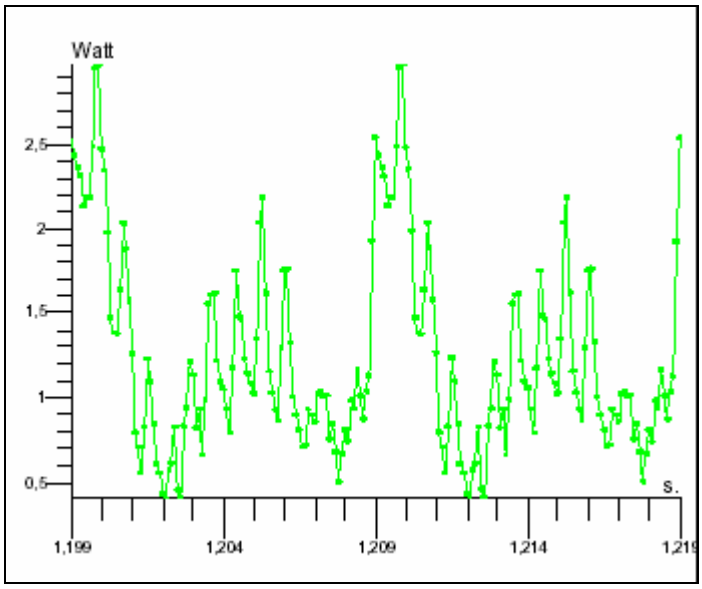
Şekil 4.11'de giriş gücünün zamana göre değişimi verilmektedir. Motor şebekeden enerji çektiği için ortalama değer negatif çıkmaktadır. Giriş gücünün ortalama değeri 114,6123 W olarak hesaplanmıştır.



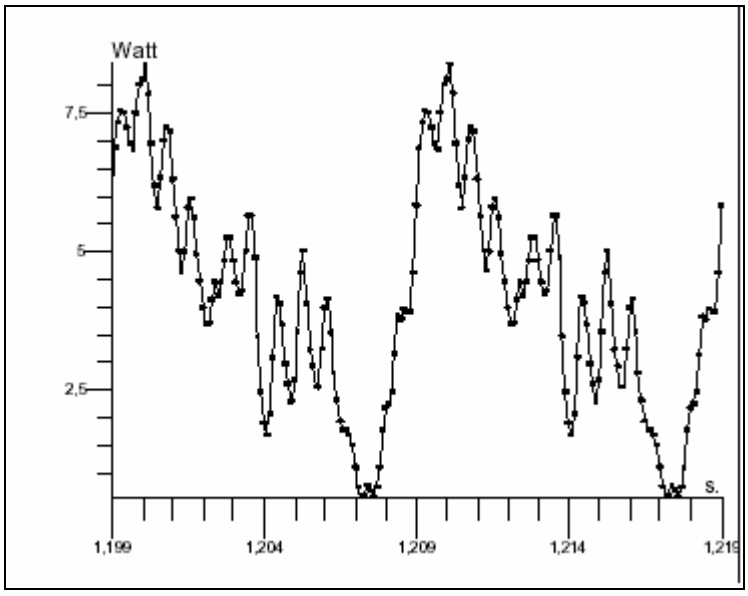
Şekil 4.12: Analizi yapılan motorun moment dalga şekli

Şekil 4.12'de motor moment dalga şekli görülmektedir. Momentin ortalama değeri 0,339Nm olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.12'de moment frekansının akımın frekansının iki katı olduğu görülmektedir. En genel tanımıyla moment, kuvvetin döndürme etkisidir. Motorda sargılara etkiyen kuvvet, sargıların dönme ekseniyle uzaklığının çarpımı kadardır. Sargılara etkiyen kuvvet Bio Savart yasasına göre akım ve akı yoğunluğunun çarpımına bağlıdır. Sinuzoidal olan akım ve akı yoğunluğunun çarpılmasıyla $\sin^2\omega t$ içeren bir terim elde edilir. Bu terim cos2ωt cinsinden yazılarak, moment frekansının akım frekansının iki katına eşit olması açıklanabilir.

Flux2D programıyla motorun demir ve bakır kayıpları da hesaplanabilmektedir. Şekil 4.13'te rotor bakır kaybı görülmektedir. Rotordaki bakır kaybı oluklardan akan akıdan kaynaklanmaktadır. Rotor bakır kaybının ortalama değeri 1,251Watt olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.14'te stator bakır kaybı görülmektedir. Stator bakır kaybı sargılardan akan akımdan kaynaklanmaktadır. Stator bakır kaybının ortamla değeri 4,177Watt olarak hesaplanmıştır.

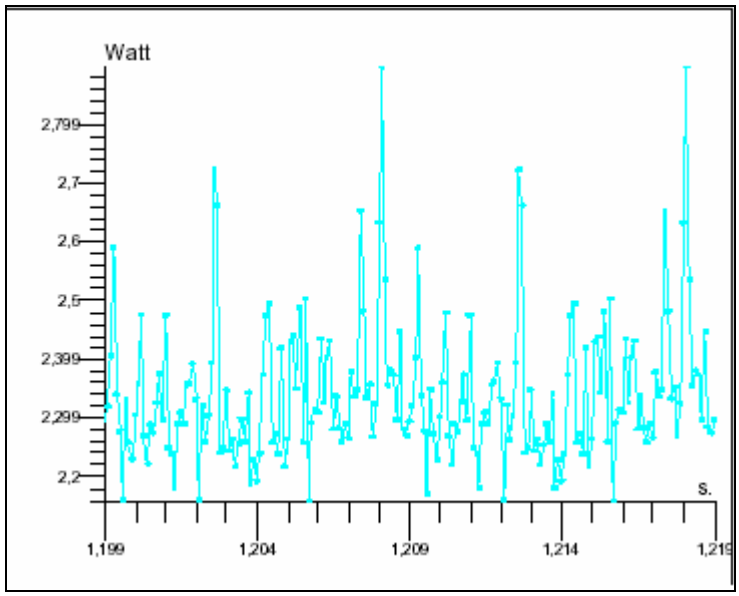


Şekil 4.13: Rotor bakır kaybı

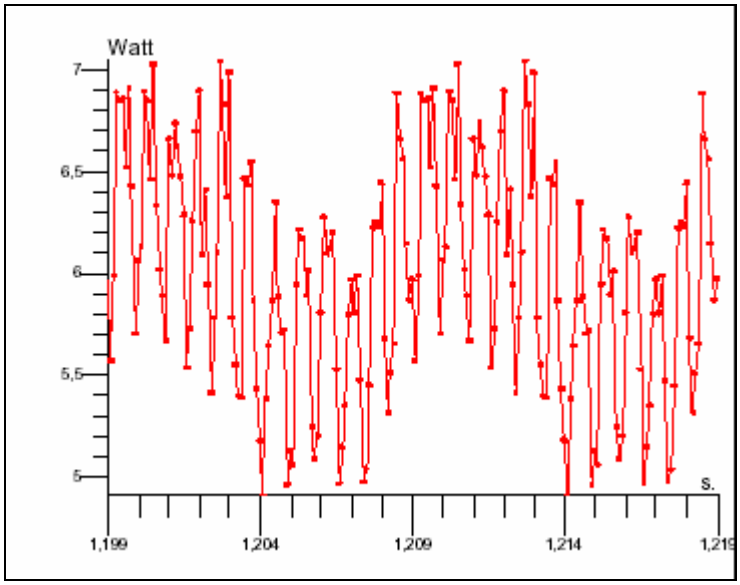


Şekil 4.14: Stator bakır kaybı

Motorun demir kayıplarını hesaplayabilmek için motorun bir mekanik çevrim için analizi yapılır. Bunun sonucunda elde edilen rotor demir kaybı Şekil 4.15'te gösterilmiştir. Rotor demir kaybının ortalama değeri 2,341Watt olarak hesaplanmıştır. Stator demir kaybı dalga şekli Şekil 4.16'da gösterilmektedir. Stator demir kaybının ortalama değeri 6,004 Watt olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.15: Rotor demir kaybı



Şekil 4.16: Stator demir kaybı

Flux2D programında moment hesabında bakır kayıpları göz önüne alınmasına rağmen demir kayıpları ihmal edilmektedir. Bu nedenle demir kayıpları giriş gücüne eklenerek şebekeden çekilecek güç bulunur. Momentten yaralanılarak çıkış gücü bulunduktan sonra analizi yapılan motorun verimi hesaplanabilir. Bu bölümde dalga şekilleri gösterilen motorun verimi %86,85 olarak hesaplanmıştır.

5. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SİMULİNK İÇİN MODELLENMESİ

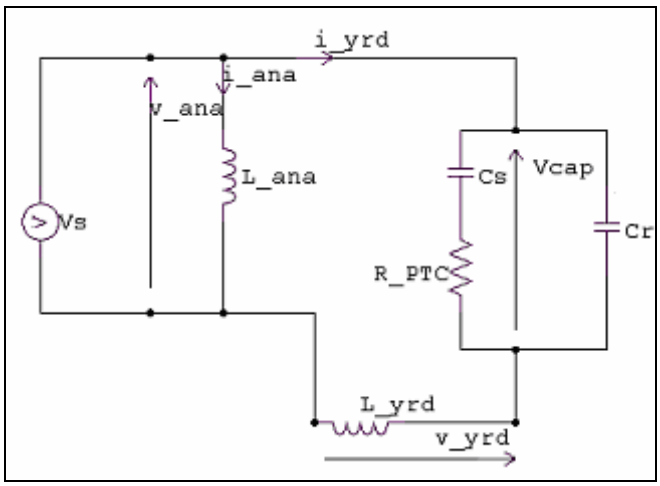
Matlab, sayısal hesaplamalar, veri işlemeleri, grafik gibi uygulamalarda kullanılan, matris işlemlerini temel alan bir paket yazılımıdır. Matlab içinde yer alan Simulink, blok diyagramlarla Matlab fonksiyonlarını birleştirerek sistemlerin modellenmesini sağlar.

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor da Simulink'te modellenebilir. Simulink modelini kurmak için motorun fiziksel çalışmasını gösteren matematiksel denklemlerden yararlanılır. Stator ve rotorun elektriksel denklemleri çıkartıldıktan sonra, motorun mekanik yana ilişkin denklemleriyle birleştirilerek model tamamlanır.

Motor endüktansı zamanla değiştiği için, motor denklemlerinde katsayılar zamana bağlıdır. Bu durum denklemleri karmaşıklaştırmakta ve çözümü zorlaştırmaktadır. Denklemlerde katsayıların zamanla değişimini yok etmek için statordaki sargılar rotor d ve q eksenleri üzerinde bulunan, rotorla birlikte dönen sanalsal sargılara dönüştürülür. Bir başka deyişle statorun rotorla beraber döndüğü düşünülerek benzetim yapılır. Bu benzetimde motor denklemlerine bazı dönüşümler uygulanarak motorun d-q referans sistemine göre denklemleri elde edilir. Simulink modelinde bu denklemler kullanılır.

5.1. Sargı Denklemleri

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun, çalışması sırasında iki ayrı devre modelinden söz edilebilir. Yardımcı sargıya seri bağlanan empedans, kalkışta ve sürekli çalışmada farklı değerler almaktadır. Kalkış ve sürekli çalışma için devrede olan empedansın kapasite ve dirençten oluşan eşdeğeri ayrı ayrı hesaplanarak modelde kullanılır.



Şekil 5.1: Stator sargılarının bağlantı şeması

Kalkışta motorun yardımcı sargısına seri bağlı olan empedans, iki paralel kapasite ve bir PTC direncinden oluşmaktadır. Bu empedans z_e ile gösterilirse,

$$v_{cap} = i_{yrd} z_e \tag{5.1}$$

yazılabilir. z_e empedansının bir direnç ve bir kapasiteden oluşan eşdeğeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$z_e = R_e - jX_e \tag{5.2}$$

Kalkış kapasitesi, PTC direncine seridir. İşletme kapasitesi bu kola paraleldir.

$$z_e = \left(R_{PTC} - jX_s\right)//(-jX_r) \tag{5.3}$$

$$z_e = \frac{\left(R_{PTC} - jX_s\right)\cdot -jX_r}{R_{PTC} - jX_s - jX_r} = \frac{-jX_r R_{PTC} - X_s X_r}{R_{PTC} - j\left(X_s + X_r\right)} = \frac{\left(-jX_r R_{PTC} - X_s X_r\right)\left(R_{PTC} + j\left(X_s + X_r\right)\right)}{R_{PTC}^2 + \left(X_s + X_r\right)^2} \tag{5.3a}$$

$$z_e = \frac{-jX_r R_{PTC}^2 + X_r R_{PTC}\left(X_s + X_r\right) - R_{PTC} X_s X_r - jX_s X_r\left(X_s + X_r\right)}{R_{PTC}^2 + \left(X_s + X_r\right)^2} \tag{5.3b}$$

$$z_e = \frac{X_r R_{PTC}\left(X_s + X_r\right) - R_{PTC} X_s X_r - j\left[X_r R_{PTC}^2 + X_s X_r\left(X_s + X_r\right)\right]}{R_{PTC}^2 + \left(X_s + X_r\right)^2} \tag{5.3c}$$

$$z_e = \frac{X_r^2 R_{PTC} - j\left[X_r R_{PTC}^2 + X_s^2 X_r + X_s X_r^2\right]}{R_{PTC}^2 + \left(X_s + X_r\right)^2} \tag{5.3d}$$

$$R_e = \frac{X_r^2 R_{PTC}}{R_{PTC}^2 + \left(X_s + X_r\right)^2} \tag{5.4}$$

$$X_e = \frac{\left[X_r R_{PTC}^2 + X_s^2 X_r + X_s X_r^2\right]}{R_{PTC}^2 + \left(X_s + X_r\right)^2} \quad \textbf{(5.5)}$$

Motorun çalışması sırasında sıcaklıkla beraber PTC direncinin değeri artacaktır. PTC direnci büyüdükçe bu koldan geçen akım azalır. Teorik olarak; motor, senkron hızın %90'ını geçince PTC direncinden geçen akım ihmal edilir ve sadece işletme kapasitesi devrede olur. Bu durumda yardımcı sargıdaki denklemler aşağıdaki gibi olur.

$$v_s = v_{yrd} + v_{cap} \quad \textbf{(5.6)}$$

$$v_{cap} = i_{yrd} z_r \quad \textbf{(5.7)}$$

$$z_r = -j\frac{1}{\omega C_r} \quad \textbf{(5.8)}$$

Hem kalkış hem sürekli çalışma durumunda stator sargılarındaki gerilim denklemleri yazılabilir. Şekil 5.1'den yararlanılarak aşağıdaki çevre gerilim denklemleri yazılabilir:

$$v_s = v_{ana} \quad \textbf{(5.9)}$$

$$v_s = v_{cap} + v_{yrd} \quad \textbf{(5.6)}$$

$$v_{cap} = v_s - v_{yrd} \quad \textbf{(5.6a)}$$

Sargılardaki gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{bmatrix} v_{ana} \\ v_{yrd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{ana} & 0 \\ 0 & r_{yrd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ana} \\ i_{yrd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ana} \\ \psi_{yrd} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.10)}$$

$$v_{ana} = i_{ana} r_{ana} + \frac{d\psi_{ana}}{dt} \quad \textbf{(5.10a)}$$

$$v_{yrd} = i_{yrd} r_{yrd} + \frac{d\psi_{yrd}}{dt} \quad \textbf{(5.10b)}$$

Sargı gerilimlerini, d-q sabit referans sisteminde yazabilmek için $T = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$ matrisi kullanılır. Bu matriste θ açısı stator sargılarından birinin manyetik ekseniyle q ekseni arasındaki açıdır. Stator sargı endüktanslarını

maksimum yapmak amacıyla q ekseniyle faz eksenlerinden biri hizalanır. Yardımcı sargı ekseniyle q ekseni çakıştırılırsa, θ=0 olur. Bu durumda $T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ olur [21].

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ana} \\ v_{yrd} \end{bmatrix} \tag{5.11}$$

$$v_{qs}^{s} = v_{ana} \tag{5.11a}$$

$$v_{ds}^{s} = v_{yrd} \tag{5.11b}$$

$$v_{cap} = v_{qs}^{s} - v_{ds}^{s} \tag{5.12}$$

(5.10) eşitliğinin her iki tarafı T matrisiyle çarpılarak sargı gerilim denklemleri sabit d-q referans sistemi için elde edilmiş olur.

$$[T] \begin{bmatrix} v_{ana} \\ v_{yrd} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} r_{ana} & 0 \\ 0 & r_{yrd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ana} \\ i_{yrd} \end{bmatrix} + [T] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ana} \\ \psi_{yrd} \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{ana} & 0 \\ 0 & r_{yrd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{qs}^{s} \\ i_{ds}^{s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{s} \end{bmatrix} \right\}$$

$$\frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{s} \end{bmatrix} \right\} = \left\{ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \right\} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{s} \end{bmatrix} = 0 + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{s} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{s} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{ana} & 0 \\ 0 & r_{yrd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{s} \\ i_{ds}^{s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{s} \end{bmatrix} \tag{5.14}$$

Ana sargı ve yardımcı sargı birbirine eşdeğer olmadığı için stator sargıları ya ana sargı cinsinden ya da yardımcı sargı cinsinden ifade edilmelidir. Bu modellemede sargılar ana sargıya indirgenecektir.

Ana sargı denklemi:

$$v_{qs}^{s} = r_{ana} i_{qs}^{s} + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^{s} \tag{5.14a}$$

Ana sargıya indirgenen yardımcı sargı denklemi: $v_{ds}^{'s} = r_{yrd}^{'} i_{ds}^{'s} + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^{'s}$ **(5.15)**

(5.15) denkleminde yer alan ifadelerin bağıntıları aşağıdadır:

$$v_{ds}^{'s} = \frac{N_{ana}}{N_{yrd}} v_{ds}^{s} = \frac{N_{ana}}{N_{yrd}} (v_s - v_{cap}) \quad \textbf{(5.15a)}$$

$$r_{yrd}^{'} = \left(\frac{N_{ana}}{N_{yrd}} \right)^2 r_{yrd} \quad \textbf{(5.15b)}$$

$$i_{ds}^{'s} = \frac{N_{yrd}}{N_{ana}} i_{ds}^{s} \quad \textbf{(5.15c)}$$

Stator sargılarının rotorla beraber dönen sanal sargılara dönüştürmek için; ana sargıya indirgenmiş sabit d-q referans sistemindeki stator değerleri, d-q rotor referans sistemine çevrilir. Sabit d-q referans sisteminden, dönen d-q referans sistemine geçmek için $M = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}$ matrisi kullanılır. M matrisinin tersi $M^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}$'dir. M matrisindeki θ_r açısı dönen referans sistemiyle sabit referans sistemi arasındaki açıdır [21].

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad \textbf{(5.16)}$$

Dönen stator sargılarıyla duran stator sargıları arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir:

$$[M] \begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}^{'} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.17)}$$

$$\begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}^{'} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.17)}$$

$$v_{qs} = v_s \cos\theta_r - v_{ds}^{'s} \sin\theta_r \quad \textbf{(5.17a)}$$

$$v_{ds}^{'} = v_s \sin\theta_r + v_{ds}^{'s} \cos\theta_r \quad \textbf{(5.17b)}$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^{s} \\ i_{ds}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}^{'} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.18)}$$

$$i_{qs}^{s} = i_{qs} \cos\theta_r + i_{ds}^{'} \sin\theta_r \quad \textbf{(5.18a)}$$

$$i_{ds}^{'s} = -i_{qs} \sin\theta_r + i_{ds}^{'} \cos\theta_r \quad \textbf{(5.18b)}$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{ana} & 0 \\ 0 & r_{yrd}^{'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{s} \\ i_{ds}^{'s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{'s} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.14)}$$

$$[M]\begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{'s} \end{bmatrix} = [M]\begin{bmatrix} r_{ana} & 0 \\ 0 & r_{yrd}^{'} \end{bmatrix}[M]^{-1}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}^{'} \end{bmatrix} + [M]\frac{d}{dt}\left\{[M]^{-1}\begin{bmatrix} \psi_{qs}^{s} \\ \psi_{ds}^{'s} \end{bmatrix}\right\} \tag{5.19}$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}^{'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} r_{ana} & 0 \\ 0 & r_{yrd}^{'} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}^{'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\frac{d}{dt}\left\{\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix}\right\}$$

$$\frac{d}{dt}\left\{\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix}\right\} = \left\{\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\right\}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt}\left\{\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix}\right\} = \begin{bmatrix} -\omega_r\sin\theta_r & \omega_r\cos\theta_r \\ -\omega_r\cos\theta_r & -\omega_r\sin\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}^{'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{ana}\cos\theta_r & -r_{yrd}^{'}\sin\theta_r \\ r_{ana}\sin\theta_r & r_{yrd}^{'}\cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}^{'} \end{bmatrix}$$
$$+\begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\left\{\begin{bmatrix} -\omega_r\sin\theta_r & \omega_r\cos\theta_r \\ -\omega_r\cos\theta_r & -\omega_r\sin\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix}\right\} \tag{5.19}$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}^{'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{ana}\cos^2\theta_r + r_{yrd}^{'}\sin^2\theta_r & -r_{ana}\cos\theta_r\sin\theta_r - r_{yrd}^{'}\sin\theta_r\cos\theta_r \\ r_{ana}\cos\theta_r\sin\theta_r - r_{yrd}^{'}\cos\theta_r\sin\theta_r & r_{ana}\sin^2\theta_r + r_{yrd}^{'}\cos^2\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}^{'} \end{bmatrix}$$
$$+\begin{bmatrix} -\omega_r\sin\theta_r\cos\theta_r + \omega_r\sin\theta_r\cos\theta_r & \omega_r\cos^2\theta_r + \omega_r\sin^2\theta_r \\ -\omega_r\sin^2\theta_r - \omega_r\cos^2\theta_r & \omega_r\sin\theta_r\cos\theta_r - \omega_r\sin\theta_r\cos\theta_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix} \tag{5.19}$$
$$+\begin{bmatrix} \cos^2\theta_r + \sin^2\theta_r & \cos\theta_r\sin\theta_r - \sin\theta_r\cos\theta_r \\ \sin\theta_r\cos\theta_r - \cos\theta_r\sin\theta_r & \sin^2\theta_r + \cos^2\theta_r \end{bmatrix}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix}$$

İşlemleri basitleştirmek için $r_{ana} = r_{yrd}^{'} = r_s$ seçildiğinde;

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}^{'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}^{'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds}^{'} \end{bmatrix} \tag{5.19}$$

elde edilir.

5.2. Rotor Denklemleri

Rotor olukları simetrik d-q sargılarıyla gösterilmektedir. Rotor olukları uç halkalarıyla kısa devre edildiği için rotor çubuklarındaki gerilim sıfırdır.

$$v_{qr} = i_{qr}r_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0 \tag{5.20}$$

$$v_{dr} = i_{dr}r_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} = 0 \tag{5.21}$$

Modellemede rotor referans sistemi kullanıldığı için rotor değerlerine dönüşüm uygulanmaz. Ancak rotor değişkenleri ana sargıya indirgenmelidir.

$$v'_{qr} = r'_{qr} i'_{qr} + \frac{d\psi'_{qr}}{dt} = 0 \quad \textbf{(5.22)}$$

$$v'_{dr} = r'_{dr} i'_{dr} + \frac{d\psi'_{dr}}{dt} = 0 \quad \textbf{(5.23)}$$

Rotor değişkenleri ana sargıya indirgenirken aşağıdaki eşitlikler kullanılır [21].

$$v'_{qr} = \frac{N_{ana}}{N_{qr}} v_{qr} \quad \textbf{(5.22a)}$$

$$v'_{dr} = \frac{N_{ana}}{N_{dr}} v_{dr} \quad \textbf{(5.23a)}$$

$$r'_{qr} = \left(\frac{N_{ana}}{N_{qr}} \right)^2 r_{qr} \quad \textbf{(5.22b)}$$

$$r'_{dr} = \left(\frac{N_{ana}}{N_{dr}} \right)^2 r_{dr} \quad \textbf{(5.23b)}$$

$$i'_{qr} = \left(\frac{N_{qr}}{N_{ana}} \right) i_{qr} \quad \textbf{(5.22c)}$$

$$i'_{dr} = \left(\frac{N_{dr}}{N_{ana}} \right) i_{dr} \quad \textbf{(5.23c)}$$

$$\psi'_{qr} = \frac{N_{ana}}{N_{qr}} \psi_{qr} \quad \textbf{(5.22d)}$$

$$\psi'_{dr} = \frac{N_{ana}}{N_{dr}} \psi_{dr} \quad \textbf{(5.23d)}$$

(5.22) ve (5.23) denklemlerinden yararlanılarak rotor d-q eksenindeki akılar akımlar cinsinden yazılabilir.

$$\psi'_{qr} = -r'_{qr} \int i'_{qr} dt \quad \textbf{(5.24)}$$

$$\psi'_{dr} = -r'_{dr} \int i'_{dr} dt \quad \textbf{(5.25)}$$

5.3. Halkalanan Akılar

Stator ve rotor d ekseninde halkalanan akılar endüktans ve akım cinsinden yazılabilir. Akı denklemlerinde stator ve rotor arasındaki ortak endüktansın etkisi göz ardı edilmemelidir.

d ekseninde halkalanan akıların ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\psi_{ds} = L_{ds} i'_{ds} + L_{md} i'_{dr} \quad \textbf{(5.26)}$$

$$\psi'_{dr} = L_{md} i'_{ds} + L'_{dr} i'_{dr} \quad \textbf{(5.27)}$$

$$\psi_{md} = L_{md} \left(i'_{ds} + i'_{dr} \right) \quad \textbf{(5.28)}$$

q ekseninde halkalanan akılarda mıknatısın etkisi unutulmamalıdır. Motordaki mıknatıslar q ekseni boyunca sabit akı üretmektedirler. Modellemede mıknatıs eşdeğeri olarak sabit akım kaynağından beslenen endüktans kullanılabilir. Bu akı ve akımın ana sargıya indirgenmiş büyüklüklerle ifadesi

$$\psi'_{m} = L_{mq} i'_{m} \quad \textbf{(5.29)}$$

şeklindedir. Stator ve rotor q ekseninde halkalanan akılarda mıknatıs akısı da yer alır.

$$\psi_{qs} = L_{qs} i_{qs} + L_{mq} i'_{qr} + L_{mq} i'_{m} \quad \textbf{(5.30)}$$

$$\psi'_{qr} = L_{mq} i_{qs} + L'_{qr} i'_{qr} + L_{mq} i'_{m} \quad \textbf{(5.31)}$$

$$\psi_{mq} = L_{mq} \left(i_{qs} + i'_{qr} + i'_{m} \right) \quad \textbf{(5.32)}$$

5.4. Eşdeğer Devre

Buraya kadar elde edilen denklemlerle tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun d ve q ekseni için eşdeğer devresi kurulabilir. Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te gösterilen eşdeğer devrelerdeki ψ değişkenlerinin başındaki p, türev operatörüdür.

d ekseni eşdeğer devresini kurmak için gerekli olan bağıntılar aşağıdadır:

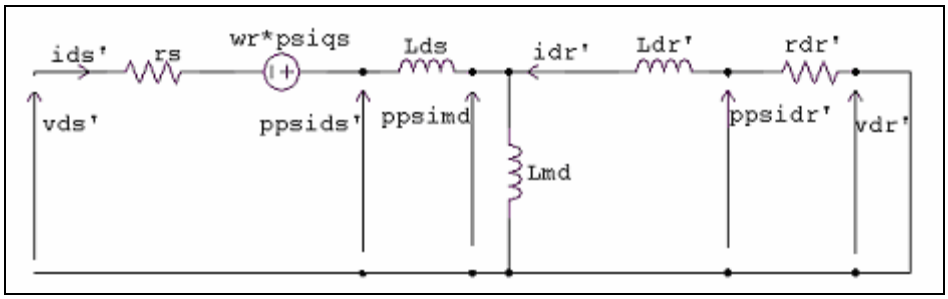
$$v'_{ds} = r_s i'_{ds} - \omega_r \psi_{qs} + \frac{d\psi'_{ds}}{dt} \quad \textbf{(5.19b)}$$

$$\psi_{ds} = L_{ds} i'_{ds} + L_{md} i'_{dr} \quad \textbf{(5.26)}$$

$$v'_{dr} = r'_{dr} i'_{dr} + \frac{d\psi'_{dr}}{dt} = 0 \quad \textbf{(5.23)}$$

$$\psi'_{dr} = L_{md} i'_{ds} + L'_{dr} i'_{dr} \quad \textbf{(5.27)}$$

$$\psi_{md} = L_{md}\left(i'_{ds} + i'_{dr}\right) \quad \textbf{(5.28)}$$



Şekil 5.2: d ekseni eşdeğer devresi

q ekseni eşdeğer devresini kurmak için gerekli oan bağıntılar aşağıdadır:

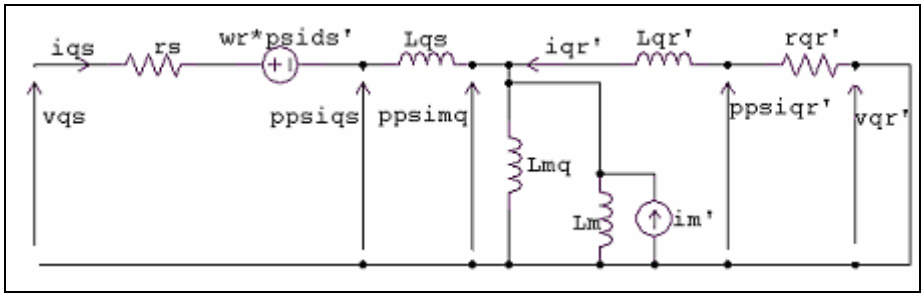
$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_r \psi'_{ds} + \frac{d}{dt}\psi_{qs} \quad \textbf{(5.19a)}$$

$$v'_{qr} = r'_{qr} i'_{qr} + \frac{d\psi'_{qr}}{dt} = 0 \quad \textbf{(5.22)}$$

$$\psi_{qs} = L_{qs} i_{qs} + L_{mq} i'_{qr} + L_{mq} i'_m \quad \textbf{(5.30)}$$

$$\psi'_{qr} = L_{mq} i_{qs} + L'_{qr} i'_{qr} + L_{mq} i'_m \quad \textbf{(5.31)}$$

$$\psi_{mq} = L_{mq}\left(i_{qs} + i'_{qr} + i'_m\right) \quad \textbf{(5.32)}$$



Şekil 5.3: q ekseni eşdeğer devresi

d ve q ekseni eşdeğer devrelerinden yararlanılarak stator ve rotor akımlarının d ve q bileşenleri, akı ve endüktanslar cinsinden elde edilebilir. d ekseni eşdeğer

devresinden görülebileceği gibi $i_{ds}^{'}$ akımı, akılar ve L_{ds} endüktansı cinsinden yazılabilir.

$$\frac{d\psi_{ds}^{'}}{dt} - L_{ds}\frac{di_{ds}^{'}}{dt} = \frac{d\psi_{md}}{dt} \tag{5.33}$$

$$\int \frac{d\psi_{ds}^{'}}{dt}dt - \int L_{ds}\frac{di_{ds}^{'}}{dt}dt = \int \frac{d\psi_{md}}{dt}dt \tag{5.34}$$

$$\psi_{ds}^{'} - L_{ds}i_{ds}^{'} = \psi_{md} \tag{5.34a}$$

$$i_{ds}^{'} = \frac{\psi_{ds}^{'} - \psi_{md}}{L_{ds}} \tag{5.34b}$$

Aynı şekilde i_{dr} akımı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\frac{d}{dt}\psi_{dr}^{'} - L_{dr}^{'}\frac{di_{dr}^{'}}{dt} = \frac{d\psi_{md}}{dt} \tag{5.35}$$

$$\int \frac{d}{dt}\psi_{dr}^{'}dt - \int L_{dr}^{'}\frac{di_{dr}^{'}}{dt}dt = \int \frac{d\psi_{md}}{dt}dt \tag{5.36}$$

$$\psi_{dr}^{'} - L_{dr}^{'}i_{dr}^{'} = \psi_{md} \tag{5.36a}$$

$$i_{dr}^{'} = \frac{\psi_{dr}^{'} - \psi_{md}}{L_{dr}^{'}} \tag{5.36b}$$

q ekseni eşdeğer devresinden yararlanılarak i_{qs} akımının ifadesi çıkartılabilir.

$$\frac{d}{dt}\psi_{qs} - L_{qs}\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{d}{dt}\psi_{mq} \tag{5.37}$$

$$\int \frac{d}{dt}\psi_{qs}dt - \int L_{qs}\frac{di_{qs}}{dt}dt = \int \frac{d}{dt}\psi_{mq}dt \tag{5.38}$$

$$\psi_{qs} - L_{qs}i_{qs} = \psi_{mq} \tag{5.38a}$$

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{L_{qs}} \tag{5.38b}$$

Son olarak $i_{qr}^{'}$ akımı şöyle hesaplanır:

$$\frac{d}{dt}\psi_{qr}^{'} - L_{qr}^{'}\frac{di_{qr}^{'}}{dt} = \frac{d}{dt}\psi_{mq} \tag{5.39}$$

$$\int \frac{d}{dt}\psi_{qr}^{'}dt - \int L_{qr}^{'}\frac{di_{qr}^{'}}{dt}dt = \int \frac{d}{dt}\psi_{mq}dt \qquad \textbf{(5.40)}$$

$$\psi_{qr}^{'} - L_{qr}^{'}i_{qr}^{'} = \psi_{mq} \qquad \textbf{(5.40a)}$$

$$i_{qr}^{'} = \frac{\psi_{qr}^{'} - \psi_{mq}}{L_{qr}^{'}} \qquad \textbf{(5.40b)}$$

Simülasyonda döngü oluşmaması için ψ_{md} ve ψ_{mq} denklemleri düzenlenmelidir. Bu denklemlerdeki akım ifadeleri yerine daha önce bulunan eşdeğerleri yazılır. Böylece ortak akılar, endüktans ve akılar cinsinden yazılır.

$$\psi_{md} = L_{md}\left(i_{ds}^{'} + i_{dr}^{'}\right) \qquad \textbf{(5.28)}$$

$$\psi_{md} = L_{md}\left[\frac{\psi_{ds}^{'} - \psi_{md}}{L_{ds}} + \frac{\psi_{dr}^{'} - \psi_{md}}{L_{dr}^{'}}\right] \qquad \textbf{(5.28a)}$$

$$\psi_{md} + \frac{L_{md}\psi_{md}}{L_{ds}} + \frac{L_{md}\psi_{md}}{L_{dr}^{'}} = L_{md}\left[\frac{\psi_{ds}^{'}}{L_{ds}} + \frac{\psi_{dr}^{'}}{L_{dr}^{'}}\right] \qquad \textbf{(5.28b)}$$

$$\psi_{md}\left[1 + \frac{L_{md}}{L_{ds}} + \frac{L_{md}}{L_{dr}^{'}}\right] = L_{md}\left[\frac{\psi_{ds}^{'}}{L_{ds}} + \frac{\psi_{dr}^{'}}{L_{dr}^{'}}\right] \qquad \textbf{(5.28c)}$$

$$\psi_{md} = \frac{L_{md}}{1 + \frac{L_{md}}{L_{ds}} + \frac{L_{md}}{L_{dr}^{'}}}\left[\frac{\psi_{ds}^{'}}{L_{ds}} + \frac{\psi_{dr}^{'}}{L_{dr}^{'}}\right] = L_{MD}\left[\frac{\psi_{ds}^{'}}{L_{ds}} + \frac{\psi_{dr}^{'}}{L_{dr}^{'}}\right] \qquad \textbf{(5.28d)}$$

$$L_{MD} = \frac{L_{md}}{1 + \frac{L_{md}}{L_{ds}} + \frac{L_{md}}{L_{dr}^{'}}} = \frac{1}{\frac{1}{L_{md}} + \frac{1}{L_{ds}} + \frac{1}{L_{dr}^{'}}} \qquad \textbf{(5.41)}$$

Aynı şekilde q ekseni için L_{MQ} ve ψ_{mq} denklemleri elde edilebilir.

$$\psi_{mq} = L_{mq}\left(i_{qs} + i_{qr}^{'} + i_{m}^{'}\right) \qquad \textbf{(5.32)}$$

$$\psi_{mq} = L_{mq}\left[\frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{L_{qs}} + \frac{\psi_{qr}^{'} - \psi_{mq}}{L_{qr}^{'}} + i_{m}^{'}\right] \qquad \textbf{(5.32a)}$$

$$\psi_{mq} + \frac{L_{mq}\psi_{mq}}{L_{qs}} + \frac{L_{mq}\psi_{mq}}{L_{qr}^{'}} = L_{mq}\left[\frac{\psi_{qs}}{L_{qs}} + \frac{\psi_{qr}^{'}}{L_{qr}^{'}} + i_{m}^{'}\right] \qquad \textbf{(5.32b)}$$

$$\psi_{mq}\left[1+\frac{L_{mq}}{L_{qs}}+\frac{L_{mq}}{L_{qr}^{'}}\right]=L_{mq}\left[\frac{\psi_{qs}}{L_{qs}}+\frac{\psi_{qr}^{'}}{L_{qr}^{'}}+i_{m}^{'}\right] \quad \textbf{(5.32c)}$$

$$\psi_{mq}=\frac{L_{mq}}{1+\frac{L_{mq}}{L_{qs}}+\frac{L_{mq}}{L_{qr}^{'}}}\left[\frac{\psi_{qs}}{L_{qs}}+\frac{\psi_{qr}^{'}}{L_{qr}^{'}}+i_{m}^{'}\right]=L_{MQ}\left[\frac{\psi_{qs}}{L_{qs}}+\frac{\psi_{qr}^{'}}{L_{qr}^{'}}+i_{m}^{'}\right] \quad \textbf{(5.32d)}$$

$$L_{MQ}=\frac{L_{mq}}{1+\frac{L_{mq}}{L_{qs}}+\frac{L_{mq}}{L_{qr}^{'}}}=\frac{1}{\frac{1}{L_{mq}}+\frac{1}{L_{qs}}+\frac{1}{L_{qr}^{'}}} \quad \textbf{(5.42)}$$

5.5. Moment Denklemleri

Elektriksel denklemleri elde edilen motorun mekanik yanla bağlantısı moment ifadesiyle sağlanır. Moment hava aralığı gücünün hıza oranı olduğu için moment bağıntısını elde etmek için öncelikle hava aralığı gücü bulunmalıdır. Moment ifadesini d-q değerleri cinsinden elde etmek için motor güç ifadesini de d-q değerleri cinsinden yazmak gerekir.

$$p=v_{ds}^{'}i_{ds}^{'}+v_{qs}i_{qs} \quad \textbf{(5.43)}$$

$$v_{ds}^{'}=r_{s}i_{ds}^{'}-\omega_{r}\psi_{qs}+\frac{d}{dt}\psi_{ds}^{'} \quad \textbf{(5.19b)}$$

$$v_{qs}=r_{s}i_{qs}+\omega_{r}\psi_{ds}^{'}+\frac{d}{dt}\psi_{qs} \quad \textbf{(5.19a)}$$

$$p=i_{ds}^{'}\left(r_{s}i_{ds}^{'}-\omega_{r}\psi_{qs}+\frac{d}{dt}\psi_{ds}^{'}\right)+i_{qs}\left(r_{s}i_{qs}+\omega_{r}\psi_{ds}^{'}+\frac{d}{dt}\psi_{qs}\right) \quad \textbf{(5.43a)}$$

$$p=r_{s}i_{ds}^{'2}-i_{ds}^{'}\omega_{r}\psi_{qs}+i_{ds}^{'}\frac{d}{dt}\psi_{ds}^{'}+i_{qs}^{2}r_{s}+\omega_{r}i_{qs}\psi_{ds}^{'}+i_{qs}\frac{d}{dt}\psi_{qs} \quad \textbf{(5.43b)}$$

$$p=r_{s}\left(i_{ds}^{'2}+i_{qs}^{'2}\right)+i_{ds}^{'}\frac{d}{dt}\psi_{ds}^{'}+i_{qs}^{'}\frac{d}{dt}\psi_{qs}+\omega_{r}\left(i_{qs}\psi_{ds}^{'}-i_{ds}^{'}\psi_{qs}\right) \quad \textbf{(5.43c)}$$

Yukarıdaki güç denklemindeki dirence bağlı terimler bakır kayıplarını göstermektedir. Hıza bağlı terimler ise hava aralığı gücünü gösterir. Akı türeviyle akımın çarpımından oluşan terimler ise endüvideki manyetik enerjideki azalmayı gösterir.

Elektriksel moment, hava aralığı gücünün hıza bölünmesiyle bulunur.

$$M_e = \frac{\omega_r \left(i_{qs} \psi'_{ds} - i'_{ds} \psi_{qs} \right)}{\omega_r} = i_{qs} \psi'_{ds} - i'_{ds} \psi_{qs} \quad \textbf{(5.44)}$$

$$M_e = i_{qs} \left(L_{ds} i'_{ds} + L_{md} i'_{dr} \right) - i'_{ds} \left(L_{qs} i_{qs} + L_{mq} i'_{qr} + L_{mq} i'_m \right) \quad \textbf{(5.44a)}$$

(5.44a) denklemi düzenlenirse;

$$M_e = i_{qs} L_{ds} i'_{ds} - i'_{ds} L_{qs} i_{qs} + L_{md} i'_{dr} i_{qs} - L_{mq} i'_{qr} i'_{ds} - L_{mq} i'_m i'_{ds} \quad \textbf{(5.44b)}$$

elde edilir.

Relüktans momenti:

$$M_{rel} = \left(L_{ds} - L_{qs} \right) i'_{ds} i_{qs} \quad \textbf{(5.45)}$$

Endüklenen moment:

$$M_{end} = L_{md} i'_{dr} i_{qs} - L_{mq}, i'_{qr} i'_{ds} \quad \textbf{(5.46)}$$

Mıknatıs momenti:

$$M_{mıknatı} = -L_{mq} i'_m i'_{ds} \quad \textbf{(5.47)}$$

$$M_e = M_{rel} + M_{end} + M_{mıknatı} \quad \textbf{(5.44c)}$$

Mekanik yana ilişkin moment denklemi:

$$M_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + M_{yük} \quad \textbf{(5.48)}$$

6. TEK FAZLI ŞEBEKE KALKIŞLI SENKRON MOTORUN SİMULİNK MODELİ VE SONUÇLARI

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motoru modellemek için gerekli olan denklemler çıkartıldıktan sonra motorun Simulink'te modellenmesine geçilebilir.

6.1. Simülasyon Denklemleri ve Simulink Modeli

Aşağıda Simulink'te kullanılan denklemler toplu halde listelenmiştir.

$$v_{qs}^{s} = v_{ana} = v_s \tag{5.9}$$

$$v_{ds}^{s} = v_s - v_{cap} \tag{5.12}$$

$$v_{ds}^{'s} = \frac{N_{ana}}{N_{yrd}} v_{ds}^{s} = \frac{N_{ana}}{N_{yrd}} (v_s - v_{cap}) \tag{5.15a}$$

$$v_{qs} = v_s \cos\theta_r - v_{ds}^{'s} \sin\theta_r \tag{5.17a}$$

$$v_{ds}^{'} = v_s \sin\theta_r + v_{ds}^{'s} \cos\theta_r \tag{5.17b}$$

$$v_{qs} - r_s i_{qs} - \omega_r \psi_{ds}^{'} = s\psi_{qs} \tag{5.19a}$$

$$v_{ds}^{'} - r_s i_{ds}^{'} + \omega_r \psi_{qs} = s\psi_{ds}^{'} \tag{5.19b}$$

$$s\psi_{dr}^{'} = -r_{dr}^{'} i_{dr}^{'} \tag{5.25}$$

$$s\psi_{qr}^{'} = -r_{qr}^{'} i_{qr}^{'} \tag{5.24}$$

$$\psi_{md} = L_{MD}\left[\frac{\psi_{ds}^{'}}{L_{ds}} + \frac{\psi_{dr}^{'}}{L_{dr}^{'}}\right] \tag{5.28d}$$

$$L_{MD} = \frac{L_{md}}{1 + \frac{L_{md}}{L_{ds}} + \frac{L_{md}}{L_{dr}^{'}}} = \frac{1}{\frac{1}{L_{md}} + \frac{1}{L_{ds}} + \frac{1}{L_{dr}^{'}}} \tag{5.41}$$

$$\psi_{mq} = L_{MQ}\left[\frac{\psi_{qs}}{L_{qs}} + \frac{\psi'_{qr}}{L'_{qr}} + i'_{m}\right] \quad \textbf{(5.32d)}$$

$$L_{MQ} = \frac{L_{mq}}{1 + \frac{L_{mq}}{L_{qs}} + \frac{L_{mq}}{L'_{qr}}} = \frac{1}{\frac{1}{L_{mq}} + \frac{1}{L_{qs}} + \frac{1}{L'_{qr}}} \quad \textbf{(5.42)}$$

$$i'_{ds} = \frac{\psi'_{ds} - \psi_{md}}{L_{ds}} \quad \textbf{(5.34b)}$$

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{L_{qs}} \quad \textbf{(5.38b)}$$

$$i'_{dr} = \frac{\psi'_{dr} - \psi_{md}}{L'_{dr}} \quad \textbf{(5.36b)}$$

$$i'_{qr} = \frac{\psi'_{qr} - \psi_{mq}}{L'_{qr}} \quad \textbf{(5.40b)}$$

$$i_{yrd} = i^{s}_{ds} \quad \textbf{(5.11b)}$$

$$i'^{s}_{ds} = \frac{N_{yrd}}{N_{ana}} i^{s}_{ds} \quad \textbf{(5.15c)}$$

$$\begin{bmatrix} i^{s}_{qs} \\ i'^{s}_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.18)}$$

$$M_{rel} = \left(L_{ds} - L_{qs}\right) i'_{ds} i_{qs} \quad \textbf{(5.45)}$$

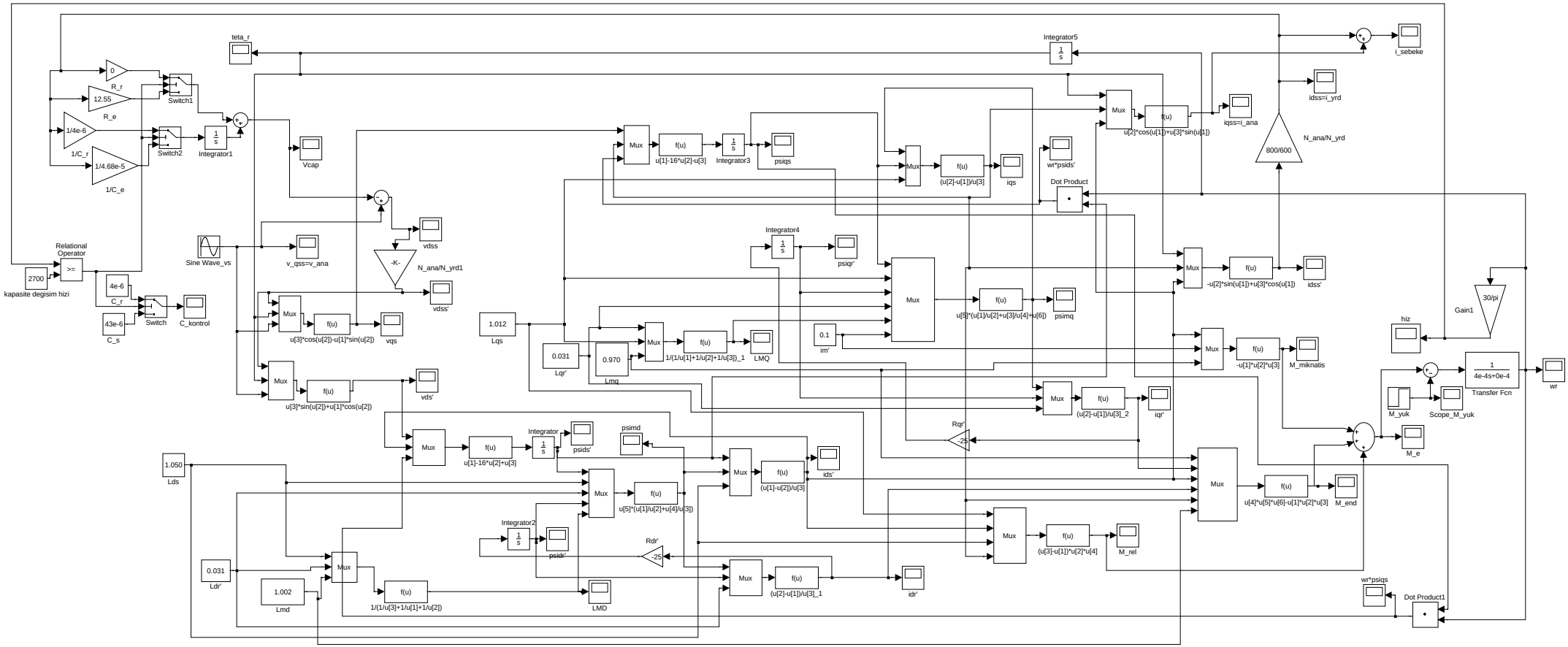
$$M_{end} = L_{md} i'_{dr} i_{qs} - L_{mq}, i'_{qr} i'_{ds} \quad \textbf{(5.46)}$$

$$M_{mıknatı} = -L_{mq} i'_{m} i'_{ds} \quad \textbf{(5.47)}$$

$$M_{e} = M_{rel} + M_{end} + M_{mıknatı} \quad \textbf{(5.44c)}$$

$$M_{e} = J\frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + M_{yük} \quad \textbf{(5.48)}$$

Yukarıdaki denklemler Simulink'te şekildeki gibi oluşturulmuştur.


teta_r
Integrator5
i_sebeke
0
R_r
12.55
R_e
Switch1
1/4e-6
1/C_r
Switch2
Integrator1
1/4.68e-5
1/C_e
Vcap
idss=i_yrd
iqss=i_ana
N_ana/N_yrd
800/600
Mux
f(u)
u[2]*cos(u[1])+u[3]*sin(u[1])
u[1]-16*u[2]-u[3]
Integrator3
psiqs
(u[2]-u[1])/u[3]
iqs
wr*psids'
Dot Product
Integrator4
psiqr'
Relational Operator
>=
2700
kapasite degisim hizi
Sine Wave_vs
v_qss=v_ana
vdss
-K-
N_ana/N_yrd1
vdss'
4e-6
C_r
43e-6
C_s
Switch
C_kontrol
u[3]*cos(u[2])-u[1]*sin(u[2])
vqs
u[3]*sin(u[2])+u[1]*cos(u[2])
vds'
-u[2]*sin(u[1])+u[3]*cos(u[1])
idss'
u[5]*(u[1]/u[2]+u[3]/u[4]+u[6])
psimq
-u[1]*u[2]*u[3]
M_miknatis
Gain1
30/pi
hiz
1.012
Lqs
0.031
Lqr'
0.970
Lmq
1/(1/u[1]+1/u[2]+1/u[3])_1
LMQ
0.1
im'
(u[2]-u[1])/u[3]_2
iqr'
Rqr'
-25
M_yuk
Scope_M_yuk
1
4e-4s+0e-4
Transfer Fcn
wr
M_e
1.050
Lds
psimd
Integrator
psids'
u[1]-16*u[2]+u[3]
(u[1]-u[2])/u[3]
ids'
u[5]*(u[1]/u[2]+u[4]/u[3])
u[4]*u[5]*u[6]-u[1]*u[2]*u[3]
M_end
Integrator2
psidr'
Rdr'
-25
(u[3]-u[1])*u[2]*u[4]
M_rel
0.031
Ldr'
1.002
Lmd
1/(1/u[3]+1/u[1]+1/u[2])
LMD
(u[2]-u[1])/u[3]_1
idr'
wr*psiqs
Dot Product1

6.2. Simülasyonda Kullanılan Değerler ve Elde Edilen Dalga Şekilleri

R_PTC=15 Ω, Cs=43uF ve Cr=4uF değerlerine empedans hesabı uygulandığında; R_e=6,83Ω, X_e=67,93 Ω, C_e=4,68e-5F bulunur. Simulink'teki bloklara bu değerler girilir. Kalkış kapasitesinin devreden çıktığı hız değeri olarak 3000dev/dak'nın %90'ı olan 2700 dev/dak alınmıştır. Motor, doğrudan şebekeden beslendiği için besleme gerilimi Vs=220*sin(2*pi*f*t) olup, frekans 50Hz'dir. Ana sargı sarım sayısı 800, yardımcı sargı sarım sayısı 600 alınmıştır. Diğer motor parametreleri aşağıda listelenmiştir.

Lds=1,050 H

Ldr'=0,031 H

Lmd=1,002 H

Rs=16 Ω

Rdr'=Rqr'=25 Ω

Lqs=1,012 H

Lqr'=0,031 H

Lmq=0,970 H

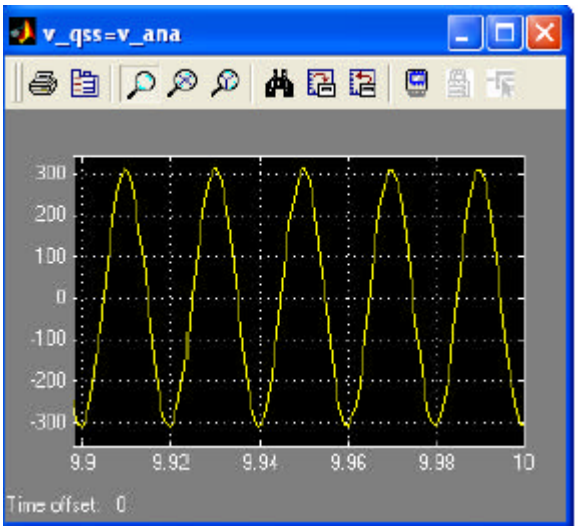
im'=0,1A

J=4e-4 kgm^2

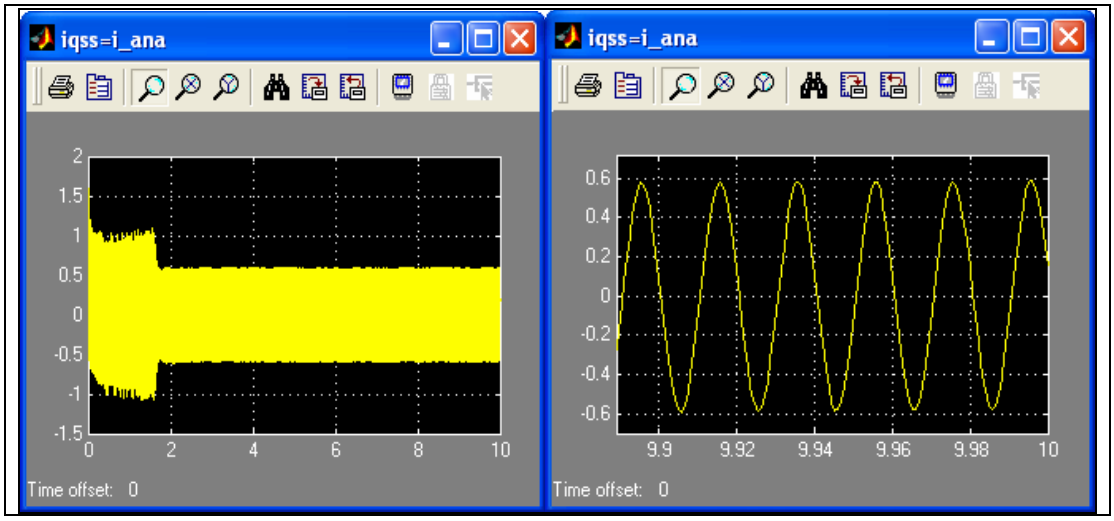
B=0

Yüksüz durumda elde edilen dalga şekilleri aşağıda gösterilmektedir.

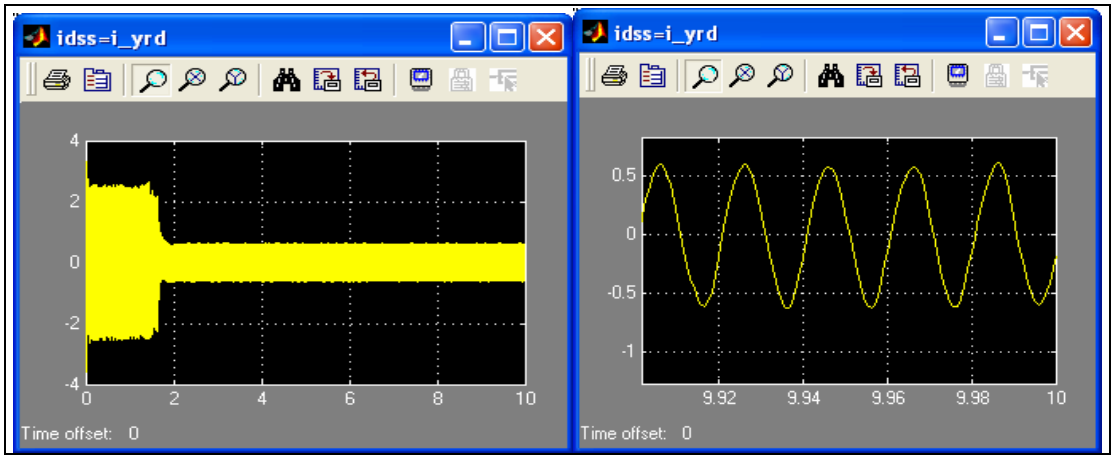
Şekil 6.1'de görüldüğü gibi besleme gerilimi 220V, 50 Hz şebeke gerilimidir. Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'te ana sargı ve yardımcı sargı akım dalga şekilleri gösterilmektedir. Görüldüğü gibi kalkışta sargılardan yüksek akım geçerken senkronizasyondan sonra akım seviyeleri düşmektedir.



Şekil 6.1: Besleme gerilimi dalga şekli

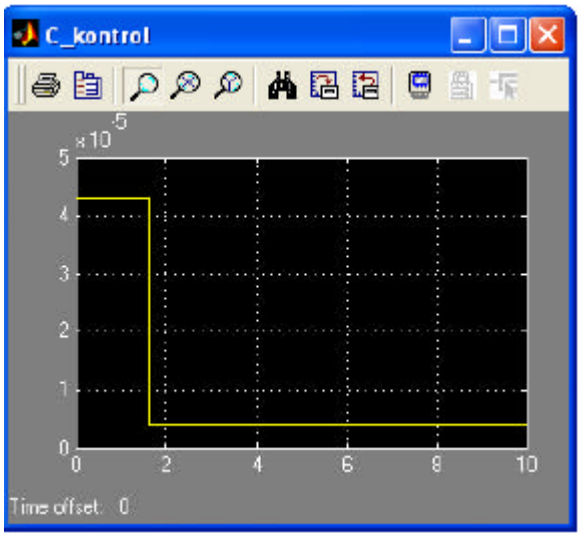


Şekil 6.2: Ana sargı akımı dalga şekli



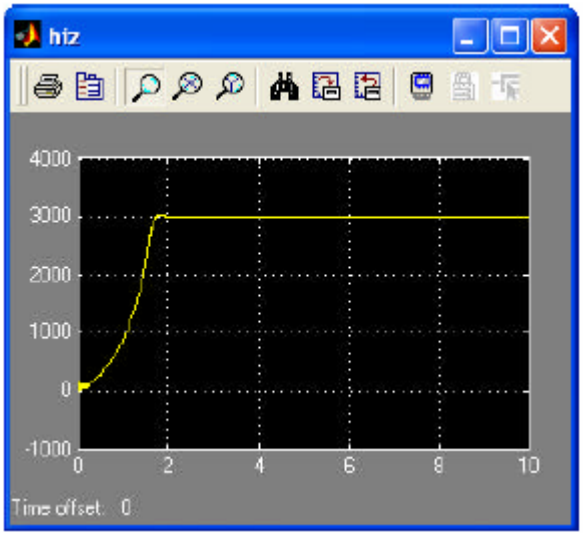
Şekil 6.3: Yardımcı sargı akımı dalga şekli

Şekil 6.4'den görüldüğü gibi yaklaşık 1,5 saniye sonra motorun hızı 2700dev/dak'yı geçmektedir. Bu andan itibaren sadece işletme kapasitesi devrededir.

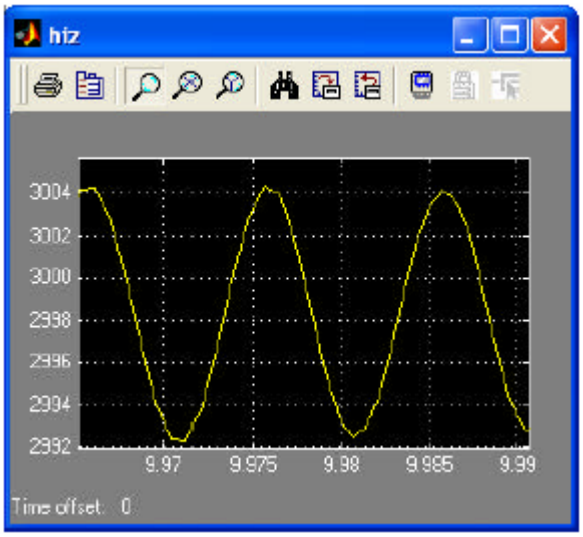


Şekil 6.4: Kapasite değişimini gösteren dalga şekli

Motorun hız grafiğinden (Şekil 6.5) görüldüğü gibi 2 saniye sonra motor senkron hıza ulaşmaktadır. Bu andan itibaren motorun hızı çok salınım yapmamaktadır. Şekil 6.6, senkron hıza ulaştıktan sonra yaklaşık ±5 dev/dak'lık hız değişimleri olduğunu göstermektedir.

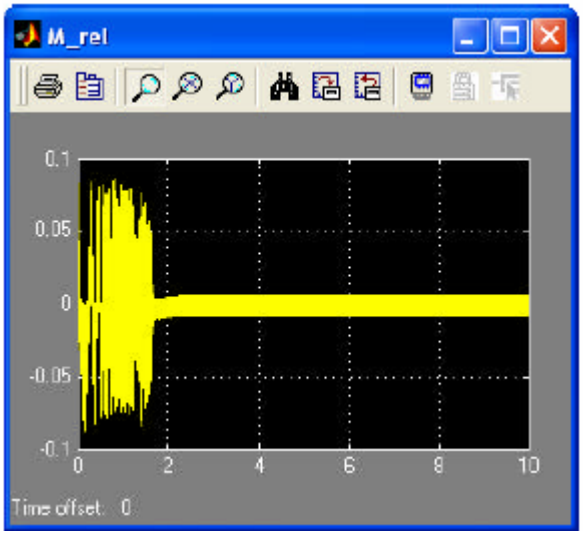


Şekil 6.5: Motorun hız grafiği

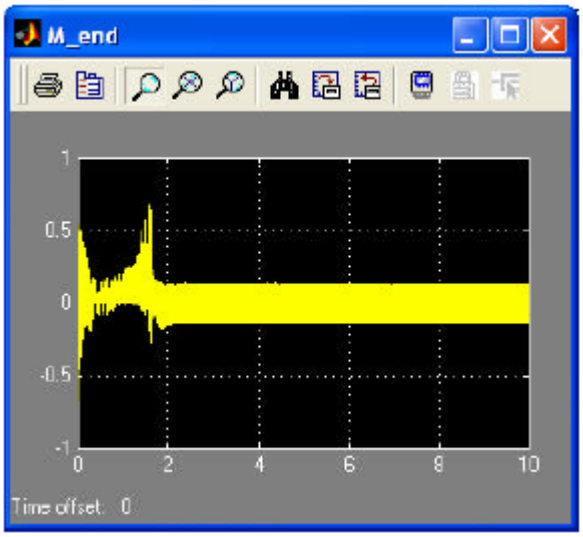


Şekil 6.6: Motorun hız salınımlarını gösteren grafik

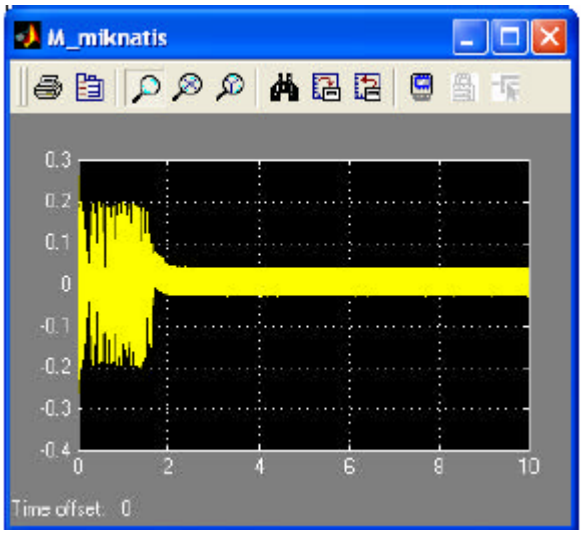
Motorun elektriksel momenti ve bu momentin bileşenleri olan relüktans momenti, endüklenen moment, mıknatıs momenti dalga şekilleri grafiklerde görülmektedir. Moment değerlerinin kalkışta yüksek olması, senkron hıza ulaştıktan sonra düştüğü görülmektedir.



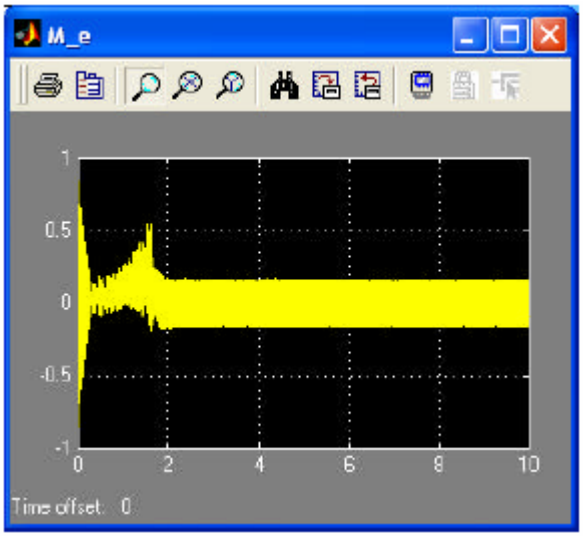
Şekil 6.7: Relüktans momenti dalga şekli



Şekil 6.8: Endüklenen moment dalga şekli

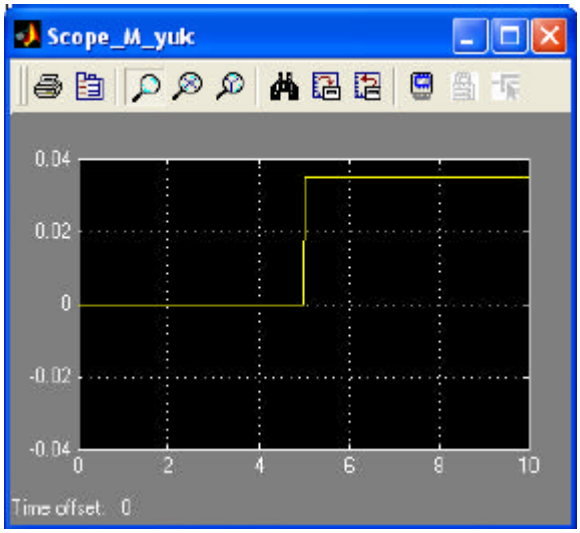


Şekil 6.9: Mıknatıs momenti dalga şekli



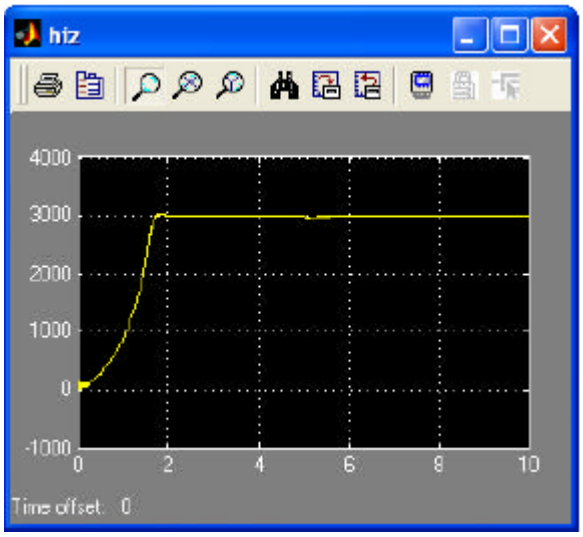
Şekil 6.10: Elektriksel moment dalga şekli

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun simulasyonuyla motorun yüklenmesi durumu da incelenebilir. Motor 5. saniyede 0,035Nm'lik yük momentiyle yüklenmiştir. Yük momenti motorun anma momentinin %10'u kadardır Yük momenti değeri ve motorun yüklenme zamanı Şekil 6.11'da görülmektedir.

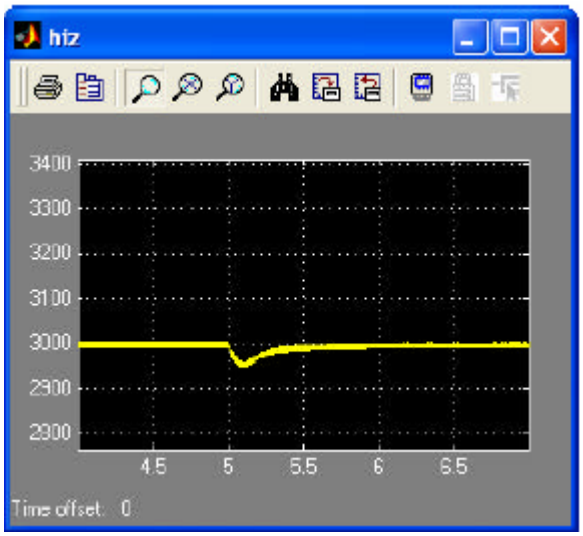


Şekil 6.11: Motorun yük momenti

Şekil 6.12'dan görüldüğü gibi motor yüklendiği anda kısa süre senkronizasyondan çıkmakta; ancak yaklaşık 0,5 saniye sonra tekrar senkronize olmaktadır.

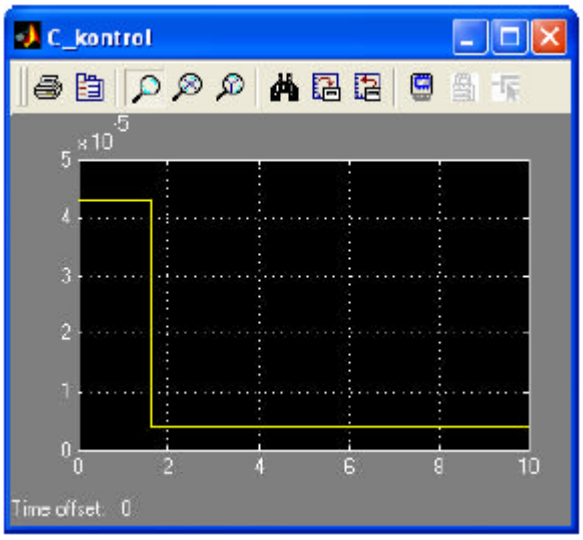


Şekil 6.12: Yüklü durumda motorun hızı



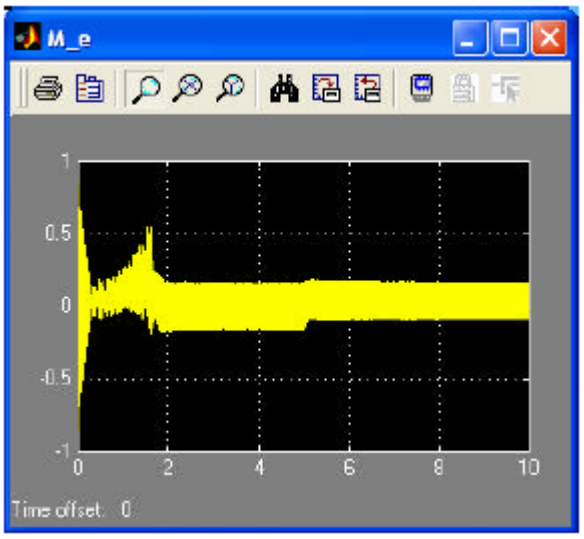
Şekil 6.13: Motorun yüklendiği andaki hız değişimi

Yüklü durumda motor kapasitelerinin devreye giriş çıkışını gösteren grafikten (Şekil 6.14) görüldüğü gibi; motor senkron hızdan çıktığı sürede hızı 2700 dev/dak'ın altına düşmemiş, kalkış kapasitesi devreye girmemiştir.



Şekil 6.14: Yüklü durumda kapasite değişimini gösteren grafik

Elektriksel moment grafiğinden görüldüğü gibi motor yüklendiği anda moment artmıştır. (Şekil 6.15)



Şekil 6.15: Yüklü durumda motor momenti

7. ŞEBEKE KALKIŞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN YAPIMI

Şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun yapımı, kısa devre rotorlu asenkron motorun yapımına benzemektedir. Uygun rotor tasarımıyla asenkron motorun statoru kullanılarak da motor yapılabilir. Motorun yapılışı iki ana kısımdan oluşur. Dönen kısım olan rotor dairesel kesitlidir. Hava aralığını minimum yapabilmek için stator da dairesel kesitte yapılır.

Alternatif akım taşıyan stator sargılarında oluşan manyetik alan zamanla değişir. Zamanla değişen manyetik alan demir kayıplarını oluşturur. Bu kayıpları azaltmak için ince laminasyonlar kullanılır. İnce stator laminasyonları, stator dış çapı ölçüsünde kesilir. Rotor ve oluklar için gerekli olan boşluklar tel erezyonla oluşturulur. Eddy kayıplarını azaltmak için laminasyonların bir tarafı yalıtılır. Bir tarafı yalıtılmış ince laminasyonlar, paket boyunu oluşturacak şekilde bir araya getirilerek sıkıştırılır.

Stator çekirdeği hazırlandıktan sonra ana sargı ve yardımcı sargı, sargı şemasına göre oluklara yerleştirilir. Sargılar oluklara yerleştirilirken sargıların birbirleri arasındaki ve sargılarla oluk arasındaki izolasyonların zarar görmemesine dikkat edilmelidir. İzolasyonların bozulması sargılar arasında kısa devreye neden olacağı için yüksek akımların akmasına yol açabilir. Sargının oluk dışına taşmasını önlemek için oluklarla hava aralığının birleştiği yerlere takoz türü malzemeler konur. Yardımcı sargıya seri bağlanan kapasitenin bağlantısı yapıldıktan sonra stator hazır hale gelir. Kapasitif empedansın yardımcı sargıya bağlanması, motorun şebekeye bağlantısı sırasında da yapılabilir.

Rotor laminasyonları, rotor dış çapı ölçüsünde kesildikten sonra tel erezyonla rotor olukları, rotor mili ve mıknatısların yerleştirileceği yuvalar için boşluklar oluşturulur. Bir tarafı yalıtılmış ince saclar bir araya getirilip sıkıştırılarak rotor paketi elde edilir.

Rotor oluklarına alüminyum çubuklar yerleştirilir. Alüminyum çubuklarla rotor olukları arasında herhangi bir izolasyon malzemesine gerek yoktur; çünkü bu çubuklarda endüklenen gerilim çok küçüktür [6]. Alüminyum çubuklardan akım akmasını sağlayacak olan uç halkalarıyla rotor eksenel yönde her iki tarafından sıkıştırılır. Daha sonra mıknatıslar, mıknatıs yuvalarına yerleştirilir. Motorun kutup sayısına bağlı olarak mıknatıs yerleşiminde N-S kutuplarına dikkat edilmelidir.

Hem stator hem rotor laminasyonlarının sıkıştırılması sırasında laminasyonlarda çekme kuvvetinin oluşmasını önlemek ve böylece laminasyonlardaki oluk, mıknatıs ve mil için bırakılan boşluklarda çarpılmayı engellemek amacıyla laminasyonlar uygun yerlerinden perçinlerle tutturulabilir. Ayrı ayrı hazırlanan stator ve rotorun yapımı bittikten sonra, rotor statorun içine yerleştirilerek motorun yapımı tamamlanır.

8. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motor tanıtılmış, yapısı ve çalışma prensibi anlatılmıştır. Yapı olarak kafesli asenkron motorun rotoruna ek olarak mıknatıs bulunmaktadır. Çalışma prensibi hem asenkron motoru hem senkron motoru içermektedir.

Modelleme sırasında karşılaşılan en büyük zorluk motorun tek fazlı olmasından kaynaklanmaktadır. Dengeli gerilimle besleme söz konusu olmadığı için bazı dönüşüm matrisleri uygulanmıştır. Pozitif bileşen sistemi ve negatif bileşen sistemi ayrı ayrı çözülmüş, her bir sistem için moment ifadesi çıkarılmıştır. Bu çıkarımlar sırasında bazı kabuller yapılmıştır. Bundan sonraki çalışmalarda motorun gerçek davranışını modelleyebilmek için bu kabuller olabildiğince azaltılmalıdır.

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun tasarımında motor parametrelerinin etkisi çıkarılmıştır. Mıknatıs gibi bazı parametrelerin sürekli halde motor performansını iyileştirirken, dinamik çalışmada motor performansını olumsuz yönde etkiledikleri gözlenmiştir. Bu nedenle bu motorun tasarımında bütün parametrelerin etkisi bir bütün olarak ele alınmalı, motor bir bütün olarak tasarlanmalıdır.

Motorun davranışını göstermek amacıyla doğruluk oranı yüksek olan sonlu elemanlar yöntemiyle analizi yapılmıştır. Analiz sonucunda motorun verimi %86,85 olarak hesaplanmıştır. Aynı moment değerlerindeki bir fazlı asenkron motorun veriminin %78-%83 civarında olması bu motorun daha verimli olduğunun da göstergesidir. Mıknatıs malzemelerindeki gelişmeye ve tasarımda ilerlemeye bağlı olarak daha yüksek verimler elde etmek mümkündür. Ancak tasarımı kısıtlayan teorik ve pratik nedenlerden dolayı yüksek verim değerleri de sınırlıdır.

Motorun çalışmasını simüle etmek için motor Simulink'te modellenmiştir. Bu modelleme için gerekli olan denklemler çıkartılmış, daha sonra motorun modeli bu denklemlerden yararlanılarak kurulmuştur. Modelden elde edilen grafiklerle motorun çalışması açıklanmıştır.

Tek fazlı şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motorun çalışmasını göstermek için üç bilgisayar yazılımından yararlanılmıştır: SPEED, Flux2D, Matlab/Simulink. Bu yazılımlar çeşitli amaçlarla motor tasarımına yardımcı olmaktadır. Bunların içinde daha hassas çözüm yapabilmesi açısından en güvenilir sonuçlar Flux2D'den elde edilen sonuçlardır.

Motorun çalışması çeşitli analiz programlarının yardımıyla açıklandıktan sonra motor prototiplemesinin adımları anlatılmıştır.

Hem prototip aşamalarının hem motorun çalışma prensibinin bilinen temel elektrik motorlarına benzemesi ve o motorlara göre daha verimli olması, şebeke kalkışlı sürekli mıknatıslı senkron motoru diğer motorlara göre avantajlı yapmaktadır. Bu avantajlar ve bu konuda yapılacak çalışmalar bu motorun gelecekteki kullanım alanlarını da genişletecektir.

KAYNAKLAR

[1] **Honsinger, V.B.,** 1980. Permanent magnet machine: asynchronous operation, *IEEE Trans. Power Appl. Syst.,* PAS-99,1503-1509.

[2] **Miller, T.J.E.,** 1984. Synchronisation of line start permanent magnet motors, *IEEE Trans. Power. App. Syst.*, PAS-103,1822-1828.

[3] **Stephens, C.M., Kliman, G.B. and Boyd, J.,** 1998. A line-start permanent magnet motor with gentle starting behavior, *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting,*371-379.

[4] **Knight, A.M., Williamson, S.,** 1999. Influence of magnet dimensions on the performance of a single-phase line-start permanent magnet motors, *Electric Machines and Drives, International Conference IEMD '99*, 770-772.

[5] **Siskind, C.** 1950 Electrical Machines Direct and Alternating Current, McGraw Hill Book Company, New York.

[6] **Sarıoğlu, K.,** 1983. Elektrik Makinalarının Temelleri Asenkron Makinalar, Çağlayan Kitabevi, İstanbul.

[7] **Miller, T.J.E., Popescu, M., McGilp, M.I., Strappazzon, G., Trivillin, N. Santarossa, R.,** 2004. Line-start permanent magnet motor single-phase steady state performance analysis, *IEEE Trans. Ind. Applicat.,* **40,** 1962-1969.

[8] **Boldea, I., Nasar, S.A.,** 1986. Electric Machine Dynamics, MacMillan Publishing Company, New York.

[9] **Popescu, M., Miller, T.J.E., McGilp, M.I., Strappazzon, G., Trivillin, N. and Santarossa, R.,** 2002. Line start permanent magnet motor: single-phase starting performance analysis, *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting,* 2499-2506.

[10] **Miller, T.J.E., Popescu, M., McGilp, M.I.,** 2002. Asynchronous performance analysis of a single-phase capacitor run permanent magnet motor, *Conf. Rec. Of ICEM,* Brugge, Belgium, August 26-28.

[11] **Popescu, M.,** 2004. Analytical prediction of the electromagnetic torques in single-phase and two-phase ac motors, *Doctoral Thesis,* Helsinki University of Technology, Espoo, Finland.

[12] **Libert, F., Soulard, J., Engström, J.,** Design of a 4-pole line start permanent magnet synchronous motor

[13] **Rahman, M.A., Zhou P.,** 1996. Analysis of brushless permanent magnet synchronous motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.43, 2, 256-267.

[14] **Walker, J.A., Cossar, C., Miller, T.J.E.,** Simulation and analysis of magnetisation characteristics of interior permanent magnet motors

[15] **Kwon, S.H., Hong, S.H., Lee, C.K, Yang, B.Y., Kwon, B.** Rotor design and characteristics analysis of a single phase line start permanent magnet synchronous motor

[16] **Kim, B.T., Kim, Y.K., Kim, D.J.,** 2004. Analysis of squirrel cage effect in single phase lspm, *KIEE International Transactions on EMECs*, **4-B**,190-195

[17] **Rahman, M.A. and Osheiba, O.M.,** 1990. Performance of large line-start permanent magnet synchronous motors, *IEEE Trans. Energy Conversion*, **5**, 211-217.

[18] **Worley, A., Black, K. and Purbrook, S.P.,** HMD Sealless pumps ltd, *United States Patent*, No: 2002084710 dated 04.07.2002.

[19] **Kim, S., Choi, J.H., Lee, J.,** 2003. Magnet shape optimization for high performance single-phase line start synchronous motor, *Journal of Applied Physics*, **93**, 8695-8697.

[20] **Yang, B.Y., Kwon, B. Lee, C.K. Woo, K. and Kim, B.T.,** 2002. Comparison of Dynamic Characteristics of the line start permanent magnet motor and the induction motor, *KIEE International Transactions on EMECS,* **2-B**, 90-9

[21] **Chee-Mun Ong,** 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink, Prentice Hall PTR.

ÖZGEÇMİŞ

1982 yılında İstanbul'da doğdu. 2000 yılında Vatan Anadolu Lisesi'nden mezun oldu. Lisans eğitimini 2000-2004 yılları arasında, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde tamamladı. 2004 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı.