



**DAİMİ MIKNATISLI MOTORUN
SONLU ELEMANLAR YAZILIMI İLE
MODELLENMESİ VE KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Süleyman YALVAÇ

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Murat CANER

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

Mayıs 2018

AFYON KOCATEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**DAİMİ MIKNATISLI MOTORUN SONLU ELEMANLAR
YAZILIMI İLE MODELLENMESİ VE KONTROLÜ**

Süleyman YALVAÇ

Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Murat CANER

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Mayıs 2018

TEZ ONAY SAYFASI

Süleyman YALVAÇ tarafından hazırlanan “**Daimi Mıknatıslı Motorun Sonlu Elemanlar Yazılımı İle Modellenmesi Ve Kontrolü**” adlı tez çalışması lisansüstü eğitim ve öğretim yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca 14/05/2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından **oy birliği** ile Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

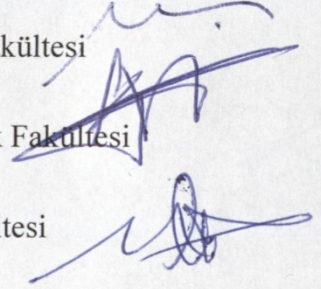
Danışman : Dr. Öğr. Üyesi Murat CANER

Başkan : Dr. Öğr. Üyesi Said Mahmut ÇINAR
Afyon Kocatepe Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Fadıl KUYUCUOĞLU
Manisa Celal Bayar Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Murat CANER
Afyon Kocatepe Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi

İmza



Afyon Kocatepe Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu’nun
...../...../..... tarih ve
..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

.....
Prof. Dr. İbrahim EROL
Enstitü Müdürü


BİLİMSEL ETİK BİLDİRİM SAYFASI
Afyon Kocatepe Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- Atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- Ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

14/05/2018



Süleyman YALVAÇ

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DAİMİ MIKNATISLI MOTORLARIN SONLU ELEMANLAR YAZILIMI İLE MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

Süleyman YALVAÇ

Afyon Kocatepe Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Murat CANER

Bu çalışmada mıknatısları yüzeye monteli daimi mıknatıslı (SMPM) senkron motor, sonlu elemanlar tabanlı bir yazılımda modellenmiş ve elde edilen bu modele alan yönlendirmeli kontrol algoritması uygulanarak moment kontrolü sağlanmıştır.

Modellemede 1,5 kW'lık endüstriyel bir motorun geometrik ve malzeme özellikleri kullanılmıştır. Elde edilen motor modelinin doğrulaması için model simülasyon sonuçlarıyla motora ait elektriksel plaka ve katalog değerleri karşılaştırılmıştır. Endüstriyel motorun sürücüsüyle birlikte çalışma modeline ulaşabilmek için dört aşama kullanılmıştır.

İlk aşamada, sürücü modelinin kullanılmadığı sonlu elemanlar tabanlı motor modeli simüle edilmiştir. Simülasyon ortamında maksimum dönme momenti elde edebilmek için gerekli olan başlangıç konum açısı bu aşamada belirlenmiştir. İkinci aşamada, motor modeli MATLAB eklenti yazılımı yardımıyla MATLAB/Simulink ortamına aktarılmış ve simüle edilmiştir. Üçüncü aşamada ise uzay vektör kontrollü darbe genişlik modülasyonu (PWM) kullanan bir inverter modeli eklenerek motor, modifiye edilmiş gerilim ile simüle edilmiştir.

Dördüncü aşama olarak da PI kontrolör kullanan alan yönlendirmeli kontrol simülasyonu yapılmıştır. Motor tasarım çalışmalarında popüler olan sonlu elemanlar tabanlı modelin, MATLAB/Simulink ortamında kontrol uygulamasının yapılması önemlidir. Bu

uygulamada SMPM motorun moment bileşeni olan I_q akımı ile ortalama moment değeri ayarlanabilmektedir. Bu son kontrol uygulaması motor modelinin kontrol edilebilirliğini göstermek adına önemlidir.

İlk üç simülasyonda besleme gerilim genlik değeri ayarlanarak motor plaka değerlerine yakın değerler elde edilmiştir. Ancak motor plakasında verilen 7.16 Nm'lik tam yük momenti 8.3 A rms yerine son simülasyonda 4.5 A rms ile elde edilmektedir. Akımın düşük olmasının nedenleri olarak mıknatısların remanans değerlerinin ve sargı bağlantı yapısının tam tespit edilememiş olmasıdır. Ayrıca bu çalışmada kayıplar dikkate alınmamıştır.

Sürücü yazılımı ile elde edilen yarı yükteki moment-akım değerleri simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca farklı devir ve yükleme koşullarında elde edilen akım, gerilim, konum ve moment eğrileri analiz edilmiştir.

2018, xii + 71 sayfa

Anahtar Kelimeler: SMPM motor, Sonlu elemanlar metodu ile modelleme, Alan yönlendirmeli kontrol, MATLAB/Simulink.

ABSTRACT

M.Sc. Thesis

MODELLING AND CONTROL OF PERMANENT MAGNET MOTOR USING FINITE ELEMENT ANALYSIS SOFTWARE

Student Süleyman YALVAÇ

Afyon Kocatepe University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Asst. Prof. Murat CANER

This study presents a finite element modelling of surface mounted permanent magnet motor (SMPM). And torque is controlled by using field oriented control (FOC).

Geometrical and material properties of a 1.5 kW industrial motor has been used in the modelling. This model is verified in three stages comparing real motor electrical plate ratings. Four stages have been used to reach the model of the industrial motor with its driver.

As a first step, the model is simulated as FE based software without any driver. The advance angle required to obtain the maximum torque in the simulation environment is determined at this stage. Secondly, the model is simulated by embedding in MATLAB/Simulink using simulink plug-in software. In the third phase, the motor is simulated with modified voltage by adding an inverter model that uses space vector controlled pulse width modulation (PWM).

In the fourth stage, field oriented control simulation using PI controller was performed. It is important that the finite element based model, which is popular in electric motor design studies, is implemented in the MATLAB / Simulink environment. In this application, the average torque value can be adjusted by the current I_q , which is the torque component of the SMPM (Surface Mount Permanent Magnet) motor. This control application is important to demonstrate the controllability of the motor model.

In the first three simulations, the supply voltage amplitude value was adjusted to obtain values close to the motor plate values. However, the full load torque of 7.16 Nm which is given in the motor plate is obtained at 4.5 A rms in the last simulation instead of 8.3 A rms. The reason for the low current is that the remenance values of the magnets and winding connection structure can not be detected completely. In addition, losses were not considered in this study.

The half-load torque-current values obtained with the drive software are compared with the simulation results. In addition, current, voltage, position and torque curves obtained at different speed and loading conditions are analyzed.

2018, xii + 71 pages

Keywords: Surface mounted permanent magnet motor, Finite element modeling, Field oriented control, MATLAB/Simulink.

TEŞEKKÜR

Bu araştırmanın konusu, deneysel çalışmaların yönlendirilmesi, sonuçların değerlendirilmesi, yazımı aşamasında yapmış olduğu büyük katkılarından dolayı tez danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Murat CANER'e ve 15.TEKNOLOJİ.05 nolu projeden sağlanan deneysel malzemeler için AK BAP koordinasyon birimine teşekkür ederim.

Süleyman YALVAÇ
AFYONKARAHİSAR, 2018

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	Sayfa
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	vi
KISALTMALAR DİZİNİ	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. LİTERATÜR BİLGİLERİ	3
3. MATERYAL ve METOT	6
3.1 Kullanılan Motor ve Sürücü Özellikleri.....	6
3.2 Sonlu Elemanlar Yazılımı (MotorSolve).....	9
3.2.1 Komutlar Menüsü	9
3.2.2 Tasarım Aşaması ve Alt Menüleri.....	11
3.2.3 Sonuçlar Menüsü	21
3.2.3.1 Başlangıç Açısının Belirlenmesi	23
3.2.3.2 Moment Salınımları ve Etkileşim Momenti.....	24
3.2.3.3 PWM Analiz	26
3.2.4 Malzemeler	30
3.2.5 Sonlu elemanlar yazılımının diğer programlarla ilişkisi	34
4. BULGULAR	36
4.1 Sonlu Elemanlar Yazılımı İle Motorun Modellenmesi.....	36
4.2 MATLAB/Simulink Ortamında Sonlu Elemanlar Yazılımı ile Kosimülasyon .	42
4.3 İnverter ve PWM Uygulaması	45
4.4 Alan Yönlendirmeli Kontrol Tekniği ve Motor Modeline Uygulanması	53
5. TARTIŞMA ve SONUÇ	62
6. KAYNAKLAR.....	65
ÖZGEÇMİŞ.....	69

KISALTMALAR DİZİNİ

Kisaltmalar

AC	Alternating Current
BLDC	Brushless DC
DC	Direct Current
MATLAB	MATrix LABoratory
IPM	Interior Permanent Magnet
PI	Proportional Integral
PLC	Programmable Logic Controller
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
SMPM	Surface Mount Permanent Magnet



ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 3.1 Motor, sürücü, bilgisayar ve diğer ünitelerin bağlantıları (İnt.Kyn.2).....	7
Şekil 3.2 SMPM motor ve sürücü görünümleri (İnt.Kyn.2).	8
Şekil 3.3 Sürücü arayüz yazılımı ile gerçek motor parametrelerinin gözlenmesi (20devir/dk).	8
Şekil 3.4 Sürücü arayüz yazılımı ile gerçek motor parametrelerinin gözlenmesi (10 devir/dk).	9
Şekil 3.5 MotorSolve yazılımı ana menüleri.....	9
Şekil 3.6 Komutlar menüsü alt menüleri.....	10
Şekil 3.7 MotorSolve yazılımı içeriğinde şablon olarak mevcut olan motor grupları. ..	10
Şekil 3.8 Tasarım menüsü alt menüleri.	11
Şekil 3.9 Tasarım/Genel ayarlar alt menüsüne ait panel görünümü.....	11
Şekil 3.10 Tasarım/Rotor alt menüsüne ait panel görünümü.	12
Şekil 3.11 Mıknatıs açısı.	12
Şekil 3.12 Mıknatıs kalınlığı.	13
Şekil 3.13 Mıknatıs uç derinliği.	13
Şekil 3.14 Mıknatıs kenar açısı.	13
Şekil 3.15 Tasarım/Stator alt menüsüne ait panel görünümü.....	14
Şekil 3.16 Oluk derinliği.	14
Şekil 3.17 Oluk ağız genişliği.	14
Şekil 3.18 Diş köprü açısı.	14
Şekil 3.19 Oluk ağız yüksekliği.	15

Şekil 3.20	Diş genişliği.	15
Şekil 3.21	Köprü ucu yarıçapı.	15
Şekil 3.22	Tasarım/Stator/Stator sargıları alt menüsüne ait panel görünümü.	16
Şekil 3.23	Tasarım/Stator/Stator bobin kenar sargıları alt menüsüne ait panel görünümü.	19
Şekil 3.24	Tasarım/Malzemeler alt menüsüne ait panel görünümü.	19
Şekil 3.25	Tasarım/Termal ayarlar alt menüsüne ait panel görünümü.	20
Şekil 3.26	Sonuçlar menüsü alt menüleri.	21
Şekil 3.27	Parametre değişiminin aralık sınır değerleri ve artış miktarı ile belirtilmesi.	21
Şekil 3.28	Parametre değişiminin değer listesi ile belirtilmesi.	22
Şekil 3.29	Dalga şekillerinin görüntülenmesi için kullanılan panel.	23
Şekil 3.30	İlerleme açısının “0” olması durumu.	23
Şekil 3.31	İlerleme açısının pozitif olması durumu.	24
Şekil 3.32	Tam oluk sayısına sahip motor (etkileşim momenti fazla).	25
Şekil 3.33	Kesirli oluk sayısına sahip motor (etkileşim momenti az).	26
Şekil 3.34	Sinüsoidal gerilim ve harmonik içerikli akım dalga şekli.	28
Şekil 3.35	Grafik gösterim çeşitleri.	28
Şekil 3.36	İnverter köprü devresi ve yıldız bağlı motor sargıları.	29
Şekil 3.37	İnverter köprü devresi ve üçgen bağlı motor sargıları.	30
Şekil 3.38	Malzemeler ana menüsü içeriği.	30
Şekil 3.39	Mıknatıslara ait demanyetizasyon eğrisi.	33
Şekil 3.40	Magnet yazılımında motor modelinin MATLAB/Simulink’e gömerek vektör kontrolünde kullanılması (Arellano-Padilla <i>et al.</i> 2010).	35

Şekil 4.1 MotorSolve yazılımında elde edilen 2D ve 3D motor modeli görünümleri. ...	38
Şekil 4.2 MotorSolve yazılımında elde edilen motor iç ve dış aksamı görünümleri.	38
Şekil 4.3 Farklı başlangıç açı değerleri karşısında üretilen ortalama moment grafiği. ...	39
Şekil 4.4 Anlık moment değişim eğrisi (başlangıç açısı 0°).	39
Şekil 4.5 Anlık moment değişim eğrisi (başlangıç açısı 85°).	40
Şekil 4.6 Başlangıç açısı ayarlandığında akı-gerilim arasındaki 90° lik faz farkı oluşumu.	40
Şekil 4.7 Sonlu Elemanlar Yazılımı Motor Sonuç Grafikleri (Akım, Moment, Konum, Gerilim).	41
Şekil 4.8 MATLAB eklenti yazılım bloğu.	42
Şekil 4.9 MATLAB eklenti bloğuna model dosyasının yüklenmesi ve kullanım tipleri.	42
Şekil 4.10 Hız girişli MATLAB eklenti bloğu.	43
Şekil 4.11 Yük girişli MATLAB eklenti bloğu.	43
Şekil 4.12 PWM analiz işletim noktası seçim menüsü.	43
Şekil 4.13 Kosimülasyon (simulink+motorsolve) devre şeması (ideal sinüs besleme ile).	44
Şekil 4.14 Kosimülasyon Motor Sonuç Grafikleri (Akım, Moment, Konum, Gerilim).	44
Şekil 4.15 Kosimülasyon (simulink+motorsolve) devre şeması (inverter besleme ile).	46
Şekil 4.16 Uzay vektör PWM simulink blok diyagramı.	46
Şekil 4.17 Üçgen dalga generatörü simulink blok diyagramı.	47
Şekil 4.18 Uzay vektör bileşenleri ve sektörler.	47
Şekil 4.19 Uzay vektör bileşenlerine ait zaman süreleri.	48

Şekil 4.20 Uzay vektör PWM zamanlayıcı bloğu.	50
Şekil 4.21 Uzay vektör PWM darbe anahtarlama sinyallerinin üçgen ve referans sinyalin karşılaştırılarak elde edilmesi (0-12 ms).....	51
Şekil 4.22 Uzay vektör PWM darbe anahtarlama sinyallerinin üçgen ve referans sinyalin karşılaştırılarak elde edilmesi (1-3ms).....	52
Şekil 4.23 Uzay vektör PWM inverter ile beslenen Motor Kosimülasyon Sonuç Grafikleri (Akım, Moment, Konum, Gerilim).....	53
Şekil 4.24 Alan yönlendirmeli kontrol içeren kosimülasyon (simulink+motorsolve) devre şeması (uzay vektör PWM inverter besleme ile).	55
Şekil 4.25 2000 devir/dak hızında $I_q=5.7$ ve $I_d=-3$ (iki mekanik periyot için).	57
Şekil 4.26 1000 devir/dak hızında $I_q=5.7$ ve $I_d=-3$ (iki mekanik periyot için).	57
Şekil 4.27 20 devir/dk hızında $I_q=3.6A$ ve el ile %50 ye yakın moment uygulanmış. ...	58
Şekil 4.28 10 devir/dk hızında $I_q=3.6 A$ ve el ile %50'ye yakın moment uygulanmış. .	59
Şekil 4.29 2000 devir/dk hızında yüksüz çalışma için sürücü yazılımı ile alınan hız, akım ve %moment değerleri.....	59
Şekil 4.30 2000 devir/dk hızında $I_q=0 A$ ve $I_d=0.36 A$ için vektör kontrol simülasyon sonuçları.....	60
Şekil 4.31 2000 devir/dk hızında $I_{q1}=3 A$, $I_{q2}=1 A$ ve $I_{q3}=5.7 A$ referans değerleri için simülasyon sonuçları.	61

ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 Kullanılan motora ait plaka değerleri.....	6
Çizelge 3.2 Kullanılan motor sürücüsü ASD-B2-1521-B'e ait plaka değerleri.....	6
Çizelge 4.1 Motor Plaka Değerleri.....	36
Çizelge 4.2 Alt ve üst anahtarlama zamanlarının sektörlere göre hesabı.....	50



1. GİRİŞ

Daimi mıknatıslı senkron motorlar hassas konum ve hız kontrolü ile seri üretim bantlarında kullanımı bir ihtiyaç haline gelmiştir. Ayrıca yüksek güç yoğunluğu özelliğiyle de enerji verimliliği açısından kullanımı giderek önem kazanmaktadır. Ancak kullanılan mıknatısların pahalı olması maliyeti arttırmakta ve motorların kullanım alanlarını kısıtlamaktadır. Çok hassas hız ve konum kontrolü avantajına karşın, kontrolü için konum bilgisi gerektirmesi ve ilave konum sensörü kullanımının gerekli olması da dezavantajları arasındadır. Kullanım yerleri arasında elektrikli taşıtlar, dolun makineleri, seri üretim bantları, rüzgâr türbinleri, havacılık - uzay sanayi ve enerji verimliliği gerektiren her sistem sayılabilir.

Bu motorların deneme yanılma yöntemi yerine tasarımlarının modelleme çalışmaları kullanılarak yapılması maliyet ve zaman açısından oldukça önemlidir.

Daimi mıknatıslı senkron motor tasarımı çok disiplinli bir çalışmalar bütünüdür. Yani tasarım parametreleri belirlenirken elektriksel, ısı transferi, mekanik ve maliyet vb. açılardan analiz edilmelidir. Bu tasarım işinin üstesinden gelmek adına sonlu elemanlar tabanlı birçok analizi yapabilen komplike paket yazılımlar geliştirilmiştir (Kreuawan *et al.* 2007). Sonlu elemanlar tabanlı yazılımlar doğruluk - uygulama kolaylığı açısından ayrıca elektriksel, manyetik ve termal analiz yapma imkanı da verdiğiinden diğerlerine göre daha popüler hale gelmiştir. Bu popülerite sayesinde; birçok motor üretici firma tarafından sonlu elemanlar tabanlı yazılımlar, motor tasarımı için daha çok tercih edilmektedir.

Bu çalışmada, yaygın olarak kullanılan 12 oluk 10 kutuplu mıknatısları yüzeye monteli (Caner and Gerada 2017, Caner *et al.* 2015, Caner *et al.* 2011) 1.5 kW 2000 d/dk endüstriyel bir motor ve modelleme yazılımı olarak da hareketli parçaları analiz edebilen sonlu elemanlar tabanlı görsel bir yazılım kullanılmıştır.

Modellemenin doğru yapılabilmesi için oldukça karmaşık detaylı parametreler içeren yazılım kullanımında uzmanlaşma ve tecrübe çok önemlidir. Burada öncelikle motor;

geometri, malzeme açısından incelenmiş ve bilgiler yazılıma girilmiştir. Motor simülasyon başlangıç açısı tespit edilmiştir. Yazılımın analiz özelliği kullanılarak moment ve akım sonuçları gerçek motor plaka değerleri ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca yazılımın MATLAB/Simulink ile birlikte çalışma özelliği kullanılarak motor modeli Simulink ortamında yapılan uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrollü inverter modeli içerisine gömülerek de benzer sonuçlar elde edilmiştir.



2. LİTERATÜR BİLGİLERİ

Son yıllarda popüler olan sonlu elemanlar tabanlı yazılımlar motor tasarım uygulamalarında başarılı olarak kullanılmaktadırlar. Görsel olarak motorun Autocad çizimi kullanıldığı için motor içindeki oluk yapısı, sargı yapısı, geometrik özelliklerin motor performansı üzerindeki etkileri kolaylıkla analiz edilebilmektedir. Örneğin, asenkron motorlardaki açık ve kapalı tip olukların yani oluk tiplerinin etkileri “Flux 2D” yazılımı ile analiz edilmiş ve açıklanmıştır (Cirrincione *et al.* 2008). Havacılık uygulamalarında kullanılan süper hızlı bir daimi mıknatıslı motorun da sonlu elemanlar yazılımı ile analiz çalışması yapılmıştır (Lin *et al.* 2008).

Sonlu elemanlar tabanlı yazılımların zaman alıcı olmasına karşın doğruluk derecelerinin yüksekliği nedeniyle tasarımda kullanılmaları neredeyse zorunlu hale gelmiştir. Buna karşın motor tipine bağlı olarak daha hızlı ve aynı doğrulukta sonuçlar veren analitik model çözümleri akademik çalışmalarda önerilmekte ve sonlu elemanlar metodlarıyla karşılaştırılmaktadır. Literatürde modelleme çalışmaları; tamamen matematiksel denklemlerin kullanıldığı analitik modelleme (Boughrara *et al.* 2009, Li and Chen 2009), sonlu elemanlar tabanlı yazılımlar kullanıldığı görsel modelleme (Vidrih and Miljavec 2016, Sun *et al.* 2015, Tomas *et al.* 2016), şeklinde iki grupta incelenebilir.

Faz değişken modeli daimi mıknatıslı motor tasarımı için önerilmiştir. Bu önerilen yöntem tamamen matematiksel tabanlı yani analitik bir yöntemdir (Guo *et al.* 2008).

Kosimülasyon, bir yazılımla modellenen bir makinayı başka bir simülasyon sistemine gömerek birlikte çalıştırmak anlamında kullanılabilir. Bu şekilde sonlu elemanlar yazılımları ile modellenen elektrik makinaları örneğin, kontrol simülasyon uygulamalarında kullanılabilir.

(Usui *et al.* 2013) tarafından yapılan çalışmada sonlu elemanlar yazılımı ile yapılan daimi PMSM modelini besleyen inverterin, geri besleme kontrol sinyalinin üretiminde kullanmışlardır. Burada kosimülasyon, MATLAB/Simulink kullanımı ile sağlanmaktadır.

Benzer bir kosimülasyon uygulamasında, doğrudan moment kontrolü için gerekli geri besleme sinyalleri sonlu elemanlar tabanlı motor modelinden sağlanarak gerçekleştirilmiştir (Tanabe and Akatsu 2015).

Motor tasarımında önceden oluşturulan modellerin doğrulanma ihtiyacından dolayı yapılan uygulamalar bulunmaktadır. Analitik yöntemle modellenen makine sonlu elemanlar yazılımı ile doğrulanabildiği gibi analitik ya da sonlu elemanlarla yapılan modeller deneysel olarak da doğrulanabilmektedir. Bu konuda yapılan çalışmalara örnek olarak, (Chen et al. 2016) verilebilir. Burada elektrikli taşıtlar için kullanılan PMSM analitik akı modellemesi yapılmış ve sonuçlar sonlu elemanlar metodu analiz sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

Diğer bir çalışmada ise klasik ve daimi mıknatıslı senkron motorların analitik modellemesi yapılarak, MATLAB/Simulink ortamındaki simülasyon sonuçlarının doğrulaması deneysel test sistemi ile yapılmıştır (Carpiuc and Lazar 2017).

Bir yöntem ile elde edilen modelleme çalışmalarının diğer yöntemle ya da deneysel sonuçlarla karşılaştırıldığı model doğrulama çalışmalarına örnek olarak (Kolahdooz and Shakeri 2010, Lee and Tolbert 2009, Mendaci *et al.* 2011, Mirtalaei *et al.* 2012, Nekoubin *et al.* 2011) verilebilir.

Sağlam ve arızalı makinenin sonlu elemanlar ile modellenmesi, makinenin arıza durumundaki davranışı analiz edilebilmektedir. (Vaseghi *et al.* 2011)'nin çalışmasında farklı arıza durumlarını gösteren sargı dirençleri için sonlu elemanlar modellemesi kullanılarak hata analizi yapılmıştır. Başka bir arıza analizi çalışması da (Fitouri *et al.* 2016) tarafından yapılmıştır. Burada sonlu elemanlar metodu ile modellenen bir PMSM modelini MATLAB/Simulink ortamına gömerek önce arıza, sonra bir fazının kısmi olarak sargılarına uygulanan %50 - %75'lik kısa devre durumlarındaki akım ve moment eğrileri incelenmiştir. Bu aynı zamanda bir kosimülasyon uygulamasıdır. Başka bir çalışmada mıknatısları rotor içine monteli daimi mıknatıslı (IPM) motorun elektrikli araçlarda SMPM motorlara göre daha fazla tercih edildiği belirtilerek hata analizinin önemi vurgulanmıştır. Sonlu elemanlar modeli ve basitleştirilmiş matematiksel model

kullanılarak stator sargı hatasının etkileri incelenmiştir (Lee and Hur 2017).

Yukarıdaki çalışmalardan farklı olarak sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilen motora ait veriler kullanılarak daha hızlı sonuç veren analitik bir modelleme uygulaması da yapılmıştır. Buna örnek olarak (Weidenholzer *et al.* 2013) çalışması verilebilir. Burada IPM tipi daimi mıknatıslı motor için sonlu elemanlar analiz verileri enterpolasyon yöntemi ile değerlendirilerek analitik model oluşturulmuştur.

Bu tezde literatür çalışmalarından göre tersten gidilen bir yol izlenmiştir. Yani tasarlanmış ve üretilmiş bir endüstriyel motorun modellemesi yapılmıştır. Bunun nedeni de prototip üretiminin oldukça masraflı oluşudur. Modelleme çalışması yapılan daimi mıknatıslı motor; enerji verimliliği, hassas konum ve hız kontrolü açısından büyük öneme sahip yeni nesil motorlar sınıfındadır.

Modellemede yöntem olarak kullanılan sonlu elemanlar tabanlı yazılım, motor tasarımında büyük öneme sahip paket programlardandır. Motor üretimi öncesinde amaca uygun minimum hata ile tasarım yapabilmek, bu programların kullanımlarının öğrenilmesi ve tecrübe sahibi olunmasına bağlıdır.

Bundan sonraki bölümlerin içerikleri aşağıdaki gibi düzenlenmiştir. Üçüncü bölümde kullanılan endüstriyel motor ve sürücüsü ile sonlu elemanlar paket programının kullanımı ve motor modelleme parametrelerinin girilmesine ait bilgiler verilmiştir. Dördüncü bölümde, dört farklı yöntem kullanılarak yapılan simülasyon ve kosisimülasyon çalışmaları anlatılmıştır. Sonuçlar ve değerlendirme ise beşinci bölümde yapılmıştır.

3. MATERYAL ve METOT

3.1 Kullanılan Motor ve Sürücü Özellikleri

Bu çalışmada endüstriyel bir motor olan SMPM tipi ECMA-E21315G8 motor kullanılmıştır. Bu motorun plaka bilgileri Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.1 Kullanılan motora ait plaka değerleri.

Parametre	Değeri
Giriş Voltajı	110 V AC rms
Giriş Akımı	8.3 A rms
Devir Sayısı	2000 r/min
Moment	7.16 Nm
Güç	1.5 kW

Üç fazlı, rotoru içte, somun şeklindeki mıknatısları paralel olarak yüzeye monteli olan daimi mıknatıslı motor; 10 kutup, 12 oluk yapısına sahiptir. Çift katmanlı sargı tipine sahiptir. Faz ve kutup başına düşen oluk sayısı kesirli ve birden azdır. Bu durumda sargı tipi konsantre (concentrated) olur. Bobin sarım sayısı 78’dir. Mekanik fren içermeyen bir motordur. Üzerinde konum sensörü montelidir. Pervanesiz ve hava soğutmalıdır.

Daimi mıknatıslı motorlar sürücüsüz çalışamaz. Kullanılan endüstriyel sürücü modeli ise ASD-B2-1521-B’dir. Çizelge 3.2’de sürücü plaka değerleri verilmiştir.

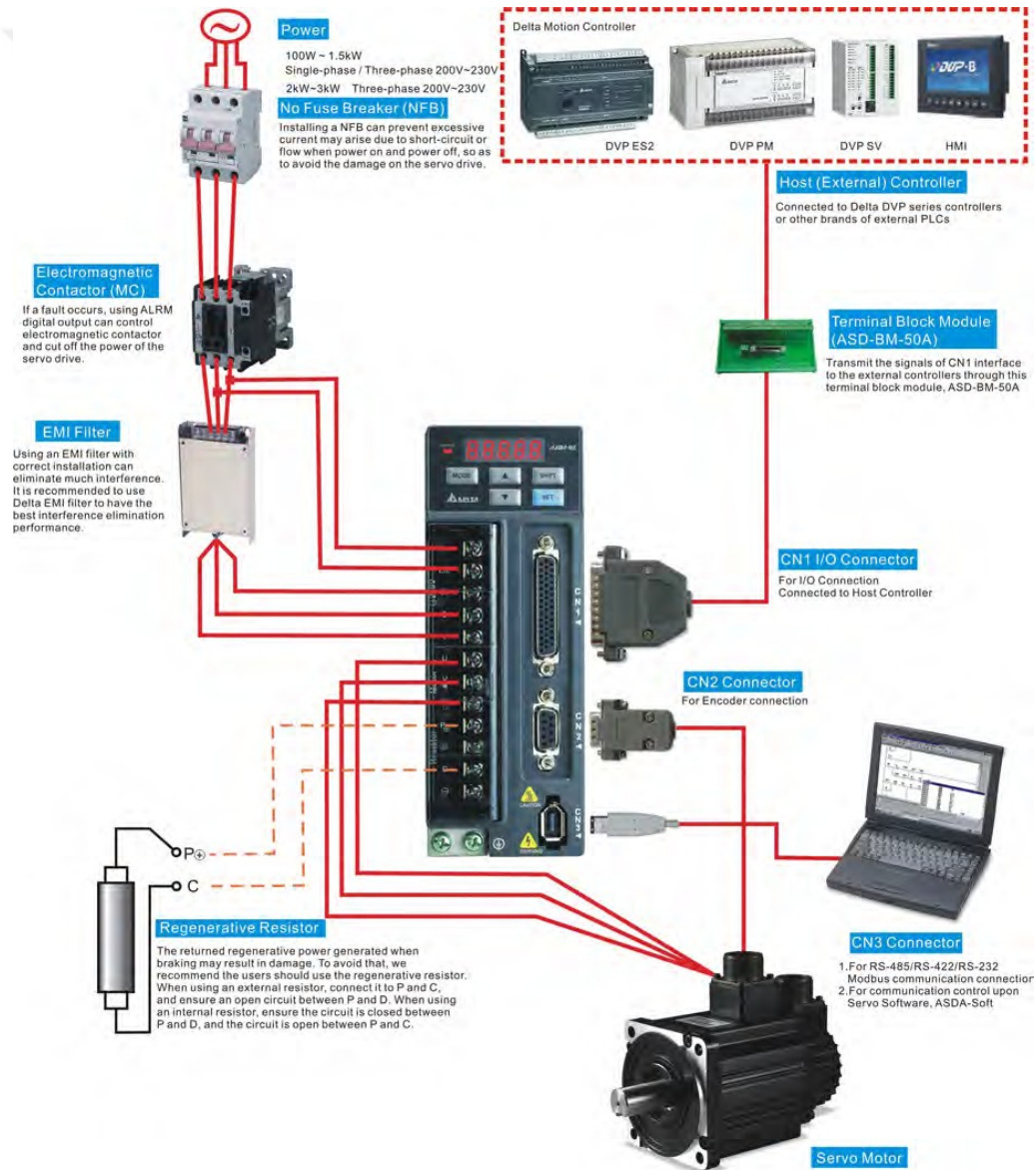
Çizelge 3.2 Kullanılan motor sürücüsü ASD-B2-1521-B’e ait plaka değerleri.

Parametre	Değeri
Güç	1.5 kW
Giriş	200~230 V 1 PH 50/60 Hz 10.3 A
Çıkış	110 V 0~250 Hz 8.3 A

Sürücü öncelikle operatör paneli üzerinden JOG çalışma modu ile test edilebilir. Çalışma şekilleri üç grupta incelenebilir.

1. CN1 konektörü üzerinden potansiyometre (0-10 V) ile,
2. CN1 konektörü üzerinden transistör çıkışlı bir programlanabilir lojik kontrolörün (PLC) dijital çıkışı ile,
3. CN3 konektörü bağlantı kablosu ve bilgisayar üzerinden ASDA_Soft ile.

Bunlardan ilki sürücü üzerinden potansiyometre yardımıyla, ikincisi PLC üzerinden üçüncüsü ise bilgisayar üzerinden kontrol sağlamaktadır. Motor, sürücü, bilgisayar ve diğer ünitelerin birbiriyle bağlantısı Şekil 3.1’de görüldüğü gibidir. SMPM motor ve sürücü Şekil 3.2’de görülmektedir.

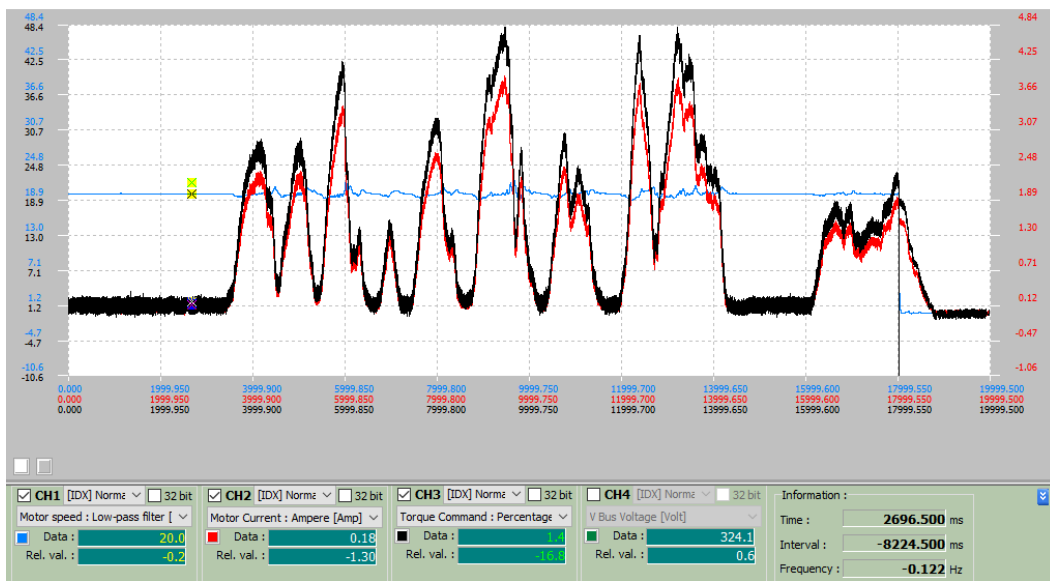


Şekil 3.1 Motor, sürücü, bilgisayar ve diğer ünitelerin bağlantıları (İnt.Kyn.2).

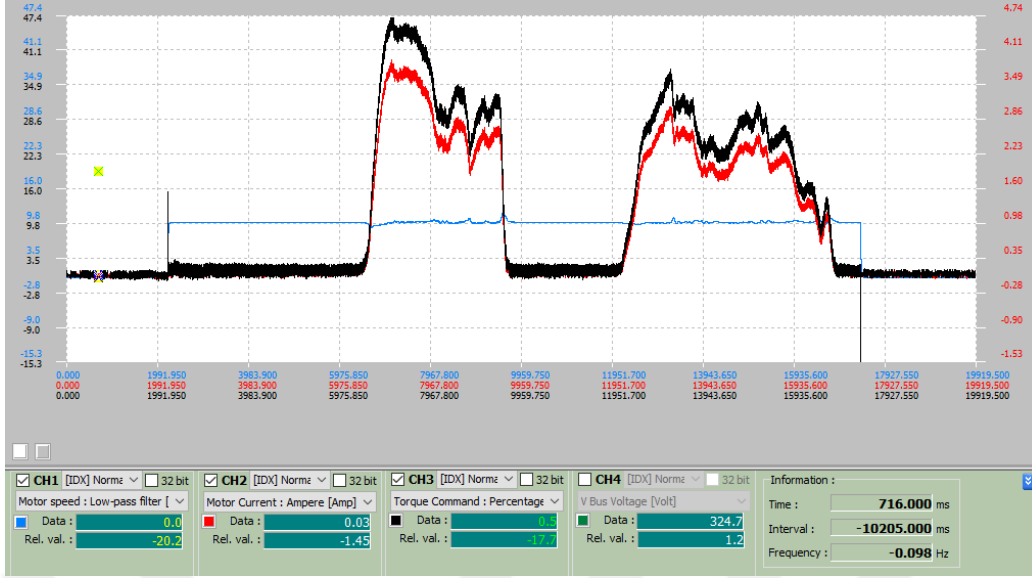


Şekil 3.2 SPM motor ve sürücü görünümü (İnt.Kyn.2).

CN3 konektörü yardımıyla bilgisayarın seri haberleşme portu üzerinden ASDA_Soft_5.3.3.0 isimli sürücü arayüz yazılımı kullanılarak endüstriyel motorun gerçek zamanlı verileri bilgisayar ortamına taşınarak gözlemlenmiş ve analiz edilmiştir. Önce 20 devir/dk daha sonra ise 10 devir/dk hızda motor JOG modunda çalıştırılarak motor hızı, akımı ve yüzde moment değişimleri elde edilmiştir (Şekil 3.3 ve Şekil 3.4). Ayrıca DC bara gerilimi de anlık değer tablosunda 324 V olarak görüntülenmiştir. Düşük devirler seçilmesinin nedeni motor miline moment uygulayabilmektir. Motor miline elle yapılan müdahale ile motor maksimum %45 civarında moment uygulanmış ve buna paralel olarak akım değişimi gözlenmiştir. Akım seviyesi ise maksimum 3.6 A seviyesindedir. Hız bilgisinde ise çok küçük dalgalanmalar olmasına karşın genellikle sabit kaldığı görülmüştür.



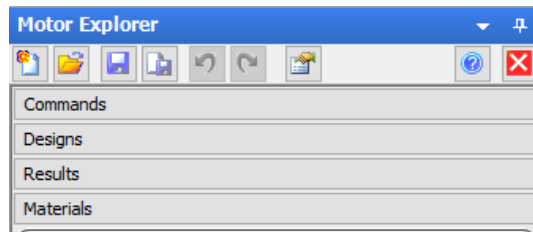
Şekil 3.3 Sürücü arayüz yazılımı ile gerçek motor parametrelerinin gözlenmesi (20 devir/dk).



Şekil 3.4 Sürücü arayüz yazılımı ile gerçek motor parametrelerinin gözlenmesi (10 devir/dk).

3.2 Sonlu Elemanlar Yazılımı (MotorSolve)

MotorSolve, Infolytica firmasına ait, sonlu elemanlar tabanlı bir elektromanyetik tasarımı ve analizi için kullanılan bir yazılımdır. Bu yazılım manyetik prensiple çalışan tüm elektrik makinalarının tasarım ve analizi için kullanılabilir. MotorSolve yazılımının sol tarafında dört adet ana menü bulunmaktadır (Şekil 3.5). Bu menüler; Komutlar (Commands), Tasarım (Designs), Sonuçlar (Results) ve Malzemeler (Materials) şeklindedir. Aşağıda bu menüler ve alt menüleri açıklanarak yazılım hakkında genel bilgi verilmiştir. Aynı zamanda endüstriyel motora ait parametreler yazılıma girilecektir.

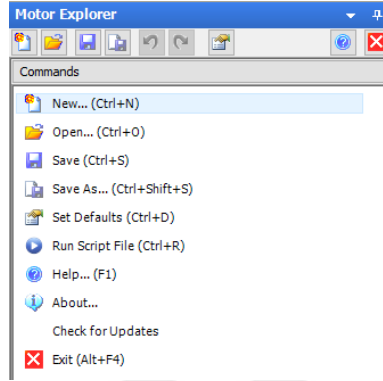


Şekil 3.5 MotorSolve yazılımı ana menüleri.

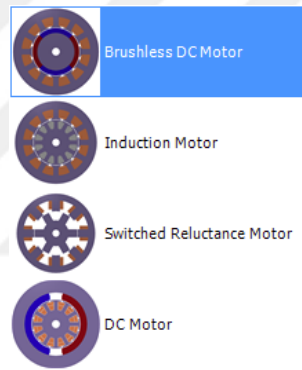
3.2.1 Komutlar Menüsü

Komutlar menüsü alt menüleri Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Kullanılan sonlu elemanlar

tabanlı çözüm yapan paket program yeni doküman açıldığında kullanıcıya dört grup olarak hazır motor şablonları sunmaktadır (Şekil 3.7). Bu çalışmada seçilen motora en yakın seçenek olan fırçasız DC (BLDC) motor grubu seçilmiştir



Şekil 3.6 Komutlar menüsü alt menüleri.



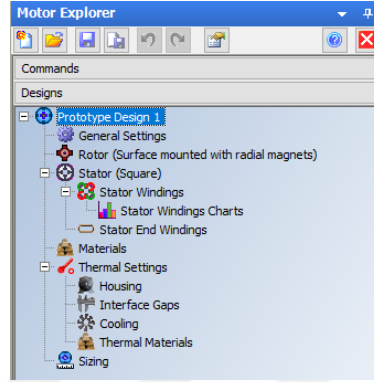
Şekil 3.7 MotorSolve yazılımı içeriğinde şablon olarak mevcut olan motor grupları.

Literatürde daimi mıknatıslı motor ya da fırçasız AC motor, fırçasız DC motor ile aynı anlama gelmektedir. Bu motorların hepsi anahtarlamalı modifiye AC gerilim ile çalışırlar. DC kavramı, mıknatısın açısız uzunluğu fazla olduğunda hava aralığı akısının sinüs yerine yamuk şekline benzemesi nedeniyle ortaya çıkmıştır. Bu hazır şablonlar sayesinde motor geometrisini çizip bileşenleri oluşturmaya gerek kalmadan sadece parametrelerin girilmesiyle simülasyon altyapısı oluşturulabilmektedir. Ayrıca paket yazılım içerisinde birçok analiz de menülerden kullanılabilir.

Grup seçimi yapıldıktan sonra oluşan şablon üzerinde soldaki Tasarım menüsünde alt menü başlıkları seçilerek sağ tarafta görülen parametre girişleri kullanılarak motor modeli oluşturulur. Önceden tanımlı şablonların yeterli olmadığı durumda Autocad ile oluşturulan “*.dxf” dosyası da kullanılabilir.

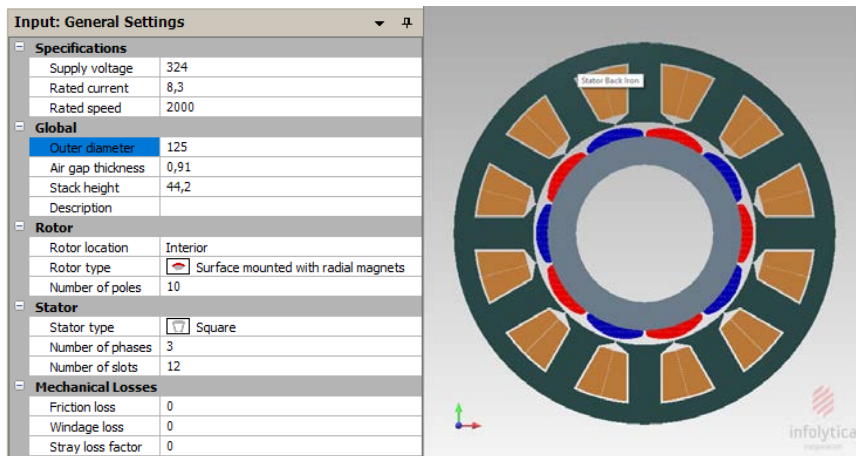
3.2.2 Tasarım Aşaması ve Alt Menüleri

Alt menüler; Genel Ayarlar (General Settings), Rotor (Rotor), Stator (Stator), Malzemeler (Materials), Termal Ayarlar (Thermal settings) ve Boyutlandırma (Sizing) şeklindedir (Şekil 3.8).



Şekil 3.8 Tasarım menüsü alt menüleri.

Genel ayarlar alt menüsünde (Şekil 3.9) motora uygulanacak elektriksel besleme ile ilgili parametrelere ait değerler ya da bu değerlerin yüzdelik oranları kullanılabilir. Motor geometrisine ait değerler de bu menüde girilmelidir. Dış çap uzunluğu, hava aralığı kalınlığı, motor boyu, stator - rotor geometrisi tipi, oluk sayısı ile ilgili alanlar bunlara örnek olarak verilebilir. Geometride seçilen çok küçük değerler mesh analizinin yavaşlamasına yol açacaktır.

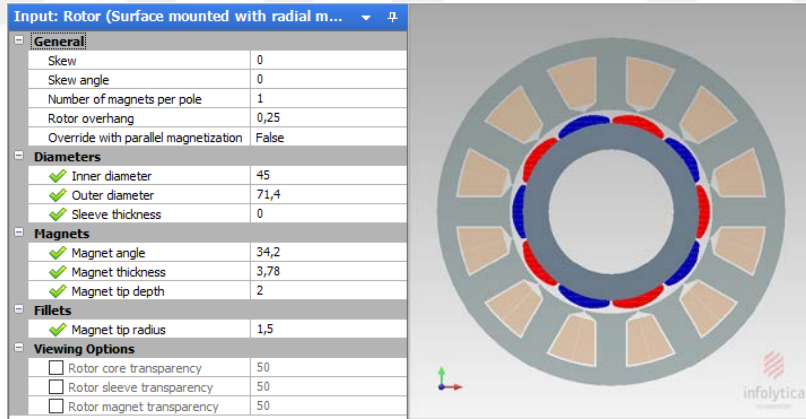


Şekil 3.9 Tasarım/Genel ayarlar alt menüsüne ait panel görünümü.

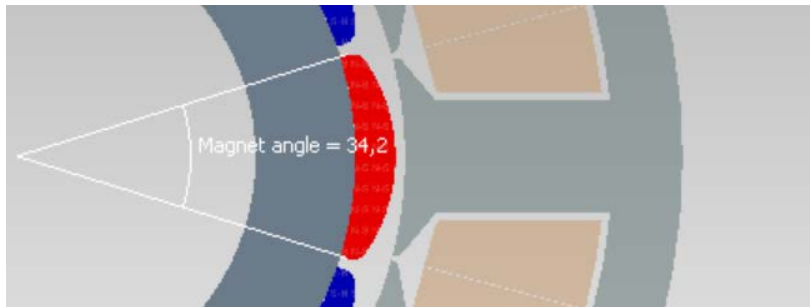
Rotor içte ya da dışta olabilmektedir. Burada modellenen endüstriyel motorun yapısına bağlı

olarak klasik olan yani rotorun içte olduğu geometri seçilmiştir. Yine motor yapısına benzeyen yüzeye monteli radyal yapıdaki mıknatıs tipleri seçilmiştir. Motor stator dış yapısı kare şeklindedir üç fazlı sargı yapısı oniki oluk içine yerleştirilmiştir. Modellemede mekanik kayıplar dikkate alınmamıştır.

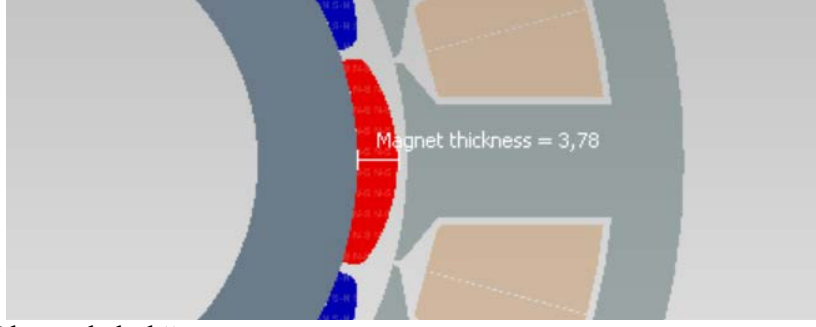
Rotor alt menüsüne ait panelde aşağıdaki geometrik boyutlar mm ve derece olarak belirlenmektedir (Şekil 3.10). Rotor mıknatıslarına ait eğim (skew), stator oluk adımı derecesi üzerinden ya da doğrudan mıknatıs açısı üzerinden verilebilir. Ancak bu çalışmada eğim “0” olarak alınmıştır. Bir kutup başına bir mıknatıs seçilmiştir. Rotor uzunluğunun statora göre her iki taraftan çıkıntı yaptığı miktarın mm olarak parametre değeri ise 0.25 mm olarak girilmiştir. Rotor iç çapı 45 mm, rotor dış çapı 71.4 mm, mıknatısları bir arada tutan istinat malzemesi kalınlığı ise 0 mm alınıp ihmal edilmiştir. Gerçekte mıknatısların üzeri çok ince iplerle sarılı durumdadır. Mıknatıs boyuna karşılık gelen merkez açı Şekil 3.11, mıknatıs kalınlığı Şekil 3.12, mıknatıs tepe noktası ile uç noktası arasındaki yükseklik farkı Şekil 3.13 ve mıknatıs uçlarındaki eğrilik yarıçapı değerleri Şekil 3.14’te verilmiştir.



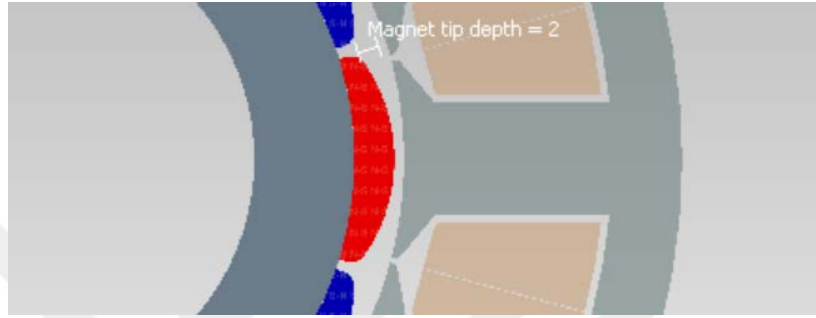
Şekil 3.10 Tasarım/Rotor alt menüsüne ait panel görünümü.



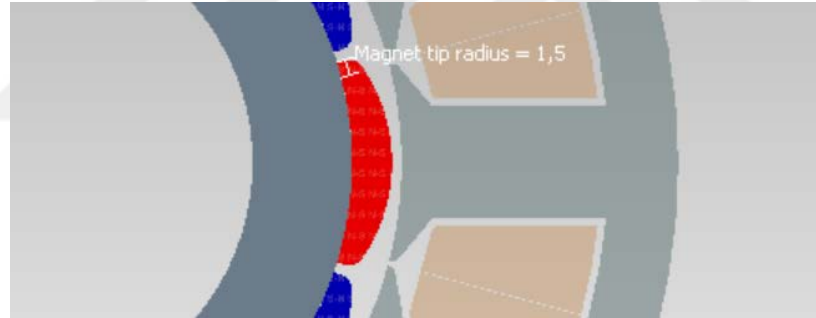
Şekil 3.11 Mıknatıs açısı.



Şekil 3.12 Mıknatıs kalınlığı.

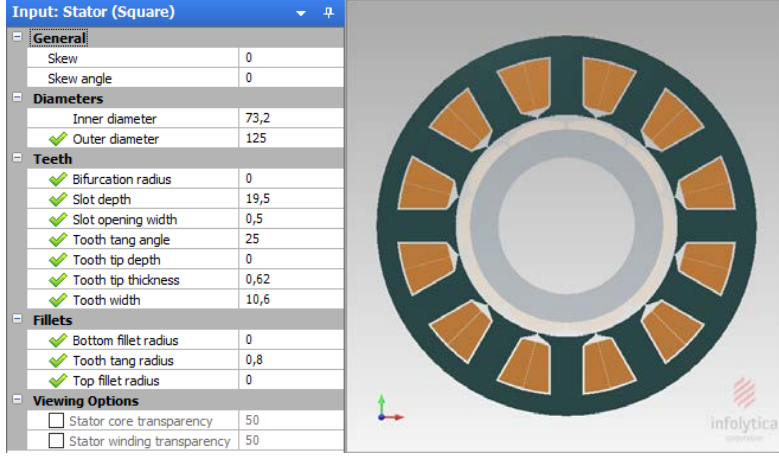


Şekil 3.13 Mıknatıs uç derinliği.

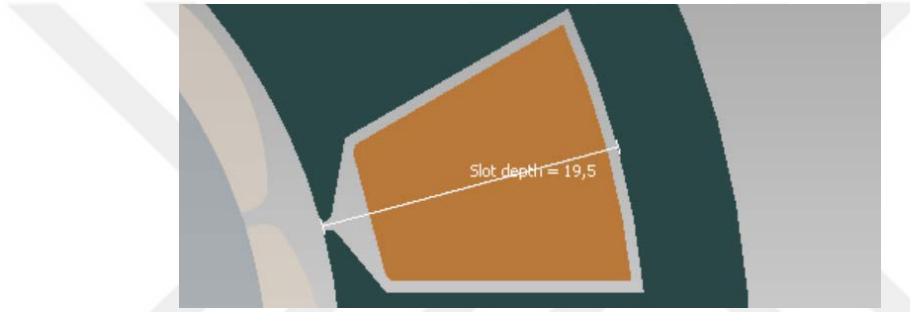


Şekil 3.14 Mıknatıs kenar açısı.

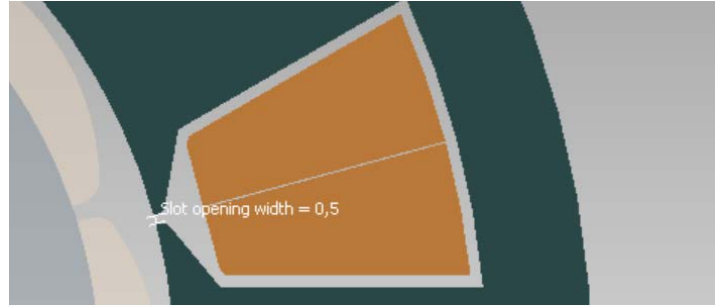
Stator alt menüsüne ait panel Şekil 3.15 'de görülmektedir. Endüstriyel motorda rotor mıknatısları bir eğim içermediğinden ilk iki parametre "0" girilmiştir. Stator iç çapı; rotor çapı, mıknatıs kalınlığı ve hava aralığı uzunluk değerlerine göre otomatik olarak belirlenmiştir. Stator dış çapı, oluk derinliği Şekil 3.16, oluk ağız genişliği Şekil 3.17, dış köprü açısı Şekil 3.18, oluk ağız yüksekliği Şekil 3.19, dış genişliği Şekil 3.20 ve köprü ucu yarıçapı ölçüsü Şekil 3.21'de gösterilmiştir. Dış ucu derinliği, oluk alt ve üst köşe yarıçap değerleri için "0" girilmiştir.



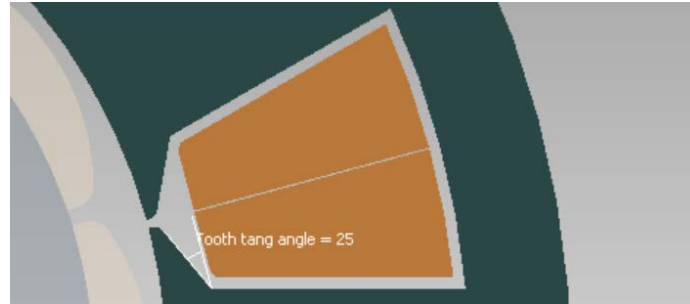
Şekil 3.15 Tasarım/Stator alt menüsüne ait panel görünümü.



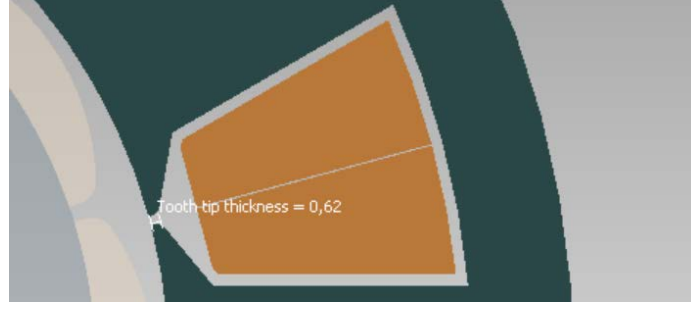
Şekil 3.16 Oluk derinliği.



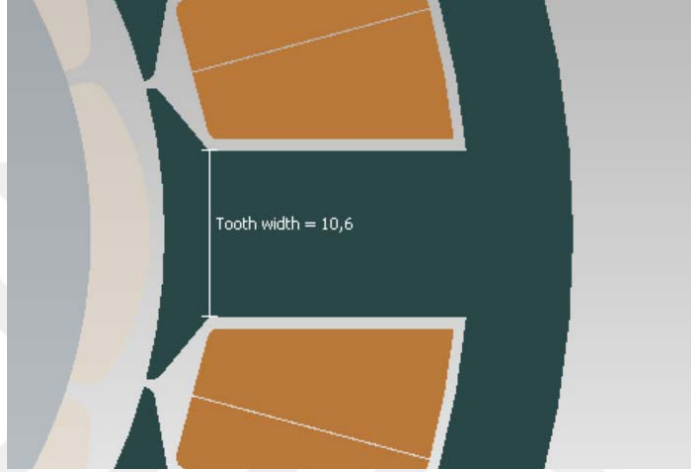
Şekil 3.17 Oluk ağız genişliği.



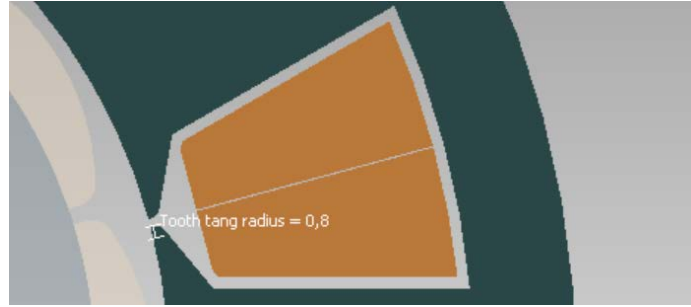
Şekil 3.18 Diş köprü açısı.



Şekil 3.19 Oluk ağızı yüksekliği.



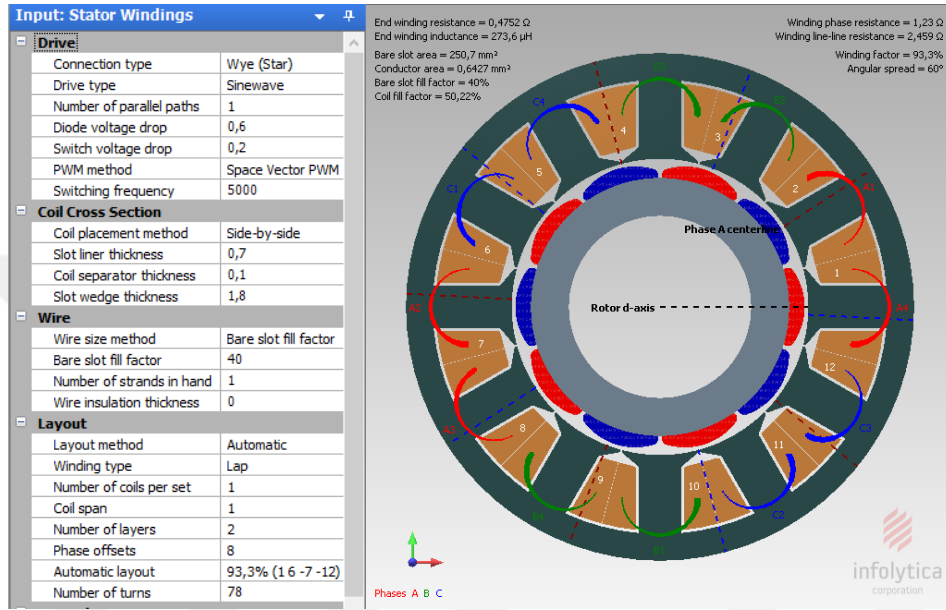
Şekil 3.20 Diş genişliği.



Şekil 3.21 Köprü ucu yarıçapı.

Stator alt menüsü iki alt menü içermektedir. Bunlardan stator sargıları (stator windings) alt menüsünde (Şekil 3.22) sürücü parametreleri, bobin kesiti, iletken tel ve yerleşim bölümleri olarak gruplandırılmıştır. Bu alt menüde bobinlerin hangi faza ait oldukları ve hangi oluğa yerleştirildikleri görülmektedir. Ayrıca yay görünümünde kalın taraf oluktan dışa doğru, ince taraf ise içe doğru akım yönünü göstermektedir. Bu menü panelinin ilk bölümünde sargılar için yıldız veya üçgen bağlantı tipi seçilebilir. Sargıları besleyen dalga tipi için tam sinüs veya altı basamaklı sinüs dalga tipi seçilebilir. Paralel

yol sayısı ise aynı faza ait bobinlerin birbirleriyle yaptıkları seri veya paralel bağlantı sayılarını gösterir. Her fazı besleyen akım değeri paralel kol sayısına bölünmüş olur. Menüdeki diğer girdiler ise diyot gerilim düşümü, anahtar gerilim düşümü ve PWM yöntemidir. Eğer PWM yöntemi olarak uzay vektör PWM kullanılırsa anahtarlama frekansı da girilmelidir.



Şekil 3.22 Tasarım/Stator/Stator sargıları alt menüsüne ait panel görünümü.

Bobinler çok sarımlıdır. Ancak MotorSolve yazılımı bobin kenarlarını bütün blok halinde gösterir. Çok sarımlı bobin kesitindeki akım yoğunluğu düzgün dağılımlı olarak kabul edilmiştir. Bobinler arası tekli bağlantılar ve faz sargı birleşimleri modellenmez. Bobin ve fazlar arasındaki birleşimler bu menüdeki parametrelerde tanımlandığı gibidir.

Bir oluk içinde iki bobin kenarı bulunduğu için bobin kenarları yan yana veya üst üste yerleştirilebilir. İkinci parametre grubunda bobin yerleştirme yöntemi parametresi yan yana olarak seçilmiştir. Oluk içindeki bobinin kenarlardan uzaklığı, bobin kenarları arasındaki mesafe ve oluk ağzından bobine olan mesafe de bobin kesiti grubundaki parametrelerde verildiği gibi ölçülmüştür.

Faz direnci, fazlar arası direnç, sargı faktörü, sargı sonu direnç ve endüktans değerleri girilen stator geometrisine bağlı olarak otomatik hesaplanarak ekranda görünür (Şekil 3.22).

Üçüncü parametre grubunda tel boyutu hesaplama yöntemi parametresi ile her bir sarımın iletken alanının nasıl hesaplanacağı belirlenir. Bu parametre için seçilen metotlar ve hesaplama için kullanılan denklemler aşağıda verilmiştir.

- Oluk doluluk oranını baz alan iletken alan hesabı (Bare slot fill factor) (3.1):

$$\text{İletken alanı} = \text{Oluk doluluk oranı} \cdot 0.01 \cdot \frac{\text{Oluk alanı}}{2 \cdot \text{Sarım sayısı}} \quad (3.1)$$

- Bobin doluluk oranını baz alan iletken alan hesabı (Coil fill factor) (3.2):

$$\text{İletken alanı} = \text{Bobin doluluk oranı} \cdot 0.01 \cdot \frac{\text{Bobin alanı}}{\text{Sarım sayısı}} \quad (3.2)$$

Diğer metodların seçilmesi durumunda ise tek bir iletken telin alanı, iletkenin geometrik boyutları kullanılarak hesaplanmaktadır. Sonuç olarak hangi metot seçilirse seçilsin hesaplanan iletken alanı aynı kalacaktır. Bu çalışmada oluk doluluk oranına göre iletken alan hesabı yapılmış değeri ise %40 alınmıştır. Bu hesaplanan iletken kesitine göre hesaplanan faz ve fazlar arası sargı dirençleri ekranda görülebilmektedir. Motor sargı dirençleri karşılaştırılarak iletken kesitlerinin doğru hesaplanıp hesaplanmadığı tespit edilebilir. Oluk kenarındaki bobin dönüşlerinin dahil edilmediği bir fazın oluktaki bobin direnci (3.3) - (3.6) denklemleri ile hesaplanır. Ancak burulma açısı “0” olduğu durumda motor boyu ve oluk uzunluğu eşit olmaktadır.

$$\text{Oluk Direnci} = X \cdot Y \cdot \frac{Z}{K \cdot L} \quad (3.3)$$

X: Bir fazdaki bobin kenar sayısı

Y: Sarım sayısı

Z: Oluk uzunluğu

K: İletkenlik

L: İletkenlik kesit alanı

$$\text{Oluk uzunluğu} = \frac{1}{A \cdot \int \left[\sqrt{(\text{Motor boyu})^2 + (\text{Theta} \cdot r)^2} \right] \cdot dA} \quad (3.4)$$

Theta: Rotor burulma açısı [rad]

r: Oluk alanı A ile dA alan elemanı arasındaki radyal mesafe

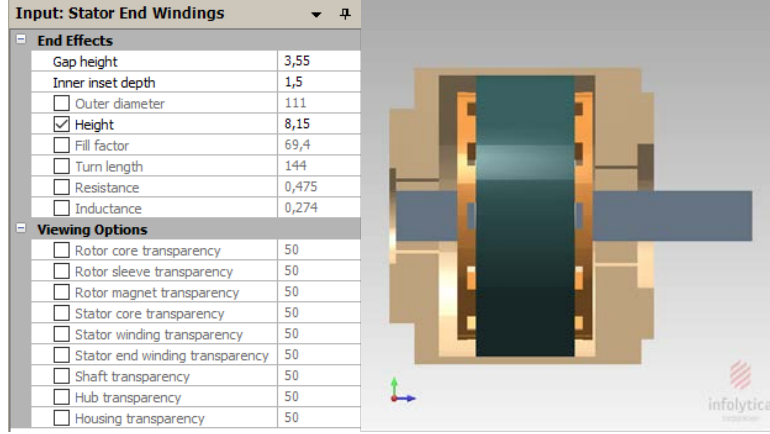
Yıldız ve üçgen bağlantılı faz bobini direnç hesapları sırasıyla denklem (3.5) ve (3.6) ile gösterilmiştir. Bu durum sadece fazlar arası direnç değerini etkilemektedir.

$$\text{Fazlar arası direnç} = 2 \cdot \text{Faz direnci} \quad (3.5)$$

$$\text{Fazlar arası direnç} = \frac{2}{3} \cdot \text{Faz direnci} \quad (3.6)$$

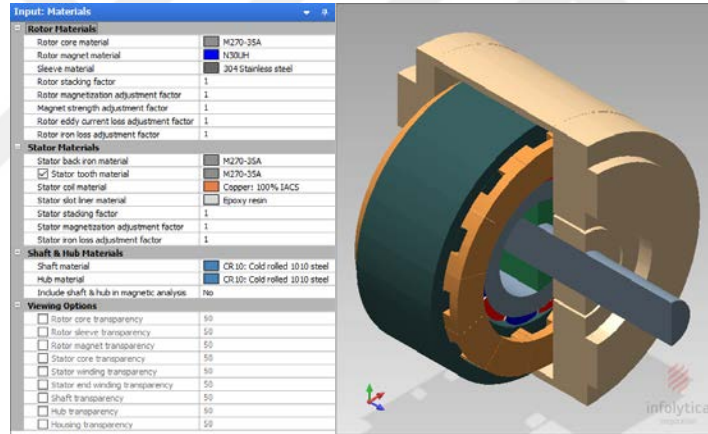
Dördüncü parametre grubunda sargıların yerleşim özellikleri belirlenir. Her bir faz bobini aynı genlik ve dalga şekline sahip zıt elektro motor kuvvet üretmelidir. Fazlar arasında 360/faz sayısı kadar faz farkı olmalıdır. Otomatik seçeneği kullanılarak mümkün olan en düzgün dağılımlı şekilde sargıların oluk ve faz parametrelerine göre yerleştirilmesi sağlanır. Manuel seçildiğinde ise katman sayısı parametresi bir oluktaki bobin kenarı sayısını gösterir. Yazılım, ikiden fazlasını desteklemediğinden bu sayı ya bir ya da iki olacaktır. Bobin açıklığı parametresi bobinin dairesel genişliğini belirler, bir bobinin kenarları arasındaki oluk sayısına bağlıdır. Yani, k oluğundan k+3 oluğuna giden bir bobin için bu parametre üç olacaktır. Sarım sayısı parametresi her bir bobin kenarındaki sarım sayısıdır. Yazılıma göre tüm bobin kenarları aynı sayıda sarıma sahip olmalıdır (İnt.Kyn.1).

Stator alt menüsüne ait ikinci alt menü ise stator sargı sonu (stator end windings) alt menüsüdür. Bobin kenarlarının stator boyundan uzun kalan kısımlarının yüksekliği bu alt menü panelinden girilir (Şekil 3.23). 2D çözüm yapan MotorSolve yazılımı bobin sonlarını yani oluk dışındaki kıvrımları sonlu elemanlar çözümünde hesaba katamaz. Bobin kenar sargılarına ait direnç ve endüktans değerleri her bir faz bobinine ilave olarak seri devre elemanları ile modellenir. 3D çözüm yapan MotorSolve yazılımının da ise bobin sonu endüktans ve direnç değerleri geometrik tabanlı interpolasyon teknikleri ile hesaplanarak çözüme katılır (İnt.Kyn.1). Bu alt menüde parametre değerleri standart olarak kalmış yani bir değişiklik yapılmamıştır.



Şekil 3.23 Tasarım/Stator/Stator bobin kenar sargıları alt menüsüne ait panel görünümü.

Malzemeler alt menüsü panelinde (Şekil 3.24), motor tasarımında seçilen ve kullanılan malzemeler görülmektedir. Bu menüye ait panel kullanılarak seçilen ve motor bileşenlerine atanan materyaller elektromanyetik analizde kullanılır.



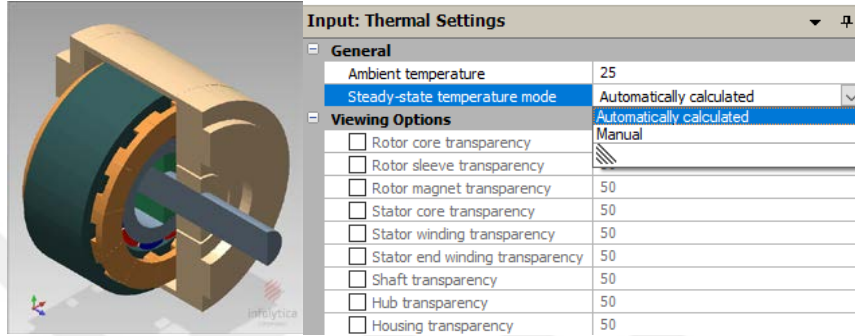
Şekil 3.24 Tasarım/Malzemeler alt menüsüne ait panel görünümü.

Rotor ve stator yapıdırma (stacking) faktör değerleri laminasyon kalınlığının, laminasyon arasındaki izolasyon dahil toplam kalınlığa oranını ifade eder. Yapılan modelleme çalışmasında bu değer “1” alınarak laminasyon arası yalıtımlar ihmal edilmiştir.

Panelin mil ve göbek malzemeleri (shaft&hub materials) kısmında seçenek olarak “non-magnetic” ya da manyetik geçirgenliği “1” den fazla seçilirse, shaft mili ve göbek için seçilen materyaller mesh analizi hesabına katılacaktır. Burada göbek tanımı rotor gövdesi ile mil arasında kalan malzeme için kullanılmıştır.

Tasarım menüsü altındaki termal ayarlar alt menüsüne ait panelden, farklı parçalar için

ortam ve kararlı hal sıcaklıkları tanımlanabilir (Şekil 3.25). Tasarımda kullanılan malzemeler sıcaklığa bağlı özellikler içermesi halinde sonuçları etkileyecektir. Ortam sıcaklığı, motoru saran çevre sıcaklığıdır. Kararlı hal sıcaklık modu ise manyetik çözümü kullanan parçaların sıcaklıklarının oluşumunda kullanılır. Bu sıcaklıklar otomatik olarak termal analiz kullanılarak hesaplanabildiği gibi manuel olarak da termal çözüme gerek kalmadan farklı parçalar için ayarlanabilir. Bu alt menüde dört alt menü bulunmaktadır.



Şekil 3.25 Tasarım/Termal ayarlar alt menüsüne ait panel görünümü.

İlk alt menü olan dış kılıf (housing) alt menüsü panelinde motoru saran dış aksama ait boyutlar girilmektedir. Bunlar arasında flanş, rulmanlar ve dış kılıf özellikleri bulunmaktadır. Bu boyutlandırmalarda değişiklik yapılmadan standart değerler alınmıştır.

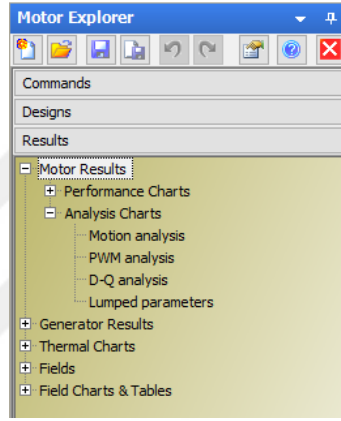
İkinci ve üçüncü alt menüler olan arayüz boşlukları (interface gaps) ve soğutma (cooling) alt menülerinde herhangi bir değişiklik yapılmamıştır. Motor gövde dolgu ve dış kaplama malzemeleri gibi ilave bileşenler için malzeme seçimi manyetik analize dahil olmasa da termal analize etki edecektir.

Termal malzemeler (thermal materials) yani dördüncü alt menü panelindeki çevreleyici malzeme (surrounding material) parametresi motor dış kaplaması için soğutucuyu tanımlar. Hava aralığı malzemesi (air gap material) parametresi ise hava boşluğundaki akışkanı tanımlar. Yüzeyler arasındaki boşluk malzemeleri de bu menüden tanımlanabilir. Malzeme özellikleri, elektrik makinasının çalışma şartlarına göre doğru olarak seçilmelidir. Böylece termal iletim ile ısı transfer miktarı doğru olarak hesaplanacaktır. Tüm katı ve sıvı malzemeler kütle yoğunluğu, termal iletkenlik ve özel

ısı parametrelerine sahip olmalıdır. İlaveten akışkanlar dinamik viskozite ve termal hacimsel genişleme katsayılarını da içermelidir (İnt.Kyn.1).

3.2.3 Sonuçlar Menüsü

Simülasyonların yapılarak sonuçlarının görüntülenmesi için kullanılan bu ana menü altında birçok alt menü bulunmaktadır (Şekil 3.26). Bu alt menülerin ana başlıkları motor sonuçları, generatör sonuçları, termal grafikler, alanlar ve alan grafik & tabloları olmak üzere beş adettir.



Şekil 3.26 Sonuçlar menüsü alt menüleri.

Sonuçlar elde edilirken birden fazla işletme noktası seçilerek de analiz yapılabilir. Bunun için menüden ilgili parametrenin tipi aralık (range) olarak seçilmelidir (Şekil 3.27). Burada virgülle ayrılmış üç sayı başlangıç, bitiş, aralık değerini belirtir.

Operating Point	
Rotor speed percentage(s)	10, 150, 10
Type	Range
Speed input method	% of rated speed

Şekil 3.27 Parametre değişiminin aralık sınır değerleri ve artış miktarı ile belirtilmesi.

Parametre tipi liste (list) seçildiğinde ise virgülle ayrılan her bir değer için ayrı bir özel çözüm yapar (Şekil 3.28).

Operating Point	
Rotor speed percentage(s)	10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80
Type	List
Speed input method	% of rated speed

Şekil 3.28 Parametre değişiminin değer listesi ile belirtilmesi.

Analizlerde sonuçların doğruluk derecesini belirlemek için hız/doğruluk uyumu (speed/accuracy tradeoff) parametresi kullanılır. Bu parametre “1” seçildiğinde en hızlı çözüm, “10” seçildiğinde ise en doğru çözüm elde edilir. Yüksek değer kullanıldığında sonlu elemanlar metodunda mesh boyutu küçüleceğinden çözüm süresi uzayacaktır.

BLDC motor analizi akım kaynağı beslemeli olarak yapılmıştır, bunun tek istisnası uzay vektör PWM kullanıldığında PWM analizi için olur. Sargılara uygulanan uyarımlar tasarım ana menüsündeki genel ayarlar ve stator sargıları alt menülerinden girilir.

Genel ayarlar alt menüsündeki DC bara gerilimi (supply voltage) parametresi köprü devresinin DC ya da doğrultulmuş AC besleme gerilimini tanımlar. Bu parametre hareket (motion) ve D-Q analizi kullanıldığında ihmal edilir. Sadece PWM analizinde DC bara gerilimi tanımlanmalıdır.

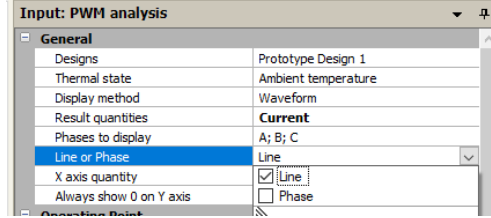
Genel ayarlar alt menüsündeki nominal akım (rated current) parametresi ise sargıları besleyen hat akımını tanımlar. Stator sargıları alt menüsünde seçilen sürücü tipi parametresi sinüzoidal veya altı basamaklı olarak seçilebilir. Altı basamaklı olarak seçildiğinde D-Q analizi kullanılamaz. Stator sargıları alt menüsünde sürücü tipi parametresi sinüzoidal dalga seçilirse akım değeri olarak etkin değer, altı basamaklı konverter seçilirse akım değeri olarak tepe değeri belirlenmelidir.

Yine aynı menüdeki nominal hız “rated speed” parametresi rotorun nominal hız değeridir. Bu değer ayrıca rotor kutup sayısına bağlı olarak giriş dalga şeklindeki frekansın belirlenmesini sağlar (3.7).

$$\omega_e = \frac{n \cdot p}{2} \cdot \omega_m \quad (3.7)$$

Gerilim, akım, zıt elektro motor kuvveti ve manyetik akı dalga şekilleri grafikleri PWM

ve hareket analizinde görüntülenebilir. Görüntülenen dalga şeklinin hangi faza ait olacağı, faz veya hat değeri seçilebilir (Şekil 3.29).

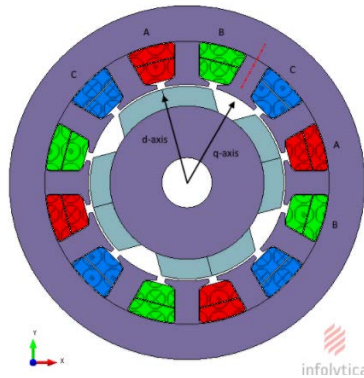


Şekil 3.29 Dalga şekillerinin görüntülenmesi için kullanılan panel.

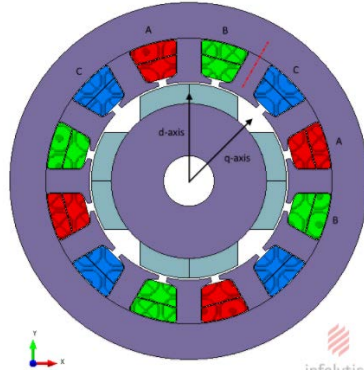
3.2.3.1 Başlangıç Açısının Belirlenmesi

D-Q veya PWM analizinde, belirli bir hız ve akım için başlangıç açısı değişimine karşın elde edilen ortalama moment grafiği çizdirilebilir. Elde edilen grafik üzerinden maksimum momenti veren başlangıç açısı belirlenebilir.

Başlangıç açısı (advance angle) parametresi, bobin akımlarının tepe değerine ulaştığı andaki rotor konumunu tanımlar. Rotor d- eksenini, mıknatıs ortasından geçer. Rotor q- eksenini ise iki mıknatıs arasından geçer. Bir bobine ait iki sargı arasını merkeze bağlayan çizgi q- eksenini ile aynı hizaya geliyorsa başlangıç açısı 0° olur (Şekil 3.30). Pozitif başlangıç açısı ise saat yönü tersine göre q- ekseninin sargı arası merkez çizgisinden daha önce gelmesiyle oluşur (Şekil 3.31). Bu durumunda rotorun q- eksenini, A fazının merkezi ile aynı doğrultuda olmaksızın A fazı maksimum değerine ulaşır. Yüze monteli ve radyal mıknatıslı rotor tiplerinin çoğunda, sıfır başlangıç açısı maksimum kararlı hal momentine karşılık gelir.



Şekil 3.30 İlerleme açısının "0" olması durumu.



Şekil 3.31 İlerleme açısının pozitif olması durumu.

3.2.3.2 Moment Salınımları ve Etkileşim Momenti

Salınlı rotor ve statora sahip herhangi bir dönen makine, etkileşim momenti (cogging tork) adıyla isimlendirilen parazit veya bozucu bir etki oluşturur. Manyetik devrenin relüktans değişimi rotor açısının bir fonksiyonudur. Rotor konum değiştirdiğinde, düşük relüktans konumu daha yüksek relüktansa dönüşür. Rotor yüksek ve alçak relüktans noktalarından geçerken moment üzerinde periyodik bir salınım oluşur. Daimi mıknatıslı motorlar herhangi bir uyartım olmaksızın etkileşim moment etkisi üretirler. Motorun mili elle döndürüldüğünde döndüren kişi bu etkileşim moment etkisini hissedebilir.

Motor çalışırken moment üzerinde ilave salınlı bileşenler oluşur. Bu salınım sürücü akımındaki harmoniklerin mıknatıslarla ilişkisinden kaynaklanır. Bu ilave salınlı moment bileşenleri elektromanyetik kaynaklıdır ve moment salınımı (torque ripple) olarak isimlendirilir. Etkileşim momenti ise sadece sıfır akım koşulunda oluşan moment salınımıdır.

Belirli periyotlarla bir rotor kutbu, stator oluğu ya da dişi ile aynı doğrultuya gelmektedir. Moment değeri de rotor ve stator arasındaki karşılıklı simetri nedeniyle ortalaması sıfır olacak şekildedir. Böylece bir etkileşim moment periyodu iki oluk arasındaki açı kadar olur. Etkileşim moment periyodu (3.8) - (3.9) denklemleri ile hesaplanır. Yalnız burada rotorun ideal olarak üretildiği varsayıldığından, periyot değeri gerçek motorda ölçülen değerle bir miktar sapma gösterebilir.

$$T_c = \frac{360}{N_a} \quad (3.8)$$

$$N_a = \frac{N_p \cdot N_s}{\text{OBEB}(N_p, N_s)} \quad (3.9)$$

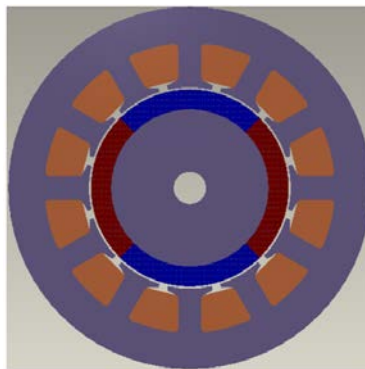
N_a : bir kutbun oluklarla aynı doğrultuda olma sayısı

N_p : toplam kutup sayısı

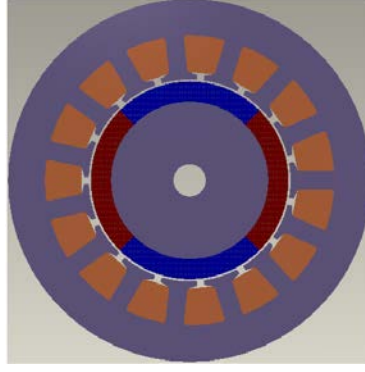
N_s : toplam oluk sayısı

OBEB : Ortak bölenlerin en büyüğü

Stator oluklarından geçen her bir mıknatıs etkileşim momenti ürettiğinden, toplam mıknatıs kutbu ve oluk sayıları etkileşim momentini etkiler. Şekil 3.32’de dört kutup ve on iki oluklu bir motor görülmektedir. Her bir mıknatıs oluklara göre aynı pozisyonadadır. Sonuç olarak her bir mıknatıs tarafından üretilen etkileşim momenti diğerleri ile aynı fazlıdır. Net etkileşim momenti ise toplam kutup sayısı ile bir mıknatıs tarafından üretilen etkileşim momenti çarpımı kadar olur. Yani her bir mıknatısın ürettiği etkileşim momenti net toplama ilave edilir. Başka bir deyişle kesirli oluk sayısına sahip motorlarda (örneğin dört kutup ve on beş oluklu) her bir mıknatıs stator oluklarına göre farklı pozisyonda olacağından her bir mıknatıs tarafından üretilen etkileşim momenti diğerleri ile aynı fazda değildir (Şekil 3.33). Bu durumda üretilen momentler birbirleriyle çakışacağından toplam net etkileşim momenti azalacaktır. Bu olay kesirli oluklu motor seçiminin birincil nedenidir (İnt.Kyn.1).



Şekil 3.32 Tam oluk sayısına sahip motor (etkileşim momenti fazla).



Şekil 3.33 Kesirli oluk sayısına sahip motor (etkileşim momenti az).

Toplam kutup ve oluk sayısı artarsa etkileşim moment frekansı artar. Bu durumda motorun eylemsizlik moment salınımını filtrelemesi kolaylaşır. Sonuç olarak daha düzgün bir moment elde edilir.

Stator oluklarındaki küçük bir eğim (skewing), etkileşim momentini büyük çoğunlukla ortadan kaldırabilir. Oluklar eğimli olduğunda her bir mıknatıs net bir relüktans görecektir ve oluk geçişleri çevre boyunca dağılım gösterdiği için oluk geçişleri benzer olacaktır. Bu şekilde aksel boyut boyunca değişiklikler, çevresel boyut boyunca değişimlerin etkisini azaltmak için kullanılır. Sonuç olarak mıknatıs dönerken oluşan relüktans değişikliği azaldığından etkileşim momenti de azalır. Oluklar yerine mıknatıslar eğimli olursa benzer etki oluşturulabilir. Bu durumda her bir mıknatıs gördüğü relüktans konumun fonksiyonu ile değişmez ve sabit kalır.

Stator oluklarındaki eğim, teknik olarak 3D analizi ile çözülebilir. Ancak 2D yazılımı ile farklı rotor konumları için birkaç eğimsiz model çözümü yapılarak tahmini bir yaklaşım sağlanabilir. Stator oluklarının belli bir eğim açısı ile yapılması, motor enerjisizken, yani sadece mekanik olarak döndürüldüğünde, mıknatısların akısından kaynaklı oluşan etkileşim momentinin azaltılmasına yardımcı olur.

3.2.3.3 PWM Analiz

Yazılımda sonuçlar ana menüsünde, motor ya da generatör sonuçları altında, performans ve analiz (Performance Charts ve Analysis Charts) olmak üzere iki farklı menüden grafik elde edilebilmektedir. Bunların farkı, ilkinde parametre girişine gerek kalmadan önceden

belirlenmiş parametrelerin kullanılmasıdır. İkincisinde ise hareket, PWM, D-Q gibi alt analiz menüleri bulunmaktadır.

Bu çalışmada motor sonuçları altındaki analiz grafikleri kısmının alt menüsü olan PWM analizi menüsü kullanılmıştır.

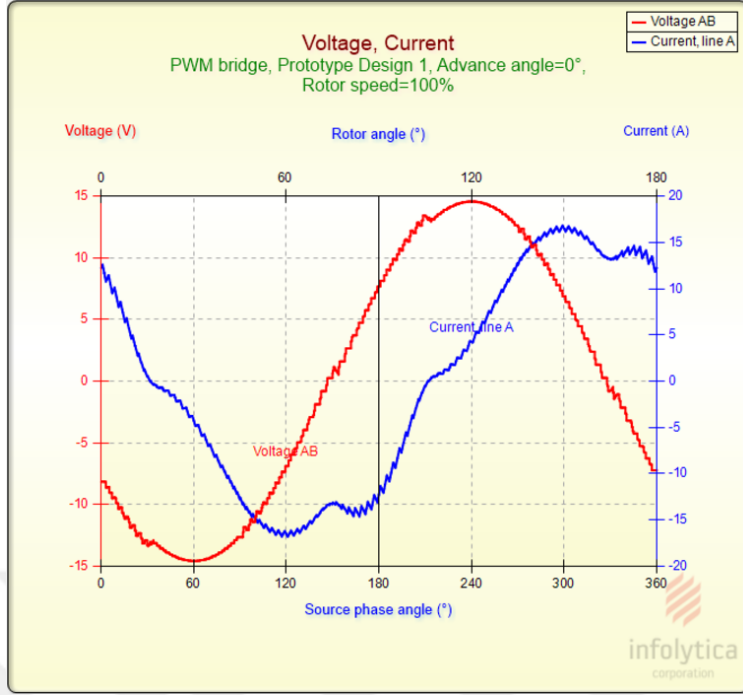
PWM analizde iki aşama vardır. Birinci aşamada, sonlu elemanlar çözümü yapılarak motorun davranış modeli üretilir. PWM ile ilgili herhangi bir işlem bu aşamada yer almaz. İkinci aşama ise devre simülasyonudur. İlk aşamada üretilen davranış modeline PWM köprü devresi eklenir ve sonuçlar üretilir. Teorik olarak davranış modeli her bir uyartım tipinde kullanılabilir. PWM köprü ya da ideal kaynak sargı girişlerine uygulanabilir. Bu seçenek PWM analiz menüsü panelindeki simülasyon tipi parametresi ile belirlenir.

PWM analiz çalışırken tasarım sayfasındaki seçime göre ya akım histerezis PWM ya da uzay vektör PWM uygulanır.

Akım histerezis PWM metodu, sargılara giren giriş akımını regüle eder. DC bara gerilimi yüksek frekansta anahtarlanarak referans akım dalga şekline yaklaşım sağlanır. Sıfır ile DC bara gerilim değeri arasında elde edilen PWM gerilim dalga şekli ile motor sargıları beslenir. Motorun hat akımı PWM dalga şeklinin integrasyonuna karşılık gelir (3.10).

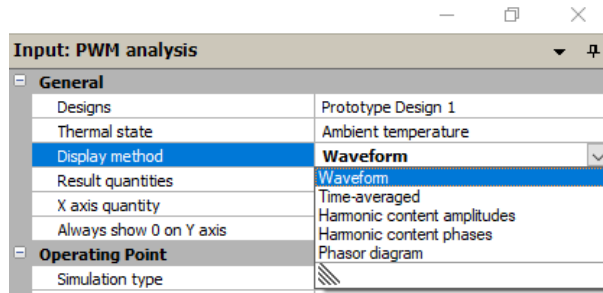
$$I = \frac{1}{L} \int V \cdot dt \quad (3.10)$$

Uzay vektör PWM metodu ise, sargılara uygulanan giriş gerilimini regüle eder ve DC bara gerilimi yüksek frekansta anahtarlanarak referans gerilim dalga şekli yaklaşımı elde edilir. Referans gerilim dalga şekli, gerilimin tepe değeri ve başlangıç açısı ile tanımlanır. Bu parametreler PWM analiz giriş panelinde işletim noktası bölümündedir. DC bara gerilimi genel ayarlar giriş panelinde girilen değerdir. Nominal akım değeri ise ihmal edilir. Sonuç olarak, başlangıç açısı farklı bir şekilde yorumlanır. Faz sargısının merkez çizgisi ile rotorun Q eksenindeki elektriksel açı, başlangıç açısına eşit olduğunda, verilen fazdaki gerilim maksimum değerini alacaktır. Genellikle sinüzoidal gerilim, sinüzoidal bir akım oluşturmaz (Şekil 3.34).



Şekil 3.34 Sinüsoidal gerilim ve harmonik içerikli akım dalga şekli.

Akım histerezis ve uzay vektör PWM metotları için görüntüleme yöntemi (display method) parametresi kullanılarak dört farklı tipte sonuç elde edilebilir (Şekil 3.35). Bunlar ani değeri gösteren dalga şekli, ortalama değer, harmonik içerikli genlik ve harmonik içerikli fazlardır.

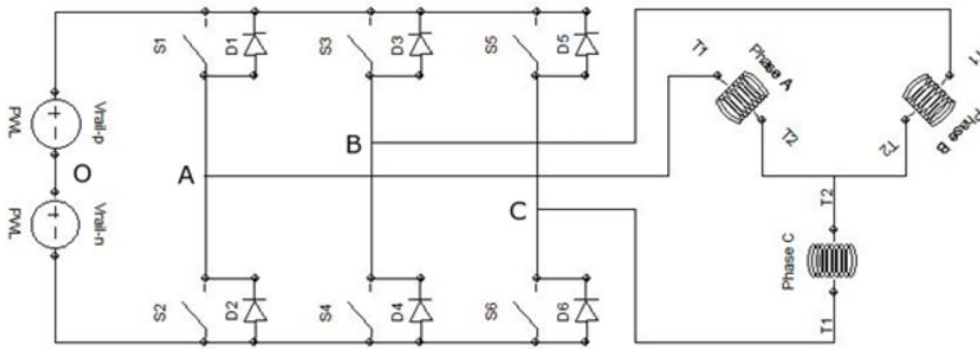


Şekil 3.35 Grafik gösterim çeşitleri.

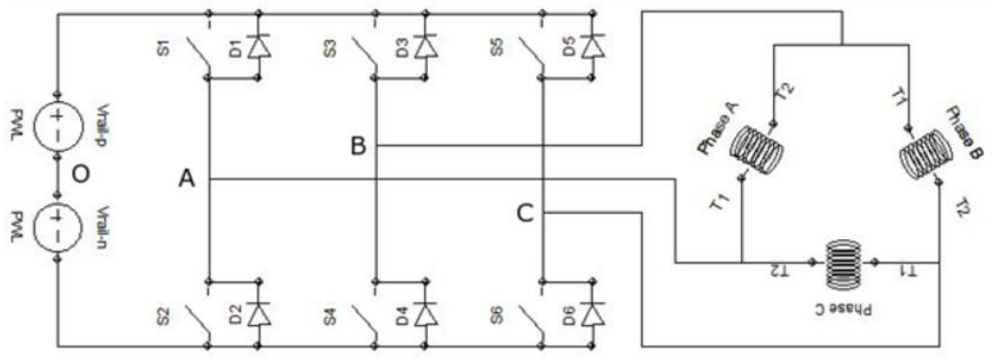
Devre simülasyonundan önce bir grup sonlu eleman çözümü ile motor modeli üretilir. Model tipi, zıt elektro motor kuvveti, harmonik sayısı, endüktans sayısı, sonlu elemanlar akımı, demir kayıplarının dahil edilmesi ve hız/doğruluk ilişkisi parametreleri değiştirilerek sonuçları görüntüle "view result" butonuna basıldığında motor için yeni bir davranış modeli üretilir. Model tipi lineer ya da nonlineer seçilebilir. Lineer durumda

endüktans lineer olarak alınır. Nonlineer durumda ise çoklu akımlar seçilerek birkaç sonlu elemanlar çözümü yapılır. Bu durumda analiz uzun sürmesine karşın demir malzemesindeki doyma önemli ölçüde hesaba katıldığı için doğruluk derecesi daha iyi olur.

PWM analizi, motor modelinin devre simülasyonunu köprü devresine bağlı olarak gerçekleştirir. Köprü devresinin aktif olması için simülasyon tipi parametresi PWM köprü (PWM bridge) olarak seçilmelidir. Bu parametre ideal kaynak olarak seçildiğinde, köprü devresi ortadan kalkar ve sargılar gerilim limiti olmaksızın ideal kaynaktan beslenir. PWM metodu akım histerezis olarak seçildiğinde kaynak gerilimi ihmal edilir. PWM metodu uzay vektör PWM seçildiğinde besleme gerilimi fazlar arası maksimum gerilimi ifade eder ve nominal akım ihmal edilir. Köprü devresine uygulanan diğer parametreler ise diyot gerilim düşümü, anahtar gerilim düşümü akım histerezisi, örnekleme frekansı ve anahtarlama frekansı olarak paneldeki sürücü sekmesinde verilmektedir. Akım histerezis tipi PWM sürücüde akım kaynağı, uzay vektör PWM sürücüde ise gerilim kaynağı kullanılır. Bu durumda akım referans parametresi sadece akım histerezis metodunda kullanılır. Köprü devresi ile yıldız ve üçgen bağlı sargılar Şekil 3.36 ve Şekil 3.37 görülmektedir. Üçgen bağlantı yalnızca belirli faz sayıları için geçerlidir. Örneğin faz sayısı iki olduğunda yıldız bağlantı seçilmelidir.



Şekil 3.36 İnverter köprü devresi ve yıldız bağlı motor sargıları.

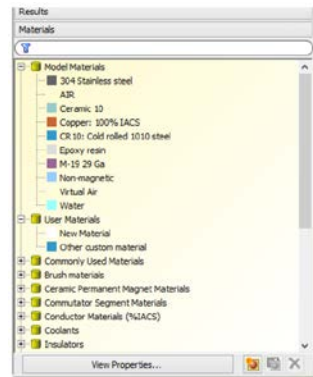


Şekil 3.37 İnverter köprü devresi ve üçgen bağlı motor sargıları.

Devre simülasyonu ile ilgili parametreler (maksimum örnekleme aralığı yaklaşım toleransı, periyot sayısı ve maksimum örnek noktası sayısı) değiştirildiğinde oluşturulan model yenilenmez ya da yeniden çözülmez. Sadece devre simülasyonu çalıştırılır. Çözüm sonrası parametrelerin (harmonik sayısı, harmonik genlik eşiği vb.) değişimi durumunda motor davranış modeli aynı kalır devre simülasyonu yeniden çalıştırılır, ancak sonuçlar aynı kalacaktır (İnt.Kyn.1).

3.2.4 Malzemeler

Bu dördüncü ve son ana menüde genel olarak yazılımın içerdiği tüm malzeme bilgileri bulunmaktadır. Sıkça kullanılan motor malzeme seçenekleri gruplandırılmış halde listelenmiştir. Bu malzemelerin manyetik geçirgenlik, iletkenlik ve öz direnç gibi özellikleri bulunmaktadır. Burada yeni bir malzeme tanımlanabileceği gibi kopyalanabilir ve silinebilir. Seçilen bir malzemenin özellikleri de değiştirilebilir (Şekil 3.38).



Şekil 3.38 Malzemeler ana menüsü içeriği.

Non-linear manyetik geçirgenliğe sahip malzemelerde yazılım B-H eğrisini gerektirir. Tablodaki B-H değerleri doldurularak bu eğri oluşturulur. Bu malzeme bilgileri aşağıdaki üretici firmaların ürünleri kullanılarak oluşturulmuştur.

- Proto Laminations
- Magnetic Component Engineering
- Dexter Magnetic Technologies
- Carpenter Technology Corporation (mainly for large quantities)
- Vacuumschmelze (wide variety of magnetic steels and Permendur magnets)
- CMI Specialty Products
- Scientific Alloys (Permendur, 1002 steel, silicon steel - All is solid material, not laminations)
- Cogent Power
- Corus Group
- Arnold Magnetic Technologies
- Metal suppliers

Yumuşak manyetik malzemeler havadan daha büyük manyetik geçirgenliğe sahiptir. Yani bağıl geçirgenlik değerleri “1” den büyüktür. Bu malzemeler rotor ve stator gövdeleri için kullanılır. B-H değerleri üreticiden alınarak B-H eğrisi oluşturulur. Ancak yazılım histerezisi modellemez (İnt.Kyn.1).

Demir kayıpları genellikle üç terim şeklinde incelenir. Bunlar; histerezis, fuko akım (laminasyon kalınlığının fonksiyonu olarak) ve kuralsız fuko akım kayıplarıdır (mikro akımlardan dolayı). Fuko akım kayıpları manyetik alan değişiminden kaynaklanan omik kayıplardır ve lamine malzemeler kullanılarak minimize edilebilir. Lamine plakalar, iletken olmayan malzemelerle yalıtılmalıdır. Ayrıca histerezis kayıplarını minimize etmek için dar histerezis çevrimine sahip malzemeler seçilmelidir. Yazılım demir kayıplarını modelleyebilir. Bunun için simülasyon sonrası demir kayıp verisi gerekir. Bu metod problemin her yerindeki maksimum akı yoğunluğu değerinin hesaplanmasına bağlıdır. Kayıp yoğunluğunun bulunması için belirli bir frekanstaki kayıp eğrisi kullanılır. Demir kayıplarının her bir frekans ve manyetik alan değerinde hesabı için Steinmetz denklemi (3.12) kullanılabilir.

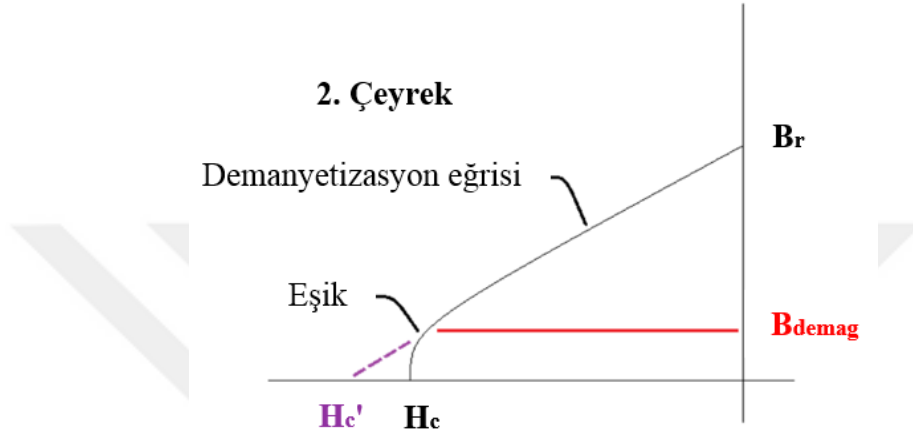
$$P = K_h \cdot f^a \cdot B^\beta + K_e \cdot (s \cdot f \cdot B)^2 \quad (3.12)$$

Bu denklemin ilk terimi histerezis ve kuralsız fuko kayıpları, ikinci terimi ise fuko akım kayıplarına karşılık gelir. Eğer demir kaybı verisi girilirse kütle yoğunluğu da girilmelidir. Çünkü demir kaybı W/kg olarak ifade edilir. İdeal olarak farklı frekans ve laminasyon kalınlıkları için birden fazla kayıp eğrisi girilmelidir. Demir kaybı eğrileri steinmetz denkleminin katsayılarını belirlemede kullanılan bir araçtır. Bu denklem toplam kaybın ne kadarının histerezisten ve ne kadarının laminasyondan kaynaklandığını bulmak için kullanılır. Veriler girildikten sonra, güncelle (update) butonu ile steinmetz denklem katsayıları eğri uydurma yöntemi ile yenilenir. Alternatif olarak doğrudan da katsayılar yazılabilir. Zamana göre ortalama alanlar grafiği ile demir kayıpları görüntülenebilir.

Yazılım, bir malzemenin daimi mıknatis veya sert manyetik malzeme olduğunu, negatif H değerine sahip olmasından yani koersitivite değerinin sıfırdan küçük olması ile anlar. Bunun için gerekli demanyetizasyon eğrileri üreticiden alınan verilerle girilebilir. Daimi mıknatislar non-lineer eğrilere sahip olmalarına karşın bu eğrilerin büyük bir parçası lineerdir. Bundan dolayı mıknatisların demagnetizasyon eğrileri ikinci çeyrekte lineer olarak gösterilebilir. Bu yazılımdaki tüm mıknatis malzemeleri için eğriler bu şekilde alınmıştır. Lineer manyetik geçirgenlik tanımlanırsa eğri üzerindeki demanyetizasyonun meydana geldiği eşik değeri modellenmez. Yazılım histerezis eğrisini modelleyemediğinden non-lineer mıknatislar tanımlanamaz. Yani kalıcı demanyetizasyon modellenemez. Gerçek bir makinanın davranışında, çalışma noktası önce demanyetizasyon eğrisinin altına düşüp daha sonra yukarısına gelemez. Daimi mıknatis malzemesini lineer olarak tanımlamak için bir koersitivite bir de bağlı geçirgenlik değeri gereklidir. Malzemeyi tanımlamak için üretici katalog değerlerinden alınan aşağıdaki özelliklerden sadece ikisi yeterlidir.

- Kalıcı remanans değeri (Br)
- Tepki geçirgenliği
- Maksimum enerji çarpımı (BHmax)
- Koersitivite ve zorlayıcı (koersif) kuvvet (Hc veya Hcb)

Br değeri, kataloglarda genellikle verilir. Hc değeri ise pozitif bir değer olarak verilmesine rağmen ikinci çeyrekte olduğu için yazılımda negatif olarak girilmelidir. Hc değeri, katalogdan alınabildiği gibi eğer grafikte (Şekil 3.39) bir eşik var ise oradaki eğim noktasından bir teğet çizilerek x- eksenini kestiği nokta (Hc') elde edilebilir. Bu durumda lineer demanyetizasyon eğrisi (3.13) ifadesiyle tanımlanır (İnt.Kyn.1).



Şekil 3.39 Miknatıslara ait demanyetizasyon eğrisi.

$$B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot (H - Hc') \quad (3.13)$$

μ_r : bağıl geçirgenlik sabiti

μ_0 : boşluğun geçirgenliği ($4\pi 10^{-7} \frac{T \cdot m}{A}$)

H=0, B=Br Tesla (3.13) ifadesinde yerine yazılırsa, μ_r bağıl geçirgenlik değeri (3.14) ile hesaplanabilir.

$$\mu_r = \frac{B_r}{-Hc' \cdot \mu_0} \quad (3.14)$$

Eğer Hc' nin eğim yoluyla hesabı yerine BHmax verilmiş ise Hc' (3.15) ifadesinden de hesaplanabilir. Yalnız bu ifade demanyetizasyon eğrisinin %50 den fazlasının lineer olması durumunda geçerlidir.

$$Hc' = \frac{-4 \cdot B \cdot H_{max}}{B_r} \quad (3.15)$$

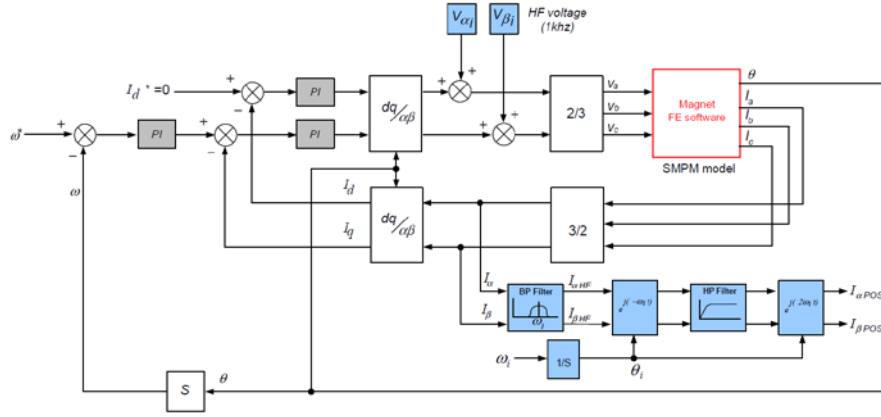
Sıcaklık arttıkça oluşan demanyetizasyon nedeniyle de daimi mıknatısın koersitivite ve bağıl geçirgenlik değerleri azalacaktır.

Yazılım, çözüm sırasında demanyetizasyonu dikkate almaz. Fakat malzeme için en az bir sıcaklık değerinde demanyetizasyon verisi mevcutsa, alan olarak görüntülenebilir. Demanyetizasyon, eğrinin doğrusallığının kırıldığı noktada meydana gelir. Bu özellik malzeme için opsiyoneldir. Kullanıcıya bu özelliğin tanımlanmasına izin verilir ve mıknatısın demanyetize edici bir manyetik alana maruz kalması durumunda oluşan demanyetizasyonun miktarı gözlenebilir. Elde edilen sonuçlara göre makina demanyetizasyonun önlenmesine yönelik olarak yeniden tasarlanabilir.

3.2.5 Sonlu elemanlar yazılımının diğer programlarla ilişkisi

Yazılımda tanımlanan her bir çizgi, yüzey, bileşen, materyal ve boyutlandırma değerleri yazılım içerisinde bir koda karşılık gelir. Her bir işlem için bu kodlar biliniyorsa kullanıcı tarafından otomatik olarak sıralı kodlar ile program içi ve dışından modelleme yapılabilir. Yazılım dışından kodların çalışma yeri olan ikinci yazılım olarak MATLAB, Visual Basic, Excel ve birçok program kullanılabilir. Bu tezde dahili ya da harici kodlar kullanılmayacaktır.

Yazılımda tasarlanan makine eklenti bloğu kullanılarak ikincil bir yazılımda da kullanılabilir. Örnek olarak MotorSolve ve Magnet programlarının MATLAB eklenti blokları verilebilir. Magnet yazılımı kullanılarak yapılan bir motor kontrol uygulaması Şekil 3.40'da gösterilmiştir. Bu tezde MotorSolve yazılımında modellenen motor MATLAB/Simulink ortamına gömülerek kontrol uygulamasında kullanılmıştır.



Şekil 3.40 Magnet yazılımında motor modelinin MATLAB/Simulink'e gömerek vektör kontrolünde kullanılması (Arellano-Padilla *et al.* 2010).

4. BULGULAR

Bu bölümde öncelikle daimi mıknatıslı motorun geometrik ve elektriksel parametreleri kullanılarak, MotorSolve isimli sonlu elemanlar yazılımında modellenmesi anlatılmıştır. Daha sonra elde edilen modelin MATLAB/Simulink ortamında sürücülü, sürücüsüz olarak çalıştırılması ve son olarak da uzay vektör PWM yöntemini kullanan üç fazlı köprü tipi inverter ile motor sürülerek vektör kontrolü uygulaması yapılmıştır.

4.1 Sonlu Elemanlar Yazılımı İle Motorun Modellenmesi

Endüstriyel motora ait sonlu elemanlar yazılımında gerekli olan ve ölçülen geometrik - elektriksel parametreler Çizelge 4.1’de özetlemiştir.

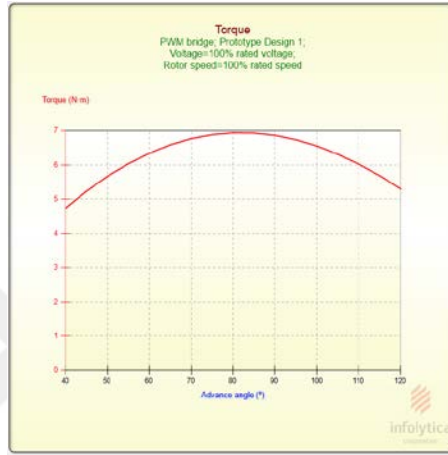
Çizelge 4.1 Motor Plaka Değerleri.

Parametre	Değeri
Besleme gerilimi	188 V (Fazlar arası tepe değer)
Besleme akımı	8.3 A rms
Stator dış çapı	125,4 mm
Hava aralığı	0.91 mm
Motor boyu	44,2 mm
Rotor tipi	İç
Mıknatis Tipi	Yüzeye paralel olarak monteli
Kutup Sayısı	10
Stator tipi	Kare
Faz sayısı	3
Oluk sayısı	12
Rotor eğriliği	0
Rotor eğrilik açısı	0°
Kutup başına düşen mıknatis sayısı	1
Rotor uzunluğu çıkıntısı	0,25 mm
Rotor iç çapı	45 mm
Rotor dış çapı	71,36 mm
Mıknatis açısı	34,2 °
Mıknatis kalınlığı	3,78 mm

Çizelge 4.1 (Devam) Motor Plaka Değerleri.

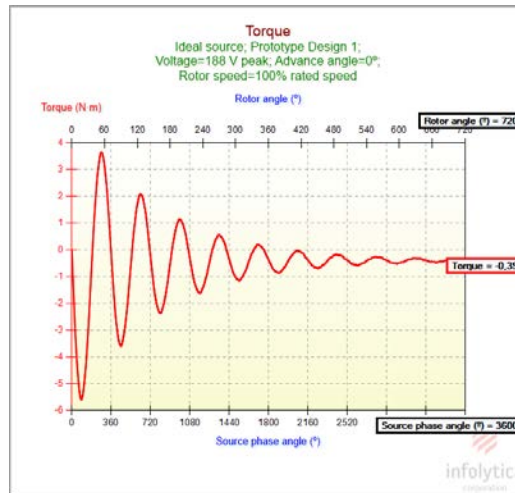
Mıknatıs ucu derinliği	2 mm
Mıknatıs uç çapı	1,5 mm
Stator eğriliği	0
Stator eğrilik açısı	0°
Stator iç çapı	73,18 mm
Stator dış çapı	125,4 mm
Stator iç yüzey girinti çapı	0 mm
Oluk derinliği	19,5 mm
Oluk açıklığı	0,5 mm
Diş köprü açısı	25°
Diş ucu derinliği	0 mm
Diş ucu kalınlığı	0,62 mm
Diş genişliği	10,6 mm
Oluk alt köşe yarıçapı	0°
Diş köprü çapı	0,8 mm
Oluk üst köşe yarıçapı	0°
Stator sargı bağlantı tipi	Yıldız
Sürücü tipi	Sinüs dalga
Paralel yol sayısı	1
PWM yöntemi	Uzay Vektör
Anahtarlama frekansı	5 kHz
Bobin yerleştirme yöntemi	Yan yana
Oluk-bobin arası boşluk	0,7 mm
Bobin katman ayırım kalınlığı	0,1 mm
Oluk ağız ile bobin arası mesafe	1,8 mm
Tel boyutu hesap yöntemi	Bare slot fill factor
Oluk doluluk oranı	40%
Bobin sarım sayısı	78
Stator sargı uç yüksekliği	8,15 mm
Stator ve Rotor Malzemesi	M270-35A
Mıknatıs malzeme tipi	N30UH
Bobin malzemesi	Copper :100% IACS

Motor modelinin simülasyonda maksimum dönme momenti oluşturabilmesi için başlangıç açısının ayarlanması gerekir. Yazılım üzerinde PWM veya D-Q analiz modunda belirli bir başlangıç açısı girilmesi gerekir. Ancak PWM metodu olarak uzay vektör PWM seçildiyse sadece PWM analizi kullanılabilir. 40°-120° aralığında beş derecelik çözünürlükte yapılan PWM analiz sonucu Şekil 4.3’de verilmiştir. Burada maksimum momenti veren açı 85° olarak belirlenebilir.

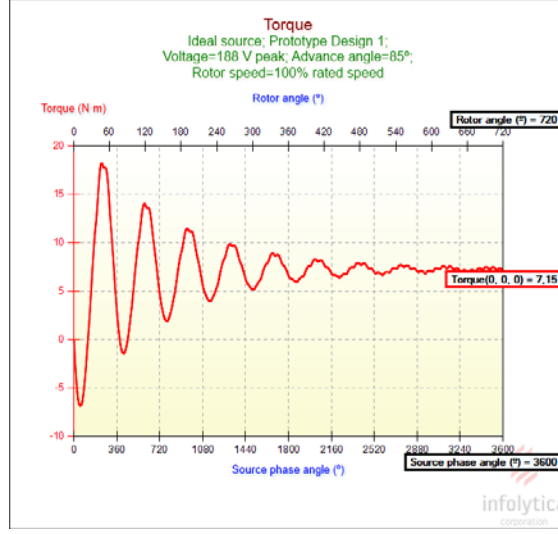


Şekil 4.3 Farklı başlangıç açısı değerleri karşısında üretilen ortalama moment grafiği.

Başlangıç açısının etkisi daha iyi anlaşılması için, başlangıç açısı ayarlanmadan önceki ve sonraki moment değerleri gösterilmiştir (Şekil 4.4 ve Şekil 4.5). Ayrıca başlangıç açısının ayarlandığı durumda gerilim değerinin manyetik akıya göre 90° ileri fazda olması da Şekil 4.6’da gösterilmiştir.



Şekil 4.4 Anlık moment değişim eğrisi (başlangıç açısı 0°).

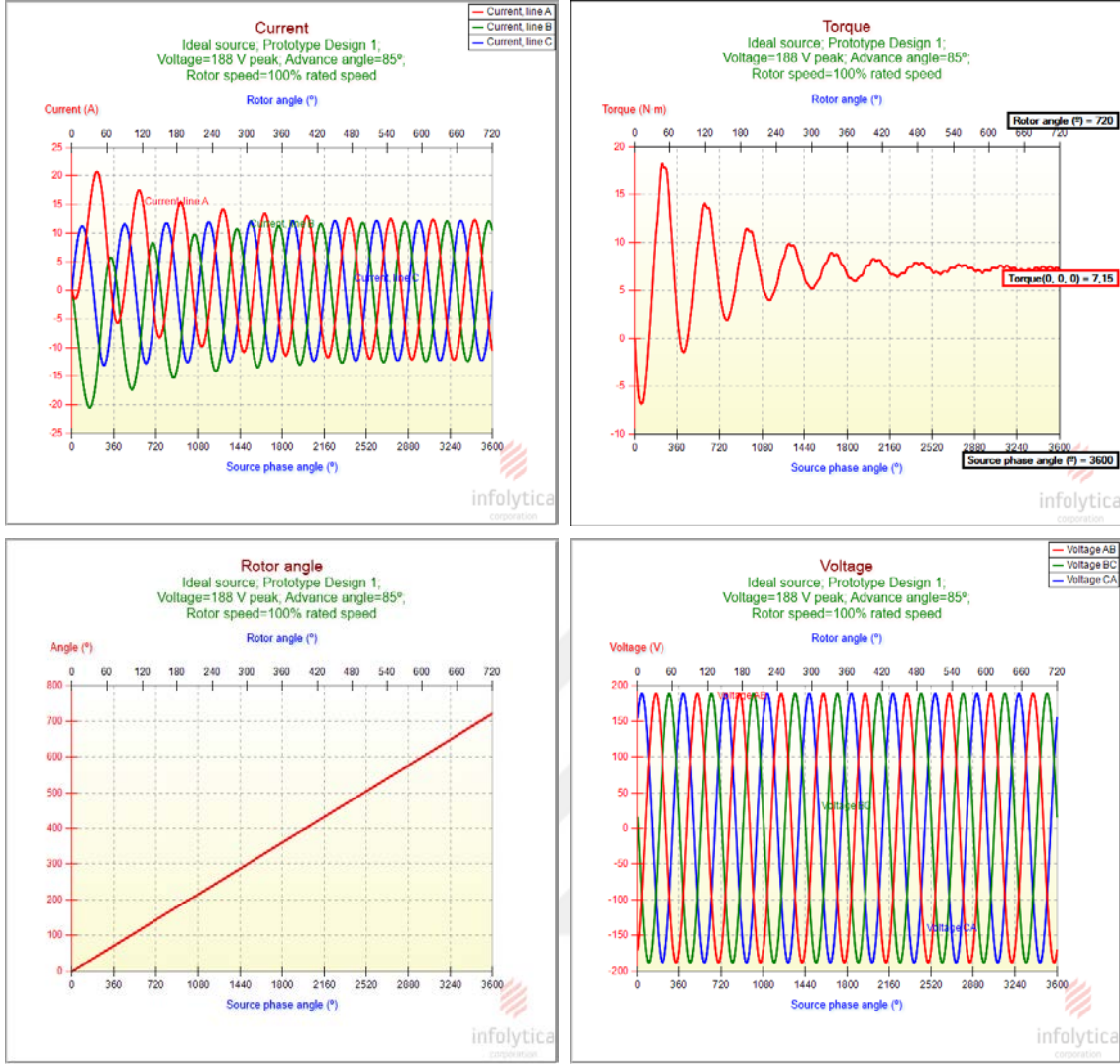


Şekil 4.5 Anlık moment değişim eğrisi (başlangıç açısı 85°).



Şekil 4.6 Başlangıç açısı ayarlandığında akı-gerilim arasındaki 90°'lik faz farkı oluşumu.

Sonlu elemanlar yazılımında; dizayn kısmındaki kaynak gerilimi, inverter DC bara gerilimi değerini ifade eder. Akım ve hız değerleri için de nominal değerler girilmelidir. Ancak PWM analiz kısmında sonuç grafiklerini elde ederken gerilim ve hız değerleri değiştirilebilir. Burada motor etiket değerinde belirtilen 7.16 Nm'lik momenti elde edebilmek için, nominal hız değeri olan 2000 devir/dk ve 324 V'luk DC bara gerilim değeri seçilmiştir. Burada bara gerilim değeri motorun maksimum beslenebileceği fazlar arası gerilim tepe değerini belirler. Bu durumda başlangıç açısı da ayarlandıktan sonra elde edilen motor modeline ait akım, moment, rotor konum açısı ve fazlar arası gerilim grafikleri Şekil 4.7'de toplu olarak gösterilmiştir.



Şekil 4.7 Sonlu Elemanlar Yazılımı Motor Sonuç Grafikleri (Akım, Moment, Konum, Gerilim).

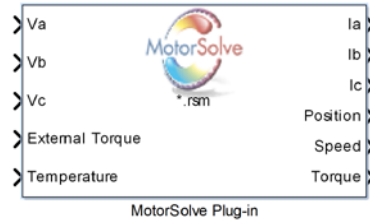
Burada motor besleme gerilimi arttırıldığında ve hız düşürüldüğünde moment de artmaktadır. Yüksek hızlarda moment azalmakta ve salınım artmaktadır. Yüksek gerilim değerlerinde de moment salınımı artmaktadır. Motor besleme geriliminin fazlar arası değeri olarak 188 V AC ve frekansı ise (4.1) denklemiyle 166.67 Hz olarak hesaplanmıştır. Bunun nedeni 7.16 Nm lik çıkış momentinin bu değerde elde edilmesidir. Bu besleme gerilim değeri ve frekansı sürücü tarafından istenen hız ve moment durumuna göre ayarlanmaktadır.

$$f = \frac{n \cdot 2p}{120} \text{ [Hz]} \quad (4.1)$$

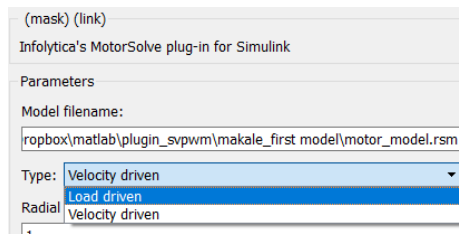
Akım grafikleri, istenen periyod sayısında ve başlangıç geçici kararsız durumları (transient) dahil edilebilmekte ya da dahil etmeyerek sadece kararlı hal kısmı görüntülenebilmektedir. Motor besleme gerilim değeri ile akım değerleri doğru orantılıdır. Tabii burada güç sabit tutulmamıştır. Ayrıca devir sayısı ile akım ters orantılıdır. Düşük devirlerdeki akım geçici kararsız durumlar yok denecek kadar azalmaktadır. Gerilim tepe değeri istenildiği gibi yazılımdan ayarlanabilmektedir. Bu parametre ve rotor hızı diğer parametreler için girdi olarak kullanılmaktadır. Fazlar arası gerilimler sinüzoidal ancak faz gerilimleri harmonik içermektedir. Harmonikli faz gerilimleri, başlangıç açısının ayarlanarak 85^0 seçilmesinden kaynaklanmaktadır.

4.2 MATLAB/Simulink Ortamında Sonlu Elemanlar Yazılımı ile Kosimülasyon

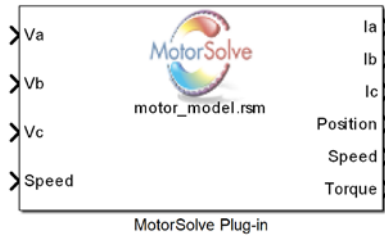
İlk aşama olarak tamamlanan sonlu elemanlar tabanlı PMSM modeli MATLAB eklenti bloğu yardımıyla MATLAB/Simulink ortamına aktarılmıştır. MATLAB eklenti bloğu, tasarım bilgisini içeren “.rsm” uzantılı dosya yüklenmeksizin kullanılamaz (Şekil 4.8). Ancak dosya linki içerisine eklendikten sonra önümüze hız veya yük girişli olarak iki seçenek çıkar (Şekil 4.9). Hız veya yük girişli modeller Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de gösterilmiştir. Burada hız girişli model kullanılmıştır.



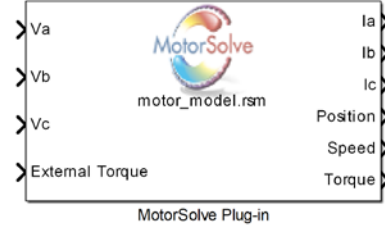
Şekil 4.8 MATLAB eklenti yazılım bloğu.



Şekil 4.9 MATLAB eklenti bloğuna model dosyasının yüklenmesi ve kullanım tipleri.



Şekil 4.10 Hız girişli MATLAB eklenti bloğu.



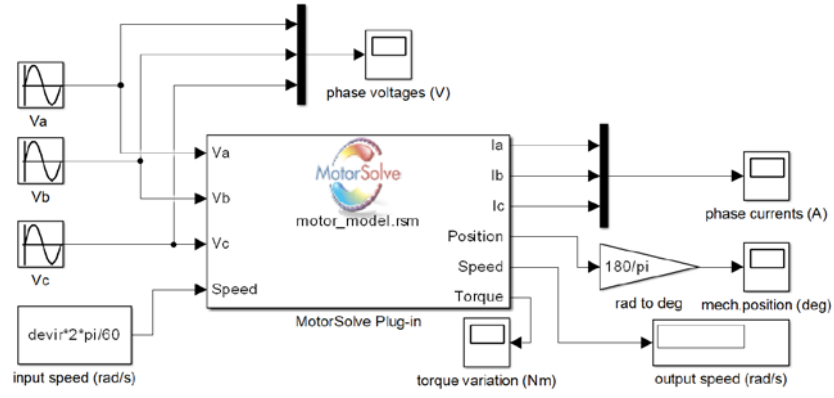
Şekil 4.11 Yük girişli MATLAB eklenti bloğu.

Motor modelinin simüle edilebilmesi için üç faz besleme gerilimleri ve dönme hızı değerlerinin giriş olarak verilmesi gerekmektedir. Ayrıca sonlu elemanlar yazılımındaki modelde simülasyon tipi seçeneği “ideal source” (ideal kaynak) olarak seçildiği için motor inverter sürücü devresine gerek kalmadan sinüzoidal gerilimle sürülebilmektedir (Şekil 4.12). Burada motor etiket değerinde belirtilen nominal momenti elde edebilmek için hız değeri nominal değer % 100’ü, fazlar arası tepe gerilimi değeri ise 188 V olarak seçilmiştir. Yazılımda DC bara gerilimi ne olursa olsun, PWM analizde seçilen gerilim değeri öncelikle dikkate alınmaktadır. Geri beslemeli kontrol çevrimi içeren sürücü devresinde modifiye gerilimin tepe değeri anahtarlama sıklığı ile otomatik olarak ayarlanmaktadır.

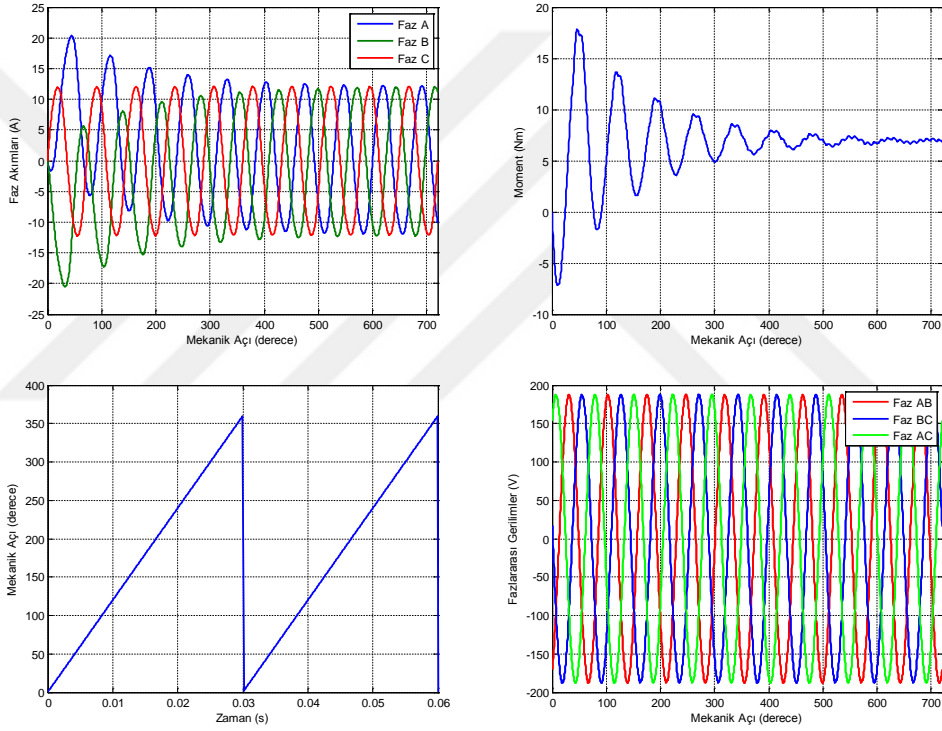
Operating Point	
Simulation type	Ideal source
Peak voltage input method	Value of voltage
<input checked="" type="checkbox"/> Peak voltage(s)	188
Type	List
Supply type	DC
<input checked="" type="checkbox"/> Advance angle(s)	85
Type	Range
Speed input method	% of rated speed
<input checked="" type="checkbox"/> Rotor speed percentage(s)	100
Type	List

Şekil 4.12 PWM analiz işletim noktası seçim menüsü.

İdeal sinüs ile beslenen motor modeli ile yapılan simülasyon devre şeması ile elde edilen akım, moment konum ve gerilim grafikleri Şekil 4.13 ve Şekil 4.14’de verilmiştir.



Şekil 4.13 Kosimülasyon (simulink+motorsolve) devre şeması (ideal sinüs besleme ile).



Şekil 4.14 Kosimülasyon Motor Sonuç Grafikleri (Akım, Moment, Konum, Gerilim).

Faz gerilimleri saf sinüs halinde ani değer olarak (4.2) - (4.4), hız ise rad/s olarak girilmelidir. Gerilim faz açıları, rotor başlangıç açısı değerine ilaveten π faz farkı ilave edilerek yüzyirmişer derece faz farklıdır. Bu denklemlerde kullanılan π faz kayması yazılımda alınan kabul nedeniyledir. Bu durum $t=0$ anında ve saf sinüzoidal besleme durumunda A fazı merkezinin d - eksenine aynı doğrultuda olduğu kabulüdür.

$$V_a = \frac{188}{\sqrt{3}} \cdot \sin(2\pi f + \pi + 85^\circ) \quad (4.2)$$

$$V_b = \frac{188}{\sqrt{3}} \cdot \sin(2\pi f + \pi + 85^\circ + 120^\circ) \quad (4.3)$$

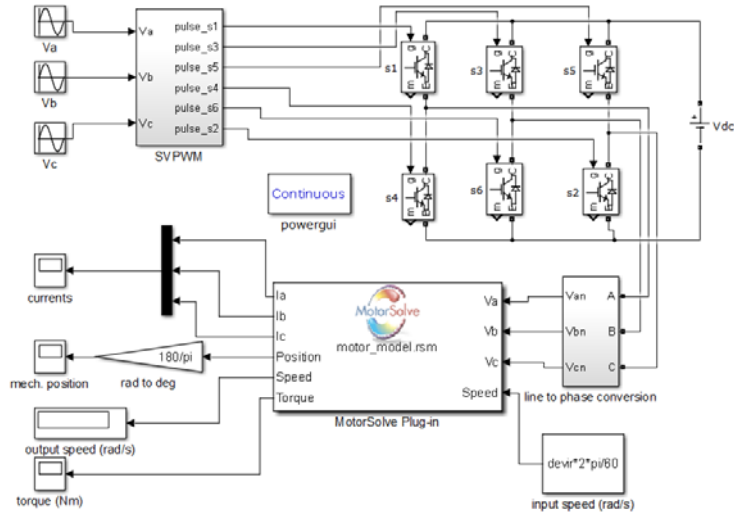
$$V_c = \frac{188}{\sqrt{3}} \cdot \sin(2\pi f + \pi + 85^\circ - 120^\circ) \quad (4.4)$$

Motor mekaniksel olarak bir tur döndürülerek elde edilen simülasyon sonuçlarına bakıldığında hem gerçek motor plaka değerlerine yakın hem de sonlu elemanlar yazılımı ile elde edilen sonuçlarla aynı olduğu görülmektedir.

Bu simülasyon da öncekinde olduğu gibi moment, akım, hız ve gerilim arasındaki ilişkiler birebir aynı şekildedir. Yine motor etiket değerleri olan 7.16 Nm ve 8.3 A rms değerleri $\frac{188}{\sqrt{3}}$ V'luk besleme gerilimi kullanılarak elde edilmiştir. Gerilim değerinin faz-nötr alınması MotorSolve yazılımının MATLAB/Simulink ortamında kullanılan MATLAB eklenti bloğunda besleme geriliminin faz-nötr kullanılması nedeniyledir.

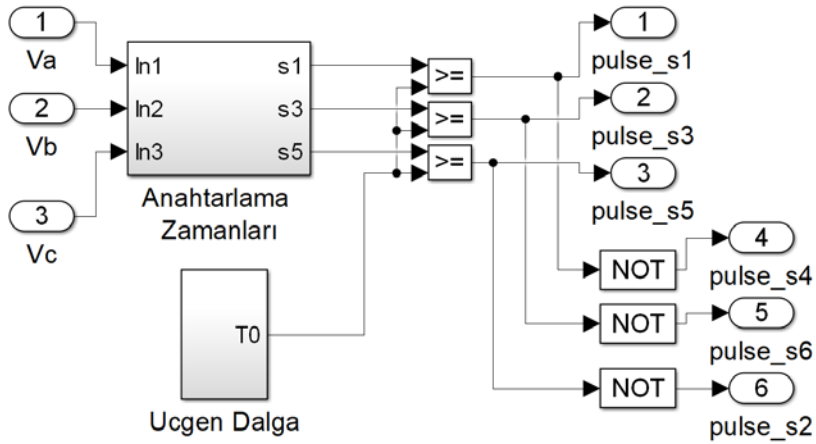
4.3 İnverter ve PWM Uygulaması

Daimi mıknatıslı senkron motorlar çalışabilmeleri için zorunlu olarak bir sürücü gerektirmektedir ve bu sürücülerde genellikle uzay vektör PWM ile vektör kontrol tekniği kullanılmaktadır. Motor modelinin gerçek sürücünün benzeri bir modelle çalışmasını ve kontrol çalışmalarında kullanılabilme kapasitesini görmek amacıyla MATLAB/Simulink ortamında motor modeli ile sürücü modeli simülasyon çalışması yapılmıştır. Önceki simülasyon çalışmalarına uzay vektör PWM metodu kullanan bir inverter (sürücü) modeli ilave edilmiştir (Şekil 4.15). İnverter çıkışında gerilimler fazlar arasındadır. Motor modelinde besleme için faz-nötr gerilimi kullanılması gerektiğinden fazlar arası / faz-nötr gerilimi dönüştürücü bloğu kullanılmıştır.

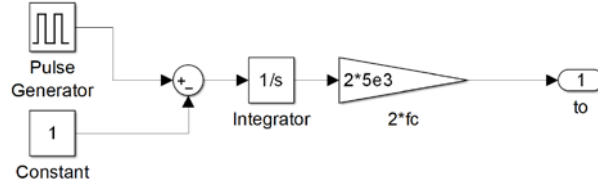


Şekil 4.15 Kosimülasyon (simulink+motorsolve) devre şeması (inverter besleme ile).

Üç fazlı köprü tipi inverter, ters paralel diyotlar içeren 6 adet IGBT anahtarlama elemanından oluşmaktadır. Her faz bacağında iki IGBT içeren inverterin tetikleme sinyalleri için en az harmonik üreten PWM tekniklerinden olan uzay vektör PWM kullanılmıştır (Şekil 4.16). Blok diyagramda IGBT'leri tetikleyecek olan darbe (puls) sinyalleri, hesaplanan zamanlama değerlerinin inverter çalışma frekansındaki üçgen dalga ile karşılaştırılmasıyla elde edilir (Şekil 4.17). Burada inverter frekansı olarak 5 kHz kullanılmıştır. Karşılaştırma ile elde edilen üç sinyal inverter üst bölgesi IGBT 'leri için kullanılır. Alt bölgedeki IGBT'ler ise bağlı oldukları koldaki diğer IGBT 'nin tümleyeni olan tetikleme sinyalini gerektirdiğinden dolayı üst sinyallerin değili (tersi) alınarak kolaylıkla elde edilebilir.



Şekil 4.16 Uzay vektör PWM simulink blok diyagramı.



Şekil 4.17 Üçgen dalga generatörü simulink blok diyagramı.

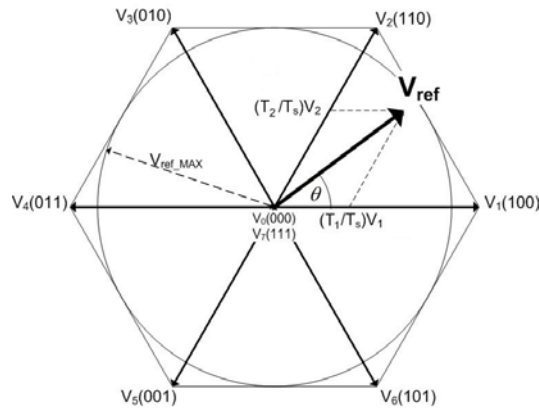
Şekil 4.17’de 5 kHz’lik %50 çalışma zamanlı 0-2 V genlikli darbe sinyalinden +1 V çıkarılarak -1 +1 V aralığında değişen kare dalga elde edilir. Bu sinyalin integrali alınarak frekans iki ile çarpıldığında kare dalganın her bir yarım periyodu üçgen dalganın kenarlarını oluşturur. Yani sonuç olarak bu blok diyagram 0-1 V aralığında genliğe sahip 5 khz’lik üçgen dalga üretmektedir.

Uzay vektör teorisinde uzayda bir vektörün üç bileşenden oluştuğu ve her bileşenin bir anahtarlama elemanını gösterdiği düşünülür. Oluşacak toplam vektör, bu üç bileşenin genlik değerleri olan zamanlama süreleriyle tanımlanır. Zamanlama süreleri toplamı da toplam örnekleme periyodu kadar olmalıdır (4.5) - (4.6).

$$\vec{V}_{ref} \cdot T_s = \vec{V}_1 \cdot T_1 + \vec{V}_2 \cdot T_2 + \vec{V}_0 \cdot T_0 \quad (4.5)$$

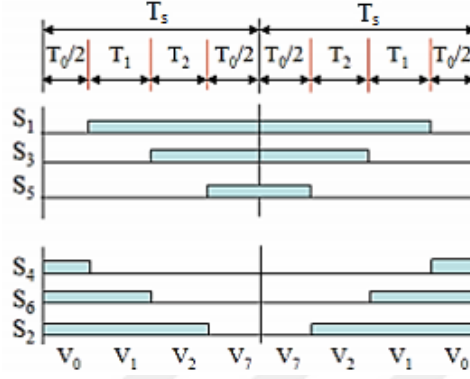
$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (4.6)$$

Bu teori açıklanırken altmışar derecelik altı bölgeye ayrılmış xy düzlemi ve bu düzlem üzerinde tanımlanmış 8 vektör kullanılır. 0 ve 7 nolu vektörler sıfır vektörleridir. Uzay vektörü her bölge için iki komşu ve bir sıfır vektörüyle tanımlanır (Şekil 4.18).



Şekil 4.18 Uzay vektör bileşenleri ve sektörler.

Uzay vektörün üç bileşenine ait zamanların bileşenler arasındaki kullanımı tipik olarak Şekil 4.19'daki gibidir. V_1 bileşeni T_1 süresince, V_2 bileşeni ise T_2 süresince aktiftir. Kalan T_0 zamanını ise sıfırcı ve yedinci vektör bileşenleri kullanır (4.7).



Şekil 4.19 Uzay vektör bileşenlerine ait zaman süreleri.

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.7)$$

Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği sekiz uzay gerilim vektörü kullanan bir teknolojidir. Bu teknolojiye stator akı çevrimine uygun bir akı çevrimi üretmek amaçlanmıştır. Bu teori üç aşamada açıklanabilir.

- V_α , V_β , V_{ref} ve θ (teta) açı değerlerinin belirlenmesi
- T_1 , T_2 ve T_0 değerlerinin belirlenmesi
- Her bir transistör anahtarının durma sürelerinin (S1-S6) belirlenmesi

İlk aşamada abc olarak üç fazlı sistem "Clarke" dönüşümü uygulanarak iki vektörlü alfa/beta (α/β) sistemine indirgenir (4.8) - (4.9). Buradan hareketle V_{ref} ve θ (teta) açısı da hesaplanır (4.10) - (4-12).

$$V_\alpha = V_{an} - V_{bn} \cdot \cos 60 - V_{cn} \cdot \cos 60 = V_{an} - \frac{1}{2} \cdot V_{bn} - \frac{1}{2} \cdot V_{cn} \quad (4.8)$$

$$V_\beta = 0 + V_{bn} \cdot \cos 30 - V_{cn} \cdot \cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{cn} \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (4.11)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) = \omega_s \cdot t = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t \quad (4.12)$$

İkinci aşamada, V_{ref} bileşkesinin bulunduğu sektöre ve θ (teta) açısının sektöre dönüştürülmüş hali olan φ (fi)'ye göre sektör bölgesi bileşen vektörlerine ait çalışma zamanları hesaplanır (4.13) - (4.16).

$$\int_0^{T_2} \bar{V}_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_2} \bar{V}_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_2} \bar{V}_0 \cdot dt \quad (4.13)$$

$$T_s \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (4.14)$$

$$T_s \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} = T_1 \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (0 \leq \varphi \leq 60^\circ) \quad (4.15)$$

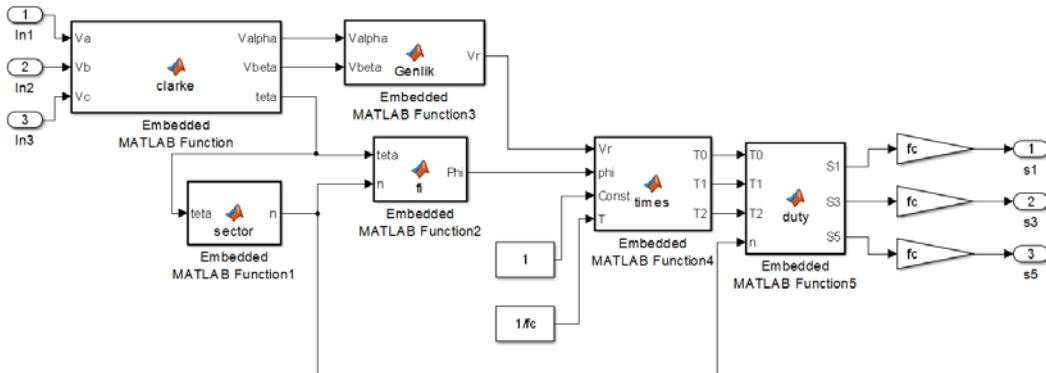
$$\begin{aligned} T_1 &= T_s \cdot a \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin(\pi/3)} \\ T_2 &= T_s \cdot a \cdot \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\pi/3)} \quad \left(T_s = \frac{1}{f_s} \text{ ve } a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \right) \\ T_0 &= T_s - (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Üçüncü aşamada ise inverterde kullanılan üst anahtarlayıcı elemanların çalışma sürelerini belirleyen S1, S3, S5 değerleri belirlenir. Bu değerler inverter çalışma frekansındaki bir üçgen dalga ile karşılaştırılarak tetikleyici darbe sinyalleri oluşur. Üst anahtar sinyallerinin her birinin değili (tersi) alınarak her kola ait alt anahtarlayıcı darbe sinyalleri S4, S6, S2 de elde edilmiş olur. Bu darbe sinyallerine ait formüller Çizelge 4.2'de özetlenmiştir.

Çizelge 4.2 Alt ve üst anahtarlama zamanlarının sektörlere göre hesabı.

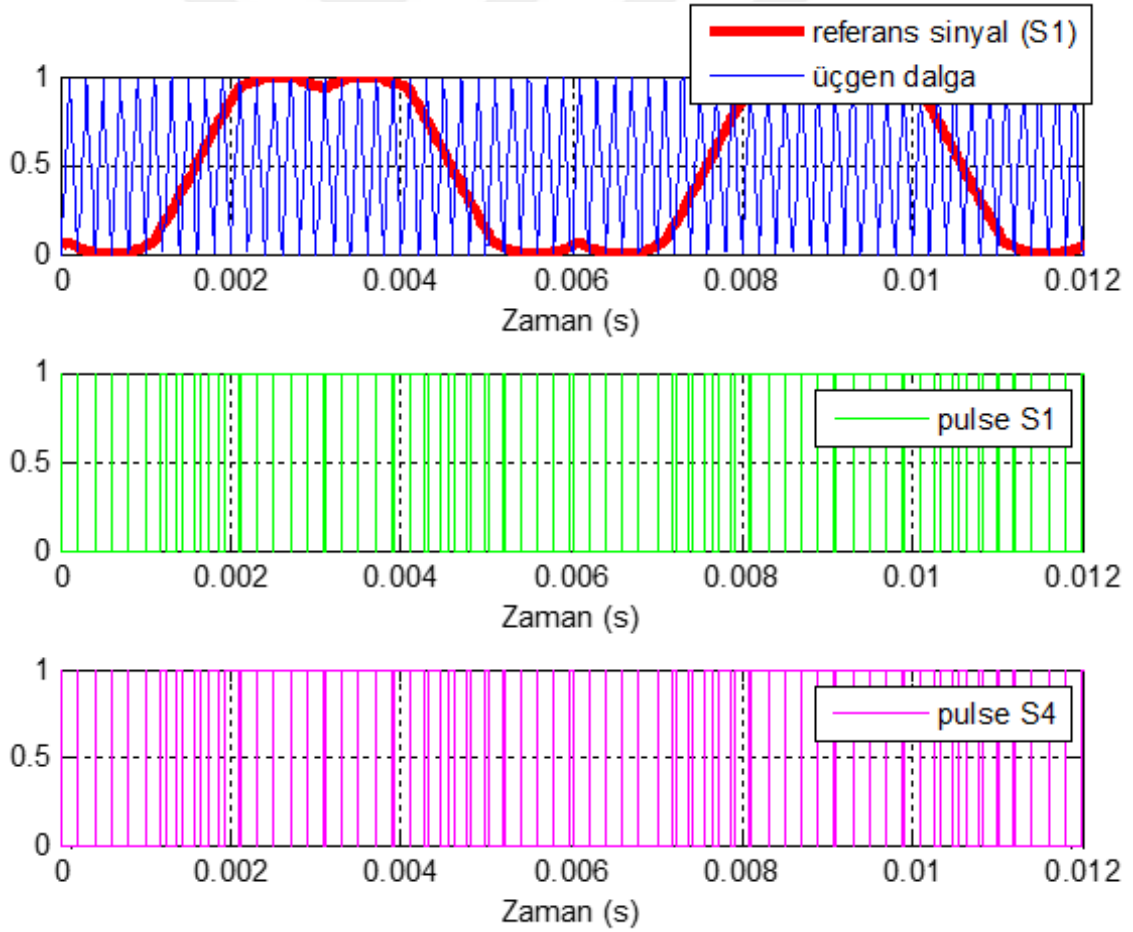
Sektör No	Üst anahtarlar (S1, S3, S5)	Alt anahtarlar (S4, S6, S2)
1	$S1= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S3= T_2+ T_0/2$ $S5= T_0/2$	$S4= T_0/2$ $S6= T_1+T_0/2$ $S2= T_1+ T_2+ T_0/2$
2	$S1= T_1+ T_0/2$ $S3= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S5= T_0/2$	$S4= T_2+ T_0/2$ $S6= T_0/2$ $S2= T_1+T_2+ T_0/2$
3	$S1= T_0/2$ $S3= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S5= T_2+T_0/2$	$S4= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S6= T_0/2$ $S2= T_1+ T_0/2$
4	$S1= T_0/2$ $S3= T_1+T_0/2$ $S5= T_1+ T_2+ T_0/2$	$S4= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S6= T_2+ T_0/2$ $S2= T_0/2$
5	$S1= T_2+ T_0/2$ $S3= T_0/2$ $S5= T_1+T_2+ T_0/2$	$S4= T_1+ T_0/2$ $S6= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S2= T_0/2$
6	$S1= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S3= T_0/2$ $S5= T_2+ T_0/2$	$S4= T_0/2$ $S6= T_1+ T_2+ T_0/2$ $S2= T_2+T_0/2$

Şekil 4.20’de bu üç aşamada anlatılan işlemleri yapan blok diyagramı gösterilmiştir. Burada kullanılan fonksiyon bloklarının içerikleri ve her fonksiyonda yapılan işlem açıklamaları aşağıda verilmiştir. İlgili MATLAB kodları EK 1.’de verilmiştir.

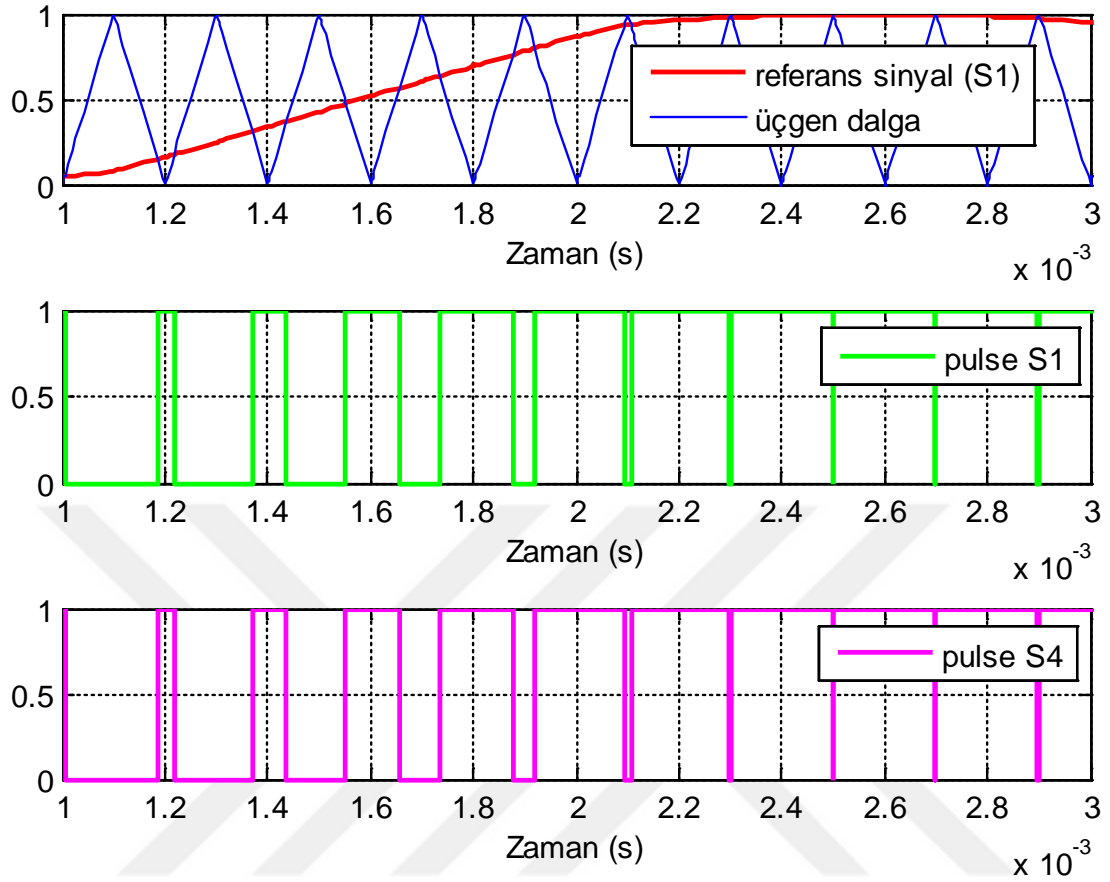


Şekil 4.20 Uzay vektör PWM zamanlayıcı bloğu.

Öncelikle 3 fazlı gerilim Clarke dönüşümü ile alfa/beta (α/β) eksenine çevrilerek θ (teta) açısı değeri bulunur. Sonraki iki gömülü fonksiyon ile genlik ve sektör değeri elde edilir. Daha sonra θ (teta) açısı değeri her sektörde $0^\circ - 60^\circ$ aralığında olacak şekilde düzenlenir. “Times” isimli fonksiyon ise genlik, düzenlenmiş açısı değeri ile birlikte inverter DC bara gerilimi ve anahtarlama periyodu değerini kullanarak T_0 , T_1 ve T_2 zaman değerlerinin hesabını yapar. “Duty” isimli fonksiyon da giriş gerilim değerlerinin ait olduğu güncel sektör numarasına göre T_0 , T_1 ve T_2 zaman değerlerini kullanarak üst anahtarların zamanlama değerlerini hesaplar. Bu değerler anahtarlama frekans değeri ile çarpılarak her bir anahtarlama elemanı için uzay vektör referans sinyali (S1) elde edilir. Bu referans sinyal ise inverter frekansındaki üçgen dalga ile karşılaştırılarak darbe sinyalleri elde edilir. Şekil 4.21 ve Şekil 4.22’de sırasıyla bu sinyallerin iki elektriksel periyoda karşılık gelen 12 ms’lik kısmı ve bu kısmın 1-3 ms arasındaki ayrıntısı gösterilmiştir.

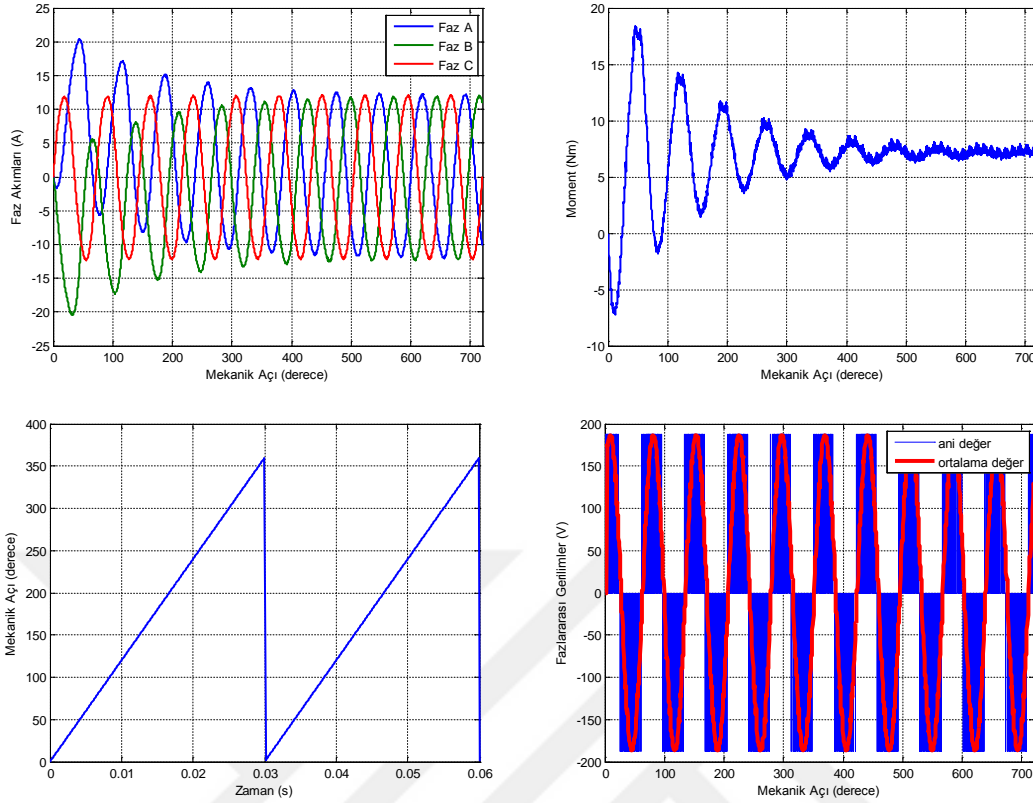


Şekil 4.21 Uzay vektör PWM darbe anahtarlama sinyallerinin üçgen ve referans sinyalinin karşılaştırılarak elde edilmesi (0-12 ms).



Şekil 4.22 Uzay vektör PWM darbe anahtarlama sinyallerinin üçgen ve referans sinyalin karşılaştırılarak elde edilmesi (1-3ms).

Motor mekanik olarak 1 tur döndüğünde çekilen akım, üretilen moment, mekanik konum ve fazlar arası besleme gerilim değerleri gözlemlenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.23'te verilmiştir. Burada söz konusu besleme gerilimi inverter çıkışında oluşan gerilimlerdir. İnverter çıkışında oluşan gerilim PWM sinyallerinin birleşimi şeklinde kare dalga olarak görünmektedir. Sonuç grafiğinde sinyallerin ortalaması da alınarak çizdirilmiştir.



Şekil 4.23 Uzay vektör PWM inverter ile beslenen Motor Kosimülasyon Sonuç Grafikleri (Akım, Moment, Konum, Gerilim).

4.4 Alan Yönlendirmeli Kontrol Tekniği ve Motor Modeline Uygulanması

Ayrı ayrı elde edilen sürücü ve motor modelleri vektör kontrolü olarak da bilinen alan yönlendirmeli kontrol algoritmasıyla birleştirilerek geri beslemeli kontrol çevrimi simülasyonu yapılmıştır. Vektör kontrol çevriminde motor besleme akımının moment ve akı bileşenleri “Park” dönüşümleri ile ayrıştırılmaktadır (4.17). Motor besleme akımının neden yalnızca q- bileşeninin çıkış momentini etkilediği (4.18) - (4.27) ifadelerinde açıklanmıştır.

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

Üç fazlı senkron motorun giriş güç ifadesi (4.18) te verilmiştir. Burada (4.19) ve (4.20) yerine yazılırsa (4.21) elde edilir. Bu ifadedeki üçüncü kısım moment bileşenidir. Güç ifadesi ise moment ve açısal hız çarpımı şeklinde yazılabilir (4.22).

$$P_e = \frac{3}{2} \cdot (V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q) \quad (4.18)$$

$$V_d = r_s \cdot i_d + \frac{d(\lambda_d)}{dt} - w_r \cdot \lambda_q \quad (4.19)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + \frac{d(\lambda_q)}{dt} - w_r \cdot \lambda_d \quad (4.20)$$

$$P_e = \frac{3}{2} \cdot (r_s \cdot i_d^2 + r_s \cdot i_q^2) + \frac{3}{2} \cdot \frac{d(i_d \cdot \lambda_d + i_q \cdot \lambda_q)}{dt} + \frac{3}{2} \cdot w_r \cdot (i_q \cdot \lambda_d - i_d \cdot \lambda_q) \quad (4.21)$$

$$P_{em} = w_{rm} \cdot T_e = \frac{3}{2} \cdot w_r \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (4.22)$$

Burada rotor mekanik hızı ve rotor elektriksel hızı arasındaki dönüşüm denklemi (4.23) kullanılarak elektromanyetik moment ifadesi (4.24) deki gibi bulunur. (4.25) ve (4.26) ile verilen akı ifadeleri yerine yazılırsa elektromanyetik moment ifadesi d- ve q- eksen akımlarına bağlı olarak elde edilir (4.27). Motorun mıknatıslarının yüzeye monteli olması durumunda motor salımsızdır. Yani L_q ve L_d arasındaki fark oldukça azdır ve ihmal edilebilir. Bundan dolayı elektromanyetik moment ifadesi sadece I_q akımına bağlı olarak bulunur.

$$w_r = \frac{P}{2} \cdot w_{rm} \quad (4.23)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (4.24)$$

$$\lambda_d = L_d \cdot i_d + \lambda_m \quad (4.25)$$

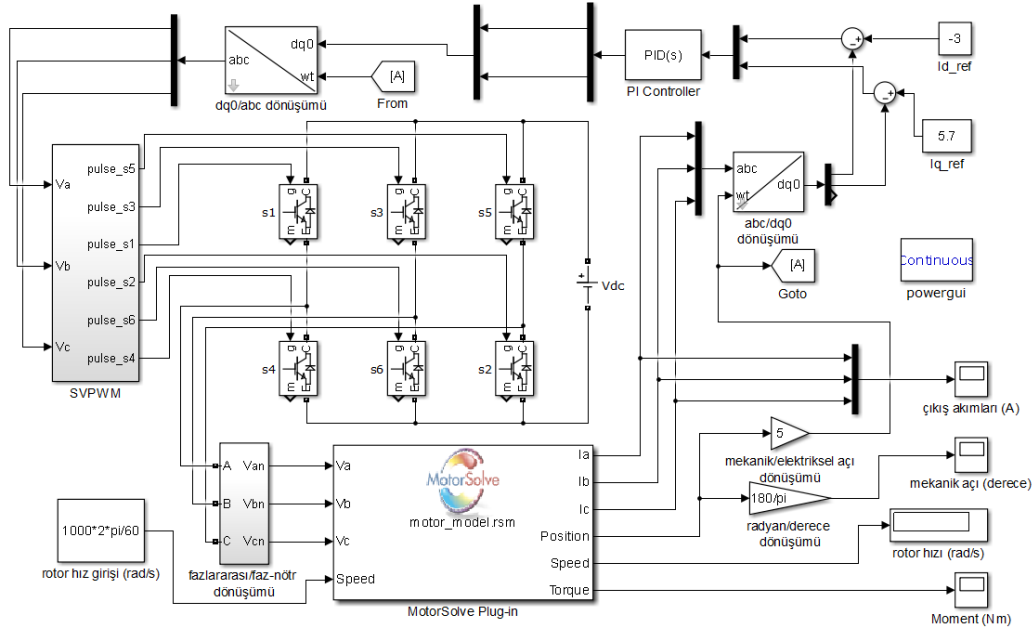
$$\lambda_q = L_q \cdot i_q \quad (4.26)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot [\lambda_m \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (4.27)$$

Çıkıştaki kontrol sinyali, ters “Park” dönüşümü ile (4.28) abc faz gerilim değerlerine dönüştürülerek inverterin AC gerilim üretmesi için gerekli olan uzay vektör PWM kontrol sinyallerinin oluşturulmasında kullanılır. Bu şekilde elde edilen geri beslemeli alan

yönlendirmeli kontrol çevrimi Şekil 4.24’de gösterilmiştir.

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad (4.28)$$



Şekil 4.24 Alan yönlendirmeli kontrol içeren kosimülasyon (simulink+motorsolve) devre şeması (uzay vektör PWM inverter besleme ile).

PI (Proportional Integral) kontrol ile yapılan alan yönlendirmeli kontrol çevrimi uygulanmış ve farklı I_q referans değerleri kullanılarak üretilen moment değeri ayarlanmıştır. Yapılan simülasyonda hız sabit tutulmuştur.

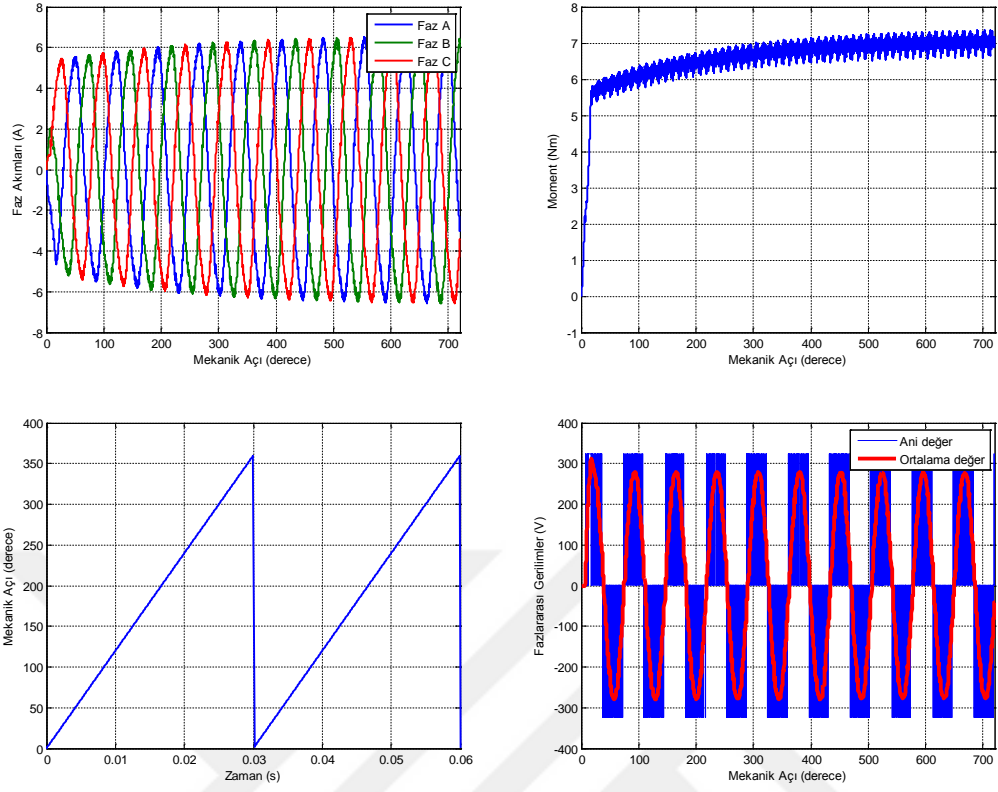
Denklem (4.29)’da verilen PI kontrol algoritmasının, PI parametreleri ise deneme yanılma ile 100 ve 50 olarak ayarlanmıştır. Burada I_q değeri ayarlanmış bir modifiyeli akım ve gerilim söz konusu olduğu için gerilim - akım değerleri önceki simülasyon sonuçlarına göre farklıdır. Yani inverter tarafından üretilen gerilim, akım referans değerlerine göre oluşmaktadır. Önceki simülasyonlardaki gibi sabit saf sinüs gerilim kaynakları bulunmamaktadır.

$$P \cdot \left(1 + I \cdot T_s \cdot \frac{1}{s} + D \cdot \frac{N}{1 + N \cdot T_s \cdot \frac{1}{s}} \right) \quad (4.29)$$

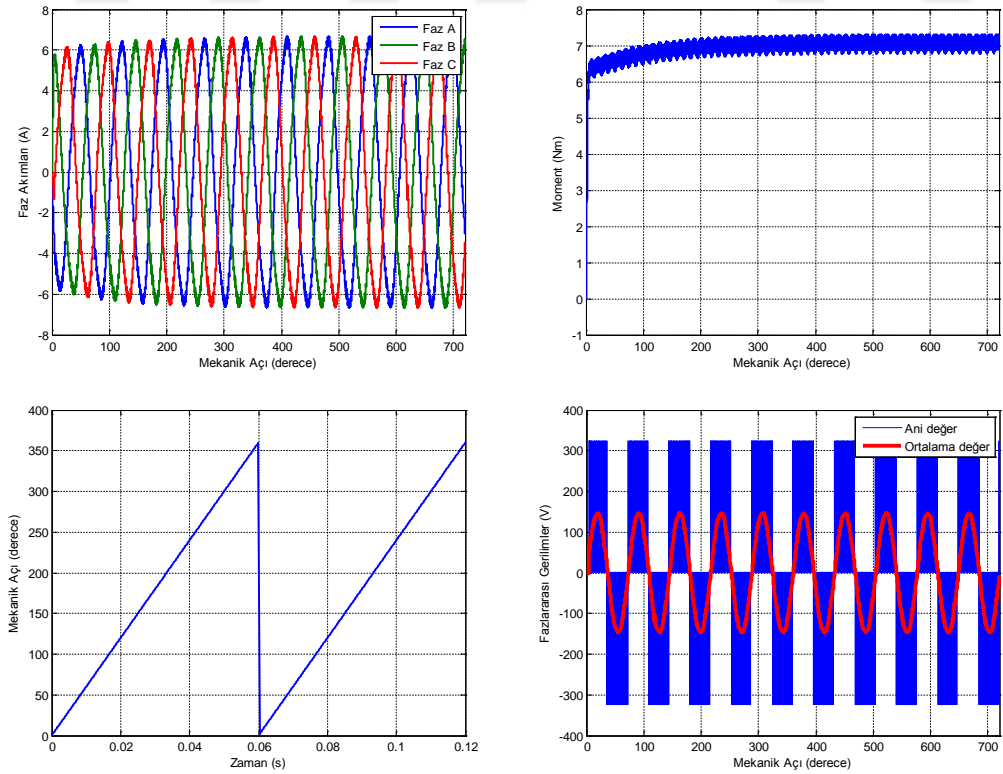
2000 devir/dk ile motor nominal momentini yakalaması için 5,7 A'lık I_q akımı kullanılmıştır. Endüstriyel motor sürücüsü incelenerek DC link gerilimi 324 V olarak ayarlanmıştır. Bu değerin yüksek olması önemlidir.

Motorlar sabit güç altında yüksek hızlarda dönebilmesi için momentin azaltılmasına gereksinim duyar. Bunun en kolay yolu da manyetik akıyı azaltmaktır. Bu da akımın d-bileşenini kontrol etmek yoluyla yapılır. Bu çalışmada alan zayıflatması motorun yüksek hızlara çıkması için değil, yüksek hızda akı nedeniyle oluşan zıt elektro motor kuvvetini azaltmak için kullanılmıştır. Yüksek hız değerlerinde alan zayıflatması hem moment salınımlarını azaltmakta hem de gerilimdeki aşırı yükselmeyi önlemektedir.

Şekil 4.25'teki simülasyon sonuçları incelendiğinde PI kontrol etkisiyle moment değeri istenen referans değere 5 kat daha hızlı ulaşmaktadır. PI kontrolün bir sonucu olarak akım dalga şekillerinde öncekilerin aksine başlangıç geçici kararsız durumların oldukça azaldığı gözlemlenmiştir. Bu da iyi bir kontrol sağlandığını göstermektedir. DC bara geriliminden dolayı fazlar arası anahtarlamalı gerilimin tepe değeri 324 V olarak görünmesine karşın 280 V civarı bir sinüzoidal gerilim ile beslenmiştir. Gerilimin frekansı 167.67 Hz, akımın tepe değeri ise 6,5 A civarındadır. Bu değer ise 8.3 A'lık motor plaka değerine göre düşük kalmıştır. Önceki kontrol içermeyen üç simülasyon ile karşılaştırıldığında aynı momentini üretmesine karşın akım değeri daha düşük olmaktadır. Gerekli moment değerini elde edebilmek için akım değeri simülasyon başlangıcında I_d ve I_q değerleriyle girilmektedir. Ancak alan yönlendirmeli kontrol; gerilim genliğini ve frekansını otomatik olarak ayarlamaktadır.



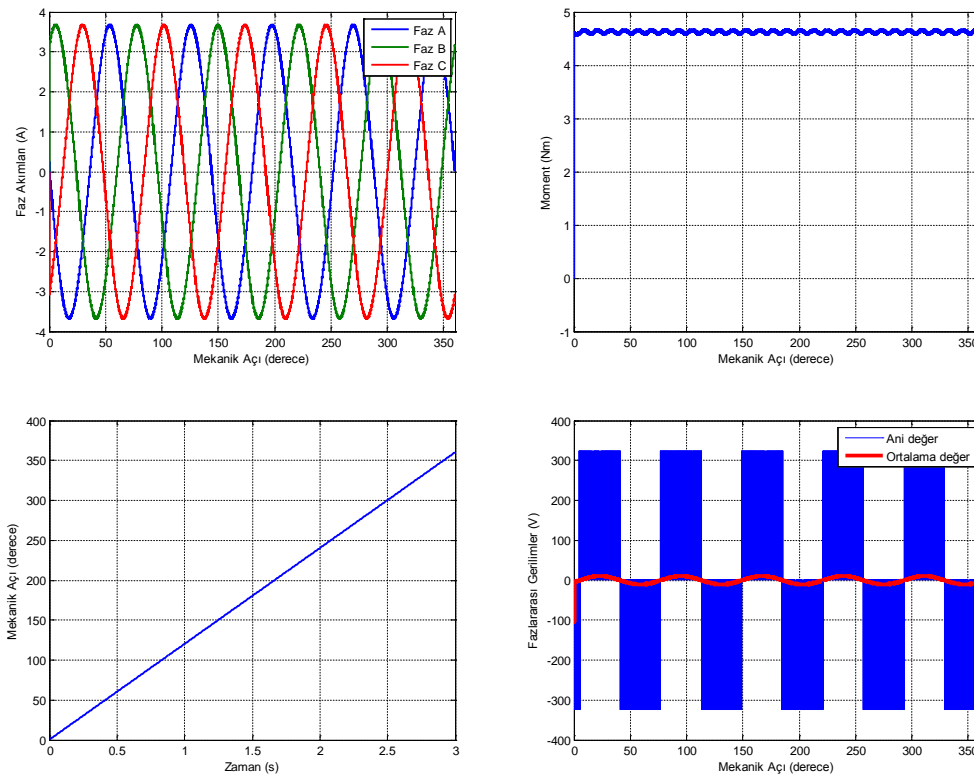
Şekil 4.25 2000 devir/dak hızında $I_q=5.7$ ve $I_d = -3$ (iki mekanik periyot için).



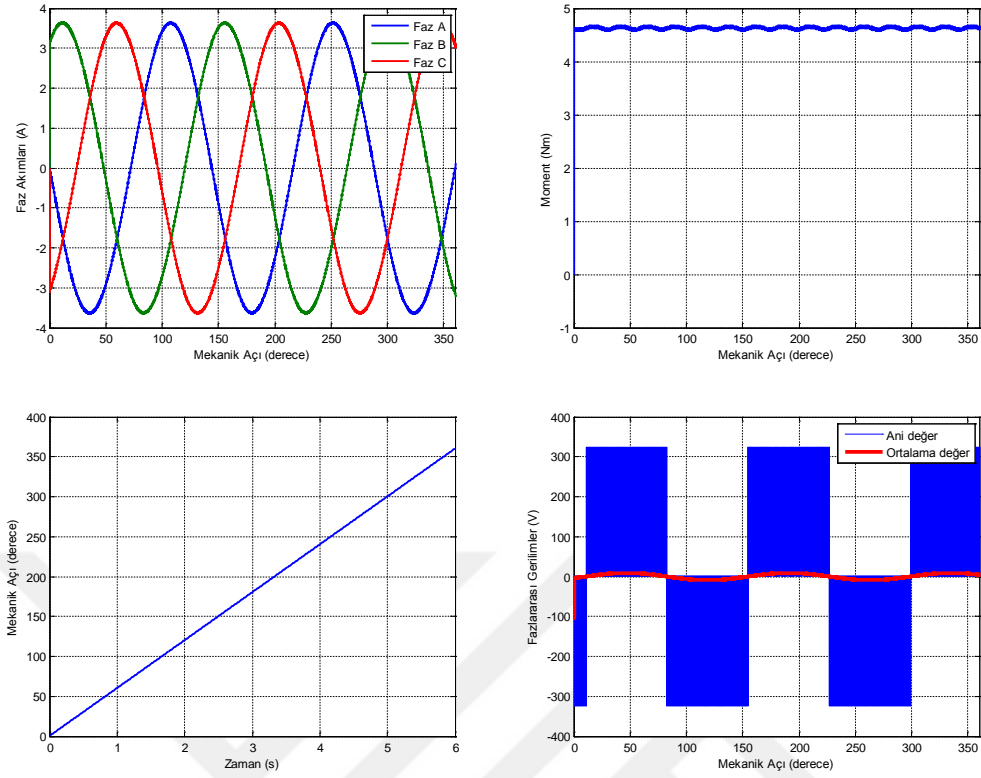
Şekil 4.26 1000 devir/dak hızında $I_q=5.7$ ve $I_d = -3$ (iki mekanik periyot için).

Karşılaştırma amacıyla 1000, 20 ve 10 devir/dk hızlar için simülasyonlar tekrarlanmıştır. 1000 devir/dk tam yükte yapılan simülasyon sonuçları Şekil 4.26'da verilmiştir. Burada devire bağlı olarak moment salınımlarının, gerilim genliğinin ve frekansının azaldığı görülmektedir. Momentin, düşük devirde referans değere çok daha hızlı oturduğu da görülmektedir.

Bölüm 3.1'de akım/moment bilgileri Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te verilen endüstriyel motorun 20 ve 10 devir/dk hızlarında miline elle %50'ye varan moment uygulanmıştır. Buna paralel olarak aynı devir hızlarında benzer akım değerleri ile yapılan simülasyon sonuçları Şekil 4.27 ve Şekil 4.28'de verilmiştir. Gerçek motorda %50'ye yakın moment değeri 3.6 A akımda gerçekleşmiştir. Simülasyonda ise bu değer bu akım kullanıldığından oluşan moment yüzdesinin %63 olduğu görülmektedir. Moment değeri düşük hızlarda çok hızlı bir şekilde kararlı hale gelmektedir. Motor gerilim değerleri oldukça düşüktür. Bunun nedeni ise düşük motor hızıdır. 1000 devir/dk ile 10 devir/dk arasındaki 100 kat fark anahtarlanan gerilime de yansıdığından gerilim indüklemesi de azalmaktadır. Motor miline uygulanan momentten dolayı da akım yüksek olmaktadır.

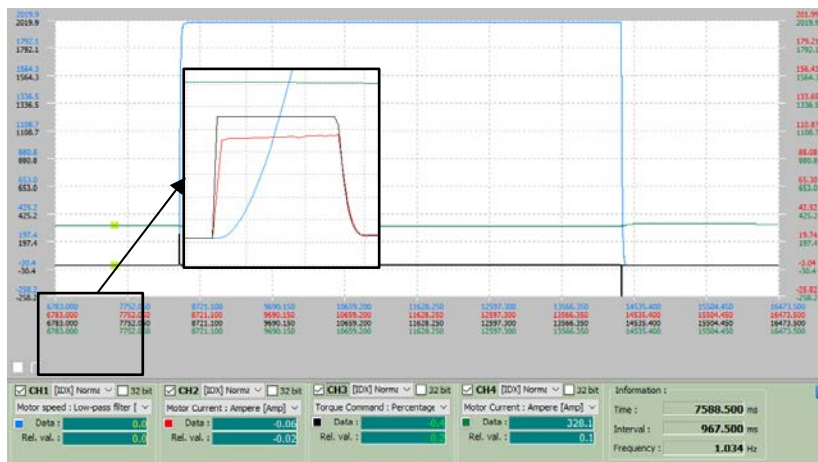


Şekil 4.27 20 devir/dk hızında $I_q=3.6A$ ve el ile %50 ye yakın moment uygulanmış.

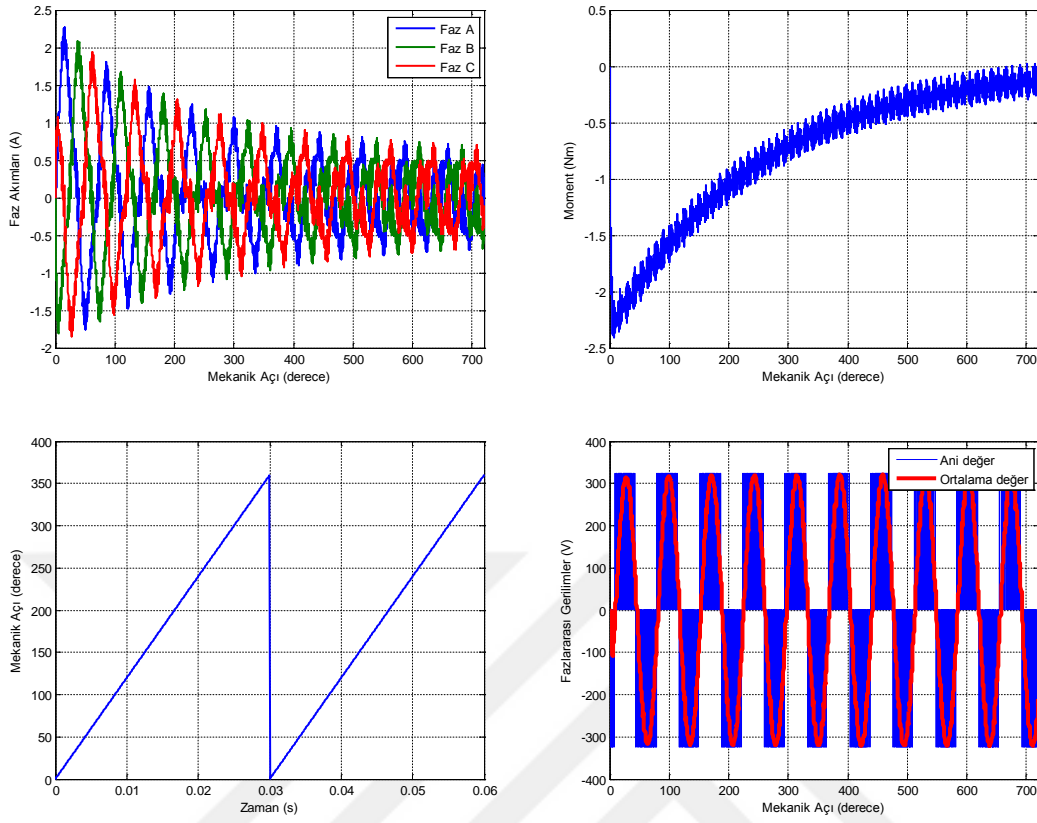


Şekil 4.28 10 devir/dk hızında $I_q=3.6$ A ve el ile %50'ye yakın moment uygulanmış.

Şekil 4.29'da 2000 devir/dk hız için yüksüz olarak elde edilen deneysel çalışma sonuçlarını karşılaştırmak amacıyla iki tam mekanik devir için yapılan simülasyon sonuçları Şekil 4.30'ta gösterilmiştir. Hem deneysel hem de simülasyon sonuçlarında yüksüz çalışmadan dolayı moment ve akım değerleri sıfıra yakın değerler almıştır. Deneysel çalışmada ilk anda çekilen yüksek akım ve hızlanma momenti görülmektedir.

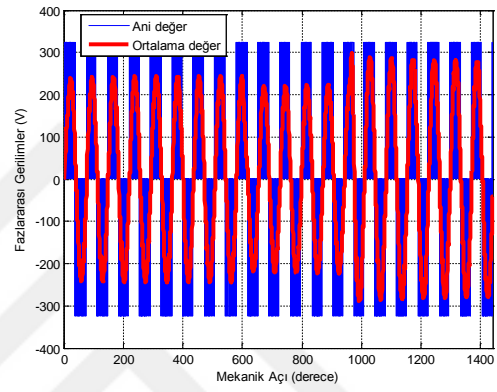
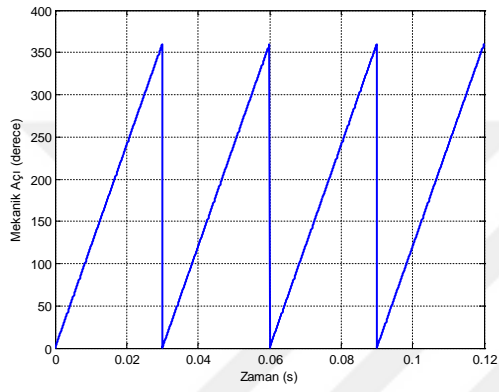
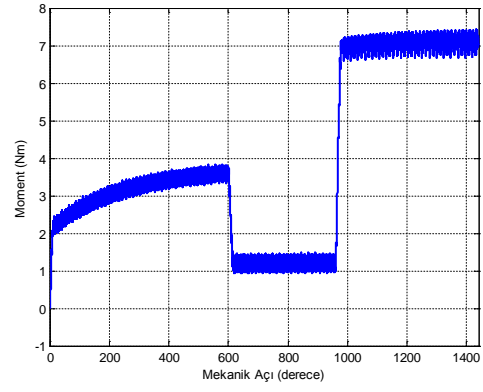
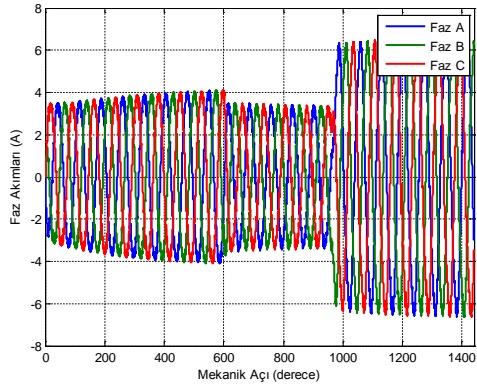


Şekil 4.29 2000 devir/dk hızında yüksüz çalışma için sürücü yazılımı ile alınan hız, akım ve % moment değerleri.



Şekil 4.30 2000 devir/dk hızında $I_q=0$ A ve $I_d=0.36$ A için vektör kontrol simülasyon sonuçları.

Aynı simülasyonda farklı moment değerleri arasında geçiş yaparak akım, moment ve gerilim değişimleri gözlenmiştir (Şekil 4.31). Moment değişimleri için I_q akımı referans değerlerinde değişiklik yapılmıştır. 2000 devir/dk ve dört adet mekaniksel periyot alınmıştır. 120 ms'lik toplam zaman diliminin ilk 50 ms'lik süresinde $I_q=3$ A, 51-80 ms sürelerinde $I_q=1$ A ve 81-120 ms süreleri arasında ise $I_q=5.7$ A uygulanmıştır. Burada motorun başlangıçta akım ve moment değerlerinin oturmasının zaman aldığı görülmektedir. Düşük momentte düşük akım, yüksek momentte ise yüksek akım çekilmektedir. Gerilim seviyesi ise moment referansı ile doğru orantılı olarak değişmektedir.



Şekil 4.31 2000 devir/dk hızında $I_{q1}=3$ A, $I_{q2}=1$ A ve $I_{q3}=5.7$ A referans değerleri için simülasyon sonuçları.

5. TARTIŞMA ve SONUÇ

Bu tezde mıknatısları yüzeye monteli daimi mıknatıslı endüstriyel bir motorun elektriksel ve geometrik bilgileri ölçüm yapılarak elde edilmiştir. Daha sonra bu veriler, sonlu elemanlar tabanlı bir paket yazılımda kullanılarak, ilgili motorun modelleme çalışması yapılmıştır.

Elde edilen model ile dört farklı şekilde simülasyon çalışması yapılarak modelin doğrulanması amacıyla gerçek motor parametre ve sonuçlarıyla karşılaştırma yapılmıştır.

Motor modeli öncelikle sonlu elemanlar tabanlı paket program içerisinde çalıştırılmıştır. Sonra bu model MATLAB eklenti yazılımı yardımıyla MATLAB/Simulink ortamına aktararak harici saf sinüzoidal gerilimlerle beslenerek simüle edilmiştir. Üçüncü olarak da saf sinüs gerilimler yerine uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile anahtarlanan üç fazlı inverter ile beslenerek simüle edilmiştir.

DC link bara gerilimi olarak 324 V değeri alınmıştır. Bu değer sürücü ara yüz yazılımı ile ölçülmüştür. Simülasyon sonuçlarının motor nominal momentiyle uyumlu çıkması için, motor besleme gerilimi fazlar arası değeri 188 V AC frekansı ise 166.67 Hz olarak alınmıştır. Bu sayede 7.16 Nm'lik nominal moment değeri yakalanmıştır. İlk üç simülasyon çalışmasında elde edilen sonuçların motor kapasitesi ve etiket değerleriyle uyumluluğu gösterilmeye çalışılmıştır. Ancak motor gerçekte vektör kontrollü sürücü ile çalıştırılmaktadır. Yani modüle edilmiş (genlik ve frekansı ayarlanmış) olan gerilimle beslenmektedir. Bu nedenle yukarıdaki ilk üç simülasyonda besleme geriliminin frekansı motor hızı ve kutup sayısına göre ayarlanmıştır.

Pratikte daimi mıknatıslı motorlar sürücü ve rotor konum bilgisini veren bir ilave donanım/yazılım olmadan çalıştırılmazlar. Sürücü rotor konum bilgisini geri besleme olarak alır ve ayarlanan referans d- ve q- bileşen akımlarına ulaşmak için genliği ve frekansı ayarlanmış gerekli besleme gerilimini üretmek üzere inverteri kontrol eder. Yani üretilen gerilimin genliği ve frekansı sabit değildir. Hız, referans akım bilgisine göre değişir. Sonuç olarak motor modifiye bir gerilimle beslenir. Bu nedenle motor ve sürücü üzerinde yazılan gerilim değerleri motorun beslenmesi gereken değeri değil, motor ve

sürücüyü eşleştirmek üzere kullanılmaktadır.

Motorun gerçekte çalıştığı sürücü ile birlikte simüle edilmesi amacıyla alan yönlendirmeli kontrol olarak ta bilinen vektör kontrol yöntemiyle istenen moment referansına göre gerilimin modüle edildiği dördüncü bir simülasyon çalışması daha yapılmıştır.

Bu simülasyonda uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniğini kullanan inverter sürücü devre ile motor modeli sürülerek endüstriyel motorun plaka değerleri ile karşılaştırılmıştır. Aynı DC bara gerilim değeri ile motor plaka değerinde gösterilen 7.16 Nm'lik moment elde edilirken çekilen akım plaka değerinde 8.3 A rms iken simülasyonda 4.5 A rms olmaktadır. Akımın düşük olması motordaki kayıpların modellemeye dahil edilmemiş olması yanında mıknatıs malzemesinin birebir aynı seçilememesi ve stator sargı bağlantılarındaki paralel kol sayısının farklı olması olabilir. Burada motor hızı arttıkça modifiye gerilimin genliği ve frekansı da artmaktadır. Yani istenen moment değerini sağlamak için gerilim modifiye edilmektedir. Akımın ise yüklenme ile genliği, hız ile frekansı doğru orantılı olarak değişmektedir. Vektör kontrolü ile motor aynı momenti üretebilmesi için, daha yüksek gerilim ancak çok daha düşük akım çekerek sağlamaktadır. Bu da motor için oldukça avantajlıdır.

Yapılan vektör kontrol simülasyonu ile motor modelinin kontrol çalışmalarında kullanılabilme kabiliyeti de gösterilmiş olmaktadır.

Elde edilen modelin pratik çalışma uyumluluğunu kontrol etmek adına ilave simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Boşta çok az akım çeken motor miline elle kuvvet uygulanarak artan momente karşılık gelen akım değerleri ölçülmüştür. Bu şekilde farklı işletme koşulları kullanılarak sürücü ara yüz yazılımından elde edilen motor moment ve akım değerleri, simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Buna göre deneysel olarak %47 moment değeri olan 3.5 Nm için 3.6 A çeken motor simülasyonda verilen bu akıma karşılık 4.6 Nm moment üretmektedir.

Ayrıca gerçek motoru çalıştırmada kullanılan sürücü kontrol algoritması ile simülasyon çalışmasındaki kontrol arasında da fark olup olmadığı bilinmemektedir. MATLAB

ortamında tasarlanan vektör kontrol modelinin aynen pratikte de uygulanabilmesi için bir mikroişlemci tabanlı bir kart üzerine aktarılması gerekmektedir. Gelecek çalışma fikri olarak MATLAB ile uyumlu kartlar kullanılarak bu aktarımın gerçekleştirilmesi ile gerçekçi bir motor modeliyle tasarlanan kontrol uygulamalarının pratiğe aktarılması sağlanabilecektir. Ayrıca deneysel ve simülasyon sonuçlarının daha yakın çıkması için modellemeye motor kayıplarının dahil edilmesi, mıknatısların ölçümünün yapılarak daha gerçekçi modellenmesi gerekmektedir. Stator sargılarında ise farklı bağlantı şekilleri uygulanarak akım ve moment üretimindeki farklar gözlenmelidir.

Motor tasarımı açısından büyük öneme sahip sonlu elemanlar tabanlı programların kullanılma becerisi bu tip çalışmalar yardımıyla artacaktır.

Özellikle yüksek hızlarda motor sargılarında endüklenen gerilim değeri inverter DC link geriliminden daha yüksek olduğunda yazılım hata vermektedir. Bu nedenle uygulanan DC link geriliminin değeri önemlidir. Bu elektro motor kuvvet etkisini azaltmak amacıyla ayrıca negatif I_d referansı kullanılarak alan zayıflatma uygulanmıştır. Bunun için de I_{dref} değeri -3 A olarak alınmıştır.

6. KAYNAKLAR

- Arellano-Padilla, J., Gerada, C., Asher, G. and Sumner, M. (2010). Inductance characteristics of PMSMs and their impact on saliency-based sensorless control. 14th Int Motion Control Conf. (EPE/PEMC), pp. 1–9.
- Boughrara, K., Chikouche, B.L., Ibtouen, R., Zarko, D. and Touhami, O. (2009). Analytical model of slotted air-gap surface mounted permanent-magnet synchronous motor with magnet bars magnetized in the shifting direction. *IEEE Trans. Magn.*, **45**:747–758.
- Caner, M. and Gerada, C. (2017). Injection Based Sensorless Performance Optimization of Surface Mounted Permanent Magnet Motor using Particle Swarm, Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2017 IEEE Workshop on, 20-21 April 2017, Nottingham, UK.
- Caner, M., Gerada, C. and Asher, G. (2011). Permanent Magnet Motor Design Optimisation for Sensorless Control, International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference, 670-675.
- Caner, M., Gerada, C. and Asher, G. (2015). Permanent magnet machine design trade-offs to achieve sensorless control at high load. *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, **34**: 324–343.
- Carpiuc, S.-C. and Lazar, C. (2017). Modeling of synchronous electric machines for real-time simulation and automotive applications. *J. Franklin Inst.*, **354**: 6258–6281.
- Chen, X., Hu, J., Chen, K. and Peng, Z. (2016). Modeling of electromagnetic torque considering saturation and magnetic field harmonics in permanent magnet synchronous motor for HEV. *Simul. Model. Pract. Theory*, **66**: 212–225.
- Cirrincione, M., Pucci, M., Serporta, C. and Miraoui, A. (2008). Rotor slotting effects in induction motors: Space-vector modellization, finite element analysis and experiments. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 1361–1367.
- Fitouri, M., Bensalem, Y. and Abdelkrim, M.N. (2016). Modeling and detection of the short-circuit fault in PMSM using Finite Element Analysis. *IFAC-PapersOnLine*, **49**: 1418–1423.

- Guo, Y., Zhu, J., Chen, J., Su, S., Lu, H. and Jin, J. (2008). Performance Analysis of a Claw Pole PM Motor Using Improved FEA-Based Phase Variable Model. Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities, 14-17 Dec., Sydney, NSW, Australia.
- Kolahdooz, A. and Shakeri, M. (2010). A New BLDC Motor for Propulsion Application. *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, **5**: 1872–1879.
- Kreuawan, S., Gillon, F. and Brochet, P. (2007). Comparative study of design approach for electric machine in traction application. *Int. Rev. Electr. Eng.*, **3**: 455–466.
- Lee, S.-T. and Hur, J. (2017). Simplified equivalent model of PMSM for analyzing influence of inter-turn fault on motor characteristics. In 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp. 1–6, 21-24 May, Miami, FL, USA.
- Lee, S.T. and Tolbert, L.M. (2009). Analytical Method of Torque Calculation for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines. Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009. IEEE, 20-24 Sept., San Jose, CA, USA.
- Li, H. and Chen, Z. (2009). Design optimization and site matching of direct-drive permanent magnet wind power generator systems. *Renew. Energy*, **34**: 1175–1184.
- Lin, S., Wu, T.X., Zhou, L., Moslehy, F., Kapat, J. and Chow, L. (2008). Modeling and Design of Super High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). IEEE National Aerospace and Electronics Conference, pp. 41–44, 16-18 July, Dayton, OH, USA.
- Mendaci, S., Mekideche, M.R. and Allag, H. (2011). Analytical Model of Radial Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Dedicated to Optimal Design. *International Review on Modelling & Simulations*, **4**: 1542–1550.
- Mirtalaei, S.M.M., Abdi, B., Shaloudegi, K. and Ghasemi, R. (2012). Design and Optimization of BLDC Generator for Wind Turbine Applications. *International Review on Modelling & Simulations*, **5**: 899–905.
- Nekoubin, A. (2011). Performance Analysis of a Disc Type BLDC Motor for Electric Vehicles. *Int. Rev. Electr. Eng.*, **6**: 752–759.

- Sun, X.D., Luo, S., Chen, L., Yang, Z.B., Chen, J.F., Zhu, J.G. and Guo, Y.G. (2015). Modeling and Finite Element Analysis of Suspension Force for a Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor. *Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*, 2015 IEEE International Conference on, pp. 535–536, 20-23 Nov., Shanghai, China.
- Tanabe, R. and Akatsu, K. (2015). Advanced torque control of permanent magnet synchronous motor using finite element analysis based motor model with a real-time simulator. In *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 004430–004435, 9-12 Nov., Yokohama, Japan.
- Tanabe, R. and Akatsu, K. (2015). Direct torque control of permanent magnet synchronous motor using real-time simulator with FEA based motor model. *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pp. 1–8, 8-10 Sept., Geneva, Switzerland.
- Garcia, M.T.P. and Luyo, J.E. (2016). Modeling of Induction Motor Including the Saturation Effect Using the Finite Element Method. *ANDESCON*, 19-21 Oct. IEEE Conference, Arequipa, Peru.
- Usui, M., Nakao, N. and Akatsu, K. (2013). Motor control methods with a behavior model based on FEA results. In *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 445–450, 22-25 April, Kitakyushu, Japan.
- Vaseghi, B., Nahid-mobarakh, B., Takorabet, N. and Meibody-Tabar, F. (2011). Inductance Identification and Study of PM Motor with Winding Turn Short Circuit Fault. *IEEE Transactions on Magnetics*, **47**: 978–981.
- Vidrih, M. and Miljavec, D. (2016). Three-Dimensional Finite Element Modeling and Analysis of Spherical Induction Motor. *Mechatronics - Mechatronika (ME)*, 2016 IEEE 17th International Conference on, 7-9 Dec., Prague, Czech Republic.
- Weidenholzer, G., Silber, S., Jungmayr, G., Bramerdorfer, G., Grabner, H. and Amrhein W. (2013). A flux-based PMSM motor model using RBF interpolation for time-stepping simulations. *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, IEEE International, pp. 1418–1423, 12-15 May, Chicago, IL, USA.

İnternet Kaynakları

- 1) <http://www.infolytica.com/>, 26.12.2017
- 2) <http://www.deltaww.com/>, 20.01.2017



ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Süleyman YALVAÇ
Doğum Yeri ve Tarihi : Malatya / 21.05.1983
Yabancı Dili : İngilizce
İletişim (Telefon/e-posta) : 0506 692 86 44 / suleymanyalvac@aku.edu.tr

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Hacı Ahmet Akıncı Lisesi, (1996-2000)
Lisans : İnönü Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, (2002-2006)
Yüksek Lisans : Afyon Kocatepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, (2015-2018)

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl : Erel - Doğu Elek. Elektr. Müh. Mak. San. Tic. Ltd. Şti. (2006-2007)
Türk Telekomünikasyon A.Ş. Malatya İl Müdürlüğü (2008-2013)
Türk Telekomünikasyon A.Ş. Kayseri Bölge Müdürlüğü (2013-2014)
Afyon Kocatepe Üniversitesi Çay Meslek Yüksekokulu (2014- Devam ediyor.)

Yayınları (SCI ve diğer) : M. Caner, S. Yalvac, Modelling and Control Study of Surface Mounted Permanent Magnet Motor, IATS'17 8th International Advanced Technologies Symposium, 19-22 Oct. 2017, Elazığ-Turkey

EKLER

EK 1. MATLAB Kodları

```
function [ Valpha, Vbeta, teta] = clarke(Va,Vb,Vc)
Valpha=Va-Vb/2-Vc/2;
Vbeta=sqrt(3)/2*(Vb-Vc);
teta=atan2(Vbeta,Valpha);
```

```
function Vr= Genlik(Valpha,Vbeta)
Vr=sqrt(Valpha^2+Vbeta^2);
```

```
function n= sector(teta)
n=0;
if teta>0 & teta<=pi/3
    n=1;
end;
if teta>pi/3 & teta<=2*pi/3
    n=2;
end;
if teta>2*pi/3 & teta<=pi
    n=3;
end;
if teta<=-2*pi/3 & teta>-pi
    n=4;
end;
if teta<=-pi/3 & teta>-2*pi/3
    n=5;
end;
if teta<=0 & teta>-pi/3
    n=6;
end;
```

```
function Phi= fi(teta,n)
Phi=0;
if n==1
Phi=teta;
end
if n==2
Phi=teta-pi/3;
end
if n==3
Phi=teta-2*pi/3;
end
if n==6
Phi=teta+pi/3;
end
if n==5
Phi=teta+2*pi/3;
end
if n==4
Phi=teta+pi;
End
```

```
function [T0,T1,T2]= times(Vr,phi,Vdc,T)
a=Vr/Vdc;
T1=T*a*sin(pi/3-phi)/sin(pi/3);
```

EK 1. (Devam) MATLAB Kodları

```
T2=T*a*sin(phi)/sin(pi/3);
T0=T-T1-T2;
function [S1,S3,S5]= duty(T0,T1,T2,n)
S1=0;S3=0;S5=0;
if n==1
    S1=T1+T2+T0/2;
    S3=T2+T0/2;
    S5=T0/2;
end
if n==2
    S1=T1+T0/2;
    S3=T1+T2+T0/2;
    S5=T0/2;
end
if n==3
    S1=T0/2;
    S3=T1+T2+T0/2;
    S5=T2+T0/2;
end
if n==4
    S5=T1+T2+T0/2;
    S3=T1+T0/2;
    S1=T0/2;
end
if n==5
    S5=T1+T2+T0/2;
    S1=T2+T0/2;
    S3=T0/2;
end
if n==6
    S1=T1+T2+T0/2;
    S5=T1+T0/2;
    S3=T0/2;
end
```