

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ,
KONTROLÜ ve SİMÜLASYONU**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Tolga YİĞİT**

**Anabilim Dalı : Kontrol ve Otomasyon
Mühendisliği**

**Programı : Kontrol ve Otomasyon
Mühendisliği Programı**

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN

Haziran 2011

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ,
KONTROLÜ ve SİMÜLASYONU**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Tolga YİĞİT
(504081143)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 06.05.2011

Tezin Savunulduğu Tarih : 06.06.2011

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN (İTÜ)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Serhat ŞEKER (İTÜ)

Y. Doç. Dr. Ali Fuat ERGENÇ (İTÜ)

Haziran 2011

Anneme, müstakbel eşime ve tüm sevdiklerime,

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tezi boyunca bilgi ve deneyimleri ile bana her konuda destek olan değerli tez danışmanım Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca bu bitirme projesi süresince desteğini ve dualarını eksik etmeyen, bütün hayatım boyunca bana destek olan aileme en içten dileklerle teşekkür ederim. Ali GÜVEN dostuma katkılarından dolayı minnettarım.

Haziran 2011

Tolga YİĞİT
Kontrol Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xiii
SUMMARY	xv
1. GİRİŞ	1
2. ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN YAPISI	3
2.1 Amaç	3
2.2 Güç Katı	3
2.3 Cer Motoru	4
2.4 Kontrol Ünitesi	4
3. ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ ve KONTROLÜ	5
3.1 Amaç	5
3.2 Elektrikli Cer Sürücü Sistemlerinin Modellenmesi	5
3.2.1 Cer sistemlerinde kullanılan motorlar	5
3.2.1.1 Asenkron motor.....	6
3.2.1.2 Motor dinamik denklemleri ve eşdeğer devresi	10
3.2.2 Motor güç katının modellenmesi	15
3.3 Elektrikli Cer Sürücü Sistemlerinin Kontrolü	15
3.3.1 Asenkron motor kontrol yöntemleri.....	15
3.3.2 Asenkron motor vektör kontrolü	15
3.3.2.1 Akım çevrimi.....	19
3.3.2.2 Hız çevrimi.....	21
3.3.2.3 Tramvaya dair yük modeli ve direnç kuvvetleri.....	22
4.ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN SİMÜLASYONU.....	25
4.1 Amaç	25
4.2 Elektrikli Cer Sürücü Sisteminin SIMULINK Modeli	25
4.3 Simülasyon Sonuçları.....	29
5. SONUÇLARIN TARTIŞILMASI	45
KAYNAKLAR	47
ÖZGEÇMİŞ.....	49

KISALTMALAR

DSP	: Digital signal processor
ASIC	: Application specific integrated circuit
FPGA	: Field programmable gate array
w_{sl}	: Motor kayma hızı
w_r	: Motor hızı
w_{syn}	: Motor senkron hızı
λ_s	: Stator akısı
λ_r	: Rotor akısı
L_s	: Stator endüktansı
L_r	: Rotor endüktansı
i_s	: Stator akımı
i_r	: Rotor akımı
L_m	: Ortak endüktans
v_s	: Stator gerilimi
v_r	: Rotor gerilimi
t	: Zaman
w	: Açısal hız
p	: Kutup sayısı
T_{em}	: Motor elektromanyetik torku
τ_e	: Evirici transfer fonksiyonu zaman sabiti
θ_{syn}	: Motor senkron açısı
σ	: Kayıp katsayısı
K_t	: Tork sabiti
w_{mek}	: Motor mekanik hızı
PI	: Proportional integral
K_{ph}	: Hız çevrimi kontrolörü oransal kazancı
K_{ih}	: Hız çevrimi kontrolörü integral kazancı
K_{pa}	: Akım çevrimi kontrolörü oransal kazancı
K_{ia}	: Akım çevrimi kontrolörü integral kazancı
B_m	: Motor sürtünme katsayısı
J_m	: Motor eylemsizlik katsayısı
G_{de}	: Akı çevrimi motor elektriksel transfer fonksiyonu
G_{qe}	: Hız çevrimi motor elektriksel transfer fonksiyonu
G_{ak}	: Akım kontrolörü transfer fonksiyonu
$G_{akç}$	: Akım çevrimi kapalı çevrim transfer fonksiyonu
G_{mek}	: Hız çevrimi motor mekaniksel transfer fonksiyonu
G_{hk}	: Hız kontrolörü transfer fonksiyonu
G_s	: Tork çevrimi tüm sistem açık çevrim transfer fonksiyonu
$G_{skç}$	: Tork çevrimi tüm sistem kapalı çevrim transfer fonksiyonu
m	: Tramvay toplam kütlesi
A	: Tramvay ön yüzey alanı
R	: Kurp yarıçapı
n	: Dingil sayısı
v	: Motor hızı

L	: Tramvay uzunluğu
p_t	: İntegral kazancı
J_{teker}	: Tramvay tekerleğinin eylemsizlik momenti
m_{teker}	: Tramvay tekerleğinin toplam kütlesi
R_t	: Tekerlerk yarıçapı
ü	: Dişli çevirme oranı
η	: Dişli verimi
J_{eş}	: Motor eş değeri eylemsizlik momenti
J_{eşb}	: Boş tramvay motor eş değeri eylemsizlik momenti
J_{eşd}	: Dolu tramvay motor eş değeri eylemsizlik momenti
v_n	: Motor nominal hızı
I_n	: Motor nominal akımı
V_{pp}	: Motor faz arası gerilimi

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 3.1	: 3 fazlı 2 kutuplu asenkron motorda sargı dağılımı.....	6
Şekil 3.2	: 3 fazlı 2 kutuplu asenkron motorda fazların durumuna göre oluşan manyetik alan	7
Şekil 3.3	: 3 fazlı 4 kutuplu asenkron motorda fazların durumuna göre oluşan manyetik alan	7
Şekil 3.4	: Asenkron motor hız-tork eğrisi.	8
Şekil 3.5	: 3 fazlı asenkron motorun faz akımlarının vektörel olarak temsili	9
Şekil 3.6	: 3 fazlı asenkron motorun faz akım vektörlerinin bileşke vektörle temsili	9
Şekil 3.7	: 3 fazlı asenkron motorun faz vektörlerinin 2 vektör ile temsili	10
Şekil 3.8	: Asenkron motor uzay vektör modeli eş değer devresi (keyfi referans eksenini için).	11
Şekil 3.9	: Referans eksenin w_{syn} hızı ile dönmesi durumunda asenkron motor eş değer devresi.....	12
Şekil 3.10	: Referans eksenin sabit durması durumunda asenkron motor eş değer devresi	12
Şekil 3.11	: d-q eksen takımı	13
Şekil 3.12	: d-q eksen takımına ait eş değer devre şeması.....	14
Şekil 3.13	: Rotor akı oryantasyonunda eş değer devre.....	17
Şekil 3.14	: d-q eksen takımında akı ve stator akımı vektörlerinin gösterimi	17
Şekil 3.15	: Rotor akı oryantasyonunda d eksenini indirgenmiş eş değer devre	18
Şekil 3.16	: Rotor akı açısını elde edecek hesaplayıcı modeli.....	19
Şekil 3.17	: Dolaylı vektör kontrol şeması	19
Şekil 3.18	: Akım çevrimine dair blok şeması.....	20
Şekil 3.19	: Hız çevrimine dair blok şeması	21
Şekil 4.1	: Uzak sıfır durumu için köklerin yer eğrisi.	26
Şekil 4.2	: Yakın sıfır durumu için köklerin yer eğrisi.	27
Şekil 4.3	: Köklerin yer eğrisinin ve kapalı çevrim kutuplarının son hali.....	27
Şekil 4.4	: İvme referansı.....	28
Şekil 4.5	: Tramvayın simülasyonda izlediği yolun temsili.....	29
Şekil 4.6	: Oluşturulan SIMULINK modeli.	29
Şekil 4.7	: Dolu tramvayın alınan yol-zaman grafiği.	30
Şekil 4.8	: Boş tramvayın alınan yol-zaman grafiği.	30
Şekil 4.9	: Dolu tramvayın hız-zaman grafiği.	31
Şekil 4.10	: Boş tramvayın hız-zaman grafiği	31
Şekil 4.11	: Dolu tramvayın ivme-zaman grafiği.	32
Şekil 4.12	: Boş tramvayın ivme-zaman grafiği.	32
Şekil 4.13	: Dolu tramvayın ivme değişimi(jerk)-zaman grafiği.....	33
Şekil 4.14	: Boş tramvayın ivme değişimi(jerk)-zaman grafiği.	33
Şekil 4.15	: Dolu durum I_{sq} akım çevriminin kontrolör işareti.....	34
Şekil 4.16	: Boş durum I_{sq} akım çevriminin kontrolör işareti.....	34
Şekil 4.17	: Dolu durum I_{sd} akım çevriminin kontrolör işareti.....	35
Şekil 4.18	: Boş durum I_{sd} akım çevriminin kontrolör işareti.....	35

Şekil 4.19 : Dolu durum hız çevriminin kontrolör işareti.....	36
Şekil 4.20 : Boş durum hız çevriminin kontrolör işareti.....	36
Şekil 4.21 : Dolu durum PWM oluşturan 3 faz gerilim referansına dair grafik.	37
Şekil 4.22 : Boş durum PWM oluşturan 3 faz gerilim referansına dair grafik.	37
Şekil 4.23 : Dolu durum PWM oluşturan referans grafiğinin yakınlaştırılmış hali...	38
Şekil 4.24 : Boş durum PWM oluşturan referansa grafiğinin yakınlaştırılmış hali...	38
Şekil 4.25 : Dolu durum akı referansının ve hesaplanan akı değerinin grafiği.	39
Şekil 4.26 : Boş durum akı referansının ve hesaplanan akı değerinin grafiği.	39
Şekil 4.27 : Dolu durum motordan doğrudan alınan akı bilgisinin grafiği.....	40
Şekil 4.28 : Boş durum motordan doğrudan alınan akı bilgisinin grafiği.....	40
Şekil 4.29 : Dolu durum motor stator akımlarına dair grafik.	41
Şekil 4.30 : Boş durum motor stator akımlarına dair grafik.	41
Şekil 4.31 : Dolu durum motor stator akımları grafiğinin yakınlaştırılmış hali....	42
Şekil 4.32 : Boş durum motor stator akımları grafiğinin yakınlaştırılmış hali.	42
Şekil 4.33 : Dolu durumda oluşan elektromanyetik torka dair grafik.	43
Şekil 4.34 : Boş durumda oluşan elektromanyetik torka dair grafik.	43
Şekil 4.35 : Dolu durum toplam direnç kuvvetlerine dair grafik.....	44
Şekil 4.36 : Boş durum toplam direnç kuvvetlerine dair grafik.....	44

ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ, KONTROLÜ ve SİMÜLASYONU

ÖZET

Elektrikli cer sürücü sistemleri araçlara iletilen ya da araçlarda oluşturulan elektrik enerjisini hareket enerjisine çevirerek araçların hareketini sağlayan sistemdir. Elektrikli sürücü sistemleri genel olarak giriş referansına göre hız ve tork gibi yük parametrelerini gerektiği şekilde kontrol eden sistemlerdir.

Elektrikli cer sistemlerinde de bu işlem aracın güç gereksinimini, hareket kabiliyetini, kontrol edilebilirliğini ve benzeri kıstasları göz önünde bulundurarak buna uygun güç katı, motor ve kontrol ünitesi seçimi ile gerçekleştirilir. Güç katı, kaynaktan aldığı gücü, kontrol ünitesinin göndermiş olduğu sinyallere göre, elektrikli cer sürücü sisteminin motorunun girişine uygun olacak şekilde aktarmakla görevlidir. Cer motoru, cer sürücü sisteminin amacı olan elektrik enerjisinin hareket enerjisine dönüştürülmesini sağlayan kısımdır. Elektrikli cer sürücü sistemlerinin kontrolünden sorumlu olan kontrol ünitesi, sensörler ile elde ettiği hız ve akım gibi bilgilerin değerlerini referans değerleri ile karşılaştırarak gerekli sinyalleri güç katına aktarır.

Elektrikli cer sürücü sistemlerin istenildiği gibi çalışması için gerekli kontrol algoritmasının gerçekleştirilmesi için öncelikle sistemin modellenmesi gerekir. Elektrikli cer sürücü sisteminin modellenmesinde temel unsur motor denklemleridir. Modern elektrikli cer sürücü sistemlerinde çoğunlukla asenkron motor tercih edilmektedir. Genel olarak asenkron motorun dinamik denklemlerini çıkarırken faydalanan iki model vardır. Biri uzay vektörü modeli diğeri ise d-q eksen takımı dönüşümü modelidir. d-q eksen takımı dönüşümü uzay vektör modelinin ilerletilmiş bir halidir. d-q eksen takımı modelinde kompleks sayılar ya da değişkenler kullanmaya gerek kalmamaktadır.

DC motor sürücü sistemleri çok iyi dinamik performans göstermektedirler. Bu performansı sağlamalarının temel nedeni stator manyetik alanını ve motorun elektromanyetik torkunu ayrı ayrı kontrol edilebilmesidir. Asenkron motor vektör

kontrolünün temel mantığı da stator akımının tork ve akıyı oluşturan iki ayrı elemanla ifade edilerek ayrı ayrı kontrolün sağlanmasıdır. Vektör kontrolü algoritmasında, akı sabit tutulmak üzere tork kendisine ait olan akım elemanı ile kontrol edilmektedir.

Tezin son bölümünde elektrikli araç sürücü sistemlerinin SIMULINK ortamında simülasyonu yapılarak tez boyunca verilen modelleme ve kontrol bilgilerinin tutarlılığı gösterilmiştir.

MODELLING, CONTROLLING and SIMULATION of ELECTRICAL TRACTION DRIVE SYSTEMS

SUMMARY

Electrical traction drive systems convert energy that is transmitted to vehicles or generated in vehicles, to motion that allows the movement of electrical vehicles. Electric traction drive systems control the systems according to the input reference such as speed and torque of load.

In a electric traction drive system, power stage, motor and control unit is chosen by criteria such as power requirement, ability to move, being controllable. Power stage, according to the signals from the control unit, brings source power to the motor in a appropriate way. Traction engine is the part that is responsible of conversion of electrical energy to the energy of motion. Control unit that is responsible for controlling the electric traction drive systems, gives signals to power stage by comparing reference values and data that comes from current and speed sensors.

A model of the electric traction system is required to control the system. In modelling electric traction system, fundamental element is motor equations. Induction motor is generally preferred in modern electric traction systems. In general, there are two models are utilized while the induction motor dynamic equations is obtained. One of them is space vector model and the other is d-q transformation model. d-q transformation model is a extended type of space vector model. In d-q transformation model, there is no need to use complex numbers or variables.

DC motor drive systems show very good dynamic performance. The main reason for the dc motor's good performance is flexibility of controlling stator current and electromagnetic torque separately. In induction machine vector control algorithm, it is aimed to separate stator current to two element that one of them is responsible for torque control and the other one is responsible for flux control. In vector control, while flux is kept constant, torque is controlled by its stator current element.

In the last part of the thesis, there is a simulation of electric traction drive system on SIMULINK simulation environment to justify model and control algorithm.

1. GİRİŞ

Günümüzde elektrik vazgeçilmezler arasındadır. Hayatımızın neredeyse her noktasında bulunan elektrik, ulaşımın da vazgeçilmezlerinden biri olmuştur. Demiryolu taşımacılığında sonra yavaş yavaş arabalarda da yerini almasıyla elektrikli cer sistemleri günümüzde çok daha fazla gündem olmuştur. Elektrikli cer sürücü sistemleri araçlara iletilen ya da araçlarda oluşturulan elektrik enerjisini hareket enerjisine çevirerek araçların hareketini sağlayan sistemdir.

Elektrikli cer sistemlerinin ilk başarılı uygulaması Werner von Siemens tarafından 1879 yılında Berlin’de yapılmıştır. İlklerden biri de 1895’te Baltimore-Ohio arasında bir tünelde duman ve gürültü problemlerinden kurtulmak için rayların bir kısmı elektrikleştirilerek gerçekleştirilmiştir. Tüm hat için elektrikli cer sistemlerini kullanan ilk ülkelerden birisi 1902’de bunu gerçekleştiren İtalya’dır. 1. Dünya Savaşı’ndan sonra İsveç, İsviçre, Norveç, Almanya ve Avusturya gibi ülkeler tarafından elektrikli cer sistemlerine dair geniş çaplı projeleri gündeme alınmıştır. 20. Yüzyıl’ın 2. Yarısında elektrikli cer sistemleri şehir içi taşımacılığında da hızla artmıştır. 1990 yılı itibariyle bazı ülkelerdeki elektrikli cer sistemlerinin kullanıldığı rayların uzunluğunun tüm raylı ulaşım ağının uzunluğuna oranı İsviçre (%99,6), Hollanda (%69), Belçika (%62), İsveç (%62), Norveç (%60), İtalya (%59), Avusturya (%57), Japonya (%56), Fransa (%37) ve İngiltere (%30) gibidir.

1960’lı yıllardan bu yana elektrikli cer sistemlerinde büyük ilerlemeler genelde elektronik alanında olmuştur. Tristör yarıiletkenin geliştirilmesi ile motor besleyen akımın kontrolü sağlanabilir hale gelmiştir. 3fazlı alternatif akım motorlarının kullanılabilir hale gelmesi 1980’lerde gerçekleşmiştir. Bu yıllarda ayrıca mikroişlemci teknolojisinin de gelişmesi elektrikli cer sistemlerin ilerlemesine büyük katkıda bulunmuştur. 1990’ların ilk yıllarında 3 fazlı alternatif akım kullanan cer sürücü sistemleri Japonya ve Avrupa tarafından çok yüksek hızlı trenlere uygulanmıştır. Günümüzün modern elektrikli cer sürücü sistemlerinde genel olarak asenkron motor kullanılmaktadır. Bu motorları sürmek için de IGBT yarıiletkenli eviriciler kullanılmaktadır.

Bu tezde elektrikli cer sürücü sistemlerinin modellenmesi, kontrolü ve simülasyonu hakkında bilgi verilecektir. Özellikle bu sistemlerde kullanılan asenkron motorun vektör kontrolü üzerinde durulacaktır.

2. ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN YAPISI

2.1 Amaç

Elektrikli sürücü sistemleri genel olarak giriş referansına göre hız ve tork gibi yük parametrelerini gerektiği şekilde kontrol eden sistemlerdir. Elektrikli cer sistemlerinde de bu işlem aracın güç gereksinimini, hareket kabiliyetini, kontrol edilebilirliğini ve benzeri kıstasları göz önünde bulundurarak buna uygun güç katı, motor ve kontrol ünitesi seçimi ile gerçekleştirilir. Bu bölümde elektrikli cer sistemlerinin bu 3 ana kısmından genel olarak bahsedilecektir. Ayrıca elektrikli cer sürücü sistemleri her ne kadar karayolu araçlarında da kullanılsa da genel olarak ve daha uzun süredir demiryolu araçlarında kullanılmaktadır. Bu göz önünde bulundurularak ileri ki kısımlarda demiryolu araçlarındaki elektrikli cer sürücü sistemleri ele alınmıştır.

2.2 Güç Katı

Güç katı, kaynaktan aldığı gücü kontrol ünitesinin göndermiş olduğu sinyallere göre, elektrikli cer sürücü sisteminin motorunun girişine uygun olacak şekilde aktarmakla görevlidir. Güç katı kullanılan motora göre doğal olarak değişiklik gösterecektir ama genel olarak modern elektrikli cer sürücü sistemlerde motor seçiminden dolayı DC-AC çeviriciler yani eviriciler kullanılmaktadır. Güç katındaki çevirici sistemleri oluşturan temel öge, IGBT gibi yarıiletken elemanlardır. Bu yarıiletken anahtarlama elemanları sayesinde güç katındaki istenilen çevirme işlemi gerçekleşmektedir. Elektrik cer sürücü sistemlerindeki gelişimin başlıca etkenlerinden biri, yarıiletken teknolojisinin sınır tanımamasıdır.

2.3 Cer Motoru

Cer motoru, cer sürücü sisteminin amacı olan elektrik enerjisinin hareket enerjisine dönüştürülmesini sağlayan kısımdır. DC ve AC motorların her ikisi de cer motoru olarak kullanılabilir. Günümüzde asenkron motorlar modern sistemlerde kabul gören motor çeşididir.

2.4 Kontrol Ünitesi

Elektrikli cer sürücü sistemlerinin kontrolünden sorumlu olan bu kısım, sensörler ile elde ettiği hız ve akım gibi bilgilerin değerlerini referans değerleri ile karşılaştırarak gerekli sinyalleri güç katına aktarır. Kontrol algoritmasının yürütüldüğü kontrol ünitesi günümüzde mikrokontrolörler, DSP'ler, ASIC ve/veya FPGA gibi işlemcilerle gerçekleştirilmektedir. İşlemci ailelerin büyük gelişmeler kaydetmesi elektrik cer sürücü sistemlerinin hızla gelişmesinin temel nedenlerinden birisidir.

3. ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ ve KONTROLÜ

3.1 Amaç

Bu kısımda elektrikli cer sürücü sistemlerinin modellenmesi ve kontrolü sırasındaki aşamalardan bahsedilecektir. İlk önce sisteme uygulanacak kontrol yöntemine uygun bir model elde edilecektir. Daha sonrasında bu modelden faydalanılarak, ön görülen kontrol algoritmasının nasıl uygulanacağı hakkında bilgi verilecektir.

3.2 Elektrikli Cer Sürücü Sistemlerinin Modellenmesi

Elektrikli cer sürücü sistemlerin istenildiği gibi çalışması için gerekli kontrol algoritmasının gerçekleştirilmesi için öncelikle sistemin modellenmesi gerekir. Elektrikli cer sürücü sisteminin modellenmesinde temel unsur motor denklemleridir.

3.2.1 Cer sistemlerinde kullanılan motorlar

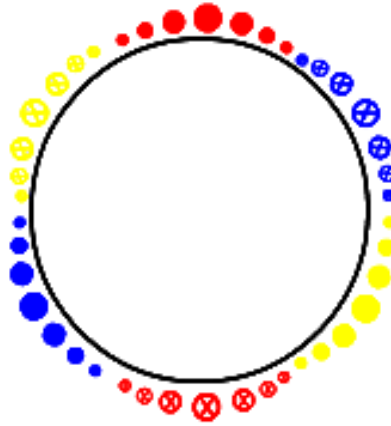
Cer motorları AC ya da DC olabilmektedir. Ama bu iki motor türünün birbirlerinden farklı olan özellikleri mevcuttur. Bu farklı özellikler dolayısıyla AC motorların cer sürücü sistemlerinde DC motorlara göre daha çok kabul görmektedir. AC motorlardan özellikle asenkron motorlar genel olarak kullanılan elektrik cer motorlarıdır.

Asenkron motorlar, rotora elektrik iletimini DC motorlardaki gibi fırça ve kollektörlerle değil, manyetik olarak sağlarlar. DC motorlarda fırça ve kollektörler, dönme ve yüksek akım geçirmelerinden ötürü zamanla yıpranırlar. Bu da bakım maliyetini arttırmaktadır. Asenkron motorlarda bu sistem olmadığı için, kullanım ömrü uzun ve bakım maliyeti düşüktür. Ayrıca asenkron motorlarda aynı boyut ve ağırlıkta daha etkin güç elde edilmektedir. Bununla birlikte ivlenme performansında da asenkron motorlar üstünlük sağlamaktadırlar. Bu bölümde asenkron motora dair

matematiksel denklemler ve devre eş değeri çıkartılarak motor modeli elde edilecektir.

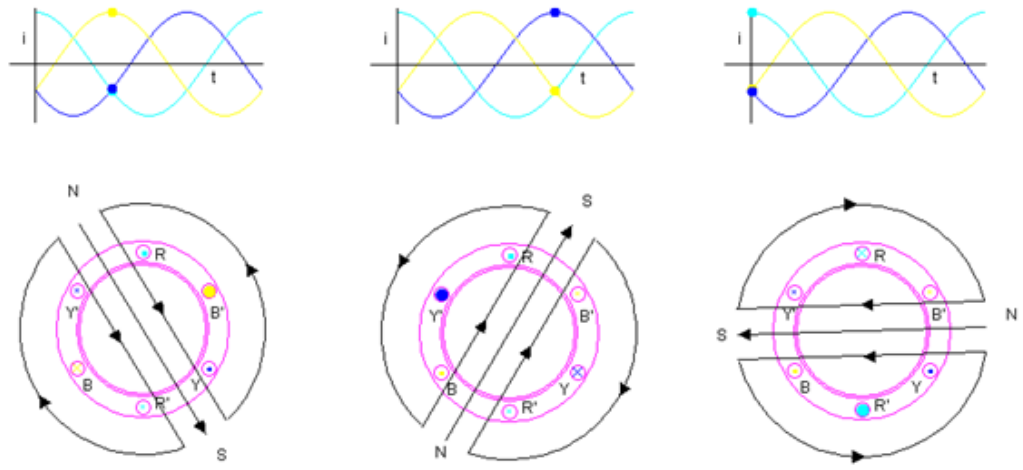
3.2.2.1 Asenkron motor

Asenkron motorlar en genel ifadeyle sabit duran stator ve dönme hareketi yapan rotor olmak üzere iki kısımdan oluşurlar. Rotorlarının bilezikli ya da sincap kafes olmasına göre iki çeşittirler. Rotor, bilezikli ise rotorda sargılar vardır, sincap kafes ise başından ve sonundan bir halka ile birbirlerine bağlı bulunan paralel çubuklar vardır.

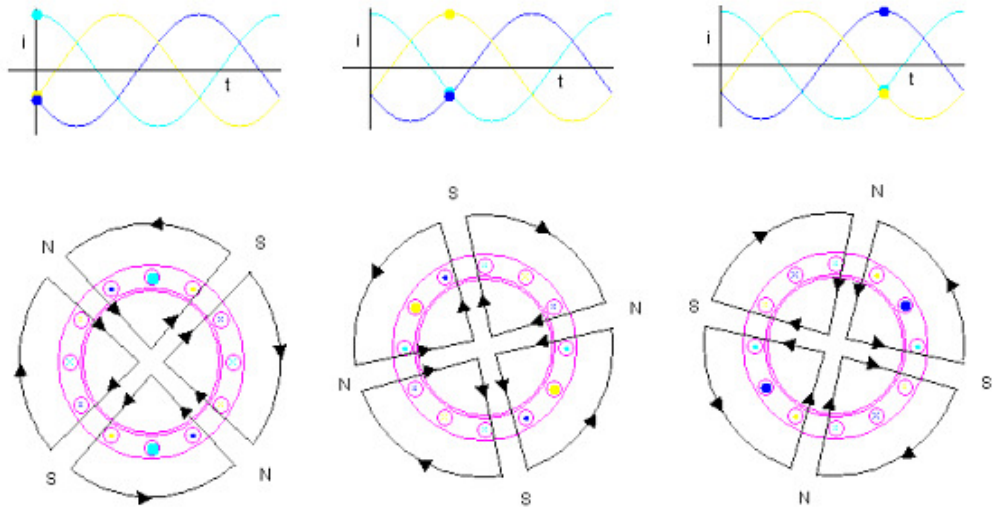


Şekil 3.1 : 3 fazlı 2 kutuplu asenkron motorda sargı dağılımı.

Elektrikli cer sistemlerinde genel olarak 3 fazlı sincap kafes asenkron motor kullanılmaktadır. Asenkron motorun statorunda 3 faz için sargılar vardır. Şekil 3.1’de 2 kutuplu asenkron motorun bu 3 faza dair sargı dağılımları gösterilmektedir. Bu 3 fazın sargıları boşlukta kutup sayısına göre Şekil 3.2 ve Şekil 3.3’deki gibi döner manyetik alan oluşturmaktadır. Bu oluşan manyetik alanlar vektörlerle temsil edilerek analiz edilecektir.



Şekil 3.2 : 3 fazlı 2 kutuplu asenkron motorda fazların durumuna göre oluşan manyetik alan.

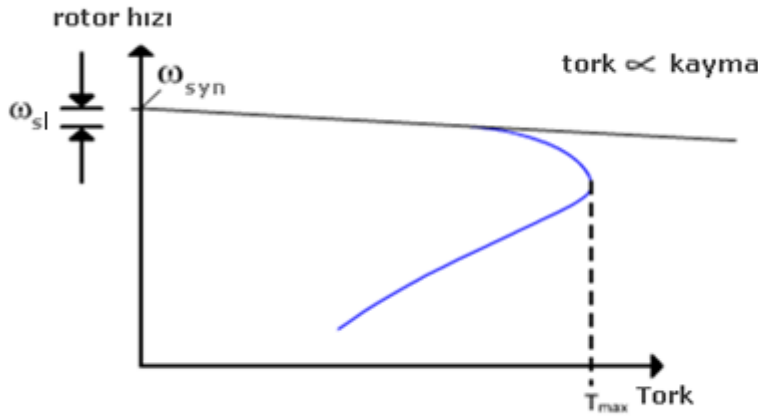


Şekil 3.3 : 3 fazlı 4 kutuplu asenkron motorda fazların durumuna göre oluşan manyetik alan.

Asenkron motorda statorun oluşturduğu döner manyetik alanın rotordaki çubukları kesmesi ile rotorda bir gerilim indüklenir ve rotorda akım dolaşmaya başlar. İletken çubuktan akan bu akım dönme eksenine dik bir kuvvet ve dolayısıyla rotorda tork oluşturur. Rotor döner alandan bir miktar daha yavaş dönmektedir. Bu miktar kayma olarak adlandırılır ve asenkron motora asenkron denmesinin nedenidir. Asenkron motor bu kayma miktarı kadar döner alandan yavaş dönmektedir yani döner alan ile senkron değildir. Zaten motorun döner alan ile senkron olarak dönmesi demek, döner alanın çubukları kesmemesi ve dolayısıyla gerilimin indüklenmemesi demektir.

Asenkron motorda motorun mekanik hızı ile tork arasında ters orantı vardır. Rotor ile döner alan arasındaki kayma miktarı arttıkça, tork döner alanın iletken rotor

çubuklarını daha hızlı kesmesinden dolayı artacaktır. Şekil 3.4'te asenkron motor hız tork ilişkisi yer almaktadır.

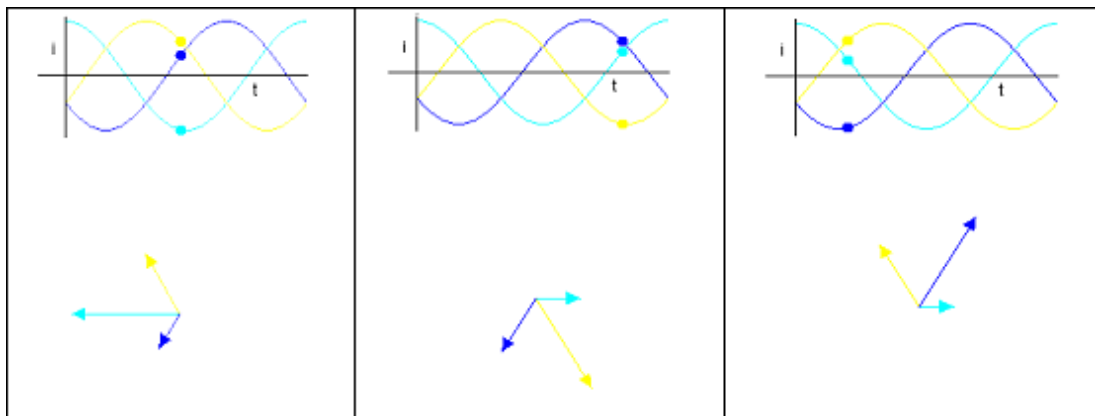


Şekil 3.4 : Asenkron motor hız-tork eğrisi.

Kayma hızı; w_{sl} kayma hızı, w_{syn} döner alan hızı ve w_r de rotor hızı olmak üzere (3.1) ile ifade edilmektedir.

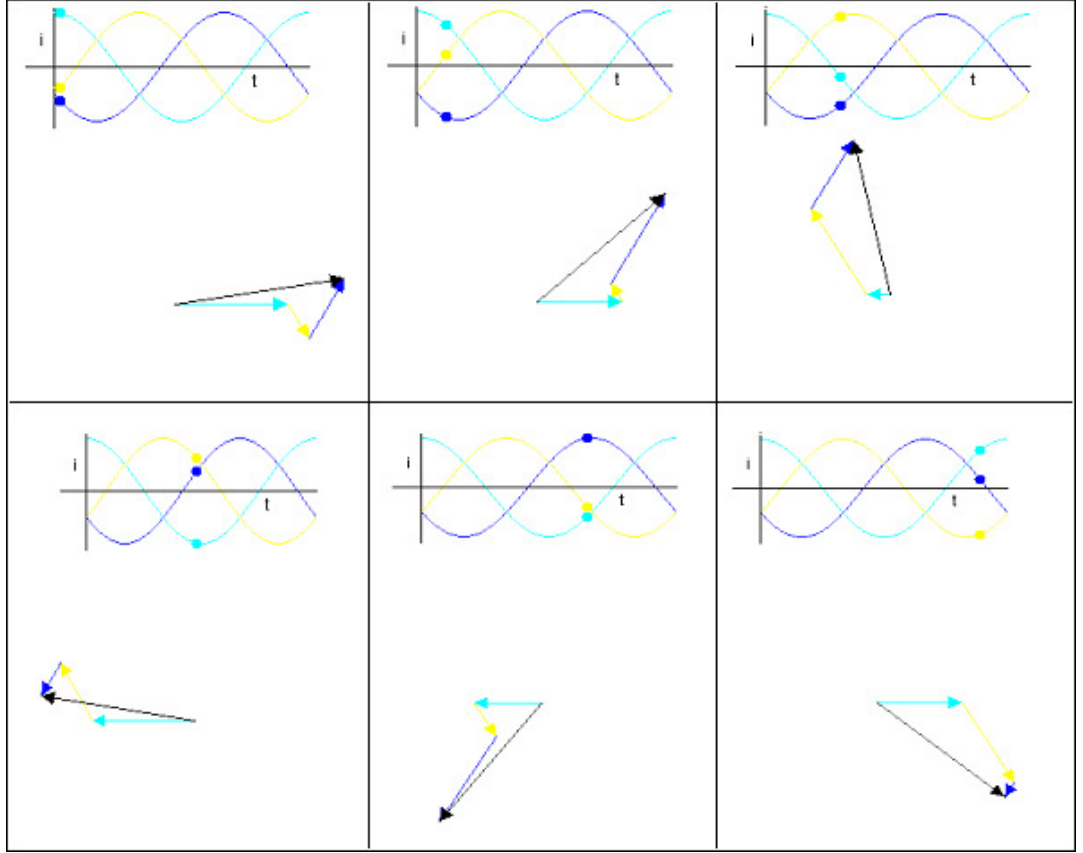
$$w_{sl} = w_{syn} - w_r \quad (3.1)$$

3 fazlı asenkron motorun akım ifadelerinin vektörel olarak temsili Şekil 3.5'te görülmektedir. Faz akımlarının sinüsoidal işaretlerinin genliği vektörün genliğini ifade etmek üzere vektörler uzayda 120 derecelik açılarla yerleştirilmiştir. Bu açı değeri akımlar arasındaki faz farkını temsil etmektedir.



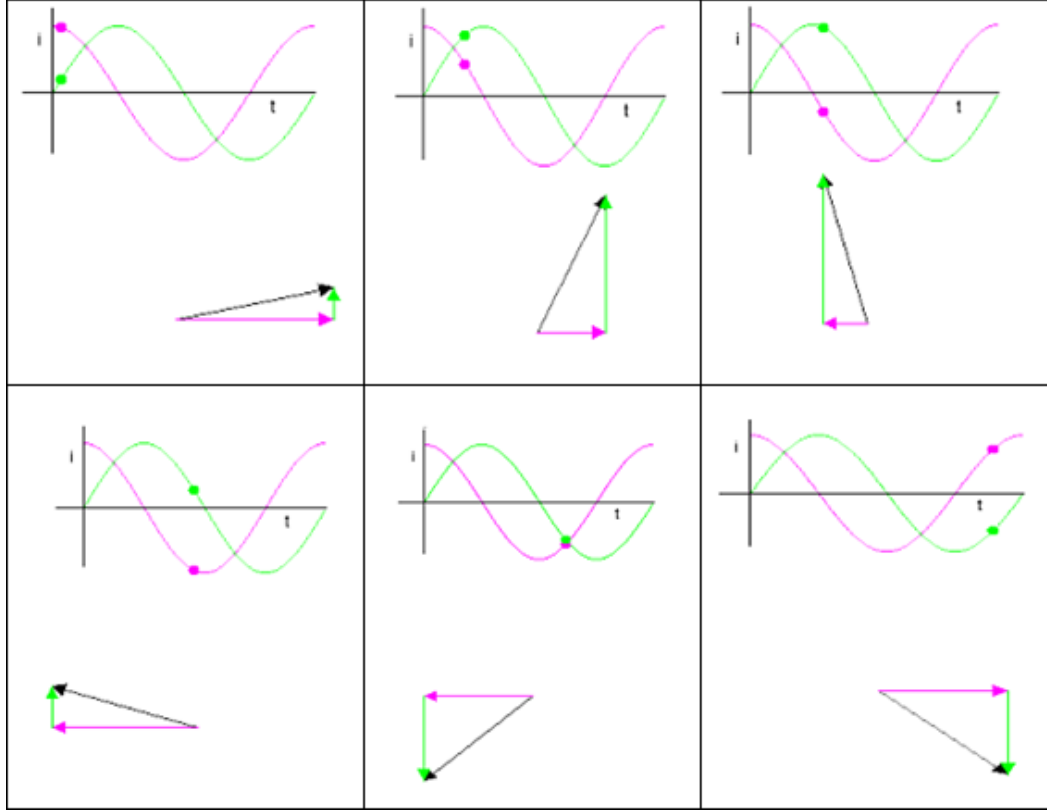
Şekil 3.5 : 3 fazlı asenkron motorun faz akımlarının vektörel olarak temsili.

Faz akım vektörlerinin zamanla bileşke vektörü değişmektedir. Bu bileşke vektöre dair genlik sabit kalırken, faz akımlarının genliklerinin büyüklüğüne göre bileşke vektöre dair açı değişmektedir. Bu değişim Şekil 3.6 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.6 : 3 fazlı asenkron motorun faz akım vektörlerinin bileşke vektörle temsili.

Bu bileşke vektör ifadesi her bir faza dair toplam 3 vektör ile ifade edilebildiği gibi birbirine dik 2 vektörle de ifade edilebilir. Bu ifade şekli d-q eksen takımı dönüşümü adı verilen dönüşümün temelini oluşturur. Şekil 3.7’de dönüşümün sonucunda oluşan vektörler ve bileşkeleri yer almaktadır.



Şekil 3.7 : 3 fazlı asenkron motorun faz vektörlerinin 2 vektör ile temsili.

3.2.1.2 Motor dinamik denklemleri ve eşdeğer devresi

Genel olarak asenkron motorun dinamik denklemlerini çıkarırken faydalanılan iki model vardır. Biri uzay vektörü modeli diğeri ise d-q eksen takımı dönüşümü modelidir. d-q eksen takımı dönüşümü uzay vektör modelinin ilerletilmiş bir halidir. d-q eksen takımı modelinde kompleks sayılar ya da değişkenler kullanmaya gerek kalmamaktadır. Öncelikle uzay vektör modelinden bahsedilecektir daha sonra da denklemler d-q eksen takımına aktarılacaktır.

İlk denklem takımı akı denklemleridir. $L_s = L_{ls} + L_m$ stator sargı endüktansını ve $L_r = L_{lr} + L_m$ rotor çevre endüktansını, L_{ls} ve L_{lr} stator ve rotor kaçak endüktansını, L_m manyetik endüktansı, $\vec{\lambda}_s$ ve $\vec{\lambda}_r$ stator ve rotor akı vektörlerini temsil etmek üzere,

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (3.2)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (3.3)$$

‘dir.

İkinci denklem takımı gerilim denklemleridir. $\vec{v}_s$, $\vec{v}_r$; stator ve rotor gerilim vektörlerini; $\vec{i}_s$, $\vec{i}_r$; stator ve rotor akım vektörlerini; R_s , R_r , stator ve rotor sargı dirençlerini temsil etmek üzere,

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} + j\omega \vec{\lambda}_s \quad (3.4)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + j(\omega - \omega_r) \vec{\lambda}_r \quad (3.5)$$

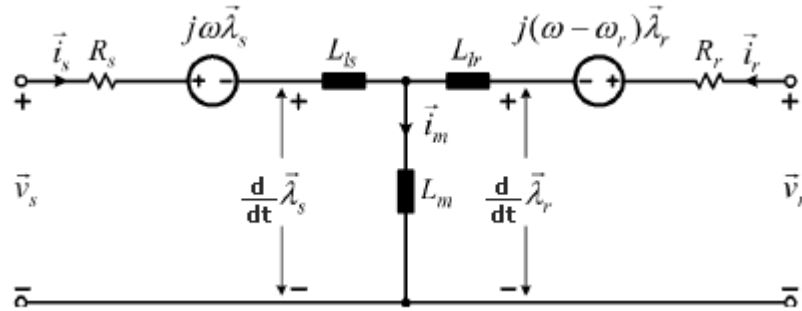
‘dir.

Üçüncü denklem takımı hareket denklemleridir. T_{em} elektromanyetik torku, $T_{yük}$ yük torkunu ve J rotorun toplam eylemsizlik momentini, ω_{mek} motorun mekanik hızını temsil etmek üzere

$$\frac{d\omega_{mek}}{dt} = \frac{(T_{em} - T_{yük})}{J} \quad (3.6)$$

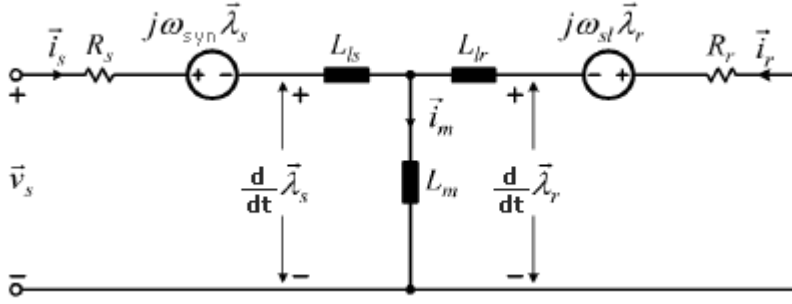
‘dir.

Yukarıdaki 3 denklem takımı asenkron motor uzay vektör modelini oluşturmaktadır. Bu modele dair eş devre şeması Şekil 3.8’de görülmektedir.

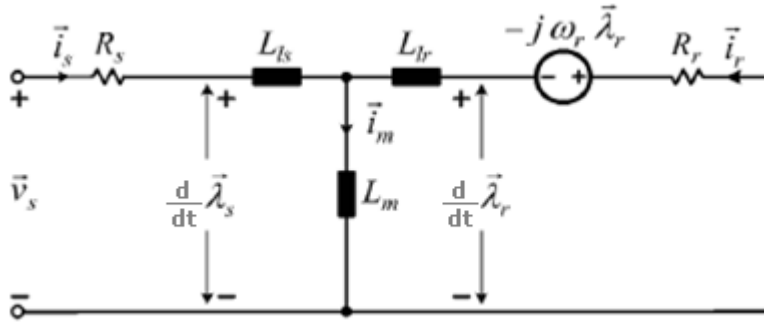


Şekil 3.8 : Asenkron motor uzay vektör modeli eş değer devresi (keyfi referans eksenini için).

Motor modelini elde ederken referans ekseninin keyfi hızının seçimi genel olarak ω_{syn} ya da 0 seçilir. ω_{syn} ve 0 seçimi durumundaki eş değer devreler sırasıyla Şekil 3.9 ve Şekil 3.10’daki gibidir.

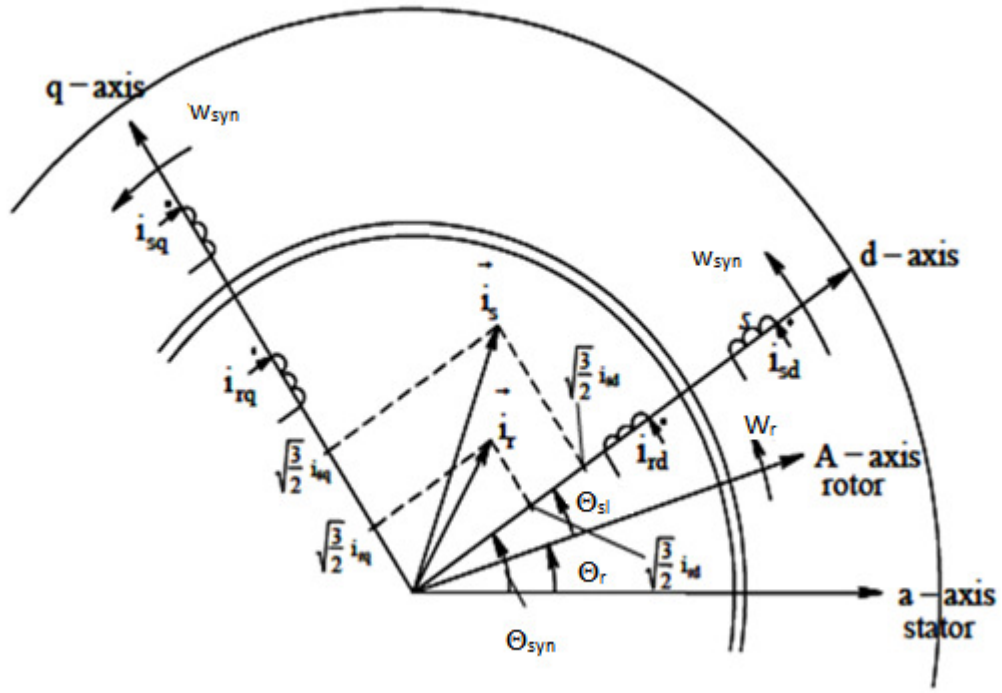


Şekil 3.9 : Referans ekseninin w_{syn} hızı ile dönmesi durumunda asenkron motor eş değer devresi.



Şekil 3.10 : Referans ekseninin sabit durması durumunda asenkron motor eş değer devresi.

Gerilim denklemlerinden görüldüğü üzere denklem akının zamana göre türevini içermektedir. Ayrıca akı denklemlerindeki akım vektörleri de rotorun pozisyonuna bağlı olarak değişmektedir. Bu durum gerilim denklemlerinin çözümünü zor bir hale getirmektedir. Bu yüzden d-q eksen takımı dönüşümü uygulanarak denklemler daha basit hale getirilmektedir. d-q eksen takımının herhangi bir t anındaki durumu Şekil 3.11’de gösterilmiştir.



Şekil 3.11 : d-q eksen takımı.

d-q eksen takımı modelini uzay vektör modelindeki vektörleri d ve q eksenlerine ayırarak elde edebiliriz.

$$\vec{v}_s = v_{sd} + jv_{sq} \quad (3.7)$$

$$\vec{v}_r = v_{rd} + jv_{rq} \quad (3.8)$$

$$\vec{i}_s = i_{sd} + ji_{sq} \quad (3.9)$$

$$\vec{i}_r = i_{rd} + ji_{rq} \quad (3.10)$$

$$\vec{\lambda}_s = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq} \quad (3.11)$$

$$\vec{\lambda}_r = \lambda_{rd} + j\lambda_{rq} \quad (3.12)$$

Uzay vektör modeli gerilim denklem takımında bu denklemleri yerine koyarak d-q eksen takımı gerilim denklemlerini elde edebiliriz.

$$v_{ds} = R_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - \omega_{syn} \lambda_{sq} \quad (3.13)$$

$$v_{qs} = R_s i_{sq} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_{syn} \lambda_{sd} \quad (3.14)$$

$$v_{dr} = R_r i_{rd} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - w_{sl} \lambda_{rd} \quad (3.15)$$

$$v_{qr} = R_r i_{rq} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} + w_{sl} \lambda_{rd} \quad (3.16)$$

Uzay vektör modeli akı denklem takımında bu denklemleri yerine koyarak d-q eksen takımı akı denklemlerini elde edebiliriz.

$$\lambda_{sd} = L_{ls} i_{sd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) \quad (3.17)$$

$$\lambda_{sq} = L_{ls} i_{sq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) \quad (3.18)$$

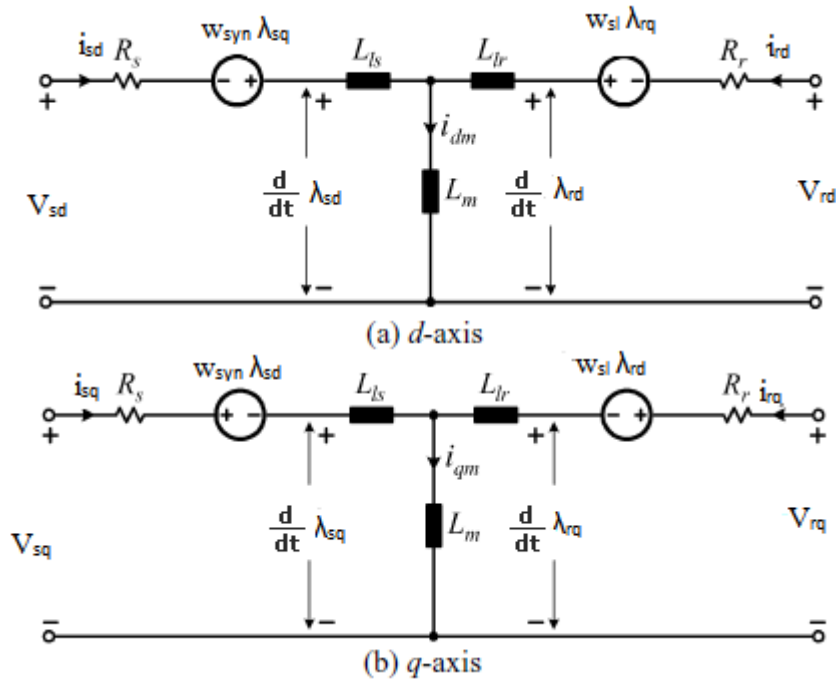
$$\lambda_{rd} = L_{lr} i_{rd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) \quad (3.19)$$

$$\lambda_{rq} = L_{lr} i_{rq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) \quad (3.20)$$

Ayrıca d-q eksen takımı tork denklemi (3.21)'de verilmiştir.

$$T_{em} = \frac{3pL_m}{2} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (3.21)$$

d-q eksen takımına ait eş değer devre şeması Şekil 3.12'deki gibidir.



Şekil 3.12 : d-q eksen takımına ait eş değer devre şeması.

3.2.2 Motor güç katının modellenmesi

Modern elektrikli cer sistemlerinde güç katı olarak kullanılan evirici, gelen referans işaretine göre asenkron motora akımı sağlar. Bu işlem sırasında bir gecikme vardır ve bu gecikme kullanılan yarıiletken güç elektroniği elemanının anahtarlama frekansına eş değer seçilerek modellenenebilir. Sürücü sisteminde kullanılacak anahtarlama elemanının periyodu τ_e olmak üzere güç katı birinci dereceden bir filtre olarak (3.22)'deki gibi modellenenilmektedir.

$$G(s) = \frac{1}{s\tau_e + 1} \quad (3.22)$$

3.3 Elektrikli Cer Sürücü Sistemlerinin Kontrolü

Genel olarak modern elektrikli cer sürücü sistemlerinde asenkron motor kullanılmaktadır. Dolayısıyla bu sistemlerin kontrolü, asenkron motor kontrolü olarak ön plana çıkmaktadır.

3.3.1 Asenkron motor kontrol yöntemleri

Asenkron motora dair kontrol yöntemleri skalar ve vektör kontrol yöntemleri olmak üzere iki sınıfa ayrılır. Skalar kontrol yöntemleri; stator geriliminin genliğini değiştirerek tork kontrolü, değişken gerilim-değişken frekans kontrolü ve değişken akım-değişken frekans kontrolü gibi yöntemleri kapsamaktadır. Ama skalar kontrol yöntemleri, vektör kontrolü gibi yüksek dinamik performans sağlayamamaktadır. Elektrikli cer sürücü sistemlerinin kontrolünde daha iyi performans sağlayan vektör kontrolü yöntemi ayrıntılı olarak incelenecektir.

3.3.2 Asenkron motor vektör kontrolü

DC motor sürücü sistemleri çok iyi dinamik performans göstermektedirler. Bu performansı sağlamalarının temel nedeni stator manyetik alanını ve motorun elektromanyetik torkunu ayrı ayrı kontrol edilebilmesidir. Asenkron motor vektör kontrolünün temel mantığı da stator akımının tork ve akıyı oluşturan iki ayrı elemanla ifade edilerek ayrı ayrı kontrolün sağlanmasıdır. Vektör kontrolü algoritmasında, akı sabit tutulmak üzere tork kendisine ait olan akım elemanı ile kontrol edilmektedir.

Vektör kontrolü rotor ve stator akı oryantasyonu olarak iki sınıfa ayrılabilir. Rotor akı oryantasyonu genel olarak endüstride tercih edilen kontrol yöntemidir. Doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemleri de rotor akı oryantasyonunun iki alt sınıfıdır. Doğrudan vektör kontrolü ile dolaylı vektör kontrol yöntemini farklı kılan özellik rotor akı oryantasyonu için gerekli rotor akı açısının hesaplanma şeklidir. Doğrudan vektör kontrolünde rotor akı açısı akı sensörlerinden alınan bilgi ile hesaplanmaktadır. Dolaylı vektör kontrolünde ise rotor hız sensörü yada enkoder aracılığıyla rotorun hız bilgisi elde edilir. Bu bilgi ile motor parametrelerinin ve akım sensörlerinden gelen motor akım bilgisinden elde edilen kayma hızı bilgisi (3.15)'te kullanılarak rotor akı açısı elde edilir.

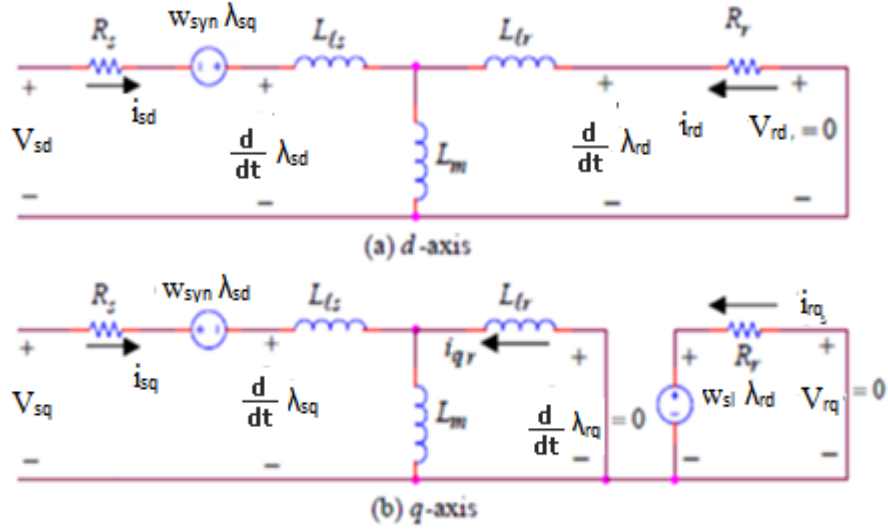
$$\theta_{syn} = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (3.23)$$

Akı sensörlerinin varlığı doğrudan vektör kontrolünün uygulanabilirliğini kısıtlamaktadır. Ayrıca bu sensörlerin varlığı kontrol yönteminin güvenilirliği azaltmaktadır. Bu sebeplerden dolayı rotor akı oryantasyonuna göre oluşturulan dolaylı vektör kontrol algoritması ön plana çıkmaktadır ve bu algortima ayrıntılı olarak incelenecektir.

Rotor akı oryantasyonunda λ_r d eksenı üzerindedir. Ayrıca d-q eksen takımının hızı λ_r vektörünün açısal hızına eşit seçilmiştir. Dolayısıyla q eksenı üzerinde λ_r 'nin bu seçime göre herhangi bir t anında izdüşümü olmayacaktır. Sonuç olarak (3.20)'de λ_{rq} yerine 0 koyarsak (3.24) ifadesi elde edilir.

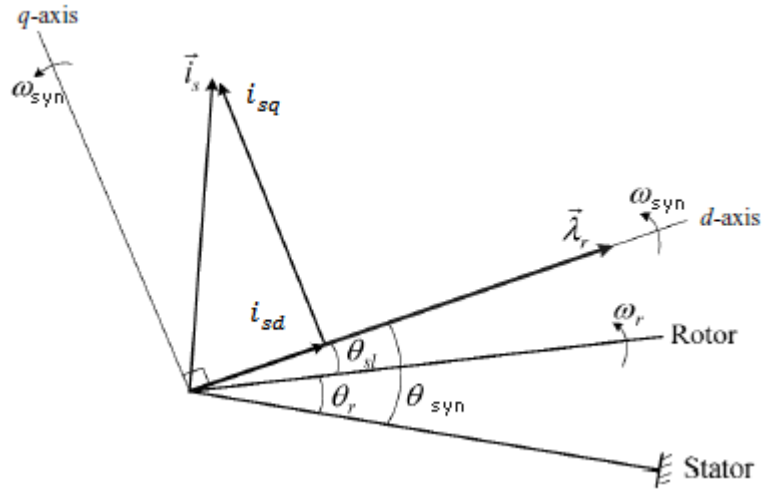
$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (3.24)$$

$\lambda_{rq} = 0$ olduğundan dolayı λ_{rq} 'nın türevi de sıfır olacaktır. İfadenin sadeleşmesini sağlayan bu durumda rotor akı oryantasyonunda eş değer devre Şekil 3.13'deki gibi olacaktır.



Şekil 3.13 : Rotor akı oryantasyonunda eş değer devre.

Rotor akı oryantasyonunda stator akım vektörü d ve q eksenleri üzerinde bulunan iki vektör ile ifade edilebilmektedir. Stator akım vektörünün d eksen bileşeni, akıyı oluşturan vektör ve q eksen bileşeni de torku oluşturan vektördür. Bu vektörlerin yerleşimi Şekil 3.14'te görülmektedir. Vektör kontrolünde i_{sd} vektörü sabit tutularak i_{sq} 'nin kontrol edilmesi amaçlanmaktadır.



Şekil 3.14 : d-q eksen takımında akı ve stator akımı vektörlerinin gösterimi.

λ_{rq} 'nin sıfır olması rotordaki gerilimin q eksen üzerindeki bileşenin (V_{rq}) sıfır olması demektir. Dolayısıyla (3.16) ifadesinden, (3.25) ifadesi elde edilir.

$$\omega_{sl} = -R_r \frac{i_{rq}}{\lambda_{rd}} \quad (3.25)$$

Rotor zaman sabiti $\tau_r = L_r/R_r$ (3.25)'de yerine konur ve (3.25) ve (3.24) ifadeleri birleştirilirse kayma hızının ifadesi (3.26) gibi olur.

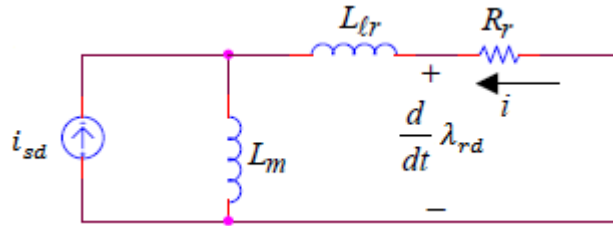
$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \lambda_{rd}} i_{sq} \quad (3.26)$$

λ_{rq} sıfır olduğu için, elektromanyetik tork sadece λ_{rd} 'nin etkisi ile oluşur. (3.27)'de i_{rq} yerine (3.24)'teki ifadeyi koyarsak (3.28) ifadeyi elde ederiz.

$$T_{em} = -\frac{3p}{2} \lambda_{rd} i_{rq} \quad (3.27)$$

$$T_{em} = \frac{3p}{2} \lambda_{rd} \left(\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \right) \quad (3.28)$$

d eksenindeki stator akım bileşeni ile rotor akısı arasındaki ilişkiyi elde etmek için Şekil 3.13'teki eş değer devre Şekil 3.15'teki devreye indirgenir.



Şekil 3.15 : Rotor akı oryantasyonunda d eksenini indirgenmiş eş değer devre.

Bu devredeki eşitlik laplace dönüşümü sonucu (3.29)'daki hali almaktadır.

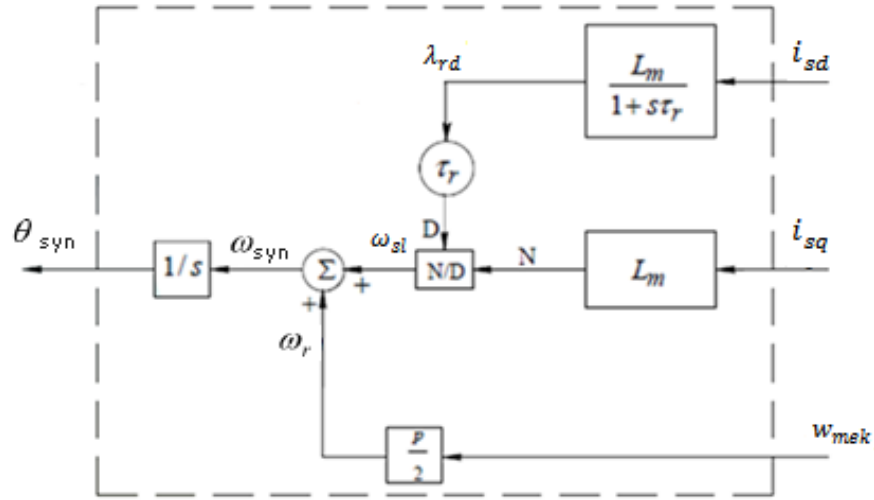
$$i_{rd}(s) = -\frac{sL_m}{R_r + sL_r} i_{sd}(s) \quad (3.29)$$

$$\lambda_{sd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.30)$$

$$\lambda_{rd}(s) = \frac{L_m}{(1 + s\tau_r)} i_{sd}(s) \quad (3.31)$$

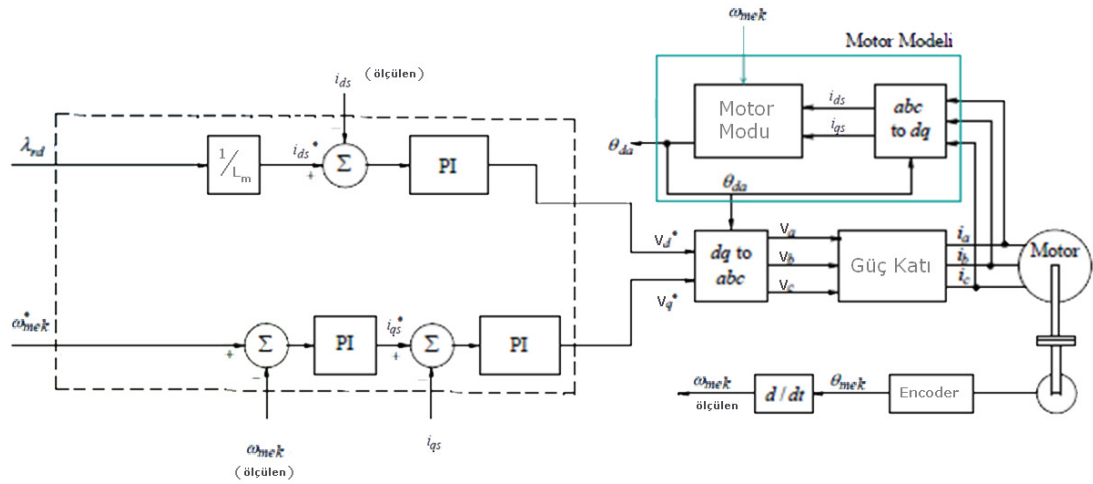
$$\frac{d}{dt} \lambda_{rd} + \frac{\lambda_{rd}}{\tau_r} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} \quad (3.32)$$

Denklem (3.30) da i_{rd} yerine (3.29) konulursa denklem (3.31) elde edilir. Denklem 3.31'in ters laplace dönüşümü sonucundaki ifadesi denklem (3.32)'de verilmiştir. Tüm bu işlemlerin sonucunda rotor akı açısını elde edecek gözleyici ya da hesaplayıcı modeli elde edilmiştir. Bu modelin şeması Şekil 3.16'da görülmektedir.



Şekil 3.16 : Rotor akı açısını elde edecek hesaplayıcı modeli.

Dolaylı vektör kontrol şemasının tamamı şekil 3.17’de verilmiştir.



Şekil 3.17 : Dolaylı vektör kontrol şeması.

3.3.2.1 Akım çevrimi

Şekil 3.17’de görüldüğü üzere akım çevrimi için i_{sd} ve i_{sq} referans değerleri geribesleme değerleri ile karşılaştırılıp, hata değerleri PI kontrolörüne girmektedir. PI çıkışındaki kontrol işareti ise gerilim referanslarını vermektedir. Gerilim referanslarını giriş ve geribesleme akımlarını çıkış alındığı zaman elde edilecek transfer fonksiyonu denklem (3.33) ve (3.34)’te gösterilmiştir. Denklem (3.35)’te akım kontrolörünün ifadesi yer almaktadır.

$$G_{de}(s) = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} \quad (3.33)$$

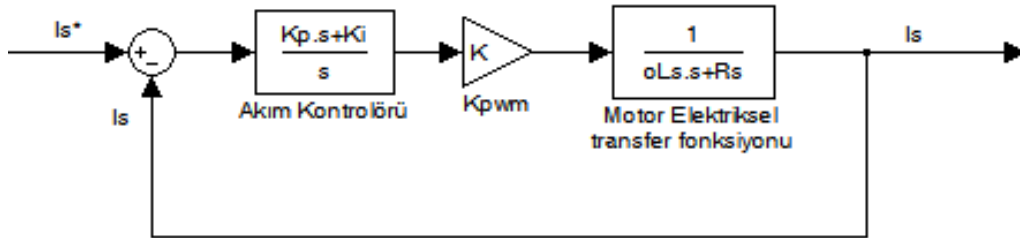
$$G_{qe}(s) = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} \quad (3.34)$$

$$G_{ak}(s) = \frac{s K_{pa} + K_{ia}}{s} \quad (3.35)$$

σ kaçak katsayısıdır ve (3.36) ile ifade dilmektedir.

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.36)$$

Akım çevrimine eviricinin elde edilen modeli de katılabilir ama eviricinin zaman sabiti sistemin elektriksel zaman sabiti yanında ihmal edilecek seviyede kalmaktadır. Ayrıca sistem modeline, PWM kontrol işaretinin karşılaştırıldığı testere işaretin genliği ile motora uygulanan gerilimin maksimum genliğinin oranı kazanç olarak dahil edilmesi gerekmektedir. Bu durumda akım çevrimi için hesaplanacak PI kontrolöre dair blok şeması Şekil 3.18’de verilmiştir.



Şekil 3.18 : Akım çevrimine dair blok şeması.

Akım çevriminin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (3.37)’de verilmiştir.

$$G_{akç}(s) = \frac{i_s(s)}{i_s^*(s)} = \frac{G_{qe}G_{ak}}{1 + G_{qe}G_{ak}} = \frac{1 + s \frac{K_{pa}}{K_{ia}}}{1 + s \frac{R_s + K_{pa}}{K_{ia}} + s^2 \frac{L_s}{K_{ia}}} \quad (3.37)$$

Akım çevrimindeki PI kontrolörünün sıfırı ile motorun elektriksel kısmına dair olan kutup götürülebilir. Bu sıfır-kutup götürmesi hem pratik olarak kontrolör tasarımı sağlar hem de hız çevrimi tasarımı için daha basit bir ifade oluşur. Akım kontrolörünün kazancı belirlenirken kontrol işaretinin salınım yapmaması için küçük

kazanç değerleri seçilir. Hem akım çevrimi hem de hız çevrimi için köklerin yer eğrisinden faydalanıp kutup atama ile kapalı çevrim kutuplarının yerleri belirlenip gerekli kontrolör katsayıları elde edilir.

3.3.2.2 Hız çevrimi

Şekil 3.17’de görüldüğü üzere hız çevrimi için w_{mek} referans değerleri geribesleme değeri ile karşılaştırılıp, hata değeri PI kontrolörüne girmektedir. PI çıkışındaki kontrol işareti ise akım referansını vermektedir. Tork referansı giriş ve çıkış hızı çıkış alındığı zaman elde edilecek transfer fonksiyonu $T_{yük} = 0$ durumu için (3.38)’de ve PI kontrolörünün transfer fonksiyonu (3.39)’de gösterilmiştir.

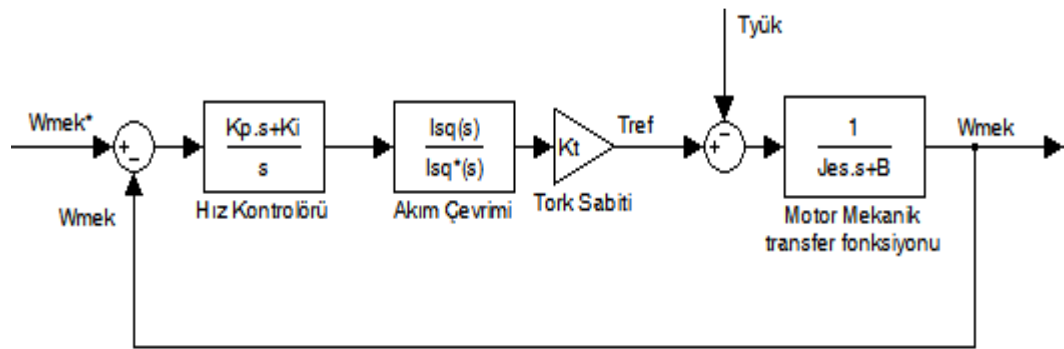
$$G_{mek}(s) = \frac{w_{mek}(s)}{T_{em}(s)} = \frac{1}{J_m s + B_m} \quad (3.38)$$

$$G_{hk}(s) = \frac{sK_{ph} + K_{ih}}{s} \quad (3.39)$$

Hız çevrimi, motor tork sabiti K_t ’nin akım çevriminin çıkışı ile motor mekanik denkleminin girişi arasına yerleştirilmesi ile tamamlanmış olur. (3.40)’de K_t ifadesi yer almaktadır.

$$K_t = \frac{3 p L_m \lambda_r}{4 L_r} \quad (3.40)$$

Bu durumda hız çevrimiyle beraber tüm sisteme dair blok şeması Şekil 3.19’de verilmiştir.



Şekil 3.19 : Hız çevrimine dair blok şeması.

Tüm sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu (3.41)’te ve kapalı çevrim transfer fonksiyonu (3.42)’de $T_L = 0$ durumu için verilmiştir.

$$G_s(s) = G_{hk}(s)G_{akç}(s)K_t G_{mek}(s) = \frac{sK_{ph} + K_{ih}}{s(Js + B)} \frac{K_t(1 + s\frac{K_{pa}}{K_{ia}})}{1 + s\frac{R_s + K_{pa}}{K_{ia}} + s^2\frac{L_s}{K_{ia}}} \quad (3.41)$$

$$G_{skç}(s) = \frac{G_s(s)}{1 + G_s(s)} = \frac{K_s(s + a_1)(s + a_2)}{b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0} \quad (3.42)$$

Tüm sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonundan anlaşılacağı gibi sistemin 4 kutbu ve 2 sıfırı bulunmaktadır. Sistemin sıfırları kontrolörlerin sıfırlarıdır. Sisteme dair 4 kutup ise köklerin yer eğrisinde tasarım yapılarak yerleştirilir. İstenilen kutup yerlerini sağlayabilecek kök eğrisi elde edildikten sonra sistem kazancı ile oynayarak arzu edilen kapalı çevrim kutup yerleri belirlenebilir.

Sisteme dair kutupların yerlerinin istenilen şekilde olabilmesi, sistem cevabında aşım olmaması ve daha yüksek kazanç değerlerinden kaçınmak için kontrolörün sıfırı, sanal eksene ve mekanik transfer fonksiyonunun kutbuna gerektiği kadar yakın tutulması gerekmektedir. Ayrıca sistemin 4 kutbu reel eksende olacak şekilde seçilmesi sistemin aşım yapmamasını sağlayacaktır.

3.3.2.3 Tramvaya dair yük modeli ve direnç kuvvetleri

Tramvaya etkiyen yük tramvayın kütlesini, tramvay tekerleğinin eylemsizlik momentini ve motorun kendi eylemsizlik momentini içermektedir. Tekerlek eylemsizlik momenti (3.43)'de, motora etkiyen yükleri temsil eden motora indirgenmiş eş değer eylemsizlik momentinin ifadesi (3.44)'de verilmiştir.

$$J_{teker} = \frac{1}{2}m_{teker} R_T^2 \quad (3.43)$$

$$J_{eş} = J_M + \frac{1}{\eta\ddot{u}^2}J_{teker} + \frac{(1 - \lambda)}{\eta\ddot{u}^2}mR_T^2 \quad (3.44)$$

m_{teker} aksa bağlı iki tekerin toplam kütlesini, R_T tekerlek yarıçapını, $\ddot{u}$ dişli çevirme oranını, η dişli verimini, λ trenin kayma oranını ve m (kg) tramvayın toplam kütlesini temsil etmektedir.

Tramvaya etki eden direnç kuvvetlerini, hava-yuvarlanma sürtünme direnci, dönemeç direnci ve eğim direnci olmak üzere 3 sınıfa ayrılabilir. Bu direnç kuvvetlerinden sürtünme ve dönemeç direnci deneysel katsayılar barındıran denklemler ile hesaplanmaktadır. Bu yüzden değişik denklemlerle ifade edilmeleri

olasıdır. Hava-yuvarlanma sürtünme direnci, dönemeç direnci ifadelerinin bir şekli ve eğim direnci sırasıyla (3.45), (3.46) ve (3.47)'nde verilmiştir.

$$F_{h-y} = (ma + bn) + (mc)v + (dA)v^2 \quad (3.45)$$

$$F_d = \frac{mg}{1000} \frac{C_1 - C_2 R}{R - C_3} \quad (3.46)$$

$$F_e = mgsin(\theta) \quad (3.47)$$

Yukarıdaki ifadelerde m(kg) tramvayın toplam kütlesi, n dingil sayısı, v(m/s) tramvayın hızı, A(m²) tramvay ön kesit alanı, g(m/s²) yer çekimi ivmesi, R dönemeç yarıçapı ve θ yol eğimidir. a, b, c, C₁, C₂ ve C₃ deneysel katsayılarıdır.

Hava-yuvarlanma sürtünme direnci için verilen başka bir ifade (3.48) ile gösterilmiştir.

$$F_{h-y} = \left(1.3 \sqrt{\frac{10}{m_d}} + 0.01V \right) P + (0.0035A + 0.0041 \frac{p_t L}{100} + 0.002 N_p) V^2 \quad (3.48)$$

Bu ifade de m_d(ton) dingil yükü, V(km/sa) tramvayın hızı, A(m²) tramvay ön kesit alanı, P(ton) tramvayın toplam kütlesi, p(m) tramvayın çevre uzunluğu, L(m) tramvayın uzunluğu ve N_p pantograf sayısıdır.

Dönemeç direncinin başka bir ifadesi de, dönemecin her bir derecesi başına %0.04'lik eğimli yoldaki tramvay eğim direnci kadar direnç kuvveti düşmesidir.

4. ELEKTRİKLİ CER SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNİN SİMÜLASYONU

4.1 Amaç

Elde edilen sistem modelinin ve önerilen kontrol algoritmasının simülasyon ortamında doğruluğu test edilecektir. Cer motoru olarak kullanılabilecek güçteki bir motor için simülasyon yapılacaktır. Bu motor simülasyonu verilen yük modelleri altında, gerçek bir tramvayın modelinin, bahsedilen kontrol algoritmasıyla kontrolünün gerçekleştirilebilirliğini göstermeye yöneliktir.

4.2 Elektrikli Cer Sürücü Sisteminin SIMULINK Modeli

SIMULINK'te yapılan simülasyonda motora dair parametreler $P=120\text{KW}$, $f=50\text{Hz}$, $J_m=2.3 \text{ kg m}^2$, $B=0.05421\text{Nm/(rad/s)}$, $P_p=2$, $V_{pp}=400\text{V}$ (faz-arası RMS değeri), $I_n=210\text{A}$, $R_s=0.02155\text{ohm}$, $R_r=0.01231\text{ohm}$, $L_s=0.0106$, $L_r=0.0106$, $L_m=0.01038\text{H}$, $v_n=1487\text{rpm}$ olarak kullanılmıştır. Eviricinin anahtarlama frekansı 6 KHz , DC-link gerilimi 750V olarak atanmıştır. Önceki bölümlerde elde edilen parametrik denklemlerde, verilen değerler yerine konursa; motor elektriksel transfer fonksiyonu (4.1), tramvayın boş ve dolu olduğu durumlar için motora indirgenmiş eşdeğer eylemsizlik momentleri $J_{e\text{sb}}$ (4.2), $J_{e\text{sd}}$ (4.3), motor mekaniksel transfer fonksiyonu (4.4), tork sabiti K_t (4.5), K_{pwm} (4.6) ve evirici transfer fonksiyonu (4.7)'deki gibi elde edilmiştir.

$$G_{qe}(s) = \frac{1}{0.000435 + 0.02155} \quad (4.1)$$

$$J_{e\text{sb}} = 2.3 + 0.74 + \frac{54.4}{4} = 16.65 \quad (4.2)$$

$$J_{e\text{sd}} = 2.3 + 0.74 + \frac{74.17}{4} = 21.58 \quad (4.3)$$

$$G_{mek}(s) = \frac{1}{16.65s + 0.05421} \quad (4.4)$$

$$K_t = 2.87 \quad (4.5)$$

$$K_{pwm} = \frac{750}{10} = 75 \quad (4.6)$$

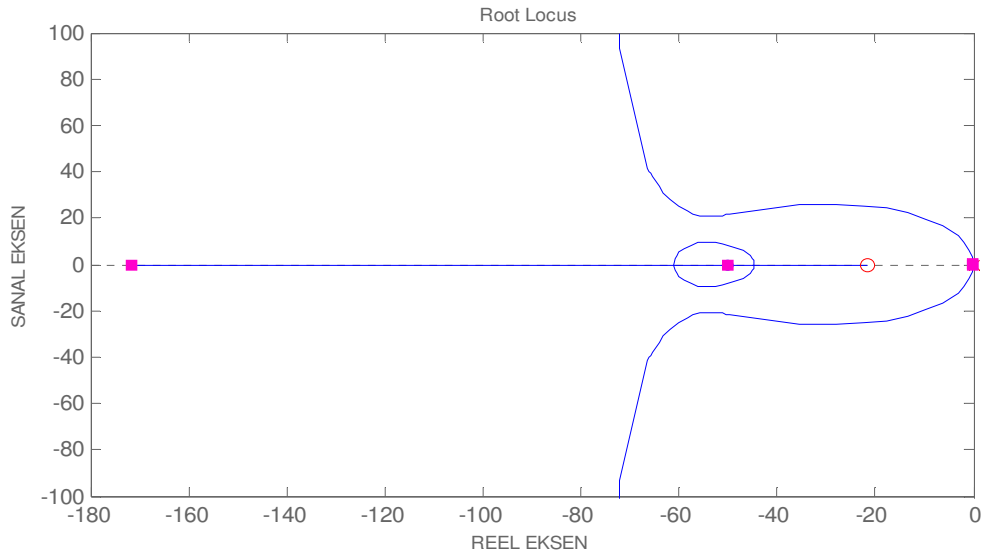
$$E(s) = \frac{1}{0.000167s + 1} \quad (4.7)$$

Eviricinin akım çevrimine getirdiği kutup görüldüğü üzere sanal eksenenden çok uzakta dolayısıyla çok hızlıdır. Bu kutbun sistemin karakteristiğine etkisi çok zayıf olacağından dolayı işlem kolaylığı açısından ihmal edilmiştir.

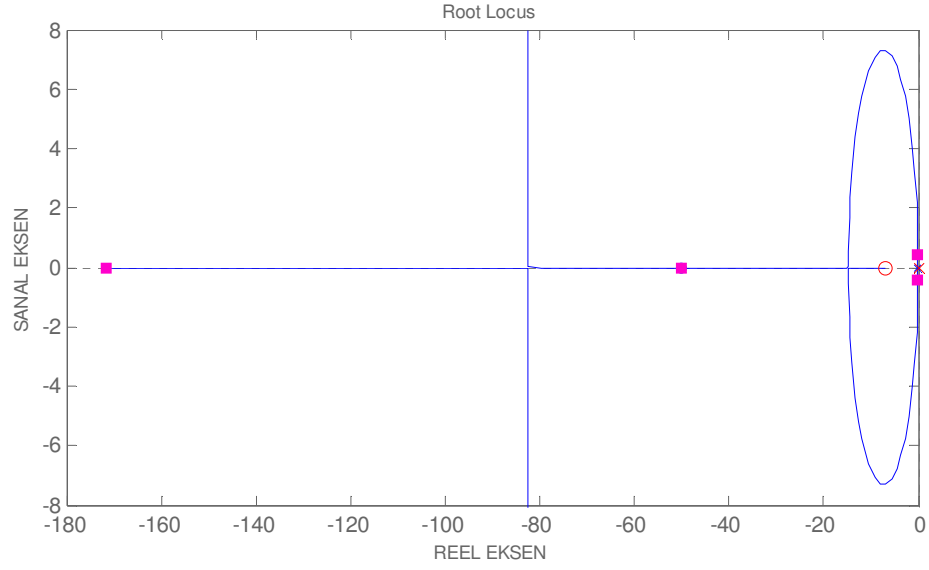
Önceden de bahsedildiği gibi, akım çevrimlerinde PI kontrolörün sıfırı, motor elektriksel transfer fonksiyonunun getirmiş olduğu kutbu götürecektir. Kontrolör kazancı da iç çevrimi yavaşlatıp kontrol işaretlerindeki salınımı azaltmak için küçük değerlerde seçilir. Bu durumda belirlenen PI kontrolör (4.8)'de verilmiştir.

$$G_{ak}(s) = \frac{0.001s + 0.05}{s} \quad (4.8)$$

Hız çevriminin PI kontrolörünün tasarımında, köklerin yer eğrisi şeklinin tüm kutupları reel eksen üzerinde bırakabilecek şekilde olması göz önünde bulundurulmuştur. Bu yüzden kontrolör sıfırı sanal eksene yakın tutulmuştur. Köklerin yer eğrisi tüm sistem için Şekil 4.1'de ve Şekil 4.2'de sanal eksene göreceli olarak uzak ve yakın hız çevrimi kontrolörü sıfırları için sırasıyla gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : Uzak sıfır durumu için köklerin yer eğrisi.

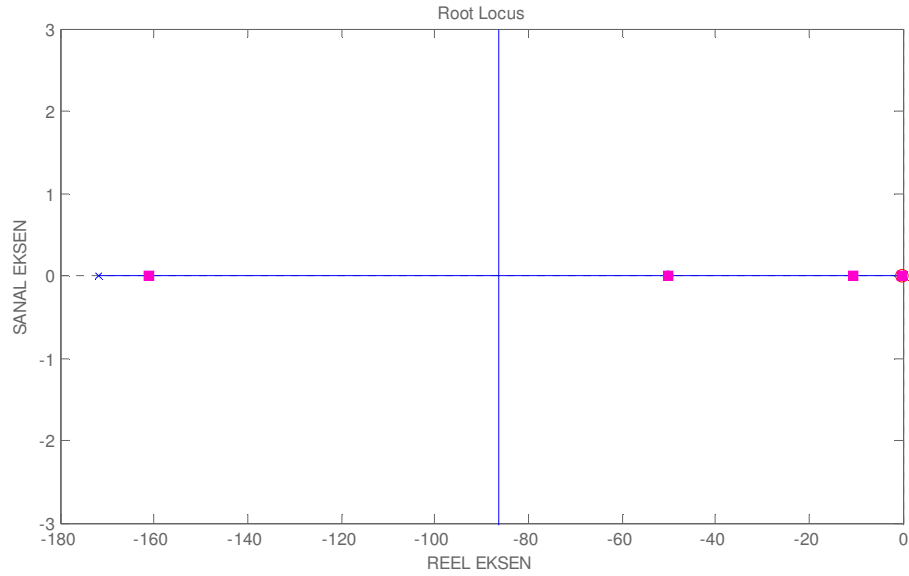


Şekil 4.2 : Yakın sıfır durumu için köklerin yer eğrisi.

Hız çevrimi kontrolörüne dair sıfırın yeri belirlendikten sonra sistem cevabının istenilen şekilde olabilmesi için kazanç değeri ayarlanarak kapalı çevrim kutuplarının yerleri belirlenir. Elde edilen kontrolör (4.9)'da verilmiştir.

$$G_{hk}(s) = \frac{58s + 2.9}{s} \quad (4.9)$$

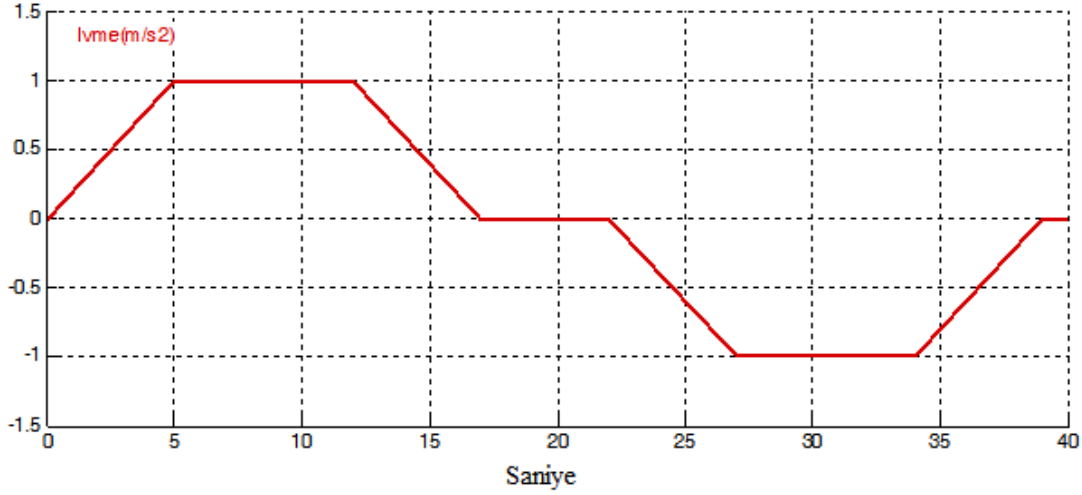
Köklerin yer eğrisinin ve kapalı çevrim kutuplarının son hali Şekil 4.3'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.3 : Köklerin yer eğrisinin ve kapalı çevrim kutuplarının son hali.

Sistemin girişlerine; ivme referansı Şekil 4.4'deki gibi , akı referansı basamak şeklinde 0.976 Wb olarak uygulanmıştır. Akı referansı, motor nominal hızın üstüne çıktığı zaman alan zayıflatma uygulanır ve akı referansı (4.10)'daki ifadeye göre azalır.

$$\lambda_s = \frac{\lambda_{ref} v_b}{v_s} \quad (4.10)$$



Şekil 4.4 : İvme referansı.

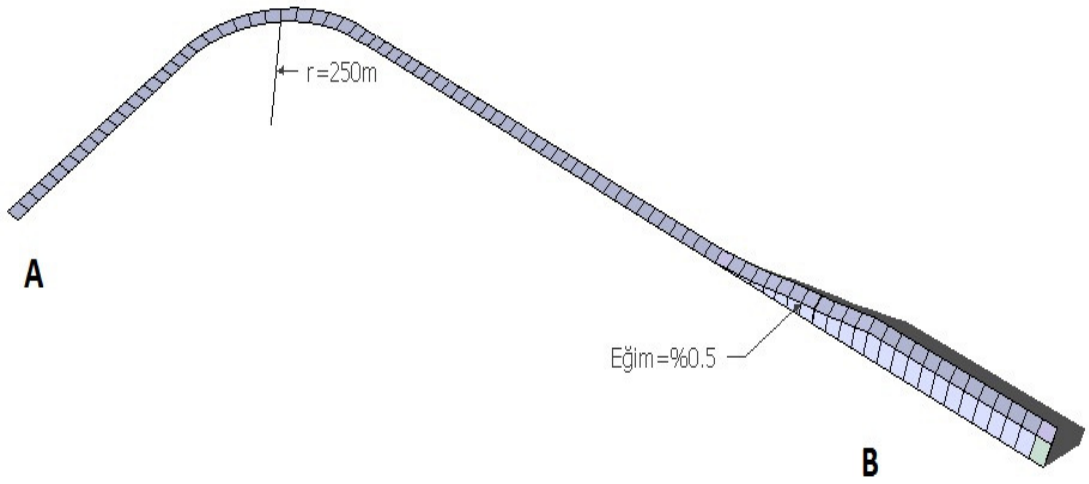
Birinci yük modeline dair parametrelerin değerleri yerine konulduğu zaman hava-yuvarlanma sürtünme direnci için (4.11), 250 m yarıçaplı kurp için (4.12) ve %0.5 eğim için (4.13) elde edilmiştir. Bu değerler elde edilirken $a=0.0064$, $b=129.5$, $c=0.003288$, $d=0.576$, $A = 8$, $n=6$, $m=38500+70 \times 200=52500$, $C_1=800$, $C_2=0.4$ ve $C_3=40$ olarak alınmıştır. Tramvayın simülasyonda izlediği yolun temsili Şekil 4.5 ile verilmiştir.

$$F_{h-y} = 1113 + 17.26v + 4.6 v^2 \quad (4.11)$$

$$F_d = \frac{mg}{1000} \frac{C_1 - C_2 R}{R - C_3} = 1716.75N \quad (4.12)$$

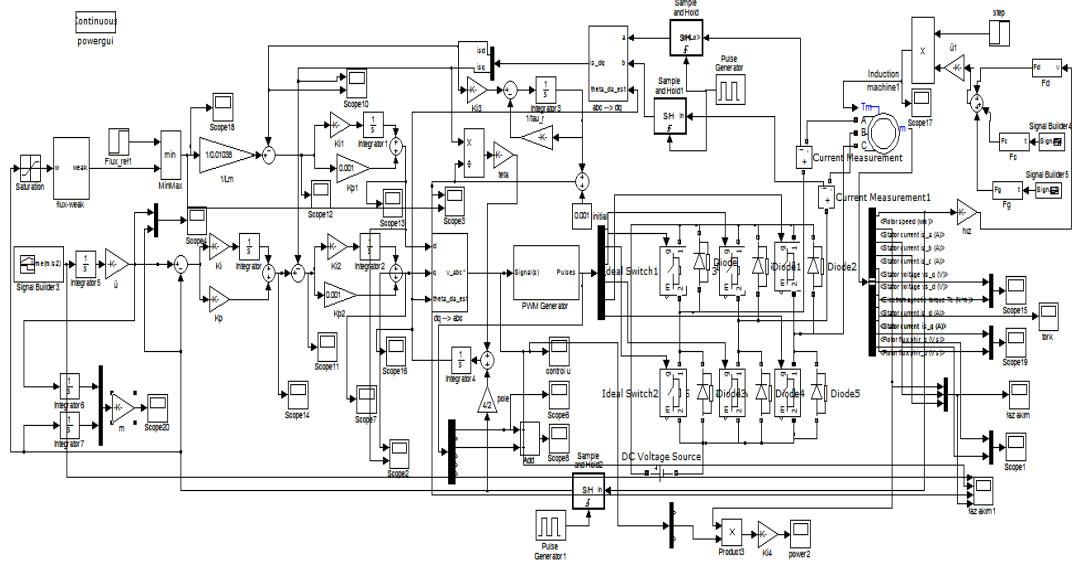
$$F_e = mg \sin(\theta) = 2575N \quad (4.13)$$

Yukarıdaki ifadeler motora indirgenirken çevirme oranı $\dot{\omega}$ ve elde edilen değerlerin 4 motor için hesaplanan toplam direnç olduğu göz önünde bulundurulmalıdır. Tramvayın boş olduğu durum için $m=38500$ alınarak aynı hesaplar yapılır.



Şekil 4.5 : Tramvayın simülasyonda izlediği yolun temsili.

Verilen tüm bilgilerin ışığında SIMULINK'te kurulan model Şekil 4.6 ile gösterilmiştir.

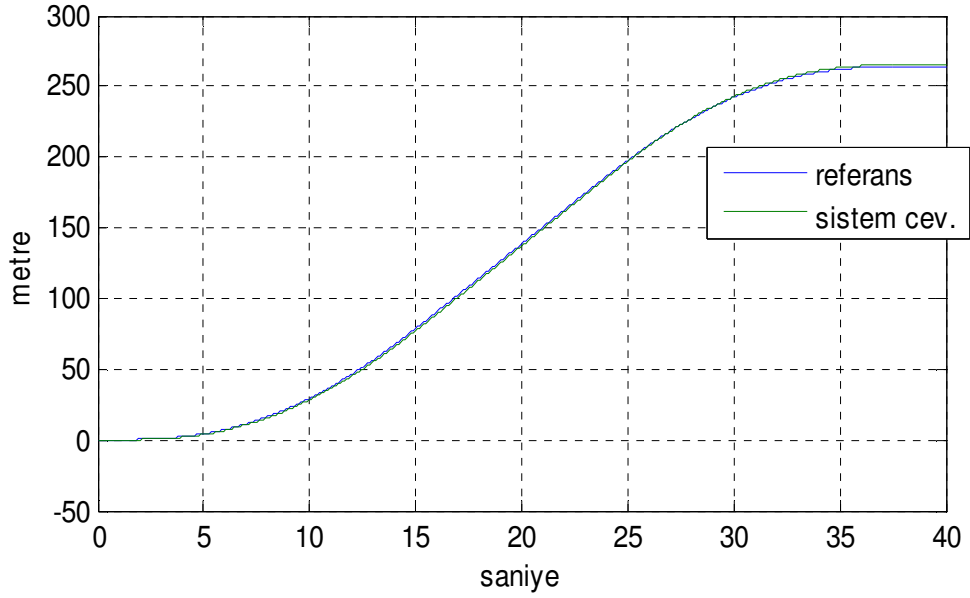


Şekil 4.6 : Oluşturulan SIMULINK modeli.

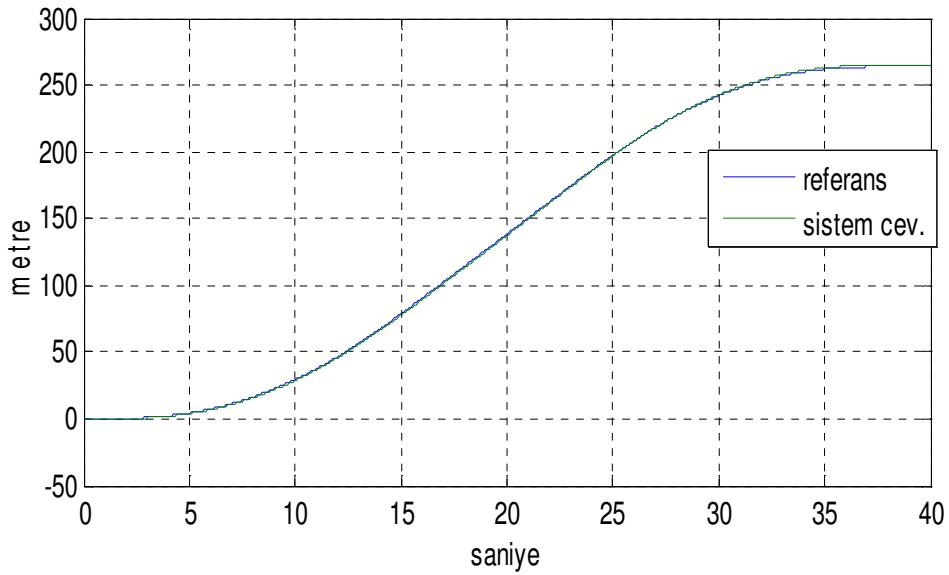
4.3 Simülasyon Sonuçları

Simülasyon sonucunda tramvayın dolu ve boş durumu için tramvaya dair yer, hız, ivme ve ivmenin değişimi (jerk), akım ve hız çevrimine dair kontrolör işaretleri, PWM oluşturan 3 faz gerilim referansı, akı referansının değişimi, hesaplanan akı değeri, motor stator akımları, oluşan elektromanyetik tork ve toplam yükün değişimi grafiksel olarak elde edilmiştir.

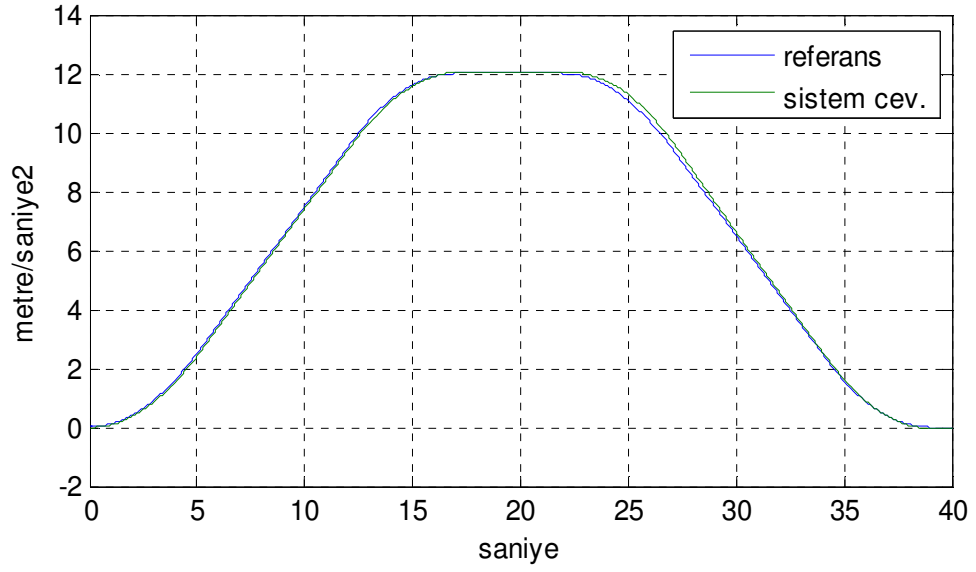
Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de alınan yol, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’da hız, Şekil 4.11 ve Şekil 4.12’de ivme, Şekil 4.13 ve Şekil 4.14’de ivmenin (jerk) değişimi verilmiştir. Alınan yol ve hızın referans değerleri ile sistem cevapları arasında küçük farklılıklar olmasına rağmen genel olarak bir uyum söz konusudur.



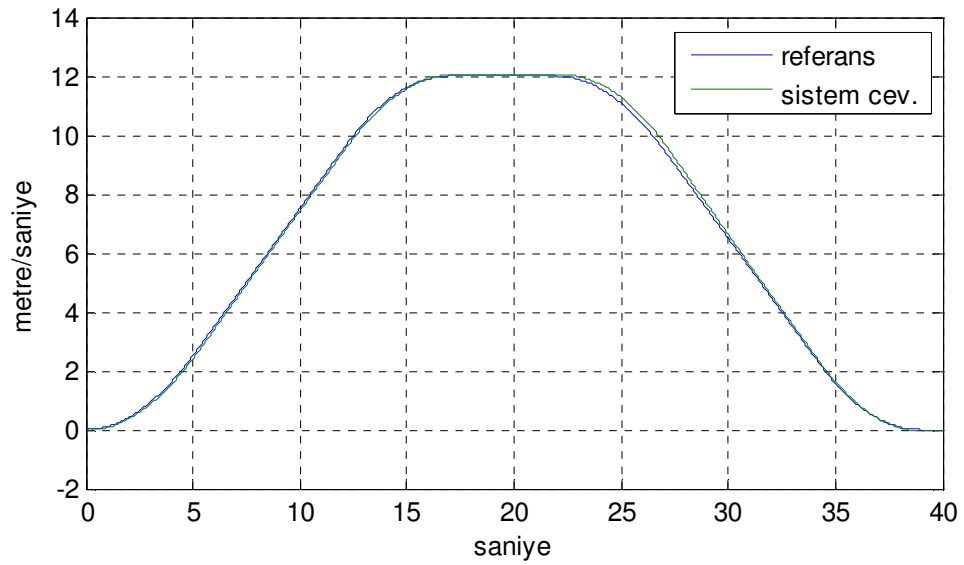
Şekil 4.7 : Dolu tramvayın alınan yol-zaman grafiği.



Şekil 4.8 : Boş tramvayın alınan yol-zaman grafiği.

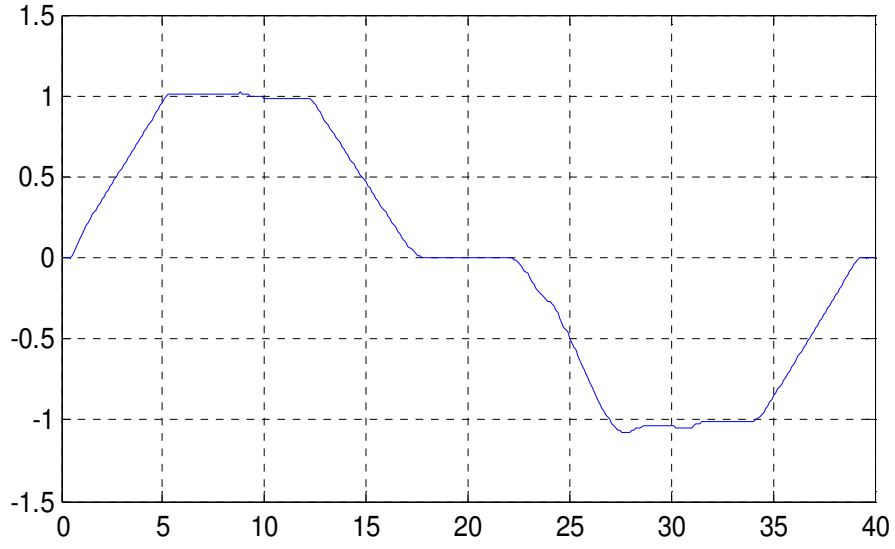


Şekil 4.9 : Dolu tramvayın hız-zaman grafiği.

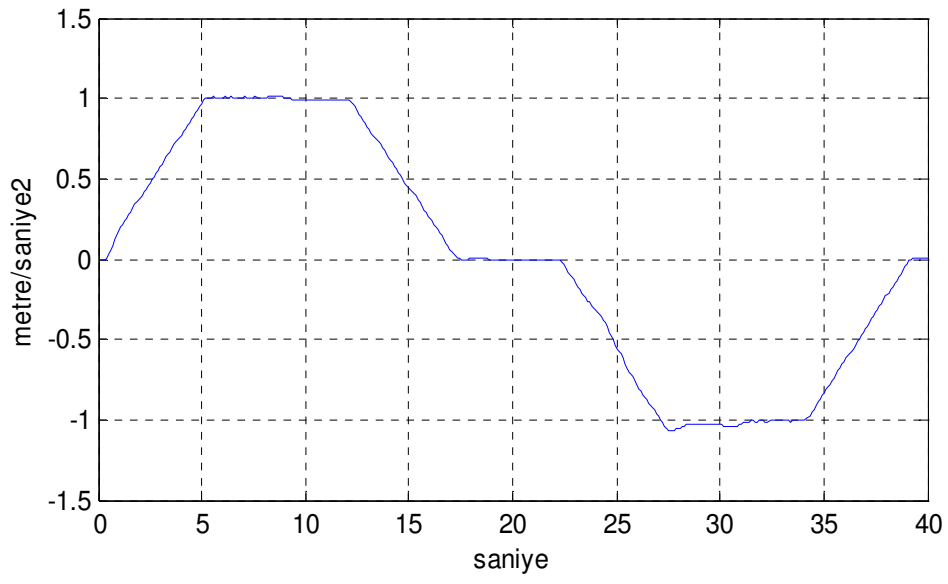


Şekil 4.10 : Boş tramvayın hız-zaman grafiği.

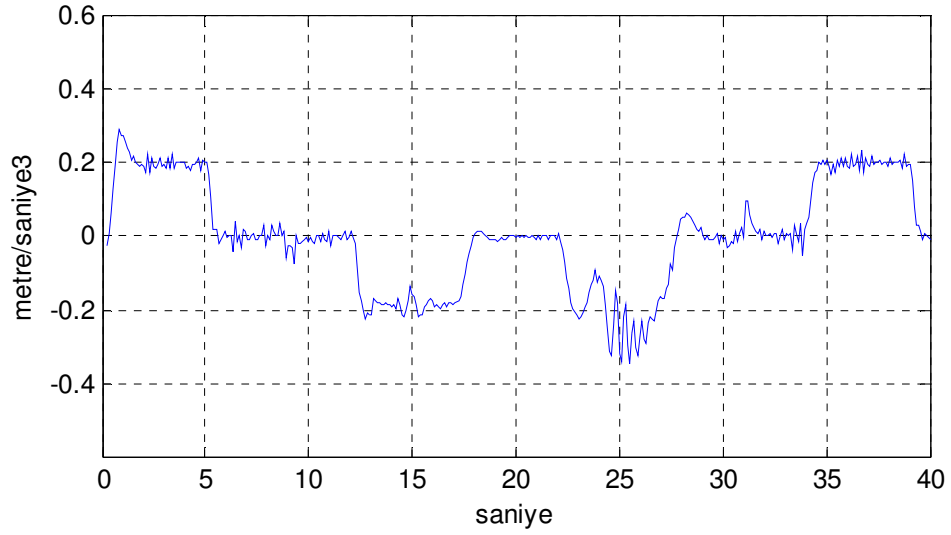
İvme grafiğinde maksimum ivme 1 m/s^2 'dir. Yine küçük farklılıklar haricinde ivme referansı istenilen şekilde izlenebilmiştir. İvmenin değişiminde ise salınımlar gözükmemektedir. Frenleme sırasındaki salınım haricinde ivme değişimi de istenilene yakın olmuştur.



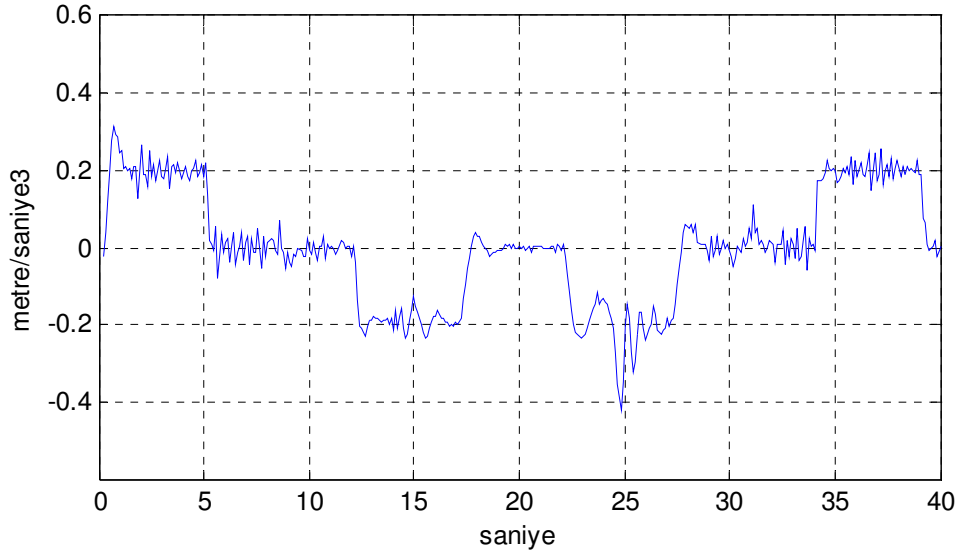
Şekil 4.11 : Dolu tramvayın ivme-zaman grafiği.



Şekil 4.12 : Boş tramvayın ivme-zaman grafiği.

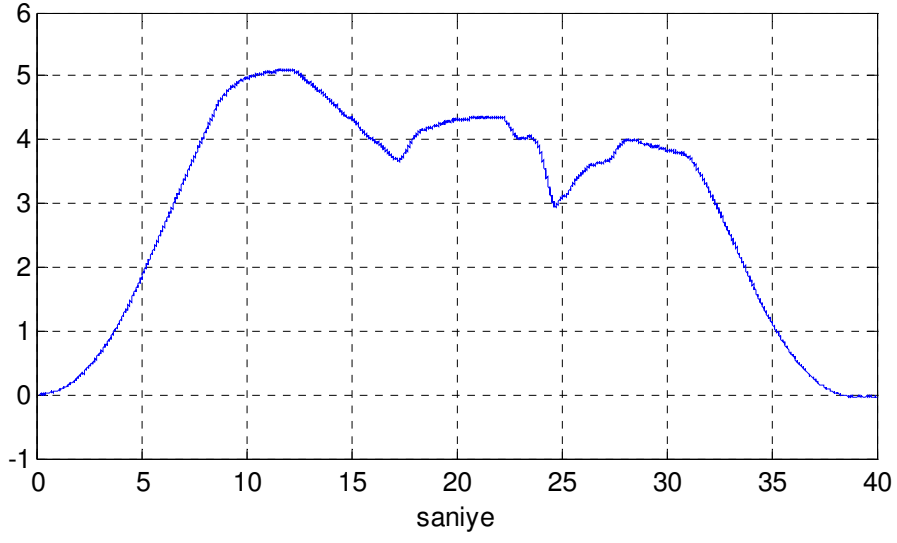


Şekil 4.13 : Dolu tramvayın ivme değişimi(jerk)-zaman grafiği.

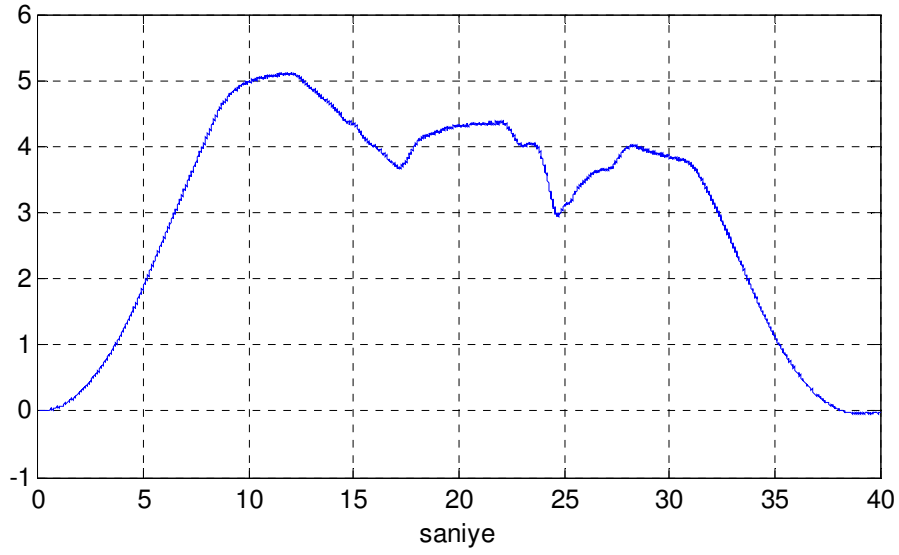


Şekil 4.14 : Boş tramvayın ivme değişimi(jerk)-zaman grafiği.

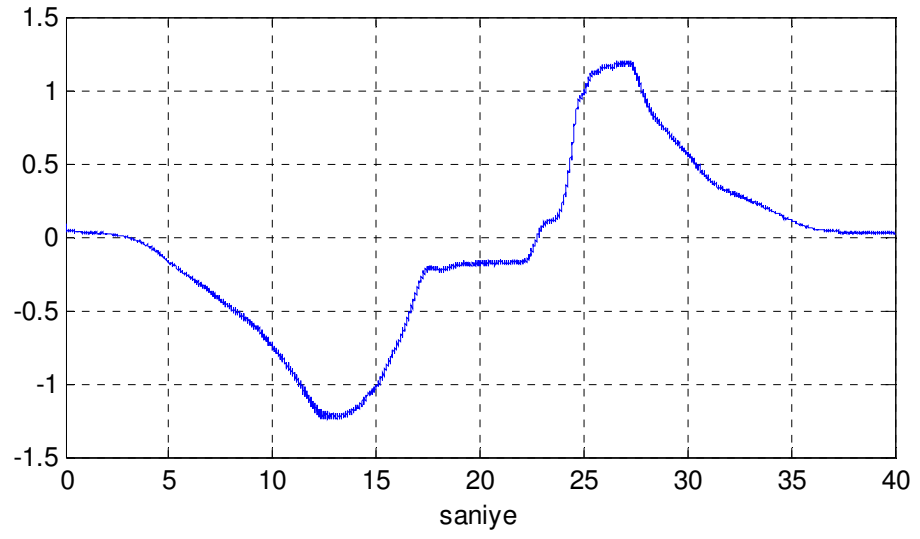
I_{sq} akım çevriminin kontrol işaretine dair grafikler Şekil 4.15 ve Şekil 4.16’da, I_{sd} akım çevriminin kontrol işaretine dair grafikler Şekil 4.17 ve Şekil 4.18’de ve hız çevriminn kontrol işaretine dair grafikler Şekil 4.19 ve Şekil 4.20’de verilmiştir.



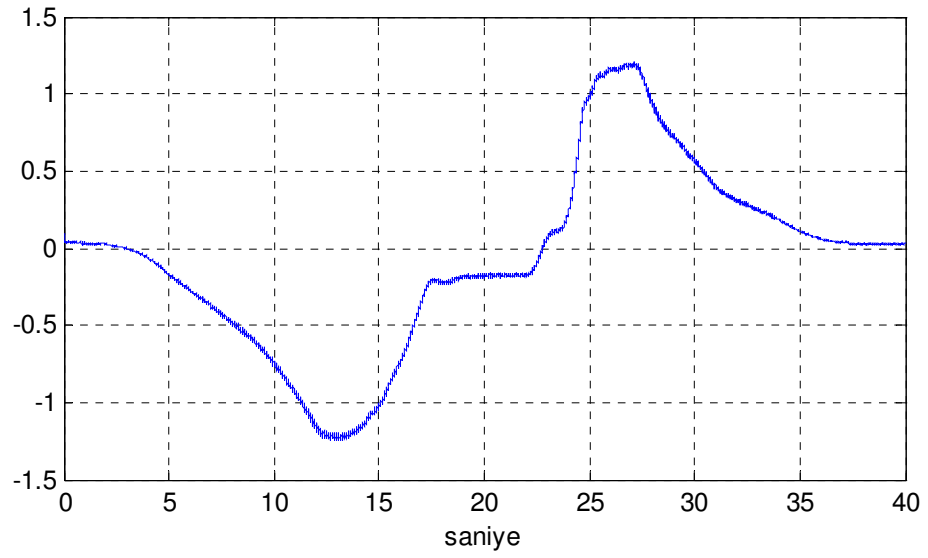
Şekil 4.15 : Dolu durum I_{sq} akım çevriminin kontrolör işareti.



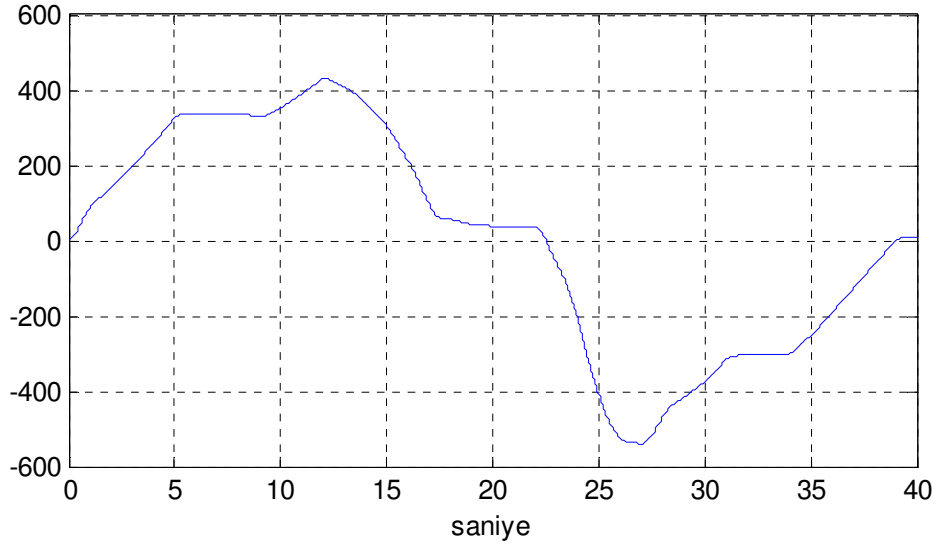
Şekil 4.16 : Boş durum I_{sq} akım çevriminin kontrolör işareti.



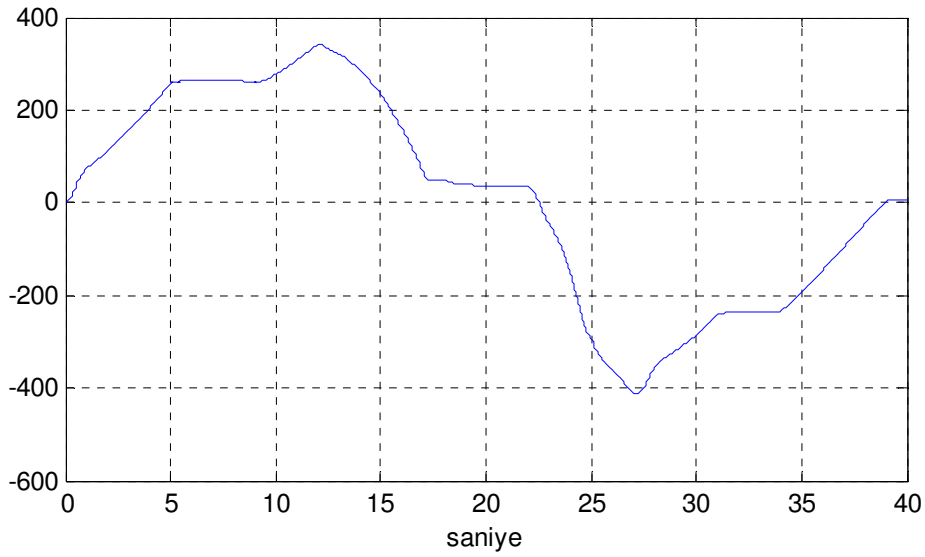
Şekil 4.17 : Dolu durum I_{sd} akım çevrimin kontrolör işareti.



Şekil 4.18 : Boş durum I_{sd} akım çevrimin kontrolör işareti.

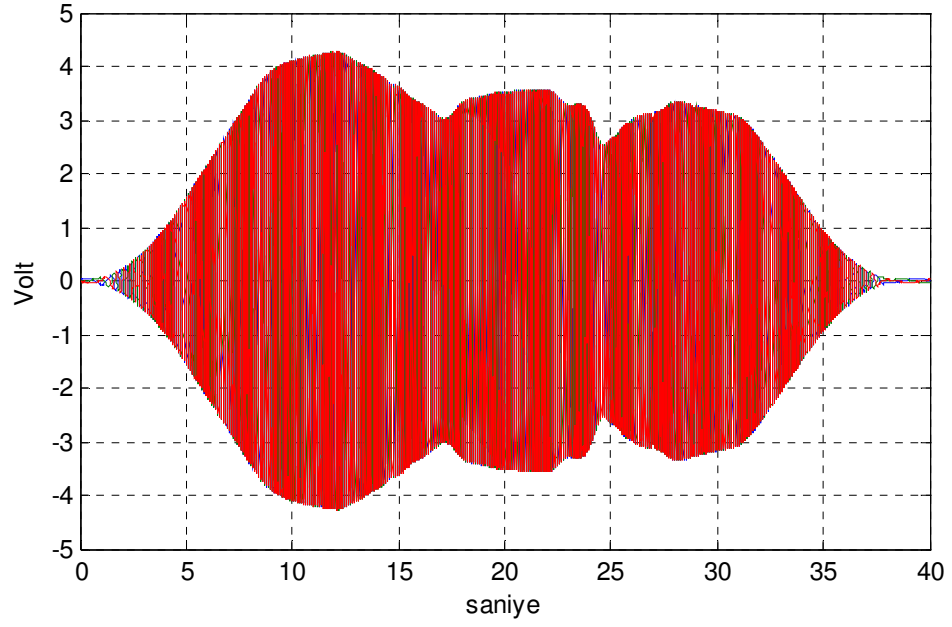


Şekil 4.19 : Dolu durum hız çevriminin kontrolör işareti.

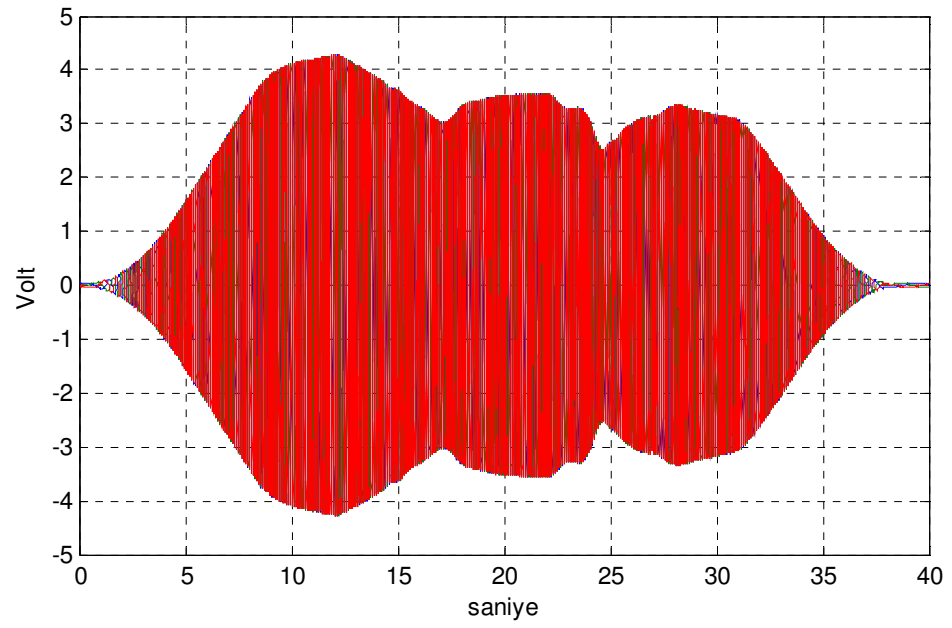


Şekil 4.20 : Boş durum hız çevriminin kontrolör işareti.

PWM oluşturan 3 faz gerilim referansına dair grafikler Şekil 4.21 ve Şekil 4.22’de gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü üzere işaret, karşılaştırılan testere işaretinin maksimum genlik değeri olan +5, -5 değerlerini geçmemektedir.

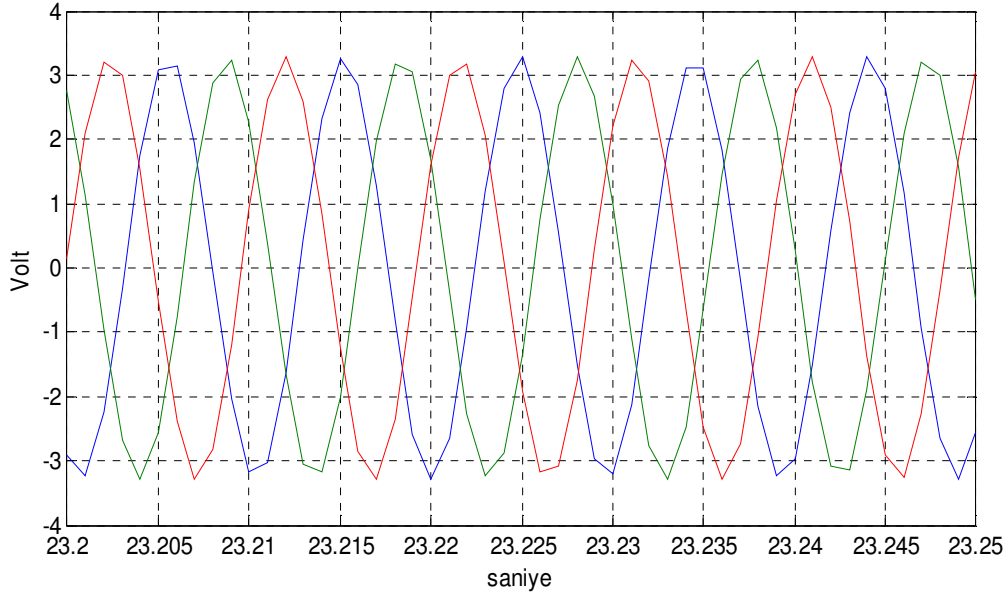


Şekil 4.21 : Dolu durum PWM oluşturan 3 faz gerilim referansına dair grafik.

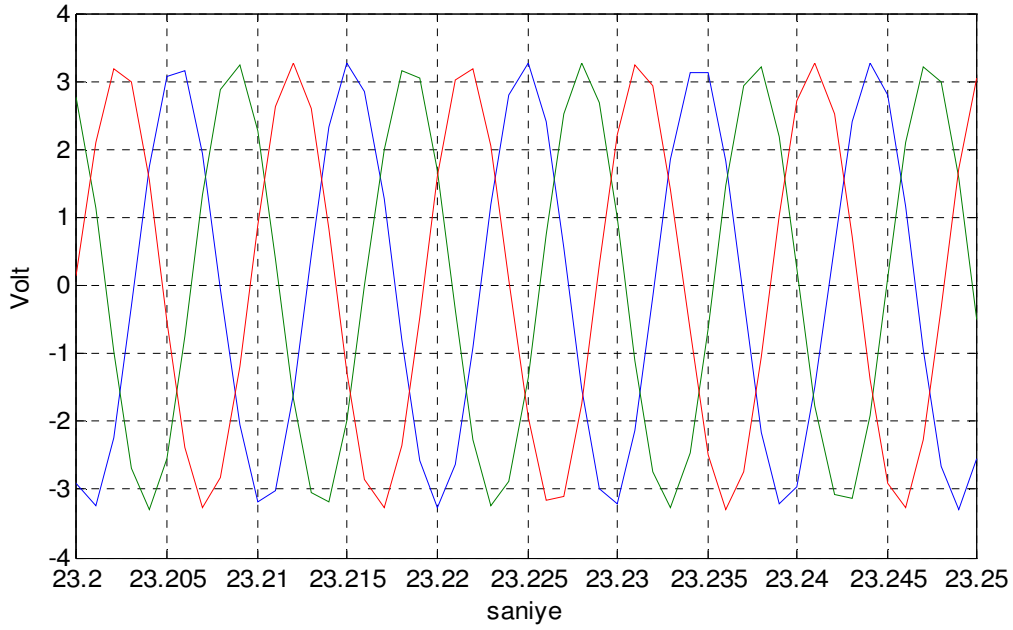


Şekil 4.22 : Boş durum PWM oluşturan 3 faz gerilim referansına dair grafik.

Şekil 4.21 ve Şekil 4.22'deki grafiğin yakınlştırılmış Şekil 4.23 ve Şekil 4.24'te gösterilmiştir. Bu şekillerden görüleceği üzere kontrol işaretleri salınım yapmamış temiz işaretlerdir.

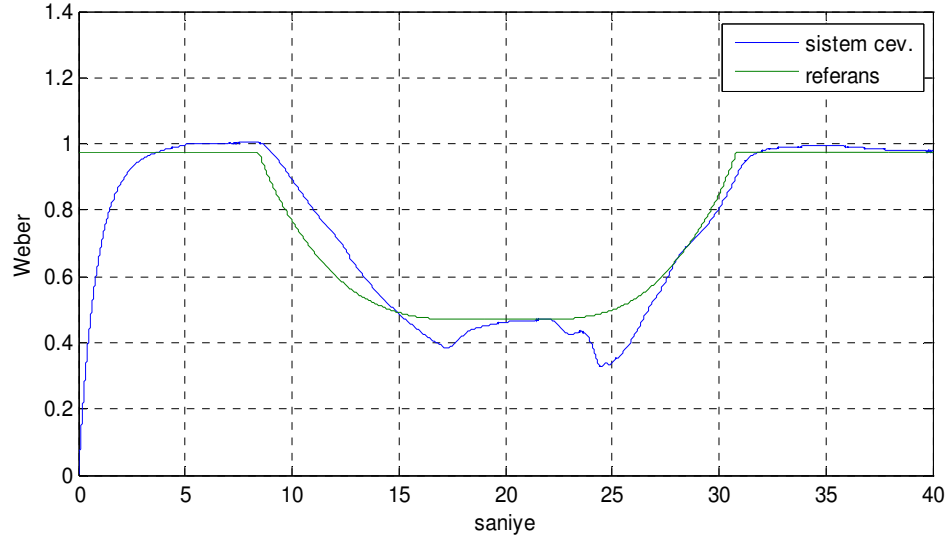


Şekil 4.23 : Dolu durum PWM oluşturan referans grafiğinin yakınlaştırılmış hali.

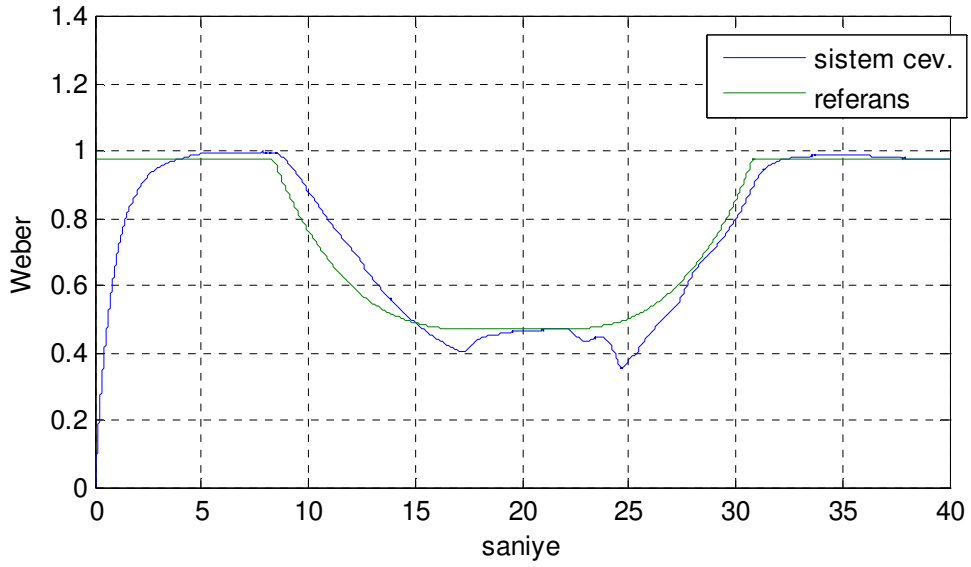


Şekil 4.24 : Boş durum PWM oluşturan referans grafiğinin yakınlaştırılmış hali.

Akı referansının değişimine ve hesaplanan akı değerine dair grafik Şekil 4.25 ve Şekil 4.26’da verilmiştir. Akı değeri Şekil 4.27 ve Şekil 4.28’den de anlaşılacağı üzere alan zayıflatma haricinde istenilen şekilde sabit tutulabilmektedir.

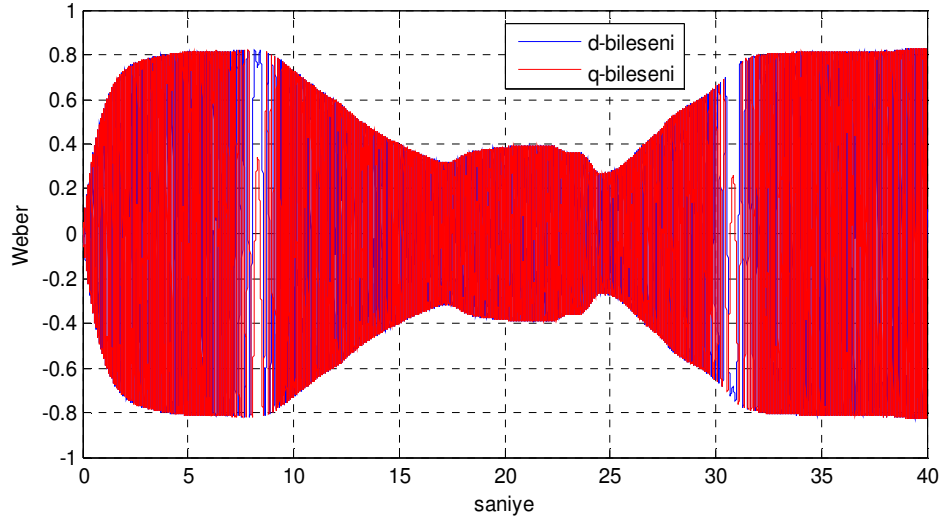


Şekil 4.25 : Dolu durum akı referansının ve hesaplanan akı değerinin grafiği.

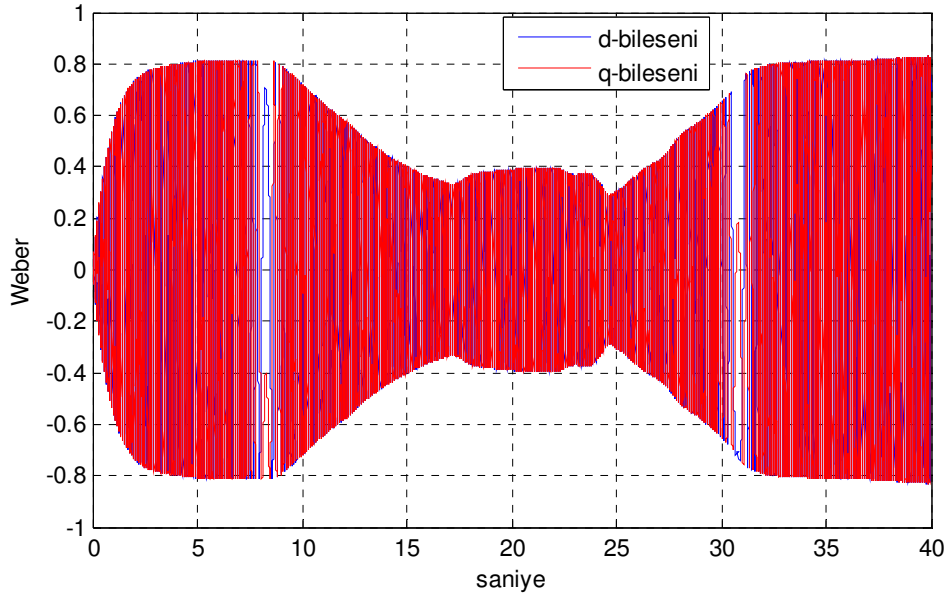


Şekil 4.26 : Boş durum akı referansının ve hesaplanan akı değerinin grafiği.

Motordan doğrudan alınan akı bilgisinin grafiği Şekil 4.27 ve Şekil 4.28’de gösterilmiştir. Dört grafik beraber incelenirse motorda oluşan akının değişimi ile hesaplanan akı arasındaki uyum gözlemlenebilmektedir.

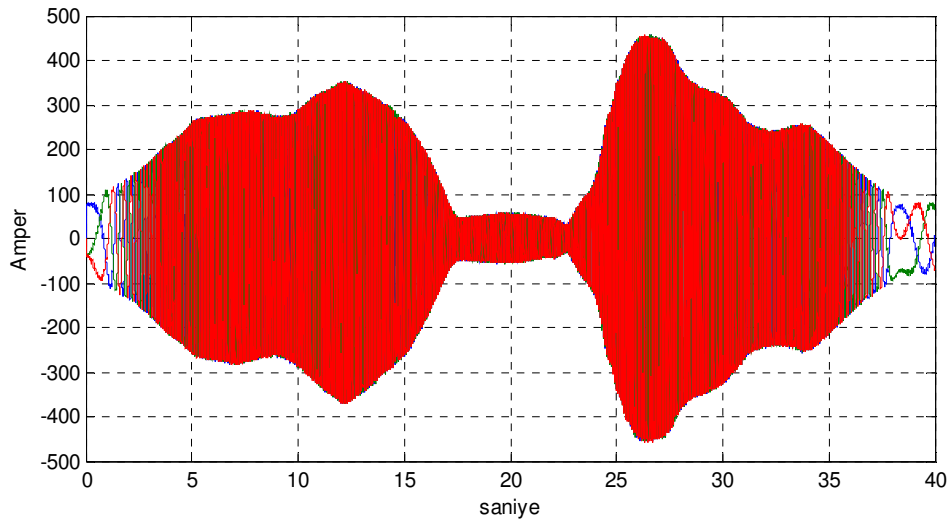


Şekil 4.27 : Dolu durum motordan doğrudan alınan akı bilgisinin grafiği.

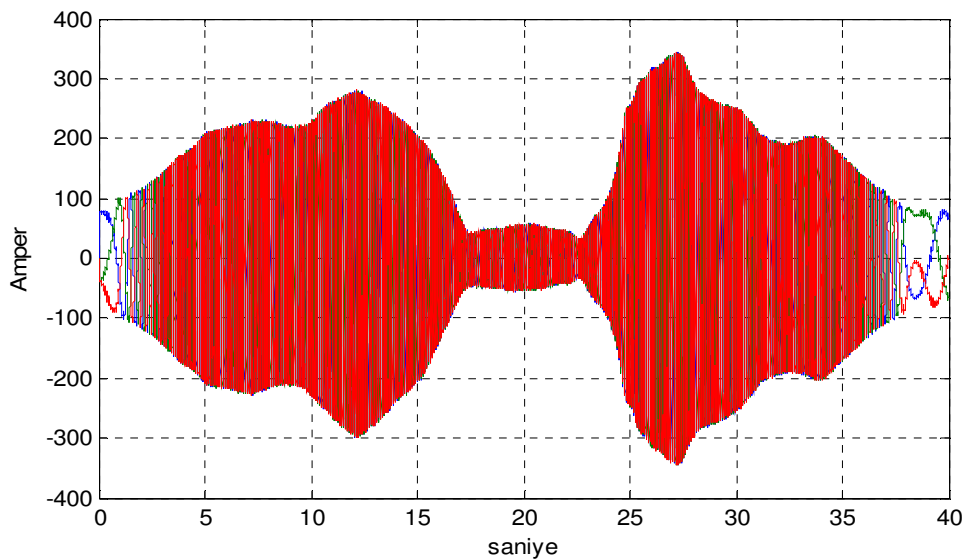


Şekil 4.28 : Boş durum motordan doğrudan alınan akı bilgisinin grafiği.

Motor stator akımlarına dair grafik Şekil 4.29 ve Şekil 4.30’da verilmiştir. Şekilden görüleceği gibi tramvaya dair ivmelenmenin artmasıyla akım artmaktadır. 12. saniyeden sonra ivme değerinin azalmaya başlamasıyla akım da azalmaktadır ve ivmenin sıfır olmasıyla akım en düşük seviyesine gelmektedir. Frenleme ivmesinin başlangıcına kadar sabit kalan akım değeri frenleme ile birlikte tekrar yükselmeye başlamaktadır. Motor tramvayın büyük kütlesinden kaynaklanan büyük eylemsizliği dengeleyip hızı azaltmak için yüksek akım çekmektedir ve bu süreçte motorun çektiği akım değeri en yüksek değerine ulaşır. Frenleme ile birlikte gittikçe hızı azalan tramvayın çektiği akımda tekrar azalmaya başlar ve duruncaya kadar azalır.



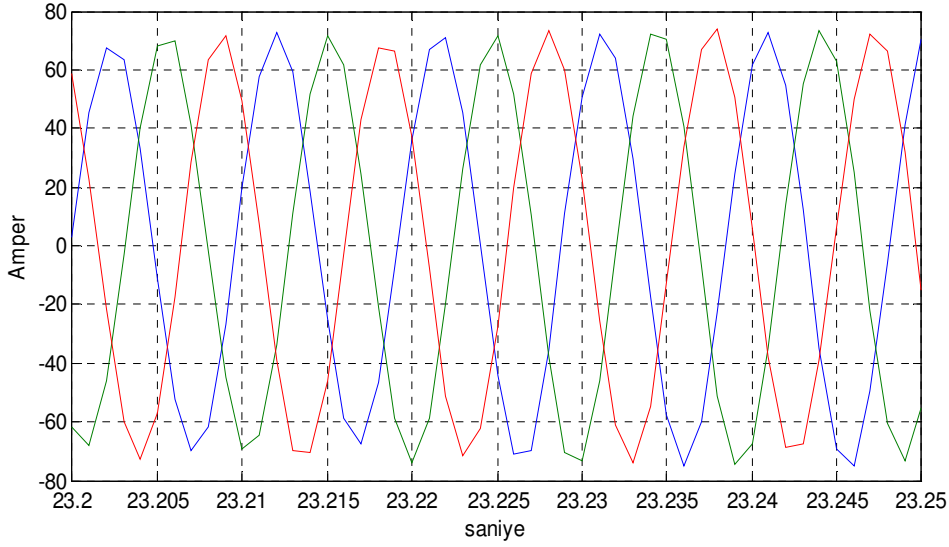
Şekil 4.29 : Dolu durum motor stator akımlarına dair grafik.



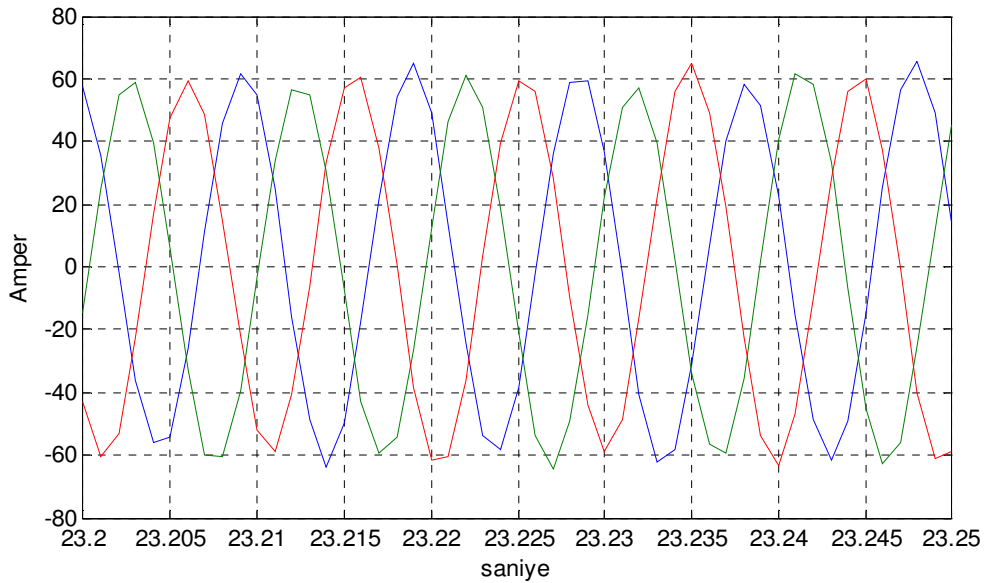
Şekil 4.30 : Boş durum motor stator akımlarına dair grafik.

Stator akımlarının frekansı hız ile birlikte artmakta hız azalması ile azalmaktadır. Nominal hızına ulaştığında 50 Hz olan stator akım frekansı alan zayıflatma bölgesinde 100 Hz'e kadar çıkmaktadır.

Şekil 4.29 ve Şekil 4.30'daki grafiğin yakınlaştırılmış halleri Şekil 4.31 ve Şekil 4.23'de gösterilmiştir. Akım çevrimine dair olan kontrolörlerin sistemi yavaşlatmasıyla olası bozuk işaretlerin önüne geçilmiştir.

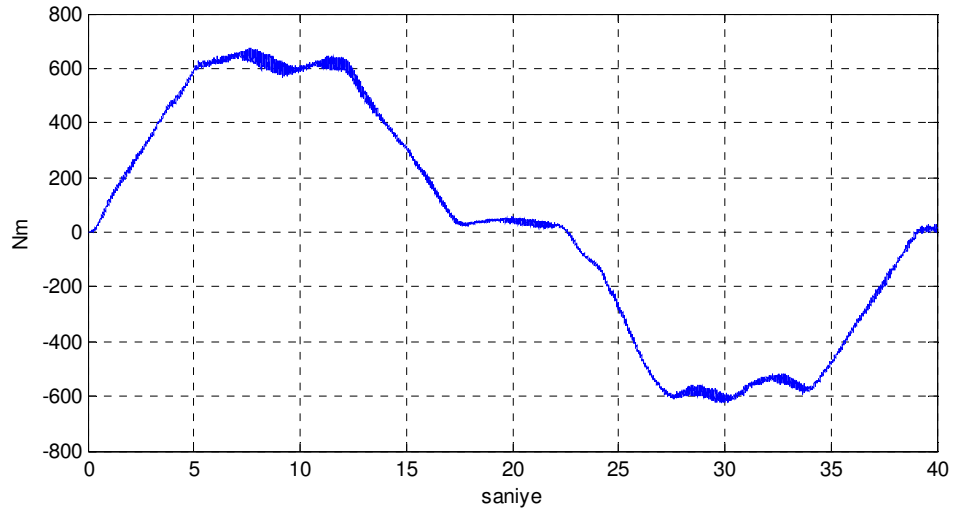


Şekil 4.31 : Dolu durum motor stator akımları grafiğinin yakınlaştırılmış hali.

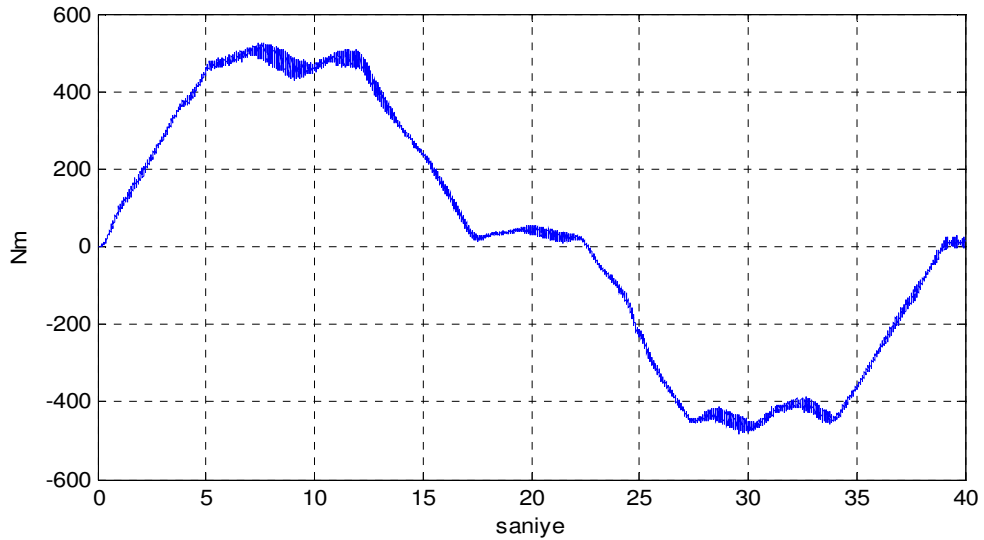


Şekil 4.32 : Boş durum motor stator akımları grafiğinin yakınlaştırılmış hali.

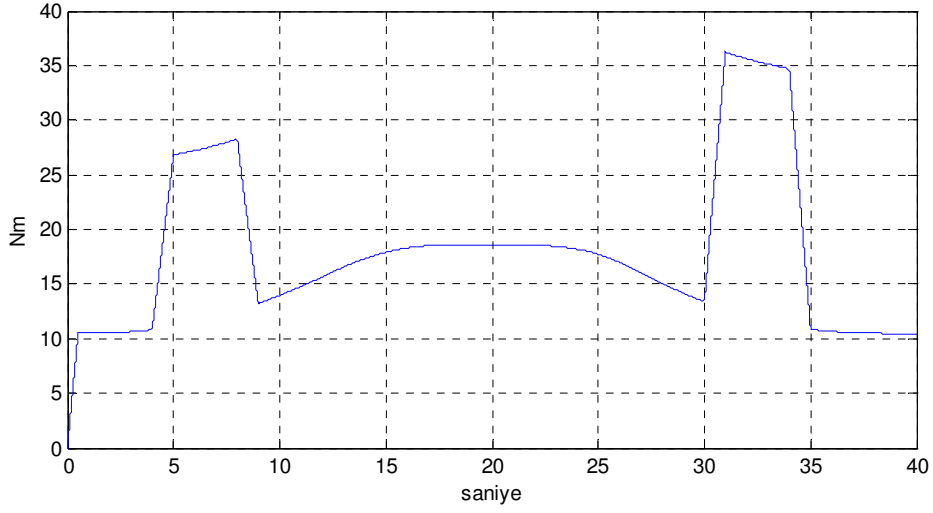
Oluşan elektromanyetik torka dair grafikler Şekil 4.33 ve Şekil 4.34’de, toplam yükün değişimine dair grafikler sırasıyla Şekil 4.35 ve Şekil 4.36’da verilmiştir. Elektromanyetik torkun değişimi ivmelenme grafiğine paralel olarak değişmiştir. İvmelenmenin yanında az da olsa direnç kuvvetlerinin de tork değişimi üzerinde etkisi bulunmaktadır. Motorun nominal tork değeri olan 740 Nm’ye ulaşmadığı da grafiklerden görülmektedir. Direnç kuvvetlerinin etkisi de motora indirgendiğinde maksimum 40 Nm’ye yaklaştığı grafiklerden görülmektedir.



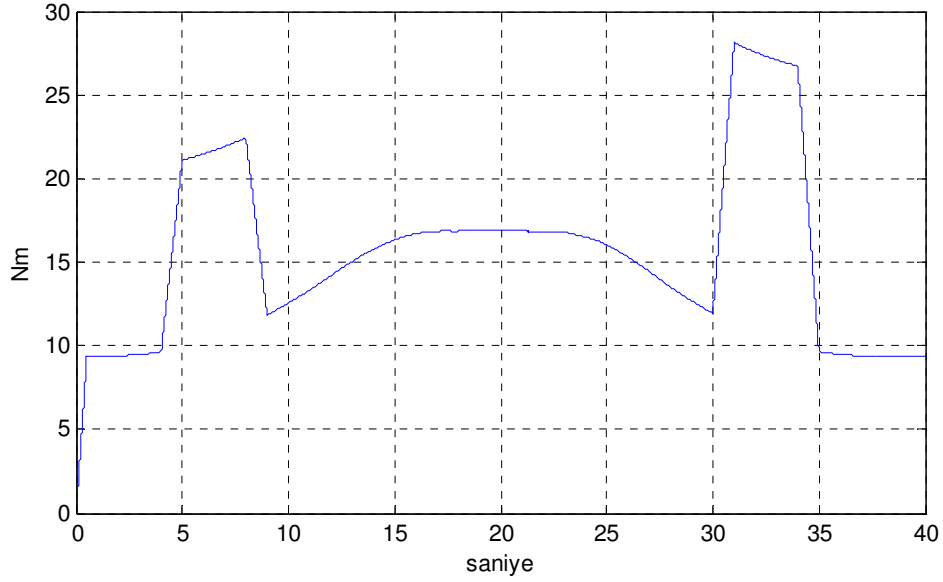
Şekil 4.33 : Dolu durumda oluşan elektromanyetik torka dair grafik.



Şekil 4.34 : Boş durumda oluşan elektromanyetik torka dair grafik.



Şekil 4.35 : Dolu durum toplam direnç kuvvetlerine dair grafik.



Şekil 4.36 : Boş durum toplam direnç kuvvetlerine dair grafik.

Genel olarak dolu ve boş durum için grafikler benzer olmuştur. Bazı grafiklerde tramvayın toplam ağırlığının farklı olmasından dolayı ulaşılan maksimum değerler farklılık göstermiştir.

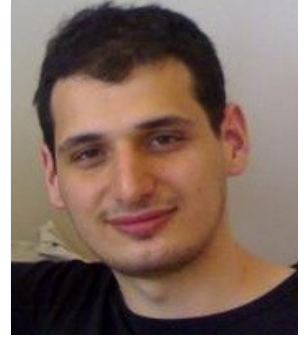
5. SONUÇLARIN TARTIŞILMASI

Hem dolu hem boş durum için konum, hız ve ivmelenme gibi parametreler istenen şekilde kontrol edilebilmiştir. İşaretlerde salınım olmamıştır ve işaretler temizdir. Doyma sebep olacak bir durum ile karşılaşılmamıştır. Akım değeri nominal değerın üstüne çıkmış olsa da bu sistem için bir sorun oluşturmamaktadır. Akım değeri belli sürelerin üzerine çıkmamak koşulu ile nominal akım değerlerinin üzerine %50 ila %100 oranında çıkabilmektedir. Akı değeri kontrol algoritmasının oluşturan mantık doğrultusunda alan zayıflatmaya girilmeyen yerlerde, istenilen şekilde sabit tutulmuştur.

KAYNAKLAR

- Krishnan, R.**, 2001. Electric Motor Drives: modeling, analysis and control, Prentice Hall, New Jersey.
- Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., Blaabjerg, F.**, 2002. Control in Power Electronics, Elsevier Science, USA.
- Mohan, N.**, 2001. Advanced Electric Drives, MNPERE, Minneapolis.
- Sarioğlu, M. K., Gökaşan M., Boğosyan S.**, 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi.
- Url-1** <<http://hermes.eee.nott.ac.uk/teaching/cal/h5dimd/outline.html>>, alındığı tarih 1.11.2010.
- Vukosavić, S. N.**, 2007. Digital Control of Electrical Drives, pp 7-58, Springer.
- Buso, S., Mattavelli P.**, 2006. Digital Control in Power Electronics, Morgan & Claypool, USA.
- Wu, B.**, 2006. High-Power Converters and AC Drives, pp 285-307, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey.
- Kurtulan, S.**, 2007. Elektrikli Ulaşım Sistemleri Ders Notları.
- Park, C. B., Lee, H. W., Kang, B. B., Lee, J.**, 2010, A study on the design and characteristic analysis of LIM for the deep-underground GTX propulsion system, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome.
- Levi, E., Sokola, M., Vukosavić, S. N.**, 2000, A Method for Magnetizing Curve Identification in Rotor Flux Oriented Induction Machines, IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. **15**, no. 2, pp. 157-162.
- Huang, M. S., Liaw, C. M.**, 2004, On the Control of a Field-Weakened Induction Motor Having Improved Transient and Static Performances, Electric Power Components and Systems, **32**, pp. 587–609.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad : Tolga Yiğit
Doğum Yeri ve Tarihi : 13.01.1986
Adres : Fındıkzade Ördekkasap Mahallesi Karakoyunlu Sk.
No:28 D:3 FATİH/İSTANBUL
Lisans Üniversite : İstanbul Teknik Üniversitesi