İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORLU LOKOMOTİFLER İÇİN ÇEKİŞ SİSTEMİ KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Mehmet Ali ÇİMEN

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

ŞUBAT 2019

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORLU LOKOMOTİFLER İÇİN ÇEKİŞ SİSTEMİ KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Mehmet Ali ÇİMEN
(504102103)

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN

ŞUBAT 2019

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504102103 numaralı Doktora Öğrencisi Mehmet Ali ÇİMEN, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "ASENKRON MOTORLU LOKOMOTİFLER İÇİN ÇEKİŞ SİSTEMİ KONTROLÜ" başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN** .....
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Seta BOGOSYAN** .....
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Volkan SEZER .....
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Abdulkadir BALIKÇI .....
Gebze Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Asıf ŞABANOVİÇ .....
Sabancı Üniversitesi

Teslim Tarihi : 28 Aralık 2018
Savunma Tarihi : 4 Şubat 2019

Eşime,

ÖNSÖZ

Raylı taşıtların dünyada uzun bir geçmişi olsa da ülkemizde raylı taşıt teknolojileri konusundaki çalışmalar nispeten yeni başlamıştır. Raylı taşıtların kritik bileşenlerinden olan çekiş sistemi bilgi yoğun bir sistem olup üzerinde akademik ve ticari olarak çalışmalar sürdürülmektedir. Bu çalışma kapsamında asenkron motorlu lokomotifler için çekiş sistemi kontrolü konusu ele alınmıştır. Bu tez TÜBİTAK TARAL 1007 kapsamında desteklenen 110G001 kodlu "E1000 Tip Elektrikli Lokomotif Geliştirilmesi" projesi kapsamında desteklenmiştir. Tezin hazırlanmasında sırasında emeği geçen, başta ikinci bölümde büyük katkılarından ötürü Ali Önder Biliroğlu ve Ali Fethi Öztürk ve üçüncü bölümdeki çalışmalarda büyük destek ve katkılarından ötürü Öncü Ararat başta olmak üzere tüm proje ekibine teşekkür ederim. Bu çalışmanın ortaya çıkmasında büyük destek sağlayan TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi Enerji Enstitüsü raylı taşıt teknolojileri ekibine teşekkürlerimi sunarım. Yine bu çalışma esnasında yardımlarını esirgemeyen ve akademik anlamda çalışmanın değerini artıran danışmanım Prof. Dr. Metin Gökaşan'a ve değerli jüri üyeleri Prof. Dr. Seta Bogosyan ve Prof. Dr. Asif Şabanoviç'e teşekkürü borç bilirim. Tüm çalışma ve akademik hayatım boyunca beni destekleyen aileme de sonsuz teşekkürler ederim.

Şubat 2019 Mehmet Ali ÇİMEN

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **vii**
İÇİNDEKİLER ..... **ix**
KISALTMALAR ..... **xi**
SEMBOLLER ..... **xiii**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xv**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xvii**
ÖZET ..... **xix**
SUMMARY ..... **xxi**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tez Kapsamı 4
1.2 Tezin Literatüre Katkısı 5
2. ASENKRON ÇEKİŞ MOTORU KONTROLÜ **11**
2.1 Giriş 11
2.2 Cer Motoru 13
2.3 Cer Motoru Modelleme 14
2.3.1 Uzay vektörü gösterimi 14
2.3.2 Koordinat ekseni dönüşümü 15
2.3.3 Gerilim ve akı denklemleri 16
2.3.4 Güç denklemleri 18
2.3.5 Elektromanyetik tork denklemi 19
2.3.6 Makine durum uzayı modeli 19
2.4 Rotor Akısı Gözlemleyicisi Tasarımı 20
2.5 Önerilen Akım Kontrolörü 23
2.5.1 Kompleks akım kontrolörü 25
2.5.2 Aktif sönümleme direnci 26
2.5.2.1 Kararlılık analizi 27
2.5.2.2 Optimum sönümleme direnci seçimi 30
2.5.3 Akım kontrolörü tasarımı 31
2.5.4 Akım kontrolörünün gerçeklenmesi 36
2.6 Deneysel Sonuçlar 38
3. UYARLANABİLİR KAYMA-KIZAKLAMA KONTROLÜ **49**
3.1 Giriş 49
3.2 Araç Modeli 53
3.3 Dinamik Sürtünme Modeli Parametrelerinin Belirlenmesi 54
3.4 Çekiş Sistemi Modeli 56
3.5 Faz Kayması Analizi 59
3.6 Önerilen Kayma-Kızaklama Kontrol Yöntemi 61
3.7 Benzetim Sonuçları 66
4. SONUÇLAR **73**
KAYNAKLAR **77**
ÖZGEÇMİŞ **81**

KISALTMALAR

AC : Alternatif akım
ASM : Asenkron motor
BGK : Bozucu gözlemleyici tabanlı kayma-kızaklama kontrolörü
CAN : Kontrolör alan ağı (Controller area network)
DC : Doğru akım
DGM : Darbe genişlik modülasyonu
FKK : Faz kaymasını doğrudan kontrol eden kayma-kızaklama kontrolörü
HK : Hibrit kayma-kızaklama kontrolörü
IGBT : Kapısı izole çift kutuplu transistor (Insulated gate bipolar transisor)
PD : Oransal-türev kontrolör (Proportional-derivative controller)
PI : Oransal-integral kontrolör (Proportional-integral controller)
UHK : Uyarlanabilir hibrit kayma-kızaklama kontrolörü

SEMBOLLER

$\mathbf{R_s}$: Stator direnci [Ω]
$\mathbf{R_r}$: Rotor direnci [Ω]
$\mathbf{L_{s\sigma}}$: Stator kaçak endüktansı [H]
$\mathbf{L_{r\sigma}}$: Rotor kaçak endüktansı [H]
$\mathbf{L_m}$: Mıknatıslanma endüktansı [H]
$\mathbf{L_{s\sigma}}$: Stator endüktansı [H]
$\mathbf{L_{r\sigma}}$: Rotor endüktansı [H]
$\mathbf{k_{sr}}$: Stator rotor arası manyetik kuplaj katsayısı ($k_{sr} = L_s/L_r$)
$\mathbf{k_s}$: Stator manyetik kuplaj katsayısı ($k_s = L_m/L_s$)
$\mathbf{k_r}$: Rotor manyetik kuplaj katsayısı ($k_r = L_m/L_r$)
$\boldsymbol{\sigma}$: Toplam kaçak endüktans katsayısı ($\sigma = 1 - k_s k_r$)
$\mathbf{R_\sigma}$: Kilitli rotor direnci ($R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$) [Ω]
$\mathbf{L_{s\sigma}}$: Kilitli rotor endüktansı ($L_\sigma = \sigma L_s$) [H]
$\mathbf{T_\sigma}$: Kilitli rotor zaman sabiti ($T_\sigma = L_\sigma/R_\sigma$) [s]
$\mathbf{T_r}$: Rotor zaman sabiti ($T_r = L_r/R_r$) [s]
$\mathbf{p}$: Kutup çifti sayısı
$\boldsymbol{\omega_w}$: Teker açısal hızı[rad/s]
$\boldsymbol{\omega_m}$: Rotor mekanik açısal hızı [rad/s]
$\boldsymbol{\omega}$: Rotor elektriksel açısal hızı ($\omega = p\omega_m$) [rad/s]
$\boldsymbol{\omega_s}$: Stator elektriksel açısal frekansı [rad/s]
$\boldsymbol{\omega_r}$: Rotor elektriksel açısal frekansı ($\omega_r = \omega_s - \omega$) [rad/s]
$\boldsymbol{\omega_N}$: Katener elektriksel açısal frekansı ($\omega_N = 100\pi$) [rad/s]
$\mathbf{i_s}$: Stator akımı uzay vektörü [A]
$\mathbf{i_r}$: Rotor akımı uzay vektörü [A]
$\mathbf{u_s}$: Stator gerilimiuzay vektörü [V]
$\boldsymbol{\psi_s}$: Stator akısıuzay vektörü ($\boldsymbol{\psi_s} = L_s\mathbf{i_s} + L_m\mathbf{i_r}$) [V. s/rad]
$\boldsymbol{\psi_s}$: Rotor akısıuzay vektörü ($\boldsymbol{\psi_r} = L_m\mathbf{i_s} + L_r\mathbf{i_r}$) [V. s/rad]
$\mathbf{T}$: Örnekleme zamanı [s]
$\mathbf{R_a}$: Aktif sönümleme direnci [Ω]
$\mathbf{T_w}$: Tekerde oluşan adezyon torku [Nm]
$\mathbf{T_m}$: Motor torku [Nm]
$\mathbf{T_m^{ref}}$: Referans motor torku [Nm]
$\mathbf{T_m^{des}}$: Makinistin talep ettiği motor torku [Nm]
$\mathbf{R_w}$: Teker yarıçapı [m]
$\mathbf{v_x}$: Araç boylamsal hızı [m/s]
$\mathbf{v_r}$: Teker için çizgisel bağıl hız ($v_r = R\omega_w - v_x$) [m/s]
$\boldsymbol{\sigma_\varphi}$: Motor torku ile motor hızı arasındaki faz farkı standart sapması [rad]
$\boldsymbol{\varphi_{avg}}$: Motor torku ile motor hızı arasındaki faz farkı zaman ortalaması [rad]
$\boldsymbol{\varphi_{avg}^{max}}$: İzin verilen faz farkının üst sınırı [rad]
$\boldsymbol{\varphi_{avg}^{min}}$: İzin verilen faz farkının alt sınırı [rad]

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Benzetim sonuçları. 68

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Elektrikli lokomotif çekiş sistemi. 3
Şekil 2.1 : Çekiş sistemlerinde kullanılan asenkron makinenin hıza bağlı karakteristikleri. 14
Şekil 2.2 : Eksen dönüşümlerini gösteren şekil. 16
Şekil 2.3 : Gopinath tipi akı gözlemleyicisi. 22
Şekil 2.4 : Akım kontrolü için hesaplama gecikmesi 24
Şekil 2.5 : Aktif sönümleme direnci eklenmiş cer motoru blok diyagramı. 27
Şekil 2.6 : Aktif sönümleme direncinin değişmesine bağlı duyarlılık empedansının frekans cevabı. 30
Şekil 2.7 : Kapalı çevrim akım kontrolü blok diyagramı 31
Şekil 2.8: Senkron hızda dönen eksen takımında sistemin blok diyagramı. 32
Şekil 2.9 : Kapalı çevrim transfer fonksiyonu frekans cevabı. 34
Şekil 2.10 : Akım kontrolörü ile sisteme eklenen duyarlılık kazancı. 35
Şekil 2.11 : Önerilen akım kontrolörü içyapısı. 37
Şekil 2.12 : Deneylerin gerçekleştirildiği dinamometre sistemi. 38
Şekil 2.13 : Benzetimin geçerliliği için yapılan testte akımların değişimi. 39
Şekil 2.14 : Motor çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı. 40
Şekil 2.15 : Generatör çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı. 40
Şekil 2.16 : Motor çalışmada sürekli hal stator akımı ve DC gerilim dalga formu. 41
Şekil 2.17 : Motor çalışmada akım kontrolörünün mil hızının değişimine tepkisi. 42
Şekil 2.18 : Motor çalışmada akım kontrolörünün parametre değişimine tepkisi. 43
Şekil 2.19 : Motor çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı ($f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$). 45
Şekil 2.20 : Generatör çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı ($f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$). 45
Şekil 2.21 : Motor çalışmada sürekli hal stator akımı ve DC gerilim dalga formu ($f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$). 46
Şekil 2.22 : Lokomotif üzerinde yapılan testlerde motor torklarının değişimi. 47
Şekil 3.1 : Kayma hızı ve araç hızına göre adezyon katsayısının değişimi. 50
Şekil 3.2 : Lokomotif araç modeli. 54
Şekil 3.3 : Referans araç (E1000 tip elektrikli lokomotif). 56
Şekil 3.4 : Çekiş sistemi modeli. 57
Şekil 3.5 : Referans araç çekiş sistemi için faz farkının değişimi. 59
Şekil 3.6 : Araç hızına bağlı adezyon karakteristiği değişimi. 60
Şekil 3.7 : İstenen faz kaymasının üst sınırının araç hızına bağlı değişimi. 61
Şekil 3.8 : Modül seçimi algoritması. 62
Şekil 3.9 : Toparlanma modülü algoritması. 63
Şekil 3.10 : Kontrol modülü algoritması. 64
Şekil 3.11 : Sınırlandırma alt modülü algoritması. 65
Şekil 3.12 : Faz kayması modülü algoritması. 66

Şekil 3.13 : Fren testi benzetim sonuçları. 69
Şekil 3.14 : Çekiş testi benzetim sonuçları. 70
Şekil 3.15 : Birleştirilmiş test benzetim sonuçları. 71

ASENKRON MOTORLU LOKOMOTİFLER İÇİN ÇEKİŞ SİSTEMİ KONTROLÜ

ÖZET

Bu tez bir elektrikli lokomotif çekiş sistemi kontrolünde iki kritik kontrolörün tasarımı için yaklaşım geliştirmektedir. Bunlardan ilki elektrikli lokomotiflerde yaygın olarak kullanılan asenkron çekiş motorunun uygulamaya özgü problemlerini göz önüne alarak dayanıklı bir kontrolör tasarımı oluşturmaktır. İkinci bölümde bu amaca yönelik olarak literatürdeki çözümler taranmıştır. Bu bölümde çekiş motoru modellenmiş ve kontrolünün yapılabilmesi için akı gözlemleyicisi tasarlanmıştır. Rotor akısından oryantasyonlu kontrol yaklaşımı benimsenmiş ve bunun için bir akım kontrolörü tasarımı yapılmıştır. Akım kontrolörü olarak çekiş sistemleri dışında kendini kanıtlamış olan kompleks değişkenli akım kontrolörü temel olarak alınmıştır. Bu kontrolörün referans takibi performansı, parametre değişimine duyarsız olması, senkron frekansta bozucu etkileri giderme performansı diğer seçeneklere göre avantajlarıdır. Ancak, özellikle lokomotif çekiş sistemlerinde problem oluşturabilecek düşük frekans bozucu etkileri giderme performansı rakiplerine nazaran kötüdür. Bu problemin giderilmesi için literatürde akım kontrolörünü iki serbestlik dereceli bir kontrolör yapan aktif sönümleme direncinin geri besleme yoluna eklenmesi önerilmiştir. Böylece iç bir kontrol döngüsü ile bozucu etkiler azaltılmaktadır. Fakat, bu çözüm yüksek anahtarlama frekanslı endüstriyel uygulamalarda başarılı sonuçlar verirken, düşük örnekleme zamanına sahip düşük anahtarlama frekansında kararlılık problemlerine yol açabilmektedir. Bu sebeple normal uygulamalarda ihmal edilen gecikmeler ve doğrudan sürekli hal modelleri kullanılarak tasarlanan kontrolörler lokomotif çekiş motoru kontrolünde yetersiz kalmaktadır. Bu problemi aşmak için bu bölümde tüm gecikmeler hesaba katılarak ve ayrık zamanlı model kullanılarak aktif sönümleme direncinin sistem üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Buna göre motor ve evirici parametrelerine bağlı olarak sistemi kararlı kılan aktif sönümleme direnci aralığı belirlenmiştir. Bunun ötesinde bozucu etkileri en aza indirgeyebilecek optimum aktif sönümleme direnci seçimi için motor ve evirici parametrelerine bağlı analitik bir ifade bulunmuştur. Bu bölümde geliştirilen akım kontrolörü için benzetimler yapılmış ve dinamometre sistemi üzerinde deneyler yapılmıştır. Geliştirilen akım kontrolörü referans araç dışında bir şehir içi hafif raylı taşıtta ve bir dizel elektrikli lokomotifte de başarıyla uygulanmıştır. Geliştirilen kontrol yöntemi sahada, gerçek çalışma koşullarında, problemsiz bir şekilde kullanılmaktadır.

Tez kapsamında geliştirilen ikinci yaklaşım kayma-kızaklama kontrolüne yöneliktir. Üçüncü bölümde kayma-kızaklama kontrol yöntemlerine dair literatür taraması yapılmıştır. Bu bölümde daha önceden geliştirilmiş ve benzetimleri başarıyla yapılmış bir yöntem hıza bağlı uyarlanabilir bir forma getirilmiştir. Düşük araç hızlarında kayma-kızaklamanın daha kolay oluştuğu bilinen bir gerçektir. Araç hızının

değişiminin kayma-kızaklama kontrolü üzerindeki etkisi bu bölümde analiz edilmiştir. Maksimum adezyon kuvvetinin %90'ını elde edebilmenin yüksek hızlarda daha kolay olduğu gösterilmiştir. Motor torkuna verilen sinüzoidal bir tanıma işaretinin, motor hızında aynı frekansta oluşan işarette oluşturduğu faz kayması adezyon karakteristiği ile ilgili bilgi vermektedir. Bu kapsamda sektörde de kullanılmakta olan bu yöntemde araç hızına bağlı olarak istenen faz kayması aralığı uyarlamalı olarak değiştirilmiştir. Yapılan benzetimlerde uyarlanabilir hibrit yöntemin sıklıkla kullanılan diğer yöntemlere ve baz alınan yönteme göre daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

TRACTION SYSTEM CONTROL OF INDUCTION MOTOR POWERED LOCOMOTIVES

SUMMARY

Rail transportation is a preferred transportation method since it is efficient, comfortable, safe and more environmentally friendly. Because of all these advantages, rail vehicles have a long history and new technological developments have been continuously implemented on these vehicles during this time. Thanks to recent technological developments, it is now possible to develop faster, more powerful and more intelligent rail vehicles.

One of the most critical technological components of rail vehicles is the traction system. The traction system transforms readily available onboard energy into mechanical energy that provides tractive effort with reference to acceleration/deceleration request of the driver. The purpose of the traction control system is to try to provide the acceleration/deceleration request of driver within the system limits under external disturbances such as sudden change in energy supply or variation in wheel-rail dynamics. The traction control system must also ensure that the wheels do not excessively slip/slide when providing the required traction force/torque to avoid wear of wheels. Since the rapid control of torque is possible in electric machines, use of electric traction systems in rail vehicles is more suitable for vehicle comfort and efficiency regarding effective and high-performance wheel slip-slide control.

Induction motors are the most widely used electric motor type in rail vehicle traction systems due to their advantages such as being cheaper and less maintenance compared to other options. At first sight, although traction control seems to be a motor control problem, it contains many issues specific to the application.

First, the motor torque should be controlled rapidly in order to recover from a sudden wheel slip/slide condition. Also, torque control should not be affected by these sudden changes. Especially in electric rail vehicles, the vehicle traction system is in interaction with the single-phase power transmission line called catenary. Sudden changes in the catenary voltage should not affect the torque control performance. As a result of rectifying the single-phase voltage, a fluctuation of two times the frequency of the catenary voltage on the DC voltage used to drive the motor is inevitably formed. The disturbance effect from this voltage fluctuation should not affect the torque control.

Locomotives have different traction system control problems amongst rail vehicles. Since it is the only vehicle that can provide traction effort in a train configuration, this vehicle is required to provide the maximum traction force and power within limits. That is why locomotives usually have traction motors on all of their axles. Rapid

transportation requires higher speeds, which results in sizing traction motors more powerful. Both the high starting force and the high speed are expected from the locomotives, and the electric motors used in these vehicles are used up to their maximum achievable speeds that can only be possible using field weakening techniques. The power electronics switches required for the control of high-powered electric machines have high switching losses. Therefore, the ratio of switching frequencies to the maximum stator frequency in locomotive traction motor control is quite low compared to other standard applications.

The traction on all of the axles of the locomotives makes it impossible to measure the speed of the wheel to obtain vehicle speed. When the vehicle speed cannot be measured precisely, the required slip ratio information for slip/slide control cannot be readily obtained. Some speed estimation methods are used vehicle model for road vehicles. However, because the load behind the locomotives is uncertain, speed estimation is not possible by using the vehicle model. For this reason, locomotives, especially in the case of all wheels are slipping/sliding, detecting the slip/slide condition is a problem to be solved. In the wheel slip/slide control, at low speeds, the wheel can shift to an immediate slip state, which is more difficult at high speeds. Therefore, vehicle performance and safety can be increased if the wheel slip-slide controller is designed considering the speed of the vehicle.

This thesis develops approaches for the design of two critical controllers in the control of an electric locomotive traction system. The first is to create a robust controller design by considering the application-specific problems of the asynchronous traction motor commonly used in electric locomotives. In the second part, the solutions in the literature are reviewed for this purpose. In this section, traction motor is modeled by using complex vectors, and a flux observer is designed for control. Rotor field oriented control approach is adopted, and a current regulator is designed to control the motor torque. As a current regulator, a complex variable structure which is proven outside the traction applications is chosen as the basis. This controller's reference tracking performance, insensitivity to change of system parameters, and the performance of eliminating disturbance effects on synchronous frequencies are advantages over other current controller topologies. However, the performance of low-frequency disturbance rejection, which is a problem in locomotive traction systems, is worse than its competitors. In order to solve this problem, it has been proposed in the literature to add active damping resistance to the feedback path which makes the current controller a two degree of freedom controller. Hence, this inner control loop reduces the disturbing effects. However, adding active resistance results in stability problems at low switching frequency applications implying low sampling rate while delivering successful results in high switching frequency industrial applications.

For this reason, neglected delays in typical applications and controllers designed using direct continuous models are insufficient to control locomotive traction motor. In order to overcome this problem, the effect of active damping resistance on the system was analyzed by taking into account all delays and using exact discrete time model. At first sight, active damping resistance value should be increased to ensure good low-frequency disturbance rejection capability. In reality, the delays in the inner control loop limit the maximum value of active resistance which ensures stability.

Accordingly, motor and inverter parameters determine the active damping resistance selection range of the system.

Furthermore, an analytical expression based on the motor and inverter parameters is found for the selection of the optimum active damping resistance value which could minimize the disturbing effects. In this section, simulations are carried out for the proposed current controller and experiments were performed with actual traction motor and converter on the dynamometer system.

The proposed current controller has also been applied successfully in an urban light rail vehicle and a diesel-electric locomotive. The developed control method is used in the field in real working conditions without any problem.

The second approach developed in the thesis is for wheel slip-slide control. In the third chapter, a literature review of slip-slide control methods is given. In this section, a previously developed and simulated method has been introduced into an adaptive form based on vehicle speed. In the method used as a groundwork, the commonly implemented methods in the sector are used in a hybrid manner which uses phase shift and wheel acceleration information.

It is a known fact that slip/slide development is more natural at low vehicle speeds. The effect of the change of vehicle speed on slip-slide control is analyzed in this section. It has been shown that achieving 90% of the maximum adhesion force requires looser control goals at higher speeds. A sinusoidal perturbation added on the motor torque results in an identification signal on the motor speed at the same frequency. The phase shift of the motor speed identification signal with respect to motor torque perturbation signal gives a valuable information about the operating point on adhesion characteristics. Therefore, the desired phase shift range can be changed according to the vehicle speed. In the simulations performed, it is observed that the adaptive hybrid method gave better results than the other methods.

1. GİRİŞ

Raylı ulaşım, ulaştırma sektöründe özellikle de toplu taşıma ve yük taşımada tüm gelişmiş ülkelerde tercih edilen bir ulaşım yöntemidir. Orta mesafeli yolcu taşımacılığında (<500 km) yüksek hızlı trenler uçaklardan daha etkin bir ulaştırma şekliyken, şehir içi yoğun trafikte cadde tramvayları ve metrolar daha verimli ve çevreci bir ulaştırma çözümü sunmaktadır. Yük taşımacılığında ise deniz yollarından sonra en ekonomik taşıma yöntemi demiryolu taşımacılığıdır.

Elektrik enerjisinin üretiminde kaynak çeşitliliğini sağlamak mümkündür. Ayrıca elektrik enerjisi üretim santrallerinde büyük güçlerde üretim olduğu için emisyon kontrolü ve santrallerde kombine çevrimlerin uygulanması daha kolaydır. Elektrik enerjisinin arz güvenliği ve verimliliği daha yüksektir. Bu nedenle özellikle petrol kaynakları zengin olmayan ülkelerde altyapı yatırım maliyetleri daha fazla olmasına rağmen, elektrikli raylı araçlar tercih sebebi olmaktadır.

Ray-teker dinamiği göz önüne alındığında elektrik makinalarının torkları hızlı kontrol edilebildiğinden, etkin ve yüksek performanslı bir kayma-kızaklama kontrolü açısından elektrikli çekiş sistemlerinin raylı araçlarda kullanımı araç konfor ve verimliliği için daha uygundur.

Raylı araç elektrikli çekiş sistemlerinde 1980 öncesi DC makinalar tercih edilirken, DC makinaların bakım maliyetlerinin fazla olması, seri üretime uygun olmaması ve yarı iletken anahtarlama teknolojilerinin gelişmesiyle AC makinalar tercih edilmeye başlanmıştır. AC makinalar DC makinalara göre daha verimli olup, daha az bakım gerektirmektedir. Günümüzde en çok tercih edilen raylı araç çekiş motoru asenkron makinalardır.

Raylı taşıtlarda kullanılan motorların kontrolü özel problemler barındırmaktadır. Ani kayma-kızaklama durumlarında kontrolü sağlayabilmek için tork hızlı bir şekilde kontrol edilmelidir. Ayrıca, bu ani değişimlerden tork kontrolü etkilenmemelidir. Özellikle, elektrikli raylı taşıtlarda ise katener adı verilen tek fazlı güç iletim hattı ile araç etkileşim halindedir. Katenerde meydana gelebilecek ani değişimlerin de tork kontrol performansını etkilememesi gerekmektedir. Tek fazlı gerilimin doğrultulması

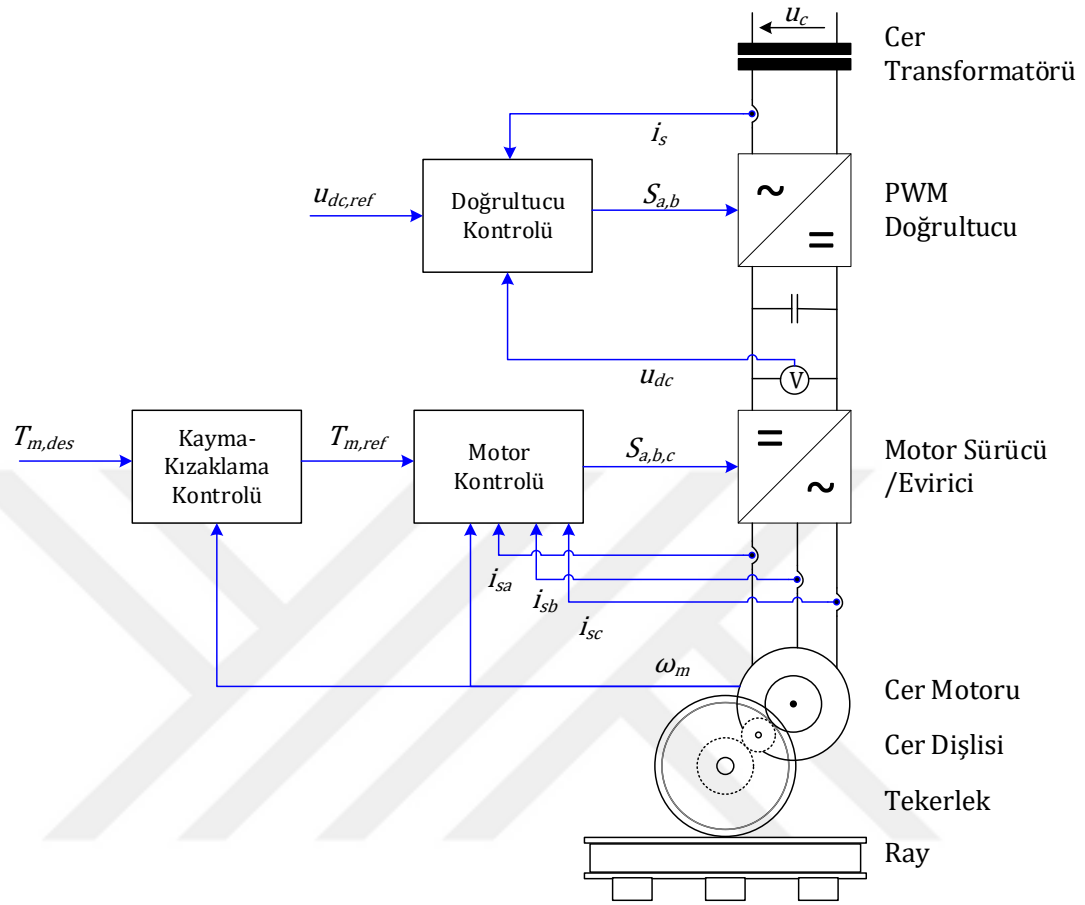
sonucunda motoru sürmek için kullanılan DC gerilim üzerinde katener gerilimi frekansının iki katında bir dalgalanma kaçınılmaz şekilde oluşmaktadır. Bu gerilim dalgalanmasından kaynaklı bozucu etkinin de tork kontrolünü etkilememesi gerekmektedir.

Lokomotifler ise raylı taşıtlar arasında çekiş kontrolü açısından farklı bir yere sahiptirler. Bir katarda çekişi sağlayan tek araç olduğu için bu aracın mümkün olan en fazla çekiş kuvvetini ve gücünü sağlaması istenmektedir. Bu sebeple lokomotiflerde genellikle tüm akslarda çekiş vardır. Hızlı bir taşımacılık yapabilmek için yüksek güç gerektiğinden çekişi yapan motorlar ise mümkün olduğunca büyük güçte seçilmektedir. Yine lokomotiflerden hem yüksek kalkış kuvveti hem de yüksek hız beklendiği için bu araçlarda kullanılan motorlar alan zayıflatma teknikleri kullanılarak çıkılabilecek maksimum hıza kadar kullanılırlar. Yüksek güçlü elektrik makinalarının kontrolü için gerekli olan güç elektroniği anahtarlarının anahtarlama kayıpları yüksektir. Bu sebeple, lokomotif uygulamalarında anahtarlama frekanslarının maksimum stator frekansına oranı diğer standart uygulamalara nazaran oldukça düşüktür. Bu durum çekiş motorunun kontrolünü yapabilmek için normalde ihmal edilebilecek bazı durumları göz önüne alarak kontrolör tasarımı yapmayı gerektirmektedir.

Lokomotiflerin tüm akslarında çekiş olması araç hızı için doğrudan teker hızı ölçümü yapma yöntemini imkansız hale getirmektedir. Araç hızı tam olarak ölçülemediğinde kayma-kızaklama kontrolü için gerekli olan kayma oranı bilgisi kolaylıkla elde edilemez. Normal taşıtlarda araç modeli kullanılarak hız kestirimi yapılabilmektedir. Ancak yine lokomotiflerin arkasındaki yük belirsiz olduğundan araç modelini kullanarak hız kestirimi yapmak mümkün olmamaktadır. Bu sebeple lokomotiflerde özellikle tüm tekerlerin kayma durumunda tekerlerin kayma durumunda olup olmadığını bulabilmek çözülmesi gereken bir problemdir. Kayma-kızaklama kontrolünde düşük hızlarda teker hemen kayma durumuna geçebilirken yüksek hızlarda bu durum daha zordur. Bu sebeple kayma-kızaklama kontrolü yapılırken araç hızı göz önüne alınarak bir tasarım yapılırsa araç performansı ve emniyeti artırılabilir.

Bir elektrikli lokomotifte bir aks için çekiş sistemini **Şekil 1.1** göstermektedir. Lokomotiflerde maksimum çekişi elde etmek ana amaç olduğu için her bir çekiş motorunun torku ayrı ayrı kontrol edilmektedir. Bu çalışmada referans araç olarak

kullanılan E1000 tip elektrikli lokomotif, modern örneklerine benzer şekilde her biri bağımsız olarak kontrol edilen 4 çekiş motoruna sahiptir.



$T_{m,des}$	: İstenen motor torku	u_{dc}	: DC bara gerilimi
$T_{m,ref}$	: Referans motor torku	u_c	: Katener gerilimi
ω_m	: Motor hızı	i_s	: Sekonder akımı
$i_{s,abc}$	: Stator akımları	$S_{a,b}$	: Doğrultucu anahtarlama işaretleri
$S_{a,b,c}$	: Evirici anahtarlama işaretleri		

Şekil 1.1 : Elektrikli lokomotif çekiş sistemi.

Temelde çekiş sisteminin girişi makinistten gelen tork talebidir. Makinistin talep ettiği tork kayma-kızaklama kontrolörü için referans değer oluşturur. Kayma-kızaklama kontrolörü ray-teker arasındaki adezyon koşullarının talep edilen çekişi sağlayıp sağlamadığını kontrol etmektedir. Eğer talep edilen motor torku teker üzerinden çekiş kuvvetine dönüştürülemiyorsa teker kayma/kızaklama durumuna girecektir. Bu durumu algılayan kayma-kızaklama kontrolörü buna göre motora giden tork referans değerini azaltmaktadır. Kayma-kızaklama durumu tekerlerde önemli bir aşınmaya sebep olduğu için ekonomik açıdan önemlidir. Ayrıca, özellikle kızaklama

durumlarında aracın durma mesafesi artacağından emniyet açısından da kayma-kızaklama kontrolü önemli bir yere sahiptir.

Kayma-kızaklama kontrolörünün teker-ray koşullarına göre değiştirdiği tork referansı motor sürücü/evirici vasıtası ile motor kontrolü sağlanarak motor milinde elde edilir. Çekiş motoru kontrolü kayma-kızaklama kontrolünün içinde bir kontrol döngüsü olduğu için tork kontrolünün performansı doğrudan kayma-kızaklama kontrolünün performansını belirlemektedir. Motor sürücü/evirici kayma-kızaklama kontrolünden aldığı tork referansını katenerden gelen bozuculara rağmen sağlayabilmelidir.

1.1 Tez Kapsamı

Bu tez bir elektrikli lokomotif çekiş sistemi kontrolünde iki kritik kontrolörün tasarımı için yaklaşım geliştirmektedir. Bunlardan ilki elektrikli lokomotiflerde yaygın olarak kullanılan asenkron çekiş motorunun uygulamaya özgü problemlerini göz önüne alarak dayanıklı bir kontrolör tasarımı oluşturmaktır. İkinci bölümde bu amaca yönelik olarak literatürdeki çözümler taranmıştır. Bu bölümde çekiş motoru modellenmiş ve kontrolünün yapılabilmesi için akı gözlemleyicisi tasarlanmıştır. Rotor akısından oryantasyonlu kontrol yaklaşımı benimsenmiş ve bunun için bir akım kontrolörü tasarımı yapılmıştır. Akım kontrolörü olarak çekiş sistemleri dışında kendini kanıtlamış olan kompleks değişkenli akım kontrolörü temel olarak alınmıştır. Bu kontrolörün referans takibi performansı, parametre değişimine duyarsız olması, senkron frekansta bozucu etkileri giderme performansı diğer seçeneklere göre avantajlarıdır. Ancak, özellikle lokomotif çekiş sistemlerinde problem oluşturabilecek düşük frekans bozucu etkileri giderme performansı rakiplerine nazaran kötüdür. Bu problemin giderilmesi için literatürde akım kontrolörünü iki serbestlik dereceli bir kontrolör yapan aktif sönümleme direncinin geri besleme yoluna eklenmesi önerilmiştir. Böylece iç bir kontrol döngüsü ile bozucu etkiler azaltılmaktadır. Fakat, bu çözüm yüksek anahtarlama frekanslı endüstriyel uygulamalarda başarılı sonuçlar verirken, düşük örnekleme zamanına sahip düşük anahtarlama frekansında kararlılık problemlerine yol açabilmektedir. Bu sebeple normal uygulamalarda ihmal edilen gecikmeler ve doğrudan sürekli hal modelleri kullanılarak tasarlanan kontrolörler lokomotif çekiş motoru kontrolünde yetersiz kalmaktadır. Bu problemi aşmak için bu bölümde tüm gecikmeler hesaba katılarak ve ayrık zamanlı model kullanılarak aktif sönümleme direncinin sistem üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Buna göre motor ve

evirici parametrelerine bağlı olarak sistemi kararlı kılan aktif sönümleme direnci aralığı belirlenmiştir. Bunun ötesinde bozucu etkileri en aza indirgeyebilecek optimum aktif sönümleme direnci seçimi için motor ve evirici parametrelerine bağlı analitik bir ifade bulunmuştur. Bu bölümde geliştirilen akım kontrolörü için benzetimler yapılmış ve dinamometre sistemi üzerinde deneyler yapılmıştır. Geliştirilen akım kontrolörü referans araç dışında bir şehir içi hafif raylıtaşıtta ve bir dizel elektrikli lokomotifte de başarıyla uygulanmıştır. Geliştirilen kontrol yöntemi sahada, gerçek çalışma koşullarında, problemsiz bir şekilde kullanılmaktadır.

Tez kapsamında geliştirilen ikinci yaklaşım kayma-kızaklama kontrolüne yöneliktir. Üçüncü bölümde kayma-kızaklama kontrol yöntemlerine dair literatür taraması yapılmıştır. Bu bölümde daha önceden geliştirilmiş ve benzetimleri başarıyla yapılmış bir yöntem hıza bağlı uyarlanabilir bir forma getirilmiştir. Düşük araç hızlarında kayma-kızaklamanın daha kolay oluştuğu bilinen bir gerçektir. Araç hızının değişiminin kayma-kızaklama kontrolü üzerindeki etkisi bu bölümde analiz edilmiştir. Maksimum adezyon kuvvetinin %90'ını elde edebilmenin yüksek hızlarda daha kolay olduğu gösterilmiştir. Motor torkuna verilen sinüzoidal bir tanıma işaretinin, motor hızında aynı frekansta oluşan işarette oluşturduğu faz kayması adezyon karakteristiği ile ilgili bilgi vermektedir. Bu kapsamda sektörde de kullanılmakta olan bu yöntemde araç hızına bağlı olarak istenen faz kayması aralığı uyarlamalı olarak değiştirilmiştir. Yapılan benzetimlerde uyarlanabilir hibrit yöntemin sıklıkla kullanılan diğer yöntemlere ve baz alınan yönteme göre daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

1.2 Tezin Literatüre Katkısı

Tez konusu ile ilgili literatür araştırması tezin ikinci ve üçüncü bölümlerinde detaylı olarak sunulmuştur. Bu tez kapsamında önerilen kontrol yöntemlerinin literatürdeki yöntemlere göre özgün yönleri ve getirdiği avantajlar bu bölümde sunulmaktadır.

Tezin ikinci bölümünde lokomotiflerde kullanılan çekiş motorlarına özgü problemlere çözümler getirilmektedir. Özellikle anahtarlama frekansının stator frekansına oranının düşük olduğu lokomotif çekiş motoru uygulamalarında hem hızlı referans takibi yapabilecek hem de bozucu etkileri etkili bir şekilde giderebilecek bir kontrolör yapısı önerilmiştir. Bu kontrolör yapısı sahada kolaylıkla kullanılabilecek ve literatürde bulunan aktif sönümleme dirençli kompleks PI tipindedir. Bu kontrolör yapısında aktif sönümleme direnci seçiminin nasıl yapılması gerektiği konusunda ilk kez bir analiz

yapılmış ve bozucu giderme performansını optimum yapan aktif sönümleme direnci değeri bulunmuştur. Literatürdeki örneklerinin aksine aktif sönümleme direncinin hesaplama gecikmesi ve DGM gecikmesinden dolayı oluşturduğu etkileri giderecek bir şekilde kompleks PI kontrolör yapısı geliştirilmiş ve parametrelerinin seçimi bu bölümde analiz edilerek optimum kontrolör parametre değerleri verilmiştir.

İkinci bölümde verilen yönteme benzer şekilde literatürde anahtarlama frekansının stator frekansına oranının düşük olduğu uygulamalar için yöntemler geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntemin literatürdeki benzer yöntemlere göre özgün ve üstün bir yöntemdir.

Yapılan bir çalışmada orta gerilim motor sürücülerindeki benzer problemi çözmek için kompleks PI tipinde kontrolörler kullanılmıştır [1]. Ancak bu çalışmada sistemdeki gecikmeler birinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile yaklaşık ifade edilmiş ve doğrudan sürekli hal makine modeli kullanılarak kontrolör tasarımı yapılmıştır. Ayrıca bu çalışmada senkron akım örneklemesi yapılmadığı için stator akımının temel bileşeninin bir sonraki hesaplama adımındaki değeri bir gözlemleyici yardımıyla kestirilmektedir. Bu durum da akım sensörleri ile ölçülebilecek akım bilgisini parametrelere bağımlı hale getirmektedir. Bu çalışmada orta gerilim motorlar genellikle sabit yüklerde çalıştığı için bozucu giderme performansı ile ilgili bir sonuç verilmemiştir. Ancak, literatürde aktif sönümleme direnci kullanmayan kompleks PI kontrolörlerin düşük frekanslı bozuculara karşı duyarlı olduğu gösterilmiştir [2]. Bu yöntemle anahtarlama frekansının stator frekansına oranı 6 iken kararlı çalışma elde edilebilmiştir.

Yapılan bir diğer çalışmada aktif sönümleme direnci eklenmiş kompleks PI tipte kontrolörlerin durum geri beslemeli PI kontrolörlere göre anahtarlama frekansının stator frekansına oranının düşük olduğu uygulamalarda daha iyi sonuç verdiği gösterilmiştir [3]. Ancak bu çalışmada kontrol sistemi bir kalıcı mıknatıslı senkron motor için geliştirilmiş ve akımın bir sonraki hesaplama adımındaki değeri bir gözlemleyici yardımıyla hesaplanmıştır. Bu yöntemde gözlemleyici kullanıldığı için akımın bir sonraki hesaplama adımındaki kestirimi motor parametrelerine bağımlıdır. Gözlemleyici rotor akısını ve stator gerilimlerini kullanarak bir sonraki hesaplama adımındaki akımı kestirmektedir. Asenkron motorlarda rotor akısı değeri, kalıcı mıknatıslı motorlardaki sabit değerin aksine çalışma esnasında sıcaklık ve rotor frekansı ile büyük oranda değişebilen rotor parametrelerine de bağımlıdır. Ayrıca, bu

yöntemde zaman gecikmesi Padé yaklaşımı ile modellenerek doğrudan sürekli hal makine modeli üzerinden kontrolör tasarımı yapmaktadır. Bu yaklaşık ifade düşük örnekleme frekanslarında kontrolör tasarımında problemler oluşturmaktadır. Bu çalışmada aktif sönümleme dirençli kompleks PI kontrolör kullanılarak anahtarlama frekansının stator frekansına oranı minimum 7,5 değerine kadar inilebilmiştir.

Literatürde benzer konuda yapılan başka bir çalışmada doğrudan sürekli hal makine modeli kullanarak ve gecikmeyi yaklaşık olarak ifade ederek kontrolör tasarımı yapmanın düşük örnekleme frekanslarında kararsızlığa yol açabileceği gösterilmiştir [4]. Bu çalışmada kalıcı mıknatıslı bir makine için doğrudan ayrık model üzerinden kompleks PI tipinde bir kontrolör tasarımı yapılmıştır. Böylece anahtarlama frekansının stator frekansına oranı 12 iken kararlı çalışma elde edilebilmiştir. Ancak bu çalışmada aktif sönümleme direnci kullanılmadığı için kontrolörün bozucu giderme performansı düşüktür.

Önerilen asenkron çekiş motoru akım kontrol yönteminde anahtarlama frekansının stator frekansına oranı yaklaşık 4,2 iken kararlı çalışma elde edilebilmiştir. Bu değer literatürde senkron akım örneklemeli asenkron DGM yöntemi için inilen en düşük kararlı çalışma değeridir. Deneysel sonuçlarla anahtarlama frekansının stator frekansına oranının düşük olduğu durumlar için referans takibi performansı gösterilmiştir. Aynı zamanda yine deneysel sonuçlarla önerilen akım kontrolörünün bozucu giderme performansı ve parametre değişimine duyarsızlığı da gösterilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde özgün bir lokomotif kayma-kızaklama kontrol yöntemi önerilmiştir. Daha önce literatürde önerilen ve başarıyla gerçek sistemler üzerinde uygulanmış kontrol yöntemlerinin dezavantajlarının giderildiği ve daha üstün performans gösteren araç hızına göre uyarlanabilir bir kontrol yöntemi önerilmiştir.

Literatürde kayma kızaklama için önerilen ve bozucu gözlemleyici kullanan bir yöntemde adezyon torku kestirimi yapılarak adezyonun türevinin sıfıra eşit olduğu optimum kayma bölgesinde sistem tutulmaya çalışılmıştır [5]. Bu yöntemde kayma/kızaklama durumu teker ivmesinin daha önceden belirlenen bir eşik değeri geçmesi ile algılanmaktadır. Ancak bu yöntem özellikle aşırı kayma durumunda adezyon karakteristiğinin türevi sıfıra çok yakın olduğu için düşük performans sergilemektedir. Ayrıca bu yöntemde kayma/kızaklama durumunda aniden düşürülen motor torku değeri, iyileşen maksimum adezyon koşullarını algılayabilmek için

periyodik olarak artırılmaktadır. Bu durum özellikle uzun süre adezyon koşullarının iyileşmemesi halinde periyodik olarak tekerlerin kayma/kızaklamaya girmesine sebep olabilmektedir.

Yine literatürde önerilen ve gerçek lokomotifler üzerinde başarıyla uygulanan başka bir yöntemde motor torkuna eklenen sinüzoidal tanıma işaretinin motor hızında oluşan sinüzoidal işaretle arasında oluşan faz kayması kontrol amaçlı kullanılmıştır [6]. Sistemi uyaran bu tanıma işareti sonucunda elde edilen faz kayması bilgisinin doğrudan adezyon karakteristiğinin eğimi ile ilişkili oluştuğu gösterilmiştir. Elde edilen faz kayması bilgisine göre kayma-kızaklama kontrolü yapıldığında adezyon karakteristiğinin sabit bir eğimine karşılık düşen faz kayması elde edilebilmiştir. Bu yöntemde özellikle düşük araç hızlarında teker çok küçük bir kayma oranında kayma/kızaklama durumuna girdiği için faz farkının sıfır eğime denk gelen değerinde kontrol yapmak güçtür. Bu sebeple adezyon karakteristiği optimum kayma oranına yakın bir noktada pozitif sabit bir adezyon eğiminde tutulmaya çalışılmıştır. Bu yöntemin en önemli dezavantajı sisteme sürekli tanıma işareti vererek mekanik olarak yorulmaya sebep olmasıdır.

Literatürde yeni önerilen bir yöntemde bahsedilen iki kayma-kızaklama yönteminin dezavantajlarını giderecek olay tabanlı hibrit bir kontrol algoritması sunulmuştur [7]. Bu yönteme göre kayma/kızaklama durumunun algılanması teker ivmesine göre yapılmaktadır. Kayma/kızaklama durumu algılandığında hızla düşürülen tork referansı esnasında motor torkuna sinüzoidal tanıma işareti eklenmektedir. İkinci yönteme benzer şekilde bu tanıma işareti sonucunda elde edilen faz farkı ise kontrol amaçlı kullanılmaktadır. Faz kayması için doğrudan sabit bir referans vermek yerine faz kayması aralığı üç bölgeye ayrılmaktadır. Bu üç bölgeden birincisi adezyon karakteristiğinin negatif eğimlerine bir diğer deyişle kararsız bölgeye karşılık gelmektedir. İkinci bölge ise adezyon karakteristiğinin eğiminin pozitif değer aralığına karşılık düşen optimum eğim aralığına karşılık düşmektedir. Üçüncü bölge ise adezyon karakteristiğinin eğiminin çok yüksek olduğu mikro kayma bölgesine denk gelmektedir. Bu yöntemde hızla düşürülen motor torku referansı ile faz kayması ikinci bölgeye getirilebilmeye çalışılmaktadır. Eğer bir süre sonra faz kayması değeri üçüncü bölgeye gelirse bu durumda adezyondan yeterince yararlanılmadığı anlaşılmakta ve eğer makinist tork talebi mevcut tork referansından yüksek ise motor torku faz kayması ikinci bölgeye gelene kadar artırılmaktadır. Bu yöntemde makinist tarafından talep

edilen tork değeri sağlandığında sisteme tanıma işareti verilmesi durdurulmaktadır. Böylece birinci yöntemdeki aşırı kayma durumlarında oluşan düşük kontrol performansı ve periyodik olarak adezyon koşullarının test edilmesi dezavantajları giderilmiştir. İkinci yöntemde sistemin sürekli uyarılıyor olması durumu da bu yöntemle giderilmektedir. Ayrıca faz kayması sabit bir değer yerine bir aralıkta tutularak daha basit bir kontrolör yapısı elde edilmiştir.

Literatürde önerilen bu yöntemlerde araç hızına bağlı olarak adezyon karakteristiğinin değişimi göz önüne alınmamıştır. Ancak, bilindiği üzere özellikle düşük araç hızlarında teker kayma/kızaklama durumuna çok küçük kayma hızlarında girebilmektedir. Bu sebeple düşük araç hızlarında kararlı kayma bölgesi daha dardır. Çok küçük bir kayma hızıyla maksimum adezyon torku kolaylıkla elde edilebildiği için düşük araç hızlarında adezyon karakteristiğinin eğiminin kayma hızına göre değişimi büyüktür. Bu sebeple faz kayması bilgisini kullanan yöntemlerde düşük araç hızlarında kontrolü sağlayabilmek ve kararsız bölgeye geçmemek için adezyon karakteristiği eğiminin yüksek olduğu değerler referans olarak seçilmektedir. Ancak araç hızı arttıkça bu eğim değerleri optimum adezyon değerinden uzaklaşmaktadır. Bu durum adezyondan yeterince faydalanılamamasına sebep olmaktadır.

Tezde önerilen araç hızına göre uyarlanabilir kayma kızaklama yöntemi olay bazlı hibrit kontrol yönteminde seçilen faz kayması bölümlendirmesinin sınırlarını araç hızına bağlı olarak yapmaktadır. Böylece araç hızının artması ile adezyon karakteristiğinden faydalanma oranları artırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalı benzetim çalışmaları ile daha kısa frenleme mesafeleri ile daha iyi hızlanma performansı elde edilebilmiştir.

Özet olarak tezin literatüre katkısı aşağıdaki şekilde listelenebilir:

- Asenkron çekiş motoru kontrolünde literatürde ve endüstride sıklıkla kullanılan aktif sönümleme dirençli kompleks PI tipinde bir kontrolör tasarlanmıştır. Literatürde daha önce adreslenmeyen aktif sönümleme direnci seçimi için sistemdeki tüm gecikmeler hesaba katılarak doğrudan ayrık sistem modeli üzerinden analiz yapılmış ve optimum aktif sönümleme direnci değeri analitik olarak bulunmuştur. Özellikle anahtarlama frekansının stator frekansına oranının düşük olduğu durumlar için sistem gecikmeleri göz önüne alınarak yeni bir kontrolör yapısı önerilmiştir. Önerilen kontrolör deneysel

sonuçlar ile doğrulanmış ve literatürde senkron akım örneklemesi ile asenkron DGM kullanılarak inilen minimum anahtarlama frekansının stator frekansına oranında (4,2) kararlı çalışma elde edilmiştir.

- Kayma-kızaklama kontrolünde daha önce literatürde önerilen yöntemlere göre daha üstün bir performans sağlayan ve bilinen yöntemlerin dezavantajlarını gideren bir araç hızına göre uyarlanabilir kayma-kızaklama kontrol yöntemi geliştirilmiş ve benzetimler ile karşılaştırmalı olarak performansı gösterilmiştir.

2. ASENKRON ÇEKİŞ MOTORU KONTROLÜ

2.1 Giriş

Demiryolu araçlarının çekiş sistemlerinde elektrik motorlarının kullanımı aslında oldukça uzun süredir tercih edilmektedir. İlk raylı taşıtların çekişi için buharlı lokomotifler yaygın olarak kullanılmış olmakla birlikte ilk elektrikli lokomotifin tarihi 1879 yılına kadar uzanmaktadır [8]. Özellikle lokomotif gibi tüm yük katarına hareket veren tek bir araç söz konusu olduğunda çekiş sisteminin kontrolü büyük önem kazanmaktadır. Özellikle teker-ray arasındaki sürtünmeden maksimum seviyede faydalanabilmek için tüm aksların torkunun hızlı bir şekilde kontrol edilebilmesi gerekmektedir. Elektrik enerjisinin kolay iletilebilmesinin avantajı sayesinde elektrik motorlarının her aksı tahrik ettiği çekiş sistemleri raylı taşıtlar için en popüler tercih olmuş ve hidrolik ve mekanik aktarma sistemleri giderek yaygınlığını yitirmiştir.

Önceleri tramvay ve madenlerde sınırlı kalan elektrikli ulaşım katener hatlarının demiryollarında yaygınlaştırılması ile yaygınlaşmıştır. 1930'larda General Electric DC çekiş motorlu dizel elektrik lokomotifleri ABD'de üretmiştir. 1971'de BBC ve Henschel ilk dizel elektrikli lokomotif olan DE2500'ü üretmiştir. DE2500 evirici ile sürülen asenkron motorlar tarafından çekilen ilk lokomotiftir. 1979'da Alman BR120 serisi lokomotiflerde ilk AC katener beslemeli evirici ile beslenen asenkron cer motorlu lokomotif üretilmiştir. Bu lokomotiflerin motor kontrol sistemleri de BBC tarafından geliştirilmiştir [8]. Rejeneratif frenleme yapabilen dört bölgeli PWM konvertörü de olan BR120 lokomotifinden bu yana güç elektroniği devre yapısı elektrikli çekiş sistemlerinde çok değiştirilmemiştir [9].

Raylı taşıtlar için elektrikli çekiş sisteminin gelişimindeki en büyük etken elektrik motorlarının hassas kontrol edilebilmesini sağlayan güç elektroniği ekipmanlarının gelişimi olmuştur. Geliştirilen bu teknolojinin ucuzlayıp erişilebilir olması ile birlikte asenkron çekiş motorlarının da demiryolu araçlarında kullanımı artmıştır. Önceleri DC motorların tercih edildiği demiryolu endüstrisi özellikle DC makinelerin zor üretimi, bakım gerektirmesi ve düşük güç yoğunluğu sebebiyle tercih değiştirerek AC

makineleri kullanmaya başlamıştır. Özellikle ilk dönemlerde güç elektroniği ekipmanlarının maliyetleri yüksek olduğu için tek bir motor sürücü sistemle birden fazla motor sürme yöntemine sıklıkla başvurulmuştur. Bu durumda özellikle farklı aksları tahrik eden motorların arasındaki teker çapları farklarına bağlı hız farkı kaçınılmaz olmaktadır. Senkron makinelerin tamamı aynı frekansta sürüldüğünde eş hızda olduğu için demiryolunda çok fazla rağbet görmemiştir. Özellikle güç elektroniği teknolojisinin ucuzlaması ve verimliliğin şehir içi ulaşımda ön plana çıkmasıyla son dönemlerde kalıcı mıknatıslı senkron motorların kullanıldığı uygulamalar ile karşılaşmak mümkün olmaktadır [10]. Senkron ve kalıcı mıknatıslı senkron makinaların maliyetleri daha fazladır ancak verimleri bir miktar daha yüksektir. Kalıcı mıknatıslı senkron makinanın uyartımı sürekli olduğundan yüksek hızlarda ters EMK geriliminin genliği artmaktadır. Bu gerilimin maksimum DC gerilim seviyesini aşmaması için alan zayıflatma yapılmalı veya kontaktörler ile makinanın konvertörden ayrılması gerekmektedir. Kontaktörler ekstra maliyet ve arıza kaynağı olduğu için tercih edilmez. Kontaktör kullanılmadığında konvertör arızalarında alan zayıflatma mümkün olmayabilir. Bu durumda makinanın ürettiği gerilim konvertöre kalıcı hasar verecek seviyeye ulaşabilmektedir.

Asenkron motorlar kolay üretim teknolojisi, bakım gerektirmemesi, ucuzluk ve aşırı yüklenebilme kapasiteleri sebebiyle tüm endüstrilerde tercih sebebi olmaktadır. Ancak, özellikle demiryolu çekiş sistemi uygulamalarında asenkron makinenin sabit besleme frekansındaki tork-hız karakteristiği gereği çoklu motor sürmede avantajlar sağlamaktadır. Bazı aksların hızı teker çapındaki farklardan ötürü ya da kayma-kızaklama durumundan kaynaklı diğer aksların hızından farklılık gösterebilmektedir. Bu durumda hızı yükselen asenkron motor maksimum senkron hıza kadar ulaşabilirken torku da düşmektedir. Örnek olarak bir kayma durumunda hızı yükselen bir aksta tork azaldığı için kayma otomatik olarak engellenmiş olmaktadır. Tek kaynaktan sürme avantajı hala şehir içi araçlarda etkin olarak kullanılıyor olsa da lokomotiflerde çekiş kontrolünü daha etkin yapabilmek adına bağımsız olarak sürülen asenkron motorlar tercih edilmektedir.

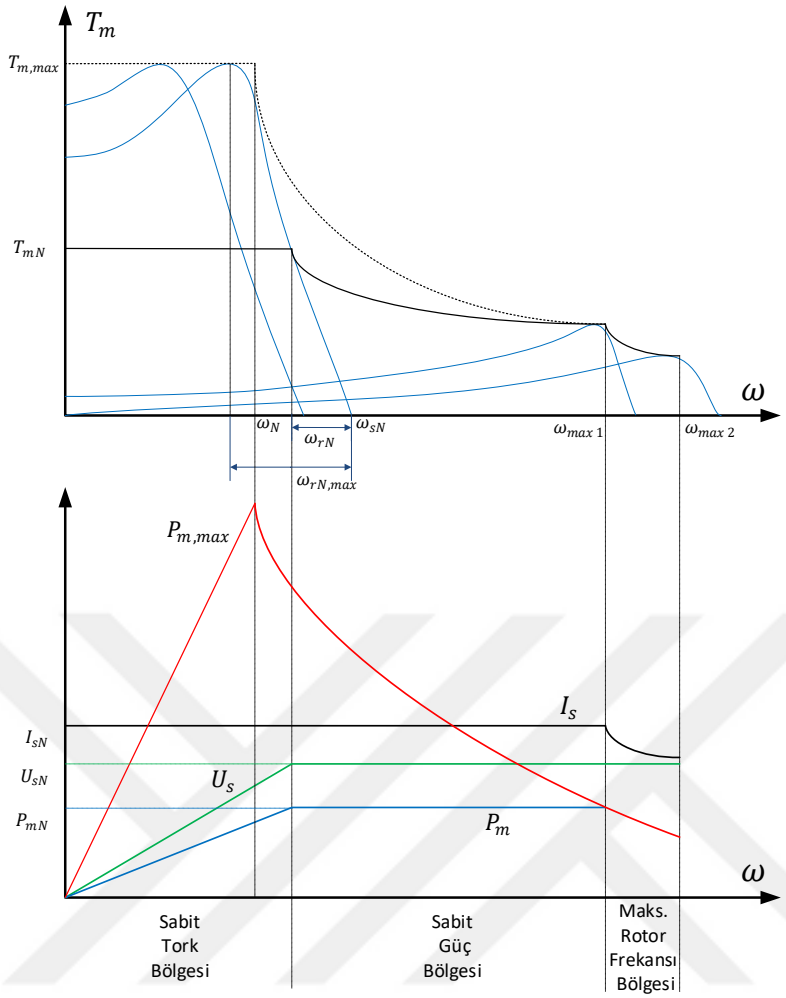
Lokomotiflerde kullanılan çekiş motorları yüksek güçlü oldukları için kontrolünde kullanılan güç elektroniği çeviricileri de yüksek gerilim ve yüksek akım sağlayabilen anahtarlar kullanmaktadırlar. Özellikle ilk dönem çekiş konvertörlerinde tristör anahtarlama elemanı olarak kullanılmaktaydı. Ancak tristörlerin düşük anahtarlama

frekansları, yüksek kayıpları ve anahtarlama devrelerinin güç ihtiyacı olan büyük yapılar olması tork kontrolünün performansını düşürmekteydi. Özellikle yüksek güçlü IGBT teknolojisinin gelişmesi ile birlikte çekiş konvertörlerinin hacimleri düşmüş ve tork kontrol performansları iyileşmiştir. Günümüzde çekiş konvertörleri yaygın olarak gerilim kaynaklı üç faz evirici topolojisinde olup IGBT anahtarlama elemanları kullanmaktadır [10].

2.2 Cer Motoru

Asenkron motorların raylı taşıtlarda kullanımı ve kontrolü endüstriyel uygulamalardaki benzerlerinden bazı noktalarda ayrışmaktadır. Özellikle endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılan sabit tork uygulamalarından farklı olarak çekiş motorlarında motorun sağlayabileceği tüm hız aralığında tork kontrolü yapılması gerekmektedir. Asenkron makinenin çekiş uygulamalarında kullanımına ilişkin karakteristikler ve makinenin büyüklüklerinin hız ile değişimini Şekil 2.1 göstermektedir. Aracın kalkış anında ve ivmelenme esnasında ihtiyaç duyduğu tork sabit tork bölgesinde sağlanırken, aynı motorla yüksek hızlarda seyir edebilmesi için sabit güç ve maksimum rotor frekansı bölgelerinde de kontrol yapılabilmelidir. Sabit tork bölgesi makinenin soğutma performansına bağlı olarak sürekli halde çekebileceği akımla sınırlandırılmaktadır. Sabit güç bölgesinde ise akım kısıtına ek olarak makinenin tasarlandığı nominal gerilim değerine erişilmektedir. Bu noktadan sonra nominal akımı akıtabilmek için alan zayıflatma teknikleri uygulanmaktadır. Alan zayıflatma ile azalan mıknatıslanma akımı ile birlikte gücün hızla düşmemesi için rotordan akımının artırılması gerekmektedir. Bunu sağlayabilmek için kaymayı artırarak rotor elektriksel frekansı artırılmaktadır. Sabit güç bölgesinde hız artarken tork hızla ters orantılı olarak azalmaktadır. Asenkron makinede rotor frekansı devrilme noktasına geldikten sonra artırılırsa tork azalmaya başlamaktadır. Kararsız olan bu bölgeye erişmeden maksimum rotor frekansı ile sağlanabilecek maksimum hıza kadar çıkılabilir. Bu bölgede ise tork hızın karesi ile orantılı olarak azalmaktadır.

Lokomotiflerde kullanılan çekiş motorları yüksek güçlü ve yüksek hızlı oldukları için kendilerine özgü kontrol problemleri bulunmaktadır.



Şekil 2.1 : Çekiş sistemlerinde kullanılan asenkron makinenin hıza bağlı karakteristikleri.

2.3 Cer Motoru Modelleme

2.3.1 Uzay vektörü gösterimi

Demiryolu araçlarında kullanılan en yaygın motor tipi olan üç fazlı rotoru sincap kafesli asenkron makine bu tezde kullanılmaktadır. Dengeli yüklü ve nötr noktası yalıtılmış alternatif akım makinelerinde elektriksel işaretlerin faz farkları yapısal olarak belirlenmiş olup toplamları sıfıra eşittir. Bu durum söz konusu çok fazlı elektriksel işaretlerin sadece genlik ve açılarıyla belirlenebilmelerine olanak sağlamaktadır. Genlik ve açıyı ifade edebilen matematiksel araç ise karmaşık sayılardır. Elektriksel işaretlerin karmaşık vektörler ile ifade edilmesi doğrusal olmayan ve anlaşılması güç motor modelini daha basit hale getirmektedir [11]. Kompleks vektörler ile işaretlerin gösterimi ile kompleks transfer fonksiyonları elektrik makinalarının dışında işaret işlemede sağladığı kolaylıklar sebebiyle tercih

edilmektedir [12]. Bu sebeple tez boyunca makine elektriksel işaretlerinin aşağıda tanımı verilen uzay vektörü şeklinde ifade edilmesi tercih edilmiştir.

$$\boldsymbol{x} = X_m e^{j(\omega_s t+\theta)} = x_{re} + jx_{im} \tag{2.1}$$

Tanımlanan uzay vektörünün açısı ilk fazın açısı ile eşitken genliği işaretin genliğine eşit olarak seçilmiştir. Dengeli ve nötr noktası yalıtılmış üç fazlı bir asenkron makine için elektriksel işaretler aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedir.

$$x_a = X_m \cos(\omega_s t + \theta) \tag{2.2}$$

$$x_b = X_m \cos\left(\omega_s t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.3}$$

$$x_c = X_m \cos\left(\omega_s t + \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.4}$$

Bu elektriksel işaret için uzay vektörü dönüşümü ise aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır.

$$\boldsymbol{x} = \frac{2}{3}(x_a + ax_b + a^* x_c) \tag{2.5}$$

Yukarıdaki eşitlikte $\boldsymbol{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ olarak tanımlanmaktadır.

Uzay vektörü tanımlanan bir işareti tekrar üç fazlı işaretler haline getirmek için aşağıdaki ters dönüşüm kullanılabilmektedir.

$$x_a = \frac{\boldsymbol{x} + \boldsymbol{x}^*}{2} \tag{2.6}$$

$$x_b = \frac{\boldsymbol{a}^*\boldsymbol{x} + (\boldsymbol{a}^*\boldsymbol{x})^*}{2} \tag{2.7}$$

$$x_c = \frac{\boldsymbol{a}\boldsymbol{x} + (\boldsymbol{a}\boldsymbol{x})^*}{2} \tag{2.8}$$

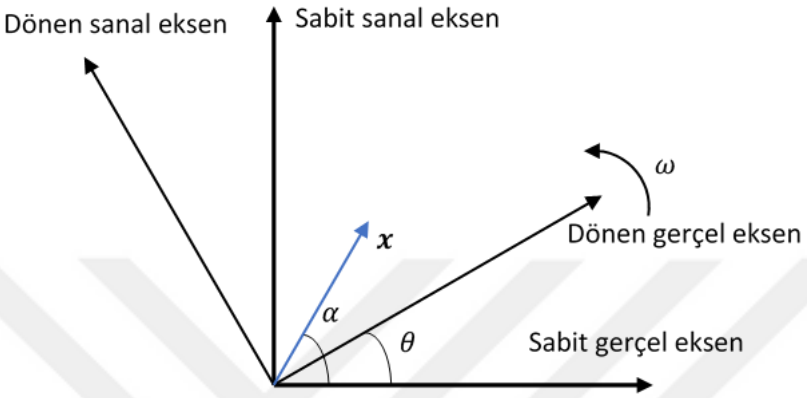
2.3.2 Koordinat ekseni dönüşümü

Elektrik makinesinin modellenmesinde koordinat dönüşümü büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Düzgün koordinat dönüşümleri ile sinüzoidal olarak değişen işaretler

skaler büyüklüklere dönüştürülebilmektedir. Bu durum da doğrusal kontrol sistemi tasarımını mümkün kılmaktadır.

Şekil 2.2'de verilen uzay vektörü sabit eksen takımında aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\boldsymbol{x^s} = |x|e^{j\alpha} \tag{2.9}$$



Şekil 2.2 : Eksen dönüşümlerini gösteren şekil.

Aynı uzay vektörünü dönen eksen takımında aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz.

$$\boldsymbol{x^r} = |x|e^{j(\alpha-\theta)} = \boldsymbol{x^s}e^{-j\theta} \tag{2.10}$$

Burada dönen eksen takımının açısı $\theta = \theta_0 + \int \omega dt$ şeklinde ifade edilebilir.

Uzay vektörlerinin türevi modellemede sıklıkla kullanıldığı için dönüştürülmüş bir işaret için türev ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$\frac{d\boldsymbol{x^r}}{dt} = \frac{d(\boldsymbol{x^s}e^{-j\theta})}{dt} = \frac{d\boldsymbol{x^s}}{dt}e^{j\theta} - j\omega\boldsymbol{x^s} \tag{2.11}$$

2.3.3 Gerilim ve akı denklemleri

Uzay vektörleri kullanılarak üç fazlı dengeli yüklü nötr noktası yalıtılmış sincap kafesli rotora sahip asenkron makine için gerilim ve akı denklemleri kendi eksen takımlarında aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\boldsymbol{u_s^s} = R_s\boldsymbol{i_s^s} + \frac{d\boldsymbol{\psi_s^s}}{dt} \tag{2.12}$$

$$\boldsymbol{u_r^r} = 0 = R_r \boldsymbol{i_r^r} + \frac{d\boldsymbol{\psi_r^r}}{dt} \tag{2.13}$$

$$\boldsymbol{\psi_s^s} = L_s \boldsymbol{i_s^s} + L_m \boldsymbol{i_r^r} \tag{2.14}$$

$$\boldsymbol{\psi_r^r} = L_m \boldsymbol{i_s^s} + L_r \boldsymbol{i_r^r} \tag{2.15}$$

Stator eksen takımında büyüklükler stator frekansı ile değişirken rotor eksen takımında büyüklükler rotor frekansı ile değişmektedir. Rotor büyüklüklerini stator eksen takımında ifade etmek için aşağıdaki şekilde bir dönüşüm yapılmalıdır.

$$\boldsymbol{i_r^r} = \boldsymbol{i_r^s} e^{-j\omega t} = |i_r| e^{j(\omega_s t + \theta_{i_r})} e^{-j\omega t} = |i_r| e^{j(\omega_r t + \theta_{i_r})} \tag{2.16}$$

Rotor eksen takımının stator eksen takımına göre ω hızı ile döndüğü göz önüne alınır ve stator eksen takımı keyfi ω_k hızında dönen eksen takımında ifade edilirse gerilim ve akı denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\boldsymbol{u_s^k} = R_s \boldsymbol{i_s^k} + \frac{d\boldsymbol{\psi_s^k}}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi_s^k} \tag{2.17}$$

$$\boldsymbol{u_r^k} = 0 = R_r \boldsymbol{i_r^k} + \frac{d\boldsymbol{\psi_r^k}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \boldsymbol{\psi_r^k} \tag{2.18}$$

$$\boldsymbol{\psi_s^k} = L_s \boldsymbol{i_s^k} + L_m \boldsymbol{i_r^k} \tag{2.19}$$

$$\boldsymbol{\psi_r^k} = L_m \boldsymbol{i_s^k} + L_r \boldsymbol{i_r^k} \tag{2.20}$$

Yukarıdaki denklemlerde keyfi seçilebilen dönen eksen takımı hızı ω_k için aşağıdaki özel durumlar sıklıkla kullanılacaktır.

$\omega_k = \omega$ olduğunda tüm denklemler rotor eksen takımına indirgenmektedir. Bu durumda tüm elektriksel işaretlerin frekansları ω_r olmaktadır.

$\omega_k = 0$ olduğunda tüm denklemler stator eksen takımına indirgenmektedir. Bu durumda tüm elektriksel işaretlerin frekansları ω_s olmaktadır.

$\omega_k = \omega_s$ olduğunda tüm denklemler senkron hızda dönen eksen takımına indirgenmektedir. Bu durumda tüm elektriksel işaretler doğru akım bileşenlerine dönüşmektedir.

Sincap kafesli rotoru olan asenkron makinalarda rotor akımı doğrudan ölçülemediğinden rotor akımı yerine stator akısı veya rotor akısı yazılarak model tekrar düzenlenebilir. Tez boyunca rotor akısından oryantasyonlu kontrol yapılacağı için rotor akımı ve stator akısı, stator akımı ve rotor akısı cinsinden yazılarak denklemler oluşturulmaktadır. Rotor akısı ise notasyonda kolaylık olması açısından mıknatıslanma akısına bölünerek sözde mıknatıslanma akımı $\boldsymbol{i_m} = \boldsymbol{\psi_r}/L_m$ cinsinden yazılacaktır. Buna göre denklemler tekrar düzenlenirse aşağıdaki denklemler elde edilmektedir. Bu denklemler ile literatürde Ters-Γ eşdeğer devresi için denklemler elde edilmektedir.

$$\boldsymbol{u_s^k} = R_\sigma \boldsymbol{i_s^k} + L_\sigma \frac{d\boldsymbol{i_s^k}}{dt} + j\omega_k L_\sigma \boldsymbol{i_s^k} + (-k_r^2 R_r + j\omega L'_\sigma)\boldsymbol{i_m^k} \tag{2.21}$$

$$\boldsymbol{i_s^k} = \boldsymbol{i_m^k} + T_r \frac{d\boldsymbol{i_m^k}}{dt} + j(\omega_k - \omega) T_r \boldsymbol{i_m^k} \tag{2.22}$$

2.3.4 Güç denklemleri

Üç fazlı alternatif akım bir elektrik makinesinin gücü aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$P = \frac{3}{2}|u_s||i_s|\cos\varphi = \frac{3}{2} Re\{\boldsymbol{u_s^* i_s}\} = \frac{3}{2}\frac{\boldsymbol{u_s^* i_s} + (\boldsymbol{u_s^* i_s})^*}{2} \tag{2.23}$$

Benzer şekilde reaktif güç için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$Q = \frac{3}{2}|u_s||i_s|\sin\varphi = \frac{3}{2} Im\{\boldsymbol{u_s^* i_s}\} = \frac{3}{2}\frac{\boldsymbol{u_s^* i_s} - (\boldsymbol{u_s^* i_s})^*}{2j} \tag{2.24}$$

Bu durumda görünür güç için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\boldsymbol{S} = P + \boldsymbol{j}Q = \frac{3}{2}\boldsymbol{u_s^* i_s} \tag{2.25}$$

Güç eşitliklerinde gerilim ve akım uzay vektörlerinin genliği ve aralarındaki açı önemli olduğu için tanımladıkları koordinat sisteminden bağımsız olarak yukarıdaki eşitlikler sağlanabilmektedir.

2.3.5 Elektromanyetik tork denklemi

Makinenin ürettiği elektromanyetik tork ifadesini bulmak için elektromanyetik enerji dengesi kullanılabilir. Güç denklemi için gerilim ve akımlar $\omega_k = \omega = p\omega_m$ olarak alınarak rotor eksen takımında ifade edilirse mekanik güç için aşağıdaki ifade bulunur.

$$P_m = T_m\omega_m = \frac{3}{2}\frac{jp\omega_m\psi_s^r i_s^{r*} - jp\omega_m\psi_s^{r*} i_s^r}{2} \tag{2.26}$$

$$T_m = \frac{3}{2}p\boldsymbol{\psi_s} \otimes \boldsymbol{i_s} = \frac{3}{2}p\, Im\{\boldsymbol{\psi_s^* i_s}\} = |\psi_s||i_s| \sin\alpha \tag{2.27}$$

Yukarıdaki son eşitlik tüm eksen takımları için geçerli olduğu için vektörlerdeki üstsimge kaldırılmıştır. Ayrıca yine bu eşitlikteki α iki vektör arasındaki açıyı göstermektedir. Stator akısı, stator akımı ve sözde mıknatıslanma akımı cinsinden yazılırsa tork ifadesi aşağıdaki gibi de yazılabilir.

$$\psi_s = L_\sigma \boldsymbol{i_s} + L'_\sigma \boldsymbol{i_m} \tag{2.28}$$

$$T_m = \frac{3}{2}pL'_\sigma \boldsymbol{i_m} \otimes \boldsymbol{i_s} = \frac{3}{2}p\, L'_\sigma Im\{\boldsymbol{i_m^* i_s}\} \tag{2.29}$$

2.3.6 Makine durum uzayı modeli

Makine denklemleri stator akımı ve sözde mıknatıslanma akımı durum değişkenleri olarak seçilirse aşağıdaki durum uzayı modeli keyfi ω_k hızında dönen eksen takımı için yazılabilir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i_s^k}\\ \boldsymbol{i_m^k}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} + j\omega_k & \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right)\frac{L'_\sigma}{L_\sigma}\\ \frac{1}{T_r} & -\frac{1}{T_r} - j(\omega_k - \omega)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i_s^k}\\ \boldsymbol{i_m^k}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{L_\sigma}\\ 0\end{bmatrix}\boldsymbol{u_s^k} \tag{2.30}$$

Uzay vektörlerinin kartezyen bileşenleri cinsinden durum uzayı modelini yazabilmek için gerçel katsayılar I ile çarpılmalı ve j karmaşık sayısı J matrisi ile çarpılmalıdır [13]. Tanımlanan yeni matrisler aşağıda verilmektedir.

$$I = \begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix} \tag{2.31}$$

2.4 Rotor Akısı Gözlemleyicisi Tasarımı

Genel uygulamada sincap kafesli asenkron cer motorunun kontrolünde rotor akımları ve rotor akısı doğrudan bir algılayıcı vasıtasıyla ölçülmemektedir. Bu tip bir algılayıcının fiziksel olarak makineye yerleştirilmesi mümkün olsa da maliyeti artırdığı ve güvenilirliği azalttığı için tercih edilmemektedir. Literatürde rotor akısının gözlemleyici vasıtasıyla hesaplanması için birçok yöntem önerilmiştir. Bu yöntemlerden en çok kullanılanları Genişletilmiş Luenberger Gözlemleyici (ELO) [14], Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) [15], Model Referanslı Adaptif Sistemler (MRAS) [16] olarak sayılabilir.

Rotor akısı vektörü doğru olarak kestirildiğinde ve bu vektörün açısı referans açı olarak alındığında tork ifadesi senkron hızda dönen koordinat ekseninde doğru akım motorunun tork ifadesine benzer bir hal almaktadır. Bu durumda stator akımının gerçel bileşeni (d-bileşeni) ile rotor akısı genliği doğru akım makinesindeki uyartım akımı ile akının kontrolüne benzer şekilde kontrol edilebilir. Benzer şekilde stator akımının sanal bileşeni (q-bileşeni) doğru akım makinesindeki armatür akımı gibi torku ayarlamak için kullanılabilir.

Senkron hızda dönen eksen takımında rotor denklemi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$L_m \boldsymbol{i_s} = \boldsymbol{\psi_r} + T_r \frac{d\boldsymbol{\psi_r}}{dt} + j\omega_r T_r \boldsymbol{\psi_r} \tag{2.32}$$

Rotor akısından oryantasyon sağlandığında $\boldsymbol{\psi_r} = \psi_{rd}$ olacaktır. Bu durumda kartezyen bileşenler yazılacak olursa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\psi_{rd} = \frac{L_m}{T_r s + 1} i_{sd} \tag{2.33}$$

$$L_m i_{sq} = \omega_r T_r \psi_{rd} \tag{2.34}$$

Rotor akısından oryantasyon sağlandığında tork denklemi ise aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$T_m = \frac{3}{2} p k_r \psi_{rd} i_{sq} \tag{2.35}$$

Bu kontrol yöntemi literatürde rotor akısından oryantasyonlu vektör kontrolü olarak adlandırılmaktadır. Bu tez kapsamında cer motoru kontrolü de bu yöntemle yapılacaktır. Bu yöntemin uygulanabilmesi için ölçülebilen işaretler ve makine modeli kullanılarak rotor akısının hesaplanması gerekmektedir. Rotor akısının hesaplanmasında gerilim modeli (stator eksen takımında stator denklemi) veya akım modeli (rotor eksen takımında rotor denklemi) kullanılabilir.

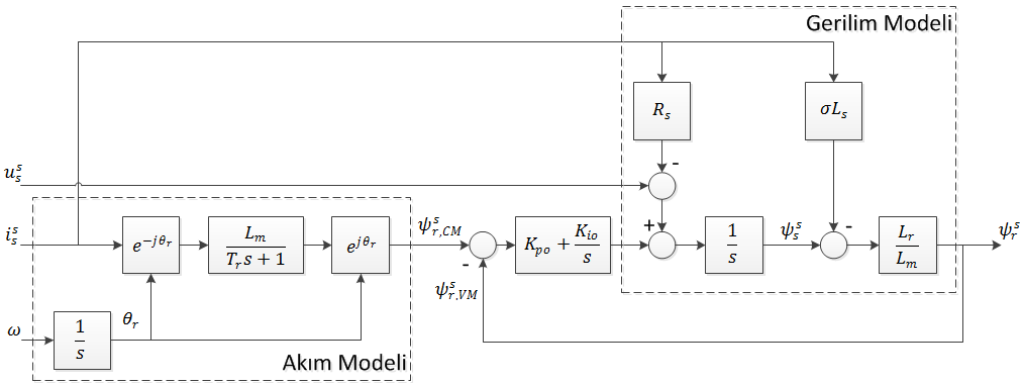
Gerilim Modeli $: \boldsymbol{\psi}_{\boldsymbol{r}}' = k_r \boldsymbol{\psi}_{\boldsymbol{r}} = \frac{u_s - R_s i_s}{s} - L_\sigma \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{s}}$ (2.36)

Akım Modeli $: \boldsymbol{\psi}_{\boldsymbol{r}}' = k_r \boldsymbol{\psi}_{\boldsymbol{r}} = \frac{L_\sigma' \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{s}}}{T_r s + 1}$ (2.37)

Gerilim modeli integral alma işlemi gerektirdiği için özellikle düşük hızlarda gerilimin çok düşük olması sebebiyle numerik hatalara açık olmaktadır. Gerilim modelinde yine düşük hızlarda stator direnci üzerinde düşen gerilimin stator gerilimine oranının büyük olması modeli stator direncine karşı duyarlı yapmaktadır. Ancak gerilim model özellikle yüksek hızlarda parametre hatalarına karşı duyarsız ve sağlıklı sonuçlar vermektedir.

Akım modelinin gerilim modelinde olan düşük hız problemi bulunmamaktadır. Ancak akının doğru hesaplanması rotor zaman sabiti ve mıknatıslanma endüktansına çok duyarlıdır. Özellikle cer motorlarında makinenin tüm hız aralığının kullanılabilmesi için yüksek hızlarda alan zayıflatma uygulanmakta bu durumda mıknatıslanma endüktansı değeri değişmektedir. Benzer şekilde alan zayıflatma ile rotor akımının değeri arttığı için rotorda ısınma daha etkin hale gelmekte ve rotor zaman sabiti de daha hızlı değişmektedir. Bu sebeple yüksek hızlarda akım modeli gerilim modeline göre daha dezavantajlı olmaktadır. Bu durumda düşük hızlarda akım modelini ve yüksek hızlarda gerilim modelini kullanmak en güvenilir hesaplama sonucunu verecek yöntem olarak seçilmiştir. Bu yöntem literatürde Gopinath tipi akı gözlemleyicisi olarak tanımlanmaktadır [17, 18]. Şekil 2.3 Gopinath tipi akı gözlemleyicisi için blok diyagramı göstermektedir.

Akı gözlemleyicisinin kontrolörü rotor akısının bulunması için literatürde sıklıkla kullanılan akım modeli ve gerilim modeli arasında stator frekansına bağlı geçişi sağlar. Gözlemleyici kontrolörünün bant genişliği ile bu geçiş frekansı ayarlanmaktadır. Gözlemleyicinin çıkışının akım modeli ile gerilim modeli cinsinden ifadesi denklem 2.38'deki gibi verilebilir [17].



Şekil 2.3 : Gopinath tipi akı gözlemleyicisi.

$$k_r\boldsymbol{\psi_r^s} = \big(1 - F(s)\big)k_r\boldsymbol{\psi_{r,CM}^s} + F(s)k_r\boldsymbol{\psi_{r,VM}^s} \tag{2.38}$$

Burada $F(s)$ iki model arasındaki geçişi belirleyen gözlemleyicinin karakteristik fonksiyonu olarak tanımlıdır ve aşağıda ifadesi verilmiştir.

$$F(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_{po}s + K_{io}} \tag{2.39}$$

Gözlemleyici kontrolörünün katsayıları ile düşük frekanslarda akım modeli yüksek frekanslarda gerilim modelinin etkin olması ayarlanır.

Gözlemleyicinin hesapladığı akının açısının akım modeli ile gerilim modeli açısının arasında olmasını sağlamak için açı kompanzasyonu yapılmalıdır. Bunun için $F(j\omega_s) = |F(j\omega_s)|e^{j\xi}$ olarak ifade edilir ve $\xi = \pi - \tan^{-1}\left(\frac{K_{po}\omega_s}{K_{io}-\omega_s^2}\right)$ şeklinde hesaplanır.

Buna göre açı kompanzasyonu şu şekilde verilebilir:

$$\boldsymbol{\psi_r^s} = \boldsymbol{\psi_{r,VM}}e^{-j\xi} + (1 - e^{-j\xi})\boldsymbol{\psi_{r,CM}} \tag{2.40}$$

Alan oryantasyonu için gerekli rotor akısının açısı ise aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \tag{2.41}$$

Stator geriliminin frekansı ise aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{1}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}\left(\psi_{r\alpha}\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta}\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}\right) \tag{2.42}$$

Akı gözlemleyicisi ayrıca makina torkunu da aşağıdaki gibi hesaplamaktadır:

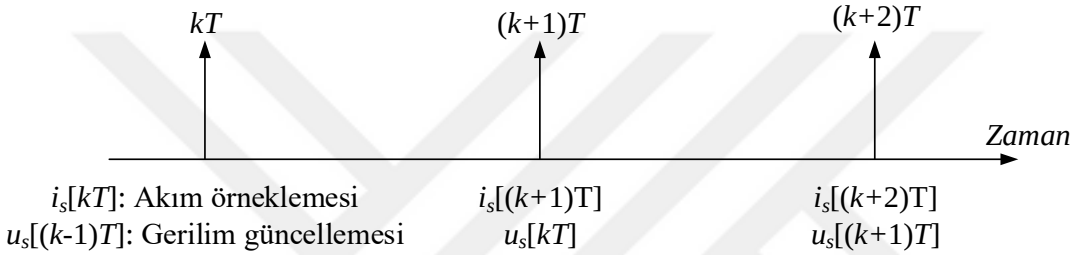
$$T_m = \frac{3}{2} p(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{2.43}$$

2.5 Önerilen Akım Kontrolörü

Günümüzde raylı araçlar için kullanılan asenkron cer motorlarının kontrolünde rotor akısından oryantasyonlu vektör kontrol yöntemi [19] ve doğrudan tork kontrolü [20, 21] kullanılmaktadır. Japon ekolü [22] ve Siemens [23] rotor akısından oryantasyonlu vektör kontrol yöntemleri tercih edilirken, Bombardier [24] doğrudan tork kontrolü yöntemini tercih etmektedir.

Rotor akısından oryantasyonlu vektör kontrol yönteminde rotor akısının açısı hesaplanarak tork kontrolü sağlanmaktadır. Bu yöntemde rotor akısı aynı eksendeki stator akımı bileşeniyle oluşturulurken tork kontrolü rotor akı vektörüne dik stator akımı bileşeninin kontrol edilmesiyle sağlanır. Makina akımları rotor akısıya aynı hızda dönen senkron eksen takımında ifade edildiğinde sinüzoidal büyüklükler DC büyüklükler haline gelir akım doğrusal kontrolörler kullanılarak kontrol edilir. Literatürde duran eksen takımında akımların kontrolü için rezonant kontrolörler de kullanılmıştır [25]. Doğrusal kontrolörlerin kullanımını mümkün kıldığı için genellikle senkron hızda dönen koordinat ekseninde kontrolör tasarımı[26] tercih edilmektedir. Senkron hızda dönen eksen takımında d ve q ekseni gerilimleri çapraz olarak akımlara bağlıdırlar (cross-coupling). Bu çapraz bağlantıyı gidermek için literatürde ileri besleme, ölçüm değerlerinin kullanımı ve kontrolör tasarımının çapraz bağlantıyı gidermesi şeklinde çözümler bulunmaktadır [27]. Kompleks transfer fonksiyonuna sahip kontrolör tasarımı ile çapraz bağlantı etkisi etkili bir şekilde giderilebilmektedir. Kompleks kontrolörde kompleks sıfır ile çapraz bağlantının getirdiği kutup etkisinin giderilmesinin diğer yöntemlere göre parametreden ve hızdan daha bağımsız olduğu gösterilmiştir [2–4, 28–30]. Bu tip kontrolör kullanımı ayrıca kontrolör çıkışının doyması durumunda q-ekseni akım hatasından d-ekseni gerilimine alan zayıflatma için bir yol açmaktadır [31]. Böylece geçici olarak rotor akısı referansı geçici olarak olması gerekenden fazla verilse de sistem alan zayıflatarak çalışmaya devam edebilmektedir ve gerilim kısıtı altında tork referansına oturma performansı iyileşmektedir. Kontrolör tasarımında iç model kontrol yöntemi literatürde denenmiş ve başarılı deneysel

sonuçlar elde edilmiştir [32]. Özellikle anahtarlama frekansının stator frekansına oranının düşük olması durumunda kompleks kontrolörlerin daha kararlı olduğu gösterilmiştir. Hesaplama ve PWM gecikmesinin kontrolör tasarımında göz önüne alınması ve etkisini giderecek şekilde düzenleme yapılmasının kontrol sisteminin kararlılığını artırdığı gösterilmiştir [4, 30, 33]. Hesaplama gecikmesini Şekil 2.4 göstermektedir. Hesaplama gecikmesinin dışında anahtarlamalı gerilim kaynaklı eviricinin yapısından kaynaklı olarak da bir gecikme oluşmaktadır. Tüm bu gecikmeler kontrol döngüsünün kararlılığını azaltmaktadır. Ancak, birçok endüstriyel uygulamada anahtarlama frekansı, dolayısı ile örnekleme frekansı, yüksek olduğu için bu gecikmeler ihmal edilerek akım kontrolörleri tasarlanabilmektedir.



Şekil 2.4 : Akım kontrolü için hesaplama gecikmesi

Lokomotiflerde kullanılan çekiş motorları yüksek güçlü oldukları için modern çekiş sistemlerinde yüksek gerilimli IGBT anahtarların kullanımı tercih edilmektedir. Bu anahtarlama elemanlarının anahtarlama kayıpları yüksek olduğu için anahtarlama frekansları sınırlıdır [9]. Çekiş motorlarında alan zayıflatma ile motorun çıkabildiği maksimum hıza kadar çıkılmak istendiği için maksimum stator frekansları ise endüstriyel uygulamalara nazaran daha yüksektir [34]. Bu durum anahtarlama frekansının stator frekansına oranının (f_{sw}/f_s) düşük olduğu durumlarda motor torkunun dinamik olarak kontrol edilebilmesini gerektirmektedir. Sıklıkla kullanılan simetrik DGM (PWM) yöntemlerinde akım örneği DGM taşıyıcı işaretinin orta noktasında yani evirici sıfır vektörlerinin uygulandığı anda alınmaktadır. Böylece temel akım bileşeni anahtarlama anında ölçülürken anahtarlamadan kaynaklı gürültülerin ölçümü etkilemesinin de önüne geçilmektedir. Bu şekilde yapılan senkron örnekleme yöntemi ile temel akım bileşenini herhangi bir filtreye ihtiyaç duymadan elde etmek mümkün olmaktadır [35]. Böylece filtrelemenin getirdiği ek gecikmeden de kurtulmak mümkün olmaktadır. Ancak bu durumda örnekleme frekansı anahtarlama frekansının iki katı ile sınırlandırılmaktadır. Dolayısı ile lokomotif çekiş motorlarında yüksek stator frekansında hızlı dinamiğe sahip makine modeli düşük

örnekleme frekansı ile kontrol edilmeye çalışılmaktadır. Bu durum lokomotif çekiş motorlarının kontrolünde özel bir durum oluşturmaktadır.

2.5.1 Kompleks akım kontrolörü

Parametre değişimlerinden daha az etkilenen, senkron frekans civarında bozucu giderme performansı yüksek olan ve referans takip performansı literatürdeki diğer seçeneklere göre daha iyi olan kompleks akım kontrolörü tez kapsamında kullanılmıştır [2].

Rotorda endüklenen gerilim rotor zaman sabiti ve mekanik hız ile değişmektedir. Bu sebeple görece hızlı olan stator zaman sabiti ile değişen stator akımının kontrolünde rotorda endüklenen gerilim ($\boldsymbol{u_{ind}}$) yavaş değişen bir bozucu olarak ele alınabilir. Bu durumda akım kontrolü kilitli rotor durumundaki akımın kontrolüne eşdeğer hale gelmektedir. Kilitli rotor durumu için stator gerilimi ile akımı arasındaki sürekli zaman transfer fonksiyonu stator eksen takımında aşağıdaki gibi verilebilir.

$$G_c(s) = \frac{\boldsymbol{i_s}(\boldsymbol{s})}{\boldsymbol{u_s}(\boldsymbol{s})} = \frac{1}{R_\sigma}\frac{1}{T_\sigma s + 1} \tag{2.44}$$

Sürekli zaman transfer fonksiyonu evirici karakteristiğini en iyi yansıtan sıfırıncı dereceden tutucu ile birlikte ayrık zamanlı hale dönüştürülebilir.

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \tag{2.45}$$

Yukarıda verilen sıfırıncı dereceden tutucu transfer fonksiyonu kullanılarak kilitli rotor transfer fonksiyonu ayrık zamanlı hale aşağıdaki işlemler ile getirilebilir.

$$G_c(s)G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}\frac{1}{R_\sigma}\frac{1}{T_\sigma s + 1} \tag{2.46}$$

$$G(z) = Z\{G_c(s)G_{ZOH}(s)\} = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{R_\sigma s}\frac{1}{T_\sigma s + 1}\right\} \tag{2.47}$$

$$G(z) = \frac{1}{R_\sigma}\frac{1 - e^{-T/T_\sigma}}{z - e^{-T/T_\sigma}} \tag{2.48}$$

Stator eksen takımında birim zaman gecikmesi $D(z) = z^{-1}$ olarak modellenebilir. Bu gecikme akım kontrol döngüsünde hesaplama gecikmesi olarak sisteme eklenmelidir.

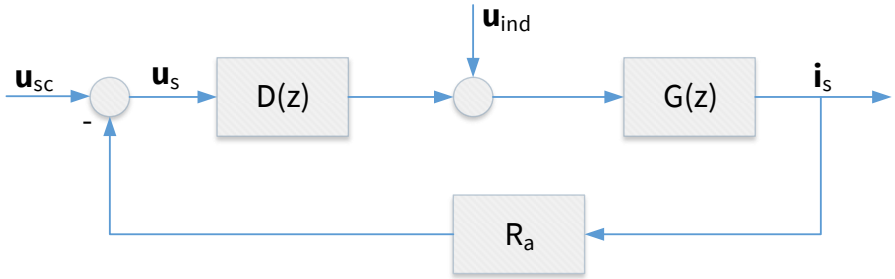
Sisteme eklenen gecikme kaynaklanan faz gecikmesi kararlılığı olumsuz etkilemektedir. Anahtarlama frekansının yüksek olduğu durumlarda bu gecikme ihmal edilebilirken düşük anahtarlama frekanslarında kontrolör tasarımında bu etki göz ardı edilmemelidir.

2.5.2 Aktif sönümleme direnci

Kompleks akım kontrolörleri her ne kadar senkron frekans civarında bozuculara karşı duyarsız olsalar da düşük frekanslı yük torku değişimlerinden etkilenmektedirler. Lokomotif çekiş sistemlerinde ise teker-ray arasındaki adezyon kuvveti aniden değişebilmektedir. Bu durum yük torkunun ani değişimi anlamına geldiği için bu tipte bir bozucuya karşı kontrol sisteminin duyarsız olması gerekmektedir. Aynı zamanda özellikle modern elektrikli lokomotif çekiş sistemlerinde kullanılan dört bölgeli güç faktörü düzeltme özelliğine sahip doğrultucuların çıkışında katener frekansının iki katında bir gerilim dalgalanması oluşmaktadır. Bu gerilim dalgalanması kimi uygulamalarda LC yapısındaki bir filtre ile süzülse de bu filtre ekstra maliyet ve ağırlık gerektireceğinden tercih edilmemektedir [36]. Stator gerilimleri dalgalı bir DC gerilimden oluşturulduğu için $\omega_s + 2\omega_N$ ve $\omega_s - 2\omega_N$ frekanslarında bozucu etkiye sebep olmaktadır [37]. Özellikle $\omega_s \approx 2\omega_N$ olduğu zaman bu dalgalanmadan kaynaklı düşük frekanslı bozucu oluşmaktadır. Raylı taşıtlara özgü bu bozucu etkilerin önerilen kontrol yönteminde bastırılması gerekmektedir.

Literatürde düşük frekanslı bozucu etkileri giderebilmek için sisteme aktif sönümleme direnci eklenmesi önerilmektedir [2]. Böylece kontrolörün serbestlik derecesi artırılmış olmaktadır. Şekil 2.5 aktif sönümleme direncinin motor kontrolünde kullanımının blok diyagramını göstermektedir. Geri besleme yoluna eklenen aktif sönümleme direncinin artırılması ile sistemin düşük frekanslı bozuculara karşı duyarlılığı azaltılmaya çalışılmaktadır. Yüksek anahtarlama frekansı olan sistemlerde gecikmeler ihmal edildiğinde ve sürekli hal transfer fonksiyonları incelendiğinde bu ifade doğru gibi gözükmektedir. Ancak, lokomotif çekiş uygulamalarındaki gibi anahtarlama frekansının stator frekansına oranının (f_{sw}/f_s) düşük olduğu durumlarda aktif sönümleme direncinin seçimi önemli hale gelmektedir. Sistemdeki ihmal edilemeyen gecikmeden ötürü aktif sönümleme direncinin aşırı yükseltilmesi sistemi kararsızlığa götürebilir. Aktif sönümleme direnci kararlılık sınırları içerisinde seçilse dahi sistemde aşımlara ve beklenmeyen performans problemlerine yol açabilecektir.

Literatürde bu direncin seçim kriterlerine ilişkin bilgi kısıtlıdır [38]. Özellikle sistemin tam ayrık modeli üzerinden sistemi kararlı kılan aktif sönümleme direncinin aralığı ve optimum direnç değeri seçimi bu tez kapsamında analizler yapılarak bulunmaktadır.



Şekil 2.5 : Aktif sönümleme direnci eklenmiş cer motoru blok diyagramı.

Aktif sönümleme direncinin sisteme eklenmesi ile stator akımları için aşağıdaki transfer fonksiyonu ifadesi yazılabilir.

$$\boldsymbol{i}_s(z) = \frac{\frac{1-e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma}}{z^2 - e^{-T/T_\sigma}z + \frac{1-e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma}R_a}\boldsymbol{u}_{sc}(z) + \frac{\frac{1-e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma}z}{z^2 - e^{-T/T_\sigma}z + \frac{1-e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma}R_a}\boldsymbol{u}_{ind}(z) \tag{2.49}$$

2.5.2.1 Kararlılık analizi

Sistemin kararlılık analizini yapabilmek için karakteristik polinomun köklerinin birim çember içinde kalıp kalmadığı kontrol edilmelidir. Sistem için karakteristik polinom ise $a = e^{-T/T_\sigma}$, $b = \frac{1-e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma}R_a$ değişken dönüşümleri yapılarak aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$P_c(z) = z^2 - az + b \tag{2.50}$$

Kararlılık analizi için $z = \frac{w+1}{w-1}$ bilinear dönüşümü yapılırsa karakteristik polinom aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$P_c(w) = \left(\frac{w+1}{w-1}\right)^2 - a\frac{w+1}{w-1} + b \tag{2.51}$$

$$P_c(w) = (1-a+b)w^2 + (1-b)2w + (1+a+b) \tag{2.52}$$

Sistemin kararlı olması için Jury kararlılık kriterlerine göre aşağıdaki şartları sağlaması gerekmektedir:

$$1 - a + b > 0 \tag{2.53}$$

$$1 - b > 0 \tag{2.54}$$

$$1 + a + b > 0 \tag{2.55}$$

$a = e^{-T/T_\sigma}$ olduğu için $a > 0$ ve $a < 1$ şartları sağlanmaktadır. Bu durumda kararlılık koşulları aşağıdaki ifadeye indirgenebilir.

$$-(1 - a) < b < 1 \tag{2.56}$$

Bu durumda R_a seçimi kararlılık için aşağıdaki aralıkta olmalıdır.

$$-R_\sigma < R_a < \frac{R_\sigma}{1 - a} \tag{2.57}$$

$a = e^{-T/T_\sigma}$ olduğu göz önüne alınarak Taylor Serisine açılırsa daha korumacı olan aşağıdaki yaklaşık ifade bulunabilir.

$$-R_\sigma < R_a < \frac{L_\sigma}{T} < \frac{R_\sigma}{1 - a} \tag{2.58}$$

Literatürde yakın zamanda sistemi kararlı kılan aktif sönümleme direnci aralığı için (2.58) eşitliğindeki korumacı olan yaklaşım bulunmuş [38] ancak ayrık model kullanılarak bulunan tam değer bu çalışma kapsamında ifade edilmiştir.

Stator akımından rotor endüklenen gerilimine transfer fonksiyonu yüke duyarlılık empedansı olarak tanımlanmaktadır. Aktif sönümleme direncinin eklenmesinin amacı ise yüke duyarlılık empedansını artırmaktadır. Bu sebeple yüke duyarlılık empedansı için $c = \frac{1 - e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma}$değişken dönüşümü yapılarak frekans tanım bölgesinde yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilebilir.

$$Z_d\left(e^{j\Omega T}\right) = \frac{e^{j\Omega T} - a + be^{-j\Omega T}}{ce^{-j\Omega T}} \tag{2.59}$$

Bozucu yüke karşı dayanıklılığı (robustness) Nyquist diyagramı kullanarak incelemek için açık çevrim transfer fonksiyonunun ($L\left(e^{j\Omega T}\right)$) kritik nokta olan (-1,0) noktasına

olan uzaklığı kullanılabilir. Bu ifadeye vektör payı ismi verilir (r_{min}) ve aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$r_{min} = \min\left(\left|1 + L\left(e^{j\Omega T}\right)\right|\right) = |c| \min\left(\left|Z_d\left(e^{j\Omega T}\right)\right|\right) \tag{2.60}$$

Vektör payı sistem için aşağıdaki şekilde bulunabilir.

$$r_{min} = |c| \min\left(\left|\frac{e^{j\Omega T} - a + be^{-j\Omega T}}{ce^{-j\Omega T}}\right|\right) \tag{2.61}$$

$$r_{min} = \min\left|e^{j\Omega T} - a + be^{-j\Omega T}\right| \tag{2.62}$$

$$r_{min}^2 = \min([(1+b)\cos(\Omega T) - a]^2 + [(1-b)\sin(\Omega T)]^2) \tag{2.63}$$

$$r_{min} = \min\left(\sqrt{(1-b)^2\left(1 - \frac{a^2}{4b}\right) + 4b\left(\cos(\Omega T) - \frac{a(1+b)}{4b}\right)^2}\right) \tag{2.64}$$

Bu ifadeyi ekstremum yapan açıları bulmak için türev alınarak sıfıra eşitlendiğinde kritik açılar aşağıdaki şekilde bulunabilir:

$$(\Omega T)_{cr1} = \left\{(\Omega T) \in \mathbb{R}: (\Omega T) = \cos^{-1}\left(\frac{a(1+b)}{4b}\right), \left|\frac{a(1+b)}{4b}\right| \leq 1\right\} \tag{2.65}$$

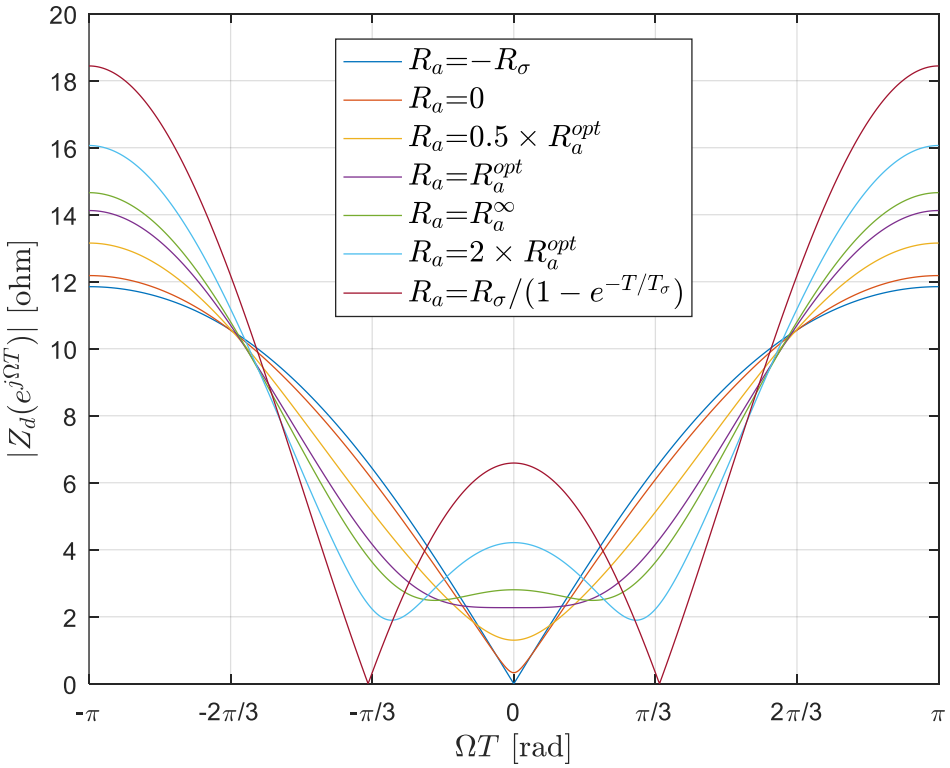
$$(\Omega T)_{cr2} = \{(\Omega T) \in \mathbb{R}: (\Omega T) = k\pi, k \in \mathbb{N}\} \tag{2.66}$$

Bu kritik açılardaki vektör payı ise aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$r_{min} = \min\left(\sqrt{1 - \frac{a^2}{4b}}|1-b|, |b - (1 \pm a)|\right) \tag{2.67}$$

2.5.2.2 Optimum sönümleme direnci seçimi

Tezde kullanılan referans lokomotifin çekiş motorunun yüke duyarlılık empedansını Şekil 2.6 göstermektedir. Şekilden de görüleceği üzere aktif sönümleme direncinin değeri artırıldıkça düşük frekanslarda dayanaklılık artmakta ve bozucu etkileri giderme performansı artmaktadır. Ancak, örnekleme zamanından kaynaklı gecikmenin de etkisi ile yüksek frekanslardaki sistem dayanıklılığı azalmaktadır. Bu sebeple sınır değerde seçilen bir sönümleme direnci değeri özellikle anahtarlamadan kaynaklı gürültüler gibi yüksek frekanslı gürültülere karşı sistemin performansını azaltmaktadır.



Şekil 2.6 : Aktif sönümleme direncinin değişmesine bağlı duyarlılık empedansının frekans cevabı.

Yüke duyarlılık empedansının frekans cevabı kararlı sistem için incelendiğinde $(\Omega T)_{cr1}$ kritik açılarının oluşma koşulu sağlandığında bu açı değerlerinde empedansın minimum olduğu gözlemlenmektedir. Bu çözüm sağlanmadığında ise DC frekansta en düşük empedans değerinin oluştuğu görülmektedir. Buradan hareketle sönümleme direncinin optimum değeri duyarlılık empedansının frekans cevabının dip $(\Omega T)_{cr1}$ açısının oluşma şartında seçilebilir. Böylece düşük frekanslarda düz bir duyarlılık

empedansı oluşurken yüksek frekanslarda duyarlılık empedansı sürekli artmaktadır. Buna göre optimum sönümleme direnci aşağıdaki şekilde seçilebilir.

$$R_a^{opt} = \frac{e^{-T/T_\sigma}}{(1-e^{-T/T_\sigma})(4-e^{-T/T_\sigma})} R_\sigma \tag{2.68}$$

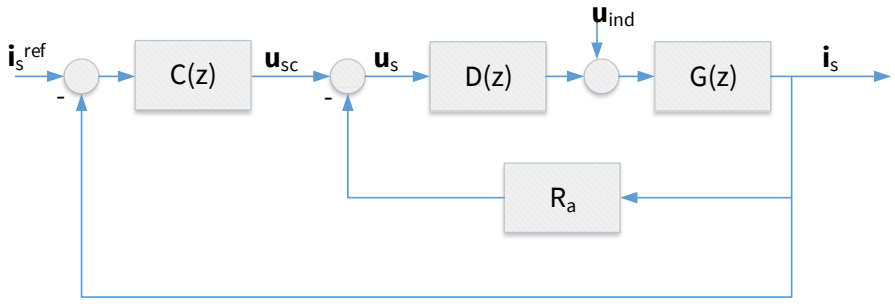
Yukarıdaki eşitlikle DC civarında gecikmenin ihmal edildiği durumdaki duyarlılık empedansı karakterine yakın bir şekilde düz bir şekilde oluşmaktadır. Bu sebeple optimum değer olarak kullanılabilir. Duyarlılık empedansının minimum değerini maksimum yapan – duyarlılık fonksiyonunun $\mathcal{H}_\infty$ normunu sağlayan – sönümleme direnci ise aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$R_a^{\infty} = \frac{e^{-T/T_\sigma}}{16} \frac{e^{-T/T_\sigma} + \sqrt{e^{-2T/T_\sigma} + 32}}{1-e^{-T/T_\sigma}} R_\sigma \tag{2.69}$$

2.5.3 Akım kontrolörü tasarımı

Stator akımının kontrolü için blok diyagram Şekil 2.7 ile verilmiştir. Buna göre stator akımının transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde yazılabilir.

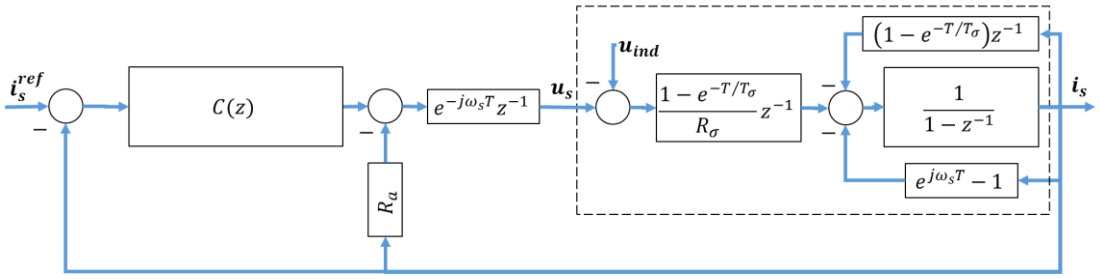
$$\begin{aligned} \boldsymbol{i}_s(z) = &\frac{C(z)D(z)G(z)}{1+D(z)G(z)(C(z)+R_a)} \boldsymbol{i}_s^{ref}(z) \\ &+ \frac{G(z)}{1+D(z)G(z)(C(z)+R_a)} \boldsymbol{u}_{ind}(z) \end{aligned} \tag{2.70}$$



Şekil 2.7 : Kapalı çevrim akım kontrolü blok diyagramı

İç model kontrolör tipinde bir kontrolör seçimi ile kompleks vektör kontrolörü gerçeklenmiş olacaktır. Bu tip bir kontrolörün tasarımı senkron hızda dönen eksen takımında yapılmalıdır. Akım kontrolörü senkron hızda dönen referans eksen takımında tanımlandığı için bu eksen takımında transfer fonksiyonunu yazabilmek için

$z = ze^{j\omega_s T}$ dönüşümü yapılmalıdır. Senkron hızda dönen eksen takımında makine modeli, gecikmeler ve kontrolörü içeren blok diyagramını Şekil 2.8 göstermektedir.



Şekil 2.8: Senkron hızda dönen eksen takımında sistemin blok diyagramı.

Nedensel ve gerçeklenebilir bir $F(z)$ seçimi ile kontrolörün tasarımı aşağıdaki gibi yapılabilir.

$$C(z) = \left(\frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)R_a}\right)^{-1} F(z) \tag{2.71}$$

Bu durumda stator akımı için transfer fonksiyonu aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

$$\boldsymbol{i}_s(z) = \frac{F(z)}{1 + F(z)}\boldsymbol{i}_s^{ref}(z) + \frac{1}{1 + F(z)}\frac{\boldsymbol{u}_{ind}(z)}{Z_d(z)} \tag{2.72}$$

Yukarıdaki eşitlikten de görülebileceği üzere tasarlanan iki serbestlik dereceli akım kontrolörünü kullanarak $F(z)$ ile akım referansını izleyebilme ayarlanırken, rotor endüklenen geriliminden stator akımına yüke duyarlılık empedansı ($Z_d(z)$) ile de bozucu giderme performansı ayarlanabilmektedir.

Sistemin nedensel olmasını sağlayacak ve sürekli hal hatalarını giderebilecek bir $F(z)$'nin senkron hızda dönen eksen takımındaki ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir.

$$F(z) = \frac{K}{z(z-1)} \tag{2.73}$$

Senkron hızda dönen eksen takımındaki ifade analiz için duran eksen takımında $z = ze^{-j\omega_s T}$ dönüşümü kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$F(z) = \frac{K}{ze^{-j\omega_s T}(ze^{-j\omega_s T} - 1)} \tag{2.74}$$

Bu kontrolör ifadesine göre duran eksen takımında stator akımı için transfer fonksiyonu aşağıdaki hale dönüşmektedir.

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{i}_s(z)\\&=\frac{K}{z^2e^{-2j\omega_sT}-ze^{-j\omega_sT}+K}\boldsymbol{i}_s^{ref}(z)\\&+\frac{z^2e^{-2j\omega_sT}-ze^{-j\omega_sT}}{z^2e^{-2j\omega_sT}-ze^{-j\omega_sT}+K}\frac{\left(1-e^{-T/T_\sigma}\right)z}{z^2-e^{-T/T_\sigma}z+(1-e^{-T/T_\sigma})R_a/R_\sigma}\frac{\boldsymbol{u}_{ind}(z)}{R_\sigma}\end{aligned}\tag{2.75}$$

Bu ifade frekans tanım bölgesinde yazılacak olursa aşağıdaki ifade elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{i}_s\left(e^{j\Omega T}\right)&=T\left(e^{j\Omega T}\right)\boldsymbol{i}_s^{ref}\left(e^{j\Omega T}\right)\\&+\frac{e^{j(\Omega-\omega_s)T}-1}{e^{j(\Omega-\omega_s)T}-1+Ke^{-j(\Omega-\omega_s)T}}\frac{\boldsymbol{u}_{ind}\left(e^{j\Omega T}\right)}{Z_d\left(e^{j\Omega T}\right)}\end{aligned}\tag{2.76}$$

Yukarıdaki eşitlikte referans akımlardan akıma transfer fonksiyonu kapalı çevrim referans izleme performans transfer fonksiyonu $T(e^{j\Omega T})$ ve endüklenen rotor geriliminden stator akımlarına transfer fonksiyonu ise kapalı çevrim yük duyarlılık fonksiyonu $S(e^{j\Omega T})$ olarak tanımlanmaktadır ve ifadeler aşağıda verilmektedir. $S_s\left(e^{j\Omega T}\right)$ fonksiyonu ise akım kontrolörü ile sisteme eklenen duyarlılık kazancını ifade etmektedir.

$$T\left(e^{j\Omega T}\right)=\frac{Ke^{-j(\Omega-\omega_s)T}}{e^{j(\Omega-\omega_s)T}-1+Ke^{-j(\Omega-\omega_s)T}}\tag{2.77}$$

$$S\left(e^{j\Omega T}\right)=S_s\left(e^{j\Omega T}\right)S_r\left(e^{j\Omega T}\right)\tag{2.78}$$

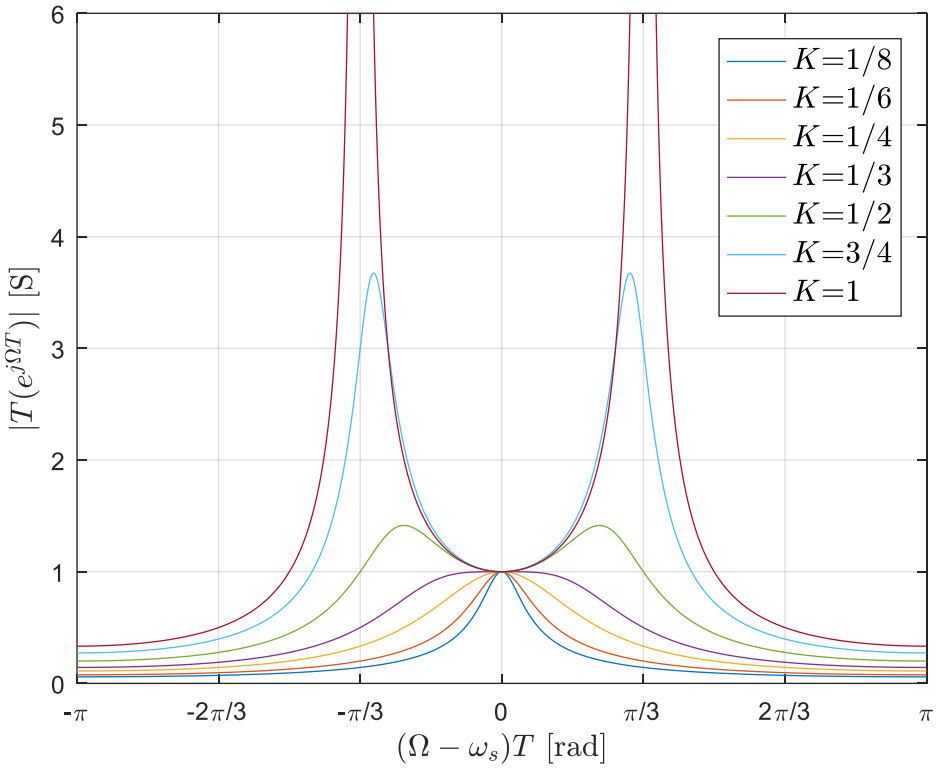
$$S_s\left(e^{j\Omega T}\right)=\frac{e^{j(\Omega-\omega_s)T}-1}{e^{j(\Omega-\omega_s)T}-1+Ke^{-j(\Omega-\omega_s)T}}\tag{2.79}$$

Kapalı çevrim referans izleme performans transfer fonksiyonunun senkron frekansta birim kazanca sahip olduğunu Şekil 2.9 göstermektedir. Kontrolör kazanç değerinin düşmesi ile yüksek frekanslarda sistem kazancının düşmesine neden olmakta ve bant genişliğini azaltmaktadır. Öte yandan yüksek kazanç değerlerinde de yüksek frekanslarda artan sistem kazancı aşımlara neden olabilmektedir. Bu sebeple, aktif sönümleme direnci seçimine benzer şekilde kritik açı kriterini sağlayan değerde

kontrolör kazancı seçmek daha düz bir sistem kazancı elde etmeye olanak sağladığından kontrolör kazancı bu kritik değerde seçilmektedir.

$$\left|T\left(e^{j\Omega T}\right)\right| = \frac{|K|}{\sqrt{(1-K)^2\left(1-\frac{1}{4K}\right)+4K\left(\cos\left((\Omega-\omega_s)T\right)-\frac{1+K}{4K}\right)^2}} \tag{2.80}$$

$$K^{opt} = 1/3 \tag{2.81}$$



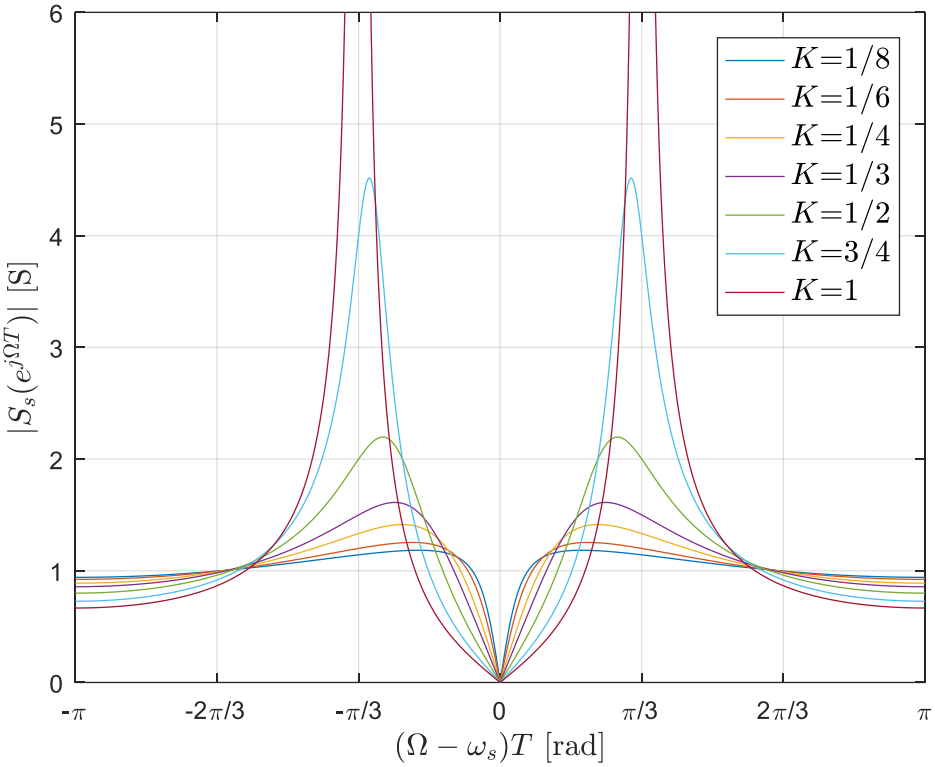
Şekil 2.9 : Kapalı çevrim transfer fonksiyonu frekans cevabı.

Yukarıdaki eşitlik kullanıldığında kararlılık koşulu da kolaylıkla bulunabilmektedir. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu kazancını sonsuz yapan kazanç değeri sistemi kararsız yapmaktadır. Buradan hareketle kararlı kazanç aralığı için aşağıdaki ifade bulunabilir. Optimum olarak seçilen kontrolör kazancı bu aralıkta olduğu için bir kararlılık problemi oluşmamaktadır.

$$0 < K < 1 \tag{2.82}$$

Akım kontrolörü ile sisteme eklenen duyarlılık kazancı fonksiyonu $S_s\left(e^{j\Omega T}\right)$ için de genlik değerini Şekil 2.10 göstermektedir. Buradan görüleceği üzere senkron frekans yakınında sistemin bozuculara karşı duyarlılığı sıfır olmaktadır. Ancak açı büyüdükçe

kontrolör kazancının da büyümesi ile duyarlılık artmaktadır. Artan bu duyarlılık değeri ise aktif sönümleme direnci sayesinde özellikle düşük frekanslarda etkin olan bozuculara karşı sistemi iyileştirmektedir.



Şekil 2.10 : Akım kontrolörü ile sisteme eklenen duyarlılık kazancı.

Akım kontrolörü senkron hızda dönen referans eksen takımında tanımlandığı için bu eksen takımında transfer fonksiyonunu yazabilmek için $z = ze^{j\omega_s T}$ dönüşümü yapılması gerekmektedir. Bu dönüşüm ile birlikte akım kontrolörü aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$C(z) = K\frac{R_\sigma}{1-e^{-T/T_\sigma}}\frac{e^{j2\omega_s T}z^2 - e^{-T/T_\sigma}e^{j\omega_s T}z + \left(1-e^{-T/T_\sigma}\right)R_a/R_\sigma}{z(z-1)} \qquad (2.83)$$

Akım kontrolörü kolay kodlanabilir olması için aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$C(z) = K\frac{R_\sigma}{1-e^{-T/T_\sigma}}\frac{\left(ze^{j\omega_s T} - e^{-T/T_\sigma}\right)ze^{j\omega_s T} + \left(1-e^{-T/T_\sigma}\right)R_a/R_\sigma}{z(z-1)} \qquad (2.84)$$

$$C(z) = Ke^{j\omega_s T}\left(C_p(z) + C_d(z) + C_i(z)\right) \tag{2.85}$$

$$C_p(z) = \frac{R_\sigma}{1 - e^{-T/T_\sigma}} \tag{2.86}$$

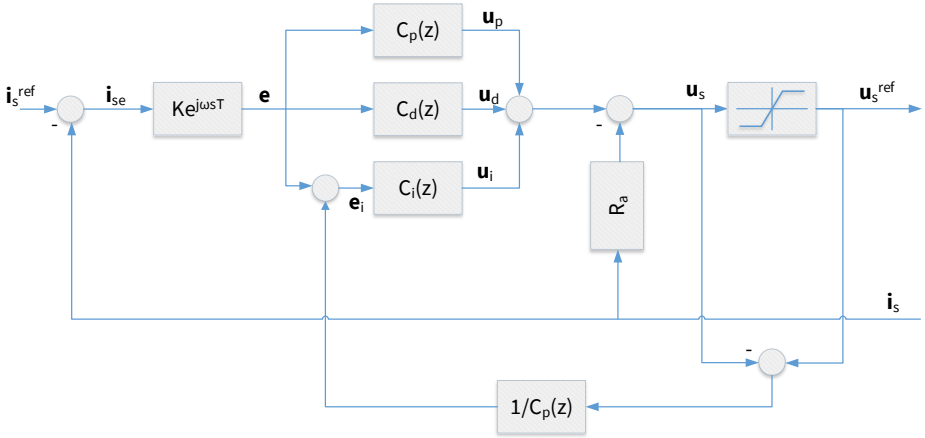
$$C_d(z) = \frac{R_\sigma}{1 - e^{-T/T_\sigma}} \frac{e^{j\omega_s T} - 1}{1 - z^{-1}} \tag{2.87}$$

$$C_i(z) = \left(R_\sigma + R_a e^{-j\omega_s T} z^{-1}\right) \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{2.88}$$

Burada $C_p(z)$ oransal kontrolörü, $C_d(z)$ eksen dönüşümünden kaynaklı kartezyen bileşenler arasında oluşan çapraz bağlantıyı giderici kontrolörü ve $C_i(z)$ integral kontrolörünü göstermektedir.

2.5.4 Akım kontrolörünün gerçeklenmesi

Çekiş konvertörü stator gerilimlerini DC baranın uygun şekilde kıyılması ile oluşturmaktadır. Bu sebeple motora uygulanabilecek gerilim sınırlıdır. Bu gerilimin sınırlı olması, kontrolörün yapısında bulunan integratörlerin çıkışlarının ihtiyaç duyulan gerilimi uzun süre oluşturamaması ve ardından gerilim kısıtının kalkması durumunda integratör değerlerinin aşırı dolmasından kaynaklı olarak integratör sarması adı verilen olay gerçekleşebilmektedir. İntegratör sarması olması durumunda sistem üzerindeki kısıtlar kalktığında integratörde biriken giderilemeyen hata değeri hemen değişemeyeceği için sistemde aşıma sebep olabilmektedir. Bu aşımı engelleyebilmek için integratör sarması önleyici bir sistemin (integrator anti-windup) kontrolöre dahil edilmesi gerekmektedir. Kontrolörün çapraz bağlantıyı gidermek için tasarlanan kısmı için kontrolör çıkış kısıtı altında integratörünün hata biriktirmesi tork oluşturan akım bileşeni (q-ekseni akımı) hatası oluşması durumunda rotor akısını oluşturan akım bileşenini (d-ekseni akımı) azaltması, bir diğer deyişle otomatik olarak alan zayıflatmaya sebep olması, sistemde istenen bir davranıştır. Bu sebeple tez kapsamında geliştirilen akım kontrolörü için sadece doğrudan sürekli hal hatasını götürmekle görevli kontrolör kısmındaki integratör için gerçeklenebilir referanslar (ters hesaplama) yolu ile integratör sarması önleyici sistem eklenmiştir [31]. Şekil 2.11 tasarlanan akım kontrolörünü blok şema halinde göstermektedir.



Şekil 2.11 : Önerilen akım kontrolörü içyapısı.

Akım kontrolörünü mikroişlemci üzerinde gerçekleyebilmek için fark denklemlerinin bir önceki bölümdeki ayrık transfer fonksiyonları kullanılarak elde edilmesi gerekmektedir. Buna göre kontrolör için fark denklemleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilmektedir.

$$\boldsymbol{u_p}(z) = \frac{R_\sigma}{1 - e^{-T/T_\sigma}} K e^{-j\omega_s T} \boldsymbol{i_{se}}(z) \tag{2.89}$$

$$\boldsymbol{u_d}(z) = \frac{e^{j\omega_s T} - 1}{1 - z^{-1}} \frac{R_\sigma}{1 - e^{-T/T_\sigma}} K e^{-j\omega_s T} \boldsymbol{i_{se}}(z) \tag{2.90}$$

$$\boldsymbol{u_i}(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \left(R_\sigma + R_a e^{-j\omega_s T} z^{-1}\right) \boldsymbol{e_i}(z) \tag{2.91}$$

$$\boldsymbol{e_i}(z) = K e^{-j\omega_s T} \boldsymbol{i_{se}}(z) + \frac{1 - e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma} \left(\boldsymbol{u_s^{ref}}(z) - \boldsymbol{u_s}(z)\right) \tag{2.92}$$

Bu durumda kontrolörün oransal kısmı için aşağıdaki fark denklemi yazılabilir.

$$\boldsymbol{u_p}(k) = K e^{-j\omega_s T} \frac{R_\sigma}{1 - e^{-T/T_\sigma}} e^{-T/T_\sigma} \boldsymbol{i_{se}}(k) \tag{2.93}$$

Benzer şekilde kontrolörün çapraz bağlantı giderme kısmı için fark denklemi aşağıda verilmiştir.

$$\boldsymbol{u_d}(k) = \boldsymbol{u_d}(k-1) + K e^{-j\omega_s T} \frac{R_\sigma}{1 - e^{-T/T_\sigma}} \left(e^{j\omega_s T} - 1\right) \boldsymbol{i_{se}}(k) \tag{2.94}$$

Kontrolörün integratör kısmı için aşağıdaki fark denklemleri yazılabilir.

$$\boldsymbol{u_i}(k) = \boldsymbol{u_i}(k-1) + R_\sigma \boldsymbol{e_i}(k-1) + R_a e^{-j\omega_s T} \boldsymbol{e_i}(k-2) \tag{2.95}$$

$$\boldsymbol{e_i}(k) = K e^{-j\omega_s T} \boldsymbol{i_{se}}(k) + \frac{1 - e^{-T/T_\sigma}}{R_\sigma} \left(\boldsymbol{u_s^{ref}}(k) - \boldsymbol{u_s}(k) \right) \tag{2.96}$$

Tüm bu fark denklemleri aşağıdaki şekilde bir araya getirilerek kontrolör çıkış işareti oluşturulmaktadır.

$$\boldsymbol{u_s}(k) = \boldsymbol{u_p}(k) + \boldsymbol{u_d}(k) + \boldsymbol{u_i}(k) - R_a \boldsymbol{i_s}(k) \tag{2.97}$$

2.6 Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde geliştirilen akım kontrolörü referans araç olan E1000 tip elektrikli lokomotifin çekiş motorunda deneysel olarak gerçeklenmiştir. Yapılan deney çalışmalarında lokomotif çekiş kontrolüne uygun olarak geliştirilen akım kontrolörünün özellikle referans takip performansı, bozucu giderme performansı, parametre değişimine duyarlılığı ve düşük f_{sw}/f_s oranında kararlı çalışabilme performansı gözlenmiştir. Çekiş amaçlı referans araçta kullanılan ASM'nin deneylerinin yapıldığı dinamometre sistemini Şekil 2.12 göstermektedir.

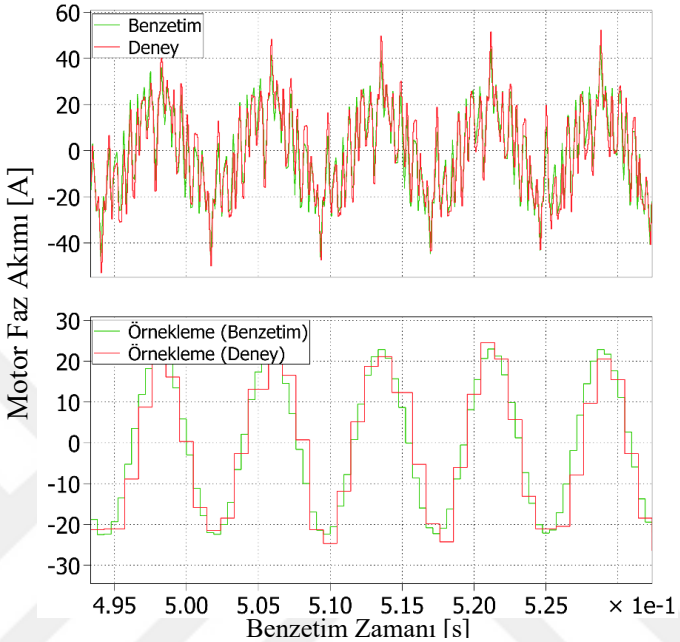
Akım kontrolörünün performansını benzetim yolu ile doğrulayabilmek için detaylı evirici ve motor modelinin olduğu bir benzetim kurulmuştur. Benzetimde kullanılan kontrolörler doğrudan gerçek uygulamadaki kodlanan şekliyle sanal ortama aktarılmıştır. Böylece kontrolör gerçeklemesi esnasında oluşabilecek hataların önüne geçilmiştir.



Şekil 2.12 : Deneylerin gerçekleştirildiği dinamometre sistemi.

Benzetimin geçerliliğini gösterebilmek için deneyde motora uygulanan akım referansları kaydedilerek benzetim ortamında uygulanmıştır. Deneyde ölçülen akımlar

ile benzetim ortamında modellenen akımlar ile gerçekte örneklenen akımlar ve modelde örneklenen akımların karşılaştırıldığı test sonuçlarını Şekil 2.13 göstermektedir. Buradan görülebileceği üzere benzetim ortamında kurulan model gerçeğe oldukça yakınsamaktadır. Benzetim modeli üzerinde doğrulanan kontrolör kodları gerçek sistem üzerine aktarılmıştır.

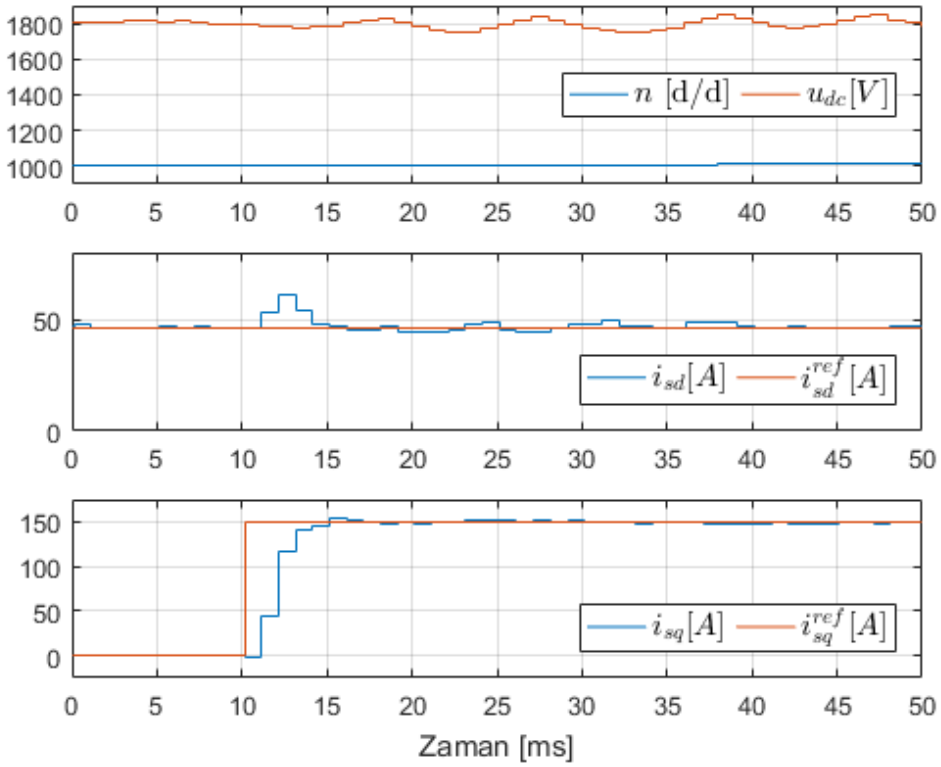


Şekil 2.13 : Benzetimin geçerliliği için yapılan testte akımların değişimi.

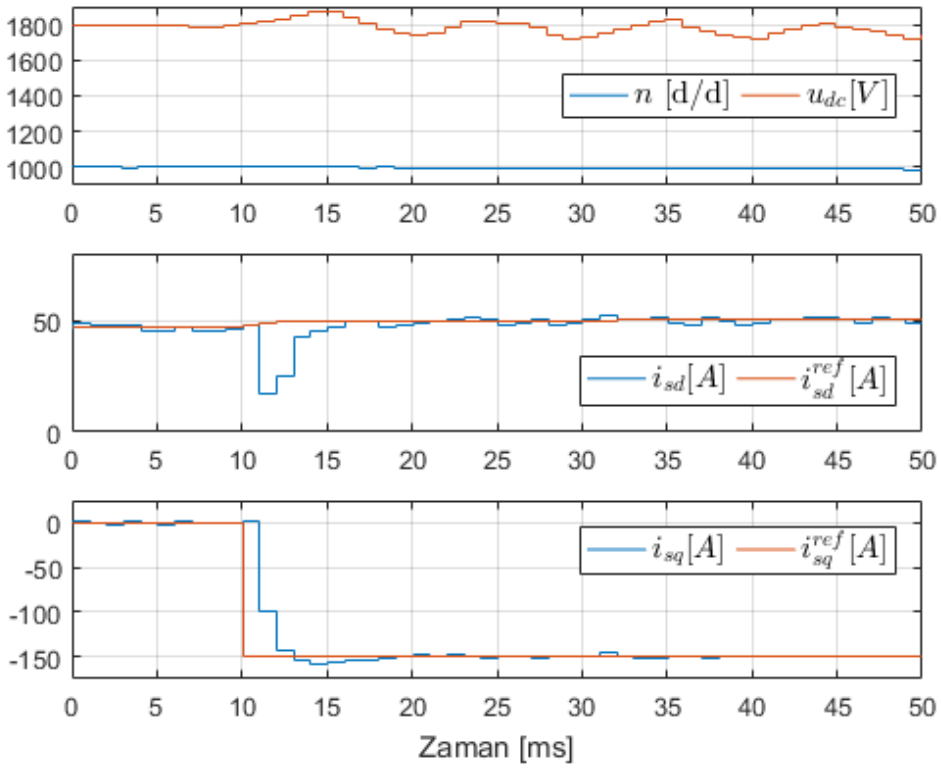
E1000 tip referans lokomotifte $f_{sw} = 1050$ Hz anahtarlama frekansına göre çekiş konvertörü tasarımı yapılmıştır. Bu sebeple deneysel sonuçlar bu anahtarlama frekansı değerinde alınmıştır. Deney düzeneğinden veri toplanırken çekiş kontrol ünitesindeki kontrol değişkenleri CAN ağı üzerinden 1 ms çözünürlük ile alınmıştır.

Şekil 2.14 motor mili 1000 d/d hız ile dönerken ($\omega = 2\pi \times 50$ rad/s) motor çalışmada referans takip performansını göstermektedir. Bu testte motor için 200 kW tüketecek basamak şeklinde akım referansı uygulanmıştır. Akımın tork üreten bileşeni olan q-ekseni akım referansına yaklaşık 4 anahtarlama periyodunda gerçek akım değeri oturmuştur.

Benzer şekilde Şekil 2.15 motor mili 1000 d/d hız ile dönerken ($\omega = 2\pi \times 50$ rad/s) generatör çalışmada referans takip performansını göstermektedir. Bu testte motor için 200 kW frenleme gücü sağlayacak basamak şeklinde akım referansı uygulanmıştır. Akımın tork üreten bileşeni olan q-ekseni akım referansına yaklaşık 4 anahtarlama periyodunda gerçek akım değeri oturmuştur.

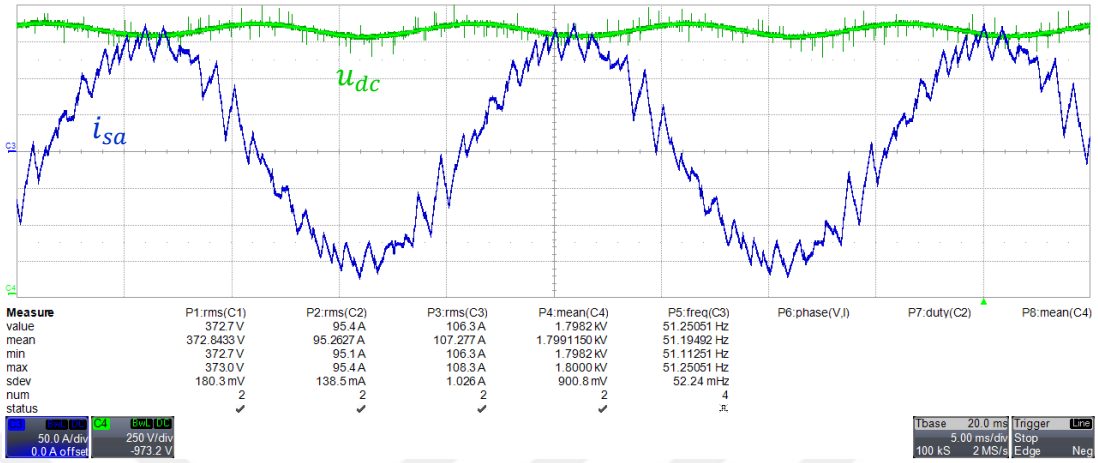


Şekil 2.14 : Motor çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı.



Şekil 2.15 : Generatör çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı.

Şekil 2.16 1050 Hz anahtarlama frekansında 1000 d/d mil hızında motor çalışma esnasında sürekli hal stator faz akımı ve DC gerilimin osiloskop ile alınan görüntüsünü göstermektedir.

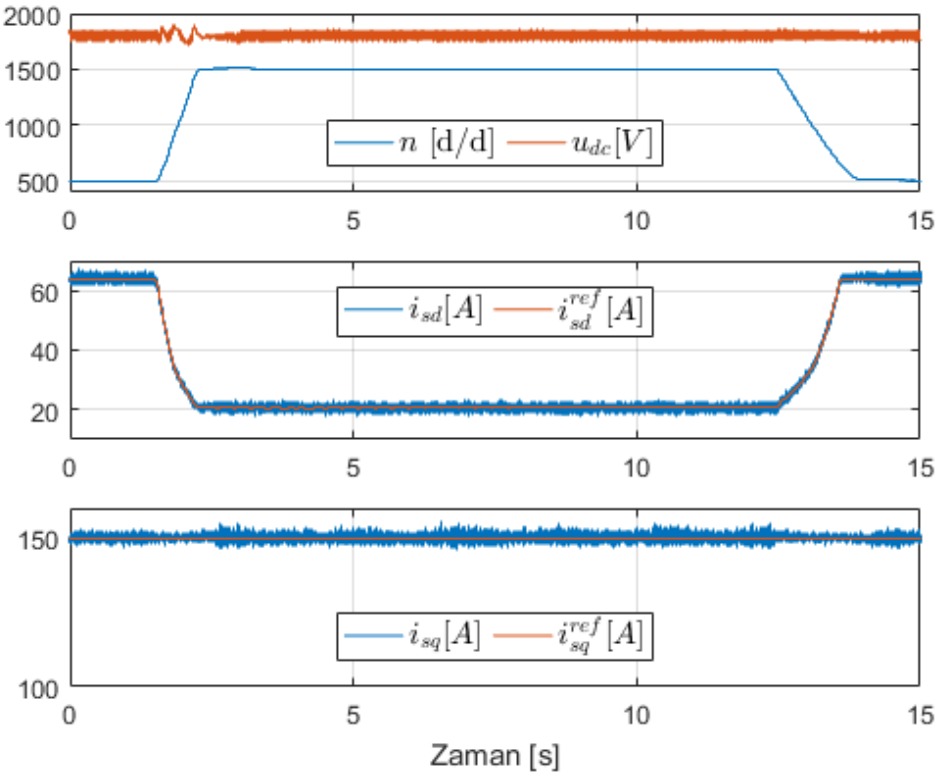


Şekil 2.16 : Motor çalışmada sürekli hal stator akımı ve DC gerilim dalga formu.

Osiloskop görüntüsünden de doğrulanabileceği üzere akım kontrolörü DC gerilim üzerinde tek fazlı doğrultucudan kaynaklı 100 Hz frekansındaki dalgalanmadan etkilenmeden akımı regüle edebilmektedir.

Şekil 2.17 kontrolörün özellikle kayma durumunda aniden motorun hızlanması sonucunda oluşabilecek bozucu giderme performansını gösterebilmek için yapılan testi göstermektedir. Bu test senaryosunda 500 d/d motor olarak çalışan ASM önce test dinamometresinin izin verdiği en kısa sürede 1500 d/d hıza çıkarılmakta ve ardından 500 d/d hıza mümkün olan en kısa sürede inmektedir. Bu test senaryosunda hızın artması kayma durumunu hızın azalması ise lokomotifin ani yüklenmesi sonucu hızla yavaşlamasını temsil etmektedir. Generatör çalışma esnasında kontrolör benzer tepki verdiği için bu senaryo ayrıca gösterilmemiştir. Bu test koşulunda motora test boyunca 150 kW verecek şekilde akım referansları uygulanmış ve gerilim limitinde (sabit güç bölgesinde) çalışan motorun d-ekseni akımı referansı alan zayıflatma kontrolörü tarafından azaltılmıştır. Böylece alan zayıflatma yaparken kontrolör performansı da ölçülmüştür.

Test sonucunda motor milinin bozucu olarak değişmesinin akım kontrolörü tarafından başarıyla giderilebildiği gözlemlenmiştir. Hızlanma esnasında ani yüklenmeden kaynaklı olarak DC gerilimde oluşan çökme durumunun bozucu etkisi de akım kontrolörü tarafından başarıyla bastırılmış ve gerçek akım değerleri referans akım değerlerinde kalabilmiştir.



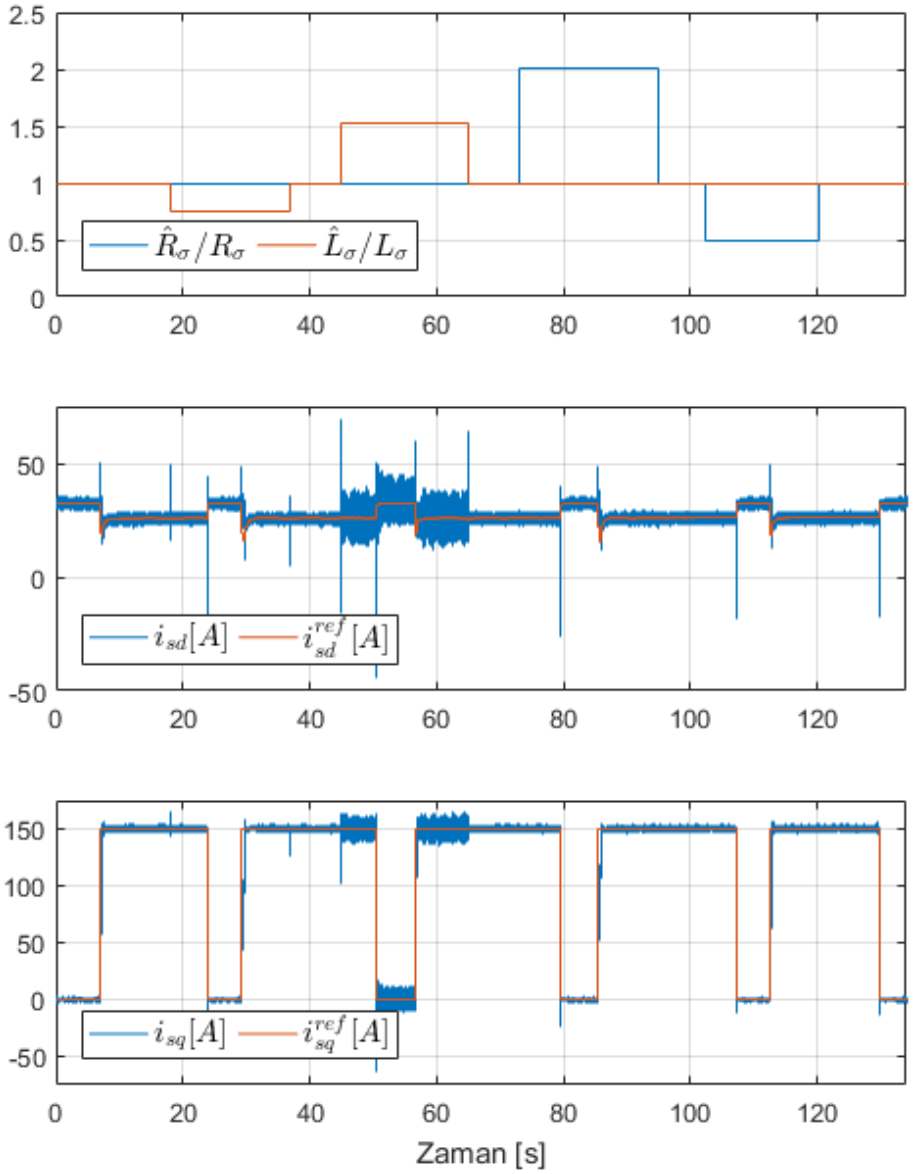
Şekil 2.17 : Motor çalışmada akım kontrolörünün mil hızının değişimine tepkisi.

Motor parametreleri çalışma esnasında sıcaklık ve akım değeri ile değişmektedir. Özellikle kontrolör tasarımı esnasında kullanılan makine parametreleri olan ve kilitli rotor direnci (R_σ) sıcaklıkla değişmekte ve kilitli rotor endüktansı (L_σ) stator akım değerine göre doyuma girebilmektedir. Kilitli rotor endüktansı daha çok kaçak endüktanslardan oluştuğu için doyuma ancak çok yüksek akımlarda girmekte ve çalışma esnasında kilitli rotor direncine göre daha az değişmektedir.

Test düzeneğinde gerçek motor parametrelerini değiştirmek mümkün olmamaktadır. Ancak, parametre değişimine karşı kontrolör performansını ölçebilmek için kontrolörde kullanılan kilitli rotor direnci ($\hat{R}_\sigma$) ve kilitli rotor endüktansı ($\hat{L}_\sigma$) parametreleri çalışma esnasında değiştirilmiştir. Bu şekilde oluşturulan test senaryosunu Şekil 2.18 göstermektedir.

Parametre değişiminin etkisini göstermek üzere tasarlanan test senaryosunda önce kontrolörde kullanılan kilitli rotor endüktansı parametresi ($\hat{L}_\sigma$) gerçek değerin %25 altına düşürülmüş ardından gerçek değerin %50 fazlasına çıkarılmıştır. Bu değişimlerin ardından kontrolörde kullanılan kilitli rotor direnci parametresi ($\hat{R}_\sigma$) önce gerçek değerine oranla %100 artırılmış ardından gerçek değerinin %50 altına düşürülmüştür. Parametre değişimleri sürekli hal çalışma esnasında basamak şeklinde

yapılmış ve parametrelerin gerçek değerlerinin kullanıldığı ve değiştirildiği her durum için basamak şeklinde tork referansı sisteme uygulanmıştır.



Şekil 2.18 : Motor çalışmada akım kontrolörünün parametre değişimine tepkisi.

Test senaryolarından görüleceği üzere tüm parametre değişimlerinde kontrolör akımları referans değerde tutmayı başarmıştır. Kontrolörde kullanılan kilitli rotor endüktansı parametresinin gerçek değerine oranla %50 artırılması durumu haricinde akım üzerindeki yüksek frekanslı dalgalanma oluşmamıştır. Bu durumda yüksek frekanslı bir dalgalanma oluşmasının sebebi bu parametrenin doğrudan kontrolör oransal kazancını ve çapraz bağlantı giderme kazancını artırmasıdır.

Parametre değişimleri sonucunda referans takip performansları da etkilenmektedir. Test sonuçları incelendiğinde parametre değişimleri sonucunda referans akım

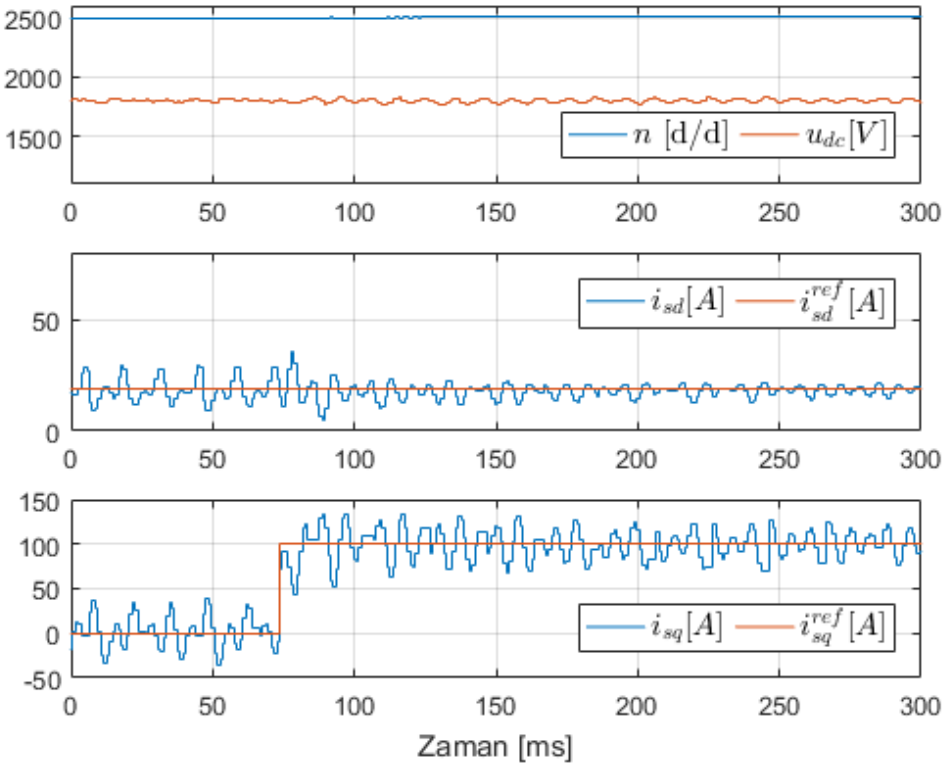
değerlerine oturma sürelerinin akım kontrolörünün sıfırının yer değiştirmesi ve kontrolör kazancının değişmesi sonucu etkilendiği gözlemlenmektedir.

Ancak test sonuçlarından da görülebileceği üzere basamak şeklinde parametre değişimlerinde dahi kontrolör performansı kabul edilebilir seviyelerde kalmaktadır. Özellikle aktif sönümleme direncinin kullanılmasından ötürü kilitli rotor direnç değişiminin performansa etkisi kilitli rotor endüktans değişimi etkisine göre daha azdır.

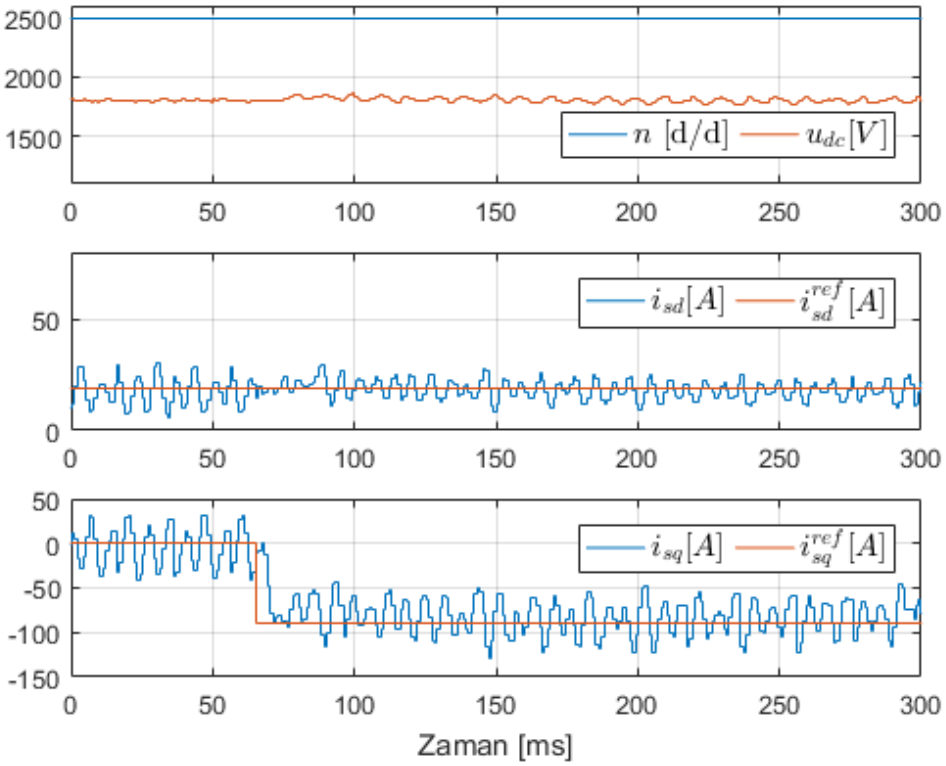
Tezde önerilen kontrolörün literatürdeki benzer çözümlere göre en önemli avantajı düşük f_{sw}/f_s oranlarında kararlı çalışma elde edebilmesidir. Bu durumu test etmek için yüksek motor hızlarında test yapmak gerekmektedir. Ancak referans lokomotif çekiş motorunun maksimum hız limiti 3000 d/d'dır. Bu mil hızında çekiş konvertörü nominal anahtarlama frekansı olan 1050 Hz'de ancak $f_{sw}/f_s \approx 7$ değeri elde edilebilmektedir. Literatürde motor kontrolünde kararlı çalışmada inilen minimum $f_{sw}/f_s \approx 4{,}54$ değerinin [3] altında kararlı çalışmayı deneysel olarak gösterebilmek için anahtarlama frekansı 525 Hz değerine düşürülmüştür. Dinamometre sisteminin hız limiti olan 2500 d/d hızda testler yapılarak $f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$ oranında kararlı çalışma deneysel olarak gösterilmiştir.

Şekil 2.19 motor mili 2500 d/d hız ile dönerken ($\omega = 2\pi \times 125$ rad/s) motor çalışmada 525 Hz anahtarlama frekansında referans takip performansını göstermektedir. Bu testte motor için 135 kW tüketecek basamak şeklinde akım referansı uygulanmıştır. Akımın tork üreten bileşeni olan q-ekseni daha önceki test senaryosuna benzer şekilde akım referansına yaklaşık 4 anahtarlama periyodunda gerçek akım değeri oturmuştur. Bu test senaryosunda anahtarlama frekansı düşürüldüğü için akım üzerindeki dalgalanma artmaktadır. Ancak bu duruma rağmen kontrolör stator akımlarının referans değerleri başarıyla takip etmesini sağlamaktadır.

Şekil 2.20 motor mili 2500 d/d hız ile dönerken ($\omega = 2\pi \times 125$ rad/s) generatör çalışmada 525 Hz anahtarlama frekansında referans takip performansını göstermektedir. Bu testte motor için 120 kW frenleme gücü sağlayacak basamak şeklinde akım referansı uygulanmıştır. Bu test senaryosunda da kontrolör kararlı çalışmayı bir önceki test senaryosuna benzer şekilde DC gerilimdeki dalgalanmaya rağmen başarıyla sağlamıştır.

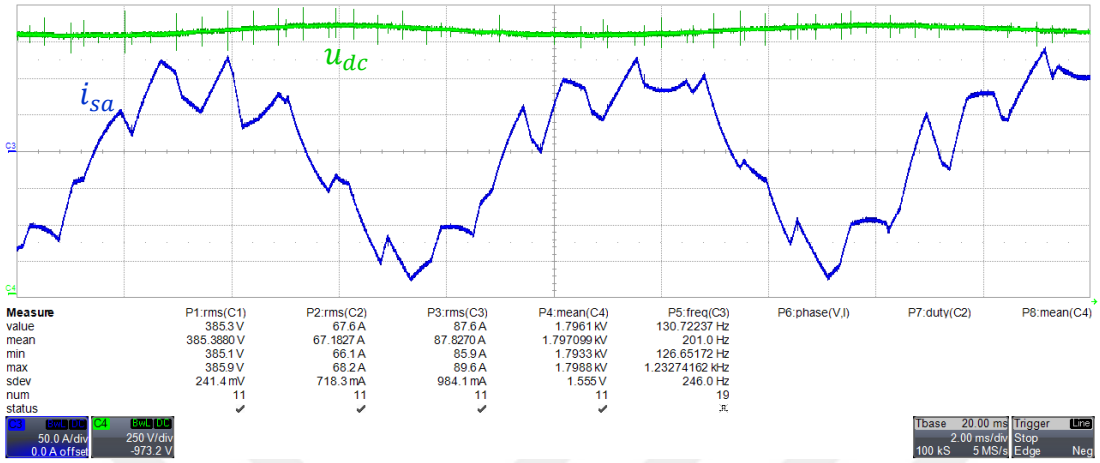


Şekil 2.19 : Motor çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı ($f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$).



Şekil 2.20 : Generatör çalışmada akım kontrolörünün referans takip performansı ($f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$).

Şekil 2.21 525 Hz anahtarlama frekansında 2500 d/d mil hızında motor çalışma esnasında sürekli hal stator faz akımı ve DC gerilimin osiloskop ile alınan görüntüsünü göstermektedir.

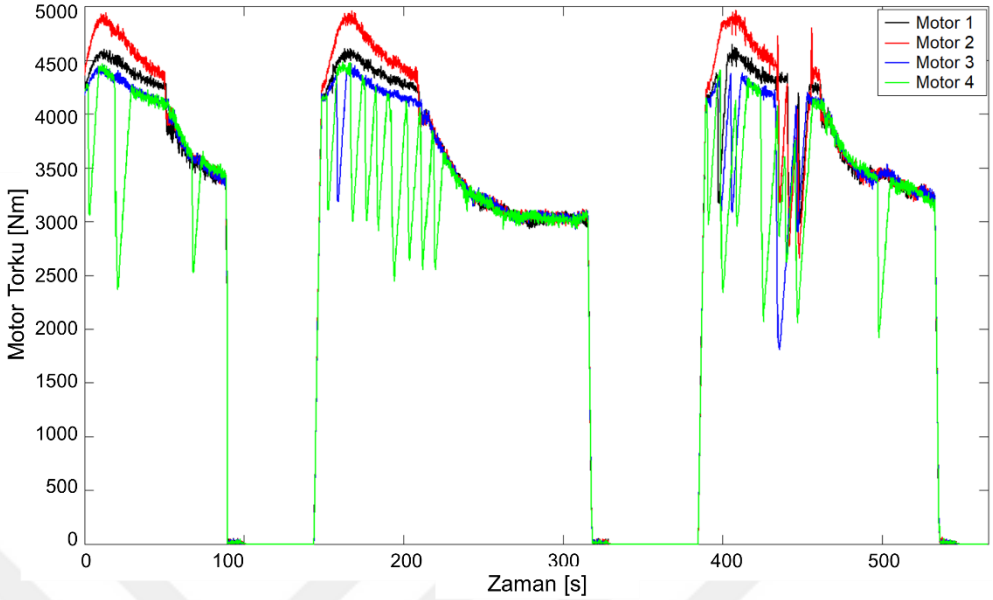


Şekil 2.21 : Motor çalışmada sürekli hal stator akımı ve DC gerilim dalga formu ($f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$).

Bu çalışmada tasarlanan akım kontrolörü aynı zamanda E1000 tip elektrikli lokomotif üzerinde uygulanmıştır. Lokomotif testleri esnasında çekiş sistemine doğrudan ölçüm ekipmanları kurmak mümkün olmamaktadır. Ancak, bu çalışma kapsamında tasarlanan akı gözlemleyicisinin hesapladığı tork değeri kontrol sistemi üzerinden kaydedilebilmektedir.

Bu kapsamda, rampada kalkış testleri sırasında (500 ton yük ile %2,8 eğimde) raylar yağlanarak ani bir teker kayması oluşmuştur. Tasarlanan kontrolörün bu testler esnasında motor akımlarını problemsiz bir şekilde kontrol ettiği ve adezyondaki ani değişimlerden kaynaklı bozuculara karşı etkili olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 2.22 testler esnasında motor tork değerlerinin değişimini göstermektedir.

Bu test senaryosunda motor tork değerleri kayma-kızaklama kontrolörü tarafından kayma oluşması durumunda aniden düşürülmüştür. Daha sonra yine kayma kızaklama kontrolörü tarafından makinistin istediği tork talebine yanıt verebilmek için çekiş motoru tork referansı tekrar artırılmıştır. Test senaryosunda motor tork referansını da başarıyla takip edebilmiş ve bu zorlu çalışma koşulunda 500 ton yük harekete geçirilebilmiştir. Test esnasında herhangi bir hata oluşmamış ve akım kontrolörü başarıyla görevini ifa edebilmiştir.



Şekil 2.22 : Lokomotif üzerinde yapılan testlerde motor torklarının değişimi.

3. UYARLANABİLİR KAYMA-KIZAKLAMA KONTROLÜ

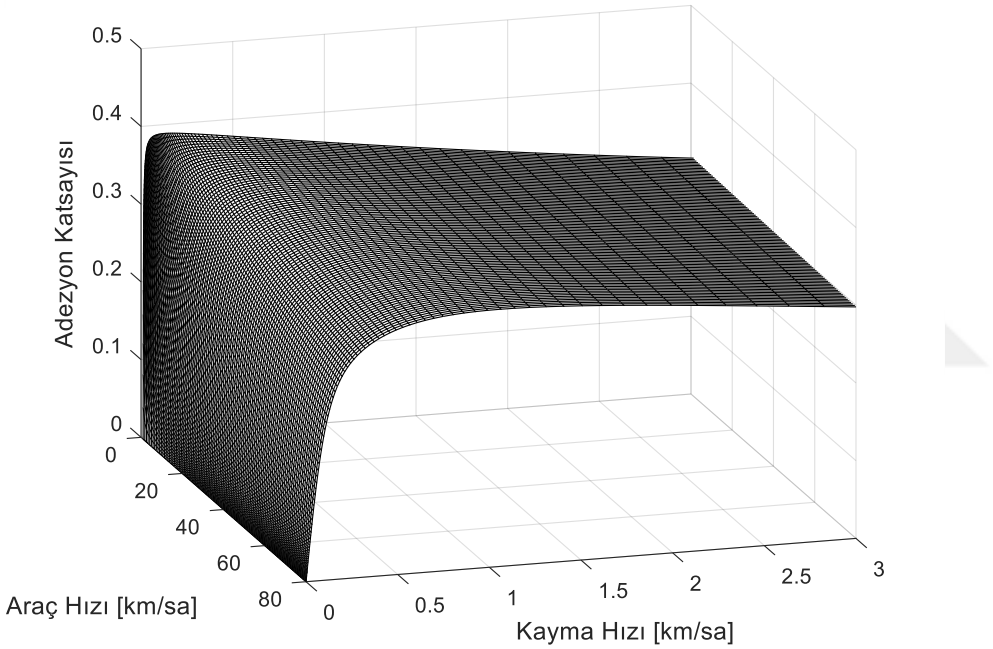
3.1 Giriş

Demiryolu taşımacılığında, frenleme ve çekiş kuvvetleri temel olarak teker ve ray arasındaki normal kuvvete ve adezyon katsayısına bağlıdır. Normal kuvveti kontrol etmeye yönelik kısıtlamalar düşünüldüğünde, adezyon katsayısının maksimizasyonu, fren ve çekme kuvvetlerinin artırmanın tek yolu gibi görünmektedir. Ayrıca, adezyonun etkin kullanımı olası teker ve ray hasarlarını azaltıp, yolculuk süresini en aza indirerek işletme maliyetlerini azaltabilir. Diğer yandan, ray ve teker arasındaki yapışma, çevresel koşullar, hız ve kayma oranı gibi birçok parametrenin oldukça dinamik bir fonksiyonudur. Ne yazık ki, henüz bu parametreleri elde etmek için yeterince doğru ve güvenilir bir yol yoktur. Son zamanlarda yapılan çalışmalarda, yukarıda bahsedilen parametrelerin herhangi birini gerektirmeksizin adezyon kullanımını maksimuma çıkarmak için olay bazlı kontrol yöntemleri önerilmiştir. Önerilen yöntem, adezyonun etkin kullanımını, çekiş sisteminin sürekli uyarılmasını ve önceden geliştirilmiş yaklaşımların adezyonun iyileşme süresinin yavaş tespiti problemlerini gidermiştir. Bu bölümde, çekiş sisteminin girişi ve çıkışı arasındaki faz kaymasının dinamiği analiz edilmiş ve önceden sunulan yöntemin uyarlanabilir formu oluşturulmaya çalışılmıştır. Uyarlanabilir yaklaşımla elde edilen sonuçlar, maruz bırakılan kontrol yönteminin konvansiyonel formunun yanı sıra farklı sürüş senaryoları ve tekerli ray koşulları için deneysel olarak kanıtlanmış ve endüstriyel olarak uygulanan başarılı yöntemler ile karşılaştırılmıştır.

Sağladığı sayısız faydalar nedeniyle, demiryolu taşımacılığı birçok ülkede yolcu ve yük taşımacılığının temel bir şeklidir. Demiryolu taşıtları alternatiflerine göre daha az sorun yaşamasına rağmen, daha güvenilir ve ekonomik bir ulaşım şekli için çözülmesi gereken birçok teknolojik sorun bulunmaktadır. Kayma ve kızaklama problemi, yetersiz frenleme ve çekiş performansı ile ray ve tekerlerin erken hasar görmesine neden olan bu sorunlardan biridir.

Demiryolu araçları, gerekli çekiş ve frenleme kuvvetlerini elde edebilmek için teker ve raylar arasında adezyon kuvvetini kullanır. Bununla birlikte, adezyon, yüzey

özellikleri, malzeme tipi, sıcaklık ve hız gibi birçok faktöre bağlı olan oldukça karmaşık bir olgudur. Bununla birlikte, deneysel sonuçlar, bu faktörlerin her bir kombinasyonu için, teker ve ray arasındaki adezyon kuvvetini en üst düzeye çıkaran optimum kayma oranının olduğunu göstermektedir. Şekil 3.1, kayma oranı ve kayma hızındaki değişikliklere bağlı olarak adezyon katsayısındaki değişiklikleri göstermektedir. Şekilde görülebileceği gibi, her bir hız değeri için, aşırı kayma olmaksızın adezyon maksimize eden optimum bir kayma oranı vardır. Kayma ve kızaklama kontrol sisteminin amacı, teker kayma değerini optimum değerde tutmaktır. Ne yazık ki, ne doğru kayma oranına ulaşmak ne de belirli hız ve çevresel koşullar için optimum kayma oranını elde etmek kolay değildir.



Şekil 3.1 : Kayma hızı ve araç hızına göre adezyon katsayısının değişimi.

Kayma oranı, teker çizgisel hızı ve araç çizgisel hızı arasındaki bağıl hızın, teker çizgisel hızına (çekiş durumunda) veya araç çizgisel hızına (fren durumunda) oranı olarak tanımlanabilir. Bu nedenle, kayma oranının hesaplanabilmesi doğrudan araç çizgisel hızı ve teker çizgisel hızının bilgilerine bağlıdır. Raylı taşıt çizgisel hızını elde etmek için birçok yöntem denenmiştir ve radar/lidar algılayıcılarının kullanımı bu yöntemlerden birisidir. Bu algılayıcılar hızı çok doğru ölçmelerine rağmen, çok pahalı ve çevresel koşullara (sis, yağmur vb.) karşı oldukça hassastırlar.

Araç hız bilgisi elde etmenin başka bir yolu da GPS sinyallerinin kullanılmasıdır. GPS bilgisini, teker hız sensörü, ivmeölçer ve IMU [39] gibi diğer algılayıcılarla birleştiren

çok iyi bilinen teknikler vardır. Ne yazık ki, bir GPS sinyalinin kullanılabilirliği garanti edilemediğinden, bu yöntemler yeterince güvenilir değildir. Araç hızını doğrudan ölçme çabalarının yanı sıra, literatürde araç hızı bu bilgilere dolaylı yöntemler ve farklı kestirim yaklaşımları kullanarak hesaplanmaya çalışılmıştır. Bu yöntemlerden biri, ray bozukluklarının farklı tekerlerdeki ivmelenme ve hız ölçümlerine etkisinin işaret işleme yolu ile elde edilmesiyle yapılmaktadır. İki teker arasındaki uzaklık bilindiği için ray bozukluğu etkisinin iki tekerte ortaya çıkması arasındaki zaman farkı ile araç hızının hesaplanması mümkün olmaktadır [40]. Başka bir çalışmada [41], araç hızı farklı tekerlerin hızlarını akıllı algoritmalar kullanarak kestirmeye çalışılmaktadır. Taşıt hızının elde edilmesine dayanan kayma ve kaymalı kontrol sistemleri, endüstriyel uygulamaların emniyet kaygılarını karşılamamakta ve optimal kayma oranını bulmak için ek kestirim yöntemleri gerektirmektedir.

Araç hızını elde etmek için yeterince doğru ve güvenilir yöntemin olmaması, araştırmacıları alternatif yaklaşımlara yönlendirmektedir. Bu çalışmalardan birinde kayma-kayma durumlarının tespiti ve kontrolü için farklı akslardan motor akım ölçümlerinin karşılaştırılması kullanılmıştır [42]. Ancak, deneysel olarak kanıtlanmış ve endüstriyel olarak uygulanan başarılı yöntemlerin çoğu, kayma-kızaklama kontrolü için yalnızca teker hızı bilgilerini kullanır. Kayma-kızaklama durumlarını kontrol etmek için en basit yaklaşım, farklı aksların teker hızı bilgilerini birlikte kullanmak olabilir. Aksların birinin kayma veya kızaklama durumunda olduğunu varsayıldığında; bu aks diğer akslardan daha hızlı veya daha yavaş döneceğinden, tüm aksların teker hızı bilgisi mevcutsa kayan veya kızaklayan aksı tespit etmek ve kontrol etmek kolay bir görevdir. Yine de, tüm akslar aynı anda kaydığında veya kızakladığında bu yöntem başarısız olmaktadır. Avare akstan hız ölçümünün kullanılması bu sorunu çözebiliyor olsa da, lokomotifler gibi her tekerinde çekiş olan araçlar bu çözümü kullanımına uygun değildir. Bazı araştırmacılar bu sorunun üstesinden gelmek için "güvenilir aks" bulmaya çalışmışlardır. Bu yaklaşımların birinde, tekerler önceden belirlenmiş bir eşik değerden daha fazla ivmelendiğinde bir tekerleğe süren motorun tork referansı yeniden mikro-kayma bölgesinde adezyon sağlanana dek aniden azaltılır [43]. Bu duruma getirilen aks “güvenilir aks” olarak adlandırılır ve araç hızı ölçümü için referans alınır. Bu yöntem kayma-kızaklama kontrolünü etkin bir şekilde sağlamakla beraber kayma oranını optimum değerde tutma konusunda garanti sağlayamaz.

Kayma-kızaklama kontrolü için uygulanan diğer bir yöntem çekiş sistemindeki burulmanın analizine dayanmaktadır [44]. Bu yöntemde aşırı kayma ve kızaklama durumlarında çekiş sisteminin doğal frekanslarında oluşan burulma titreşimlerine neden olduğu öne sürülmektedir. Bu titreşimlerin kontrol sisteminde algılanarak kullanımı ile adezyondan daha fazla faydalanmak mümkün hale gelmektedir. Benzer şekilde tekerlerin dönme gürültüsünün spektrum analizinin kayma ve kızaklama kontrolünde kullanımı literatürde denenmiştir [45]. Ancak, bu yöntemlerden hiçbiri endüstriyel uygulamalarda yer bulacak kadar güvenli bulunmamıştır. Akıllı hesaplama yöntemleri problem için alternatif bir çözüm önerse de bu yöntemler tatmin edici sonuçlar vermemektedir [46].

Kayma-kızaklama probleminin çözümü için teker ve ray arasındaki adezyon kuvvetinin hassas kestirimi oldukça faydalı bir bilgidir. Bu sebeple, çekiş modeline dayanan bozucu gözlemleyici yapısının kullanımı çekiş kontrol sistemlerinde sıklıkla tercih edilen bir yöntemdir. Bu yöntemin ilk örneklerinden biri adezyon katsayısının kayma hızına göre türevini bozucu gözlemleyici kullanarak bulmaktadır [47]. Bu yöntemde, kontrol sistemi bu türev değerini sıfır civarında tutmayı hedeflemektedir. Bunu başarabilmek için türev değeri pozitif olduğunda kontrol sistemi motor tork referansını artırırken, türev değeri negatif olduğunda kontrol sistemi motor tork referansını azaltmaktadır. Ancak, adezyon katsayının kayma hızına göre türevi eğrilerin tepe noktasında sıfır olmakla beraber aşırı kayma değerlerinde de bu türev sıfıra çok yaklaştığını Şekil 3.1 göstermektedir. Bu sebeple, bu yöntem aşırı kayma durumlarını optimum kayma durumundan ayırma konusunda yetersiz kalabilmektedir.

Olay bazlı bir kontrol yönteminde bozucu gözlemleyicisinin kullanılması yukarıda bahsi geçen problemi çözebilmektedir [5]. Bu yaklaşımda, teker ivmelenmelerinde aşırı bir kayma-kızaklama durumu algılandığında, kontrolör öncelikle referans motor torkunu adezyon tekrar sağlanana kadar hızlı bir şekilde azaltmaktadır. Önceden belirlenen bir zaman geçtiğinde, referans motor torku daha önceden bozucu gözlemleyici tarafından hesaplanan ve kaydedilen mümkün olan en yüksek adezyon kuvveti elde edilene kadar yükseltilmektedir. Bu aşamada, istenen motor torku periyodik olarak denenerek yol durumunun düzelmesi halinde adezyonun maksimizasyonunu sağlanması hedeflenir. Ancak, deneysel olarak kanıtlanmış olan bu yöntemin bazı kusurları vardır. Öncelikle, yol koşullarının iyileşip iyileşmediğinin anlaşılması anlık olarak yapılamaz. Adezyon katsayısındaki iyileşmeyi daha çabuk

algılamak bu yöntem ile mümkün değildir. Ayrıca, bu kontrol yönteminde, teker hızının türevinin alınmasının ardından kullanılan filtrelerden kaynaklı gecikmeler kararlılıkla ilgili problemlere yol açabilmektedir.

Endüstriyel olarak başarılı olarak uygulanan bir diğer yöntem ise referans motor torkuna eklenen bir sinüzoidal işaretin motor hızında oluşturduğu sinüzoidal işaret ile arasındaki faz farkının ölçümüne dayanmaktadır [6]. Bu çalışmada, adezyon durumu kararlı durumdan kararsız duruma geçtiğinde, çekiş sisteminin giriş ve çıkış işareti arasında faz kaymasının belli bir değer aralığında değiştiği gösterilmiştir. Referans motor torku, kontrol sisteminde kullanılan filtrelerin de eklediği ek faz gecikmeleri de dikkate alınarak belirlenen spesifik bir faz kaymasında tutacak şekilde uygulanmaktadır. Bu yöntemin dezavantajı çekiş sistemini sürekli bir uyartım altında tutmasıdır. Diğer sistem tanıma yöntemleri faz kaymasını yeterince doğru bir şekilde elde etmeyi başaramadığı için, bu kontrolör ortogonal korelasyon yöntemi ile faz kaymasını hesaplamaktadır.

Son zamanlarda, yukarıda bahsedilen dezavantajları olmayan bir kayma-kızaklama yöntemi literatürde önerilmiştir [7]. Önerilen yöntem adezyonun verimli bir şekilde kullanılmasını sağlarken kararlılık ile ilgili problemlerden kaçınmakta, sürekli uyartıma ihtiyaç duymamakta, aynı zamanda adezyon durumunun değişiminin periyodik olarak algılanabilmesinden kaynaklanan gecikmeyi ortadan kaldırmaktadır.

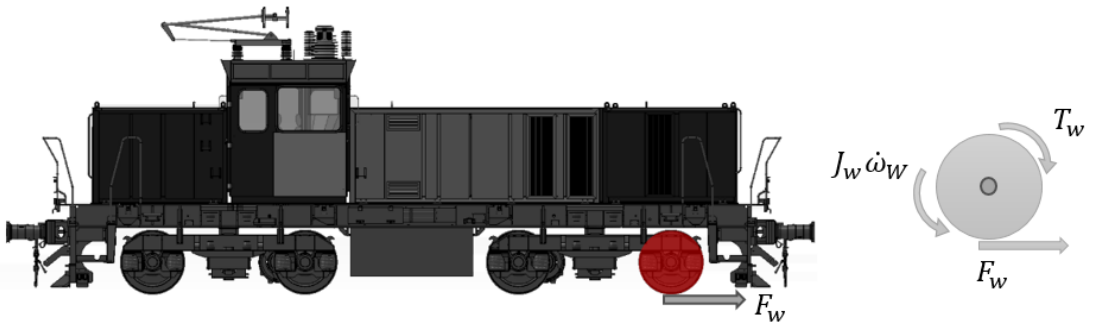
3.2 Araç Modeli

Lokomotif boylamsal modeli Şekil 3.2'de şematik olarak gösterilmiştir ve aşağıdaki iki denklemle ifade edilebilir.

$$J_w\dot{\omega}_w = n_g T_m - R_w F_w \tag{3.1}$$

$$M_t\dot{v}_t = n_w F_w - F_r \tag{3.2}$$

Yukarıdaki denklemlerde J_w tekere indirgenmiş toplam eylemsizlik momentini, ω_w teker açısal hızını, T_m motor torkunu, R_w teker yarıçapını, n_g dişli oranını, F_w tekerde oluşan teğetsel adezyon kuvvetini, M_t toplam tren kütlesini, v_t tren hızını, n_w toplam dingil sayısını, F_r trene etkiyen toplam direnç kuvvetini göstermektedir.



Şekil 3.2 : Lokomotif araç modeli.

Teğetsel adezyon kuvvetinin formülasyonu kompleks bir problemdir. Literatürde sayısız sürtünme problemi bulunmasına rağmen, birçok yöntem adezyon karakteristiğini ifade etmekte yetersiz kalmaktadır. LuGre Modeli[48], statik sürtünme etkisi, Dahl etkisi ve Stribeck etkisini içeren bir sürtünme modelidir. Bu model aşağıdaki eşitlikler ile ifade edilebilir:

$$F_x = \left(\sigma_0 p + \sigma_1 \frac{dp}{dt} + \sigma_2 v_r\right) F_z \tag{3.3}$$

$$\frac{dp}{dt} = v_r - \sigma_0 \frac{|v_r|}{h(v_r)} p \tag{3.4}$$

$$v_r = R\omega_w - v_x \tag{3.5}$$

$$h(v_r) = \mu_c + (\mu_0 - \mu_c) e^{-\left|\frac{v_r}{v_s}\right|^{\gamma}} \tag{3.6}$$

Burada, p sürtünme iç durumunu, σ_0, σ_1, σ_2,γ model parametrelerini, v_r tren hızı ile teker teğetsel hızı arasındaki bağıl hızı, F_x lokomotifin toplam adezyon kuvvetini, F_z tekere etkiyen normal kuvveti, v_s Stribeck hızını, μ_c ve μ_0 ise Coulomb ve statik sürtünme katsayılarını ifade etmektedir.

3.3 Dinamik Sürtünme Modeli Parametrelerinin Belirlenmesi

Adezyon doğasını daha iyi temsil etmesine rağmen LuGre yaklaşımını uygulamak model parametrelerinin belirlenmesi için çok fazla deney gerektirmesinden ötürü zordur. Ancak, literatürde adezyon karakteristiğini statik olarak temsil edebilen ve kabul görmüş daha basit yöntemler bulunmaktadır. Polach modeli [49] demiryoluna özgü geliştirilen bu modellerden birisidir ve birçok deneysel sonuçla geçerliliği kanıtlanmıştır. Polach modelinin parametrelerini teker ve ray geometrileri, malzeme

özellikleri ve araç kütle özellikleri ile belirlemek mümkündür. Yarı statik Lugre modeli yapısı dinamik LuGre yapısındaki tüm parametreleri içerdiğinden Polach modelini kullanarak LuGre modeli parametreleri bulunabilir.

Yarı statik formülasyonu elde edebilmek için öncelikle LuGre modelinin dağıtık yaklaşımı kullanılmalıdır. Dağıtık modelde teker ve ray arasındaki temas yüzeyi dilimlere bölünür. Bu dilimlerin her biri kendi iç sürtünme durumu diferansiyeli δp ve diferansiyel normal kuvvet δF_z ile ifade edilir. Normal kuvvetin uniform olarak temas yüzeyine dağıldığını ve temas yüzeyinin her bir dilimindeki bağıl çizgisel hızın eşit olduğu varsayıldığında teğetsel adezyon kuvveti aşağıdaki eşitlikler ile ifade edilebilir[50]:

$$F_x = sgn(v_r)h(v_r)F_z\left(1+\left(1-\frac{\sigma_1|v_r|}{h(v_r)}\right)\frac{h(v_r)}{\sigma_0 L|s|}\left(e^{-\frac{\sigma_0 L|s|}{h(v_r)}}-1\right)\right) + F_z\sigma_2 v_r \tag{3.7}$$

Polach modeli de benzer şekilde aşağıdaki eşitlikler ile ifade edilebilir:

$$F_x = \left(\frac{k_A\varepsilon}{1+(k_A\varepsilon)^2}+arctan(k_S\varepsilon)\right)\frac{2F_z\mu}{\pi} \tag{3.8}$$

$$\varepsilon = \frac{G\pi Lbc_{11}}{4F_z\mu}s \tag{3.9}$$

$$\mu = \mu_c + (\mu_0-\mu_c)^{-Bv_r} \tag{3.10}$$

Burada $k_S \leq k_A \leq 1$ ve B model parametrelerini, ε temas yüzeyindeki teğetsel gerilimin gradyanını, μ sürtünme katsayısını, G kayma modülünü, b temas yüzeyinin genişliğini ve c_{11} Kalker'in doğrusal teorisindeki [51] katsayıyı temsil etmektedir.

Şekil 3.3'te gösterilen E1000 Tip Elektrikli Lokomotif parametre belirleme için referans alınmıştır. Lokomotifin dört aksının tamamı çekişli olduğu için doğrudan teker veya motor hız sensörlerinden araç hızının elde edilebilmesi mümkün değildir.



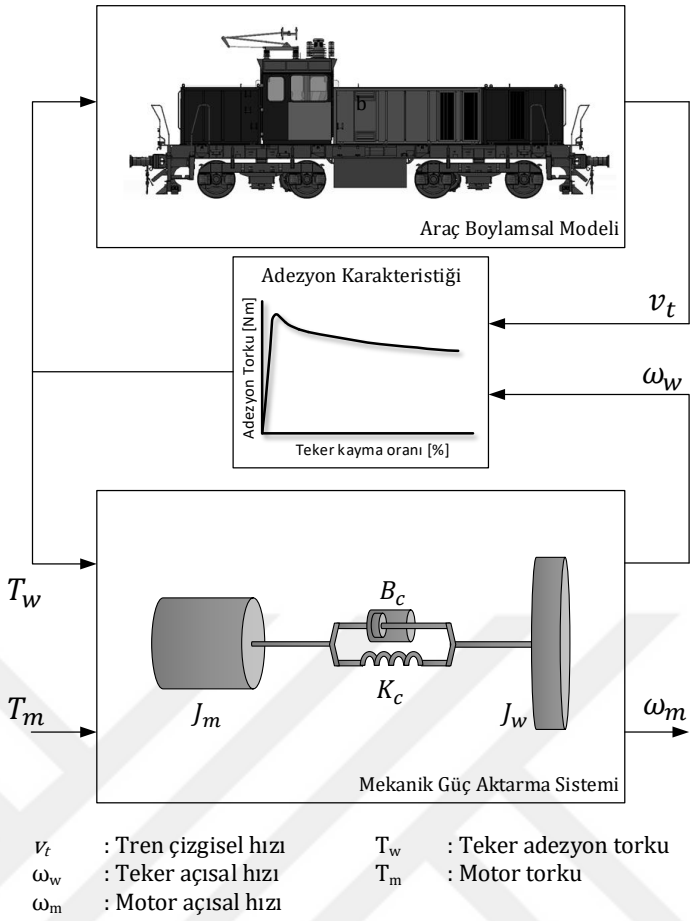
Şekil 3.3 : Referans araç (E1000 tip elektrikli lokomotif).

Parametre belirlemek için Polach modelindeki parametreler araç ve ray parametreleri kullanılarak belirlenmiştir. Daha sonra Polach modeli ile yarı statik LuGre modeli arasındaki hatayı belirlenen çalışma koşulları için minimize edecek bir simpleks algoritması ile LuGre modeli parametreleri belirlenmiştir.

3.4 Çekiş Sistemi Modeli

Araç modeli ve dinamik sürtünme modelinin oluşturulmasının ardından kontrol edilecek çekiş sistemi modeli bu bölümde elde edilmektedir. Şekil 3.4 çekiş sisteminin blok diyagramını göstermektedir. Buna göre aşağıdaki durum uzayı modeli çekiş sisteminin motor miline indirgenmiş dinamiğini göstermektedir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\omega_m\\ \omega_w'\\ \theta_m\\ \theta_w'\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{B_c}{J_m} & \frac{B_c}{J_m} & -\frac{K_c}{J_m} & \frac{K_c}{J_m}\\ \frac{B_c}{J_w'} & -\frac{B_c}{J_w'} & \frac{K_c}{J_w'} & -\frac{K_c}{J_w'}\\ 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega_m\\ \omega_w\\ \theta_m\\ \theta_w\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{J_m} & 0\\ 0 & -\frac{1}{J_w'}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}T_m\\ T_w'\end{bmatrix} \qquad (3.11)$$



v_t : Tren çizgisel hızı
ω_w : Teker açısal hızı
ω_m : Motor açısal hızı
T_w : Teker adezyon torku
T_m : Motor torku

Şekil 3.4 : Çekiş sistemi modeli.

Adezyon karakteristiği doğrusal olmayan bir yapıda olduğu için doğrudan kontrol sisteminde literatürdeki modellerin kullanılması mümkün değildir. Ancak T_{w0}çalışma noktası civarında birinci dereceden bir doğrusal yaklaşımla adezyon karakteristiği kontrol döngüsüne dahil edilebilir. Kayma-kızaklama kontrolü için örnekleme zamanı trenin dinamiğine göre çok küçük olduğu için iki örnekleme zamanı arasında araç hızı güvenle sabit kabul edilebilir. Bu durumda motora indirgenmiş adezyon torkunun motora indirgemiş teker hızına göre değişiminin eğim $m_a = \frac{\partial T'_w}{\partial \omega'_w}$ olarak hesaplanırsa ve birinci dereceden doğrusal yaklaşım ile T'_{w0} çalışma noktası etrafında motor miline indirgenmiş adezyon torku yazılmak istenirse aşağıdaki eşitlik elde edilebilir.

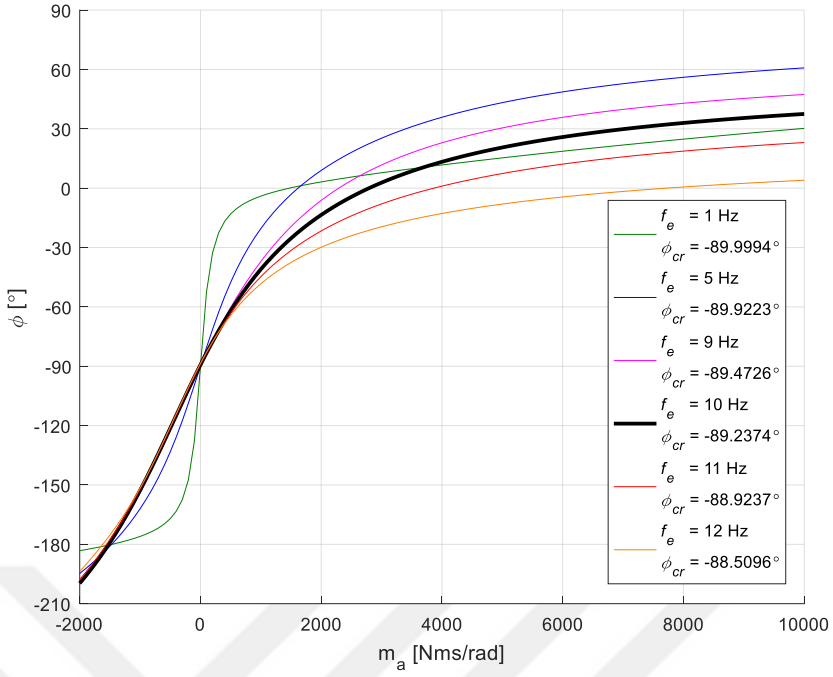
$$T'_w \cong T'_{w0} + m_a \omega'_w \tag{3.12}$$

Bu durumda çekiş sisteminin durum uzayı modeli aşağıdaki hale gelmektedir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\omega_m\\ \omega'_w\\ \theta_m\\ \theta'_w\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{B_c}{J_m} & \frac{B_c}{J_m} & -\frac{K_c}{J_m} & \frac{K_c}{J_m}\\ \frac{B_c}{J'_w} & -\frac{B_c+m_a}{J'_w} & \frac{K_c}{J'_w} & -\frac{K_c}{J'_w}\\ 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega_m\\ \omega_w\\ \theta_m\\ \theta_w\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{J_m} & 0\\ 0 & -\frac{1}{J'_w}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}T_m\\ T'_{w0}\end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Elde edilen doğrusal model frekans tanım bölgesinde analiz edildiğinde adezyon değişiminin kaymaya göre eğiminin (m_a) değişmesi ile sistemin sinüzoidal girişlerde neden olduğu faz gecikmesinin eğim değeri ile ilişkili olduğu görülmektedir. Bu bilgi kullanılarak adezyon karakteristiğinin hangi bölgesinde çalışıldığı öğrenilebilmektedir. Çekiş sisteminde motor torkuna eklenecek bir sinüzoidal işaretin motor hızındaki aynı frekans bileşeninde meydana getireceği faz kayması bu tezde çekiş sistemi kontrolü için kullanılmaktadır. Şekil 3.5 referans araç çekiş sistemi için motor torku ile motor hızı arasındaki faz farkının değişimini farklı uyartım frekansları için göstermektedir. Şekil incelendiğinde tüm frekanslar için faz kaymasının -90 derece civarında adezyon karakteristiğinde kararlı bölgeden kararsız bölgeye geçişi yakalayabildiği görülebilmektedir. Ayrıca faz farkı eğime göre sürekli artan bir fonksiyon şeklindedir.

Sistemi tanımak için verilen uyartım işareti çekiş sisteminde rezonansa sebep olmayacak şekilde seçilmelidir. Referans lokomotifin rezonans frekansları göz önüne alınarak 10 Hz frekansında bir tanıma işaretinin tork referansına eklenmesi uygun bulunmuştur. Sistem tanıma için kullanılacak uyartım işareti için seçilen bu frekans değeri tork referansına eklendiğinde motor torku bant genişliği bu referans torku takip edebilmelidir. Çekiş motor tork kontrolü açısından bakıldığında 10 Hz frekanslı bir işareti motor torku üzerinde oluşturabilmek mümkündür.



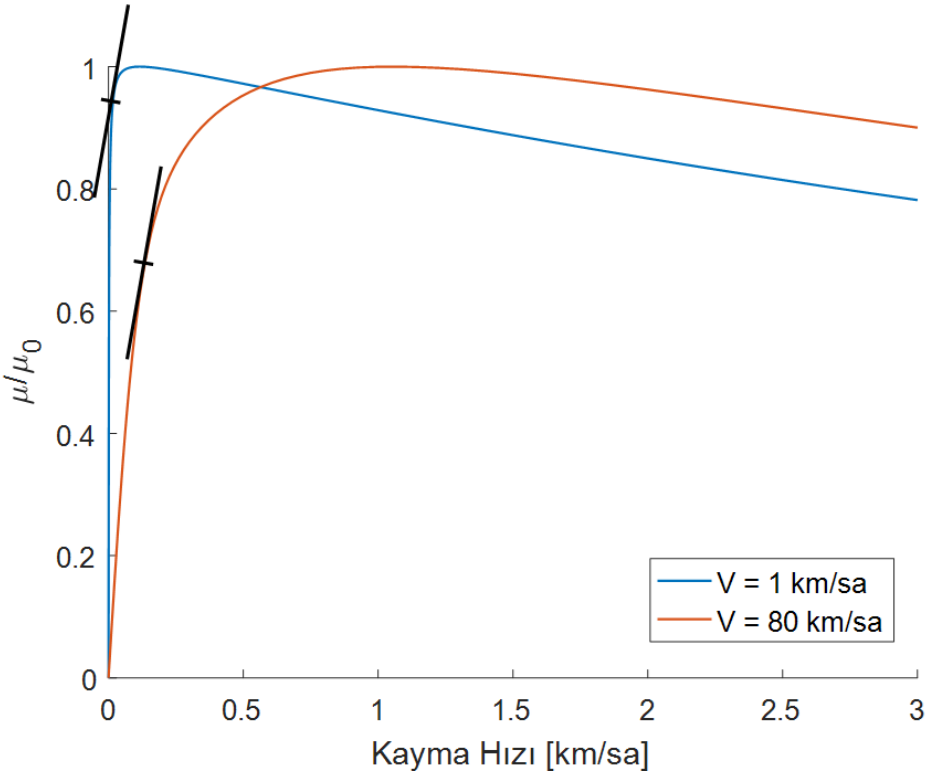
Şekil 3.5 : Referans araç çekiş sistemi için faz farkının değişimi.

3.5 Faz Kayması Analizi

Çekiş sisteminin girişi ile çıkışı arasındaki faz kayması bilgisi başarılı bir kayma-kızaklama kontrol sistemi oluşturabilmek için kullanılabilecek faydalı bir bilgiyi içerisinde barındırmaktadır. Bu bilgiyi kullanarak, araç hızının ve adezyon koşulların bilgisine ihtiyaç duymadan kayma oranını optimum seviyede tutmak mümkündür. Optimal kayma değerinde faz kayması belli bir değer aldığından referans motor torkunu bu değerde faz kaymasını elde edecek şekilde ayarlamak kayma-kızaklama problemi için iyi bir çözüm sağlayabilmektedir [6]. Ancak bu yöntem kompleks bir kontrolör yapısı gerektirmekte sistemi sürekli uyartım halinde tutmaktadır. Bu sebeple, olay tabanlı kontrol yöntemi ile birleştirilmiş faz kayması kullanan yöntem daha iyi sonuçlar verebilmektedir [7]. Bu yöntemde elde edilen faz kayması aralığı üç farklı bölüme ayrılmakta ve kontrolör her bir bölüm için farklı aksiyonlar almaktadır. Kontrolör böylece faz kayması değerini istenen bir aralıkta tutabilmektedir.

Her bir faz kayması değerinin adezyon karakteristiğinde bir eğime denk geldiğini Şekil 3.5 göstermektedir. Dolayısı ile faz kaymasını kontrol amaçlı kullanan [6] ve [7] yöntemlerinde aslında adezyon karakteristiğinin eğimi referans değer olarak verilmektedir.

Ancak, önceki kısımlarda bahsedildiği üzere araç hızı teker ve ray arasındaki adezyon kuvvetinin karakteristiğini dolayısı ile çekiş sisteminin dinamiğini etkilemektedir. Bu yüzden, faz kaymasındaki bölümlendirmede sabit sınırlar kullanmak tüm hız aralığı için daha kısıtlanmış bir performans sağlamaktadır. Şekil 3.6 farklı hızlarda adezyon karakteristiklerini göstermektedir. Düşük hızdaki adezyon karakteristiği için seçilen eğim değeri yüksek hıza geldiğinde optimum noktadan uzaklaşmaktadır. Bu sebeple sabit bir faz kayması ile sabit bir eğim referansı vermek yerine faz kayması referans aralığını hıza bağlı adaptif olarak değiştirmek adezyondan faydalanma oranını artırmaktadır.

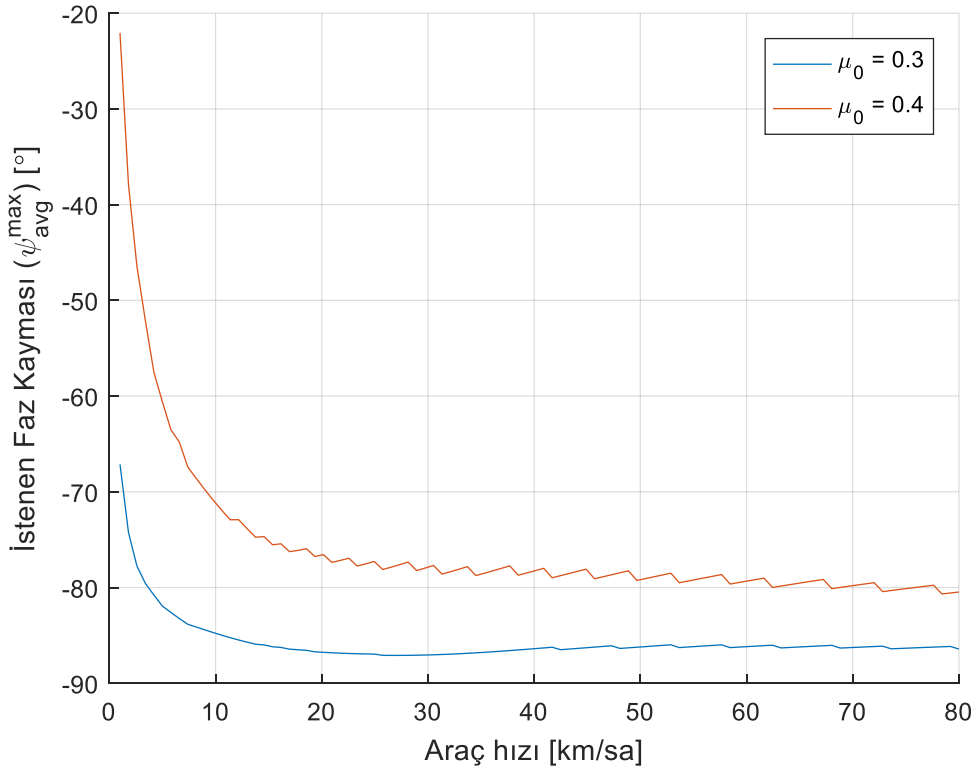


Şekil 3.6 : Araç hızına bağlı adezyon karakteristiği değişimi.

Bu bilgiler ışığında bu tez kapsamında araç hızı değişimi ile uyarlanabilir faz kayması bölümlendirmesi yapabilen bir kontrol sistemi tasarlanmıştır. Eğim referansının yüksek hızlarda daha düşük verilmesi halinde kontrol edilebilir bölüm sınırlandırılmasının araç hızına göre değiştirilebileceği görülebilir.

Maksimum adezyon torkunun %90'ını elde edebilecek faz farkının araç hızına bağlı değişimini Şekil 3.7 göstermektedir. Uyarlanabilir faz kayması aralığı ise düşük adezyon durumundaki sınırlandırmaya göre yapılmaktadır. Bu uyarlanabilir yöntem en başta araç hızı bilgisine ihtiyaç duyuyor gibi gözükse de sonraki kısımlarda gösterileceği üzere hassas bir araç hızı bilgisinden ziyade motor hız sensörlerinden

gelen hız bilgisi yeterli olmaktadır. Bu hız bilgisinin ihtiyaç duyulduğu zaman mikro kayma olduğu esnada kullanıldığından araç bilgisine doğrudan ihtiyaç olmamaktadır.



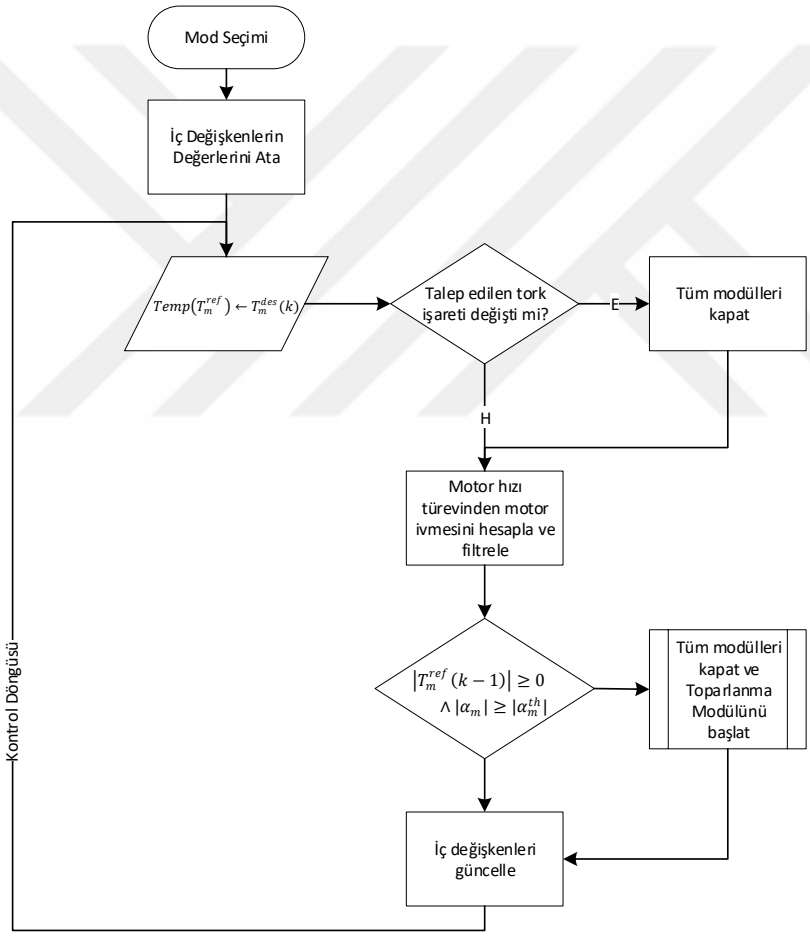
Şekil 3.7 : İstenen faz kaymasının üst sınırının araç hızına bağlı değişimi.

3.6 Önerilen Kayma-Kızaklama Kontrol Yöntemi

Kayma-kızaklama kontrol sistemleri genel olarak kayma-kızaklamanın algılanması ve kayma-kızaklama kontrolü olarak iki ana bölümden oluşmaktadır. Literatürde birçok yöntem bu iki görevi tek bir prosedürde birleştirmeyi önermekte olsa da deneysel sonuçlar bu görevlerin ayrı tutulmasının performansı artırdığını göstermektedir. Tezde geliştirilen kontrol yönteminde daha önce bahsedilen yöntemlerdeki dezavantajları giderebilmek için alt modüller geliştirilmiştir. Bu alt modüllerin detayları aşağıda açıklanmaktadır.

Kontrol yöntemi modül seçimi alt modülü ile başlatılmaktadır. Bu alt modülün ana amacı kayma-kızaklama durumlarını algılamak ve makinistin isteği ile örtüşen kontrolör yapılarını seçmektir. Önceki kısımlarda bahsedildiği üzere, literatürde birçok yöntem kayma kızaklamayı algılamak için önerilmiştir. Kayma-kızaklamayı algılayabilmek için farklı aksları süren motorlardaki akımları kullanan, çekiş sistemindeki burulma titreşimlerini kullanan, yuvarlanma gürültülerini kullanan ve

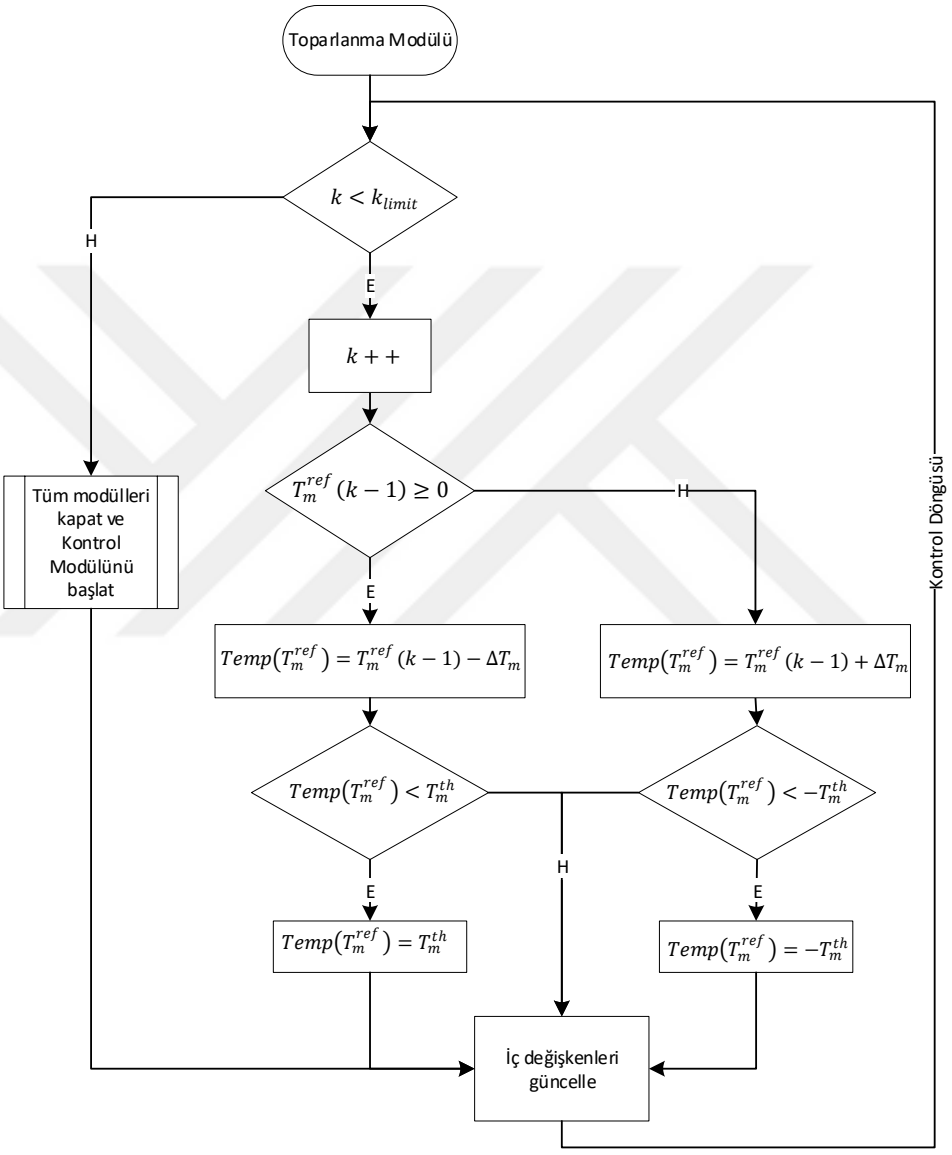
farklı aksların hızlarını karşılaştıran bu yöntemler arasında en iyi performansı teker ivmelenmelerini kullanan yöntemdir. Bu yöntemin dezavantajı teker ivmesinin elde edilmesi sırasında kullanılan filtrelerin gecikmesidir. Eğer kontrolör teker ivmelenmesi bilgisini kayma kızaklamanın algılanmasının yanı sıra kontrolünde de kullanırsa, (yol koşullarının iyileşip iyileşmediğini kontrol amacı vb. için[5]) referans motor torkunda yapılan değişimlerin yol açtığı ivmelenmeler filtrelerden kaynaklı gecikmelerden ötürü geç algılanacak ve bu durum performansta kötüleşmeye ve hatta kararsızlığa yol açabilecektir. Önerilen yöntemde teker ivmelenmeleri sadece kayma-kızaklama algılanmasında kullanıldığı için bahsedilen bu problemlerin oluşmasının önüne geçilmektedir. Modül seçimi alt modülünü Şekil 3.8 göstermektedir.



Şekil 3.8 : Modül seçimi algoritması.

Önerilen kayma-kızaklama kontrolörü kayma-kızaklama algılandığında devreye girdiğinden (doğrudan PD faz kayması yönteminde olduğu gibi), adezyonun tekrar sağlanabilmesi için toparlanma alt modülü olmalıdır. Bu alt modülün amacı referans motor torkunu keskin bir biçimde düşürerek önceden belirlenen bir süre bekleyerek kaymayı tekrar mikro kayma alanına düşürmektir. Toparlanma alt modülünün diğer

bir görevi ise faz kayması modülünü devreye sokmaktır. Bu şekilde, mevcut adezyon ve kayma durumu hakkında daha sonra kullanabilmek amacıyla bilgi sahibi olunabilmektedir. Bu sebeple kontrolör bilinmeyen durumlarda daha hızlı davranabilmektedir. Tanımlanan zaman aralığından sonra toparlanma modu devreden çıkarılır ve kontrol sistemi kontrol alt modülünü devreye sokar. Toparlanma modülünü Şekil 3.9 göstermektedir.

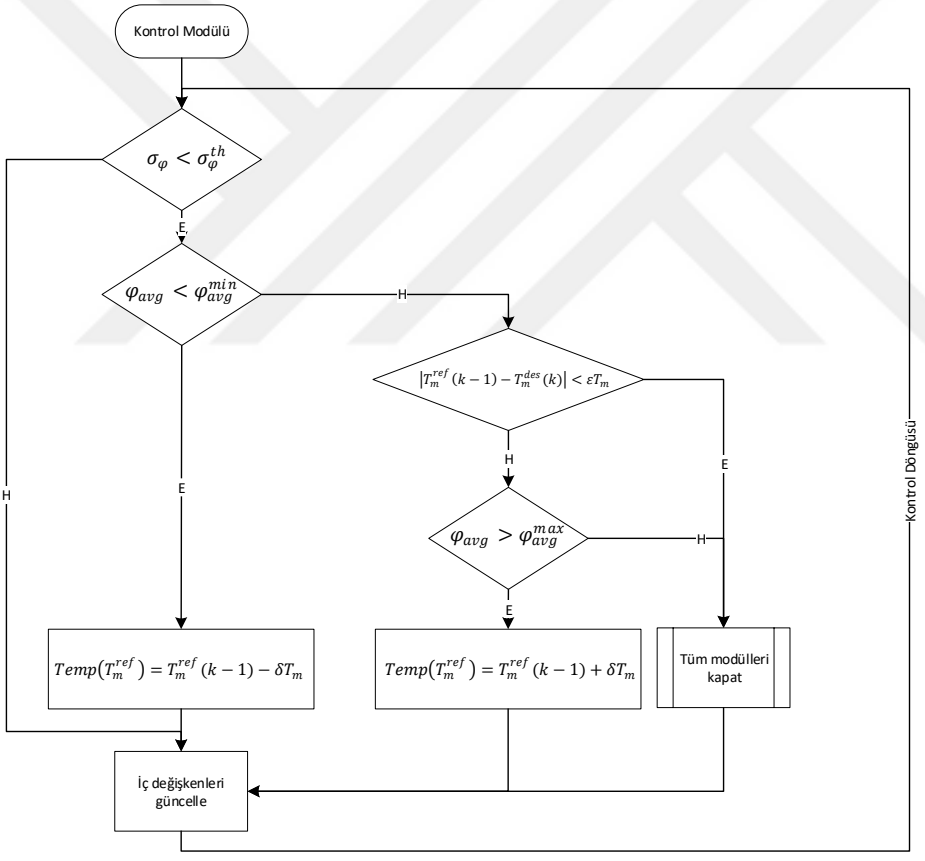


Şekil 3.9 : Toparlanma modülü algoritması.

Kontrol alt modülü sürücüye hissettirmeden adezyondan faydalanma oranını artırmaya çalışır. Bu hedefi gerçekleştirebilmek için çekiş sisteminin girişi ve çıkışı arasındaki faz kayması bilgisini kullanır. Ancak önceki kısımlarda bahsedildiği üzere, doğrudan faz kaymasına dayalı kontrol kompleks bir kontrolör yapısı gerektirmektedir. Önerilen kontrolör bu aşamada farklı bir yöntem kullanmaktadır. Öncelikle, faz kayması

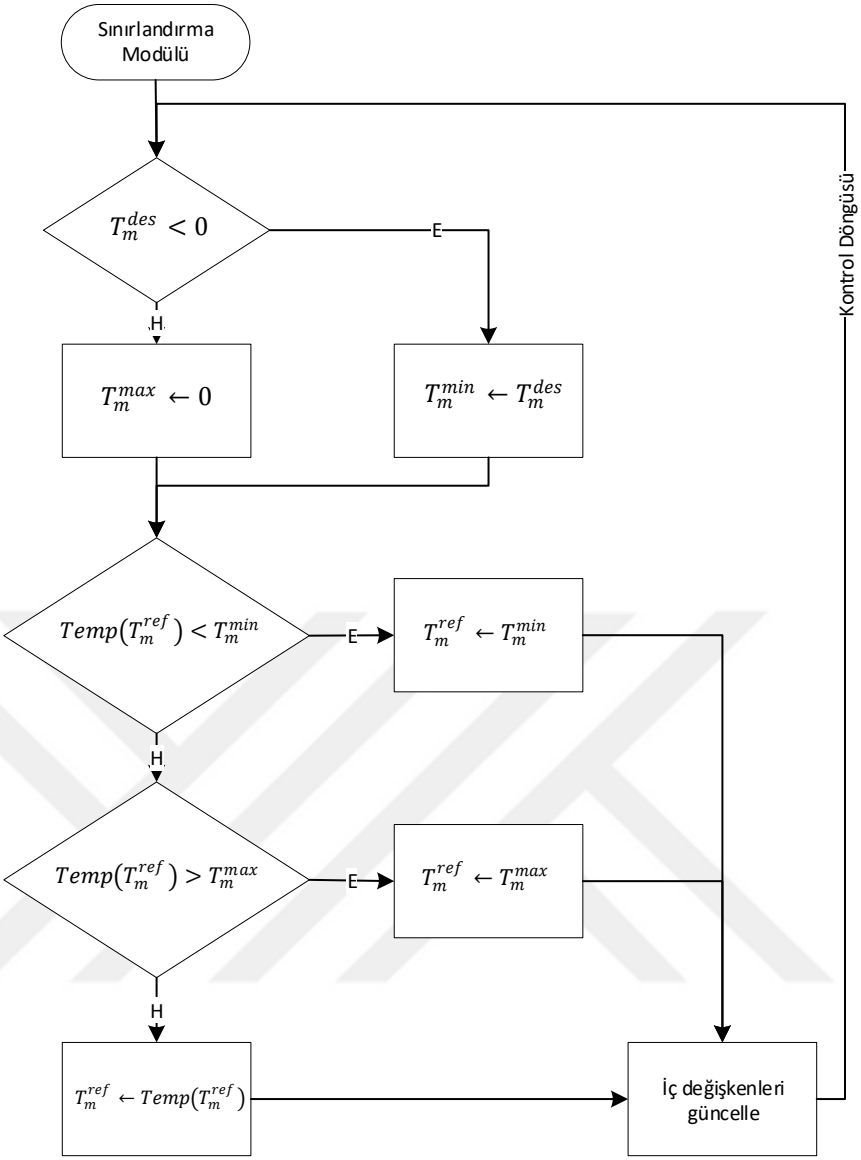
bilgisinin ortalaması ve standart sapması çekiş sistemi dinamikleri gözetilerek türetilmektedir. Türetilen bu bilgiler kontrol modunun devreye alınıp devreden çıkarılmasında kullanılmaktadır. Aksi durumda ise kontrol alt modülü faz kayması karakteristiğine bağlı olarak motor referans torkunu azaltır ya da artırır.

Kontrol modu esnasında, referans motor torku istenen motor torkuna yeterince yaklaşırsa tüm alt modüller devreden çıkarılır ve istenen motor torku çekiş sistemine uygulanır. Böylece, sistem sadece problemli durumlarda uyartılır ve bunun dışında çekiş sistemine uyartım işareti uygulanmaz. Kontrol alt modülünde adezyon koşullarının iyileşip iyileşmediği mümkün olan en kısa sürede algılanmaya çalışılır. Böylece filtrelerden kaynaklı gecikmelerin önüne geçilmeye çalışılır.Kontrol modülünü Şekil 3.10 göstermektedir.



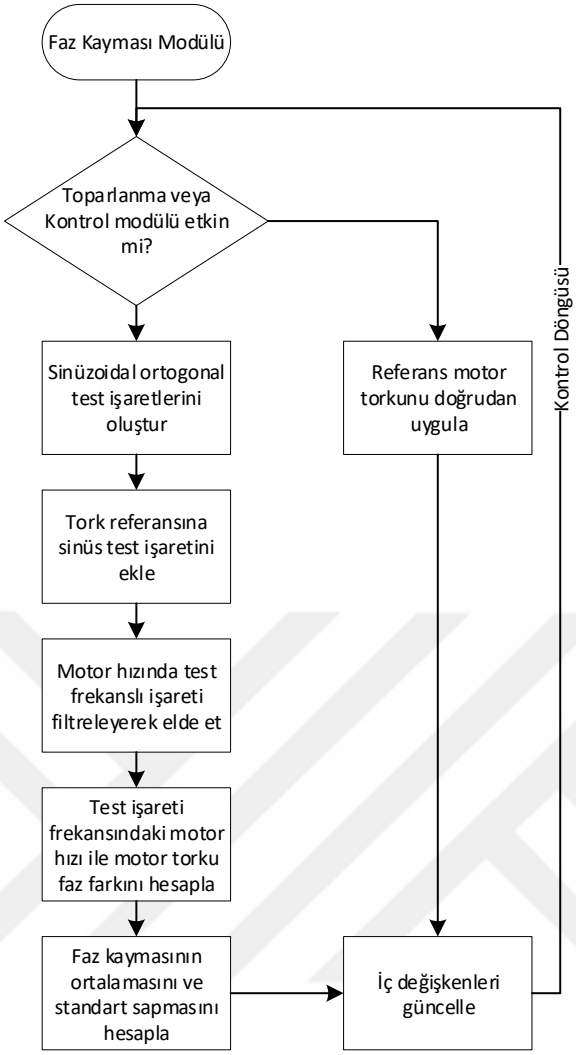
Şekil 3.10 : Kontrol modülü algoritması.

Kontrolörün çıkışının makinistin talepleri ile uyumlu olması gerekmektedir. Frenleme isteği olduğu zaman çekiş uygulanması ölümcül hatalara sebep olabilir. Ayrıca, referans motor torkunun mutlak değerinin istenen motor tork değerine eşit ya da daha küçük olması gerekmektedir. Bu amaçlar için kullanılan sınırlandırma alt modülünü Şekil 3.11 göstermektedir.



Şekil 3.11 : Sınırlandırma alt modülü algoritması.

Çekiş sisteminin girişi ve çıkışı arasındaki faz farkının elde edilmesi için kullanılan alt modül faz kayması modülüdür. Bu alt modül aynı zamanda faz kaymasının ortalaması ve standart sapması gibi karakteristik bilgilerini de hesaplamaktadır. Şekil 3.12'da verilen faz kayması modülü toparlanma ve kontrol modlarında devrededir.



Şekil 3.12 : Faz kayması modülü algoritması.

3.7 Benzetim Sonuçları

Önerilen uyarlanabilir kontrol yönteminin uyarlanabilir olmayan yöntemle ve endüstriyel olarak başarıyla uygulanan diğer yöntemlerle karşılaştırılması benzetim sonuçları ile bu bölümde verilmektedir. Karşılaştırma için Bozucu Gözlemleyici Tabanlı Kontrol (BGK) [5] ve Faz Kaymasının doğrudan PD Kontrolü (FKK) [6] benzetim yolu ile farklı senaryolarda çalıştırılmıştır. Ayrıca, hibrit yöntemin baz aldığı konvansiyonel kontrol yöntemi (HK) [7] de karşılaştırma için aynı senaryolarda çalıştırılmıştır. Literatürdeki bu kontrol yöntemleri uyarlanabilir hibrit kontrol yöntemi (UHK) olan önerilen kontrol yöntemi [52] ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma yapabilmek için referans performans kriterleri ise aşağıdaki eşitlikler ile tanımlanmıştır:

$$Performans\ [\%] = \frac{\int_{x_{ilk}}^{x_{son}} a(x)\left|F_{x_{kontrolör}}(x)\right|dx}{\int_{x_{ilk}}^{x_{son}} \left|F_{x_{optimum}}(x)\right| dx} x100 \qquad (3.14)$$

Yukarıdaki eşitlikte $a(x)$ fonksiyonunun tanımı aşağıdaki şekilde verilmiştir.

$$a(x) = \begin{cases} 0 & if \quad sgn\left(F_{x_{kontrolör}}(x)\right) \neq sgn\left(F_{x_{optimum}}(x)\right) \\ 1 & if \quad sgn\left(F_{x_{kontrolör}}(x)\right) = sgn\left(F_{x_{optimum}}(x)\right) \end{cases} \qquad (3.15)$$

Yukarıda tanımlanan performans kriterinde $F_{x_{kontrolör}}$ test edilen kontrolör ile elde edilen toplam adezyon kuvvetini, $F_{x_{optimum}}$ ise gerçek araç hızı ve adezyon katsayısı bilgisine sahip olan optimal kontrolör ile elde edilen toplam adezyon kuvvetini, x_{ilk} ve x_{son} test yolunun başlangıç ve bitiş konumlarını ifade etmektedir. Tüm kontrolörlerin karşılaştırılabilmesi için üç farklı senaryo oluşturulmuştur. Makinist talebi tüm senaryolarda tam çekişten tam frenlemeye değiştirildiği için bu performans kıstası karşılaştırma yapmak için yeterli bilgiyi vermektedir.

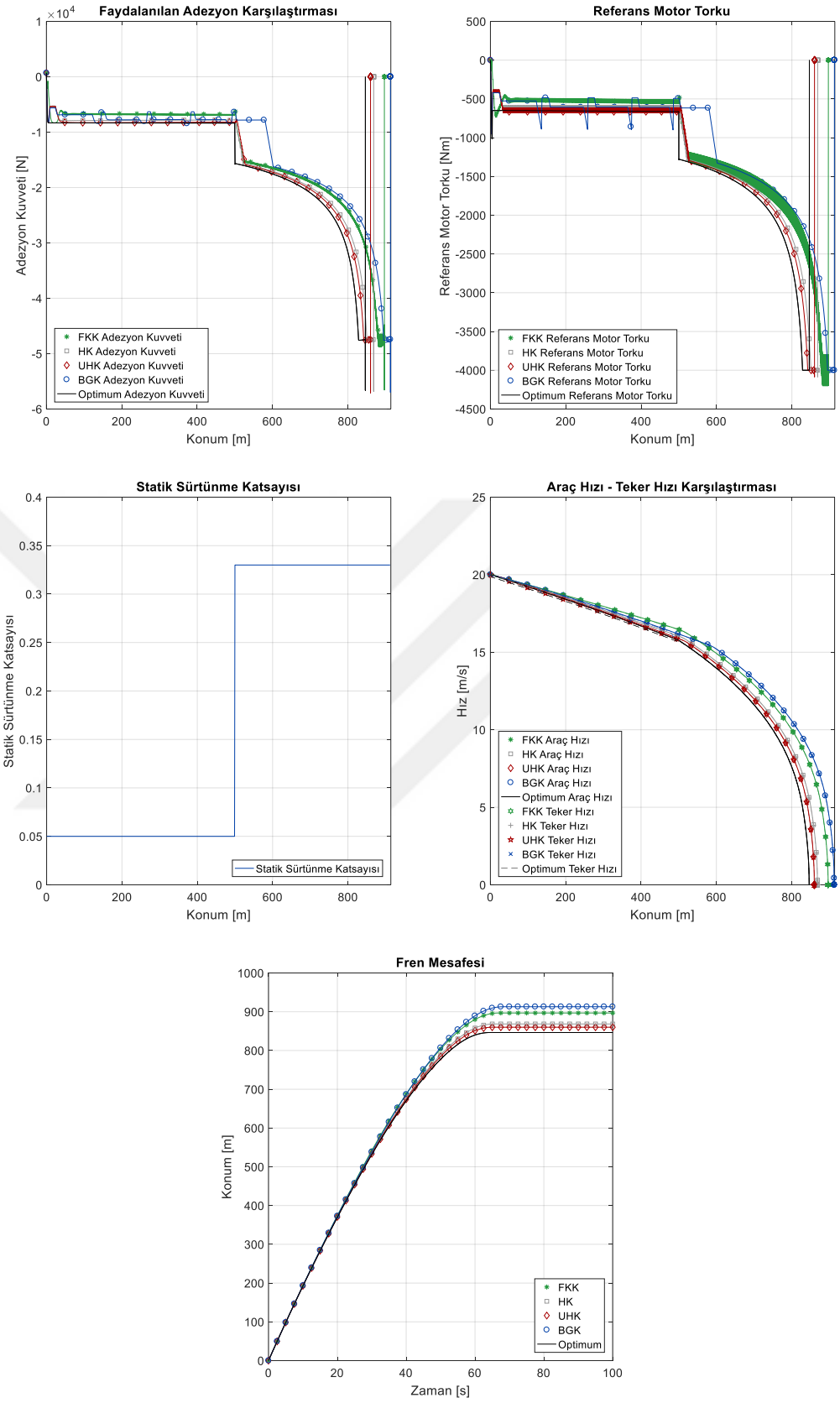
İlk senaryoda, makinist tren maksimum hızına yakın bir hızda seyretmekteyken tam fren talebinde bulunmaktadır. Ancak, testin başlangıç noktasında adezyon katsayısı oldukça düşüktür. Bu testin sonuçları Şekil 3.13'te verilmiştir. Şekillerden görülebileceği üzere, önerilen uyarlanabilir kontrolör diğer alternatiflerine nazaran hem adezyonun etkin olarak kullanımında hem de kızaklama durumundan toparlanmada alternatiflerinden daha üstün performans göstermektedir. Çizelge 3.1 bu senaryo için elde edilen sayısal test sonuçlarını vermektedir. Test edilen kontrolörlerin performans değerleri birbirlerine yakın gözükseler de frenleme mesafeleri arasında büyük fark oluşmaktadır.

İkinci senaryo kontrolörlerin çekiş performanslarını karşılaştırmak amacıyla oluşturulmuştur. Frenleme testine benzer şekilde, makinist test yolu başlangıcında düşük adezyon durumunda tam çekiş talep etmektedir. Adezyon katsayısı bir süre sonra normal bir değere gelmekte ve kısa bir mesafenin ardından tekrar düşmektedir. Çekiş testinin sonuçları Şekil 3.14'te verilmiştir. Çizelge 3.1 yakından incelendiğinde tüm kontrolörlerin performans değerlerinin frenleme testine nazaran düştüğü gözlenebilir. Buna rağmen, önerilen uyarlanabilir ve konvansiyonel kontrol yöntemindeki performans diğerlerine nazaran daha yüksektir.

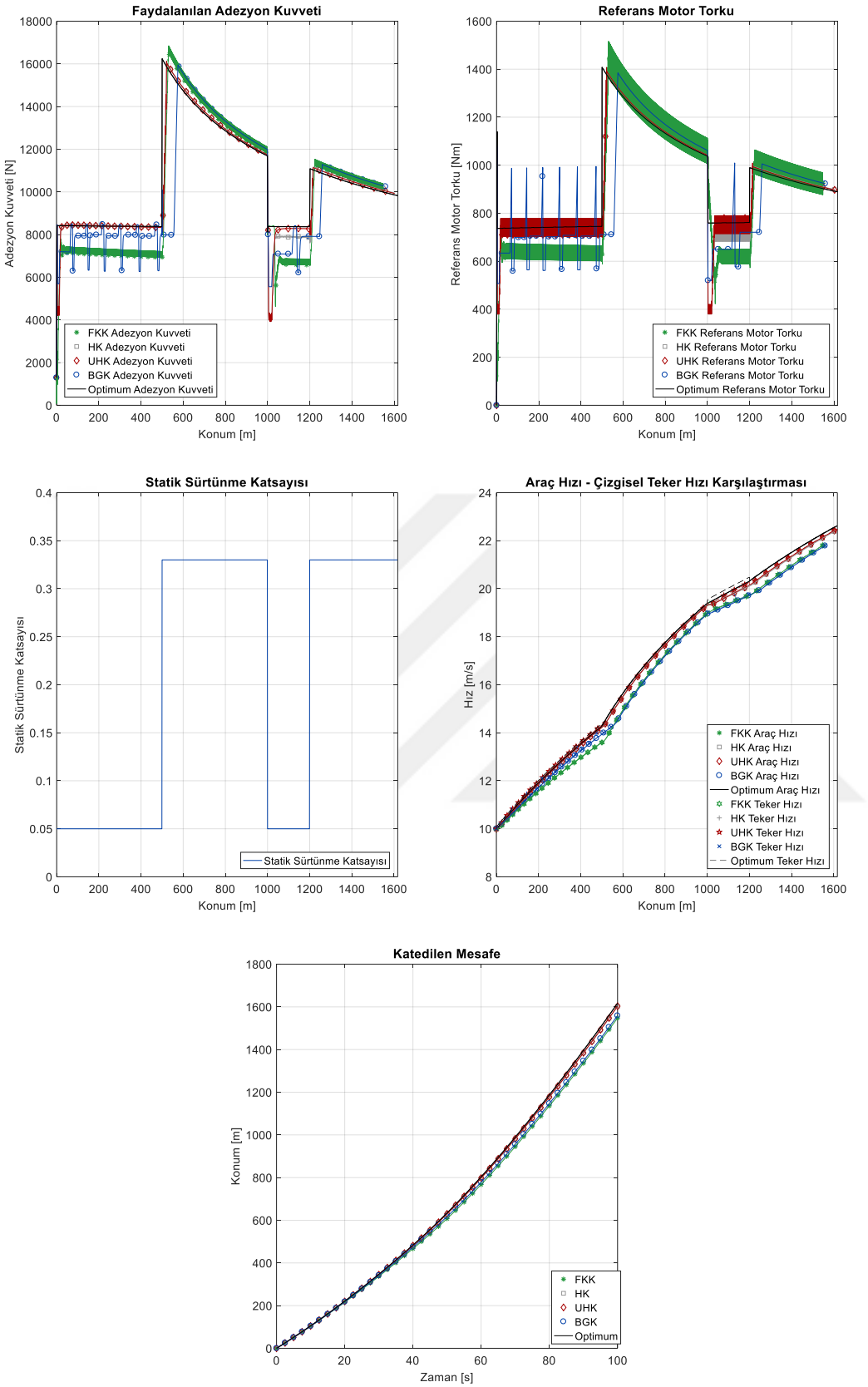
Çizelge 3.1 : Benzetim sonuçları.

	BGK	FKK	HK	UHK	Optimum
Fren test performansı [%]	95,5	96,6	98,5	99,1	100
Frenleme mesafesi [m]	912,9	896,8	868,4	860,0	846,4
Çekiş test performansı [%]	89,8	89,1	97,3	97,6	100
Ulaşılan maksimum hız [m/s]	21,8	21,8	22,4	22,4	22,6
Birleştirilmiş test performansı [%]	94,5	90,4	96,7	97,1	100

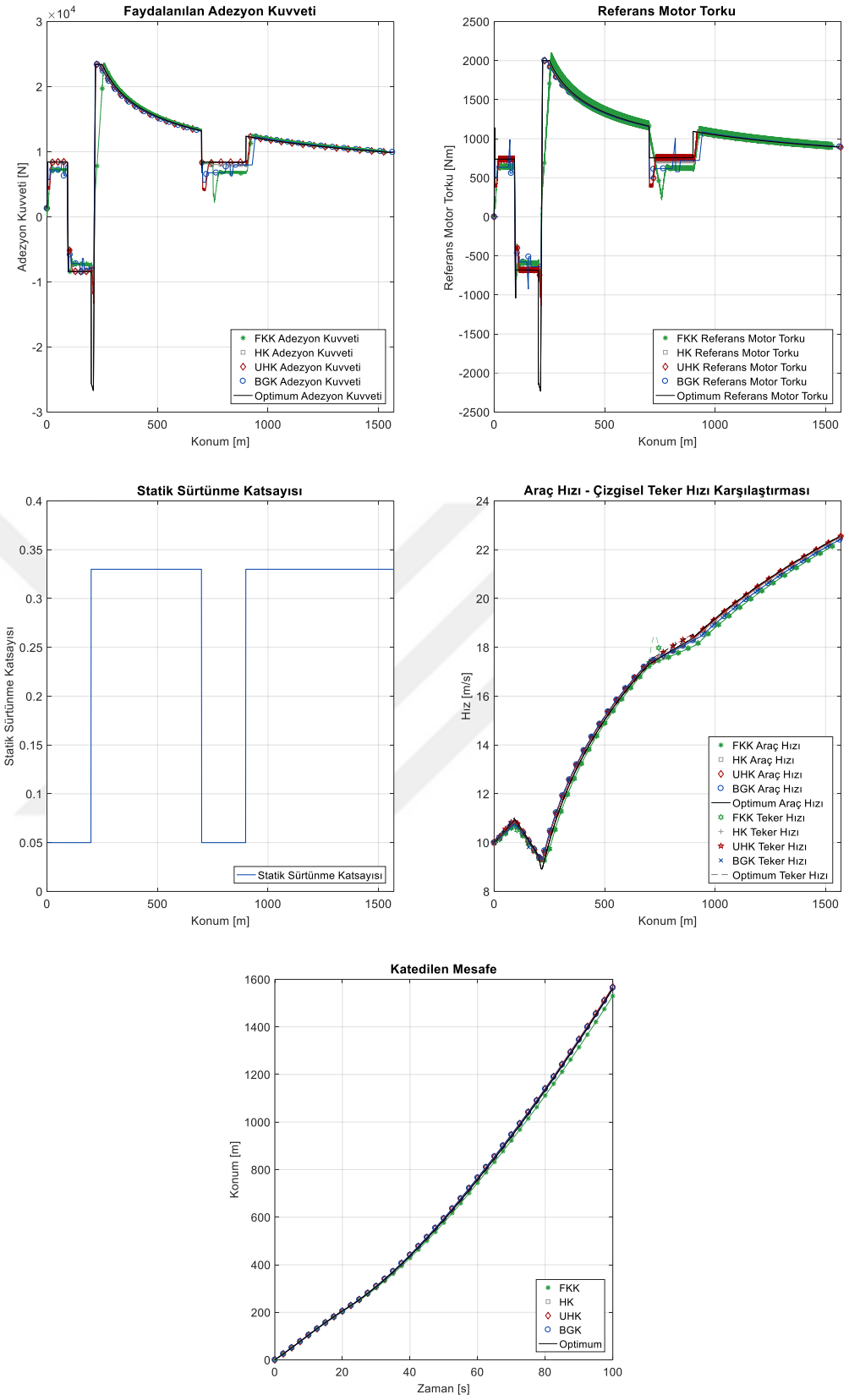
Üçüncü senaryonun amacı kontrolörlerin aniden değişen makinist taleplerinde ve adezyon durumlarında performansını karşılaştırmaktır. Bu senaryoda makinist başlangıçta düşük adezyon koşullarında tam çekiş talebinde bulunmaktadır. Düşük adezyon koşulu devam ederken makinist talebini tam çekişten tam frenlemeye aniden değiştirmektedir. Frenleme esnasında adezyon durumu iyileşirken makinist tekrar tam çekiş talebinde bulunmaktadır. Son olarak adezyon katsayısı tam çekiş esnasında kısa süreliğine düşürülmektedir. Birleşik testin sonuçları Şekil 3.15'te verilmektedir. Çizelge 3.1 ise önerilen uyarlanabilir kontrolörün bu senaryoda da daha iyi performans sağladığını göstermektedir.



Şekil 3.13 : Fren testi benzetim sonuçları.



Şekil 3.14 : Çekiş testi benzetim sonuçları.



Şekil 3.15 : Birleştirilmiş test benzetim sonuçları.

4. SONUÇLAR

Bu tez çalışması kapsamında lokomotifler için çekiş kontrolüne özgü problemler ele alınarak bu problemlere çözüm önerileri sunulmuştur. Lokomotiflerle çekilen trenlerde teker ray arasında çok küçük bir temas yüzeyi oluşmaktadır. Bu sayede yuvarlanma direnci azalmakta ve kara taşımacılığında en verimli taşıma şekli oluşmaktadır. Raylı araçların bu en büyük avantajı kontrol açısından en büyük zorluğa neden olmaktadır. Çok küçük bir temas yüzeyinden büyük çekiş/frenleme kuvveti raya kontrollü bir şekilde aktarılmalıdır. Ray-teker arasındaki adezyonun çevre koşullarına bağlı olarak ani değişimi ve bu değişimin ölçülememesi raylı taşıtlarda çekiş sistemi kontrolünü zorlaştırmaktadır. Lokomotiflerde ise tüm tekerlerin çekişli olması sonucu tren hızının da ölçülememesi çekiş sistemi kontrolünü daha önemli hale getirmektedir. Tüm bu zorluklara karşın lokomotif çekiş sistemleri yüksek güçlü ve erişimi zor sistemler oldukları için bu sistemlerin kontrolüne dair literatürde yer alan bilgiler kısıtlıdır. Bu tez ile ilgili literatüre katkı sağlanmış ve tezde raylı taşıt çekiş sistemi kontrolüne dair sektörde uygulanabilecek çözümler geliştirilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde, günümüzde raylı taşıtlarda en çok tercih edilen çekiş motoru tipi olan asenkron motorlar için raylı taşıt uygulamalarına özel problemleri çözebilecek bir kontrolör yapısı önerilmiştir. Çekiş sistemi kontrolünde çekiş motorlarının torklarının referans değerleri hızlı takip edebilmesi kayma-kızaklama kontrol performansını artırmaktadır. Yine çekiş motorlarının torkları kontrol edilirken DC bara gerilimindeki dalgalanmalar, parametre değişimleri ve adezyon kuvvetindeki değişimlerin oluşturabileceği bozucu etkilerin hızla giderilmesi beklenmektedir. Bu amaçla tezde tork kontrolünü sağlayacak hem referans takip hem de bozucu giderme performansını iyileştirecek bir akım kontrolörü önerilmiştir. Bu kontrolör tasarımı için bu bölümde motor kontrolündeki tüm gecikmeler hesaba katılarak ve ayrık zamanlı model kullanılarak aktif sönümleme direncinin sistem üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Buna göre motor ve evirici parametrelerine bağlı olarak sistemi kararlı kılan aktif sönümleme direnci aralığı belirlenmiştir. Literatürde kararlı aktif sönümleme direnci aralığı için analitik ifade ilk kez tez kapsamında ortaya konulmuştur. Bunun

ötesinde bozucu etkileri en aza indirgeyebilecek optimum aktif sönümleme direnci seçimi için motor ve evirici parametrelerine bağlı analitik bir ifade ilk defa literatürde bu tez çalışması ile bulunmuştur. Yine literatürde ilk defa tüm gecikmelerin hesaba katıldığı aktif sönümleme dirençli sistem için kompleks PI tipinde bir kontrolör yapısı önerilmiştir. Önerilen yeni kontrolör yapısında parametrelerinin nasıl seçileceği analitik olarak bulunmuştur.

Bu bölümde geliştirilen akım kontrolörü için gerçek sistem üzerinde denenmek için lokomotif çekiş kontrol ünitesinde kodlanmış ve dinamometre sistemi üzerinde deneyler yapılmıştır. Yapılan deneyler sonucunda önerilen kontrolörün referans takip performansı, bozucu giderme performansı, parametre değişimlerine karşı tepkisini gösteren test senaryoları oluşturulmuş ve deneyler gerçekleştirilmiştir. Yapılan deneylerde analizlerle uyumlu sonuçlar elde edilmiştir. Tüm test senaryolarında önerilen akım kontrolörü düşük anahtarlama frekansına rağmen kararlı ve yüksek performanslı sonuçlar vermiştir. Yapılan analizler sonucunda önerilen kontrolör yapısı ve parametreleri kullanılarak yapılan deneylerde literatürde şu ana kadar en düşük anahtarlama frekansının stator frekansına oranında ($f_{sw}/f_s \approx 4{,}2$) kararlı çalışma elde edilebilmiştir.

Geliştirilen akım kontrolörü referans araç olan E1000 tip elektrikli lokomotif dışında dışında bir şehir içi hafif raylı taşıtta ve bir dizel elektrikli lokomotifte de başarıyla uygulanmıştır. Geliştirilen kontrol yöntemi sahada, gerçek çalışma koşullarında, problemsiz bir şekilde kullanılmaktadır.

Tezin üçüncü bölümünde, çekiş kontrolündeki en önemli kısımlardan olan kayma-kızaklama kontrol problemi ele alınmıştır. Bu bölümde ilgili literatüre ait bilgi verilmiş ve endüstride en çok tercih edilen yöntemler tanıtılmıştır. Bu kayma-kızaklama kontrol yöntemlerinin avantaj ve dezavantajları ortaya konularak performansı artıracak çözümler aranmıştır. Bu kapsamda bozucu gözlemleyici kullanan kontrol yöntemi, faz kaymasının doğrudan PD kontrolü yöntemlerinin çalışma prensipleri anlatılmıştır. Yakın zamanda literatürde bu iki kontrol yönteminin avantajlı yönlerini kullanarak dezavantajlarını gidermeye yönelik önerilen olay tabanlı hibrit kontrol yöntemi tanıtılmıştır. Tüm bu kontrol yöntemlerinde dikkate alınmayan araç hızına bağlı adezyon karakteristiğinin değişiminin performansı artırabileceği öngörülerek araç hızı ile uyarlanabilir şekilde parametreleri değiştirilen bir kontrol yapısı hibrit kontrol yöntemi üzerinde kurgulanmıştır. Düşük araç hızlarında tekerlerin kayma/kızaklama

durumuna daha kolay girmesi durumundan kaynaklı olarak konvansiyonel kontrol sistemleri kontrolör parametrelerini bu araç hızları için optimize etmektedir. Ancak bu durum daha yüksek hızlarda korumacı bir yaklaşıma neden olmakta ve daha zor kayma-kızaklama oluşabilecek yüksek araç hızlarında elde edilebilir adezyon kuvvetinin yeterince kullanılmamasına yol açmaktadır. Araç hızına göre uyarlanabilir şekilde faz kayması referans aralıklarının belirlenmesi ile yüksek hızlarda adezyondan faydalanma oranı önerilen yöntem ile artırılmıştır.

Alt modüller halinde geliştirilen uyarlanabilir kayma-kızaklama kontrol yönteminin daha önceden uygulanan yaklaşımlara nazaran üstünlüğü benzetimler ile gösterilmiştir. Benzetimler için frenleme, çekiş ve birleşik test senaryoları oluşturulmuş ve tanımlanan bir metrik ile BGK, FKK, HK yöntemleri ile karşılaştırmalı olarak önerilen yöntem test edilmiştir. Önerilen uyarlanabilir kontrolörün test sonuçları tüm karşılaştırma senaryolarında daha iyi sonuçlar vermiştir.

Bu tez çalışmasında önerilen yöntemler belirlenirken özellikle gerçek sistemlerde kullanılabilecek kompleks olmayan yapılan geliştirilmiştir. Bu sayede raylı araçların çekiş kontrolünde geçmişe nazaran önemli avantajlar oluşacağı düşünülmektedir.

Asenkron çekiş motorları için geliştirilen yöntemle daha düşük anahtarlama frekanslarında veya daha yüksek hızlara çıkan motorların lokomotiflerde kullanımı mümkün hale gelmektedir. Daha düşük anahtarlama frekanslarının endüstride kullanılan yönteme benzer bir yöntemle kontrol edilebiliyor olması ile daha düşük ısıl kayıplara sahip çekiş konvertörleri geliştirmek mümkün hale gelmektedir. Aynı zamanda, daha yüksek hızlı motorlar ile çalışabilmenin mümkün olması ile motor boyutlarının düşürülebilmesi de mümkün olmaktadır. Geliştirilen kontrol yönteminin yüksek bant genişliğine sahip bir referans takip performansı olması ve bozucu gidermede etkin olması sayesinde daha hızlı bir şekilde kayma-kızaklama kontrolü yapılabilmesi de mümkün hale gelmektedir.

Kayma-kızaklama için geliştirilen yöntem ile daha kısa frenleme mesafelerini elde edebilmek mümkün hale gelmektedir. Böylece daha güvenli işletme mümkün hale gelmektedir. Ayrıca, önerilen yeni yöntem ile daha iyi hızlanma performansının sağlanması tren işletmeciliğinde ortalama hızları artırarak ekonomik olarak avantaj sağlayabilecektir.

Bu çalışma kapsamında asenkron motor için tork kontrolü ve kayma-kızaklama kontrolü için ayrı ayrı çözümler geliştirilmiş ancak bu yöntemlerin entegrasyonu yapılmamıştır. Özellikle, kayma-kızaklama kontrol yönteminin deneysel sonuçlarını alabilmek için uygun yol ve uzun süreli testler gerektiği için bu tez kapsamında deneysel veri alınamamıştır. Ancak geliştirilen uyarlamalı hibrit kayma-kızaklama kontrol yöntemi gelecekte önerilen motor kontrol algoritması ile bütünleştirilebilir. Böylece kayma/kızaklama durumunda sistemi tanımak için verilen işaret motor mil hızı kestirimi amaçlı kullanılarak çekiş motoru tork kontrolünde hız sensörü ihtiyacı ortadan kaldırılabilir. Bunun için motor torku ile motor hızı arasındaki faz farkı yerine motorun elektriksel büyüklüklerinde oluşan faz kayması kontrol amaçlı kullanılabilir. Hız sensörü ihtiyacının ortadan kalkması ile güvenilirlik artırılabilir.

Tez kapsamında, her bir aksın kayma-kızaklama kontrolü ayrı ayrı yapılacağı düşünülerek bir tasarım yapılmıştır. Ancak, lokomotifteki her aksın çekiş kontrolü esnasından ölçtüğü bilgiler kullanılarak daha verimli yöntemler elde etmek mümkün olabilir. Lokomotifin seyir yönüne ve hızına bağlı olmak koşulu ile ray koşularında oluşabilecek bir değişiklik sonucu adezyonun değişmesi durumu bu duruma maruz kalan ilk aksta algılanarak diğer aksların kontrolü bu durum oluşmadan hazırlanabilir. Böylece özellikle kayma-kızaklama probleminin daha baskın olduğu düşük hızlarda iyileşme sağlanabileceği öngörülmektedir. Tüm akslardaki adezyon kuvvetinin bilinmesi durumunda toplam tren çekiş kuvveti hesaplanabilir. Benzer şekilde faz kayması bilgisi kullanılarak mikro kayma bölgelerinde tren hızı dolayısı ile tren ivmesi de hesaplanabilmektedir. Bu hesaplamalar kullanılarak toplam direnç kuvveti bulunabilir. Bu direnç kuvveti kullanılarak makiniste eğim ve yük değişimi hakkında bilgiler sunulabilir.

KAYNAKLAR

[1] **Oikonomou, N.** (2008). *Control of medium voltage drives at very low switching frequency*. Logos-Verl.

[2] **Briz del Blanco, F., Degner, M. W., & Lorenz, R. D.** (1999). Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *35*(6), 1424–1432.

[3] **Yim, J. S., Sul, S. K., Bae, B. H., Patel, N. R., & Hiti, S.** (2009). Modified current control schemes for high-performance permanent-magnet AC drives with low sampling to operating frequency ratio. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *45*(2), 763–771.

[4] **Kim, H., Degner, M. W., Guerrero, J. M., Briz, F., & Lorenz, R. D.** (2010). Discrete-time current regulator design for AC machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *46*(4), 1425–1435.

[5] **Kadowaki, S. ., Ohishi, K. ., Hata, T. ., Iida, N. ., Takagi, M. ., Sano, T. ., & Yasukawa, S. .** (2007). Antislip Readhesion Control Based on Speed-Sensorless Vector Control and Disturbance Observer for Electric Commuter Train—Series 205-5000 of the East Japan Railway Company. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *54*(4), 2001–2008.

[6] **Schreiber, R., Kögel, R., Hase, P., & Hildenbrand, P.** (1995). Regelung zur optimalen Kraftschlussausnutzung bei Drehstromlokomotiven auf der Basis der Steigung der Kraftschlusskennlinien. *Elektrische Bahnen*, *93*(5), 157–163.

[7] **Ararat, Ö., & Söylemez, M. T.** (2018). Event-based slip–slide control system for railway vehicles. *Journal of Vibration and Control*, *24*(10), 1987–2000.

[8] **Steimel, A.** (2014). *Electric traction - motive power and energy supply : basics and practical experience*. Oldenbourg Industrieverl.

[9] **Bakran, M. M., & Eckel, H. G.** (2007). Power electronics technologies for locomotives. In *Fourth Power Conversion Conference-NAGOYA, PCC-NAGOYA 2007 - Conference Proceedings* (pp. 1362–1368).

[10] **Steimel, A.** (2010). Power-electronics issues of modern electric railway systems. In *Advances in Electrical and Computer Engineering* (Vol. 10, pp. 3–10).

[11] **Kovács, P. K.** (1984). *Transient phenomena in electrical machines*. Elsevier.

[12] **Martin, K. W.** (2004). Complex signal processing is not complex. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, *51*(9), 1823–1836.

[13] **Harnefors, L.** (2007). Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *54*(4), 2239–2248.

[14] **Kubota, H., Matsuse, K., & Nakano, T.** (1993). DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *29*(2), 344–348.

[15] **Barut, M., Bogosyan, S., & Gokasan, M.** (2007). Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *54*(1), 272–280.

[16] **Orlowska-Kowalska, T., & Dybkowski, M.** (2010). Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *57*(4), 1296–1308.

[17] **Kim, J. H., Choi, J. W., & Sul, S. K.** (2002). Novel rotor-flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field-oriented induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *38*(5), 1334–1343.

[18] **West, N. T., & Lorenz, R. D.** (2009). Digital implementation of stator and rotor flux-linkage observers and a stator-current observer for deadbeat direct torque control of induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *45*(2), 729–736.

[19] **Blaschke, F.** (1972). The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating machines. *Siemens Rev.*, *39*(4), 217–220.

[20] **Depenbrock, M.** (1988). Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *3*(4), 420–429.

[21] **Takahashi, I., & Noguchi, T.** (1986). A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *IA-22*(5), 820–827.

[22] **Nakata, K., Kimura, A., & Takahashi, Y.** (1993). Power conversion system. *US Patent No. 5,959,430*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.

[23] **Hoffmann, F., Sperr, F., & Stanke, G.** (2010). Method for controlled application of a stator current set point value and of a torque set point value for a converter-fed rotating-field machine.

[24] **Becker, R., Krafka, P., & Rampe, M.** (2012). Open-loop and/or closed-loop control system of a 3-phase power converter for the operation of an asynchronous machine.

[25] **Zmood, D. N., Holmes, D. G., & Bode, G. H.** (2001). Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *37*(2), 601–610.

[26] **Kazmierkowski, M. P., & Malesani, L.** (1998). Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *45*(5), 691–703.

[27] **Hyunbae Kim, & Lorenz, R. D.** (2004). Synchronous frame PI current regulators in a virtually translated system. In *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.* (Vol. 2, pp. 856–863).

[28] **Jung, J., & Nam, K.** (1999). A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *46*(1), 100–110.

[29] **Holtz, J., Quan, J., Pontt, J., Rodríguez, J., Newman, P., & Miranda, H.** (2004). Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *40*(5), 1388–1397.

[30] **Holtz, J., & Oikonomou, N.** (2008). Fast dynamic control of medium voltage drives operating at very low switching frequency - An overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *55*(3), 1005–1013.

[31] **Briz, F., & Lorenz, R. D.** (2001). Current and flux regulation in field-weakening operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *37*(1), 42–50.

[32] **Harnefors, L., & Nee, H. P.** (1998). Model-based current control of ac machines using the internal model control method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *34*(1), 133–141.

[33] **Bae, B. H., & Sul, S. K.** (2003). A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *39*(3), 802–810.

[34] **Spichartz, M., Steimel, A., & Staudt, V.** (2010). Stator-flux-oriented control with high torque dynamics in the whole speed range for electric vehicles. In *2010 Emobility - Electrical Power Train, EEPT 2010* (pp. 1–6). Ieee.

[35] **Blasko, V., Kaura, V., & Niewiadomski, W.** (1998). Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: A system approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *34*(5), 1123–1130.

[36] **Lei, Y., Wang, K., Zhao, L., Ge, Q., Li, Z., & Li, Y.** (2018). An Improved Torque and Current Pulsation Suppression Method for Railway Traction Drives Under Fluctuating DC-Link Voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *33*(10), 8565–8577.

[37] **Ouyang, H., Zhang, K., Zhang, P., Kang, Y., & Xiong, J.** (2011). Repetitive compensation of fluctuating DC link voltage for railway traction drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *26*(8), 2160–2171.

[38] **Vukosavic, S. N., Peric, L. S., & Levi, E.** (2018). Digital Current Controller With Error-Free Feedback Acquisition and Active Resistance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *65*(3), 1980–1990.

[39] **Bar-Shalom, Y., Li, X.-R., & Kirubarajan, T.** (2001). *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*. Wiley.

[40] **Mei, T. X., & Li, H.** (2008). A novel approach for the measurement of absolute train speed. In *Vehicle System Dynamics* (Vol. 46, pp. 705–715). Taylor & Francis.

[41] **Allotta, B., Colla, V., & Malvezzi, M.** (2002). Train position and speed estimation using wheel velocity measurements. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit*, *216*(3), 207–225.

[42] **Watanabe, T., & Yamashita, M.** (2002). A novel anti-slip control without speed sensor for electric railway vehicles. In *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)* (Vol. 2, pp. 1382–1387). IEEE.

[43] **Yasuoka, I., Mochizuki, Y., Toda, S. I., Nakazawa, Y., Hongguang, G., & Huiyan, L.** (2009). Consideration of wheel slip and readhesion control for induction traction motor electric locomotives with individual traction control. *Electrical Engineering in Japan (English translation of Denki Gakkai Ronbunshi)*, *169*(3), 56–64.

[44] **Mei, T. X., Yu, J. H., & Wilson, D. A.** (2009). A mechatronic approach for effective wheel slip control in railway traction. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit*, *223*(3), 295–304.

[45] **Spiryagin, M., Lee, K. S., & Yoo, H. H.** (2008). Control system for maximum use of adhesive forces of a railway vehicle in a tractive mode. *Mechanical Systems and Signal Processing*, *22*(3), 709–720.

[46] **Frylmark, D., & Johnsson, S.** (2003). *Automatic Slip Control for Railway Vehicles*. Institutionen för systemteknik.

[47] **Ohishi, K., Ogawa, Y., Miyashita, I., & Yasukawa, S.** (2002). Anti-slip re-adhesion control of electric motor coach based on force control using disturbance observer. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)* (Vol. 2, pp. 1001–1007). IEEE.

[48] **Canudas de Wit, C., Olsson, H., Astrom, K. J., & Lischinsky, P.** (1995). A new model for control of systems with friction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, *40*(3), 419–425.

[49] **Polach, O.** (2005). Creep forces in simulations of traction vehicles running on adhesion limit. *Wear*, *258*(7–8), 992–1000.

[50] **Canudas de Wit, C., & Tsiotras, P.** (2003). Dynamic tire friction models for vehicle traction control. In *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.99CH36304)* (Vol. 4, pp. 3746–3751). IEEE.

[51] **Kalker, J. J.** (1973). *On the rolling contact of two elastic bodies in the presence of dry friction*. Delft University of technology. Department of mechanical engineering.

[52] **Çimen, M. A., Ararat, Ö., & Söylemez, M. T.** (2018). A new adaptive slip-slide control system for railway vehicles. *Mechanical Systems and Signal Processing*, *111*, 265–284.

ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad **:** Mehmet Ali ÇİMEN

Doğum Tarihi ve Yeri **:** 23/03/1985, Sivas

E-posta **:** malicimen@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** **:** 2007, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Kontrol Mühendisliği Bölümü
- **Lisans** **:** 2008, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** **:** 2010, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2007 tarihinden itibaren TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsünde çalışmaktadır.

DOKTORA TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Çimen, M.A.,** Ararat Ö., Söylemez M.T., 2018. A new adaptive slip-slide control system for railway vehicles, *Mechanical Systems and Signal Processing*, 111, 265-284.