

**T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA ANLIK MOMENT İHTİYACI İÇİN
GELİŞTİRİLMİŞ UZAY VEKTÖR MODÜLASYONLU
DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ**

Selma Nilay TABANLI

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

2017

**T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA ANLIK MOMENT İHTİYACI İÇİN
GELİŞTİRİLMİŞ UZAY VEKTÖR MODÜLASYONLU
DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ**

Selma Nilay TABANLI

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

2017

ÖZET

ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA ANLIK MOMENT İHTİYACI İÇİN GELİŞTİRİLMİŞ UZAY VEKTÖR MODÜLASYONLU DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

Selma Nilay TABANLI

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman : Yrd. Doç. Dr. Yavuz ÜSER
Haziran 2017, 51 sayfa

Elektrikli araçlarda kullanılan asenkron motorların moment ve akı kontrolü için en çok tercih edilen yöntem doğrudan moment kontrolüdür (DMK). Doğrudan moment kontrol; basit yapısı, hızlı tepki vermesi, moment ve akının birbirinden bağımsız kontrol edilebilmesi, güçlü gürbüz yapısı için tercih edilirken, moment ve akıdaki dalgalanmalardan dolayı bazen yetersiz kalmaktadır. Doğrudan moment kontrol yapısına uzay vektör modülasyonunun (UVM) eklenmesiyle dalgalanmalar minimuma indirilebilmektedir. Elektrikli araçlarda yol boyunca yolun düz veya eğimli olmasından kaynaklanan değişken yük momenti değerleri motor kontrolünde kararsızlıklara yol açmaktadır. Bunun sebebi anlık moment geçişlerinin anahtarlama süresi boyunca sağlanamamasıdır. Deadbeat kontrol ile en kısa adım aralıkları kullanılarak istenen değere hızlı bir geçiş sağlanabilmektedir.

Daha önce yapılan çalışmalarda asenkron motor kontrolü için DMC, DMC-UVM ya da deadbeat kontrol yapısı ayrı ayrı kullanılmıştır. Bu çalışmada DMC-UVM ile geliştirilmiş deadbeat kontrol yapısı beraber kullanılmış ve bu yapı elektrik araçlar için yol durumuna göre uyarlanmıştır. Bunun için elektrikli araç dinamik analizleri, araç ve motor matematiksel modellemesi, moment-akı hesaplamaları, DMC-UVM kontrolü ve deadbeat kontrolü yapılmıştır. Yokuşlu yollarda deadbeat kontrol yapısının getirdiği sonuçlar, momente etkisi, motorun ve aracın hızı gözlemlenmiştir. MATLAB/Simulink üzerinden yapılan simülasyonlar ile elektrik aracın düz ve eğimli yollarda istenen performansları gözlemlenmiştir.

ANAHTAR KELİMELELER: Elektrikli araç dinamikleri, Deadbeat Kontrol,
Doğrudan Moment Kontrolü, Uzay Vektör Modülasyonu

JÜRİ: Yrd. Doç. Dr. Yavuz ÜSER (Danışman)
Doç. Dr. Selçuk HELHEL
Yrd. Doç. Dr. Tuna GÖKSU

ABSTRACT

ELECTRIC VEHICLE CONTROL FOR REQUIRED TRANSIENT TORQUE BY USING IMPROVED DIRECT TORQUE CONTROL WITH SPACE VECTOR MODULATION

Selma Nilay TABANLI

MSc Thesis, in Electric Electronic Engineering

Supervisor : Assoc. Doc. Dr. Yavuz ÜSER

June 2017, 51 pages

The most popular method to control induction motor torque and flux for electric vehicles (EVs) is direct torque control (DTC). DTC has some advantages like simple structure, fast response, independent control of moment and flux, strong robust structure, etc., but DTC is sometimes insufficient due to fluctuations in torque and current. Fluctuations can be minimized by adding space vector modulation (SVM) to direct torque control. This method leads to difficulties in controlling the electric vehicles while travelling on sloping roads. The reason is the transient load torque which is created by the slope of the road. Transient load torque overrides this control scheme as it can not be reached the desired value during the switching period. Therefore, a new control scheme for transient in torque is needed. Deadbeat control allows a rapid transition to the desired value by using the shortest step ranges.

In previous studies DTC, DTC-SVM or deadbeat control scheme was used for induction motor control. In this thesis, DTC-SVM is used with the improved deadbeat control scheme and adapt it to the road condition for electric vehicles. Electric vehicle dynamic analysis, vehicle and motor mathematical modelling, torque-flux calculations, DTC-SVM control and deadbeat control was done. On the uphill roads, deadbeat control scheme results, torque effects, motor and vehicle speeds were observed. Simulations were done in MATLAB/Simulink and correctness of the model was proved.

KEYWORDS: Deadbeat Control, Direct Torque Control, Electrical Vehicle dynamics, Space Vector Modulation

COMMITTEE: Assoc. Doc. Dr. Yavuz ÜSER (Supervisor)
Doc. Dr. Selçuk HELHEL
Assoc. Doc. Dr. Tuna GÖKSU

ÖNSÖZ

Günümüzdeki fosil yakıtlı araçların hava kirliliğine ve sera etkisine neden olmaları elektrikli araçlara yönelimi arttırmıştır. Bu yüzden hemen her otomobil üreticisi artık petrol kullanmadan çalışan konseptler tasarlamıştır. Bu alanın her geçen gün önem kazanması elektrikli araçlarla ilgili yapılan çalışmaları artırmıştır. Bu çalışmada elektrik aracın hem düz yollarda hem de eğimli yollarda davranışları incelenmiştir. Elektrikli araçlarda kullanılan asenkron motorun kontrolü için geliştirilmiş uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrolü ile hız, moment kontrollerinin yapılması amaçlanmıştır.

Bana bu konuda çalışma olanağı veren danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Yavuz ÜSER'e (Akdeniz Üniversitesi Mühendislik Fakültesi) teşekkürlerimi sunarım. Çalışma süresince beni destekleyen annem Seher TABANLI, ablam Evrim TABANLI, babam İbrahim TABANLI'ya ve tez çalışmalarım boyunca yardımını esirgemeyen Ayhan ŞAVKLIYILDIZ'a teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
ÖNSÖZ	iii
İÇİNDEKİLER	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
2. KURAMSAL BİLGİLER VE KAYNAK TARAMALARI	2
2.1. Elektrikli Araçlar	2
2.2. Elektrik Motorları	3
2.3. Asenkron Motor	4
2.3.1. Asenkron motorun sürülmesi	4
2.4. Kaynak Taramaları	5
3. MATERYAL VE METOT	7
3.1. Asenkron Motor Modellemesi	7
3.1.1. Uzay vektörleri	7
3.1.2. Eksen dönüşümleri	9
3.1.2.1. $abc \rightarrow \alpha\beta$ eksen (Clarke) dönüşümü	10
3.1.2.2. $\alpha\beta \rightarrow abc$ eksen (ters Clarke) dönüşümü	10
3.1.2.3. $abc \rightarrow dq$ döner eksen (Park) dönüşümü	10
3.1.2.4. $dq \rightarrow abc$ döner eksen (ters Park) dönüşümü	11
3.1.3. dq ekseninde sincap kafesli asenkron motor matematiksel modellemesi	11
3.2. Elektrikli Araçlara Yol Eğiminin Etkisi	14
3.2.1. Elektrikli araç dinamikleri ve matematiksel modellenmesi	14
3.2.2. Yolun eğiminin kuvvete etkisi	16

3.3. Asenkron Motorların Vektörel Metotlarla Kontrolü	18
3.3.1. Doğrudan moment kontrolü	18
3.3.2. Uzay vektör modülasyonu ile doğrudan moment kontrolü	24
3.3.2.1. Uzay vektör modülasyonu	24
3.4. Asenkron Motorda Moment ve Akıda Görülen Geçiş Durumları	29
3.4.1. Ani darbe (deadbeat) moment ve akı kontrolü	33
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	38
5. SONUÇ	46
6. KAYNAKLAR	47
7. EKLER	51
EK-1.1: Elektrikli Araç Parametreleri	51
EK-1.2: Asenkron Motor Parametreleri	51
ÖZGEÇMİŞ	

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

$a - b - c$	Sırayla A,B,C fazları
a,b,c	A,B,C fazları için alt indisler
$\alpha\beta$	2 faz sabit eksen takımı
dq	2 faz rotorda sabit dönen eksen
ζ	Anahtarlama açısı
XY	X ve Y koordinat eksenleri
V_{ab}	Fazlar arası stator gerilimi
$x - y$	Referans eksen takımı
V_s	Kaynak gerilimi
i_s	Kaynak akımı
V_{dc}	DC gerilim
Δt	Birim süre
ψ_s	Stator akı vektörü
$a = e^{j\alpha}$	Uzay operatörü
K	Dönüştürme sabiti
$i_{s\alpha}, v_{s\alpha}$	α eksen stator referans düzlemi akım ve gerilimi
$i_{s\beta}, v_{s\beta}$	β eksen stator referans düzlemi akım ve gerilimi
i_{sd}, v_{sd}	d eksen rotor referans düzlemi akım ve gerilimi
i_{sq}, v_{sq}	q eksen rotor referans düzlemi akım ve gerilimi
θ_r	α eksen ile yapılan rotor açısı
i_0, v_0	Başlangıç akım ve gerilim değerleri
R_s	Stator direnci
L_s	Stator endüktansı
R_r	Rotor direnci
L_r	Rotor endüktansı
$R_{\bar{u}}$	Çubuk direnci
R_h	İki çubuk arasındaki halka parçası direnci
M_{ss}	Stator faz sargıları arası karşıt endüktans
M_{rr}	Rotor çubukları arası karşıt endüktans
θ	Motor mili dönme açısı
p	Kutup çifti sayısı
$L_{s,r}$	Stator ve rotor sargı endüktansları
$M_{r,s}$	Stator ve rotor karşıt endüktansları
t_e	Elektromanyetik moment
J	Motor eylemsizlik momenti
T_s	Örnekleme periyodu
B	Sürtünme katsayısı
L_m	Ortak endüktans
ω	Hız değeri
v	Araç hızı
m	Araç kütlesi
g	Yerçekimi katsayısı
i	Aktarım oranı

R	Tekerlek yarıçapı
v_0	Rüzgar hızı
C_w	Hava direnci katsayısı
A_f	Aracın enine kesit alanı
k_A	Stoke katsayısı
F_w	Yol yükü
ω_m	Motorun mekanik hızı
μ	Lastik yuvarlanma direnci
ξ	Havanın yoğunluğu
α_{ro}	Yolun eğimi
F_{ro}	Yuvarlanma direnci kuvveti
F_{sf}	Stoke veya akışkan sürtünme kuvveti
F_{ad}	Hava direnci kuvveti
F_{cr}	Yokuş direnci
$\tilde{u}$	İndirgeme katsayısı
R_E	Eşdeğer direnç
σ	Kaçak faktörü
r,s	r ve s indisleri sırayla stator ve rotor devresi büyüklükleri
ω_s	Stator akımları açısal frekansı
ω_r	Rotor akımları açısal frekansı
ref	Ref indisi referans değerler
V_m	Maksimum tepe gerilimi
V_d	DC kaynak
$\omega_{Tekerlek}$	Tekerleğin açısal hızı
$T_{Tekerlek}$	Tekerlek momenti
$T_{LTekerlek}$	Tekerlek Yük momenti
T_L	Yük momenti
T_s	Örnekleme periyodu
γ	Stator akısı ve rotor akısı arasındaki açı
θ_s, θ_r	Stator ve rotorun d eksenine ile yaptığı açı
$\Delta t_e, \Delta \psi_s$	Moment ve akı hata miktarı
T_r	Rotor zaman sabitesi
w_{mr}	Rotor dönme hızı
w_{sl}	Rotor kayma hızı
f_s	Anahtarlama frekansı
τ	Tork değişim ifadesi
$\sim, -$	simgeleri sırasıyla AC ve DC değeri ifade eder.

Kısaltmalar

AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
EA	Elektrikli Araçlar
DMK	Doğrudan Moment Kontrolü
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
UVPWM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
UVM	Uzay Vektör Modülasyonu
RMS	Efektif Değer
PI	Oransal-İntegral Denetleyici
VSI	Gerilim Beslemeli Inverter
CCW	Saat dönüş yönünün tersi
CW	Saat dönüş yönü ile aynı



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 3.1.	Rotoru kısa devre edilmiş üç faz asenkron motor kesiti	8
Şekil 3.2.	Akım uzay vektörleri	8
Şekil 3.3.	Sabit stator eksen ve dönen rotor ekseninde stator akım uzay vektörleri	9
Şekil 3.4.	3 faz asenkron motorun dq eksen Matlab/Simulink modellemesi . . .	13
Şekil 3.5.	Eğimli yollarda araca uygulanan kuvvetler ve yönleri	14
Şekil 3.6.	Elektrikli araçların çekiş karakteristiği	16
Şekil 3.7.	Eğimli yolda taşıt üzerindeki ağırlık bileşenleri	16
Şekil 3.8.	Eğim hesabı	17
Şekil 3.9.	$\alpha\beta$ ekseninde stator ve rotor akı vektörleri	20
Şekil 3.10.	Stator akı kontrolü için yapılan anahtarlama	21
Şekil 3.11.	Birinci bölgedeki gerilim vektörlerinin akı ve momente etkileri	22
Şekil 3.12.	Uzay vektör ve sinüzoidal PWM için maksimum gerilim gösterimi . .	25
Şekil 3.13.	3 faz asenkron motor ve inverter eşdeğer devresi	25
Şekil 3.14.	Uzay vektör gerilimlerinin sektör gösterimi	26
Şekil 3.15.	Uzay vektör gerilimleri ve anahtarlama	27
Şekil 3.16.	Anahtarlama vektörlerinin $\alpha\beta$ ekseninde gösterimi ve büyüklükleri .	28
Şekil 3.17.	Durum seçim blok diyagramı	30
Şekil 3.18.	Geliştirilmiş ani darbe (deadbeat) kontrol sisteminin akış çizelgesi . .	32
Şekil 3.19.	Elektrikli araçlar için geliştirilmiş ani darbe (deadbeat) kontrol şeması	32
Şekil 3.20.	İnverter anahtarlama durumları ve stator gerilim vektörleri	35
Şekil 3.21.	Geçiş durumlarında durum seçim işleminin vektör şeklinde gösterimi	35
Şekil 4.1.	Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen stator akı büyüklüğü . . .	39
Şekil 4.2.	Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen dq eksenindeki stator akı döngüsü	39
Şekil 4.3.	DMK-UVM ile elde edilen stator akısı	40
Şekil 4.4.	Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen üç faz stator akımı	40

Şekil 4.5.	DMK-UVM ile elde edilen stator akımı	41
Şekil 4.6.	Yük momenti	41
Şekil 4.7.	Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen motor hızı	42
Şekil 4.8.	Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen referans elektromanyetik moment	42
Şekil 4.9.	Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen elektromanyetik moment	42
Şekil 4.10.	DMK-UVM ile elde edilen rotor hızı	43
Şekil 4.11.	DMK-UVM ile elde edilen elektromanyetik moment	43
Şekil 4.12.	EA Simulink blok diyagramı	44
Şekil 4.13.	Motor modeli Simulink blok diyagramı	44
Şekil 4.14.	Ani darbe (deadbeat) kontrol şemasının Simulink blok diyagramı . .	45
Şekil 4.15.	DMK-UVM blok diyagramı	45

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. Çeşitli yollarda eğim durumları	17
Çizelge 3.2. Anahtarlama gerilimleri	26
Çizelge 3.3. Gerilim vektörlerinin anahtarlama sırası	29
Çizelge 3.4. Moment, akı, moment-akı geçiş durumlarında k ve $k+1$ durumlarının seçimi	37



1. GİRİŞ

Çağımızdaki içten yanmalı motorlarla çalışan araçların çevre kirliliğine yol açması, petrol kaynaklarının sonlu bir ömüre sahip olması ve teknolojinin sağladığı gelişmeler, yakın zamanda bu araçların yerini elektrikli araçlara bırakacağını açıkça göstermektedir. Çünkü elektriğin kullanımı ve dönüştürülebilmesi diğer enerji türlerinden daha az maliyetli ve kolaydır (Holdway vd 2010). Son yıllarda görülen batarya ve güç elektroniği teknolojilerindeki gelişmelerin yanında, güç elektroniği anahtarlama elemanlarında yüksek anahtarlama kabiliyetine sahip anahtarlar üretilmesiyle birlikte tahrik sistemleri performansının artması, elektrikli araç teknolojisindeki ilerlemeleri hızlandırmıştır. Elektrikli araçlarda bugüne kadar doğru akım motoru, asenkron motor, sürekli mıknatıslı motor, anahtarlama relüktans motorlar kullanılmıştır. Genel olarak bakıldığında ise asenkron motorların az bakım gerektirmeleri, fiyatlarının ucuzluğu, sağlam yapıları, yüksek güç/ağırlık oranına sahip olmaları ve her türlü ortam koşullarında çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri sebebi ile daha çok tercih edildiği görülmüştür.

Bu tezin ikinci bölümünde elektrikli araç ve asenkron motorlarla ilgili bilgi verilmiş ve daha önce yapılan çalışmalardan bahsedilmiştir. Üçüncü bölüm asenkron motor matematiksel modellenmesi yapılmış ve Matlab/Simulink modelleri verilmiş, elektrikli araç dinamikleri ile modellenmesi verilmiş, doğrudan moment kontrol, uzay vektör modülasyonu, ani darbe (deadbeat) kontrol metotları analiz edilmiş ve Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur. Dördüncü bölümde simülasyon sonuçları verilip karşılaştırmalar yapılmıştır. Beşinci bölümde ise sonuçlar yorumlanmıştır.

2. KURAMSAL BİLGİLER VE KAYNAK TARAMALARI

2.1. Elektrikli Araçlar

Ulaşım, insanoğlunun temel ihtiyaçlarından biridir. Günümüzde bu ihtiyacı karşılamak için içten yanmalı motorlu araçlar kullanılmaktadır. Elektrikli araçlar ise 19. yüzyılın sonlarında ve 20. yüzyılın başlarında kullanılmaktaydı. Fakat içten yanmalı motor teknolojisindeki gelişmeler ve petrol kullanan araçların ucuz olarak toplu üretimi elektrikli araçların sonunu getirdi. 1970 ve 1980'lerdeki enerji krizleri elektrikli otomobillere kısa sürelide olsa bir ilgi oluşturdu, fakat günümüzdeki gibi büyük bir pazara ulaşamadı. 21. yüzyılda batarya ve güç yönetimi teknolojilerindeki ilerlemeler, değişken petrol fiyatlarının neden olduğu kaygılar ve sera gazı azaltma gereksinimi elektrikli araçları yeniden popüler hale getirdi. Özellikle günümüzde artan taşıt sayısı, yakıt tüketimi ve hava kirliliği bu ihtiyacı daha da artırmıştır (Buekers vd 2014). Ayrıca elektrikli araçların çalışma prensibi soğutma sistemi, egzoz gibi kısımlara ihtiyaç duymadığı için içten yanmalı motorlu araçlara göre daha basittir. Elektrikli araçların bazı avantajları şunlardır:

- Elektrik motorunun sağladığı yüksek moment ile araç daha kısa sürede hızlanır.
- Daha sessiz çalışır.
- Birçok tasarım kısıtlamasının önüne geçilmiş olur.
- Frenlemeyle, yokuş aşağı inmeyle, düz yolda ilerlemede şarj olabilir.
- Aracın çeşitli noktalarına yerleştirilecek güneş panelleri ile şarj edebilir.
- Vites kutusu, egzoz sistemi, motor bloğu, soğutma, yağlama gibi kısımlara ihtiyaç duymaz.
- Periyodik bakım giderleri düşüktür.
- Sıfır CO2 salınım değerine sahiptir.
- Birçok ülke KDV ve MTV gibi vergileri düşük tutar, bu araçların satışını destekler.
- Motoru daha ucuzdur, uzun ömürlüdür, kolay değiştirilebilir ve ucuzdur.
- Daha az mekanik aksamı ihtiyacı duyulmaktadır.
- Yüksek verimle çalışır.
- Petrol türevi yakıtların rezervleri kısıtlı iken; elektrik, güneş sistemi var oldukça varlığını koruyacaktır.

Elektrikli araçlarda kullanılan tahrik sistemleri temel olarak elektrik motoru, güç elektroniği ve kontrol birimlerinden oluşur. Elektrik motoru gereken enerjiyi akülerden alır. Motora verilecek akım ve akım yönü elektronik kontrol birimi tarafından kontrol edilir. Diferansiyelli vites kutusu elektrik motorundan aldığı döndürme hareketini

tekerleklerle iletir. Böylece tekerleklerin dönmesi sağlanmış olur ve araç hareket eder. Aracın gaz pedalına veya daha gelişmiş modellerde gaz tuşuna basıldığında uygulanan sinyal kontrol modülüne alınır ve buna uygun olarak tekerleklerle iletilmesi gereken moment hesaplanır. Bunun sonucunda ihtiyaç duyulan enerjiyi aküden alarak motora oradan da tekerleklerle iletir (Chi-Ian vd 2011).

2.2. Elektrik Motorları

Mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmek için elektrik motorları kullanılır. Her elektrik motoru biri sabit (stator) ve diğeri kendi çevresinde dönen (rotor ya da endüvi) iki ana yapıdan oluşur. Bu ana yapılar, elektrik akımını ileten parçalar (örneğin; sargılar), manyetik akıyı ileten parçalar ve konstrüksiyon parçaları (örneğin; vidalar, yataklar) olmak üzere tekrar kısımlara ayrılır (Vas 1992).

Elektrik motoru, doğru akım motoru, senkron motor ve asenkron motor olmak üzere çeşitlere ayrılır. Bunların her birinin kendine özgü uygulama alanları vardır.

Elektrikli araçlarda kullanılan tahrik sistemlerinin en önemli unsurlarından biri elektrik motorudur. Tüm elektrikli araç motorlarında beklenen özellikler şunlardır:

- Anlık yüksek güç yoğunluğu,
- Kalkış ve yokuş tırmanma durumları için düşük hızlarda yüksek moment
- Normal seyir sırasında yüksek hızlarda yüksek güç
- Sabit moment ve sabit güç bölgelerini içeren çok geniş hız aralığı
- Moment ihtiyacına hızlı cevap verebilme
- Geniş hız ve moment aralıklarında yüksek verim
- Geri kazanımlı frenleme için yüksek verim
- Aracın değişik çalışma koşulları için yüksek güvenilirlik ve sağlamlık
- Kabul edilebilir seviyede maliyet

Daha önceleri kolay kontrol edilebildiği için DC motorlar tercih edilirken, günümüzde güç elektroniğindeki gelişmelerden dolayı yerlerini AC motorlara bırakmışlardır. DC motorların bırakılmasındaki en önemli etken DC motorlardaki fırça-kollektör bakımı gerektirmesi ve maliyetidir.

2.3. Asenkron Motor

Asenkron motorlar basit ve sağlam bir yapıya sahiptirler ve bu sayede endüstride olduğu gibi elektrikli araçlarda da en çok tercih edilen motor türüdür. Tek ve üç fazlı olarak üretilmekle beraber, yüksek güç gerektiren elektrikli araç uygulamalarında üç fazlı asenkron motor kullanılmaktadır. Çalışma prensibi olarak asenkron motorlar diğer motorlardan ayrılır. Asenkron motorlarda statora verilen üç fazlı alternatif bir gerilim stator sargılarında döner bir manyetik alana neden olur. Oluşan bu manyetik alan rotorda bulunan sargılarda gerilim indükler ve akım akmaya başlar. Dönme hızından bağımsız olarak (kalkışta bile), rotorda oluşan akım mekanik bir kuvvete neden olur. Bu kuvvet rotorun dönmesini sağlar. Yani rotorun dönüşü sadece statora verilen enerji kaynağına bağlıdır. Düzenli çalışma sırasında rotodaki mekanik kuvvetin meydana getirdiği hız senkron hızından (stator döner alan hızından) farklıdır; bu hız farkı kayma olarak adlandırılır ve motorun üzerindeki yüke bağlıdır (Parekh 2003).

Asenkron motorun kısa devre kafesli asenkron motor bilezikli asenkron motor olmak üzere iki çeşidi bulunmaktadır. Kısa devre kafesli asenkron motorlar bilezikli asenkron motora göre daha sağlam bir yapıya sahip olduğu için elektrikli araç uygulamalarında tercih edilmektedir.

2.3.1. Asenkron motorun sürülmesi

Asenkron motorlar üzerinden geçecek akım ve gerilim değerlerine göre tasarlanır. Sanayide kullanılan motor sürücülerini değişken hızlara cevap verebilmek için güç katları değişken genlik ve frekans üretebilecek şekildedir. Bu güç katına kontrollü DC doğrultucu ya da inverter bağlanabilir. Kontrollü doğrultucu inverterin DC gerilim değerini değiştirirken, aynı zamanda inverterin çıkış frekansını değiştirir. DC hat, seri endüktans içerebilir fakat buradaki en önemli eleman DC geriliminin sabit bir değerde kalmasını sağlayan ve bu gerilimi düzleştiren kondansatördür. En çok kullanılan yöntem PWM yani darbe genişlik modülasyonudur. Motor girişine uygulanan sinyaller inverter ile kontrol edilir. İnverter çıkışı frekansı değişen AC bir gerilimdir. İnverterin önemli elemanlarından biri de anahtarlama elemanlarıdır. Girişe gelen sinyale göre DC kapasitör üzerindeki gerilimi değişken frekansta anahtarlama görevlidirler. Anahtarla uygulanan sinyaller PWM şeklindedir. İnverterleri sürmek için farklı PWM teknikleri kullanılmaktadır. Bunlardan bazıları sinüs-üçgen karşılaştırmalı PWM, histeresiz özellikli orantılı akım kontrollü PWM ve uzay vektör PWM'dir (Rashid 1993).

PWM inverter, sabit DC gerilimli kaynaktan, çıkış gerilimi ve frekansı birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen ve harmoniği düşük olan üç fazlı AC çıkış gerilimleri üretir. Çıkış geriliminin genliğinin, frekansının ve harmoniğinin kontrolü tek bir güç devresinde gerçekleştiğinden kesintisiz güç kaynakları, statik frekans dönüştürücüleri, aktif güç filtreleri, reaktif güç kompanzasyonu ve değişken hızlı AC sürücüler gibi birçok uygulamalarda kullanılabilmektedir (Bose 1997). PWM inverterin DC gerilim ihtiyacı bir doğrultucudan ya da bir aküden elde edilebilir. Eşit genlikli darbelerin sayısı, köprü diyot ve filtre devresinin çıkış gerilimlerinin her yarım periyot boyunca birkaç kez hızlıca anahtarlanmasıyla ayarlanır. Dengeli üç faz gerilim elde edebilmek için, inverterin çıkışındaki gerilim dalgaları birbirleriyle aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Gerilim, üstteki ya da alttaki anahtarın iletimde olmasına

göre, yarım periyot süresince birçok kez $+V_d/2$ ve $-V_d/2$ değerlerini almaktadır (Bose 1992). Gerilim üstteki anahtar iletimdeyken pozitif, alttaki iletimdeyken negatif değere sahiptir. Böylelikle her darbenin genliği DC gerilim değerine eşittir. İnverterde kullanılan yarı iletken anahtarlama elemanı bipolar transistör (BJT), metal oksit yarı iletken alan etkili transistör (MOSFET), kapı sönümlü tristör (GTO), izole kapılı bipolar transistör (IGBT) olabilir. Yüksek güçlü BJT kullanılan inverterler, tristör kullanılan inverterlere göre komütasyon problemlerinin olmaması, yüksek anahtarlama frekansı ve verim gibi avantajlara sahiptir. MOSFET kullanılan inverterlere göre ise iletim direnci, güç ve fiyat bakımından avantajları vardır. IGBT'lerin BJT ve güç MOSFET'lerine üstünlükleri açıkça belirtilmiştir.

Motora uygulanan AC gerilimin frekansı, inverterdeki anahtarların durumunu değiştirerek ayarlandığından, sistemin cevap verme zamanı oldukça kısadır. Uygun bir PWM yöntemi kullanılarak, motor akımındaki harmonikler minimuma düşürülebilir. Ayrıca PWM inverterde anahtarlama frekansı, çok yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları önemli hale gelebilir.

2.4. Kaynak Taramaları

Elektrik araçlarda asenkron motorda moment değerini istenen değerde tutmak ve oluşan dalgaları minimuma çekmek için birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalardan farklı seviyelerde başarı elde edilmiştir.

Zhang ve arkadaşları asenkron motorda görülen moment dalgalanmalarını azaltmak ve hızlı moment tepkisi elde edebilmek için, önce uzay vektörü ile doğrudan moment kontrolü kullanmışlardır. Daha sonra durum seçici ile kararlı hal, moment geçişi ve moment-akı geçişleri olarak farklı kontrol algoritmaları kullanılmıştır (Zhang vd 2007).

Haddoun ve arkadaşları elektrikli araçlarda kullanılan asenkron motorlardan kaynaklanan kayıplar minimuma indirmeye çalışmışlardır. Elektrikli aracın sürüş performanslarını incelemek için stator akısı ve moment gözlemlenmiştir. Tahrik sistemlerinde hem mekaniksel hem de elektriksel olarak doğru sonuçlar elde edebilmek için elektrikli araç parametreleri de hesaba katılmıştır (Haddoun vd 2007).

Habetler ve arkadaşlarının çalışmasında incelenen durum asenkron motorların doğrudan moment kontrolünde incelenen temel parametreler olan stator akı ve moment değerlerinde adım fonksiyonu gibi ani değişimler görülmesidir. Böyle durumlarda sistemin kararsızlığını önlemek için farklı durum algoritmaları geliştirmişlerdir. Dört durum vardır. Bunlar; kararlı hal, moment geçişleri, akı geçişleri, moment-akı geçişleridir. Sistem önce kararlı haldeymiş gibi düşünülerek başlatılır daha sonra kararsızlık gözlemlenirse önce moment geçişi algoritmasına, orada da kararsız ise akı geçişi algoritmasına, burada da kararsızlık devam ederse en son moment-akı geçişi algoritması kullanılarak sistem kararsızlıktan kurtarılır (Habetler vd 1992).

Tabbache ve arkadaşları elektrikli araçlar için asenkron motorlarda, en iyi sürüş performansı için uygun motor güç hesabı elde edilmeye çalışmışlardır. Aracın dinamik analizleri ile, hesaplar tekerlekler üzerinden yapılmıştır. Elde edilmek istenen minimum ağırlık, hacim, fiyat ile minimum güç tüketen araç tasarlayabilmektir (Tabbache vd 2011).

Yang ve arkadaşlarının çalışmasında geliştirilmek istenen durum doğrudan moment kontrolü asenkron motor kontrolünde yüksek performansı ile çok tercih edilen bir yapı olmasına rağmen histeresiz kontrolör ve anahtarlama tablosu hem momentte dalgalanmalara hem de değişken anahtarlama frekanslarına neden olmaktadır. Bu sorunlar ani darbe (deadbeat) tabanlı uzay vektör modülasyonu eklenerek ortadan kaldırılmıştır. Ani darbe (deadbeat) kontrolde iki adım vardır. Birinci adımda referans stator akı vektörü, momente ani darbe (deadbeat) kontrol yapılarak elde edilir. İkinci adımda ise referans stator gerilim vektörü akı üzerinde ani darbe (deadbeat) kontrol yapılacaktır şekilde ayarlanır (Yang vd 2013).

Singh ve arkadaşları elektrikli araç tahrik sistemlerinde asenkron motorların hızlı tepki vermesi ve basit yapısından dolayı doğrudan moment kontrolü tercih etmişlerdir. Bu metot direk olarak moment ve stator akısı hatalarının kontrol edilmesi üzerine kuruludur. Başlatma, hızlanma, yavaşlama ve frenleme anlarında asenkron motorun ve aracın tepkileri bu kontrol yapısı ile gözlenmeye çalışılmıştır (Singh vd 2006).

Zelechowski çalışmasında uzay vektör modülasyonu ile doğrudan moment kontrolü beraber kullanarak, doğrudan moment kontrolündeki histeresiz denetleyici çıkışlarına PI denetleyici ekleyerek, akı ve momentteki dalgalanmayı azaltmaya çalışmıştır. Doğrudan moment kontrolündeki moment dalgalanmasında ciddi bir düşüş sağlanırken, uygulamada iki denetleyicinin arda arda çalışması tepki süresini uzatmıştır (Zelechowski 2010).

Mohamed ve Benchouia ise uzay vektör modülasyonu ile doğrudan moment kontrolü kullanılan asenkron motorun kontrol yapısına öngörülü kontrolü eklenmişlerdir. Bu yaklaşım ile anahtarlama tablosu, histeresiz kontrolör kullanılmamıştır böylece sabit bir anahtarlama frekansı sağlanmıştır. İnvertere gelmesi gereken kontrol darbeleri, moment hatası, mekaniksel hız, stator akısının büyüklüğü gibi parametrelerin öngörülü kontrolü ile elde edilerek anahtarlara verilmiştir (Mohamed ve Benchouia 2015).

Correa ve arkadaşları çok seviyeli eviriciden beslenen asenkron motor moment ve akı kontrolünde öngörülü kontrol şeması kullanılmasını uygun görmüşlerdir. PI kontrol yapısı ile düzgün ve kararlı hal davranışları elde edebilmek, öngörülü kontrol ile de başarılı ve hızlı moment tepkileri elde edebilmek için bu iki yapı birleştirilmiştir. Böylelikle moment ve akı referans değerlerine bir örnekleme zamanında ulaşabilmiştir (Correa vd 2007).

Nemec ve arkadaşları gerilim kaynaklı evirici ile beslenen asenkron motorlarda kontrol için yeni bir metot kullanılmıştır. Bu metodun temeli öngörülü kontrol algoritmasıdır ve iki kısma ayrılmıştır. Birinci kısımda yani öngörülü moment kontrolünde, bir örnekleme süresi sonunda referans moment değerine göre referans stator akı vektörü tahmin edilir. İkinci kısımda yani anlık akı kontrolünde ise; aktif veya sıfır gerilim vektörleri seçilerek referans stator akı değeri düzgün bir şekilde takip edilir (Nemec vd 2007).

3. MATERYAL VE METOT

3.1. Asenkron Motor Modellemesi

Bir kontrol sistemi tasarlanırken öncelikle kontrol edilecek sistemin farklı çalışma şartlarındaki davranışlarının analiz edilmesi gerekir. Fakat modelleme yapılmadan gerçekleştirilen sistemlerde kontrol eksikliğinden dolayı oluşacak hatalar artar bu durum fazla maliyete yol açar hem de çalışan sistemler her zaman ölçüm yapmaya elverişli olmaz. Bu yüzden kontrol edilecek dinamik sistemin davranışlarını belirleyecek bir matematiksel model kullanılır. Burada kontrol edilecek sistem bir sincap kafesli asenkron motordur. Sincap kafesli asenkron motoru besleme geriliminden bağımsız olarak, hem sürekli durum hem de geçici durum davranışının matematiksel modeli analiz edilecektir. Asenkron motor kompleks bir yapıya sahiptir. Üç fazlı bir asenkron motor denklemleri kullanılarak matematiksel model çıkarıldığında, sistemin doğrusal olmayan ve katsayıları zamanla değişen bir yapıda olduğu görülmektedir. Bu denklem sisteminin çözümünde bilgisayar kullanılsa bile uzun sürebilir. Bu yüzden asenkron motor modelinin karmaşık hale gelmesini önlemek için zamanla değişen katsayılardan kaçınılır ve denklemler bazı varsayımlar altında incelenir. Bu varsayımlar aşağıdaki gibi açıklanır.

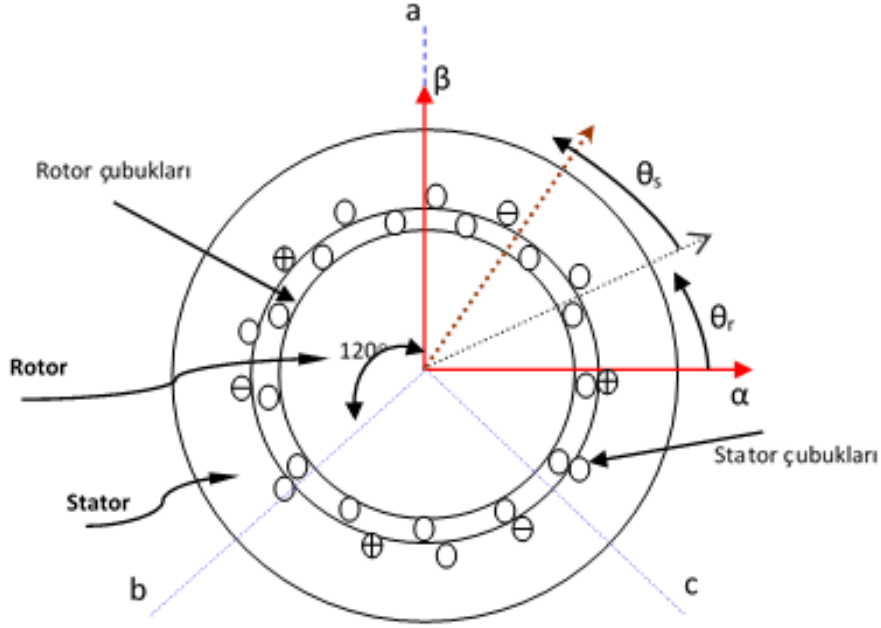
- Asenkron motor homojen bir hava aralığına sahiptir. Dış ve oluk etkileri önemsenmeyecektir.
- Dengeli stator akımları etkisiyle oluşan magnetomotor kuvvet (mmk) dalgası sinüzoidaldir.
- Manyetik devre lineer kabul edildiğinden doyma oluşmamaktadır.
- Stator, rotor sargılarının direnç ve indüktansları sıcaklık ve frekans etkisi ile değişmediği varsayılmaktadır.
- Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmektedir.
- Deri olayı ihmal edilmiştir.
- Rotor, sincap kafesli yapıdadır.
- Rotor çubuklarının simetrik yayıldığı ve her çubuk bir rotor faz sargısı olarak kabul edilmiştir.

3.1.1. Uzay vektörleri

Vektör ve doğrudan moment kontrollerinin anlaşılabilmesi için abc, $\alpha\beta$ ve dq matematiksel modelleri oluşturulmuştur. Motorun geçici ve kararlı haldeki davranışlarını temsil eden matematiksel model, uzay vektörleri ile tanımlanarak hesaplama kolaylığı sağlanmıştır. i_a , i_b ve i_c anlık ve dengelenmiş üç faz stator akımlarıdır.

$$\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0 \quad (3.1)$$

Aşağıdaki Şekil 3.1’de stator akım vektörleri verilmiştir.



Şekil 3.1. Rotoru kısa devre edilmiş üç faz asenkron motor kesiti

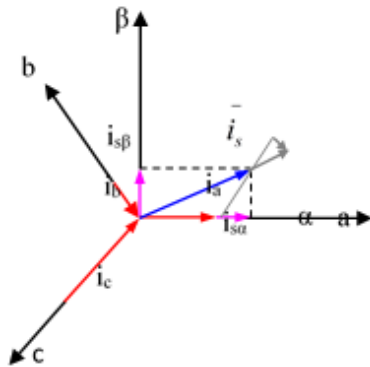
Denklem 3.2’de kullanılan a ve a^2 ; uzay vektör operatörleri ve k ; dönüşüm sabitidir.

$$\bar{i}_s = k(i_a + ai_b + a^2i_c) = |i_s| e^{j\alpha_s} \quad (3.2)$$

$$a = e^{j2\pi/3} \quad (3.3)$$

$$a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (3.4)$$

$K = 2/3$ olarak seçilmiştir. Aşağıdaki Şekil 3.2’de stator akımlarının uzay vektörleri ve izdüşümleri gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Akım uzay vektörleri

Çift eksen teorisi kullanılarak Denklem 3.2’nin farklı bir yolla ifade edilmesi mümkündür. Stator akımının yatay eksen bileşeninin ($i_{s\alpha}$) ani değeri uzay vektörünün reel kısmına, dikey eksen bileşeni ($i_{s\beta}$) uzay vektörünün imajiner kısmına eşittir. Sabit

referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olup Denklem 3.5'deki gibi ifade edilir.

$$i = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (3.5)$$

Üç faz gerilim ve manyetik akı uzay vektörleri Denklem 3.6 ve Denklem 3.7 ile ifade edilir.

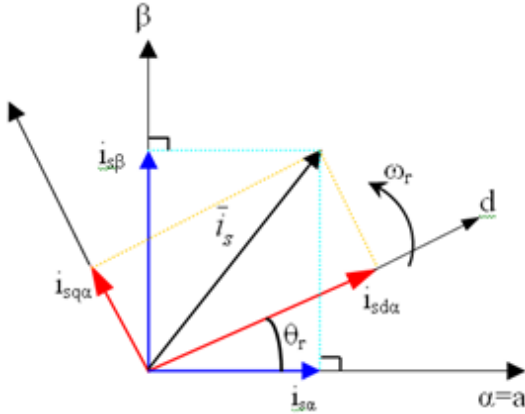
$$u_s = \frac{2}{3}(u_{sA} + a u_{sB} + a^2 u_{sC}) = |u_s| e^{-j\theta} \quad (3.6)$$

$$\psi_s = \frac{2}{3}(\psi_{sA} + a \psi_{sB} + a^2 \psi_{sC}) = |\psi_s| e^{-j\theta} \quad (3.7)$$

Buradaki A, B, C alt indisleri A, B, C fazlarını ifade etmektedirler.

3.1.2. Eksen dönüşümleri

Asenkron motorda yüksek performanslı bir sürücü tasarlayabilmek için matematiksel denklükleri mümkün olduğunca azaltacak ve sonuca hızla ulaşabilecek hesaplama algoritmaları gerekir. Koordinat eksen dönüşümleri (Clarke, Park) kullanılan algoritmaların geliştirilmesini ve eşitsizliklerin çözümünün daha kolay ve hızlı olmasını sağlar. Sabit düzlemde bulunan 3 fazlı sabit eksenden 2 fazlı sabit eksene dönüşüm yapmak için Clarke Dönüşümü ($abc \rightarrow \alpha\beta$), 2 fazlı sabit eksenden 3 fazlı sabit eksene dönüşüm için ise Ters Clarke Dönüşümü ($\alpha\beta \rightarrow abc$) kullanılır. 2 veya 3 fazlı sabit eksenden 2 fazlı rotorda sabit hızla dönen eksene dönüşüm için Park Dönüşümü ($abc \rightarrow dq$), 2 fazlı dönen eksenden 2 veya 3 fazlı sabit eksene dönüşüm için ise Ters Park Dönüşümü ($dq \rightarrow abc$) kullanılır.



Şekil 3.3. Sabit stator eksen ve dönen rotor ekseninde stator akım uzay vektörleri

Şekil 3.3'de dq ve $\alpha\beta$ referans eksenleri görülmektedir (Sarioğlu vd 2003).

3.1.2.1. $abc \rightarrow \alpha\beta$ eksen (Clarke) dönüşümü

Sabit referans eksenindeki ($\alpha\beta$) stator akım uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanırsa;

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (3.8)$$

Burada α yönündeki stator akım bileşeni reel ekseni ($i_{s\alpha}$) ve bu eksene dik olan β yönündeki stator akım bileşeni ($i_{s\beta}$) imajiner ekseni verir. Bu eksenler Şekil 3.3’de gösterilmiştir. Simetrik üç fazlı bir motorda üç fazlı abc stator akımları ile $\alpha\beta$ akımları arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Değişmeyen güç sistemler için k 2/3 iken değişken güçlü sistemler için $\sqrt{3}$ ’dür. i_0 sıfır akım bileşenidir. Eğer $i_a + i_b + i_c = 0$ ise;

$$i_\alpha = k \frac{3}{2} i_a \quad (3.10)$$

$$i_\beta = k \left(\frac{\sqrt{3}}{2} (2i_b + i_a) \right) \quad (3.11)$$

olur. Stator gerilimleri ve akı değerleri de benzer şekilde $\alpha\beta$ notasyonunda tanımlanabilir.

3.1.2.2. $\alpha\beta \rightarrow abc$ eksen (ters Clarke) dönüşümü

2 fazlı sabit eksenden 3 fazlı sabit eksene dönüşüm için Ters Clarke Dönüşümü kullanılır. Bu dönüşüm matris formunda ifade edilirse;

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

şeklindedir.

3.1.2.3. $abc \rightarrow dq$ döner eksen (Park) dönüşümü

2 veya 3 fazlı stator eksende sabit tanımlanmış stator değişkenlerini rotorda w_r hızıyla dönen rotor referans ekseni değişkenlerine dönüştürmek mümkündür. Bu şekilde doğru akım motoruna yakın ve daha kolay bir kontrol sağlanmış olacaktır. Aşağıda 2 fazlı sabit eksen dönüşümü gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Stator akımının d ve q eksenindeki bileşenlerini i_{sd} ve i_{sq} , d ekseninin α ekseni ile

yaptığı rotor açısını θ_r göstermektedir. Akıma göre yazılan bu denklikler gerilim ve akı değişkenleri içinde kullanılabilir. Denklem 3.13 ifadesindeki 2 fazlı eksen akım değerleri yerine yazılırsa ;

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos \theta_s & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

elde edilir.

3.1.2.4. dq $\rightarrow$ abc döner eksen (ters Park) dönüşümü

İki fazlı rotor etrafında dönen eksenenden 2 fazlı sabit eksene ($\alpha\beta$) veya 3 fazlı döner eksene (abc) dönüşüm;

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

gibidir.

3.1.3. dq ekseninde sincap kafesli asenkron motor matematiksel modellemesi

Asenkron motorda zamana bağlı, büyüklükleri ve faz değerleri değişen parametreler vardır. Hesaplamalarda kolaylık sağlaması göz önünde bulundurulunca akım ve gerilimin doğru akım bileşenleri olması için $\alpha\beta$ ekseninden rotorda sabit hızla dönen dq eksenine geçilebilir. Şekil3.4’de Matlab/Simulink ortamındaki dq eksen modeli gösterilmiştir. Parametreler dq eksenlerde tanımlandığından dolayı sistem, faz değişiminden bağımsız hale gelir ve rotor eksenindeki parametreler statordaki sabit büyüklükler gibi hesaplanabilir. Elde edilen model (statora indirgenmiş asenkron motor eşdeğer devresi) sadeleşmiştir. Bu yüzden kullanılacak kontrol algoritmalarının daha etkin şekilde çalışacaktır.

Sabit eksenindeki büyüklüklerin döner eksene tanımlanırken Park Dönüşümü kullanıldığından bahsedilmiştir. Burada Denklem 3.13 ile Denklem 3.17 arasındaki eşitsizlikler kullanılarak eksen dönüşümü yapılır ve dq ekseninde oluşan model aşağıda

ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s L_s & \omega_s L_m & 0 \\ \omega_s L_s & 0 & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_r L_m & 0 & 0 & -\omega_r L_r \\ 0 & \omega_r L_m & \omega_r L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$t_e = pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq})$ şeklinde ifade edilir. w_s parametresi stator akımlarının açısal frekansını ifade eder ve aşağıdaki formülle ifade edilir;

$$w_s = w_r + pw \quad (3.19)$$

Kontrol algoritmalarında kullanılan, $\alpha\beta$ ekseninde tanımlandığı gibi, rotor ve stator akı büyüklükleri aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.20)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (3.21)$$

dq eksenindeki rotor ve stator eksenlerine göre durum uzay modeli difarensiyel denklikleri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rd} + p\omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} + V_{sd} \right] \quad (3.22)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rd} - p\omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + V_{sq} \right] \quad (3.23)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \quad (3.24)$$

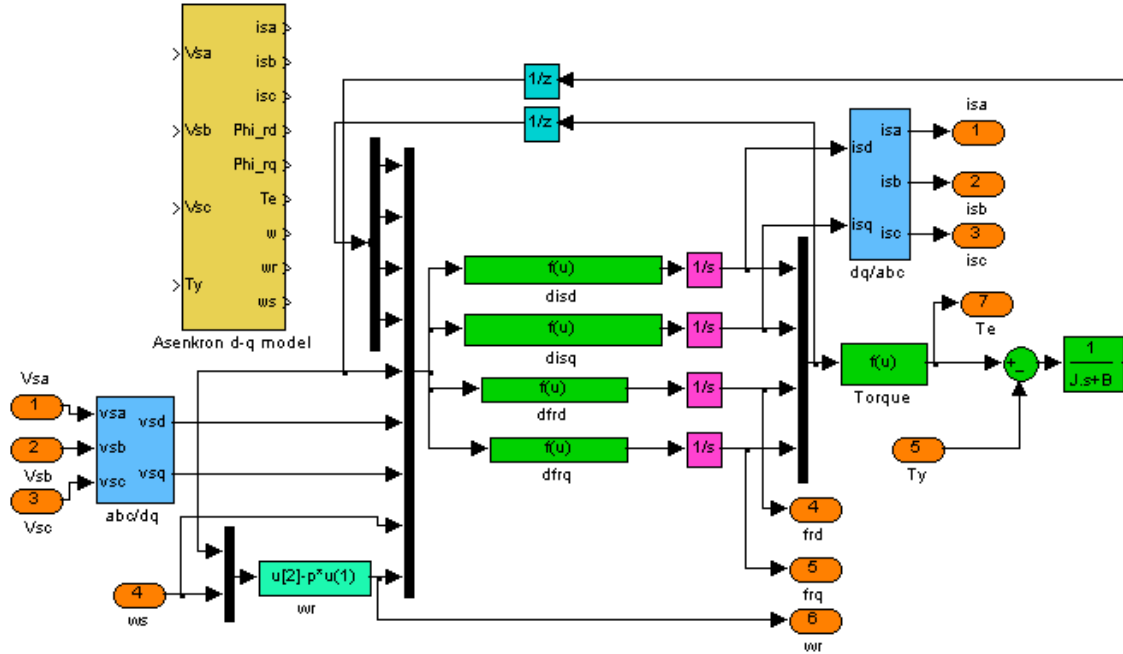
$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - \omega_r \psi_{rd} \quad (3.25)$$

$$t_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{pL_m}{JL_r} (i_{sq} \psi_{rd} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (3.26)$$

Yukarıdaki denklemler matris formunda ifade edilecek olursa;

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{\sigma L_s} & \sigma L_s \omega_s & \frac{L_m R_r}{L_r^2} & p\omega \frac{L_m}{L_r} \\ -\sigma L_s \omega_s & -\frac{R_E}{\sigma L_s} & -p\omega \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m R_r}{L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Denklem 3.27'den anlaşılacağı üzere model 5 adet durum denklemi içermektedir. Bu durum denklemleri Matlab/Simulink ortamında aşağıdaki gibi modellenmiştir.



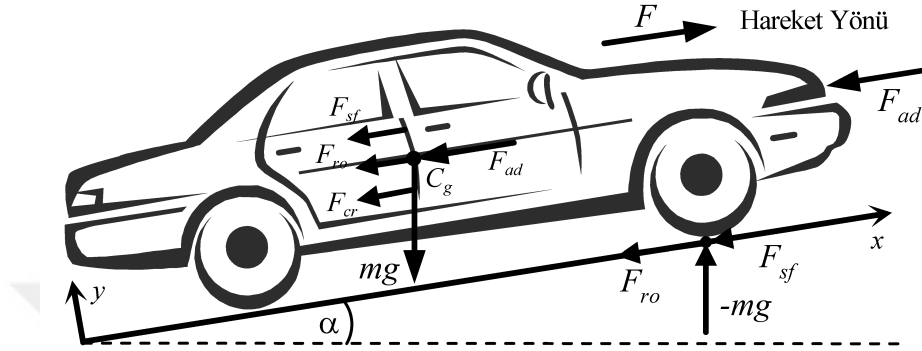
Şekil 3.4. 3 faz asenkron motorun dq eksen Matlab/Simulink modellemesi

Mavi bloklar (3.13 - 3.17) arası denklemleri tanımlar, yeşil bloklar ise (3.22 - 3.26) arası denklemleri tanımlar, açık yeşil blok Denklem 3.27 eşitliğinin, turuncu renkler giriş çıkışı, sarı blokta motor modelidir. Durum denklemleri incelenirse, bir durum değişkeni olan w , diğer durum değişkenleri ile çarpımı sonucunda durum denklemleri doğrusal olmayan bir denklem grubu olur. Giriş parametrelerindeki değişim motor milinin açısal hızını etkilemekte ve bu değişimlerden dolayı diğer parametrelerde değişmektedir.

3.2. Elektrikli Araçlara Yol Eğiminin Etkisi

3.2.1. Elektrikli araç dinamikleri ve matematiksel modellenmesi

Bir aracın hareket edebilmesi için motor gücü tarafından aşılması gereken seyir dirençleri vardır. Dirençlerin toplamı, aracın hareketi için motordan tekerleklere iletilmesi gereken tahrik kuvvetini belirler.



Şekil 3.5. Eğimli yollarda araca uygulanan kuvvetler ve yönleri

Araç hareketinin sürekliliği için motorda üretilen gücün hareket dirençleri ve tahrik sistemindeki kayıplardan fazla olması gerekir. Gerekli olan moment hesabı her bir tekerlek üzerinden ayrı ayrı yapılarak işlemler kolaylaştırılır (Haddoun vd 2007).

Stoke veya akışkan sürtünme (F_{sf}), yuvarlanma direnci (F_{ro}), hava direnci (F_{ad}), yokuş direnci (F_{cr}) kuvvetlerinin bileşkeleri ile araca uygulanan net kuvvet hesaplanır ve aracın hareketi belirlenir. Düz yolda seyir halindeki araca yuvarlanma ve hava dirençleri etki etmektedir, yokuşta iken bu dirençlere ilave olarak yokuş direnci eklenmektedir. Doğrusal hareket eden aracın tekerleğine etki eden en büyük kuvvet yuvarlanma direncidir. Yuvarlanma direnci, tekerleğin dönmesi esnasında yol ve lastiklerin şekil değiştirmelerinden kaynaklanır.

Akışkanlar içlerinde hareket eden cisimlerin hareketlerine ters yönde kuvvete sebep olurlar. Havanın bir akışkan olduğu göz önünde bulundurulursa, durgun hava ortamında v hızı ile hareket eden araca hareket yönünün aksi yönde hava direnci kuvveti etki eder.

Aracın eğimli yolda hareketi esnasında ağırlığının yola paralel bileşeni yokuş direncini oluşturur. Stoke kuvveti etkisi genellikle ihmal edilir.

$$F_w = F_{ro} + F_{sf} + F_{ad} + F_{cr} \quad (3.28)$$

$$F_{ro} = \mu mg \cos \alpha \quad (3.29)$$

$$F_{sf} = kAv \quad (3.30)$$

$$F_{ad} = \frac{1}{2\xi C_w A_f} (v + v_0)^2 \quad (3.31)$$

$$F_{cr} = \pm m \cdot g \cdot \sin \alpha \quad (3.32)$$

Elektrikli araçlarda tahrik kuvveti elektrikli motorlar tarafından yol yükünü karşılamak için sağlanır. Bu kuvvet denklemi;

$$k_m m \frac{dV}{dt} = F - F_w \quad (3.33)$$

Motor kontrolörünün girişi, aracın pedalından alınan referans hızdır. Hareket halindeki bir araca etki eden net kuvvet ($F - F_w$) sıfırdan büyükse araç hızlanır, sıfırdan küçükse araç yavaşlar. Motor gücü ve iletimi ise şu şekilde hesaplanır. Motor gücünün aracın F_w olarak hesaplanan yol yükünü aşması gerekir.

$$P_V = V F_w \quad (3.34)$$

Mekaniksel denklemler ile aracın her tekerleğine aktarım yapılarak (aktarım oranı kullanılarak) gerekli olan moment belirlenir.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + T_B + T_L = T_e \quad (3.35)$$

Aşağıdaki denklemlerde redüksiyon (küçültme) dişlisi hesaba katılmıştır.

$$\omega_{Tekerlek} = \frac{\omega_m}{i} \quad (3.36)$$

$$T_{Tekerlek} = T_m i \eta_t \quad (3.37)$$

Yol yükü yani motordaki yük momentini;

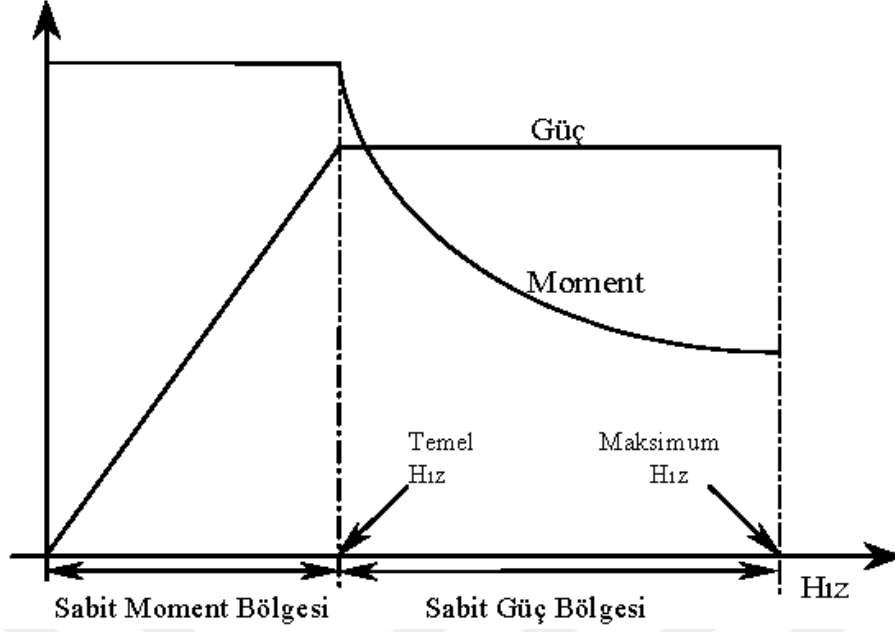
$$T_L = \frac{T_{LTekerlek}}{i} = \frac{R}{i} F_w \quad (3.38)$$

ile hesaplanır. Yolun açısı yük momentini doğrudan etkiler.

Asenkron motorun sağlaması gereken tahrik kuvveti elektrikli aracın tekerleklerinden hesaplanır. EA motorlarının çekiş gücü ve tipik karakteristik özellikleri Şekil 3.6'da verilmiştir.

$$F = \eta_t \frac{T_m N_m}{R} \quad (3.39)$$

N_m , asenkron motorun hızını ifade eder. İletim dişli oranı i asenkron motor hızının maksimum olduğu anda EA hızının da maksimum olacağı şekilde tasarlanır.

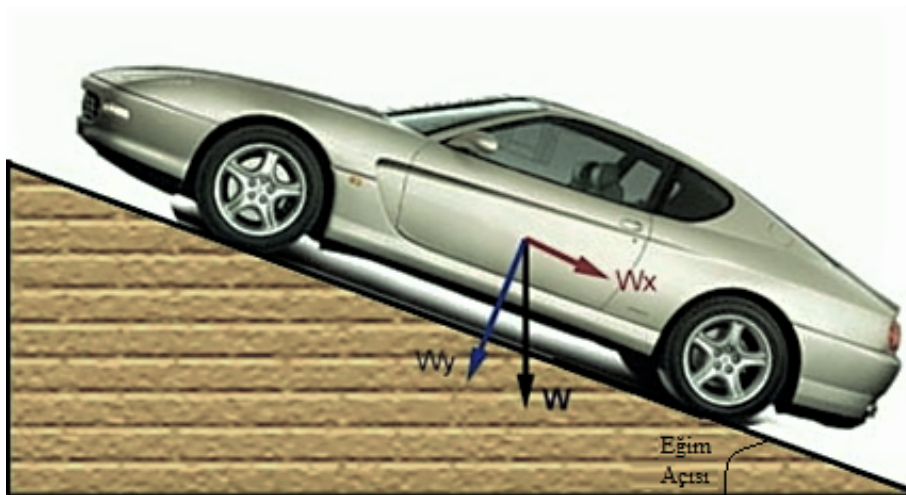


Şekil 3.6. Elektrikli araçların çekiş karakteristiği

Bu oranın büyük seçilmesi yüksek hızlı motorların kullanımına izin verirken, fazla hacim ve yüksek fiyat gibi dezavantajları da beraberinde getirir. İyi bir uyum için bu oran genellikle $i = 10$ değeri aşılmadan verilir.

3.2.2. Yolu eğiminin kuvvete etkisi

Aracın bir yokuşu tırmanmaya başladığı zaman hareket yönünün tersi yönde ağırlığıyla orantılı başka bir direnç daha etki eder. Bu direnç yokuş direnci olarak adlandırılır (Krause vd 2002). Eğimli yolda taşıt üzerindeki bu ağırlık bileşenleri Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Eğimli yolda taşıt üzerindeki ağırlık bileşenleri

Şekilde görüldüğü gibi araç ağırlığının yola paralel bileşeni, θ eğim açısı kullanılarak $W_x = W \sin \theta$ olarak hesaplanır. Bu kuvvet araca uygulanan yokuş direncini ifade eder, yokuş yukarı gidildiğinde negatif yönde etki gösterirken (-), yokuş aşağı yollarda yardımcı bir etki (+) gösterir. Yokuş direnci denklemi aşağıdaki gibidir.

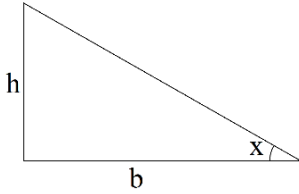
$$F_y = \pm W_x = \pm W \sin \theta \quad (3.40)$$

W: Araç ağırlığı. Bu direnç yolun eğimine bağlı olarak değişmektedir. Yolun eğimi %'lik olarak ifade edilir. Örneğin %5 eğimli yol her 100 metrede 5 metre yükseldiğini anlamına gelmektedir. Türkiye'deki maksimum eğimli yol durumları Karayolları Genel Müdürlüğü tarafından yayınlanan istatistiğe göre Çizelge 3.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1. Çeşitli yollarda eğim durumları

Eğim Şartları	Eğim (%)	Eğim oranı (1/s)	$\sin \theta$	$\tan \theta$	θ
Otoyol	<6	1:16,7	0,06	0,06	3,5
İyi dağ yolu	7	1:14,3	0,07	0,07	4
Ortalama dağ yolu	12	1:8,3	0,119	0,12	7
Dik dağ yolu	30	1:3,1	0,305	0,32	18
Yol dışı	60	1:1,7	0,514	0,60	31

Çizelge 3.1 çeşitli yollar ve eğim şartları hakkında bilgi vermektedir. Bu tablodaki eğim Şekil 3.8'deki gibi yüksekliği alınan bir yokuşun uzunluğuna oranı ile hesaplanır .



Şekil 3.8. Eğim hesabı

Eğimin hesabı;

$$Eğim (\%) = \frac{h}{s} = \tan (x) \quad (3.41)$$

Elektrikli araçlarda yol boyunca stabiliteyi sağlamak, sürüşün rahat olması açısından önemlidir. Motor referans hıza vardığında etkileyen en önemli unsur yük momenti olur. Yük momenti de yolun eğimiyle doğrudan alakalıdır.

Araç yokuştayken normalde hızda bir azalma görülmesi gerekir. Hızın sabit kalması için fazla moment indüklenmesi gerekir. Burada yapılmak istenen; tüm yol durumlarında sırasıyla otoyol, iyi dağ yolu, ortalama dağ yolu, dik dağ yolu, yol dışı aracın sabit hızla gidebilmesini sağlamaktır. Aracın sabit hızla gidebilmesi için motorun sabit bir hızla dönmesi gerekir. Bunu sağlamak için motor momenti aşağıdaki denklemden anlık

hesaplanmalıdır (Foito vd 2013).

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + T_B + T_L = T_e \quad (3.42)$$

3.3. Asenkron Motorların Vektörel Metotlarla Kontrolü

Asenkron motorlarda vektör kontrol metodunun kullanılması; stator akı vektörünün doğru akım motorundaki uyarma ve endüvi akımlarına benzer şekilde biri akıyı, diğeri momenti oluşturan iki ayrı bileşene ayrılarak kontrol edilebilmesini sağlar (Buja vd 1998). Bunun yapılmasının sebebi asenkron motorun lineer olmayan yapısıdır. Asenkron motor bileşenleri 3 fazlı sabit eksenden iki fazlı sabit eksene veya senkron hızda dönen eksenlere dönüştürüldükten sonra vektör kontrol işlemi yapılır. Asenkron motorun vektörel olarak kontrol edildiği bir sistemde hız ve moment kontrolünün yapılabilmesi için motorun çıkışından gerilim ve akım bilgileri alınmalıdır. Motordaki anlık moment ve hız değerleri geri besleme ile alınan akım ve motora verilen gerilim değerlerini içeren motor modeli denklemleri kullanılarak hesaplanır. Bu moment ve hız bilgileri alınarak inverterdeki anahtarlar için gerekli PWM sinyalleri üretilir. Bu kontrol algoritmasının önemli avantajlarından biri hız sensörü kullanmadan hız tahmini yapabilmesidir. Ayrıca daha iyi moment cevabı vermesi, kesin hız kontrolü, DC motor sürme durumuna yakınlığı da diğer avantajlarındandır. En önemli dezavantajı ise hesaplamalar için karmaşık bir algoritmaya ihtiyaç duymasıdır. Asenkron motor modelindeki akı vektörlerinin seçimine göre vektörel kontrol üç ayrı şekilde yapılabilir.

- Stator akısı yönlendirmeli kontrol
- Rotor akısı yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma akısı yönlendirmeli kontrol

Her üç kontrol yöntemi de kullanılan kontrol yöntemleri olup bu üç yöntem arasında temel olarak bir fark yoktur. Seçilen akı yönlendirmesine göre motorun matematiksel eşitliği vektörel olarak düzenlenir ve eşitlikte seçilen akı üzerinden işlemler gerçekleştirilir.

3.3.1. Doğrudan moment kontrolü

Doğrudan moment kontrol yönteminde akı ve momentin hesaplanması için, makina parametreleri ile ölçülebilen akım ve gerilim bilgileri kullandığından bu yöntem vektör kontrol yöntemidir. Bu yöntemde sinüs-üçgen karşılaştırması veya histerezis akım kontrolü gibi PWM oluşturma yöntemine de ihtiyaç yoktur. Doğrudan moment kontrolünde yukarıdaki ilk üç maddenin yerine Histerezis kontrol ve stator gerilim çizelgesi kullanılır (Singh vd 2006). Bölgedeki stator akı vektörünün üst sınır değeridir. Diğer bir yönü ise herhangi mekanik sensör veya kompleks algoritma kullanmaya ihtiyaç duymadan momentin hesaplanabilmesidir. Birçok değişken hızlı sürücüde moment kontrolü gereklidir fakat hızın kesin değerlerle kapalı döngü olarak bulunmasına gerek yoktur. Örneğin elektrikli araçlarda momentin set değeri gaz pedalı ile kullanıcı tarafından belirlenmektedir. DMK kontrolün kullanılması ile elektrikli aracın motor kontrolü aynı

içten yanmalı motorlardaki gibi olmakta ve ani hızlanma ve moment sağlayabilmektedir. DMK iyi bir performansa ve basit kontrol yapısına sahip vektörel kontrol yöntemidir. Moment ve akı değerleri hesaplandıktan sonra histerezis denetleyiciler kullanılarak uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi, moment ve akının doğrudan seçilen bu vektörlerle kontrol edilmesinden dolayı bu yöntem doğrudan moment kontrolü denilmektedir. Burada yapılmak istenen anlık moment ve akı değerlerinin elde edilmesidir. Stator akısının ve geriliminin $\alpha\beta$ eksenlerindeki denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{R'_r L_m^2}{L_r^2} i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{L_m}{L'_r} \left(\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\alpha} + p\omega \psi_{r\beta} \right) \quad (3.43)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{R'_r L_m^2}{L_r^2} i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{L_m}{L'_r} \left(\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\beta} - p\omega \psi_{r\alpha} \right) A \quad (3.44)$$

$$\psi_{s\alpha} = \sigma L_s i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\alpha} \quad (3.45)$$

$$\psi_{s\beta} = \sigma L_s i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta} \quad (3.46)$$

Yukarıdaki akı denklemlerinin zamana göre türevi alınıp, $\alpha\beta$ eksenindeki motor denklemleri kullanıldığında;

$$\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = \frac{R'_r L_m^2}{L_r^2} i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{L_m}{L'_r} \left(\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\alpha} + p\omega \psi_{r\beta} \right) \quad (3.47)$$

$$\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = \frac{R'_r L_m^2}{L_r^2} i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{L_m}{L'_r} \left(\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\beta} + p\omega \psi_{r\alpha} \right) \quad (3.48)$$

3.47 ve 3.48 denklemleri 3.43 ve 3.44 denklemlerinde yerine konulursa stator gerilimleri ve akıları arasındaki ilişkileri gösteren ifadeler aşağıdaki gibidir.

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.49)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.50)$$

Anlık moment değeri stator akısı uzay vektörü ψ_s ve stator akımı uzay vektörü i_s 'nin çarpımı ile elde edilir.

$$t_e = \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (3.51)$$

DMK'da moment ve akı temel parametreler olduğu için; momenti stator ve rotor akılarını kullanarak hesaplamak daha kullanışlıdır.

$$i_{s\alpha} = \frac{\psi_{s\alpha}}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{r\alpha} \quad i_{s\beta} = \frac{\psi_{s\beta}}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{r\beta} \quad (3.52)$$

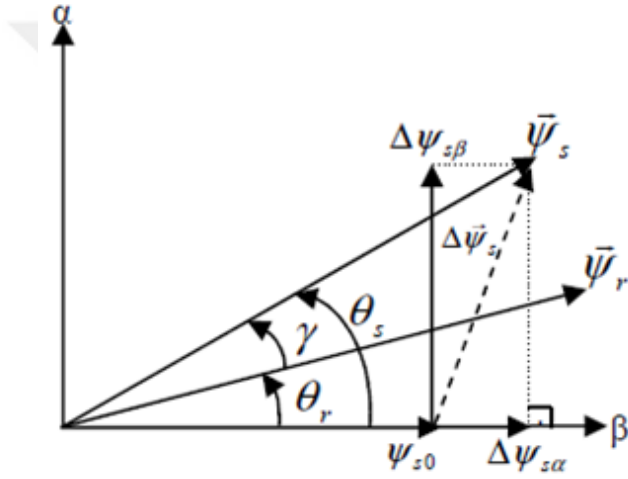
$$i_s = \frac{\psi_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r \quad (3.53)$$

Denklemleri rotor ve stator akısı cinsinden yazabilmek için Denklem 3.52’de elde edilen stator akımı uzay vektörü Denklem 3.51’deki moment ifadesinde yerine konursa;

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_s x \vec{\psi}_r = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\psi_{r\alpha} \psi_{s\beta} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left| \vec{\psi}_s \right| \left| \vec{\psi}_r \right| \sin(\theta_s - \theta_r) \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left| \vec{\psi}_s \right| \left| \vec{\psi}_r \right| \sin \gamma \quad (3.55)$$

ifadesi elde edilir. Yukarıdaki moment denkleğinde bulunan stator ve rotor akı ilişkisi Şekil 3.9’de görülmektedir.



Şekil 3.9. $\alpha\beta$ ekseninde stator ve rotor akı vektörleri

Denklem 3.49 ve 3.50 ile stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edildiği varsayılırsa eşitlik vektörel olarak aşağıdaki hale dönüşür.

$$v_{s\alpha} = \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.56)$$

$$v_{s\beta} = \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.57)$$

Motora uygulanan inverter gerilim vektörü δt kadar uygulandığında yukarıdaki türev içeren denklemler aşağıdaki stator akı denklemlerine dönüşür.

$$\Delta\psi_{s\alpha} = v_{s\alpha} \Delta t \quad (3.58)$$

$$\Delta\psi_{s\beta} = v_{s\beta} \Delta t \quad (3.59)$$

Stator akısının genliği;

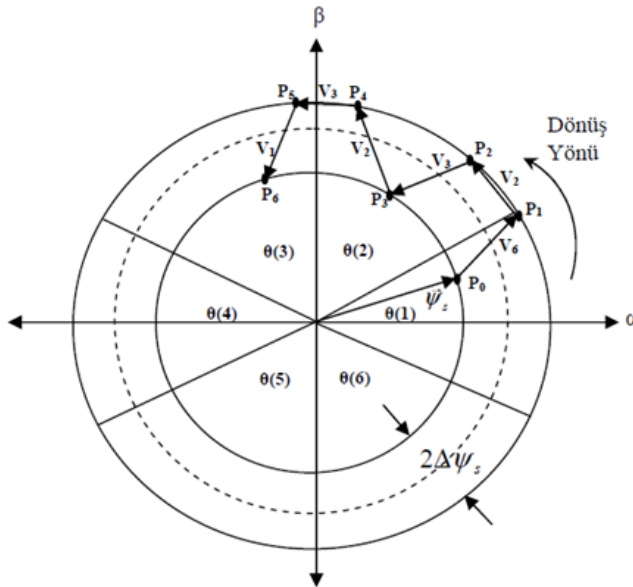
$$\psi_s = \psi_{s0} + \Delta\psi_{s\alpha} \quad (3.60)$$

olarak elde edilir. Stator akısının konumu ise açısına bakarak belirlenir. Örneğin açı $-\frac{\pi}{3}$ ile $\frac{\pi}{3}$ arasındaysa akı birinci bölgededir. Sektörler $\frac{\pi}{3}$ derecelik artışlarla artmaktadır ve altı sektör bulunmaktadır. Şekil 3.10'de t_0 anında δ süresi boyunca motor uçlarına uygulanan gerilim vektörü ile stator akı değişimini göstermektedir. Rotor zaman sabiti çok büyük olduğundan δ süresince rotor akısı sabittir. Böylece δ süresince motordaki elektromanyetik moment

$$\Delta t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r \Delta\psi_{s\beta} \quad (3.61)$$

olarak elde edilir. Yukarıdaki denklemde de görüldüğü gibi motor momentindeki değişim t_0 anında uygulanan β eksenindeki stator akı vektörü ile belirlenir. Momentteki değişim $t_0 + \delta t_0$ süresi boyunca $t_e + \delta t_e$ olacaktır. Yani moment stator gerilim vektörü ya da stator akısı ile değişmektedir. Moment değişimi $\frac{d\psi}{dt}$ değişiminin büyüklüğü ile orantılıdır.

Stator akısını sabit tutacak şekilde statora uygulanan gerilim vektörleri, stator akısını hızlı bir şekilde moment ihtiyacını karşılayacak konuma getirirse, en hızlı moment cevabını oluşturur. Asenkron motor DMK sürücüsünde gerçek moment referans momentten küçükse, $\frac{d\psi}{dt}$ hızlı bir şekilde değiştirilerek moment arttırılır. Eğer moment referans değere eşitse, stator akısının dönmesi durdurulur. Stator akısı uzay vektörü saat yönünün tersi yönünde hızlanırsa pozitif moment, aksi halde negatif moment elde edilir. Stator akısı invertere uygulanan gerilim ile kontrol edilir.

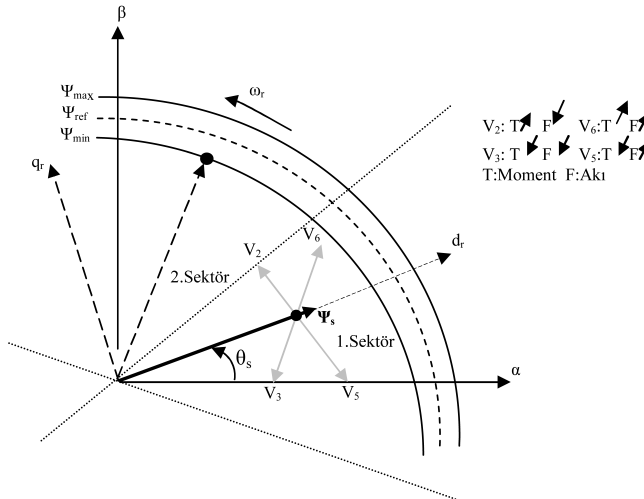


Şekil 3.10. Stator akı kontrolü için yapılan anahtarlama

Şekil 3.10'de stator akısının verilen histerezis band içerisinde tutmak için gerilim kaynaklı invertere verilen gerekli uzay vektör anahtarlama vardır (Vas 1998). İlk başta P_0

noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel bir yörüngede saat yönünün tersine hareket ettirilmiştir. P0 noktası 1. bölgede en alt düzey olup, bu noktada V6 vektörü seçilirse, stator akısı P0' dan P1' e ilerler. P1 noktasında 2. bölgedeki üst sınırdır. Buradan yine 2. bölgedeki P2 üst sınır bölgesinde V2 vektörü ile hareket ettirilir. İkinci bölgede, P2 noktasından P3 noktasına hareket ettirilecekse, V3 gerilim vektörünün seçilmesi gerekir. P3 noktası ikinci bölgede stator akısının en düşük olduğu seviyedir. P3 noktasından P4 noktasında gitmek için ise V2 vektörünün verilmesi yeterlidir. Eğer bu noktada stator uzay vektörü durdurulmak istenirse, V0 veya V7 sıfır anahtarlama vektörlerinden yani pasif vektörlerden biri uygulanır. Bunların seçimi anahtarlama sayısının minimum olmasına göre belirlenir. V2 vektörü (010) olduğuna göre V0 (000) seçilirse bir anahtar V7 (111) seçilirse, iki anahtar konum değişir. Bu durumda, anahtarlama frekansı e gürültünün azaltılması açısından V0 vektörü seçilir ve stator akı vektörü bulunduğu konumu muhafaza eder. Bu noktadan P5 noktasına ilerlemek için V3 gerilim vektörü seçilebilir. P5 konumu 3. bölgedeki stator akı vektörünün üst sınır değeridir. Bu konumda P6 noktasına ilerlemek ve akıyı $2\delta\psi_s$ akı bandı içerisinde tutmak için V1 anahtarlama vektörünün uygulanması yeterlidir. Eğer P6 noktasında stator gerilim vektörü saat yönü ile aynı yönde döndürülmek istenirse, V3 gerilim vektörünü seçmek yeterli olacaktır. Böylece stator akısı istenen ψ_{ref} etrafında $2\delta\psi_s$ bandı içerisinde kontrol edilir.

Yukarda bahsedildiği gibi, saat yönünün tersinde dönen bir motor için moment artışı isteniyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersine hareket ettirmek gerekir. Momentte bir azalma isteniyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Momentin değişmesi istenmiyorsa, stator akısı vektörünün dönmesi durdurulur. Bu üç farklı moment durumu için seçilecek vektörler, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye ve stator akısında yapılacak değişikliğe bağlıdır. Dolayısıyla, moment ve stator akısındaki artma ve azalma durumları için altı aktif vektör arasından seçim yapılır. Şekil 3.11'de 1. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momentte nasıl etki ettiği gösterilmektedir.



Şekil 3.11. Birinci bölgedeki gerilim vektörlerinin akı ve momente etkileri

Denklem 3.11'den de görüldüğü gibi momentin artması için V2 ve V6 vektörleri,

azalması için V3 ve V5 vektörleri seçilir. Aynı bölgede akının artması için V6 ve V5 vektörleri azalması için V2 ve V3 vektörleri seçilir. Sabit bir T_s periyodunda stator akım vektöründeki değişim $\Delta \bar{I}_s$ aşağıdaki denklemle verilmiştir.

$$\Delta \bar{I}_s = \frac{\bar{V} - \bar{E}}{L'_s} T_s \quad (3.62)$$

Sabit bir anahtarlama frekansı sağlayabilmek için T_s sabit alınır. Birkaç Hertz'in üstündeki hızlarda, stator IR gerilim düşümü ihmal edilebilir. Böylelikle $\bar{V}^*$ gerilimi $\bar{V}_s^*$ gerilimine eşit alınır. Statorun elektriksel zaman sabiti, T_s değerinden daha büyük olduğu varsayılır. Bu yüzden T_s periyodu içerisinde akıdaki değişim lineer kabul edilir. Dolayısıyla T_s periyodu içerisinde elektromanyetik momentteki değişim aşağıdaki formülle ifade edilir.

$$\Delta T = \frac{3p}{2} (\bar{\psi}_s - \Delta \bar{I}_s) = \frac{3p}{2} \left(\bar{\psi}_s - \frac{\bar{V} - \bar{E}}{L'_s} T_s \right) \quad (3.63)$$

Stator gerilimi ve akımı ve geçiş endüktansı arkasındaki gerilim $\bar{E}$ kullanılarak bir periyot içerisindeki momentteki değişim tahmin edilebilir. $\bar{E}$ gerilimi ise stator akısı ve akımı kullanılarak hesaplanabilir. 3.49 ve 3.50 denklemleri ve asenkron motorun dq eşdeğer devresi geçiş endüktansı arkasındaki gerilim aşağıdaki formu almaktadır.

$$\bar{E} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \frac{d}{dt} (L'_s \bar{I}_s) = \frac{d}{dt} (\bar{\psi}_s - L'_s \bar{I}_s) \quad (3.64)$$

$\bar{E}$ geriliminin sinüzoidal olduğu varsayılırsa,

$$\bar{E} = j\omega_e (\bar{\psi}_s - L'_s \bar{I}_s) \quad (3.65)$$

Denklem 3.65'deki uyarma frekansı, stator akı vektörü ve terminal büyüklükler kullanılarak hesaplanabilir. Ortalama stator frekansını bulmak için $\bar{\psi}_s$ değeri de sinüzoidal kabul edilerek aşağıdaki ifade oluşturulur.

$$\omega_e = \frac{(\bar{\psi}_s \times j\omega_e \bar{\psi}_s)}{|\bar{\psi}_s|^2} = \frac{\bar{\psi}_s \times (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s)}{|\bar{\psi}_s|^2} \quad (3.66)$$

Dolayısıyla T_s periyodu içerisinde momentteki değişim, 3.64-3.66 arasındaki denklemler kullanılarak hesaplanabilir. T_s periyodu içerisinde akıdaki değişim ise basitçe aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Delta \psi_s = (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) T_s = \bar{V}_s T_s \quad (3.67)$$

Akıdaki ve momentteki değişimlerin hesaplanan veya tahmin edilen değerleri Denklem 3.63 ve 3.67 kullanılarak inverterin veya rölelerin anahtarlama durumları belirlenir.

3.3.2. Uzak vektör modülasyonu ile doğrudan moment kontrolü

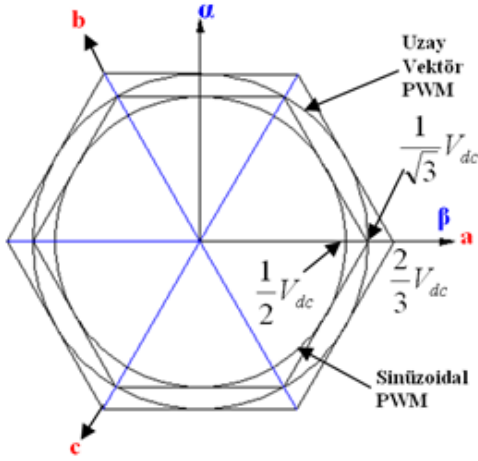
Anahtarlama tablosu tabanlı doğrudan moment kontrolü (DMK), gerilim kaynağı ile beslenen asenkron motorlar için çok basit bir vektör kontrol yöntemidir. Bununla birlikte, hızlı dinamik tepki, parametre değişikliklerine karşı düşük duyarlılık, dahili akım kontrol döngüleri olmaması ve doğal olarak hareket-sensörsüz çalışması gibi bazı cazip özelliklerin yanı sıra DMK ile ilgili bazı sorunlar da vardır. Bu sorunlar ve zorluklar; başlatma zorluğu ve düşük hızda çalışma, yüksek akım ve moment dalgalanması, değişken anahtarlama frekansı ve yüksek nominal seviye, polarite tutarlılık kurallarının şiddeti (DA geriliminde ± 1 anahtarlamanın önlenmesi için), histerezis denetleyicilerinin dijital olarak uygulanması için gerekli olan yüksek örnekleme frekansı şeklinde listelenmektedir.

Geleneksel DMK performansını arttıran bir başka popüler yaklaşım ise uzak vektör modülasyonunu (UVM) kullanmaktır. Uzak vektör modülasyonunun çoğu durumunda, gerilim vektörü PWM tekniği kullanılarak sentezlenir. Bu nedenle, geleneksel DMK çözümünün aksine, DMK-UVM şemasında, kontrol algoritmasındaki anahtarlama harmonikleri ihmal edilir.

UVM tabanlı DMK'nın temel noktası, referans gerilim vektörünün nasıl elde edileceğidir. UVM'nin doğrusal aralıkta rastgele seçilmiş referans gerilim vektörü üretebileceğini bilinmektedir, bu da moment ve akıyı doğru bir şekilde ayarlama potansiyeli sağlamaktadır. Ayrıca, UVM kullanılarak sabit anahtarlama frekansı elde edilebilir. Bu yaklaşım, sabit bir haberleşme frekansı ile çalışmayı sağlayan bir uzak vektör modülasyonu (UVM) kullandığı için temel DMK yaklaşımından farklıdır. Genellikle vektör seçim tablosu ve histerezis denetleyicileri kullanmak yerine iki adet PI denetleyicisi kullanılır. PI denetleyiciler gerekli stator gerilim vektörünü, örnekleme periyodu üzerinde hesaplar. Anlık moment ve akı değerleri okunarak, referans değerler ile karşılaştırılır. Akı ve moment hataları PI denetleyiciye girerek aşağıdaki denklikler kullanılarak çıkışta d ve q eksenindeki gerilimler (V_{sd} , V_{sq}) hesaplanır. Ancak burada moment ve akı hatalarını minimuma indirmek için ve referans değerlere hızlı ulaşabilmesi için PI kullanmak yerine gerilimler gerekli formüller kullanılarak, hesaplanarak verilmeye çalışılmıştır (Vas 1992).

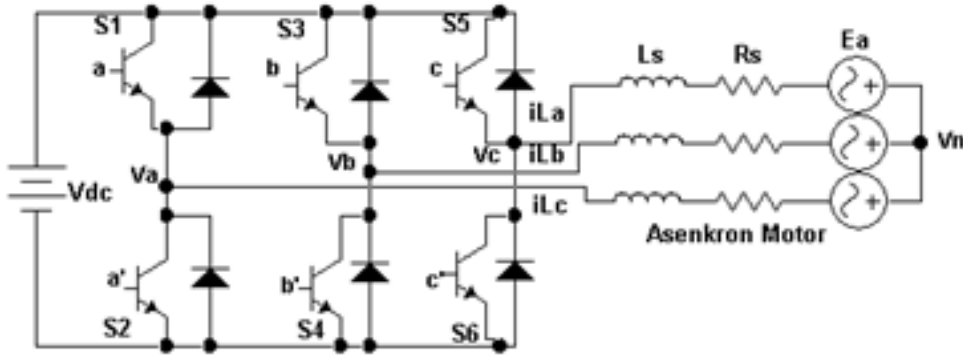
3.3.2.1. Uzak vektör modülasyonu

Uzak vektör PWM (UVPWM), sinüzoidal PWM'e göre daha düşük harmonikli çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi üretmesi nedeniyle endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Ayrıca devredeki anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azalırken, kaliteli bir AC çıkış akımı da sağlanır (Zelechowski vd 2005).



Şekil 3.12. Uzak vektör ve sinüzoidal PWM için maksimum gerilim gösterimi

Uzak vektör modülasyonu inverterde çıkış gerilimi üretmek için temel uzak vektörlerinin belli bir sıra ile kullanılmasıdır. Bu metot özellikle mikroişlemci ve elektronik hesaplama tekniklerinin gelişmesi ile daha çok yaygınlaşmıştır. Özellikle geliştirilen DSP'lerde hazır PWM birimlerinin olması metodu kolay ulaşılabılır hale getirmektedir. S1'den S6'ya kadar olan anahtarları a-a', b-b', c-c' şeklinde temsil edersek, S1'den S3'e olan anahtarların konumunu bilmek bütün anahtarların konumunu bilmemiz için yeterlidir. Üsteki anahtarlara gelen sinyal "1" olduğunda, anahtarlar "on" konumunda olur, bu sırada aşağıdaki anahtarlar otomatik olarak "0" bilgisini alır ve "off" moduna geçer.



Şekil 3.13. 3 faz asenkron motor ve inverter eşdeğer devresi

Anahtarlama vektörü $[abc]^T$ ile faz-faz gerilimlerinin vektörü $[V_{ab}V_{bc}V_{ca}]^T$ arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilebilir.

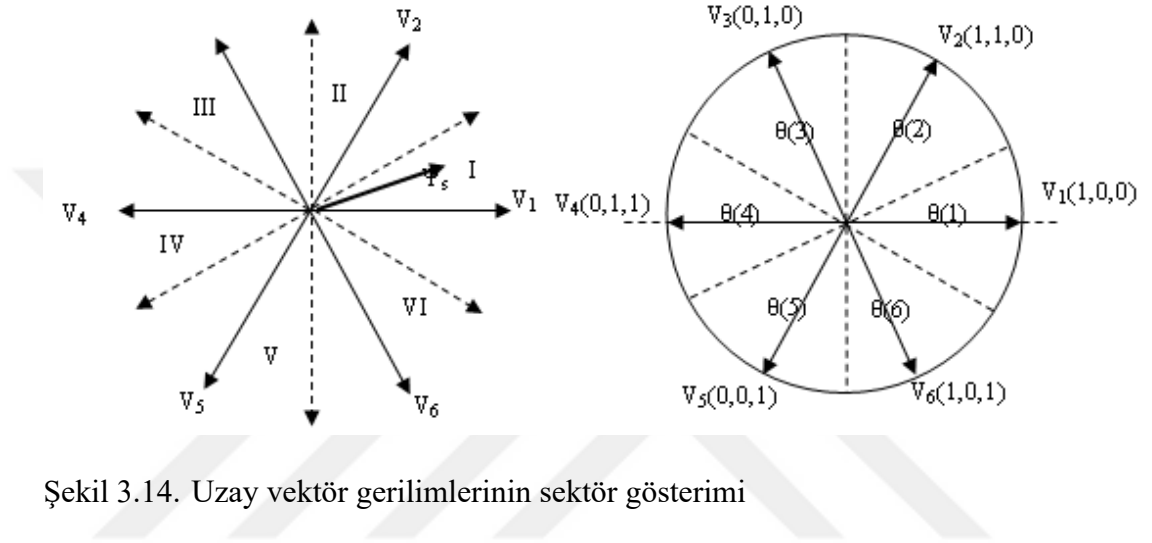
$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

Anahtarlama vektörü $[abc]^T$ ile faz-nötr gerilimlerinin vektörü $[V_{ab}V_{bc}V_{ca}]^T$ arasındaki

ilişki ise şöyledir.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Motorun dönmesi için gereken uzay vektör gerilim değerleri ve sektörleri 3.68’de gösterilmiştir. 3.68 ve 3.69 denklükleri kullanılarak inverter bacaklarına uygulanacak ”0” ve ”1” değerleri ve böylelikle gerilim değerleri belirlenebilir. Bu değerler Çizelge 3.2’de ifade edilmektedir.

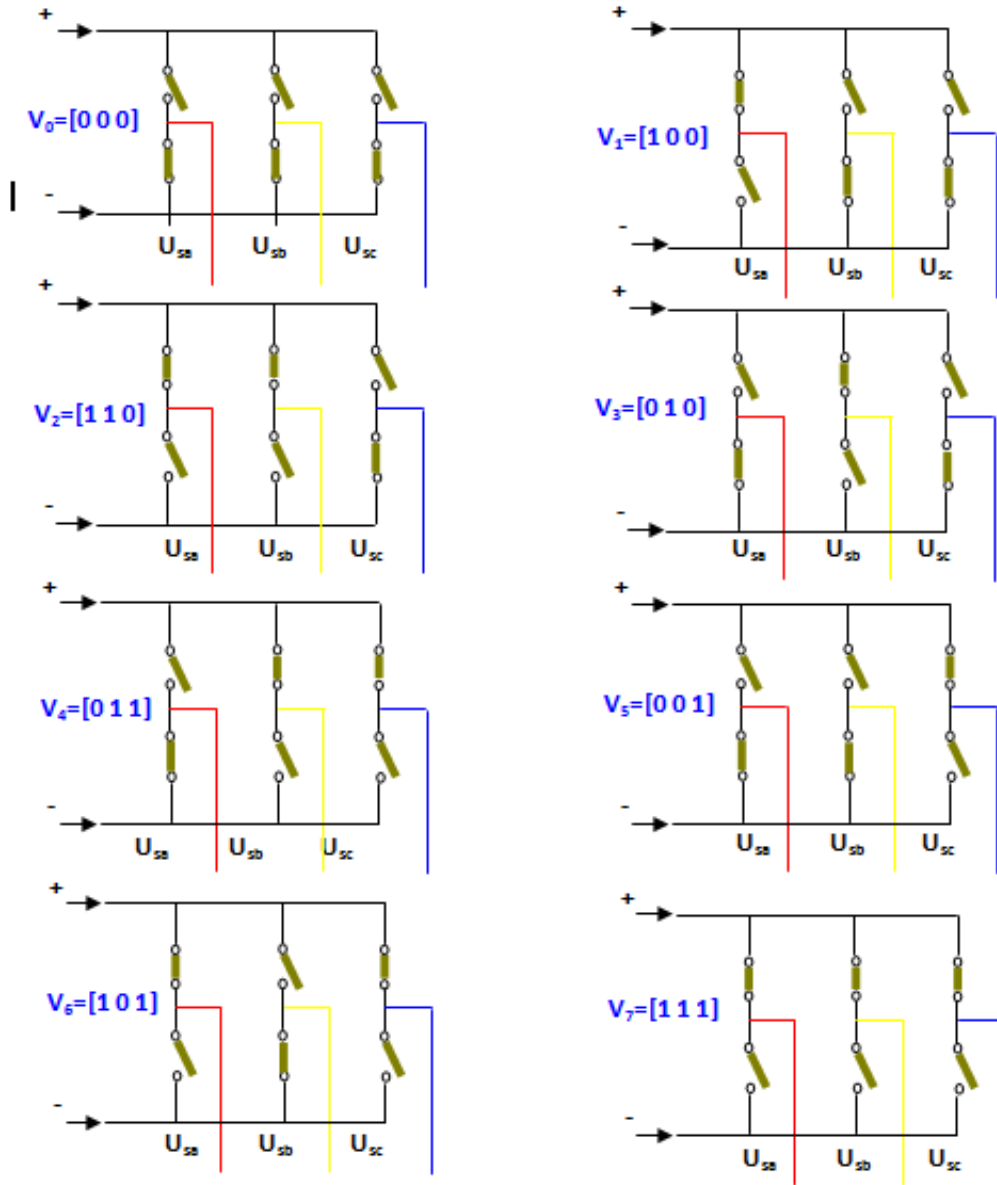


Şekil 3.14. Uzay vektör gerilimlerinin sektör gösterimi

Anahtarlama işlemi; statora uygulanan gerilim, $V_i(S1, S2, S3)$ ($i=0,1,2...7$), 8 ayrı anahtarlama dan oluşan 8 farklı gerilim vektöründen biri seçilerek gerçekleştirilir. 6 anahtarlama seviyesi dışında, uygulandığında çıkışında bir gerilim üretmeyen $V_0(0,0,0)$ ile $V_7(1,1,1)$ seviyeleri vardır.

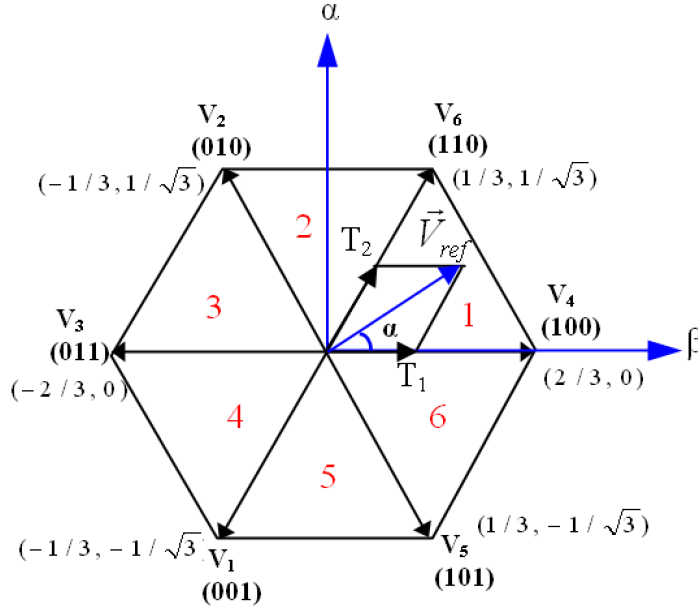
Çizelge 3.2. Anahtarlama gerilimleri

Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Faz Gerilimleri			Fazlar arası Gerilimler		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0



Şekil 3.15. Uzak vektör gerilimleri ve anahtarlamlar

Buradaki V_{ref} uzak vektörü senkron hızla dönen d-q eksenlerindeki bir büyüklüğün duran $\alpha - \beta$ eksenlerine taşınması ile elde edilir. Duran eksenlerde örnekleme periyodu boyunca çıkışa altı adet uzak vektörü uygulanır. Bu uzak vektörleri $\alpha - \beta$ eksenlerinde 60° 'lık açı farkları ile konumlanmıştır. Altı uzak vektörü duran eksenlere yerleştirildiğinde gerilim vektörlerinin oluşturduğu altıgen yine bu vektörler tarafından altı eşit bölgeye bölünür. V_0 ve V_7 vektörlerinin büyüklüğü sıfır olduğu için orijine yerleştirilir (Çelik 2004).



Şekil 3.16. Anahtarlama vektörlerinin $\alpha\beta$ ekseninde gösterimi ve büyüklükleri

Şekil 3.16'de olduğu gibi referans gerilim vektörü, duran ekseninde oluşan altı bölgenin sınırladığı alan içerisinde yer alır. Bu teknikte öncelikle referans vektörün hangi bölgede olduğu tespit edilir. Daha sonra referans vektör bulunduğu bölgeyi sınırlayan iki vektörün ve sıfır vektörlerinin ağırlık ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilir. Referans gerilim vektörü, hangi bölgede olduğu belirlenir. Bu bölgede iki adet aktif gerilim vektörü ve çıkış gerilimini değiştirmeyen iki adet sıfır V_0 ve V_7 gerilim vektörleri alınır. V_{ref} ile bu vektörler arasındaki ilişki verilmiştir. Burada k indisi referans gerilim vektörünün bulunduğu bölgeyi sınırlayan iki vektörün indislerini verir.

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} V_k dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \vec{V}_0 dt \quad (3.70)$$

V_0 ve V_7 vektörlerinin büyüklüğü sıfıra eşit olduğundan denklemde bir etkisi yoktur ve yer verilmez. V_1 , V_2 gerilim vektörleri sabittir. V_{ref} vektörü, örneklem süresi (T_s) boyunca sabittir.

$$\vec{V}_{ref} T_s = \vec{V}_1 T_1 + \vec{V}_2 T_2 \quad (3.71)$$

Vektörlerin $\alpha - \beta$ eksenleri ile yaptığı açılar kullanılarak, anahtarlama vektörlerinin inverterde kalma süreleri denklemlerle ifade edilebilir. Bu denklemlerde T_s anahtarlama periyodudur. Gerilimin α yatay eksenine yaptığı açı (α) her sektör için uygun açılarla birinci bölgeye taşınarak anahtarlama yapılır. Örneğin; gerilim ikinci bölgede ise α açısından $\frac{\pi}{3}$ değeri çıkarılarak, vektör birinci bölgedeymiş gibi süreler hesaplanır.

$$\alpha = (n - 1) * \pi/3 \quad (3.72)$$

$$\vec{V}_s * T_s = \vec{V}_{s(k)} T_k + \vec{V}_{s(k+1)} T_{k+1} \quad (3.73)$$

$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (3.74)$$

$$a = \frac{|\vec{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \quad (3.75)$$

$$T_1 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.76)$$

$$T_2 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.77)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \left(\begin{array}{l} n = 1 - 6 \\ 0 \leq \alpha \leq 60 \end{array} \right) \quad (3.78)$$

T_0 , T_1 , T_2 anahtarlama zamanlarını hesaplandıktan sonra inverterdeki anahtarlar bu zaman aralıklarına göre tetiklenir. Örneğin V_{ref} vektörü birinci bölgede ise V_1 , V_2 , V_0 ve V_7 gerilim vektörleri T_0 , T_1 , T_2 süreleri boyunca aktif edilir. Anahtarlama yapılırken dikkat edilmesi gereken en önemli durumlardan biri anahtarlama kayıplarıdır. Bu kayıpları minimuma indirecek şekilde anahtarlandırmak istersek; birinci bölgedeki bir V_{ref} vektörü için gerilimler V_0 , V_1 , V_2 , V_7 , V_2 , V_1 , V_0 sırasında verilmelidir. İkinci bölgedeki bir V_{ref} vektörü için ise V_0 , V_3 , V_2 , V_7 , V_2 , V_3 , V_0 şeklinde verilmelidir. Yani her pozisyon değişiminde sadece bir kolda konum değişikliği olmalıdır. Diğer bölgeler için anahtarlama sıraları Çizelge 3.3’de verilmiştir.

Çizelge 3.3. Gerilim vektörlerinin anahtarlama sırası

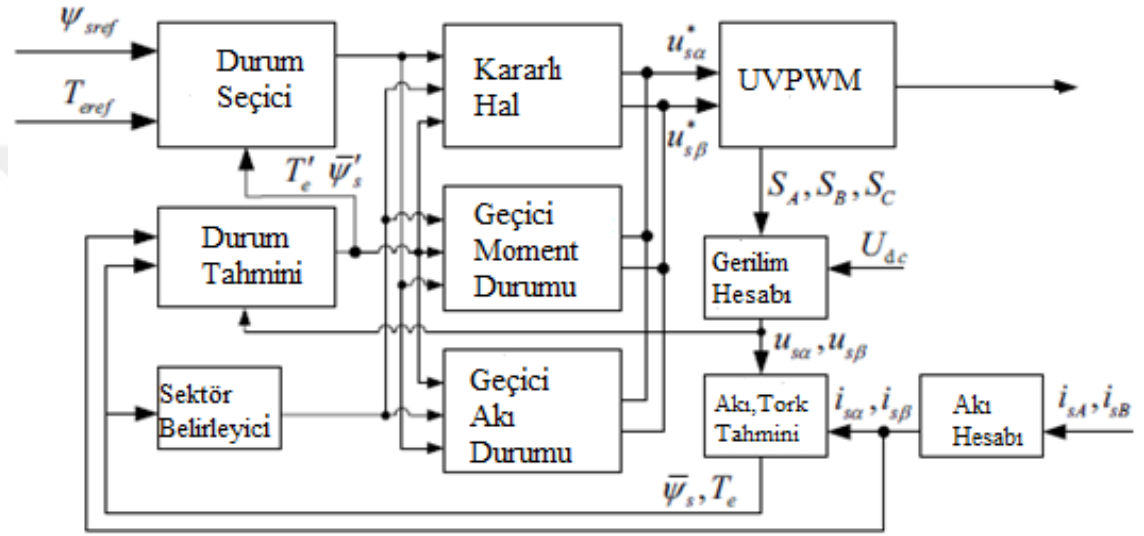
Sektör	Anahtarlama Sırası
I	0-1-2-7-2-1-0
II	0-2-3-7-3-2-0
III	0-3-4-7-4-3-0
IV	0-5-4-7-4-5-0
V	0-5-6-7-6-5-0
VI	0-1-6-7-6-1-0

3.4. Asenkron Motorda Moment ve Akıda Görülen Geçiş Durumları

Bu stratejinin temel fikri, stator akı referans vektörünün genliği ve açısının ayrışması üzerine kuruludur. Akı vektörün genliği alınır, ancak açısı istenen performanslara, yani elektromanyetik moment dalgalanmalarının azaltılmasına göre hesaplanmalıdır. Bu durumlar asenkron motor kontrolünü; stator akı ve momentinin geçiş ya da kararlı olmasına göre dört farklı duruma böler. Her bir durum için, minimum moment dalgalanmasını ve çembersel stator akısını korumaya çalışır. Geçiş durumlardaki ani moment tepkisini yakalayabilmek için gerekli gerilimi hesaplayan özel algoritması vardır.

Farklı durumlar için kontrol algoritması

- Kararlı durum
- Geçiş durumları
 - Moment geçişi durumu
 - Akı geçişi durumu
 - Moment-akı geçiş durumu



Şekil 3.17. Durum seçim blok diyagramı

Doğrudan moment kontrolünde kullanılan anahtarlama tablosu induksiyon motorun, başlatma esnasında veya referans stator akısındaki elektromanyetik momentindeki değişimlerde yavaş tepki vermesine sebep olabilir. Anahtarlama gerilimi vektörleri, stator akı konumu, stator akı ve elektromanyetik moment büyüklüklerindeki hatalara göre belirlenir. Fakat moment ve akıdaki hataların büyük ya da küçük olması ayırt edilemez. Böylelikle büyük hatalar için seçilen anahtarlama vektörleri (örneğin başlatma sırasında veya momentte bir basamak değişikliği sırasında), küçük hatalar için seçilen anahtarlama vektörleri ile aynıdır. Hataların aralığına (ve stator akı uzay vektör konumuna) uygun olan anahtarlama vektörlerini seçmek mümkündür. Bu durumda başlatma esnasında, referans elektromanyetik moment ve stator akısının değişiminde verilen tepkilerde artış gözlemlenebilir. Sistemde başlatma esnasında stator akısının daha hızlı bir şekilde artmasını sağlayan (bu süre zarfında momentteki değişim azdır) anahtarlama durumları kullanılır. Stator akı hatası küçük olduğunda ise elektromanyetik momentin daha hızlı bir şekilde artıracak şekilde anahtarlama durumları seçilir (Vas 1998).

Bu amaçla, asenkron motora uygun bir matematiksel model kullanılır ve tüm olası inverter durumları ile her örnekleme periyodu için elektromanyetik moment hesaplanır.

Bu algoritma daha sonra tahmini elektromanyetik moment ile referans moment arasında minimum sapma sağlamak için inverter anahtarlama durumlarını seçer.

Asenkron motorlara uygun bir matematiksel model kullanılarak aşağıdaki stator ve rotor gerilim denklemleri ile elektromanyetik moment ifadeleri tanımlanır. Daha kolay hesaplama yapabilmek için manyetik saturasyon etkileri ihmal edilir, rotor-akı ekseninde (w_{mr} hızında dönen) gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir:

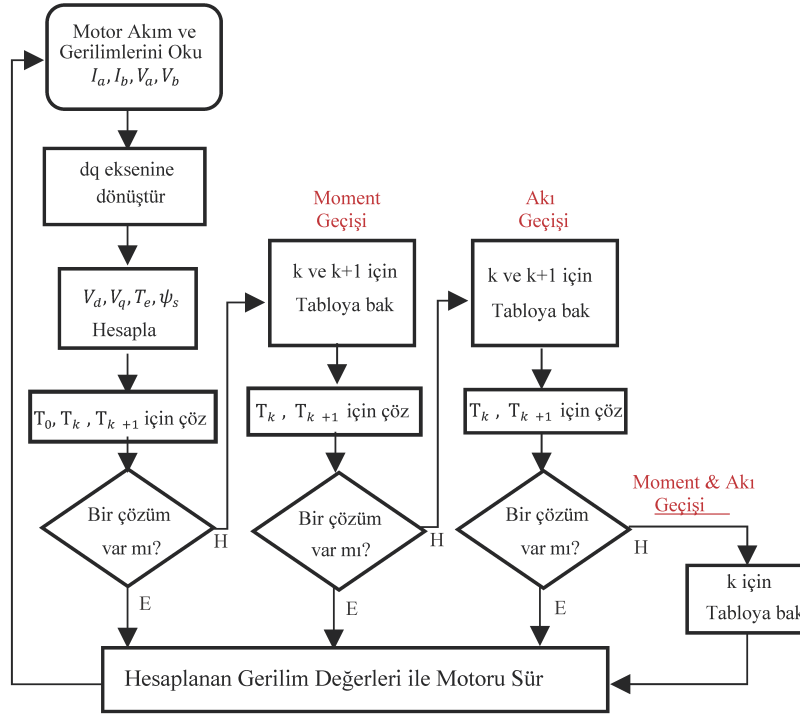
$$\vec{u}_s' = R_s \vec{i}_s' + \frac{L_s' d\vec{i}_s'}{dt} + jw_{mr} L_s' \vec{i}_s' + \frac{L_m}{L_r} \left(jw_{mr} |\vec{\psi}_r| + \frac{d|\vec{\psi}_r|}{dt} \right) \quad (3.79)$$

$$0 = \frac{|\vec{\psi}_r|}{T_r'} + \frac{d|\vec{\psi}_r|}{dt} - \frac{L_m \vec{i}_s'}{T_r'} + j(w_{mr} - w_r) |\vec{\psi}_r| \quad (3.80)$$

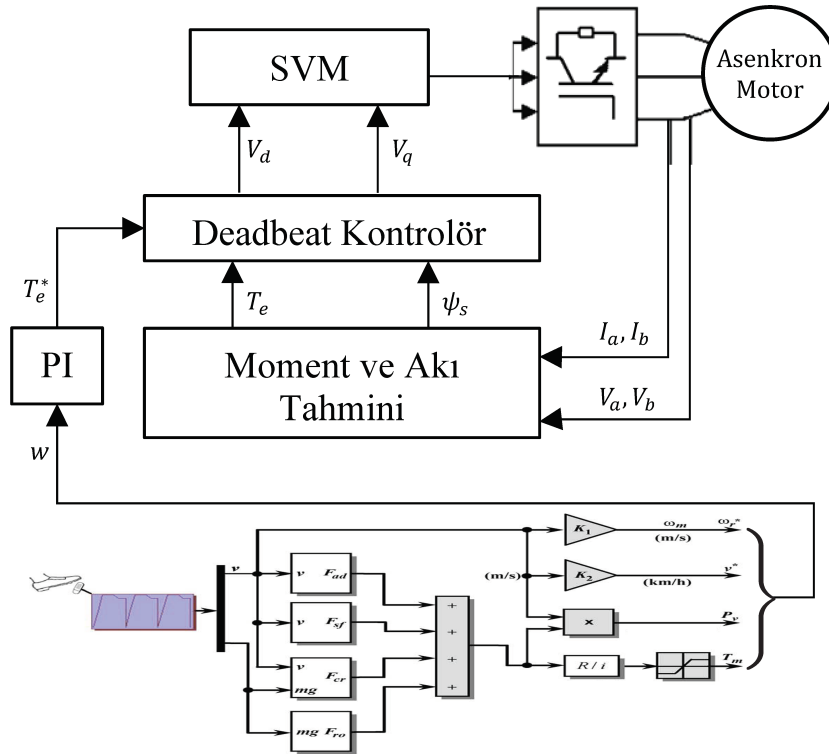
$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} |\vec{\psi}_r| i_{sy} \quad (3.81)$$

Bu denklemlerde, değerler rotor akısı ekseninde ifade edilir, L_s' stator geçici endüktansı, T_r' rotor geçici zaman sabitidir. Bu üç denklemleri sabit referans ekseninde elektromanyetik moment, rotor akısı uzay vektörünün konumu, rotor hızı ve motor parametreleri içeren tek bir stator gerilim uzay vektörü denklemleri haline getirmek mümkündür. Örnekleme süresi aralığı içerisinde rotor hızının sabit olduğu ve referans elektromanyetik momentinin bir adım fonksiyonu olduğu varsayılarak, $\vec{u}_s'$ basit bir şekilde ifade ile elde edilir. Elde edilen bu ifade elektromanyetik moment referans değeri ve rotor akısı referans değerinden oluşmaktadır. Bu gerilim uzay vektör değeri, sabit referans eksenindeki $\vec{u}_{sref}$ referans gerilim uzay vektörüdür. Böylece inverterin uygun anahtarlama durumu uzay-vektör modülasyonu kullanılarak belirlenebilir.

İstenen stator gerilim anahtarlama vektörlerini sabit bir anahtarlama döngüsü boyunca, elektromanyetik momentin ve stator akısının ani darbe (deadbeat) kontrolü altında olduğu bir yöntem kullanarak tahmin etmek de mümkündür. Bu amaçla, önceki döngüde elde edilen elektromanyetik moment ve stator akısı hataları kullanılarak (bir döngü-bazlı olarak) gereken stator-gerilim uzay vektörü hesaplanır (Zhang vd 2007). Ayrıca asenkron motorun ters EMK'sı da hesaplanır. Bu algoritmanın avantajlarından birisi de sabit bir anahtarlama frekansı vermesidir. Bununla birlikte, yalnızca bir ani moment geçişi (bu en önemli durumdur) olduğu zaman, akının gecikmeli olarak kontrol edilmesi mümkündür ve bu durumda örnekleme aralığında iki anahtarlama gerilimi vektörü seçilir. Geliştirilmiş kontrol sisteminin akış çizelgesi Şekil 3.18'de ve sistemin kontrol şeması ise Şekil 3.19'da gösterilmiştir.



Şekil 3.18. Geliştirilmiş ani darbe (deadbeat) kontrol sisteminin akış çizelgesi



Şekil 3.19. Elektrikli araçlar için geliştirilmiş ani darbe (deadbeat) kontrol şeması

3.4.1. Ani darbe (deadbeat) moment ve akı kontrolü

Geçiş durumlarında kullanılan ani darbe (deadbeat) kontrol stratejisi (anahtarlama vektör seçimi) ile, elektromanyetik moment referansında (örn. kademeli değişim) bir geçiş durumu gözleniyorsa, stator akısında ani darbe (deadbeat) kontrol uygulanarak (T_s süresi boyunca moment hatasını azaltmak için) elektromanyetik momenti istenen yönde sürülür.

Bu kontrol yapısında kontrolör, stator gerilim vektörünü öngörülü hesaplayarak moment ve akı büyüklük değerlerini sabit bir periyot içerisinde ani darbe (deadbeat) kontrol ile referans değerlerde tutmaya çalışır. Sabit periyot zamanı anahtarlama periyodunun yarısına eşittir ve T_s ile gösterilir. Herhangi bir T_s periyodunun başlangıcı t_n olarak kabul edilir. T_s periyodu içerisinde aşağıdaki ifade ile, moment darbe, atım (beat) yöntemi ile kontrol edilir.

$$\Delta T = T^* - T(t_n) \quad (3.82)$$

Yukarıdaki ifadede T^* değeri momentin referans değeridir. Denklem 3.82'nin denklem 3.63 içerisine yerleştirilmesiyle aşağıdaki ifade elde edilir.

$$T^* - T(t_n) = \frac{3p}{2} \frac{T_s}{L'_s} (\bar{\psi}_s \times (\bar{V}^* - \bar{E})) \quad (3.83)$$

Bu denklemde $\bar{V}^*$ gerilim vektörünü gösterir (IR gerilim düşümü çıkarılmış hali) ve momentin ani darbe (deadbeat) kontrolünü sağlamaktadır. Denklem d ve q bileşenleri cinsinden şu şekilde ifade edilebilmektedir.

$$\Delta T = \frac{3pT_s}{4L'_s} ((-\psi_{ds}E_q + \psi_{qs}E_d) + (-\psi_{ds}V_q^* - \psi_{qs}V_d^*)) \quad (3.84)$$

Yukarıdaki ifade daha iyi incelemek için K_e tanımlarsak,

$$K_e = \frac{4\Delta T L'_s}{3pT_s} + (\psi_{ds}E_q - \psi_{qs}E_d) \quad (3.85)$$

Referans gerilimin q bileşeni aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$V_q^* = \frac{K_e + \psi_{qs}V_d^*}{\psi_{ds}} \quad (3.86)$$

Stator akısının büyüklüğünün kontrolü aşağıdaki ifade ile sağlanır.

$$\Delta |\bar{\psi}| = \psi_s^* - |\bar{\psi}(t_n)| \quad (3.87)$$

Referans stator akısının büyüklüğü ψ_s^* ile gösterilmektedir. Denklem 3.67 kullanılarak akı büyüklüğünün ani darbe (deadbeat) kontrolü için gerekli $\bar{V}^*$ gerilimi aşağıdaki ifadede elde edilebilir.

$$\psi_s^* = |\bar{V}T_s + \bar{\psi}_s(t_n)| \quad (3.88)$$

Bu ifade aşağıdaki formda da yazılabilmektedir.

$$\psi_s^{*2} = (V_q^* T_s + \psi_{qs})^2 + (V_d^* T_s + \psi_{ds})^2 \quad (3.89)$$

Burada $\bar{\psi}_s$ değeri, T_s periyodunun başlangıcındaki akı vektör değeri olduğu varsayılır. Denklem 3.83 ve Denklem 3.89, V_d^* ve V_q^* için iki bilinmeyenli iki denklemi göstermektedir. Denklem 3.86'ü Denklem 3.89'nin içine yazarak bilinmeyen V_d^* değişkeni için ikinci dereceden denklem elde edilir.

$$\begin{aligned} \left(T_s^2 + \frac{\lambda_{qs}^2}{\lambda_{ds}^2} T_s^2 \right) V_d^{*2} + \left(\frac{2K_e \lambda_{qs} T_s^2}{\lambda_{ds}^2} + 2\lambda_{ds} T_s + \frac{2\lambda_{qs}^2 T_s}{\lambda_{ds}} \right) \bar{V}_d^* \\ + \frac{T_s^2 K_e^2}{\lambda_{ds}^2} + \frac{2\lambda_{qs} K_e T_s}{\lambda_{ds}} + \lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2 - \lambda_s^{*2} = 0 \end{aligned} \quad (3.90)$$

Denklem 3.90 V_d^* değeri için iki çözüm sunmaktadır. Bu çözümlerden mutlak değeri en küçük olan seçilir. Bunun sebebi ise moment ve akı değerlerini referans değerlerine sürebilmek için gerekli en küçük d bileşeninin yeterli olmasıdır. Denklem 3.86 ile V_q^* değeri hesaplanabilmektedir. Denklem 3.90'i kullanarak V^* gerilim vektör değeri bulunur. Daha sonra, V^* gerilim vektörüne stator IR gerilim düşümü eklenerek stator gerilimin referans değeri V_s^* elde edilir.

$$\bar{V}_s^* = \bar{V}^* + R_s \bar{I}_s(t_n) \quad (3.91)$$

Denklem 3.91'da bir önceki döngüden gelen stator IR gerilim düşümü $\bar{V}^*$ değerine eklenmektedir. Daha önceden de belirtildiği gibi L'_s üzerindeki gerilim düşümü stator IR gerilim düşümüne kıyasla daha küçük olduğu için stator akımındaki değişim lineer kabul edilir. Buna ek olarak, T_s boyunca stator akım vektöründeki değişimin, stator akım vektör büyüklüğünden daha küçük olması denklem 3.91'de görülebilmektedir. İnverter anahtarlama durumları, ile uzay vektör PWM'leri kullanılarak belirlenir. T_s periyodu aralığında $\bar{V}_s^*$ değeri, stator gerilim vektörünün ortalama değerini göstermektedir (Zhang vd 2013). Anlık stator gerilim vektörü, yani $\bar{V}_s^*$ değeri, inverterin k durumuna bağlı olarak aşağıda verilen yedi değerden birini almaktadır. Bu durum vektörleri Şekil 3.20'te gösterilmektedir. Stator gerilim değerleri,

$$\bar{V}_{s(k)} = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (3.92)$$

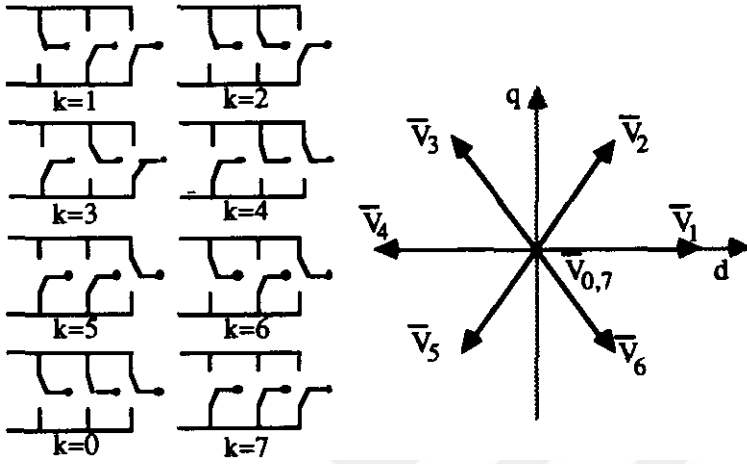
şeklinde ifade edilir. Referans gerilim değeri ile iki gerilim vektörü $\bar{V}_{s(k)}^*$ ve $\bar{V}_{s(k+1)}^*$ arasında vektörel bir ilişki bulunmaktadır. $\bar{V}_{s(k)}^*$ ve $\bar{V}_{s(k+1)}^*$ vektörlerinin çalışma oranları (uygulanma süreleri) sırasıyla T_k ve T_{k+1} ile ifade edilir. Bu vektörel ilişki ile T_k ve T_{k+1} süreleri aşağıdaki denklem kullanılarak elde edilir.

$$\bar{V}_s^* T_s = \bar{V}_{s(k)}^* T_k + \bar{V}_{s(k+1)}^* T_{k+1} \quad (3.93)$$

Anahtarlama periyodundan kalan ise sıfır durumu üzerinde harcanan süredir.

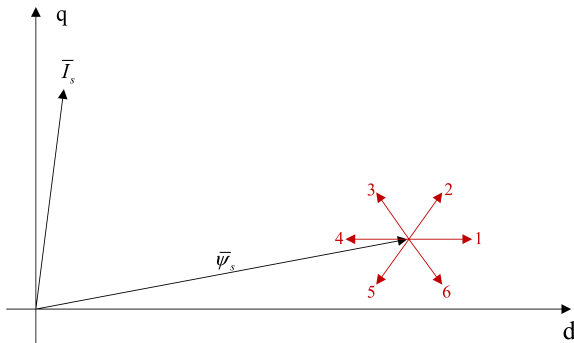
$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (3.94)$$

Burada T_0 değeri, $k = 0$ ve $k = 7$ inverter anahtarlama durumları için harcanan süreyi ifade etmektedir. Sıfır durumundan iki komşu duruma anahtarlama her inverter anahtarı bir kere kullanılmış olur. Dolayısıyla, T_s anahtarlama frekansının yarım periyodudur. Böylece moment ve akı anahtarlama döngüsünde iki kere kontrol edilmiş olur. Buna ek olarak, sinüs-üçgen PWM akım regülasyonu tabanlı kontrolörlere kıyasla kararlı hal işlemlerinde uzay vektör PWM'i akıdaki dalgalanmaları daha da azaltır. Moment veya akıyı kontrol ederken geçiş durumlarındaki dinamik tepkiyi en üst düzeye çıkarmak önemlidir.



Şekil 3.20. İnverter anahtarlama durumları ve stator gerilim vektörleri

Bir anahtarlama periyodunda görülen büyük moment hatası (yani akıdaki adım değişimleri) 3.93 ve 3.94 denklemlerinin anlık çözümü $T_k + T_{k+1}$ toplamının T_s değerinden büyük olmasına sebep olmaktadır. Bu durumda, V değeri bir tek anahtarlama periyodunda sentezlenmek için çok büyüktür. Bu nedenlerle, alternatif bir kontrol yöntemi türetilmelidir. Moment kontrolünde ani değişim olması durumunda, kontrol ünitesi momenti referans değerine doğru sürmeli ve bunu yaparken akıda ani darbe (deadbeat) kontrol ile referans değerinde tutmaya çalışmalıdır. Bu durumun tam tersi ise akı referans geçişinde de geçerlidir. Dolayısıyla, ani darbe (deadbeat) moment kontrolü sağlanırken akı büyüklüğü istenilen referans değerine doğru sürülmektedir.



Şekil 3.21. Geçiş durumlarında durum seçim işleminin vektör şeklinde gösterimi

İlk olarak momentteki geçiş durumunu ele alırsak, T_s periyodu içerisinde moment referans değerine sürülememektedir. Bu sık karşılaşılan önemli bir geçiş durumudur. Burada inverter durumları dikkatlice seçilmelidir. Çünkü bu durumlar, akının ani darbe (deadbeat) kontrolünü sağlarken momentin de istenilen doğrultuda sürülmesini sağlamaktadır. Durum seçimlerini daha iyi incelemek için, akı vektörünün açısının $-\pi/6$ ve $\pi/6$ değerleri arasında olan bir durumu Şekil 3.21 üzerinden incelersek; durum 2 ve 3 uygulandığında, q aksisindeki stator akımı ve stator akısının dolayısıyla momentin artmasına sebep olacaktır. Aynı şekilde, durum 5 ve durum 6 için inceleme yaptığımızda bu değerlerin azalmasına sebep olacaktır. Buna ek olarak, Şekil 3.20 ve Şekil 3.21’den de anlaşılacağı üzere, durum 2 ve durum 6 akı büyüklüğünde artışa sebep olacaktır. Durum 3 ve durum 5 ise akı büyüklüğünde azalmaya sebep olacaktır. Dolayısıyla, T_s aralığı içerisinde moment değerini aralık boyunca sürekli arttırarak, durum 2 ve durum 3 akıyı referans değerine sürmekte kullanılabilir. Moment referansındaki geçişler için durum seçimini Çizelge 3.4 göstermektedir. Bir kere durum k ve durum $k + 1$ tanımlandığında $\bar{V}_{s(k)}$ ve $\bar{V}_{s(k+1)}$ değerlerini Denklem 3.88 içine ekleyerek akı kontrol edilir (Habetler vd 1992).

$$\psi_s^* = \left| \bar{V}_{s(k)}^* T_k + \bar{V}_{s(k+1)}^* T_{k+1} + \bar{\psi}_s(t_n) \right| \quad (3.95)$$

Olabildiğince hızlı bir şekilde momenti bir yönde sürmek istenildiği için sıfır durumu geçiş durumlarında kullanılmamaktadır. Dolayısıyla,

$$T_s = T_k + T_{k+1} \quad (3.96)$$

Denklem 3.95 ve Denklem 3.96, $T_k + T_{k+1}$ değerlerini hesaplamak için eş zamanlı olarak çözülebilmektedir. Bu şekilde akı referans değerine sürülür ve moment sürekli olarak uygun yönde motora maksimum gerilim uygulanarak sürülür.

Akıdaki geçiş durumunu ele alırsak, akı büyüklüğü tek T_s periyodu içerisinde akı referans değerine sürülememektedir. Bu durumda, durum seçimleri tekrar büyük önem taşır. Yukardaki Şekil 3.21’deki örnek kullanılarak, durum 1 ve 2’nin akıyı arttırdığı ve durum 3 ve 4’ün de akıyı azalttığı söylenebilir.

Akı geçişi esnasında momentin kontrolü için k ve $k+1$ durumlarının belirlenmesi Çizelge 3.4’ de verilmiştir. $\bar{V}_{s(k)}$ ve $\bar{V}_{s(k+1)}$ değerleri Denklem 3.83 içine eklenerek moment kontrol edilir. Bu da aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Delta T = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{1}{L'_s} \left(\bar{\psi}_s \times (\bar{V}_k T_k + \bar{V}_{k+1} T_{k+1} - \bar{E} T_s) \right). \quad (3.97)$$

Denklem 3.97, $T_k + T_{k+1}$ değerlerini hesaplamak için Denklem 3.96 ile eş zamanlı olarak çözülebilmektedir. Bu çözüm, akıyı istenen yönde sürerken momentin ani darbe (deadbeat) kontrolünü sağlamaktadır. Burada tekrar sıfır durumları kullanılmamaktadır. Sıfır durumları atlamak bilinen sinüzoidal modülasyonda darbe düşümüne eşdeğer olduğu için tamamen kabul edilebilir bir durumdur.

Geriye kalan tek durum ise aynı anda moment ve akı da geçiş durumudur. Bu durumda, tüm periyot tek bir durum uygulanmak için seçilir. Seçilen bu durum momenti ve akıyı istenen yönlerden olabildiğince hızlı bir şekilde sürmektedir. Durum seçimleri

Çizelge 3.4’de verilmiştir. Seçilen durumlar akı ve momentin uygun yönlerde sürülmesini sağlar. T_s süresi boyunca tek bir durum seçmek temelde tüm üç fazda darbe düşümüdür.

Çizelge 3.4. Moment, akı, moment-akı geçiş durumlarında k ve $k + 1$ durumlarının seçimi

<i>Momentteki Geçiş Durumlarında</i>		
$Sgn(T - T^*)$	k	$k+1$
1	$mod_6(n + 1)$	$mod_6(n + 2)$
0	$mod_6(n + 4)$	$mod_6(n + 5)$
<i>Akıdaki Geçiş Durumlarında</i>		
$Sgn(\psi - \psi_s^*)$	k	$k+1$
0	$mod_6(n)$	$mod_6(n + 1)$
1	$mod_6(n + 2)$	$mod_6(n + 3)$
<i>Akıdaki ve Momentteki Geçiş Durumlarında</i>		
$Sgn(T - T^*)$	$Sgn(\psi - \psi_s^*)$	k
0	0	$mod_6(n + 1)$
0	1	$mod_6(n + 2)$
1	0	$mod_6(n + 4)$
1	1	$mod_6(n + 5)$

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bölüm 3.1’de verilen asenkron motorun modellenmesini temel alarak oluşturulmuş moment kontrol tasarımları MATLAB/SIMULINK yazılım paketi ile test edilip, incelenmiştir. Simülasyon sisteminin gerçek bir sistemden tek farkı, ölçüm gürültülerinin ve sistem gürültülerinin modele dahil edilmemiş olmasıdır. Bu çalışmalar ile makinenin verilen referans değerlere uyup uymadığı, sistemin cevap zamanı ve hız kestiriminin doğruluğu incelenmeye çalışılmıştır. Aşağıda Şekil 4.12-4.14 arasında kontrol sisteminin blok diyagramları verilmiştir.

Geliştirilmiş ani darbe (deadbeat) kontrol algoritması MATLAB/Simulink ile test edilmiştir. Elektrikli araç ve asenkron motor parametreleri Ek bölümünde verilmiştir. Elektrik aracın düz ve eğimli yollarda gösterdiği davranışlar, asenkron motor değişkenlerinin geçiş ve kararlı hal durumları, DMK-UVM ve ani darbe (deadbeat) kontrolü ile sonuçları aşağıda verilmiştir.

Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen faz akımları, stator akısı, dinamik moment, stator akı döngüsü, motor hızı, araç hızı, yük momenti Şekil 4.1-4.6 arasında gösterilmiştir. Grafikler hız sensörü kullanılmadan alınmıştır. Referans akı 1 Wb, aracın referans hızı 20 km/h olarak belirlenmiştir.

Şekil 4.1’te ve Şekil 4.2’de stator akı büyüklüğü ve stator akı döngüsü (xy grafiği) gösterilmektedir. Hem stator akı büyüklüğü hem stator akı döngüsünden görüldüğü üzere akı referans değerini başarılı bir şekilde takip etmiştir.

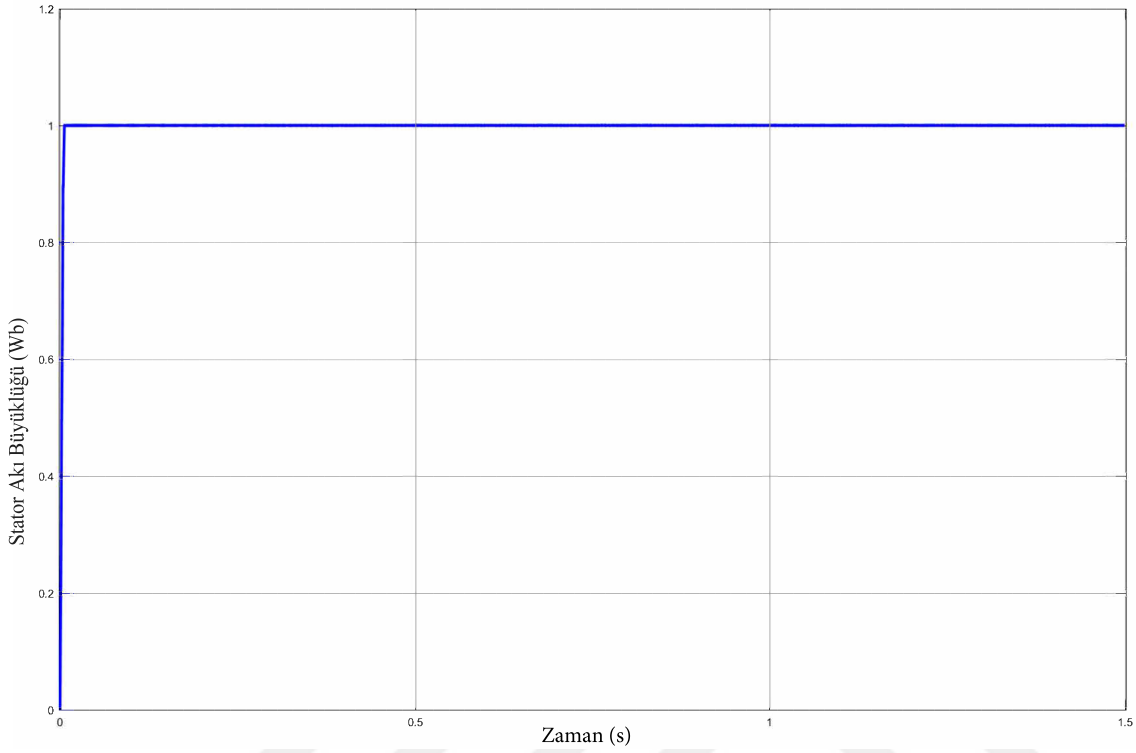
Şekil 4.4’de üç faz stator akımının yol durumuna göre değişkenlik gösteren momente göre değiştiği görülmektedir. Sinüzoidal dalga formuna uyduğu görülmektedir.

Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de dinamik moment cevabı görülmektedir. Şekil 4.8’de momentin referans hızdan elde edilen referans moment değeri verilmiştir. Şekil 4.9’de bu referans değere göre değişen elektromanyetik moment değeri verilmiştir. Yol durumlarının değişmesi (eğimli ya da düz yol) yük momentini etkilediğinden, moment değeri de buna uygun bir değerde kalmaya çalışacaktır.

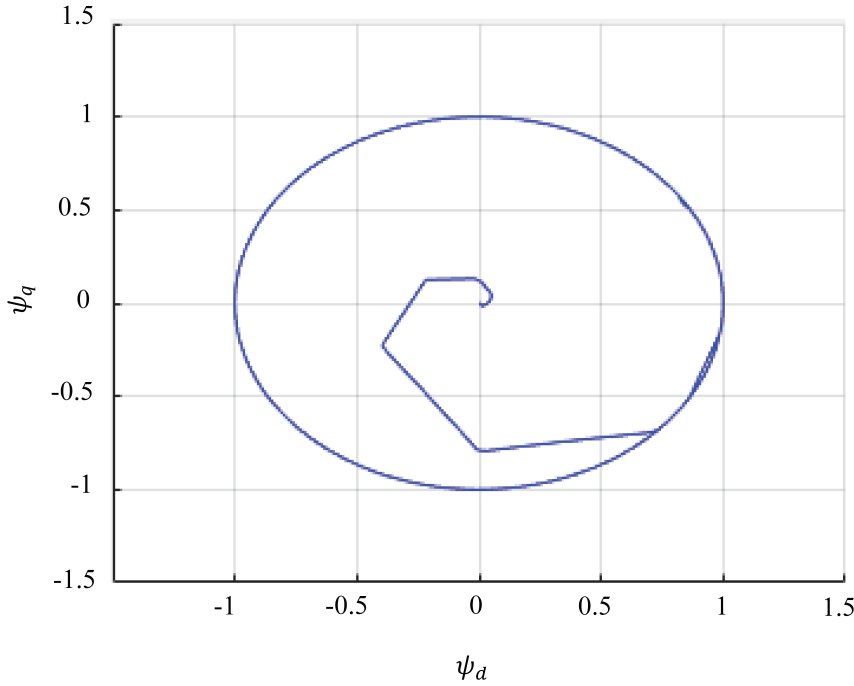
Yol açısı basamak şeklinde verilmiştir. Her 0.2 sn de bir yol durumunun değiştiği varsayılmıştır. 0.2 saniye aralıklarla eğim miktarları sırasıyla otoyol, iyi dağ yolu, ortalama dağ yolu, dik dağ yolu, yol dışı olmak üzere artırılmıştır. Yola bağlı olarak değişen yük momenti Şekil 4.6’de gösterilmiştir. Bunlara bağlı olarak motor hızını sabit tutabilmek için moment değişimi yol yüküne bağlı olarak değişmiştir. Şekil 4.7’de görüldüğü üzere motorun hızı küçük hatalar ile sabit tutulabilmektedir.

MATLAB/Simulink paketinde bulunan DMK-UVM örneğine araç ve motor parametreleri eklenerek ani darbe (deadbeat) kontrol ile karşılaştırmaları yapılmıştır. Şekil 4.15’de sistemin blok diyagramı verilmiştir. DMK-UVM ile moment ve akının referans değerde tutulması için gereken gerilim değerlerini PI denetleyicileri sağlamaktadır. Referans moment değerinin ilk değeri başarıyla takip edilebilmiştir. Fakat PI katsayılarının sabit olmasından dolayı geçişler sırasında dalgalanmaların arttığı gözlenmektedir. %30 ve üzeri eğimli yollarda, aynı referans moment değeri verildiğinde bile sistemin toparlanamadığı, hızın sabit tutulamadığı ve hızın azaldığı Şekil

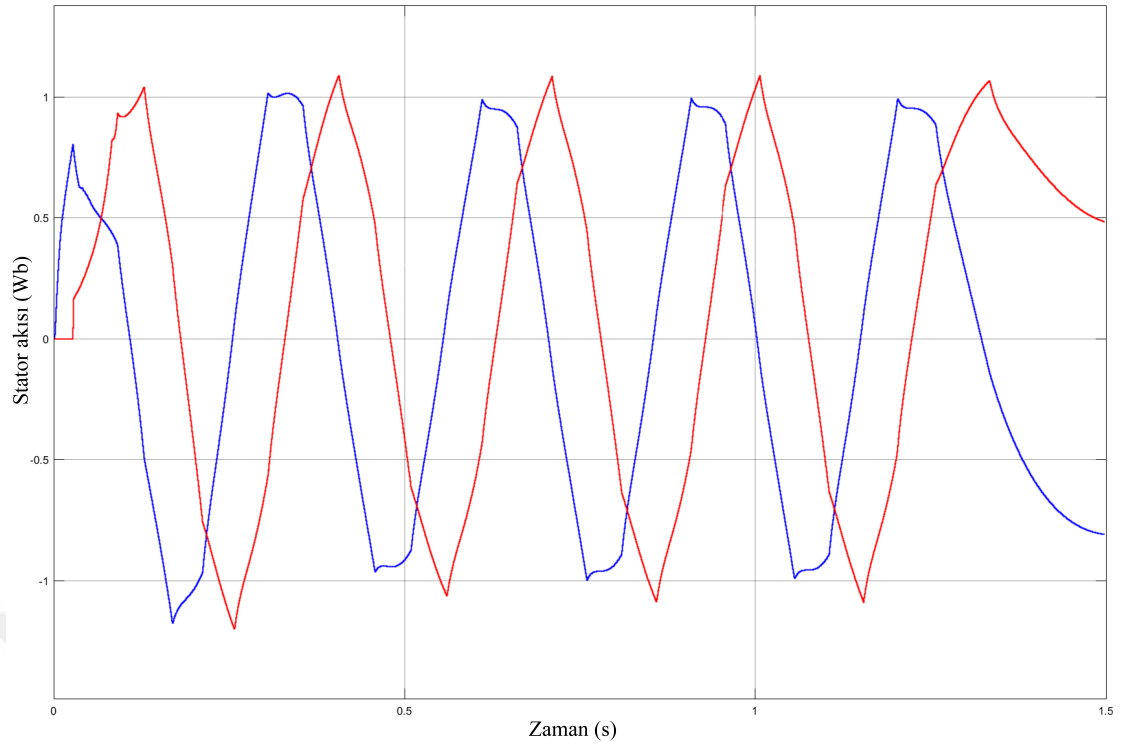
4.10 ve Şekil 4.11’den görülmektedir. Şekil 4.3 ve Şekil 4.5 ise stator akısı ve tek faz stator akım grafiklerini vermektedir. Kırmızı renk referans sinyali, mavi renk tahmin edilen sinyali göstermektedir.



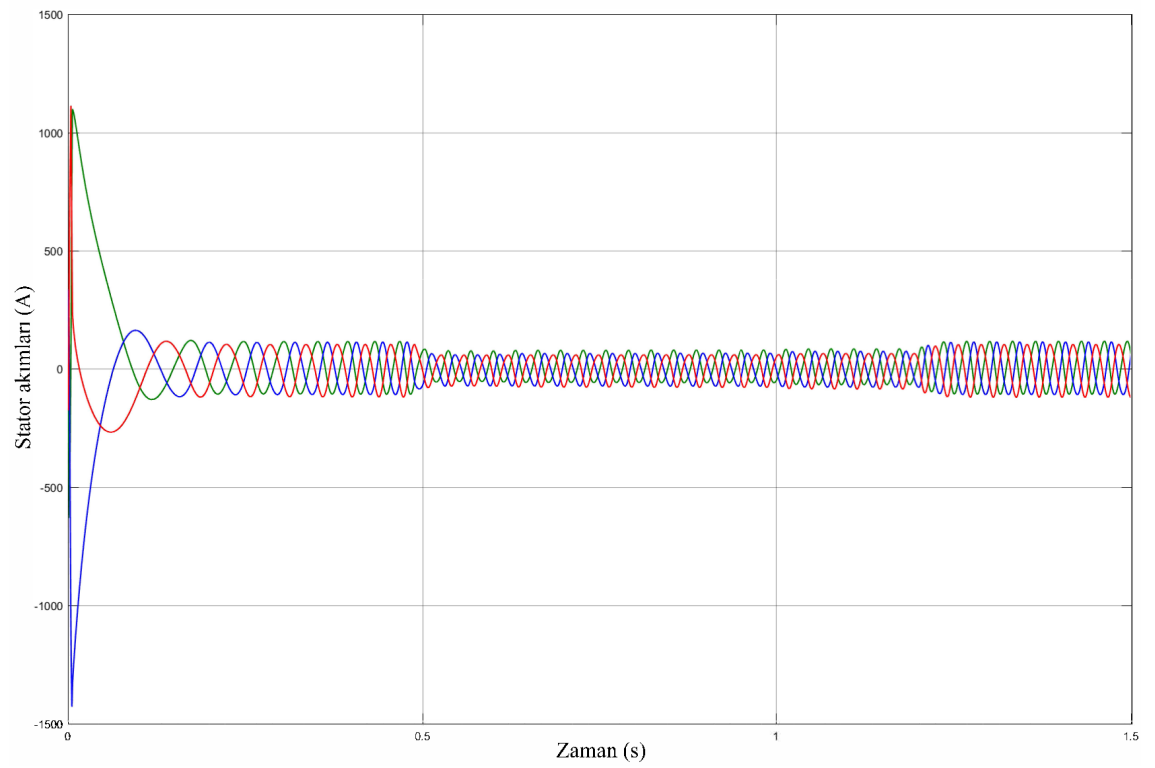
Şekil 4.1. Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen stator akı büyüklüğü



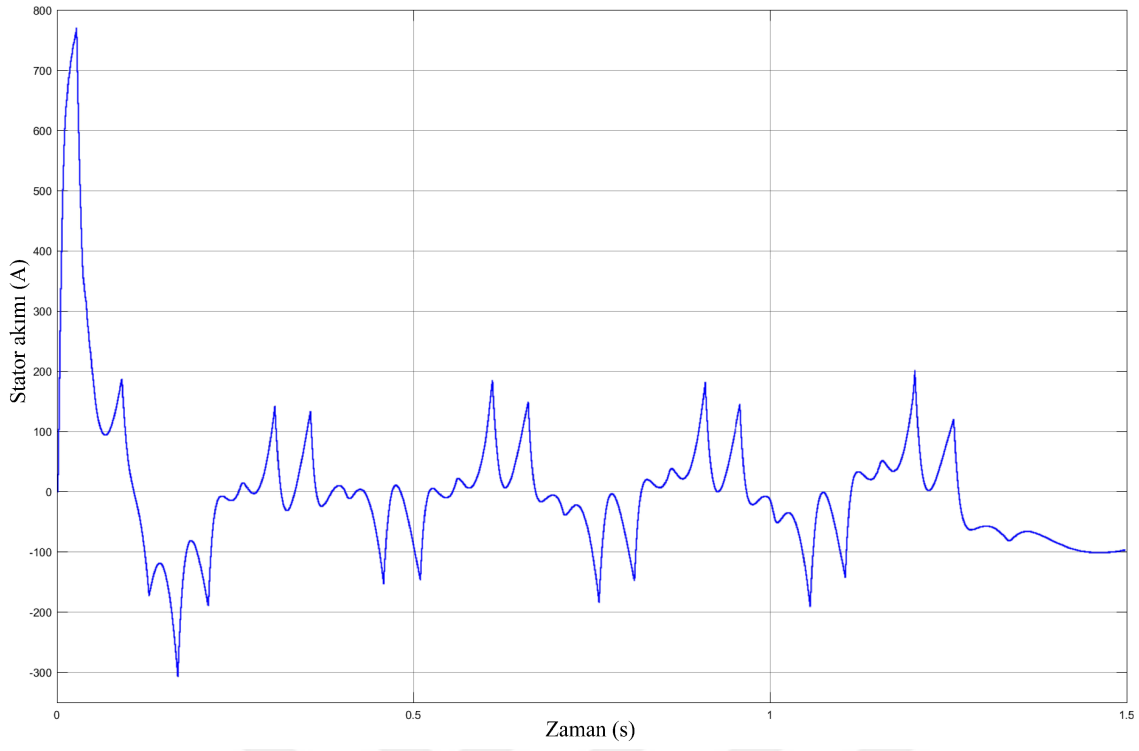
Şekil 4.2. Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen dq eksenindeki stator akı döngüsü



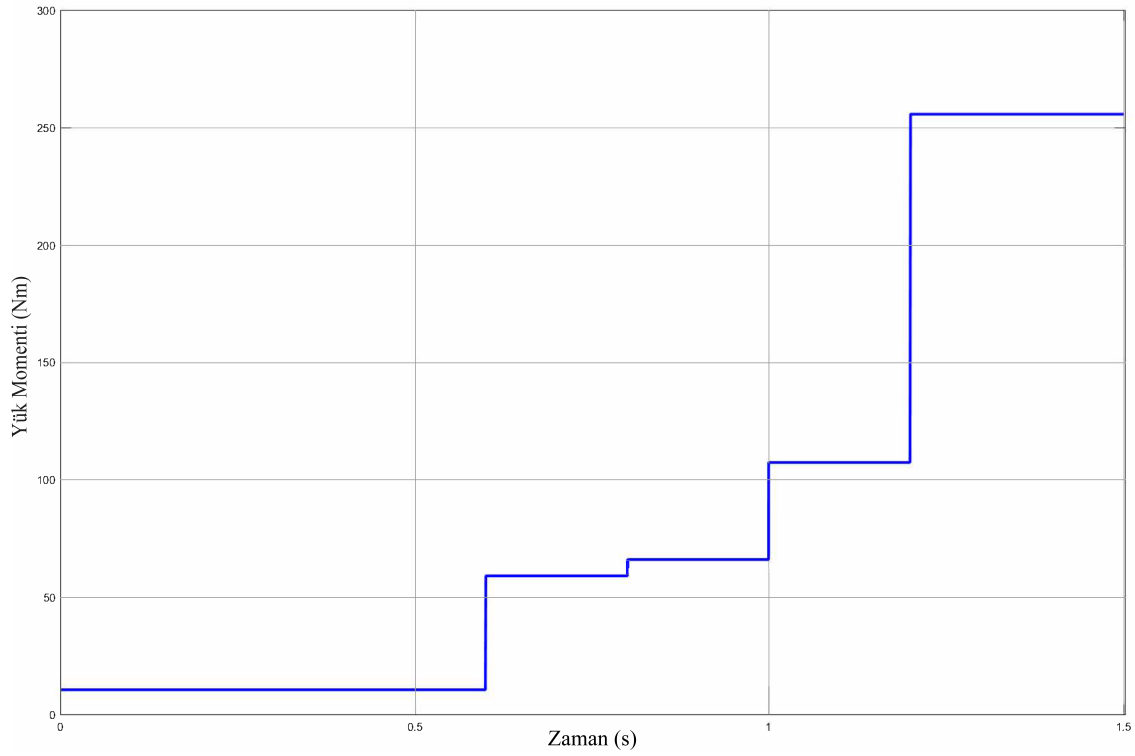
Şekil 4.3. DMC-UVM ile elde edilen stator akısı



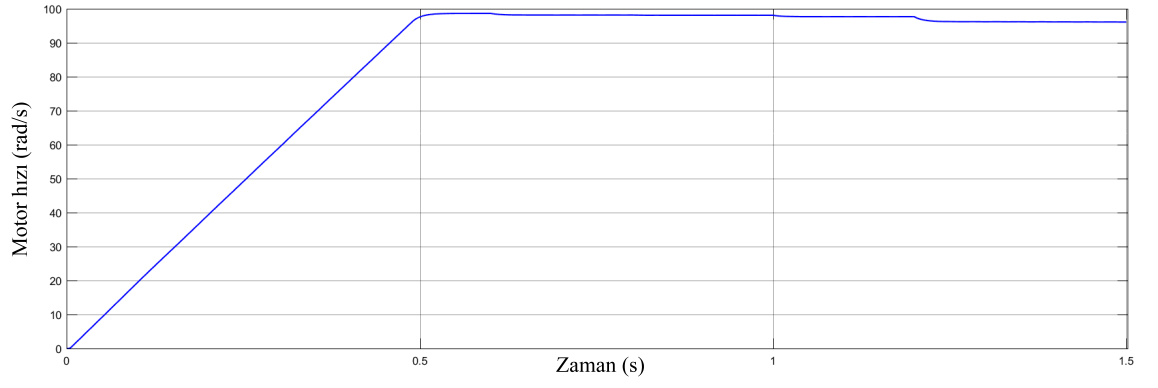
Şekil 4.4. Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen üç faz stator akımı



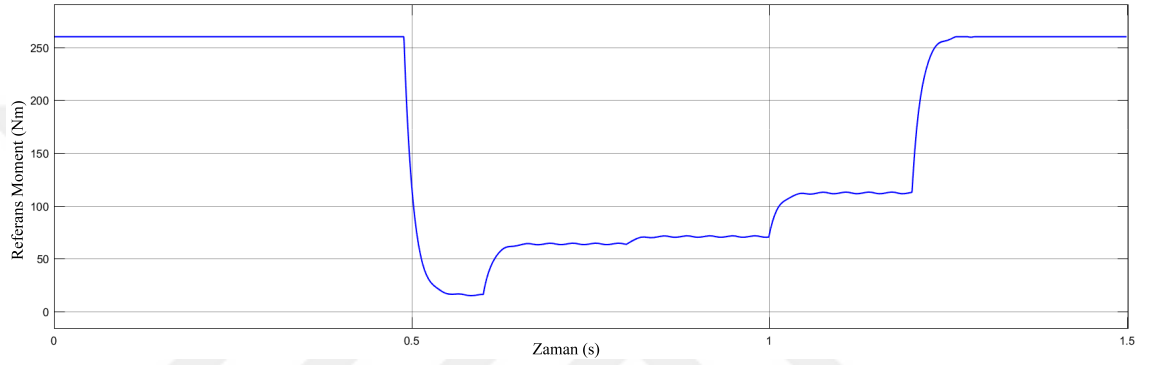
Şekil 4.5. DMK-UVM ile elde edilen stator akımı



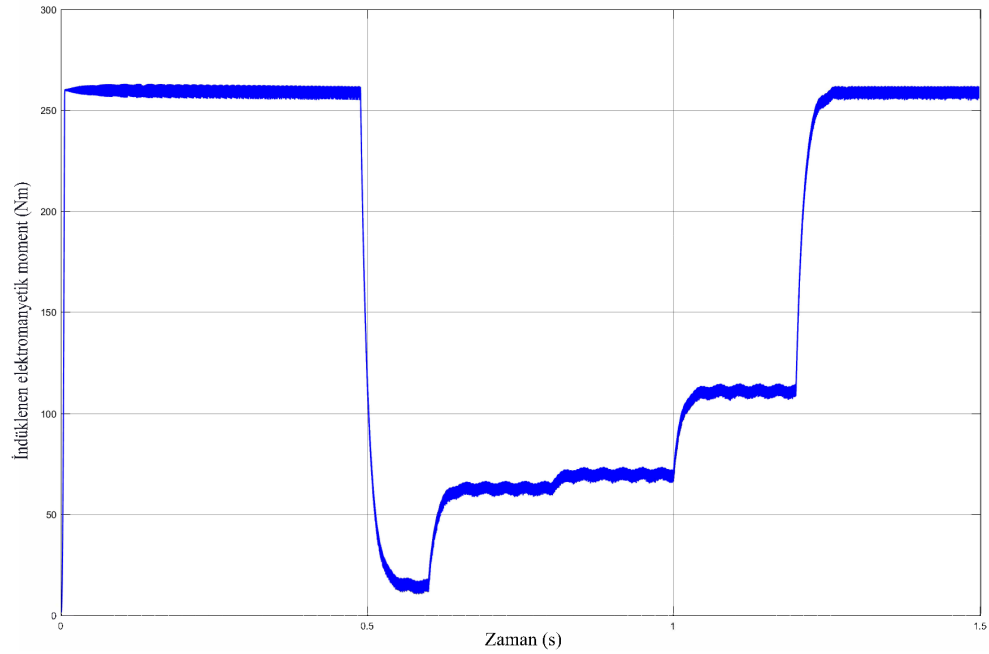
Şekil 4.6. Yük momenti



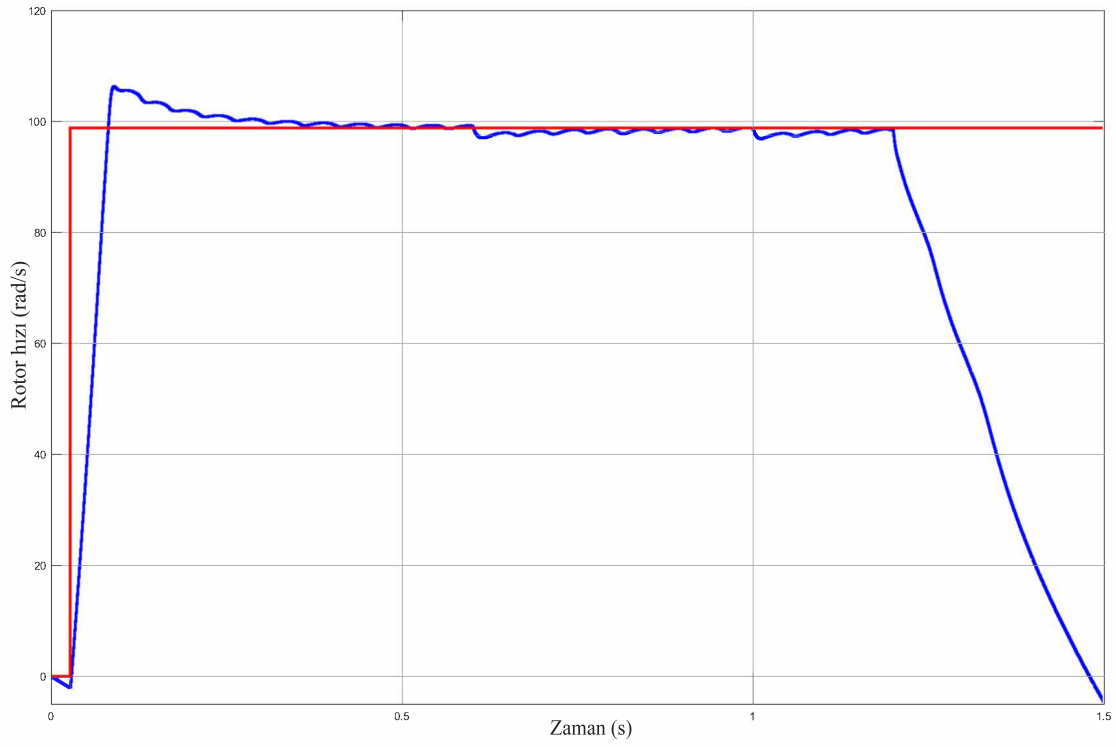
Şekil 4.7. Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen motor hızı



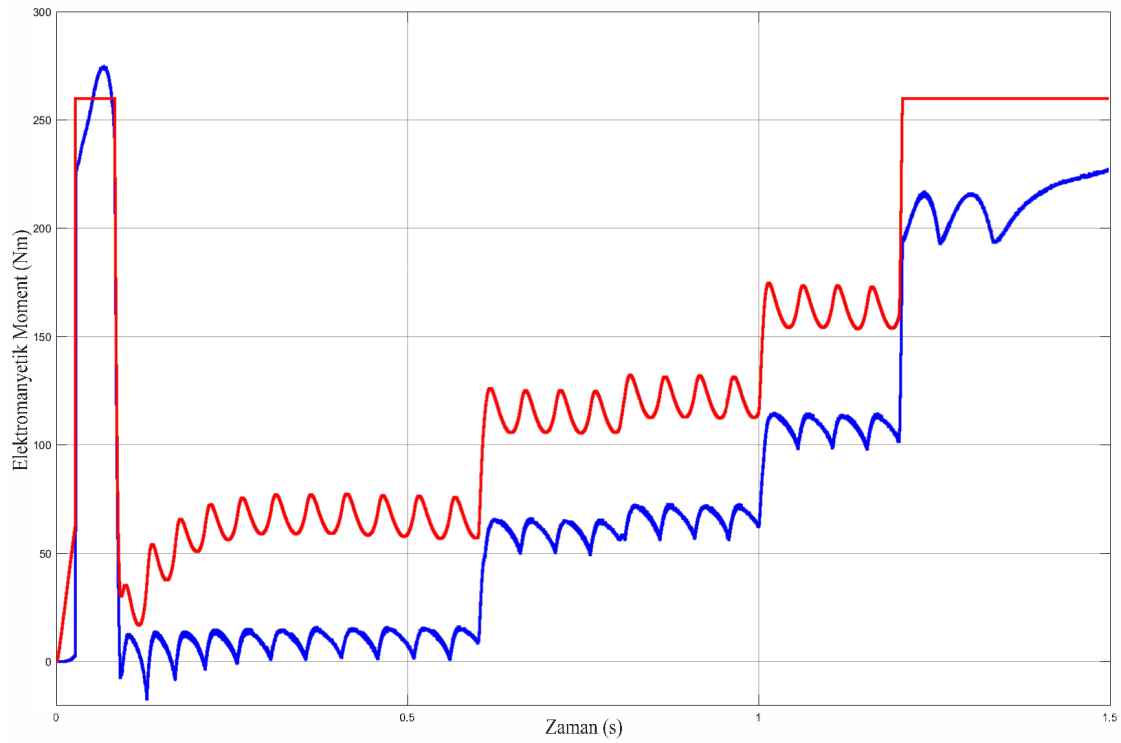
Şekil 4.8. Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen referans elektromanyetik moment



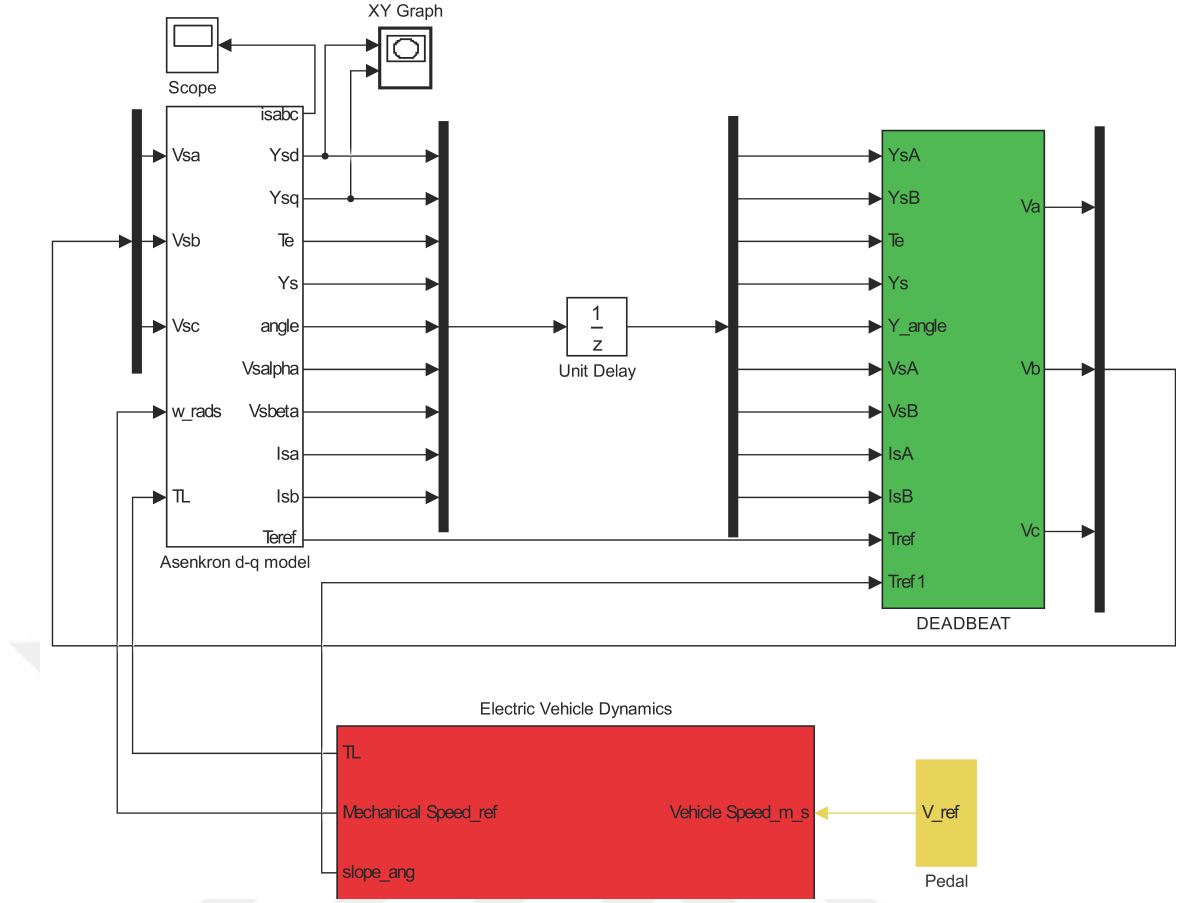
Şekil 4.9. Ani darbe (deadbeat) kontrol ile elde edilen elektromanyetik moment



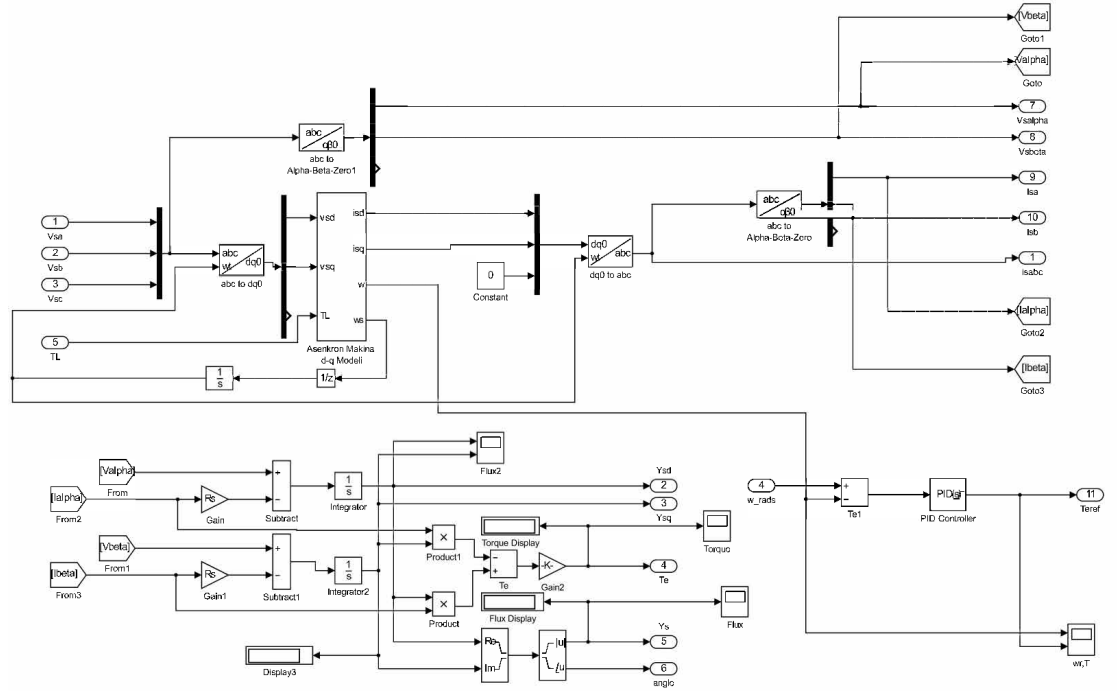
Şekil 4.10. DMK-UVM ile elde edilen rotor hızı



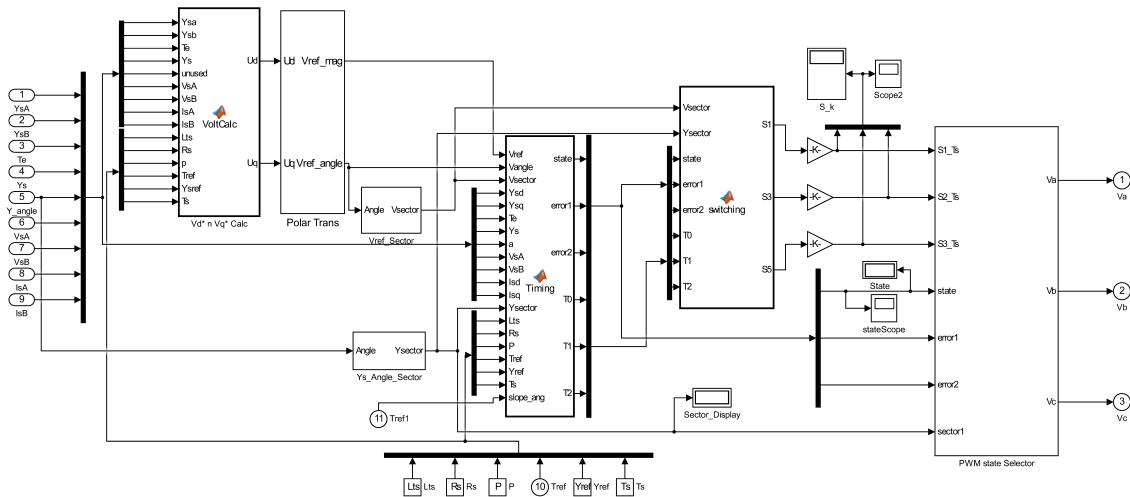
Şekil 4.11. DMK-UVM ile elde edilen elektromanyetik moment



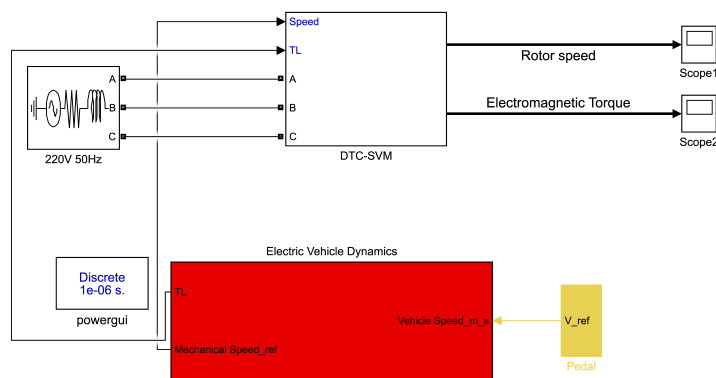
Şekil 4.12. EA Simulink blok diyagramı



Şekil 4.13. Motor modeli Simulink blok diyagramı



Şekil 4.14. Ani darbe (deadbeat) kontrol şemasının Simulink blok diyagramı



Şekil 4.15. DMK-UVM blok diyagramı

Grafiklerden görüldüğü gibi elektrikli araç geliştirilmiş uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrolü ile değişken yol durumlarında (moment ve akıdaki geçiş durumlarında) kendini toparlayabilmektedir. Ani darbe (deadbeat) kontrol ile yol durumları değişse bile tahmin edilen momentin referans moment değerini başarıyla takip edebildiği görülmektedir. Geliştirilen sistem ile aracın hem düz hem de eğimli yollarda hızı sabit tutulmuştur.

5. SONUÇ

Sincap kafesli asenkron motorlar, fırça ve kolektör düzeneklerinin olmaması, bakımlarının kolay olması, yüksek verimlilikte kullanıma sahip olması gibi sebeplerle endüstride tercih edilen motorlardır. Endüstride olduğu gibi EA'larda da en çok tercih edilen motor türüdür. Yüksek güç gerektiren elektrikli araç uygulamalarında üç fazlı asenkron motor kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında asenkron motorun moment kontrolü için doğrudan moment kontrolü, uzay vektör modülasyonu, ani darbe (deadbeat) kontrol, elektrikli araç dinamikleri gibi bir çok konuda incelemeler yapılmış, bu çalışmalar yapılırken uygun olan yöntemlerin seçilmesine dikkat edilmiştir. Matematiksel yorumlamaların tamamlanmasıyla oluşturulan sistemin Matlab programıyla simülasyonu gerçekleştirilmiştir, test edilerek, uygulanabilirliği araştırılmıştır. Simülasyonda ağırlıklı olarak C S-Function'ın kullanılmasına karar verilmiştir. Bunun nedeni hazır fonksiyonlar, grafik ve metin ortamının aynı anda kullanılabilmesi, simülasyon için kullanılacak modelin sadeliği, simülasyonun hızlı olması gibi bir çok fayda sağlamasıdır.

Temel alınan konu ise elektrikli araçların yol durumuna göre değişen moment ve yine buna göre değişen motor ve araç hızı olmuştur. Aracın moment kontrolünde görülen büyük değişimlerin kararsızlığa yol açması ve aracın eğimli yollarda moment toparlayamaması gibi sorunları engellemek için yeni bir sistem geliştirilmiştir. Uzay vektör modülasyonu ile geliştirilmiş ani darbe (deadbeat) kontrol doğrudan moment kontrolüne uyarlanmıştır. Örneğin moment sabit referans bir değer olarak seçilirse, motor milindeki moment referans değerine ulaşılırken, motor hızı lineer olarak artmaktadır. Hız sabit bir referans değerinde tutulmak istendiğinde ise momentte önce yüksek bir artış gözlenip daha sonra istenen değerde (yük momentine vb. bağlı olarak değişen değer) sabit olarak tutulmuştur. Burada aracın hızını sabit tutmak hedeflenmiştir.

6. KAYNAKLAR

- ABDEL-KADER, F. M. , EL-SAADAWI, A., KALAS, A. E. and EL-BAKSAWI, O. M. 2008. "Study in direct torque control of induction motor by using space vector modulation". *12th International Middle-East Power System Conference*, pp. 224-229, 12-15 March, Aswan.
- BOSE, B.K. 1997. *Power Electronics and Variable Frequency Drives; Technology and applications*. IEEE Press, pp. 282-286, USA.
- BOSE, B. 1992. "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters". *IEEE Transactions on Ind. App.*, 28(2):403-413.
- BUEKERS, J., VAN HOLDERBEKE, M., BIERKENS, J. and INT PANIS, L. 2014. "Health and environmental benefits related to electric vehicle introduction in EU countries". *Transportation Research Part D Transport and Environment*, 33: 26-38.
- BUJA, G., CASADEI, D. and SERRA, G. 1998. "Direct Stator Flux and Torque Control of An Induction Machine: Theoretical Analysis and Experimental Results". *Conference Proceedings of IEEE-IECON*, pp.50-64.
- CHI-IAN, C., XIAO-GANG, W., YUE-WEI, B., YAN-CHUN, X. and KAI, L. 2011. "Motor drive system design for electric vehicle". *International Conference on Electric Information and Control Engineering*, pp. 1480-1483, 15-17 April, Wuhan.
- CORREA, P., PACAS, M. and RODRIGUEZ, J. 2007. "Predictive Torque Control for Inverter-Fed Induction Machines". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(2): 1073-1079.
- ÇELİK, H. 2004. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ, 125s.
- DAVARI, S.A., HASANKHAN, E. and KHABURI, D.A. 2011. "A comparative study of DTC-SVM with three-level inverter and an improved predictive torque control using two-level inverter". *2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, pp. 379-384, 16-17 Feb, Tehran.
- DONG, Y.G., ZHANG, C.N., GU, L. and SUN, F.C. 2010. "Zero speed braking control strategy for permanent magnet motor". *International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering*, pp. 3342-3344, 26-28 June, Wuhan.
- FAIZ, J., SHARIFIAN, M.B.B., KEYHANI A. and PROCA, A.B. 2002. "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle". *IEEE Power Engineering Review*, 22(9): 54-55.
- FOITO, D., GASPAR, M., and PIRES, V. F. 2013. "Road motion control electric vehicle with speed and torque observer". *International Conference on New Concepts in Smart Cities: Fostering Public and Private Alliances (SmartMILE)*, pp. 1-6, 11-13 Dec., Gijon.

- HABETLER, T., PROFUMO, F., PASTORELLI, M. and TOLBERT, L. 1992. "Direct torque control of induction machines using space vector modulation". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(5): 1045-1053.
- HABETLER, T.G., XUE, Y., XU, X., and DIVAN, D.M. 1990. "A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive". *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, (1): 410-415.
- HADDOUN, A., BENBOUZID, M., DIALLO, D. and ABDESSEMED, R. 2007. "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors". *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 56(1): 81-88
- HADDOUN, A., BENBOUZID, M.E.H., DIALLO, D., ABDESSEMED, R., GHOUILI, J. and SRAIRI, K. 2007. "Comparative Analysis of Control Techniques for Efficiency Improvement in Electric Vehicles". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 629-634, Arlington.
- HOLDWAY, A.R., WILLIAMS, A.R., INDERWILDI, O.R. and KING, D.A. 2010. "Indirect emissions from electric vehicles: emissions from electricity generation". *Energy & Environmental Science*, 3(12): 1825.
- JEZERNIK, K. 2002. "Speed sensorless torque control of induction motor for EV's". *7th International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 236-241.
- KOO, E., LEE, H., SUL, S. and KIM, J. 1998. "Torque control strategy for a parallel hybrid vehicle using fuzzy logic". *IEEE Industry Applications Conference*, (3): 1715-1720.
- KRAUSE, P., WASYNICZUK, O., SUDHOFF, S.D. and PEKAREK, S. 2002. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press, Wiley Interscience, 680 p.
- KUMAR, K.K. and KUMAR V.T. 2015. "Experimental investigation on space vector pulse width modulation based induction motor drive". *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, pp. 1-6, 17-20 Dec., New Delhi.
- LAI, Y. and CHEN, J. 2001. "A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 16(3): 220-227.
- LASCU, C., BOLDEA, I. and BLAABJERG, F. 2000. "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(1): 122-130.
- LE-HUY, H. 2001. "Modeling and simulation of electrical drives using MATLAB/Simulink and Power System Blockset". *Industrial Electronics Society, IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE* (3): 1603-1611
- MOHAMED, C. and BENCHOU, M.T. 2015. "Implementation of a predictive DTC-SVM of an induction motor". *4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1-4, Boumerdes.

- NEMEC, M., NEDELJKOVIC, D. and AMBROZIC, V. 2007. "Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(4): 2009-2017.
- OUARDA, A. and BEN SALEM, F. 2013. "Induction machine DTC-SVM: A comparison between two approaches". *10th International Multi-Conferences on Systems, Signals & Devices 2013 (SSD13)*, pp. 1-7, 18-21 March, Hammamet.
- OZKOP, E. ve OKUMUŞ, H.I. 2008. "Direct torque control of induction motor using space vector modulation (SVM-DTC)". *12th International Middle-East Power System Conference*, pp. 368-372, 12-15 March, Aswan.
- PAREKH R. 2003. AC Induction Motor Fundamentals. Microchip Technology Inc., AN887, USA, 24 p.
- RASHID, M.H. 1993. Power Electronic: Circuits, Devices and Applications. Prentice Hall, pp. 16-17, USA.
- SARIOĞLU, M.K., GÖKAŞAN M. ve BOĞOSYAN, M. 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü. Birsan Yayınevi, İstanbul, 392 s.
- SERGAKI, E. S. and MOUSTAIZIS, S.D. 2011. "Efficiency optimization of a direct torque controlled induction motor used in hybrid electric vehicles". *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion*, pp. 398-403, 8-10 Sept., Istanbul.
- SINGH, B., JAIN, P., MITTAL, A.P. and GUPTA, J.R.P. 2006. "Direct torque control: a practical approach to electric vehicle". *IEEE Power India Conference*, pp. 4 pp.-., 10-12 April, New Delhi.
- SOON, T.C., PING, H.W. and RAHIM, N.A. 2012. "SVM Direct Torque Control of an induction machine". *IEEE Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology (STUDENT)*, pp. 123-128, 6-9 Oct., Kuala Lumpur.
- SUNG, W., SHIN, J. and JEONG, Y.S. 2012. "Energy-Efficient and Robust Control for High-Performance Induction Motor Drive With an Application in Electric Vehicles". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(8): 3394-3405.
- TABBACHE, B., BENBOUZID, M., KHELOUI, A. and BOURGEOT, J.M. 2011. "Sensor fault-tolerant control of an induction motor based electric vehicle". *14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-8, 30 Aug.-1 Sept, Birmingham.
- ÜSER, Y. 2012. Asenkron Motorda Moment Dalgalanmasının ve Elektromanyetik Gürültünün Kontrolü ve Azaltılması için Yeni Bir Kontrol Yaklaşımı ve Aktif Filtre Yapısının Tasarlanması. Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, 188 s.
- VAS, P. 1992. Electrical machines and drives: A Space-Vector Theory Approach. *Oxford University Press*, Oxford, 808 p

- VAS, P. 1998. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Pres, Oxford, 729 p.
- WANG, Y., ITO, T. and LORENZ, R.D. 2014. "Loss manipulation capabilities of deadbeat-direct torque and flux control induction machine drives". *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5100-5107, 14-18 Sept., Pittsburgh, PA.
- XINGHUA, Z., HOUBEI, Z. and ZHENXING, S. 2011. "Efficiency optimization of direct torque controlled induction motor drives for electric vehicles". *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-5, 20-23 Aug., Beijing.
- XUE, Y., XU, X., HABETLER, T.G. and DIVAN, D.M. 1990. "A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive". *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, (1): 410-415.
- ZHANG, P., YANG, G. and ZHU, L. 2007. "State-Predicted-Based DTC-SVM of Induction Machine with Improved Torque Performance". *IEEE International Conference on Automation and Logistics*, pp. 2035-2040, 18-21 Aug., Jinan.
- YANG, H., ZHANG, Y., and LI, Z. 2013. "A simple SVM-based deadbeat direct torque control of induction motor drives". *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 2201-2206., 26-29 Oct., Busan.
- ZHANG, Z., CHING, T.W., LIU, C., QIU, C. and JIANG, Y. 2013. "Stabilization of chaos in electric vehicle steering systems using induction motor". *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1-6, 28-31 May, Taipei, Taiwan.
- ZELECHOWSKI, M., KAZMIEROWSKI, M.P., BLAABJERG, F. 2005. "Controller Design for Direct Torque Controlled Space Vector Modulated (DTC-SVM) Induction Motor Drives". *Proceedings of the IEEE International Symposium on*, (3): 951-956.

7. EKLER

EK-1.1: Elektrikli Araç Parametreleri

- $m = 1450kg$
- $A_f = 2.13m^2$
- $R = 0.2794m$
- $\mu = 0.013$
- $C_w = 0.29$
- $g = 9.81m/s^2$
- $k_A = 0.22$
- $k_m = 1.08$
- $\xi = 0.23kg/m^2$
- $i = 5$

EK-1.2: Asenkron Motor Parametreleri

- $P = 75kW$
- $p = 2$
- $R_s = 0.03552\Omega$
- $R_r = 0.02092\Omega$
- $L_s = 0.015435H$
- $L_r = 0.015435H$
- $M = 0.0151H$
- $J = 1.25kg/m^2$
- $B_m = 0.03914Nm.s$

ÖZGEÇMİŞ



Selma Nilay TABANLI 1992 yılında Ankara’da doğdu. İlk, orta, lise öğrenimini Antalya’da tamamladı. 2010 yılında girdiği Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden 2015 yılında Elektrik Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2017 yılında Akdeniz Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans öğrenimini tamamladı.

