

**ASENKRON MOTORLARDA
MOMENT DALGALANMALARININ
SİNİRSEL BULANIK AĞLAR İLE AZALTILMASI**

Ahmet GÜNDOĞDU

Doktora Tezi

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Birinci Danışman : Yrd. Doç. Dr. Fikret ATA
İkinci Danışman : Doç. Dr. Beşir DANDIL**

EKİM - 2012

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORLARDA MOMENT DALGALANMALARININ
SİNİRSEL BULANIK AĞLAR İLE AZALTILMASI

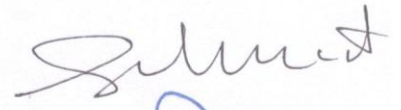
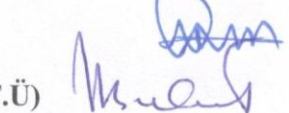
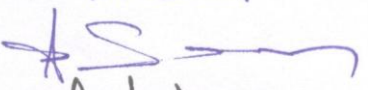
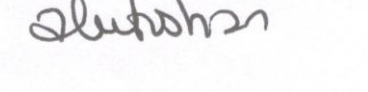
DOKTORA TEZİ

Ahmet GÜNDOĞDU

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 14.09.2012

Tezin Savunulduğu Tarih : 05.10.2012

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Fikret ATA (F.Ü)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Mustafa POYRAZ (F.Ü)
Prof. Dr. Muammer GÖKBULUT (F.Ü)
Prof. Dr. Ahmet Fevzi BABA (M.Ü)
Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN (F.Ü)


EKİM-2012

ÖNSÖZ

Doktora tez çalışmam boyunca beni destekleyen, çalışmamın her aşamasında engin tecrübeleriyle bana sürekli yol gösteren tez yöneticilerim Sayın Yrd. Doç. Dr. Fikret ATA ile Sayın Doç. Dr. Beşir DANDIL' a ayrı ayrı teşekkür eder sevgi ve saygılarımı sunarım.

Bu süreç boyunca sabır ve hoşgörü ile bana sürekli destek olan sevgili eşime, çok kıymetli anneme ve çocuklarım Fatih ile Efe Mert'e sonsuz sevgilerimi sunarım.

Tez çalışmamın savunmasına katılan çok değerli jüri üyesi hocalarıma, yaptıkları eleştiri ve değerlendirmelerden dolayı sağladıkları katkılardan ötürü ayrıca teşekkür ederim.

Son olarak, doktora tez çalışmam için yaptıkları finansal destekten dolayı Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (FÜBAP) Koordinasyon Birimi'ne (FÜBAP 1724 Nolu Proje) teşekkürü bir borç bilirim.

Ahmet GÜNDOĞDU
ELAZIĞ- 2012

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	VI
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER LİSTESİ	X
TABLolar LİSTESİ	XIV
SEMBOLLER LİSTESİ	XV
KISALTMALAR LİSTESİ	XVIII
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin Amacı	11
1.2. Tezin Yapısı	12
2. ÜÇ FAZ ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MATEMATİKSEL MODELİ	14
2.1. Üç Faz Dönüşümleri.....	14
2.2. Clark ($\alpha\beta$) Dönüşümü.....	15
2.3. Park (dq) Dönüşümü	16
2.4. Asenkron Motorun Eşdeğer Devre Modeli	18
2.5. Asenkron Motorun Keyfi Referans Çatı (dq) Modeli	21
2.6. Asenkron Motorun Durağan Referans Çatı ($\alpha\beta$) Modeli	25
3. ASENKRON MOTORUN VEKTÖR DENETİMİ	27
3.1. Giriş.....	27
3.2. Vektör Denetim Yönteminin Temel İlkeleri	28
3.3. Alan Yönlendirmeli Denetim Yöntemi	31
3.4. Histerezis Tabanlı Doğrudan Moment Denetim Yöntemi	33
3.4.1 Histerezis Tabanlı Doğrudan Moment Denetim Yönteminin Temel İlkeleri.....	35
3.4.2. İki Seviyeli Gerilim Kaynaklı Evirici (GKE).....	39
3.4.3. Stator Akısı ve Motor Momentinin Tahmini.....	46
3.4.4. Stator Akı Vektörünün Bulunduğu Sektörün Belirlenmesi.....	50
3.4.5. Akı ve Momentin Histerezis Tabanlı Denetimi	51
3.4.5.1. Stator Akısının Histerezis Denetimi.....	52
3.4.5.2. Momentin Histerezis Denetimi	55
3.4.6. Gerilim Vektörlerinin Belirlenmesi ve Anahtarlama Tablosunun Oluşturulması.	59
3.4.7. Histerezis Denetleyici.....	66
3.4.7.1. Anahtarlama Frekansı.....	66

3.4.7.2.	Histerezis Moment Denetleyici Bant Genişliğinin Anahtarlama Frekansı Üzerindeki Etkisi	67
3.4.7.3.	Motor Hızının Anahtarlama Frekansı Üzerindeki Etkisi	68
3.4.8.	Moment Dalgalanmaları.....	71
4.	SİNİRSEL BULANIK AĞ YAPILARI VE DENETLEYİCİ TASARIMI....	75
4.1.	Giriş.....	75
4.2.	Yapay Sinir Ağları.....	75
4.2.1.	Yapay Sinir Hücre Yapısı.....	77
4.2.2.	Çok Katmanlı İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları	78
4.2.3.	Çok Katmanlı Geri Beslemeli Yapay Sinir Ağları.....	79
4.2.4.	Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme	81
4.3.	Bulanık Mantık.....	81
4.3.1.	Bulanık Mantık Denetleyiciler	83
4.3.1.1.	BD' nin Giriş-Çıkış Değişkenleri.....	83
4.3.1.2.	Bulanıklaştırıcı	84
4.3.1.3.	Bulanık Kural Tabanı	85
4.3.1.4.	Bulanık Çıkarım	85
4.3.1.5.	Durulaştırma.....	87
4.4.	Sinirsel Bulanık Ağlar	88
4.4.1.	Üyelik Fonksiyonları ve Bulanık İşlemcilerin YSA İle Gerçekleştirilmesi.....	89
4.4.2.	Bulanık Çıkarım İşlevinin YSA ile Gerçekleştirimi	91
4.4.3.	Sinirsel Bulanık Ağ Yapıları	94
4.5.	Sinirsel Bulanık Denetleyiciler	96
4.6.	Sinirsel Bulanık Moment Denetleyici Tasarımı.....	98
5.	SBMD TABANLI DOĞRUDAN MOMENT DENETİM YÖNTEMİNE İLİŞKİN MATLAB/Simulink BLOK DİYAGRAMLARI	107
5.1.	Giriş.....	107
5.2.	Clark ($\alpha\beta$) Dönüşümü.....	108
5.3.	Akı, Açık ve Moment Tahmini	109
5.4.	Sektörlerin Belirlenmesi.....	111
5.5.	PI Hız Denetleyici	113
5.6.	Oransal Akı Denetleyici	114
5.7.	Sinirsel Bulanık Moment Denetleyici	115
5.8.	Sinirsel Bulanık Denetleyici.....	116
5.9.	Anahtarlama Tablosu ve Gerilim Vektörlerinin Seçimi.....	117
6.	DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENİĞİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....	118
6.1.	Giriş.....	118

6.2.	Uygulama Devresi	118
6.3.	Denetim Algoritmasının MATLAB / Simulink ile Gerçekleştirilmesi	126
6.3.1.	Histerezis Tabanlı Doğrudan Moment Denetim Yapısının Simulink Modeli.....	127
6.3.2.	SBMD Tabanlı Doğrudan Moment Denetim Yapısının Simulink Modeli.....	128
7.	DENEYSEL SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRİLMESİ	130
8.	SONUÇLAR.....	149
	KAYNAKLAR.....	152
	EKLER.....	163
	ÖZGEÇMİŞ	

ÖZET

Asenkron Motorlarda Moment Dalgalanmalarının Sinirsel Bulanık Ağlar ile Azaltılması

Asenkron motorlar matematiksel modeli itibariyle; parametreleri zamana ve hıza bağımlı doğrusal olmayan yüksek dereceli diferansiyel denklemler içeren karmaşık bir modele sahiptir. Bu karmaşık modele bağlı olarak asenkron motorda akı ve momentin oluşumu, motora uygulanan gerilim ve frekansın bir fonksiyonu olduğu için motor akımları ile akı ve moment arasında bir kenetleme etkisi vardır. Skaler denetim yöntemi ile denetlenen bir asenkron motorun hız ve moment cevabı bu kenetleme etkisinden dolayı düşüktür. Motor modeli üzerinde yapılan analitik çözümler neticesinde, üç faz değişkenleri yerine iki eksene indirgenmiş uzay vektörleri ile temsil edilen motor modelinin geliştirilmesine bağlı olarak bu kenetleme etkisi ortadan kalkar ve böylece motorun akısı ile momentinin birbirinden bağımsız olarak denetimine olanak sağlanır. Vektör denetim olarak bilinen bu yöntemin geliştirilmesiyle, skaler denetim yöntemindeki bu düşük hız ve moment cevabının asenkron motorun yapısından kaynaklanmadığı dolayısı ile motora uygulanan denetim şeklinden kaynaklandığı anlaşılmıştır.

Vektör denetim yöntemi stator, rotor veya hava aralığı akılarından herhangi birinin belirlenen referans eksen takımına yönlendirilmesiyle elde edilir ve farklı şekillerde isimlendirilir. Bunlar arasında, stator akısının kullanılarak stator manyetik alanının yönlendirildiği Doğrudan Moment Denetim (DMD) yöntemi diğerlerine göre en basit yapıya sahip vektör denetim yöntemidir. Bu yöntemde akı hatası ile moment hatası, iki ayrı histerezis denetleyici tarafından işlenerek motorun akı ve momentini doğrudan denetlenir ve dolayısı ile hız ve moment başarımı yüksektir. Ancak histerezis denetimden dolayı özellikle motor momentinde yüksek dalgalanmalar görülür. Ayrıca evirici anahtarlama frekansı da motor hızına, yüke ve histerezis denetleyicilerin bant genişliklerine bağlı olarak değişkendir.

Bu tez çalışmasında, DMD yöntemi ile denetlenen üç fazlı bir asenkron motorda histerezis denetimden dolayı oluşan yüksek moment dalgalanmalarının Sinirsel Bulanık Denetleyiciler (SBD) ile azaltılması ve değişken olan anahtarlama frekansının sabit tutulması amaçlanmıştır. Bu amaçla Sinirsel Bulanık Ağ (SBA) yapısının kullanıldığı, giriş değişkenleri moment hatası ile bu hatanın değişiminden oluşan iki girişli Sugeno tipi bir Sinirsel Bulanık Moment Denetleyici (SBMD) tasarlanmıştır. Tasarlanan SBMD'nin

başarımını göstermek amacı ile hem histerezis tabanlı hem de SBMD tabanlı DMD yöntemleri ile asenkron motorun hız ve moment denetimi, aynı örnekleme periyodunda, aynı hız ve yük şartlarında deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Deneysel çalışmalarda kullanılan denetim algoritması, dSPACE DS1103 denetleyici kartı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Her iki denetim yöntemine ait denetleyici katsayıları, histerezis bant genişlikleri, örnekleme periyodu, referans hız ve referans akı ile kullanıcı girişleri Control Desk Developer (CDD) yazılımı ile denetim sistemine aktarılmıştır. Farklı hız ve yükler için, önerilen SBMD'nin dayanıklılığı incelenmiş ve elde edilen sonuçlardan motorun hem geçici hem de sürekli durumda hız ve moment başarımının yüksek olduğu gözlenmiştir. Ayrıca önerilen bu yapı ile evirici, sabit anahtarlama frekansı ile anahtarlanarak değişken olan anahtarlama frekansı problemi giderilmiştir. Önerilen SBMD ile motor momentindeki dalgalanma bandı, histerezis tabanlı yapıya göre yüksüz durum için yaklaşık olarak % 38.69, yüklü durum için ise yaklaşık olarak % 47.69 oranında azaltılmıştır. Ayrıca akı denetimi için kullanılan oransal akı denetleyicinin etkinliğine bağlı olarak akıdaki dalgalanmalar da, histerezis tabanlı yapıya göre yüksüz durum için yaklaşık olarak % 9.30, yüklü durum için ise yaklaşık olarak % 11.45 oranında azaltılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Moment Dalgalanmalarının Azaltılması, Doğrudan Moment

Denetimi, Alan Yönlendirmeli Denetim, Vektör Denetim, Histerezis Denetleyici, Anahtarlama Tablosu, Sinirsel Bulanık Ağlar, Sinirsel Bulanık Denetleyiciler, Asenkron Motor.

SUMMARY

Torque Ripple Reduction of Asynchronous Motor by Neural-Fuzzy Networks

Induction motors have complex mathematical models with high degree of nonlinear differential equations including speed and time dependent parameters. Depending on this complex model, there is a coupling effect between the flux and torque of the motor because formation of the flux and torque is a function of the voltage and frequency applied to the motor. The speed and torque response of an induction motor controlled by scalar control methods is poor due to the effect of this coupling. For the control of the motor, mathematical model represented by three phase axis variables is reduced to a model which is represented by two axis variables after some analytical analysis. Using the two axis mathematical model of the motor, the flux and torque can be easily decoupled to make the motor's flux and torque control possible. With the development of Vector Control (VC) method, it has been noticed that the poor response of the scalar control method does not stem from the structure of the motor. Performance of the motor depends on the control method applied to the drive system.

VC method is achieved by aligning any of the stator, rotor or airgap flux with a predetermined two axis reference frame, and therefore this control method is called in various ways depending on which flux of the motor is oriented. Among these various approaches, orientation of the stator flux which is called Direct Torque Control (DTC) has the simplest structure. In the DTC method, the flux and torque of the motor are controlled directly using the flux and torque errors which are processed in two different hysteresis controllers. Therefore by using the DTC method, high performance is obtained by means of the speed and torque. However, because of the hysteresis control, high ripples exist especially in the torque of the motor. Besides that, the switching frequency of the inverter is variable depending on the speed, load and bandwidth of the hysteresis controllers.

In the study of this thesis, it is aimed to reduce the high torque ripples of a direct torque controlled three phase induction motor caused by the hysteresis control using a Neural-Fuzzy Controller (NFC) and keep the switching frequency constant. For this purpose, two-input Sugeno type Neural-Fuzzy Torque Controller (NFTC) is designed using Neural-Fuzzy Network (NFN). The input variables of this controller consists of the torque error and change of the error. Speed and torque control of the induction motor were carried out experimentally using hysteresis based DTC and NFTC based DTC methods at

the same sampling period, under the same operating conditions to demonstrate performance of the NFTC. The obtained experimental results are presented comparatively. The control algorithm used in this experimental study were realized by using the controller card, dSPACE DS1103.

Parameters of the control system for methods such as the hysteresis bandwidths, sampling period, reference speed and reference flux and the user inputs are introduced into the control system via the software, Control Desk Developer (CDD). For different speed and load conditions, robustness of the NFTC was examined, and based on the obtained results, high performance were observed for both transient and steady states. In addition with this proposed control structure switching frequency of the inverter was kept constant and therefore the problem, varying switching frequency was removed. In the proposed NFTC, bandwidth of the torque ripples of the motor was reduced about % 38.69 and % 47.69 under no load and load conditions respectively, compared to hysteresis based control structure. Also, depending on the effectiveness of the proportional flux controller used for flux control, bandwidth of the flux ripples of the motor was reduced about % 9.30 and % 11.45 under no load and load conditions respectively, compared to hysteresis based control structure.

Keywords : Torque Ripple Reduction, Direct Torque Control, Field Oriented Control, Vector Control, Hysteresis Controller, Switching Table, Neural Fuzzy Networks, Neuro-Fuzzy Controller, Induction Motor.

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1.	$\alpha\beta$ ve abc değerleri arasındaki ilişki	15
Şekil 2.2.	dq ile abc, dq ile $\alpha\beta$ değerleri arasındaki ilişki	18
Şekil 2.3.	Asenkron motorun keyfi referans çatıdaki d ve q eksen eşdeğer devre modeli.....	22
Şekil 2.4.	Asenkron motorun durağan referans çatıdaki d ve q eksen eşdeğer devre modeli.....	26
Şekil 3.1.	Üç fazlı abc sistemi ile sabit ve hareketli eksen takımları arasındaki ilişki	28
Şekil 3.2.	Serbest uyarımlı doğru akım motorunda endüvi akı/akımı ile uyarım akı/akımı arasındaki ilişki.....	29
Şekil 3.3.	Vektör denetimli asenkron motorda dq eksen akım ve akıları arasındaki ilişki.....	30
Şekil 3.4.	Dolaylı rotor alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin temel prensip şeması.....	31
Şekil 3.5.	Dolaylı rotor alan yönlendirmeli sürücü sisteminin blok diyagramı	32
Şekil 3.6.	Doğrudan moment denetimli sürücü sisteminin temel prensip şeması	33
Şekil 3.7.	Stator ve rotor akı vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları	37
Şekil 3.8.	İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici güç eşdeğer devresi	39
Şekil 3.9.	Evirici çıkış gerilimlerine ait dalga şekilleri	40
Şekil 3.10.	İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici zayıf akım eşdeğer devresi	41
Şekil 3.11.	Evirici çıkış gerilimlerine ilişkin anahtarlama durumları	42
Şekil 3.12.	Aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin $\alpha\beta$ sabit eksen takımındaki konumları ve 6 sektör düzeni.....	44
Şekil 3.13.	V_1 - V_6 aktif gerilim vektörlerinin stator akı vektörü üzerindeki etkileri ve stator manyetik alanının değişimi	46
Şekil 3.14.	Histerezis denetleyiciler ile anahtarlama tablosunun genel görünümü	51
Şekil 3.15.	İki seviyeli histerezis akı denetleyici, a) Blok yapısı, b) Giriş çıkış sinyalleri.	52
Şekil 3.16.	Aktif gerilim vektörlerinin stator akısı üzerindeki etkileri	54
Şekil 3.17.	Üç seviyeli histerezis moment denetleyici, a) Blok yapısı, b) Giriş çıkış sinyalleri.....	55
Şekil 3.18.	Aktif gerilim vektörlerinin motor momenti üzerindeki etkileri.....	58

Şekil 3.19. Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ birinci sektörde iken aktif gerilim vektörlerinin akı ve moment üzerindeki etkileri	60
Şekil 3.20. Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ beşinci sektörde iken aktif gerilim vektörlerinin akı ve moment üzerindeki etkileri	61
Şekil 3.21. Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ birinci sektörde iken, $V_{k+3}=V_4$ radyal gerilim vektörünün uygulanması ile stator akısı ve manyetik alanında meydana gelen değişim	62
Şekil 3.22. Histerezis moment denetleyici band genişliğinin anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi.....	67
Şekil 3.23. Denetleyici band genişliklerine göre moment anahtarlama frekansı f_{Tsw} 'nin değişimi.....	68
Şekil 3.24. Motor hızının anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi	69
Şekil 3.25. Motor hızına bağlı olarak t_r ve t_f süreleri ile moment anahtarlama frekansı f_{Tsw} 'nin değişimi.....	71
Şekil 3.26. Histerezis moment denetleyici band genişliğinin moment dalgalanmaları üzerindeki etkisi.....	72
Şekil 3.27. Örnekleme periyodunun motor momentini üzerindeki etkisi.....	74
Şekil 4.1. Yapay Sınır Hücre Modeli.....	77
Şekil 4.2. Değişik yapılardaki aktivasyon fonksiyonları	78
Şekil 4.3. İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı	79
Şekil 4.4. Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı	80
Şekil 4.5. Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları.....	82
Şekil 4.6. Bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı	83
Şekil 4.7. Takagi-Sugeno tipi bulanık çıkarım	87
Şekil 4.8. Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirimi.....	89
Şekil 4.9. YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları.....	91
Şekil 4.10. BM çıkarımının YSA ile elde edilmesi	92
Şekil 4.11. Sugeno tipi SBA' nın yapısı	96
Şekil 4.12. SBMD'nin genel yapısı	99
Şekil 4.13. İki girişli tek çıkışlı sugeno tip SBD iç yapısı	100
Şekil 4.14. Taşıyı üçgen dalgalar ile karşılaştırma blokları.....	103
Şekil 4.15. Simetrik yapıdaki taşıyı üçgen dalgalar.....	103
Şekil 4.16. TD1 ile motor momentinin değişimleri	104

Şekil 5.1.	SBMD tabanlı doğrudan moment denetimine ilişkin MATLAB/Simulink blok diyagramı	107
Şekil 5.2.	Clark dönüşümüne ilişkin blok yapısı	108
Şekil 5.3.	Moment, akı ve açı tahmin işleminin gerçekleştirildiği blok yapısı.....	109
Şekil 5.4.	$\alpha\beta$ stator akılarının ve stator akı vektörünün tahmin işleminin gerçekleştirildiği blok yapısı.....	110
Şekil 5.5.	Açı tahmin bloğu	110
Şekil 5.6.	Moment tahmin bloğu.....	111
Şekil 5.7.	Stator akı vektörünün açısız konumuna bağlı olarak sektörlerin belirlenmesi	112
Şekil 5.8.	PI denetleyici yapısı.....	113
Şekil 5.9.	Oransal akı denetleyici blok yapısı.....	114
Şekil 5.10.	Sinirsel bulanık moment denetleyici blok yapısı.....	115
Şekil 5.11.	Sinirsel bulanık denetleyici blok yapısı.....	116
Şekil 5.12.	Gerilim vektörlerinin seçimine ilişkin blok yapısı	117
Şekil 6.1.	DeneySEL sürücü düzeneğine ilişkin uygulama devresi	119
Şekil 6.2.	DeneySEL sürücü düzeneğinin genel fotoğrafı.....	120
Şekil 6.3.	Asenkron motorun, DC generatör + lamba grubu ile yüklenmesi.....	121
Şekil 6.4.	Önerilen denetim algoritmasının DS1103 içerisinde gerçekleşen kısmına ilişkin blok diyagramı	123
Şekil 6.5.	Control Desk Developer (CDD) ile oluşturulan kullanıcı ara yüzünün genel görünümü	126
Şekil 6.6.	Benzetim çalışmaları için oluşturulan histerezis tabanlı DMD yapısının Simulink modeli	127
Şekil 6.7.	DeneySEL çalışmalar için oluşturulan histerezis tabanlı DMD yapısının Simulink modeli	127
Şekil 6.8.	Benzetim çalışmaları için oluşturulan SBMD tabanlı DMD yapısının Simulink modeli	128
Şekil 6.9.	DeneySEL çalışmalar için oluşturulan SBMD tabanlı DMD yapısının Simulink modeli	129
Şekil 7.1.	$n^*=2700$ d/d referans hıza yüksüz kalkınma durumunda hız, moment, akım ve akı değişimleri, (a,c,e,g) Histerezis yapı, (b,d,f,h) SBMD yapı.....	131
Şekil 7.2.	Yüksüz durumda $n^*=2700$ d/d için hız ve moment cevabı, (a,c) Histerezis yapı, (b,d) SBMD yapı	132

Şekil 7.3.	Yüksüz durumda $n^*=2700$ d/d için akım ve akı cevapları, (a,c) Histerezis yapı, (b,d) SBMD yapı	133
Şekil 7.4.	Yüklü durumda $n^*=2700$ d/d için moment, akım ve akı cevapları, (a,c,e) Histerezis yapı, (b,d,f) SBMD yapı	134
Şekil 7.5.	Yüklü durumda $n^*=2700$ d/d için akım ve akı cevapları, (a,c,e) Histerezis yapı, (b,d,f) SBMD yapı	135
Şekil 7.6.	Yüklü durumda, $n^*=2700$ d/d için $\alpha\beta$ stator akımları, (a) Histerezis yapı, (b) SBMD yapı	136
Şekil 7.7.	Yüklü durumda ve $n^*=2700$ d/d için, önerilen SBMD yapısına ilişkin (a) Stator akı vektörünün açısal konum değişimi, (b) Sektör değişimleri	137
Şekil 7.8.	Yüksüz durumda ve $n^*=60$ d/d için hız, moment, akı, akım ve akı değişimleri, (a,c,e,g,i) Histerezis yapı, (b,d,f,h,j) SBMD yapı	139
Şekil 7.9.	$n^*=2700$ d/d referans hıza yüklü kalkınma durumunda hız, moment, akım değişimleri, (a,c,e) Histerezis yapı, (b,d,f) SBMD yapı	140
Şekil 7.10.	$n^*=2700$ d/d referans hıza yüklü kalkınma durumunda akım cevapları, (a,c,e,g) Histerezis yapı, (b,d,f,h) SBMD yapı	141
Şekil 7.11.	$n^*=2700$ d/d referans hızda motora ani yük bindirilmesi durumunda hız ve akım cevapları, (a,c) Histerezis yapı, (b,d) SBMD yapı.....	142
Şekil 7.12.	$n^*=2700$ d/d referans hızda motora ani yük bindirilmesi durumunda SBMD yapısına ait (a) $\alpha\beta$ akıları, (b) Stator akı vektörünün açısal konum değişimi, (c) Sektör değişimleri	143
Şekil 7.13.	Mil eylemsizliğinin arttırılması durumunda SBMD yapısına ait hız ve moment cevapları.....	144
Şekil 7.14.	SBMD yapısına ait dört bölgesi çalışmaya ilişkin hız, akım ve moment değişimleri.....	145
Şekil 7.15.	SBMD yapısına ait dört bölgesi çalışmaya ilişkin akı, açısal konum ve sektör değişimleri.....	146
Şekil 7.16.	SBMD yapısına ait kademeli hızlardaki hız ve moment cevapları.....	147
Şekil 7.17.	SBMD yapısına ait değişken referans hız cevapları	148

TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 3.1. Anahtarlama fonksiyonlarına karşılık gerilim vektörlerinin aldığı değerler	43
Tablo 3.2. Anahtarlama fonksiyonlarına bağlı olarak gerilim vektörlerinin evirici uçlarında oluşturduğu polariteler.....	45
Tablo 3.3. Gerilim vektörlerinin akı, moment ve moment açısı üzerindeki etkileri.....	64
Tablo 3.4. Pozitif ve negatif dönüş yönleri için anahtarlama tablosu.....	65
Tablo 6.1. Deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motor parametreleri	120
Tablo 6.2. DS1103 'e P1A, P2A ve P3B üzerinden yapılan giriş ve çıkışlar	122
Tablo 6.3. Denetim sistemine ilişkin sabit parametreler.....	125

SEMBOLLER LİSTESİ

$\alpha\beta$	: alfa-beta sabit eksen takımı
dq	: Senkron hızla dönen hareketli eksen takımı
$T(\theta)$	: n-fazdan sabit eksen takımındaki iki faza dönüşüm için katsayı matrisi
$T_{\alpha\beta 0}$	: Üç fazdan sabit eksen takımına dönüşüm için katsayı matrisi
$T_{dq0}(\theta)$	: Üç fazdan hareketli eksen takımına dönüşüm için katsayı matrisi
P	: Çift kutup sayısı
J	: Eylemsizlik sabiti (kg.m ²)
B	: Sürtünme katsayısı (N.m.s)
T_L	: Yük moment (N.m)
L_m	: Ortak indüktans (H)
L_r	: Rotor özindüktansı (H)
L_s	: Stator özindüktansı (H)
σ	: Sızıntı faktörü
R_s	: Stator sargı direnci (Ω)
k_t	: Moment sabiti (N.m/A)
φ_f	: Uyarım akısı (W)
φ_a	: Endüvi akısı (W)
$\bar{\varphi}_s$	: Stator akı vektörü
$\varphi_{s\alpha}$	: Stator akı vektörünün α bileşeni (W)
$\varphi_{s\beta}$	: Stator akı vektörünün β bileşeni (W)
φ_s^*	: Referans stator akısı (W)
φ_s	: Gerçek stator akısı (W)
$\bar{\varphi}_r$	: Rotor akı vektörü
φ_r	: Rotor akısı (W)
γ_s	: Stator akı vektörünün α eksenine ile yaptığı açı (derece)
γ_r	: Rotor akı vektörünün α eksenine ile yaptığı açı (derece)
δ	: Moment açısı (rad)
I_f	: Doğru akım motorunun uyarım akımı (A)
I_a	: Doğru akım motorunun endüvi akımı (A)
I_d^*	: Senkron çatı referans akı bileşeni (A)

I_q^*	: Senkron çatı referans moment bileşeni (A)
I_d	: Senkron çatı gerçek akı bileşeni (A)
I_q	: Senkron çatı gerçek moment bileşeni (A)
I_a, I_b, I_c	: Üç faz gerçek motor akımları (A)
V_a, V_b, V_c	: Üç faz gerçek motor gerilimleri (V)
$\bar{I}_S$	: Stator akım vektörü
$I_{s\alpha}$	: Stator akım vektörünün α bileşeni (A)
$I_{s\beta}$	: Stator akım vektörünün β bileşeni (A)
$\bar{V}_S$	: Stator gerilim vektörü
$V_{s\alpha}$	: Stator gerilim vektörünün α bileşeni (V)
$V_{s\beta}$	: Stator gerilim vektörünün β bileşeni (V)
θ_r	: Dönüşüm açısı (rad)
ω_e	: Senkron açısal hız (rad/s)
ω_m	: Mekanik açısal hız (rad/s)
ω_r	: Rotor açısal hızı (rad/s)
ω_{sl}	: Kayma açısal hızı (rad/s)
ω^*	: Referans motor hızı (rad/s)
n^*	: Referans motor hızı (d/d)
n	: Gerçek motor hızı (d/d)
T^*	: Referans moment (N.m)
T	: Gerçek motor momenti (N.m)
$\varepsilon\varphi_S$	: Akı hatası (W)
εT	: Moment hatası (N.m.s)
$\Delta\varepsilon T$	: Moment hatasındaki değişim miktarı
f_S	: Örnekleme frekansı (Hz)
T_S	: Örnekleme periyodu (s)
h_T	: Moment denetim sinyali
h_F	: Akı denetim sinyali
f_{Tsw}	: Moment anahtarlama frekansı (Hz)
t_{Tsw}	: Moment anahtarlama periyodu (s)
f_{fsw}	: Akı anahtarlama frekansı (Hz)

t_{fsw}	: Akı anahtarlama periyodu (s)
t_r	: Motor momentinin yükselme süresi (s)
t_f	: Motor momentinin alçalma süresi (s)
h^+	: Pozitif moment eğimi
h^-	: Negatif moment eğimi
V_{DC}	: DC bara gerilimi (V)
V_{aktif}	: Aktif gerilim vektörleri
$V_{sıfır}$	: Sıfır gerilim vektörleri
T_{rip}	: Moment dalgalanmasının efektif değeri
K_{SF}	: Ölçeklendirme faktörü
T_{SLP}	: Moment eğimi
f_{tri}	: Taşıyıcı üçgen dalgaların frekansı (Hz)
T_{tri}	: Taşıyıcı üçgen dalgaların periyodu (s)
$G1$	: Taşıyıcı dalga1'in genliği
$G2$	: Taşıyıcı dalga2'nin genliği

KISALTMALAR LİSTESİ

VD	: Vektör denetim
AYD	: Alan yönlendirmeli denetim
DMD	: Doğrudan moment denetimi
BM	: Bulanık mantık
BD	: Bulanık denetleyici
YSA	: Yapay sinir ağları
SBA	: Sinirsel bulanık ağ
BSA	: Bulanık sinirsel ağ
SBD	: Sinirsel bulanık denetleyici
SBMD	: Sinirsel bulanık moment denetleyici
GA	: Genetik algoritma
UVM	: Uzay vektör modülasyon
DGM	: Darbe genişlik modülasyonu
KM	: Kayma mod
ASM	: Asenkron motor
GKE	: Gerilim kaynaklı evirici
TD1	: Taşıyıcı dalga1
TD2	: Taşıyıcı dalga2
Sii	: Sayısal işaret işlemci
CDD	: Control Desk Developer

1. GİRİŞ

Elektromekanik enerji dönüşümü sağlayan elektrik motorları, dairesel ve doğrusal harekete ihtiyaç duyulan bütün denetim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Asansör, fan, vinç, kompresör ve pompa gibi uygulamalarının yanında endüstriyel robotlar, takım tezgahları, otomasyona dayalı seri üretim tesisleri gibi servo uygulamalardaki kullanımına ilişkin çalışmalar da gittikçe önem kazanmaktadır. Özellikle hassas hız ve konum denetimi gerektiren servo uygulamalarda kullanılan elektrik motorlarının bütün hız aralıklarında hem geçici hem de sürekli durumda yüksek başarımla denetlenebilir olması arzu edilir. Bu amaçla piyasada var olan mevcut bütün motor türlerinin yüksek başarımla denetimi konusunda pek çok çalışma yapılmıştır. Bilim ve mühendisliğin her alanında olduğu gibi motor ve motor sürücü sistemlerinde de son 30 yılda çok önemli gelişmeler olmuştur. Bu gelişmeler temel olarak üç farklı şekilde karşımıza çıkmaktadır. Bunlar özetle;

- Mevcut motor seçeneklerine yeni ve daha üstün nitelikli motor türlerinin eklenmesi,
- Klasik olarak gerçekleştirilebilen düşük verimli, büyük hacimli sürücü sistemlerin yerini yüksek verimli, küçük hacimli sürücü sistemlerin alması,
- Değişken hızlı ve servo uygulamalarda kullanılan doğru akım motorlarının yerine senkron ve asenkron motorların kullanılabilmesine olanak sağlayan sürücü sistemlerinin geliştirilmesi.

olarak sıralanabilir. Endüstriyel uygulamalarda kullanılan elektrik motorlarının özellikle dayanıklı, ekonomik ve az bakım gerektiren yapısı ile asenkron motorların denetlenmesi amacıyla geliştirilen yüksek başarımlı Alternatif Akım (AA) sürücüler motorun hızının, momentinin veya rotor konumunun belirlenen çalışma aralıklarında denetimini sağlar.

AA sürücülerde denetim işlemi skaler veya vektörel olarak gerçekleştirilir. Skaler denetim yönteminde, denetlenen değişkenler stator gerilimi ve frekansıdır. Statora uygulanan gerilim ve frekansın V/f oranı sabit tutularak hava aralığı akısı sabit tutulur ve dolayısı ile bütün hız aralıklarında motorun sabit moment üretmesi sağlanmaya çalışılır [1]. Ancak düşük hızlarda, besleme geriliminin önemli bir kısmı stator direnci üzerinde düştüğünden hava aralığı akısı, V/f oranının sabit olmasına rağmen azalır. Anma hızının üzerindeki hız bölgesinde yani alan zayıflatma bölgesinde stator gerilimi

arttırılamayacağından hava aralığı akısının azaltılması gerekir. Alan zayıflatmanın gerçekleştiği her iki durumda da motor, sabit moment bölgesinden çıkarak sabit güç bölgesinde çalışmaya devam eder ve dolayısı ile motorun moment sabitliği bozulur. Bu sebepten dolayı hassas konum denetimi gerektiren servo uygulamalarda skaler denetim yöntemi tercih edilmez. Bununla birlikte bu yöntem uygulaması kolay ve düşük maliyetli olması nedeni ile yüksek başarımlı gerektirmeyen uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır [2,3].

Vektör denetim yönteminde ise asenkron motorun akısı ve momenti, bir doğru akım motorunda olduğu gibi birbirinden bağımsız olarak denetlenir [4-6]. Asenkron motorlar matematiksel modeli itibarıyla parametreleri zamanla değişen, doğrusal olmayan ve yüksek dereceli diferansiyel denklemler içeren karmaşık bir yapıya sahiptir. Bu karmaşık yapısından dolayı bir asenkron motorun denetimi bir doğru akım motorun denetiminden oldukça zordur. Çünkü motorun moment ve akısını oluşturan akım ve akı bileşenleri arasında bir kenetleme etkisi vardır. Yani momenti ve akıyı oluşturan bu bileşenler arasında doğru akım motorunda olduğu gibi 90^0 lik faz farkı olmadığından dolayı birbirinden bağımsız değildir. Motor modeli üzerinde yapılan analitik çözümlemeler neticesinde bu kenetleme etkisini ortadan kaldıracak olan motor modelinin geliştirilmesiyle birlikte vektör denetimli AA sürücüler, ilk olarak 1971 yılında Alman mühendis Blaschke tarafından yapılan çalışma [7] ile tarihsel gelişim süreci içerisindeki yerini almaya başlamıştır.

Mikroişlemci teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak; denetim teorisindeki uyarlamalı denetim, optimal denetim gibi kuramsal gelişmelerin pratik olarak uygulanmasına olanak sağlanmıştır. Bu şekilde kuramsal temelleri çok eski olmasına karşın uygulanabilirliği mümkün olamamış bazı yöntemlerin uygulanabilir kılınması, AA sürücü sistemlerinde çok önemli gelişmelere yol açmıştır. Bu gelişmelere en iyi örnek döner alan temelli alternatif akım motorlarının, serbest uyartımlı doğru akım motorlarına benzer bir şekilde kenetlemesiz denetimine olanak sağlayan Vektör Denetim (VD) yöntemi sayılabilir. Bu yöntem mikroişlemcilerin ve güç elektroniği devre elemanlarının gelişimine bağlı olarak 1980' li yıllarda uygulanabilmiştir [8]. Günümüzde endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan bu yöntem, yüksek başarımlı AA sürücü sistemlerinin temelini oluşturmuş ve geleneksel olarak sadece serbest uyartımlı doğru akım motorları ile tasarlanabilen servo denetim sistemlerinin, standart senkron ve asenkron motorlarla da tasarlanabilmesine olanak sağlamıştır [6].

Vektör denetim yöntemi; rotor manyetik alanı, stator manyetik alanı veya hava aralığı manyetik alanlarından herhangi birisinin belirlenen referans eksen doğrultusunda yönlendirilmesi ile gerçekleştirilir [9]. Hangi alan yönlendirilmiş ise vektör denetim yöntemi ona göre isimlendirilir.

1971 yılında Blaschke [7] tarafından önerilen Alan Yönlendirmeli Denetim (AYD) yöntemi; üç fazlı bir asenkron motorun stator akımlarının, motorun akı ve moment üreten akı ve akım bileşenlerine ayrıştırılarak akının ve momentin birbirinden bağımsız denetimi esasına dayanan rotor alan yönlendirmeli bir vektör denetim yöntemidir. Yüksek dinamik cevaba sahip olmakla beraber bu yöntemin gerçekleştirilmesi yüksek doğrulukta eksen dönüşümlerinin yapılmasını, alan yönlendirmenin tipine bağlı olarak akı vektörünün açısının doğru bir şekilde tahmin edilmesini, hem rotor hızının ölçülmesini hem de tahmin edilen kayma frekansının kullanımını ve pek çok karmaşık hesaplamaların yapılmasını gerektirir. Bu yöntem ayrıca motor parametrelerindeki değişimlere oldukça duyarlıdır [10].

1986 yılında Takahashi [11] tarafından önerilen Doğrudan Moment Denetim (DMD) yöntemi ise; motorun gerçek akı ve momentinin, belirlenen referans akı ve moment etrafındaki histerezis bant içerisinde birbirinden bağımsız olarak denetimi esasına dayanan stator alan yönlendirmeli bir vektör denetim yöntemidir. Yüksek dinamik cevaba sahip olmakla beraber basit yapılı ve dayanıklı bir yöntemdir. Bu yöntemde geri besleme için stator akısı ve motor momentinin hesaplanarak elde edilmesi gerekmektedir. Motor parametrelerinden sadece stator sargı direncine bağımlıdır ve dolayısı ile parametre değişimlerine daha az duyarlıdır [12-17].

Yüksek başarılı asenkron motor sürücülerinde kullanılan AYD ve DMD yöntemleri endüstriyel alanda da başarılı bir şekilde uygulanmaktadır. Uygulama şemaları farklı olmakla birlikte amaçları aynı olan bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajları değişik açılardan karşılaştırılarak ortaya konulmuştur [18]. Her iki yöntemde de temel amaç, parametre değişimlerinden çok fazla etkilenmeden motorun moment ile akısını birbirinden bağımsız olarak denetlemektir. Bu amaçla yaygın olarak kullanılan sabit parametrelili denetleyiciler ile gerçekleştirilen denetim uygulamalarında, denetimi yapılan sürücü sistemin doğru bir matematiksel modeline ihtiyaç duyulur. Ancak denetim sisteminde önceden kestirilemeyen belirsizlikler, doğrusal olmayan motor ve yük karakteristikleri, hesaplama ve ölçümlerde yapılan hatalar, algılayıcılardan kaynaklanan gecikmeler, çevresel faktörlere bağlı olarak motor parametrelerinde meydana gelebilecek değişimler bu denetim işlemini olumsuz yönde etkiler. Denetlenecek sistemin doğru bir matematiksel

modeline ihtiyaç duyan ve parametre değişimlerine karşı oldukça duyarlı olan sabit parametrelili denetleyiciler yüksek başarımlı gerektiren sürücü uygulamalarında yetersiz kalabilmektedir [1].

Bu bakımdan sistemin tam bir matematiksel modeline olan ihtiyacı ortadan kaldıran ve parametre değişimlerine karşı duyarlılığı azaltan akıllı denetleyici yapıları kullanılır hale gelmiştir. Değişken yapıllı denetleyiciler, Bulanık Mantık (BM) teorisinin kullanıldığı Bulanık Denetleyiciler (BD), Yapay Sinir Ağı (YSA) denetleyiciler ve Sinirsel Bulanık Ağların (SBA) denetleyici olarak kullanıldığı Sinirsel Bulanık Denetleyiciler (SBD) vektör denetimli AA sürücülerde yaygın olarak kullanılan akıllı denetleyicilerdir.

BM insanın düşünme ve karar verme sistemini matematiksel olarak modellemeyi amaçlar ve geleneksel var-yok mantığının yerine insan düşünce sisteminde olduğu gibi ara değişkenlerin de kullanımını esas alır [19]. Bulanık mantık işlemleri, sorunun analiz edilmesi ve tanımlanması, kümelerin ve mantıksal işlemlerin oluşturulması, bilgilerin bulanık kümelerle dönüştürülmesi ve elde edilen sonuçların yorumlanması aşamalarından oluşmaktadır. Bulanık mantık tasarımı, sistemin matematiksel modeline gereksinim duymaksızın bir uzman kişinin bilgi ve tecrübelerinden yararlanılarak gerçekleştirilebilir. Bulanık mantığın başlıca uygulama alanları, matematiksel modeli bilinmeyen, doğrusal olmayan ve zamanla değişen parametrelere sahip sistemlerdir. Özellikle sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymaması ve içerisinde uzman bilgisini barındırması nedeni ile bulanık mantık tabanlı bulanık denetleyiciler denetim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmıştır [20-23]. Bulanık denetleyicilerle ilgili olarak karşılaşılan en büyük zorluk tasarım aşamasında karşılaşılan zorluklardır. Tasarım aşamasındaki bulanık denetleyicinin üyelik fonksiyonlarının şekil ve sayı bakımından belirlenmesi ve kural tablosunun oluşturulması, uzman kişinin bilgi ve tecrübelerinden yararlanılarak deneme yanılma yöntemi ile gerçekleştirilir.

YSA insan beyninin çalışma ilkesini yapay olarak modellemeyi amaçlayan, katmanlar halinde düzenlenmiş çok sayıda doğrusal olmayan hücrelerin ağırlıklandırılmış bağlantılarla birbirine bağlandığı paralel çalışma yeteneğine sahip matematiksel bir model olarak tanımlanır. YSA belirlenen bir amacı sağlamak için hücreler arasındaki bağlantı ağırlıklarını çeşitli öğrenme kuralları ile değiştirebilen, bilgi toplayabilen ve ağırlıkları yardımı ile bu bilgiyi saklayabilen paralel bir işlemcidir [24]. Bu özelliklere sahip YSA; tanılama, görüntü ve işaret işleme, parametre tanılama ve sistem denetimi gibi bir çok farklı alanda kullanılmıştır. Doğrusal olmayan ve uyarlanabilir yapıları, öğrenme ve

genelleme yetenekleri, sistem parametrelerinden bağımsız olarak tasarlanabilmeleri gibi üstün özelliklerinden dolayı doğrusal olmayan birçok sistemin denetiminde ve tanınmasında kullanılmıştır. YSA tek başına bir denetleyici olarak kullanılabildiği gibi öğrenme yeteneği ve uyarlanabilir yapısından dolayı geleneksel denetleyicilerin parametrelerinin uyarlanmasında [25], sabit parametrelili ve kayan kipli denetleyiciler [26] ile birlikte de kullanılmıştır. Denetim sistemlerinde YSA' nın giriş değişkenlerinin sistem dinamiklerinin geri beslenmesi ile oluşturulmasından kaynaklanan eğitim sorunu, saklı katman sayısı ve bu katmanlarda kullanılacak hücre sayısının belirlenmesinde kesin bir kuralın olmaması YSA ile ilgili olarak karşılaşılan başlıca sorunlardır.

YSA' nın paralel bilgi işleme, doğrusal olmayan fonksiyonları belirli bir eğitim sürecinden sonra öğrenme ve genelleme yeteneği ile BM 'nin geleneksel mantığının aksine ara değişkenleri de kullanması, sistemlere uzman bilgisini katarak çıkarım yapabilme gibi üstün özelliklerinin birleştirilmesi amacıyla sinirsel bulanık ağ ve Bulanık Sinirsel Ağ (BSA) yapıları oluşturulmuştur. Literatürdeki bazı çalışmalarda SBA ve BSA yapıları aynı anlamda kullanılmakla birlikte genel olarak BSA yapıları, YSA işlevlerinin BM işlevleri ile gerçekleştirilmesi ilkesine dayanırken, SBA yapılarında ise BM işlevleri YSA ile gerçekleştirilmektedir. Ancak denetim alanında yapılan çalışmaların tamamına yakını SBA yapılarının kullanıldığı SBD'ler ile gerçekleştirilmiştir.

SBD genel olarak BM ve YSA 'nın kullanıldığı bütün alanlarda özellikle de doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde kullanılmaktadır. SBD 'ler son yıllarda vektör denetimli AA sürücü sistemlerde, parametre değişimlerinin tespitinde, akı ve moment tahmininde, hız ve konum denetiminde başarı bir şekilde kullanılmıştır.

Asenkron motorların vektör denetimi ve bu denetim yapısı içerisinde kullanılan akıllı denetleyicilerle ilgili olarak çok sayıda çalışma yapılmıştır. Yapılan bütün bu çalışmaların amacı bu denetim yapıları ile ilgili var olan olumsuzlukları gidererek sürücü başarımını arttırmaktır. Özellikle alan yönlendirmeli denetim ve doğrudan moment denetim yapıları ile ilgili olarak aşağıda bu anlamda önemli olabilecek, yapılmış bazı çalışmaların tarihsel gelişim süreci içerisinde bir değerlendirilmesi verilmiştir.

Kaynak [27] 'de asenkron motorun dolaylı alan yönlendirme denetimi deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Stator akımlarını denetlemek amacı ile histerezis tabanlı akım ve moment denetleyici içeren bir denetim yapısı kullanılmıştır. Bu denetim yapısının kullanılması ile akım ve momentteki dalgalanmaların önemli ölçüde azaltıldığı deneysel sonuçlarla gösterilmiştir. [28,29] 'da asenkron motorların alan yönlendirmeli denetim ve

doğrudan moment denetim yöntemleri, Sayısal İşaret İşlemci (Sİİ) kullanılarak deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Bu iki denetim yönteminin başarımı, geçici durumdaki hız ve momentin yerleşme süresine, sürekli durumda moment ve akıdaki dalgalanmalara göre karşılaştırılarak her iki denetim yönteminin avantaj ve dezavantajları detaylı olarak belirtilmiştir. [30] 'da doğrudan alan yönlendirmeli denetim, dolaylı alan yönlendirmeli denetim ve doğrudan moment denetimi olmak üzere üç farklı vektör denetim yöntemine ilişkin benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Ayrıca doğrudan moment denetim yönteminde kullanılan anahtarlama tablosu ve histerezis denetleyiciler yerine SBD, Uzak Vektör Modülasyon (UVM) algoritması ile birlikte kullanılmış ve sıcaklığa bağlı olarak stator direnç değişiminin akı ve moment üzerindeki etkileri incelenmiştir. [31] 'de asenkron motorun alan yönlendirmeli denetimi ile anahtarlama tablosunun yerine BD 'nin kullanıldığı doğrudan moment denetimine ilişkin benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. [32] 'de asenkron motorların alan yönlendirmeli denetiminde moment dalgalanmalarının azaltılmasına yönelik bir çalışma yapılmıştır. [33] 'de doğrudan moment denetiminde farklı modülasyon yöntemleri kullanılarak bu modülasyon yöntemlerinden her birinin motorun sürekli durum başarımına olan etkisi incelenmiş ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. [34] 'de doğrudan moment denetimi için moment ve akının genliğini denetlemek amacı ile bir anahtarlama kontrol stratejisi geliştirilmiş ve anahtarlama konum denetim vektörü doğrudan elde edilmiştir. [35] 'de asenkron motorun doğrudan moment denetiminde UVM tekniği kullanılarak moment dalgalanmalarının azaldığı ve evirici anahtarlama frekansının sabit tutulduğu deneysel sonuçlarla gösterilmiştir. [36] 'da eviricinin anahtarlama frekansını sabit tutan bir denetleyici tasarlanarak bu denetleyici ile asenkron motorun doğrudan moment denetimi gerçekleştirilmiş ve motor momentindeki dalgalanmaların azaldığı belirtilmiştir. [37] 'de doğrudan moment denetimi için güç devresindeki anahtarlama elemanlarının görev periyodunu denetleyen bulanık mantık tabanlı bir BD tasarlanmıştır. [38] 'de özellikle düşük hızlarda doğrudan moment denetim yönteminin başarımını arttırmak amacı ile bir denetim algoritması üzerinde çalışılmış, bu denetim algoritması ile yapılan benzetim ve deneysel sonuçlardan motor momentindeki dalgalanmaların önemli ölçüde azaldığı gösterilmiştir. [39] 'da doğrudan moment denetim yönteminde ortaya çıkan yüksek moment dalgalanmalarını azaltmak için bulanık mantık tabanlı bir BD tasarımı gerçekleştirilmiş ve bu denetleyicinin, moment ve akıdaki dalgalanmaları azaltarak düşük hızlardaki motorun dinamik başarımını arttırdığı benzetim sonuçları ile sunulmuştur. [40] 'da doğrudan moment denetimli asenkron motor

sürücülerinde, UVM tekniğinin moment dalgalanmaları üzerindeki etkisi incelenmiştir. [41] 'de bir BD ile evirici devresindeki güç anahtarlama elemanlarının anahtarlama frekansı sabit tutularak momentteki dalgalanmaların büyük ölçüde azaltılabileceği benzetim ve deneysel sonuçlarla gösterilmiştir. [42] 'de geniş hız aralıklarında rotor hızının tahminine dayalı bir hız tahmin algoritması üzerine çalışılmıştır. Bununla birlikte her bir örnekleme periyodunda en uygun gerilim vektörlerinin seçimi için bir BD tasarlanmıştır. [43] 'de düşük hızlarda moment dalgalanmalarının azaltılmasına yönelik olarak iki farklı stator akı tahmin yöntemi kullanılarak evirici anahtarlama frekansının sabit değerde tutulması sağlanmış ve momentteki dalgalanmaların önemli ölçüde azaldığı deneysel sonuçlarla gösterilmiştir. [44] 'de farklı hız bölgeleri için katsayıları uyarlanabilen BD-PI hız denetleyici tasarlanmış, gerilim vektörlerinin seçiminde anahtarlama tablosu yerine BD kullanılmıştır. BD-PI denetleyicinin girişleri hızdaki hata ve bu hatanın değişimi, çıkışı ise referans momenttir. BD 'nin girişleri akı ile moment hatası ve çıkışı eviriciye uygulanacak olan uygun gerilim vektörleridir. Stator akı vektörünün izlediği 360^0 'lık dairesel yörünge 30^0 'lık 12 bölgeye ayrılarak BD için 180 kurallı bir kural tablosu oluşturulmuştur. [45] 'de ortam sıcaklığına bağlı olarak değişen stator sargı direncinin güncellenmesi için girişi stator akı vektörünün genliği ve akı vektörüne ait faz hatası ile çıkışı sargı direncindeki değişim olan bulanık tabanlı bir stator direnç tahmincisi kullanılmıştır. [46] 'da hız algılayıcı kullanmadan ve UVM tekniği ile gerçekleştirilen doğrudan moment denetiminde sistemin hız cevabını arttırmak için bulanık tabanlı Kayma Modlu (KM) bir hız denetleyici kullanılmıştır. [47] 'de kalkış anında veya referans stator akısı değişimlerinde yüksek değerler alabilen stator akımları, üç girişli ve iki çıkışlı BD kullanılarak sınırlandırılmıştır. Denetleyici çıkışında referans gerilim vektörünün genliği ve faz açısı elde edilerek UVM algoritmasına giriş olarak uygulanmıştır. [48] 'de katsayıları uyarlanabilen BD-PI hız denetleyici ile UVM algoritması birlikte kullanılmıştır. Referans gerilim vektörünün genliğini ve açısını elde etmek için akı ve moment hatalarını denetleyen birbirinden bağımsız iki BD tasarlanmıştır. Denetleyici girişleri akı ve moment hatalarıdır. Denetleyici sayısının artmasına karşılık akı ve moment dalgalanmaları önemli ölçüde azalmış ayrıca hız ve moment cevabı artmıştır. [49] 'da gerilim vektörlerinin seçimi için, histerezis denetleyici ve anahtarlama tablosu yerine 180 kurala sahip bir BD tasarlanmıştır. [50] 'de YSA, BM ve Genetik Algoritma (GA) gibi akıllı yöntemler asenkron motorun doğrudan moment denetiminde denetleyici olarak kullanılmış ve elde edilen sonuçların sürücü başarımı üzerindeki etkileri karşılaştırılmıştır. Bunlardan YSA denetleyici stator akı

vektörünün bulunduğu bölgenin belirlenmesinde, BD gerilim vektörlerinin belirlenmesinde ve GA denetleyici ise yapay sinir ağlarının eğitilmesinde kullanılmıştır. [51] 'de klasik PI hız denetleyici yerine katsayıları bütün hız aralıkları için uyarlanabilen BD-PI hız denetleyici, anahtarlama tablosu ile birlikte kullanılmıştır. Hızdaki hata ve bu hatanın değişimi denetleyiciye giriş olarak uygulanmış ve denetleyici çıkışında oransal ve integral kazançları elde edilmiştir. [52] 'de UVM algoritması ile bu algoritmanın giriş parametreleri olan referans gerilim vektörünün genlik ve açısını belirleyen BD birlikte kullanılarak akı ve moment dalgalanmaları azaltılmış ve sabit anahtarlama frekansı elde edilmiştir. [53] 'de histerezis denetleyici ve anahtarlama tablosu yerine BD ve SBD olmak üzere iki ayrı denetleyici yapısı kullanılarak sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ayrıca ısı değişimlere bağlı olarak stator direncinde meydana gelebilecek değişimlerin akı ve moment üzerindeki etkileri incelenmiştir. [54] 'de akı ve moment dalgalanmalarını azaltmak amacı ile iki ayrı BD tasarlanmıştır. Gerilim vektörlerinin seçiminde anahtarlama tablosunun yerine kullanılan bu denetleyicilerden biri üç girişli tek çıkışlı ve 180 kurala sahip bir BD olup, diğeri ise seçilen aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin bir örnekleme periyodu içerisindeki görev oranlarının belirlenmesinde kullanılan iki girişli tek çıkışlı ve 18 kurallı bir BD'dir. [55] 'de düşük hızlarda stator akı tahmin işlemindeki azalan doğruluğu arttırmak için stator devresine ait gerilim modeli ve rotor devresine ait akım modelinin birlikte kullanıldığı bir akı tahmin modeli oluşturulmuştur. Stator akı vektörünün yörüngesi 12 bölgeye ayrılarak 180 kurallı bir BD tasarlanmıştır. Özellikle düşük hızlarda akı tahmininde akım modelinin kullanılmasıyla birlikte moment dalgalanmaları azaltılmış, BD ile sistemin dinamik cevabı iyileştirilmiştir. Yapılan çalışmaların doğruluğu deneysel sonuçlarla kanıtlanmıştır. [56] 'da asenkron motorun doğrudan moment denetiminde; akı ve moment hatası ile stator akı vektörünün açısal konumunu giriş olarak kullanan ve çıkışında referans gerilim vektörünün genlik ve açısını belirleyen SBD, UVM algoritması ile birlikte kullanılmıştır. [57] 'de farklı bir anahtarlama tablosuna sahip ayrık UVM algoritması kullanılmıştır. Bir örnekleme periyodu 3 eşit zaman dilimine bölünerek her bir zaman diliminde farklı bir gerilim vektörü, 120 kurala sahip bir BD tarafından seçilerek eviriciye uygulanmıştır. Bu çalışmada akı hatası, moment hatası, stator akı vektörünün açısı ve rotor hızı olmak üzere toplam dört girişe sahip bir BD kullanılmıştır. Denetleyici çıkışı ise gerilim vektörleridir. Bu algoritma ile elde edilen gerilim vektörlerinin sayısı fazla olduğu için ve her bir örnekleme periyodunda 3 farklı vektör uygulandığı için motordaki moment dalgalanmalarının önemli ölçüde azaldığı

gözlemlenmiştir. [58] ‘de gerilim vektörlerinin seçiminde anahtarlama tablosu yerine BD kullanılmıştır. 25, 50 ve 100 μ s farklı örnekleme periyotlarında benzetimler yapılarak akı, akım ve moment grafikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. [59] ‘da hız denetimi için katsayıları uyarlanabilen PI hız denetleyici, referans gerilim vektörünün genlik ve açısının belirlenmesi için ise SBD tasarlanmıştır. [60] ‘da motorun geçici ve sürekli durumdaki hız denetimini iyileştirmek için; geçici durumda kullanılmak üzere BD-PI ile sürekli durumda kullanılmak üzere klasik PI hız denetleyicilerin ve bu ikisi arasındaki geçişi sağlayan basit bir anahtarlama mekanizmasının birlikte kullanıldığı bir melez (hibrit) hız denetleyici tasarlanmıştır. Bu denetleyici yapısının başarımı farklı tiplerdeki bulanık PD, bulanık PD-I denetleyicilerle karşılaştırılmıştır. [61] ‘de doğrudan moment denetim yönteminin düşük hızlardaki başarımını iyileştirmek için genetik algoritma tabanlı GA-BSA denetleyici tasarlanmıştır. [62] ‘de moment dalgalanmalarının azaltılmasına yönelik, her bir örnekleme periyodunda eviricideki anahtarların iletim ve kesimde kalma sürelerini hesaplayan BD yapısı kullanılmıştır. [63] ‘de asenkron motorun parametre tahmininde ve stator direnç tahmini için SBD tasarlanmıştır. [64,65] ‘de hız denetimi için klasik PI yerine değişken katsayılı PI denetleyici, UVM algoritması ve SBD birlikte kullanılmıştır. [66,67] ‘de doğrudan moment denetim yönteminde UVM algoritmasının kullanımına ilişkin detaylı bir çalışma yer almaktadır. [68] ‘de dört farklı eğitim algoritması kullanılarak gerçekleştirilen YSA denetleyici yapısı gerilim vektörlerinin seçiminde kullanılmıştır. Her bir algoritma ile elde edilen benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. [69] ‘da akı ve moment denetimi için tasarlanan SBD, UVM algoritması ile birlikte kullanılmıştır. Ayrıca düşük hızlardaki açık integrasyon probleminden dolayı saf integratör yerine alçak geçiren bir filtre kullanılarak akı tahmini iyileştirilmiştir. [70] ‘de doğrudan moment denetim yönteminde hız denetimi için, genetik algoritma tabanlı GA-PI denetleyici, bulanık tabanlı BD-PI denetleyici, BD denetleyici ve bulanık mantık tabanlı bir KM denetleyici olmak üzere dört farklı denetleyici yapısı kullanılmış ve sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. [71] ‘de referans momentin elde edildiği PI hız denetleyiciye ilaveten kayma hızının elde edildiği ikinci bir PI denetleyici, UVM algoritması ile birlikte kullanılmıştır. Kayma hızı ile rotor hızı toplamından oluşan senkron hız yardımı ile referans stator akısı, $\alpha\beta$ bileşenlerine ayrıştırılmıştır. UVM algoritmasının kullanıldığı diğer DMD yapılarından farklı olarak burada referans gerilim vektörünün genliği, $\alpha\beta$ stator akı hatalarından elde edilmiştir. [72] ‘de motor momentinin pozitif ve negatif eğim denklemlerinin detaylı analitik çözümü yapılmış, histerezis akı ve moment denetleyici bant genişliklerinin evirici

anahtarlama frekansı üzerindeki etkileri incelenerek anahtarlama frekansı hesaplanmıştır. [73] 'de asenkron motorun algılayıcısız denetimi için, akı ve moment hatalarını giriş olarak kullanan iki adet bağımsız KM denetleyici kullanılarak UVM algoritmasının giriş değişkenleri olan $\alpha\beta$ gerilimleri elde edilmiştir. Ayrıca stator ve rotor akılarının tahmininde de KM akı denetleyici kullanılmıştır. [74] 'de, geçici durumda geleneksel histerezis tabanlı DMD ile sürekli durumda UVM algoritmasının kullanıldığı hybrid bir DMD yapısı oluşturulmuştur. [75] 'de düşük hızlardaki açık integrasyon problemini çözmek için saf integratör yerine alçak geçiren filtrenin kullanıldığı akı tahmin yöntemi açıklanmıştır.

Yukarıdaki literatür taramasında yer almayan daha pek çok çalışma incelenerek doğrudan moment denetim yönteminin avantaj ve dezavantajları aşağıda detaylı olarak özetlenmiştir.

Doğrudan moment denetim yönteminin avantajları;

- Basit ve dayanıklı yapıya sahiptir ve gerçekleştirilmesi kolay bir yöntemdir.
- Akı ve moment doğrudan denetlenir.
- Açık ve kapalı çevrimli olarak gerçekleştirilebilir.
- Yüksek başarımlı hız ve moment cevabı elde edilir.
- Hareketli eksen takımındaki dönüşümlere gereksinim duyulmaz. Cebirsel hesaplamalar sabit eksen takımında yapıldığından düşük maliyetli Sİİ ile gerçekleştirilebilir.
- Denetim algoritması içerisinde motor parametrelerinden sadece stator sargı direncine doğrudan duyarlı olduğu için diğer motor parametre değişimlerinden etkilenmez.

Doğrudan moment denetim yönteminin dezavantajları;

- Evirici anahtarlama frekansı, akı ile momenti denetleyen histerezis denetleyicilerin bant genişliklerine ve motor hızına bağlıdır ve değişkendir.
- Histerezis denetimden dolayı akı ve momentte yüksek dalgalanmalar mevcuttur. Momentteki dalgalanmalar motor hızında, akıdaki dalgalanmalar ise motor akımlarında dalgalanmalara neden olur.
- Özellikle düşük çalışma hızlarında akı ile momentin denetimi güçleşir ve mekanik titreşimler ile akustik gürültüler artar.

- Düşük hızlarda akı tahmin işlemindeki doğruluk, akı düşmesi (flux dropping) ve açık integrasyon gibi nedenlerden dolayı azalır. Bu nedenle düşük hız bölgesinde gelişmiş akı tahmin tekniklerinin kullanılması gerekir.
- Ortam sıcaklığı ve çalışma şartlarına bağlı olarak stator sargı direncinde meydana gelebilecek değişimler akı ve momentin denetiminde bozulmaya yol açar. Dolayısıyla sargı direncinin güncellenmesi gerekir.
- Kalkış anında ve referans moment değişimlerinde stator akımları yüksek değerler alır. Özellikle yüksek güç uygulamalarında eviricinin zarar görmemesi için bu akımın sınırlanması gerekir.

1.1 Tezin Amacı

Histerezis tabanlı geleneksel DMD yönteminde, akı denetimi için iki seviyeli ve moment denetimi için üç seviyeli olmak üzere iki ayrı histerezis denetleyici kullanılarak akı ve momentin denetimi gerçekleştirilir. Denetim yönteminin başarımı büyük ölçüde histerezis denetleyici band genişliklerine bağlıdır. Histerezis akı denetleyici bant genişliği, stator akısındaki dalgalanma miktarı ile motor akımlarındaki toplam harmonik bozulmayı belirlerken, histerezis moment denetleyici band genişliği moment dalgalanmalarını, eviricinin anahtarlama frekansını ve dolayısı ile anahtarlama kayıplarını belirler. Bu yöntemde histerezis denetleyicilerden dolayı akı ve momentte yüksek dalgalanmalar görülür. Buna ilaveten eviricinin anahtarlama frekansı da histerezis denetleyici band genişliklerine, motor hızına ve işletme şartlarına bağlıdır ve değişkendir. Yüksek moment dalgalanmaları ve değişken anahtarlama frekansı; akım harmoniklerinin, anahtarlama kayıplarının, akustik ses gürültülerinin ve motor üzerindeki mekanik titreşimlerin bütün bir çalışma aralığı boyunca düzensiz bir şekilde dağılımına sebep olur.

Yapılan literatür taraması sonucunda elde edilen verilerden, histerezis tabanlı geleneksel DMD yöntemi ile denetlenen asenkron motorun ürettiği momentteki yüksek dalgalanmalar ile değişken anahtarlama frekansı önemli bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu problemlerin giderilmesi ve sürücü başarımının artırılması amacıyla çeşitli denetleyici yapıları kullanılmıştır. Bunlar içerisinde; YSA ‘nın öğrenme ve genelleme, BD ‘nin uzman bilgisini kullanma ve çıkarım yapabilme gibi üstün özellikleri bünyesinde barındırması nedeniyle SBD’ler önemli bir yere sahiptir. SBD’nin, DMD yapısı içerisinde UVM algoritması ile birlikte kullanımı daha yaygındır. Bu yapı içerisinde

SBD, akı ile moment hatalarını ve stator akı vektörünün açısal konumunu giriş olarak alır ve çıkışında referans gerilim vektörünün genlik ve açı bilgisini verir. UVM algoritmasının DMD yapısı içerisindeki kullanımı sabit anahtarlama frekansı, düşük akı ve moment dalgalanmaları gibi avantajları da beraberinde getirmektedir.

Bu tez çalışmasında, geleneksel DMD yöntemi ile denetlenen üç fazlı bir asenkron motorda histerezis denetimden dolayı oluşan yüksek moment dalgalanmalarının SBD ile azaltılması ve değişken olan anahtarlama frekansının sabit tutulması amaçlanmıştır. Bu amaçla SBA yapısının kullanıldığı, giriş değişkenleri moment hatası ile bu hatanın değişiminden oluşan iki girişli Sugeno tipi bir Sinirsel Bulanık Moment Denetleyici (SBMD) yapısı önerilmiştir. Önerilen SBMD yapısı ile hem yüklü hem de yüksüz durumda ve farklı referans hızlarda motor momentindeki dalgalanmaların azaltıldığı deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır.

1.2 Tezin Yapısı

Bu tez sekiz bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde asenkron motorun vektör denetim yöntemlerinden olan AYD ve DMD yöntemleri ile ilgili olarak geçmişte yapılmış olan çalışmalara ilişkin literatür taraması yer almaktadır.

İkinci bölümde, bir asenkron motora ait dinamik bir model oluşturabilmek için üç fazlı kaynaktan beslenen bir asenkron motorun iki faz eşdeğer devre modelinin türetilmesinde kullanılan $\alpha\beta$ ile dq dönüşüm kavramı ve üç faz ile iki faz değerleri arasındaki ilişki açıklanmıştır. Öncelikle üç faz dönüşümleri incelenmiş ve daha sonra asenkron motorun üç faz modeli ile birlikte $\alpha\beta$ ve dq eşdeğer devre modelleri elde edilmiştir.

Üçüncü bölümde, asenkron motorlar için vektör denetim yöntemlerinin genel bir tanımı yapılarak AYD ve DMD yöntemlerine ilişkin açıklamalar verilmiştir. Histerezis denetleyici tabanlı DMD yönteminin temel ilkeleri açıklanmış, iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici yapısı ile gerilim vektörlerinin akı ve moment üzerindeki etkileri ve ayrıca histerezis denetleyici yapıları detaylı olarak incelenmiştir. Bunlara ilaveten histerezis denetleyici band genişlikleri ile motor hızının, anahtarlama frekansı ve moment dalgalanmaları üzerindeki etkileri ayrıntılı olarak irdelenmiştir.

Dördüncü bölümde, geleneksel DMD yöntemi ile denetlenen üç fazlı bir asenkron motorda histerezis denetimden dolayı oluşan yüksek moment dalgalanmalarının azaltılması

ve anahtarlama frekansının sabit tutulması amacı ile önce SBA yapıları açıklanmış ve devamında SBMD tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Beşinci bölümde, asenkron motorun önerilen SBMD tabanlı doğrudan moment denetimine ilişkin MATLAB/Simulink blok diyagramları detaylı olarak verilmiştir.

Altıncı bölümde, geleneksel histerezis denetleyici tabanlı DMD yapısının ve önerilen SBMD tabanlı denetim yapısının gerçek zamanlı olarak gerçekleştirildiği deneysel kurulum düzeneği tanıtılmıştır.

Yedinci bölümde, oluşturulan deneysel kurulum düzeneği yardımı ile hem histerezis tabanlı hem de önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin değişik hız ve yüklerde elde edilen deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiş ve detaylı olarak değerlendirilmiştir.

Sekizinci bölümde, bu tez çalışmasından elde edilen deneysel sonuçlar bir bütün halinde değerlendirilerek önerilen SBMD tabanlı doğrudan moment denetim yapısının genel kazanımları belirtilmiştir.

2. ÜÇ FAZ ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MATEMATİKSEL MODELİ

Vektör denetim uygulamaları için asenkron motorların analizinde iki faz eşdeğer devre modeli kullanılmaktadır. Bu motorlara ait hem geçici hem de sürekli durumda motorun bütün davranış karakteristiğini yansıtan dinamik bir model kurmak için, üç fazlı kaynaktan beslenen motorun iki faz eşdeğer devre modelinin türetilmesinde kullanılan $\alpha\beta$ ile dq dönüşüm kavramının ve üç faz ile iki faz değerleri arasındaki ilişkinin bilinmesi ve uygun bir şekilde ortaya konması gerekir [76]. İki faz eşdeğer devre modelinde rotor ve stator devresine ait tüm endüktansların zaman bağımlılıkları ortadan kalkar, tüm parametre ve değişkenler birbirine dik iki eksenle tanımlanır. Bu amaçla bu bölümde öncelikle üç faz dönüşümleri incelenmiş ve daha sonra asenkron motorun üç faz modeli ile birlikte $\alpha\beta$ ile dq modelleri elde edilmiştir.

2.1 Üç Faz Dönüşümleri

En çok kullanılan dönüşüm çok fazlı sistemden ortogonal iki fazlı sisteme yapılan dönüşümdür [76]. n-fazdan 2-faza dönüşüm için aşağıdaki bağıntı kullanılır.

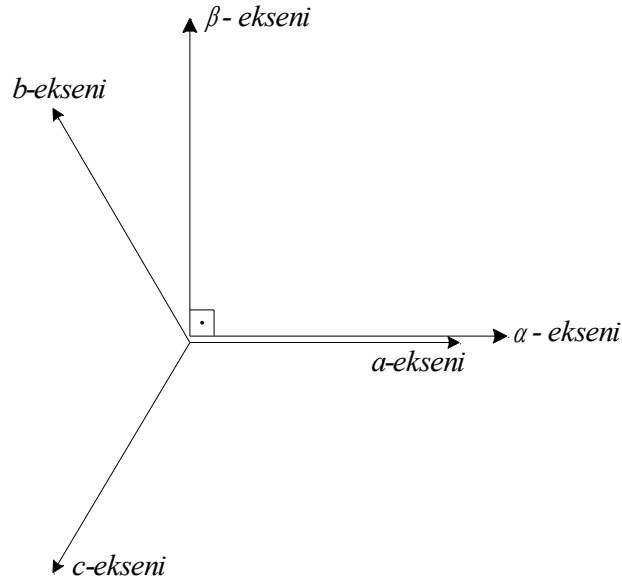
$$f_{xyo} = T(\theta) \cdot f_{1,2,...,n} \quad (2.1)$$

$$T(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{n} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-\alpha) & \dots & \cos[\theta-(n-1)\alpha] \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-\alpha) & \dots & -\sin[\theta-(n-1)\alpha] \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Burada α , homojen olarak dağıtılmış bulunan n-fazlı sargıların iki komşu manyetik eksen arasındaki elektriksel açıdır. $\sqrt{2}/n$ katsayısı, $\sqrt{2/n}$ şeklinde kullanılırsa dönüşüm işlemi güç bakımından değişmez olur. n-fazdan 2-faza dönüşümü güç bakımından değişmez yapmak için, $\sqrt{2/n}$ katsayısının kullanılması şart değildir. Ancak başka katsayılar kullanıldığı takdirde 2-fazdan n-faza tersi dönüşümde, 2-fazlı ile n-fazlı sistemlerin güç bakımından birbirlerine eşdeğer olması için n-fazlı sistemin gücünü hesaplarken bir kompanzasyon katsayısının kullanılması gerekir.

2.2 Clark ($\alpha\beta$) Dönüşümü

Temel olarak Clark dönüşümü üç faz değerlerini iki faz değerlerine dönüştürmek için kullanılır. Durağan referans çatıda bulunan iki faz değişkenleri α ve β olarak gösterilir. Şekil 2.1 'de verildiği gibi α eksenini a fazı eksenine ile çakışık ve β eksenini α ekseninden 90° ileridedir.



Şekil 2.1 $\alpha\beta$ ve abc değerleri arasındaki ilişki.

$$f_{\alpha\beta o} = T_{\alpha\beta o} \cdot f_{abc} \quad (2.3)$$

Burada $T_{\alpha\beta o}$ dönüşüm matrisi şu şekilde ifade edilir.

$$T_{\alpha\beta o} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$T_{\alpha\beta o}$ dönüşüm matrisi denklem (2.2)' de verilen $T(\theta)$ dönüşüm matrisinden türetilir.

Bunun için durağan referans çatı için $\theta=0^\circ$ ve dönüştürülen üç fazlı sistem olduğu için de komşu iki manyetik eksen arasındaki elektriksel açı farkı 120° olduğundan $\alpha=120^\circ$ alınır. Yalnız burada $\sqrt{2/3}$ kullanılması gerekirken $\sqrt{2}/3$ katsayısı kullanılarak dönüşümde güç muhafazası yapılmamıştır. İki fazdan üç faza dönüşüm için Denklem (2.5) ve (2.6) kullanılabilir.

$$f_{abc} = T_{\alpha\beta o}^{-1} \cdot f_{\alpha\beta o} \quad (2.5)$$

Burada $T_{\alpha\beta o}^{-1}$ ters matrisi;

$$T_{\alpha\beta o}^{-1} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

şeklindedir.

2.3 Park (dq) Dönüşümü

Park dönüşümü çok fazlı sisteme ait değerleri, iki fazlı senkron hızla dönen çatıya dönüştürür. Bu dönüşüm şu şekilde ifade edilir.

$$f_{dqo} = T_{dqo}(\theta) \cdot f_{abc} \quad (2.7)$$

Burada θ dönüşüm açısıdır. $T_{dqo}(\theta)$ dönüşüm matrisi ;

$$T_{dqo}(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

şeklinde ifade edilir. Dönüşüm matrisinin tersi ise ;

$$T_{dqo}^{-1}(\theta) = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta-120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta+120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

şeklinde elde edilebilir. Dönüşümde genellikle q eksen, d ekseninden 90° ileride olacak şekilde seçilir ancak, bazı yazarlar q eksenini d ekseninden 90° geride olacak şekilde de seçmektedir. Ayrıca üç faz değerleri önce Clark dönüşümü ile durağan $\alpha\beta$ eksen değerlerine ve daha sonra $\alpha\beta$ durağan eksen değerleri senkron hızla hareket eden dq eksen değerlerine dönüştürülebilmektedir. Ters dönüşüm için ise, dq eksen değerleri önce $\alpha\beta$ eksen değerlerine ve daha sonra $\alpha\beta$ eksen değerleri üç faz değerlerine dönüştürülür.

Üç fazlı sistem değerlerini dq eksen değerlerine dönüştürmek için Clark dönüşümü ara dönüşüm olarak kullanılabilir. Denklem (2.3) ile üç faz değerleri durağan $\alpha\beta$ eksen değerlerine dönüştürüldükten sonra bu değerler senkron hızla hareket eden dq eksen değerlerine aşağıdaki bağıntı kullanılarak dönüştürülür.

$$f_{dqo} = T_{\alpha\beta o-dqo}(\theta) \cdot f_{\alpha\beta o} \quad (2.10)$$

Burada $T_{\alpha\beta o-dqo}(\theta)$ dönüşüm matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$T_{\alpha\beta o-dqo}(\theta) = T_{dqo}(\theta) T_{\alpha\beta o}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Ters dönüşüm işleminde Clark dönüşümünü ara dönüşüm kullanarak dq eksen değerleri, Denklem (2.12) yardımı ile önce $\alpha\beta$ eksen değerlerine dönüştürülür.

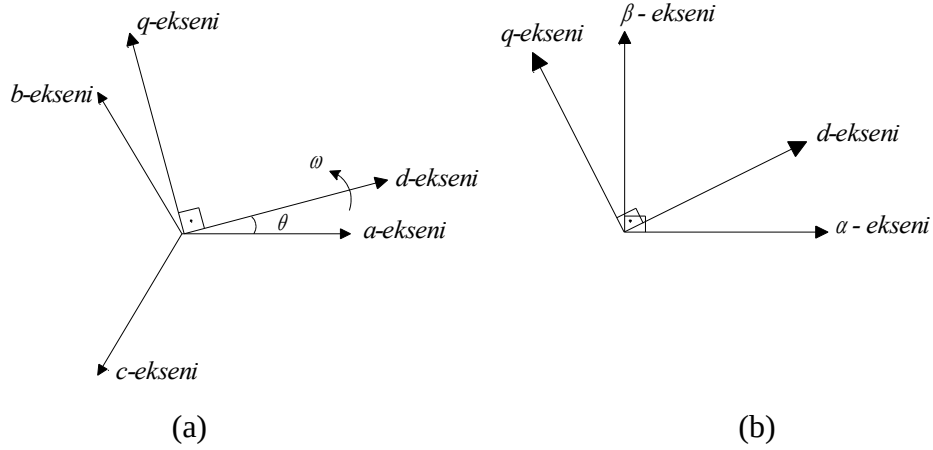
$$f_{\alpha\beta o} = T_{\alpha\beta o-dqo}^{-1}(\theta) \cdot f_{dqo} \quad (2.12)$$

Daha sonra $\alpha\beta$ eksen değerlerini üç faz değerlerine dönüştürmek için de Denklem (2.5) kullanılır.

$T_{\alpha\beta o-dqo}^{-1}(\theta)$ dönüştürme matrisinin tersi;

$$T_{\alpha\beta o-dqo}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

şeklinde ifade edilir.



Şekil 2.2 (a) dq ile abc, (b) dq ile $\alpha\beta$ değerleri arasındaki ilişki.

2.4 Asenkron Motorun Eşdeğer Devre Modeli

Asenkron motorun davranışını incelemek ve motoru temsil etmek amacı ile yapılan birçok değişik modelleme yöntemleri vardır. Bunlar faz değişkeni modeli, uzay fazör modeli ve hareketli döner eksen takımındaki dq modelleridir. Bu modellerden uzay fazör modeli ile dq modeli birbirine eşdeğerdir ve en çok kullanılan yöntemlerdendir.

Genel olarak karmaşık bir matematiksel yapıya sahip bir asenkron motorun faz değişkeni modeli yazıldığında, elde edilen denklemlerden asenkron motorun doğrusal olmayan ve zamanla değişen katsayılarla sahip bir yapıda olduğu görülür.

Bir elektromekanik dönüştürücü olan asenkron motorun davranışını en iyi şekilde verecek olan matematiksel modelin elde edilmesinde, motorun elektriksel ve mekanik taraflarına ilişkin olarak Kirchhoff ve Newton yasalarından yararlanılır. Fiziksel bir sistemin modellenmesi ancak bazı varsayımlar doğrultusunda yapılır. Bu varsayımlarda amaç, elde edilecek olan modelin karmaşık hale gelmesini önlemek ve bu model referans alınarak sistem davranışını belirleyecek olan kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesini kolaylaştırmaktır. Bu amaçla simetrik yapıya sahip bir asenkron motorun matematiksel modelinin oluşturulması için aşağıdaki varsayımlar kullanılır.

- Stator sargıları hava aralığı çevresinde sinüzoidal bir şekilde yayılmıştır.
- Stator sargıları yıldız bağlı ve simetriktir, nötr noktası elektriksel olarak yalıtılmıştır.
- Rotor ve stator sarım sayıları eşit kabul edilmiştir.
- Hava aralığı akı değişiminin sinüzoidal olarak değiştiği kabul edilmiştir.
- Manyetik koşulların tümü doğrusal kabul edilmiştir (Manyetik doyma ihmal).
- Direnç ve indüktansların frekansa ve sıcaklığa bağımlılığı ihmal edilmiştir.
- Histerezis ve Fuko kayıpları ihmal edilmiştir.

Bu varsayımlar doğrultusunda üç fazlı şebekeden beslenen simetrik yapıdaki bir asenkron motorun stator üç faz sargılarına ait gerilim denklemleri;

$$V_{sabc} = [R_s] I_{sabc} + \frac{d}{dt} (\psi_{sabc}) \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Rotor üç faz sargılarına ait gerilim denklemleri;

$$V_{rabc} = [R_s] I_{rabc} + \frac{d}{dt} (\psi_{rabc}) \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

matris formunda yukarıdaki gibi yazılabilir. Sincap kafesli rotorda, rotor sargıları kısa devre edilmiş alüminyum iletkenlerden oluşur. Bu nedenle rotor gerilimi sıfırdır. Sargı indüktansları ve sargı akımları cinsinden stator ve rotor halkalama akı denklemleri;

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sabc} \\ \Psi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ssabc} & L_{srabc} \\ L_{rsabc} & L_{rrabc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Burada;

$$\begin{aligned} \Psi_{sabc} &= [\Psi_{sa}, \Psi_{sb}, \Psi_{sc}]^t \\ \Psi_{rabc} &= [\Psi_{ra}, \Psi_{rb}, \Psi_{rc}]^t \\ I_{sabc} &= [I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}]^t \\ I_{rabc} &= [I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}]^t \end{aligned} \quad (2.19)$$

Stator sargıları öz indüktans denklemi;

$$L_{ssabc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Rotor sargıları öz indüktans denklemi;

$$L_{rrabc} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Burada L_{ls} stator faz sargılarının kaçak indüktansı, L_{lr} rotor faz sargılarının kaçak indüktansı, L_{ss} stator faz sargılarının öz indüktansı, L_{rr} rotor faz sargılarının öz

indüktansı, L_{sm} stator faz sargıları arasındaki ortak indüktans, L_{rm} rotor faz sargıları arasındaki ortak indüktans. Stator ve rotor sargıları arasındaki ortak indüktans L_{sr} ise θ_r rotor açısının bir fonksiyonu olarak değişim gösterdiğinden aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$L_{srabc} = [L_{rsabc}]^t = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Doğrusal olmayan bu karmaşık yapıdaki diferansiyel denklem takımlarının çözümü, sayısal çözüm yöntemleri ile uzun zaman almaktadır. Genel makine teorisinde, katsayıları zamanla değişken ve çözümü zor olan bu diferansiyel denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak ve bütün değişkenleri ortak bir referans çatıya indirmek için Bölüm (2.1), (2.2), (2.3) 'de verilen matematiksel dönüşümler kullanılır

Asenkron motorların analizinde, genel olarak durağan eksen ($\alpha\beta$) modeli ve rastgele bir hızda dönen hareketli eksen (dq) modeli kullanılır. Motorun modeli elde edilirken, modelin rastgele (keyfi) bir hızda dönen bir eksen sisteminde yazılması tercih edilir. dq model olarak bilinen bu model yardımı ile katsayıları zamanla değişen diferansiyel denklemlerden kurtulmak mümkündür. Bu amaçla ilk olarak asenkron motorun, rastgele bir ω hızı ile dönen keyfi referans çatıdaki dq modeli elde edilir ve daha sonra bu modelde $\omega=0$ alınarak durağan eksen $\alpha\beta$ modeli elde edilebilir.

2.5 Asenkron Motorun Keyfi Referans Çatı (dq) Modeli

Üç fazlı asenkron motor için keyfi referans çatıda stator devresine ait gerilim denklemleri;

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega \psi_{qs} \quad (2.23)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega \psi_{ds} \quad (2.24)$$

$$V_{os} = R_s I_{os} + \frac{d}{dt} \psi_{os} \quad (2.25)$$

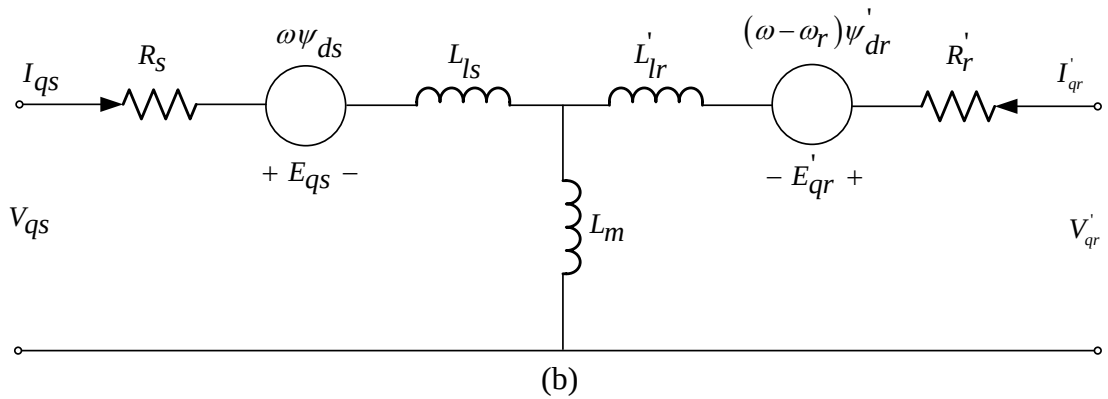
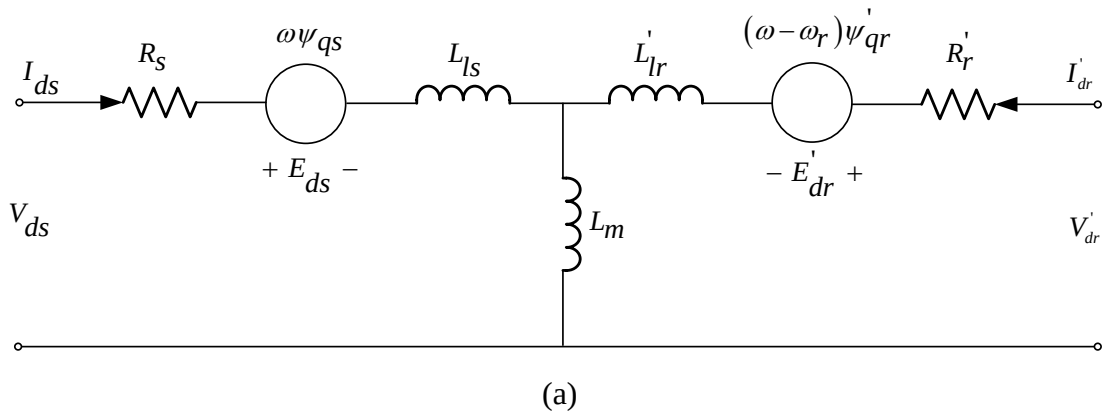
Burada ψ_{ds} , ψ_{qs} ve ψ_{os} halkalama akılarını ifade etmektedir. Bu denklemlerdeki bütün değişkenler ω hızı ile dönmektedir. $\omega\psi_{ds}$ ve $\omega\psi_{qs}$ ise hareket gerilimleri olarak adlandırılır. ω_r açısal hızı ile dönen rotor devresine ait gerilim denklemleri ise;

$$V'_{dr} = R'_r I'_{dr} + \frac{d}{dt} \psi'_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi'_{qr} \quad (2.26)$$

$$V'_{qr} = R'_r I'_{qr} + \frac{d}{dt} \psi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi'_{dr} \quad (2.27)$$

$$V'_{or} = R'_r I'_{or} + \frac{d}{dt} \psi'_{or} \quad (2.28)$$

şeklinde ifade edilir. Burada rotor devresine ait bütün değişkenler statora indirgenmiş değerlerdir. Stator ve rotor arasındaki manyetik kenetleme etkisi dikkate alınarak asenkron motorun keyfi referans çatıdaki eşdeğer devre modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.



Şekil 2.3 Asenkron motorun keyfi referans çatıdaki (a) d-ekseni, (b) q-ekseni eşdeğer devre modeli.

Keyfi referans çatıda stator ve rotor devresine ait halkalama akıları; akımlar cinsinden matris formunda aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{os} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sl}+L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{sl}+L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr}+L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr}+L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Hava aralığı halkalama akıları ise;

$$\psi_{qm} = L_m (I_{qs} - I_{qr}') \quad (2.30)$$

$$\psi_{dm} = L_m (I_{ds} - I_{dr}') \quad (2.31)$$

şeklinde elde edilir. Asenkron motorun yıldız bağlı olduğu ve yıldız noktasının izoleli olduğu kabul edilerek motorun ürettiği elektriksel moment ifadesi aşağıdaki gibi türetilir. P_g motora anlık giriş gücü olmak üzere;

$$P_g = V_{as} I_{as} + V_{bs} I_{bs} + V_{cs} I_{cs} + V_{ar}' I_{ar}' + V_{br}' I_{br}' + V_{cr}' I_{cr}' \quad (2.32)$$

keyfi referans çatıdaki anlı giriş gücü ise;

$$P_g = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} + V_{dr}' I_{dr}' + V_{qr}' I_{qr}') \quad (2.33)$$

olarak elde edilir. Denklem (2.23), (2.24), (2.26) ve (2.27), denklem (2.33) 'de yerine yazıldıktan sonra elde edilen denklemde bakır kaybı ve co-enerji terimleri elimine edilirse geriye kalan terimler motorda anlık olarak elektrikselden mekaniğe dönüşen net gücü ifade eder. Bilindiği gibi motorun ürettiği elektriksel moment bu net giriş gücünün ω_r rotor hızına oranı kadardır.

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} \left[\omega (\psi_{ds} I_{qs} - \psi_{qs} I_{ds}) + (\omega - \omega_r) (\psi'_{dr} I'_{qr} - \psi'_{qr} I'_{dr}) \right] \quad (2.34)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi'_{qr} I'_{dr} - \psi'_{dr} I'_{qr}) \quad (2.35)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{ds} I_{qs} - \psi_{qs} I_{ds}) \quad (2.36)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (I'_{dr} I_{qs} - I'_{qr} I_{ds}) \quad (2.37)$$

Motorun açısal hareket dinamiğine ilişkin olarak;

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - T_L - B\omega_m \quad (2.38)$$

yazılabilir. Burada ω_m motorun mekanik hızıdır. P kutup çifti sayısı olmak üzere motorun mekanik hızı ile elektriksel hızı arasında;

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega_r \quad (2.39)$$

şeklinde bir ilişki vardır. Bu ilişki dikkate alınarak denklem (2.38) yeniden düzenlenirse motorun mekanik tarafına ilişkin olarak üretilen elektriksel moment ifadesi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$T_{em} = T_L + J \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{2}{P} B\omega_r \quad (2.40)$$

Burada J motorun eylemsizlik sabiti (kg.m^2), B sürtünme momentine neden olan sürtünme katsayısı (N.m.s) ve T_L ise yük momentidir.

2.6 Asenkron Motorun Durağan Referans Çatı ($\alpha\beta$) Modeli

Keyfi referans çatı modelindeki motor denklemlerinde $\omega=0$ alınarak asenkron motorun durağan referans çatıdaki eşdeğer devre modeli elde edilir. Durağan referans çatıda stator ve rotor devresine ait gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$V_{ds}^s = R_s I_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (2.41)$$

$$V_{qs}^s = R_s I_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (2.42)$$

$$V_{os}^s = R_s I_{os}^s + \frac{d}{dt} \psi_{os}^s \quad (2.43)$$

$$V_{dr}' = 0 = R_r I_{dr}' + \frac{d}{dt} \psi_{dr}' + \omega_r \psi_{qr}' \quad (2.44)$$

$$V_{qr}' = 0 = R_r I_{qr}' + \frac{d}{dt} \psi_{qr}' - \omega_r \psi_{dr}' \quad (2.45)$$

$$V_{or}' = 0 = R_r I_{or}' + \frac{d}{dt} \psi_{or}' \quad (2.46)$$

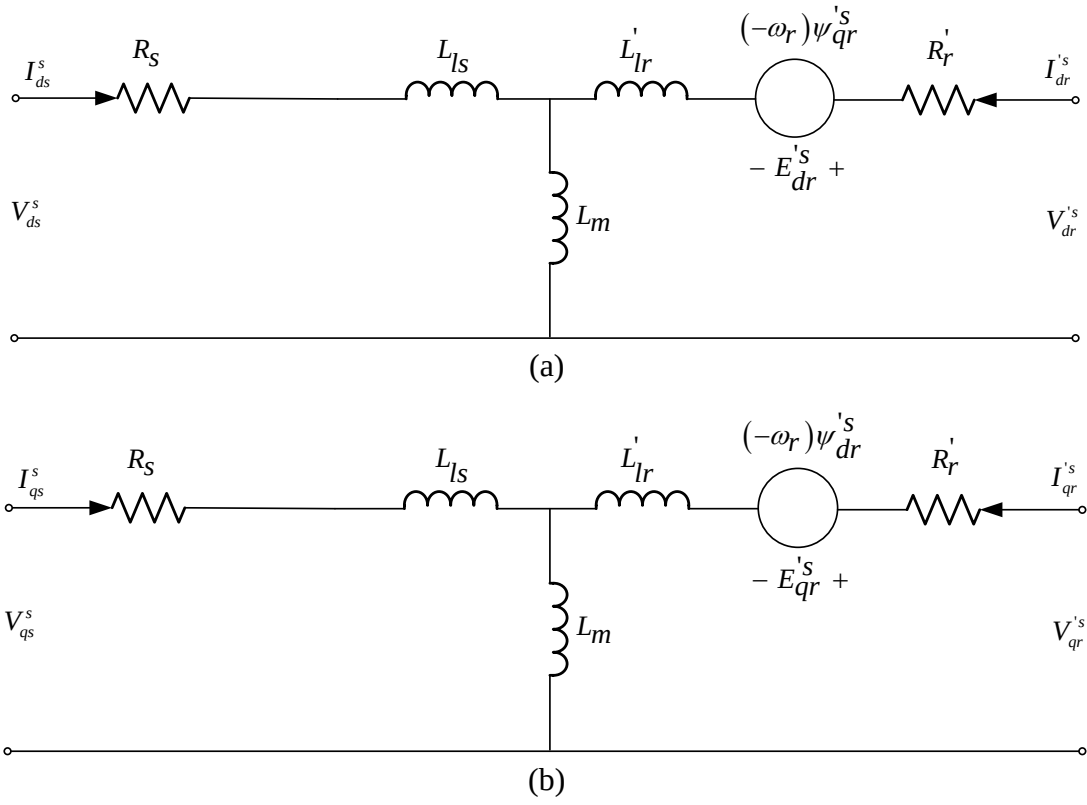
Elektriksel moment ise;

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(\psi_{qr}' I_{dr}' - \psi_{dr}' I_{qr}' \right) \quad (2.47)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(\psi_{ds}^s I_{qs}^s - \psi_{qs}^s I_{ds}^s \right) \quad (2.48)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m \left(I_{dr}' I_{qs}^s - I_{qr}' I_{ds}^s \right) \quad (2.49)$$

olarak elde edilir. Bu denklemlerden hareketle asenkron motorun durağan referans çatıdaki eşdeğer devre modeli aşağıdaki gibi ifade edilebilir.



Şekil 2.4 Asenkron motorun durağan referans çatıdaki (a) d-ekseni, (b) q-ekseni eşdeğer devre modeli.

3. ASENKRON MOTORUN VEKTÖR DENETİMİ

3.1 Giriş

Yakın geçmişe kadar servo uygulamalarda daha çok DA motorları tercih edilmiştir. Bunun nedeni DA motorlarının akım ve akısı birbirine dik olduğu için, bu iki değişken birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir. Bunun sonucu olarak da DA motorlarının hem geçici hem de sürekli durum başarımları oldukça iyidir. Asenkron motorların servo denetim uygulamalarında kullanımının gecikmesi, doğru akım motorlarına kıyasla daha zayıf dinamik başarıma sahip olmalarından kaynaklanmaktadır. Geçmişte yüksek verimli servo ve konum denetim uygulamalarında asenkron motorların kullanımı ile ilgili bir çok araştırmalar yapılmış ancak elde edilen sonuçlar yüksek verimlilikte servo uygulamalar için yetersiz kalmıştır. Yapılan bu çalışmalar daha da genişletilerek asenkron motorun doğru akım motoruna benzer bir şekilde denetlenmesine olanak sağlayan VD tekniği geliştirilmiştir. VD yöntemi aslında stator, rotor veya hava aralığı akılarından herhangi birinin belirlenen referans eksen takımına yönlendirilmesiyle elde edilir. Bu bakımdan alan yönlendirmeli denetim olarak da bilinen VD yöntemi, alan yönlendirme bakımından aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir.

- Stator alan yönlendirmeli denetim yöntemi
- Rotor alan yönlendirmeli denetim yöntemi
- Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim yöntemi

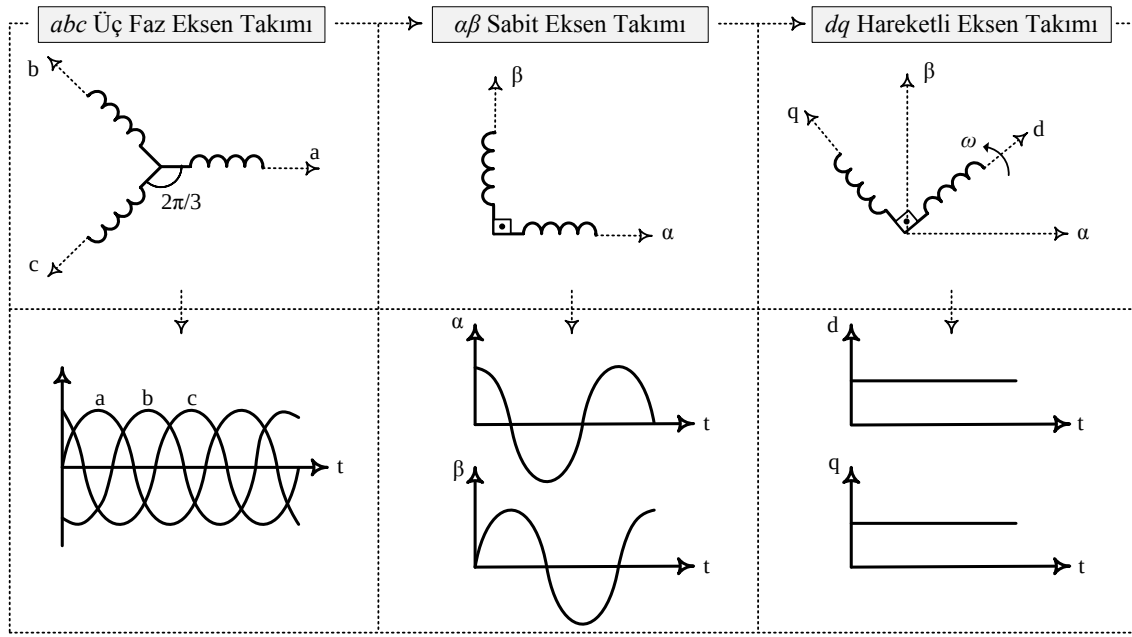
Bu denetim yöntemlerinin doğru bir şekilde gerçekleştirilebilmesi için yönlendirilecek alan akı vektörünün genlik, faz ve konum bilgisinin tam olarak belirlenmesi gerekir. Genlik, faz ve konum bilgilerinin elde edilme şekline göre VD yöntemi aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir.

- Doğrudan alan yönlendirmeli denetim yöntemi
- Dolaylı alan yönlendirmeli denetim yöntemi

Doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli yöntemler genel olarak, rotor akısının kullanılarak rotor manyetik alanının yönlendirildiği ve bütün hesaplamaların hareketli dq eksen takımında yapıldığı vektör denetim yöntemleridir. Bu denetim yöntemlerinin dışında;

- Doğrudan moment denetim yöntemi
- Doğrudan akı denetim yöntemi

yöntemleri de mevcuttur. Bu iki yöntem ise stator akısının kullanılarak stator manyetik alanının yönlendirildiği ve bütün hesaplamaların $\alpha\beta$ sabit eksen takımında yapıldığı vektör denetim yöntemleridir. Üç fazlı bir abc sistemi ile sabit ve hareketli eksen takımları arasındaki grafiksel ilişki Şekil 3.1'deki gibidir.



Şekil 3.1 Üç fazlı abc sistemi ile sabit ve hareketli eksen takımları arasındaki ilişki

Doğrudan moment denetim yönteminin daha iyi anlaşılabilmesi açısından dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetim yöntemine ilişkin açıklamalar aşağıda verilmiştir.

3.2 Vektör Denetim Yönteminin Temel İlkeleri

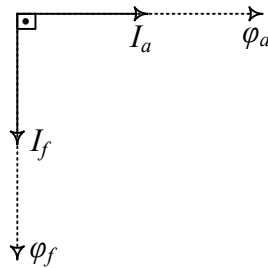
Vektör denetim yönteminin temel amacı, bir asenkron motorun serbest uyarımlı bir doğru akım motoru gibi davranmasını sağlamaktır. Bunun için Bölüm (2.2) ve (2.3)'de verilen eksen dönüşümleri kullanılarak stator ve rotor akımları birbirine dik iki bileşene ayrıştırılır. Bu ayrıştırma neticesinde, katsayıları zamanla değişen parametre sorunu ve akım ile akı vektörleri arasındaki kenetleme etkisi ortadan kalkar. Böylelikle bir asenkron

motorun yapısının serbest uyarımlı bir doğru akım motorunun yapısına benzer olduğu ve bu nedenle asenkron motorun serbest uyarımlı doğru akım motoruna benzer bir şekilde denetlenebileceği görülür.

Dinamik davranış açısından doğru akım motorları yüksek başarıma sahiptir. Ancak asenkron motorda bu yüksek başarıma doğrudan elde etmek mümkün değildir. Asenkron motorda moment ve akı, motora uygulanan gerilim ve frekansın bir fonksiyonu olduğu için akım ve akı arasında bir kenetleme vardır ve bu nedenle moment ve hız dinamik cevabı tatmin edici değildir. Bilindiği gibi serbest uyarımlı doğru akım motorlarında endüvi ve uyarım sargıları birbirine diktir. Bunun sonucunda endüvi ve uyarım sargılarının akımları birbirinden bağımsız olarak denetlenebilir. Serbest uyarımlı doğru akım motorunun moment ifadesi Denklem (3.1)'deki gibidir.

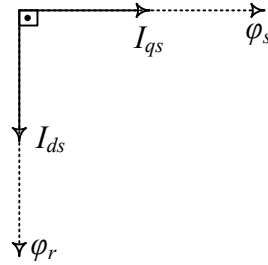
$$T = k_t \varphi_f \varphi_a = k'_t I_f I_a \quad (3.1)$$

Burada k_t moment sabiti, φ_f uyarım akısı, φ_a endüvi akısı, I_f uyarım akımı ve I_a endüvi akımıdır. Burada I_a moment bileşeni, I_f akı bileşenidir. Yani moment ve akının birbirinden bağımsız olarak ayrı ayrı denetlenebileceği iki akım bileşeni vardır. Denklem (3.1) 'den görüleceği gibi uyarım akısı veya akımı sabit tutularak sadece endüvi akımı ile moment denetimi yapılabilir. Moment, endüvi akımı ile doğru orantılıdır. Böylece endüvi akımının doğrudan denetlenmesiyle motor momentinin hızlı bir şekilde denetimi sağlanmış olur. Şekil 3.2'de serbest uyarımlı doğru akım motorunda endüvi akı/akımı ile uyarım akı/akımı arasındaki ilişki verilmiştir.



Şekil 3.2 Serbest uyarımlı doğru akım motorunda endüvi akı/akımı ile uyarım akı/akımı arasındaki ilişki

Asenkron motorda ise moment ve akının birbirinden bağımsız olarak denetlenebileceği ayrı iki akım bileşeni yoktur. Asenkron motorda sadece genlik, frekans ve faz bilgilerini içeren sinüsoidal üç faz stator akımları vardır. Bu nedenle serbest uyarımlı doğru akım motorlarında olduğu gibi sinüsoidal üç faz stator akımlarının birbirine dik iki bileşene ayrıştırılması gerekir. Bu ayrıştırma işleminin gerçekleştirilmesi ile asenkron motordan hem geçici hem de sürekli durumda serbest uyarımlı doğru akım motoruna benzer şekilde yüksek hız ve moment cevabı elde edilebilir. Serbest uyarımlı doğru akım motorunun endüvi ve uyarım akımları birbirine 90° dik eksenlerdedir ve bu eksenler sırası ile asenkron motorun hareketli eksen takımındaki dq eksenlerine karşılık gelmektedir. Bu ilişki Şekil 3.3 ‘de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Vektör denetimli asenkron motorda dq eksen akım ve akıları arasındaki ilişki

Eksen dönüşümleri kullanılarak yapılan ayrıştırma işlemi ile Bölüm (2.5) ‘de elde edilen dinamik denklemlerdeki I_{ds} akımının, alan akısı ile çakıştırılması gerekmektedir. Şekil3.3 ‘de görüldüğü gibi I_{ds} akımının rotor alanı ile çakıştırılması durumunda asenkron motorun moment denklemi;

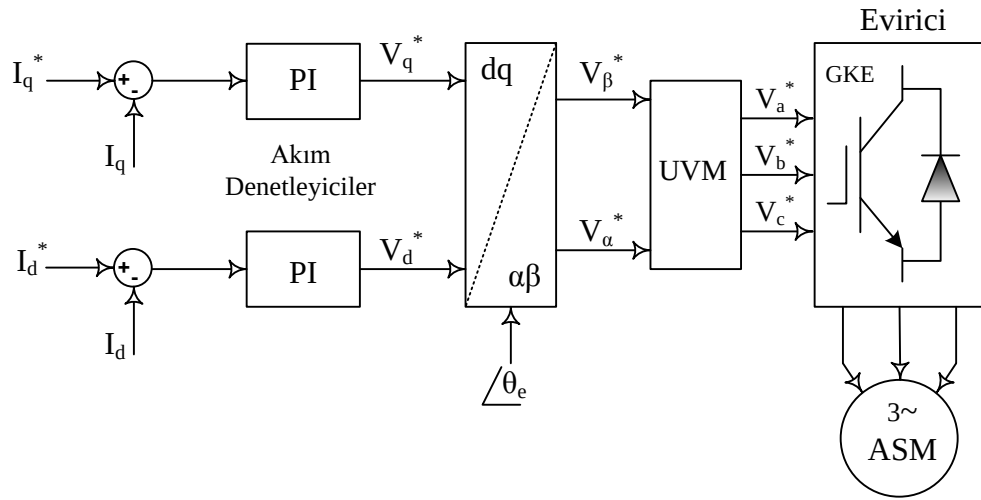
$$T = k_t \phi_r I_{qs} = k'_t I_{ds} I_{qs} \quad (3.2)$$

elde edilir. Elde edilen bu moment denklemi, Denklem (3.1) ‘de verilen serbest uyarımlı doğru akım motorunun moment denklemi ile eşdeğerdir. Denklem (3.2) ‘ye göre, vektör denetimli asenkron motorda I_{ds} akımı sabit tutularak I_{qs} akımının denetlenmesi ile motor momenti, I_{qs} akımı sabit tutularak I_{ds} akımının denetlenmesi ile de motor akısı kolay bir şekilde denetlenebilir ve böylece asenkron motordan yüksek dinamik başarımlı elde edilebilir.

Burada I_{ds} akımının alan akısı ile çakıştırılması rotor, stator veya hava aralığı alanlarından herhangi birinin I_{ds} akımına yönlendirilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bu alanlardan herhangi birisinin kullanılması vektör denetimin alan yönlendirme şeklini belirler.

3.3 Alan Yönlendirmeli Denetim Yöntemi

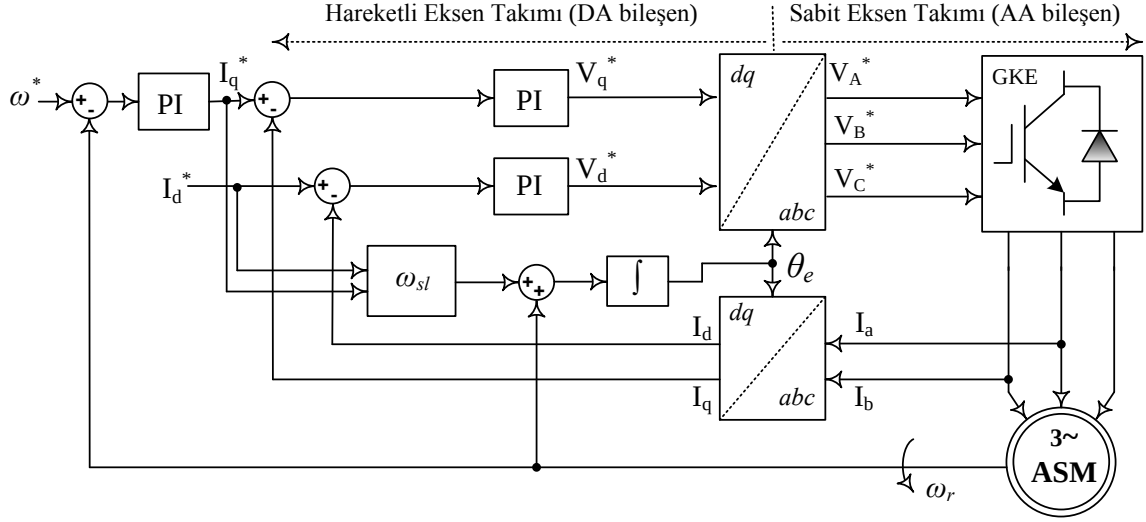
Şekil 3.4’de, eksen dönüşümleri için gerekli olan dönüşüm açısının doğrudan değil de hesaplama yolu ile dolaylı olarak elde edildiği dolaylı rotor alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin temel prensip şeması verilmiştir.



Şekil 3.4 Dolaylı rotor alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminin temel prensip şeması

Asenkron motorun alan yönlendirmeli vektör denetiminde motor; giriş referansı olarak q eksenine ile çakışık I_q^* moment bileşenine ve d eksenine ile çakışık I_d^* akı bileşenine ihtiyaç duymaktadır [86]. Bu denetim yöntemi eksen dönüşümlerine ihtiyaç duyduğundan denetim yapısında elektriksel değişkenlerin ani değerleri her an için mevcuttur. Bu bakımdan vektör denetimli sürücü sistemin başarımı artmaktadır. Bu denetim yapısına ilişkin blok diyagramı Şekil 3.5’de verilmiştir. Denetim yapısının işleyişi, θ_e dönüşüm açısının doğru bir şekilde belirlenmesine bağlıdır. Dönüşüm açısı θ_e , senkron hızın integrali olarak tanımlanır ve Denklem (3.3)’deki gibi hesaplanır.

$$\theta_e = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (3.3)$$

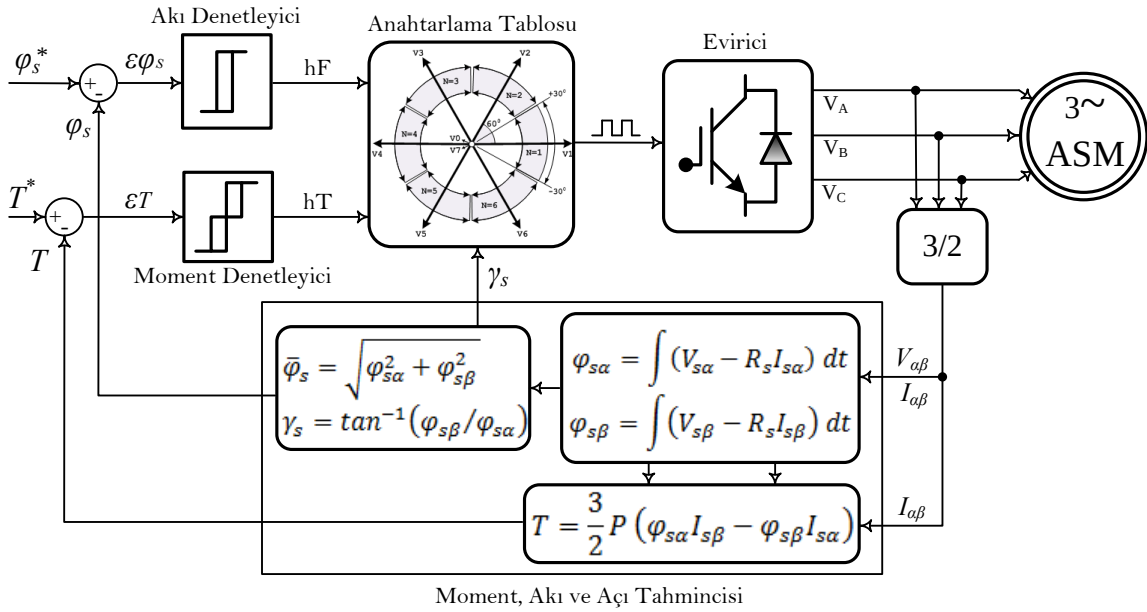


Şekil 3.5 Dolaylı rotor alan yönlendirmeli sürücü sisteminin blok diyagramı

Burada ω_r rotor açısal hızı ve ω_{sl} kayma açısal hızıdır. Verilen blok diyagramına göre motor denetiminin yapılabilmesi için motorun iki faz akımı ile hız/konum bilgisinin ölçülmesi gerekir. Burada motorun üçüncü faz akımının da bilinmesi gerekir, ancak üçüncü faz akımı, motor yıldız bağlı ve nötr noktası yalıtılmış kabul edildiğinde $I_a + I_b + I_c = 0$ ifadesine göre denetim yapısı içerisinde hesaplanabilir. Motorun konum ve üç faz akımları bilgisi varsa, Clark ve daha sonra Park dönüşümleriyle I_d ve I_q akımları hesaplanabilir. Motorun konumu ölçülüyorsa hızı, hızı ölçülüyorsa konumu hesaplanabilir. Verilen şemaya göre motorun hızı ölçülerek geri besleme bilgisi olarak kullanılmıştır. Ölçülen hız ω_r , referans hız ω^* ile karşılaştırıldıktan sonra aradaki fark bilgisi PI hız denetleyici aracılığıyla motorun referans I_q^* moment bileşenine dönüştürülmektedir. Moment ve akı bileşenlerinin referans değerleri I_q^* ve I_d^* belirlendikten sonra ölçülen motor akımları I_q ve I_d akımlarıyla karşılaştırılır. Aradaki fark PI akım denetleyicileri aracılığıyla referans V_q^* ve V_d^* gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimler ters Clark ve Park dönüşümleri aracılığıyla referans V_A^* , V_B^* , V_C^* referans gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimlerin bünyesinde hem genlik hem de frekans bakımından motora uygulanması gereken gerilimlerin bilgisi mevcuttur. Bu nedenle çeşitli modülasyon teknikleriyle denetimli güç kaynağı olarak kullanılan eviricideki yarı iletken anahtar elemanların sürülmesi için ilgili DGM sinyalleri üretilebilmektedir.

3.4 Histerezis Tabanlı Doğrudan Moment Denetim Yöntemi

Doğrudan Moment Denetim (DMD) yöntemi, durum değişkenleri sinüsoidal yapıya sahip olan yüksek kuplajlı alternatif akım motorlarının akı ve momentinin birbirinden bağımsız denetimine olanak sağlayan bir vektör denetim yöntemidir. Yöntemin temel fikri 1986 yılında Japonya’da Takahashi [11] tarafından ileri sürülmüştür. Günümüze kadar bu alanda pek çok çalışma yapılmış ve ilk ticari ürün ABB firması tarafından 1995 yılında piyasaya sürülmüştür. Bütün vektör denetim yöntemlerinde olduğu gibi doğrudan moment denetim yönteminin de temeli, 1971 yılında Blaschke [7] tarafından alternatif akım motorlarının doğru akım motorlarına benzer şekilde denetimi için geliştirilen AYD yöntemine dayanır. Şekil 3.6’da, stator akısı ve motor momentinin iki adet histerezis denetleyici tarafından doğrudan denetlendiği histerezis tabanlı DMD yönteminin temel prensip şeması verilmiştir. Akı ve moment doğrudan denetlendiği için bu yöntem yüksek başarıma sahiptir. Denetim yapısının yüksek başarımla gerçekleştirilebilmesi, stator akı vektörünün açısı γ_s ’in doğru bir şekilde belirlenmesine bağlıdır.



Şekil 3.6 Doğrudan moment denetimli sürücü sisteminin temel prensip şeması

Şekil 3.6’da verilen blok diyagramına göre denetim işleminin gerçekleştirilebilmesi için motorun iki faz akımları ile üç faz gerilimlerinin ölçülmesi yeterlidir. Motorun üçüncü faz akımı, motor yıldız bağlı ve nötr noktası izoleli kabul edildiğinden $I_c = -I_a - I_b$

ifadesine göre denetim yapısı içerisinde hesaplanabilir. Motorun üç faz akım ve gerilimleri Clark dönüşümü ile sabit eksen takımındaki I_α , I_β ile V_α , V_β değerlerine dönüştürülür. Verilen denetim şemasına göre motorun hızı ölçülerek geri besleme bilgisi olarak kullanılmıştır. Ancak hız ölçümü yapılmadan bu denetim algoritması açık çevrimli olarak da gerçekleştirilebilir. Ölçülen hız ω_r , referans hız ω^* ile karşılaştırıldıktan sonra aradaki hız hatası PI hız denetleyici tarafından kullanılarak motorun T^* referans momenti elde edilir. Moment ve akının referans değerleri T^* ile φ_s^* belirlendikten sonra tahmin edilen gerçek motor momenti T ve gerçek stator akısı φ_s ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma neticesinde elde edilen moment ve akı hataları, histerezis denetleyiciler tarafından işlenir ve daha sonra denetleyici çıkışında elde edilen h_T ile h_F denetim sinyalleri anahtarlama tablosuna giriş olarak uygulanır. Anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörlerinin seçilmesiyle akı ve moment doğrudan denetlenmiş olur.

AYD ve DMD yöntemleri ile ilgili olarak Bölüm 1'deki literatür taramasında verilen gerek deneysel ve gerekse benzetim çalışmalarının genel bir sonucu olarak bu iki yöntem arasındaki farklar aşağıdaki gibi açıklanabilir. Alan yönlendirmeli denetimde, bir kontrol döngüsü içerisindeki gerekli bütün hesaplamalar hareketli eksen takımında yapıldığından dolayı hesaplamalar için gerekli işlem süresi daha uzundur. Doğrudan moment denetiminde ise bu hesaplamalar sabit eksen takımında yapıldığı için bu süre daha kısadır. İşlem süresinin uzun olması örnekleme hızının azalmasına ve denetim başarımının kötüleşmesine neden olur. Bu dezavantajı gidermek için yüksek hızlı Sİİ kullanmak gerekir. Alan yönlendirmeli denetim yöntemi rotor zaman sabitindeki değişimlere oldukça duyarlı iken doğrudan moment denetim yöntemi parametre bakımından sadece stator sargı direncindeki değişimlere duyarlıdır. Alan yönlendirmeli denetimde stator akısının denetimi stator akımları yardımı ile dolaylı olarak gerçekleştirilir. Doğrudan moment denetiminde ise akı doğrudan denetlenmektedir ve alan yönlendirmeli denetim yöntemine göre daha yüksek başarımli akı cevabına sahiptir. Alan yönlendirmeli denetimde moment, stator akımları yardımı ile dolaylı olarak denetlenirken doğrudan moment denetiminde ise doğrudan denetlenebilmektedir. Her iki denetim yöntemi de genel olarak yüksek başarımli moment cevabına sahip olmakla beraber akı, akım ve momentte istenmeyen dalgalanmalar mevcuttur. Ancak doğrudan moment denetim yöntemindeki bu dalgalanmalar akı ve momentin histerezis denetiminden dolayı daha fazladır. Özellikle motor momentindeki yüksek dalgalanmalar, mekanik titreşim ve akustik gürültü gibi olumsuz etkileri de

beraberinde getirmektedir. Ayrıca evirici anahtarlama frekansı, histerezis denetleyicilerin bant genişliklerine, motor hızına ve yüke bağlıdır ve aynı zamanda değişkendir.

3.4.1 Histerezis tabanlı doğrudan moment denetim yönteminin temel ilkeleri

Stator sargılarında oluşan stator manyetik alanının veya bir başka ifade ile bu manyetik alanın oluşturduğu bileşke stator akı vektörünün, uygun gerilim vektörleri seçilerek saat dönüş yönünde veya tersi yönünde ve istenilen hızda hareket ettirilmesi bu yöntemin en temel çalışma ilkesidir. Bu yöntemde stator akısı kullanılarak stator manyetik alanı yönlendirilir ve bütün hesaplamalar $\alpha\beta$ sabit eksen takımında yapılır.

Şekil 3.6’da verilen temel prensip şemasına göre motorun gerçek akısı φ_s ile gerçek moment T , stator üç faz akım ve gerilimlerinin anı değerleri kullanılarak hesaplanır. Ölçülen akım ve gerilimler geribesleme yapılarak ilk önce stator akısı daha sonra da motor moment T hesaplanır. Moment üretimi akı oluşumuna bağlıdır. Stator gerilimi ile stator akısı arasındaki ilişki Denklem (3.4)’de verilmiştir.

$$\bar{V}_s = \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s + R_s \bar{I}_s \quad (3.4)$$

Stator akısı, stator sargılarında indüklenen zıt emk geriliminin integrali olarak tanımlanır [86] ve Denklem (3.4) ile verilen stator gerilim denklemi kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\bar{\varphi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (3.5)$$

Stator sargı direnci üzerindeki $R_s \bar{I}_s$ kadar olan omik gerilim düşümü ihmal edilirse bu durumda Denklem (3.6) elde edilir.

$$\bar{\varphi}_s = \int \bar{V}_s dt \quad (3.6)$$

Denklem (3.6)’dan da görüldüğü gibi stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$, uygulanan gerilim vektörü $\bar{V}_s$ ’nin integralidir ve aynı zamanda bu gerilim vektörünün şiddeti ve yönü doğrultusunda hareket eder. O halde stator akı vektörünün yönü, hızı ve şiddeti uygulanan gerilim vektörleri ile doğrudan ilgilidir. Stator akı vektörü bu şekilde hesaplandıktan sonra motor moment T Denklem (3.7)’deki gibi hesaplanır.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \bar{\varphi}_s * \bar{I}_s \quad (3.7)$$

Görüldüğü gibi üç fazlı simetrik bir asenkron motorda üretilen elektromanyetik momentin anlık değeri, stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ ile stator akım vektörü $\bar{I}_s$ 'nin vektörel çarpımı ile doğru orantılıdır. Sabit eksen takımındaki stator akıları ile akımları cinsinden bir başka moment ifadesi Denklem (3.8)' deki gibi yazılabilir.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (3.8)$$

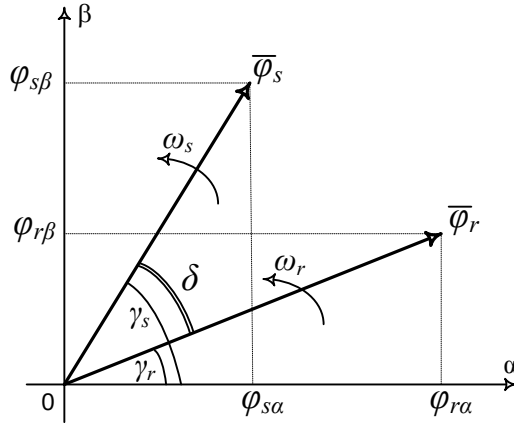
Stator akı vektörünün açısal dönme hızına bağlı olarak stator sargılarında indüklenen bu dairesel döndürme momenti hava aralığı üzerinden rotora aktarılmaktadır. Bu bakımdan moment ifadesinin hem stator ve hem de rotor akıları türünden yazılması, motordaki moment üretiminin fiziksel olarak daha iyi yorumlanabilmesi bakımından daha uygundur. Stator ve rotor akıları türünden motor momentini Denklem (3.9) ve (3.10)' daki gibi türetilir.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\varphi}_s * \bar{\varphi}_r \quad (3.9)$$

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\varphi}_s| \cdot |\bar{\varphi}_r| \cdot \sin(\gamma_s - \gamma_r) \quad (3.10)$$

Denklem (3.10)'da görüleceği gibi motorda üretilen moment, stator ve rotor akı vektörlerinin ve bu iki vektör arasındaki moment açısı δ 'nın sinüsünün çarpımı ile doğru orantılıdır. Burada σ sızıntı faktörü olarak adlandırılır ve $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ olarak tanımlanır. P kutup çifti sayısı olup γ_s, γ_r ise sırası ile stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ ile rotor akı vektörü $\bar{\varphi}_r$ 'nin referans α eksenini ile yaptığı açılardır. Bu iki akı vektörü arasındaki açı ise moment açısı olarak adlandırılır ve Denklem (3.11) ile ifade edilir.

$$\gamma_s - \gamma_r = \delta \quad (3.11)$$



Şekil 3.7 Stator ve rotor akı vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları

Stator ve rotor akı vektörleri ile moment açısı arasındaki ilişki Şekil 3.7’de gösterilmiştir. Sabit moment altında dönen bir asenkron motorda, sürekli rejimde stator ile rotor akı vektörleri arasındaki δ moment açısı sabittir ancak referans hız ve yük değişimlerinde ve anahtarlama vektörlerinin değişiminde değişir. δ moment açısı, geçici durumda maksimum değer alırken sürekli duruma ulaşıldığında o anki çalışma noktasındaki moment ihtiyacını karşılayacak değere geri döner. Rotor akısı, stator akısının zamanda ötelenmiş bir fonksiyonu olduğundan dönüş yönünden bağımsız olarak $\bar{\varphi}_r$, stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ ’i kayma frekansına ve rotor zaman sabitine bağlı olarak geriden takip eder. Denklem (3.6)’daki integral adım büyüklüğüne bağlı olarak çok küçük Δt zaman aralığında herhangi bir aktif gerilim vektörünün uygulanması durumunda stator akı vektöründeki değişim $\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{V}_s \Delta t$ kadar olur. Yani stator akı vektörü uygulanan aktif gerilim vektörü doğrultusunda ve hızında $\Delta \bar{\varphi}_s$ kadar değişim göstererek ilerler. Benzer şekilde aktif gerilim vektörleri belirli bir düzen ve sıra ile uygulanarak stator akı vektörü 360° ’lik dairesel yörüngede ileri ve geri yönde istenilen şekilde denetlenebilir.

$\bar{\varphi}_r$ ’nin değişimi $\bar{\varphi}_s$ ’e, $\bar{\varphi}_s$ ’in değişimi ise Denklem (3.5)’de belirtildiği gibi uygulanan gerilim vektörünün genlik ve frekansına bağlıdır. Bu şekilde motorun momentini ve akısı uygun gerilim vektörleri seçilerek birbirinden bağımsız bir şekilde ve doğrudan denetlenir. δ moment açısı değişmediği müddetçe motorda üretilen moment sabit kalır. Eğer momentte bir artma veya azalma gerekiyor ise bu durumda moment açısı δ ’nın değiştirilmesi gerekir. δ açısı uygun gerilim vektörlerinin uygulanmasıyla değiştirilir. δ ’nın artması momentini artırır, δ ’nın azalması ise momentini azaltır. Bir başka ifadeyle stator akı

vektörü $\bar{\varphi}_s$ 'i, rotor akı vektörü $\bar{\varphi}_r$ 'den hızlı bir şekilde uzaklaştıran bir aktif gerilim vektörü uygulandığında moment açısı δ artacağından momentte artar. Sıfır gerilim vektörlerinin uygulanması durumunda ise stator akı vektörünün hareketsiz olduğu kabul edilir ama gerçekte, değeri $R_s \bar{I}_s$ kadar olan omik gerilim düşümü nedeniyle çok yavaş hareket eder. Eğer sıfır gerilim vektörlerinin uygulanma süresi yeteri kadar uzun ise bu süre içerisinde rotor akı vektörü ileri yöndeki hareketine devam eder ve çok yavaş hareket eden stator akı vektörünün önüne geçer. Bu durumda moment açısı δ negatif değer alacağından motor momenti de yön değiştirmiş olur.

Referans hız ve yük değişimleri esnasındaki geçici durumda stator ile rotor akı vektörleri arasındaki moment açısı δ , ilk anda maksimum olur ve motor maksimum moment üretir. Bu açı, motor geçici durumunu tamamlayıp sürekli duruma ulaştığı ana kadar azalmaya devam eder ve sürekli durumda o anki motor momentini karşılayacak değere düşer. Motorun dönüş yönüne bağlı olarak $\bar{\varphi}_s$ ile $\bar{\varphi}_r$ arasındaki açının negatif değer alması durumunda da motor negatif moment açısı altında negatif moment üreterek geçici durumunu tamamlar.

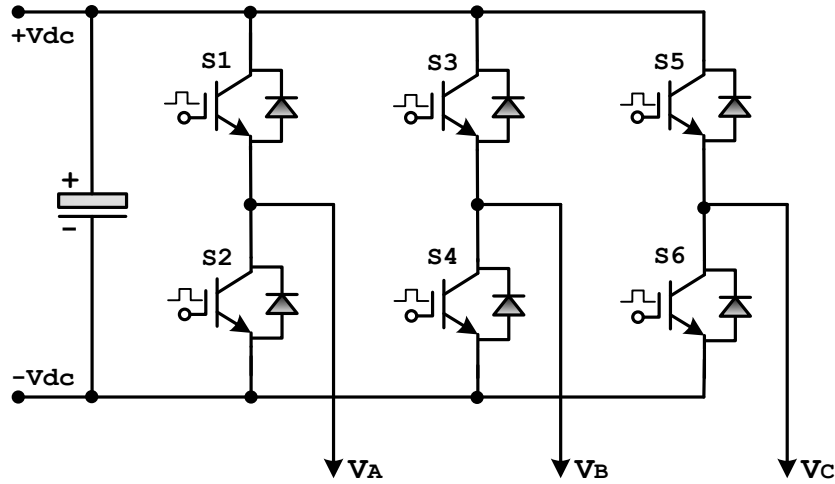
Stator akı vektörü rotor akı vektörüne göre ileri yönde hızlanırsa pozitif moment geri yönde hızlanırsa negatif moment elde edilir. Dolayısı ile bu yöntem dört bölge çalışma modu için de uygundur. Nominal hızın üzerindeki alan zayıflatma bölgesinde ise $\bar{\varphi}_s$ 'in genliğini azaltan gerilim vektörü seçilerek moment açısı ve stator akısının genliği birlikte denetlenir [80]. Temel prensip şeması Şekil 3.6'da verilen DMD yöntemi ile denetlenen bir asenkron motor sürücü sistemi temel donanım bakımından;

- Denetimli güç kaynağı olarak iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici (GKE)
- Akı ve moment tahmin bloğu
- Akı ve moment denetimi için iki adet histerezis denetleyici
- Anahtarlama tablosu
- Kapalı çevrim hız denetimi için bir PI hız denetleyici

bileşenlerinden oluşmaktadır. Bu temel donanım bileşenlerinin yapıları, sürücü sistem içerisindeki görev ve davranışları aşağıdaki alt başlıklarda detaylı olarak açıklanmıştır.

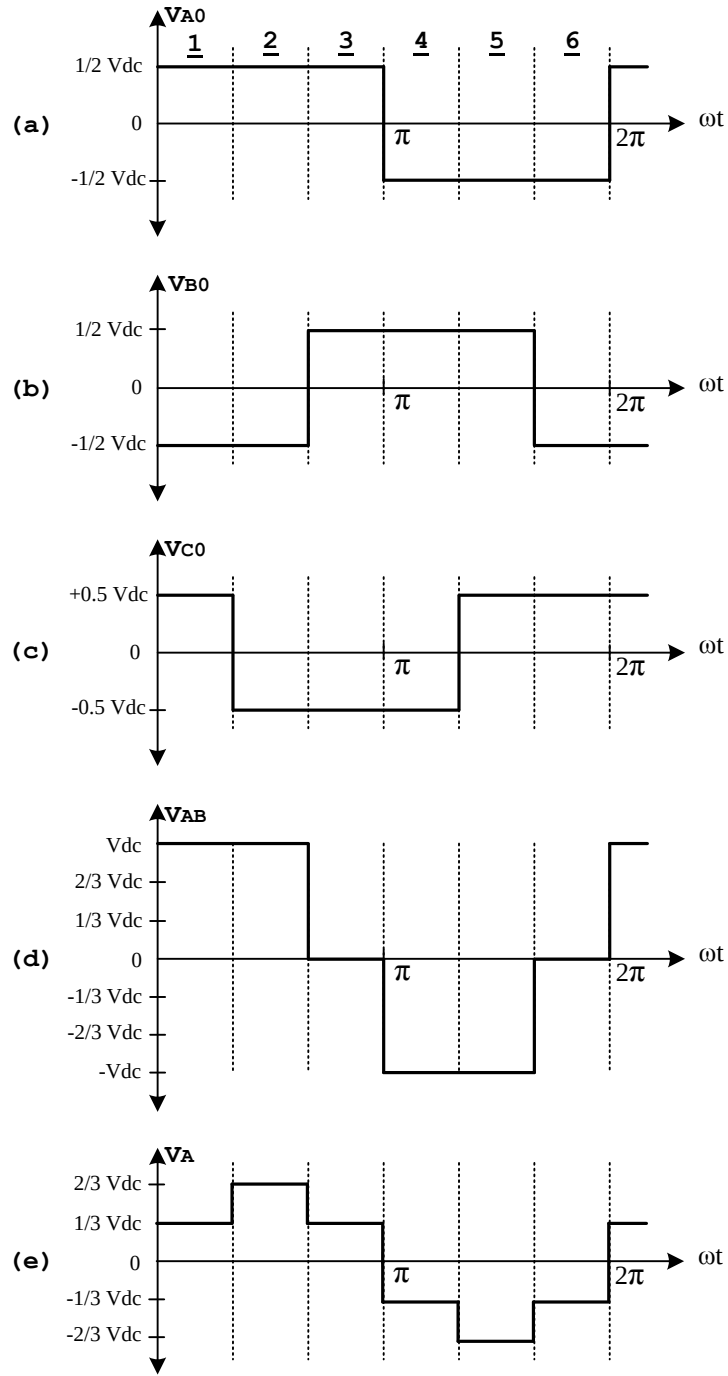
3.4.2 İki seviyeli Gerilim Kaynaklı Evirici (GKE)

Eviriciler, değişken frekans ve gerilimlere ihtiyaç duyulan her alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Denetimli güç kaynağı olarak kullanılan ve asenkron motoru besleyen, 3-fazlı iki seviyeli gerilim kaynaklı eviriciye ait güç devresi Şekil 3.8’ de verilmiştir. Eviricinin giriş kısmı, doğrultucudan gelen DC gerilimi hem depolayan hem de doğrultucu tarafından çıkışa doğru yansıyacak olan harmonikleri filtreleyen kapasite grubundan oluşur. Dolayısı ile eviricinin giriş gerilimi harmonik içeriği bakımından hem daha düzgün hem de sabittir. Eviricinin çıkışı ise frekansı ve genliği ayarlanabilen ve aralarında 120^0 faz farkı bulunan AC gerilimlerdir. Çıkış gerilimine ait dalga şeklinin sinüsoidal yapıda olması, anahtarlama frekansının büyüklüğü ile doğrudan orantılıdır. Her bir çıkış faz gerilimi, iki adet yarıiletken anahtarlama elemanı tarafından oluşturulur.



Şekil 3.8 İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici güç eşdeğer devresi

Her bir evirici bacağı üzerindeki anahtarların sırasıyla ilettime ve kesime girmesiyle birlikte DC giriş gerilimi, pozitif ve negatif gerilimler olarak evirici çıkışına aktarılır. Evirici çıkışında kare dalga formundaki sinüsoidal faz gerilimleri Şekil 3.9’da gösterilmiştir.



Şekil 3.9 Evirici çıkış gerilimlerine ait dalga şekilleri

Şekil 3.9 (e)'deki evirici çıkış faz gerilimin fourier açılımı Denklem (3.12)' daki gibi yapılır.

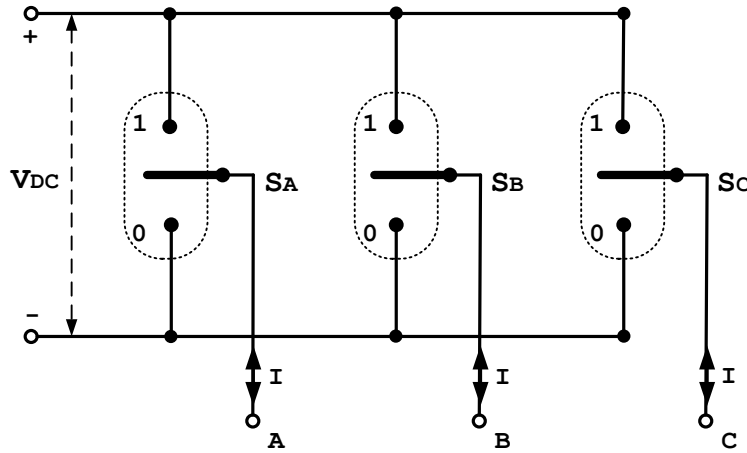
$$V_A = \frac{2}{\pi} V_{DC} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) = V_{M(n)} \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n\omega t) \quad (3.12)$$

Burada V_{DC} , eviricinin giriş gerilimidir. Çıkış geriliminin n. harmoniğinin genliği Denklem (3.13) ile ifade edilir.

$$V_{M(n)} = \frac{2}{n\pi} V_{DC} \quad (3.13)$$

$$n = 1 + 6k, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.14)$$

$n=1$ için evirici çıkış faz geriliminin birinci temel harmonik bileşeni $V_{M(1)} = 0.636 V_{DC}$ olarak elde edilir. Güç devresi Şekil 3.8’de verilen iki seviyeli eviricinin zayıf akım eşdeğer devresi Şekil 3.10’da verilmiştir. Aynı evirici bacağı üzerindeki anahtarlama elemanları, kısa devreyi önlemek için aynı t anında iletimde olmamalıdır. Herhangi biri açık iken diğeri kapalı olmalıdır. Aksi halde iki anahtarın iletimde olması durumunda DC bara gerilimi bu anahtarlar üzerinden kısa devre olur ve evirici üzerinden büyük akımların akmasına sebep olur. Bu bakımdan aynı bacak üzerindeki iki anahtarlama elemanı Şekil 3.10’da gösterildiği gibi iki konumlu tek bir anahtar olarak da tanımlanabilir.



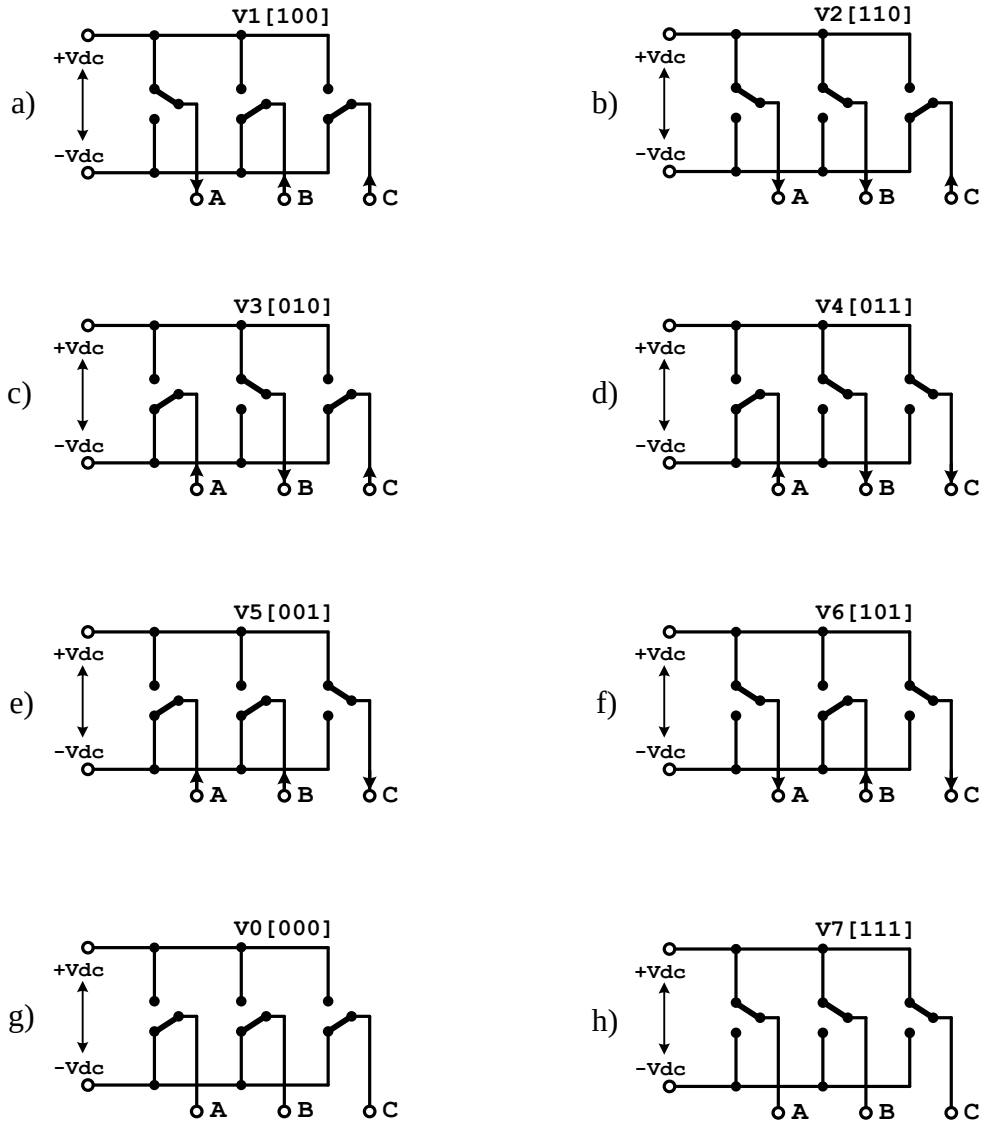
Şekil 3.10 İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici zayıf akım eşdeğer devresi

Şekil 3.10’a göre evirici bacaklarındaki S1, S3, S5 üst sıra anahtarların iletimde olma durumu 1 ve S2, S4, S6 alt sıra anahtarların iletimde olma durumu ise 0 ile ifade edilir. Bu tanımlamaya göre V_A , V_B , V_C faz gerilimlerini oluşturan $2^3=8$ farklı anahtarlama durumu elde edilir. Her anahtarlama durumu için evirici 8 farklı gerilim vektörü üretir. Bu vektörlerden $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ olmak üzere altı tanesi “aktif”, V_0, V_7 olmak üzere iki tanesi de “sıfır” gerilim vektörü olarak adlandırılır. Bu gerilim vektörleri, yapılan anahtarlamalara bağlı olarak S_A, S_B, S_C anahtarlama fonksiyonlarının alacağı değerlere

göre belirlenir. S_A , S_B , S_C anahtarlama fonksiyonlarının alacağı değerler Denklem (3.15) ile ifade edilir.

$$S_{A,B,C} = \begin{cases} 1, & S1, S3, S5 \text{ iletimde ise} \\ 0, & S2, S4, S6 \text{ iletimde ise} \end{cases} \quad (3.15)$$

S_A , S_B , S_C anahtarlama fonksiyonlarının alacağı değerlere göre evirici çıkışında üretilen 8 adet gerilim vektörünün her birine karşılık gelen evirici anahtarlama durumları Şekil 3.11’de gösterilmiştir. Örnek olarak, $S_A=1$, $S_B=0$ ve $S_C=0$ olsun. Bu duruma karşılık gelen evirici çıkışındaki gerilim vektörü $V_1[100]$ olarak adlandırılır. V_1 gerilim vektörünü oluşturan anahtarlama durumu Şekil 3.11 (a)’da gösterilmiştir.



Şekil 3.11 Evirici çıkış gerilimlerine ilişkin anahtarlama durumları

Evirici çıkışındaki aralarında 120^0 faz farkı bulunan V_A , V_B , V_C faz gerilimleri Denklem (3.16)'daki gibi uzay vektör formunda yazılabilir.

$$\bar{V} = \frac{2}{3} [V_A a^{j0} + V_B a^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C a^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (3.16)$$

Denklem (3.16) yardımı ile evirici çıkışındaki gerilim vektörlerine ilişkin genel bir ifade Denklem (3.17)'deki elde edilir.

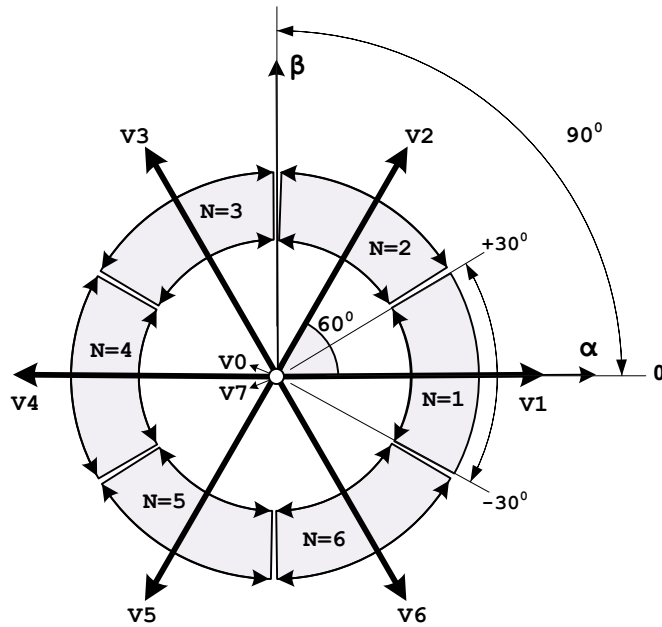
$$V_K = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{(K-1)\pi}{3}}, & K = 1,2,3,4,5,6 \\ 0 & , K = 0,7 \end{cases} \quad (3.17)$$

$K=0,1,2,3,4,5,6,7$ için her bir gerilim vektörü ve bu vektörleri oluşturan $\alpha\beta$ bileşenlerinin genlikleri ile bu gerilim vektörlerini belirleyen anahtarlama fonksiyonları Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1 Anahtarlama fonksiyonlarına karşılık gerilim vektörlerinin aldığı değerler

S_A	S_B	S_C	Vektörler	$\bar{V}_K = V_\alpha + jV_\beta$	V_α	V_β
0	0	0	$V_0[000]$	$\bar{V}_0$	0	0
1	0	0	$V_1[100]$	$\bar{V}_1 = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j0}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	0
1	1	0	$V_2[110]$	$\bar{V}_2 = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$
0	1	0	$V_3[010]$	$\bar{V}_3 = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$
0	1	1	$V_4[011]$	$\bar{V}_4 = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\pi}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	0
0	0	1	$V_5[001]$	$\bar{V}_5 = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$
1	0	1	$V_6[101]$	$\bar{V}_6 = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$
1	1	1	$V_7[111]$	$\bar{V}_7$	0	0

Aktif gerilim vektörleri uzaydaki konumları itibari ile bir altıgen oluşturur ve 360° 'lık dairesel düzlemi 60° ar derecelik 6 sektöre ayırırlar. Aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin $\alpha\beta$ sabit eksen takımındaki konumları ve 6 sektör düzeni Şekil 3.12'de gösterilmiştir. V_1 vektörü, referans eksen takımının α eksenini ile çakıştırılarak diğer vektör konumları buna göre belirlenir. Dolayısı ile α eksenini ile V_1 vektörünün bulunduğu bölge $N=1$ ile gösterilen birinci sektördür. Bu şekilde akı vektörünün dairesel hareketi sırasında taradığı toplam 6 sektör vardır. Birinci sektör şekilde gösterildiği gibi -30° ile $+30^\circ$ arasındadır. Diğer sektörler de aynı şekilde aralarında 60° olacak şekilde birbirini takip eder.



Şekil 3.12 Aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin $\alpha\beta$ sabit eksen takımındaki konumları ve 6 sektör düzeni

Sektörlerin belirlenmesinde -30° ile $+30^\circ$ arası bölgenin birinci sektör olarak tayin edilmesi zorunlu değildir. İsteğe bağlı olarak 0° ile $+60^\circ$ arası bölge de birinci sektör olarak belirlenebilir. Bu düzenlemeden farklı olarak, akı yörüngesi 30° 'lık 12 bölgeye ayrılarak da sektör düzeni oluşturulabilir. Bu durumda uygulanan gerilim vektör sayısı, 6 sektör düzenindeki uygulanan vektör sayısından daha fazladır.

Aralarında 60° 'lık açı bulunan her bir gerilim vektörü, motorun akısı ve momenti üzerinde farklı etkiye sahiptir. $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ aktif gerilim vektörlerinden herhangi birisi motora uygulandığında oluşan stator akısı, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda ilerler. V_0, V_7 sıfır gerilim vektörleri ise stator 3-faz sargılarını evirici üzerinden kısa devre

eder ve stator akısında bir değişiklik meydana getirmez. $S_A=0$, $S_B=0$, $S_C=0$ için $V_0[000]$ gerilim vektörü elde edilir ve stator sargıları S_2 , S_4 , S_6 anahtarları üzerinden kısa devre olur. $S_A=1$, $S_B=1$, $S_C=1$ için ise $V_7[111]$ gerilim vektörü elde edilir ve stator sargıları S_1 , S_3 , S_5 anahtarları üzerinden kısa devre olur.

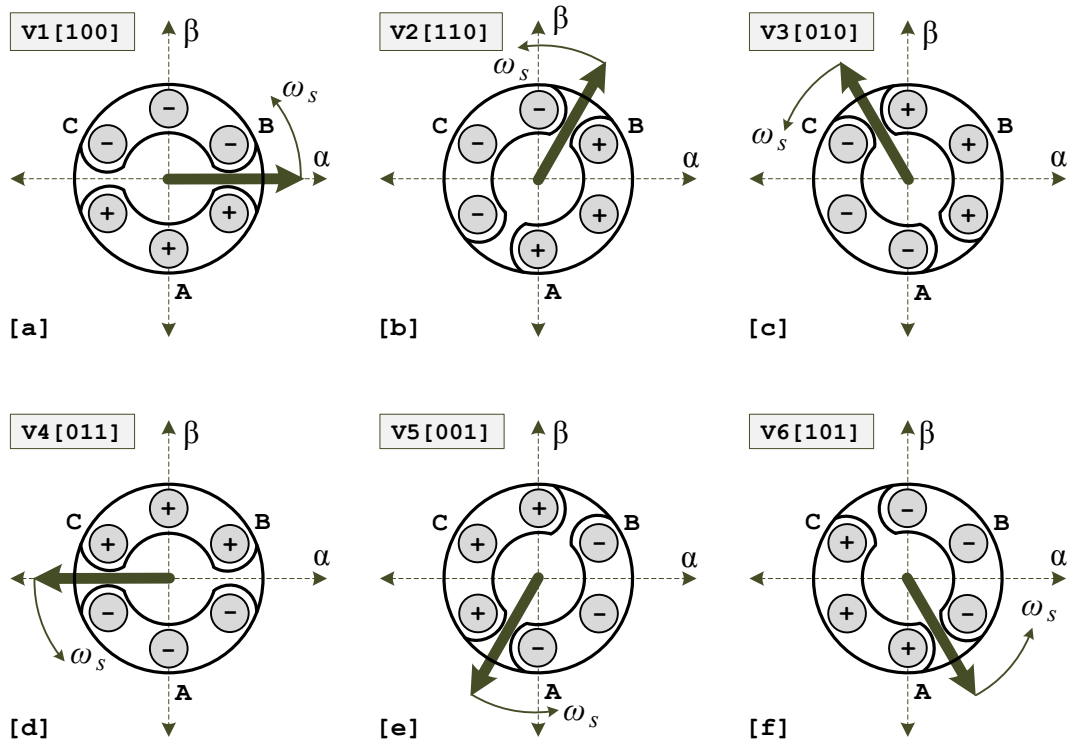
Anahtarlama fonksiyonlarına bağlı olarak evirici çıkışında elde edilen gerilim vektörleri ile bu gerilim vektörlerinin evirici uçlarında oluşturduğu polariteler Tablo 3.2’de özetlenmiştir.

Tablo 3.2 Anahtarlama fonksiyonlarına bağlı olarak gerilim vektörlerinin evirici uçlarında oluşturduğu polariteler

Anahtarlama Durumları	0	1	2	3	4	5	6	7
İletimdeki Anahtarlar	$S_2S_4S_6$ [000]	$S_1S_4S_6$ [100]	$S_1S_3S_6$ [110]	$S_2S_3S_6$ [010]	$S_2S_3S_5$ [011]	$S_2S_4S_5$ [001]	$S_1S_4S_5$ [101]	$S_1S_3S_5$ [111]
Anahtarlama Fonks.	$S_AS_BS_C$ [000]	$S_AS_BS_C$ [100]	$S_AS_BS_C$ [110]	$S_AS_BS_C$ [010]	$S_AS_BS_C$ [011]	$S_AS_BS_C$ [001]	$S_AS_BS_C$ [101]	$S_AS_BS_C$ [111]
Gerilim Vektörleri	V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
Evirici Uç Polariteleri	A B C - - -	A B C + - -	A B C + + -	A B C - + -	A B C - + +	A B C - - +	A B C + - +	A B C + + +

V_1 - V_6 aktif gerilim vektörlerinin, 3-fazlı 6-oyuklu bir asenkron motorun sargılarına sembolik olarak uygulanması durumunda oluşan stator akı vektörünün yönü ve stator manyetik alanının değişimi Şekil 3.13’de gösterilmiştir. Aktif vektörlerin V_1 ’den V_6 ’ya doğru sıra ile uygulanması durumunda stator akı vektörü saat dönüş yönünün tersine, V_6 ’dan V_1 ’e doğru uygulanması durumunda ise saat yönünde ω_s açısal hızı ile hareket eder. Akı vektörünün dairesel yörüngedeki açısal hızı, eviricinin çıkış frekansı tarafından belirlenir.

İki seviyeli evirici yapısına bağlı olarak elde edilen toplam 8 adet gerilim vektörü bir tablo şeklinde düzenlenir. Anahtarlama tablosu olarak adlandırılan bu tablo, akı ve moment hata bilgisi ile akı vektörünün içinde bulunduğu sektör bilgisini giriş olarak kullanır ve bu hata bilgilerine göre eviriciyi sürececek olan uygun gerilim vektörlerinin seçimi için gerekli denetim sinyalleri oluşturulur.



Şekil 3.13 V_1 - V_6 aktif gerilim vektörlerinin stator akı vektörü üzerindeki etkileri ve stator manyetik alanının değişimi

3.4.3 Stator akısı ve motor momentinin tahmini

Doğrudan moment denetim yöntemi motorun akı ve momentinin birbirinden bağımsız bir şekilde ayrışık olarak denetlenebildiği bir vektör denetim yöntemidir. Bu yöntemde gerçek stator akısı ve motor moment, stator akım ve gerilimleri ölçülerek tahmin edilir. Tahmin edilen bu akı ve moment değerleri kendi referans değerleri ile karşılaştırılarak akı ve momentte oluşacak hataları anında giderecek olan anahtarlama fonksiyonları elde edilir ve seçilen uygun gerilim vektörleri eviricideki güç anahtarlarına uygulanır. Böylece akı ve momentte oluşabilecek hatalar anında düzeltilerek motordan yüksek akı ve moment cevabı elde edilir. Tahmin işleminin doğruluğu denetim yönteminin başarımını doğrudan etkiler. Ölçülen akım ve gerilimler geri besleme yapılarak ilk önce akı tahmin işlemi daha sonra da moment tahmin işlemi gerçekleştirilir.

Literatürde farklı vektör denetim uygulamaları için geliştirilen farklı akı tahmin yöntemleri bulunmaktadır. Bu yöntemler genel olarak “açık çevrimli tahmin” ve “kapalı çevrimli tahmin” olmak üzere iki grupta incelenir. Açık çevrimli tahminciler; akım modeli, gerilim modeli ve bu ikisinin birlikte kullanıldığı karma model örnek olarak

verilebilir. Kapalı çevrimli tahmincilere ise; Model Referans Uyarlamalı Sistem (MRUS), Kalman Filtre (KF), YSA tabanlı tahminci ile kayma modlu tahminci örnek olarak verilebilir.

Açık çevrimli bir akı tahmin edici olarak kullanılan “Gerilim Modeli” en basit yapıya sahip ve kullanımı en yaygın olan akı tahmin yöntemidir. Stator gerilim denklemlerinin kullanıldığı bu model Denklem (3.18)-(3.20) ile ifade edilir.

$$V_{s\alpha} = \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} + R_s I_{s\alpha} \quad (3.18)$$

$$V_{s\beta} = \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} + R_s I_{s\beta} \quad (3.19)$$

$$\bar{V}_s = \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s + R_s \bar{I}_s \quad (3.20)$$

Burada $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ sabit eksen takımındaki stator gerilim ve akım bileşenleri, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$ stator akı bileşenleri, R_s ise stator sargı direncidir. Dikkat edilirse stator gerilimi iki temel bileşenden oluşmaktadır. Bunlardan birincisi, değeri $\frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s$ olan zıt emk gerilimi, ikincisi ise değeri $R_s \bar{I}_s$ olan stator sargı direnci üzerinde düşen gerilimdir.

Stator akısı, stator zıt emk geriliminin integralidir [86]. Bu tanımdan hareketle asenkron motorun sabit eksen takımındaki $\alpha\beta$ stator akı bileşenleri ve bu bileşenlerin oluşturduğu akı vektörünün genliği, Denklem (3.18)-(3.19)’da verilen stator gerilim denklemleri kullanılarak Denklem (3.21)-(3.23)’deki gibi elde edilir.

Stator akısı α bileşeni,

$$\varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (3.21)$$

Stator akısı β bileşeni,

$$\varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (3.22)$$

Stator akısının genliği,

$$\bar{\varphi}_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (3.23)$$

Stator akı bileşenlerinin hesaplanması hem motor momentinin hesaplanması hem de stator akı vektörünün açısal konumunun belirlenmesi için gereklidir. Motorda moment üretimi öncelikli olarak akının oluşumuna bağlıdır. Dolayısı ile Denklem (3.21) ve (3.22) ile hesaplanan stator akı bileşenleri kullanılarak sabit eksen takımındaki motor momenti Denklem (3.24)' deki gibi tahmin edilir.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (3.24)$$

Denklem (3.21)-(3.24) olmak üzere bu dört denklem, doğrudan moment denetim yönteminin temel denklemleri olarak bilinir ve Şekil 3.6'da verilen denetim yapısı içerisindeki akı-moment-açı tahmin bloğu içerisinde işleme katılırlar. Doğrudan moment denetim yönteminin başarımı büyük ölçüde bu akı tahmin işleminin doğruluğuna bağlıdır. Bu tahmin işleminin yüksek doğrulukta yapılabilmesi için;

- Motor akım ve gerilimlerinin yüksek hassasiyetle ölçülmesi,
- İntegral alma işleminin doğru yapılması,
- Ölçülen akım ve gerilimlerdeki anahtarlama gürültülerinin elimine edilmesi,
- DC bileşenlerin neden olduğu DC kaymaları önlemek amacıyla en uygun pozitif ve negatif bias değerlerinin belirlenmesi,
- ADC dönüştürücü kazanç katsayılarının çok iyi kalibre edilmesi,
- Ortam sıcaklığına bağlı olarak değişebilen stator sargı direnç değerinin belirli periyotlarla güncellenmesi

gerekir. Denklem (3.21) ve (3.22)'ye dikkat edilecek olursa, gerilim modeli olarak bilinen bu akı tahmin işlemini doğrudan etkileyen tek motor parametresi stator sargı direnci R_s 'dir. Parametre bağımlılığı açısından diğer vektör denetim yöntemleri ile kıyaslandığında, doğrudan moment denetim yönteminin sadece stator direnci R_s 'e bağımlı olması bir üstünlük olarak nitelendirilebilir. Ancak bu üstünlüğün yanı sıra stator sargı direncinin ortam sıcaklığı ile değişmesi, akı ve momentin yanlış tahmin edilmesine sebep olur. Özellikle düşük hızlarda zıt emk gerilimi çok küçük olduğundan, stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü artar. Bu durumda stator sargı direncindeki küçük bir değişim büyük hatalara sebep olur.

Gerilim modeline dayalı bu akı tahmin tekniğinin bir diğer sakıncası ise bu yöntemin açık integrasyon içermesidir. Yapılan akı tahmin işleminde herhangi bir geri besleme bildiriminin olmaması açık integrasyon olarak adlandırılır. Ölçülen gerçek motor akım ve gerilimlerindeki istenmeyen veya iyi filtre edilemeyen anahtarlama gürültüleri ve DC bileşenler zamanla integratör çıkışının doyuma ulaşmasına neden olur. Bu noktadan sonra integratör girişindeki hata terimi olan zıt emk'nın, integrali hala alınmaya edildiğinden dolayı integratör çıkışı aşırı büyük değerlere ulaşır. Bu durum integral yığılması olarak adlandırılır. Sonuç olarak integral yığılması integratör çıkışında çok büyük genlikli cevaplar oluşturarak denetim sistemini kararsız hale getirir. Yukarıda da belirtildiği gibi düşük hızlarda zıt emk gerilimi çok küçük olduğundan dolayı akım ve gerilim ölçümünden gelen anahtarlama gürültüleri ve DC bileşenler bu yığılmadan dolayı daha baskın duruma geçer ve integratör çıkışının kısa sürede doyuma girmesine neden olur.

Buna benzer açık çevrimli akı tahmin edicilerin kullanıldığı bütün vektör denetim uygulamalarında bu tür problemler mevcuttur. Bu problemlerden dolayı gerilim model tabanlı açık çevrim akı tahmin işlemi genel olarak 1-2 Hz'e kadar iyi sonuçlar verir. Bu frekansın altındaki çalışma bölgesinde akım modeli veya akım ve gerilim modelinin birlikte kullanıldığı karma model gibi özel akı tahmin tekniklerinin [81-83] kullanılması gerekir.

Gerilim modeline dayalı stator akı tahmininde integral alma işleminden kaynaklanan açık integrasyon probleminin giderilmesi için literatürde yapılmış olan farklı çalışmalardan bir kaç aşağıda verilmiştir.

- İntegral alma işleminde saf integratör yerine alçak geçiren filtre [69,75,71] veya katsayıları otomatik ayarlanabilen kaskad bağlı alçak geçiren filtre [84] kullanımı,
- İntegratör çıkışındaki akı genliğinin sınırlandırılarak geri besleme yapıldığı kompanzasyon algoritması [75],
- Hem akının genliğinin hem de türevinin geri besleme döngüsü içerisinde kullanıldığı integrasyon algoritması [85],
- Geri besleme yolu üzerinde klasik PI denetleyicinin kullanıldığı integrasyon algoritması,

3.4.4 Stator akı vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi

Stator akı vektörünün bulunduğu bölgenin belirlenmesi, gerilim vektörlerinin seçimi için gereklidir. Denklem (3.21) ve (3.22) ile verilen $\alpha\beta$ stator akı bileşenleri kullanılarak stator akı vektörünün açısal konumu, Denklem (3.25)'deki trigonometrik dönüşüm kullanılarak elde edilir.

$$\gamma_s = \tan^{-1}(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) \quad (3.25)$$

Burada γ_s , stator akı vektörünün referans α eksenine ile yaptığı açıdır. Açısal konumu bulunan vektörün, 360° lik dairesel düzlemde hangi sektör içerisinde olduğu ve ayrıca sektörlerin başlangıç ve bitiş noktaları Denklem (3.26) ile belirlenir.

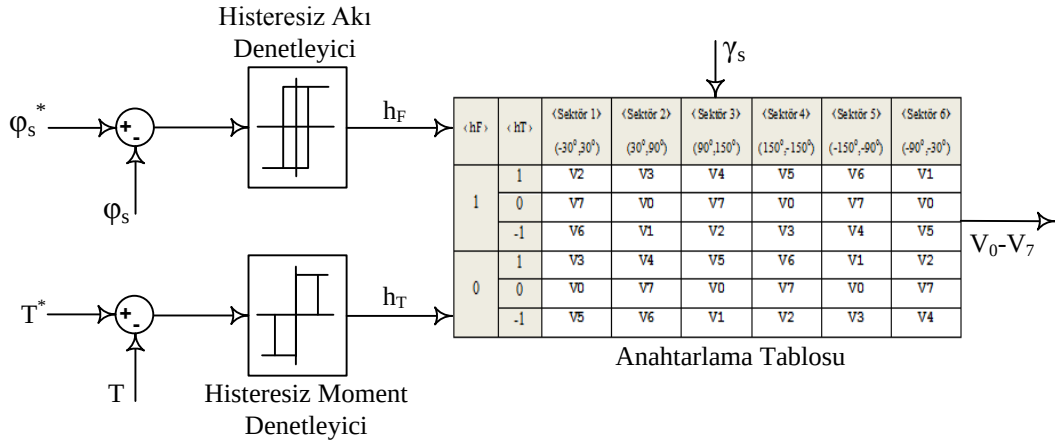
$$-\frac{\pi}{6} + (N-1)\frac{\pi}{3} \leq \gamma_s(N) < \frac{\pi}{6} - (1-N)\frac{\pi}{3} \quad (3.26)$$

$N=1,2,3,4,5,6$. olmak üzere sektör numarasıdır ve her bir sektör, aktif gerilim vektörlerinin uzaydaki konumları ile belirlenen 60° 'lik açığa sahiptir. Ancak sektörlerin başlangıç noktasının seçimi keyfidir. Birinci sektörün başlangıç noktası referans α eksenine olabileceği gibi bu eksenin -30° öncesi veya $+30^\circ$ sonrası da olabilir. Şekil 3.12'de -30° ile $+30^\circ$ arası bölgenin 1. bölge olarak tayin edildiği 6 sektör düzeni gösterilmiştir. Denklem (3.26)'ya bağlı olarak her bir sektör Denklem (3.27)'deki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned} -\frac{\pi}{6} \leq \gamma_s < \frac{\pi}{6} & \quad \text{ise} \quad N=1 \\ +\frac{\pi}{6} \leq \gamma_s < \frac{\pi}{2} & \quad \text{ise} \quad N=2 \\ +\frac{\pi}{2} \leq \gamma_s < \frac{5\pi}{6} & \quad \text{ise} \quad N=3 \\ +\frac{5\pi}{6} \leq \gamma_s < \frac{5\pi}{6} & \quad \text{ise} \quad N=4 \\ -\frac{5\pi}{6} \leq \gamma_s < -\frac{\pi}{2} & \quad \text{ise} \quad N=5 \\ -\frac{\pi}{2} \leq \gamma_s < -\frac{\pi}{6} & \quad \text{ise} \quad N=6 \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.4.5 Akı ve momentin histerezis tabanlı denetimi

Takahashi [11] tarafından önerilen geleneksel doğrudan moment denetim yapısı Şekil 3.14’de gösterildiği gibi akı ve momentin ayrışık denetimi için iki ayrı histerezis denetleyicinin ve bir anahtarlama tablosunun kullanıldığı bir vektör denetim yapısıdır.



Şekil 3.14 Histerezis denetleyiciler ile anahtarlama tablosunun genel görünümü

Histerezis denetleyiciler akı ve moment hatalarını giriş olarak kullanır. Tahmin edilen gerçek motor akısı ve momenti, referans değerleri ile karşılaştırıldıktan sonra elde edilen hata sinyalleri bu denetleyiciler tarafından sınırları önceden belirlenmiş olan bir histerezis bant içerisinde kalacak şekilde sınırlandırılırlar. Bu sınırlama neticesinde histerezis bantların pozitif ve negatif sınır değerlerine bağlı olarak denetleyici çıkışlarında elde edilen sayısal [1, 0, -1] denetim sinyalleri anahtarlama tablosuna giriş olarak kullanılır. Histerezis denetleyicilerin bu denetim yapısı içerisindeki esas görevi;

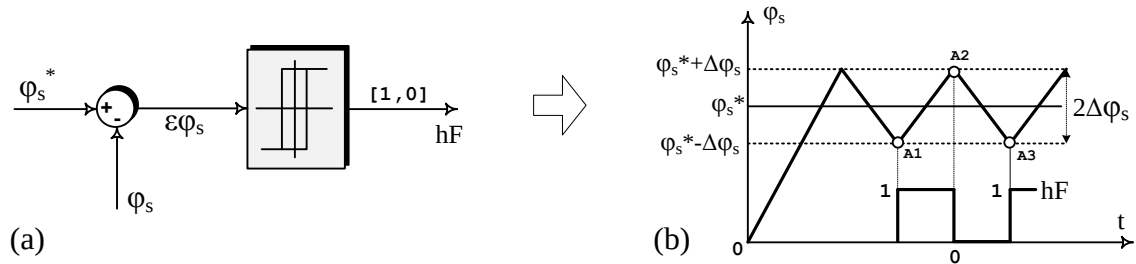
- Akı ve moment hatalarını kendi histerezis bantları içinde tutmak,
- Akı ve moment hatalarına bağlı olarak elde edilen [1, 0, -1] denetim sinyallerini kullanarak anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörlerini seçmek.

Motor akımlarındaki toplam harmonik bozulma, evirici anahtarlama frekansı, anahtarlama kayıpları ve moment dalgalanmaları bu histerezis denetleyici bant genişliklerinin bir fonksiyonudur [77,78]. Motorun dinamik davranışını doğrudan etkileyeceğinden her iki denetleyici için de seçilecek olan bant genişliği en uygun değerde olmalıdır. Bu bant

genişlikleri seçilen aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerinin belirlenmesinde de önemli rol oynar. Sabit bant genişliğine sahip histerezis denetleyiciler, bütün hız aralıkları için her zaman en iyi sonucu vermez. Dolayısı ile farklı hız ve yük değerleri için bant genişliklerinin uyarlanması gerekir. Genel olarak akı denetimi için iki seviyeli, moment denetimi için ise üç seviyeli histerezis denetleyiciler kullanılır.

3.4.5.1 Stator akısının histerezis denetimi

Akı denetimi için iki seviyeli histerezis denetleyici blok yapısı Şekil 3.15 (a)'da, akının değişimi ve buna bağlı olarak denetleyici çıkış sinyali hF 'nin alacağı değerler Şekil 3.15 (b)'de gösterilmiştir. Stator akı vektörü, dönüş yönü olarak pozitif ve negatif değerli olabilir ancak genlik bakımından $\bar{\varphi}_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2}$ olduğu için sadece referans φ_s^* akısının etrafında pozitif artan ve pozitif azalan değerleri alır ve bu nedenle de akının denetimi için iki seviyeli histerezis denetleyici yapısı kullanılır.



Şekil 3.15 İki seviyeli histerezis akı denetleyici, a) Blok yapısı, b) Giriş çıkış sinyalleri

Akı denetleyici bant genişliği $2\Delta\varphi_s$ 'tir ve gerçek motor akısı φ_s , referans akı φ_s^* etrafındaki pozitif değerlikli bu bant içerisinde kalacak şekilde değişim gösterir. Dolayısı ile gerçek motor akısında, pozitif ve negatif yönde müsaade edilen sapma miktarı maksimum $\varphi_s^* \pm \Delta\varphi_s$ kadar olur.

$\varphi_s^* - \Delta\varphi_s$ değeri, akı histerezis bandın alt sınır değeridir ve Şekil 3.15 (b)'de A1 noktası ile gösterilmiştir. A1 noktası, denetleyici tarafından izin verilen gerçek motor akısının azalabileceği en alt değerdir. Bu noktaya kadar akıyı azaltacak olan aktif gerilim vektörü uygulanır ve bu bölgede akı negatif eğime sahiptir. A1 noktasına gelindiğinde artık

gerçek motor akısının daha fazla azalmasına müsaade edilmez ve tam bu noktada akıyı arttıracak olan aktif gerilim vektörünün seçilmesi için denetleyici çıkışı $hF=1$ olur.

A1 noktasında denetleyici çıkışının $hF=1$ olması ile birlikte anahtarlama tablosundan, akının bulunduğu sektörde dikkate alınarak akıyı arttıracak olan uygun gerilim vektörü seçilerek eviriciye uygulanır. A1 noktasından itibaren gerçek motor akısı pozitif eğimle A2 noktasına kadar artmaya devam eder. A2 noktasında akı denetleyici çıkışı $hF=0$ olur ve akıyı azaltacak olan gerilim vektörlerinden birisi uygulanır.

$\varphi_s^* + \Delta\varphi_s$ değeri, akı histerezis bandın üst sınır değeridir ve Şekil 3.15 (b)'de A2 noktası ile gösterilmiştir. A2 noktası denetleyici tarafından izin verilen gerçek motor akısının yükselebileceği en üst değerdir. Bu noktaya kadar akıyı arttıracak olan aktif gerilim vektörü uygulanır ve bu bölgede akı pozitif eğime sahiptir. A2 noktasına gelindiğinde artık gerçek motor akısının daha fazla yükselmesine müsaade edilmez ve tam bu noktada akıyı tekrar azaltacak olan aktif gerilim vektörünün seçilmesi için denetleyici çıkışı $hF=0$ olur.

A2 noktasında denetleyici çıkışının $hF=0$ olması ile birlikte anahtarlama tablosundan, akının bulunduğu sektörde dikkate alınarak akıyı azaltacak olan uygun gerilim vektörü seçilerek eviriciye uygulanır. A2 noktasından itibaren gerçek motor akısı tekrar A3 noktasına kadar negatif eğimle azalmaya devam eder. Motor akısının $\varphi_s^* + \Delta\varphi_s$ ile $\varphi_s^* - \Delta\varphi_s$ akı bandı aralığındaki bu değişimi, A3 noktasından itibaren periyodik olarak devam eder. Akı hatasına göre akı denetleyici çıkışı matematiksel olarak Denklem (3.28) ile ifade edilir.

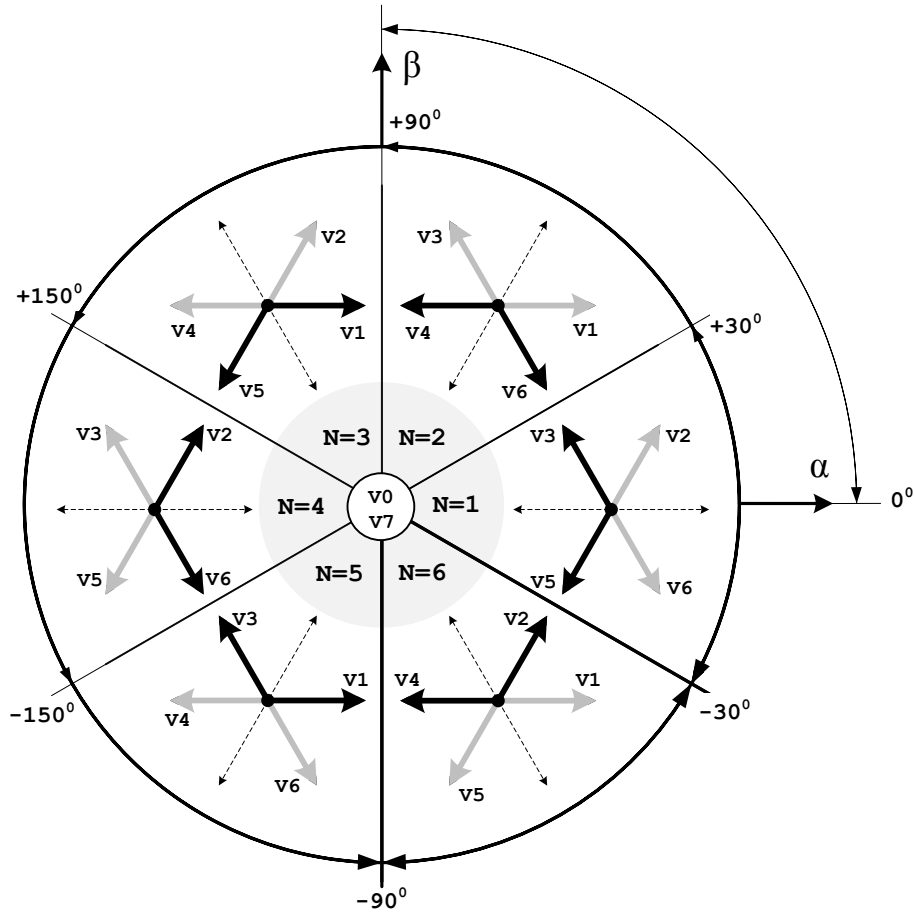
$$hF = \begin{cases} 1, & \varphi_s \leq \varphi_s^* - \Delta\varphi_s \\ 0, & \varphi_s \geq \varphi_s^* + \Delta\varphi_s \end{cases} \quad (3.28)$$

Özetle her iki motor dönüş yönü için akı denetleyici çıkış sinyalinin $hF=1$ olması durumunda akıyı arttıracak olan gerilim vektörleri, $hF=0$ olması durumunda ise akıyı azaltacak olan gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır ve gerçek motor akısının referans akı etrafındaki denetimi bu şekilde gerçekleştirilmiş olur.

Her iki dönüş yönü için aktif gerilim vektörlerinin stator akısı üzerindeki etkileri, bütün sektörler dikkate alınarak Şekil 3.16'da gösterilmiştir. $N=1,2,3,4,5,6$ sektör numarası ve $k=1,2,3,4,5,6$ olmak üzere stator akı vektörü herhangi bir k . sektörde iken o sektör

içerisindeki gri renkli gerilim vektörleri akıyı arttırıcı yönde, koyu renkli gerilim vektörleri ise akıyı azaltıcı yönde etki etmektedir. 6 sektörün tamamı incelendiğinde şu genelleme yapılabilir. Dönüş yönüne bağlı olarak, herhangi bir k . sektörde bulunan stator akısını arttırmak için V_{k+1} ile V_{k-1} gerilim vektörlerinin, azaltmak için ise V_{k+2} ile V_{k-2} gerilim vektörlerinin uygulanması gerekir.

Örnek olarak $k=1$ için, stator akı vektörünün $N=1$. sektörde olduğunu kabul edelim. Bu sektörde stator akısının oluşumunu sağlayan vektör V_1 vektörüdür. Saat dönüş yönünün tersi pozitif yön kabul edilerek bu sektörde iken stator akısında bir artış olması isteniyorsa $V_{k+1}=V_2$ veya $V_{k-1}=V_6$ vektörleri seçilir. Stator akısında bir azalma olması isteniyorsa $V_{k+2}=V_3$ veya $V_{k-2}=V_5$ vektörleri seçilir.



Şekil 3.16 Aktif gerilim vektörlerinin stator akısı üzerindeki etkileri

Benzer şekilde $k=5$ için, stator akı vektörünün $N=5$. sektörde olduğunu kabul edelim. Bu sektörde stator akısının oluşumunu sağlayan vektör V_5 vektörüdür. Bu sektörde

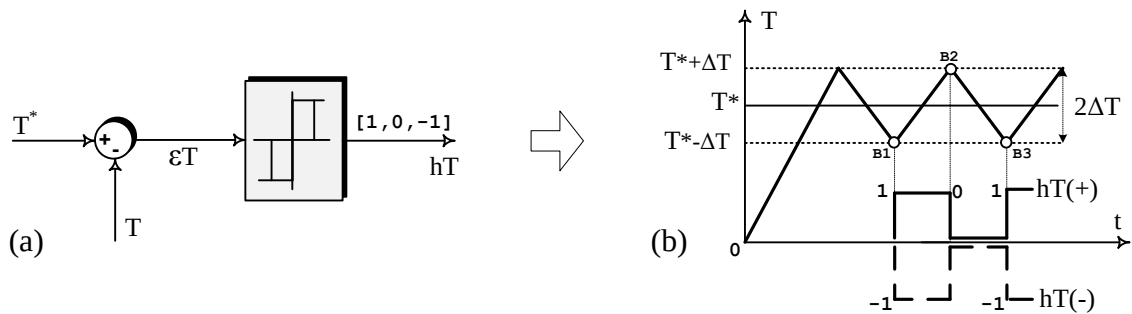
iken stator akısında bir artış olması isteniyorsa $V_{k+1}=V_6$ veya $V_{k-1}=V_4$ vektörleri seçilir. Stator akısında bir azalma olması isteniyorsa $V_{k+2}=V_1$ veya $V_{k-2}=V_3$ vektörleri seçilir.

Özetle; stator akı vektörünün bulunduğu sektöre ± 1 yönündeki komşu gerilim vektörleri akıyı arttırıcı yönde, ± 2 yönündeki komşu gerilim vektörleri ise akıyı azaltıcı yönde etki etmektedir. Burada (+) işareti o anki dönüş yönüne göre ileri yön, (-) işareti ise geri yön anlamındadır.

3.4.5.2 Momentin histerezis denetimi

Üç fazlı simetrik bir asenkron motorda üretilen elektromanyetik momentin ani değeri, $T = [3/2][P/2]\bar{\varphi}_s * \bar{I}_s$ kadardır ve stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ ile stator akım vektörü $\bar{I}_s$ 'nin vektörel çarpımı ile doğru orantılıdır. Burada $\bar{\varphi}_s$ stator akı vektörünün $\alpha\beta$ bileşenleri, motorun dönüş yönüne göre birbirinden 90° ileride veya geride olacak şekilde yer değiştirebilir. Bu durum stator akı vektörünü, 360° 'lik dairesel düzlem üzerinde pozitif moment açısı ile saat yönünde veya negatif moment açısı ile tersi yönünde hareket ettirir. Motor momentini genlik bakımından; hem stator akı vektörünün bu pozitif ve negatif moment açısına bağlı olarak hem de negatif yöndeki hız referansına bağlı olarak pozitif ve negatif değerli olabilir. Bu nedenle motor momentinin pozitif-sıfır-negatif durumları için üç seviyeli histerezis denetleyici yapısı kullanılır. Moment denetimi için üç seviyeli histerezis denetleyici blok yapısı Şekil 3.17 (a)'da, momentin değişimi ve buna bağlı olarak denetleyici çıkış sinyali hT 'nin alacağı değerler Şekil 3.17 (b)'de gösterilmiştir.

Moment denetleyici bant genişliği $2\Delta T$ 'dir ve gerçek motor momenti T , bu bant içerisinde kalacak şekilde referans moment etrafında değişim gösterir. Dolayısı ile gerçek motor momentindeki pozitif ve negatif yönde müsaade edilen sapma miktarı maksimum $T^* \pm \Delta T$ kadar olur.



Şekil 3.17 Üç seviyeli histerezis moment denetleyici, a) Blok yapısı, b) Giriş çıkış sinyalleri

$T^*-\Delta T$ değeri, moment histerezis bandın alt sınır değeridir ve Şekil 3.17 (b)'de B1 noktası ile gösterilmiştir. B1 noktası denetleyici tarafından izin verilen gerçek motor momentinin azalabileceği en alt değerdir. Bu noktaya kadar momenti azaltacak olan gerilim vektörü uygulanır ve bu bölgede moment negatif eğime sahiptir ve denetleyici çıkışı $hT=0$ 'dır. B1 noktasına gelindiğinde artık gerçek motor momentinin daha fazla azalmasına müsaade edilmez ve tam bu noktada momenti arttıracak olan aktif gerilim vektörünün seçilmesi için denetleyici çıkışı $hT=1$ olur.

B1 noktasında denetleyici çıkışının $hT=1$ olması ile birlikte anahtarlama tablosundan, akının bulunduğu sektörde dikkate alınarak momenti arttıracak olan uygun gerilim vektörü seçilerek eviriciye uygulanır. B1 noktasından itibaren gerçek motor momenti pozitif eğimle B2 noktasına kadar artmaya devam eder. B2 noktasında moment denetleyici çıkışı $hT=0$ olur ve momenti azaltmak için uygun gerilim vektörlerinden birisi seçilir.

$T^*+\Delta T$ değeri, moment histerezis bandın üst sınır değeridir ve Şekil 3.17 (b)'de B2 noktası ile gösterilmiştir. B2 noktası denetleyici tarafından izin verilen gerçek motor momentinin yükselebileceği en üst değerdir. Bu noktaya kadar momenti arttıracak olan uygun aktif gerilim vektörü uygulanır ve bu bölgede moment pozitif eğime sahiptir. B2 noktasına gelindiğinde artık gerçek motor momentinin daha fazla yükselmesine müsaade edilmez ve tam bu noktada momenti tekrar azaltacak olan gerilim vektörünün seçilmesi için denetleyici çıkışı $hT=0$ olur.

B2 noktasında denetleyici çıkışının $hT=0$ olması ile birlikte anahtarlama tablosundan, akının bulunduğu sektörde dikkate alınarak momenti azaltacak olan uygun gerilim vektörü seçilerek eviriciye uygulanır. B2 noktasından itibaren gerçek motor momenti tekrar B3 noktasına kadar negatif eğimle azalmaya devam eder. Motor momentinin $T^*+\Delta T$ ile $T^*-\Delta T$ moment bandı aralığındaki değişimi B3 noktasından itibaren periyodik olarak devam eder.

Motor dönüş yönüne bağlı olarak aktif gerilim vektörlerinin motorun akısı ve momenti üzerindeki etkileri farklıdır. Bir başka ifade ile aktif gerilim vektörlerinin uygulanma sırası, aynı zamanda motor dönüş yönünü de belirler. Yani pozitif ve negatif dönüş yönleri için eviriciye uygulanması gereken aktif gerilim vektörlerinin uygulanma sırası farklıdır. Dolayısı ile denetleyici çıkışının da farklı dönüş yönleri için farklı değerler alması gerekir.

Özetle; pozitif dönüş yönü için moment denetleyici çıkış sinyali $hT=1$, negatif dönüş yönü için moment denetleyici çıkış sinyali $hT=-1$ olarak belirlenir. Bu her iki durumda da dönüş yönüne göre motor momentini arttıracak olan gerilim vektörleri seçilir. Denetleyici çıkışının $hT=0$ olması durumunda ise momenti azaltacak olan sıfır gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır ve gerçek motor momentinin referans moment etrafındaki denetimi bu şekilde gerçekleştirilmiş olur. Moment denetleyici çıkışı hT' nin alacağı değer, moment hatasına göre pozitif dönüş yönü için Denklem (3.29)'da, negatif dönüş yönü için Denklem (3.30)'daki elde edilir.

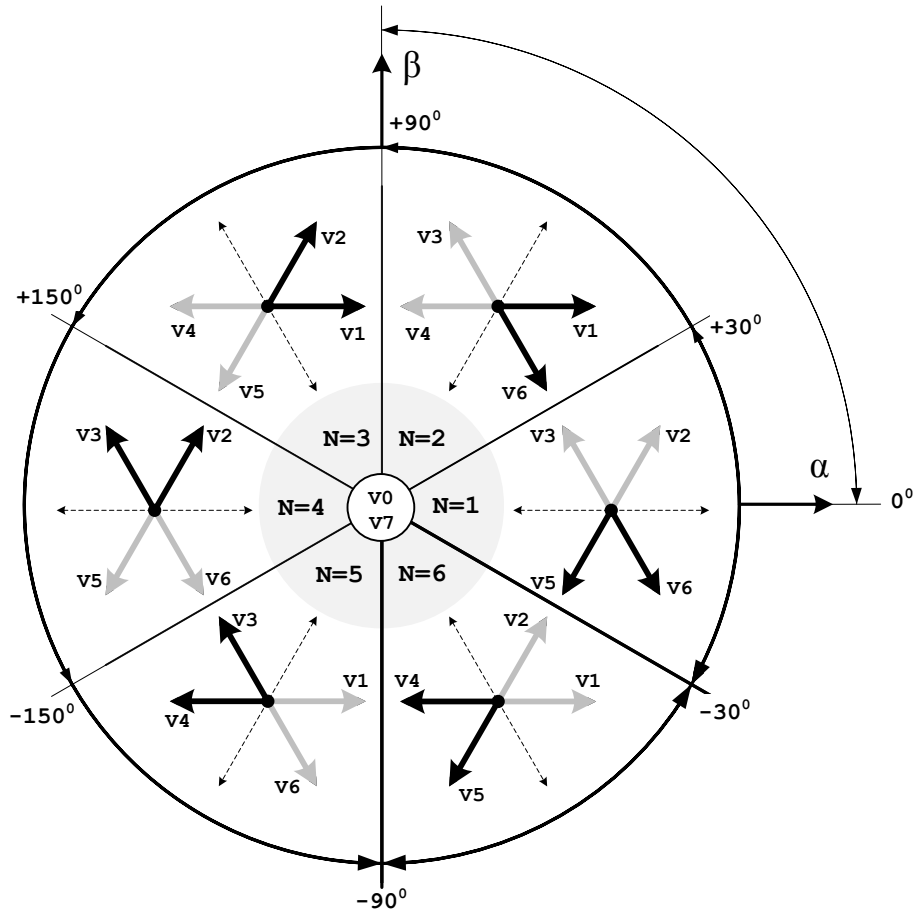
Pozitif dönüş yönü için;

$$hT^+ = \begin{cases} +1, & T \leq T^* - \Delta T \\ 0, & T \geq T^* + \Delta T \end{cases} \quad (3.29)$$

Negatif dönüş yönü için;

$$hT^- = \begin{cases} -1, & -T \leq -T^* + \Delta T \\ 0, & -T \geq -T^* - \Delta T \end{cases} \quad (3.30)$$

Her iki dönüş yönü için aktif gerilim vektörlerinin motor momentini üzerindeki etkileri, bütün sektörler dikkate alınarak Şekil 3.18'de gösterilmiştir. $N=1,2,3,4,5,6$, sektör numarası ve $k=1,2,3,4,5,6$ olmak üzere akı vektörü herhangi bir k . sektörde iken o sektör içerisindeki gri renkli gerilim vektörleri momenti arttırıcı yönde, koyu renkli gerilim vektörleri ise momenti azaltıcı yönde etki etmektedir. 6 sektörün tamamı incelendiğinde şu genelleme yapılabilir. Dönüş yönüne bağlı olarak stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ herhangi bir k . sektörde iken, motor momentini arttırmak için V_{k+1} ile V_{k+2} gerilim vektörlerinin, azaltmak için ise V_{k-1} ile V_{k-2} gerilim vektörlerinin uygulanması gerekir.



Şekil 3.18 Aktif gerilim vektörlerinin motor momenti üzerindeki etkileri

Örnek olarak stator akı vektörünün, $k=1$ için $N=1$. sektörde olduğunu kabul edelim. Bu sektörde stator akısının oluşumunu sağlayan vektör V_1 gerilim vektörüdür. Dolayısı ile momentin oluşumu da V_1 vektörüne bağlıdır. Saat dönüş yönünün tersi pozitif yön kabul edilerek bu sektörde iken motor momentinde bir artış olması isteniyorsa dönüş yönüne göre $V_{k+1}=V_2$ veya $V_{k+2}=V_3$ vektörleri seçilir. Motor momentinde bir azalma olması isteniyorsa $V_{k-1}=V_6$ veya $V_{k-2}=V_5$ vektörleri seçilir.

Benzer şekilde stator akı vektörünün, $k=5$ için $N=5$. sektörde olduğunu kabul edelim. Bu sektörde stator akısının oluşumunu sağlayan vektör V_5 gerilim vektörüdür. Dolayısı ile momentin oluşumu da V_5 vektörüne bağlıdır. Bu sektörde iken motor momentinde bir artış olması isteniyorsa $V_{k+1}=V_6$ veya $V_{k+2}=V_1$ vektörleri seçilir. Motor momentinde bir azalma olması isteniyorsa $V_{k-1}=V_4$ veya $V_{k-2}=V_3$ vektörleri seçilir.

Özetle; dönüş yönüne bağlı olarak stator akı vektörünün bulunduğu sektöre +1 ve +2 yönündeki komşu gerilim vektörleri motor momentini arttırıcı yönde, -1 ve -2

yönündeki komşu gerilim vektörleri ise motor momentini azaltıcı yönde etki etmektedir. Burada (+) işareti o anki dönüş yönüne göre ileri yön, (-) işareti ise o anki dönüş yönüne göre geri yön anlamındadır.

3.4.6 Gerilim vektörlerinin belirlenmesi ve anahtarlama tablosunun oluşturulması

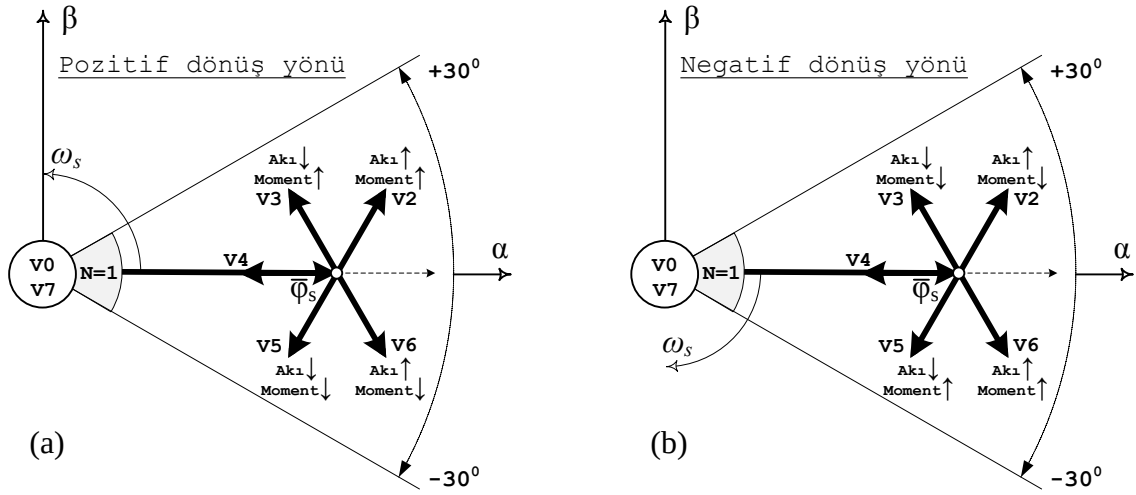
Anahtarlama tablosu; histerezis akı ve moment denetleyicilerden gelen denetim sinyalleri h_F ve h_T ile stator akı vektörünün içinde bulunduğu N. sektör bilgisini kullanarak uygun gerilim vektörlerini seçecek şekilde düzenlenir. İkisi “sıfır” ve altısı “aktif” olmak üzere toplam 8 gerilim vektörü anahtarlama tablosunun çıkış elemanlarıdır. Bu bakımdan anahtarlama tablosu oluşturulmadan evvel aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin motorun akısı ve momenti üzerindeki etkileri her iki dönüş yönü de dikkate alınarak detaylı bir şekilde incelenmelidir.

Aktif gerilim vektörlerinden her biri, stator akı vektörünü rotor akı vektöründen daha ileride veya daha geride farklı bir açısal konuma getirerek zaman sabiti büyük olan rotor akı vektörü ile aralarındaki moment açısı δ 'yı değiştirir. Bu açının artması momentin artması, azalması ise momentin azalması anlamına gelir. Uygun gerilim vektörlerinin seçilmesiyle stator akı vektörü istenilen yönde ve hızda hareket ettirilerek moment açısı δ denetlenmiş olur.

Stator akısı stator geriliminin integrali [86] olduğundan stator sargılarında oluşan bileşke akı vektörü $\bar{\varphi}_s$, Şekil 3.13'de gösterildiği gibi uygulanan aktif gerilim vektörü doğrultusunda hızlı bir şekilde ilerler. Sıfır gerilim vektörleri uygulandığında ise stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ 'in genlik ve hızının sabit kaldığı, değişmediği kabul edilir. Ancak gerçekte değeri $R_s \bar{I}_s$ olan stator sargı direnci üzerinde düşen gerilimden dolayı, genliği ve hızı çok yavaş bir şekilde değişim gösterir. Dönüş yönünden bağımsız olarak her iki yönde de sıfır gerilim vektörlerinin uygulandığı aralıkta motor momentini azalır.

Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$, $k=1$ için $N=1$. sektörde iken V_1 - V_6 aktif gerilim vektörlerinin pozitif ve negatif dönüş yönüne göre akı ve moment üzerindeki etkileri Şekil 3.19 (a) ve (b)'de birlikte gösterilmiştir. Grafiklerdeki yukarı ok ($\uparrow$) işareti akı ve momentteki artışı, aşağı ok ($\downarrow$) işareti ise azalışı ifade etmektedir. Şekil 3.19 (a)'da, pozitif dönüş yönünde momentini arttırmak için ileri yöndeki $V_{k+1}=V_2$ ve $V_{k+2}=V_3$ vektörlerinin, momenti azaltmak için ise geri yöndeki $V_{k-1}=V_6$ ve $V_{k-2}=V_5$ vektörlerinin seçilmesi gerekir. Akıyı arttırmak için $V_{k+1}=V_2$ veya $V_{k-1}=V_6$, azaltmak için ise $V_{k+2}=V_3$ veya $V_{k-2}=V_5$ vektörlerinin seçilmesi

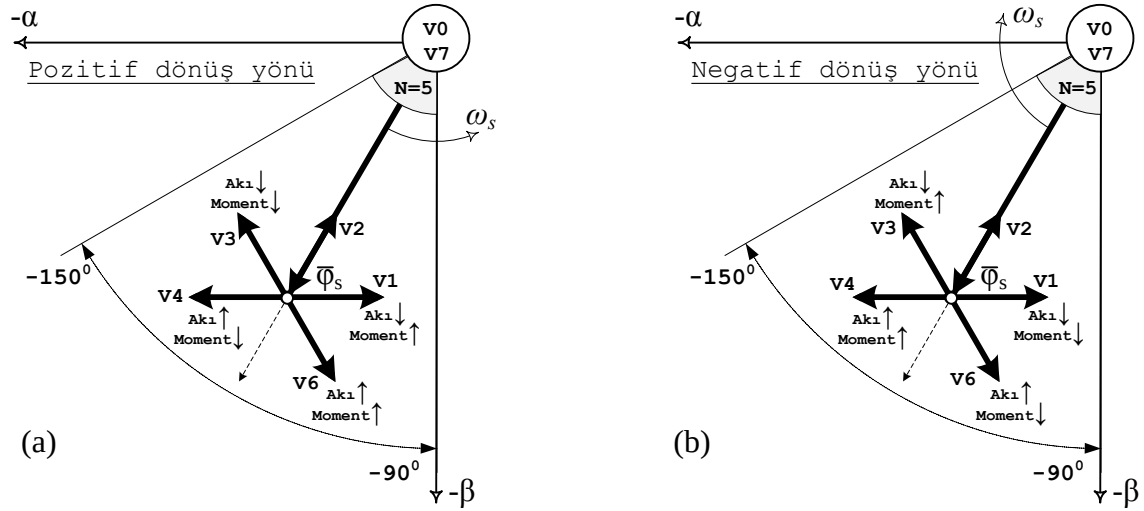
gerekir. Dikkat edilecek olursa V_2 vektörü aynı anda hem akıyı hem de momenti arttırmakta ancak V_3 vektörünün momenti artırırken akıyı azalttığı görülmektedir.



Şekil 3.19 Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ birinci sektörde iken aktif gerilim vektörlerinin akı ve moment üzerindeki etkileri

Şekil 3.19 (b)'de, negatif dönüş yönünde momenti arttırmak için ileri yöndeki $V_{k+1}=V_6$ ve $V_{k+2}=V_5$ vektörlerinin, momenti azaltmak için ise geri yöndeki $V_{k-1}=V_2$ ve $V_{k-2}=V_3$ vektörlerinin seçilmesi gerekir. Akıyı arttırmak için $V_{k+1}=V_6$ veya $V_{k-1}=V_2$ vektörlerinin, azaltmak için ise $V_{k+2}=V_5$ veya $V_{k-2}=V_3$ vektörlerinin seçilmesi gerekir. Dikkat edilecek olursa V_2 vektörü pozitif dönüş yönünde hem akıyı hem de momenti arttırmaktaydı. Ancak negatif dönüş yönünde V_2 vektörünün akıyı artırırken momenti azalttığı görülmektedir. V_3 vektörü ise yine pozitif dönüş yönünün tam tersine hem akıyı hem de momenti birlikte azaltmaktadır.

Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$, $k=5$ için $N=5$. sektörde iken V_1 - V_6 aktif gerilim vektörlerinin pozitif ve negatif dönüş yönüne göre akı ve moment üzerindeki etkileri Şekil 3.20 (a) ve (b)'de birlikte gösterilmiştir. Yukarıdaki birinci sektör için yapılan açıklamalar benzer şekilde bu sektör içinde yapılabilir.



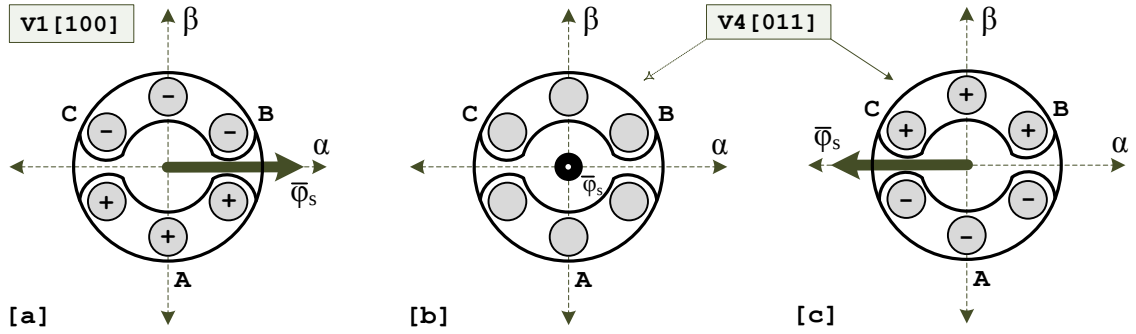
Şekil 3.20 Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ beşinci sektörde iken aktif gerilim vektörlerinin akı ve moment üzerindeki etkileri

Yukarıdaki her iki grafikte de dikkat edilecek olursa stator akısını denetleyecek olan gerilim vektörleri moment üzerinde, moment denetleyecek olan gerilim vektörleri de akı üzerinde etkilidir. Buraya kadar özetle stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ k. sektörde iken, akıyı arttırmak için dönüş yönündeki V_{k+1} vektörü, akıyı azaltmak için ise yine dönüş yönündeki V_{k+2} vektörü seçilerek eviriciye uygulanır.

Stator akı vektörünün bulunduğu k. sektörde, akı vektörü ile aynı doğrultuda ancak akı vektörüne ters yönlü olan V_{k+3} veya V_{k-3} aktif gerilim vektörlerinin akı ve moment üzerindeki etkileri diğer aktif gerilim vektörlerinin etkilerinden daha farklıdır. Stator akı vektörünün genliğinde ve stator döner manyetik alanında çok hızlı değişimlere neden olurlar. Bu vektörler “radyal vektör” olarak da adlandırılır.

Radyal gerilim vektörlerinin stator akısı üzerindeki etkisi sadece $N=1$. sektör için Şekil 3.21’de açıklanmıştır. Aktif gerilim vektörlerinden $V_1[100]$ vektörünün uygulanması ile stator sargılarında oluşan bileşke akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ ’in birinci sektördeki açısal pozisyonu ve stator sargılarında oluşturduğu iki kutuplu manyetik alan Şekil 3.21 (a)’da ki gibidir.

Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$, birinci sektörde iken bu akı vektörü ile aynı doğrultuda ancak ters yönlü olan $V_4[011]$ radyal gerilim vektörünün uygulanması durumunda stator sargılarında oluşan bileşke akı vektörünün dördüncü sektördeki açısal pozisyonu ve stator sargılarında oluşturduğu iki kutuplu manyetik alanın değişimi Şekil 3.21 (b) ve (c)’deki gibidir.



Şekil 3.21 Stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ birinci sektörde iken, $V_{k+3}=V_4$ radyal gerilim vektörünün uygulanması ile stator akısı ve manyetik alanda meydana gelen değişim

Stator sargılarında V_1 vektörü tarafından oluşturulan $\bar{\varphi}_s$ akısı mevcut iken, V_4 radyal gerilim vektörünün uygulanması ile birlikte stator akı vektörü $\bar{\varphi}_s$ çok hızlı bir şekilde Şekil 3.21 (c)'de gösterilen açısal konuma taşınır. Ancak akı vektörünün bu hareketi dairesel yörünge üzerinde gerçekleşen dairesel bir hareket değildir. Stator akı vektörünün bu çok ani hareketi sırasında Şekil 3.21 (b)'de gösterildiği gibi genliği önce $+\alpha$ 'dan orjine doğru giderek sıfıra düşer. Sonra tekrar orjinden yani sıfır noktasından $-\alpha$ yönünde nominal değerine ulaşır. Dolayısı ile stator akı vektörünün bu hareketi, $+\alpha$ 'dan $-\alpha$ 'ya doğru ters yönde gerçekleşen doğrusal bir harekettir. Bu geçiş sırasında stator sargılarındaki manyetik alanın değişimi dikkat çekicidir. Stator akısının bu ani değişimi ile birlikte manyetik kutuplar da ani olarak 180° 'lık manyetik kutup adımı ile yer değiştirir.

Hem motorun mekaniksel dinamiğinin hem de büyük zaman sabitinden dolayı rotor akı vektörünün, stator akı vektörünün ters yöndeki bu ani değişimine cevap vermesi mümkün değildir. Dolayısı ile birinci sektörde $V_4[011]$ radyal gerilim vektörünün uygulanmaya başlandığı andan itibaren kararsızlık durumu söz konusudur. Bu nedenle birinci sektörde $V_4[011]$ radyal gerilim vektörünün kullanımından kaçınılmalıdır [87].

Her sektör için tanımlanacak olan radyal gerilim vektörü birbirinden farklıdır ve motor üzerindeki etkileri, $V_4[011]$ radyal gerilim vektörünün etkisine benzer şekilde açıklanabilir. Dönüş yönünden bağımsız olarak her sektör için radyal gerilim vektörleri aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned}
k=1 \text{ için } &\rightarrow \underline{N=1. \text{Sektör}} \rightarrow \text{Radyal Gerilim Vektörü} \rightarrow \underline{V_{k+3}=V_4} \\
k=2 \text{ için } &\rightarrow \underline{N=2. \text{Sektör}} \rightarrow \text{Radyal Gerilim Vektörü} \rightarrow \underline{V_{k+3}=V_5} \\
k=3 \text{ için } &\rightarrow \underline{N=3. \text{Sektör}} \rightarrow \text{Radyal Gerilim Vektörü} \rightarrow \underline{V_{k+3}=V_6} \\
k=4 \text{ için } &\rightarrow \underline{N=4. \text{Sektör}} \rightarrow \text{Radyal Gerilim Vektörü} \rightarrow \underline{V_{k+3}=V_1} \\
k=5 \text{ için } &\rightarrow \underline{N=5. \text{Sektör}} \rightarrow \text{Radyal Gerilim Vektörü} \rightarrow \underline{V_{k+3}=V_2} \\
k=6 \text{ için } &\rightarrow \underline{N=6. \text{Sektör}} \rightarrow \text{Radyal Gerilim Vektörü} \rightarrow \underline{V_{k+3}=V_3}
\end{aligned}$$

Anahtarlama tablosu oluşturulurken stator akı vektörünün bulunduğu k. sektör dikkate alınarak o sektörde, V_{k+3} olan radyal gerilim vektörlerinin kullanılmamasına dikkat edilmelidir. Tablo 3.1’deki V_α ve V_β gerilimleri ile stator ABC sargı uç gerilimleri, polarite ve genlik bakımından analiz edilerek gerilim vektörlerinin akı ve moment üzerindeki etkileri daha iyi anlaşılabilir.

Örnek olarak $V_1[100]$ aktif vektörü uygulandığında stator ABC sargı uç polariteleri $[+--]$, $V_4[011]$ aktif vektörü uygulandığında ise stator ABC sargı uç polariteleri $[-++]$ olur. Her iki gerilim vektörünün stator sargılarında oluşturduğu manyetik kutuplaşma, bu polarite farkından dolayı Şekil 3.21 (a) ve (c)’de görüleceği gibi birbirine göre ters yönlüdür. Yine Tablo 3.1’de görüleceği gibi $V_1[100]$ vektörünün stator akısını oluşturan V_α bileşeni $[(+2/3)V_{DC}]$, $V_4[011]$ vektörünün stator akısını oluşturan V_α bileşeni ise $[(-2/3)V_{DC}]$ genliğine sahiptir. Genlikleri aynı fakat polariteleri terstir.

Hangi sektörde hangi gerilim vektörünün radyal vektör olduğu Tablo 3.1 yardımı ile kolay bir şekilde belirlenebilir. Genlikleri aynı, polariteleri farklı olan vektörler birbirlerine göre radyal vektörlerdir. Örnek olarak, üçüncü sektördeki radyal vektörün hangi gerilim vektörü oluşunun belirlenmesi için $V_3[010]$ vektörünün bileşenlerinin polaritesine bakılır. V_3 vektörünün akı bileşeni $V_\alpha = (-1/3)V_{DC}$, moment bileşeni $V_\beta = (1/\sqrt{3})V_{DC}$ ‘dir. Tablo 3.1’ den aynı genlikte fakat ters polariteli radyal gerilim vektörünün $V_6[101]$ gerilim vektörü olduğu belirlenir. V_6 vektörünün akı bileşeni $V_\alpha = (1/3)V_{DC}$, moment bileşeni $V_\beta = (-1/\sqrt{3})V_{DC}$ ‘dir. Benzer şekilde diğer radyal gerilim vektörleri de bu şekilde kolayca belirlenebilir. Buraya kadar anlatılanlar doğrultusunda aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin, motorun akısı ve momenti üzerindeki etkileri Tablo 3.3’de özetlenmiştir.

Tablo 3.3 Gerilim vektörlerinin akı, moment ve moment açısı üzerindeki etkileri

Stator Akı Vektörü k. Sektörde iken	Gerilim Vektörleri		Stator akısı $\langle \phi_s \rangle$	Motor Momenti $\langle T \rangle$	Moment Açısı $\langle \delta \rangle$
	İleri Yön Aktif Vektörler	V_{k+1}	Artar $\uparrow$	Artar $\uparrow$	Artar $\uparrow$
		V_{k+2}	Azalır $\downarrow$	Artar $\uparrow\uparrow$	Artar $\uparrow\uparrow$
	Geri Yön Aktif Vektörler	V_{k-1}	Artar $\uparrow$	Azalır $\downarrow$	Azalır $\downarrow$
		V_{k-2}	Azalır $\downarrow$	Azalır $\downarrow\downarrow$	Azalır $\downarrow\downarrow$
	Sıfır Vektörler	V_0 V_7	$R_s \cdot I_s = 0$ olduğu ideal durum için V_0, V_7 vektörleri stator akısında bir değişiklik oluşturmaz ancak gerçekte $R_s \cdot I_s \neq 0$ olduğu için akı ve moment azalır.		
	Radyal Vektörler	V_{k+3} veya V_{k-3}	$\downarrow\downarrow - \uparrow\uparrow$	$\downarrow\downarrow$ -Kararsız	$\downarrow\downarrow$ -Kararsız
			Stator akısı çok hızlı bir şekilde önce sıfıra düşer ardından tekrar nominal değerine yükselir. Bu esnada manyetik kutuplar da çok ani olarak yön değiştirir. Kararsızlık durumu söz konusudur.		

Gerilim vektörlerinin stator akısı ve motor momentini üzerindeki etkileri Tablo 3.3’deki gibi belirlendikten sonra pozitif ve negatif dönüş yönleri için anahtarlama tablosu, Tablo 3.4’deki gibi oluşturulur.

Tablo 3.4’de görüleceği gibi anahtarlama tablosunun 3 girişi vardır. Bunlar histerezis akı denetleyici çıkışından gelen h_F , histerezis moment denetleyici çıkışından gelen h_T ve stator akı vektörünün bulunduğu N sektör bilgileridir. Akı denetleyici çıkışı iki seviyeli $[1,0]$, moment denetleyici çıkışı üç seviyeli $[1, 0, -1]$ ’dir. Eviriciyi sürececek olan gerilim vektörleri; stator akısının $2\Delta\phi_s$ ve motor momentinin $2\Delta T$ bandı içerisinde kalmasını sağlayacak şekilde seçilir. Herhangi bir t anında akıda bir artış gerekiyor ise akı denetleyici çıkışı $h_F=1$, akının azalması isteniyor ise $h_F=0$ olur. Aynı şekilde momentte bir artış gerekli ise moment denetleyici çıkışı $h_T=1$, momentin azalması isteniyor ise bu durumda $h_T=0$ veya $h_T=-1$ seçilir. $h_T=-1$ satırındaki gerilim vektörleri motorun dönüş yönüne bağlı olarak motor momentini hem arttırıcı hem de azaltıcı etkiye sahiptir. Pozitif

dönüş yönü için $h_F=1$ ve $h_T=1$ satırındaki vektörler momenti arttırırken, $h_T=-1$ satırındaki vektörler momenti azaltır.

Tablo 3.4 Pozitif ve negatif dönüş yönleri için anahtarlama tablosu

Saat Dönüş Yönünün Tersi - <Pozitif Yön>							
<hF>	<hT>	<Sektör 1> (-30°,30°)	<Sektör 2> (30°,90°)	<Sektör 3> (90°,150°)	<Sektör 4> (150°,-150°)	<Sektör 5> (-150°,-90°)	<Sektör 6> (-90°,-30°)
1↑	1↑	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	-1↓	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
0↓	1↑	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	-1↓	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
Saat Dönüş Yönü - <Negatif Yön>							
<hF>	<hT>	<Sektör 1> (-30°,30°)	<Sektör 2> (30°,90°)	<Sektör 3> (90°,150°)	<Sektör 4> (150°,-150°)	<Sektör 5> (-150°,-90°)	<Sektör 6> (-90°,-30°)
1↑	1↑	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
	0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	-1↓	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0↓	1↑	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
	0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	-1↓	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂

Histerezis tabanlı DMD yöntemi, yüksek başarımlı hız ve moment cevabına sahip olmakla beraber histerezis denetleyicilerden dolayı akı, akım ve momentte istenmeyen dalgalanmalar mevcuttur. Özellikle motor momentindeki yüksek dalgalanmalar, mekanik titreşim ve akustik gürültü gibi olumsuz etkileri de beraberinde getirmektedir. Moment dalgalanmaları ve evirici anahtarlama frekansı; histerezis denetleyicilerin bant genişliklerine, motor hızına, yüke bağlıdır ve değişkendir. Aşağıdaki alt başlıklarda histerezis denetleyiciler ile motor hızının, anahtarlama frekansı ve moment dalgalanmaları üzerindeki etkileri incelenmiştir.

3.4.7 Histerezis denetleyici

Geleneksel DMD yapısında, akı denetimi için iki seviyeli ve moment denetimi için üç seviyeli olmak üzere toplam iki adet histerezis denetleyici kullanılarak akı ve momentin denetimi gerçekleştirilir. Histerezis denetleyicilerin bant genişlikleri, denetim yönteminin başarımını önemli ölçüde etkiler. Özellikle akı ve momentteki dalgalanmalar, akım harmonikleri ile anahtarlama frekansı bu bant genişliklerine büyük ölçüde bağlıdır. Genel olarak histerezis akı denetleyici bant genişliğinin küçük tutulması motor akımlarındaki harmonik bozulmayı azaltarak akımları sinüsoide yaklaştırır. Histerezis moment denetleyici bant genişliğinin küçük tutulması yüksek moment dalgalanmalarını önemli ölçüde azaltır ancak anahtarlama frekansının artmasına neden olur [16].

Histerezis band denetiminde yüksek moment dalgalanmaları ve değişken anahtarlama frekansı bu yöntemin önemli iki büyük problemidir. Bu problemlerin giderilmesi için önerilen çözümler genel olarak iki gruba ayrılır. Birinci grupta değişken bant genişliğine sahip histerezis tabanlı çözümler, ikinci grupta ise uzay vektör modülasyon tekniği ile BD, YSA ve SBD gibi akıllı denetim tekniklerinin birlikte kullanıldığı histerezis tabanlı olmayan çözümler yer almaktadır.

3.4.7.1 Anahtarlama frekansı

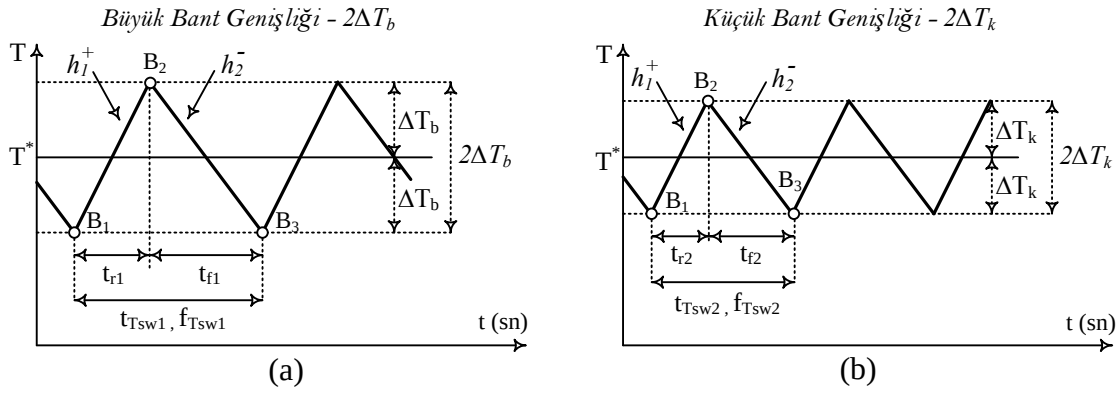
Histerezis tabanlı DMD sürücüsünde eviricinin anahtarlama frekansı; histerezis denetleyici bant genişlikleri [77,78] ile motor hızına bağlı olarak stator akısı ve motor momentinin bir fonksiyonudur [72] ve değişkendir. Değişken anahtarlama frekansı, anahtarlama kayıplarının, akım harmoniklerinin ve akustik ses gürültülerinin bütün bir çalışma aralığı boyunca düzensiz bir şekilde dağılımına sebep olur [79].

Histerezis akı denetleyici bant genişliği, akımlardaki toplam harmonik bozulmayı belirler. Akı denetleyici bant genişliğinin büyük tutulması motor akımlarındaki dalgalanmaları arttıracığından yüksek harmonik bakır kayıplara yol açar. Küçük tutulması motor akımlarını sinüsoide yaklaştırır.

Histerezis moment denetleyici, eviricinin anahtarlama frekansını ve dolayısı ile anahtarlama kayıplarını belirler. Histerezis moment denetleyici bant genişliğinin büyük tutulması eviricinin anahtarlama frekansını ve anahtarlama kayıplarını azaltır ancak yüksek moment dalgalanmalarına ve akustik gürültülere neden olur.

3.4.7.2 Histerezis moment denetleyici bant genişliğinin anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi

Histerezis moment denetleyici bant genişliğinin anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi, Şekil 3.22 (a) ve (b)' deki moment grafiği üzerinde karşılaştırmalı olarak açıklanmıştır. Şekilde referans moment T^* ve etrafındaki $2\Delta T$ bant aralığında salınım yapan gerçek motor moment T 'nin değişimleri verilmiştir. B_1 ile B_3 noktası moment histerezis bandının alt sınırı, B_2 ise üst sınırıdır ve bant genişlikleri $2\Delta T_b > 2\Delta T_k$ olarak belirlenmiştir.



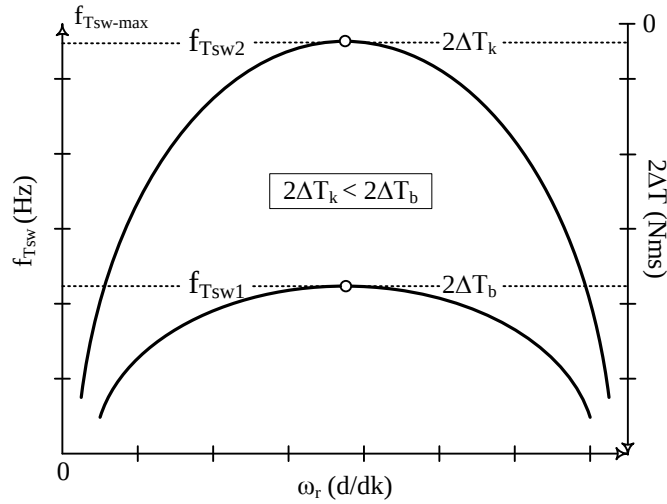
Şekil 3.22 Histerezis moment denetleyici bant genişliğinin anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi

Aynı h_1^+ ve h_2^- moment eğimine sahip her iki grafikte de B_1 noktasında aktif gerilim vektörlerinin uygulanması ile birlikte motor moment T pozitif h_1^+ eğimi ile yükselerek B_2 noktasına ulaşır. B_1 ile B_2 arasındaki süre motor momentinin yükselme süresidir ve t_{r1} ve t_{r2} olarak ifade edilmiştir. Motor moment histerezis bandının üst sınırı olan B_2 noktasına ulaştığında sıfır gerilim vektörlerinin uygulanması ile birlikte motor moment negatif h_2^- eğimi ile azalarak B_3 noktasına ulaşır. B_2 ile B_3 arasındaki süre motor momentinin alçalma süresidir ve t_{f1} ve t_{f2} olarak ifade edilmiştir. Eviricideki anahtarların iletme ve kesime girdikleri B_1 , B_2 ve B_3 noktaları arasındaki t_r yükselme ve t_f alçalma sürelerinin toplamı, moment histerezis bandının neden olduğu t_{Tsw} anahtarlama periyodunu dolayısı ile f_{Tsw} moment anahtarlama frekansını belirler.

$$t_{r1} + t_{f1} = t_{Tsw1} > t_{r2} + t_{f2} = t_{Tsw2} \text{ ve } f_{Tsw1} < f_{Tsw2} \quad (3.31)$$

$2\Delta T_b$ büyük bant genişliğine sahip grafik (a)'da motor momentinin yükselme ve alçalma sürelerinin toplamı $t_{r1} + t_{f1} = t_{Tsw1}$ daha büyük ve dolayısı ile moment anahtarlama frekansı f_{Tsw1} daha düşüktür.

$2\Delta T_k$ küçük bant genişliğine sahip grafik (b)'de ise küçük bant genişliğinden dolayı bu sürelerin toplamı $t_{r2} + t_{f2} = t_{Tsw2}$, küçük bant genişliğinden dolayı daha küçük ve dolayısı ile moment anahtarlama frekansı f_{Tsw2} daha yüksektir. Özet olarak büyük bant genişliği $[2\Delta T_b]$ moment anahtarlama frekansını azaltırken, küçük bant genişliği $[2\Delta T_k]$ moment anahtarlama frekansını arttırmaktadır. Bu durum, motor hızının da etkisi dikkate alınarak Şekil 3.23'deki grafikte gösterilmiştir.

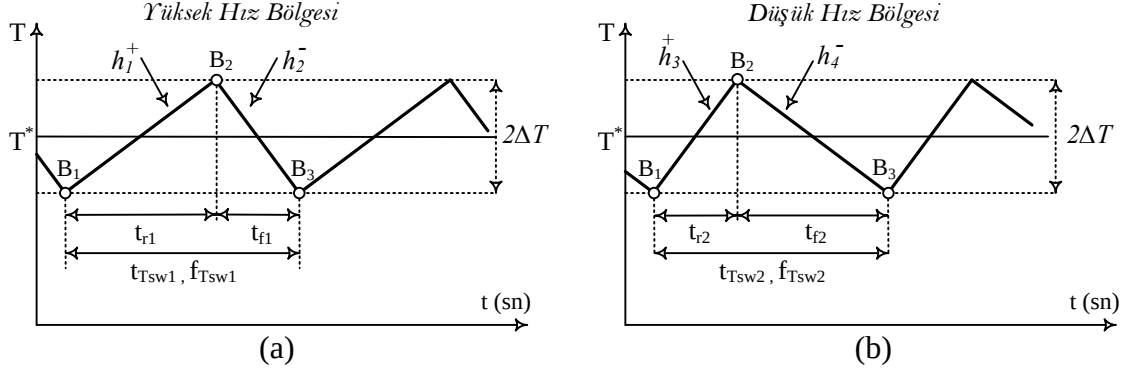


Şekil 3.23 Denetleyici band genişliklerine göre moment anahtarlama frekansı f_{Tsw} 'nin değişimi

3.4.7.3 Motor hızının anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi

Eviricinin anahtarlama frekansına etki eden ikinci bir faktör de motor hızıdır. Motorda üretilen moment; stator akısının, DC bara geriliminin ve motor hızının bir fonksiyonudur [72]. DC bara geriliminin sabit olduğu kabul edilirse motorda üretilen momenti ve bu momentin eğimini belirleyen en önemli parametre motor hızıdır. Motor hızının anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi Şekil 3.24 (a) ve (b)'deki moment grafiği üzerinde karşılaştırmalı olarak açıklanmıştır. Şekilde referans moment T^* ve etrafındaki $2\Delta T$ bant aralığında salınım yapan gerçek motor momenti T' 'nin değişimleri verilmiştir. B_1

ile B_3 noktası, moment histerezis bandının alt sınırı, B_2 ise üst sınırıdır ve sabit bant genişliği $2\Delta T$ 'dir.



Şekil 3.24 Motor hızının anahtarlama frekansı üzerindeki etkisi

Aktif gerilim vektörlerinin uygulandığı B_1 ile B_2 arasındaki bölgede motor momentinin pozitif eğimi h^+ (h_1^+ ve h_3^+) ile sıfır gerilim vektörlerinin uygulandığı B_2 ile B_3 arasındaki bölgedeki negatif eğimi h^- (h_2^- ve h_4^-) genel olarak Denklem (3.32) ve (3.33)'deki gibi yazılabilir [74].

$$h^+ = \frac{2\Delta T}{t_r} = \frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{DC} \varphi_s^* - \omega_r \varphi_s^{*2} \right) \quad (3.32)$$

$$h^- = -\frac{2\Delta T}{t_f} = -\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \omega_r \varphi_s^{*2} \quad (3.33)$$

Denklem (3.32)'den de görüldüğü gibi aktif vektörlerin uygulandığı B_1 ile B_2 aralığındaki motor moment ve eğimi, DC bara gerilimi V_{DC} 'ye, stator akısı φ_s 'e ve motor hızı ω_r 'ye bağlıdır. Sıfır gerilim vektörlerin uygulandığı B_2 ile B_3 aralığındaki motor moment ve eğimi ise Denklem (3.33)'den görüleceği gibi stator akısı φ_s 'e ve motor hızı ω_r 'ye bağlıdır. Stator akısı ve DC bara geriliminin sabit olduğu kabul edilirse bu durumda; motorda üretilen momentin h^+ ve h^- eğimleri motor hızı ω_r 'ye bağlı olarak değişir.

h^+ ve h^- eğimlerinin değişmesi Şekil 3.24'deki grafiklerden de görüleceği gibi, momentin yükselme süresi t_r 'yi ve alçalma süresi t_f 'yi değiştireceğinden, toplam anahtarlama periyodu olan $t_r + t_f = t_{Tsw}$ ve dolayısı ile moment anahtarlama frekansı f_{Tsw} 'yi değiştirir. Denklem (3.32) ve (3.33)'den motor momentinin yükselme süresi t_r ile alçalma süresi t_f aşağıdaki gibi elde edilir.

$$t_r = \frac{2\Delta T}{h^+} = \frac{2\Delta T}{\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{DC} \varphi_s^* - \omega_r \varphi_s^{*2}\right)} \quad (3.34)$$

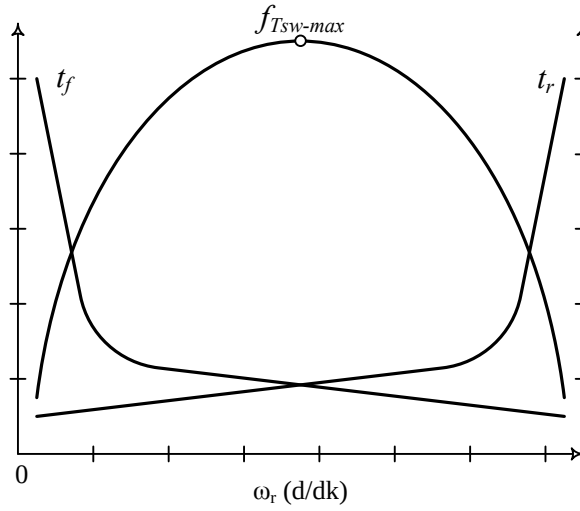
$$t_f = \frac{2\Delta T}{h^-} = - \frac{2\Delta T}{\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \omega_r \varphi_s^{*2}} \quad (3.35)$$

Motor hızı ω_r 'nin büyüklüğüne bağlı olarak t_r ve t_f sürelerinin değişken olduğu Denklem (3.34) ve (3.35)'de açıkça görülmektedir.

Şekil 3.24 (a)'daki yüksek hız bölgesinde ω_r büyük olacağı için Denklem (3.34) gereği motor momentinin yükselme süresi t_{r1} büyük olur, benzer şekilde Denklem (3.35) gereği motor momentinin alçalma süresi t_{f1} küçük olur.

Şekil 3.24 (b)'deki düşük hız bölgesinde ise ω_r küçük olacağı için Denklem (3.34) gereği motor momentinin yükselme süresi t_{r2} azalır ve benzer şekilde Denklem (3.35) gereği motor momentinin alçalma süresi t_{f2} artar.

Özet olarak Denklem (3.34) gereği, motor hızı ω_r 'nin büyüklüğüne bağlı olarak yüksek hız bölgesindeki t_{r1} süresi, düşük hız bölgesindeki t_{r2} süresinden daha büyük ve Denklem (3.35) gereği yüksek hız bölgesindeki t_{f1} süresi, düşük hız bölgesindeki t_{f2} süresinden daha küçüktür. Motor hızı ω_r 'ye bağlı olarak $2\Delta T$ 'lik sabit moment bandı içerisindeki t_r ve t_f sürelerinin değişimi ile f_{Tsw} moment anahtarlama frekansının değişimi Şekil 3.25'de verilmiştir.

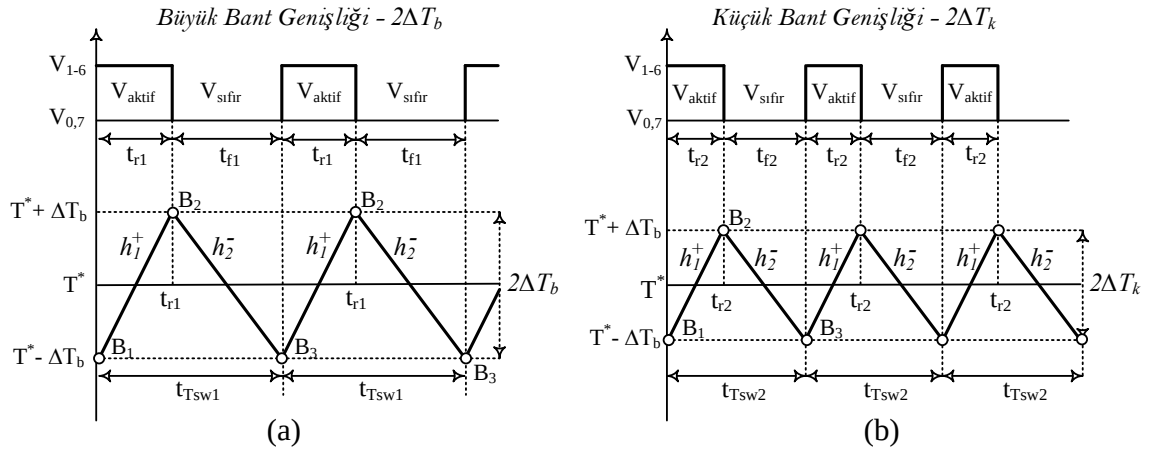


Şekil 3.25 Motor hızına bağlı olarak t_r ve t_f süreleri ile moment anahtarlama frekansı f_{Tsw} 'nin değişimi

3.4.8 Moment dalgalanmaları

Histerezis tabanlı geleneksel DMD yönteminde akı ve moment denetimi, birbirinden bağımsız iki ayrı histerezis denetleyici tarafından gerçekleştirilir. Histerezis denetleyiciler, girişlerine gelen akı ve moment hatalarını sınırları önceden belirlenmiş olan sabit bir bant aralığında tutacak şekilde, gerekli denetim sinyallerini üretirler. Bu denetim sinyalleri ile eviriciyi sürececek olan uygun aktif ve sıfır gerilim vektörleri anahtarlama tablosundan seçilerek motorun akısı ve momentini doğrudan denetlenmiş olur. Dolayısı ile denetim sisteminin başarımı büyük ölçüde denetleyici bant genişliklerine bağlıdır.

Bu denetim yönteminde, akı ve moment doğrudan denetlendiği için yüksek akı ve moment cevap hızına sahiptir ancak histerezis denetimden dolayı özellikle motor momentinde yüksek dalgalanmalar oluşur. Yüksek moment dalgalanmaları, histerezis tabanlı doğrudan moment denetim yönteminin en büyük dezavantajlarından birisidir. Histerezis moment denetleyici bant genişliğinin moment dalgalanmaları üzerindeki etkisi Şekil 3.26 üzerinde açıklanmıştır.



Şekil 3.26 Histerezis moment denetleyici band genişliğinin moment dalgalanmaları üzerindeki etkisi

Şekil 3.26’da aynı motor hızında elde edilen h_1^+ ve h_2^- moment eğimine sahip moment grafikleri yer almaktadır. Her iki grafikte de, aktif gerilim vektörlerinin uygulandığı B₁ ile B₂ aralığındaki bölgede motor momenti pozitif h_1^+ eğimi ile t_{r1} ve t_{r2} süresince yükselerek B₂ noktasına ulaşır. B₂ noktası, motor momentinin artışına müsaade edilen moment histerezis bandının üst sınır değeridir. Bu noktada motor momentinin azaltılması için sıfır gerilim vektörleri uygulanır. Sıfır gerilim vektörlerinin uygulandığı B₂ ile B₃ aralığındaki bölgede, motor momenti negatif h_2^- eğimi ile t_{f1} ve t_{f2} süresince azalarak B₃ noktasına ulaşır

Büyük bant genişliğinden dolayı Şekil 3.26 (a)’daki t_{r1} süresi, küçük bant genişliğine sahip Şekil 3.26 (b)’deki t_{r2} süresinden daha büyüktür. Benzer şekilde t_{f1} süresi de t_{f2} süresinden daha büyüktür. Dolayısı ile t_r ve t_f sürelerinin toplamından oluşan anahtarlama periyodu aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} 2\Delta T_b \text{ bant genişliği için;} \quad t_{Tsw1} &= t_{r1} + t_{f1} \\ 2\Delta T_k \text{ bant genişliği için;} \quad t_{Tsw2} &= t_{r2} + t_{f2} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Her iki grafik için de geçerli olmak üzere, aktif gerilim vektörlerinin uygulandığı B₁-B₂ aralığı ile sıfır gerilim vektörlerinin uygulandığı B₂-B₃ aralığında motor momentinin değişimi genel olarak Denklem (3.37) ile ifade edilir.

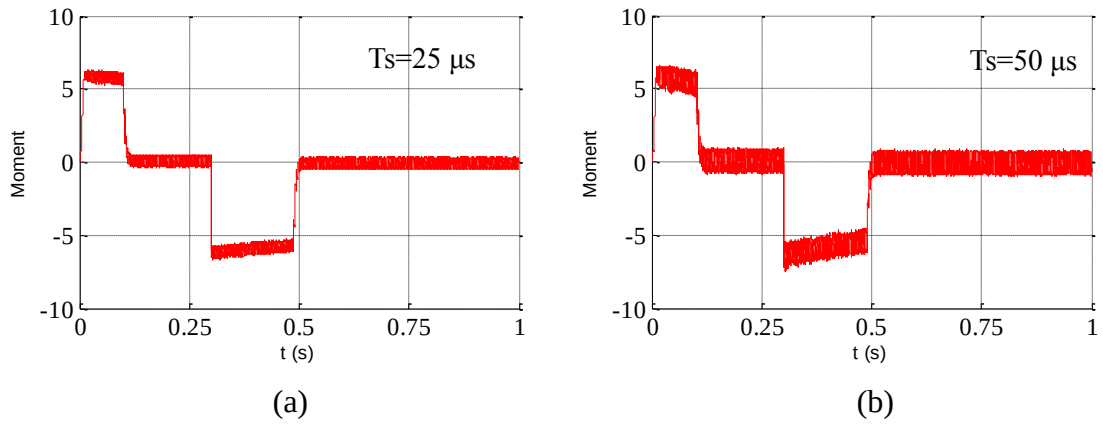
$$T = \begin{cases} (T^* - \Delta T) + h_1^+ t, & 0 \leq t \leq t_r \\ (T^* - \Delta T) + h_1^+ t_r + h_2^- t - h_2^- t_r, & t_r \leq t \leq t_{Tsw} \end{cases} \quad (3.37)$$

Burada $T^* - \Delta T = T_{t0}$, B_1 noktasındaki başlangıç moment değeri olarak tanımlanır. Buna göre denetleyici bant genişliklerine ve t_r ile t_f sürelerinin alacağı değerlere bağlı olarak bir anahtarlama periyodu içerisinde motor momentinde meydana gelen dalgalanmaların etkin değeri Denklem (3.38) ile elde edilir.

$$T_{rip}^2 = \frac{1}{t_{Tsw}} \left\{ \int_0^{t_r} (T_{t0} + h_1^+ t - T^*)^2 dt + \int_{t_r}^{t_{Tsw}} (T_{t0} + h_1^+ t_s - T^* + h_2^- - h_2^- t_r)^2 dt \right\} \quad (3.38)$$

Burada $t_f = t_{Tsw} - t_r$ 'dir. Sonuç olarak moment histerezis bandının küçük tutulması Denklem (3.38)'deki integral elemanının sınır değerleri olan t_r ile t_f sürelerini küçülteceğinden motor momentindeki dalgalanmaları da önemli ölçüde azaltır.

Moment dalgalanmaları üzerinde önemli etkiye sahip ikinci bir faktör de örnekleme periyodu T_s 'dir. Denetim sisteminin yüksek başarımla gerçekleştirilebilmesi için örnekleme periyodunun mümkün olduğu kadar küçük tutulması gerekir. Bu durumda denetlenen sisteme ilişkin akım ve gerilimler, harmonik içerik bakımından daha temiz ve sinüsoidale daha yakın bir şekilde elde edilirken akı ve momentteki dalgalanmalarda da önemli ölçüde azalma sağlanır. Örnekleme periyodunun küçük tutulması, örnekleme frekansını arttırmakla beraber yüksek hızlı Sİİ kullanımını gerektirir ve denetim sisteminin maliyetini artırır. Örnekleme frekansının artması aynı zamanda eviricinin anahtarlama frekansını da arttırır. Uygulamada örnekleme frekansını belirleyici iki önemli faktör vardır. Bunlardan birincisi eviricinin anahtarlama frekansı, diğeri ise denetim algoritmasına ilişkin bütün hesaplamaların yapıldığı bir denetim döngüsü için gerekli olan minimum hesaplama süredir. Dolayısı ile örnekleme periyodunun alacağı minimum değer, evirici anahtarlama frekansının maksimum değerine ve denetim döngüsü için gerekli olan minimum süreye göre belirlenmelidir. Örnekleme periyodu T_s 'nin moment dalgalanmaları üzerindeki etkisi Şekil 3.27'deki benzetim çalışmaları ile elde edilen grafiklerde gösterilmiştir.



Şekil 3.27 Örnekleme periyodunun motor momenti üzerindeki etkisi

Şekil 3.27 (a) ve (b)'de, aynı histerezis band genişliğinde ve 25 ile 50 μs 'lik örnekleme periyotlarında elde edilen moment grafiklerinde görüleceği gibi 25 μs 'lik örnekleme periyodu ile elde edilen moment grafiğinde moment dalga şekli daha düzgün ve dalgalanma bandı daha düşüktür.

4. SİNİRSEL BULANIK AĞ YAPILARI VE DENETLEYİCİ TASARIMI

4.1 Giriş

Bu bölümde histerezis tabanlı doğrudan moment denetim yöntemi ile vektör denetimi yapılan üç fazlı bir asenkron motorda oluşan yüksek moment dalgalanmalarının azaltılması amacı ile gerçekleştirilen iki girişli Sugeno tipi bir sinirsel bulanık moment denetleyici yapısı açıklanmıştır. Öncelikle SBA yapısını oluşturan YSA ve BM'nin genel yapıları açıklanarak SBA yapıları hakkında bilgiler verilmiştir. Son olarak, BM tabanlı işlemlerin YSA ile gerçekleştirildiği SBA yapısı kullanılarak denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir.

4.2 Yapay Sinir Ağları

Yapay sinir ağları, insan beynindeki sinir-hücre yapısının matematiksel olarak modellenmesi ve bu modele dayalı olarak insan beyninin davranışlarının gerçek hayatta yapay olarak gerçekleştirilmesi esasına dayanır [91].

İnsan vücudundaki biyolojik sinir sistemi, merkezinde sürekli olarak bilgiyi alan, yorumlayan ve buna göre uygun kararlar üreten beynin bulunduğu bir ağ yapısıdır. Alıcı sinirler dış ortamlardan algıladıkları fiziksel uyarıları, beyne bilgi ileten elektriksel sinyallere dönüştürür. Tepki sinirleri ise, beynin ürettiği elektriksel sinyalleri organizma çıktısı olarak uygun tepkilere dönüştürür. Merkezi sinir ağında bilgiler, alıcı ve tepki sinirleri arasında ileri ve geri besleme yönünde değerlendirilerek uygun tepkiler üretilir. Bu yönüyle biyolojik sinir sistemi, kapalı çevrim denetim sisteminin karakteristiklerini taşır [19,25].

YSA, arzu edilen amaca ulaşmak için ağırlıklarının yenilenmesini sağlayan öğrenme sürecinden sonra bilgiyi toplama, hücreler arasındaki bağlantı ağırlıkları ile bu bilgiyi saklama ve genelleme yeteneğine sahip paralel yapılı bir işlemci olarak tanımlanabilir. Genel olarak YSA, doğrusal olmayan yapısı, öğrenme, genelleme, uyarlanabilme ve eşzamanlı olarak birçok bilgiyi paralel olarak işleyebilme gibi üstün yeteneklerinden dolayı süreç denetimi, örüntü tanıma, işaret işleme, ekonomi, tıp, arıza analizi ve tespiti, insansı robot tasarımı gibi pek çok alanda başarılı bir şekilde kullanılmaya devam etmektedir.

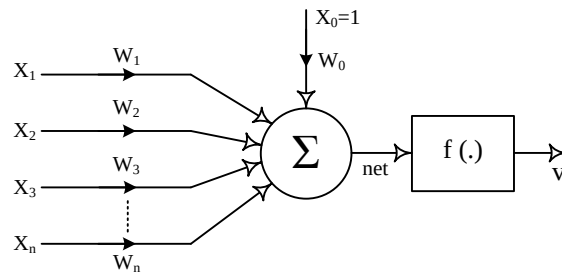
YSA'nın temel işlem elemanı olan hücre yapısı doğrusal değildir. Dolayısıyla hücrelerin birleşmesinden meydana gelen YSA yapısı da doğrusal değildir ve bu özellik bütün ağa yayılmış durumdadır. Bu nedenle YSA, doğrusal olmayan problemlerin çözümünde en önemli araç olmuştur. YSA'nın istenilen davranışı gösterebilmesi için amaca uygun olarak uyarlanması gerekir. Bunun için, hücreler arasında doğru bağlantıların yapılması ve bağlantıların uygun ağırlıklara sahip olması gerekmektedir. YSA istenen davranışı gösterebilmesi amacı ile mevcut problemde aldığı eğitim örneklerini kullanarak öğrenme yeteneğini geliştirir. YSA, bir problemi öğrendikten sonra eğitim sırasında karşılaşmadığı farklı eğitim örnekleri için de istenilen çıkışı üretebilecek şekilde genelleme yeteneğine sahiptir. Örneğin, karakter tanıma amacıyla eğitilmiş bir YSA, bozuk karakter girişlerinde de doğru karakterleri verebilir ya da bir sistemin eğitilmiş YSA modeli, eğitim sürecinde verilmeyen giriş işaretleri için de sistemle aynı davranışı gösterebilir.

YSA, ilgilendiği problemdeki değişikliklere göre ağırlıklarını ayarlar. Yani, belirli bir problemi çözmek amacıyla eğitilen YSA, problemdeki değişimlere göre tekrar eğitilebilir, değişimler devamlı ise gerçek zamanda da eğitime devam edilebilir. Bu uyarlanabilme yeteneği ile YSA, uyarlamalı örnek tanıma, işaret işleme, sistem tanılama ve denetim gibi alanlarda etkin olarak kullanılır. YSA, çok sayıdaki yapay hücrenin çeşitli şekillerde bağlanmasından oluştuğundan paralel dağılmış bir yapıya sahiptir ve ağına sahip olduğu bilgi, ağdaki bütün bağlantılar üzerine dağılmış durumdadır. Bu nedenle eğitilmiş bir YSA'nın bazı bağlantılarının hatta bazı hücrelerinin etkisiz hale gelmesi, ağına doğru bilgi üretmesini önemli ölçüde etkilemez. Bu nedenle, geleneksel yöntemlere göre hatayı telafi etme yetenekleri son derece yüksektir. YSA, paralel yapısı nedeniyle büyük ölçekli birleşik devre teknolojisi ile gerçekleştirilebilir. Bu özellik, YSA'nın hızlı bilgi işleme yeteneğini artırır ve gerçek zamanlı uygulamalarda arzu edilir.

YSA'nın temel işlem elemanı olan yapay hücre yapısı ve modeli, bütün YSA yapılarında yaklaşık aynıdır. Dolayısıyla YSA'nın farklı uygulama alanlarındaki yapıları da standart yapıdaki hücrelerden oluşmaktadır. Bu nedenle farklı uygulama alanlarında kullanılan YSA'lar benzer öğrenme algoritmalarını ve eşzamanlı olarak kullanabilirler. Bu özellik problemlerin YSA ile çözümünde önemli bir kolaylık sağlamaktadır. YSA, çok sayıda doğrusal olmayan yapıdaki yapay sinir hücrelerinin çeşitli şekillerdeki bağlantıları ile düzenlenir.

4.2.1 Yapay sinir hücre yapısı

Yapay sinir hücreleri, YSA'nın çalışmasına esas teşkil eden en küçük bilgi işleme birimidir. Şekil 4.1'de yapısı verilen bir yapay sinir hücresi temel olarak girdiler, ağırlıklar, birleştirme fonksiyonu, aktivasyon fonksiyonu ve çıktılar olmak üzere beş bileşenden meydana gelir. Bu bileşenlere bağlı olarak bir yapay sinir hücresinin matematiksel modeli Denklem (4.1) ve (4.2)'deki gibi elde edilir [26].



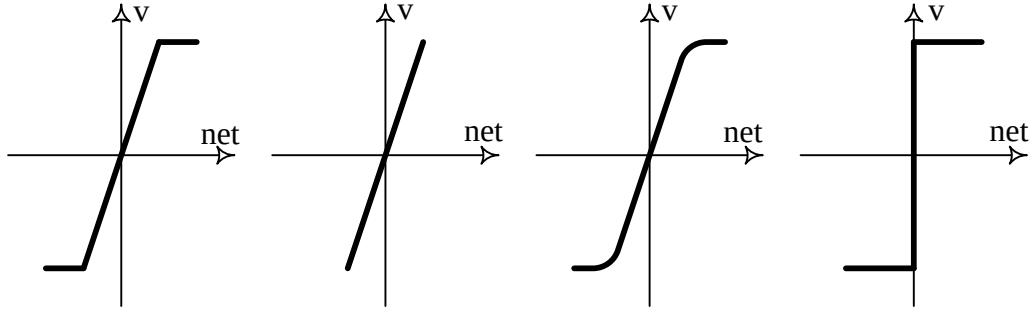
Şekil 4.1 Yapay Sinir Hücre Modeli

$$\text{net} = \sum_{i=1}^n X_i W_i + X_0 W_0 \quad (4.1)$$

$$v = f(\text{net}) \quad (4.2)$$

Girdiler, yapay sinir hücresine dış ortamdan veya diğer hücrelerden gelen $X_1..X_n$ bilgileridir. Bu girdiler, hücre bağlantıları üzerindeki $W_1..,W_n$ ağırlıkları ile çarpılarak hücreye giriş olarak uygulanır. Ağırlıklar, ilgili girişin hücre üzerindeki etkisini belirler. Genellikle net girdi, girişlerin ilgili ağırlıkla çarpımlarının toplamıdır. Hücreye gelen bu ağırlıklandırılmış bilgiler hücre içerisindeki birleştirme fonksiyonu (Σ) tarafından toplanarak hücreye gelen net bilgi elde edilir. Birleştirme fonksiyonu, ağ yapısına göre maksimum, minimum yada çarpım fonksiyonu olabilir. X_0 , yapay sinir hücrelerine net girdiyi artıran sabit +1 değerlikli bias girişidir. Aktivasyon fonksiyonu $f(.)$ ise birleştirme fonksiyonu tarafından elde edilen net girdiyi bir işlemde geçirerek hücre çıkışını belirleyen ve genellikle doğrusal olmayan bir fonksiyondur. Yapay sinir hücresi modellerinde, hücrenin gerçekleştireceği işleve göre çeşitli tipte aktivasyon fonksiyonları

kullanılabilir. YSA'da en yaygın olarak kullanılan aktivasyon fonksiyonları Şekil 4.2'de gösterildiği gibi, çift yönlü sigmoid, sigmoid, doğrusal, parçalı doğrusal ve eşik fonksiyonları şeklindedir.



Şekil 4.2 Değişik yapılarıdaki aktivasyon fonksiyonları

YSA, Şekil 4.1'de modeli verilen farklı sayıdaki yapay sinir hücrelerinin çeşitli şekillerdeki bağlantılarıyla katmanlar halinde düzenlenir ve bir eğitim sürecinden geçirilerek bilgi öğrenme, bilgi saklama ve genelleme yapabilme yeteneği kazandırılır. Hücrelerin bağlantı şekillerine, öğrenme kurallarına ve aktivasyon fonksiyonlarına göre çeşitli YSA yapıları geliştirilmiştir. Denetim alanında daha çok, ileri beslemeli çok katmanlı YSA ve geri beslemeli çok katmanlı YSA yapıları kullanılmaktadır [88,89].

4.2.2 Çok katmanlı ileri beslemeli yapay sinir ağları

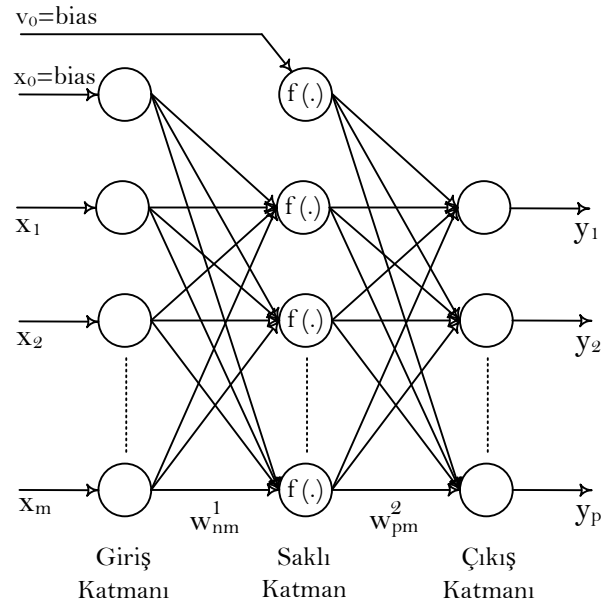
Çok katmanlı ileri beslemeli YSA yapılarında, hücreler katmanlar halinde düzenlenir ve bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana giriş olarak uygulanır. Şekil 4.3' de 3 katmanlı ileri beslemeli bir YSA yapısı görülmektedir. Burada giriş katmanı, dış ortamdan alınan giriş verilerini bünyesinde bulundurduğu hücrelerle değerlendirerek çıkışlarına verir. Giriş katmanlarından elde edilen bu çıkış değerleri orta katmandaki hücrelere giriş işareti olarak sunulur. Orta katmandaki hücreler de giriş katmanından gelen verileri değerlendirerek kendi çıkışlarına, yani çıkış katmanına giriş işareti olarak uygular. Son olarak da çıkış katmanı, orta katmandan gelen verileri değerlendirerek kendi çıkışlarına iletir. Çıkış katmanından elde edilen bu veriler artık ağ çıkışlarıdır. Şekil 4.3' de verilen 3 katmanlı ileri beslemeli ağın matematiksel modeli aşağıdaki şekilde oluşturulur.

$$\text{net}_i = \sum_{j=0}^m w_{ji}^1 x_j \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (4.3)$$

$$v_j = f(\text{net}_j) \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (4.4)$$

$$y_\ell = \sum_{j=0}^n w_{\ell j}^2 v_j \quad \ell = 1, 2, \dots, p \quad (4.5)$$

Bu ağ yapısında, giriş katmanındaki hücre sayısı x giriş vektörüne, çıkış katmanındaki hücre sayısı ise y çıkış vektörüne göre seçilir. İleri beslemeli ağlarda kullanılan orta katman sayısı ve bu katmanlardaki hücre sayısının belirlenmesinde kesin bir yöntem yoktur [89,90]. Katman sayısı ve her bir katmandaki hücre sayısı deneyimle bulunur.



Şekil 4.3 İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

4.2.3 Çok katmanlı geri beslemeli yapay sinir ağları

Geri beslemeli YSA yapıları, en az bir hücrenin çıkışının kendisine ya da diğer hücrelere giriş olarak uygulandığı çok katmanlı ağlardır. Geri besleme hücreler arasında olabileceği gibi, katmanlar arasındaki hücreler arasında da olabilir. Bu yapısı ile geri

beslemeli YSA, doğrusal olmayan dinamik bir davranış gösterir. Şekil 4.4’ de, 3 katmanlı ve çıkış katmanından giriş katmanına geri besleme yapılan bir YSA yapısı verilmiştir. Bu yapıda, YSA’ ya giriş vektörü olarak r adet dış giriş ve p adet gecikmiş ağ çıkışı uygulanmıştır. Giriş katmanında toplam $m=r+p$ adet hücre vardır.

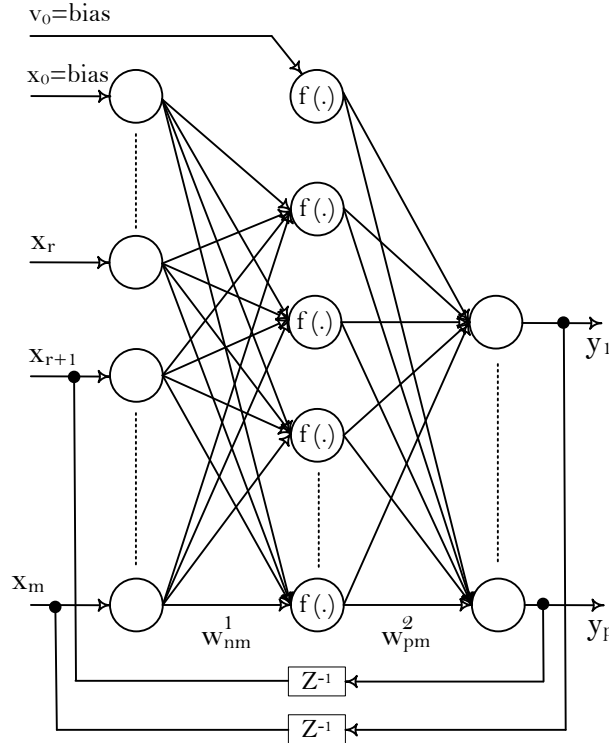
$$\mathbf{x}=(x_1,x_2, \dots ,x_r,y_1(-1), y_2(-1), \dots , y_p(-1)) \quad (4.6)$$

$\mathbf{x}$ giriş vektörü, $\mathbf{v}$ orta katman çıkış vektörü ve $\mathbf{y}$ çıkış vektörü olmak üzere, geri beslemeli bu ağın matematiksel modeli aşağıdaki gibi oluşturulabilir [91].

$$net_i = \sum_{j=0}^m w_{ji}^1 x_j \quad i = 1,2,\dots, n \quad (4.7)$$

$$v_j = f(net_j) \quad j = 1,2,\dots, n \quad (4.8)$$

$$y_l = \sum_{j=0}^n w_{lj}^2 v_j \quad l = 1,2,\dots, p \quad (4.9)$$



Şekil 4.4 Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

4.2.4 Yapay sinir ağlarında öğrenme

Yapay sinir ağları, programlama yerine sayısal örneklerle eğitilirler. Eğitici, sinir ağlarına tanınacak cisimlerin nicel tanımlarını veya söz konusu cisimleri benzer cisimlerden ayırmak için mantık kriter kümeleri sağlamak zorunda değildir. Bunun yerine sinir ağlarına bazen tanımları ile beraber veri örnekleri girilir. Ağ, ağırlık matrisindeki değerleri değiştirerek bunları öğrenir ve bir cisim yeniden görüldüğünde uygun cevabı üretir. YSA' da ağırlıklar sabit değildir. YSA' nın öğrenme kuralı, ağ çıktılarının değerlerine cevap olarak üretilen, hücreler arasındaki ağırlıkların hepsini veya bazılarını değiştiren bir denklemden ibarettir.

$$w(t+1) = w(t) \mp \beta \Delta w(t) \quad (4.10)$$

Burada $\Delta w(t)$, t anında belirli bir kurala göre hesaplanarak, o andaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme miktarıdır. YSA' nın eğitiminde kullanılan öğrenme algoritmaları, $\Delta w(t)$ düzeltme miktarını bulmak için tanımlanmış kurallardır.

YSA, denetimli ve denetimsiz olmak üzere iki şekilde eğitilir. Her ikisinde de, ağ bir seri deneme üzerinden çalışır. Denetimli öğrenmede, ağa hem giriş hem de istenen çıkış bilgisi girilir. Her denemeden sonra, ağ kendi çıkışını doğru cevaplar ile karşılaştırır ve çıkış hatası kabul edilebilecek seviyeye ininceye kadar ağırlıklarını yeniler. Denetimsiz öğrenmede ise hiçbir hedef vektörü yoktur. Giriş vektörü sisteme uygulanır ve sistem bu giriş vektörü sisteme uygulandığında uyumlu bir çıkış üretecek şekilde kendisini organize eder [92]. Bazı uzmanlar, denetimli öğrenmenin biyolojik olarak geçerli olmayacağını iddia etmişlerdir. Çünkü bir biyolojik sistem içinde doğrudan eğitim için veya cevapları istenen çıkış ile karşılaştırmak için bir eğitici yoktur. Bu eleştirilere rağmen denetimli öğrenme özellikle denetim alanında birçok probleme uygulanabilmekte ve tatmin edici sonuçlar elde edilmektedir.

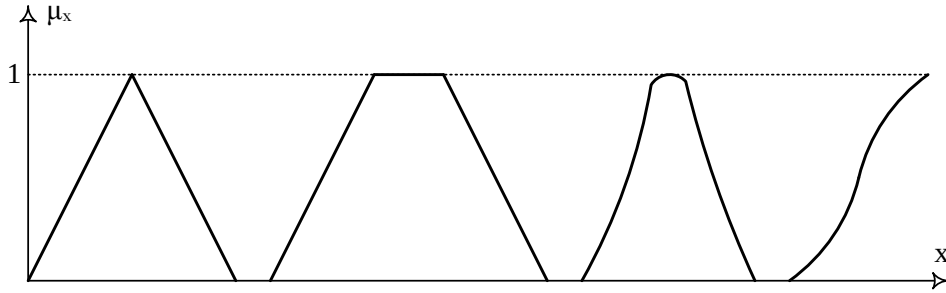
4.3 Bulanık Mantık

Geleneksel küme kuramı bir nesneye, bir kümenin elemanı olup olmamasına göre keskin kümelerle $\{0,1\}$ üyelik değeri verir. Nesne, kümenin elemanı ise üyelik değeri 1, elemanı değilse üyelik değeri 0 'dır. Bulanık küme kuramı ise nesnelere üyelik

fonksiyonları aracılığı ile $[0,1]$ aralığında değişebilen üyelik değerleri verir ve nesnelerin bir kümeye kısmi üyeliği sağlanır [93]. Bulanık mantığın bu özelliği sayesinde insanların düşünce sistemi geleneksel mantık kuramına göre daha iyi modellenebilir ve insanların deneyimleri matematiksel ifadelere daha doğru bir şekilde dönüştürülebilir.

Bulanık mantık sıradan ve kesin olmayan bilginin çeşitli şekillerde gösterimi ile ilgilenir ve veriler hakkında düşünmek için geleneksel mantığın yerine, kurallar ve bulanık üyelik fonksiyonlarının birleşimini kullanır [94].

Bir bulanık mantık sistemi dilsel değişkenlere bağlı olarak tanımladığı dilsel değerleri karar verme sürecinde kullanır. Bu değerler dilsel IF-THEN kurallarının ön koşulları ile birleştirilir. Her bir kuralın sonucu, girişlerin üyelik dereceleri kullanılarak durulaştırma işleviyle sayısal bir değer elde edilerek belirlenir.



Şekil 4.5 Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları

Bulanık mantıkta kural tablosu ve üyelik fonksiyonlarının seçiminde bir uzman kişiden sağlanan bilgiler kullanılır. Üyelik fonksiyonları aracılığı ile dilsel değişkenlere dilsel değerler verilerek dilsel değişkenlerin ilgili bulanık kümelerdeki üyelik dereceleri belirlenir. Bulanık mantıkta yaygın olarak kullanılan üyelik fonksiyonları Şekil 4.5' de verilen üçgen, yamuk, çan eğrisi, ve sigmoid fonksiyonlarıdır. Ancak gerek duyulması halinde başka bir üyelik fonksiyonu da kullanılabilir.

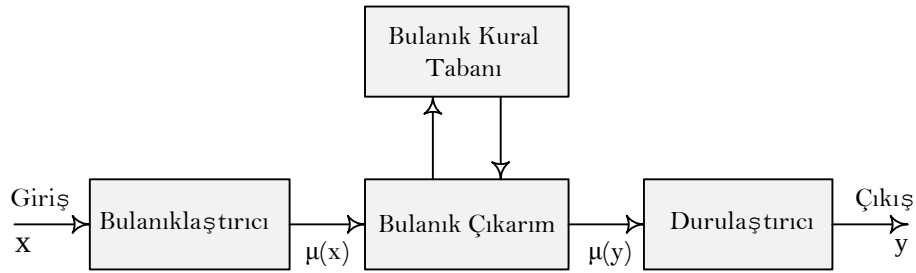
Ortak özellikler taşıyan x değişkenlerinin oluşturduğu X evrensel kümesindeki A bulanık kümesi, $\mu_A(x)$ A bulanık kümesinin üyelik fonksiyonudur ve X 'in her bir elemanına $[0,1]$ aralığında bir üyelik derecesi vermek üzere aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \quad (4.11)$$

4.3.1 Bulanık mantık denetleyiciler

BM denetleyici dinamik bir sistemin karmaşık matematiksel modeli yerine, dilsel değişkenler içeren ve bulanık kurallarla tanımlanan bir sistemin denetimi için, gerekli denetleyici tasarımına bir uzman deneyiminin dahil edilmesini amaçlar.

Bir BM denetleyicinin basit yapısı Şekil4.6’da görüldüğü gibi dört ana birimden oluşur. Bunlar bulanıklaştırıcı, bulanık kural tabanı, bulanık çıkarım ve durulaştırıcıdır [19].



Şekil 4.6 Bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı

Öncelikle girişler üyelik fonksiyonları ile değerlendirilerek bulanıklaştırılır. Daha sonra seçilen çıkarım yöntemine göre ve kural tabanından faydalanılarak çıkarım yapılır ve elde edilen bulanık sonuç durulaştırılarak klasik sayı haline dönüştürülür [95]. Bulanık mantık yardımı ile özellikle belirsizlikler içeren ve eksik verilerin bulunduğu problemler kolayca modellenebilmektedir.

4.3.1.1 BD’ nin giriş-çıkış değişkenleri

Bir BD sisteminin temel amacı istenilen sistem çıkışının elde edilmesi için denetlenecek sistemin ölçüm/gözlem yoluyla belirlenen durum değişkenlerinden uygun denetim işaretlerini elde etmektir. Bu nedenle bir sistemin BD ile denetiminde, sistemin uygun durum ve denetim değişkenlerinin belirlenmesi BD’ nin başarımı üzerinde oldukça önemlidir.

BD’ de durum ve denetim değişkenlerinin seçiminde bir uzman görüşünden yararlanılır ve durum değişkenlerinden yararlanılarak BD’ nin giriş değişkenleri belirlenir. BD’ nin giriş değişkenleri olarak sistem durum değişkenleri, durum değişkenlerinin

hataları, türevleri ve integralleri kullanılabilir. Bir BD için, x_i dilsel giriş değişkenlerinden oluşan $\mathbf{x}$ durum giriş vektörü ve y_i dilsel çıkış değişkenlerinden oluşan $\mathbf{y}$ durum çıkış vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \left\{ \left(x_i, U_i, \left\{ T_{x_i}^1, T_{x_i}^2, \dots, T_{x_i}^{k_i} \right\}, \left\{ \mu_{x_i}^1, \mu_{x_i}^2, \dots, \mu_{x_i}^{k_i} \right\} \right) \mid i=1, 2, \dots, n \right\} \\ \mathbf{y} &= \left\{ \left(y_i, V_i, \left\{ T_{y_i}^1, T_{y_i}^2, \dots, T_{y_i}^{k_i} \right\}, \left\{ \mu_{y_i}^1, \mu_{y_i}^2, \dots, \mu_{y_i}^{k_i} \right\} \right) \mid i=1, 2, \dots, m \right\} \end{aligned} \quad (4.12)$$

burada x_i -dilsel giriş değişkenleri, U -bulanık giriş uzayı, y_i -dilsel çıkış değişkeni ve V -bulanık çıkış uzayıdır. $T(x_i) = \left\{ T_{x_i}^1, T_{x_i}^2, \dots, T_{x_i}^{k_i} \right\}$ ve $\mu(x_i) = \left\{ \mu_{x_i}^1, \mu_{x_i}^2, \dots, \mu_{x_i}^{k_i} \right\}$ ise U_i giriş uzayında tanımlanan dilsel değerler ve üyelik fonksiyonlarıdır. Örneğin, x_i sıcaklık dilsel değişkeni ise, $T(x_i)$ biraz soğuk, soğuk, sıcak... şeklinde tanımlanan dilsel değerleri ve $\mu(x_i)$ bu dilsel değerlere ilişkin üyelik fonksiyonlarıdır. Benzer şekilde V_i çıkış uzayında tanımlanan $T(y_i)$ ve $\mu(y_i)$ ' de y_i çıkış dilsel değişkenlerine ilişkin dilsel değerler ve üyelik fonksiyonları kümesidir.

Bulanık bir giriş uzayındaki bulanık kısımlar bir BD sistemindeki denetim kurallarının maksimum sayısını verir. Giriş çıkış uzayının uygun bir şekilde belirlenmesi ve üyelik fonksiyonlarının şeklinin doğru seçilmesi BD tasarımında önemli rol oynar. Genellikle üyelik fonksiyonlarının şeklinin seçilmesinde, büyük zaman kayıplarına neden olan deneme yanılma yöntemi kullanılır. Bu nedenle üyelik fonksiyonlarının şeklinin belirlenmesinde uyarlamalı yöntemlerin kullanılması daha uygun olmaktadır [96, 21].

4.3.1.2 Bulanıklaştırıcı

Bulanıklaştırıcı, denetim sisteminden elde edilen ve BD' ye giriş olarak uygulanan verileri sembolik değerlere dönüştüren birimdir. Bulanıklaştırma işlemiyle giriş üyelik fonksiyonlarından yararlanılarak giriş verilerinin ait olduğu bulanık kümeler ve üyelik dereceleri belirlenir. Herhangi bir t anındaki belirli bir $x_i(t)$ değeri, $\mu_{x_i}^1(x_i(t))$ üyelik derecesiyle $T_{x_i}^1$ kümesinde ve $\mu_{x_i}^2(x_i(t))$ üyelik derecesiyle $T_{x_i}^2$ bulanık kümesinde

belirtilir. Bu işlem bulanık mantık işlevini basitleştirdiği için BD sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [97, 98].

4.3.1.3 Bulanık kural tabanı

Bir BD sisteminde giriş ve çıkışlar arasındaki bağlantılar bulanık denetim kurallarıyla belirlenir. Bulanık denetim kuralları dilsel değişkenler içeren önkoşul ve sonuç kısmındaki “IF-THEN” kurallarının birleşimiyle oluşturulur. “IF-THEN” kurallarının birleşimiyle elde edilen çok giriş çok çıkışlı bir sistemin bulanık denetim kuralları aşağıdaki gibi gösterilebilir [96].

$$R^i: \text{IF } x_i \text{ is } A_i, \dots, \text{ and } y_i \text{ is } B_i, \text{ THEN } z = C_i \quad i=1, 2, \dots, n \quad (4.13)$$

Burada $x, \dots, y$ ve z sistemin durum ve denetim değişkenlerini ifade eden dilsel değişkenlerdir. $A_i, \dots, B_i$ ve C_i ise $U, V, \dots, W$ tanım uzaylarındaki $x, y, \dots, z$ dilsel değişkenlere ait dilsel değerleridir. Bulanık denetim kuralları farklı bir şekilde sonuç kısmı sistem durum değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$R^i: \text{IF } x_i \text{ is } A_i, \dots, \text{ and } y_i \text{ is } B_i, \text{ THEN } z = f_i(x, \dots, y) \quad i=1, 2, \dots, n \quad (4.14)$$

Burada $f(x, \dots, y)$ sistem durum değişkenlerine bağımlı bir fonksiyondur. Denklem (4.13) ve (4.14) giriş değişkenlerini değerlendirerek bir denetim çıkışı elde eder. Her iki bulanık kuralda da giriş değişkenleri dilsel değişkenlerden oluşurken, çıkış değerleri Denklem (4.13)’ de dilsel değerlerden, Denklem (4.14)’ de ise keskin değerlerden oluşmaktadır.

4.3.1.4 Bulanık çıkarım

Bulanık çıkarım, bulanık mantıkta insanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneklerinin modellendiği birimdir ve bir bulanık mantık sisteminin beyni konumundadır. Bulanık çıkarımda bulanıklaştırıcının çıkışı ve bulanık kural tabanı kullanılarak sembolik sonuçlar elde edilir.

İnsanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneğini modellemeyi amaçlayan bulanık çıkarımın gerçekleşmesinde pek çok yapı kullanılmakla birlikte en çok kullanılan dört temel işlem türü aşağıda verilmiştir [19].

Mamdani tipi çıkarım modeli:

Her bir giriş değeri için bulunan üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümenin üyelik değerinin üstündeki kısmı kesilerek elde edilir. Çıkış değeri, elde edilen bu bulanık kümelerle genellikle ağırlık ortalaması yönteminin uygulanmasıyla bulunur.

Larsen tipi çıkarım modeli:

Her bir giriş değeri almış olduğu üyelik derecesine bağlı olarak ilgili kümeyi yeniden ölçeklendirir. Çıkış değeri yeniden ölçeklendirilmiş bulanık kümeler içerisindeki en büyük değer alınarak bulunur.

Tsukamoto tipi çıkarım modeli:

Tsukamoto tipi bulanık çıkarım yönteminde çıkış üyelik fonksiyonu tek yönlü artan bir fonksiyon olarak seçilir. Çıkış değeri ise her bir kuralın keskin çıkış değeri alınarak bulunur.

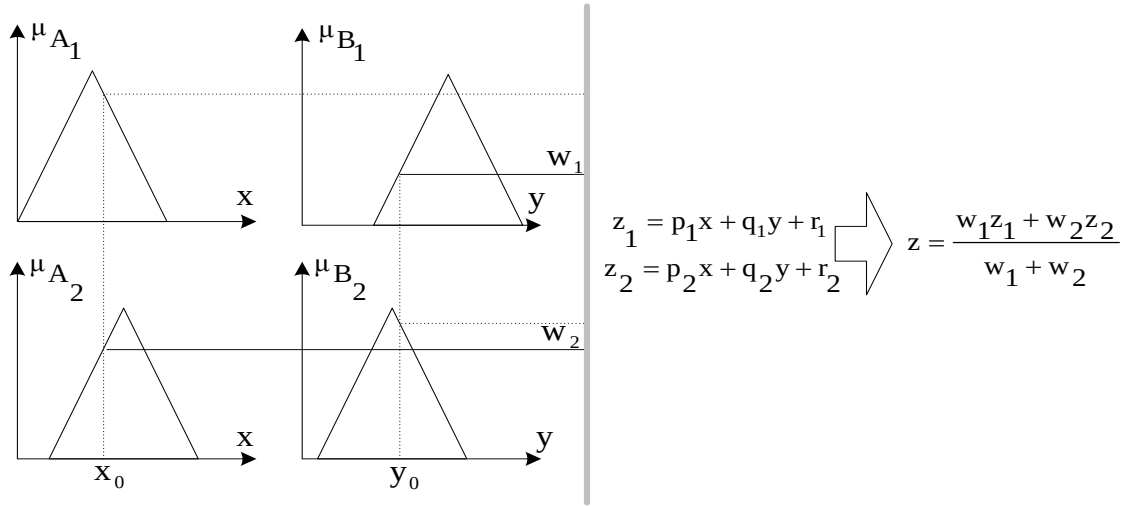
Takagi-Sugenotipi çıkarım modeli:

Bu yöntemde bir kuralın çıkışı dilsel giriş değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak alınır. Şekil 4.7’ de gerçekleştirimi verilen Takagi-Sugeno çıkarım modeli Denklem (4.14)’ den iki denetim kuralı için aşağıdaki gibi çıkarılabilir [99].

$$\begin{aligned} R^1: & \text{ IF } x \text{ is } A_1 \text{ AND } y \text{ is } B_1, \text{ THEN } z \text{ is } f_1(x,y) \\ R^2: & \text{ IF } x \text{ is } A_2 \text{ AND } y \text{ is } B_2, \text{ THEN } z \text{ is } f_2(x,y) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Denetim işareti için keskin çıkış değeri ise ağırlık ortalaması alınarak aşağıdaki gibi bulunur

$$z_0 = \frac{\omega_1 f_1(x_0, y_0) + \omega_2 f_2(x_0, y_0)}{\omega_1 + \omega_2} \quad (4.16)$$



Şekil 4.7 Takagi-Sugeno tipi bulanık çıkarım

4.3.1.5 Durulaştırma

Durulaştırma birimi, bulanık çıkarımdan elde edilen bulanık değerleri bulanık olmayan keskin sayısal değerlere dönüştürür [100]. Durulaştırıcının çıkışı aynı zamanda denetlenecek sistem için gerekli olan denetim işaretidir. Durulaştırma işleminde, önce her kural için üyelik derecelerinden oluşan değer ve sonuç kural belirlenir. Daha sonra ise en uygun yöntem kullanılarak durulaştırma işlemi gerçekleştirilir. Durulaştırma işleminin gerçekleştirilmesi için literatürde değişik yöntemler önerilmiştir. En uygun yöntemin belirlenmesinde belirli bir kıstas olmamasına rağmen uygulamada yaygın olarak ağırlık merkezleri ve maksimumların ortalaması kullanılmaktadır.

Uygulamada daha çok tercih edilen yöntem olan ağırlık merkezleri yöntemi, çıkış üyelik fonksiyonlarının ağırlık merkezini bulur. Ağırlık merkezleri yönteminden elde edilen çıkış aşağıdaki gibi bulunur.

$$z^* = \frac{\int z \mu_c(z) dz}{\int \mu_c(z) dz} \quad (4.17)$$

Ancak Denklem (4.17)' deki çıkış üyelik fonksiyonu $\mu_c(z)$, çıkış bulanık kümelerinin birleşiminden elde edildiğinden bu integrali hesaplamak zaman alıcı ve zor olabilmektedir. Bu nedenle tanım uzayı ayrık olarak düşünülerek ağırlık merkezinin yaklaşık değeri, aşağıdaki gibi ağırlık merkezlerinin ortalaması alınarak bulunabilir.

$$z^* = \frac{\sum_{j=1}^n z_j \mu_c(z_j)}{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j)} \quad (4.18)$$

Durulaştırma işleminin gerçekleştirildiği bir diğer yöntem ise çıkış üyelik fonksiyonlarının maksimumlarının ortalamasının bulunduğu, maksimumların ortalaması yöntemidir. Bu yöntemden elde edilen çıkış değeri aşağıdaki gibi bulunur.

$$z^* = \frac{\sum_{j=1}^m z_j}{m} \quad (4.19)$$

Bir BD sisteminde, her üç durulaştırma yönteminde de durulaştırıcıdan elde edilen sayısal değerler sistem için denetim işaretidir. Ağırlık merkezlerinin ortalaması yönteminin sistemin sürekli durumdaki başarımının, maksimumların ortalaması yönteminin ise sistemin geçici durumdaki başarımının daha iyi olduğu belirlenmiştir [21,22].

4.4 Sinirsel Bulanık Ağlar

BM ve YSA, doğrusal olmayan yapıları, verileri sayısal olarak değerlendirmeleri, bilgi depolamaları, sistemin matematiksel modelinden bağımsız olmaları gibi bir çok ortak özelliklerinin yanında giriş-çıkış verileri, veri işleme, değerlendirme ve sonuç üretme açısından birbirlerinden farklıdırlar [19]. Yapısal olarak YSA giriş-çıkış verilerini tek tek değerlendirerek öğrenme ve genelleme yeteneklerine sahipken, BM giriş bulanık kümelerinden kural tabanı yardımı ile çıkarım yaparak sonuç üretme özelliklerine sahiptir.

SBA temel olarak BM' nin temel işlevleri olan bulanıklaştırma, bulanık işlemciler ve bulanık çıkarımın YSA ile gerçekleşmesi ilkesine dayanır. BM işlevlerinin YSA ile gerçekleşmesiyle, BM tasarımında karşılaşılan üyelik fonksiyonlarının ve kuralların belirlenmesi sorunu YSA' nın öğrenme yeteneği kullanılarak giderilir. Böylece BM' nin bilgi kullanma ve karar verme yeteneğine YSA' nın öğrenme ve genelleme yetenekleri eklenerek dayanıklı ve uyarlanabilir yapıda bir ağ yapısı elde edilir.

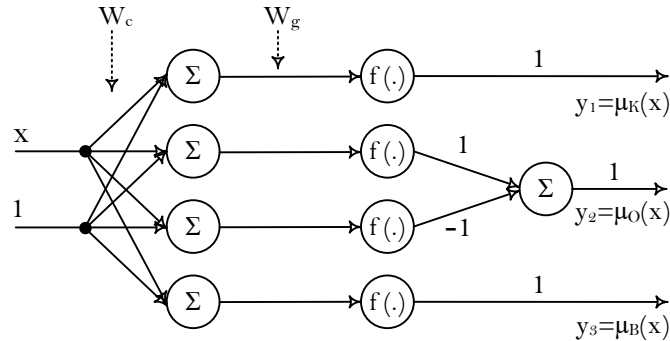
4.4.1 Üyelik fonksiyonları ve bulanık işlemcilerin YSA ile gerçekleştirilmesi

BM’ de kullanılan üyelik fonksiyonları ve temel bulanık işlemciler (AND, OR...) gibi bazı temel BM işlemlerinin gerçekleştirimi YSA yardımıyla sağlanabilir. YSA, geniş bir olasılık alanı içerisinde çok sayıda üyelik fonksiyonun yapılandırmasını gerçekleştirebilir. BM girişlerinin bulanık kümelerle dönüştürülmesinde kullanılan bütün üyelik fonksiyonları sinir hücreleri ile elde edilebilir. Sinir hücrelerinin seçilen aktivasyon fonksiyonlarına göre bir yada daha fazla sinir hücresi kullanılarak istenilen üyelik fonksiyonları oluşturulmaktadır. Tek bir sinir hücresiyle çan fonksiyonu şeklinde bir üyelik fonksiyonu, sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilerek Şekil 4.8’ deki gibi oluşturulur [19].

$$f(\text{net}) = \exp\left(\frac{-(\text{net} - m)^2}{\sigma^2}\right) \quad (4.20)$$

Burada, net sinir hücresinin girişlerinin ağırlıklı toplamı, m üyelik fonksiyonunun merkezi, σ ise üyelik fonksiyonunun genişliğini göstermektedir. Benzer şekilde Sigmoidal sinir hücreleri kullanılarak dilsel x değişkenine ait “Küçük” (K), ”Orta” (O) ve “Büyük” (B) olmak üzere üç farklı üyelik fonksiyonu Şekil 4.9’ daki gibi oluşturulabilir.

$$y_1 = \mu_K(x) = \frac{1}{1 + \exp[-w_g(x + w_c)]} \quad (4.21)$$



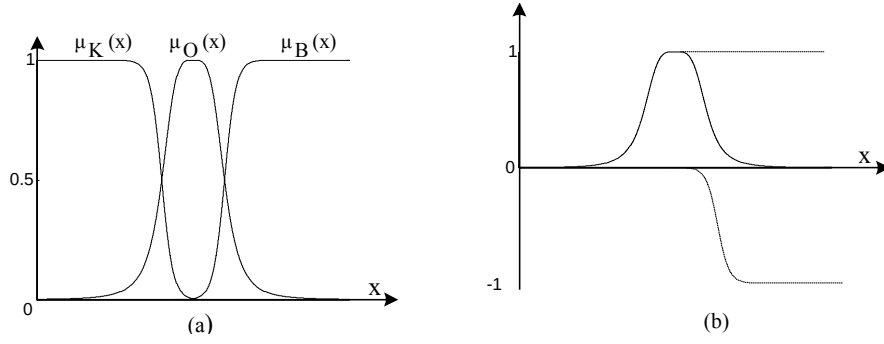
Şekil 4.8 Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirimi

Burada, y_1, y_2 ve y_3 çıkışları, $\mu_K(x)$, $\mu_O(x)$ ve $\mu_B(x)$ üyelik fonksiyonlarının üyelik derecelerini göstermektedir. Σ ile gösterilen düğümler, girişlerini toplayarak çıkışlarına verir, $f(.)$ ile gösterilen düğümler ise, girişini sigmoidal bir fonksiyondan geçirerek çıkışına verir. Böylece, w_g ağırlıkları sigmoid fonksiyonunun merkez konumunu, w_c ağırlıkları ise, sigmoid fonksiyonunun eğimini hesaplamış olur. Uygun başlangıç ağırlıkları ile K, O ve B bulanık kümelerinin üyelik fonksiyonları Şekil 4.9 (a)' da gösterildiği şekilde dilsel değerlerle belirlenebilir. Çan eğrisi üyelik fonksiyonu $\mu_O(.)$, Şekil 4.9 (b)' de gösterildiği gibi kesikli çizgilerle gösterilen iki sigmoid fonksiyonunun toplamından elde edilir.

BM işlemleri olan bulanık AND, OR ve NOT gibi temel bulanık işlemcileri de YSA ile gerçekleştirilebilir. Bir sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu uygun şekilde seçilerek istenilen BM işlemcisinin yerine kullanılabilir. Ancak YSA' nın öğrenme süreci için, aktivasyon fonksiyonlarının türevlerinin alınabilir olmasına dikkat edilmelidir. Bu amaçla, istenilen fakat türevi alınamayan BM işlemcilerinin yerini tutan veya yaklaşık olarak yerine getiren bazı türevi alınabilen fonksiyonlar tanımlanabilir. Aşağıda verilen fonksiyon bir sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu olarak seçilerek gerçek min işleminin yerine kullanılabilir. Böylece seçilen sinir hücresi, k parametresine bağlı olarak x_1 ve x_2 giriş değişkenlerine yumuşak hesaplama yöntemiyle min işlemini uygular.

$$x_1 \wedge x_2 = \text{softmin}(x_1, x_2) = \frac{ae^{-kx_1} + be^{-kx_2}}{e^{-x_1} + e^{-x_2}} \quad (4.22)$$

Ancak bu işlemin sonucu genelde min işlemi kadar belirgin değildir. Burada, k parametresi softmin işleminin esnekliğini belirler. Denklem (4.22)' nin gerçek min işlemcisinin yerini tutabilmesi için $k \rightarrow \infty$ gerektirmesine karşın, eğitim sürecinde eğimin hesaplanabilmesi için k parametresi sonlu bir değerde seçilmelidir. Bu şekilde türevi alınabilir bir fonksiyonla, öğrenme işlemleri kolaylaştırılmış olur.



Şekil 4.9 YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları

4.4.2 Bulanık çıkarım işlevinin YSA ile gerçekleştirimi

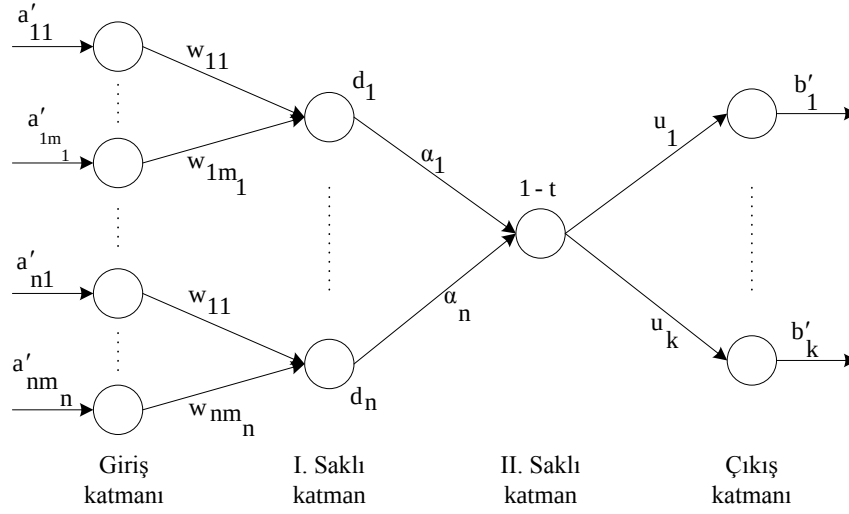
Çıkarım mekanizması BM işlevleri arasında önemli bir yere sahiptir. Bulanık çıkarım mekanizması, kurallardaki önkoşulların olasılık dağılımı ile sonuçlar arasındaki karmaşık ilişkiden sonuç çıkarmada kullanılır. BM' nin bu işlevi, YSA' nın öğrenme yeteneğinden yararlanılarak Şekil 4.10'da verilen ileri beslemeli bir ağ yapısı ile gerçekleştirilebilir. Böylece gerçekte uyarlamasız bir yapıya sahip olan bulanık çıkarım sistemleri, güçlü bilgi sunumu korunarak uyarlamalı bir hale getirilebilir.

Kural tabanlı bir sistemde belirsiz anlatım ve modelleme, çıkarım mekanizması üzerinde yüksek işlem yükü oluşturur. Bu nedenle, YSA' nın esnek bir şekilde paralel hesaplama yeteneği kullanılarak bulanık çıkarım ağları oluşturulabilir. Şekil 4.10'da ileri beslemeli YSA ile bulanık çıkarımın elde edildiği çıkarım ağı verilmiştir. Şekildeki her bir temel ağ yapısı, aşağıda verilen ifadedeki kural tabanının tek bir kuralını gösterir.

$$\text{IF } X_1 \text{ is } A_1 \text{ AND IF } X_2 \text{ is } A_2 \text{ AND ... AND } X_n \text{ is } A_n \text{ THEN } Y \text{ is } B \quad (4.23)$$

X_1 A'_1 ' dir ... X_n A'_n 'dir olasılık dağılımından oluşan bulanık kümeler bulanık çıkarım ağının girişlerini oluşturur ve A'_i bulanık kümesi aşağıdaki şekilde gösterilir,

$$A'_1 = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad (4.24)$$



Şekil 4.10 BM çıkarımının YSA ile elde edilmesi

Burada $a'_{i1}, a'_{i2} \dots a'_{im}$, A'_i bulanık kümesinin üyelik dereceleridir. Birinci saklı katmanda, iki farklı şekilde değişen durum vardır. Her iki durumda da ağırlıklar, birinci kuralın önkoşullarından bulunur. Birinci durum için w_{ij} ağırlıkları, önkoşul hükmünün bulanık tamamlayıcısıdır.

$$w_{ij} = \bar{a}_{ij} = 1 - a_{ij} \quad (4.25)$$

i. hüküm için, “ X_i is A_i ” hükmü, aşağıdaki olasılık dağılımına dönüştürülür,

$$\Pi x_i = A_i = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad (4.26)$$

Ağırlıkların bu şekilde seçimiyle çıkarım ağıının birinci katmanı, eğer her düğüm giriş ve önkoşul tamamlayıcısı arasındaki benzerliği (veya kesişimi) bulursa, giriş olasılık dağılımı ile önkoşul hüküm dağılımı arasındaki aykırılığın bir ölçüsünü belirler. Böylece, eğer giriş önkoşuldan uzaklaşırsa, aykırılık miktarı bire çıkar (w_{ij} ağırlıkları gibi). Bu ifade, I. Saklı katman düğümlerinde birleştirilir. Bu düğümlerin amacı, önkoşul hükmüyle bunu karşılayan giriş verileri arasındaki aykırılık miktarını belirlemektir. k. düğümdeki birleşim d_k aşağıdaki gibi elde edilir.

$$d_k = \max_j \{w_{kj} * a'_{kj}\} = \max_j \{(1 - a_{kj}) * a'_{kj}\} \quad (4.27)$$

Burada * işlemcisi, çarpma veya min işlemine karşılık gelir. Böylece,

$$d_k^1 = \max_j \{(1 - a_{kj}) \cdot a'_{kj}\} \quad (4.28)$$

$$d_k^2 = \max_j \{\min\{(1 - a_{kj}), a'_{kj}\}\} \quad (4.29)$$

olarak elde edilir. Burada d_k^1 ve d_k^2 işlemcileri, $\bar{A}_i$ ve A'_i bulanık kümelerinin kesişiminin ölçüsünü verir ve her ikisi de giriş vektörü ve ağırlık vektörünün nokta çarpımının bir genellemesi olabilir.

I. saklı katmanının ikinci durumu ise, A_i bulanık kümelerini ağırlık olarak kullanır. Bu durumda,

$$w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{im_i} = \Pi X_i = A_i = \{a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{im_i}\} \quad (4.30)$$

gerçekleşmiş olur. Böylece, I. Saklı katmanının k. düğümündeki birleşim aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$d_k^3 = \max_j \{a_{kj} - a'_{kj}\} \quad (4.31)$$

Bu sonuç ise, μ_{AK} ve μ'_{AK} fonksiyonları arasındaki en yüksek norm farkını gösterir. d_k^3 , d_k^1 ve d_k^2 ile aynı şekilde olmasına karşın, ağırlık kümesi farklıdır. Bu durum aynı zamanda aykırılık seviyesi hakkında da bir fikir verir.

Her düğüm için aykırılık değerleri bir sonraki katmanla birleştirilerek, önkoşul hükümleriyle giriş verileri arasındaki toplam aykırılık seviyesini ortaya çıkarır. Aykırılık değerleri, kural ateşlemesi için önleyici sinyalleri oluşturur. Bu bağlantılardaki α_i ağırlıkları, çok çeşitli önkoşul hükümlerinin önemini belirler. Bunlar ya göreceli olarak, yada bazı öğrenme yöntemleriyle hesaplanabilir. Böylece birleşme düğümü aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$1 - t = 1 - \max_i \{\alpha_i \cdot d_i\} \quad (4.32)$$

Çıkış düğümlerindeki u_i ağırlıkları, “Y is B” önerisi için B alanındaki bütün Y_i ler için $\Pi_i(Y_i)=B_i$ olasılık dağılım fonksiyonunca karakterize edilen kural sonucundaki bilgiyi taşır. Böylece u_i ağırlıkları,

$$u_i = \bar{b}_i = 1 - b_i \quad (4.33)$$

olarak ve her bir çıkış düğümü de aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$b'_i = 1 - \bar{b}_i = 1 - (1 - b_i)(1 - t) = b_i + t - b_i t \quad (4.34)$$

Denklem (4.34)' de $t=0$ ise, kuraldan “Y is B” sonucu tam olarak çıkarılabilir. Diğer taraftan, toplam aykırılık bir ise, kural ateşleme sonucu olarak olasılık dağılımı tamamen birlerden oluşur. Bu durumda Y bilinmeyendir.

4.4.3 Sinirsel bulanık ağ yapıları

Bulanık sistemler, bulanık çıkarım kurallarını kullanarak bir sistemin karmaşık doğrusal olmayan özelliklerini tanılama yeteneğine sahiptir. Ancak doğrusal olmayan bir sistemin bulanık kurallarının ve üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi kolay değildir. Bir bulanık sistemin üyelik fonksiyonları ve bulanık kuralları öğrenmeli bir sistem olan YSA kullanılarak elde edilebilir. Bulanık sistemlerin YSA ile gerçekleştirildiği ağ yapıları sinirsel bulanık ağlar (SBA) olarak adlandırılır ve YSA ile BM' nin üstün özelliklerini birleştirir. SBA' nın temel amacı, YSA yapısını kullanarak bulanık gerçekleştirme işlevlerinin oluşturulması ve YSA' nın bağlantı ağırlıkları ile bulanık gerçekleştirim parametrelerinin bulunmasıdır. SBA, YSA' nın öğrenme ve uyarlama yeteneğini kullanarak, hem bulanık kuralları tanımlayabilir hem de üyelik fonksiyonlarını ayarlayabilir [101,102]. BM işlevlerinin YSA ile gerçekleştirilmesinde pek çok ağ yapısı oluşturulabilmekle birlikte literatürde en yaygın olarak kullanılan üç tip SBA yapısı vardır. Bunlar Mamdani tipi, Sugeno tipi ve Tsukamoto tipi BD' nin elde edildiği SBA yapılarıdır. Mamdani yöntemi yavaş dinamikli sistemler için, Takagi-Sugeno yöntemi ise hızlı dinamiğe sahip sistemler için daha uygundur.

Bu ağ yapılarının ortak özellikleri, bulanıklaştırma katmanlarının aynı olmasıdır. Aralarındaki fark ise çıkarım ve durulaştırma işlevlerinin değişik BM çıkarım

mekanizmalarıyla gerçekleştirilmesidir. Bu çalışmada, Sugeno çıkarım işlevini kullanan SBA yapısı kullanıldığı için sadece Sugeno tipi SBA tanıtılacaktır.

Sonuçları birinci dereceden doğrusal bir denklem ile elde edilen Sugeno tipi SBA'nın ağ yapısı Şekil 4.11'de verilmiştir. R^i bulanık kural kümesi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$R^i : \text{IF } x_1 \text{ is } A_{i1} \text{ AND } x_2 \text{ is } A_{i2}, \text{ THEN } y = f_i(x_1, x_2) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.35)$$

Burada f_i , girişlere bağlı birinci dereceden doğrusal bir fonksiyondur ve aşağıdaki gibi bulunur.

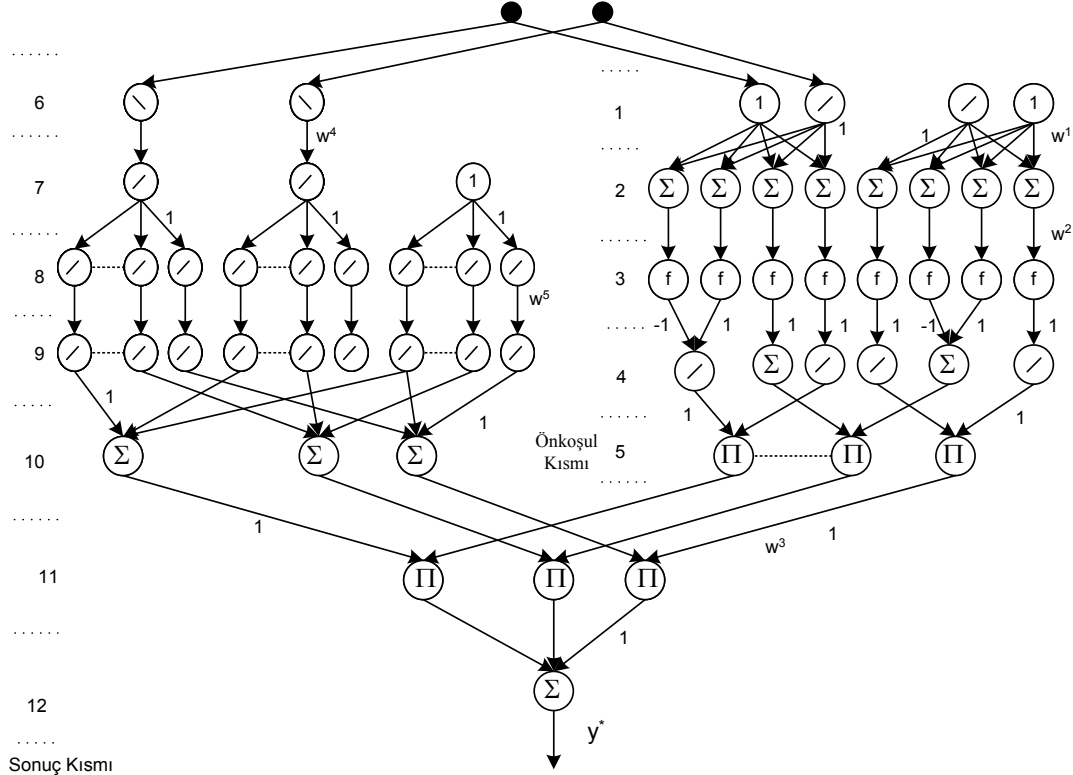
$$f_i(x_1, x_2) = a_{i0} + a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 \quad a_{ij}, j = 0, 1, 2 \text{ sabitlerdir.} \quad (4.36)$$

Sugeno-tipi SBA yapısında da önkoşul kısmı 1 ile 5. katmanlar arasında gerçekleştirilir ve diğer iki tipteki SBA yapılarında olduğu gibi elde edilir. Şekil 4.11'deki 6 dan 12 ye kadar olan katmanlar sonuç kısmını oluşturur. w_s ağırlıkları, sonuç bölümündeki giriş değişkenlerinin ölçülendirme faktörleridir ve öğrenme aralığında hesaplanır. Denklem (4.35)'deki $a_{ij}(j \neq 0)$, w_s ve w_a nın çarpımına eşittir. Çıkarılan her bir bulanık kural, 10. katmandaki düğümün çıkışı olarak hesaplanır.

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i f_i(x_1, x_2)}{\sum_{i=1}^n \mu_i} = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i f_i(x_1, x_2) \quad (4.37)$$

Denklem (4.37)'deki $\hat{\mu}_i$ ve $f_i(x_1, x_2)$ nin çarpımları 11. katmanda hesaplanır. Son olarak, 12. katmandaki çarpımların toplamının sonucu, bulanık gerçekleştirimin çıkış değeridir. Sugeno-tipi SBA da, türevi alınabilir aktivasyon fonksiyonlu ileri beslemeli çok katmanlı YSA yapısındadır. Bu ağlarda, geriye yayılım öğrenme algoritması kullanılarak, w_f , w_a ve w_r bağlantı ağırlıkları değiştirilerek bulanık kurallar tanımlanır ve w_c , w_g , w'_c ve w'_g ağırlıkları güncellenerek üyelik fonksiyonlarının eğim ve merkezleri uyarlanır. Bir bulanık modeldeki işlemlerin tanımlanması genellikle, önkoşulların ve sonuç kısımlarının belirlenmesi şeklinde ikiye ayrılır. Aynı zamanda her bir işlemin tanımı, yapıların ve parametrelerin belirlenmesi şeklinde iki bölüme ayrılır. SBA yapıları, önkoşul ve sonuç

bölümündeki giriş değişkenleri ve üyelik fonksiyon sayısının birleşimini gösterir. Yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen deneyimlere dayanarak, bir bulanık modelin karakteristik özelliklerinin üyelik fonksiyonlarının parametrelerinden çok yapılarına bağlı olduğu söylenebilir.



Şekil 4.11 Sugeno tipi SBA'nın yapısı

4.5 Sinirsel Bulanık Denetleyiciler

BD ve YSA'nın özellikle doğrusal olmayan sistem denetimindeki üstünlüklerinin görülmesi ile birlikte bu iki denetleyicinin üstün özelliklerinin tek bir ağ yapısında toplanabilme fikri oluşmuştur. Böylece YSA'nın öğrenme, bilgi saklama ve paralel işlem yapabilme yeteneği ile, BD'nin insan gibi düşünme ve uzman bilgisini birleştirme gibi yeteneklerinin tek bir ağ yapısında birleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amacı gerçekleştirmek için yapılan çalışmalar temel olarak iki farklı şekilde yürütülmektedir. Birincisi temel YSA işlevleri olan yapay sinir hücrelerinin ve bağlantı ağırlıklarının BM ile gerçekleştirimini hedefleyen BSA yapılarıdır [102,103]. İkincisi ise, temel bulanık işlevleri olan üyelik

fonksiyonları, bulanık işlemciler, çıkarım işlemi ve durulaştırma işlemlerinin yapay sinir hücreleriyle gerçekleştirilerek BD yapısına YSA'nın öğrenme yeteneğinin kazandırılmasını hedefleyen SBA yapılarıdır [19,21-23]. Her iki ağ yapısı YSA ve BM' nin uygulama alanlarında kullanılmakla birlikte, özellikle denetim alanında daha çok SBA yapıları tercih edilmektedir.

Denetim alanında BD' nin doğrusal olmayan, belirsiz/yarı belirgin sistemlerin denetimindeki etkinliğinin görülmesi ile birlikte günümüzde endüstriyel uygulamalarda da etkin bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak bir BD' nin tasarımında üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi ve kuralların oluşturulmasında kesin bir yöntemin olmaması ve daha çok deneme yanılma sürecinde belirlenmesi oldukça zor ve zaman alıcı işlemleri gerektirmektedir. Bu nedenle uyarlanır yapıda BD elde edilmesine yönelik çalışmalar başlamış ve YSA' nın öğrenme yeteneğinin BD' ye kazandırılması fikri ön plana çıkmıştır. BD' nin üyelik fonksiyonlarının YSA ile elde edilerek parametrelerinin öğrenilmesi, kuralların öğrenilmesi ve bulanık işlemcilerin YSA ile gerçekleştirilmesine yönelik çeşitli çalışmalar yapılmıştır [101,104-108]. Bu çalışmaların sonucunda denetim alanında kullanılan çok sayıda SBD yapısı elde edilmiştir. SBA temelde BM işlevlerinin gerçekleştirimi ilkesine dayandığından, SBA yapıları da BD' nin gerçekleştirimine göre sınıflandırılmaktadır. Bunlar Mamdani tipi, Sugeno tipi ve Tsukamoto tipi BD' nin elde edildiği SBA yapılarıdır. Mamdani tipi BD' nin modellendiği ve takviyeli öğrenme yöntemini kullanarak üyelik fonksiyonlarını ve bulanık kuralların sonuçlarını öğrenebilen NEFCON, NEFCLASS ve NEFPROX olarak adlandırılan ağ yapıları geliştirilmiştir [109,110]. Bu ağ yapıları sınıflandırıcı SBA olarak Mamdani tipi BD' nin gerçekleştirimini amaçlar ve üyelik fonksiyonlarının türevlenebilir olmasına gerek yoktur. FALCON ağ yapısı da yine Mamdani tipi bir SBD' dir, ancak sınıflandırıcı SBD' den farkı üyelik fonksiyonlarını YSA ile gerçekleştirir ve geriye yayılım algoritmasını kullanır [19]. Bu ağ yapılarından farklı olarak denetim alanında daha çok tercih edilen, türevlenebilir üyelik fonksiyonlarına sahip, geriye yayılım algoritmasını kullanan ve genel olarak Singleton kurallı SBD olarak adlandırılan ağ yapıları da kullanılmaktadır [21,22]. Sugeno tipi BD' nin modellendiği ve değişik öğrenme algoritmalarının kullanıldığı ANFIS, GARIC ve isimlendirilmeyen bazı ağ yapıları da literatürde sunulmuştur [19,21-23, 93, 96, 111]. Bu ağ yapılarından en fazla tercih edilen ANFIS ağ yapısı, türevlenebilir üyelik fonksiyonları kullanarak bu üyelik fonksiyonlarının parametrelerini ve kuralların sonuç kısmındaki parametreleri geriye yayılım ve en küçük kareler yöntemini kullanarak uyarlar. Ancak

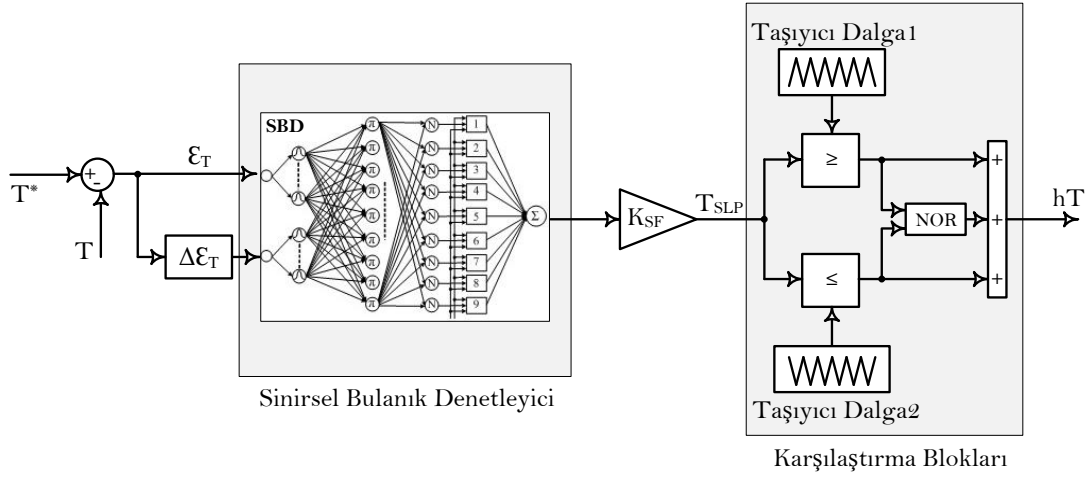
gerçek zamanlı denetim gerçekleştirilen uygulamalarda hem üyelik fonksiyonları hem de kuralların sonuç parametrelerinin uyarlanması sadece geriye yayılım algoritması kullanılmaktadır. SBD’ de özellikle üyelik fonksiyonlarının parametrelerinin ve kuralların belirlenmesinde geriye yayılım algoritmalarında ortaya çıkan türevlenebilme sorunu için literatürde bu parametrelerin genetik algoritmalar gibi türevden bağımsız algoritmalarla belirlenmesine ilişkin de bazı çalışmalar yapılmaktadır [112,113].

4.6 Sinirsel Bulanık Moment Denetleyici Tasarımı

Histerezis tabanlı doğrudan moment denetim yöntemi, akı ve moment denetimi için kullanılan histerezis denetleyicilerden dolayı hem değişken anahtarlama frekansına sahiptir hem de yüksek moment dalgalanmaları üretir. Bu problemlerin giderilmesi için; UVM tekniği, değişken histerezis band tekniği, predictive denetim yapısı ile YSA ve BM gibi akıllı denetim teknikleri bu alanda kullanılmıştır. Bu yöntemlerin denetim yapısı içerisinde kullanılması ile birlikte denetim yapısının basit yapısı karmaşık hale gelmiş olmakla beraber, literatürde bu yöntemlerin kullanımı ile birlikte önemli iyileştirmeler sağlandığı belirtilmektedir.

Son yıllarda motor sürücülerinin denetimine başarılı şekilde uygulanan SBD’ler yapısal olarak BD’nin işlevlerinin YSA tarafından gerçekleştirilmesi temeline dayanır. SBD’ler doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir ve denetlenecek sistemin kesin bir matematiksel modeline ihtiyaç duymazlar. Bu nedenle SBD’ler doğrusal olmayan parametre değişimi ve belirsizliği olan sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır.

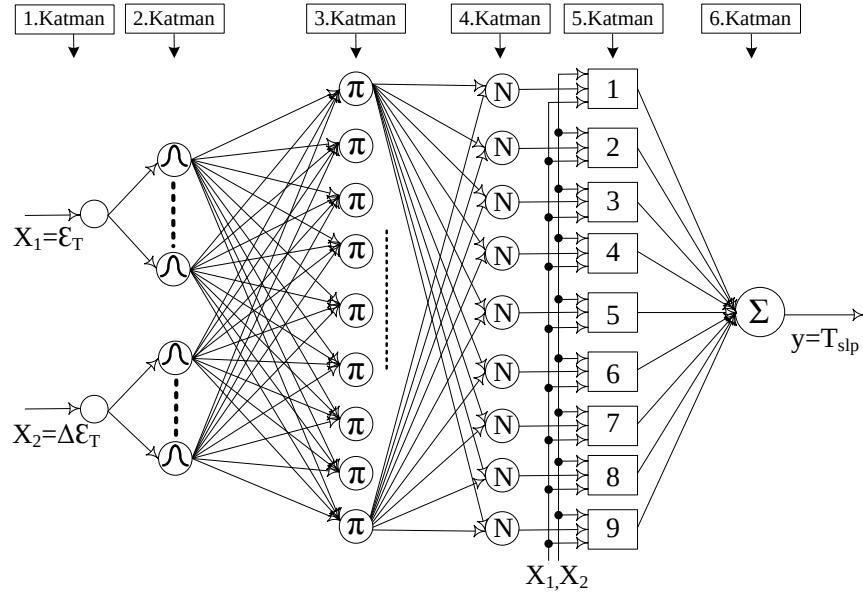
Bu tez çalışmasında histerezis tabanlı doğrudan moment denetim yöntemi ile vektör denetimi yapılan üç fazlı bir asenkron motorda oluşan yüksek moment dalgalanmalarının azaltılmasına yönelik iki girişli Sugeno tipi bir sinirsel bulanık moment denetleyici yapısı önerilmiştir. Önerilen bu SBMD histerezis tabanlı geleneksel DMD algoritması içerisinde histerezis moment denetleyici yerine kullanılarak, hem momentteki yüksek dalgalanmaların azaltılması ve aynı zamanda eviricinin bütün hız aralıklarında sabit anahtarlama frekansı ile anahtarlanması sağlanmıştır. Bu denetleyicinin esas işlevi motor momentinin eğimi ile frekansı önceden sabit olarak girilen iki adet simetrik üçgen taşıyıcı sinyalin eğimlerini karşılaştırarak moment denetimi için en uygun denetim sinyallerini elde etmektir. Bu amaçla bu bölümde önerilen SBMD’nin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen SBMD’nin yapısı Şekil 4.12’de verilmiştir.



Şekil 4.12 SBMD'nin genel yapısı

Denetim algoritmasında kullanılmak üzere tasarımı gerçekleştirilen ve Şekil 4.12'de genel yapısı verilen SBMD, genel olarak iki kısımdan oluşmaktadır. Bunlar, Bölüm 4.4.3'de açıklanan Sugeno çıkarım işlevi kullanılarak gerçekleştirilen SBD'nin yer aldığı birinci kısım ve simetrik yapıdaki iki adet taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırma bloklarından oluşan ikinci kısımdır. İki kısım bir bütün olarak SBMD'yi oluşturmaktadır.

Birinci kısımda, momentteki hata ile bu hatanın değişimini giriş olarak kullanan ve Şekil 4.13'de iç yapısı verilen Sugeno tipi bir SBD yer almaktadır. Şekilde de görüleceği gibi SBD; X_1 ve X_2 olmak üzere iki girişe, altı katmana ve y olmak üzere tek çıkışa sahiptir. Burada birinci giriş $X_1 = \epsilon_T$ moment hatası, ikinci giriş $X_2 = \Delta \epsilon_T$ momentteki hatanın değişimidir. SBD'nin çıkışı ise moment hatasının eğimi $y = T_{SLP}$ 'dir. Her bir giriş için beş üyelik fonksiyonu kullanılmıştır.



Şekil 4.13 İki girişli tek çıkışlı Sugeno tip SBD iç yapısı

Şekil 4.13’de verilen Sugeno tipi bir SBD’nin bulanık kuralları aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$R^j : \text{EĞER } X_1, A_1^j \text{ ve } X_2, A_2^j \text{ ve} \dots X_n, A_n^j \text{ ise}$$

$$\text{OZAMAN } y = f_j = a_0^j + a_1^j X_1 + a_2^j X_2 + a_n^j X_n \quad (4.38)$$

Burada, X_i -giriş değişkeni, y -çıkış değişkeni, $A_i^j - \mu_{A_i^j}(x_i)$ üyelik fonksiyonlu önkoşullarının dilsel değişkenleri ve $a_i^j \in \mathbb{R}$ ise doğrusal $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ fonksiyonunun katsayılarıdır. Buna göre SBD’nin giriş ile çıkışı arasındaki her bir katmanın görevi aşağıdaki gibi tanımlanır.

1. Katman

Bu katmanındaki her hücre doğrusal aktivasyon fonksiyonuna sahiptir ve giriş değişkenlerini çıkışa aktarırlar. SBD’nin giriş değişkenleri Denklem (4.39) ve (4.40)’da gösterildiği gibi hata ve hatanın değişimi olarak seçilmiştir.

$$x_1 = \varepsilon T \quad (4.39)$$

$$x_2 = \Delta \varepsilon T \quad (4.40)$$

Tanımlanan x_i girişlerine göre birinci katmanın çıkışları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u_i^1 = x_i^1 \quad (4.41)$$

$$v_i^1 = f_i^1(u_i^1) = x_i^1 \quad (4.42)$$

2. Katman

İkinci katman üyelik fonksiyonlarının gerçekleştirildiği katmandır ve bu katmandaki her bir yapay sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu üyelik fonksiyonun yerini tutar. Her bir giriş için beşer adet üyelik fonksiyonu belirlenmiştir. Bu üyelik fonksiyonları aşağıda denklemleri verildiği gibi genelleştirilmiş bell fonksiyonudur.

$$u_j^2 = \left| \frac{x_i^2 - m_{ij}}{\sigma_{ij}} \right|^{2b_i}, \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + u_j^2} \quad j=2. \quad (4.43)$$

Burada σ_{ij} , m_{ij} ve b_i üyelik fonksiyonlarının uyarlanacak parametreleridir ve giriş parametreleri olarak da adlandırılır. x_i^2 , 2. katmanın i. hücresinin girişidir.

3. Katman

Üçüncü katman Π sembolüyle gösterilen düğümlerden oluşmuştur ve her düğüm kendine gelen işaretlerin çarpımını çıkışına verir. Burada VE bulanık işlemi gerçekleştirilmekle birlikte diğer T-norm işlemleri de kullanılabilir. VE bulanık işleminin gerçekleştirilmesiyle k. hücrenin çıkışı,

$$u_k^3 = \prod_j x_j^3 \quad (4.44)$$

$$v_k^3 = f_k^3(u_k^3) = u_k^3 \quad (4.45)$$

olarak yazılır. Burada x_j^3 , üçüncü katmanın j. hücresinin girişidir.

4. Katman

Dördüncü katmandaki her bir hücre N ile gösterilmiştir. Her bir hücre, bir kuralın normalleştirilmiş ateşleme kuvvetini hesaplar. m. düğüm çıkışı, m. kuralın ateşleme derecesinin bütün kuralların ateşleme derecelerinin toplamına oranından aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$u_k^4 = \sum_k x_k^4 \quad (4.46)$$

$$v_k^4 = f_k^4(u_k^4) = \frac{x_k^4}{u_k^4} \quad (4.47)$$

Burada x_k^4 , dördüncü katmanın k. hücresinin girişidir.

5. Katman

Beşinci katmandaki her bir n düğümünde, ağırlıklandırılmış $v_k^4(p x_1 + q x_2 + r)$ sonuç değeri hesaplanır. Burada v_k^4 4. katmanın çıkışı, $\{p, q, r\}$ ise uyarlanacak parametre kümesidir. Bu katmandaki parametreler sonuç parametreleri olarak adlandırılırlar.

$$u_k^5 = x_k^5 \quad (4.48)$$

$$v_k^5 = f_o^6(u_o^6) = u_k^5 g_k = u_k^5 (p_k x_1^1 + q_k x_2^1 + r_k) \quad (4.49)$$

Burada x_k^5 , dördüncü katmanın k. hücresinin girişidir.

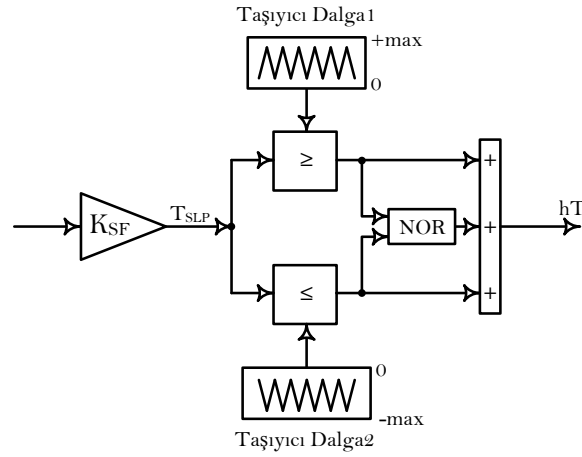
6. Katman

Altıncı katmanda Σ sembolüyle gösterilen tek bir düğüm vardır ve girişine gelen işaretlerin toplamını çıkışına aktarır. SBD'nin y çıkışı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$u_o^6 = \sum_k x_k^6 \quad (4.50)$$

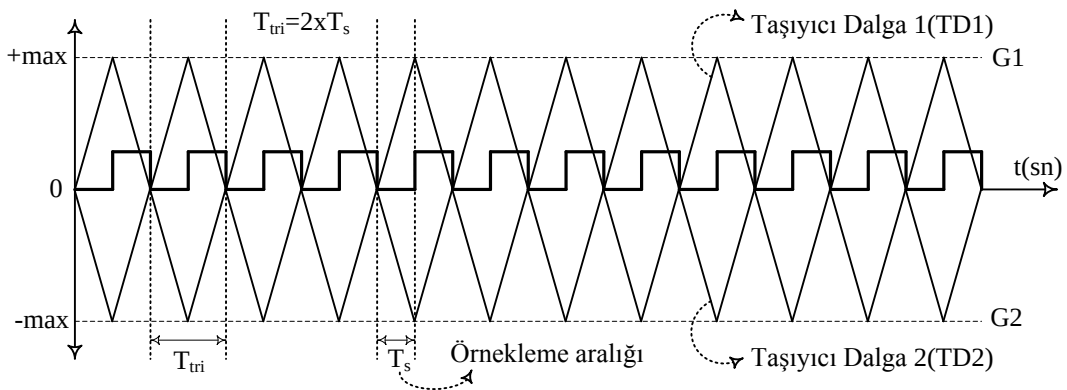
$$v_o^6 = f_o^6(u_o^6) = u_o^6 = y = T_{slp} \quad (4.51)$$

İkinci kısımda, Şekil 4.13'te gösterildiği gibi SBD'nin çıkışında elde edilen moment eğimi T_{SLP} , pozitif ve negatif motor dönüş yönü için düzenlenen iki ayrı üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır. Taşıyıcı üçgen dalgalar ile karşılaştırma blokları Şekil 4.14'de gösterilmiştir [36, 114].



Şekil 4.14 Taşıyıcı üçgen dalgalar ile karşılaştırma blokları

Taşıyıcı üçgen dalgalar için $T_{tri} = 100 \mu s$, $f_{tri} = 10 kHz$ olarak belirlenmiştir. Simetrik yapıdaki bu taşıyıcı üçgen dalgalar Şekil 4.15'de gösterildiği gibi $T_s = 50 \mu s$, $f_s = 20 kHz$ 'lik örnekleme frekansı ile birlikte verilmiştir.



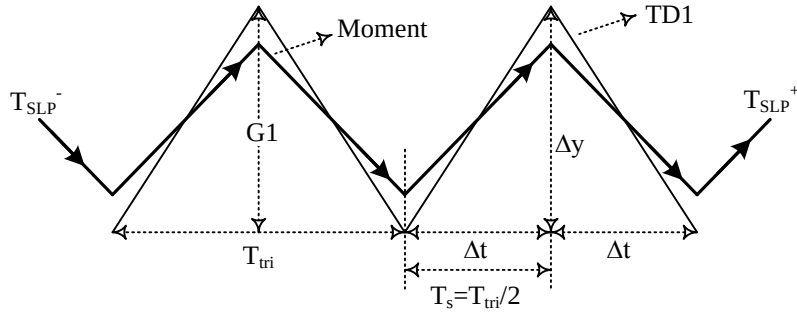
Şekil 4.15 Simetrik yapıdaki taşıyıcı üçgen dalgalar

SBD'den gelen eğim bilgisi T_{SLP} , motor dönüş yönüne göre TD1 veya TD2 ile karşılaştırılarak moment denetimi için G1, 0 ve G2 noktalarında gerekli denetim sinyalleri

oluşturulur. Karşılaştırma neticesinde denetleyici çıkışında elde edilen denetim sinyali hT , Denklem 4.52'deki gibi elde edilir.

$$hT = \begin{cases} 1 & T_{SLP} \geq G1 \\ 0 & G2 < T_{SLP} < G1 \\ -1 & T_{SLP} \leq G2 \end{cases} \quad (4.52)$$

Taşıyıcı sinyaller genlik olarak birbirine eşittir ancak 180° faz farklıdır. Karşılaştırma işlemi, pozitif dönüş yönü için TD1 ile negatif dönüş yönü için TD2 ile yapılır. Pozitif dönüş yönü için TD1 ile gerçek motor momentinin değişimleri Şekil 4.16'da verilmiştir.



Şekil 4.16 TD1 ile motor momentinin değişimleri

Şekil 4.16'da; genliği $G1$, periyodu T_{tri} olarak belirtilen TD1'in pozitif ve negatif eğimleri Denklem (4.53) ve (4.54) ile hesaplanır.

$$TD1^+ = \frac{\Delta y}{\Delta t} = \frac{G1}{T_{tri}/2} = 2G1 \frac{1}{T_{tri}} = 2G1f_{tri} \quad (4.53)$$

$$TD1^- = -TD1^+ = -2G1f_{tri} \quad (4.54)$$

Burada f_{tri} , TD1'in frekansıdır. Dolayısı ile TD1 sabit eğime sahiptir. Ancak motorda üretilen moment; stator akısının, DC bara geriliminin ve motor hızının bir fonksiyonu olduğundan dolayı moment eğimi T_{SLP} , Δt kadarlık yükselme ve alçalma süreleri içerisinde sabit olmayıp farklı değerler alabilir. Δt süresi içerisinde motor momentinin pozitif ve negatif eğimi Denklem (4.55) ve (4.56)'daki gibi hesaplanır. Aktif gerilim vektörlerinin

uygulandığı ve motor momentinin pozitif eğime sahip olduğu Δt yükselme bölgesindeki maksimum moment eğimi;

$$T_{SLP^+} = \frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{DC} \varphi_s^* - \omega_r \varphi_s^{*2} \right) \quad (4.55)$$

Sıfır gerilim vektörlerinin uygulandığı ve motor momentinin negatif eğime sahip olduğu Δt alçalma bölgesindeki maksimum moment eğimi;

$$T_{SLP^-} = -\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \omega_r \varphi_s^{*2} \quad (4.56)$$

Denetleyici tasarımında dikkat edilmesi gereken en önemli nokta, moment eğimi T_{SLP} 'nin, bu Δt süresi içerisinde TD1'in eğimi TD1'den büyük değerler almamasını sağlamaktır. Bu bakımdan,

$$T_{SLP^+} \leq TD1^+ = 2G1f_{tri} \quad (4.57)$$

$$T_{SLP^-} \leq TD1^- = -2G1f_{tri} \quad (4.58)$$

olmalıdır. Denklem (4.57) ve (4.58)'deki şartı sağlamak için SBD bloğunun çıkışında K_{SF} olarak adlandırılan sabit değerli bir ölçeklendirme faktörü kullanılmıştır. K_{SF} 'nin pozitif ve negatif eğim bölgelerinde alacağı değerler Denklem (4.59) ve (4.60) ile hesaplanır.

$$K_{SF^+} \leq \frac{2G1f_{tri}}{\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{DC} \varphi_s^* - \omega_r \varphi_s^{*2} \right)} \quad (4.59)$$

$$K_{SF^-} \leq \frac{-2G1f_{tri}}{-\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \omega_r \varphi_s^{*2}} \quad (4.60)$$

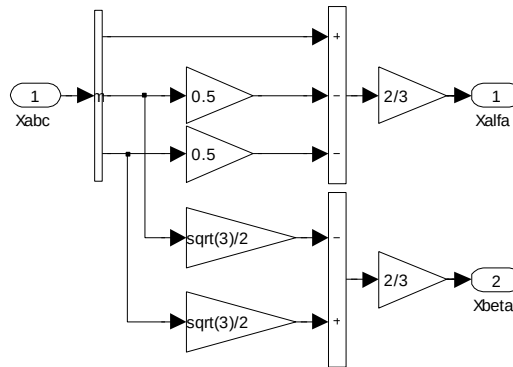
Sonuç olarak Denklem (4.59) ve (4.60) ile hesaplanan değerlerden minimum olan değer, K_{SF} olarak denetleyici içerisinde kullanılır. Moment eğimi motor hızının bir fonksiyonu olduğundan, referans hız değişimlerinin büyük olduğu geniş bir bant içerisindeki hız

değerleri için ölçeklendirme faktörü K_{SF} 'nin yeniden hesaplanması gerekir. Özet olarak gerçek motor momentinin referans moment etrafında salınım yapacağı bant aralığı, taşıyıcı dalgaların genliği ve frekansı tarafından belirlenir. Taşıyıcı üçgen dalgaların frekansı aynı zamanda moment anahtarlama frekansı olarak adlandırılır. Moment anahtarlama frekansının değeri evirici anahtarlama frekansını ve anahtarlama kayıplarını yakından etkiler. Bu nedenle taşıyıcı dalgaların frekansı f_{tri} ,eviricinin maksimum anahtarlama frekansı göz önünde bulundurularak belirlenmelidir.

Verilen bu blok diyagramında, diğer blokların sabit kalması şartı ile sadece sinirsel bulanık moment denetleyici bloğu, oransal akı denetleyici blokları ve karşılaştırma blokları yerine akı ve moment histerezis denetleyiciler kullanılarak her iki denetim yöntemine ilişkin deneysel uygulamaları yapmak mümkün olmaktadır. Bu bakımdan önerilen bu yöntem ile geleneksel doğrudan moment denetim yönteminin basit yapısı muhafaza edilmiştir. Şekil 5.1’de görüleceği üzere önerilen denetim yapısı genel olarak; hızdaki hatayı kullanarak referans momenti üreten bir PI hız denetleyici, önerilen SBMD, oransal akı denetleyici, stator akı vektörünün açısal konumunu belirleyen açı-sektör bloğu, motor momenti ile stator akısının ve bu akıya ait konum açısının belirlendiği moment-akı-açı tahmin bloğu, akı ve moment hatası ile sektör bilgisini kullanarak gerilim vektörlerinin belirlendiği anahtarlama tablosu ve $\alpha\beta$ dönüşüm bloklarından oluşmaktadır. Referans stator akısı ise, motorun elektriksel ve mekaniksel parametreleri tarafından belirlenen sabit bir değer olarak girilmiştir. Bu blokların her biri aşağıdaki alt başlıklar ile detaylı olarak açıklanmıştır.

5.2 Clark ($\alpha\beta$) Dönüşümü

Bütün vektör denetim yöntemlerinin yüksek başarımla gerçekleştirilebilmesi öncelikli olarak, akı ile moment arasındaki kenetleme etkisini ortadan kaldıracak olan 3-faz→2-faz eksen dönüşümlerinin yüksek doğrulukta yapılmasına bağlıdır. Bu dönüşüm neticesinde birbirine 90° dik hale gelen akı ve momentin birbirinden bağımsız yani ayrışık denetimini gerçekleştirmek mümkün olabilmektedir. Denklem (2.4)’de verilen katsayı matrisi kullanılarak oluşturulan Clark dönüşümüne ilişkin blok diyagramı Şekil 5.2’de verilmiştir.

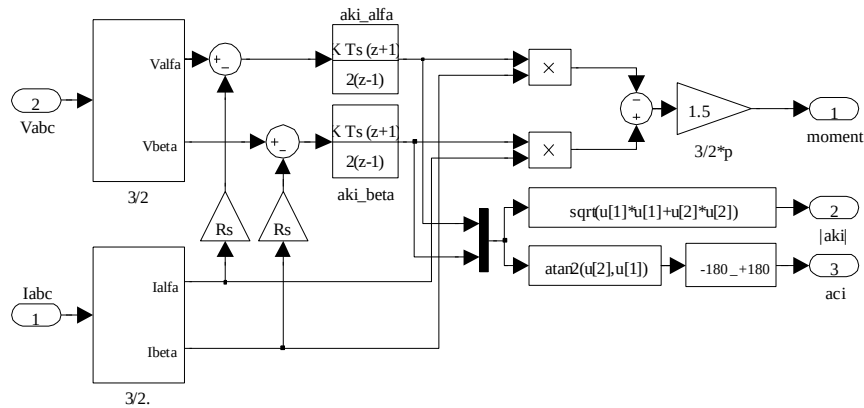


Şekil 5.2 Clark dönüşümüne ilişkin blok yapısı

Ölçülen motor üç faz gerilim ve akımlarına öncelikle bir aşamalı dönüşüm olan Clark dönüşümü uygulanarak, motorun üç faz akım ve gerilim değerleri durağan eksen takımındaki iki faz değerlerine dönüştürülür. Durağan eksen takımındaki iki faz karşılıkları elde edilen akım ve gerilim gibi model değişkenleri, üç fazlı sistemde olduğu gibi halen AC bileşenler cinsindendir ve sinusoidal değişim gösterirler. Oysa iki aşamalı dönüşüm olan Park dönüşümü diğer bir ifade ile dq dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilen alan yönlendirmeli denetim gibi daha karmaşık yapıdaki denetim yöntemlerinde, bu dönüşüm neticesinde senkron hızla dönen hareketli eksen takımındaki karşılıkları elde edilen akım ve gerilim gibi model değişkenleri DC bileşenler cinsindendir. Bu dönüşüm işleminde yapılacak küçük bir hata, akı ile moment arasındaki 90° lik faz farkının bozulmasına neden olarak kenetleme etkisini tekrar meydana getirecek ve dolayısı ile akı ile moment denetimi birbirine bağımlı hale gelecektir.

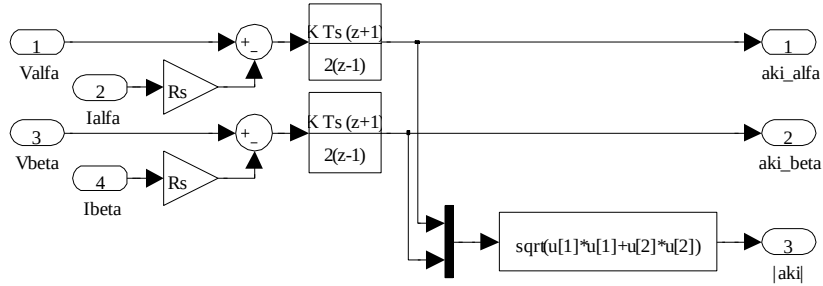
5.3 Akı, Açık ve Moment Tahmini

Doğrudan moment denetim yönteminin temel çalışma prensibi, ölçülebilen üç faz stator akım ve gerilimlerinin ani değerlerini kullanarak motor momenti ile stator akısının ve stator akı vektörünün açısal konumunun tahmin edilmesi esasına dayanır. Şekil 5.3’de blok yapısı bir bütün olarak verilen bu tahmin işlemleri için asenkron motorun üç faz akım ve gerilimlerinin bilinmesi yeterlidir. Motor uçlarından ölçülen gerçek üç faz akım ve gerilimler Clark dönüşümü ile durağan eksen takımındaki $\alpha\beta$ akım, gerilim değerlerine dönüştürüldükten sonra ilk olarak Denklem (3.21)-(3.23) ile verilen $\alpha\beta$ stator akı bileşenleri ve bu bileşenlerin oluşturduğu stator akı vektörü tahmin edilir.



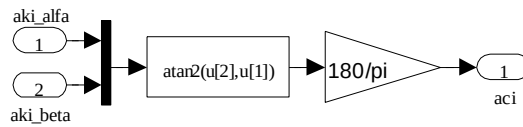
Şekil 5.3 Moment, akı ve açı tahmin işleminin gerçekleştirildiği blok yapısı

Literatürde farklı vektör denetim uygulamaları için geliştirilen değişik pek çok akı tahmin yöntemi bulunmaktadır. Gerilim model yöntemi en basit yapıya sahip akı tahmin tekniklerinden biridir. Gerilim model yöntemine göre akı tahmin işleminin gerçekleştirildiği blok yapısı Şekil 5.4’de verilmiştir.



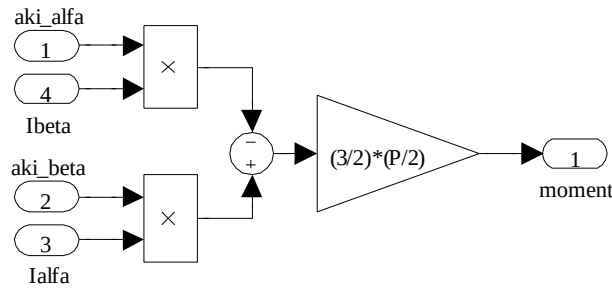
Şekil 5.4 $\alpha\beta$ stator akılarının ve stator akı vektörünün tahmin işleminin gerçekleştirildiği blok yapısı

Şekilden de görüleceği gibi giriş değişkenleri sadece motor akım ve gerilimleridir. Stator akı vektörü belirlendikten sonra bu akı vektörünün açısal konumunun doğru tespit edilmesi de çok önemlidir. Denklem (3.25) ile hesaplanan akı vektörünün açısal konumu Şekil 5.5’de verilen blok yapısı ile tahmin edilir. Her örnekleme periyodu içerisinde yapılan bu trigonometrik işlem mikroişlemciye ciddi bir hesaplama yükü getirmektedir. Aslında akı vektörünün açısal konumunun tam olarak belirlenmesine gerek yoktur. Çünkü bu konum, alan yönlendirmeli denetim yönteminde olduğu gibi eksen dönüşüm işlemlerinde kullanılmamaktadır. Dolayısı ile sadece bulunduğu bölgenin veya sektörün bilinmesi yeterlidir. Bunun için de $\alpha\beta$ stator akı bileşenlerinin işaretinden yararlanılarak akı vektörünün hangi sektörde olduğu belirlenir. Bu çalışmada akı vektörünün açısal konumunun belirlenmesi için trigonometrik tahmin işlemi tercih edilmiştir. Elde edilen bu açısal konum bilgisi daha sonra sektörlerin belirleneceği açı-sektör bloğuna giriş olarak uygulanmıştır.



Şekil 5.5 Açı tahmin bloğu

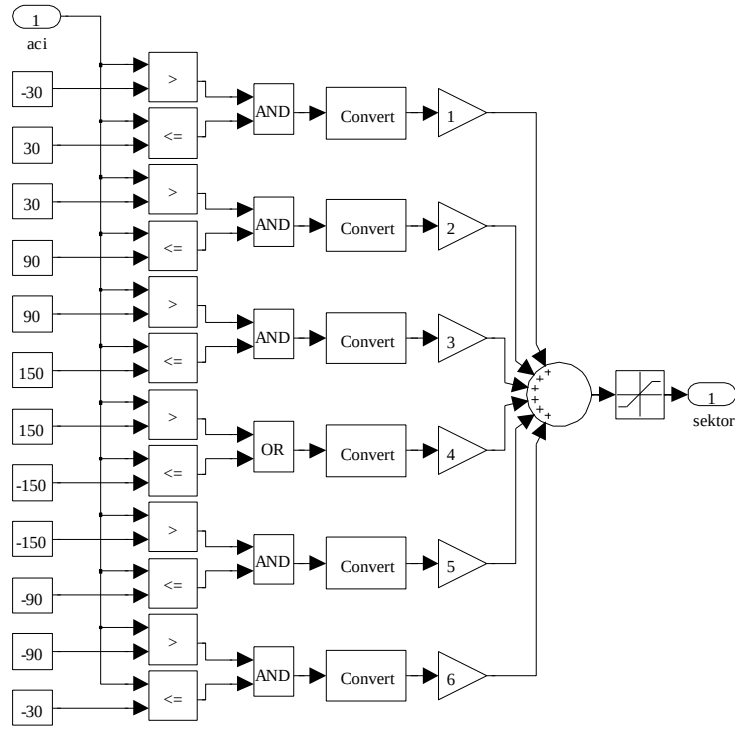
Üç fazlı simetrik bir asenkron motorda üretilen elektromanyetik momentin ani değeri, stator akı vektörü φ_s ile stator akım vektörü I_s in vektörel çarpımı ile orantılıdır. Şekil 5.4’de elde edilen $\alpha\beta$ stator akı bileşenleri ve ölçülen stator akımları yardımı ile Denklem (3.24)’de matematiksel bağıntısı verilen elektriksel motor momenti, Şekil 5.6’da verilen blok yapısı ile tahmin edilir. Burada P motorun kutup çifti sayısı olup, $(3/2)*(P/2)$ terimi ise kutup sayısına bağlı olarak elde edilen sabit bir çarpandır. Moment tahminindeki doğruluk derecesi, öncelikli olarak $\alpha\beta$ stator akı bileşenlerinin doğru bir şekilde tahmin edilmesine bağlıdır.



Şekil 5.6 Moment tahmin bloğu

5.4 Sektörlerin Belirlenmesi

Şekil 5.5 ile elde edilen stator akı vektörünün açısal konumu, açı-sektör bloğuna giriş olarak uygulanır ve bu açıya göre akı vektörünün hangi sektörde olduğu belirlenir. Sektörlerin doğru belirlenmesi uygun gerilim vektörlerinin seçiminde çok önemlidir. Sektörlerin belirlenmesi için Şekil 5.7’deki blok yapısı kullanılmıştır.



Şekil 5.7 Stator akı vektörünün açısal konumuna bağlı olarak sektörlerin belirlenmesi

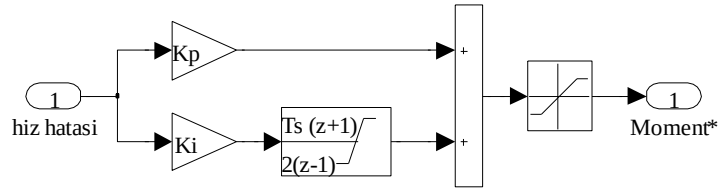
Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta vardır. Eğer akım ve gerilim ölçümlerindeki anahtarlama gürültülerini ve DC bileşenleri elimine etmek amacı ile giriş filtreleri kullanılmış ise, akı tahmin işleminde bu filtreleme işleminden kaynaklanan faz ve genlik hatalarının meydana gelmesi kaçınılmazdır. Bu faz ve genlik hatası aynı zamanda stator akı vektörünün açısal konumunun belirlenmesinde hataya neden olur. Örnek olarak motordaki gerçek stator akı vektörünün ikinci sektörde olduğunu kabul edelim. Eğer kullanılan filtreden dolayı meydana gelen faz ve genlik hataları çok büyük ise bu durumda yanlış açı tahmininden dolayı denetim algoritması içerisinde tahmin edilen sektör bilgisi de hatalı olur. Yani gerçek stator akı vektörü ikinci sektörde iken tahmin edilen akı vektörü birinci veya üçüncü sektörde olur. Bu durum yanlış gerilim vektörlerinin seçilmesine, özellikle de sektör geçişlerinde dairesel olan akı yörüngesinde ciddi bozulmalara, akı ve momentin denetiminde bozulmaya ve denetim döngüsünün sonlanmasına neden olur. Bu nedenle kullanılan filtre katsayılarının ve kesim frekanslarının çok iyi belirlenmesi gerekir.

Literatürde var olan çalışmalarda farklı sektör yaklaşımları denenmiştir. Bunlar 30^0 'lık oniki sektör düzeni ve 60^0 'lık altı sektör düzeni olmak üzere iki farklı yapıdadır. Şekil 5.7'de -30^0 ile $+30^0$ arası birinci sektör olmak üzere 360^0 lik dairesel düzlem 60^0 'lık altı

bölgeye ayrılarak oluşturulan altı sektör düzenine ait blok yapısı görülmektedir. Eğer istenirse bu sektör düzeni, 0 ile $+60^0$ arası birinci sektör olacak şekilde de düzenlenebilir. Elde edilen sektör bilgisi daha sonra gerilim vektörlerinin belirlenmesi ve seçilmesinde kullanılmak üzere anahtarlama tablosu bloğuna giriş olarak uygulanmıştır.

5.5 PI Hız Denetleyici

Açık çevrim olarak da gerçekleştirilebilen doğrudan moment denetim yönteminin geçici durumdaki hız ve moment cevabını iyileştirmek için bir PI hız denetleyici kullanılabilir ve böylece hız ve moment yerleşme süreleri kısalarak denetim sisteminin geçici durum başarımı arttırılmış olur. Şekil 5.8’de basit bir PI denetleyici yapısı verilmiştir. Denetleyici girişi, hız algılayıcı tarafından ölçülen gerçek motor hızı ile referans hız arasındaki fark olup denetleyici çıkışı referans momenttir ve nominal motor momentinin yaklaşık 1.6 katı olacak şekilde bir sınırlayıcı tarafından ± 6 Nm ile sınırlandırılmıştır.

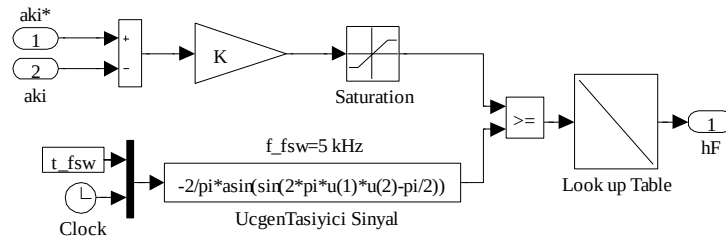


Şekil 5.8 PI denetleyici yapısı

Motor sadece geçici durumda bu momenti üreterek geçici durumunu tamamlamaktadır. Referans momentin daha yüksek değerlere sınırlandırılması, motorun geçici durumdaki hız ve moment cevap sürelerini daha da kısaltır ancak buna karşılık motor akımları daha yüksek değerler alabilmektedir. Bu nedenle geçici durum yanıtı daha uzun olan yüksek güçlü motor sürücü sistemlerinde kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanlarının ısı ve akım değerleri dikkate alınarak bu moment sınırlama işlemi daha dikkatli bir şekilde yapılmalıdır.

5.6 Oransal Akı Denetleyici

Geleneksel doğrudan moment denetim yönteminde akı denetimi için kullanılan histerezis akı denetleyicinin yerine blok yapısı Şekil 5.9’da verilen oransal akı denetleyici kullanılmıştır. Bu denetleyicinin esas işlevi stator akısının eğimi ile frekansı önceden sabit olarak girilen bir üçgen taşıyıcı dalganın eğimlerini karşılaştırarak akı denetimi için uygun denetim sinyalini elde etmektir. Denetleyici girişi stator akı hatası, denetleyici çıkışı ise bu hataya göre akının artışı veya azalışını sağlayacak olan uygun gerilim vektörlerinin seçimi için anahtarlama tablosuna gönderilen $hF=[1,0]$ bilgisidir. Referans motor akısı 0.8 Wb olarak hesaplanmış ve denetim algoritmasına sabit değer olarak girilmiştir.



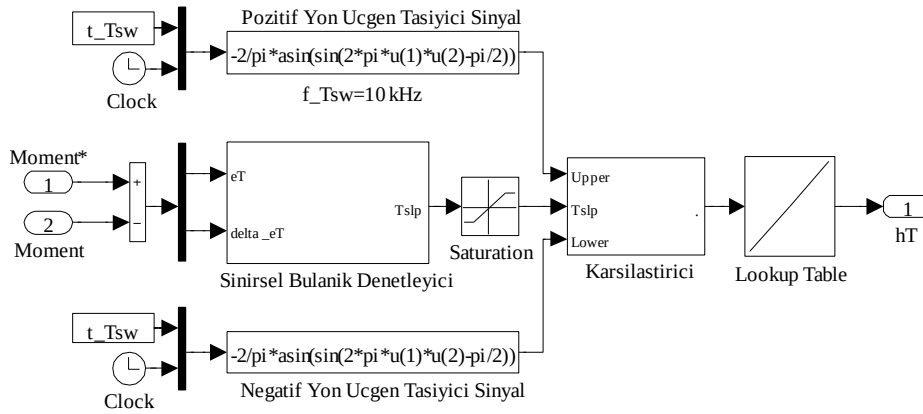
Şekil 5.9 Oransal akı denetleyici blok yapısı

Referans akı ile tahmin edilen gerçek motor akısı arasındaki fark bir oransal kazanç (K) ile kuvvetlendirilerek akı hatasına ait eğim elde edilir ve bir sınırlayıcı tarafından belirli bir değere sınırlandırılır. Elde edilen stator akısı eğimi üçgen taşıyıcı dalganın eğimi ile karşılaştırılır. Her iki sinyalin genliklerinin eşit olduğu alt ve üst sınır değerlerinde akı denetimi için gerekli olan $hF=[1,0]$ denetim sinyalleri oluşturulur. Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı aynı zamanda akı anahtarlama frekansı f_{fsw} olarak da adlandırılır.

Gerçek motor akısının referans akı etrafında salınım yapacağı band aralığı, üçgen taşıyıcı dalganın genliği ve frekansı tarafından belirlenir. Motor akısı üst band sınırına ulaştığı anda denetleyici çıkışı 0 olur ve anahtarlama tablosundan akıyı azaltacak olan gerilim vektörü seçilir. Yine motor akısı alt band sınırına ulaştığı anda ise denetleyici çıkışı 1 olur ve anahtarlama tablosundan akıyı arttıracak olan gerilim vektörü seçilir. Akı anahtarlama frekansının değeri $f_{fsw} = 5 \text{ kHz}$ olarak belirlenmiştir. Akı anahtarlama frekansının yüksek tutulması stator akımlarındaki toplam harmonik bozulmayı önemli ölçüde azaltır.

5.7 Sinirsel Bulanık Moment Denetleyici

Geleneksel doğrudan moment denetimi yönteminde moment denetimi için kullanılan histerezis denetleyicinin yerine, blok yapısı Şekil 5.10'da verilen SBMD kullanılmıştır. SBMD'nin girişi moment hatası ile bu hatanın değişimi olup çıkışı ise bu hataya göre momentin artışı veya azalışını sağlayacak olan uygun gerilim vektörlerinin seçimi için anahtarlama tablosuna gönderilen $hT=[1,0,-1]$ bilgisidir. Bu denetleyicinin esas işlevi motor momentinin eğimi ile frekansı önceden sabit olarak girilen iki adet simetrik üçgen taşıyıcı dalganın eğimlerini karşılaştırarak moment denetimi için en uygun denetim sinyallerini elde etmektir. Şekilde görüldüğü gibi bu denetleyici, frekansı $f_{Tsw} = 10 \text{ kHz}$ olan iki adet simetrik üçgen taşıyıcı dalga, sınırlayıcı blok, karşılaştırıcı devre ve sinirsel bulanık denetleyiciden oluşmaktadır.

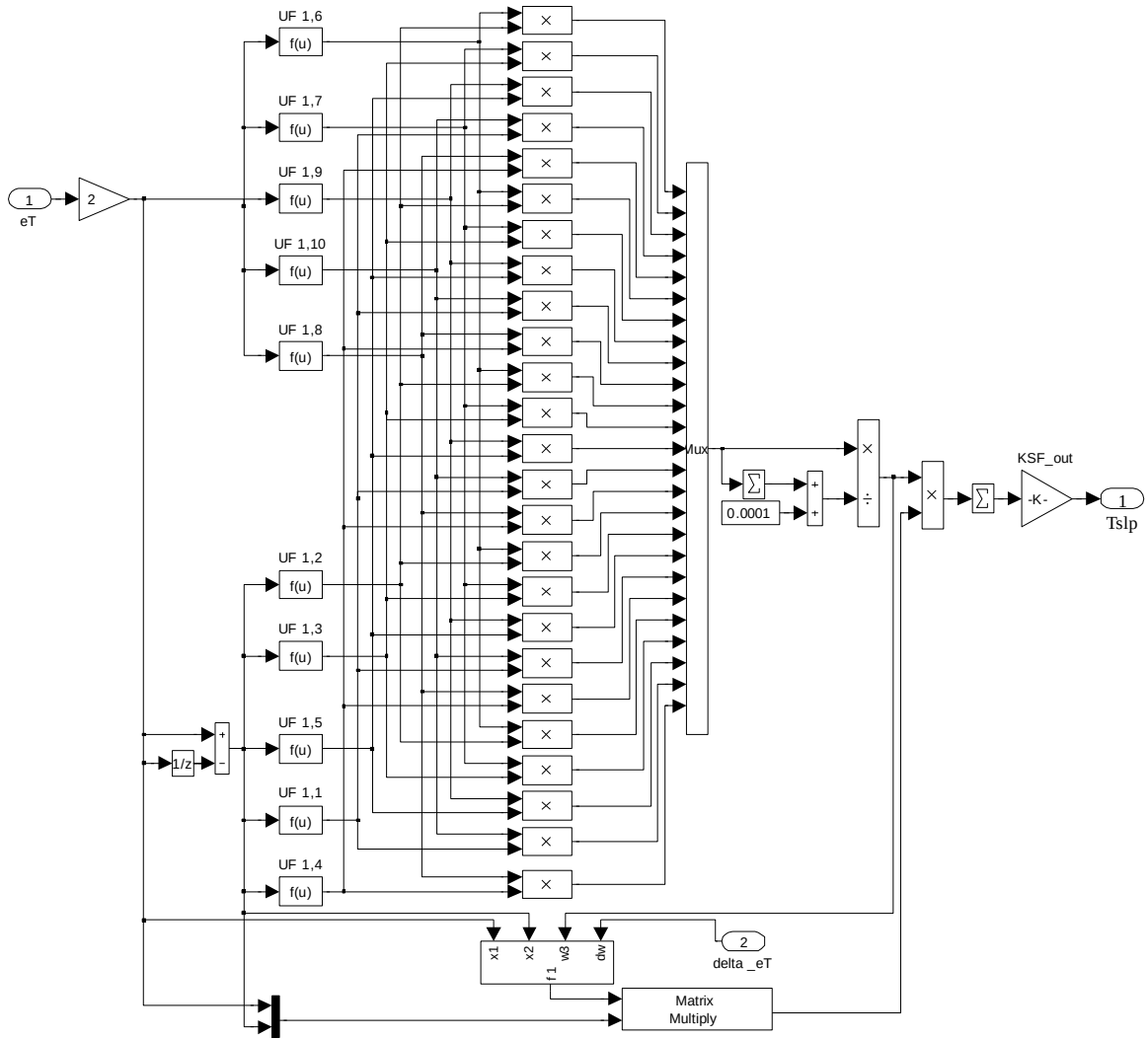


Şekil 5.10 Sinirsel bulanık moment denetleyici blok yapısı

Referans motor momenti hız denetleyici tarafından $\pm 6 \text{ Nm}$ olarak sınırlandırılmıştır. Önce referans motor momenti ile gerçek motor momenti karşılaştırılarak moment hata işareti elde edilir. Hata ve hatanın değişimi SBD'ye giriş olarak uygulanır. Girişindeki bu değerlere bağlı olarak SBD'nin çıkışında moment eğimi T_{SLP} elde edilir ve bir sınırlayıcı blok tarafından belirli bir değere sınırlandırılır. Daha sonra taşıyıcı üçgen dalgalarla karşılaştırılarak denetim sinyali hT oluşturulur.

5.8 Sinirsel Bulanık Denetleyici

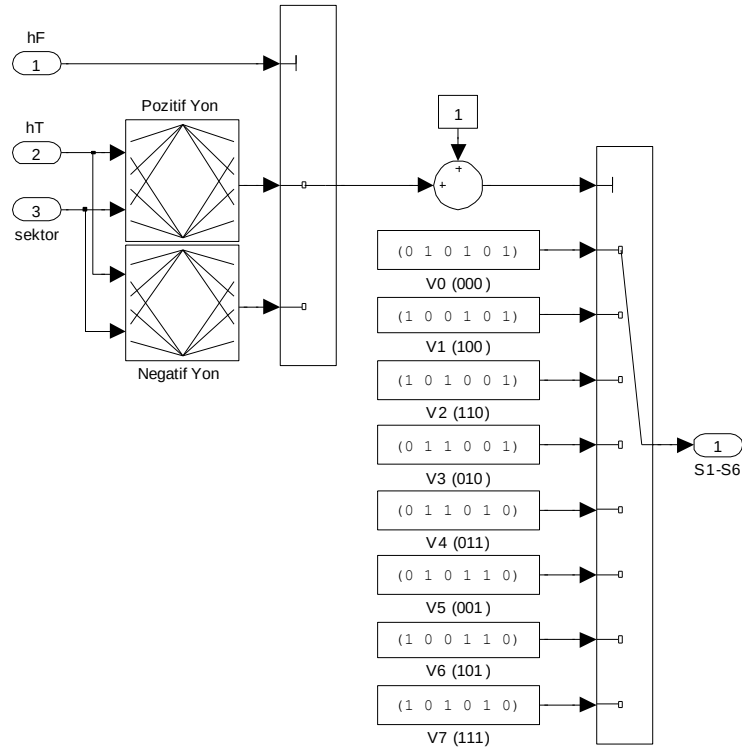
Şekil 5.10’da sinirsel bulanık denetleyici olarak adlandırılan bloğun Simulink blokları ile oluşturulan detaylı iç yapısı, Şekil 5.11’de verilmiştir. Moment hatası ve bu hatanın değişimi, SBD’ye giriş olarak uygulanmıştır. Her bir giriş için beş üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. SBD’nin çıkışı ölçeklendirme faktörü K_{SF} ile ölçeklendirilerek elde edilen moment eğimi T_{SLP} ’ dir.



Şekil 5.11 Sinirsel bulanık denetleyici blok yapısı

5.9 Anahtarlama Tablosu ve Gerilim Vektörlerinin Seçimi

Anahtarlama tablosu oransal akı denetleyiciden gelen hF , sinirsel bulanık moment denetleyiciden gelen hT ve açı-sektör bloğundan gelen N sektör bilgilerini kullanarak uygun gerilim vektörlerini seçecek şekilde Tablo 3.4'deki gibi düzenlenir. Şekil 5.12'de pozitif ve negatif motor dönüş yönleri için düzenlenmiş iki adet anahtarlama tablosu ile sekiz adet gerilim vektörünün yerleşim düzeni görülmektedir.



Şekil 5.12 Gerilim vektörlerinin seçimine ilişkin blok yapısı

6. DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENİĞİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

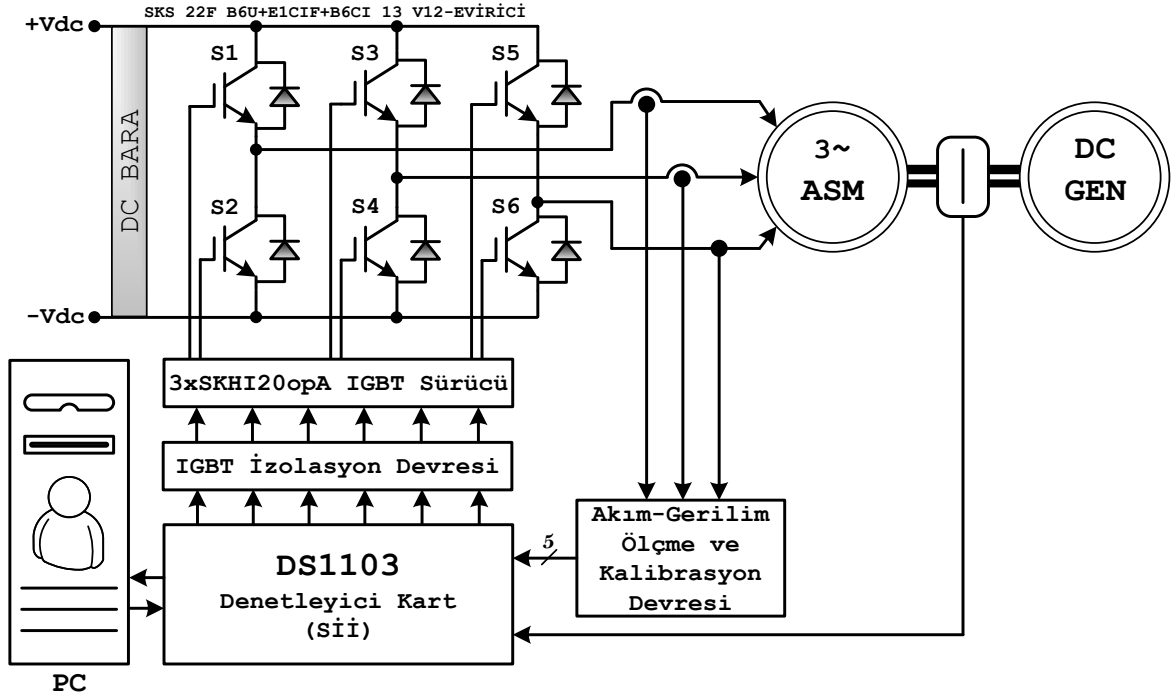
6.1 Giriş

Bu tez çalışmasında, geleneksel histerezis tabanlı doğrudan moment denetim yöntemi ile denetlenen üç fazlı bir asenkron motorda histerezis denetimden dolayı oluşan yüksek moment dalgalanmalarının azaltılması amaçlanmıştır. Bu amaçla SBA yapısı kullanılarak tasarımı gerçekleştirilen bir SBMD önerilmiştir. Deneysel çalışmalarda kullanılmak üzere, Şekil 3.6'da temel prensip şeması verilen histerezis tabanlı DMD yapısına ilişkin MATLAB/Simulink modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan bu model içerisinde hem histerezis moment denetleyici hem de önerilen SBMD kullanılarak, her iki denetim yapısı Şekil 6.1'de verilen deneysel sürücü düzeneği yardımı ile gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

6.2 Uygulama Devresi

Yüksek başarımlı asenkron motor sürücülerinde kullanılan vektör denetim yöntemlerinin uygulama prensipleri farklı olup temelde amaçları aynıdır. Genel amaç stator akısı ile motor momentini oluşturan bileşenler arasındaki kenetleme etkisini ortadan kaldırarak, asenkron motorun doğrusal olmayan akı ve moment karakteristiğini doğrusallaştırmak ve buna bağlı olarak da motorun hız ve momentini birbirinden bağımsız olarak denetleyebilmektir. Bu amaçla literatürde asenkron motorların VD için karmaşıklık derecesi farklı çok sayıda denetim yöntemi önerilmiştir. Doğrudan moment denetim yöntemi bunlar içerisinde gerçekleştirme zorluğu bakımından gerçekleştirilmesi en kolay ve en basit yapıya sahip olanıdır. Yöntemin karmaşıklığı bir denetim döngüsü içerisinde yapılacak olan hesaplamaların miktarına bağlıdır. İyi bir vektör denetimi için, bir denetim döngüsü içerisinde yapılacak hesaplama süresi mümkün olduğu kadar küçük tutulmalıdır. Bu nedenle yüksek başarımlı gerektiren bütün vektör denetimli sürücülerde yüksek hızlı sayısal işaret işlemciler kullanmak gerekir. Bu amaçla bu tez çalışmasında sayısal işaret işlemci olarak dSPACE firmasına ait DS1103 denetleyici kart kullanılmıştır.

Hem geleneksel histerezis tabanlı hem de önerilen SBMD tabanlı doğrudan moment denetim yöntemlerinin gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmesi için oluşturulan deneysel sürücü düzeneğine ilişkin uygulama devresi Şekil 6.1'de verilmiştir.



Şekil 6.1 Deneysel sürücü düzeneğine ilişkin uygulama devresi

Verilen bu uygulama devresi temel olarak 3 ayrı kısımda incelenebilir.

➤ Denetim kısmı;

1. PC + Kullanıcı ara yüzü (CDD)
2. DS1103 denetleyici kartı-Sİİ

➤ Alçak gerilim bileşenleri;

3. Akım-gerilim ölçme ve kalibrasyon devresi
4. IGBT izolasyon devresi
5. Hız algılayıcı

➤ Güç devresi bileşenleri;

6. Evirici
7. Üç fazlı Asenkron Motor (ASM)
8. DC generator (Yük amaçlı)

Şekil 6.1’de uygulama devresi verilen deneysel sürücü düzeneğinin genel görünümüne ilişkin fotoğraf Şekil 6.2’de verilmiştir.



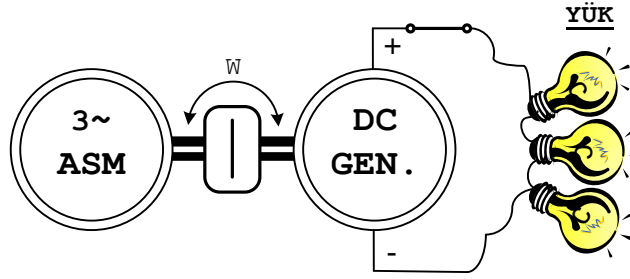
Şekil 6.2 Deneyel sürücü düzeneğinin genel fotoğrafı

Gerçekleştirilen uygulama devresinde, parametreleri Tablo 6.1’de verilen 3-fazlı yıldız bağlı asenkron motor kullanılmıştır.

Tablo 6.1 Deneyel çalışmalarda kullanılan asenkron motor parametreleri

3-Faz	2 Kutuplu	$L_m=0.5787 \text{ mH}$
50 Hz	3000 rpm	$J=0.0019 \text{ kg.m}^2$
220 V	$R_s=8.231 \Omega$	$B=0.000263 \text{ Nms}$
1.1 kW	$R_r=4.49 \Omega$	

Yük altındaki karakteristiğini belirlemek amacı ile motor miline bir DC generator bağlanmıştır. Dışardan uyarımlı bu generatöre Şekil 6.3’ de gösterildiği gibi lamba grubu bağlanarak generatörün, dolayısı ile motorun yüklenmesi sağlanmıştır.



Şekil 6.3 Asenkron motorun, DC generatör + lamba grubu ile yüklenmesi

Üç fazlı bir asenkron motorda oluşan moment dalgalanmalarının azaltılması amacı ile gerçekleştirilecek olan bu denetim yönteminde stator akısı ile motor momentinin tahmin edilmesi için sadece motor akım ve gerilimlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu amaçla motorun iki faz akımı ile üç faz gerilimleri ölçülüp kalibrasyonu yapıldıktan sonra geri besleme yapılarak DS1103 denetleyici kartın ADC girişlerinin yapıldığı P1A-Analog konnektörüne girilmiştir. Akım ve gerilim ölçümü için güç devresi ile PC arasındaki izolasyonu sağlamak amacı ile alan etkili akım, gerilim algılayıcılar kullanılmıştır.

Akım ölçümü, evirici üzerinde yerleşik olarak bulunan 2 adet LEM-LAH 25-NP alan etkili akım algılayıcı üzerinden yapılmıştır. I_a faz akımı P1A üzerinden ADCH4 girişine, I_b faz akımı P1A üzerinden ADCH6 girişine uygulanmıştır. Genel olarak donanım ve sürücü maliyeti açısından üçüncü faz akımının hesaplama yolu ile elde edilmesi tercih edilir. Stator sargılarının yıldız bağlı ve nötr noktasının izoleli olduğu üç fazlı dengeli sarımlı bir asenkron motorda, üç faz akımlarının toplamı her zaman sıfıra eşit olur. Bu tanımdan hareketle üçüncü faz akımı algoritma içerisinde hesaplanmıştır.

Gerilim ölçümü, 3 adet LEM-LV 25-P alan etkili gerilim algılayıcı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Nötr noktası olarak stator sargılarının yıldız bağlantı noktası seçilmiştir. U_a faz gerilimi P1A üzerinden ADCH8 girişine, U_b faz gerilimi P1A üzerinden ADCH10 girişine ve U_c faz gerilimi P1A üzerinden ADCH12 girişine uygulanmıştır. Ölçümü yapılan bu akım ve gerilimler 1/10000 lik sayısal bir alçak geçiren filtre üzerinden denetim algoritması içerisine aktarılmıştır. Kullanılan bu filtrenin denetim yapısı üzerinde herhangi bir bozucu etkisi gözlenmemiştir.

Akım ve gerilim algılayıcıların besleme gerilimi simetrik $\pm 15V$ olup akım algılayıcılar evirici üzerinden dahili olarak beslenmiştir. Akım-gerilim ölçme ve kalibrasyon devresine ilişkin devre şeması ve kullanılan elemanların katalog bilgileri EK-1’de verilmiştir.

Akım ve gerilim ölçümüne ilaveten, denetim yapısının geçici rejimdeki davranışını hızlandırmak yani dinamik performansını arttırmak amacı ile hız ölçümü yapılarak denetim sistemi kapalı çevrim olarak gerçekleştirilmiştir.

Hız ölçümü, motor miline monte edilen 5000 darbe/devir' lik oyuk milli bir hız algılayıcı ile gerçekleştirilmiştir. Hız algılayıcıdan gelen hız bilgisi, referans motor momentinin üretilmesinde kullanılmak üzere DS1103 denetleyici kartın DAC girişlerinin yapıldığı P3B-Sayısal konnektörü üzerinden PHI0(1), PHI90(1) ve IDX(1) girişlerine uygulanmıştır. Hız algılayıcı +5V'luk bir kaynak tarafından harici olarak beslenmiştir. Hız algılayıcıya ilişkin katalog bilgileri EK-2'de verilmiştir.

Denetim sistemine ilişkin gerçek zamanlı akım, gerilim ve hız bilgileri bu şekilde DS1103 denetleyici karta alındıktan sonra gerekli bütün hesaplamalar yapılarak eviriciyi sürececek olan S1,S2,S3,S4,S5,S6 anahtarlama sinyalleri üretilir. Bu anahtarlama sinyalleri DS1103 denetleyici kartın P2A-Sayısal konnektörü üzerinden izolasyon ve hata devresine giriş olarak uygulanır. P1A, P2A ve P3B konnektörleri üzerinden yapılan giriş ve çıkışlar Tablo 6.2'de ve PIN numaraları EK-3'de verilmiştir.

Tablo 6.2 DS1103 'e P1A, P2A ve P3B üzerinden yapılan giriş ve çıkışlar

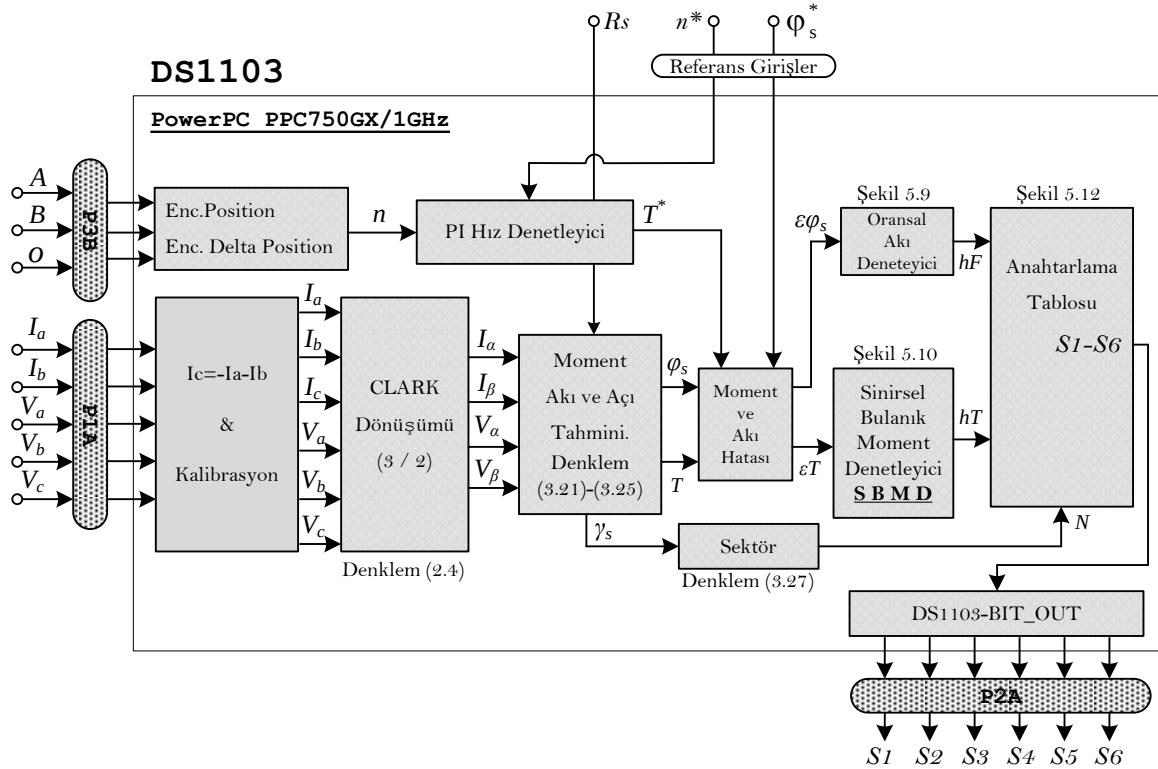
P1A	P2A	P3B
$I_a \rightarrow$ ADCH4	IO1 $\rightarrow$ S1	A $\rightarrow$ PHIO(1)
$I_b \rightarrow$ ADCH6	IO3 $\rightarrow$ S2	B $\rightarrow$ PHI90(1)
$V_a \rightarrow$ ADCH8	IO5 $\rightarrow$ S3	O $\rightarrow$ IDX(1)
$V_b \rightarrow$ ADCH10	IO7 $\rightarrow$ S4	
$V_c \rightarrow$ ADCH12	IO9 $\rightarrow$ S5	
	IO11 $\rightarrow$ S6	

İzolasyon ve hata devresi, hem DS1103 denetleyici kart ile evirici güç devresi arasındaki izolasyonu sağlar hem de eviricideki muhtemel bir arızaya karşı anahtarlama sinyallerini keserek koruma görevi görür. İzolasyonu sağlamak amacı ile her bir anahtarlama sinyali için TLP250 optokuplor kullanılmıştır. İzolasyon devresi 2 adet izoleli +15V kaynak tarafından beslenmiştir.

Hata devresi için 7432-OR, 7414-NOT, 2x7408-AND ve 3xEL817 kullanılmıştır. Evirici ON konumunda iken arıza bilgisi (1), evirici OFF konumunda iken arıza bilgisi (0)

olarak hata devresi girişine uygulanır. Eviricinin her bir bacağı için ayrı arıza bilgisi tanımlanmıştır. Hata devresinin, DS1103 'ten gelen anahtarlama sinyallerini kesmesi için eviricinin herhangi bir bacağından arıza sinyalinin gelmesi yeterlidir. Hata devresi +5V kaynak tarafından beslenmiştir. İzolasyon ve hata devresine ilişkin devre şeması EK-4'de verilmiştir.

Denetim algoritmasının gerçekleştirildiği DS1103 denetleyici kart üzerinde PowerPC PPC750GX/1 GHz ana işlemci ile Texas Instruments TMS320F240/20MHz uydu işlemci bulunmaktadır. Önerilen denetim algoritmasının ana işlemci üzerinde gerçekleştirilen kısmına ilişkin blok diyagramı Şekil 6.4'de verilmiştir.



Şekil 6.4 Önerilen denetim algoritmasının DS1103 içerisinde gerçekleşen kısmına ilişkin blok diyagramı

Şekil 6.4'de verilen blok diyagramına göre denetim sisteminin sabit girişleri; motor parametrelerinden stator sargı direnci R_s , referans hız n^* , referans akı ϕ_s^* , örnekleme periyodu T_s , taşıyıcı üçgen dalgaların periyotları ile kullanıcı giriş bilgileridir. Denetim sisteminin dinamik girişleri ise iki faz motor akımları ile üç faz motor gerilimleri ve motordan ölçülen gerçek hız bilgisidir.

Verilen blok diyagramına göre denetim sisteminin çalışması şu şekildedir. Gerçek zamanlı motor akımları, gerilimleri ve gerçek hız bilgisi DS1103 denetleyici kartın analog ve sayısal girişleri üzerinden denetim algoritmasına aktarılır. İlk olarak kalibrasyon bloğunda üçüncü faz akımı I_c hesaplanarak bütün akım ve gerilimlerin kalibrasyonu yapılır. Kalibrasyonu yapılan akım ve gerilimler, Clark dönüşümü yardımı ile sinüsoidal formdaki $\alpha\beta$ bileşenlerine dönüştürülür. Bu dönüşüm işleminin yüksek hassasiyetle yapılması denetim yapısının başarımını büyük ölçüde etkiler. Dönüşüme ilişkin katsayı matrisinde yapılacak küçük katsayı hataları bile, akı ile moment arasındaki kenetleme etkisini tekrar meydana getirerek ya sürücü sistemin hız ve moment başarımını düşürür ya da denetim döngüsü sonlanır. Doğrudan moment denetim yöntemi, bütün hesaplamaların $\alpha\beta$ eksen takımında yapıldığı bir vektör denetim yöntemidir. Bu nedenle Denklem (3.21)-(3.25) ile verilen $\alpha\beta$ eksen takımındaki dinamik motor denklemleri kullanılarak motorun gerçek akısı, momenti ve akı vektörünün açısal konumu “moment akı ve açı tahmini” bloğu içerisinde tahmin edilir.

P3B üzerinden denetleyici karta aktarılan gerçek hız bilgisi klavyeden girilen referans hız bilgisi ile karşılaştırılır. Elde edilen hız hatası bir PI denetleyici tarafından işlenerek referans motor momenti T^* elde edilir.

Tahmin edilen gerçek motor akısı ve momenti, kendi referans değerleri ile “moment ve akı hatası” bloğu içerisinde karşılaştırılarak akı ve moment hataları elde edilir. Akı hatası $\varepsilon\varphi_s$ oransal akı denetleyiciye, moment hatası εT ise SBMD’ye giriş olarak uygulanır. Her iki denetleyici çıkışından gelen hF , hT denetim sinyalleri, sektör bloğundan gelen sektör bilgisi N ile beraber anahtarlama tablosuna giriş olarak uygulanır. Bu giriş bilgilerine bağlı olarak anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörleri seçilir ve her bir gerilim vektörü için anahtarlama sinyalleri üretilir. Bu anahtarlama sinyalleri eviriciyi sürmek üzere Tablo 2’de verilen P2A sayısal konnektörü üzerinden dış donanıma yani izolasyon devresine aktarılır. Şekil 6.4’de verilen blok diyagramı içerisinde gerçekleşen bu olayların hepsi bir denetim döngüsü içerisinde başlayıp bitmektedir.

Deneysel uygulamalar için gerçekleştirilen bu denetim sisteminde bir denetim döngüsü için gerekli olan örnekleme periyodu $T_s = 50\mu s$ ($f_s = 20 \text{ kHz}$) olarak belirlenmiştir. Hem histerezis tabanlı denetim yapısı hem de önerilen SBMD tabanlı denetim yapısına ilişkin deneysel sonuçlar, bu örnekleme periyodunda ayrı ayrı gerçekleştirilerek alınmıştır.

Deneysel sürücü düzeneğinde denetimli güç kaynağı olarak, SEMIKRON firmasına ait SKS 22F B6U+E1CIF+B6CI 13 V12 iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici kullanılmıştır. TLP250 çıkışlarındaki izole edilmiş anahtarlama sinyalleri eviriciyi sürmek için, eviricide her bacak için bir tane olmak üzere yerleşik olarak bulunan SKHI20opA sürücü karta giriş olarak uygulanır. Her bir evirici bacağındaki anahtarlama elemanlarını kısa devreye karşı korumak için, eviricinin ölü zamanı bu sürücü kart tarafından $3\mu s$ olarak belirlenmiştir. Üç fazlı şebeke gerilimi köprü diyotlarla doğrultularak DC baraya bağlı $1360\mu F / 800V$ luk eşdeğer kapasite grubu ile filtre edilmiştir. 380 voltluk şebeke giriş geriliminde DC bara 537V 'a dolmaktadır. Eviriciye ilişkin klemens bağlantıları ve katalog bilgileri EK-5'de verilmiştir.

Bütün deneysel uygulamalar boyunca DC bara gerilimi 520V olarak belirlenmiştir. Nominal motor momenti 3.72 N.m ve nominal stator akısı 0.8 Wb'dir. Her iki uygulama için de referans motor momenti, nominal motor momentinin yaklaşık 1.6 katı olacak şekilde PI çıkışında bir sınırlayıcı tarafından ± 6 N.m ile sınırlandırılmıştır.

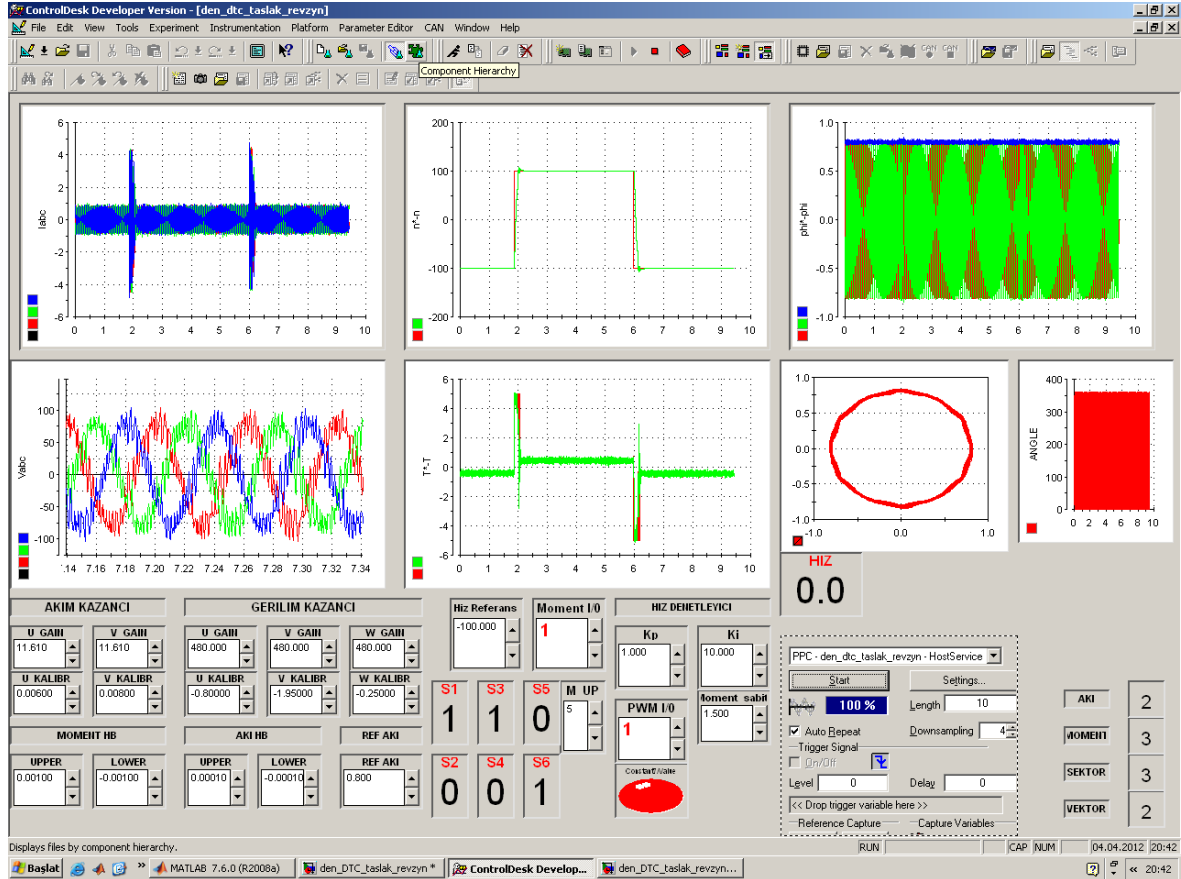
Histerezis tabanlı geleneksel DMD yapısında; histerezis akı denetleyici bant genişliği nominal motor akısının %1'i, histerezis moment denetleyici bant genişliği ise nominal motor momentinin% 10'u olarak belirlenmiştir. Önerilen SBMD tabanlı DMD yapısında; akı denetimi için kullanılan taşıyıcı üçgen dalganın periyodu $t_{fsw}=200\mu s$, moment denetimi için kullanılan taşıyıcı simetrik üçgen dalganın periyodu $t_{Tsw}=100\mu s$ olarak belirlenmiştir. Denetim sisteminde sabit olarak tutulan bu değerler Tablo 6.3'de verilmiştir.

Tablo 6.3 Denetim sistemine ilişkin sabit parametreler

$T_s=50\mu s$	$T_{nom}=3.72\text{ Nm.}$	$T_{max}=1.6*T_{nom}$
$t_{Tsw}=100\mu s$	$\Phi_{nom}=0.8\text{ Wb}$	AC Giriş=380 V
$t_{fsw}=200\mu s$	$2\Delta T=0.372\text{ Nm}$	DC Bara=520 V
dead-time=3 μs	$2\Delta\phi_s=0.008\text{ Wb}$	

Her iki denetim yöntemine ait yukarıda belirtilen denetleyici katsayıları, akı ve moment histerezis bant genişlikleri, örnekleme periyodu, referans hız ve referans akı gibi denetim sistemine ait bütün değişkenler ile kullanıcıya ait girişlerin online veya offline olarak denetim yapısı içerisine aktarılması için dSPACE tarafından DS1103 için geliştirilen Control Desk Developer (CDD) yazılımı kullanılmıştır. Bu yazılım, denetim algoritmasının gerçek zamanlı olarak yürütülmesine ve denetlenen sisteme ait akım,

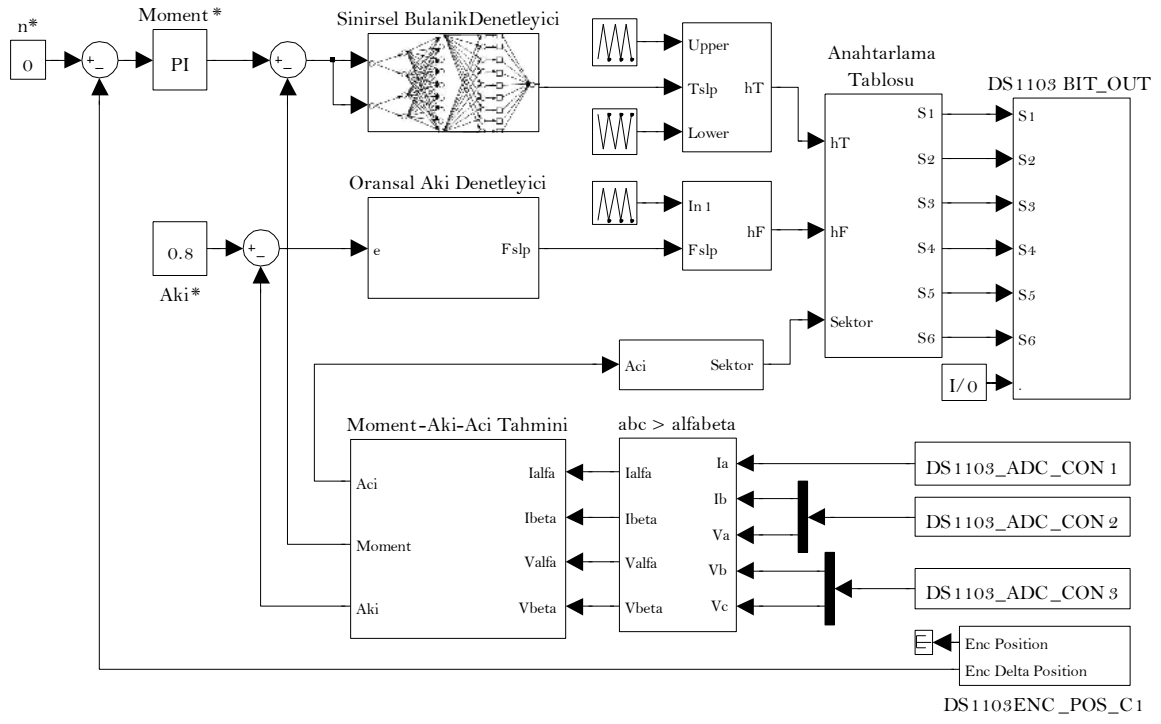
gerilim, hız ve benzeri gibi bütün dinamik değişkenlerin kullanıcı tarafından izlenmesine, denetim algoritmasındaki bütün parametrelerin gerçek zamanlı olarak değiştirilebilmesine olanak sağlayan bir kullanıcı ara yüz oluşturulmasını sağlar. Deneysel çalışmalarda kullanılmak üzere oluşturulan bu kullanıcı ara yüzünün genel görünümü Şekil 6.5’de verilmiştir.



Şekil 6.5 Control Desk Developer (CDD) ile oluşturulan kullanıcı ara yüzünün genel görünümü

6.3 Denetim Algoritmasının MATLAB / Simulink ile Gerçekleştirilmesi

Bu tez çalışmasında, önceki bölümde parametreleri verilen bir asenkron motorun hem geleneksel histerezis tabanlı, hem de önerilen SBMD tabanlı doğrudan moment denetimi gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen denetim yapısında kullanılan denetim algoritması MATLAB/Simulink blokları ile hazırlanmıştır. Oluşturulan bu Simulink modelleri ile her iki denetim yapısına ilişkin deneysel çalışmalar yapılarak motorun hız, moment ve akı cevaplarına ilişkin denetim başarımları karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.



Şekil 6.9 Deneysel çalışmalar için oluşturulan SBMD tabanlı DMD yapısının Simulink modeli

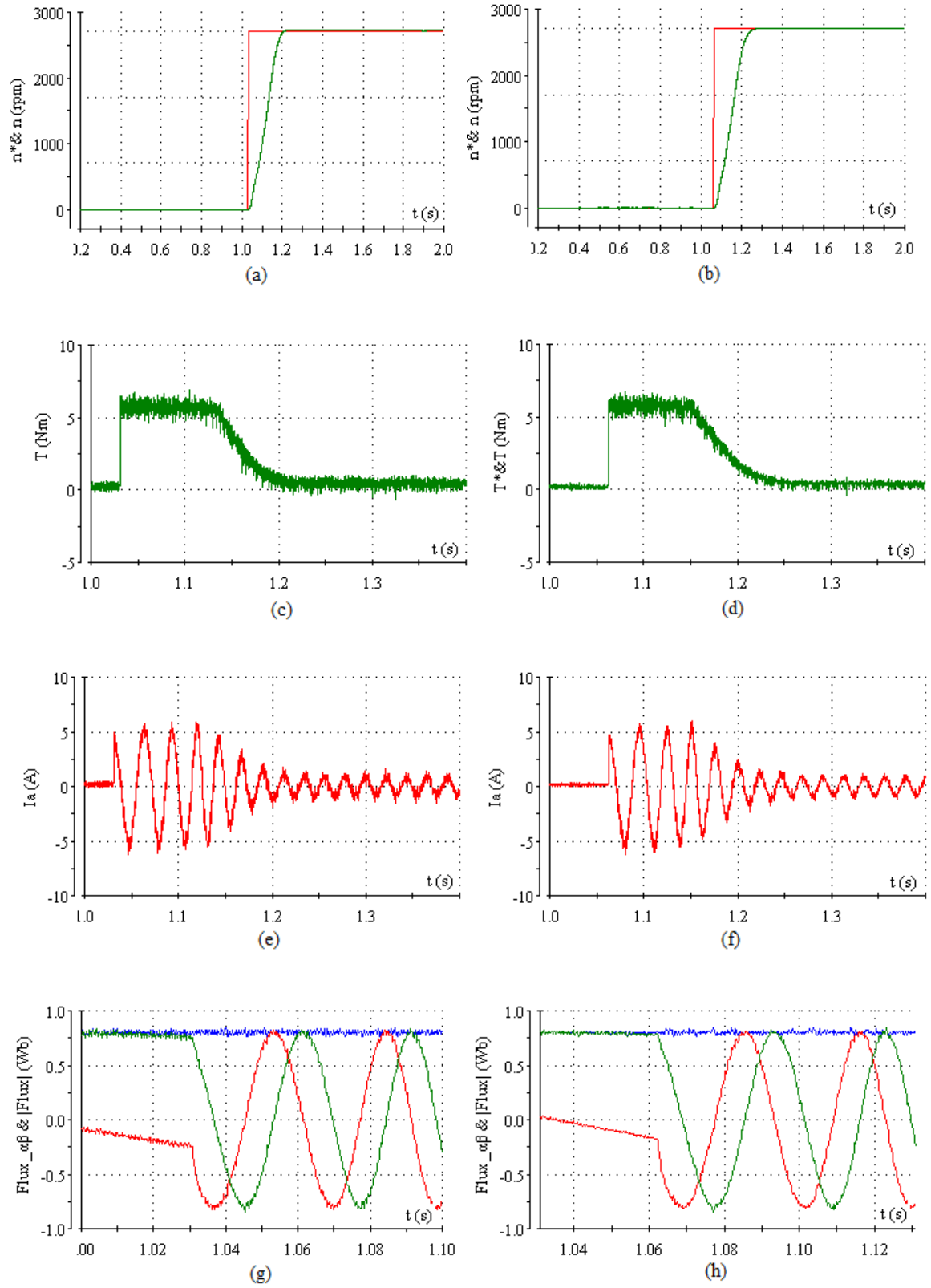
7. DENEYSEL SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRİLMESİ

Bu tez çalışmasında histerezis tabanlı doğrudan moment denetim yöntemi ile denetlenen üç fazlı bir asenkron motorda histerezis denetimden dolayı oluşan yüksek moment dalgalanmalarının SBMD kullanılarak azaltılması amacı ile çeşitli deneysel çalışmalar yapılmıştır.

Deneysel çalışmalar; Şekil 6.7 ve Şekil 6.9'daki Simulink modelleri kullanılarak Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de uygulama devresi verilen deneysel sürücü düzeneği yardımı ile gerçekleştirilmiştir. DS1103 için geliştirilen CDD yazılımı ile Şekil 6.5'de genel görünümü verilen kullanıcı ara yüzü oluşturularak, denetim sisteminin akım, gerilim, akı, moment, hız, anahtarlama sinyalleri ve benzeri bütün değişkenleri bu ara yüz üzerinden gerçek zamanlı olarak gözlemlenmiştir. Geleneksel histerezis tabanlı ve önerilen SBMD tabanlı denetim yapıları için aynı koşullar altında, farklı hız ve yükler için yapılan deneysel çalışmalara ilişkin elde edilen bütün grafiksel sonuçlar bu kullanıcı ara yüzü üzerinden elde edilerek karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Sürücü uygulamalarında denetimi yapılan elektrik motorlarının hem geçici durum hem de sürekli durumda yüksek başarıma sahip olması istenir. Geçici durumda motorun en düşük aşma miktarı ve mümkün olan en kısa yerleşme süresinde verilen referansı yakalaması, sürekli durumda ise parametre değişimlerden ve bozucu girişlerden etkilenmeden verilen referansı sürekli durum hatası olmaksızın izlemesi arzu edilir. Bu bakımdan aşağıdaki grafiklerde, denetimi yapılan motorun önce yüksüz ve yüklü durumlardaki sürekli durum başarıma daha sonra da dört bölgeli çalışma da dahil olmak üzere geçici durum yanıtları incelenmiştir.

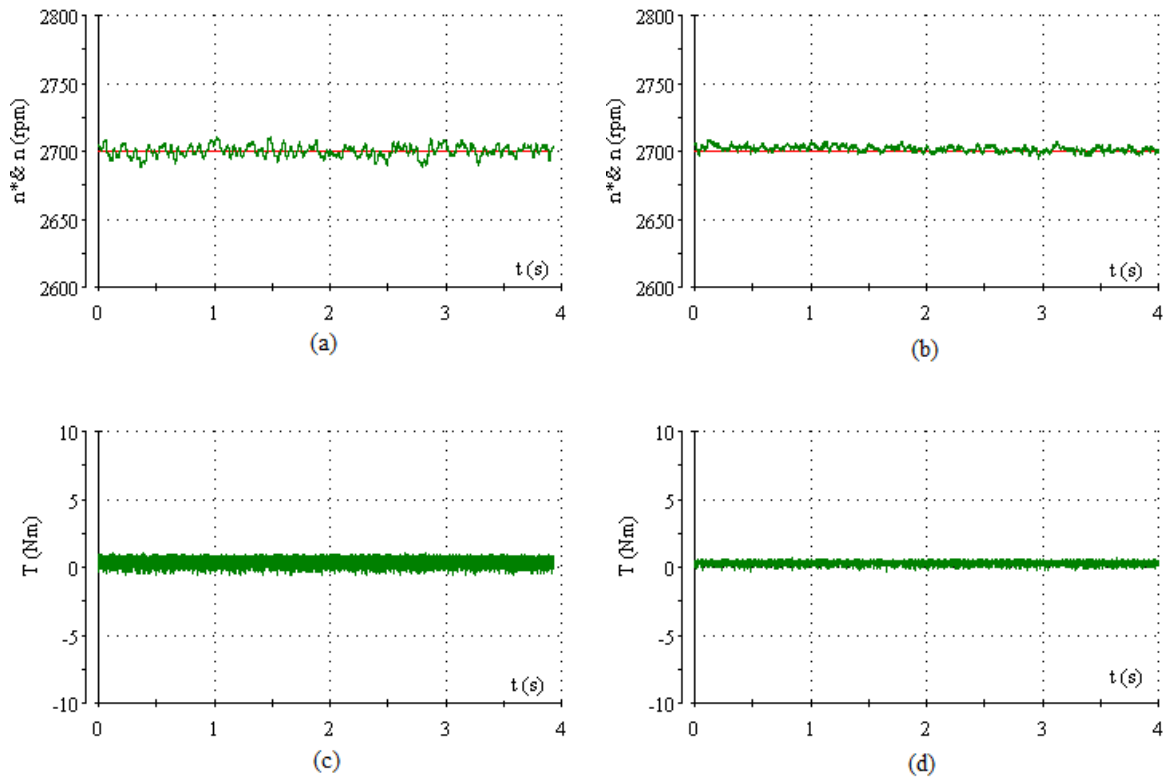
Şekil 7.1'de, 2700 d/d olarak verilen referans hıza yüksüz kalkınma durumunda elde edilen geçici durum grafikleri verilmiştir. Şekil 7.1 (a), (c), (e), (g) histerezis tabanlı, (b), (d), (f), (h) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. Şekil 7.1 (a) ve (b)'de her iki denetim yapısının hız cevapları yaklaşık aynıdır ve 170 ms'lik yerleşme süresine sahiptir. Bu yerleşme süresi içerisinde, (c) ve (d) grafiklerinde görüldüğü gibi motor, hız denetleyici tarafından belirlenen 6 Nm'lik referans momenti üreterek geçici durumunu tamamlamıştır. Her iki moment cevabı da geçici durumdaki moment dalgalanması bakımından yaklaşık aynıdır. Yine bu yerleşme süresi içerisinde motorun referans momenti üretebilmesi için, motor faz akımlarının maksimum değer aldığı (e) ve (f)'de verilen akım grafiklerinde görülmektedir. (g) ve (h)'de ise $\alpha\beta$ stator akı bileşenleri yer almaktadır.



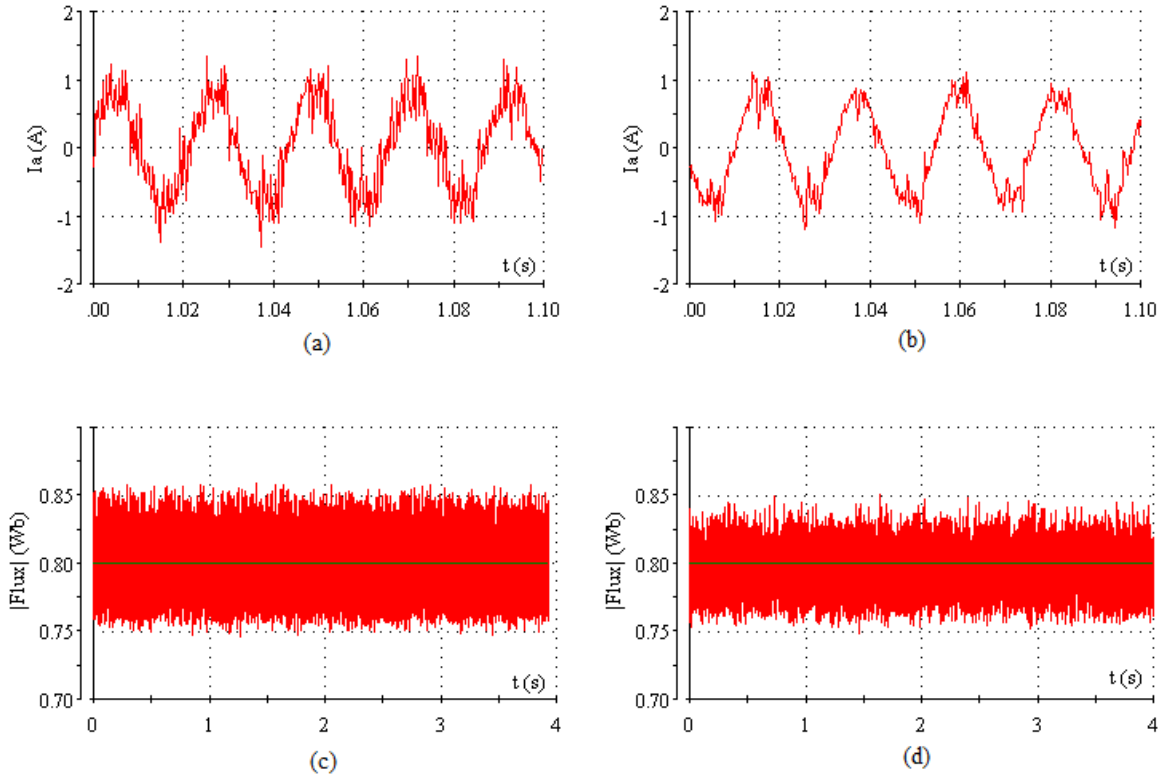
Şekil 7.1 $n^*=2700$ d/d referans hıza yüksüz kalkınma durumunda hız, moment, akım ve akı değişimleri, (a, c, e, g) Histerezis yapı, (b, d, f, h) SBMD yapı

Referans hızla birlikte, bu akı bileşenleri de referans hızın frekansına bağlı olarak sinüsoidal değişim göstermeye başlamıştır. Önerilen SBMD yapısına ait Şekil 7.1 (f) ve (h)'deki akım ve akı grafiklerinin, (e) ve (g)'deki histerezis tabanlı akım ve akı grafiklerinden daha az dalgalanmaya sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 7.2'de yüksüz durumda ve 2700 d/d olarak verilen referans hızda her iki denetim yapısına ilişkin motor hızı ile motor momentine ait sürekli durum grafikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şekil 7.2 (a), (c) histerezis tabanlı, (b) ve (d) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. Motor hızı her iki denetim yapısında da verilen referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın yüksek doğrulukla izlemektedir. Ancak önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.2 (b)'deki hız grafiğinde hızdaki dalgalanmaların daha az oluşu görülmektedir. Motor momenti, motor boşta çalıştığı için sıfıra yakındır ve sadece boşta çalışmadaki demir kayıpları ile sürtünme artı vantilasyon kayıplarını karşılayacak değerdedir. Yine önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.2 (d)'deki moment grafiğinde, momentteki dalgalanma bandının daha dar olduğu ve dolayısı ile momentteki dalgalanmaların önerilen SBMD tabanlı yapı ile yaklaşık olarak % 38.69 oranında azaltıldığı görülmektedir.



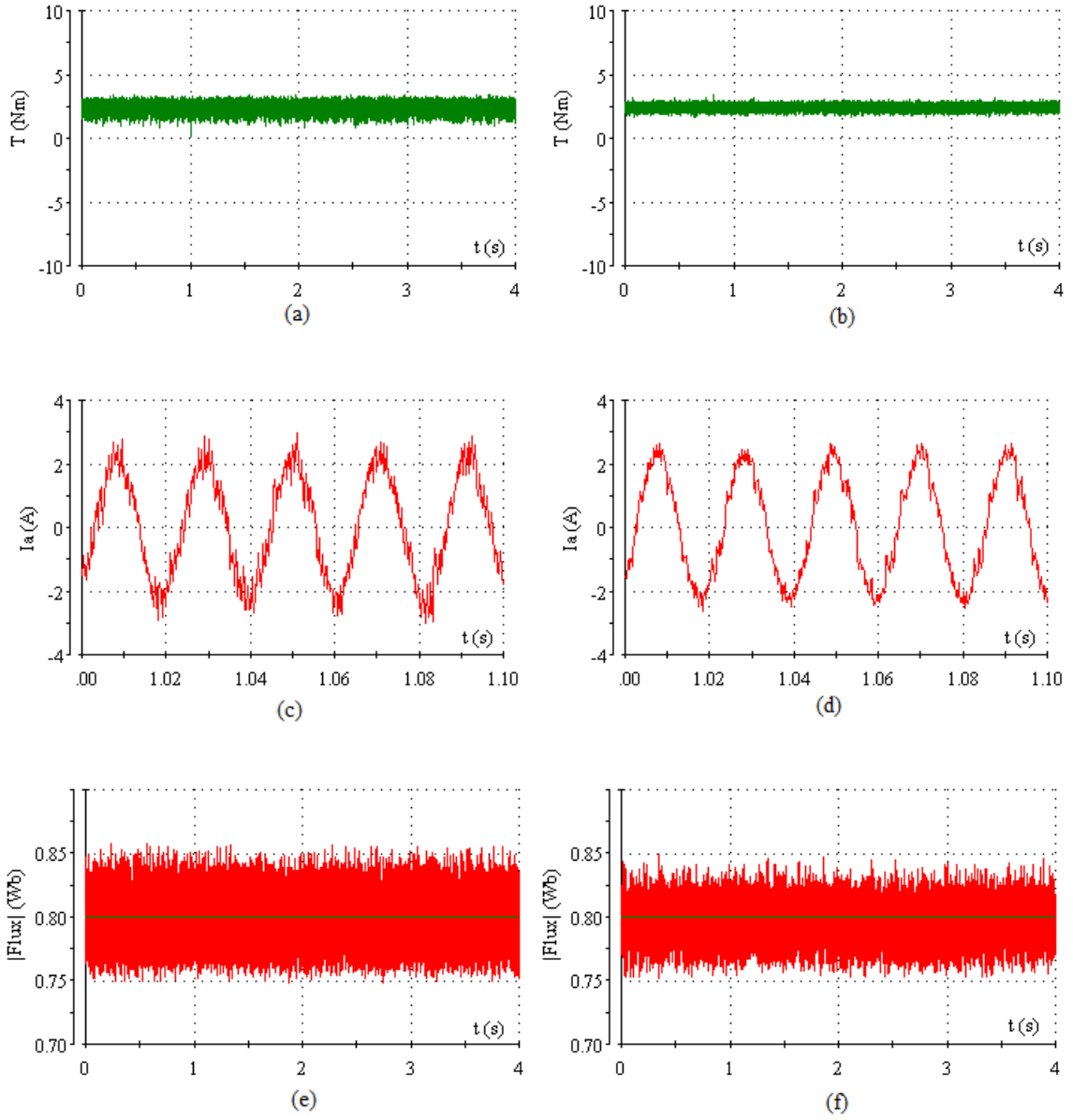
Şekil 7.2 Yüksüz durumda $n^*=2700$ d/d için hız ve moment cevabı, (a, c) Histerezis yapı, (b, d) SBMD yapı



Şekil 7.3 Yüksüz durumda $n^*=2700$ d/d için akım ve akı cevapları (a, c) Histerezis yapı, (b, d) SBMD yapı

Şekil 7.3’de, Şekil 7.2’deki aynı hız ve yük şartları için elde edilen her iki denetim yapısına ilişkin bir faz akımı ile stator akısına ait sürekli durum grafikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şekil 7.3 (a), (c) histerezis tabanlı, (b) ve (d) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. Faz akımları her iki denetim yapısında da sinüsoidal formda olup ancak önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.3 (b)’deki akım grafiğinde faz akımındaki dalgalanmaların daha az oluşu görülmektedir. Her iki denetim yapısında da gerçek stator akısı, verilen $\bar{\varphi}_s=0.8$ Wb’lık referans akıyı düzgün bir şekilde izlemektedir. Önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.3 (d)’deki akı grafiğinde oransal akı denetleyicinin etkinliğine bağlı olarak, akıdaki dalgalanma bandının daha dar olduğu ve dolayısı ile stator akısındaki dalgalanmaların yaklaşık olarak % 9.30 oranında azaltıldığı görülmektedir.

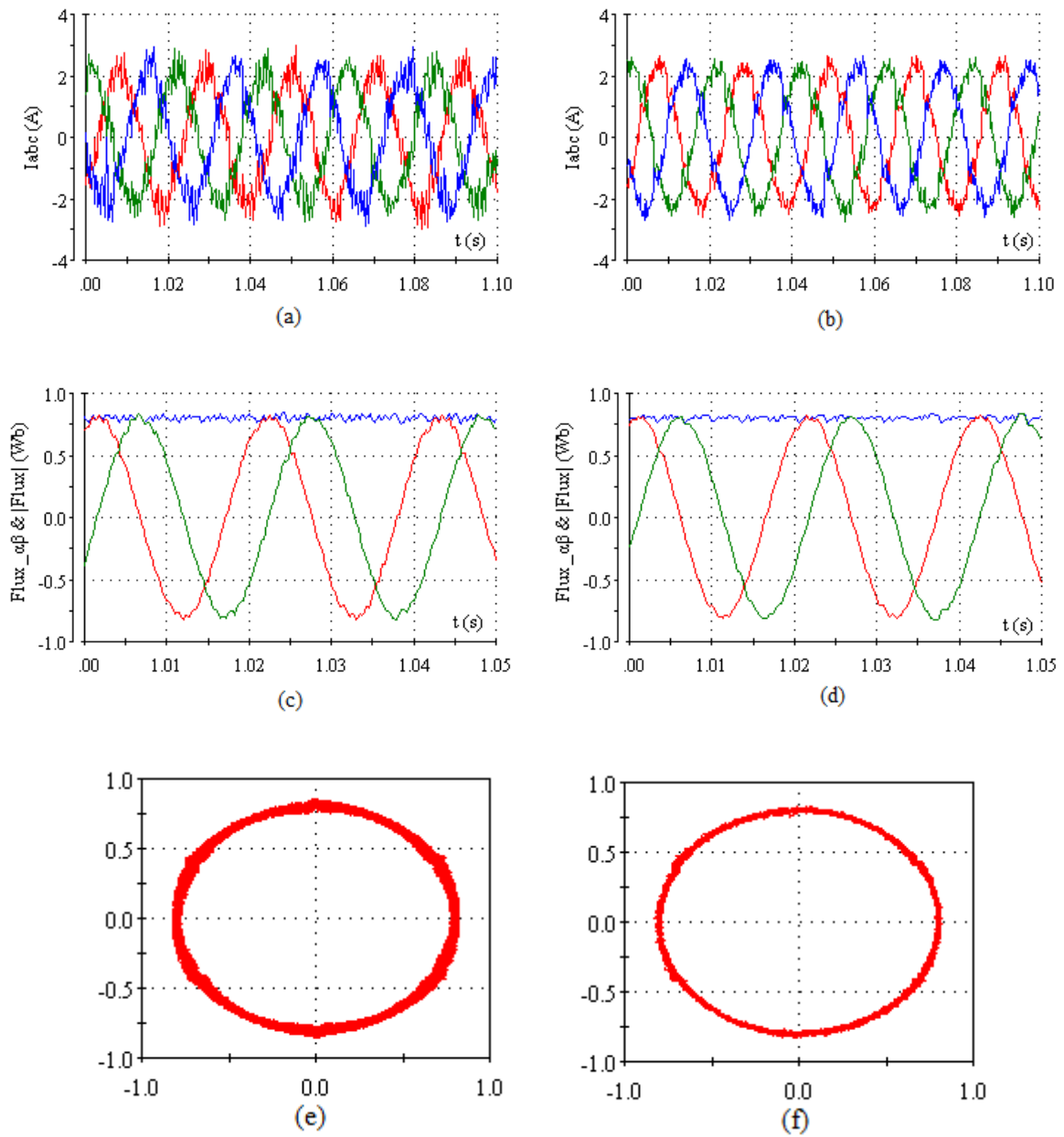
Her iki denetim yönteminin yük altındaki başarımının incelenmesi amacıyla motor miline bir DC generatör bağlanmıştır. Generatöre bir lamba grubu bağlanarak motorun yüklenmesi sağlanmıştır. Şekil 7.4’de yüklü durumda 2700 d/d olarak verilen referans hız için her iki denetim yapısına ilişkin motor momenti, faz akımı ve stator akısına ait sürekli durum grafikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil 7.4 Yüklü durumda $n^*=2700$ d/d için moment, akım ve akı cevapları, (a, c, e) Histerezis yapı (b, d, f) SBMD yapı

Şekil 7.4 (a), (c), (e) histerezis tabanlı, (b), (d), (f) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. Motor, nominal momentinin yaklaşık %50'si kadar bir yük ile yüklenmiştir ve gerçek motor momenti bu yükü karşılayacak değerdedir. Önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.4 (b)'deki moment grafiğinde, momentteki dalgalanma bandının, Şekil 7.4 (a)'daki histerezis tabanlı yapıya ait moment grafiğindeki dalgalanma bandından daha dar olduğu ve dolayısı ile momentteki dalgalanmaların önerilen SBMD tabanlı yapı ile yük altında yaklaşık olarak % 47.69 oranında azaltıldığı görülmektedir. Faz akımları her iki denetim yapısında da

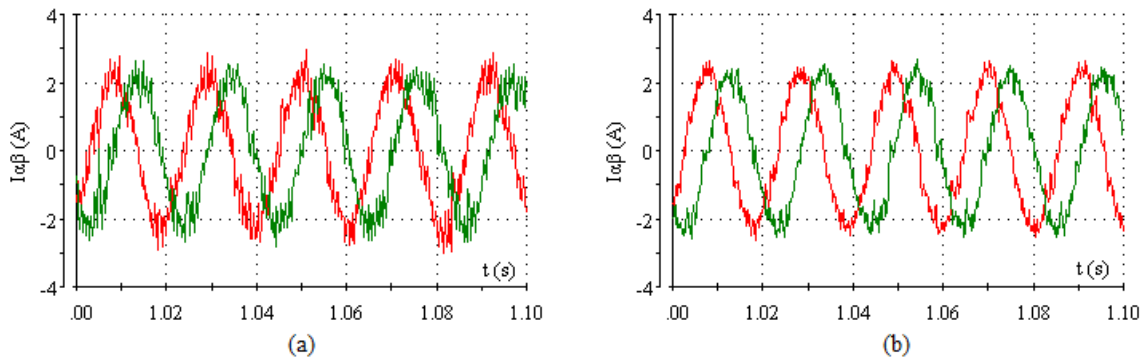
sinüsoidal formdadır. Ancak önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.4 (d)'deki akım grafiğinde, faz akımındaki dalgalanmaların daha az oluşu ve akım dalga şeklinin harmonik içeriği bakımından daha düzgün olduğu görülmektedir. Gerçek stator akısı her iki denetim yapısında da, verilen $\bar{\varphi}_s=0.8$ Wb'lık referans akıyı düzgün bir şekilde izlemektedir. Önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.4 (f)'deki akı grafiğinde oransal akı denetleyicinin etkinliğine bağlı olarak, akıdaki dalgalanma bandının daha dar olduğu ve dolayısı ile stator akısındaki dalgalanmaların yaklaşık olarak % 11.45 oranında azaltıldığı görülmektedir.



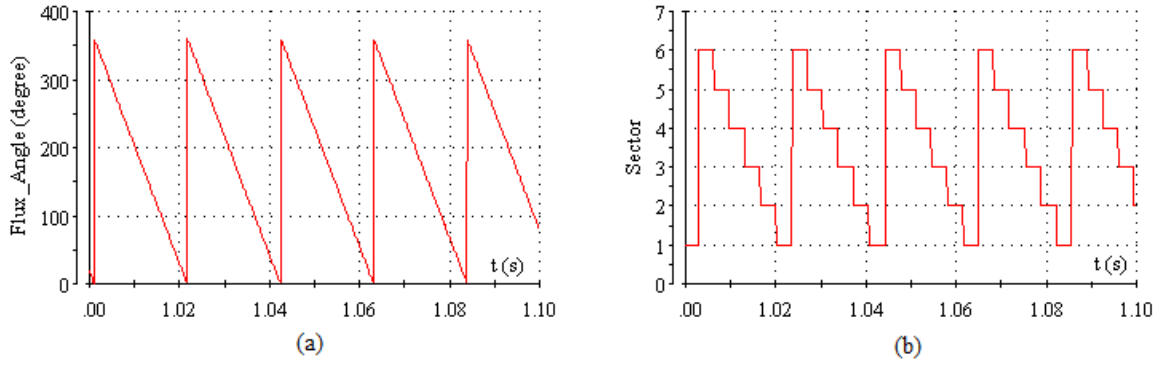
Şekil 7.5 Yüklü durumda $n^*=2700$ d/d için akım ve akı cevapları (a, c, e) Histerezis yapı, (b, d, f) SBMD yapı

Şekil 7.5’de, yüklü durumda ve $n^*=2700$ d/d verilen referans hız için her iki denetim yapısına ilişkin üç faz motor akımları ile stator akısının $\alpha\beta$ bileşenleri ve bu bileşenlerin oluşturduğu akı vektörünün dairesel yörüngesine ait sürekli durum grafikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şekil 7.5 (a), (c), (e) histerezis tabanlı, (b), (d), (f) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. Üç faz motor akımları her iki denetim yapısında da sinüsoidal formda olmakla birlikte önerilen SBMD tabanlı yapıya ilişkin Şekil 7.5 (b)’deki akım grafiğinde faz akımlarındaki dalgalanmaların daha az olduğu görülmektedir. 0.8 Wb genlikli stator akısı ile bu akıyı oluşturan $\alpha\beta$ bileşenleri Şekil 7.5 (c) ve (d)’de, akı vektörünün 360° dairesel düzlemde izlediği dairesel yörünge ise (e) ile (f)’de verilmiştir. Her iki akı grafiğinde de $\alpha\beta$ akı bileşenlerinin sinüsoidal formda olduğu görülmektedir. Ancak önerilen SBMD tabanlı yapıya ait (f)’deki grafikte, oransal akı denetleyiciye bağlı olarak dairesel akı yörüngesinin daha düzgün ve sektör geçişlerinde akı yörüngesindeki bozulmaların daha az olduğu ayrıca akıdaki dalgalanmaların azalmasına bağlı olarak akı vektörünün yörüngesini daha dar bir akı bandı içerisinde tamamladığı görülmektedir.

Şekil 7.6’da, yüklü durumda ve $n^*=2700$ d/d referans hız için her iki denetim yapısına ilişkin üç faz stator akımlarının $\alpha\beta$ bileşenlerine ait sürekli durum grafikleri verilmiştir. Şekil 7.6’(a) histerezis tabanlı, (b) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. $\alpha\beta$ akımlarından da görüleceği üzere önerilen SBMD tabanlı yapı genel olarak harmonik içerik bakımından daha düzgün akım grafiklerine sahiptir.



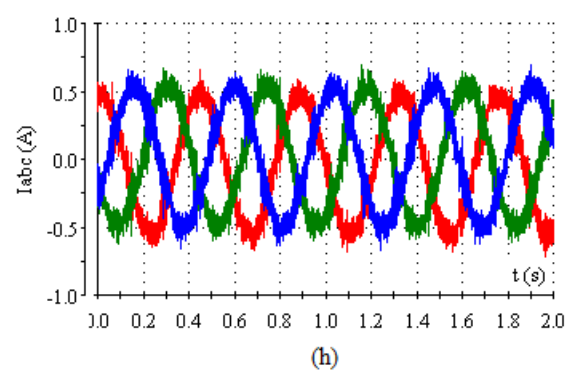
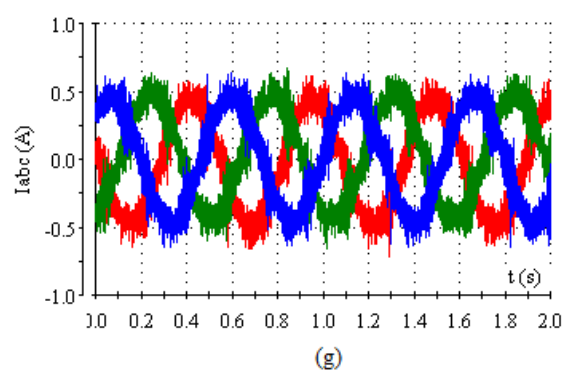
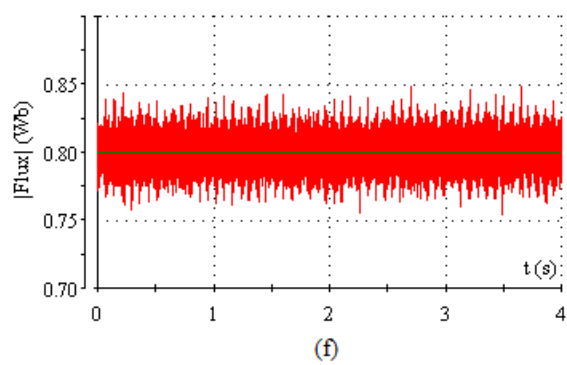
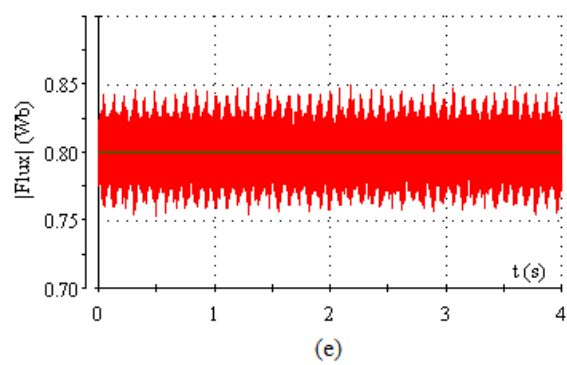
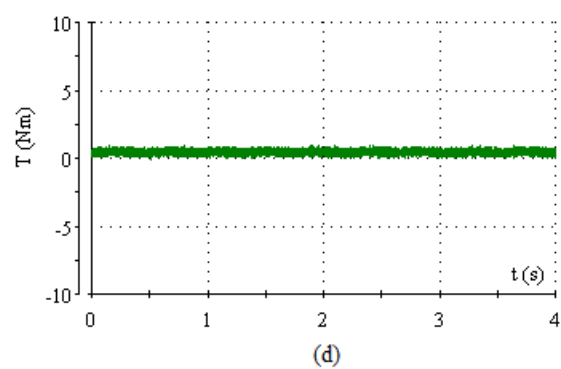
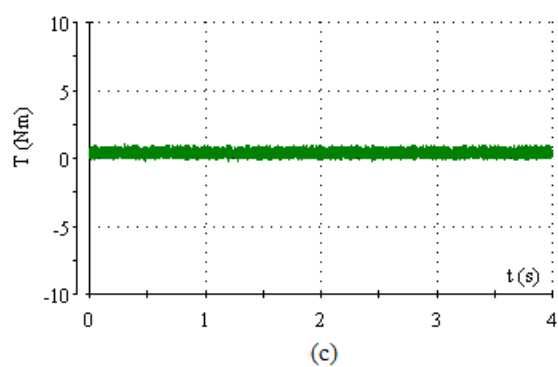
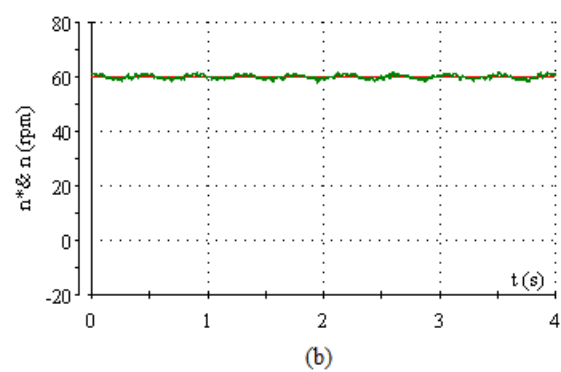
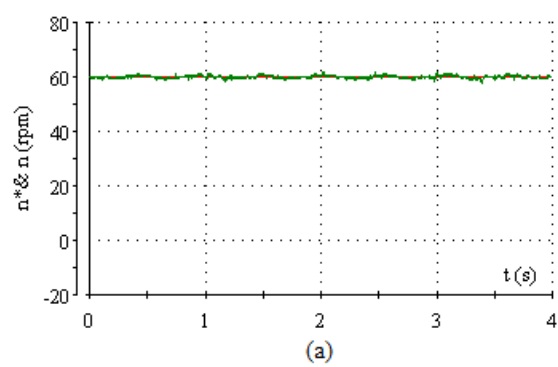
Şekil 7.6 Yüklü durumda $n^*=2700$ d/d için $\alpha\beta$ akımları, (a) Histerezis yapı, (b) SBMD yapı

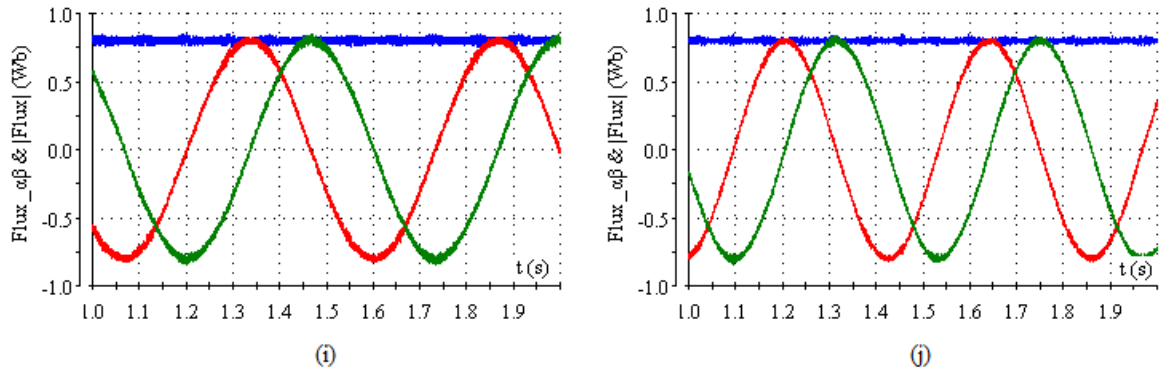


Şekil 7.7 Yüklü durumda ve $n^* = 2700$ d/d için, önerilen SBMD yapısına ilişkin (a) Stator akı vektörünün açısal konum değişimi, (b) Sektör değişimleri

Şekil 7.7 (a) ve (b)'de yüklü durumda ve $n^* = 2700$ d/d referans hız için elde edilen SBMD tabanlı denetim yapısına ilişkin stator akı vektörünün $0-360^\circ$ arasındaki açısal konum değişimi ile bu açısal konuma bağlı olarak akı vektörünün bulunduğu bölgeye ait düzenli sektör değişimleri verilmiştir. Burada akı vektörünün açısal hızı ile sektör değişimlerinin periyodu verilen referans hızın büyüklüğüne ve motor dönüş yönüne bağlı olarak değişim gösterir.

Her iki denetim yapısının düşük hızlardaki başarımını test etmek amacı ile yüksüz durumda ve 60 d/d olarak verilen referans hızda elde edilen sürekli durum grafikleri Şekil 7.8'de verilmiştir. Şekil 7.8 (a), (c), (e), (g), (i) histeresis tabanlı, (b), (d), (f), (h), (j) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. Şekil 7.8 (a) ve (b)'ye göre her iki denetim yapısının sürekli durumdaki hız başarımları yaklaşık aynıdır. Motor hızı, verilen 60 d/d referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 7.8 (c) ve (d)'de her iki denetim yapısının sürekli durum moment grafikleri yer almaktadır. Önerilen SBMD yapısı ile elde edilen moment dalga şeklinin daha dar bir bant içerisinde olduğu, momentteki dalgalanma miktarının genlik olarak daha az olduğu Şekil 7.8 (d) grafiğinde açıkça görülmektedir. Dolayısı ile önerilen SBMD yapısı ile moment dalgalanmaları histeresis tabanlı yapıya göre yaklaşık olarak % 14.32 oranında azaltılmıştır. Şekil 7.8 (e) ve (f)'de yer alan her iki denetim yapısının sürekli durumdaki akı grafiklerine göre SBMD tabanlı yapı ile stator akısındaki dalgalanmaların yaklaşık olarak % 10.76 oranında azaltıldığı görülmektedir. Şekil 7.8 (g), (h), (i), (j)'de ise her iki denetim yapısının sürekli durumdaki üç faz stator akımları ile $\alpha\beta$ stator akı bileşenlerinin değişimi yer almaktadır. Genel olarak önerilen SBMD denetim yapısının düşük hız bölgesinde de akı ve momentteki dalgalanmaları azalttığı görülmektedir.

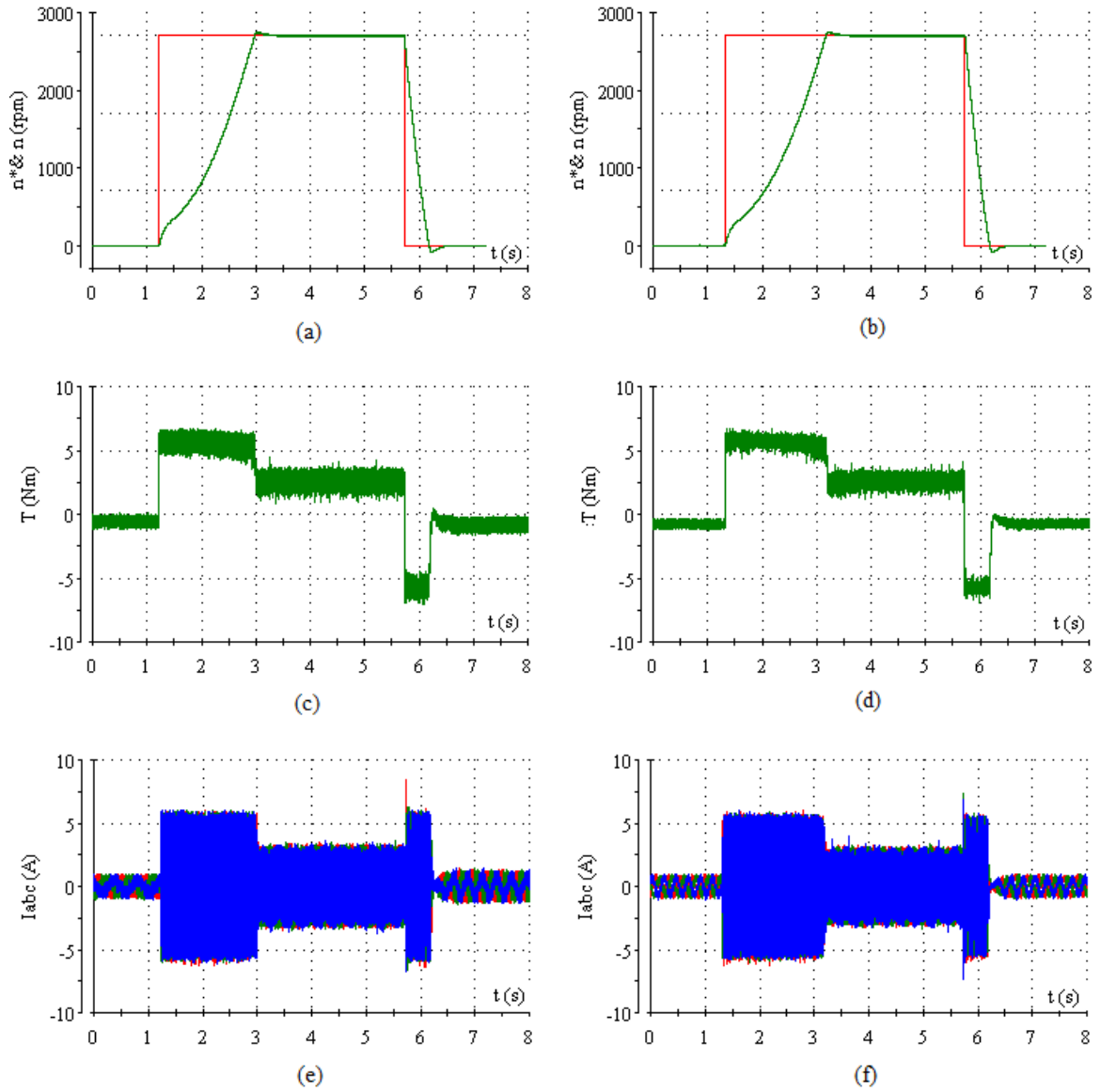




Şekil 7.8 Yüksüz durumda ve $n^*=60$ d/d için hız, moment, akı, akım ve akı değişimleri, (a, c, e, g, i) Histerezis yapı, (b, d, f, h, j) SBMD yapı

Denetlenen sistemin yük altındaki koşullarda da kararlı yapıda olması, geçici ve sürekli durumlarda yüksek hız ve moment cevabına sahip olması istenir. Bu amaçla hem denetimi yapılan motorun hem de uygulanan denetim yönteminin geçici durum başarımını test etmek amacı ile 2700 d/d olarak verilen referans hıza yüklü kalkınma durumunda elde edilen geçici durum grafikleri Şekil 7.9’da verilmiştir.

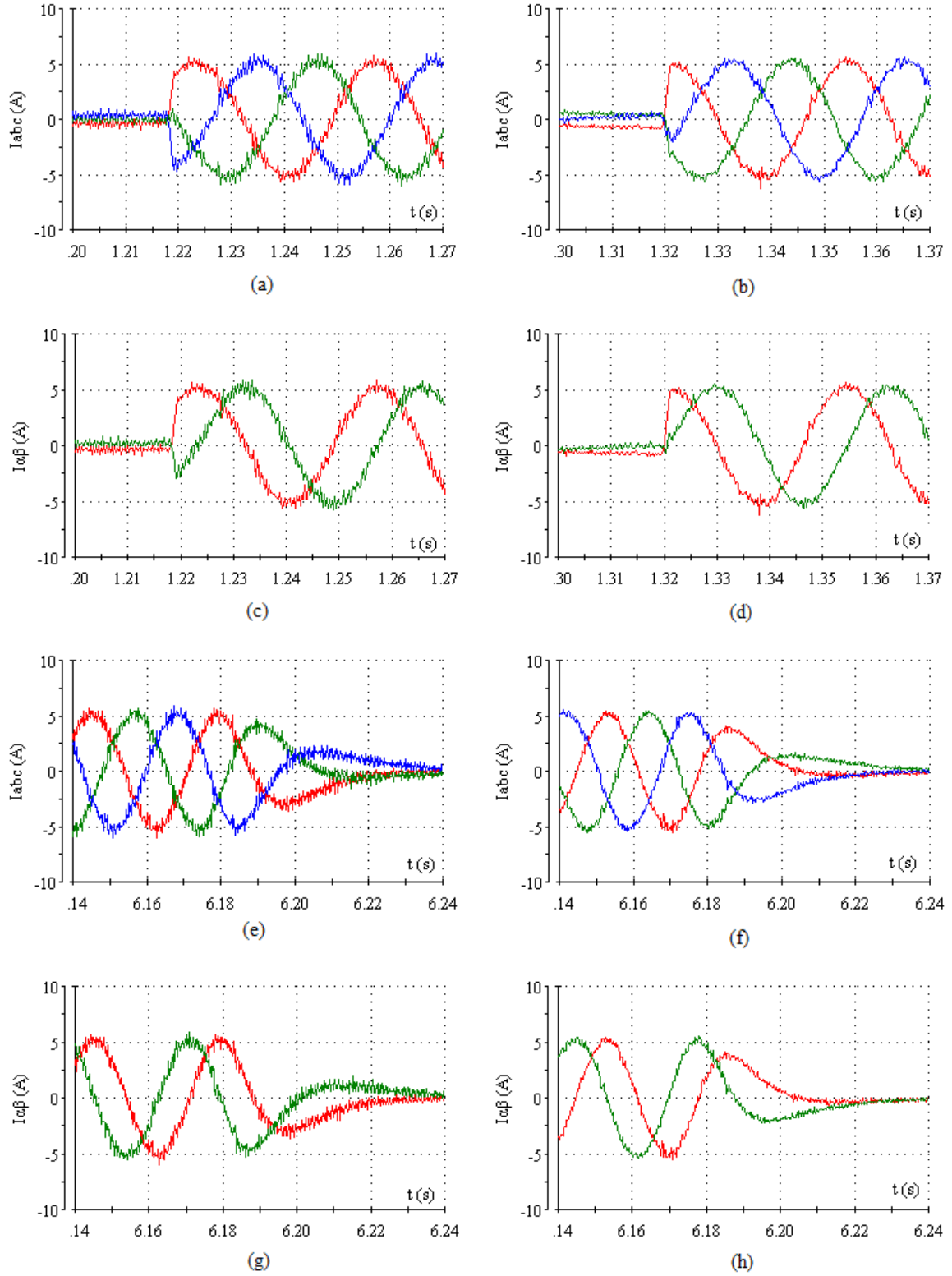
Şekil 7.9 (a), (c), (e) histerezis tabanlı, (b), (d), (f) ise SBMD tabanlı sonuçlardır. Şekil 7.9 (a) ve (b)’de gerçek motor hızının, referans hızı yakalama süresi yaklaşık 1,7 sn’dir ve sürekli durum hatası olmaksızın referans hızı takip etmektedir. Motor hızının yerleşme süresi, hem yüklü kalkınmaya hem de motor miline kenetlenen generatörden dolayı artan mil eylemsizliğine ve sabit değerli PI denetleyici parametrelerine bağlı olarak yüksek değer almıştır. Denetleyici parametreleri değiştirilerek bu süre kısaltılabilir. Motorun yük altındaki 2700 d/d hızdan sıfır hıza kadar olan yavaşlama süresi, hem frenlemeden hem de motor miline kenetlenmiş olan DC generatörün ataletinden dolayı çok daha kısadır. Şekil 7.9 (c) ve (d)’de moment grafikleri verilmiştir. Referans hızla birlikte motor maksimum moment üreterek referans hıza ulaşmıştır. 1,7 sn’lik bu geçici durumdan sonra motor, yükün ihtiyacı kadar momenti üreterek sürekli durum çalışmasına devam etmektedir. Referans hızın tekrar sıfır olması durumunda motor negatif yönde maksimum moment üreterek bu yavaşlama bölgesindeki davranışını tamamlamıştır. Her iki denetim yapısının moment karakteristiği hızdaki yerleşme süresine bağlı olarak benzer olmakla birlikte, önerilen SBMD yapısına ait (d) grafiğinde moment dalgalanma bandının hem geçici hem de sürekli durumda daha dar olduğu açıkça görülmektedir. Şekil 7.9 (e) ve (f)’de üç faz motor akımları verilmiştir. Motorun maksimum moment ürettiği hızlanma ve yavaşlanma bölgelerinde motor akımları maksimum değer almaktadır.



Şekil 7.9 $n^*=2700$ d/d referans hıza yüklü kalkınma durumunda hız, moment, akım değişimleri, (a, c, e) Histerezis yapı, (b, d, f) SBMD yapı

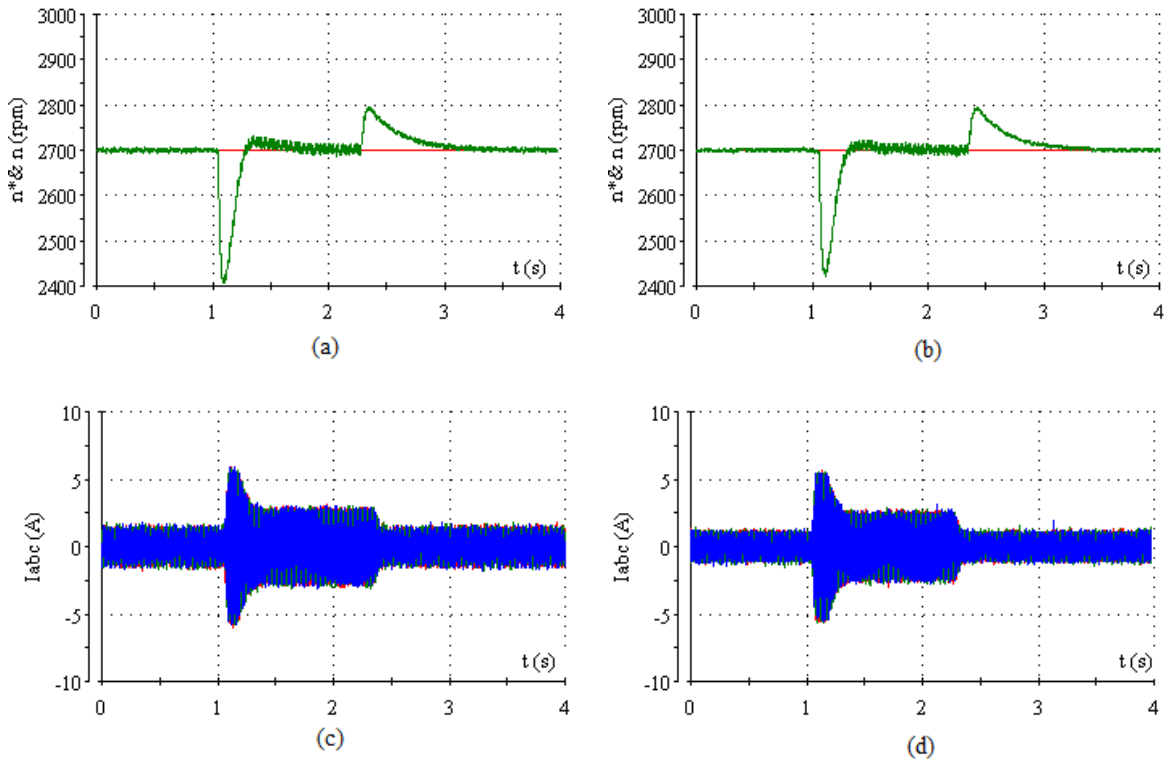
Şekil 7.10'da motorun yüklü kalkınma durumuna ilişkin geçici durumdaki üç faz gerçek motor akımları ile bu akımlara ait $\alpha\beta$ bileşenleri verilmiştir. Referans hızın 2700 d/d olarak uygulandığı hızlanma anındaki üç faz motor akımlarının değişimi (a) ve (b)'de, $\alpha\beta$ akımlarının değişimi (c) ve (d)'de verilmiştir. Yavaşlanma bölgesindeki motor akımlarının değişimi (e) ve (f)'de, $\alpha\beta$ akımlarının değişimi (g) ve (h)'de verilmiştir. Sıfır hızda stator frekansı sıfır olduğundan stator akımları ile $\alpha\beta$ akımları da sıfır hız süresince sıfıra yakındır ve değeri motorun mıknatıslanmasını sağlayacak değerdedir. Hızlanma ve yavaşlanma süreleri boyunca motor akımları sinüsoidal yapıda olup 120° faz farklıdır ve maksimum değerdedir. $\alpha\beta$ akımları da sinüsoidal yapıda olup 90° lik faz farkına sahiptir. Genel olarak

akımlardaki dalgalanmaların önerilen SBMD yapısına ait (b), (d), (f), (h) geçici durum grafiklerinde daha az olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 7.10 $n^*=2700$ d/d referans hıza yüklü kalkınma durumunda akım cevapları, (a, c, e, g) Histerezis yapı, (b, d, f, h) SBMD yapı

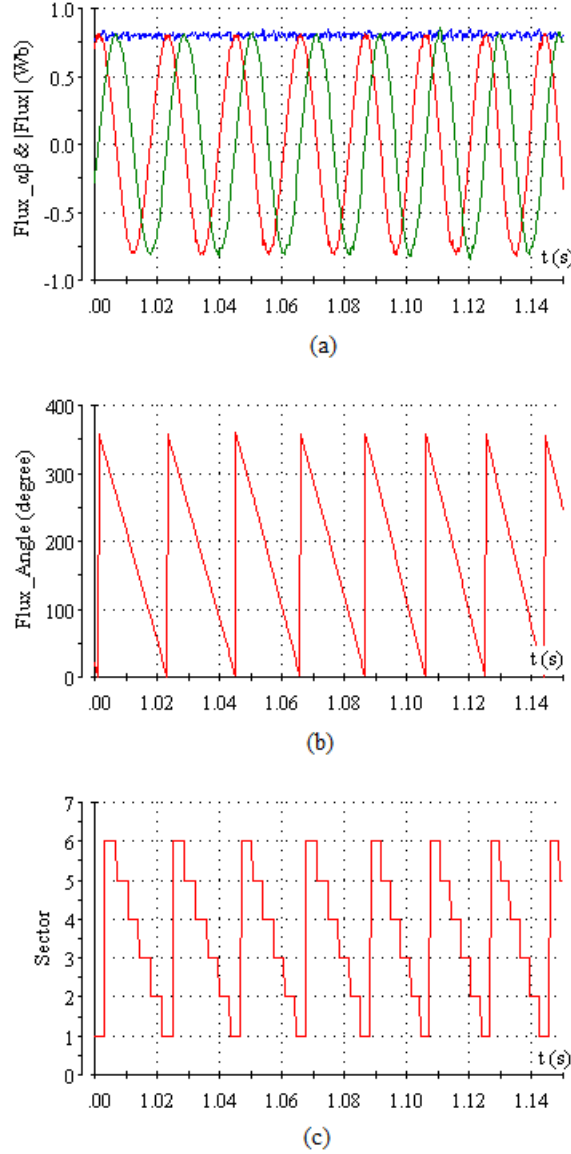
Hem denetimi yapılan motorun hem de uygulanan denetim yönteminin yük değişimi durumundaki başarımını incelemek amacı ile 2700 d/d hız ile dönen motora ani yük bindirilmesi durumunda motor akımları ile motor hızının referans hızı izleme başarımına ilişkin elde edilen grafikler Şekil 7.11’de verilmiştir. Yük bindirme işlemi Şekil 6.3’de belirtildiği gibi yapılmıştır. Yükün bindirilmesi ile birlikte Şekil 7.11 (a)’daki histerezis tabanlı hız grafiğinde motor hızında % 11.11’lik düşüş, (b)’deki SBMD tabanlı hız grafiğinde ise motor hızında % 10.37’lik düşüş olmuştur. Hızdaki bu düşüşler hız denetleyici tarafından kısa sürede giderilerek motor hızının tekrar referans hıza ulaşması sağlanmıştır. Yükün kaldırılması durumunda ise her iki hız grafiğinde de motor hızında yaklaşık % 3.7’lik bir yükselme olmuştur. Her iki geçici durumdan sonra da motor hızı sürekli durum hatası olmaksızın verilen referans hızı izlemektedir. Motor akımları, yükün bindirilmesi ile birlikte artmış ve yükün kaldırılması ile de boşta çalışmadaki değerine düşmüştür.



Şekil 7.11 $n^*=2700$ d/d referans hızda motora ani yük bindirilmesi durumunda hız ve akım cevapları, (a, c) Histerezis yapı, (b, d) SBMD yapı

Şekil 7.12 (a), (b), (c)’de yükün bindirilmesi durumunda önerilen SBMD yapısına ilişkin $\alpha\beta$ stator akı bileşenleri, akı vektörünün açısal konum değişimi ile sektör değişimlerine ait grafikler verilmiştir. 1,06’ncı saniyede yükün bindirilmesi ile birlikte her

üç grafikte de herhangi bir bozulma olmamıştır. $\alpha\beta$ stator akıları sinüsoidal formda olup motor akısının genliği 0.8 Wb'dir. Akı vektörünün açısal konum değişimi ile sektör değişimleri düzenlidir.

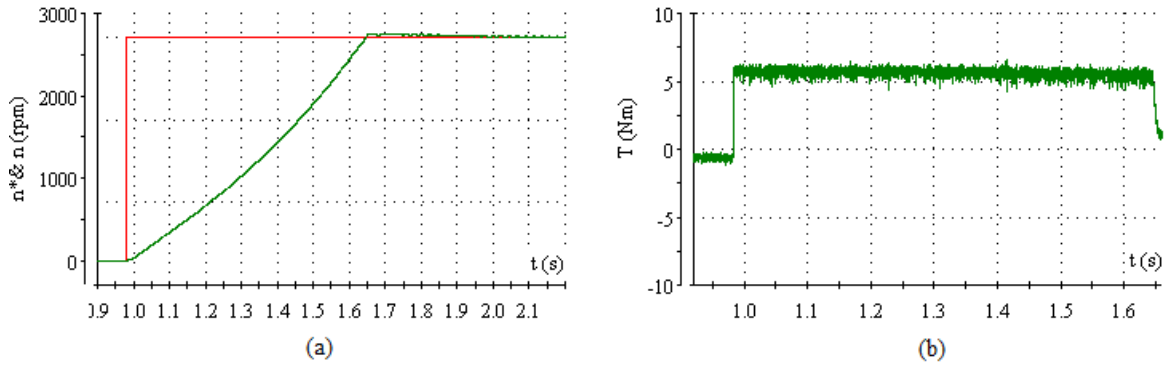


Şekil 7.12 $n^*=2700$ d/d referans hızda motora ani yük bindirilmesi durumunda SBMD yapısına ait (a) $\alpha\beta$ akıları, (b) Stator akı vektörünün açısal konum değişimi, (c) Sektör değişimleri

Önerilen SBMD tabanlı denetim algoritmasının parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını test etmek amacı ile yük olarak kullanılan DC generatör, motor miline kenetlenerek motor milinin eylemsizliği arttırılmış ve 2700 d/d referans hıza yüksüz kalkınma durumuna ait aşağıdaki sonuçlar alınmıştır. Şekil 7.13 (a)'da artan mil eylemsizliğinden dolayı motor hızının referans hıza ulaşma süresi yaklaşık 675 ms'dir. Bu yerleşme süresi, motor miline DC generatör kenetlenmeden önceki yüksüz kalkınma durumuna ilişkin Şekil 7.1 (b)'deki yerleşme süresinden yaklaşık 4 kat daha fazladır. Şekil

7.13 (b)'de ise bu kalkınma süresi içerisinde motorun ürettiği moment grafiği yer almaktadır. Mil eylemsizliğin artması, kalkınma bölgesindeki motor hızının yerleşme süresini uzatmakta ancak sürekli durumda herhangi bir etkisi olmamaktadır.

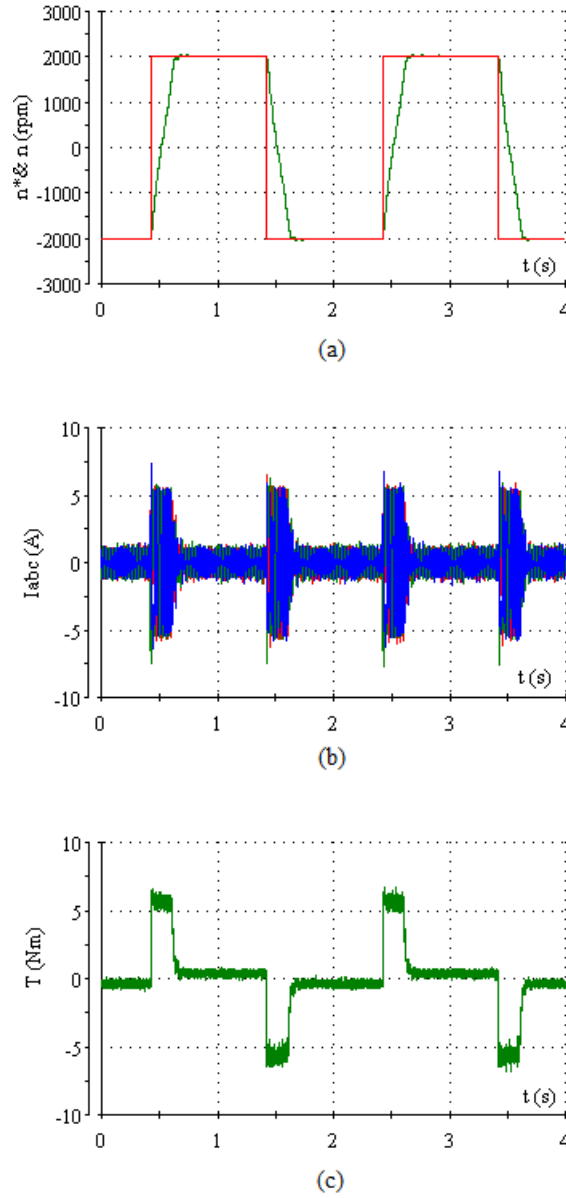
Yüksüz olarak çalışan bir asenkron motorda üretilen moment, sürtünme katsayısı B 'nin neden olduğu sürtünme momenti ile eylemsizlik sabiti J 'nin neden olduğu eylemsizlik momentinin toplamı kadardır. Geçici durumda motor hızı sıfırdan referans hıza doğru yükselirken B 'nin neden olduğu sürtünme momenti hızın artışına bağlı olarak artar ve referans hıza ulaşıldığında BW sabit değerini alır. Burada W , rad/s olarak açısal motor hızıdır. Eylemsizlik sabiti J 'nin neden olduğu sürtünme momenti ise, $J \frac{dW}{dt}$ ifadesine göre hızdaki hatanın maksimum olduğu $t=0$ başlangıç şartlarında maksimumdur. Motor hızı referans hıza doğru yaklaşırken hızdaki hata azalacağından, eylemsizlik momenti de $J \frac{dW}{dt}$ ifadesine göre gittikçe azalır. Motor hızının referans hıza ulaştığı andan itibaren hızdaki hata yaklaşık sıfır olacağından eylemsizlik sabiti J 'nin sürekli durumdaki etkisi ortadan kalkar.



Şekil 7.13 Mil eylemsizliğinin artırılması durumunda SBMD yapısına ait hız ve moment cevapları

Önerilen SBMD tabanlı doğrudan moment denetim yapısının dört bölge çalışmaları karakteristiğini incelemek amacı ile frekansı 0.5 Hz, genliği ± 2000 olan kare dalga referans hız için Şekil 7.14 ve Şekil 7.15'deki yüksüz duruma ilişkin deneysel sonuçlar alınmıştır.

Şekil 7.14 (a)'da motor hızının ± 2000 d/d'luk kare dalga referans hızı izleme başarımı verilmiştir. Pozitif ve negatif yönlerdeki motor hızının yerleşme süresi yaklaşık 200 ms'dir. Sürekli durumlarda ise motor verilen referans hızı aşma olmaksızın düzgün bir şekilde izlemektedir.

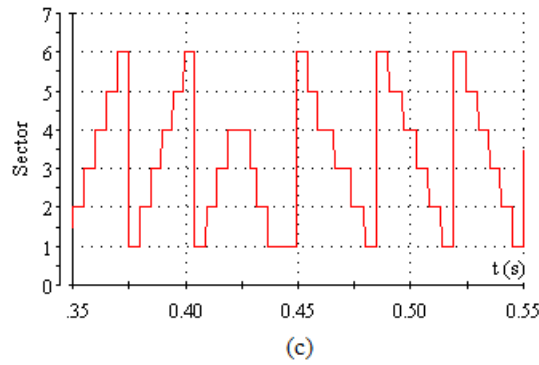
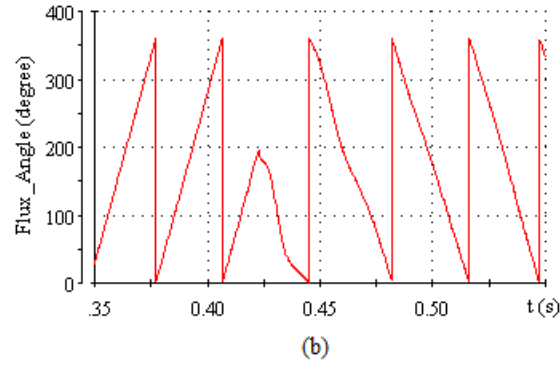
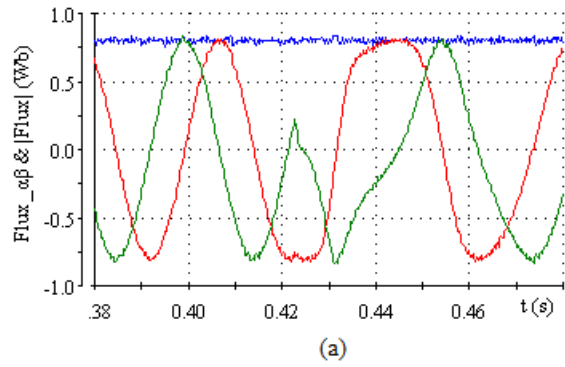


Şekil 7.14 SBMD yapısına ait dört bölgeli çalışmaya ilişkin hız, akım ve moment değişimleri

Şekil 7.14 (b)'de ± 2000 d/d'lık kare dalga referans hıza bağlı olarak üç faz motor akımlarının değişimi verilmiştir. Referans hız değişimlerinde, motorun ± 6 Nm 'lik referans momentini üretebilmesi için motor akımları maksimum değer almaktadır. Geri kalan sürekli durumlarda ise motor akımları yüksüz çalışma momentini karşılayacak değerdedir. Şekil 7.14 (c)'de ± 2000 d/d'lık kare dalga referans hıza bağlı olarak motor momentinin değişimi verilmiştir. Motor hızının pozitiften negatife ve negatiften pozitif doğru geçiş yaptığı geçici durumlarda motor, o andaki hızın işaretine göre negatif yönde maksimum moment üretmektedir. Referans hız değişimlerinde motorun maksimum moment üretmesi, motor

hızının yerleşme süresini kısaltarak motorun dinamik hız ve moment cevabını arttırmaktadır. Sürekli durumlarda motorun ürettiği moment, yüksüz çalışmadan dolayı demir kayıpları ile sürtünme artı vantilasyon kayıplarını karşılayacak değerde olup sıfıra yakındır.

Şekil 7.15’de, Şekil 7.14’deki aynı hız ve yük şartlarında elde edilen $\alpha\beta$ stator akı bileşenleri, akı vektörünün açısal konum değişimi ve sektör değişimlerine ait grafikler verilmiştir. Referans hızın 0,425’nci saniyedeki -2000 d/d ’dan +2000 d/d ‘ya yön değişimine bağlı olarak; Şekil 7.15 (a)’da $\alpha\beta$ stator akı bileşenlerinin değişimi, Şekil 7.15 (b)’de akı vektörünün açısal konumunun değişimi, Şekil 7.15 (c)’de ise sektör değişimleri verilmiştir.



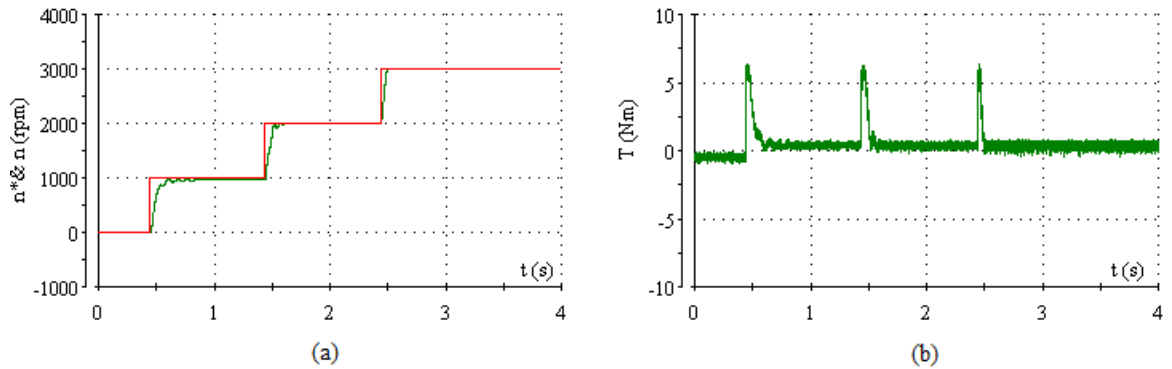
Şekil 7.15 SBMD yapısına ait dört bölgeli çalışmaya ilişkin akı, açısal konum ve sektör değişimleri

Referans hızın değişimine bağlı olarak önce $\alpha\beta$ akıları işaret değiştirir. $\alpha\beta$ akılarının işaret değiştirmesi, akı vektörünün dönüş yönünü tersine çevirir. Bu durum, sektörlerin değişim sırasını da tersine çevirerek motorun bu geçici durumda Şekil 7.14 (c)'de gösterildiği gibi yüksek moment üretmesini sağlar.

Önerilen SBMD tabanlı denetim algoritmasının ve sürücü sistemin değişik kademeli sabit referans hızlardaki hız ve moment başarımını test etmek amacı ile motor yüksüz durumda iken Şekil 7.16'daki sonuçlar alınmıştır.

Şekil 7.16 (a)'da gerçek motor hızının 1000 / 2000 / 3000 d/d 'lık kademeli sabit referans hızları kısa sürede yakaladığı ve sürekli durumda da aşma olmadan bu hızları düzenli bir şekilde izlediği görülmektedir.

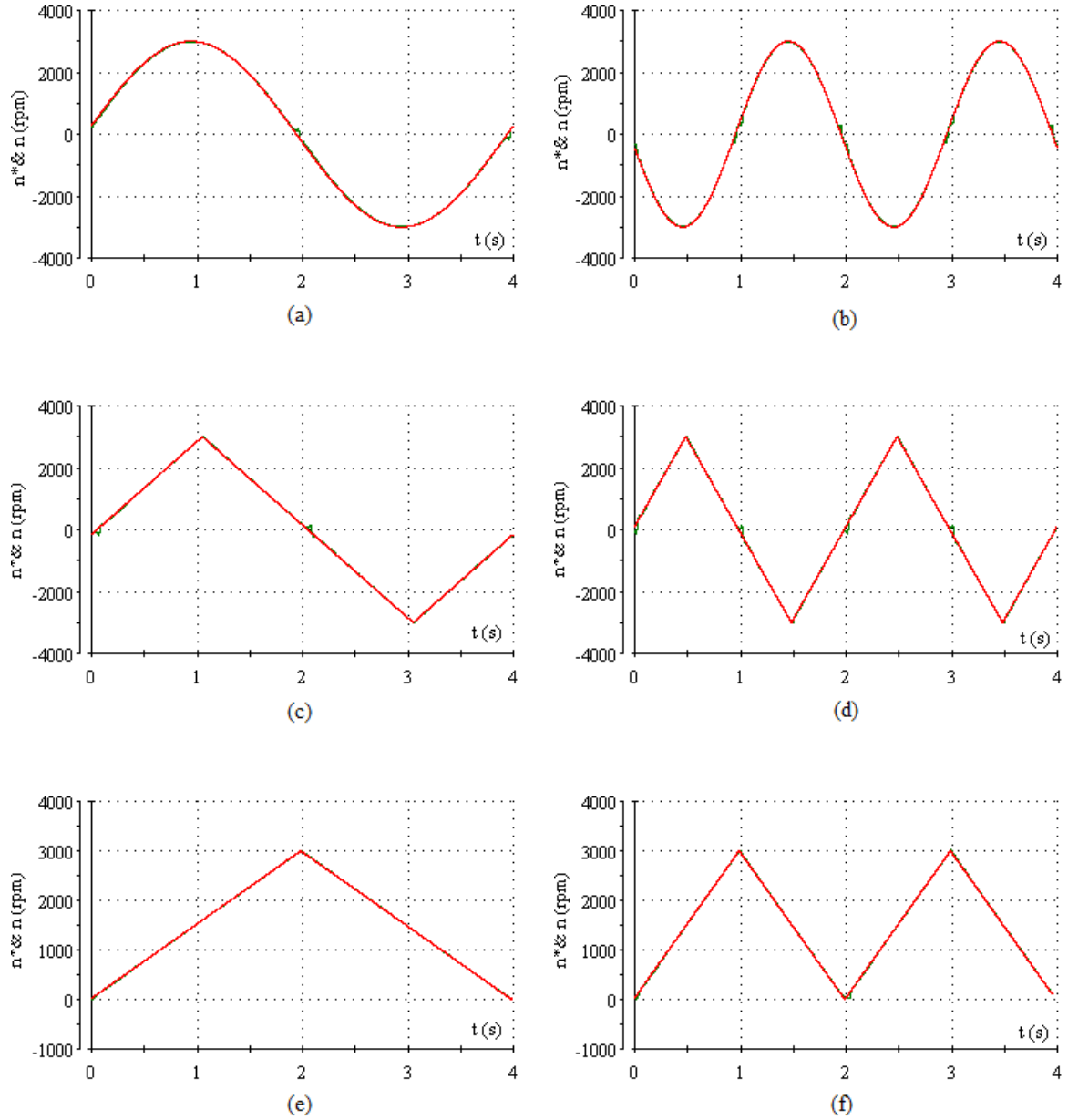
Şekil 7.16 (b)'de bu süre içerisinde motor momentinin değişimi verilmiştir. Referans hız değişimlerinde motor maksimum moment üreterek sürekli duruma ulaşmıştır. Motordaki moment dalgalanmalarının motor hızının bir fonksiyonu olduğu bu moment grafiğinde açıkça görülmektedir. Şöyle ki; 1000 d/d'lık sabit referans hızla dönen motorun bu hızda üretmiş olduğu momentteki dalgalanma bandı daha dar iken motor hızının 3000 d/d olduğu çalışma aralığındaki momentte oluşan bu dalgalanma bandı daha geniştir. Özet olarak motor hızının artışına bağlı olarak momentteki dalgalanma bandının da arttığı gözlemlenmiştir.



Şekil 7.16 SBMD yapısına ait kademeli hızlardaki hız ve moment cevapları

Motorun sinüsoidal, testere ve üçgen yapıdaki değişken referans hızları izleme başarımına ilişkin Şekil 7.17'deki hız grafikleri elde edilmiştir. Şekil 7.17 (a), (c), (e)'de sırası ile frekansı 0.25 Hz ve genliği 3000 olan sinüs, testere ve üçgen referans hızlar için,

Şekil 7.17 (b), (d), (f)'de ise frekansı 0.5 Hz, genliği 3000 olan sinüs, testere ve üçgen referans hızlar için sonuçlar yer almaktadır. Verilen bütün bu hız grafiklerinde, motorun sadece sıfır hız geçişlerindeki küçük bir sapma haricinde verilen referans hızları başarı ile izlediği görülmektedir.



Şekil 7.17 SBMD yapısına ait değişken referans hız cevapları

8. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, geleneksel histerezis tabanlı DMD yöntemi ile denetlenen üç fazlı bir asenkron motorda histerezis denetimden dolayı oluşan yüksek moment dalgalanmalarının SBD ile azaltılması ve değişken olan anahtarlama frekansının sabit tutulması amaçlanmıştır. Bu amaçla SBA yapılarının kullanıldığı, giriş değişkenleri moment hatası ile bu hatanın değişiminden oluşan iki girişli Sugeno tipi bir SBMD yapısı önerilmiştir. Önerilen SBMD'nin tasarımı gerçekleştirilerek hem geleneksel histerezis tabanlı DMD hem de önerilen SBMD tabanlı DMD yöntemlerine ilişkin aynı koşullar altında, farklı hız ve yükler için yapılan deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Her iki denetim yapısına ait denetim algoritması, dSPACE firmasının üzerinde PowerPC PPC750GX/1 GHz ana işlemci ile Texas Instruments TMS320F240/20MHz uydu işlemci bulunduran DS1103 denetleyici kartı ile gerçekleştirilmiştir. Bütün deneysel sonuçlar, dSPACE tarafından bu denetleyici kart için geliştirilen CDD yazılımı ile oluşturulan bir kullanıcı arayüzü üzerinden gerçek zamanlı olarak elde edilmiştir. Moment dalgalanmalarının önerilen SBMD ile azaltılması ve değişken olan anahtarlama frekansının sabit tutulması amacı ile yapılan deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar aşağıda maddeler halinde özetlenmiştir.

- Geçici durum davranışının belirlenmesi amacı ile motorun 2700 d/d olarak verilen referans hıza yüklü ve yüksüz olarak kalkınması durumuna ilişkin her iki denetim yapısından elde edilen sonuçlara göre; her iki denetim yapısında da motor hızının yükselme ve yerleşme süreleri yaklaşık aynı ve moment karakteristikleri benzerdir. Önerilen SBMD tabanlı yapı ile elde edilen motor akımları ve stator akısı, dalgalanma bakımından daha düzgündür.
- Sürekli durum davranışının belirlenmesi ve önerilen SBMD'nin etkinliğinin gösterilmesi amacı ile motorun 2700 d/d sabit hızda, yüksüz ve % 50 yüklü olarak çalıştırılmasına ilişkin her iki denetim yapısından elde edilen sonuçlara göre; motor momentindeki dalgalanmaların önemli ölçüde azaltıldığı gözlenmiştir. Önerilen SBMD ile moment dalgalanmaları, histerezis tabanlı yapıya göre yüksüz durumda

% 38.69, yüklü durumda ise % 47.69 oranında azaltılmıştır. SBMD tabanlı denetim yapısı içerisinde akı denetimi için kullanılan oransal akı denetleyicinin etkinliğine bağlı olarak da stator akısındaki dalgalanmalarda da önemli ölçüde azalma sağlanmıştır. Akıdaki dalgalanma histerezis tabanlı yapıya göre yüksüz durumda % 9.30, yüklü durumda ise %11.45 oranında azaltılmıştır.

- Düşük hız bölgesinde SBMD'nin başarımını incelemek amacı ile motor 60 d/d sabit hızda ve yüksüz olarak çalıştırılarak sonuçlar alınmıştır. Bu sonuçlara göre, önerilen SBMD ile düşük hız bölgesinde de motor momentindeki dalgalanmaların azaltıldığı gözlenmiştir. Önerilen SBMD ile moment dalgalanmaları, histerezis tabanlı yapıya göre % 14.32 oranında azaltılmıştır. Benzer şekilde oransal akı denetleyiciye bağlı olarak da stator akısındaki dalgalanma histerezis tabanlı yapıya göre % 10.76 oranında azaltılmıştır.
- Ani yük değişimlerine karşı SBMD'nin ve denetimi gerçekleştirilen asenkron motorun davranışını gözlemlemek amacı ile 2700 d/d sabit hızda dönen motora herhangi bir anda %50 yük uygulanarak elde edilen sonuçlara göre; her iki denetim yapısında da yükün bindirilmesi ile birlikte motor hızında bir düşüş meydana gelmiştir. Motor hızında meydana gelen bu düşüş histerezis tabanlı yapıda yaklaşık % 11.11, SBMD tabanlı yapıda ise yaklaşık % 10.37 olarak elde edilmiştir. Yükün kaldırılması durumunda ise motor hızında meydana gelen aşma miktarı her iki denetim yapısı için yaklaşık olarak % 3.7 olarak elde edilmiştir.
- Parametre değişimlerine karşı önerilen SBMD'nin dayanıklılığını test etmek amacı ile motor miline kenetlenen bir DC generatör ile asenkron motorun mil eylemsizliği arttırılmış ve motorun 2700 d/d referans hıza yüksüz olarak kalkınma durumuna ilişkin sonuçlar alınmıştır. Elde edilen sonuçlardan, artan mil eylemsizliğine bağlı olarak motor hızının yükselme ve yerleşme süresinin arttığı gözlenmiştir. Artan yerleşme süresine rağmen önerilen SBMD'nin bu geçici durumda parametre değişimlerine karşı dayanıklı olduğu görülmüştür.
- Değişken hızlarda, önerilen SBMD tabanlı yapının başarımının incelenmesi amacı ile motora sinüsoidal, testere ve üçgen yapıdaki referans hızlar uygulanarak elde

edilen sonuçlardan; motorun sadece sıfır hız geçişlerinde küçük bir sapma haricinde verilen referans hızları yüksek başarımla izlediği görülmüştür.

Yapılan deneysel çalışmalarda genel olarak, SBMD tabanlı yapı ile; yüklü ve yüksüz olmak üzere hem geçici hem de sürekli durumlarda hız, moment ve akıdaki dalgalanmaların azaltıldığı, motor akımlarının sinüsoidale daha yakın olduğu, sektör geçişlerinde dairesel akı yörüngesindeki bozulmaların daha az olduğu, stator akı vektörünün açısal konum değişimi ile sektör değişimlerinin düzenli olduğu ve eviricinin sabit anahtarlama frekansı ile anahtarıldığı deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır. Literatürde yapılan çalışmalardan farklı olarak gerçekleştirilen bu denetim yapısı ile, geleneksel histerezis tabanlı DMD yönteminin belirtilen olumsuzlukları giderilmiş ve motor momentindeki dalgalanmaların azaltılmasına bağlı olarak akustik ses gürültüleri ile mekanik titreşimler de minimize edilmiştir.

Asenkron motorların hız denetiminde kullanılan sabit parametrelili denetleyiciler, motorun doğrusal olmayan yapısı, motor parametrelerinin zamana bağlı değişimi ve işletme koşullarındaki değişim gibi nedenlerle hız denetimi için yetersiz kalabilmektedir. Ayrıca, çok düşük hız bölgesinde özellikle daha çok belirginleşen açık integrasyon probleminden dolayı akının denetimi güçleşmektedir. Bu nedenlerden dolayı gelecekte yapılacak çalışmalarda doğrusal olmayan ve uyarlamalı yapısı ile SBD'ler, hem hız hem akı denetleyici olarak hem de açık integrasyon probleminin giderilmesi amacı ile akı tahmin işleminde kullanılabilir ayrıca ölçeklendirme faktörü K_{SF} bütün hız aralıkları için adaptif hale getirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Dandil, B.**, 2004. Sinirsel Bulanık Denetleyicilerle Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [2] **Sen, P. C.**, 1990. Electric Motor Drives and Control Past Present, and Future, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, No.6, 562-575.
- [3] **Bose, B. K.**, 2002. Modern Power Electronics and AC Drivers, Prentice Hall, New Jersey.
- [4] **Ho, E.Y.Y. and Sen, P. C.**, 1988. Decoupling Control of Induction Motor Driver, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.35, No.2, 253-262.
- [5] **Santisteban, J. A. and Stephan, R. M.**, 2001. Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview, IEEE Transactions on Education, Vol.44, No.2, 170-175.
- [6] **Novotny, D. W. and Lorenz, R. D.**, 1986. Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives, IEEE, Tutorial Course Notes.
- [7] **Blaschke, F.**, 1971. A New Method for the Structural Decoupling of AC Induction Machines, In Conf. Rec. IFAC, Dusseldorf, Germany, Oct. pp. 1-15.
- [8] **Bose, B. K.**, 1997. High Performance Control and Estimation in AC Drives, IECON 97, 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol.2, 377-385.
- [9] **Harnefors, L.**, 2001. Design and Analysis of General Rotor Flux Oriented Vector Control Systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.48, No.2, 383-390.
- [10] **Huangang, W., Wenli, X., Geng, Y. and Jian, L.**, 2005. Variable-Structure Torque Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation, Springer-Verlag, Electrical Engineering, Vol.87, 93-102
- [11] **Takahashi, I. and Noguchi, T.**, 1986. A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-22, No.5, 820-827.
- [12] **Takahashi, I. and Ohmori, Y.**, 1989. High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, No.2, 257-264.

- [13] **Depenbrock, M. and Steimel, A.,** 1990. High Power Traction Drives and Convertors, In Proceedings of Elect. Drives Symp.'90, Capri, 1-9.
- [14] **Boldea, I. and Nasar, S. A.,** 1988. Torque Vector Control (TVC)-A Class of Fast and Robust Torque Speed and Position Digital Controller for Electric Drives, Electric Power Components and Systems, Vol.15, No.3, 135-147.
- [15] **Casadei, D., Grandi, G. and Serra, G.,** 1993. Study and Implementation of a Simplified and Efficient Digital Vector Controller for Induction Motors, Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives, Conf. Publ. No.376, 196-201.
- [16] **Casadei, D., Grandi, G., Serra, G. and Tani, A.,** 1994. Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines, IECON'94, 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol.1, 299-304.
- [17] **Lascu, C., Boldea, I. and Blaabjerg, F.,** 2004. Variable-Structure Direct Torque Control-A Class of Fast and Robust Controllers for Induction Machine Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.51, No.4, 785-792.
- [18] **Hoang, L. H.,** 1999. Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Vol.2, 1245-1252.
- [19] **Lin, C. T. and Lee, C. S.,** 1996. Neural Fuzzy Systems, Prentice Hall PTR, New Jersey.
- [20] **Takagi, T. and Sugeno, M.,** 1985. Identifical of System and Its Application to Modeling and Control, IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, Vol.15, No.1, 116-132.
- [21] **Lee, C. C.,** 1990. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part I, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol.20, No.2, 404-418.
- [22] **Lee, C. C.,** 1990. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part II, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol.20, No.2, 419-435.
- [23] **Jang, J. S. R.,** 1993. ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol.23, No.3, 665-685.

- [24] **Arias, A., Romeral, J. L., Aldabas, E. and Jayne, M. G.,** 2000. Fuzzy Logic Direct Torque Control, ISIE 2000, Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol.1, 253-258.
- [25] **Narendra, K. S. and Mukhopadhyay, S.,** 1997. Adaptive Control Using Neural Networks and Approximate Models, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.8, No.3, 475-485.
- [26] **Gökbulut, M.,** 1998. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Yapay Sinir Ağları ile Uyarlamalı Denetimi, *Doktora Tezi*, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.
- [27] **Huang, C. Y., Wei, C. P., Yu, J. T. and Hu, Y. J.,** 2005. Torque and Current Control of Induction Motor Drives for Inverter Switching Frequency Reduction, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No.5, 1364-1371.
- [28] **Vasudevan, M., Arumugam, R. and Paramasivam, S.,** 2006. Real Time Implementation of Viable Torque and Flux Controllers and Torque Ripple Minimization Algorithm for Induction Motor Drive, ELSEVIER, Energy Conversion and Management, Vol.47, No.11-12, 1359-1371.
- [29] **Casadei, D., Profumo, F., Serra, G. and Tani, A.,** 2002. FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, No.5, 779-787.
- [30] **Vasudevan, M. and Arumugam, R.,** 2004. Different Viable Torque Control Schemes of Induction Motor for Electric Propulsion Systems, 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, Vol.4, 2728-2737.
- [31] **Mendes, A. M. S. and Marques, C. A. J.,** 2002. Remedial Operating Strategies for Standard 3-Phase Induction Motor Drives, Power Electronics, Machines and Drives, Conference Publication, No.487, 116-121.
- [32] **Barro, R. and Hsu, P.,** 1997. Torque Ripple Compensation of Induction Motors Under Field Oriented Control, APEC'97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol.1, 527-533.
- [33] **Marino, P., D'Incecco, M. and Visciano, N.,** 2001. A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor, 2001 IEEE Porto, Power Tech Proceedings, Vol.2.

- [34] **Galvan, E., Carrasco, J.M., Ortega, R., Escobar, G. and Stankovic, A.M.,** 2001. A family of Switching Control Strategies for the Reduction of Torque Ripple on the Direct Torque and Flux Control for Induction Motors, IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol.2, 1274-1279.
- [35] **Lai, Y. S. and Chen, J. H.,** 2001. A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.16, No.3, 220-227.
- [36] **Idris, N. R. N. and Yatim, A. H. M.,** 2002. A Reduced Torque Ripple Controller for Direct Torque Control of Induction Machines, Electric Power Components and Systems, Vol.30, No.5, 507–524.
- [37] **Uddin, M. N. and Hafeez, M.,** 2012. FLC-Based DTC Scheme to Improve the Dynamic Performance of an IM Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.48, No.2, 823-831.
- [38] **Kennel, R., El-Refaei, A., Elkady, F., Mahmoud, S. and El-Kholy, E.,** 2003. Torque Ripple Minimization for Induction Motor Drives with Direct Torque Control (DTC), 2003 IEEE, The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol.1, 210-215.
- [39] **Zidani, F. and Said, R. N.,** 2005. Direct Torque Control of Induction Motor with Fuzzy Minimization Torque Ripple, Journal of Electrical Engineering, Vol.56, No.7-8, 183-188.
- [40] **Liao, Y., Feng, X., ; Wang, Z. and Ni Q.,** 2011. Reduction of Torque Ripple of VSI-fed Induction Machine Controlled by Direct Torque Control Method, 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 1-4.
- [41] **Arias, A., Romeral, L., Aldabas, E. and Jayne, M.,** 2005. Stator Flux Optimised Direct Torque Control System for Induction Motors, ELSEVIER, Electric Power Systems Research, Vol.73, No.3, 257-265.
- [42] **Wang, G., Hofmann, H. and El-Antably, A.,** 2005. Speed Sensor-less Control of Induction Machine Based on Carrier Signal Injection and Smooth-air-gap Induction Machine Model, 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1096-1102.
- [43] **El-Kholy, E., Mahmoud, S., Kennel, R., El-Refaei, A. and Elkady, F.,** 2005. Torque Ripple Minimization for Induction Motor Drives with Direct Torque

- Control, Taylor Francis, Electric Power Components and Systems, Vol.33, No.8, 845-859.
- [44] **Jinlian, D. and Li, T.,** 2006. Improvement of Direct Torque Control Low-Speed Performance by Using Fuzzy Logic Technique, Proceeding of the 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2481-2485.
 - [45] **Zidani, F., Diallo, D., Benbouzid, M.E.H. and Nait-Said, R.,** 2006. Direct Torque Control of Induction Motor With Fuzzy Stator Resistance Adaptation, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.21, No.2, 619-621.
 - [46] **Brahmananda R. T., Kalyan R. B., Amarnath, J., Subba R. D. and Hasseb K.,** 2006. Sensorless Direct Torque Control of Induction Motor based on Hybrid Space Vector Pulsewidth Modulation to Reduce Ripples and Switching Losses-A Variable Structure Controller Approach, 2006 IEEE, Power India Conference,
 - [47] **Vialo, J. C., Restrepo, J. A., Guzman, V. M. and Gimenez, M. I.,** 2006. Direct Torque Control of Induction Motors Using a Fuzzy Inference System for Reduced Ripple Torque and Current Limitation, EPE-PEMC 2006, Power Electronics and Motion Control Conference, 12th International, 1161-1166.
 - [48] **Miloudi, A., Alradadi, E. A. and Draou, A.,** 2006. A New Control Strategy of Direct Torque Fuzzy Control of a PWM Inverter Fed Induction Motor Drive, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol.3, 2535-2540.
 - [49] **Toufouti, R., Meziane, S. and Benalla, H.,** 2006. Direct Torque Control for Induction Motor Using Fuzzy Logic, ACSE Journal, Vol.6, No.2, 19-26.
 - [50] **Vasudevan, M., Arumugam, R. And Paramasivam, S.,** 2005. High-Performance Adaptive Intelligent Direct Torque Control Schemes for Induction Motor Drives, Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol.2, No.1, 93-116.
 - [51] **Yang, J. Q. and Huang, J.,** 2005. Direct Torque Control System for Induction Motors With Fuzzy Speed PI Regulator, Proceedings of 2005 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Vol.2, 778-783.
 - [52] **Chen, L., Fang, K. L. and Hu, Z. F.,** 2005. A Scheme of Fuzzy Direct Torque Control for Induction Machine, Proceedings of 2005 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Vol.2, 803-807.
 - [53] **Jabeur-Seddik, C. B. and Fnaiech, F.,** 2005. DTFC and DTNFC: Two Intelligent Techniques for Induction Motors Torque Control, ISIE'2005, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol.1, 131-138.

- [54] **Zalman, M. and Kuric, I.**, 2005. Direct Torque and Flux Control of Induction Machine and Fuzzy Controller, *Journal of Electrical Engineering*, Vol.56, No.9-10, 278–280.
- [55] **Yang, J. Q. and Huang, J.**, 2004. A New Full-Speed Range Direct Torque Control Strategy for Induction Machine, *Proceedings of 2004 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Vol.1, 568-573.
- [56] **Gama Valdez, M. A. and Romero Romero, D.**, 2004. Improvement of an Induction Motor Drive-Based Direct Torque Control Strategy Using a Neuro-Fuzzy Controller, *ICEEE'2004, 1st International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 439-444.
- [57] **Wei, X., Chen, D. and Zhao, C.**, 2004. Minimization of Torque Ripple of Direct-Torque Controlled Induction Machines by Improved Discrete Space Vector Modulation, *ELSEVIER, Electric Power Systems Research* Vol.72, No.2, 103–112.
- [58] **Chiraz, J. B. and Farhat, F.**, 2004. Hysteresis and Fuzzy Based Nonlinear Controllers for a Direct Torque Control of An Induction Machine, *IEEE ICIT'04, 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Vol.1, 38-43.
- [59] **Miloudi, A., AlRadadi, E. A., Draou, A. and Miloud, Y.**, 2004. Simulation and Modelling of a Variable Gain PI Controller For Speed Control of a Direct Torque Neuro Fuzzy: Controlled Induction Machine Drive, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Vol.5, 3493-3498.
- [60] **Lai, Y. S. and Lin, J. C.**, 2003. New Hybrid Fuzzy Controller for Direct Torque Control Induction Motor Drives, *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol.18, No.5, 1211-1219.
- [61] **Cao, C. Z., Wang, X. and Lu, M. P.**, 2003. Direct Torque Control Based on FNN and Optimization, *2003 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Vol.2, 760-764.
- [62] **Romeral, L., Arias, A., Aldabas, E. and Marcel, G. J.**, 2003. Novel Direct Torque Control (DTC) Scheme With Fuzzy Adaptive Torque-Ripple Reduction, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.50, No.3, 487-492.
- [63] **Rajaji, L. and Kumar, C.**, 2008. Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems into Squirrel Cage Induction Motor Drive: Modeling, Control and Estimation, *5th International Conference on Electrical and Computer Engineering, ICECE 2008*, 162-169.

- [64] **Draou, A. and Miloudi, A.,** 2010. A Simplified Speed Controller for Direct Torque Neuro Fuzzy Controlled Induction Machine Drive based on A Variable Gain PI Controller, The 4th International Power Engineering and Optimization Conf. (PEOCO2010), 533-538.
- [65] **AlRadadi, E. A,** 2008. Direct Torque Neuro Fuzzy Speed Control of an Induction Machine Drive Based on a New Variable Gain PI Controller, Journal of Electrical Engineering, Vol.59, No.4, 210-215.
- [66] **Zelechowski, M.,** 2005. Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC_SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive, *Ph.D. Thesis*, Institute of Control and Industrial Electronics, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology, Poland.
- [67] **Kiran, T.V. and Amarnath, J.,** 2012. A Sliding Mode Controller Based DTC of 3 Level NPC Inverter fed Induction Motor Employing Space Vector Modulation Technique, 2012 International Conference on Advances in Engineering, Science and Management (ICAESM), 372-377.
- [68] **Cabrera, L. A., Elbuluk, M. E. and Zinger, D. S.,** 1997. Learning Techniques to Train Neural Networks as a State Selector for Inverter-Fed Induction Machines Using Direct Torque Control, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, No.5, 788-799.
- [69] **Grabowski, P. Z., Kazmierkowski, M. P., Bose, B. K. and Blaabjerg, F.,** 2000, A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, No.4, 863-870.
- [70] **Gadoue, S. M., Giaouris, D. and Finch, J. W.,** 2009. Artificial Intelligence-Based Speed Control of DTC Induction Motor Drives-A Comparative Study, ELSEVIER, Electric Power Systems Research, Vol.79, No.1, 210–219.
- [71] **Kumsuwan, Y., Premrudeepreechacharn, S. and Toliyat, H. A.,** 2008. Modified Direct Torque Control Method for Induction Motor Drives Based on Amplitude and Angle Control of Stator Flux, ELSEVIER, Electric Power Systems Research, Vol.78, No.10, 1712–1718.
- [72] **Kang, J. K. and Sul, S. K.,** 2001. Analysis and Prediction of Inverter Switching Frequency in Direct Torque Control of Induction Machine Based on Hysteresis Bands and Machine Parameters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.48, No.3, 545-553.

- [73] **Lascu, C. and Trzynadlowski, A. M.,** 2004. Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.40, No.1, 170-177.
- [74] **Lascu, C. and Trzynadlowski, A. M.** 2004, A Sensorless Hybrid DTC Drive for High-Volume Low-Cost Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.51, No.5, 1048-1055.
- [75] **Hu, J. and Wu, B.,** 1998. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.13, No.5, 969-977.
- [76] **Gündoğdu, A.,** 2005. Matris Konverterden Beslenen Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi, *Yüksek Lisans Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [77] **Buja, G. S. and Kazmierkowski, M. P.,** 2004. Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors-A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.51, No.4, 744-757.
- [78] **Casadei, D., Serra, G., Tani, A. and Zarri, L.,** 2006. Assessment of Direct Torque Control for Induction Motor Drives, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, Vol.54, No.3, 237-254.
- [79] **Wong, W. S. H. and Holiday, D.,** 2002. Constant Inverter Switching Frequency Direct Torque Control, *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Conf. Publ. No.487, 104-109.
- [80] **Bakan, A. F.,** 2002. Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi, *Doktora Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [81] **Jansen, P. L. and Lorenz, R. D.,** 1994. A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, No.1, 101-110.
- [82] **Jansen, P. L., Lorenz, R. D. and Novotny, D. W.,** 1994. Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, No.4, 945-953.
- [83] **West, N. T. and Lorenz, R. D.,** 2009. Digital Implementation of Stator and Rotor Flux-Linkage Observers and a Stator-Current Observer for Deadbeat Direct Torque

- Control of Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.45, No.2, 729-736.
- [84] **Bose, B. K. and Patel, N. R.,** 1997. A Programmable Cascaded Low-Pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.44, No.1, 140-143.
 - [85] **Burgt, J. V. D.,** 1996. The Voltage/Current Model in Field Oriented AC Drives at Low Flux Frequencies, *Ph.D Thesis*.
 - [86] **Trzynadlowski, A. M.,** 2001. Control of Induction Motors, Academic Press, San Diego, USA.
 - [87] **Purcell, A. and Acarnly, P.,** 1998. Device Switching Scheme for Direct Torque Control, Electronics Letters, Vol.34, No.4, 412-414.
 - [88] **Bal, C.,** 2007. Asenkron Motorun Kayma Kipli ve Sinirsel Bulanık Gözlemleyicilerle Algılayıcısız Hız Denetimi, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
 - [89] **Tamura, S. and Tateishi, M.,** 1997. Capabilities of a Four Layered Feed Forward Neural Networks: Four Layers Versus Three, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.8, No.2, 251-255.
 - [90] **RayChaudhuri, T., Hamey, L. G. C. and Bell, R. D.,** 1996. From Conventional Control to Autonomous Intelligent Methods, IEEE Control Systems, Vol.16. No.5, 78-84.
 - [91] **Haykin, S.,** 1994. Neural Networks, A Comprehensive Foundation, Macmillan Coll. Publ., New York.
 - [92] **Narendra, K. S. and Parthasarathy, K.,** 1990. Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.1, No.1, 4-27.
 - [93] **Jang, J. S. R., Sun, C.T. and Mizutani, E.,** Neuro-Fuzzy and Soft Computing, Simon&Schuster, Prentice Hall Inc., Upper Saddle River.
 - [94] **Anderson, J. A., Silverstein, J. W., Ritz, S.A. and Jones, R.S.,** 1977. Distinctive Features, Categorical Perception and Probability Learning: Some Applications of a Neural Model, Pstchol. Rev., Vol.84, No.5, 413-451.
 - [95] **Ross, T. J.,** 1995. Fuzzy Logic with Engineering Applications, McGraw-Hill Inc., ISBN 0-07-053917-0.

- [96] **Takagi, T. and Sugeno, M.,** 1985. Identical of System and Its Application to Modeling and Control, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol.15, No.1, 116-132.
- [97] **Babuska, R.,** 1998. Fuzzy Modeling for Control Kluwer Academic Publishers, Boston.
- [98] **Dubois, D., Lang, J. and Prade, H.,** 1991. Fuzzy Sets in approximate Reasoning, PartII:Logical Approaches,ELSEVIER, Fuzzy Sets and Syst.,Vol.40,No.1,203-244.
- [99] **Ferrah, A. Bradley, K. J. and Asher, G. M.,** 1992. An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in Induction Motors Drives, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.41, No.6, 797-802.
- [100] **Peresada, S., Tilli, A. and Tonielli, A.,** 2003. Theoretical and Experimental Comparison of Indirect Field-Oriented Controllers for Induction Motors, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, No.1,151-163.
- [101] **Keller, J. M., Yager, R. R. and Tahani, H.,** 1992. Neural Network Implementation of Fuzzy Logic, ELSEVIER, Fuzzy Sets and Systems, Vol.45, No.1, 1-12.
- [102] **Horikawa, S., Furuhashi, T. and Uchikawa, Y.,** 1992. On Fuzzy Modeling Using Fuzzy Neural Networks with the Back-Propagation Algorithm, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.3, No.5, 801-806.
- [103] **Pal, S. K. and Mitra, S.,** 1992. Multilayer Perception, Fuzzy Sets and Classification, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.3, No.5, 683-697.
- [104] **Mitra, S. and Pal, S. K.,** 1995. Fuzzy Multilayer Perception, Inferencing and Rule Generation, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.6, No.1, 51-63.
- [105] **Wang, L. X. and Mendel, J. M.,** 1992. Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation and Orthogonal Least-Square Learning, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.3, No.5, 807-814.
- [106] **Shann, J. J. and Fu, H. C.,** 1995. A Fuzzy Neural Network for Rule Acquiring on Fuzzy Control Systems, ELSEVIER, Fuzzy Sets and Systems, Vol.71, No.3, 345-357.
- [107] **Bastian, A.,** 1995. Handling the Nonlinearity of a Fuzzy Logic Controller at the Transition Between Rules, ELSEVIER, Fuzzy Sets and Systems, Vol.71, No.3, 369-387.

- [108] **Chak, C. K., Feng, G. and MA, J.,** 1998. An Adaptive Fuzzy Neural Network for MIMO System Model Approximation in High-Dimensional Spaces, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B: Vol.28, No.3, 436-446.
- [109] **Nauck, D. and Kruse, R.,** 1999, Neuro-Fuzzy Systems for Function Approximation, ELSEVIER, Fuzzy Sets and Systems, Vol.101, No.2, 261-271.
- [110] **Nauck, D. and Kruse, R.,** 1997. A Neuro-Fuzzy Method to Learn Fuzzy Classification Rules from Data, ELSEVIER, Fuzzy Sets and Systems, Vol.89, No.3-1, 277-288.
- [111] **Berenji, H. R. and Khedkar, P.,** 1992. Learning and Tuning Fuzzy Logic Controllers Through Reinforcements, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.3, No.5, 724-740.
- [112] **Yupu, Y. Xiaoming, X. and Wengyuan, Z.,** 1998. Real Time Stable Self-Learning FNN Controller Using Genetic Algorithm, ELSEVIER, Fuzzy Sets and Systems, Vol.100, No.1-3, 170-178.
- [113] **Farag, W. A., Quintana, V. H. and Lambert-Torres, G.,** 1998. A Genetic-Based Neuro-Fuzzy Approach for Modeling and Control of Dynamical Systems, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.9, No.5, 756-767.XX
- [114] **Toh, C. L.,** 2005. Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) and Field Programmable Gate Arrays (FPGA), *Master Thesis*, Faculty of Electrical Engineering, University Technology, Malaysia.
- [115] **Mathworks Inc.,** MATLAB 2009a, Licence ID:585775

EKLER

EK-1 A) Akım-Gerilim Ölçme ve Kalibrasyon Devre Şeması

B) LEM-LAH 25-NP ile LEM-LV 25-P Algılayıcılara ait Katalog Bilgileri

EK-2 Hız Algılayıcı Katalog Bilgileri

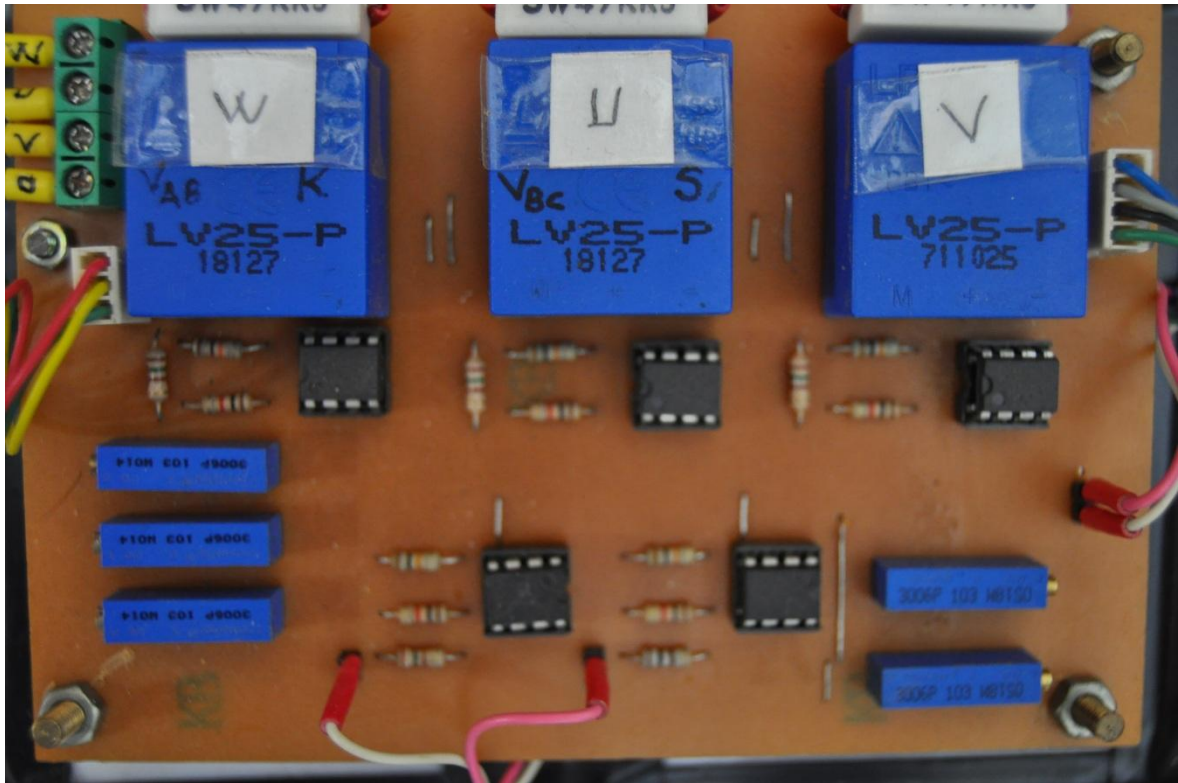
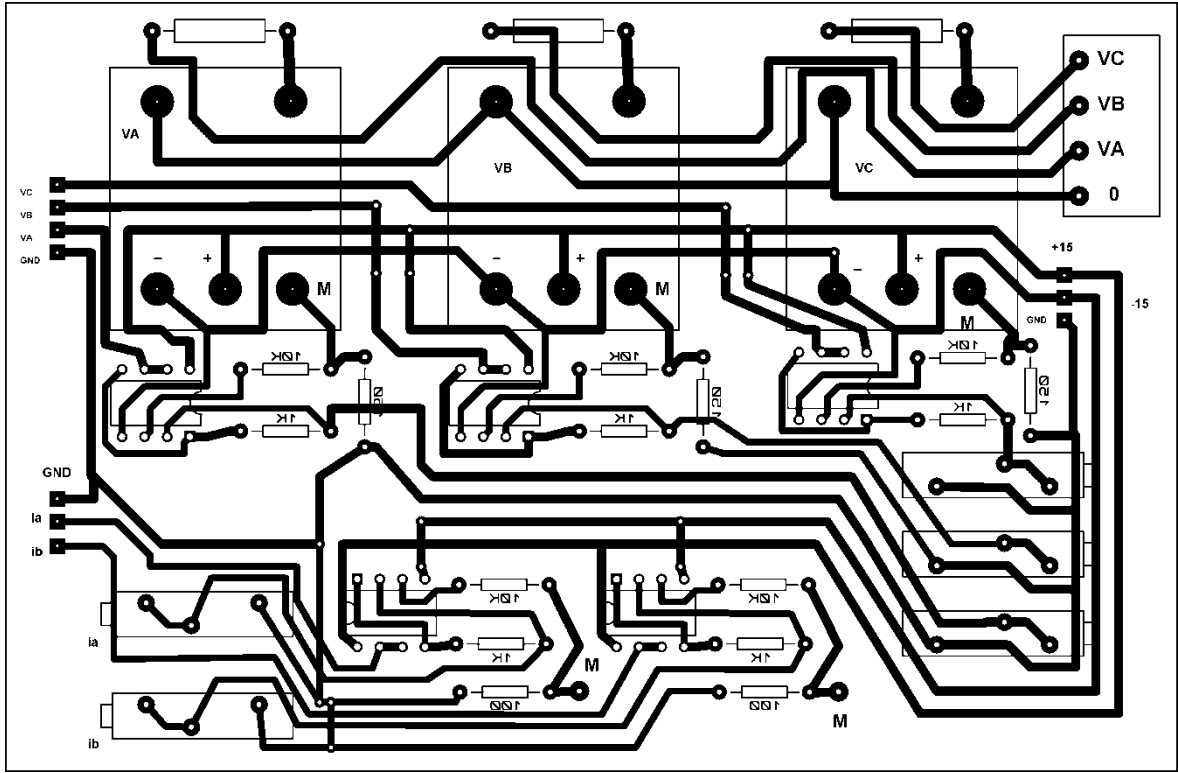
EK-3 P1, P2, P3 Pin Numaraları

EK-4 İzolasyon ve Hata Devre Şeması

EK-5 A) SKS22F B6U+E1CIF+B6CI13V12 Evirici Katalog Bilgileri

B) SKHI20opA Sürücü Karta ait Katalog Bilgileri

EK-1 A) Akım-Gerilim Ölçme ve Kalibrasyon Devre Şeması



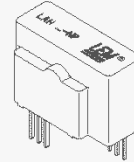
EK-1 B) LEM-LAH 25-NP ile LEM-LV 25-P Algılayıcılara ait Katalog Bilgileri



Current Transducer LAH 25-NP

$I_{PN} = 8-12-25 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed ..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At
I_P	Primary current, measuring range ¹⁾	0 .. 55	At
R_N	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$ R_{Nmin} R_{Nmax} R_{Nmin} R_{Nmax}	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm A_{DC}]$	0 257 0 252 Ω
		@ $I_{PN} [A_{RMS}]^{2)}$	0 155 0 150 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm A_{DC}]$	67 371 70 366 Ω
		@ $I_{PN} [A_{RMS}]^{2)}$	67 236 70 231 Ω
		@ $I_P < I_{PN}^{3)}$	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	1 - 2 - 3 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15\text{V}$) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	5	kV
V_B	R.m.s. rated voltage ⁴⁾	600	V

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy ⁵⁾ @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.3	%
ε_L	Linearity	< 0.2	%
I_0	Offset current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ Max	± 0.15 mA
I_{DM}	Residual current @ $I_P = 0$, after an overload of $5 \times I_{PN}$	± 0.20 ± 0.25	mA
I_{DT}	Thermal drift of I_0	0°C .. +70°C ± 0.10 ± 0.60	mA
		-25°C .. +85°C ± 0.10 ± 0.70	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 200	ns
t_r	Response time ⁶⁾ @ 90 % of I_{PN}	< 500	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 200	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 200	kHz

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	°C
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	°C
R_S	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$ 99 Ω	
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$ 104 Ω	
m	Mass	20	g
	Standards ⁷⁾	EN 50178	

Notes : 1) During 10 s, with $R_N \leq 109 \Omega$ ($V_C = \pm 15 \text{ V}$) - 2) 50 Hz Sinusoidal - 3) The measuring resistance R_{Nmin} may be lower (see "LAH Technical Information" leaflet) - 4) Pollution class 2, cat. III - 5) Without I_0 & I_{DM} - 6) With a di/dt of 100 A/ μs - 7) A list of corresponding tests is available.

010822/3

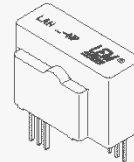
LEM Components

www.lem.com

Current Transducer LAH 25-NP

I_{PN} = 8-12-25 A

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed ..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At																						
I_P	Primary current, measuring range ¹⁾	0 .. 55	At																						
R_M	Measuring resistance @	<table><tr><th></th><th>$T_A = 70^{\circ}\text{C}$</th><th>$T_A = 85^{\circ}\text{C}$</th></tr><tr><td></td><td>$R_{M\min}$ $R_{M\max}$</td><td>$R_{M\min}$ $R_{M\max}$</td></tr><tr><td>with $\pm 12\text{ V}$</td><td>@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$</td><td>0 257 0 252 Ω</td></tr><tr><td></td><td>@ $I_{PN} [At_{RMS}]^{2)}$</td><td>0 155 0 150 Ω</td></tr><tr><td>with $\pm 15\text{ V}$</td><td>@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$</td><td>67 371 70 366 Ω</td></tr><tr><td></td><td>@ $I_{PN} [At_{RMS}]^{2)}$</td><td>67 236 70 231 Ω</td></tr><tr><td></td><td>@ $I_P < I_{PN}^{3)}$</td><td></td><td></td></tr></table>			$T_A = 70^{\circ}\text{C}$	$T_A = 85^{\circ}\text{C}$		$R_{M\min}$ $R_{M\max}$	$R_{M\min}$ $R_{M\max}$	with $\pm 12\text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	0 257 0 252 Ω		@ $I_{PN} [At_{RMS}]^{2)}$	0 155 0 150 Ω	with $\pm 15\text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	67 371 70 366 Ω		@ $I_{PN} [At_{RMS}]^{2)}$	67 236 70 231 Ω		@ $I_P < I_{PN}^{3)}$		
	$T_A = 70^{\circ}\text{C}$	$T_A = 85^{\circ}\text{C}$																							
	$R_{M\min}$ $R_{M\max}$	$R_{M\min}$ $R_{M\max}$																							
with $\pm 12\text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	0 257 0 252 Ω																							
	@ $I_{PN} [At_{RMS}]^{2)}$	0 155 0 150 Ω																							
with $\pm 15\text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	67 371 70 366 Ω																							
	@ $I_{PN} [At_{RMS}]^{2)}$	67 236 70 231 Ω																							
	@ $I_P < I_{PN}^{3)}$																								

I _{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K _N	Conversion ratio	1 - 2 - 3 : 1000	
V _C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V
I _C	Current consumption	10 (@ ± 15V) + I _S	mA
V _S	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	5	kV
V _B	R.m.s. rated voltage ⁴⁾	600	V

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy ⁵⁾ @ I _{PN} , T _A = 25°C	± 0.3	%
ε _L	Linearity	< 0.2	%
I _O	Offset current @ T _A = 25°C	Typ ± 0.15	mA
I _{DM}	Residual current @ I _P = 0, after an overload of 5 x I _{PN}	± 0.20 ± 0.25	mA
I _{DT}	Thermal drift of I _O	0°C .. + 70°C ± 0.10 ± 0.60	mA
		- 25°C .. + 85°C ± 0.10 ± 0.70	mA
t _{sd}	Reaction time @ 10 % of I _{PN}	< 200	ns
t _r	Response time ⁶⁾ @ 90 % of I _{PN}	< 500	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 200	A/μs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)	DC .. 200	kHz

General data

T _A	Ambient operating temperature	- 25 .. + 85	°C
T _S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 90	°C
R _S	Secondary coil resistance	@ T _A = 70°C 99	Ω
		@ T _A = 85°C 104	Ω
m	Mass	20	g
	Standards ⁷⁾	EN 50178	

Notes : 1) During 10 s, with R_M ≤ 109 Ω (V_C = ± 15 V) - 2) 50 Hz Sinusoidal - 3) The measuring resistance R_{M min} may be lower (see "LAH Technical Information" leaflet) - 4) Pollution class 2, cat. III - 5) Without I_O & I_{DM} - 6) With a di/dt of 100 A/μs - 7) A list of corresponding tests is available.

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

010822/3

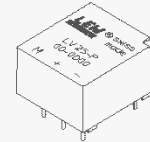
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_p	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 14$	mA
R_N	Measuring resistance	$R_{N \min}$ $R_{N \max}$	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	30 190 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	30 100 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	100 350 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	$10 (@ \pm 15 \text{ V}) + I_S$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.8	%
ε_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	± 0.06	± 0.25 mA
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.35 mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{p \max}$		40	μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_p	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

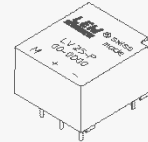
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_p	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 14$	mA
R_N	Measuring resistance	$R_{N \min}$ $R_{N \max}$	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	30 190 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	30 100 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	100 350 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	$10 (@ \pm 15 \text{ V}) + I_S$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.8	%
ε_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	± 0.06	± 0.25 mA
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.35 mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{p \max}$		40	μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_p	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

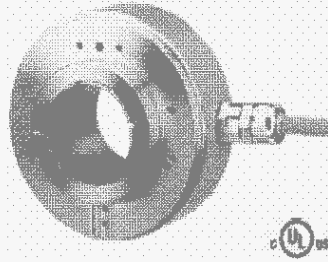
981125/14

EK-2 Hız Algılayıcı Katalog Bilgileri

Inkremental Oyuuk Mil Enkoderlar



Büyük Mil Oluşu Sensi Tip A020



- Sadece 43 mm montaj alanı gerektirir.
- 42 mm çapa kadar Mil oyuğu
- Elektronik ısı ve yaşlanma kompanzasyonu
- Rs 422, push-pull veya sin/cos dalga çıkışı
- Yüksek tarama oranı
- Kolay montaj. Enkoder doğrudan tahrik miline bağlanarak kaplınsız olarak monte edilir.
- Çevresel ve mekanik zorlanmalara karşı güçlendirilmiş yapı
- Geniş çaplı tahrik millerine uygun, dengeli, paslanmaz çelik
- patlama koruması zone 2 ve 22 için mevcuttur

Mekanik Özellikler:

Dönüş hızı	azami 3000/min-1*
Rotorun atalet momenti***	< 150 x 10-6 kgm2**
İlk hareket momenti (contalı)	< 0,2 Nm
Ağırlık	yak. 0,7 kg
EN 60529'a göre koruma sınıfı	IP 65
Çalışma ısısı	-20° C ... +70 °C**
Çalıştırma ısısı	-20° C ... +75 °C**
Mil	Paslanmaz çelik H7
DIN-IEC 68-2-27'a göre darbe dayanımı	1000 m/s², 6 ms
DIN-IEC 68-2-6'e göre titreşim dayanımı	100 m/s², 10 ... 2000 Hz

* kısa süreli olarak (yak. 15) 3500 min-1 ** Mil çapına bağlı

Elektriksel Özellikler:

Çıkış devresi	RS 422 (TTL-uyumlu)	Push-pull	Push-pull (7272)
Besleme gerilimi	5 V (±%5) veya 10-30 V DC	10 ... 30 V DC	5 ... 30 V DC
Güç tüketimi (yükseüz)		tipik 55 mA/	
Invertiz	Mevcut değil	azami 125 mA	-
Güç tüketimi (yükseüz)	tipik 40 mA/	tipik 80 mA/	tipik 50 mA/
Inverti	azami 90 mA	azami 150 mA	azami 100 mA
Yük / kanal kapasitesi	azami ±20 mA	azami ±30 mA	azami ±20 mA
Puls frekansı	azami 300 kHz	azami 300 kHz	azami 300 kHz(3)
Yüksek sinyal düzeyi (high)	asgari 2,5 V	asgari U _B = -3 V	asgari U _B = -2,0 V
Alçak sinyal düzeyi (low)	azami 0,5 V	azami 2,5 V	azami 0,5 V
Yükselme süresi t _r	azami 200 ns	azami 1 µs	azami 1 µs
Düşme süresi t _f	azami 200 ns	azami 1 µs	azami 1 µs
Kısa devre korumalı çıkışlar 1)	Evet 2)	Evet	Evet
Voltaj ters bağlantı koruması	Hayır, 10...30 V Evet	Evet	Hayır

EN 61000-6-1, EN 61000-6-4 ve EN 61000-6-3 CE normlarına uygundur

1) Besleme gerilimi tam değerde uygulanırsa

2) En fazla bir kanal bağlı olabilir:

(U_B=5V'da başka bir kanalın, 0 V veya +U_B yanında bağlantı mümkündür)

(U_B=10-30V'da başka bir kanalın veya 0 V yanında bağlantı mümkündür)

3) 30m'ye kadar kablo uzunluğu

Sin/Cos çıkışı elektriksel özellikler

Çıkış devresi	Sinüs	Sinüs
	U=1 V _{eff}	U=1 V _{eff}
Besleme gerilimi	5 V (±%5)	10-30 V DC
Güç tüketimi (yükseüz)	tipik 65 mA/	tipik 65 mA/
Inverti	azami 110 mA	azami 110 mA
-3 dB Frekans	>= 180 kHz	>= 180 kHz
A/B kanalları sinyal düzeyi	1V _{eff} (±%20)	1V _{eff} (±%20)
0 kanallı sinyal düzeyi	0,1 ... 1,2 V	0,1 ... 1,2 V
Kısa devre korumalı çıkışlar 1)	Evet	Evet
Voltaj ters bağlantı koruması	Hayır	Evet

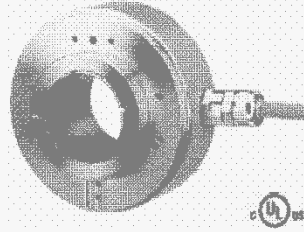
EN 61000-6-1, EN 61000-6-4 ve EN 61000-6-3 CE normlarına uygundur

1) Besleme gerilimi tam değerde uygulanırsa

Inkremental Oyuks Mil Enkoderlar



Büyük Mil Oluğu Serisi Tip A020



- Sadece 43 mm montaj alanı gerektirir.
- 42 mm çapa kadar Mil oyuğu
- Elektronik ısı ve yaşlanma kompensasyonu
- Rs 422, push-pull veya sin/cos dalga çıkışı
- Yüksek tarama oranı
- Kolay montaj, Enkoder doğrudan tahrik miline bağlanarak kaplınsız olarak monte edilir.
- Çevresel ve mekanik zorlanmalara karşı güçlendirilmiş yapı
- Geniş çaplı tahrik millerine uygun, dengeli, paslanmaz çelik
- patlama koruması zone 2 ve 22 için mevcuttur

Mekanik Özellikler:

Dönüş hızı	azami 3000/min ⁻¹ *
Rotorun atalet momenti***	< 150 x 10 ⁻⁶ kgm ² **
İlk hareket momenti (contalı)	< 0,2 Nm
Ağırlık	yak. 0,7 kg
EN 60529'a göre koruma sınıfı	IP 65
Çalışma ısısı	-20° C ... +70 °C**
Çalıştırma ısısı	-20° C ... +75 °C**
Mil	Paslanmaz çelik H7
DIN-IEC 68-2-27'a göre darbe dayanımı	1000 m/s ² , 6 ms
DIN-IEC 68-2-6'e göre titreşim dayanımı	100 m/s ² , 10 ... 2000 Hz

* kısa süreli olarak (yak. 15) 3500 min⁻¹

** Mil çapına bağlı

Elektriksel Özellikler:

Çıkış devresi	RS 422 (TTL-uyumlu)	Push-pull	Push-pull (7272)
Besleme gerilimi	5 V (±5%) veya 10-30 V DC	10 ... 30 V DC	5 ... 30 V DC
Güç tüketimi (yükşüz)	tipik 55 nA	tipik 55 nA	tipik 55 nA
Invertiz	Mevcut değil	azami 125 mA	-
Güç tüketimi (yükşüz)	tipik 40 mA/	tipik 80 mA/	tipik 50 mA/
Invertli	azami 90 mA	azami 150 mA	azami 100 mA
Yük / kanal kapasitesi	azami ±20 mA	azami ±30 mA	azami ±20 mA
Puls frekansı	azami 300 kHz	azami 300 kHz	azami 300 kHz
Yüksek sinyal düzeyi (high)	azami 2,5 V	azami 2,5 V	azami 2,5 V
Alçak sinyal düzeyi (low)	azami 0,5 V	azami 0,5 V	azami 0,5 V
Yükselme süresi t _r	azami 200 ns	azami 1 µs	azami 1 µs
Düşme süresi t _f	azami 200 ns	azami 1 µs	azami 1 µs
Kısa devre korumalı çıkışlar 1)	Evet 2)	Evet	Evet
Voltaj ters bağlantı koruması	Hayır, 10 ... 30 V Evet	Evet	Hayır

EN 61000-6-1, EN 61000-6-4 ve EN 61000-6-3 CE normlerine uygundur

1) Besleme gerilimi tam değerde uygulanırsa

2) En fazla bir kanal bağlı olabilir:

(UB=5V'da başka bir kanalın, 0 V veya +UB yanında bağlantı mümkündür)

(UB=10-30V'da başka bir kanalın veya 0 V yanında bağlantı mümkündür)

3) 30m'ye kadar kablo uzunluğu

Sin/Cos çıkışı elektriksel özellikler

Çıkış devresi	Sinüs	Sinüs
	U=1 Vss	U=1 Vss
Besleme gerilimi	5 V (±5%)	10-30 V DC
Güç tüketimi (yükşüz)	tipik 65 mA/	tipik 65 mA/
Invertli	azami 110 mA	azami 110 mA
-3 dB Frekans	≥ 180 kHz	≥ 180 kHz
A/B kanalları sinyal düzeyi	1Vss (±%20)	1Vss (±%20)
0 kanallı sinyal düzeyi	0,1 ... 1,2 V	0,1 ... 1,2 V
Kısa devre korumalı çıkışlar 1)	Evet	Evet
Voltaj ters bağlantı koruması	Hayır	Evet

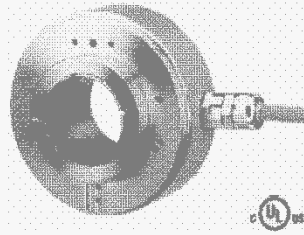
EN 61000-6-1, EN 61000-6-4 ve EN 61000-6-3 CE normlerine uygundur

1) Besleme gerilimi tam değerde uygulanırsa

Inkremental Oyuks Mil Enkoderlar



Büyük Mil Oluğu Serisi Tip A020



- Sadece 43 mm montaj alanı gerektirir.
- 42 mm çapa kadar Mil oyuğu
- Elektronik ısı ve yaşlanma kompensasyonu
- Rs 422, push-pull veya sin/cos dalga çıkışı
- Yüksek tarama oranı
- Kolay montaj, Enkoder doğrudan tahrik miline bağlanarak kaplınsız olarak monte edilir.
- Çevresel ve mekanik zorlanmalara karşı güçlendirilmiş yapı
- Geniş çaplı tahrik millerine uygun, dengeli, paslanmaz çelik
- patlama koruması zone 2 ve 22 için mevcuttur

Mekanik Özellikler:

Dönüş hızı	azami 3000/min ⁻¹ *
Rotorun atalet momenti***	< 150 x 10 ⁻⁶ kgm ² **
İlk hareket momenti (contalı)	< 0,2 Nm
Ağırlık	yak. 0,7 kg
EN 60529'a göre koruma sınıfı	IP 65
Çalışma ısısı	-20° C ... +70 °C**
Çalışma ısısı	-20° C ... +75 °C**
Mil	Paslanmaz çelik H7
DIN-IEC 68-2-27'a göre darbe dayanımı	1000 m/s ² , 6 ms
DIN-IEC 68-2-6'e göre titreşim dayanımı	100 m/s ² , 10 ... 2000 Hz

* kısa süreli olarak (yak. 15) 3500 min⁻¹

** Mil çapına bağlı

Elektriksel Özellikler:

Çıkış devresi	RS 422 (TTL-uyumlu)	Push-pull	Push-pull (7272)
Besleme gerilimi	5 V (±5%) veya 10-30 V DC	10 ... 30 V DC	5 ... 30 V DC
Güç tüketimi (yükşüz)	tipik 55 nA	tipik 55 nA	tipik 55 nA
Invertiz	Mevcut değil	azami 125 mA	-
Güç tüketimi (yükşüz)	tipik 40 mA/	tipik 80 mA/	tipik 50 mA/
Invertli	azami 90 mA	azami 150 mA	azami 100 mA
Yük / kanal kapasitesi	azami ±20 mA	azami ±30 mA	azami ±20 mA
Puls frekansı	azami 300 kHz	azami 300 kHz	azami 300 kHz
Yüksek sinyal düzeyi (high)	azami 2,5 V	azami 2,5 V	azami 2,5 V
Alçak sinyal düzeyi (low)	azami 0,5 V	azami 0,5 V	azami 0,5 V
Yükselme süresi t _r	azami 200 ns	azami 1 µs	azami 1 µs
Düşme süresi t _f	azami 200 ns	azami 1 µs	azami 1 µs
Kısa devre korumalı çıkışlar 1)	Evet 2)	Evet	Evet
Voltaj ters bağlantı koruması	Hayır, 10 ... 30 V Evet	Evet	Hayır

EN 61000-6-1, EN 61000-6-4 ve EN 61000-6-3 CE normlerine uygundur

1) Besleme gerilimi tam değerde uygulanırsa

2) En fazla bir kanal bağlı olabilir:

(UB=5V'da başka bir kanalın, 0 V veya +UB yanında bağlantı mümkündür)

(UB=10-30V'da başka bir kanalın veya 0 V yanında bağlantı mümkündür)

3) 30m'ye kadar kablo uzunluğu

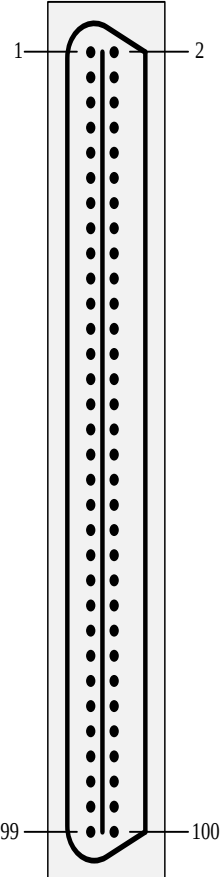
Sin/Cos çıkışı elektriksel özellikler

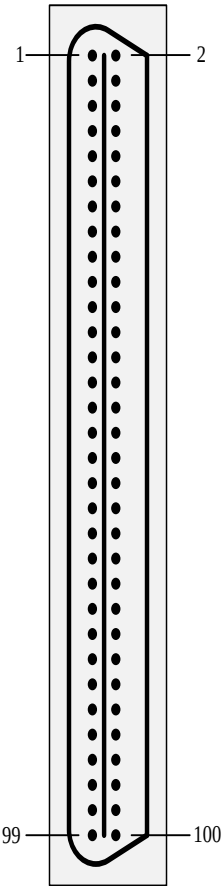
Çıkış devresi	Sinüs	Sinüs
	U=1 Vss	U=1 Vss
Besleme gerilimi	5 V (±5%)	10-30 V DC
Güç tüketimi (yükşüz)	tipik 65 mA/	tipik 65 mA/
Invertli	azami 110 mA	azami 110 mA
-3 dB Frekans	>= 180 kHz	>= 180 kHz
A/B kanalları sinyal düzeyi	1Vss (±%20)	1Vss (±%20)
0 kanallı sinyal düzeyi	0,1 ... 1,2 V	0,1 ... 1,2 V
Kısa devre korumalı çıkışlar 1)	Evet	Evet
Voltaj ters bağlantı koruması	Hayır	Evet

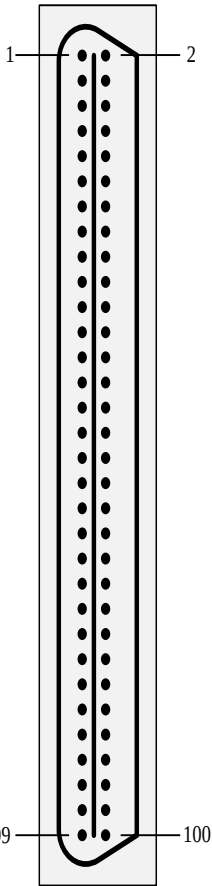
EN 61000-6-1, EN 61000-6-4 ve EN 61000-6-3 CE normlerine uygundur

1) Besleme gerilimi tam değerde uygulanırsa

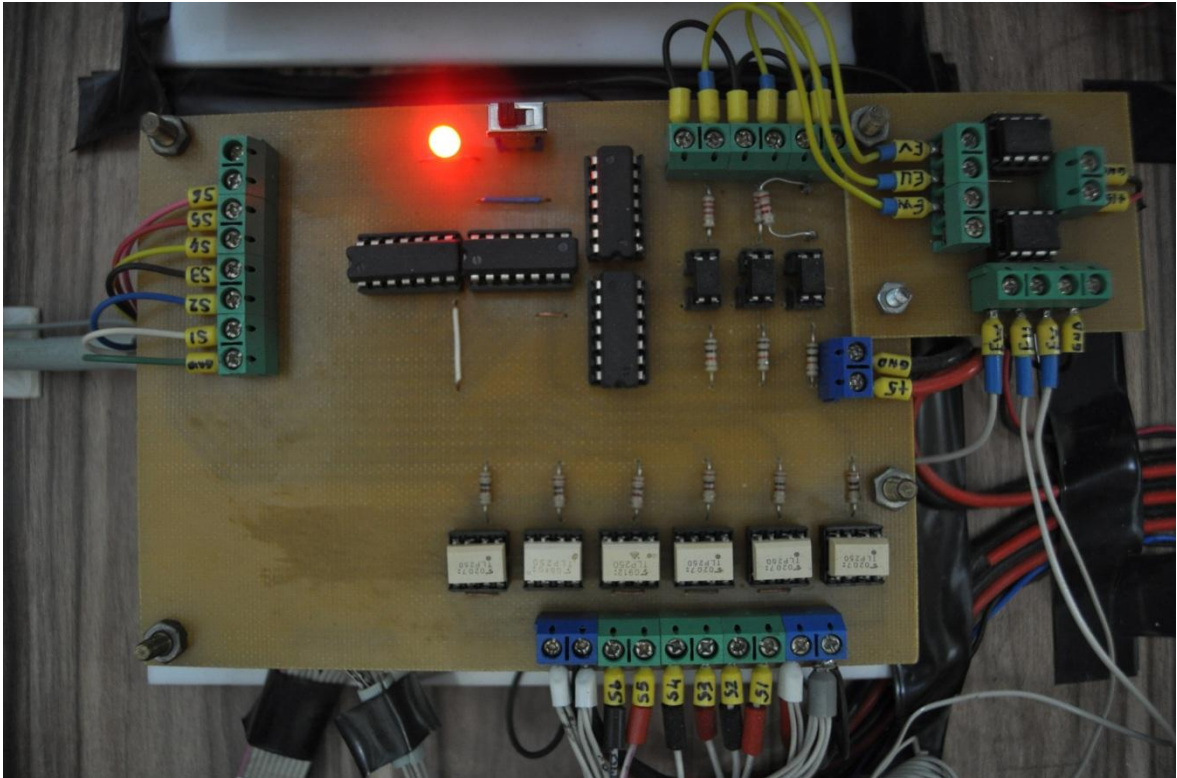
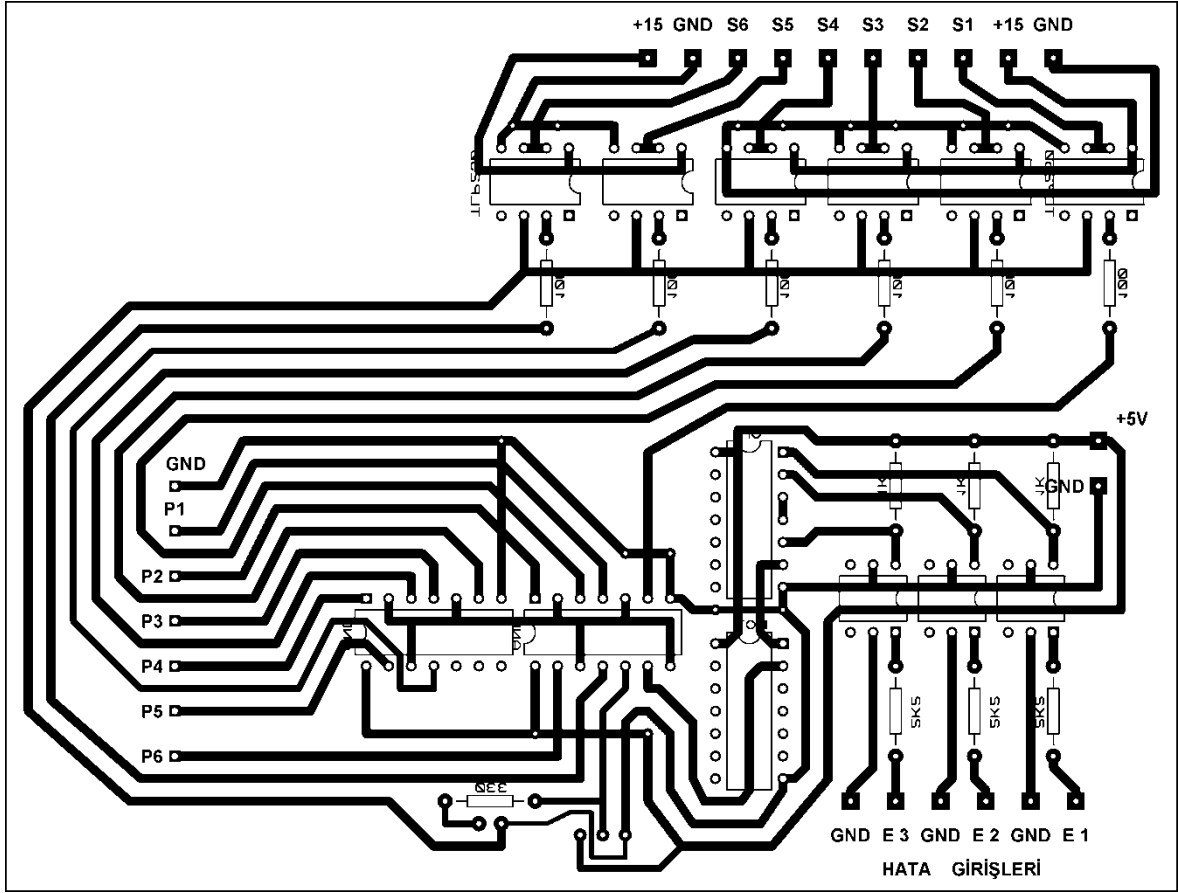
EK-3 P1, P2, P3 Pin Numaraları

Connector (P1)	Pin	Sub-D Pin	Signal	Pin	Sub-D Pin	Signal
	P1 1	P1B 1	GND	P1 2	P1A 1	GND
	P1 3	P1B 34	ADCH1	P1 4	P1A 34	ADCH2
	P1 5	P1B 18	GND	P1 6	P1A 18	GND
	P1 7	P1B 2	ADCH3	P1 8	P1A 2	ADCH4
	P1 9	P1B 35	GND	P1 10	P1A 35	GND
	P1 11	P1B 19	ADCH5	P1 12	P1A 19	ADCH6
	P1 13	P1B 3	GND	P1 14	P1A 3	GND
	P1 15	P1B 36	ADCH7	P1 16	P1A 36	ADCH8
	P1 17	P1B 20	GND	P1 18	P1A 20	GND
	P1 19	P1B 4	ADCH9	P1 20	P1A 4	ADCH10
	P1 21	P1B 37	GND	P1 22	P1A 37	GND
	P1 23	P1B 21	ADCH11	P1 24	P1A 21	ADCH12
	P1 25	P1B 5	GND	P1 26	P1A 5	GND
	P1 27	P1B 38	ADCH13	P1 28	P1A 38	ADCH14
	P1 29	P1B 22	GND	P1 30	P1A 22	GND
	P1 31	P1B 6	ADCH15	P1 32	P1A 6	ADCH16
	P1 33	P1B 39	GND	P1 34	P1A 39	GND
	P1 35	P1B 23	ADCH17	P1 36	P1A 23	ADCH18
	P1 37	P1B 7	GND	P1 38	P1A 7	GND
	P1 39	P1B 40	ADCH19	P1 40	P1A 40	ADCH20
	P1 41	P1B 24	GND	P1 42	P1A 24	GND
	P1 43	P1B 8	GND	P1 44	P1A 8	GND
	P1 45	P1B 41	GND	P1 46	P1A 41	GND
	P1 47	P1B 25	DACH1	P1 48	P1A 25	DACH2
	P1 49	P1B 9	GND	P1 50	P1A 9	GND
	P1 51	P1B 42	DACH3	P1 52	P1A 42	DACH4
	P1 53	P1B 26	GND	P1 54	P1A 26	GND
	P1 55	P1B 10	DACH5	P1 56	P1A 10	DACH6
	P1 57	P1B 43	GND	P1 58	P1A 43	GND
	P1 59	P1B 27	DACH7	P1 60	P1A 27	DACH8
	P1 61	P1B 11	GND	P1 62	P1A 11	GND
	P1 63	P1B 44	GND	P1 64	P1A 44	GND
	P1 65	P1B 28	GND	P1 66	P1A 28	GND
	P1 67	P1B 12	SADCH1	P1 68	P1A 12	SADCH2
	P1 69	P1B 45	GND	P1 70	P1A 45	GND
	P1 71	P1B 29	SADCH3	P1 72	P1A 29	SADCH4
	P1 73	P1B 13	GND	P1 74	P1A 13	GND
	P1 75	P1B 46	SADCH5	P1 76	P1A 46	SADCH6
	P1 77	P1B 30	GND	P1 78	P1A 30	GND
	P1 79	P1B 14	SADCH7	P1 80	P1A 14	SADCH8
	P1 81	P1B 47	GND	P1 82	P1A 47	GND
	P1 83	P1B 31	SADCH9	P1 84	P1A 31	SADCH10
	P1 85	P1B 15	GND	P1 86	P1A 15	GND
	P1 87	P1B 48	SADCH1	P1 88	P1A 48	SADCH12
	P1 89	P1B 32	GND	P1 90	P1A 32	GND
	P1 91	P1B 16	SADCH1	P1 92	P1A 16	SADCH14
	P1 93	P1B 49	GND	P1 94	P1A 49	GND
	P1 95	P1B 33	SADCH1	P1 96	P1A 33	SADCH16
	P1 97	P1B 17	GND	P1 98	P1A 17	GND
	P1 99	P1B 50	SADCS0	P1 100	P1A 50	GND

Connector (P2)	Pin	Sub-D Pin	Signal	Pin	Sub-D Pin	Signal
	P2 1	P2B 1	GND	P2 2	P2A 1	GND
	P2 3	P2B 34	GND	P2 4	P2A 34	GND
	P2 5	P2B 18	IO0	P2 6	P2A 18	IO1
	P2 7	P2B 2	IO2	P2 8	P2A 2	IO3
	P2 9	P2B 35	GND	P2 10	P2A 35	GND
	P2 11	P2B 19	IO4	P2 12	P2A 19	IO5
	P2 13	P2B 3	IO6	P2 14	P2A 3	IO7
	P2 15	P2B 36	GND	P2 16	P2A 36	GND
	P2 17	P2B 20	IO8	P2 18	P2A 20	IO9
	P2 19	P2B 4	IO10	P2 20	P2A 4	IO11
	P2 21	P2B 37	GND	P2 22	P2A 37	GND
	P2 23	P2B 21	IO12	P2 24	P2A 21	IO13
	P2 25	P2B 5	IO14	P2 26	P2A 5	IO15
	P2 27	P2B 38	GND	P2 28	P2A 38	GND
	P2 29	P2B 22	IO16	P2 30	P2A 22	IO17
	P2 31	P2B 6	IO18	P2 32	P2A 6	IO19
	P2 33	P2B 39	GND	P2 34	P2A 39	GND
	P2 35	P2B 23	IO20	P2 36	P2A 23	IO21
	P2 37	P2B 7	IO22	P2 38	P2A 7	IO23
	P2 39	P2B 40	GND	P2 40	P2A 40	GND
	P2 41	P2B 24	IO24	P2 42	P2A 24	IO25
	P2 43	P2B 8	IO26	P2 44	P2A 8	IO27
	P2 45	P2B 41	GND	P2 46	P2A 41	GND
	P2 47	P2B 25	IO28	P2 48	P2A 25	IO29
	P2 49	P2B 9	IO30	P2 50	P2A 9	IO31
	P2 51	P2B 42	GND	P2 52	P2A 42	GND
	P2 53	P2B 26	STINT1	P2 54	P2A 26	STINT2
	P2 55	P2B 10	STMRDIR	P2 56	P2A 10	STMRCL
	P2 57	P2B 43	GND	P2 58	P2A 43	GND
	P2 59	P2B 27	ST1PWM	P2 60	P2A 27	ST2PWM
	P2 61	P2B 11	ST3PWM	P2 62	P2A 11	SPDPINT
	P2 63	P2B 44	GND	P2 64	P2A 44	GND
	P2 65	P2B 28	SPWM1	P2 66	P2A 28	SPWM2
	P2 67	P2B 12	SPWM3	P2 68	P2A 12	SPWM4
	P2 69	P2B 45	SPWM5	P2 70	P2A 45	SPWM6
	P2 71	P2B 29	SPWM7	P2 72	P2A 29	SPWM8
	P2 73	P2B 13	SPWM9	P2 74	P2A 13	GND
	P2 75	P2B 46	GND	P2 76	P2A 46	GND
	P2 77	P2B 30	SCAP1	P2 78	P2A 30	SCAP2
	P2 79	P2B 14	SCAP3	P2 80	P2A 14	SCAP4
	P2 81	P2B 47	GND	P2 82	P2A 47	GND
	P2 83	P2B 31	SXF	P2 84	P2A 31	SBIO
	P2 85	P2B 15	SSCLK	P2 86	P2A 15	SSTE
	P2 87	P2B 48	SSIMO	P2 88	P2A 48	SSOMI
	P2 89	P2B 32	GND	P2 90	P2A 32	GND
	P2 91	P2B 16	INT0	P2 92	P2A 16	INT1
	P2 93	P2B 49	INT2	P2 94	P2A 49	INT3
	P2 95	P2B 33	VCC1(+5V)	P2 96	P2A 33	VCC1(+5
	P2 97	P2B 17	VCC1(+5V)	P2 98	P2A 17	VCC1(+5
	P2 99	P2B 50	GND	P2 100	P2A 50	GND

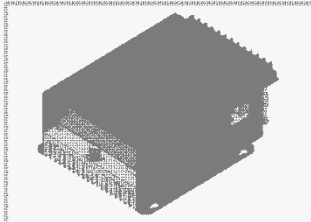
Connector (P3)	Pin	Sub-D Pin	Signal	Pin	Sub-D Pin	Signal
	P3 1	P3B 1	GND	P3 2	P3A 1	GND
	P3 3	P3B 34	TXD(TXD)	P3 4	P3A 34	Not used for
	P3 5	P3B 18	RXD(RXD)	P3 6	P3A 18	DCD(RXD)
	P3 7	P3B 2	RTS(RTS)	P3 8	P3A 2	DTR(RTS)
	P3 9	P3B 35	CTS(CTS)	P3 10	P3A 35	DSR(CTS)
	P3 11	P3B 19	RI(not used)	P3 12	P3A 19	GND
	P3 13	P3B 3	STXD	P3 14	P3A 3	<u>STXD</u>
	P3 15	P3B 36	SRXD	P3 16	P3A 36	<u>SRXD</u>
	P3 17	P3B 20	-	P3 18	P3A 20	-
	P3 19	P3B 4	-	P3 20	P3A 4	-
	P3 21	P3B 37	-	P3 22	P3A 37	-
	P3 23	P3B 21	-	P3 24	P3A 21	-
	P3 25	P3B 5	-	P3 26	P3A 5	-
	P3 27	P3B 38	GND	P3 28	P3A 38	GND
	P3 29	P3B 22	PHI0(7)	P3 30	P3A 22	<u>PHI0(7)</u>
	P3 31	P3B 6	PHI90(7)	P3 32	P3A 6	<u>PHI90(7)</u>
	P3 33	P3B 39	IDX(7)	P3 34	P3A 39	<u>IDX(7)</u>
	P3 35	P3B 23	GND	P3 36	P3A 23	GND
	P3 37	P3B 7	PHI0(6)	P3 38	P3A 7	<u>PHI0(6)</u>
	P3 39	P3B 40	PHI90(6)	P3 40	P3A 40	<u>PHI90(6)</u>
	P3 41	P3B 24	IDX(6)	P3 42	P3A 24	<u>IDX(6)</u>
	P3 43	P3B 8	GND	P3 44	P3A 8	GND
	P3 45	P3B 41	PHI0(1)	P3 46	P3A 41	<u>PHI0(1)</u>
	P3 47	P3B 25	PHI90(1)	P3 48	P3A 25	<u>PHI90(1)</u>
	P3 49	P3B 9	IDX(1)	P3 50	P3A 9	<u>IDX(1)</u>
	P3 51	P3B 42	GND	P3 52	P3A 42	GND
	P3 53	P3B 26	PHI0(2)	P3 54	P3A 26	<u>PHI0(2)</u>
	P3 55	P3B 10	PHI90(2)	P3 56	P3A 10	<u>PHI90(2)</u>
	P3 57	P3B 43	IDX(2)	P3 58	P3A 43	<u>IDX(2)</u>
	P3 59	P3B 27	GND	P3 60	P3A 27	GND
	P3 61	P3B 11	PHI0(3)	P3 62	P3A 11	<u>PHI0(3)</u>
	P3 63	P3B 44	PHI90(3)	P3 64	P3A 44	<u>PHI90(3)</u>
	P3 65	P3B 28	IDX(3)	P3 66	P3A 28	<u>IDX(3)</u>
	P3 67	P3B 12	GND	P3 68	P3A 12	GND
	P3 69	P3B 45	PHI0(4)	P3 70	P3A 45	<u>PHI0(4)</u>
	P3 71	P3B 29	PHI90(4)	P3 72	P3A 29	<u>PHI90(4)</u>
	P3 73	P3B 13	IDX(4)	P3 74	P3A 13	<u>IDX(4)</u>
	P3 75	P3B 46	GND	P3 76	P3A 46	GND
	P3 77	P3B 30	PHI0(5)	P3 78	P3A 30	<u>PHI0(5)</u>
	P3 79	P3B 14	PHI90(5)	P3 80	P3A 14	<u>PHI90(5)</u>
	P3 81	P3B 47	IDX(5)	P3 82	P3A 47	<u>IDX(5)</u>
	P3 83	P3B 31	GND	P3 84	P3A 31	GND
	P3 85	P3B 15	CANL	P3 86	P3A 15	GND
	P3 87	P3B 48	CANH	P3 88	P3A 48	GND
	P3 89	P3B 32	GND	P3 90	P3A 32	GND
	P3 91	P3B 16	VCC2(+5V)	P3 92	P3A 16	VCC2(+5V)
	P3 93	P3B 49	VCC2(+5V)	P3 94	P3A 49	VCC2(+5V)
	P3 95	P3B 33	VCC3(+5V)	P3 96	P3A 33	VCC3(+5V)
	P3 97	P3B 17	VCC3(+5V)	P3 98	P3A 17	VCC3(+5V)
	P3 99	P3B 50	GND	P3 100	P3A 50	GND

EK-4 İzolasyon ve Hata Devresi



EK-5 A) SKS22F B6U+E1CIF+B6CI13V12 Evirici Katalog Bilgileri

SEMISTACK - IGBT



SEMISTACK 1)

Three-phase inverter

SKS 22F B6U+E1CIF+B6CI 13 V12

SK 30 GB 128

SK 30 GAL 123

SK 95 D 12

P 35/260F

SKH1 200pA

Preliminary Data

Features

- Compact design
- Hall Effect Current Sensor
- Circuit for soft charge the capacitors
- IGBT Braking chopper
- Vce monitoring

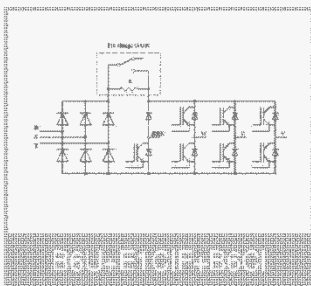
Typical Applications

- AC Motor Control
- Elevator
- Industrial

1) Photo non-contractual

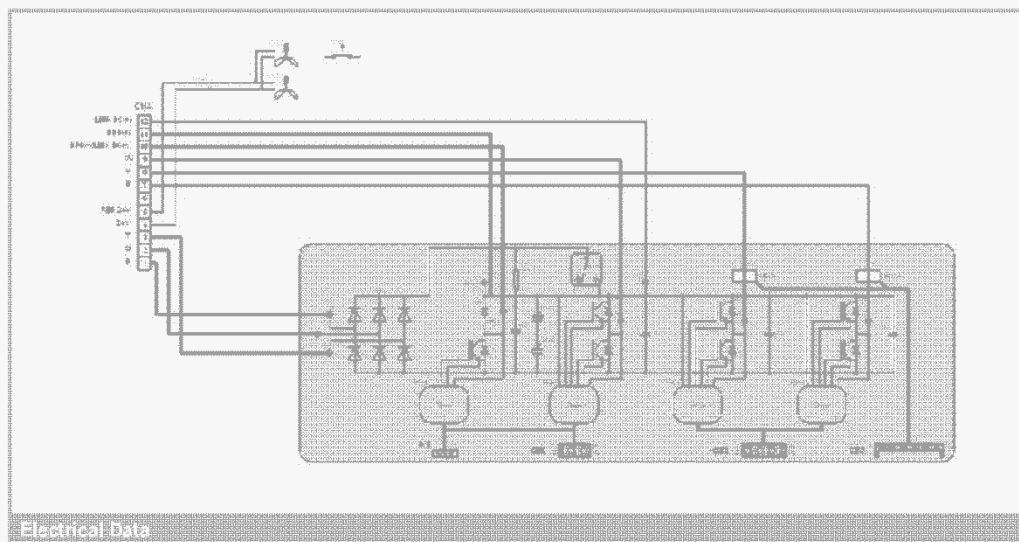
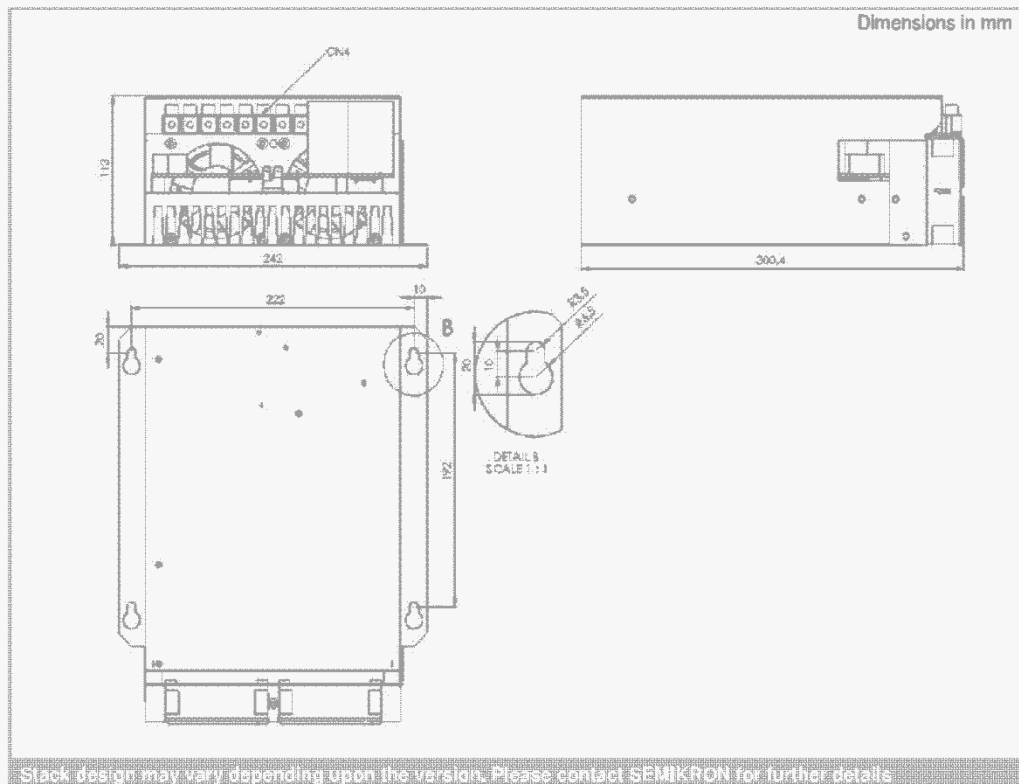
Circuit	I _{rms}	V _{ac} (V _{dc})	Types
B6CI	22	380 750	SKS 22F B6U+E1CIF+B6CI 13 V12

Symbol	Conditions	Values	Units
I _{rms} max	No overload; 10 kHz	22	A
T _{amb} = 35 °C	150% overload, 60s every 10min (I _{ov} /I _N)	27/18	A
	200% overload, 10s every 10min (I _{ov} /I _N)	30/15	A
V _{ce} max		1200	V
f _{sw} max	Absolute maximum switching frequency	15	kHz
f _{sw} max Csl	Advise maximum switching frequency	6	kHz
C	Type EPCOS B43303A0687	680/400	µF/V
C _{ocv}	Equivalent capacitor bank	1360/800	µF/V
T _{dc} %	Discharge time of the capacitor bank	240	s
V _{dc} max	Max DC voltage applied to capacitor bank	750	V
Rectifier		380	V _{ac}
V _{net} max	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T _{vj}	Junction temperature for continuous operation	-40...+125	°C
T _{sig}	without requirement of reforming of capacitors	-20...+40	°C
T _{amb}		-20...+55	°C
V _{isol}	60Hz/1min	2500	V
w	Aprox. total weight	5.5	Kg
Cooling	Fan, DC power supply	24	V
	Current Consumption (per fan)	0.11	A
	Required air flow (per fan)	42.5	m ³ /h
Losses	B6CI, Converter at P _{max} ; T _{amb} = 35 °C	300	W
	Efficiency	97	%
Current sensor	Hall-type LEM LAH 25-NP		
Thermal trip	normally closed	71	°C
Others components	Relay Metaltex J1NAC3		
Options			
Tests	Functional Test Short Circuit Test Visual Inspection		



B6U+E1CIF+B6CI

SEMISTACK - IGBT



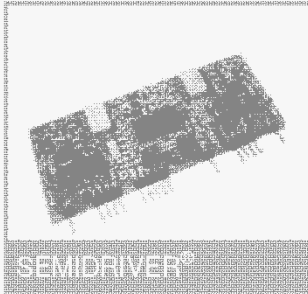
Electrical data

Connectors						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN1:1	TOP W	Top phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:2	ER W	Vce phase W error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:3	BOT W	Bot phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:4	GND	Ground		0		V
CN1:5	GND	Ground		0		V
CN1:6	Win(BOT)	Break input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:7	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:8	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:9	GND	Ground		0		V
CN1:10	GND	Ground		0		V
CN2:1	TOP U	Top phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:2	ER U	Vce phase U error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:3	BOT U	Bot phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:4	GND	Ground		0		V
CN2:5	TOP V	Top phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:6	ER V	Vce phase V error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:7	BOT V	Bot phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:8	GND	Ground		0		V
CN2:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:10	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:11	GND	Ground		0		V
CN2:12	GND	Ground		0		V
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				
CN3:1	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:2	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:3	GND	Ground		0		V
CN3:4	HALL U	Output Hall phase U				
CN3:5	HALL V	Output Hall phase V				
CN3:6		NC				
CN3:7	GND	Ground		0		V
CN3:8	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:9	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:10						
CN4:1	R	Input Phase R	176	220	253	V
CN4:2	S	Input Phase S	176	220	253	V
CN4:3	T	Input Phase T	176	220	253	V
CN4:4	(+)	Positive FAN Power Supply		24		V
CN4:5	(-)	Reference FAN Power Supply				
CN4:6		NC				
CN4:7	U	Output U Inverter Phase		220	253	V
CN4:8	V	Output V Inverter Phase		220	253	V
CN4:9	W	Output W Inverter Phase		220	253	V
CN4:10	DC(-)/ BRK(-)	DC Link Negative Reference and Negative Break Resistor Input				
CN4:11	BRK(+)	Positive Break Resistor Input				
CN4:12	DC(+)	DC Link Positive Reference				
K1:1		NC				
K1:2	CIS	Charge Input Signal	0	0/15	24	V
K1:3	GND	Ground		0		V
K1:4		NC				

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

EK-5 B) SKHI20opA Sürücü Karta ait Katalog Bilgileri

SKHI 20 opA



SKHI 20opA

Preliminary Data

SEMIDRIVER®

Features

- For IGBT with V_{CES} up to 1200V
- Dual driver for half bridge IGBT modules
- May be used as two independent single drivers
- CMOS compatible input drivers
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring with soft turn-off
- Secondary side supply under voltage protection
- Error memory, output signal with external or automatic reset
- Interlock TOP/BOTTOM
- DC BUS up to 800V

Typical Applications

- IGBT Driver for UPS, inverter drivers, welding inverter and SMPS

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Term	Value	Types
V_S	Supply voltage primary	18	V
V_{SS}	Supply voltage secondary	30	V
$I_{OUTPEAK}$	Output peak current	2,5	A
f_{max}	max. switching frequency	100	kHz
V_{CE}	Collector-Emitter voltage sense across the IGBT	1000	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	15	kV/ μ s
V_{ISOIO}	Isolation test voltage input-output (1 min. AC)	2500	Vac
R_{Gmin}	Minimum rating for R_G	7,5	Ω
T_{op}	Operating temperature	- 40... + 70	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	- 40... + 85	$^{\circ}$ C

Electrical Characteristics ($T_a=25^{\circ}$ C)

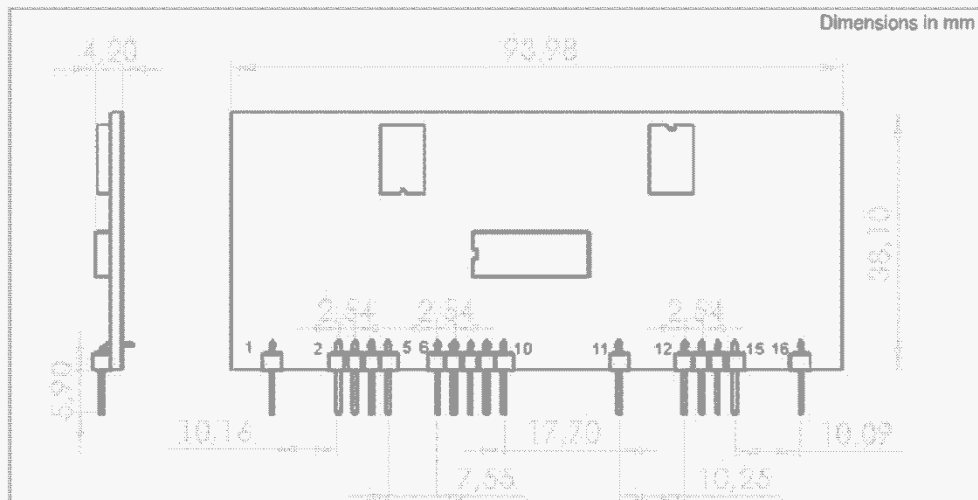
Symbol	Term	min	typ	max	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_S	Supply current primary side			45	mA
V_{SS}	Isolated supply voltage secondary side	24	25,5	27	V
I_{SS}	Isolated supply current secondary side			20	mA
V_I	Input signal voltage (on/off)		15 / 0		V
V_{IT+}	Input threshold voltage (High)	11,0	12,4		V
V_{IT-}	Input threshold voltage (Low)		4,8	6,4	V
R_{in}	Input resistance		10		k Ω
$V_{G(on)}$	Turn-on gate voltage output		15	16	V
$V_{G(off)}$	Turn-off gate voltage output	-9	-8	-6	V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance		10		k Ω
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	350	550	750	ns
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	500	700	900	ns
t_{TD}	Top-bottom interlock dead time		4 ¹⁾		μ s
V_{CEstat}	Ref. voltage for V_{CE} monitoring	6,5	7 ²⁾	7,5	V
$t_{d(on)}$	Error input-output propagation time		0,6		μ s
$t_{d(Err)reset}$	Error reset time		9 ²⁾		μ s
C_{ps}	Coupling capacity primary-secondary		3		pF
W	weight		17,5		g

¹⁾ Factory adjusted; see table Jumper Settings for other values.

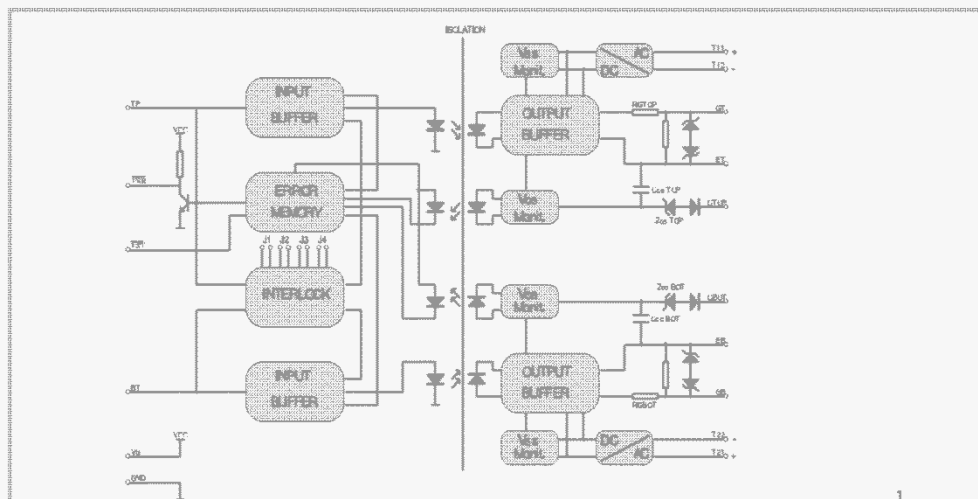
²⁾ For resetting the driver is necessary to turn off both pulses (top and bottom) or put reset signal low for at least 8 μ s.

³⁾ V_{CE} threshold is adjustable.

SKH 20 opA



Mechanical Data



Electrical Data

Jumper 1 (JP1)	Jumper 2 (JP2)	Jumper 3 (JP3)	Interlock Time t_{ID}
close	open	Close	0.25 μ s
close	open	Open	2 μ s
open	open	Close	3 μ s
open	open	Open	4 μ s
x	close	X	no interlock

The interlock circuit prevents the two IGBTs (top/bottom) to switch at the same time, and its dead time can be adjusted with the jumpers JP1 and JP3 as above. This feature can be disabled by solder bridging the pads of JP2. JP4 is not used in this version, left it open always.

SKHI 20 opA

Jumper Settings

C_{CE} e Z_{CE} are applied for adjusting the steady-state threshold and short circuit dynamic. The Vce monitoring must remain disabled for a short time period following the turn-on of the IGBT to allow the collector voltage to fall below the voltage threshold. This time is set by the C_{CE} capacitor and the voltage threshold is set by the Z_{CE} zener diode.

The disable time is calculated by the following formula:

$$t_{disable} = (68 + C_{CE}) * 7/250 \text{ usec.} \quad (C_{CE} \text{ is in pF})$$

The voltage threshold is calculated by the following formula:

$$V_{threshold} = (7 - 1.4 - V_{Zener}) \text{ V} \quad (V_{Zener} \text{ is the zener voltage})$$

Vce Setting

PIN No.	Designation	Explanation
6	RST	reset input signal (active low)
7	TP	switching signal top input (15V logic)
8	ER	error output, low=error, Max 30V/15mA
9	VS	+15V ($\pm 3\%$) voltage supply
10	GND	related earth for input signals
11	BT	switching signal bottom input (15V logic)

Primary side PIN array

PIN No.	Designation	Explanation
1	CTOP	collector output IGBT 1 (TOP)
2	GT	gate output IGBT 1 (TOP)
3	ET	emitter output IGBT 1 (TOP)
4	T11	related earth for power supply (TOP)
5	T12	Switching signal for power supply ($f_{sw}=450\text{kHz}/V_{pk}=27\text{V}$)
12	T22	Switching signal for power supply ($f_{sw}=450\text{kHz}/V_{pk}=27\text{V}$)
13	T21	related earth for power supply (BOTTOM)
14	EB	emitter output IGBT 1 (BOTTOM)
15	GB	gate output IGBT 1 (BOTTOM)
16	CBOT	collector output IGBT 1 (BOTTOM)

The driver has an internal rectifier for the power supply of the secondary sides. The power supply for secondary sides can be a square wave of maximum 450kHz (50% duty cycle) and 27V peak.

Secondary side PIN array

This technical information specifies devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Sales Information

Code	Description	Description 2	Status
97627930	SKHI 20 opA		K

ÖZGEÇMİŞ

Ahmet GÜNDOĞDU

Fırat Üniversitesi
Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü
23119, ELAZIĞ
agundogdu@firat.edu.tr

- 1974** : Elazığ doğumlu.
- 1980 - 1992** : İlk ve orta öğrenimini Elazığ’da tamamladı.
- 1992 - 1994** : Akdeniz Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Elektrik Bölümü’nde ön lisans eğitimi aldı.
- 1996 - 2000** : Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü’nde lisans eğitimini tamamlayarak Elektrik Öğretmeni diploması aldıktan sonra aynı fakülte ve aynı bölüme Araştırma Görevlisi olarak atandı.
- 2002 - 2004** : Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Makinaları Anabilim Dalında “Matris Konverterden Beslenen Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi” isimli yaptığı tez çalışması ile Yüksek Lisans derecesi aldı.
- 2005-** : Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Müh. Elektronik Anabilim Dalında “Asenkron Motorlarda Moment Dalgalanmalarının Sinirsel Bulanık Ağlar ile Azaltılması” isimli tez konusunda doktora eğitimine başladı.