

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SABİT MİKNATISLI SENKRON MOTORLARIN SERVO
UYGULAMALARINDA PID KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN
OTOMATİK AYARLANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Gökhan ERÜNLÜ

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

OCAK 2014

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN SERVO
UYGULAMALARINDA PID KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN
OTOMATİK AYARLANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Gökhan ERÜNLÜ
(504101132)**

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN

OCAK 2014

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504101132 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Gökhan ERÜNLÜ**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN SERVO UYGULAMALARINDA PID KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN OTOMATİK AYARLANMASI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

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

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. S. Murat YEŞİLOĞLU
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Ö. Turay KAYMAKÇI
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **16 Aralık 2013**
Savunma Tarihi : **23 Ocak 2014**

Tüm sevdiklerime,

ÖNSÖZ

Bu tezin yazılma sürecinde bana maddi ve manevi destek olan aileme, tez sürecinde bana yardımcı olan tez danışmanım Prof. Dr. Metin Gökaşan'a, maddi destek veren GvB A.Ş ve Akım Metal Sanayi ve Ticaret A.Ş.'ye, devre lehimlerini yapan lehim ustası Erhan Işık'a, bana tez çalışmamın birçok alanında yardım eden tüm İTÜ MEAM çalışan ve öğrencilerine ve emeği geçen herkese teşekkür ederim.

Ocak 2014

Gökhan Erünlü
(Gömülü Sistem Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Literatür Araştırması	3
2. SERVO SİSTEM BİLEŞENLERİ.....	9
2.1 Motor Sürücü Bileşenleri	9
2.1.1 Sabit mıknatıslı senkron motor	9
2.1.2 Elektronik komütatör	11
2.1.2.1 Açısal pozisyon sensörü	11
2.1.2.2 Vektör kontrol algoritması	14
2.1.2.3 Kuvvetlendirici	20
2.2 Dijital Kontrolör Bileşenleri.....	22
2.2.1 Dijital kontrol kartı.....	22
2.2.2 Haberleşme arayüzü	24
2.2.3 Dijital kontrolör yazılımı	26
2.2.3.1 Akım kontrolü	28
2.2.3.2 Hız kontrolü	29
2.3 Servo Sistem Mekaniği	30
3. PID PARAMETRELERİNİN OTOMATİK AYARLANMASI.....	31
3.1 Sistem Modeli	31
3.2 Sistem Modelinin Otomatik Olarak Bulunması	34
3.3 PID Kontrolör Parametrelerinin Otomatik Ayarlanması.....	38
4. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	41
4.1 Sistem Modelini Bulma Algoritmasının Simülasyon Sonuçları	41
4.2 PID Parametrelerini Otomatik Bulma Algoritmasının Simülasyon Sonuçları.....	44
4.3 Sistem Modelini Bulma Algoritmasının Düşük Yükteki Test Sonuçları	46
4.4 Sistem Modelini Bulma Algoritmasının Yükteki Test Sonuçları	49
4.5 PID Parametrelerini Otomatik Bulma Algoritmasının Test Sonuçları.....	52
KAYNAKLAR	59
ÖZGEÇMİŞ.....	61

KISALTMALAR

SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
DA	: Doğru Akım
AA	: Alternatif Akım
DSİ	: Dijital sinyal işleyici
IKH	: İntegral Karesel Hata
IZKH	: İntegral Zaman Karesel Hata
IZMH	: İntegral Zaman Mutlak Hata
IMH	: İntegral Mutlak Hata
GKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
TEMK	: Ters elektro-motor kuvvet
DDS	: Dakikadaki devir sayısı
KÇS	: Kutup çifti sayısı
SMT	: Sıfırıncı Mertebeden Tutucu
sn	: Saniye

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Fırçasız motorların fırçalı motorlara göre avantaj ve dezavantajları. ..	10
Çizelge 2.2 : Yazılım bileşenlerinin çalışma frekansları.	26
Çizelge 4.1 : Farklı optimizasyon kurallarına göre bulunan sistem modelleri.	49
Çizelge 4.2 : Farklı optimizasyon kurallarına göre bulunan sistem modelleri.	52
Çizelge 4.3 : Farklı yöntem ve kriterlerle bulunan kontrolör parametreleri.	57
Çizelge 4.4 : Farklı kontrolörlerin az yüklü sistemdeki başarı kıyaslaması.	58

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Bir mıknatıs kutup çiftli 3 fazlı SMSM yapısı [14].	10
Şekil 2.2 : Mekanik ve elektronik komütasyonlu motorun karşılaştırması [15].	11
Şekil 2.3 : SMSM'un HALL sensör ölçümü ile sürülmesi [13].	12
Şekil 2.4 : Mutlak pozisyonlu dördül enkoderin ileri ve geri dönüş sırasındaki çıkış sinyalleri [16].	13
Şekil 2.5 : AA Motoru için <i>FOC</i> algoritmasının temel gösterimi [18].	15
Şekil 2.6 : Akım, gerilim ve rotor akısı uzay vektörlerinin d, q döner referans eksenindeki gösterimi ve a,b,c ile (α , β) durağan referans sistemi ile ilişkileri [18].	17
Şekil 2.7 : Sensörlü vektör kontrol (<i>FOC</i>) algoritmasının detaylı yapısı [18].	19
Şekil 2.8 : SMSM faz ve fazlar arası gerilim dalga formları [13].	19
Şekil 2.9 : Komütatör elektronığının alt bileşenleri olan DSİ şeklin solunda ve kuvvetlendirici devre ise şeklin sağında görünmektedir [18].	20
Şekil 2.10 : 3 fazlı kuvvetlendirici yapısı [14].	20
Şekil 2.11 : IPM tabanlı 750W kuvvetlendirici devresi.	21
Şekil 2.12 : Proje için tasarlanan 32bit işlemcili dijital kontrol kartının ön yüzü.	23
Şekil 2.13 : Proje için tasarlanan 32bit işlemcili dijital kontrol kartının arka yüzü.	24
Şekil 2.14 : Arayüz yazılımının komuta penceresi.	25
Şekil 2.15 : Yazılım akış diyagramı.	26
Şekil 2.16 : Yazılım blok diyagramı [18].	27
Şekil 2.17 : I_d akım kontrolörü blok diyagramı.	28
Şekil 2.18 : I_q akım kontrolörü blok diyagramı.	29
Şekil 2.19 : Hız kontrolörü.	29
Şekil 2.20 : Tezde kullanılan test düzeneği.	30
Şekil 2.21 : Örnek bir servo sistemin mekanik görünümü.	30
Şekil 3.1 : Şeklin solunda eksponansiyel ve sağında lineer frekans artımlı değişken frekanslı sinüs sinyallerinin zamana bağlı çıkışları görülmektedir [20].	34
Şekil 3.2 : Servo sistemin, katsayıları otomatik olarak bulunan PID kontrolör ile test edilmesi için Matlab/Simulink programında kurulan blok yapısı.	39
Şekil 4.1 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.	41
Şekil 4.2 : Gerçek sistemin ve parametreleri bulunan sistemin birim basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşil çizilmiştir.	42
Şekil 4.3 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.	42
Şekil 4.4 : Gerçek sistemin ve parametreleri bulunan sistemin birim basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşil çizilmiştir.	43
Şekil 4.5 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.	43

Şekil 4.6 : Gerçek sistemin ve parametreleri bulunan sistemin birim basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşil çizilmiştir.....	44
Şekil 4.7 : Sistemin birim basamak cevabı.....	45
Şekil 4.8 : PID kontrolör kullanıldığında toplam sistemin 1000devir/dakika değerinde basamak girişe verdiği ayrık sistem cevabı.....	45
Şekil 4.9 : Sistemin basamak giriş cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.	46
Şekil 4.10 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişinin 1000 kat büyütülmüş halini ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir. .	47
Şekil 4.11 : Gerçek sistemin ve IKH (ISE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.....	47
Şekil 4.12 : Gerçek sistemin ve IZKH (ITSE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.	48
Şekil 4.13 : Gerçek sistemin ve IKH (ISE) kriterine göre parametreleri bulunan sistemin 0,02 birimlik basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.....	48
Şekil 4.14 : Yüklenen sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişinin 100 kat büyütülmüş halini ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.....	49
Şekil 4.15 : Gerçek sistemin ve IKH (ISE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.....	50
Şekil 4.16 : Gerçek sistemin ve IZKH (ITSE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.....	50
Şekil 4.17 : Gerçek sistemin ve referans sinyali kullanılarak IKH kriterine göre parametreleri bulunan sistemin 0,2 birimlik basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.	51
Şekil 4.18 : Gerçek sistemin ve ISE kriterine göre bulunan sistemin 0,2 birimlik basamak giriş cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.....	51
Şekil 4.19 : Gerçek sistemin 0,02 birimlik basamak cevabı. Sistem çıkışı mavi, referans sinyalin 10000 kat kuvvetlendirilmiş hali ise kırmızı ile çizdirilmiştir.....	52
Şekil 4.20 : Gerçek sistemin 0,01 birimlik basamak cevabı. Sistem cevabı mavi, referans sinyalin 1000 kat kuvvetlendirilmiş hali ise kırmızı ile çizdirilmiştir.....	53
Şekil 4.21 : Gerçek sistemin, sırasıyla 200, 400, 600, 800 ve 1000 birimlik basamak tipi hız referans sinyallerine verdiği cevap kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.....	54
Şekil 4.22 : Gerçek sistemin, sırasıyla 1000 ve 2000 birimlik hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.....	54
Şekil 4.23 : Gerçek sistemin, sırasıyla 1000 ve 2000 birimlik hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.....	55

- Şekil 4.24 :** Gerçek sistemin, sırasıyla 1000 ve 2000 birimlik hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir..... 56
- Şekil 4.25 :** Yüklenmiş sistemin sırasıyla 500, 200 ve 400 birimlik basamak tipi hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir. 57

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN SERVO UYGULAMALARINDA PID KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN OTOMATİK AYARLANMASI

ÖZET

Teknolojinin gelişmesiyle birlikte kullanım alanları da artan elektroniğin getirdiği yenilikler günlük hayat ile sınırlı kalmayıp endüstriyel sistemleri de kapsamıştır. Servo sistem de bunlardan biridir. Bu tez kapsamında sabit mıknatıslı senkron motorların servo uygulamalarında PID kontrolör parametrelerinin otomatik ayarlanması işlenecektir. Servo sistem genel olarak motor sürücü, kontrolör ve servo mekanik olmak üzere üç başlık altında incelenebilir.

Motor sürücü kısmını ele alırsak, bu kısım şu birimlerden oluşur: elektrik motoru, elektronik komütatör ve sensörleri. Elektrik motoru olarak alternatif akımlı sabit mıknatıslı senkron motor kullanılmıştır, elektronik komütasyon için vektör kontrol algoritması ve PWM üretimi için de uzay vektör modülasyonu yöntemi kullanılmıştır. Üretilen PWM IPM tabanlı kuvvetlendiriciye girmiş ve kuvvetlendirici tarafından motor fazları sürülmüştür. Vektör kontrol algoritması çalışmak için rotorun açısal pozisyonuna ihtiyaç duyar ve bunun ölçülmesi için 2500 artımlı mutlak pozisyonlu dördül enkoder kullanılmıştır.

İkinci olarak da dijital kontrolör kısmını ele alırsak, bu kısım da mikrokontrolör devresi, haberleşme birimleri ve kontrolör yazılımından oluşur. Mikrokontrolör devresinde mikro işlemci tabanlı bir dijital sinyal işleyici (*DSP*) ve bunun çalışması için gerekli diğer elektronik devre elemanları bulunur. Haberleşme birimi olarak Visual C# dilinde kullanıcı arayüzü yazılmıştır. Kontrolör yazılımında i_q akımını, i_d akımını ve motor hızını kontrol etmek için 3 farklı dijital PID kontrolör vardır.

Üçüncü olarak ise servo mekanikinden bahsedebiliriz. Motor, elektronik devreler, sensörler ve eğer gerekliyse dişli kutusu gibi parçaları birbirlerine sabitleyen ve tüm sistemi toz, su, darbe gibi dış etkilere koruyan kısımdır.

PID hız kontrolör parametrelerinin otomatik ayarlanması için gerekli olan ilk adım sistem modelinin elde edilmesidir. Bunun için sisteme uyarı sinyali yollar ve sistem cevabına bakılır, uyarı sinyali olarak sisteme 10 saniye boyunca değişken frekanslı sinüs sinyali uygulanmış ve bu süre zarfında sinüs sinyalinin frekansı 0,5Hz'den başlanarak lineer olarak 10Hz'e kadar artırılmıştır. Ardından ISE kriterini sayısal olarak optimize edecek şekilde sistem parametreleri bulunmuştur. Bulunan bu parametreler hız kontrolörü tasarımında kullanılmıştır.

Hız kontrolörü için dijital PID kontrolör kullanılmış ve örnekleme periyodu 0,001Hz olarak belirlenmiştir. Sistem modelinin parametreleri yüzde aşım, yerleşme zamanı gibi kriterlerin de dâhil edildiği IKH maliyet fonksiyonunu minimize edecek şekilde aranmıştır.

Algoritmalar farklı sistemler için çalıştırılmış, simülasyon ve gerçek test sonuçları incelendiğinde kullanılan yöntemin başarılı olduğu görülmüştür.

AUTO TUNING OF PID CONTROLLER PARAMETERS FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR SERVO APPLICATIONS

SUMMARY

Development of the technology also brought the improvement of the electronics and made it part of the daily life. It also entered to the industrial area and the servo system is one of the results of industrial development of electronics. Purpose of this theses is auto tuning of PID speed controller parameters for permanent magnet synchronous motor servo applications.

Permanent magnet synchronous motors are kind of brushless motors and they have several advantages and disadvantages when they compared with the conventional brushed motors. Advantages of brushless motors are; no electrical sparks, voltage drops and EMI generation because of mechanical brushes, they can work in oil and dust, they can work long time without any maintenance, they produce higher torque, they have less weight and they have less size. Disadvantages of brushless motors are; need of electronic commutator and higher price.

It can be easily seen that, advantages of the brushless motors are more than the disadvantages and this is the reason why usage of brushless motors in industry increases and usage of brushed motors decreases. Brushless motors have two different types one of which is brushless DC motor and the other is brushless AC motor. Brushless DC motor, also named as permanent magnet DC motor, is 3-phase motor and it has trapezoidal back EMF, this means that when it is rotating it generates voltage shaped as trapezoidal. Because of this trapezoidal back EMF it is needed to be powered with the square wave voltage and it has own driving procedure that is named as 6-step commutation. The other type of brushless motors is brushless AC motor and it is also called as permanent magnet synchronous motor. This is also 3-phase motor but difference of this type is sinusoidal back EMF. This means that when it is rotating it generates voltage shaped as sinus function. Because of this sinusoidal back EMF it is needed to be powered with the sinus wave voltage and it has own driving procedure that is named as vector control.

When compared with the brushless DC motor, permanent magnet synchronous motors have some important advantages over them. Because of the sinusoidal back EMF, they produce less EMI and their torque output has fewer ripples. Usage of the vector control algorithm also increases the dynamic load performance and this is the reason why washing machine producers use permanent synchronous motors, this motor kind gives the best performance for these kinds of nonlinear loads.

Permanent synchronous motors are synchronous motors and that means that magnetic flux produced with the rotor magnets and the stator windings must be at the same frequency. They also need to be orthogonal (90°) to each other for the maximum torque production.

Servo system that is designed in this project is a digital servo system, this means that its controller is not analog controller, instead it has microprocessor based digital

controller. In general, digital servo system can be divided in three main parts, first part is motor driver, second part is controller and the last part is servo mechanic.

First part is the motor driver part and it has sub parts as permanent magnet synchronous motor, electronic commutator and amplifier. Electronic commutator and amplifier take the function of brushes in brushless motors. It calculates the commutation frequency, phase and voltage amplitude, then it generates PWM signals and amplifier amplifies these signals to power the motor phases. Motor used in this thesis is 220V motor and nominal RMP is 5000. It has integrated absolute quadrature encoder with 2500 increment, this makes the resolution of 10000 increments. Encoder is the part of commutation electronics because commutation algorithm needs to know the actual motor angular position in every step. Commutation procedure used in this thesis called as vector control and also named as field oriented control (FOC) algorithm. This algorithm can be summarized in seven steps.

First step is measurement of the phase currents, only two of three phase currents is sufficient because third one can be found with the usage of the other two.

Second step is Clarke Transform, that converts three phase currents to a two-axis system. This conversion produces i_α and i_β from i_a , i_b and i_c .

Third step is Park Transform, that converts two axis orthogonal i_α and i_β system to the new two axis orthogonal system that rotates with the rotor flux. This conversion produces i_d and i_q currents. I_d current produces magnetic flux and independent from torque production, i_q current produces torque and independent from flux production, this allows controlling the produced flux and torque independently

Fourth step is PID control loop. Control loop includes two different PID controllers, first one controls the i_d current and the second one controls the i_q current, purpose is make the i_d current zero and track the reference i_q command. I_q controller produces V_q reference as an output and i_d controller produces V_d .

Fifth step is finding the θ (angular position of the rotor), there are two different methods to find θ . First one is sensorless algorithm and it only uses V_α , V_β , i_α and i_β for estimation. Second method is using absolute position sensor and reading sensor data, this is also the chosen method for this project because it gives more precision results at the full range of speed.

Sixth step is Inverse Park Transform, that transforms V_q and V_d back to the stationary reference frame using the new θ value, that finds the V_α and V_β commands.

Seventh and the last step is converting V_α and V_β commands to the motor phase voltages V_a , V_b and V_c . This is done with the space vector algorithm and it produces the PWM duty cycles to produce the destination voltages.

Second part is controller part and it has also some sub parts as, digital controller board, user interface and digital controller code. Digital controller board designed for this thesis and it includes 32-bit, 150MHz, floating point Texas Instruments C2000 family Delphino series TMS320F28335 digital signal processor (DSP). This board also includes ASRAM, EEPROM, linear and switchmod regulators, analog and digital buffers, two CAN, one RS232 and one RS485 interface, two quadrature encoder interface, analog inputs for ADC, external digital inputs and outputs. Board is six layer PCB and gold plated, all connector pins have ESD and EMI protection filters.

The other sub part of controller is user interface, it is a computer program and used for testing the system and setting some EEPROM parameters. It is written in Visual C# language and communicates with servo system via RS232 port.

More important sub part of controller section is digital controller part, that includes control algorithm and other DSP codes. It has three control loops, first one is speed control, second one is i_q current control and third one is i_d current control. All controllers are digital PID controllers. Speed controller works at the 1 kHz and two current controllers works at the frequency of 1 kHz. Speed controller gives its output to the i_q controller as the reference value, i_d controller works for regulate the i_d at the zero value.

Servo system mechanic is not explained in detailed in this thesis because it is out of the scope of this thesis. It holds all the mechanics and electronic parts of the servo system together and prevents them from dust and damage.

Last part of this thesis about the auto tuning of the PID speed controller. To control the system, firstly system model needs to be known. Because of the change of the system model with the usage area of the servo system, system model is also needed to found automatically. To find the system model, controller produces excitation i_q signal. Most common used two types of excitation signals are multi-sine and chirp signals. Chirp signal is used in this thesis and its frequency changes between 0,5Hz – 10Hz in 10 seconds, its amplitude is 0,05 which is chosen for not to damage the system with high power vibrations. Numerical method used to find the best fit transfer function parameters and ISE cost function is used for this purpose. System transfer function is first order and so finding the two parameters is sufficient to modeling the system. One of these two parameters (K) are searched at 201 points and the other one (A) is searched at 401 points because it is logarithmic parameter and precision is more important from the other linear parameter that searched at 201 points. Starting and ending points of searching points are found according to the general 750W motor parameters, this means that parameters searched around the parameters of the common motor model parameters. But search area is too wide not to be affected from large parameter changes. Then these system parameters are used to find PID controller parameters.

PID speed controller is found with the usage of cost function like in optimal control. In addition to the ISE criterion some additional rules like overshoot and settling time is used. To protect the PID controller from wind up, anti-wind up mechanism is used. Controller output is saturated to be similar with the real system.

Motor model estimation algorithm and PID auto tuning algorithm is tested via Matlab m-function and results are simulated at the Matlab/Simulink pocket program. Results show that both of model estimation and PID auto tuning algorithms are successful. For the system that has gain of 84 and time constant of 0,1 real K and A parameters of the discrete time model are 0,8358 and 0,99 respectively. Estimated model parameters found as 0,8312 for K and 0,99 for A, step responses of two system is nearly identical. For the worst result, gain error found with the %3,75 error and this is also negligible.

When auto tuned PID controller's performance is analyzed, it is seen that first controller gives 0,0015 second settling time for %2 band, no steady state error and nearly no overshoot. Second controller is designed for soften the system response and it gives %1,4 overshoot, 0,045 second settling time and no steady state error.

1. GİRİŞ

Yakın geçmişten günümüze kadar uzanan teknoloji gelişimi kendini her alanda gösterdiği gibi bunun en belirgin olarak hissedildiği alanlardan biri de elektronik olmuştur. Elektronikteki bu gelişme sadece kendi alanında sınırlı kalmamış, mekanik ve elektrik gibi birçok alanın da içine girerek buralarda da büyük gelişmelerin yaşanmasını sağlamıştır. Elektrik motorları ve bir elektromekanik sistem olan servo sistemlerde yaşanan gelişmeler bunun en belirgin örneklerinden birkaçıdır. Mekanik komütasyonlu fırçalı alternatif akım ve doğru akım elektrik motorlarının yerini elektronik komütasyonlu fırçasız alternatif akım ve doğru akım elektrik motorları aldı. Kullanılan analog elektronik devreleri sayesinde tork, hız ve pozisyon kontrolü yapabilen servo sistemler geliştirildi ve endüstride, robotikte, uçaklarda ve daha birçok alanda büyük gelişmelerin yaşanmasını sağladı. Bu sistemler daha da geliştirilerek analog elektronik yerini dijital elektronik olarak adlandırılan işlemcili ve mikrokontrolörlü devrelere bıraktı. Bu sayede daha karmaşık dijital kontrolörler çok daha büyük hassasiyetle ve güvenlik önlemleriyle birlikte kullanılabilme imkânı buldu. Günümüzde birçok alanda olduğu gibi bu alanda da analog kontrolden dijital kontrole geçiş yaşanmaktadır ve bu geçişin en büyük sebebi dijital elektroniğin ve dijital kontrolün sağladığı avantajlardır. Dijital bir servo sistem genel olarak motor sürücü, kontrolör ve servo mekanizması olmak üzere üç başlık altında incelenebilir.

İlk olarak motor sürücü kısmını ele alırsak, bu kısım şu birimlerden oluşur: elektrik motoru, elektronik komütatör ve sensörleri. Elektrik motoru olarak alternatif akımlı sabit mıknatıslı senkron motor kullanılmıştır, bunun sebebi servo sistemlerde kullanıldıklarında diğer motorlara göre avantajlarının bulunmasıdır. Elektronik komütatör de iki kısımdan oluşmaktadır, bunlardan birincisi tetiklemelerin zamanını ve sıralamalarını hesaplayan mikrokontrolör devre ve yazılımıdır, ikinci kısım ise kuvvetlendirici kısımdır, bu kısımda da akıllı güç modülü (*IPM*) kullanılmıştır. Geri besleme elemanı olarak da döndüröl enkoder (*quadrature encoder*) kullanılmıştır.

İkinci olarak da dijital kontrolör kısmını ele alırsak, bu kısım da mikrokontrolör devresi, haberleşme birimleri ve kontrolör yazılımından oluşur. Mikrokontrolör

devresinde mikro işlemci tabanlı bir dijital sinyal işleyici (*DSP*) ve bunun çalışması için gerekli diğer elektronik devre elemanları bulunur. Haberleşme birimleri de hem mikrokontrolör devresi üzerinde hem de komuta bilgisayarında bulunan haberleşme elemanlarıdır, bunlara kullanıcı arayüz yazılımı ve seri haberleşme protokolleri de dâhildir. Son kısım ise kontrolör yazılımıdır ve PID kontrolör gibi kontrolörlerin dijital olarak gerçekleştirildiği yerdir, *DSP* içerisinde bulunur, geri besleme sensörlerinin anlamlandırılması, yollanan komutların işlenmesi, hata algılama ve uyarma gibi yapıların da içerisinde bulunduğu en kritik bölümlerden biridir.

Son olarak ise ve servo mekaniğinden bahsedebiliriz. Motor, elektronik devreler, sensörler ve eğer gerekliyse dişli kutusu gibi parçaları birbirlerine sabitleyen ve tüm sistemi toz, su, darbe gibi dış etkilere koruyan kısımdır. Tez konusu ile doğrudan ilgili olmadığı için bu kısmı ayrıntılı incelemeye gerek yoktur.

1.1 Tezin Amacı

Servo sistemlerin gelişmesiyle beraber kullanım alanları artmıştır, bu da kullanılan kontrolörlerin farklılaşmasını zorunlu kılmıştır. Başarısından dolayı servo sistemlerde en çok kullanılan kontrolörlerden biri olan PID kontrolör parametrelerinin servo sistemin monte edildiği yapıya göre yeniden ayarlanması gerekmektedir, aksi takdirde servo performansı düşmekte ve hatta sistem kararsızlığa dahi gidebilmektedir. Bunun nedeni ise sürtünme ve eylemsizlik gibi sistem parametrelerinin değişmesidir. Bu nedenle servo sistemlerde kontrol parametreleri servo sistem kullanılacağı yere monte edildikten sonra uzman kişiler tarafından ayarlanmalıdır. Günümüzde bu işlem uzman kişilerce el ile deneme yanılma yöntemi kullanılarak yapılmaktadır ve bunun birçok zararı vardır. Örneğin, servo sistem bir fabrikada kullanılacağı yere monte edildikten sonra uzman kişi çağırılır ve üç PID parametresini de tek tek değiştirerek sistemin davranışına göre optimum değerleri bulmaya çalışır, bu sırada önemli bir zaman kaybı oluşur, sistemde oluşan yüksek titreşim sisteme zarar verebilir ve sistemin çalışma sınırları dışına çıkılarak mekanik hasara sebep olunabilir. PID parametreleri başarılı bir şekilde ayarlansa bile bu parametrelerin bulunabilecek en iyi parametreler olduğundan emin olunamaz.

Kontrolör parametrelerinin ayarlanmasında kullanılan bir diğer yöntem ise; sistemin modellenmesi ve uygun kontrolör parametrelerinin mühendislerce hesaplanarak bulunmasıdır. Bu ise zor ve uzun bir süreçtir ve pratiğe uygulandığında genellikle

başarısızlıkla sonuçlanır. Çünkü sistemin modelinin bulunabilmesi için tüm sistem bileşenleri hakkında detaylı bilgiye ihtiyaç vardır ve bu karmaşık sistemlerde neredeyse imkânsızdır, yanlış modellenen bir sitem için tasarlanan kontrolör de gerçek sistemde beklenen başarıyı gösteremez ve el ile ayarlayarak iyileştirme yoluna gidilir.

Diğer birçok yöneme nazaran büyük avantajları bulunan bir yöntem ise kontrolör parametrelerinin otomatik olarak ayarlanmasıdır. Bu yöntemde uzman teknisyen ve mühendise ihtiyaç duyulmaz ve bilgisayar yazılımı kontrol parametrelerini kendi ayarlar. Bu ayarlama işlemi harici bir bilgisayar sayesinde yapılabileceği gibi harici bilgisayara gerek kalmadan servo sistemin kendi işlemci birimi tarafından da yapılabilir ve bu harici sistem gereksinimini ortadan kaldırdığı için daha avantajlı bir yöntemdir.

Tezde amaçlanan; sabit mıknatıslı senkron motorlu servo sistemin elektronik ve yazılımsal tasarımı ve bu sistemde kullanılmak üzere parametrelerini otomatik ayarlayan PID hız kontrolörü algoritmasının geliştirilip gerçekleştirilmesidir. Sabit mıknatıslı senkron motorların özellikleri, servo sistemlerde kullanımları, bu motorlar için geliştirilmiş sürüş tekniği, sürücü devreleri ve yazılımları, motorların akım ve hız kontrolleri üzerinde durulacaktır.

1.2 Literatür Araştırması

Kendini çevrimiçi olarak otomatik ayarlayan PID kontrolörün FPGA’de gerçekleştirilmesi [1]’de işlenmiştir. Kontrolör bir gerilim regülâtörü için tasarlanmıştır ve çevrimiçi çalışmasının sebebi sistemin farklı giriş gerilimleri için farklı kontrolörlere ihtiyaç duymasıdır. Kontrolör parametrelerinin belirlenmesi 6 adımda gerçekleşir. İlk adımda, çıkışa bağlanan farklı yüklere rağmen sistemi osilasyona sokmayan K_p değeri bulunur, ikinci adımda sistem çıkışına izin verilen maksimum osilasyonu aştırmayacak K_i değeri belirlenir, üçüncü adımda sistem osilasyonunu giderecek ve aynı zamanda da farklı çıkış yüklerinde sistemin geçici zaman yanıtını iyileştirecek K_d değeri bulunur. Dördüncü adımda farklı yüksek giriş değerlerinde sistemi osilasyona sokmayacak daha düşük değerli K_p değerleri belirlenir, beşinci adımda önceki adımda belirlenmiş olan K_p değerleri için sistemin çalışma aralığındaki geçici hal yanıtı incelenir, altıncı adımda da sistemin geçici hal yanıtını daha da iyileştirmek için sistem çıkışı 4.992V’un altına indiğinde K_p ’ye 1

ekleneceği, 4.992V'un üstüne çıktığında ise K_p 'nin eski değerine döndürüleceği belirlenmiş ve kontrol yöntemi bu şekilde anlatılmıştır.

Sabitli mıknatıslı senkron motorda kendi otomatik ayarlayan PID hız kontrolörünün katsayıları genelleştirilmiş minimum varyans metodu kullanılarak [2]'de hesaplanmıştır. Kapalı çevrim sistemin kararlılığı garanti edilmektedir ve kullanılan yöntem, SMSM'un ayırık zamanlı mekanik denklemi ve q eksen akımının kapalı kontrol çevriminin dinamik modelini temel alır. Kendi kendini ayarlayan kontrolör algoritması gerçek zamanlı olarak DSP 'de gerçekleştirilmiş ve kuvvetlendirici olarak IPM kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar geleneksel PID kontrolöre göre daha gürbüz (*robust*) ve yüksek performanslıdır.

Alternatif akımlı sabit mıknatıslı senkron motorların hız kontrolü için bulanık mantık yöntemiyle kendini otomatik ayarlayan PID kontrolör tasarımı [3]'te anlatılmıştır. Algoritma 32-bit TMS320F2812 dijital sinyal işleyicisinde C++ dilinde bulanık mantık arama tablosu (*fuzzy search table*) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kontrolör; MCK2812 hareket kontrol geliştirme kitindeki hızı ayarlanabilir SMSM vektör kontrol sisteminde denemiştir. Bu kontrolörün sistemin dinamik ve statik karakteristiğini iyileştirebileceği sonucuna varılmıştır.

PID kontrol algoritmasının basit, güvenilir, gürbüz (*robust*) ve endüstride en çok tercih edilen kontrolörlerden biri olması sebebiyle [4]'te sabit mıknatıslı senkron motorlar için kendini akıllı şekilde ayarlayan PID kontrolörler analiz edilmiştir. Bulanık mantık, yapay sinir ağları ve genetik algoritma kullanılarak gerçek zamanlı olarak elde edilen kontrolörler; hızdaki kararlı hal hatası, aşım, hız ve tork dalgalanması, yükselme zamanı gibi yönlerden sayısal olarak karşılaştırılmış ve elde edilen veriler tablolar halinde sunulmuştur. Ayrıca her 3 kontrolör de IKH (*ISE*), IZKH (*ITSE*), IZMH (*ITAE*) ve IMH (*IAE*) gibi birçok maliyet fonksiyonu kullanılarak da incelenmiştir.

Sabit mıknatıslı senkron motor sürücüler için PID kontrolörün gerçek zamanlı olarak ayarlanması Ziegler-Nichol yöntemi kullanılarak [5]'te yapılmış ve geçici hal yanıtını iyileştirme amaçlanmıştır. Geleneksel PID kontrolör ile yerleşme zamanları bakımından karşılaştırılmış ve Ziegler-Nichol yöntemi ile elde edilen kontrolörün çok daha iyi bir geçici hal yanıtı verdiği görülmüştür. Simülasyon ve sonuç gösterimi için Matlab/Simulink paket programı kullanılmıştır.

Dijital PID kontrolör parametrelerinin yeni bir yöntem olan modifiye edilmiş lokal optimal kontrol yöntemi ile ayarlanması [6]'da anlatılmıştır. Kontrolör sıvı akışını kontrol etmek için kullanılmıştır ve sistem girişi gerilim (pompayı çalıştırmak için), sistem çıkışı ise sıvı akış miktarı olarak belirlenmiştir. Sistemin transfer fonksiyonunu bulmak için sisteme 100 saniye boyunca çoklu sinüs (*multi-sine*) sinyali uygulanmış ve toplanan verilerden çıkış hatası metodu (*Output Error Method*) kullanılarak sistemin 1. dereceden, 2. dereceden ve tam dereceli (*full order*) olmak üzere 3 farklı transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Sisteme en uygun olan %90,13 uyumlulukla tam dereceli transfer fonksiyonudur. Her üç model için de kontrolör tasarlanmış ve elde edilen sonuçlar geleneksel genetik algoritma ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmış, sistemin gürbüzlüğü baz alındığında bu yeni teknikle elde edilen PID kontrolörün daha başarılı olduğu görülmüştür.

Endüstriyel sabit mıknatıslı doğru akım motoru kontrolünde kullanılmak üzere, modifiye edilmiş PID kontrolör parametrelerinin *Particle Swarm Optimizasyon (PSO)* algoritması ile ayarlanması [7]'de işlenmiştir. Modifiye edilmiş PID kontrolörde geleneksel PID parametrelerine ilaveten toplam karesel hatanın integrali de bulunmaktadır. Bu parametrenin eklenmesi, başlangıç torkunu düzgünleştirmiş (*smooth*); ivmelenmeyi ve dinamik hız referansı takibini iyileştirmiştir. PID parametrelerinin ayarlanması toplam sistem hatasını minimize edecek şekilde yapılmıştır. Hız, akım, akımın dinamik dalgalanma hatası ve toplam hatanın karesi *PSO* algoritmasına giriş olarak verilmiş ve çıkış olarak da tristörlerin tetikleme açısındaki gecikmeyi belirleyen α açısı elde edilmiştir. Bilgisayar simülasyonları sonucu kontrolörün çok başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür.

Kazançlarını otomatik ayarlayan gelişmiş PID kontrolör algoritması tasarımı [8]'de anlatılmıştır. Sistemin bilinmeyen ve zamanla değişen parametreleri *Tekil Değer Ayrışması (Singular Value Decomposition)* tabanlı *Genişletilmiş Kalman Filtresi(Extended Kalman Filter)* yardımı ile kestirilmiştir. GKF hem gözleyici hem de gürültü filtresi olarak kullanılmıştır. PID parametrelerinin başlangıç değeri için geleneksel yöntemle tasarlanmış PID kontrolörün katsayıları kullanılmıştır, bu geleneksel PID kontrolör parametrelerinin hesaplanması için IZMH maliyet fonksiyonu kullanılmıştır. Algoritma hem simülasyon yöntemiyle hem de gerçek bir servo sistemde denenmiş; parametreleri bilinmeyen veya zamanla değişen

sistemlerde başarılı olduğu görülmüştür. Geleneksel PID ile karşılaştırıldığında bu yöntemin çok daha gürbüz (*robust*) olduğu tespit edilmiştir.

Bulanık mantık PID kontrolör kullanılarak fırçasız doğru akım motorunun kontrolü [9]'da ele alınmıştır. Bulanık mantık PID kontrolörün kullanılma sebebi geleneksel PID kontrolöre göre parametrelerinin daha kolay ayarlanabiliyor olmasıdır. Sistem cevabında önem verilen karakteristikler; yükselme zamanı, aşım, yerleşme zamanı ve sürekli hal hatası olarak seçilmiştir. Amaçlanan PID kontrolörün tasarım adımları ise şu şekilde sıralanmıştır; sistem modelinin elde edilmesi, yükselme zamanını azaltmak için K_p parametresini artırmak, aşım ve yerleşme zamanını azaltmak için K_d parametresini artırmak ve sürekli hal hatasını gidermek için K_i parametresini artırmak. Fırçasız doğru akım motorunun modellenmesi, kontrolü ve simülasyonlar Matlab/Simulink paket programı kullanılarak yapılmış ve bulanık mantık PID kontrolörün geleneksel PID kontrolöre göre daha iyi kontrol performansı gösterdiği sonucuna varılmıştır.

Robot hareket sisteminde kullanılmak üzere fırçasız doğru akım motorunun, parametrelerini otomatik ayarlayan PID kontrolör ile kontrolü [10]'da anlatılmıştır. Bu makalede modelleme için unutma faktörlü en küçük karesel hata tabanlı gerçek zamanlı parametre kestirim algoritması ve PID kontrolör parametrelerinin bulunması için de amaç fonksiyonunu minimize eden bir algoritma kullanılmıştır. Algoritma Microchip firmasının dsPIC30F4011 kodlu dijital sinyal işleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Mobil robot platformunda yapılan testler sonucu, kullanılan algoritmanın başarılı bir şekilde sistem modelini bulabildiği ve PID katsayılarını buna uygun olarak ayarlayabildiği görülmüştür. Tasarlanan bu kendini otomatik ayarlayan PID kontrolörün gürbüz (*robust*) olduğu ve iyi performans gösterdiği sonucuna ulaşılmıştır.

PID kontrolör parametrelerinin *Geliştirilmiş Particle Swarm Optimizasyon* yöntemi ile ayarlanması [11]'de ele alınmıştır. *Geliştirilmiş Particle Swarm Optimizasyon* yönteminin kullanılma sebebi normal *Particle Swarm Optimizasyon* yönteminin kompleks optimizasyon problemlerinde lokal optimumlara takılmasıdır, ayrıca bu yeni yöntem sonucu daha hızlı bir şekilde yakınsayabilmektedir. Bu *Geliştirilmiş Particle Swarm Optimizasyon Algoritması* diğer iki kontrol algoritması olan normal *Particle Swarm Optimizasyon Algoritması* ve *Genetik Algoritma* ile karşılaştırılmak

için 2. dereceden bir transfer fonksiyonu üzerinde denenmiş ve her iki algoritmadan da daha iyi olduğu görülmüştür.

Sabit mıknatıslı senkron motorlu servo sistemin hız kontrolünde İMZH maliyet fonksiyonu kullanılarak PID kontrolör parametrelerinin otomatik olarak ayarlanması [12]'de işlenmiştir. Sistem INTEL8031 işlemcisi ve TMS320C25 dijital sinyal işleyicisi tarafından tamamen dijital olarak kontrol edilmiştir. TMS320C25 hız kontrol çevrimi, akım kontrol çevrimi, hız ve akım ölçümü için kullanılmıştır; INTEL8031 ise pozisyon ölçümü, hata denetimi ve hız göstergesi için kullanılmıştır. Bu iki işlem birimi bir biri ile TMS320C25'in global *RAM*'i üzerinden haberleşmiştir. Sensör olarak hız ölçümü için *resolver*, akım ölçümü için *HALL* sensör kullanılmıştır. Kuvvetlendirici olarak transistörler kullanılmış ve *PWM* ile sürülmüşlerdir. Deneysel sonuçlar göstermiştir ki bu yöntem sistemde parametre değişikliği olduğu durumlarda bile iyi bir dinamik performans ve hassas kontrol sağlayabilmiştir.

2. SERVO SİSTEM BİLEŞENLERİ

Bu bölümde, sabit mıknatıslı senkron alternatif akım motorunun servo uygulamasında gerekli olan elektronik ve yazılımsal bileşenler incelenecektir.

2.1 Motor Sürücü Bileşenleri

Bu kısım şu birimlerden oluşur: elektrik motoru, elektronik komütatör ve sensörleri.

2.1.1 Sabit mıknatıslı senkron motor

Sabit mıknatıslı senkron motorların temel olarak 2 farklı tipi vardır, bunlardan biri alternatif akımlı diğeri ise doğru akımlıdır. Doğru akımlı olan genellikle *fırçasız doğru akım motoru* veya *sabit mıknatıslı doğru akım motoru* olarak adlandırılır, alternatif akımlı olan ise nadiren *sabit mıknatıslı alternatif akım motoru* olarak adlandırılrsa da aksi belirtilmediği sürece *sabit mıknatıslı senkron motor* denildiğinde alternatif akımlı olan tipi anlaşılır.

Fırçasız doğru akım motoru genel olarak fırçalı doğru akım motoruna çok benzer ancak komütasyon mekanik fırçalarla değil de elektronik olarak gerçekleşir, bu nedenle fırçalı motorlarda sargılar dönüp mıknatıs kısmı sabit kalırken fırçasız motorlarda sargılar sabittir ve mıknatıs döner. Fırçasız motorlarda komütasyonun elektronik olarak yapılmasının gerekmesi dezavantaj olarak görülse de bu motor tipinin fırçalılara göre büyük avantajları vardır çünkü bu motorlar daha küçük boyutlarda daha yüksek tork üretebilirler ve daha güvenilirlerdir.

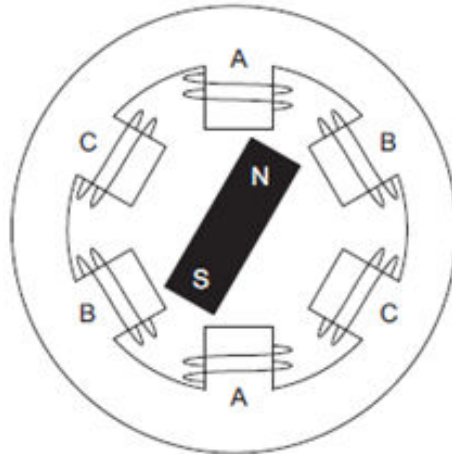
Fırçasız doğru akım motorunda ters elektromanyetik kuvvet ikizkenar yamuk şeklindedir ve bu nedenle bu motorlarda verimi artırmak için akıma kare dalga şeklini aldırarak şekilde fazlara gerilim uygulanır. Bu motorlar 3 fazlıdır ve bu fazlar sırayla 6 farklı şekilde tetiklenerek sürme işlemi gerçekleştirilir. Her adımda bir faza artı gerilim, diğer faza eksi gerilim uygulanır, kalan faza ise gerilim uygulanmaz. Fırçasız alternatif akım motorunda ise ters elektromanyetik sinüs şeklindedir ve bu nedenle verimi artırmak için akım da sinüs şeklini alacak şekilde fazlara gerilim uygulanır. Doğru akım motorundan farklı olarak bu motorda tüm fazlara her zaman

artı veya eksi gerilim uygulanır, hiçbir faz boşta bırakılmaz. Ne kadar doğru akım motoru sürüş algoritması açısından daha basit olsa da alternatif akım motorunun doğru akım motorundan torktaki dalgalanmanın, motordaki titreşimin ve çıkardığı ses gürültüsünün daha az olması gibi üstünlükleri vardır ve bu nedenle bu tezde alternatif akım motoru üzerinde çalışılacaktır [13]. Aşağıdaki tabloda fırçasız motorların fırçalı motorlara göre avantaj ve dezavantajları verilmiştir, buradan da görülebilir ki fırçasız motorların avantajları dezavantajlarına nazaran çok daha fazladır.

Çizelge 2.1 : Fırçasız motorların fırçalı motorlara göre avantaj ve dezavantajları.

Fırçasız Motorun Avantajları	Fırçasız Motorun Dezavantajları
Mekanik fırçalardan kaynaklanan elektriksel ark, EMI üretimi ve gerilim düşümü yok	Elektronik komütatör ihtiyacı
Yağlı ve kirli ortamlarda çalışabilir	Yüksek fiyat
Bakım gerektirmeden uzun süre çalışabilir	
Yüksek tork	
Düşük ağırlık	
Küçük boyut	

Sabit mıknatıslı fırçasız motorlarda mıknatıslar çiftler halinde bulunur ve sayı kısıtlaması yoktur. Gelişmiş mıknatıs teknolojisi, motor boyutlarının azaltılmasına rağmen yüksek güç yoğunluğunun korunmasına olanak sağlamıştır [14]. Aşağıdaki şekilde SMSM'un rotor mıknatısın stator sargılıların yerleşimi görülmektedir.

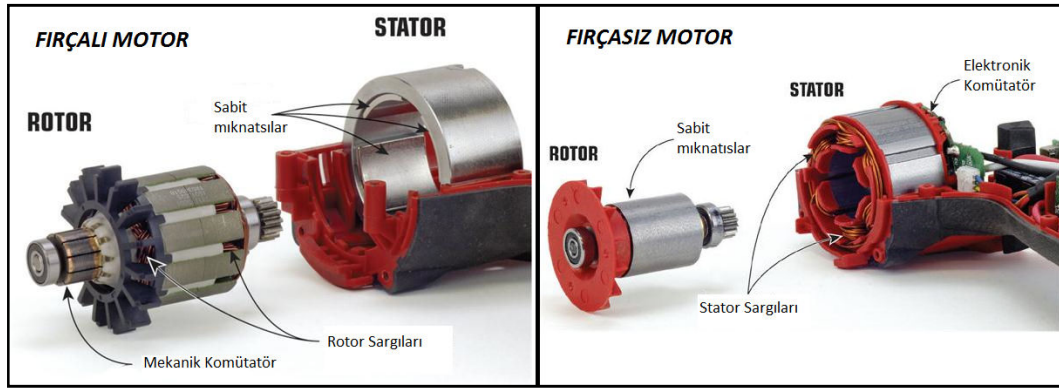


Şekil 2.1 : Bir mıknatıs kutup çiftli 3 fazlı SMSM yapısı [14].

Motor senkron olarak çalıştığı için stator manyetik alanı, rotordaki mıknatısların ürettiği manyetik alan ile aynı frekansta dönmek zorundadır, aksi takdirde motorun ürettiği torkta dalgalanmalar oluşur. Maksimum torku elde edebilmek için bu iki manyetik alan arasındaki açı 90° olmalıdır, bunu başarabilmek için de rotor pozisyonunun yeterince sık aralıklarla ve hassas bir şekilde ölçülmesi gerekir [14].

2.1.2 Elektronik komütatör

Fırçalı motorlarda komütasyon mekanik olarak yapılır ve sargılara uygulanacak gerilimin iletimi, frekansının ve faz farkının ayarlanması mekanik komütatör ve fırçalar ile sağlanır. Fırçasız motorlarda tüm bunlar elektronik komütatör tarafından hassas hesaplamalar ve güç elektroniği devreleri sayesinde yapılmalıdır.



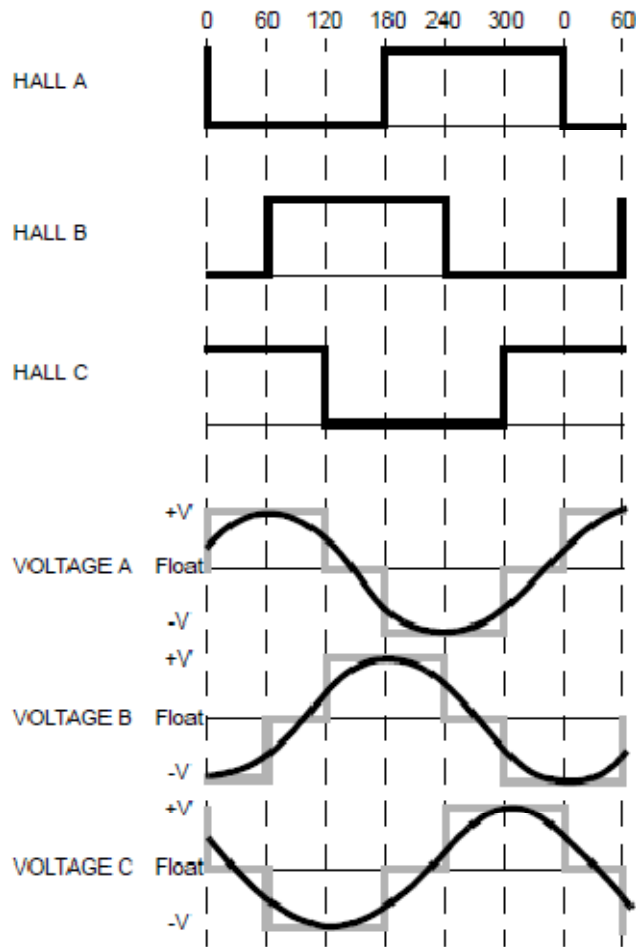
Şekil 2.2 : Mekanik ve elektronik komütasyonlu motorun karşılaştırması [15].

Fırçasız motorlardaki tüm bu hesaplamalar motorun alternatif veya doğru akımlı oluşuna, motorun kutup sayısına ve sürüş tekniği tercihine göre değişiklik gösterir, bizim kullanacağımız yöntemler ilerleyen bölümlerde ayrıntılı olarak incelenecektir.

2.1.2.1 Açısal pozisyon sensörü

Fırçasız motorlarda 3 adet faz vardır ve bu fazlar rotor manyetik alanına dik bir manyetik alan üretecek şekilde gerilimlendirilmelidirler. Bu motorlarda TEMK sinüs formunda olduğu için fazların da sinüs formunda bir gerilimle sürülmeleri gereklidir. Bu da rotorun oluşturduğu manyetik alan ile 90 derece faz farkı bulunan bir sinüs formuna ihtiyaç doğurmaktadır. Sensörsüz motorlarda bu zamanlama TEMK tarafından sargılarda indüklenen gerilimin frekansı ve fazı ölçülerek ayarlanır ancak düşük hızlarda gürültünün de etkisiyle bu gerilimin ölçülmesi olanaksız hale gelir ve sensörsüz motorlar düşük hızlarda kapalı çevrimli olarak kontrol edilemez, kontrol

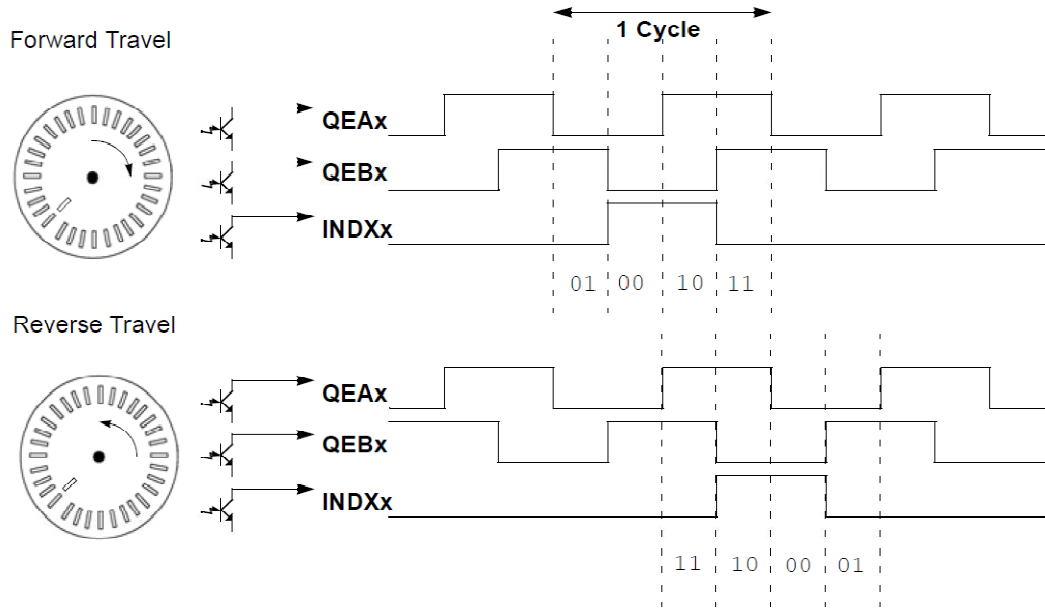
işlemi sensör bilgisi olmadan açık çevrim olarak gerçekleştirilir ve başarılı bir kontrol yöntemi değildir. Sensörlü motorlarda ise genellikle 2 farklı sensör tipinden biri kullanılır ve bunlar HALL etkili sensör ve mutlak pozisyonlu enkoder sensörüdür. HALL etkili sensörün 3 adet çıkışı vardır ve motor komütasyon zamanı ve sıralaması bu 3 çıkış birden değerlendirilerek bulunur. Bu çıkışlar her komütasyon zamanı lojik 1 veya 0 sinyali üretir ve ancak üçü birden değerlendirildiğinde hangi komütasyon evresinde olduğuna karar verilebilir. HALL sensör çıkışları ile motor komütasyon zamanlaması arasındaki bağıntı aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



Şekil 2.3 : SMSM'un HALL sensör ölçümü ile sürülmesi [13].

Diğer bir sensör tipi ise mutlak pozisyonlu enkoderdir, bu projede kullanılan sensör bu sınıfa girer ve mutlak pozisyonlu dördül enkoder (*absolute position quadrature encoder*) olarak adlandırılır. Bu sensör tipinin de 3 adet lojik çıkışı vardır, bunlar A, B ve I olarak isimlendirilirler. A ve B çıkışları birlikte değerlendirilerek dönme miktarı ve yönü belirlenir. I ise indeks sinyalidir ve her turda bir defa sinyal

yollayarak açısal pozisyonun sıfırlanmasını sağlar, bu sayede bir tur içerisinde hata oluşursa bu hata diğer tura aktarılmaz ve hatanın birikmesi engellenir.



Şekil 2.4 : Mutlak pozisyonlu dördül enkoderin ileri ve geri dönüş sırasındaki çıkış sinyalleri [16].

Kullandığımız mutlak pozisyonlu dördül enkoder 2500 artımlıdır, yani A ve B sinyallerinin her biri bir dönüş boyunca 2500 tane kare dalga üretir (1 ve 0 değerlerini alır), bu iki sinyal birleştirilerek 4 katı çözünürlük elde edilir ve bu her turda 10000 artım yapar. Motor kontrolü için geliştirilmiş DSİ’lerde genel olarak dördül enkoder modülü bulunur ve bağlantılar düzgün yapıлып modül aktive edildiğinde enkoder sinyallerini çözerek ne kadar ve hangi yönde artım olduğunu otomatik olarak hesaplar, biz de DSİ’mizin bu modülünü kullandık.

Motorun açısal pozisyonunu 360°’nin 10000’de 1’i, yani 0,036° hassasiyetle ölçebilmekteyiz ve bu açısal pozisyon komütasyon açılarını hesaplamak için kullanılacak. Bu motorlarda komütasyon 6 adımdan oluşur ve her 6 adım 1 elektriksel devir olarak isimlendirilir, yani motor 6 komütasyon adımının ardından 1 elektriksel devri tamamlamış olur. Elektriksel devir ile mekanik devir arasında bir oran vardır, bu oranı motorun kutup sayısı belirler ve aşağıdaki gibidir [17].

$$DDS_{Mek} = \frac{2 * DDS_{Elek}}{\text{Kutup Çifti Sayısı}} \quad (2.1)$$

$$DDS_{Elek} = \frac{DDS_{Mek} * (\text{Kutup Çifti Sayısı})}{2} \quad (2.2)$$

$$SDS_{Elek} = \frac{DDS_{Mek}}{60} \quad (2.3)$$

Kullandığımız motorun kutup sayısı 10'dur, bu durumda iki devir arasındaki bağıntı aşağıdaki gibi olur.

$$\text{Kutup Çifti Sayısı} = \frac{\text{Kutup Sayısı}}{2} = \frac{10}{2} = 5 \quad (2.4)$$

$$DDS_{Elek} = DDS_{Mek} * 2.5 \quad (2.2a)$$

Bu durumda 1 mekanik devir boyunca 5 elektriksel devir gerçekleşecektir, 1 mekanik devir 10000 adımdan oluştuğuna göre bir elektriksel devir ve komütasyonlar arasındaki açısal fark aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$\text{Elektriksel devir açısı} = \frac{10000}{2.5} * 0,036^\circ = 144^\circ \quad (2.5)$$

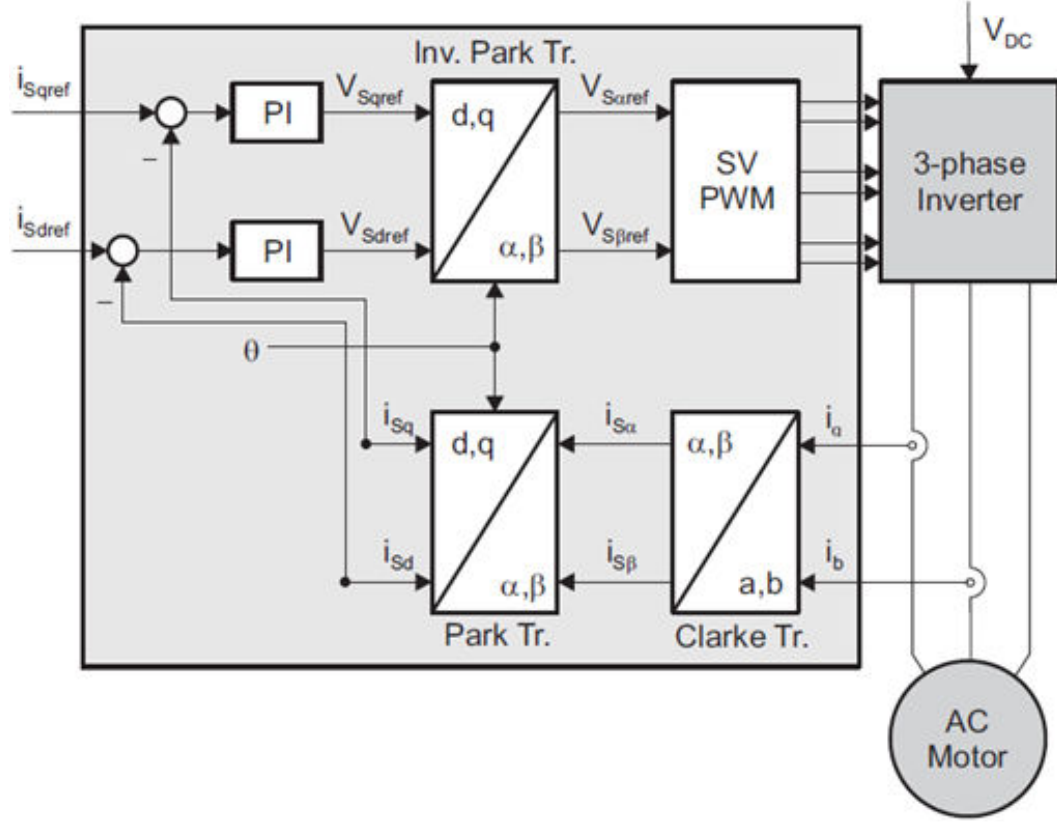
$$\text{Komütasyon açısı} = \frac{144^\circ}{6} = 24^\circ \quad (2.6)$$

Komütasyon adımları arasındaki açısal fark 24° olarak hesaplanmıştır, bu da her bir mekanik devirde 15 tane komütasyon adımı bulunduğunu gösterir. Bu komütasyon adımları da hangi fazın pozitif gerilime hangi fazın ise negatif gerilime bağlanacağını bulmaya yarar. Ancak bu motor tipi için üretilecek gerilimlerin sinüs formunda olması gerektiği için komütasyon zamanlarını bilmek yeterli değildir, fazlar arasında sinüs formunda bir gerilim üretebilmek için diğer adı da FOC olan vektör kontrol algoritmasını kullanmaya ihtiyaç vardır. Bu algoritma sayesinde hem komütasyon zamanlamaları hem de fazlara uygulanacak PWM periyotları belirlenir ve SMSM için gerekli olan faz gerilimleri doğru şekilde üretilmiş olur. Bu algoritmanın yukarıda anlatılmış olan 6 adımlı komütasyon algoritmasına göre diğer bir faydası da dinamik yük değişimlerine karşı da iyi performans gösterebilmesidir.

2.1.2.2 Vektör kontrol algoritması

Akım kontrol yöntemi olarak vektör kontrol (*FOC*) algoritması kullanılmıştır. Vektör kontrol algoritması geniş hız aralıklarında dahi iyi performans verebilmekte ve motorun dinamik modelini kullanarak geçici fazlardaki tork değişimlerini de dikkate almakta ve rotor pozisyonuna göre motor akısını ayarlayabilmektedir. SMSM sinüs formunda bir TEMK'e (*BEMF*) sahip olduğu için uygulanacak gerilim de bu sinüs formunu oluşturacak şekilde olmalıdır ve bu gerilim formu uzay vektör modülasyonu tekniği (*space vector modulation technique*) kullanılarak üretilir. Uygulanan akımın

sinüs formunda olmasının sebebi bu motor tipinde en düşük tork dalgalanmasının bu şekilde sağlanabiliyor olmasıdır [18]. Vektör kontrol algoritması ile yapılan akım kontrolünün temel şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.5 : AA Motoru için *FOC* algoritmasının temel gösterimi [18].

Vektör kontrol algoritması şu adımlarla özetlenebilir [19].

1. Motorun faz akımları tespit edilir. 3 fazdan ilk ikisi olan i_a ve i_b ölçülür ve i_c ise aşağıdaki denklem kullanılarak hesaplanır.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.7)$$

2. 3 faz akımının oluşturduğu 3 eksenli ve 2 boyutlu koordinat sistemi 2 eksenli koordinat sistemine dönüştürülür, buna Clarke Dönüşümü denir, bu dönüşüm sonucu i_α ve i_β akımları bulunur. Bu akımlar arasındaki açı 90° 'dir. Koordinat sisteminin referansı değişmemiştir, yani faz akımlarına göre bu eksen hareketsizdir. Statordan bakıldığında bu akımlar zamanla değişmektedir.
3. Önceki aşamada elde edilen, 2 eksenli dik koordinat sistemine dönüştürülmüş stator akımları rotor akısı ile birlikte dönen yeni bir 2 eksenli dik koordinat sistemine dönüştürülür, bu dönüşüme Park Dönüşümü denir. Bunun

sonucunda i_α , i_β ve rotor açısı olan θ kullanılarak i_d ve i_q elde edilir, bu yeni akımlar da birbirine diktir. Kararlı halde bu iki akımın değeri sabit kalır.

4. i_d akımı rotorun mıknatıslanma akısını, i_q akımı ise motorun tork çıkışını üretir, bu akımları referans değerlere regüle edebilmek için PID kontrolör yapısı kullanılır. Birinci PID kontrolörün girişi i_d referansı ile ölçümler sonucu hesaplanan i_d değeri arasındaki fark (hata sinyali), çıkışı ise V_d gerilimidir. İkinci PID kontrolörün girişi i_q referansı ile ölçümler sonucu hesaplanan i_q değeri arasındaki fark (hata sinyali), çıkışı ise V_q gerilimidir.
5. V_α , V_β , i_α ve i_β kullanılarak yeni dönüşüm açısının kestirimi yapılır (sensörsüz algoritmada) veya ölçülmüş olan θ (sensörlü algoritmada) değeri kullanılır.
6. Döner eksen takımında tanımlanan V_d ve V_q gerilimleri rotor açısal pozisyonu θ kullanılarak durağan eksen takımında tanımlı olan V_α ve V_β 'ya dönüştürülür, bu dönüşüm Ters Park Dönüşümü olarak isimlendirilir.
7. V_α ve V_β gerilimleri 3 fazlı koordinat sistemindeki V_a , V_b ve V_c gerilimlerine dönüştürülür ve bu gerilim değerleri PWM görev periyotlarının hesaplanması için kullanılır, bu işlem uzay vektör modülasyonu (*space vector modulation*) algoritması kullanılarak gerçekleştirilir.

Clarke Dönüşümü algoritması ($a, b, c \rightarrow \alpha, \beta$)

Bu dönüşüm a,b ve c eksenlerindeki akımların 2 eksenli dik koordinat sistemindeki (α, β) izdüşümlerini hesaplar. Bu dönüşümü sağlayan denklemler aşağıda verilmiştir.

$$i_\alpha = \frac{2}{3} * i_a - \frac{1}{3} * (i_b - i_c) \quad (2.8)$$

$$i_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} * (i_b - i_c) \quad (2.9)$$

$$i_o = \frac{2}{3} * (i_a + i_b + i_c) \quad (2.10)$$

Bu formüllerin pratikte kullanılan basitleştirilmiş hali ise aşağıdaki gibidir.

$$i_\alpha = i_a \quad (2.11)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} * i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} * i_b \quad (2.12)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.13)$$

Bu dönüşüm sonucu elde edilen akımların tanımlandıkları koordinat sisteminin referansı değişmemiştir ve bu akımlar hala zamana ve hıza bağlı olarak değişmektedir.

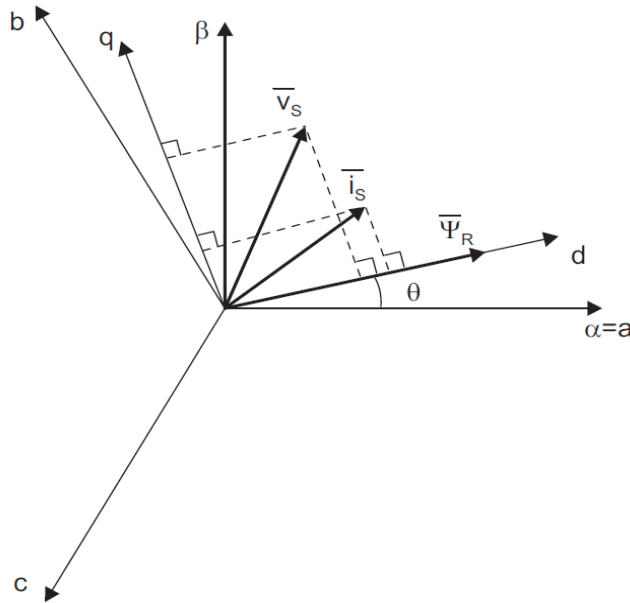
Park Dönüşümü algoritması ($\alpha, \beta \rightarrow d, q$)

Bu dönüşüm 2 fazlı α, β dik koordinat sisteminin 2 eksenli dik d, q döner koordinat sistemine olan izdüşümünü hesaplar, bu dönüşüm ile referans eksenini de değişmiş olur. Bu eksen takımı rotor akısıyla birlikte, yani θ açısına bağlı olarak dönmektedir. Bu dönüşümü sağlayan denklemler aşağıda verilmiştir.

$$i_d = i_\alpha * \cos \theta + i_\beta * \sin \theta \quad (2.14)$$

$$i_q = -i_\alpha * \sin \theta + i_\beta * \cos \theta \quad (2.15)$$

Ölçülen motor faz akımlarının oluşturduğu eksen takımı, Clarke Dönüşümü sonucu oluşan eksen takımı ve Park dönüşümü sonucu oluşan eksen takımı aşağıdaki şekilde görselleştirilmiştir.



Şekil 2.6 : Akım, gerilim ve rotor akısı uzay vektörlerinin d, q döner referans eksenindeki gösterimi ve a, b, c ile (α, β) durağan referans sistemi ile ilişkileri [18].

I_d akımı PID kontrolörü

I_d akımı rotorun mıknatıslanma akısını üretir, bu akımı referans değere regüle edebilmek için PID kontrolör yapısı kullanılır. PID kontrolörün girişi i_d referansı ile ölçümler sonucu hesaplanan i_d değeri arasındaki fark (hata sinyali), çıkışı ise V_d gerilimidir.

I_q akımı PID kontrolörü

I_q akımı motorun tork çıkışını üretir, bu akımı referans değere regüle edebilmek için PID kontrolör yapısı kullanılır. PID kontrolörün girişi i_q referansı ile ölçümler sonucu hesaplanan i_q değeri arasındaki fark (hata sinyali), çıkışı ise V_q gerilimidir.

Ters Park Dönüşümü algoritması ($d, q \rightarrow \alpha, \beta$)

Motora uygulanması gereken faz gerilimlerini hesaplayabilmek için geri dönüşüm algoritmalarını uygulamak gerekir, döner eksenle tanımlanmış gerilimlerin durağan eksen takımına izdüşümü Ters Park Dönüşümü ile aşağıdaki formüller kullanılarak hesaplanır.

$$V_\alpha = V_d * \cos \theta - V_q * \sin \theta \quad (2.16)$$

$$V_\beta = V_d * \sin \theta + V_q * \cos \theta \quad (2.17)$$

Ters Clarke Dönüşümü algoritması ($\alpha, \beta \rightarrow a, b, c$)

2 eksenli durağan dik koordinat sisteminde tanımlanmış olan V_α ve V_β gerilim değerleri kullanılarak fazlara uygulanacak olan 3 fazlı gerilim değerlerini hesap edebilmek için Ters Clarke Dönüşümünün uygulanması gerekir. Ters Clarke Dönüşümü sayesinde koordinat sisteminin referansı (statora göre durağan) ve boyut sayısı (2 boyutlu) değişmez ancak eksen sayısı 2'den 3'e çıkarılmış ve fazlara uygulanacak gerilim belirlenmiş olur. Bu dönüşüm için gerekli olan 3 adet denklem aşağıda verilmiştir.

$$V_{r1} = V_\beta \quad (2.18)$$

$$V_{r2} = (-V_\beta + \sqrt{3} * V_\alpha)/2 \quad (2.19)$$

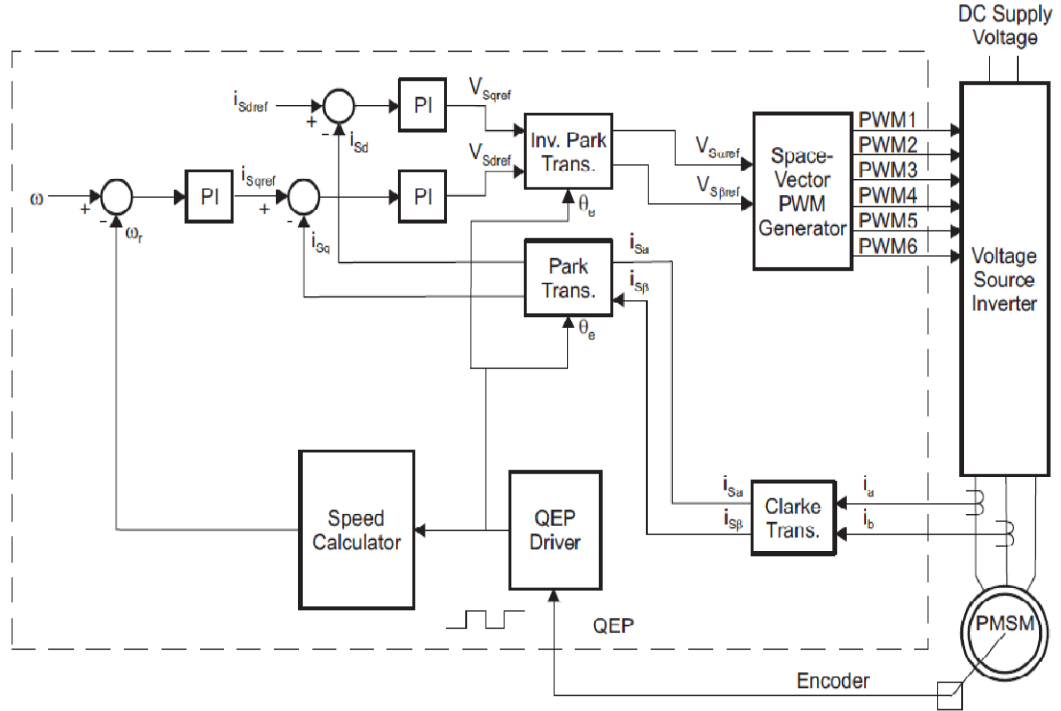
$$V_{r3} = (-V_\beta - \sqrt{3} * V_\alpha)/2 \quad (2.20)$$

Uzay vektör modülasyonu

Algoritmanın son adımıdır ve fazlara uygulanacak PWM sinyallerinin üretilmesini sağlar. Kontrolör çıkışları tarafından belirlenen gerilim referanslarını fazlarda sinüs formu oluşturacak PWM sinyallerine dönüştüren algoritmadır. PWM üretimi için uzay vektör modülasyonu kullanıldığında bir önceki adım olan Ters Clarke Dönüşümüne gerek kalmaz ve bu görevi de uzay vektör modülasyonu yerine getirir. Motor kontrolü için tasarlanan mikrokontrolörlerde genellikle uzay vektör modülasyonu modülü veya bu iş için yazılmış hazır kütüphaneler bulunmaktadır, bu

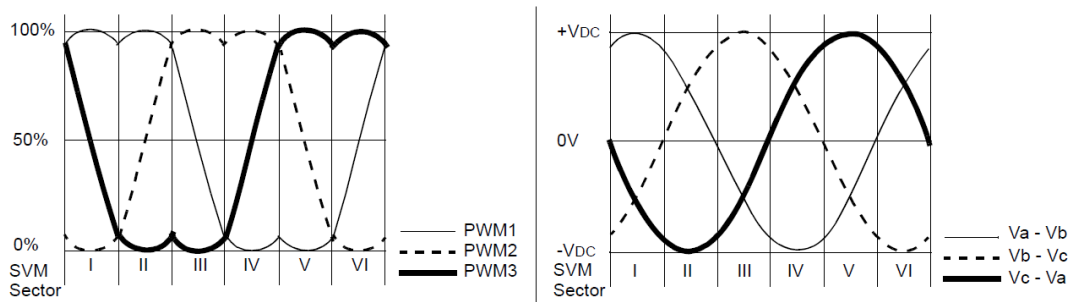
projede de kullandığımız kontrolör için yazılmış hazır kütüphane fonksiyonları kullanılmıştır ve bu nedenle algoritmanın detaylı anlatımına gerek görülmemiştir.

Aşağıdaki şekilde ise yukarıda adımları açıklanmış olan vektör kontrol algoritmasının detaylı gösterimi bulunmaktadır.



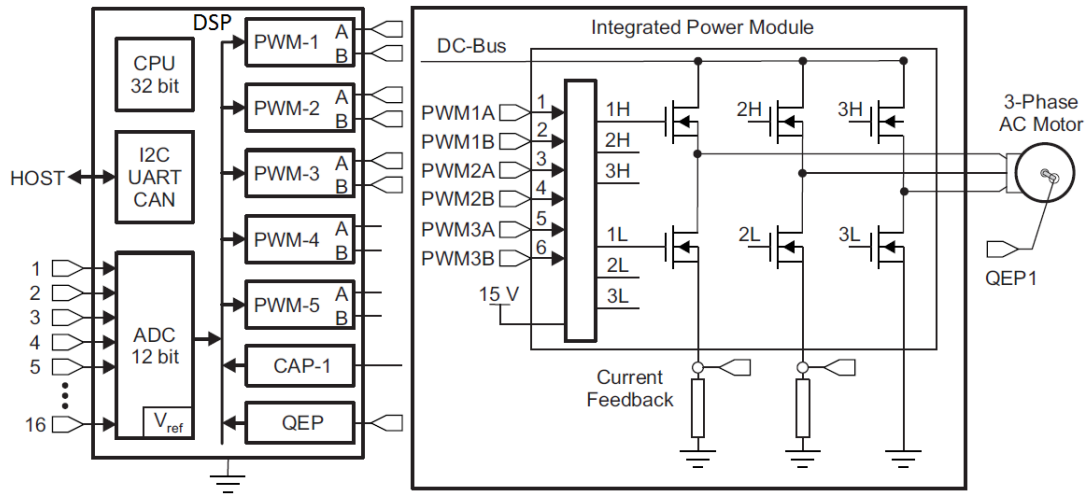
Şekil 2.7 : Sensörlü vektör kontrol (*FOC*) algoritmasının detaylı yapısı [18].

Bu algoritmalar uygulandıktan sonra motor fazlarında ve fazlar arasında oluşan gerilimlerin dalga formları aşağıdaki şekilde görünmektedir.



Şekil 2.8 : SMSM faz ve fazlar arası gerilim dalga formları [13].

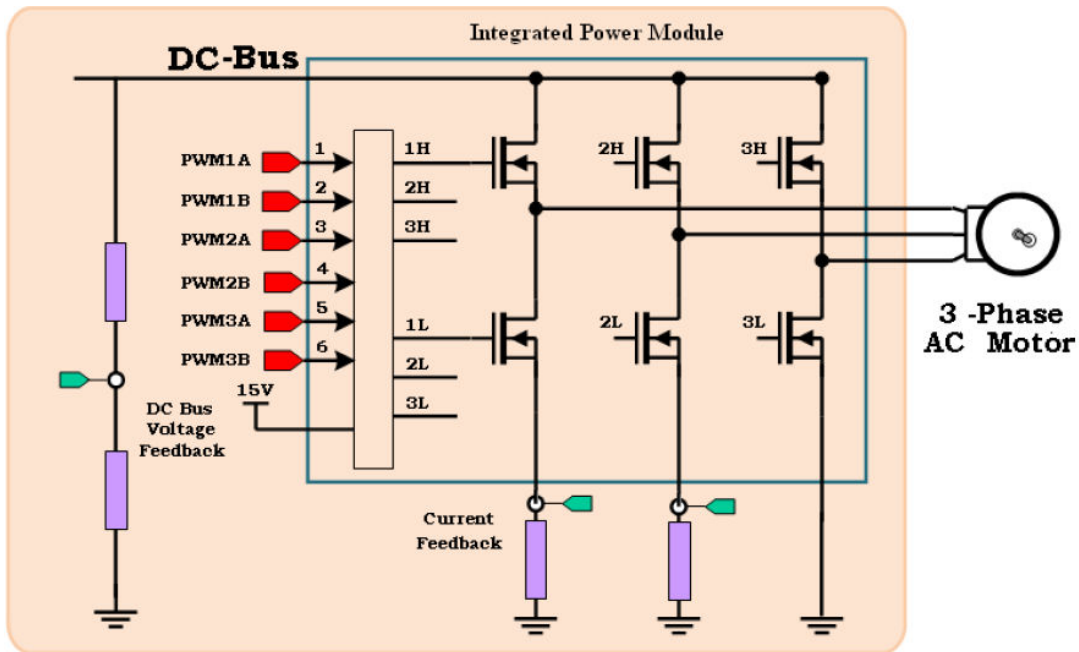
Bu algoritma C dilinde programlanmış ve Texas Instruments firmasının Delphino ailesinden 32-bit, 150MHzlik bir dijital sinyal işleyicisinde gerçekleştirilmiştir. Algoritmanın çalışması için gerekli olan elektronik birimler aşağıdaki şekilde gösterilmiştir. Bir sonraki aşama, üretilen PWM'lerin kuvvetlendirici katı tarafından kuvvetlendirilerek motor fazlarının sürülmesidir.



Şekil 2.9 : Komütatör elektroniğinin alt bileşenleri olan DSİ şeklin solunda ve kuvvetlendirici devre ise şeklin sağında görünmektedir [18].

2.1.2.3 Kuvvetlendirici

Dijital kontrol kartı tarafından üretilen 6 adet lojik PWM sinyali güç kartına gelerek burada IGBT tabanlı IPM (akıllı güç modülü) tarafından kuvvetlendirilerek motor fazları enerjilendirilir. Bu sırada vektör kontrol algoritması için gerekli olan A ve B fazlarının akımları ölçülür ve ölçülen akımlar dijital kontrol kartına yollanır. DC bara gerilimi sistem kazancını doğrudan etkilediği için kontrol algoritmasında kullanılmak üzere bu gerilim de ölçülür. Aşağıdaki şekilde örnek bir kuvvetlendirici yapısı görülmektedir.



Şekil 2.10 : 3 fazlı kuvvetlendirici yapısı [14].

IPM'lerin içerisinde entegre edilmiş olan IGBT sürücülerin beslemesi için 15V çıkışa sahip izole güç kaynağı gerekir, bu gereksinim Flyback tipi izoleli DC-DC dönüştürücü kullanılarak giderilmiştir. DC bara gerilimini oluşturmak için AC şebeke gerilimi köprü diyot ve kondansatör ile doğrultulur, bu sayede 220V – 50Hz şebeke geriliminden yaklaşık 311V DC gerilim elde edilir.

Projede kullanılan kuvvetlendirici ve doğrultucu içeren güç katının fotoğrafı aşağıdaki şekilde görülmektedir. IPM modülü ısındığı için baskı devre kartının arka yüzeyine yerleştirilmiş ve üzerine de alüminyum soğutucu monte edilmiştir.



Şekil 2.11 : IPM tabanlı 750W kuvvetlendirici devresi.

DC bara gerilimini ölçebilmek için önce gerilim bölücü direnç ile gerilim seviyesi düşürülür ve daha sonra izole edilerek kontrol kartının analog girişine yollanır. Akım ölçümü ise kendinden izoleli sensörler ile yapılır, HALL etkili bu sensörler içerisinden geçen akımın ürettiği manyetik alanı ölçerek gerilime dönüştürür ve bu gerilim anlamlandırılması için dijital kontrol kartının analog girişine yollanır. HALL etkili sensör kullanılmasının bir diğer avantajı ise düşük iç dirence sahip olmalarıdır, bu da sürücü devresinin kaybını azaltarak hep toplam verimi artırır hem de devrenin daha fazla ısınmasını engeller.

2.2 Dijital Kontrolör Bileşenleri

Servo sistemi normal bir motor sürücünden ayıran en büyük özelliği kontrolöre sahip olmasıdır. Bu kontrol analog olabileceği gibi dijital de olabilir. Analog kontrolörler dijital kontrolörlerle karşılaştırıldığında daha basit yapıda, daha düşük hassasiyette, çalışma karakteristikleri zamanla değişen, karmaşık ve akıllı kontrol algoritmalarının gerçekleştirilemediği, hata uyarı sistemleri ve uzaktan komuta edilebilme özellikleri olmayan eski tip kontrolörlerdir. Dijital kontrolörlerin daha yenilikçi, gelişmiş ve esnek yapılı (yeniden programlanabilir) olması nedeniyle bu projede dijital kontrol yöntemi kullanılmış ve bunun nasıl gerçekleştirildiği detaylı olarak anlatılmıştır.

2.2.1 Dijital kontrol kartı

Bu proje kapsamında tasarlanan dijital kontrol kartı; içerisine dijital kontrol yazılımının, vektör kontrol algoritmasının, haberleşme ve hata denetimi yazılımlarının yüklenebildiği, proje için gerekli olan PWM ve dijital çıkışlara, analog ve dijital girişlere, haberleşme portlarına sahip olan 6 katlı PCB kullanılarak tasarlanan elektronik bir karttır.

İşlemci birimi olarak Texas Instruments firmasının C2000 ailesinin Delphino serisinden olan 150MHz, 32-bitlik dijital sinyal işleyicisi TMS320F28335 seçilmiştir. Bu mikrokontrolörün seçilme sebebi düşük maliyetli kompakt bir tasarıma olanak sağlaması ve SMSM kontrolü gibi birçok tipte motor kontrol uygulanması için tasarlanmış olmasıdır. Yeterince hızlı, 32-bitlik tam sayı ve kayan noktalı sayı (floating point) işlem birimlerine sahip, 12-bit analog dijital dönüştürücüsü, 10 adet PWM çıkışı, dördül enkoder birimi, SPI, CAN ve UART gibi haberleşme birimleri olan bir kontrolördür. Harici paralel haberleşme hatları sayesinde harici RAM bağlantısına imkân vermektedir.

Devrenin ön yüzünde ortada mikrokontrolör ve sağ altta empedansı eşitlenmiş hatlarla haberleşilen bir ASRAM bulunmaktadır. Mikrokontrolörün çevresinde ise analog tampon elemanları ve analog birimleri besleyen lineer regülâtörler bulunmaktadır. Mikrokontrolörün programlanması devre üzerinde bulunan 14 pinli JTAG bağlantısı ile yapılmaktadır. Çalışma anında değiştirilen ve öğrenilen parametrelerin kalıcı olarak kaydedilebilmesi için de 256kbitlik bir adet EEPROM

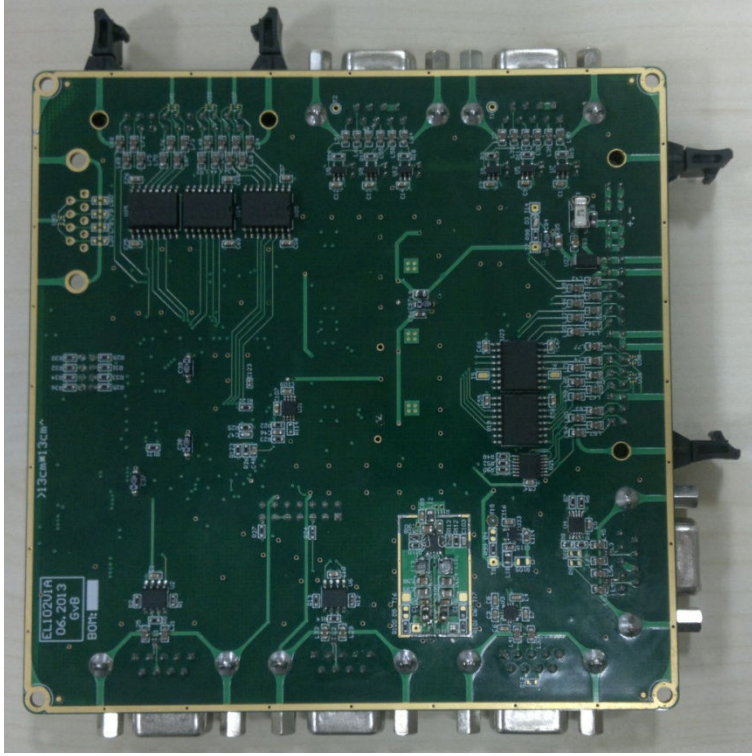
bulunmakta ve mikrokontrolör ile aralarındaki haberleşme SPI üzerinden olmaktadır. Devre yüksekliğini azaltmak için tüm konektörler devrenin ön yüzüne yerleştirilmiş ve devre kartına dik olan tipteki kontrolörler kullanılmıştır. Devrenin ön yüzünün fotoğrafı aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 2.12 : Proje için tasarlanan 32bit işlemcili dijital kontrol kartının ön yüzü.

Devrenin arka yüzünde ise EMI filtreleri, ESD koruma elemanları, güç girişi için akım sigortası, dijital tampon entegreleri, haberleşme alıcı ve verici entegreleri ve anahtarlama güç kaynakları bulunmaktadır. Devrenin tüm analog ve dijital giriş ve çıkışlarında elektromanyetik gürültünün içerinden dışarıya ve dışarıdan içeriye geçmesini engellemek için EMI filtreleri bulunmaktadır. İnsan dokunmasıyla veya makinalar arası temasla ortaya çıkabilen binlerce voltluk elektrostatik gerilim boşalmalarının işlemciye ve diğer modüllerine zarar vermesini engellemek için tüm giriş ve çıkışlara ESD korumalı elemanlar yerleştirilmiştir. Devrede dışarıdaki sistemlerle haberleşebilmek için 3 farklı seri haberleşme birimi bulunmaktadır ve bunlar; 2 adet CAN, 1 adet RS485 ve 1 adet de RS232 haberleşmesi olmak üzere toplam 4 adettir. Dördül enkoderden gelen sinyal seviyelerini kontrolörün kabul edeceği seviyelere dönüştüren çevirici entegreler de yine devrenin bu yüzündedir. Devrede 2 adet dördül enkoder girişi ve her biri için ayrı konektörler bulunur ve sinyal dönüştürücüler enkoder sinyallerinin diferansiyel yapılı olmasına da olanak

sağlayacak şekilde konfigüre edilebilmektedir. Kullanılan anahtarlama güç kaynağı da arka yüzdedir ve elektromanyetik yayılımı en aza indirecek şekilde tasarlanmıştır. Aşağıdaki şekilde dijital kontrol kartının arka yüzünün fotoğrafı görülmektedir.

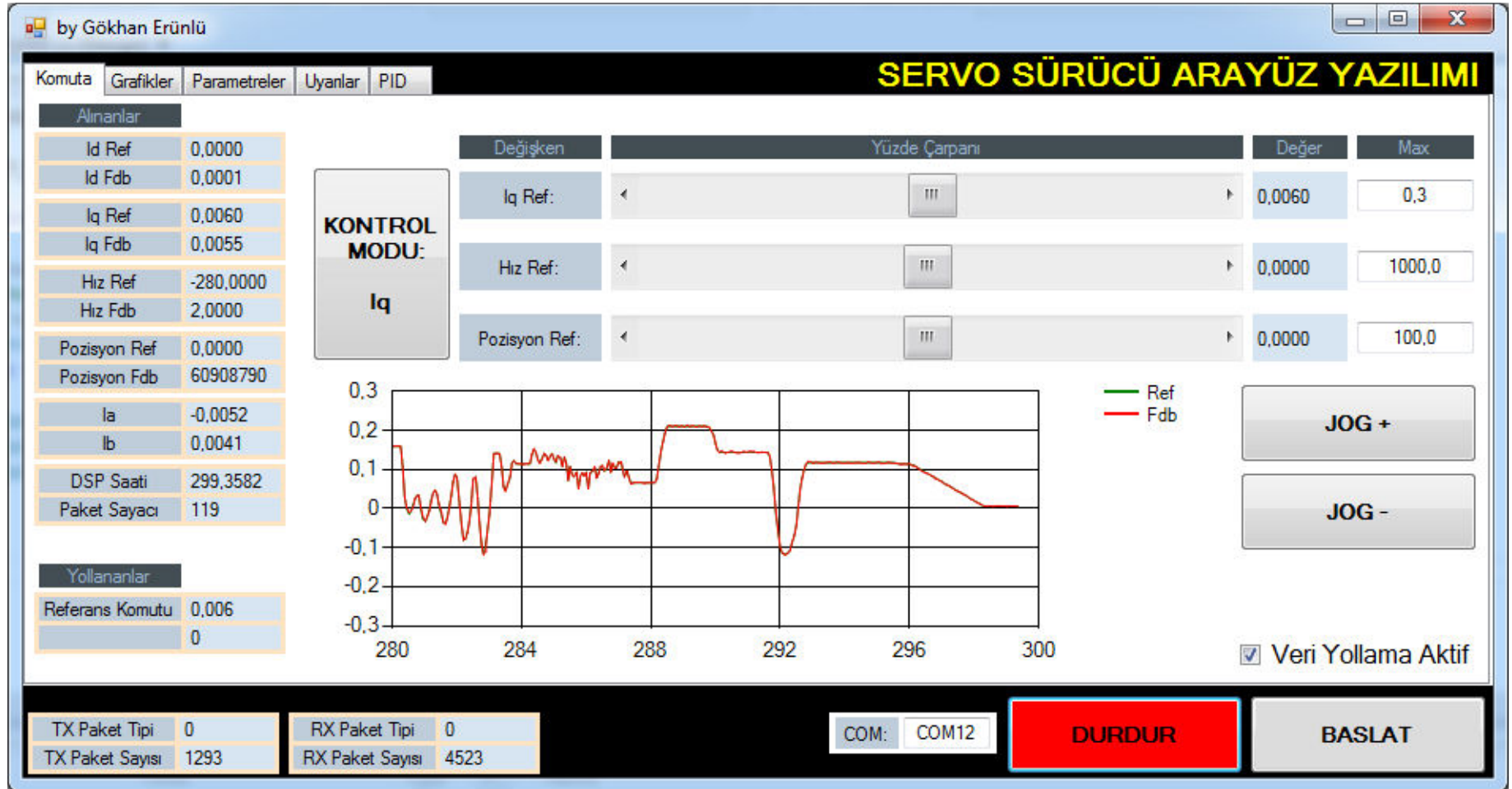


Şekil 2.13 : Proje için tasarlanan 32bit işlemcili dijital kontrol kartının arka yüzü.

Devre altın kaplamalıdır, bu sayede korozyon ve yüzey pürüzlülüğü en aza indirilmiştir.

2.2.2 Haberleşme arayüzü

Haberleşme arayüzü; servo sistemin durumlarının kullanıcı tarafından izlenebilmesini, ayarlanabilir parametrelerinin okunup yazılabilmesini, servo sistemin komuta edilebilmesini sağlayan, servo sistemle seri haberleşme ile çift yönlü veri transferi yapabilen bir bilgisayar yazılımıdır. 5 adet menüsü vardır, bunlardan ilki komuta menüsüdür, bu menüde gerçek zamanlı olarak kontrol için kritik durum değişkenlerinin değerleri izlenebilmekte, kontrol modları arasında geçiş yapılabilmekte ve seçili olan kontrolöre referans değer komutu yollanabilmektedir. 3 adet kontrol modu vardır ve bunlar; akım kontrolü, hız kontrolü ve pozisyon kontrolüdür. Aşağıdaki şekilde de görülebildiği gibi bu pencerede gözlemlenebilen bazı kritik değişkenler şunlardır; i_q referansı, i_q ölçümü, hız referansı, hız ölçümü, akım referansı, akım ölçümü, pozisyon referansı ve pozisyon ölçümü.



Şekil 2.14 : Arayüz yazılımının komuta penceresi.

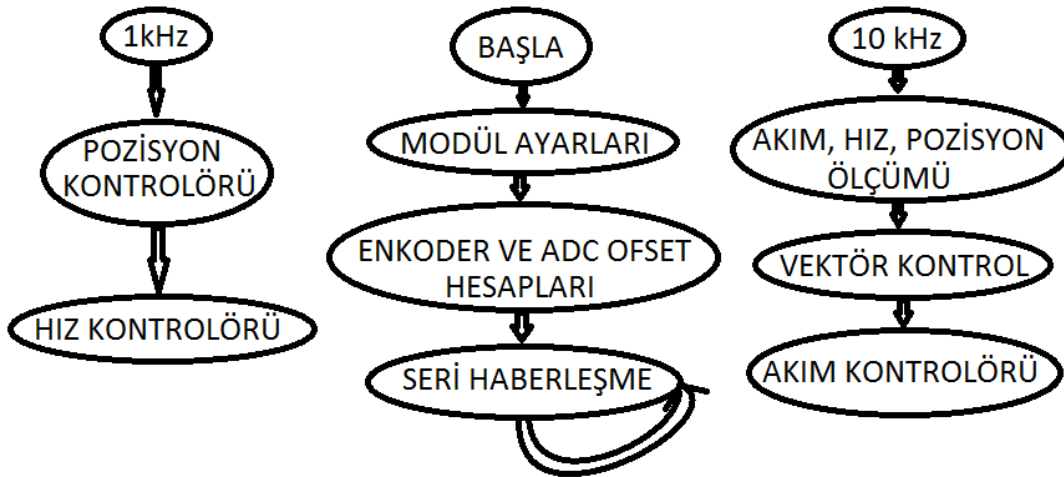
2.2.3 Dijital kontrolör yazılımı

Dijital kontrolör yazılımı TMS320F28335 dijital sinyal işleyicisinin standartlarına uygun olarak C dilinde yazılmıştır. Geliştirme ortamı olarak Code Composer Studio versiyon 5.4.0.00091, derleyici olarak da TI v6.1.3 kullanılmıştır. Yazılım; dijital akım kontrol, hız kontrol ve pozisyon kontrol algoritması, komütasyon için vektör kontrol algoritması, haberleşme ve hata denetim fonksiyonlarından oluşur. Kodda kullanılan bazı modül ve kontrolörler ile bunların çalışma frekansları aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

Çizelge 2.2 : Yazılım bileşenlerinin çalışma frekansları.

Özellik	Frekans
DSP çalışma frekansı	150MHz
Sensör ölçüm frekansı (ADC)	10kHz
Pozisyon kontrolörü çalışma frekansı	1kHz
Hız kontrolörü çalışma frekansı	1kHz
Akım kontrolörü çalışma frekansı	10kHz
PWM frekansı:	10kHz

Yazılım başlangıçta PWM, ADC, QEP, UART, zamanlayıcı, dijital giriş çıkışlar gibi algoritmanın çalışması için gerekli olan modül ayarlarını yapar. Ardından sonsuz döngüye girerek seri haberleşme işlemleri ile meşgul olur, diğer tüm kontrol algoritmaları zamanlayıcı kesmesi sonucu belirli frekanslarda çağırılan fonksiyonlar tarafından uygulanır. Aşağıda yazılım akış ve blok diyagramları görülmektedir.



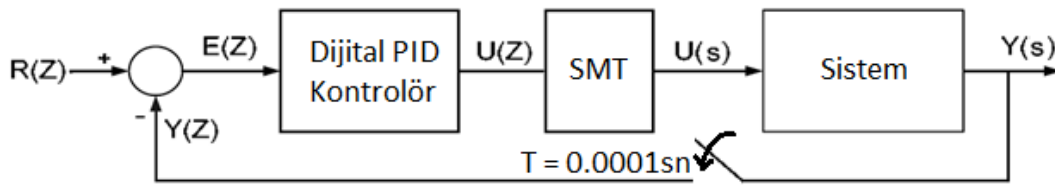
Şekil 2.15 : Yazılım akış diyagramı.

2.2.3.1 Akım kontrolü

Kontrolü yapılan 2 adet akım vardır ve bunlar i_q akımı ile i_d akımıdır.

I_d akım kontrolü

i_d akımı toplam akımın akı üreten bileşenidir ve torka katkısı yoktur. Bu nedenle normal çalışma esnasında i_d akımını sıfırlamak isteriz. i_d akımını sıfırlamak istemediğimiz tek zaman yazılımın başlangıcında enkoder ofsetini hesaplamak için motoru θ 'nın sıfır değerini aldığı konuma kilitlemek istediğimiz andır. Bu durumda i_q sıfırlanır ve motor dönmek için tork üretmez, i_d akımı motoru manyetik olarak kararlı olan bir açısal pozisyona çeker ve orada kilitletler, motor bu kararlı konumdayken enkoder ofseti sıfırlanır. Bunu yapabilmek için gerekli olan i_d akımı bu projede çalışılan sistem için 0,2 olarak bulunmuştur. Bu ofset hesabının ardından i_d akımı tekrar sıfırlanır ve çalışma boyunca bir daha değeri değişmez. i_d akım kontrolü için dijital PID kontrolör kullanılmış ve örnekleme periyodu 0,0001 saniye olarak seçilmiştir, yani kontrol algoritmasının çalışma frekansı 10kHz'dir. Kontrolörün blok diyagramı aşağıda görülmektedir. Burada $Y(s)$ i_d akım çıkışı, $Y(z)$ i_d akım ölçümü ve $R(z)$ i_d akım referansını temsil etmektedir, kullanılan tutucu sıfırıncı mertebedendir.



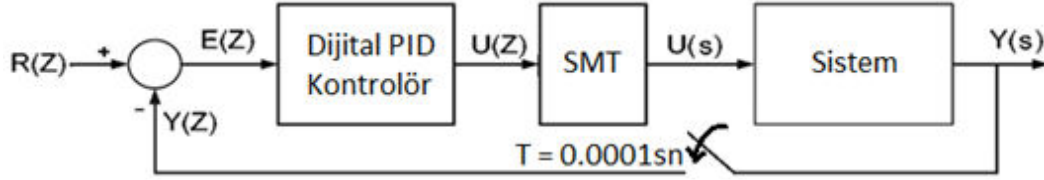
Şekil 2.17 : I_d akım kontrolörü blok diyagramı.

Bu kontrolör parametreleri el ile ayarlanmıştır ve çalışılan motor için bu parametreler K_p : 3, K_i : 0,1, K_d : 0 olarak bulunmuştur.

I_q akım kontrolü

i_d akımı toplam akımın tork üreten bileşenidir ve akıya katkısı yoktur. Bu nedenle normal çalışma esnasında tork kontrolü için i_q akımı kullanılır. i_q akımını sıfırlamak istediğimiz tek zaman yazılımın başlangıcında enkoder ofsetini hesaplamak için motoru θ 'nın sıfır değerini aldığı konuma kilitlemek istediğimiz andır. Bu durumda i_q sıfırlanır ve motor dönmek için tork üretmez, bunun detayları I_d akım kontrolünde anlatılmıştır. i_q akım kontrolü için dijital PID kontrolör kullanılmış ve örnekleme periyodu 0,0001 saniye olarak seçilmiştir, yani kontrol algoritmasının

çalışma frekansı 10kHz'dir. Kontrolörün blok diyagramı aşağıda görülmektedir. Burada $Y(s)$ i_q akım çıkışı, $Y(z)$ i_q akım ölçümü, $R(z)$ i_q akım referansı ve $U(z)$ V_q gerilim komutunu temsil etmektedir, kullanılan tutucu sıfırıncı mertebededir.

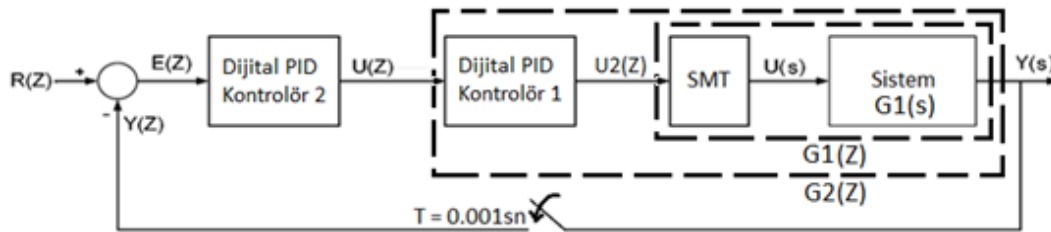


Şekil 2.18 : I_q akım kontrolörü blok diyagramı.

Kontrolör parametreleri el ile ayarlanmıştır ve çalışılan motor için bu parametreler K_p : 3, K_i : 0,2, K_d : 0 olarak bulunmuştur. Hız kontrolörü kullanıldığında bu kontrolörün çıkışı i_q akım kontrolüne giriş olarak uygulanmaktadır.

2.2.3.2 Hız kontrolü

Servo sistem hız kontrolü modunda çalışırken devreye girer ve akım kontrolöründen önce gelir. Hız kontrolörünün girişi referans hız komutudur, çıkış olarak ise i_q akım referansını üretir. Dijital hız kontrolörünün örnekleme periyodu 0,001 saniye olarak seçilmiştir, yani kontrol algoritmasının çalışma frekansı 1kHz'dir. Kontrolörün tasarımında ve gerçekleşmesinde sıfırıncı mertebeden tutucu kullanılmıştır. Kontrolörün blok diyagramı aşağıda görülmektedir. Burada $Y(s)$ motorun açısal hızı, $Y(z)$ motorun açısal hız ölçümü, $U(z)$ hız kontrolörü çıkışı ve akım kontrolörü girişi, $U2(z)$ akım kontrolörü çıkışı, $R(z)$ hız referansı temsil etmektedir, kullanılan tutucu sıfırıncı mertebededir.



Şekil 2.19 : Hız kontrolörü.

PID Kontrolörünün s-domeninde gösterimi şu şekildedir:

$$F_{pid}(s) = K_p + K_i/s + K_d * s \quad (2.21)$$

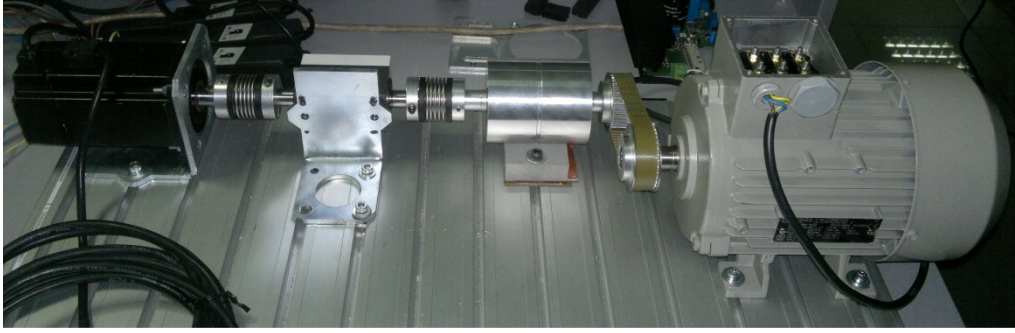
Sıfırıncı mertebeden tutucu ile z - domeninde gösterimi ise şöyle bulunmuştur:

$$F_{pid}(z) = K_p + K_i * T/(z - 1) + K_d * (z - 1)/z \quad (2.22)$$

Bu kontrolör için, kontrolör parametrelerinin otomatik olarak ayarlanması, bulunan kontrolör parametreleri ve kontrolör performansı gibi detaylı bilgiler 3. bölümde verilmiştir.

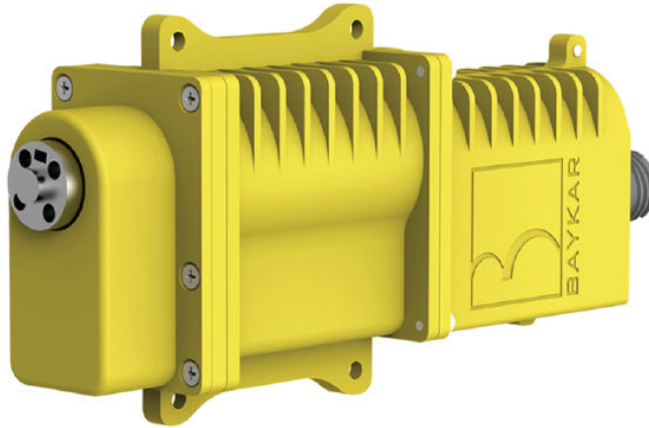
2.3 Servo Sistem Mekanîği

Servo sistem mekanîği bu tezin kapsamına girmediği için sadece özet bir bilgi verilecektir. Motor, elektronik devreler, sensörler ve eğer gerekliyse dişli kutusu gibi parçaları birbirlerine sabitleyen ve tüm sistemi toz, su, darbe gibi dış etkilere koruyan kısımdır. Bu proje kapsamında hazırlanan mekanik kısım; motor, enkoder ve yükü birbirine bağlayan alüminyum parçalardan oluşur. Çalışma kapsamında dişli kutusu ve koruyucu bir dış kutuya gereksinim duyulmamıştır, bu tezde kullanılan test düzeneği aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 2.20 : Tezde kullanılan test düzeneği.

Aşağıdaki şekilde ise daha önceleri elektronik kartının tasarımı yapılmış olan bir servo sisteme ait mekanik görünüm bulunmaktadır, fırçasız doğru akım motoru kullanan 60W gücünde daha basit bir servo sistemdir.



Şekil 2.21 : Örnek bir servo sistemin mekanik görünümü

3. PID PARAMETRELERİNİN OTOMATİK AYARLANMASI

3.1 Sistem Modeli

Motorun elektriksel modelinin s ve zaman domeni karşılıkları aşağıdaki denklemlerde verilmiştir [19].

$$V_s = R * i_s + L * \frac{d}{dt} i_s + e_s \quad (3.1)$$

$$\frac{d}{dt} i_s = -\frac{R}{L} * i_s + \frac{1}{L} * (V_s + e_s) \quad (3.1a)$$

Burada V_s giriş gerilimi vektörü, R stator sargı direnci, i_s motor akım vektörü, L stator sargı endüktansı, e_s TEMK vektörüdür. T_s örnekleme periyodu olmak üzere yukarıdaki denklemin dijital domendeki karşılığı ise aşağıdaki gibidir.

$$i_s(n+1) = (1 - T_s * \frac{R}{L}) * i_s(n) + \frac{T_s}{L} * (V_s(n) - e_s(n)) \quad (3.1b)$$

$$F = 1 - T_s * \frac{R}{L} \quad (3.2)$$

$$G = \frac{T_s}{L} \quad (3.3)$$

$$i_s(n+1) = F * i_s(n) + G * (V_s(n) - e_s(n)) \quad (3.1c)$$

Görüldüğü gibi bir motorun F ve G parametreleri bilindiğinde motora ait akım denklemi çıkarılabilmektedir. Tork kontrolü için denklemin i_q akımına göre yazılması gerekmektedir ve faz akımları ile i_q akımı arasındaki dönüşümler lineer olmadığı için denklemler döner koordinat sistemine göre yazılmalıdır. Motorun döner eksen takımında tanımlanmış elektriksel modeli aşağıdaki gibidir[2].

$$V_d = R * i_d + L_d * \frac{d}{dt} i_d - \omega * L_q * i_q \quad (3.4)$$

$$V_q = R * i_q + L_q * \frac{d}{dt} i_q + \omega * L_d * i_d + \omega * \psi_r \quad (3.5)$$

Burada ω açısal hız, L_d ve L_q sırayla d ve q eksenleri stator endüktansları, ψ_r ise rotor akısıdır. Elektromekanik tork denklemi ise aşağıdaki şekildedir.

$$T_e = P * (\psi_r * i_q + (L_d - L_q) * i_d * i_q) \quad (3.6)$$

Burada T_e motor tarafından üretilen elektromekanik tork ve P ise kutup çifti sayısıdır. SMSM'da $L_d = L_q$ olur, ve rotor manyetik akısı sabittir, bu durumda denklemler aşağıdaki formu alır [2].

$$V_d = R * i_d + L * \frac{d}{dt} i_d - \omega * L * i_q \quad (3.4a)$$

$$V_q = R * i_q + L * \frac{d}{dt} i_q + \omega * L * i_d + \omega * \psi_r \quad (3.5a)$$

$$T_e = k_T * i_q \quad (3.6a)$$

Motorun mekanik denklemi ise aşağıdaki şekildedir.

$$T_e - T_L = J * \frac{d}{dt} \omega + \beta * \omega \quad (3.7)$$

Burada J motorun ve yükün toplam eylemsizliği (ω 'ya indirgenmiş), β motorun ve yükün toplam viskoz sürtünme katsayısı (ω 'ya indirgenmiş) ve T_L ise yük torkudur. Test düzeneğinde yük torku bulunmadığı için bu değer sıfır olarak alınır ve denklem (3.6a) ile birleştirildiğinde yeni denklem aşağıdaki formu alır.

$$i_q = (J * \frac{d}{dt} \omega + \beta * \omega) / k_T \quad (3.8)$$

Bu denklem zaman domeninden s-domenine dönüştürüldüğünde ise aşağıdaki şekilde olur.

$$i_q(s) = (J * s * \omega(s) + \beta * \omega(s)) / k_T \quad (3.9)$$

i_q giriş ve ω çıkış olmak üzere sistemin transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$\frac{\omega(s)}{i_q(s)} = \frac{k_T}{J*s + \beta} \quad (3.10)$$

$$\frac{\omega(s)}{i_q(s)} = \frac{k_T/\beta}{J/\beta*s + 1} \quad (3.10a)$$

Görüldüğü gibi kontrol edilmesi gereken sistem parametresi olan ω ile kontrolör çıkışı i_q arasındaki ilişki 1. dereceden bir transfer fonksiyonu ile ifade edilebilir. Ancak bunun için bazı kabuller yapmak gerekir. Gerçekte hız kontrolörünün çıkışı i_q değil i_{qref} 'tir, bu referans değer daha sonra i_q akım kontrolörüne girer ve bu kontrolörün çıkışı da V_{qref} olur, PWM modülü ile V_{qref} değeri üretilir ancak ardından (3.5a)'da gösterilmiş olan motorun elektriksel denklemleri devreye girer ve ancak bunun ardından i_q akımı üretilir. Burada birçok noktada gecikmeler oluşur fakat hem motorun akım denklemlerinin zaman sabiti çok küçük olduğu hem de akım

kontrolörü hız kontrolöründen 10 kat daha hızlı çalıştığı için hız kontrolörü için bu gecikmeler ölü zaman oluşturmaz ve ihmal edilebilir boyuttadır. Kısaca anlatmak gerekirse, hız kontrolörü için $i_q = i_{qref}$ yaklaşımı yapılmıştır. Aşağıda birinci dereceden bir sistem için transfer fonksiyonu ve sıfırıncı mertebeden tutucu ile z-domeni transfer fonksiyonuna dönüştürme aşamaları görülmektedir.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = K1 * \frac{e^{-s*L}}{\tau*s+1} \quad (3.11)$$

$$G(z) = Z\{G_{zoh}(s) * G(s)\} \quad (3.12)$$

$$G_{zoh}(s) = \frac{1-e^{-s*T}}{s} \quad (3.13)$$

$$G(z) = K1 * \frac{1-e^{-T/\tau}}{z-e^{-T/\tau}} * z^{-L/T} \quad (3.14)$$

$$z = e^{s*T} \quad (3.15)$$

Burada T örnekleme zamanı, K1 sistem kazancı, τ sistem zaman sabiti, L ise ölü zamandır. Denklem (3.14)'ün görünümü aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir.

$$G(z) = K1 * \frac{1-A}{z-A} * z^{-d} \quad (3.14a)$$

$$A = e^{-T/\tau} \quad (3.16)$$

$$d = L/T \quad (3.17)$$

Kazanç terimlerini de tekrar gruplayarak yazarsak aşağıdaki yapı elde edilir.

$$G(z) = \frac{K}{z-A} * z^{-d} \quad (3.14b)$$

$$K = K1 * (1 - A) \quad (3.18)$$

Bu projede ele alınan sistemde ölü zaman olmadığı için $d = 0$ için denklemin son hali şu şekildedir.

$$G(z) = \frac{K}{z-A} \quad (3.14c)$$

$$K = K1 * (1 - A) \quad (3.18a)$$

$$A = e^{-T/\tau} \quad (3.16a)$$

Bu katsayıların denklem (3.10a)'daki motor parametreleri ile ilişkisi ise şu şekilde gösterilir.

$$K1 = k_T/\beta \quad (3.19)$$

$$\tau = J/\beta \quad (3.20)$$

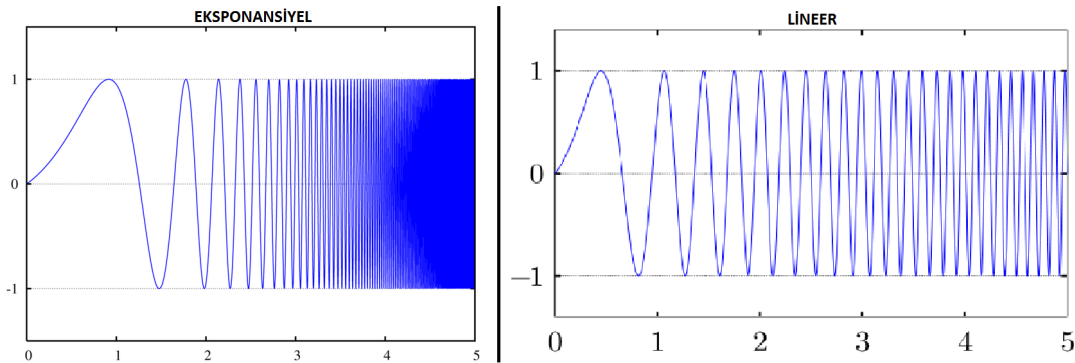
Sistemin ayrık transfer fonksiyonunu sayısal olarak gerçeklemek için fark denklemi formunda yazarsak aşağıdaki denklem bulunur.

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{K}{z-A} \quad (3.14d)$$

$$y(k) = A * y(k-1) + K * u(k-1) \quad (3.21)$$

3.2 Sistem Modelinin Otomatik Olarak Bulunması

Tezin amaçlanan PID hız kontrolörünün katsayılarını servo sistemin takıldığı sistemde tamamen otomatik olarak bulması olduğu için sistem modelinin elde edilmesi de tamamen otomatik olmak zorundadır. Bu nedenle sistemin eylemsizliği veya viskoz sürtünme katsayısı gibi değerler el ile girilmeden servo sistem sistemin ayrık modelini otomatik olarak bulacaktır. Bunu yapmak için otomatik olarak sisteme bir referans sinyal uygulanıp sistem çıkışına en iyi uyan parametreler hesap edilecektir. Bu en uygun parametreler ISE kriteri optimize edilecek şekilde sayısal olarak aranacaktır. Bunun için sisteme uygulanacak referans sinyal seçimiyle başlanacaktır. Referans sinyal olarak pratikte en çok kullanıla 2 tip sinyal vardır, bunlar değişken frekanslı sinüs (*chirp*) ve çoklu sinüs (*multi-sine*) sinyalleridir. Daha yaygın kullanılması ve sistemde daha az titreşime sebep olacağı için değişken frekanslı sinüs sinyalinin kullanılmasına karar verilmiştir. Bu sinyalin de genel olarak 2 türü vardır, bunlardan ilki lineer artar, diğeri ise eksponansiyel olarak artar, bunlar aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 3.1 : Şeklin solunda eksponansiyel ve sağında lineer frekans artımlı değişken frekanslı sinüs sinyallerinin zamana bağlı çıkışları görülmektedir [20].

Yukarıdaki şekilden de görülebildiği gibi lineer artımlı olan sinyal seçilen frekans aralığında daha homojen olarak dağıldığı için sistemi daha iyi modelleyeceği

düşünülmektedir sisteme uygulanacak uyarma sinyali olarak lineer artımlı değişken frekanslı sinüs sinyalinin kullanılmasına karar verilmiştir. Sistemde yapılan testler sonucu, hem yüksek kuvvetli titreşimler üreterek sisteme zarar vermeyecek hem de sistemin modelinin bulunabilmesi için yeterli genlikte çıkış üretebilecek referans işaretinin özellikleri şöyle belirlenmiştir; referans işareti oluşturacak olan sinüsün genliği 0,05 ve frekans aralığı da 0,5Hz-10Hz olmalıdır. Sinyalin uygulanması gereken süre için 10 saniye uygun görülmüştür çünkü bu süre hem modelin çıkarılması için yeterli hem de sistemi meşgul etmeyecek kadar kısadır. Bu durumda sinüs sinyalinin katsayıları aşağıdaki şekilde bulunur.

$$i_{qref} = A * \sin(2 * \Pi * f(t) * t) \quad (3.22)$$

$$f(t) = f_0 + k * t \quad (3.23)$$

$$A = 0,05 \quad (3.24)$$

$$f_0 = 0,5 \quad (3.25)$$

$$f_{10} = 10 \quad (3.26)$$

$$f(10) = 0,5 + k * 10 = 10 \rightarrow k = 0,95 \quad (3.23a)$$

Belirlenen parametreler birleştirildiğinde ise denklem (3.22) aşağıdaki hali alır.

$$i_{qref} = 0,05 * \sin(2 * \Pi * (0,5 + 0,95 * t) * t) \quad (3.22a)$$

$$i_{qref} = 0,05 * \sin(2 * \Pi * (0,5 * t + 0,95 * t^2)) \quad (3.22b)$$

İkinci adım olarak sistem modelinin hangi aralıkta aranacağını tespit edilmesi gereklidir. Sistem girişi i_q 'nin alabildiği maksimum değer 1, motorun maksimum devri ise dakikada 5000'dir. Bu durumda motorun ortalama kazancı yaklaşık olarak 5000devir/dakika olur. Motorun yüklendikçe viskoz sürtünmesinin artacağı (yükün de kendi viskoz sürtünmesi olacağı için) ve yavaşlayacağı, yüklenmediği durumda ise bilindiği için her ihtimale karşı bu değer 100 kat üstünden 10 kat altına kadar arama yapılacaktır, bu da sistem kazancı olan K_1 'in 500000 ile 500 arasında aranacağı anlamına gelir. Sistem zaman sabiti olan τ ise bu tür bir servo motor için yaklaşık 0,1 saniye alınabilir, motor yüklendikçe eylemsizliği ve orantılı olarak da sistemin zaman sabiti artacağı için sistemin zaman sabitini de tahmini başlangıç değerinin 10 kat altında ve 100 kat üstünde ararsak bu değer 0,01 ile 10 arasında değişecektir. Hız kontrolörünün çalışacağı örnekleme zamanı

0,001 saniye olarak belirlenmişti, bu durumda geriye kalan iş, denklem (3.21)'de aranacak olan A ve K parametrelerinin aranacağı aralığı belirlemektir. Bu aralığın belirlenmesi için yukarıda belirlediğimiz K1 ve τ parametrelerinin aranacağı aralık kullanılacaktır. K1 ve τ parametresinin A ve K katsayıları ile aralarındaki ilişkiyi belirten denklem aşağıda tekrar verilmiştir.

$$y(k) = A * y(k - 1) + K * u(k - 1) \quad (3.21a)$$

$$A = e^{-T/\tau} \quad (3.16b)$$

$$K = K1 * (1 - A) \quad (3.18b)$$

K1: 500 – 500000 devir/dakika, τ 0,01 – 10 arasında değişirken A ve K değerlerinin hangi aralıkta değişecekleri şu şekilde bulunur.

$$A_{min} = e^{-T/\tau_{min}} = e^{-0,001/0,01} = 0,904837 \quad (3.16c)$$

$$A_{max} = e^{-T/\tau_{max}} = e^{-0,001/10} = 0,9999 \quad (3.16d)$$

$$A_{ort} = e^{-T/\tau_{ort}} = e^{-0,001/0,1} = 0,99005 \quad (3.16e)$$

$$K_{max} = K1_{max} * (1 - A_{min}) = 500000 * (1 - 0,904837) = 47582 \quad (3.18c)$$

$$K_{min} = K1_{min} * (1 - A_{max}) = 500 * (1 - 0,9999) = 0,05 \quad (3.18d)$$

$$K_{ort} = K1_{ort} * (1 - A_{ort}) = 5000 * (1 - 0,99005) = 49,75 \quad (3.18e)$$

K değerini aramak için K_{min} ve K_{max} aralığının 200'e bölünmesi hem algoritmanın çalışma hızı hem de tarama hassasiyeti açısından uygun olmaktadır. K_{min} ve K_{max} aralığı boyunca aynı hassasiyette arama yapabilmek için lineer olmayan bir arama yöntemine ihtiyaç vardır, bu nedenle artım aşağıdaki şekilde gerçekleştirilecektir.

$$K(n) = K_{min} * C1^n, \quad n = 0 \dots 200 \quad (3.27)$$

$$K(0) = K_{min} \quad (3.28)$$

$$K(200) = K_{max} \quad (3.29)$$

Yukarıdaki koşulları sağlayan C1 çarpanını ise şu şekilde hesaplanır.

$$C1 = \sqrt[200]{K_{max}/K_{min}} \quad (3.30)$$

$$C1 = \sqrt[200]{47582/0,05} = 1,07125 \quad (3.30a)$$

Bu durumda K değeri aranırken her seferinde %7,125 artacaktır ve K bulunurken yapılabilecek en yüksek hata $\% \pm 3,5627$ oranında olacaktır.

A değerini aramak için A_{min} ve A_{max} aralığının 400'e bölünmesi hem algoritmanın çalışma hızı hem de tarama hassasiyeti açısından uygun olmaktadır. K değeri aranırken aralık 200'e bölünmüştü ancak A değeri aranırken 400'e bölündü, bunun sebebi; K değeri ile sistem kazancı olan K1'in doğru orantılı olması, A değeri ile sistemin zaman sabiti olan τ 'nın ise aralarında eksponansiyel ilişki olmasıdır. A değeri 1'e yaklaştıkça A'daki küçük değişimler τ 'da büyük değişimlere sebep olmaktadır. Bu iki parametre arasındaki ilişki aşağıdaki denklemlerden görülebilmektedir.

$$\ln(A) = \ln(e^{-\frac{T}{\tau}}) \quad (3.16f)$$

$$\ln(A) = -\frac{T}{\tau} \quad (3.16g)$$

$$\tau = -\frac{T}{\ln(A)} \quad (3.16h)$$

A_{min} ve A_{max} aralığı boyunca τ baz alınarak aynı hassasiyette arama yapabilmek için A değerinin eksponansiyel olarak artması gerekmektedir ancak bu tür bir arama yöntemindeki hesaplamalar servo sisteme çok fazla işlem yükü getireceği için yine önceki lineer olmayan yöntemin arama sayısı artırılmış tipi kullanılacaktır, bu artım aşağıdaki şekilde gerçekleştirilecektir.

$$A(n) = A_{min} * C2^n, n = 0 \dots 400 \quad (3.31)$$

$$A(0) = A_{min} \quad (3.32)$$

$$A(200) = A_{max} \quad (3.33)$$

Yukarıdaki üç koşulu da sağlayan C2 çarpanının hesaplanma yöntemi aşağıda bulunan denklemlerde görülmektedir

$$C2 = \sqrt[400]{A_{max}/A_{min}} \quad (3.34)$$

$$C2 = \sqrt[400]{0,9999/0,904837} = 1,00025 \quad (3.34a)$$

Bu durumda A değeri aranırken her seferinde %0,00025 artacaktır ve A bulunurken yapılabilecek en yüksek hata $\% \pm 0,000125$ oranında olacaktır, bu küçük hata dahi aradaki logaritmik geçiştiren dolay τ hesaplanırken belirginleşecektir ancak testler sonucu görülmüştür ki bu hata güvenli sınırlar içerisinde kalmıştır. Algoritma Matlab m-file kullanılarak test edilmiştir, test koşulları ve sonuçları ilerleyen bölümlerde verilecektir.

3.3 PID Kontrolör Parametrelerinin Otomatik Ayarlanması

Servo sistemin elektromekanik transfer fonksiyonuna ait fark denklemlerinin elde edilmesinden sonraki adım, bulunan bu sistem için istenilen kriterleri sağlayacak PID kontrolör parametrelerinin bulunmasıdır. Aşağıda PID kontrolörün s-domeni ve sıfıncı mertebeden tutuculu z-domeni transfer fonksiyonları bulunmaktadır.

$$F_{pid}(s) = K_p + K_i/s + K_d * s \quad (3.35)$$

$$F_{pid}(z) = K_p + K_i * T/(z - 1) + K_d * (z - 1)/z \quad (3.36)$$

Kontrolör yapısı 2. bölümdeki hız kontrolü adlı bölümde geçtiği gibi olacaktır, kontrolörün girişi açısal hız hatası ve çıkışı i_{qref} 'tir. PID kontrolörün dijital sistemlerde gerçekleştirilmesi için gereken fark denklemi formu ise şu şekildedir.

$$U(k) = K_p * E(k) + K_i * U_i(k) + K_d * (E(k) - E(k - 1)) \quad (3.37)$$

$$U_i(k) = U_i(k - 1) + E(k) \quad (3.38)$$

Burada $U(k)$ kontrolörün k anındaki çıkışı, E hata, T örnekleme periyodu, U_i ise hatanın integralidir. Bu yapı integral sarmasına karşı (*integral windup*) korumasızdır ve integral sarmasını önlemek için (*anti windup*) PID kontrolör aşağıdaki şekilde modifiye edilmiştir.

$$E(k) = R(k) - Y(k) \quad (3.39)$$

$$U_i(k) = U_i(k - 1) + K_i * E(k) + K_c * U_{1e}(k - 1) \quad (3.40)$$

$$U_1(k) = K_p * E(k) + U_i(k) + K_d * (E(k) - E(k - 1)) \quad (3.41)$$

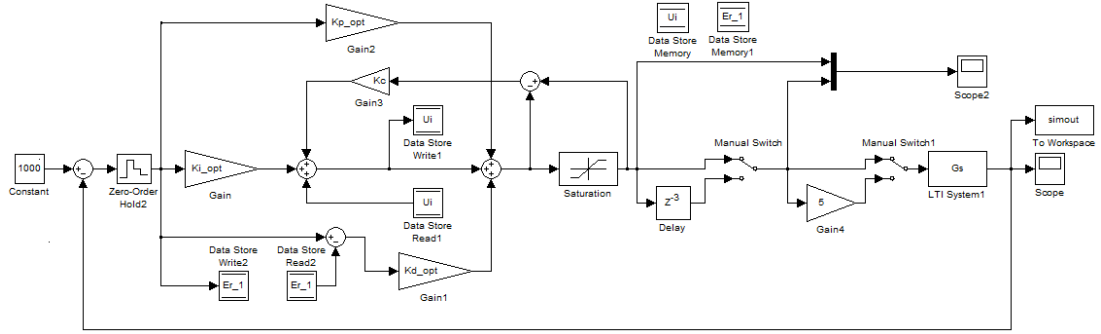
$$U(k) = \text{Sature}(U_1(k), U_{max}, U_{min}) \quad (3.42)$$

$$U_{1e}(k) = U(k) - U_1(k) \quad (3.43)$$

Burada R açısal hız referansı, Y açısal hız ölçümü, K_c integral sarmasını engelleyen yapının kazancı, U_1 satüre olmamış kontrolör çıkışı, $\text{Sature}()$ satürasyon fonksiyonu, U_{max} ve U_{min} kontrolör çıkışının satürasyon değerleri, U_{1e} satürasyon miktarıdır. K_c 0,02, U_{max} 1 ve U_{min} -1 olarak ayarlanmıştır.

Kontrolör katsayıları IKH (*ISE*) kriteri kullanılarak sayısal olarak optimize edilecektir, ayrıca istenen aşım gibi kriterler de arama algoritmasına eklenebilmektedir, şuan ki yapıda maksimum aşım kriteri de %2 olarak belirlenmiştir, bu aşım miktarı aşıldığında maliyet fonksiyonuna yüksek bir değer

eklenir ve o parametrelerin optimal kontrolör olarak seçilmesi engellenir. Kontrolör katsayıları belli aralıklarda aranacak ve %2 aşımı kriterini de sağlayarak ISE kriterini optimize eden kontrolör servo sistemin hız kontrolünde kullanılmak üzere seçilecektir. Bu nedenle en uygun K_p , K_i ve K_d parametrelerinin aranacağı aralığı belirlemek gerekmektedir. Bunu yapmak için PID kontrolörü sistemin ilk hali için el ile ayarlanmış ve K_p değeri 0,001, K_i değeri 0,00001, K_d değeri 0,0004 olarak belirlenmiştir. Kontrolör katsayıları bu değerlerin 1000 kat üstünden 1000 kat altına kadar olan bir aralıkta taranacaktır. Bu da K_p değerinin 0,0000001 – 1 arası, K_i değerinin 0,00000001 – 0,01 arası, K_d değerinin 0,00000004 – 0,4 arasında aranacağı anlamına gelir. Arama algoritması Matlab m-file kullanılarak test edilmiştir. Aşağıdaki şekilde, bulunan kontrolörün sisteme uygulanarak simüle edilmesi için kullanılan Matlab/Simulink programına ait blok diyagram yapısı görülmektedir.

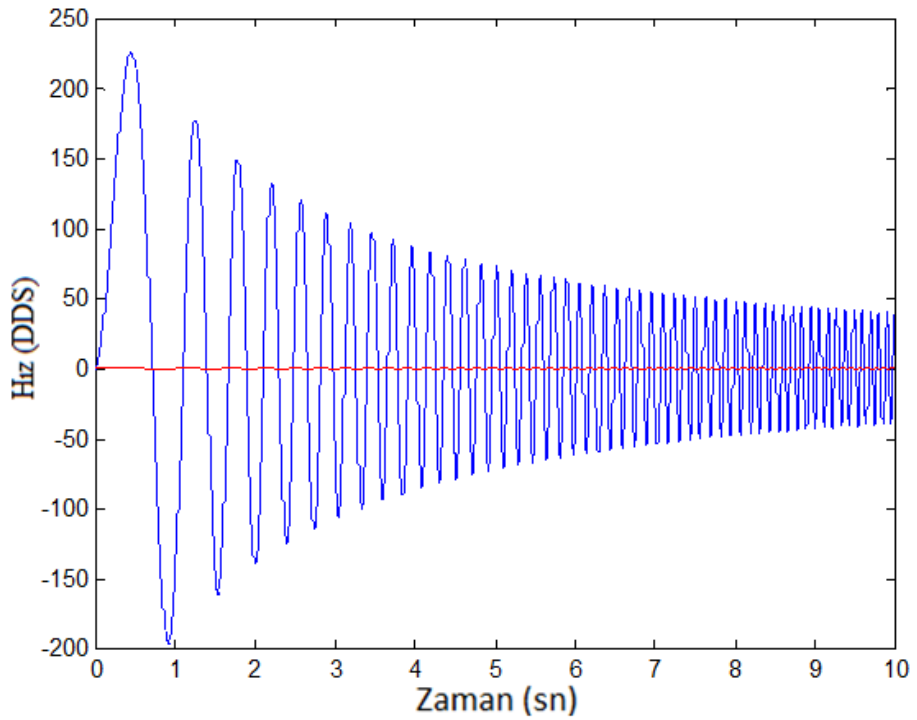


Şekil 3.2 : Servo sistemin, katsayıları otomatik olarak bulunan PID kontrolör ile test edilmesi için Matlab/Simulink programında kurulan blok yapısı.

4. SONUÇ VE ÖNERİLER

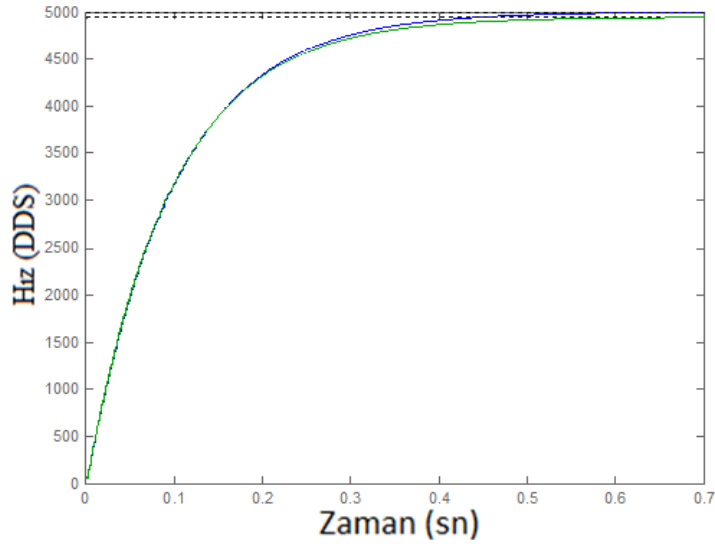
4.1 Sistem Modelini Bulma Algoritmasının Simülasyon Sonuçları

Sistem için belirlenen ortalama parametreler olan K_1 için 5000 ve τ için 0,1 kullanılarak Matlab programında yapılan simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir. Aşağıdaki ilk şekil sisteme uygulanan değişken frekanslı sinüs referansı ve sistem çıkışını, ikinci şekil ise gerçek sistemin ve parametreleri otomatik bulunan sistemin birim basamak yanıtlarını göstermektedir. Uygulanan referans sinyal önceki bölümlerde anlatıldığı gibi genliği 0,05 olan, frekansı 0,5Hz ile 10Hz arasında lineer olarak değişen sinüs sinyalidir.



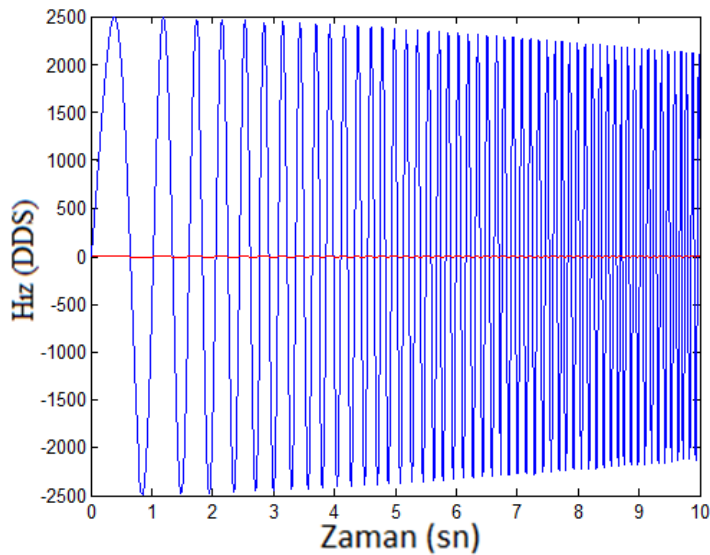
Şekil 4.1 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.

Aşağıdaki şekilde gerçek sistem çıkışı ile parametresi otomatik olarak bulunan sistem çıkışı arasındaki yakın ilişki görülmektedir, sistem parametreleri başarılı bir şekilde bulunmuştur. Bulunan optimal $K_1 = 4944,4$, optimal $\tau = 0,0975$.



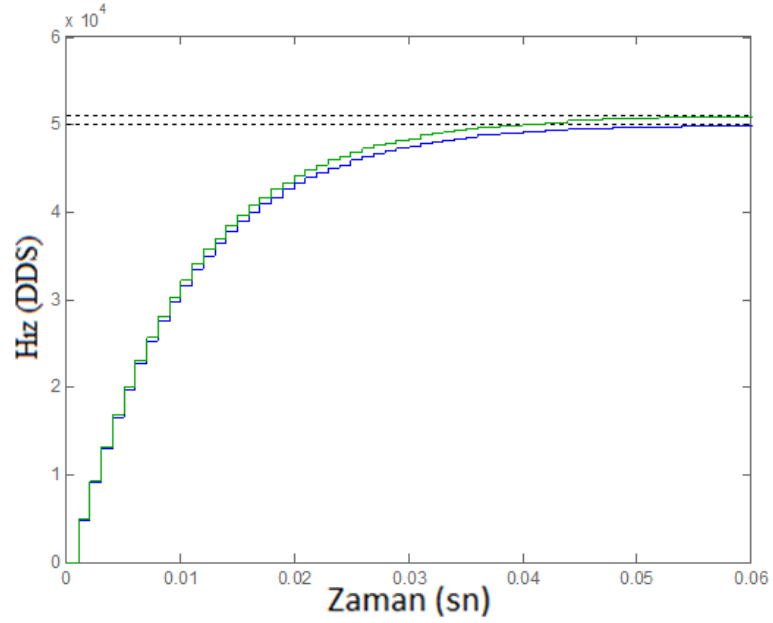
Şekil 4.2 : Gerçek sistemin ve parametreleri bulunan sistemin birim basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşil çizilmiştir.

Sistemin hızlandığı varsayımıyla K_1 için 50000 ve τ için 0,01 kullanılarak Matlab programında yapılan diğer bir simülasyonun sonuçları ise aşağıda verilmiştir. Aşağıdaki ilk şekil sisteme uygulanan değişken frekanslı sinüs referansı ve sistem çıkışını, ikinci şekil ise gerçek sistemin ve parametreleri otomatik bulunan sistemin birim basamak yanıtlarını göstermektedir.



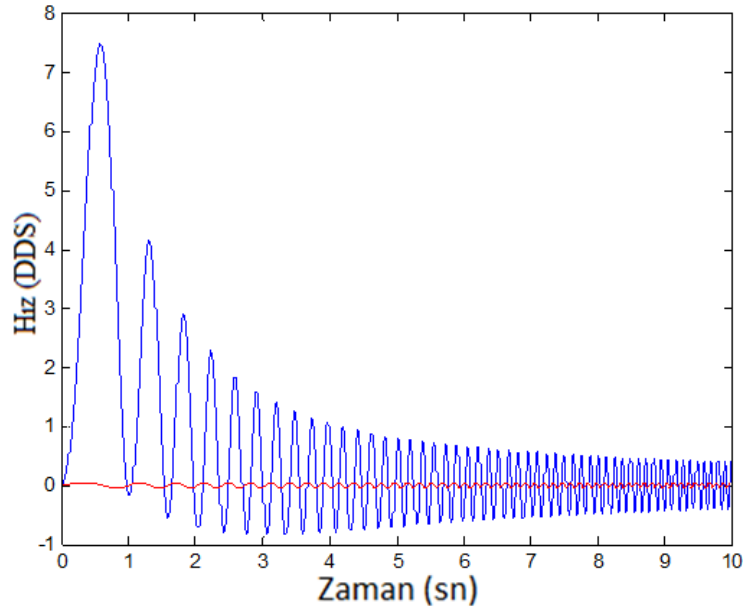
Şekil 4.3 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.

Aşağıdaki şekilde gerçek sistem çıkışı ile parametresi otomatik olarak bulunan sistem çıkışı arasındaki yakın ilişki görülmektedir, sistem parametreleri başarılı bir şekilde bulunmuştur. Bulunan optimal $K_1 = 50970$, optimal $\tau = 0,01$.



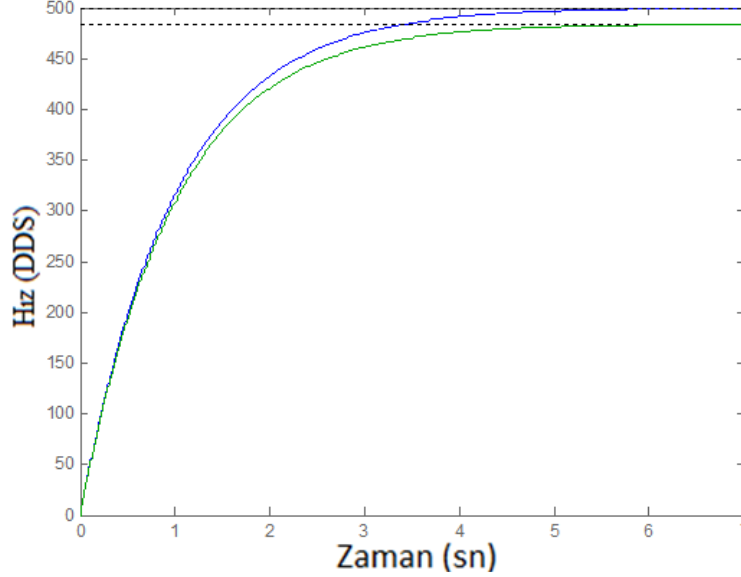
Şekil 4.4 : Gerçek sistemin ve parametreleri bulunan sistemin birim basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşil çizilmiştir.

Sistemin yavaşladığı varsayımıyla K_1 için 500 ve τ için 1 kullanılarak Matlab programında yapılan diğer bir simülasyonun sonuçları ise aşağıda verilmiştir. Aşağıdaki ilk şekil sisteme uygulanan değişken frekanslı sinüs referansı ve sistem çıkışını, ikinci şekil ise gerçek sistemin ve parametreleri otomatik bulunan sistemin birim basamak yanıtlarını göstermektedir.



Şekil 4.5 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.

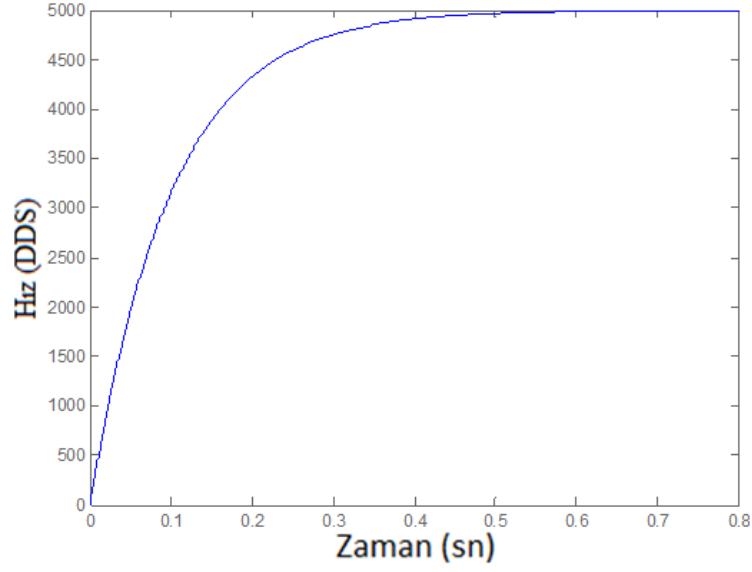
Aşağıdaki şekilde gerçek sistem çıkışı ile parametresi otomatik olarak bulunan sistem çıkışı arasındaki yakın ilişki görülmektedir, sistem parametreleri başarılı bir şekilde bulunmuştur. Bulunan optimal $K_1 = 484,1066$, optimal $\tau = 1,013$.



Şekil 4.6 : Gerçek sistemin ve parametreleri bulunan sistemin birim basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşil çizilmiştir.

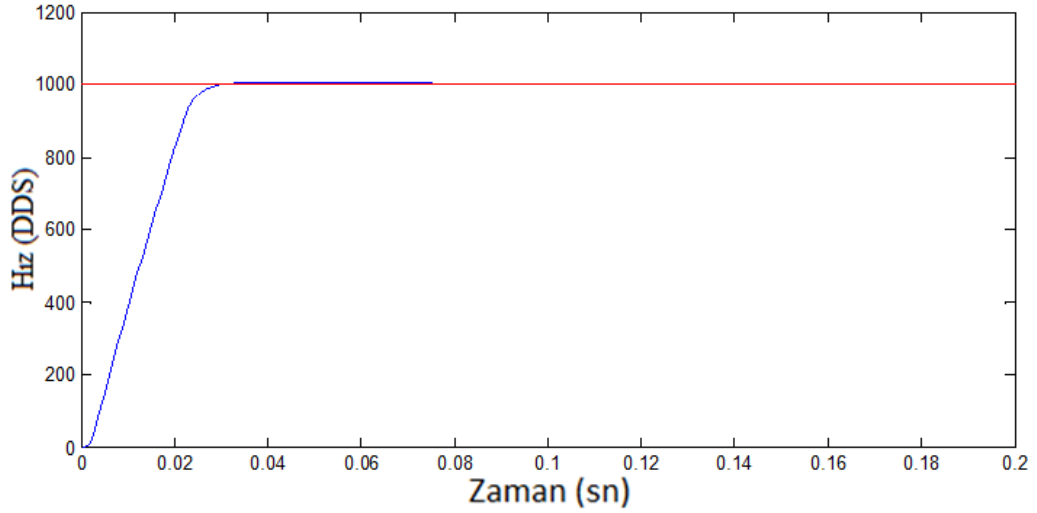
4.2 PID Parametrelerini Otomatik Bulma Algoritmasının Simülasyon Sonuçları

Sistemin s-domenindeki K_1 değeri 5000 ve τ değeri 0,1 iken 0,001 saniyelik örnekleme zamanı ile z-domeni transfer fonksiyonunda K değeri 49.75 ve A değeri 0,99 olarak hesaplanmıştır. Bu sistem modelinin parametrelerinden K değeri 50.47 ve A değeri 0,9898 olmak üzere otomatik olarak bulunmuştur. Bu sisteme otomatik olarak %2 maksimum aşımli ISE kriteri ile PID kontrolör tasarlandığında ise PID kontrolör katsayılarından K_p 0,006, K_i 0,00010469 ve K_d 0,0000004 değerini almaktadır. Bu kontrolör kullanılarak sistemin Simulink programında simülasyonu yapıldığında sistem cevabının %2'lik banda yerleşme zamanının 0,024 saniye ve yüzde aşım miktarının %0,4'den küçük olduğu görülmüştür, kararlı hal hatası ise yoktur. Aşağıdaki şekilde sistemin kontrolörsüz açık çevrim sistem yanıtı görülmektedir, bu şekilden de görülebileceği gibi normalde sistemin kazancı 5000 ve yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0,4 saniyedir. Kontrolörsüz açık çevrim sistemin basamak yanıtı ile kontrolörlü sistemin basamak yanıtları karşılaştırıldığında görülmektedir ki kontrolör sistem cevabını önemli oranda iyileştirmiştir.



Şekil 4.7 : Sistemin birim basamak cevabı.

Aşağıdaki şekil ise sistemin kontrolör kullanıldığında iyileşmiş olan kapalı çevrim cevabını göstermektedir.

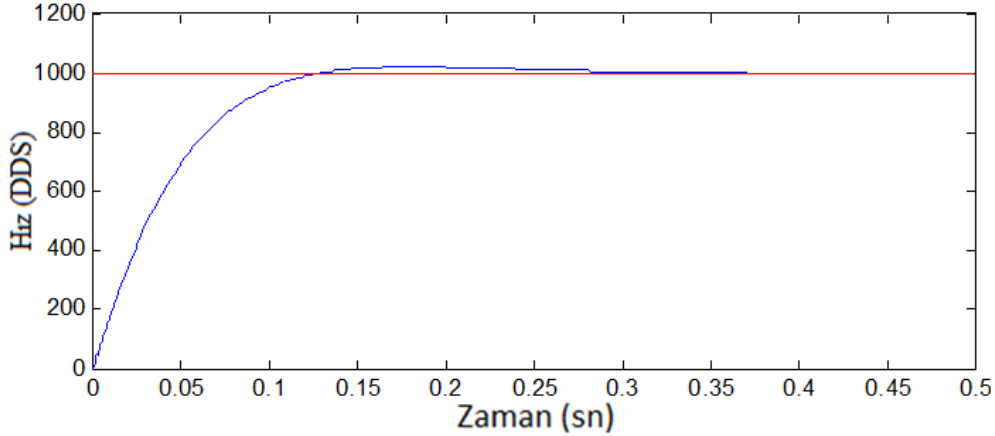


Şekil 4.8 : PID kontrolör kullanıldığında toplam sistemin 1000 devir/dakika değerinde basamak girişe verdiği ayırık sistem cevabı.

Bu kontrolör kullanıldığında elde edilen kontrolör sistemi istenmeyecek kadar hızlı kontrol etmekte ve bu aynı zamanda parametre değişikliklerine karşı kontrolörü kırılgan hale getirmektedir, bu nedenle daha yavaş yerleşen yeni bir kontrolör tasarımı yapılacaktır.

Aynı sisteme otomatik olarak %2 maksimum aşım ve 0,1 saniye boyunca maliyet fonksiyonu hatanın karesel integrali ile azalan, 0,1 saniye sonra normal IKH kriteri ile devam eden yapıyla ikinci bir PID kontrolör tasarımı yapılmıştır. İlk 0,1 saniye boyunca maliyet fonksiyonunun hesaplanma yönteminin değiştirilmesi sistemin çok

hızlı yerleşmemesini ve ilk 0,1 saniyede yavaşça yerleşmesini istememizden dolayıdır. Bu durumda kontrolör katsayılarından K_p 0,0011, K_i 0,000015133 ve K_d 0,0167 olarak bulunur. Bu durumda kapalı çevrim sistem cevabının %2'lik banda yerleşme zamanı 0,112 saniye ve yüzde aşım miktarı %2 olarak saptanmıştır. Aşağıdaki şekilde sistemin kontrolör kullanıldığında iyileşmiş olan kapalı çevrim cevabını görülmektedir.

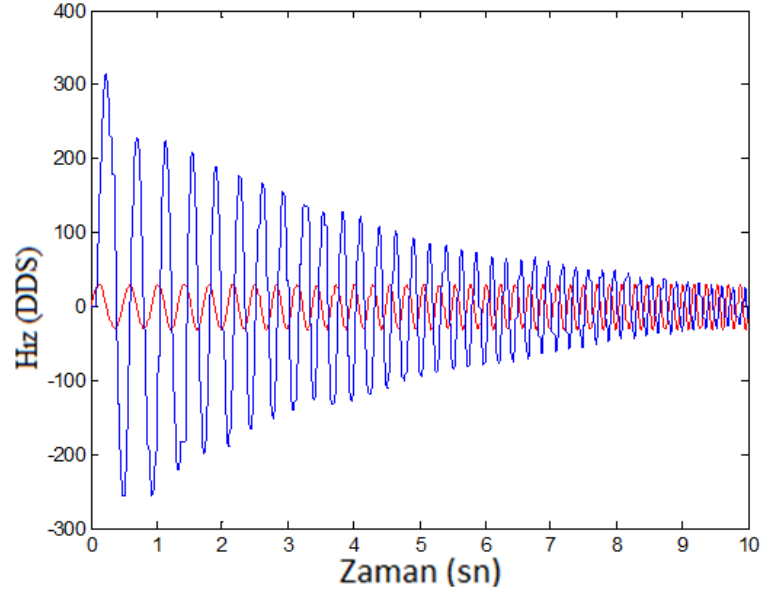


Şekil 4.9 : Sistemin basamak giriş cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişi ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.

Otomatik olarak tasarlanan kontrolörler beklendiği gibi iyi performans göstermiştir. Daha farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak istenilen daha özel sistem yanıtları da elde edilebilir.

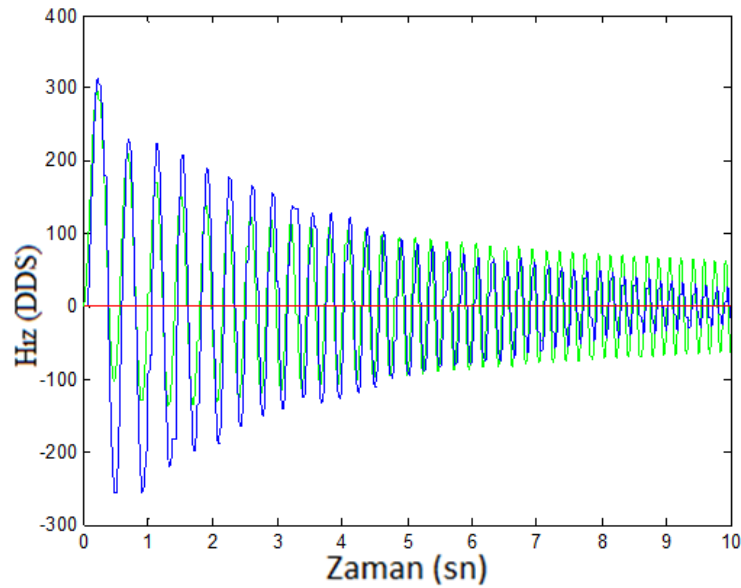
4.3 Sistem Modelini Bulma Algoritmasının Düşük Yükteki Test Sonuçları

Test setinde kullanılan 750Watt'lık SMSM'a yük olarak indüksiyon motoru bağlanmış ancak bağlanan bu motor çalıştırılmamış ve yalnızca sürtünme ve eylemsizlik oluşturması için kullanılmıştır. Simülasyonlarda uygulanan referans sinyalin frekansı 0.5-10Hz arasında değişmekteydi ancak gerçek sisteme uygulandığında görülmüştür ki sistemin çok düşük ve çok yüksek frekanslarda verdiği cevap ortalama frekanslardaki cevabıyla örtüşmemektedir ve hatalıdır, bunun sebebi ise sistemin düşük frekanslarda çok hızlanması ve lineer davranmaması, yüksek frekanslarda ise motor ile yük arasında bulunan kayışın gevşek olması ve salınımlarının sistem çıkışını etkilemesidir. Bu nedenle sisteme 2 – 4 Hz arasında değişen frekansta ve 0,03 genlikte sinüs formunda akım referansı uygulanmış ve sistem cevabı aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi olmuştur.



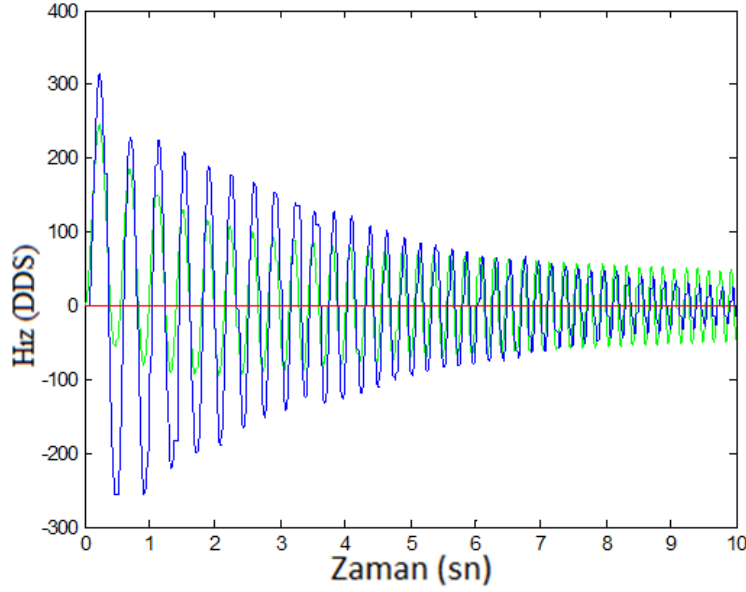
Şekil 4.10 : Sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişinin 1000 kat büyütülmüş halini ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.

Bu sisteme İntegral Karesel Hata (IKH) yöntemine göre en uygun model arandığında optimal K: 79,4162 ve optimal A: 0,9979 olarak bulunmuştur. Bulunan bu modelin çıkışının gerçek sistem verileri ile karşılaştırılması ise aşağıdaki şekilde verilmiştir.



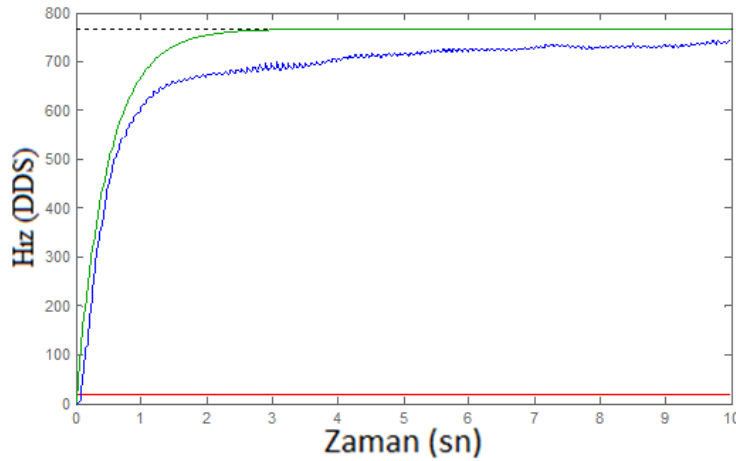
Şekil 4.11 : Gerçek sistemin ve IKH (ISE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.

Bu sisteme İntegral Zaman Karesel Hata (IZKH) yöntemine göre en uygun model arandığında ise optimal K: 60,8659 ve optimal A: 0,9987 olarak bulunmuştur. Bulunan bu modelin referans sinyale verdiği cevap ile gerçek sistemin cevaplarının karşılaştırması aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 4.12 : Gerçek sistemin ve IZKH (ITSE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.

Bulunan bu sistem modellerinden IKH kriterine göre bulunan parametreler kontrolör tasarımında kullanılmak üzere seçilmiştir. Bu kritere göre bulunan parametreler ile oluşturulan sistem modelinin gerçek sistem modeli ile benzerliği kontrol edilmek için aşağıdaki şekilde basamak yanıtları karşılaştırılmış ve tutarlı olduğu görülmüştür.



Şekil 4.13 : Gerçek sistemin ve IKH (ISE) kriterine göre parametreleri bulunan sistemin 0,02 birimlik basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.

Aşağıdaki çizelgede ise farklı yöntem ve referans sinyallere göre bulunan sistem parametreleri görülmektedir. Görüldüğü gibi bulunan tüm değerler birbirine yakındır ve bu da kullanılan yöntemlerin tutarlı ve doğru olduğunu gösterir. Bu modellerden

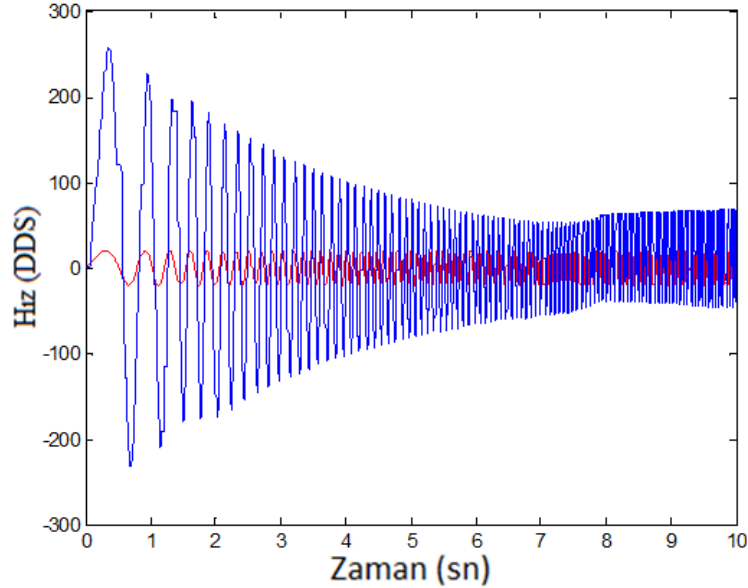
kontrolör tasarımı için seçilen IKH (ISE) yöntemine göre bulunmuş olan K: 79,4162 ve A: 0,9979 modelidir.

Çizelge 4.1 : Farklı optimizasyon kurallarına göre bulunan sistem modelleri.

Yöntem	Referans	Optimal K	Optimal A
IKH	0,03 genlikli 2-4 Hz değişken frekanslı sinüs	79,4162	0,9979
IZKH	0,03 genlikli 2-4 Hz değişken frekanslı sinüs	60,8659	0,9987
IKH	0,02 genlikli basamak	64,5727	0,9982
IZKH	0,02 genlikli basamak	70,5603	0,9979

4.4 Sistem Modelini Bulma Algoritmasının Yüktteki Test Sonuçları

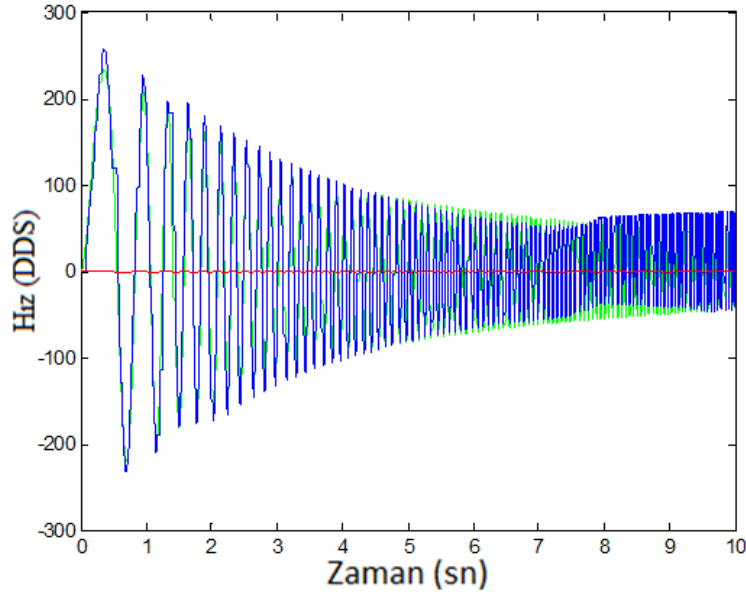
Sistem 750 Watt'lık bir motorla yüklenmiş ve kullanılan kayış gerginleştirilmiştir, bu nedenle daha yüksek genlikli ve daha yüksek frekanslı bir referans sinyal kullanılabilmektedir. 0,2 genlikli ve 0,5–10Hz arasında değişen frekanslı referans sinyal uygulanmıştır ve elde edilen ölçümler aşağıdaki şekilde görünmektedir.



Şekil 4.14 : Yüklenen sistemin referans sinyal cevabı. Kırmızı sinyal sistem girişinin 100 kat büyütülmüş halini ve mavi sinyal sistem çıkışını göstermektedir.

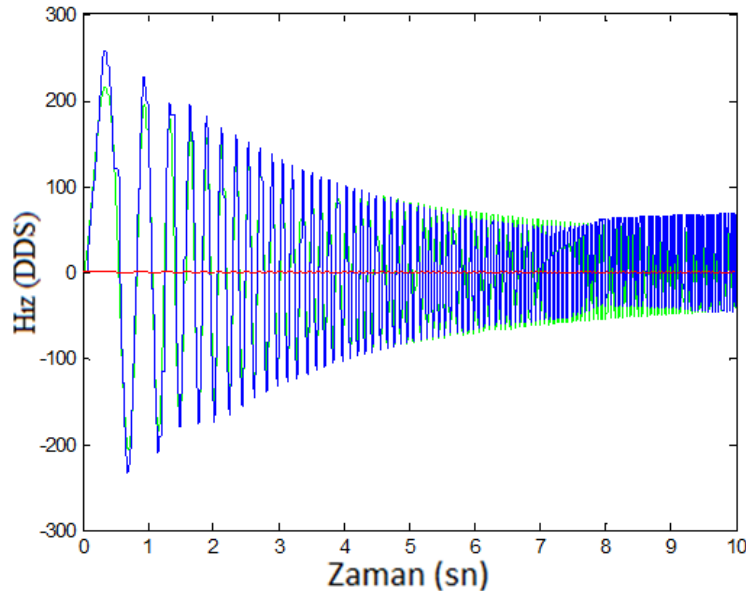
Bu sisteme İntegral Karesel Hata (IKH) yöntemine göre en uygun model arandığında optimal K: 27,4012 ve optimal A: 0,9774 olarak bulunmuştur. Bulunan bu modelin çıkışının gerçek sistem verileri ile karşılaştırılması ise aşağıdaki şekilde verilmiştir,

şekilden de görülebildiği gibi bulunan sistemin cevabı ile gerçek sistemin cevabı birbirine oldukça yakındır.



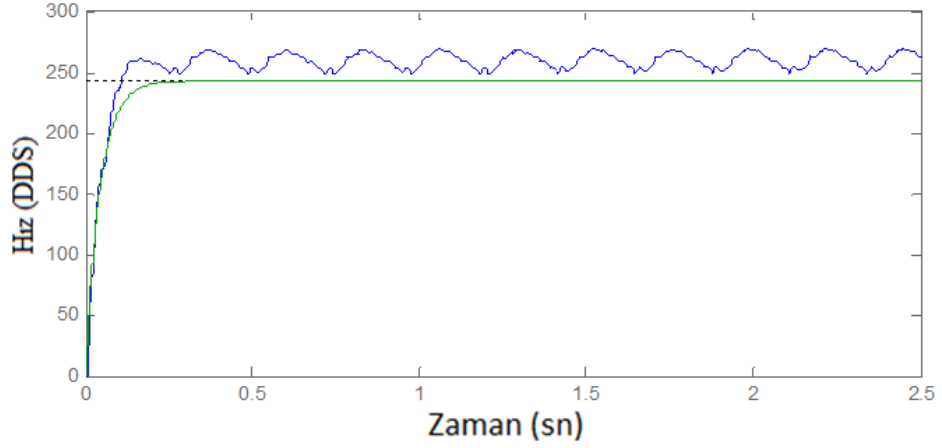
Şekil 4.15 : Gerçek sistemin ve IZH (ISE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.

Bu sisteme İntegral Zaman Karesel Hata (IZKH) yöntemine göre en uygun model arandığında ise optimal K: 27,4012 ve optimal A: 0,9754 olarak bulunmuştur. Bulunan bu modelin referans sinyale verdiği cevap ile gerçek sistemin cevaplarının karşılaştırması aşağıdaki şekilde görülmektedir.



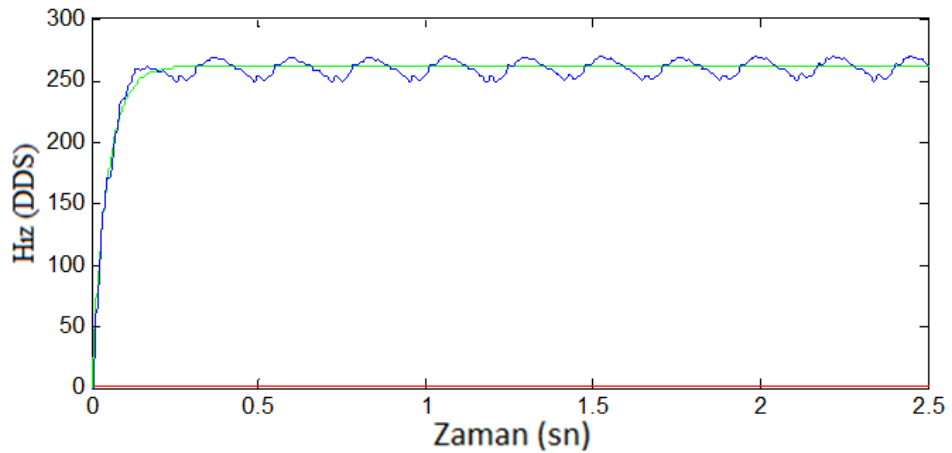
Şekil 4.16 : Gerçek sistemin ve IZKH (ITSE) kriterine göre bulunan sistemin referans sinyal cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.

Referans sinyal kullanılarak IKH kriterine göre bulunan modele uygulanan 0,2 birimlik basamak yanıtın gerçek sistemin 0,2 birimlik basamak yanıtıyla karşılaştırılması aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 4.17 : Gerçek sistemin ve referans sinyali kullanılarak IKH kriterine göre parametreleri bulunan sistemin 0,2 birimlik basamak cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.

Sistem modelini bulma algoritmasının her tür referans sinyal ile çalışabildiğini göstermek için algoritma sisteme 0,2 birimlik basamak giriş verilerek de test edilmiş ve sisteme İntegral Karesel Hata (IKH) yöntemine göre en uygun model arandığında optimal K: 28,2232 ve optimal A: 0,9784 olarak bulunmuştur. Bulunan bu modelin çıkışının gerçek sistem verileri ile karşılaştırılması ise aşağıdaki şekilde verilmiştir, şekilden de görülebildiği gibi bulunan sistemin cevabı ile gerçek sistemin cevabı birbirine oldukça yakındır.



Şekil 4.18 : Gerçek sistemin ve IKH (ISE) kriterine göre bulunan sistemin 0,2 birimlik basamak giriş cevapları. Gerçek sistem çıkışı mavi ve bulunan sistem çıkışı yeşildir.

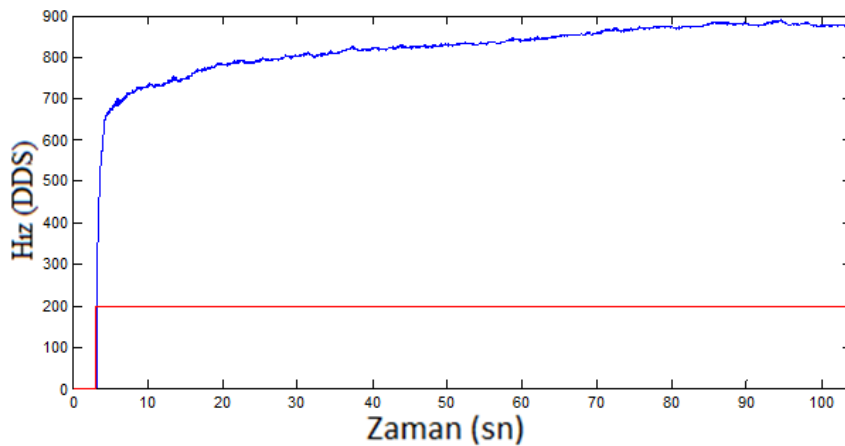
Aşağıdaki çizelgede ise farklı yöntem ve referans sinyallere göre bulunan sistem parametreleri görülmektedir. Görüldüğü gibi bulunan tüm değerler birbirine yakındır ve bu da kullanılan yöntemlerin tutarlı ve doğru olduğunu gösterir.

Çizelge 4.2 : Farklı optimizasyon kurallarına göre bulunan sistem modelleri.

Yöntem	Referans	Optimal K	Optimal A
IKH	0,2 genlikli 0,5-10 Hz değişken frekanslı sinüs	27,4012	0,9774
IZKH	0,2 genlikli 0,5-10 Hz değişken frekanslı sinüs	27,4012	0,9754
IKH	0,2 genlikli basamak	28,2232	0,9784
IZKH	0,2 genlikli basamak	29,9420	0,9771

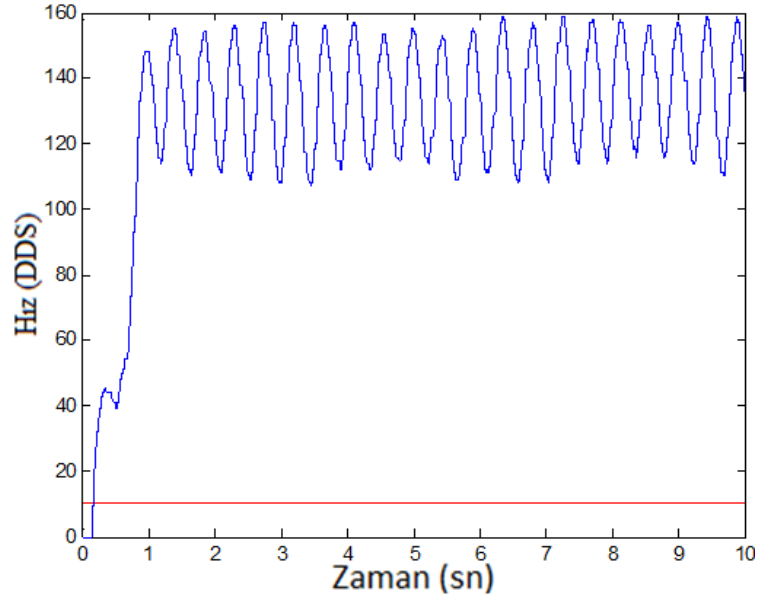
4.5 PID Parametrelerini Otomatik Bulma Algoritmasının Test Sonuçları

Bu bölümde, sistemin az yüklü durumu için elde edilen model kullanılarak farklı kriterleri sağlayan PID kontrolör parametreleri otomatik olarak bulunacak ve bu kontrolörler kullanıldığında sistem cevabının nasıl olacağı incelenecektir. Kontrolör tasarımı için seçilen IKH (ISE) yöntemine göre bulunmuş olan sistem parametreleri K: 79,4162 ve A: 0,9979 olarak alınmıştır. Kontrolör tasarımından önce sistem cevabının ne derece kötü olduğunun anlaşılabilmesi için sistemin iki farklı değerdeki basamak giriş yanıtları çizdirilmiştir. Aşağıdaki şekilde sistemin 0,02 değerindeki basamak girişe vermiş olduğu cevap görülmektedir, sistem kısa sürede belli bir değere ulaşmakta ancak dalgalı bir şekilde hızlanmaya devam etmektedir.



Şekil 4.19 : Gerçek sistemin 0,02 birimlik basamak cevabı. Sistem çıkışı mavi, referans sinyalin 10000 kat kuvvetlendirilmiş hali ise kırmızı ile çizdirilmiştir.

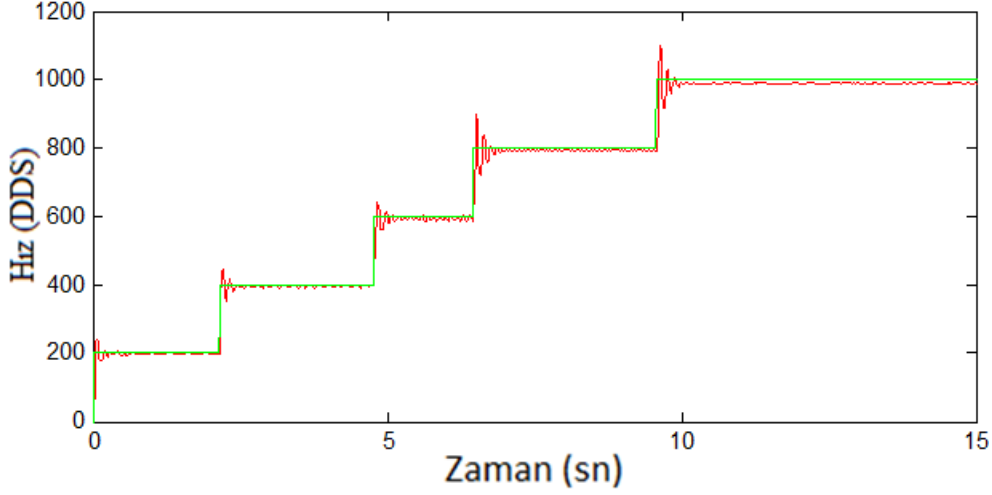
Aşağıdaki şekilde ise sistemin 0,01 birimlik basamak girişi verdiği cevap görülmektedir. Şekilden anlaşılabileceği gibi sistemde yaklaşık olarak +25 devir/dakikalık hız salınımları mevcuttur, bunun sebebi bağlantı aparatlarının dönerken oluşturduğu kuvvettir. Bu salınımların frekansı motorun dönme frekansı ile eşittir çünkü bu dalgalanmalar motorun dönmesi sonucu bağlantı aparatlarının kayıklığından kaynaklanan ters kuvvetten oluşur. Ayrıca bir önceki 0,02 birimlik basamak yanıtı ile karşılaştırıldığında 0,01 birimlik basamak girişi için sistem cevabının ortalama 400 devir/dakika olması gerekirken sistem cevabı ortalama 130 devir/dakika olmuştur, bu da gösterir ki sistem kazancı da 1/3 oranına düşmüştür, yani sistem lineer davranmamaktadır. Sistemin lineer davranmamasının en temel sebeplerinden biri ise çok fazla bileşenden oluşması ve bu sistemlerin lineerlik hatalarının birikerek artmasıdır.



Şekil 4.20 : Gerçek sistemin 0,01 birimlik basamak cevabı. Sistem cevabı mavi, referans sinyalin 1000 kat kuvvetlendirilmiş hali ise kırmızı ile çizdirilmiştir.

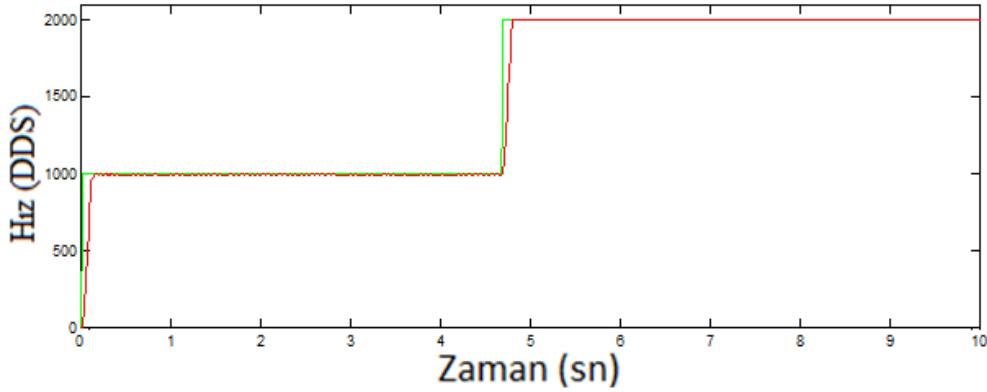
Geliştirilen algoritma sistemde denenmeden önce, sistemin kontrolü için el ile denenerek bulunmuş ve bu tezden önce sistemde kullanılmakta olan kontrolün başarısını incelemek amacıyla kontrolörlü sistem cevabı aşağıdaki şekilde verilmiştir. Sisteme sırasıyla 200, 400, 600, 800 ve 1000 devir/dakikalık basamak tipi hız referansı uygulanmış ve elde edilen ölçümler incelendiğinde görülmüştür ki sistemin %2'lik banda oturma süresi 0,287 saniyedir ve aşım miktarı %10 ile %50 arasında değişmektedir. Bu değerlerden de anlaşılabileceği gibi el ile bulunan kontrolör sistemi

%2'lik banda kabul edilebilir bir hızda yerleştirebilmekte ve sürekli hal hatasına sebep olmamaktadır ancak aşım yüzdesi ve salınım miktarı oldukça fazladır ve el ile bulunmuş olan bu kontrolörün çok iyi bir kontrolör olduğu söylenemez.



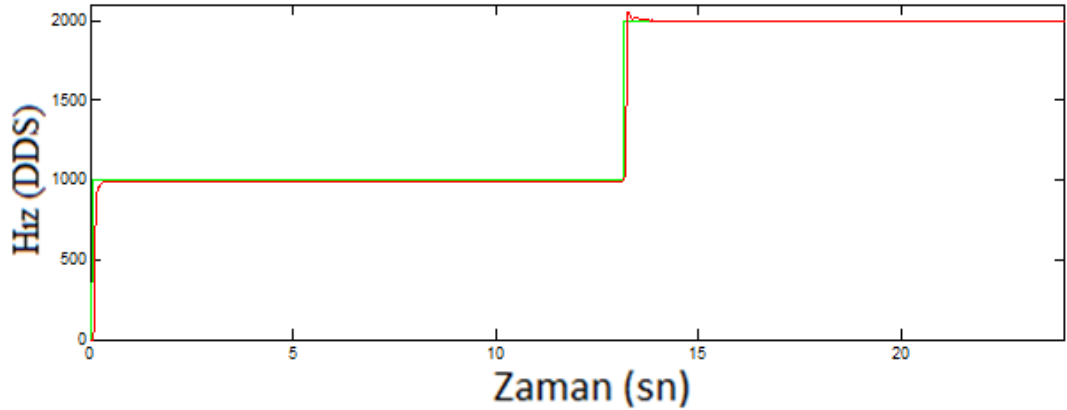
Şekil 4.21 : Gerçek sistemin, sırasıyla 200, 400, 600, 800 ve 1000 birimlik basamak tipi hız referans sinyallerine verdiği cevap kirmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.

Sistem modelinin otomatik olarak bulunmasının ardından bu model kullanılarak İntegral Karesel Hata (IKH) kriterine göre, %2 maksimum aşım şartına uygun olarak yapılan arama sonucu optimal kontrolör parametreleri K_p : 4,57E-3, K_i : 6,606E-5, K_d : 1,7375E-3 olarak bulunmuştur. Kontrolörlü sistem cevabı aşağıdaki şekilde verilmiştir. Sisteme sırasıyla 1000 ve 2000 devir/dakikalık basamak tipi hız referansı uygulanmış ve elde edilen ölçümler incelendiğinde görülmüştür ki sistemin %2'lik banda oturma süresi 0,141 saniyedir ve aşım yoktur. Bu değerlerden de anlaşılacağı gibi bulunan bu kontrolörün performansı çok iyidir.



Şekil 4.22 : Gerçek sistemin, sırasıyla 1000 ve 2000 birimlik hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kirmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.

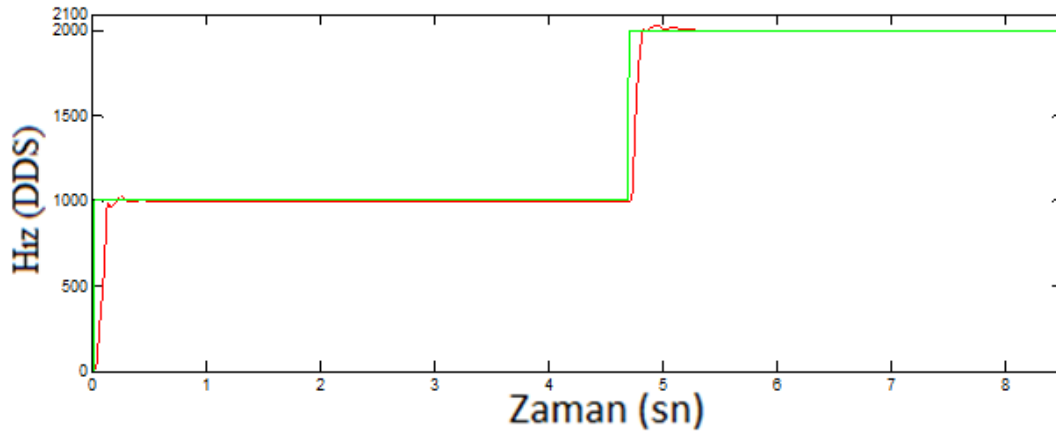
İntegral Karesel Hata (IKH) kriterine ilave olarak 100ms yerleşme zamanı kriteri de eklenmiştir ve %2 maksimum aşım şartına uygun olarak yapılan arama sonucu optimal kontrolör parametreleri K_p : 2,8836E-4, K_i : 9,2*10E-7, K_d : 1,0*10E-6 olarak bulunmuştur. Kontrolörlü sistem cevabı aşağıdaki şekilde verilmiştir. Sisteme sırasıyla 1000 ve 2000 devir/dakikalık basamak tipi hız referansı uygulanmış ve elde edilen ölçümler incelendiğinde görülmüştür ki sistemin %2'lik banda oturma süresi 0,260 saniyedir ve maksimum aşım %6'dır. Bu değerler incelendiğinde görülmektedir ki kontrolör beklentileri karşılayamamıştır, aşım miktarı ve yerleşme zamanı beklenenden fazladır, bunun sebebinin sistemde var olan kuru sürtünme ve nanlineerlik olduğu tahmin edilmektedir, ayrıca kayıştaki salınım da sistemin kontrolünü zorlaştırmaktadır. Özellikle sistemin 1000 devir/dakikalık hız referansı girişinde aşım yapmaması ancak 2000 devir/dakikalık hız referansı girişinde %6 oranında aşım yapması sistemin lineer olmamasının bir sonucudur. Sistemin modellendiği aralık 1000 devir/dakikalık hız referansına daha yakın olduğu için tasarlanan kontrolörün cevabı 2000 devir/dakikalık cevaba göre daha başarılıdır.



Şekil 4.23 : Gerçek sistemin, sırasıyla 1000 ve 2000 birimlik hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.

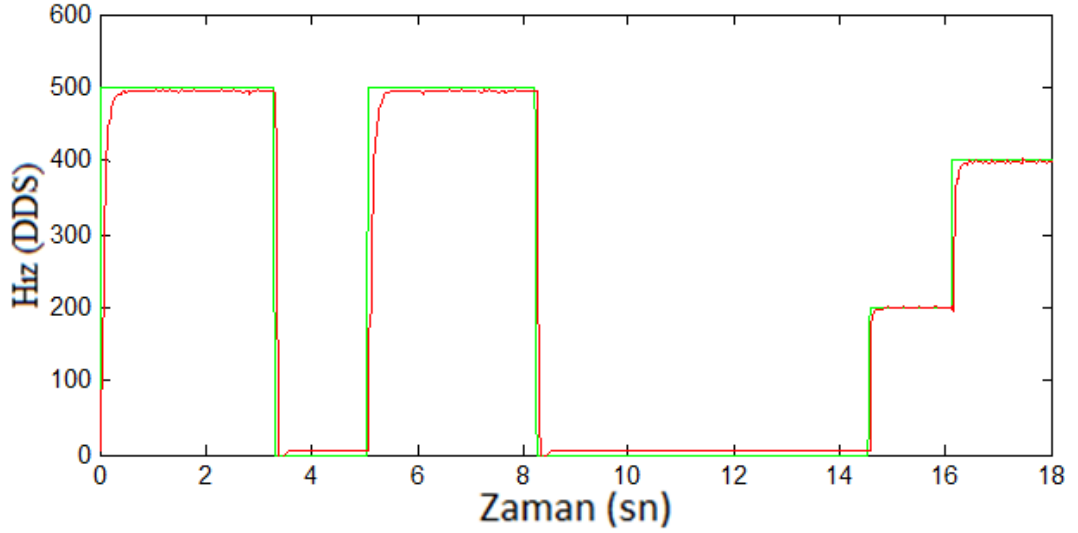
Normal sisteme ilave olarak 5 kat daha yüksek kazançlı sistemi ve 3 milisaniye ölü zamanlı sistemi birlikte İntegral Karesel Hata (IKH) kriteri ile optimize eden ve %2 maksimum aşım şartına uygun olarak yapılan arama sonucu optimal kontrolör parametreleri K_p : 3,8014E-4, K_i : 1,1*10E-6, K_d : 6,95E-4 olarak bulunmuştur. Bu tür bir kriter seçilmesinin nedeni sistemdeki parametre değişimlerine ve kazançtaki nanlineerliğe rağmen yüksek performans gösterebilen bir kontrolör tasarımının istenmesidir. Bunu başarmak için üç farklı sistem modellerinin İntegral Karesel Hatalarının toplamı optimize edilmiştir, ilk model normal sistem modelidir, ikinci

model normal modelin 5 katı kazanca sahip sistem modeli ve üçüncü model ise normal modelin 5 katı kazanca sahip sistem modeline 3 milisaniye ölü zaman eklenmiş bir sistem modelidir. Ölü zaman eklenmesinin sebebi ise sensörlerde olabilecek bir ölü zamana karşı önlem alınmasıdır. Simülasyon sonuçları göstermiştir ki sadece IKH kriterine göre tasarlanan kontrolör 5 kat kazançlı sistemde yüksek salınım ve aşımına neden olmuştur ancak tasarlanan bu yeni kontrolör sistemi salınımsız ve yüksek aşımsız olarak kontrol edebilmiştir. Kontrolörlü sistem cevabı aşağıdaki şekilde verilmiştir. Sisteme sırasıyla 1000 ve 2000 devir/dakikalık basamak tipi hız referansı uygulanmış ve elde edilen ölçümler incelendiğinde görülmüştür ki sistemin %2'lik banda oturma süresi 0,142 saniyedir ve aşım %3'tür. Bu değerler incelendiğinde görülmektedir ki kontrolör performansı aşımındaki küçük sapma dışında başarılıdır. Bu kontrolör normal şartlarda IKH kriteri ile tasarlanan kontrolöre göre daha düşük performanslıdır ancak simülasyon sonuçları göstermiştir ki parametre değişimlerine karşı oldukça dayanıklıdır.



Şekil 4.24 : Gerçek sistemin, sırasıyla 1000 ve 2000 birimlik hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.

Buraya kadar test edilen tüm kontrolörler az yüklü sisteme uygulanmıştır, son olarak ise az yüklü sistem için IKH kriterine göre tasarlanmış olan kontrolörün başarısı bir de yüklü sistemde test edilmiştir. Yüklü sistemde daha fazla test yapılamamasının sebebi mekanik bağlantı aparatlarının bu yüke dayanamamış olmasıdır. Aşağıdaki şekilde IKH kriterine göre yüksüz sistem için tasarlanmış olan kontrolörün yük altında dahi iyi bir performans gösterdiği görülmektedir. Elde edilen ölçümler incelendiğinde görülmüştür ki sistemin %2'lik banda oturma süresi 0,327 saniyedir ve aşım yoktur.



Şekil 4.25 : Yüklü sistemin sırasıyla 500, 200 ve 400 birimlik basamak tipi hız referans sinyaline verdiği cevap. Sistem çıkışı kırmızı ile, referans sinyal ise yeşil ile çizdirilmiştir.

Farklı yöntem ve kriterler kullanılarak optimize edilen PID parametreleri aşağıdaki çizelgede verilmiştir. Farklı kriterleri optimize eden kontrolör parametrelerinin birbirinden oldukça farklı değerler aldığı görülmektedir, bu da PID parametrelerini el ile optimize etmenin çok zor olduğunu gösterir, çünkü parametreler çok geniş bir aralıkta aranmalıdır ve bunun el ile yapılması neredeyse mümkün değildir.

Çizelge 4.3 : Farklı yöntem ve kriterlerle bulunan kontrolör parametreleri.

Yöntem	Kriter	Kp	Ki	Kd
IKH	%2 maksimum aşım	4,57E-3	6,606E-5	1,7375E-3
IZKH	%2 maksimum aşım	4,57E-3	6,606E-5	1,7375E-3
IKH	%2 maksimum aşım ve Tyerlesme > 100ms	2,8836E-4	9,2*10E-7	1,0*10E-6
IZKH	%2 maksimum aşım ve Tyerlesme > 100ms	7,5846E-4	6,3*10E-6	6,0244E-3
IKH	%2 maksimum aşım + 3ms ölü zaman + 5 kat yüksek kazanç	3,8014E-4	1,1*10E-6	6,95E-4
El ile	-	1,0E-3	1,0E-5	4,0E-4

Aşağıdaki çizelgede ise 4 farklı yöntem ve kriter kullanılarak bulunmuş olan PID kontrolörlerin performansları karşılaştırılmış ve geleneksel IKH yöntemi ve %2 aşım kriterini optimize eden kontrolörün en iyi performansı gösterdiği anlaşılmıştır.

Çizelge 4.4 : Farklı kontrolörlerin az yüklü sistemdeki başarı kıyaslaması.

Yöntem	Kriter	% Aşım	%2'lik banda yerleşme zamanı [s]
IKH	%2 maksimum aşım	Yok	0,141
IKH	%2 maksimum aşım ve Tyerlesme > 100ms	6	0,260
IKH	%2 maksimum aşım + 3ms ölü zaman + 5 kat yüksek kazanç	3	0,142
El ile	-	10 – 50	0,287

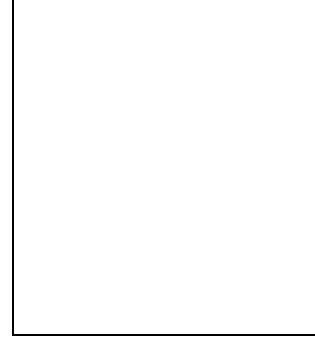
Bu yöntem; kullanılabilecek farklı referans sinyallerde dahi sistem modelini tespit edebilir ve istenen birçok farklı kriteri aynı anda sağlayabilecek optimal PID kontrolörü bulabilmektedir. Modeli zamanla değişen sistemlerde dahi sistemin çalışmasına müdahale edilmeden, hâlihazırda kullanılmakta olan PID kontrolör tarafından üretilen kontrol işareti ve sistem çıkışı kullanılarak sistem modeli tespit edilip kontrolör parametreleri otomatik olarak ayarlanabilir. Çok kullanılan bir kontrolör yapısı olduğu için tezde PID kontrolör üzerinde durulmuştur ancak bu yöntem farklı kontrolör yapılarının kullanımını kısıtlamaz ve farklı yapılardaki kontrolörlerin parametrelerini de optimize edebilir. Başarısı ve uygulanmasının kolay ve hızlı olması diğer karmaşık yöntemlere karşı avantaj sağlamaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] **Hwu, K. I. ve Tau, Y. T.** (2005). A Forward Converter Having an FPGA-based PID Controller with Parameters Online Tuned, *IEEE PEDS*, Sf. 1239-1243.
- [2] **Xi, X., Yongdong, L. ve Min, L.** (2005). Performance Control of PMSM Drives Using a Self-tuning PID, *IEEE*, Sf. 1053-1057.
- [3] **Dou, Y. ve Ze, Z.** (2007). Design and realization of fuzzy self-tuning PID speed controller based on TMS320F2812 DSPs, *IEEE*, Sf. 3316-3320.
- [4] **Kumar, R., Gupta, R. A. ve Singh, B.** (2006). Intelligent Tuned PID Controllers for PMSM Drive - A Critical Analysis, *IEEE*, Sf. 2055-2060.
- [5] **Jaganathan, B., Sharanya, R., Devi S. K. ve Sah, S. K.** (2010). Ziegler-Nichol's Method of Online Tuning of PMSM for Improved Transient Response, *IEEE*.
- [6] **Ashry, M. M., Kamalova, Z. Z., ve Breikin, T. V.** (2008). Tuning of Digital PID Controller Parameters Using Local Optimal Control, *IEEE*, Sf. 587-592.
- [7] **Sharaf, A. M. ve El-Gammal, A. A. A.** (2009). An Integral Squared Error -ISE Optimal Parameters Tuning of Modified PID Controller for Industrial PMDC Motor Based on Particle Swarm Optimization-PSO, *IEEE*, Sf. 1953-1959.
- [8] **Cha, I. ve Han, C.** (1999). The Auto-tuning PID Controller using the Parameter Estimation, *IEEE*, Sf. 46-51.
- [9] **Arulmozhiyal, R. ve Kandiban R.** (2011). An Intelligent Speed Controller for Brushless DC Motor, *IEEE*, Sf. 16-21.
- [10] **Xiao, H. ve Wang, S.** (2011). Auto-tuning PID Module of Robot Motion System, *IEEE*, Sf. 668-673.
- [11] **Jalilvand, A., Kimiyaghalam, A., Ashouri, A. ve Mahdavi, M..** (2008). Advanced Particle Swarm Optimization-Based PID Controller Parameters Tuning, *IEEE*, Sf. 429-435.
- [12] **Qingding, G., Limei, W. ve Ruifu, L.** (1996). Completely Digital PMSM Servo System Based on New Self-Tuning PID Algorithm and DSP, *IEEE*, Sf. 71-75.
- [13] **Zambada, J.** (2005). Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC, *Microchip Technology Inc.*
- [14] **Akin, Bilal. ve Bhardwaj, M.** (t.y.). Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Using 2833x, *Texas Instruments, Inc.*
- [15] **Springer, M.** (2013). Brushing Up on Brushless, *TOOLS OF THE TRADE*.

- [16] **Quadrature Encoder Interface.** (2007). *Microchip Technology Inc.* Alındığı tarih: 15.12.2013, adres: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70208A.pdf>
- [17] **Condit, R.** (2007). Sensorless BLDC Control With Back-EMF Filtering, Microchip Technology Inc.
- [18] **Bhardwaj, M.** (2013). Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors, *Texas Instruments, Inc.*
- [19] **Zambada, J. ve Deb, D.** (2010). Sensorless Field Oriented Control of a PMSM, *Microchip Technology Inc.*
- [20] **Chirp.** (2013). *Wikipedia.* Alındığı tarih: 07.12.2013, adres: en.wikipedia.org/wiki/Chirp

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Gökhan Erünlü
Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul / 29.06.1987
E-Posta: gokhanerunlu@hotmail.com
Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi - Kontrol Mühendisliği

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

04.2013 – ... tarihinden bu yana GvB A.Ş.'de Gömülü Sistem Tasarım Mühendisi olarak çalışmaya devam ediyorum.

02.2010 – 04.2013 tarihleri arasında Baykar Makina A. Ş.'de Gömülü Sistem Tasarım Mühendisi olarak çalıştım.

2010 yılında TÜBİTAK Yüksek Lisans Başarı Bursu almaya hak kazandım.