

## BULANIK KAZANÇ AYARLAMALI NONLİNEER PI KONTROLÖRÜN KALICI MIKNATISLI DOĞRU AKIM MOTOR-DİNAMO SİSTEMİNE UYGULANMASI

### APPLYING THE FUZZY GAIN SCHEDULING NONLINEAR PI CONTROLLER TO PERMANENT MAGNET DIRECT CURRENT MOTOR- DYNAMO SYSTEM

**Kamil Burak DALCI**

*Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği  
Bölümü, Kontrol & Kumanda Sistemleri A.B.D.*

**ÖZET :** Bu makalede bulanık olarak kazancı ayarlanabilen PI kontrolör yapısı, RISC mimariye sahip bir mikrokontrolör ile gerçekleştirilmiştir. Bulanık kural yapısı ve bulanık işlemler, hata ve türevinin değişimini baz alarak, PI kontrolörün oran ve integral kazançlarını on-line olarak ayarlamaktadır. Bulanık-PI kontrol algoritması, kalıcı mıknatıslı doğru akım motorunun (KMDA) hızını kontrol etmek amacıyla RISC bir mikrokontrolör içerisinde on-line olarak çalıştırılmaktadır. Mikrokontrolör motorun hızını, endüvisine uygulanan gerilimi bir doğru akım kıyıcısı vasıtasıyla değiştirerek ayarlamaktadır. Uygulama sonuçları gözönüne alındığında, hazırlanan kontrolörün PI kontrolör ile karşılaştırılması sonucunda daha iyi bir kontrol performansı yakaladığı görülmüştür.

**Anahtar Kelimeler:** Bulanık kazanç programı, Bulanık-PI, KMDA motor hız kontrolü.

**ABSTRACT :** This paper describes the realization of a fuzzy gain scheduling scheme of a PI controller using a RISC microcontroller. Fuzzy rules and reasoning are utilised on-line to determine the PI controller parameters based on the error signal and its first difference. The Fuzzy control algorithm is implemented in the RISC microcontroller to regulate the speed of a permanent magnet DC motor (PMDC) and works on-line. The microcontroller directly tunes the motor speed with a chopper converter which changes the motor terminal voltage. Application results demonstrate that better control performance can be achieved in comparison with traditional PI controllers.

**Key words :** Fuzzy gain scheduling, Fuzzy-PI, PMDC motor speed control

### 1. Giriş

Basit ve kararlı yapısı ile endüstriyel kontrol işlemlerinde çok geniş kullanım alanı bulan bir kontrolör olan PID kontrolörün tasarımında üç önemli parametre bulunmaktadır. Bunlar sırasıyla oran(P), integral(I) ve türev(D) parametreleri olarak sıralanabilir. PID kontrolör literatürde iki ana başlık altında incelenir.

İlk kategoride, kontrolör parametreleri kontrol işlemi boyunca sabit kalmakta ve işlemin sonuçlarına göre daha sonra ayarlanmakta ya da optimal olarak seçilmektedir. Bu kategorideki PID kontrolör oldukça basit bir yapıya sahiptir, fakat zaman içerisinde sistem parametrelerinin değişmesi sonucunda sistemi etkin bir şekilde kontrol edemez ve yeniden ayarlanmaya ihtiyaç duyar. Bu kategoride, kontrol edilecek sistem ve PID kontrolör tek bir çevrim içinde gerekli işlemi yerine getirdikleri için tek çevrimli ya da tek katlı kontrolör olarak adlandırılır. Kontrol işleminin performansını arttırabilmek için, kontrolörün yapısını tek katlı kontrol yapısından çok katlı kontrol yapısına dönüştürmek gerekmektedir (Zhao, Tomizuka ve Isaka, 1993 : 1392).

İkinci kategorideki PID kontrolör, yapı olarak birinci kategorideki kontrolör ile aynı olmasına rağmen, bu daha gelişmiş olan kontrolörün parametreleri sistemin çıkışına göre on-line olarak ayarlanabilmektedir. Bu tip kontrolörler sabit parametrelere sahip olmadıkları için lineer olmayan PID kontrolör olarak adlandırılır. İki katlı kontrol yapısının en büyük avantajı, her kontrolörün farklı amaçlar için tasarlanmasıdır. Böylece kontrol algoritmaları basitleşirken kontrol işleminin başarımı artmaktadır. Düşük seviyeli kontrolör, doğrudan sistemi hızlı bir şekilde kontrol ederken, bu kontrolörün parametreleri yüksek seviyeli kontrolörün denetiminde çıkış işaretine bağlı olarak ayarlanmaktadır. Bu kontrolörlerle ilgili yapılan çalışmalarda, genellikle kontrol parametrelerini optimize ederek yükselme-oturma zamanları ve aşım azaltılmaya çalışılmıştır (Takamashi, Rabins ve Auslander, 1970).

Yapay zeka tabanlı sistemlerle yapılan kontrol uygulamaları gün geçtikçe artmaktadır. Son zamanlarda en çok rağbet gören konulardan biri de bulanık mantıktır. Bulanık kontrol, operatörün sistem üzerindeki deneyimlerini de göz önünde bulundurarak, dilsel ifadeleri kullanır ve bulanıklaştırma, kural tabanı ve durulaştırma mekanizmalarını kullanarak kontrol işlemini yerine getirir. Bulanık kuralları belirleyebilmek için sistemin çıkış cevabı değişik noktalarda analize tabi tutulur (Lee, 1990 : 404).

Zhao, Tomizuka ve Isaka 1993 yılında bulanık kazanç ayarlı PID kontrolör ile ilgili ilk araştırmalardan birini gerçekleştirdi. Bu çalışmada PID kontrolör sistemi kontrol eden işareti oluştururken, bulanık mantık ile hata sinyali ve bunun birinci dereceden türevi göz önüne alınarak PID katsayıları üretilmiştir. Simülasyon sonuçları, hazırlanan kontrolörün Ziegler-Nichols ve Kitamori'nin PID kontrolörlerinden daha iyi bir performans sergilediğini ortaya koymuştur ( Zhao, Tomizuka ve Isaka, 1993 : 1392).

1996 yılında Pierre Guillemine yiyecek kısıcısında kullanılan üniversal motorun hızını bulanık mantık ile kontrol etmiştir. Guillemine değişik yükler altında motorun hızını regüle etmek amacıyla ST6 mikrokontrolörünü kullanmıştır. Bulanık mantık kontrol algoritması Fuzzy-TECH ST6 Explorer Edition adlı program vasıtasıyla bilgisayarda tasarlandıktan sonra, sözü edilen çip için gerekli çevirici (assembler) kod üretilmiştir (Guillemine, 1994 : 339).

Reznik, Ghanayem, Bourmistrov 2000 yılında sonsuz iletim hattına bağlı olan senkron güç alternatöründe Bulanık-PID kontrolör parametrelerinin skala faktörünün ayarlanmasıyla ilgili bir çalışmayı gerçekleştirmiştir (Reznik, Ghanayem ve Bourmistrov, 2000 :419).

Bu makalede yukarıda sözü edilen makalelerin ışığı altında, Zhao, Tomizuka and Isaka'nın (1993) yapmış olduğu simülasyon çalışmaları ve Guillemine'in (1996) deneysel çalışması bir araya getirilerek, iki katlı bir kontrol yapısına sahip Bulanık-PI algoritması RISC bir işlemci ile hazırlanmış ve KMDA motor-dinamo grubunun kontrolünde kullanılmıştır. Bu çok katlı kontrol yapısının birinci katını sistemi doğrudan kontrol eden PI kontrolör oluştururken, bu kontrolör kalıcı miktatsız doğru akım motorunun hızını ayarlamak için kullanılmaktadır. Hazırlanan sistem bulanık kural ve çıkarımlardan faydalanarak, düşük seviyeli kontrolörün parametrelerini ayarlamakta ve düşük seviyeli kontrolör de doğru akım motorunun

hızını ayarlayan sürücü için gerekli olan darbe genişlik modülasyonu (PWM) sinyalinin üretmektedir. Bulanık ve PI kontrol algoritmaları RISC işlemci içinde koşuturulurken, aynı zamanda bilgisayar ile haberleşilerek alınan datalar daha sonra analiz edilmek üzere bilgisayar ortamında saklanmıştır. Analiz sonucunda hazırlanan kontrolörün, geleneksel PI kontrolöre göre daha yüksek bir performans gösterdiği ortaya konmuştur.

Yapılan uygulamalarda genellikle maliyeti oldukça yüksek veri toplama kartları kullanılması ve bu kartların pek çoğunun çalışmak için bir bilgisayara ihtiyaç duyması, hazırlanan sistemlerin elektriksel gürültülerin yoğun olduğu endüstriyel ortamlarda kullanılmasını kısıtlamaktadır. Bu dezavantajlar yapılan çalışmaların pek çoğunun akademik bir çalışma olarak kalmasına sebep olmaktadır. Hazırlanan sistemi endüstride kullanılabilir bir kontrolör haline getirebilmek amacıyla, maliyeti düşük ve gürültüye karşı da oldukça dayanıklı olan RISC bir işlemci kullanılmıştır. RISC işlemci kullanılmasıyla işlem çevrimi hızlanmış fakat programın yazılması komut sayısının düşük sayıda olması sebebiyle zorlaşmıştır. Yapılan uygulama çalışmasında da sistemin düşük dereceli bir sistem olmasına rağmen bir takım problemlerle karşılaşmıştır ki, bu zorluklar endüstriyel ortamdaki kötü çalışma şartlarını simüle etmekte kullanılmıştır. Bunlar sırasıyla, değişken yüklerin kullanımı, regülesiz bir güç kaynağı, motor ve jeneratör eksenlerinde kayıklık ve kullanılan kaplin mekanizmasının yaylı olması sebebiyle sürekli bir enerji transferinin yaşanması olarak özetlenebilir.

## 2. Sistemin Matematiksel Modeli

Kalıcı mıknatıslı doğru akım motorunun hız kontrolü endüvi uçlarına uygulanan geriliminin  $U$  değiştirilmesiyle ayarlanmaktadır. Kalıcı mıknatıslı doğru akım (KMDA) motoru adından da anlaşılacağı üzere sabit uyarma alanına sahiptir. Manyetik alanda dönme hareketinin başlaması ile birlikte zıt elektro motor kuvvet  $E_a$  gerilimi endüvi sargılarında oluşmaya başlar. Oluşan bu gerilim rotor hızı  $w$  ile orantılıdır. Kontrolü yapılacak sistemin blok diyagramı Şekil 1'de verilmiş olup ilgili matematiksel eşitlikler aşağıda gösterilmiştir.

Burada,  $J$  atalet momentini,  $B$  sürtünme katsayısını,  $k_m$  moment sabitini,  $k_w$  açısal hız sabitini,  $T$  momentini,  $U$  endüviye uygulanan uç gerilimini,  $E_a$  emk'yı,  $R_a$  endüvi direncini,  $L_a$  endüvi endüktansını,  $I_a$  endüvi akımını ve  $w$  açısal hızı göstermektedir. Doğru akım motorunun çalışma prensibini ifade eden formüller aşağıda verilmiştir,

$$E_a = k_w \cdot w \quad (1)$$

$$U = R_a \cdot I_a + L_a \frac{\partial I_a}{\partial t} + k_w \cdot w \quad (2)$$

$$T = k_m \cdot I_a = T_L + J \cdot \frac{\partial w}{\partial t} + B \cdot w \quad (3)$$

$L_a = 0$  kabul edilirse, transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$G_m(s) = \frac{w(s)}{U(s)} = \frac{b}{s+a}, \quad b = \frac{k_m}{J \cdot R_a} = 382.23 \quad \text{and} \quad a = \frac{1}{J} \cdot \left[ B + \frac{k_w \cdot k_m}{R_a} \right] = 55.93 \quad (4)$$

$$G_m(s) = \frac{382.23}{s + 55.93} \quad (5)$$

### 3. PI Kontrolör

Sürekli zaman PI kontrolörünün transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde yazılabilir. Bu formülde  $K_p$  ve  $K_i$  sırasıyla oran ve integral katsayılarını göstermektedir.

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

Yukarda sürekli zamanda verilen formül ayrık zamanda da ifade edilmek istenirse bu eşitlik aşağıdaki gibi olacaktır,

$$u(k) = K_p e(k) + K_i T_s \sum_{k=1}^n e(k) \quad (7)$$

Burada  $u(k)$  kontrolörün çıkışında oluşan ve sisteme uygulanan işareti,  $e(k)$  referans ile geri besleme sinyali arasındaki farkı yani hata bilgisini ve  $T_s$  ayrık zamanlı kontrolörün örnekleme zamanını göstermektedir (Kuo, 1987).

Hazırlanan PI kontrolör uygulamasında, kontrolörün parametrelerinin ayarlanmasında Ziegler-Nichols kapalı çevrim ayar yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde, ilk olarak integral zaman sabiti  $T_i = \infty$  yapılarak, kontrolörün integral parametresinin etkisi ortadan kaldırılmış ve ardından oran katsayısı  $K_p$  sıfırdan kritik değer olan  $K_u$  değerine kadar artırılarak sistemin osilasyon yapması sağlanmıştır. Kritik  $K_u$  kazancı ve bu kazancın yaratmış olduğu osilasyonun periyodu olan  $P_u$  değerleri, Tablo 1'de PI kontrolör için yazılan eşitliklerde yerlerine konulacak olursa, oran katsayısı ve integral zaman sabiti ( $T_i$ ) elde edilir. Kontrolörün transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde verilecek olursa,

$$G_{PI}(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

$$K_p = 0.45 \cdot K_u,$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{1.2 \cdot K_p}{P_u} \quad (8)$$

elde edilir. Buradan oran ve integral katsayıları  $K_p = 4$ ,  $K_i = 24$  olarak elde edilmiştir.

### 4. Bulanık Kontrol

Yapay zekanın konularından biri olan bulanık mantık, kontrol alanında matematiksel modele ihtiyaç duyulmaması sayesinde kompleks modele sahip sistemler için geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Bulanık mantık üç ana kısımdan meydana gelmektedir.

Bunlar sırasıyla bulanıklaştırma, kural tabanı ve durulaştırma işlemleridir. Bulanıklaştırma, dış dünyadan elde edilen kesin bilgilerin üyelik fonksiyonları cinsinden ifade edilmesidir. Bu işlem ile kesin değerler kural tabanında değerlendirilmek üzere bulanık değerlere dönüştürülürler. Kural tabanı ise sistem hakkındaki deneyim ve bilgi birikimine dayanılarak uygun kuralların oluşturulması işlemidir. Daha önce elde edilen bulanık değerler bu kural tabanında değerlendirilerek uygun çıkış değeri elde edilir. Elde edilen bu çıkış değeri yine bulanık bir değer olduğu için bu değeri tekrar kesin bir değer haline getirmek gereklidir. Bulanık değerlerin kesin değere dönüştürüldüğü bu işleme de durulaştırma adı verilmektedir.

#### 4.1. Dilsel Değişkenlerin Tanımlanması

Bu çalışmada kazancı bulanık kontrol ile ayarlanan nonlinear bir PI kontrolör yapısı meydana getirilmiştir ve Şekil 2’de gösterilen bu yapı Bulanık-PI kontrolör olarak adlandırılmıştır. Bu çok katlı kontrol yapısında bulanık kontrolör ikinci katı oluşturmaktadır. Bulanık kontrolörün girişleri hata ( $e$ ) ve hatanın türevi ( $\Delta e$ ) iken, çıkışı ise geleneksel PI kontrolörün oran  $K_p$  ve integral  $K_i$  katsayılarıdır.

Bulanık kontrolörün girişleri, hata [-3000, 3000] rpm ve birinci dereceden türevi [-55, 55] rpm/0.5ms gibi kesin değerlere sahiptir. Bunların bulanık kural tabanında işlenebilmesi için bulanıklaştırma işlemine sokulması gerekmektedir. Böylece her iki giriş bilgisi de bulanıklaştırılmış, üyelik fonksiyonları Şekil 3 ve Şekil 4’de gösterilmiştir.

Giriş işaretleri olan hız hatası ve bu hatanın türevi beş değişik fonksiyon ile tanımlanmıştır. Bunlar sırasıyla, Negative-Big (NB), Negative-Medium (NM), Zero (Z), Positive-Medium (PM), and Positive-Big (PB)’dir. Bu çalışmada seçilen üyelik fonksiyonu tanımlarında üçgen tip üyelik fonksiyonu kullanılmıştır.

Kullanılan yöntemde kontrolör parametreleri  $K_p$  ve  $K_i$ ,  $K_{p \min}$  -  $K_{p \max}$  ile  $K_{i \min}$  -  $K_{i \max}$  arasında sınırlandırılmış ve bu sınırlar MatLAB® ortamında yapılan simülasyonlar ile belirlenmiştir.  $K_p$  ve  $K_i$  bulanık işlemlerde kullanılmak amacıyla 0 ile 1 arasında aşağıdaki lineer dönüşüm formülü ile normalize edilmiştir.

$$K_p' = (K_p - K_{p \min}) / (K_{p \max} - K_{p \min}) \quad (9)$$

$$K_i' = (K_i - K_{i \min}) / (K_{i \max} - K_{i \min}) \quad (10)$$

Hazırlanan sistemde oran ve integral katsayıları, hata  $e(k)$  ve birinci dereceden türevi olan  $\Delta e(k)$  nın aldığı değerlere göre kural tabanında işlem görmektedir.  $K_p'$  ve  $K_i'$  için kullanılan kural yapısı aşağıda verilmiştir:

“If  $e(k)$  is  $A_i$  and  $\Delta e(k)$  is  $B_i$  then  $K_p'$  is  $C_i$ ,  $K_i'$  is  $D_i$   $i = 1, 2, \dots, m$ .”

Burada sözü edilen  $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$  ve  $D_i$  giriş ve çıkış değişkenleri için ayrı ayrı hazırlanmış olan üyelik fonksiyonlarındaki bulanık kümeleri temsil etmektedir. Giriş değişkenleri için daha önce atanan beş küme gibi,  $K_p$ ' ve  $K_i$ ' için de Little (L), Small (S), Medium (M), Big (B), Very-Big (VB) beş küme bulunmaktadır, bu kümeler Şekil 5 ve Şekil 6'da gösterilmiştir.

MATLAB<sup>®</sup> simulink programında yapılan simülasyonlar neticesinde sistemin kararsız davranmasını engellemek amacıyla, sistemin aşım, yükselme zamanı ve oturma zamanı gibi değerlerinin incelenmesi sonucunda en uygun katsayıların değişim ağırlığının  $K_p$  oran katsayısı için 4-23,  $K_i$  integral katsayısı içinse 15-40 olması gerektiği görülmüştür.

#### 4.2 Kural Tabanının Oluşturulması

Bulanık kural tabanı, sistem davranışının analiz edilmesi ile elde edilir. Kurallar; hız hatasını, aşımı ve yükselme zamanını minimum değerde tutacak şekilde seçilmelidir. Hazırlanan yapıda kurallar, birim basamak girişine sistemin vermiş olduğu cevap incelenerek elde edilmiştir. Sözü edilen sistem cevabı ve analizlerin yapılacağı noktalar Şekil 7'deki grafikte gösterilmiştir.

Hata  $e$  ile, hatanın birinci dereceden türevi ya da hatanın eğimi ise  $\Delta e$  ile gösterilir. Bu çalışmada referans hız  $n_r$ , sistemin gerçek hızı ise  $n_a$  olarak tanımlanırsa; bu durumda hata,

$$e = n_r - n_a \quad (11)$$

olarak tanımlanır. Sistemimiz dijital kontrol sistemi olduğu için, hata örnekleme zamanı  $T_{si}$  ile örneklenecek olursa,

$$e_i = n_{r_i} - n_{a_i} \quad (12)$$

şekline gelir. Hatanın türevi ise,

$$\dot{e} = \frac{\partial e}{\partial t} = \frac{\Delta e}{\Delta t} = \frac{e_i - e_{i-1}}{T_{si} - T_{s(i-1)}} \cong e_i - e_{i-1} \quad (13)$$

olarak yazılır. Hatanın değeri [-3000, 3000] rpm aralığında değişirken, türevin değerinin yapılan denemelerde [-55, 55] rpm/0.5ms aralığında olduğu belirlenmiştir.

Bütün bu tanımlamalardan sonra gerekli kural tabanını elde edebilmek için sistemin çıkış cevabı incelenir. Bu inceleme için üç kritik nokta seçilmiştir. Sırasıyla a1 hatanın büyük olduğu ve kalkış hareketinin başladığı noktayı, b1 hatanın sıfıra yaklaştığı noktayı ve c1 ise aşımın maksimum olduğu noktayı göstermektedir.

a1 noktasında, sistem durağan haldedir ve kontrolörün çıkışında sinyal bulunmamaktadır. İlk örnekleme zamanından sonra hata çok büyük olduğu için

kontrolör oldukça büyük bir sinyal üretecek ve motor kalkış işlemine başlayacaktır. Bu noktada referans giriş  $n_r = 2500 \text{ rpm}$  ve motorun hızı  $n_a = 0 \text{ rpm}$ . Bu durumda hata değeri,

$$e = n_r - n_a = 2500 - 0 = 2500 \text{ rpm}$$

Şekil 3 incelenecek olursa, bu hata değeri için üyelik fonksiyonu yaklaşık olarak 0.7 PB ve 0.3 PM'dir.

$$\dot{e} = e_i - e_{i-1} = 0$$

Olaya hatanın türevi açısından yaklaşacak olursak yine aynı noktada motor hareketsiz olduğu için hatanın türevi de sıfır değerine sahip olacaktır. Şekil 4'te verilmiş olan üyelik fonksiyonundan türev değerinin de Z kümesinde olduğu görülür. Bu durumda sistemin büyük bir hızla kalkış yapabilmesi için oldukça büyük bir kontrol sinyaline ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sinyali oluşturabilmek için de sadece bu noktada oldukça büyük bir oran ve integral katsayısını PI kontrolöre uygulamak yeterlidir. Böylece oran katsayısı  $K_p$ 'de Very-Big (VB) bulanık kümesi ile eşleştirilirken aynı şekilde integral katsayısı  $K_i$ 'de Very-Big (VB) bulanık kümesi ile eşleşecektir. a1 noktası için bu duruma uygun kural aşağıdaki şekilde yazılabilir.

“If  $e(k)$  is PB and  $\Delta e(k)$  is Z, then  $K_p$  is VB,  $K_i$  is VB”

İkinci önemli noktamız olan b1 noktasında ise Şekil 7'den de görüleceği üzere sistem istenen referans hıza ulaşmıştır. Hata değeri,

$$e = n_r - n_a = 2500 - 2500 = 0 \text{ rpm}$$

dir. Şekil 3'teki üyelik fonksiyonundan bu hata değerinin Z kümesinde olduğu görülecektir. Hatanın sıfır olmasına rağmen, sistem burada oldukça büyük bir ataletle sahiptir ve sistem bir süre daha hız kazanmaya devam edecektir.

$$\dot{e} = e_i - e_{i-1} \geq 0$$

Hatanın türevi sistemin kazandığı ataletle göre [0, 55] aralığında değişim göstermektedir. Bu sebeple üyelik fonksiyonu atalet ve yükselme hızına bağlı olarak PB veya PM kümesine dahil olacaktır. Büyük bir aşımından kaçınmak için uygulamış olduğumuz kontrol işaretini küçülterek sistemi yumuşak bir şekilde oturtmaya çalışırız. Bu sebeple PI kontrolörün oran katsayısını Little (L) kümesinde ve integral katsayısını Medium (M) kümesinde olmasını sağlarız. Böylece aşağıdaki kural elde edilmiş olur.

“If  $e(k)$  is Z and  $\Delta e(k)$  is Z, then  $K_p$  is L,  $K_i$  is M”

İnceleyeceğimiz son nokta ise maksimum aşım değerine sahip olan c1 noktasıdır.

$$e = n_r - n_a = 2500 - 2700 = -200 \text{ rpm}$$

Şekil 3'ten görüleceği üzere hata üyelik fonksiyonu 0.7 Z kümesi ve 0.3 NM kümesindedir. c1 grafiğin en üst bölgesidir ve bu noktada hatanın değişimi açısından üç değişik durum bulunmaktadır. Bu durumlar c1 noktasına sağdan ve soldan yaklaşım yapılmasına göre değişim göstermektedir.

İlk durum olan c1 noktasına soldan yaklaşma durumudur. Bu sırada sistemin hızı hala artmaktadır ve hatanın değişimi aşağıdaki formülde verildiği gibidir.

$$\dot{e} = e_i - e_{i-1} > 0$$

Bu durumda hatanın eğimi için üyelik fonksiyonu PM veya PB kümelerinde değer alacaktır.

İkinci nokta olan tam c1'in maksimum değerini aldığı noktadır. Bu noktada sistemin ataleti nerdeyse durağan hale gelmiştir. Bu noktada hata sabit olduğu için türevi de,

$$\dot{e} = e_i - e_{i-1} = 0$$

olacak ve hatanın eğimi üyelik fonksiyonu da Z kümesinde değer alacaktır.

Üçüncü ve son nokta ise c1 noktasının grafikte sağ tarafında kalan kısımdır. Bu noktada sistem hızı azalmakta ve referansa yaklaşmakta, dolayısıyla hata da azalmaktadır. Hatanın türevi ise,

$$\dot{e} = e_i - e_{i-1} < 0$$

olacaktır ve üyelik fonksiyonunda hatanın eğimi NM veya PM kümesinde yer alacaktır. Bu noktada çıkış işaretini referans çizgiye yaklaştırabilmek ve olayı hızlandırabilmek adına kuvvetli bir işaret uygulayarak oturma zamanını kısaltmak mümkün olacaktır. Bu kuvvetli işareti elde edebilmek için de  $K_p$  (VB) ve  $K_i$  (VB) kümesinde seçilebilir. Buradan aşağıdaki kural yazılabilir,

“If  $e(k)$  is NM and  $\Delta e(k)$  is PB, then  $K_p$  is VB,  $K_i$  is VB”

Noktalar çoğaltılır ve buradaki yaklaşım aynı şekilde uygulanırsa diğer kurallar da elde edilerek kural tabanı oluşturulabilir. Sistem davranışını optimize etmek için kural tabanında ya da üyelik fonksiyonunun tanımında değişiklik yapmak yeterli olacaktır.  $K_i$  ve  $K_p$  için kural tabanı Tablo 2 ve 3'de sırasıyla verilmiştir.



### 4.3. Durulama (Defuzzification)

Bulanık işlem sonucunda elde edilen sonuçlar durulaştırma yöntemlerinden biri kullanılarak, kesin değerler haline getirilir. Endüstriyel uygulamalarda en sık kullanılan durulama yöntemi ağırlık-merkezi (CoG) yöntemi ya da diğer adıyla alanın-merkezi (CoA) yöntemidir. Maksimum-değerin-merkezi (CoM) yöntemi, daha yoğun hesaplamaların olduğu bir yöntem olan alanın-merkezi yöntemine bir yaklaşımdır.  $R$  durulanacak olan dilsel değişken,  $\mu_{Ri}$ ,  $X(x \in X)$  aralığında değişen temel değişken için tanımlanmış dilsel değişkenlerin üyelik fonksiyonu olsun.  $\mu_{fi}$ 'de her  $I$  terimi için elde edilen çıkarım sonucu olsun. Gerçek çıkış değeri  $r \in R$  için aşağıdaki şekilde hesaplanır;

$$r = \frac{\sum_i [\mu_{fi} \cdot \max_x (\mu_{Ri}) \cdot \arg(\max_x (\mu_{Ri}))]}{\sum_i \mu_{fi}} \quad (14)$$

## 5. Kontrolörün Tasarımı ve Sisteme Entegrasyonu

Kontrol edilecek sistem, kalıcı miknatısiyete sahip doğru akım motoru ve bu motoru yükleyebilmek için ona anti-torsiyonel kaplin ile bağlı olan doğru akım dinamosundan meydana gelmiştir. Yapılan çalışmada kontrolörü daha iyi test edebilmek ve bozucu yükleri motora uygulayabilmek için doğru akım dinamosundan faydalanılmıştır. Şekil 8'de motor hız kontrol sisteminin blok diyagramı ve Şekil 10'da ise kontrol sisteminin elektronik devre şeması gösterilmiştir. KMDA motoru 92W gücünde olup, 220/50V çevirme oranına sahip 240VA'lık bir transformatörün sekonder sargısındaki gerilimin 35A'lık bir diyot köprüsü vasıtasıyla tam dalga doğrultulup, paralel bağlı iki adet 6800µF/80V'luk kondansatör grubu vasıtasıyla filtre edilmesi ile elde edilmiş olan regülesiz bir güç kaynağından beslenmiştir. Motorun endüktansı çok küçük olduğu için ihmal edilir  $L_a = 0$  alınacak olursa ve (2) eşitliği yeniden düzenlenirse;

$$w = \frac{U - R_a \cdot I_a}{k_w} \quad (15)$$

elde edilir. Yukarıdaki denklem incelenecek olursa, motor endüvi uçlarına uygulanan gerilimin değiştirilmesi ile motorun hızının kontrol edilebileceği ortaya çıkar. Motorun uçlarına uygulanan gerilimi değiştirmek için PWM tekniği kullanılmıştır. Hazırlanan doğru akım kısıyıcısı, 32 amper akım akıtabilen IXTH32N60 izole kapılı bipolar transistör (IGBT) ve akımın kesilmesi halinde oluşacak aşırı gerilimleri kaynağa aktaracak olan ters akım diyodundan meydana gelmiştir. Motora uygulanan gerilimin kesilmesi ile motor akımını üzerine alacak olan 30 amperlik hızlı diyot ile endüvi direnci üzerinden frenleme etkisi sağlanmıştır.

Yapılan uygulamada anahtarlama frekansı 20kHz gibi yüksek bir frekans seçildiği için IGBT'de iletim ve kesim anlarındaki kayıp gücü azaltabilmek için kontrol devresinden izole edilmiş, özel bir sürme devresi tasarlanmıştır. Şekil 10'da gösterilen bu devre, mikrokontrolörden gelen iletim sinyalini kuvvetlendirerek IGBT'nin kapısına +12 volt gerilim uygulamaktadır. Sürme sinyalini izole edebilmek için 6N136 optokuplörü ve optokuplörden gelen sinyali kuvvetlendirebilmek için de pnp yapıda olan BC327 transistörü kullanılmıştır. Kesim anında ise IGBT'yi keskin

bir şekilde iletimden çıkarabilmek için kapısına uygulanan gerilimi kesmek yeterli olmamakta, aynı zamanda kapı-emetör devresine paralel olan kaçak kapasiteyi de deşarj etmek gerekmektedir. Bu sebeple yine bir 6N136 optokuplörü ve optokuplörün sinyalinin kuvvetlendirmek için npn yapıda bir transistör olan BC337 kullanılarak kapı bölgesine negatif gerilim uygulanmıştır. IGBT'nin kapı devresini aşırı gerilimlerden korumak üzere 15 voltluk zener diyotlar kullanılmıştır.

PWM darbelerinin üretildiği, hız bilgisinin analogtan dijitala çevrildiği ve Bulanık-PI algoritmalarının koşturulduğu RISC (Reduced Instructions Set Computer) yapıda çalışan 16F870 mikrokontrolörü oldukça düşük maliyetli ve hızlı bir kontrolördür. Bu mikrokontrolör ile kontrol algoritmaları koşturulurken aynı zamanda RS-232 üzerinden bilgisayar ile haberleşilmekte ve gerekli doneler bilgisayar üzerinden mikrokontrolöre aktarılmaktadır. Bu program ile hız bilgisi 38400 baudrate ile mikrokontrolörden bilgisayara aktarılarak, on-line olarak hız-zaman eğrisi ekrandan izlenebilmektedir. Bu haberleşme işlemi için bilgisayar ve mikrokontrolör arasında arayüz olarak MAX232 adlı seri haberleşme entegresi kullanılmıştır. Sistemin örnekleme hızı 0.5 milisaniye olup, PWM sinyali %0 ile %100 arasında %0.4 çözünürlük ile değiştirilmektedir.

Bulanık kontrol programı, iki ana kısma ayrılabilir. Bunlar sırasıyla; mikrokontrolör çevresel programları ve bulanık mantık algoritmasının uygulamasıdır.

- Çevresel programlar: mikrokontrolörün giriş/çıkış uç birimlerinin ve kaydedicilerinin tanımlanması, PI kontrol algoritması, analog-dijital çevrim, giriş değişkenlerinin bulanık kodlara uygun hale getirilmesi, PWM darbelerinin üretimi ve RS232 haberleşme programlarıdır.
- Bulanık mantık algoritmasında 16F870 mikrokontrolörü için yazılmış olan çevirici (assembler) kodu bulunmaktadır. Bu kısımda giriş değişkenlerinin bulanıklaştırılması, uygun kuralların işlenmesi ve durulaştırma işlemi sonucunda çıkış değerinin üretimi bulunmaktadır.

## 6. Sistemin Gerçek Zamanda Test Edilmesi ve Ortaya Çıkan Problemler

Hazırlanan çalışmanın amacı; maliyeti düşürebilmek için sıradan bir mikrokontrolörün kullanıldığı, endüstriyel şartlarda çalışabilecek, bulanık kazanç ayarlı bir PI kontrolör üretmektir. Birinci dereceden bir sistem kullanılmasına rağmen, kontrol edilmek istenen sistemde bozucu etki olan yükün değişken olması, uç gerilim değeri çekilen akım ile değişen regülesiz bir güç kaynağı, motor ve dinamonun eksenlerinin farklı olması gibi bir takım problemler bulunmaktadır. Bu problemlerden eksen kayıklığı, anti torsiyonel kaplin kullanılarak giderilmişse de bu kaplindeki yay elemanı, yüksek oran ve integral katsayılarının kullanılması durumunda çıkış işaretinde salınım meydana getirmektedir.

Motor sisteminin beslendiği güç kaynağı, 240VA gücündeki transformatör, alternatif gerilimi tam dalga doğrultan diyot köprüsü ve bu gerilimi süzen filtre kondansatöründen oluşmaktadır. Bu regülesiz güç kaynağında transformatörün sekonder empedansının yüksek olması sebebiyle çekilen akım miktarının değerine bağlı olarak gerilim değişmektedir. Motorun kalkışı anında henüz emk oluşmaması sebebiyle akım sadece endüvi direnci üzerinden geçmekte bu anlık akımın değeri de

20-25A mertebesinde olmaktadır. Trafonun gücü yetmemesine rağmen, bu akımın büyük kısmı filtre kondansatörü üzerinden çekilmekte ve bunun sonucunda çıkış geriliminin değeri düşmektedir. Bu problemi çözebilmek için büyük güçlü güç kaynağı kullanılacak olursa sadece kalkış anında gereken bir güç için gereksiz bir maliyet ve hantal bir transformatör gerekecektir. Kalkış akımını azaltabilmek için PI kontrolörün oran katsayısına bir sınır getirmek gerekmektedir. Eğer oran katsayısı küçük yükseliş zamanı için gereğinden fazla arttırılırsa, kaynağın gücü bunu karşılayamadığı için osilasyonlu bir kalkışa sebep olmaktadır. Oturma zamanına kadar geçen sürede gerilimin değişmesi sisteme ek bir bozucu etki olarak yansımaktadır.

İkinci problem olan eksen kayıklığı endüstriyel ortamlarda son derece sık karşılaşılan bir problemdir. Bu problem eksen kayıklığını giderecek olan gerekli esnekliği sağlayan anti-torsiyonel kaplin ile çözülmüştür. Fakat bu tip bir kaplinin kullanılması eksen kayıklığını gidermiş fakat kaplindeki çelik yay sisteme bir başka bozucu olarak ilave edilmiştir. Yay oturma zamanı boyunca sürekli bir enerji transferi içerisinde. Bu da kontrol işlemini zorlaştırmaktadır.

Kontrolörlerin performansı, Y.T.Ü. Elektrik Mühendisliği'ne bağlı olan Kontrol&Kumanda Sistemleri A.B.D. Laboratuvarı'nda üç değişik bozucu yük için test edilmiştir. En önemli nokta ise bozucu etkiyi oluşturan yüklerin, dinamo üzerinden beslenmesi sonucunda değişken yükler haline gelmesidir. Dinamonun ürettiği gerilim değeri hız ile orantılı olduğu için oturma zamanı boyunca yük akımı sürekli olarak değişmektedir. Oturma işleminin gerçekleşmesi ile yüklerin sistemden çekmiş olduğu güç değerleri, dinamo gerilimi sabit olduğu için değişmemektedir ve bu sözü edilen güç değerleri sırasıyla 39, 45 ve 52W olarak ölçülmüştür. Bozucu yüklerin sistemden çekmiş olduğu gücü ölçebilmek için %1 doğruluğa sahip wattmetre kullanılmıştır.

Yükselme-oturma zamanları ve aşım miktarı 100MHz'lik bir dijital osiloskop ile ölçülmüş olup, aynı zamanda bu bilgileri kaydedebilmek ve analizini yapabilmek amacıyla hız-zaman bilgisi seri port üzerinden 8 bit çözünürlükle 38400 baudrate ile bilgisayara aktarılmıştır. Bu sayede karşılaştırma işlemleri dijital osiloskobun yanısıra EXCEL ortamında da yapılabilmektedir.

## 7. Sonuçlar

Hazırlanan sistem, bulanık kurallardan faydalanarak PI kontrolörün parametrelerini sürekli olarak belirlemektedir. Kontrol edilen sistem birinci dereceden olmasına rağmen, bozucu etki sayısının birden fazla olması sistemin kontrolünü zorlaştırmaktadır.

Kontrolörün performansı değişken yükler, regülesiz güç kaynağı ve eksen kayıklığı gibi bir takım endüstriyel problemler altında test edilmiştir. PI ve Bulanık-PI kontrolörlerin karşılaştırılması Tablo 4'te yapılmış ve gerekli eğriler 39, 45 ve 52W gücünde bozucu yük değerleri için Şekil 9'da gösterilmiştir. Tablo 4'ten elde edilen sonuçlar incelenecek olursa; 52W yük altında, Bulanık-PI kontrolör ile kontrol edilen sistem 150 milisaniyede oturma işlemini gerçekleştirirken, geleneksel PI kontrolörün tercih edilmesi durumunda bu süre 217 milisaniyeye kadar uzamaktadır. Diğer iki yük için de bu durum gözönüne alındığında hazırlanan kontrolör, sistemin

oturma zamanını ortalama olarak %30 azaltarak iyileştirme sağlamaktadır. Aynı şekilde yükselme zamanında da ortalama olarak %29 iyileştirme elde edilmiştir. Bulanık-PI kontrolör kural tabanı sayesinde aşım miktarını %8 değerinde sabit tutarken, PI kontrolörde bu değer %11-13.4 arasında yüke göre değişim göstermektedir.

Hazırlanan kontrolör gerek yükselme ve oturma zamanları açısından gerekse aşım değerleri bakımından daha iyi performans sergilemektedir. PI kontrolörün aşım ve yükselme-oturma zamanı değerleri yüke bağlı olarak değişirken, Bulanık-PI kontrolör adaptif bir kontrolör gibi davranarak bu değerleri korumaktadır. Deneysel sonuçlar hazırlanan yapının, geleneksel PI kontrolöre göre daha iyi bir performans yakaladığını göstermektedir.

### Referanslar

- TAKAMASHI Y., RABINS M. J., & AUSLANDER D. M., (1970) *Control and dynamic systems*. Menlo Park, NJ: Addison-Wesley.
- ZHAO, Z.Y., TOMIZUKA, M. & ISAKA, S., (1993) Fuzzy gain scheduling of PID controllers, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 1 (23), 5, 1392-1398.
- LEE C. C., (1990) Fuzzy logic in control systems : fuzzy logic controller, part I. *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.*, SMC-20, 404-418.
- GUILLEMIN, P., (1994) Universal motor control with fuzzy logic, *Fuzzy Sets and Systems*, 63, 3, 339-348.
- REZNIK L, GHANAYEM O, BOURMISTROV A, (2000) PID plus fuzzy controller structures as a design base for industrial applications, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 13(4), 419-430.
- KUO, B. C., (1987) *Automatic control systems*. 5th. Ed. Englewood Cliffs, Prentice-Hall.

## Tablolar

**Tablo 1. Ziegler-Nichols yöntemiyle kritik kazanç ve kritik periyot için kontrolör parametrelerinin hesaplanması**

Kontrolör Tipi	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5 \cdot K_u$	$\infty$	0
PI	$0.45 \cdot K_u$	$\frac{P_u}{1.2}$	0
PID	$0.6 \cdot K_u$	$0.5 \cdot P_u$	$0.125 \cdot P_u$

**Tablo 2.  $K_i$  için kural tabanı**

$\Delta e/e$	NB	NM	Z	PM	PB
<b>NB</b>	B	VB	VB	VB	VB
<b>NM</b>	L	L	S	VB	VB
<b>Z</b>	M	M	M	M	M
<b>PM</b>	VB	VB	B	B	M
<b>PB</b>	VB	VB	VB	VB	VB

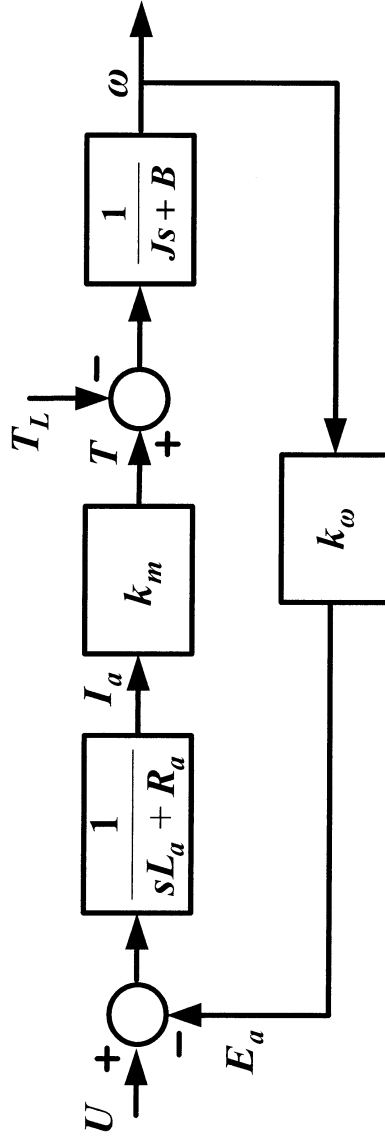
**Tablo 3.  $K_p$  için kural tabanı**

$\Delta e/e$	NB	NM	Z	PM	PB
<b>NB</b>	VB	VB	VB	VB	VB
<b>NM</b>	S	M	B	VB	VB
<b>Z</b>	L	L	L	L	L
<b>PM</b>	VB	VB	B	M	S
<b>PB</b>	VB	VB	VB	VB	VB

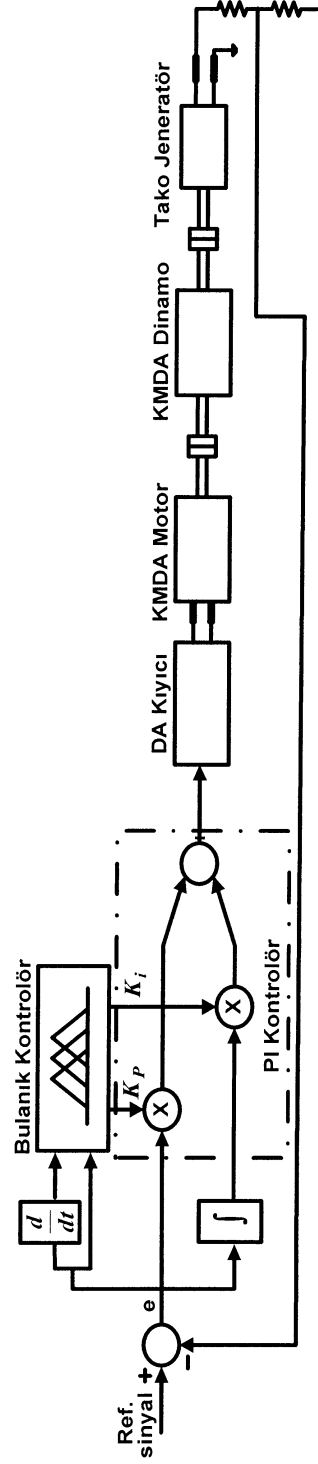
**Tablo 4. Kontrolörlerin performansının karşılaştırılması**

Kontrolör	Yük	Aşım	ts	tr
<b>Bulanık-PI</b>	52 W	205 rpm	150 ms	55 ms
<b>PI</b>	52 W	335 rpm	217 ms	84 ms
<b>Bulanık-PI</b>	45 W	205 rpm	150 ms	55 ms
<b>PI</b>	45 W	312 rpm	216 ms	80 ms
<b>Bulanık-PI</b>	39 W	205 rpm	150 ms	55 ms
<b>PI</b>	39 W	276 rpm	213 ms	77 ms

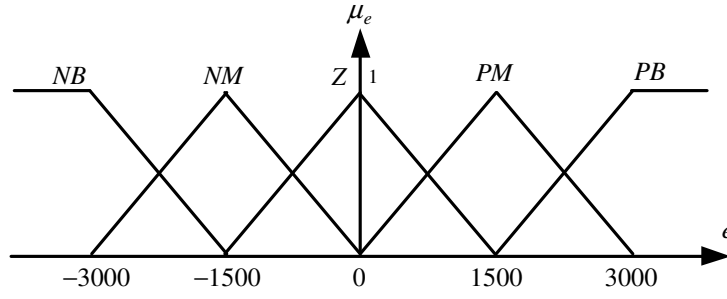
## Şekiller



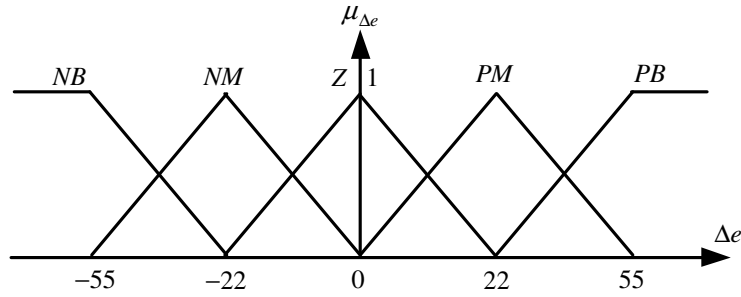
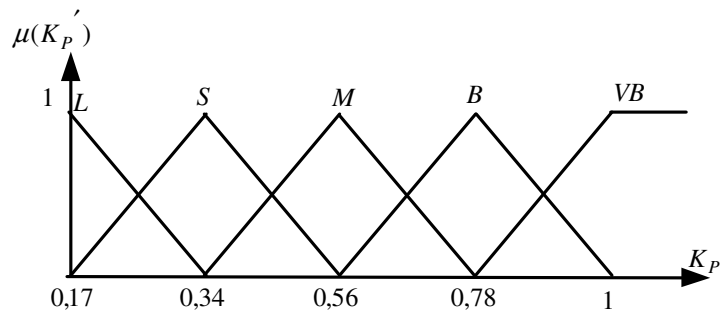
Şekil 1. Sistemin matematiksel modeli

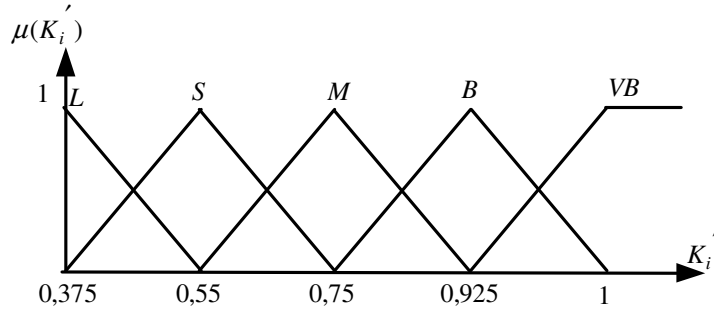


Şekil 2. Çok katlı kontrol sistemi

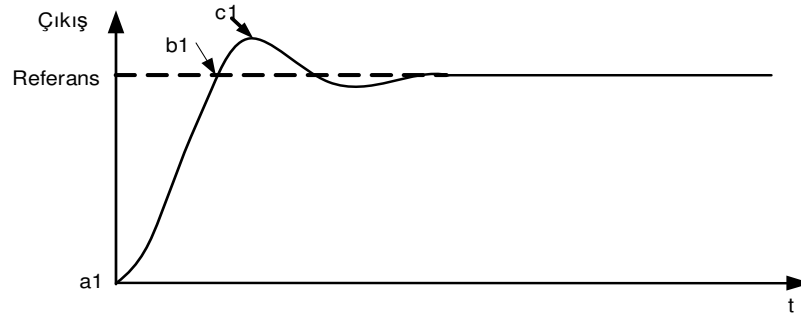


Şekil 3. Hata (e) için üyelik fonksiyonu

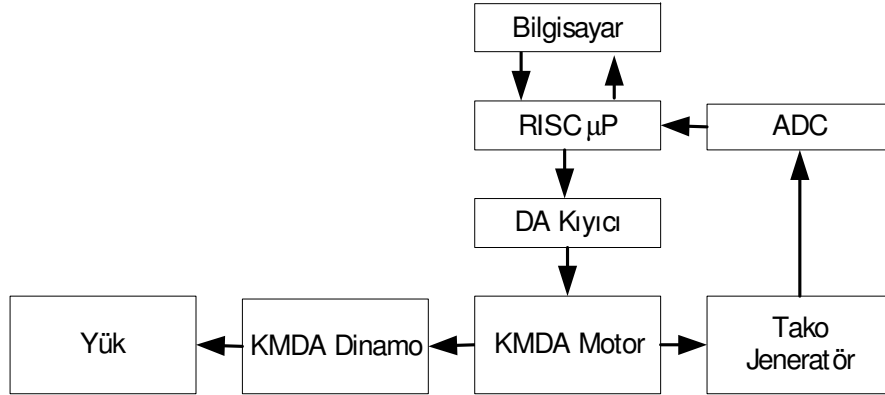
Şekil 4. Hatanın değişimi ( $\Delta e$ ) için üyelik fonksiyonuŞekil 5.  $K_p'$  için üyelik fonksiyonu



Şekil 6.  $K_i'$  için üyelik fonksiyonu

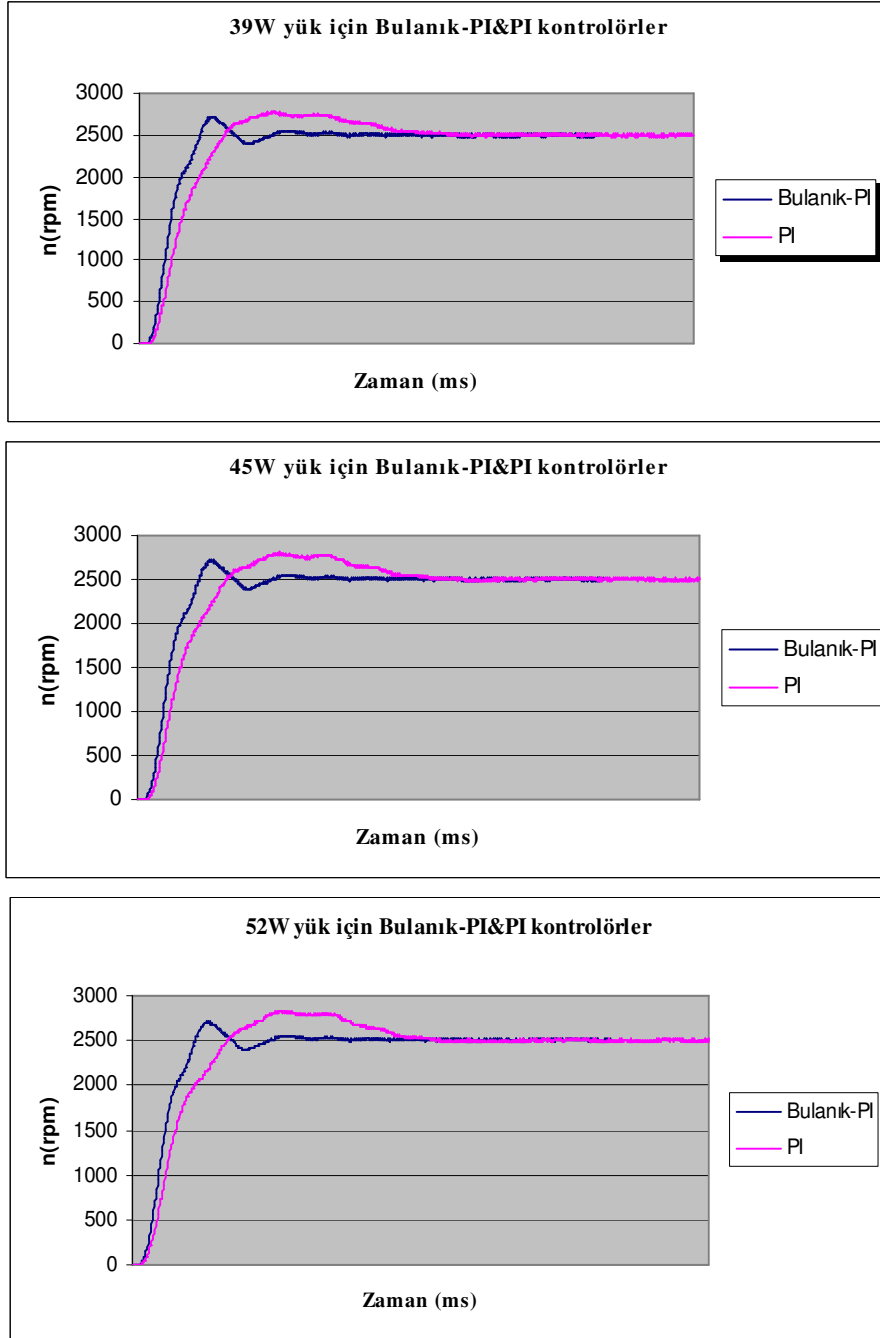


Şekil 7. Sistemin çıkış cevabı

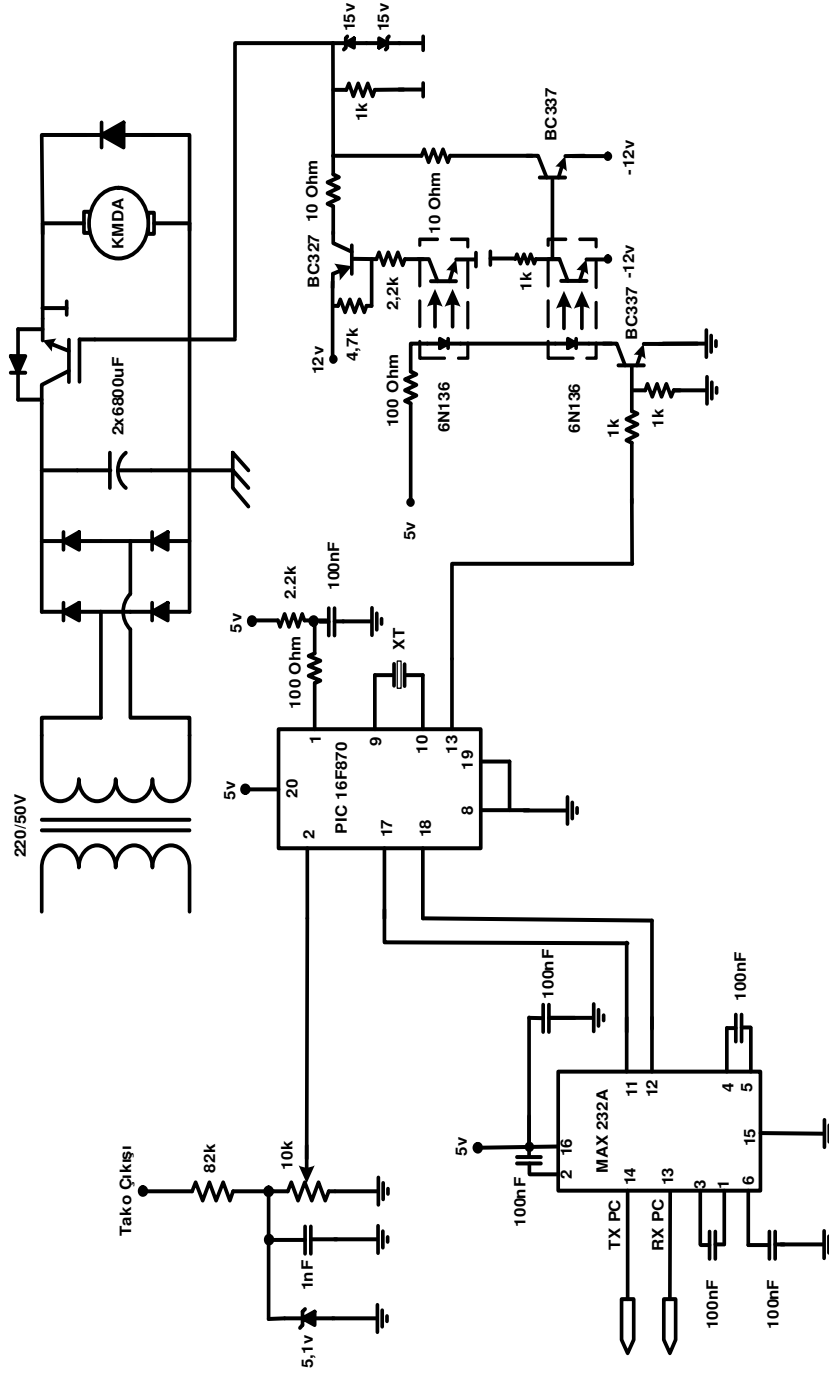


Şekil 8. Sistemin blok diyagramı





Şekil 9. 39, 45, 52W yük değerleri için Bulank-PI ve PI kontrolörlerin karşılaştırılması



Şekil 10. Kontrol sisteminin elektronik devre şeması