# ZAMAN GECİKMELİ ANALOG BENZETİM-UYARTIM ARAYÜZÜNÜN DC MOTOR KONTROLÜNE UYGULANMASI VE KARARLILIK ANALİZİ

## Dilek ÇADIRLI<sup>1</sup>

# Saffet AYASUN<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Niğde Üniversitesi, 51100, Niğde
<sup>2</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Niğde Üniversitesi, 51100, Niğde

<sup>1</sup>e-posta: dilek\_cadirli@hotmail.com

<sup>2</sup>e-posta: sayasun@nigde.edu.tr

Anahtar sözcükler: Otomasyon ve Kontrol, Sim-Stim Arayüzü, Zaman Gecikmesi, DC Motor Kontrol, Kararlılık

### ABSTRACT

This paper presents an application of the Simulation-Stimulation (Sim-Stim) interface for DC motor speed control. Sim-Stim interface integrates hardware with software in order to perform hardware-in-the-loop (HIL) studies for testing and developing new hardware components. In this study, based on some assumptions an analog model of Sim-Stim interface whose only parameter is time delay is developed to analyze the stability. The developed interface model is applied to speed control of DC motor using PI controller and the effect of the time delay on the dynamics of motor speed and closed-loop stability are investigated using MATLAB/Simulink.

# 1. GİRİŞ

Benzetim-Uyartım (Simulation-Stimulation) arayüzü mevcut elektrik donanımını, değişik çalışma koşulları altında performansını tespit etmek için bilgisayar programına bağlayan bir ünitedir. Şekil-1'de gösterildiği üzere Sim-Stim ünitesi, test edilecek motor, jeneratör gibi ekipmanları (Hardware Under Test-HUT); bunların gerçek hayatta bağlı olduğu elektrik dağıtım sisteminin bilgisayar ortamında bulunan modeline (Virtual Electrical System-VES) entgre eden hibrid bir arayüzdür. Sim-Stim arayüzü analog olan HUT sistemini dijital olan VES sistemine bağlayan bir birimdir. Şekil-1'de gösterildiği üzere, Sim-Stim arayüzünde, sensörler, digital-analog çevirici (DAC), analog-digital çevirici (ADC) ve güç kaynağı olarak kullanılan güç elektroniği invertörü bulunmaktadır.

Şekil-1'de verilen test ünitesinin çalışması aşağıdaki biçimde özetlenebilir. HUT sistemine ait akım, gerilim ve güç gibi analog sinyaller ölçülür. Bu değerler, ADC ile dijital sinyallere dönüştürülerek, HUT'un gerçekte bağlı olduğu dağıtım sisteminin bilgisayar modeline (VES) dijital (örneklenmiş) giriş sinyali olarak verilir. VES'de bulunun bilgisayar programı bu giriş sinyallerini modelde kullanarak dijital bir kontrol sinyali oluşturur. Bu sinyal daha sonra DAC tarafından analog sinyale çevrilerek HUT'u besleyen invertöre kontrol sinyali olarak gönderilir. Şekil-1'de verilen sistem; analog HUT, dijital VES ve Sim-Stim ünitesinden oluşan kapalı çevrim hibrid bir dinamik sistemdir.



Şekil-1. Sim-Stim arayüzünü gösteren test ünitesi

Şekil-1'de verilen dinamik sistem, çevrimde donanım (Hardware-in-the-loop, HIL) sistemi olarak bilinmektedir. Bu tür sistemler, yeni bir donanımı veya sistemi dizayn etmede oldukça etkilidir. HIL sistemlerinde test edilecek donanım, donanımın gerçek hayatta bağlanacağı elektrik sisteminin bilgisayar modeline bağlanmaktadır. HIL yönteminin en önemli avantajı, kritik cihazların farklı çalışma koşullarında test edilebilme imkanını sunmasıdır. HIL yöntemi özellikle; test edilecek cihazların bağlanacağı sistemin gerçek veya daha düşük güç değerinde bir prototipini insa etmek ve cihazın bilgisayar simülasyonlarında kullanılabilecek bir modelinin gelistirilmesi zorunluluklarını ortadan kaldırmaktadır. Bu nedenle HIL tekniği, yeni cihazların testlerinin, deneysel yöntemlerden daha hızlı ve daha az maliyetli gerçekleştirilmesini olarak sağlamaktadır. Bu avantajlarından dolayı, HIL tekniği, değişik alanlarda kullanılan elektrik cihazlarının dizaynında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu uygulamalardan bazıları şunlardır:Elektrik lokomotif sistemi için dizayn edilen kontrolörlerin test edilmesi [1], hibrid araçlarda kullanılan motor performansının değerlendirilmesi [2], güç elektronik ekipmanlarının kontrolü ve testi [3], güç kalitesi analizi için gerçek-zamanlı bir test ünitesinin geliştirilmesi [4].

Şekil-1'de verilen hibrid sistem kapalı çevrim bir sistem olduğundan, farklı çalışma koşulları altında sistem kararlılığının muhafaza edilmesi en önemli sorunlardan biridir. Sim-Stim ünitesine ait bazı parametreler tüm sistemin kararlılığını olumsuz yönde etkileyebilir. Bunlardan en önemli iki parametre, ADC'nın örnekleme periyodu ve haberleşme gecikmesi ile VES'deki simülasyon süresinden kaynaklanan gecikme zamanıdır [5,6].

Bu çalışmada, parametresi zaman gecikmesi olan Sim-Stim arayüz modeli [7] DC motor hız kontrol sistemine uygulanmıştır. Bu amaçla, Şekil-1'de verilen HIL sistemin VES kısmında analog PI denetleyici, HUT kısmında ise DC motorun lineer durum-uzay denklem modeli kullanılmıştır. Toplam zaman gecikmesinin kapalı çevrim sistem kararlılığına olan etkisi Matlab/Simulink kullanılarak analiz edilmiştir. PI kontrolörün farklı kazanç değerleri için hız kontrol sisteminin kararsız hale gelmeden (sınırda kararlı) tolere edebileceği maksimum zaman gecikme değerleri benzetim yöntemi ile bulunmuştur. Zaman gecikmesinin motor hızındaki salınımları artırarak kapalı çevrim sistemi karasız hale getirdiği elde edilen benzetim sonuçları ile gösterilmiştir.



Şekil-2.  $(h, \tau)$ -Sim-Stim arayüzünü gösteren kapalıçevrim hibrid dinamik sistem

### 2. SIM-STIM ARAYÜZ MODELLERİ

Şekil-1'de verilen Sim-Stim arayüzünün kararlılık analizlerinde kullanılabilecek bir matematiksel ve benzetim modelini elde etmek için çeviricilerin yapısı konusunda bazı varsayımlarda bulunmak zorunludur. Bu amaçla ADC'nin herhangi bir yaklaşıklık hatası içermeyen ve örnekleme peryodu (*h*) olan ideal bir örnekleyici olduğu varsayılmıştır. Diğer yandan DAC'nin ise pratikde çok kullanılan sıfırıncı dereceden bir tutucu (Zero-order-hold, ZOH) devre olduğu varsayılmıştır. Son olarak güç kaynağı ise ideal bir gerilim kaynağı olarak modellenmiştir.

Bu varsayımlara dayanarak geliştirilen Sim-Stim arayüzü Şekil-2'de gösterilmiştir. Ölçümlerden ve VES'de yapılan simülasyondan dolayı oluşacak toplam zaman gecikmesi ( $\tau$ ) ile ifade edilerek modele dahil edilmiştir. Arayüzün parametreleri örnekleme periyodu (h) ve zaman gecikmesi ( $\tau$ ) olduğundan, geliştirilen bu arayüz ( $h, \tau$ )-Sim-Stim arayüzü olarak adlandırılmıştır [7]. Şekil-2'de gösterildiği üzere ADC ve DAC'lerin çıkışlarını temsil eden  $v_1$  ve  $v_2$  sinyalleri ise aşağıdaki biçimde ifade edilebilir:

$$v_{1}(t^{+}) = z_{2}[kh - \tau] \times p(t), \quad t \in \{kh + \tau, k = 0, 1, 2, ...\}$$

$$v_{2}[k] = z_{1}(t = t_{k}), \quad t_{k} = kh, \quad k = 0, 1, 2, ....$$
(1)

Burada,  $v_1(t^+)$  sadece  $kh + \tau$  anlarında değişen DAC'nin çıkışındaki parçalı-sürekli gerilim sinyalidir.  $p(t) = [u(t) - u(t - \tau)]$  ise genişliği örnekleme peryodu olan birim basamak sinyalini ifade etmektedir. Geliştirilen bu model kullanılarak, örnekleme periyodu (*h*) ve zaman gecikmesi ( $\tau$ ) cinsinden Şekil-2'de verilen VES, Sim-Stim arayüzü ve HUT'dan oluşan kapalı-çevrim hibrid dinamik sistemin kararlılık analizleri kolaylıkla yapılabilir.

Sürekli zamanda analiz yapabilmek için Şekil-2'de verilen dinamik sistemin sürekli zaman modelinin geliştirilmesi gerekmektedir. Şekil-2'deki test edilecek donanım (HUT) analog olduğundan, bu donanımın dinamiği diferansiyel denklemlerle ifade edilebilir. Diğer yandan, test edilecek donanımın bağlı olacağı sistemin sanal modelinin (VES) fark (avrik) denklemleri ile ifade edilmesi gerekmektedir. Fakat, eğer ADC'de kullanılan örnekleme periyodu, HUT'a ait en büyük zaman sabitine kıyasla çok küçükse ise örneklemenin etkisi ihmal edilebilir. Böylece sanal sistem (VES) ayrık denklemler yerine HUT'a benzer sekilde diferansiyel denklem ile modellenebilir. Bu durumda örnekleme pervodu (h) Sim-Stim arayüz modelinde ver almayacatır. Başka bir ifadeyle, Sim-Stim arayüzü, diferansiyel denklemlerle modellenmiş iki analog sistemi birbirine bağlayan ve parametresi sadece zaman gecikmesi ( $\tau$ ) olan bir blok biçiminde VES (altsistem-2) modellenecektir. ve HUT (altsistem-1)'in lineer diferansiyel denklemlerle modellendiği sistemin blok diyagramı Şekil-3'de verilmiştir.



Şekil-3. Zaman gecikmeli lineer sistem

Şekil-3'de verilen sistem zaman gecikmeli lineer dinamik bir sistemdir. Her iki altsistem kararlı olsa bile, aralarındaki zaman gecikmesi ( $\tau$ )'dan dolayı, sistemin tümü belirli  $\tau$  değerlerinde kararsız hale gelebilmektedir.



Şekil-4. DC motor hız kontrol sistemine ait blok diyagramı



Şekil-5. PI kontrolörlü VES sisteminin blok diyagramı

## 3. DC MOTOR HIZ KONTROL UYGULAMASI

Bu bölümde, Sim-Stim arayüzü DC motor hız kontrol sistemine uygulanmıştır. Şekil-4'de görüldüğü üzere, parametresi zaman gecikmesi ( $\tau$ ) olan analog Sim-Stim arayüzü, DC motoru (HUT) PI kontrolörden oluşan VES sistemine bağlamaktadır. Şekil-4'de verilen hız kontrol sisteminin Matlab/Simulink modelinin geliştirilebilmesi için her bir sistemin dinamik modellerine ihtiyaç vardır. DC motor dinamiği aşağıda verilen elektro-mekanik diferansiyel denklemlerle tanımlanmaktadır [8].

$$u = e_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_b$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_l = T_e = Ki_a$$
(2)

Burada,  $u = e_a$  endüvi devresine uygulanan gerilimi,  $e_b = K_b \omega$  ters e.m.k. gerilimini, L endüvi sargı endüktansını,  $\dot{i}_a$  endüvi devresi akımını ve R endüvi sargı direncini temsil etmektedir. Mekanik diferansiyel denklemde ise J ve B motor-yük birleşiminin sırasıyla toplam eşdeğer eylemsizliği ve sönüm katsayısını,  $T_l$  yük momentini, K ve  $K_b$ sırasıyla moment ve ters e.m.k. gerilim sabitlerini ve  $\omega$  ise rotor açısal hızını göstermektedir.

DC motorun elektro-mekanik dinamiği  $x_1 = i_a$  ve  $x_2 = \omega$  değişken dönüşümü yapılarak aşağıdaki durum-uzay denklemi ile ifade edilebilir.

$$\dot{x}_{1} = -\frac{R}{L}x_{1} - \frac{K_{b}}{L}x_{2} + \frac{1}{L}u$$

$$\dot{x}_{2} = \frac{K}{J}x_{1} - \frac{B}{J}x_{2} - \frac{1}{J}T_{l}$$
(3)

Burada, Şekil-4'den de görüleceği üzere endüvi  $z_{2_{2_{t}}(t)}$ devresine uygulanan u(t) girişi VES sisteminin  $\tau$ kadar geciktirilmiş çıkış sinyal olmaktadır. Zaman gecikmesini dikkate alarak ve  $u_1 = T_t$  değişken dönüşümü yapılarak elde edilen DC motor durumuzay denklem modeli

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1}(t) \\ \dot{x}_{2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K_{b}}{L} \\ \frac{K}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1}(t) \\ x_{2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} z_{2}(t-\tau) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} u_{1}(t) \quad (4)$$
$$z_{1}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1}(t) \\ x_{2}(t) \end{bmatrix}$$

biçiminde olmaktadır.

DC motor hız kontrolünde yaygın olarak kullanılan PI kontrolöre ait blok diyagramı Şekil-5'de verilmiş olup transfer fonksiyonu

$$G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \tag{5}$$

Biçimindedir [9]. Burada  $K_p$  ve  $K_l$  oransal ve integral kazançlarıdır. Denklem (4)'de verilen DC motor modeline benzer biçimde PI kontrolörün durum-uzay denklem modelini aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür.

$$\dot{x}_{3}(t) = u_{2}(t) - z_{1}(t)$$

$$z_{2}(t) = K_{1}x_{3}(t) + K_{p}u_{2}(t) - K_{p}z_{1}(t)$$
(6)

Burada  $u_2 = \omega_{ref}$  referans motor hizidir.

VES, Sim-Stim arayüzü ve HUT sistemlerinden oluşan ve blok diyagramı Şekil-4'de verilen HIL sistemine ait durum uzay denklemi, Denklem (4) ve (6) birleştirilerek aşağıdaki biçimde elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1}(t) \\ \dot{x}_{2}(t) \\ \dot{x}_{3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K_{b}}{L} & 0 \\ -\frac{K}{J} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1}(t) \\ x_{2}(t) \\ x_{3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{K_{p}}{L} & \frac{K_{I}}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1}(t-\tau) \\ x_{2}(t-\tau) \\ x_{3}(t-\tau) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{K_{p}}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1}(t) \\ u_{2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{K_{p}}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1}(t-\tau) \\ u_{2}(t-\tau) \end{bmatrix}$$
(7)
$$\begin{bmatrix} z_{1}(t) \\ z_{2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -K_{p} & K_{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1}(t) \\ x_{2}(t) \\ x_{3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & K_{p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1}(t) \\ u_{2}(t) \end{bmatrix}$$

MATLAB/Simulink [10] paketinin sunduğu elemanlar kullanılarak Şekil-4'de blok diyagramı ve Denklem (7)'de durum-uzay denklem modeli verilen DC motor hız kontrol sisteminin benzetim modeli geliştirilmiş ve zaman gecikmesinin sistem kararlılığına olan etkisi analiz edilmiştir.

### 4. BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde zaman gecikmesi ( $\tau$ )'nun kapalı çevrim sistemi kararsız hale getirdiğini gösteren benzetim sonuçları sunulmuştur. İlk olarak sistemde zaman gecikmesi olmadığı varsayılarak (zaman gecikmesiz sistem,  $\tau = 0$ ), üç farklı oransal kazanç değeri için  $(K_P = 0.1, 0.3, 0.5)$  sistemin kararlılığını koruyacağı maksimum K<sub>1</sub> değerleri benzetim yöntemi ile belirlenmiştir. Tablo-1'den de görüleceği üzere,  $K_p = 0.1$  için sistemin kararlı olacağı maksimum integral kazanç değeri  $K_1 = 3.5$ ,  $K_P = 0.3$  için  $K_I = 9.0$  ve  $K_P = 0.5$  için  $K_I = 15.0$  olmaktadır. Tablo-1'de (\*) ile belirtilen  $K_I$  değerlerinde zaman gecikmesiz sistem kararsız olmaktadır. Daha sonra, her bir  $K_p$  için zaman gecikmesiz sistemin kararlı olduğu  $K_1$  değerleri için sistemin kararsız hale gelmeden (sınırda kararlı) tolere edebileceği maksimum zaman gecikme değerleri  $au^*$  benzetim vöntemi ile bulunmuştur. Elde edilen bu değerler Tablo-1'de gösterilmiştir. Tablo-1'den görüldüğü üzere; sabit bir  $K_p$  değerinde  $K_1$  integral kazancı arttıkça sistemin kararlılığını kaybetmeden tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesi azalmaktadır. Benzer azalış sabit bir  $K_1$  değerinde  $K_p$  integral kazancı artarken de gözlemlenmektedir.

Sistemin Tablo-1'de verilen  $\tau^*$  değerleri için sınırda kararlı olduğu motor hızı  $\omega$ 'nın zamana göre değişimini veren benzetim sonuçlarında daha net olarak görülebilir. Tablo-1'de  $K_p = 0.3, K_I = 0.5$ değerleri için maksimum zaman gecikmesi  $\tau^* = 0.05253 \, s$  olarak verilmiştir. Şekil-6'da bu gecikme değeri için motor hızı  $\omega$  verilmiştir. Görüldüğü üzere motor hızında sönümlenmeyen salınımlar mevcut olup, kapalı çevrim sistem sınırda kararlıdır. Zaman gecikmesinde olabilecek küçük bir artış dahi sistemi kararsızlaştıracaktır.  $\tau = 0.053 \ s$  için motor hızının değişimi Şekil-7'de verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü üzere ihmal edilebilecek bir gecikme artışı motor hızında sürekli artan salınımlara sebep olmaktadır. Benzer biçimde,  $\tau^* = 0.05253 s$ değerinden daha küçük gecikme değerleri için system kararlı olacaktır. Şekil-8'de  $\tau = 0.052 \ s$  için kararlı duruma ait benzetim sonucu verilmiştir.

Şekil-9'da  $K_p = 0.3, K_I = 0.5$  için zaman gecikmesiz sistemin ( $\tau = 0$ ) motor hızı verilmiştir. Görüldüğü üzere, motor hızı kararlı bir tepki göstermekte ve referans hız değerine kısa sürede ulaşmaktadır. Şekil-9, Şekil-6, 7 veya 8 ile karşılaştırıldığında zaman gecikmesinin sistem dinamiğini olumsuz yönde etkilediği açık olarak görülmektedir.

Tablo-1.Sistemin kararsızlığını kaybetmeden tolere edebileceği maksimum zaman gecikmesi

K <sub>I</sub>	$\tau^*(\mathrm{sn})$		
	$K_{p} = 0.1$	$K_{P} = 0.3$	$K_{P} = 0.5$
0.1	0.20660	0.05655	0.031770
0.5	0.12000	0.05253	0.030637
1.0	0.06508	0.04726	0.029187
1.5	0.03843	0.04201	0.027712
2.0	0.02316	0.03698	0.026226
2.5	0.01336	0.03230	0.024740
3.0	0.00662	0.02804	0.023265
3.5	0.00169	0.02419	0.021813
4.0	*	0.02075	0.020387
4.5	*	0.01768	0.019000
5.0	*	0.01493	0.017653
5.5	*	0.01247	0.016354
6.0	*	0.01027	0.015104
6.5	*	0.00831	0.013903
7.0	*	0.00654	0.012752
7.5	*	0.00494	0.011650
8.0	*	0.00349	0.010594
8.5	*	0.00217	0.009590
9.0	*	0.00097	0.008630
9.5	*	*	0.007717
10.0	*	*	0.006860
10.5	*	*	0.006038
11.0	*	*	0.005255
11.5	*	*	0.004505
12.0	*	*	0.003793
12.5	*	*	0.003115
13.0	*	*	0.002470
13.5	*	*	0.001855
14.0	*	*	0.001270
14.5	*	*	0.000710
15	*	*	0.000180
15.5	*	*	*



Şekil-6.  $K_p = 0.3, K_I = 0.5, \tau^* = 0.05253 s$  değerleri için motor hızı  $\omega$  (rad/s)



Şekil-7.  $K_p = 0.3, K_I = 0.5, \tau = 0.053 s$  değerleri için motor hızı  $\omega$  (rad/s)



Şekil-8.  $K_p = 0.3, K_1 = 0.5, \tau = 0.052 s$  değerleri için motor hızı  $\omega$  (rad/s)



Şekil-9.  $K_p = 0.3, K_I = 0.5, \tau = 0 s$  değerleri için motor hızı  $\omega$  (rad/s)

#### 4. SONUÇ

Bu çalışmada, donanım testi amacı ile tasarlanan ve anolog bir sistemi digital bilgisiyar ortamına bağlayacak olan Benztim-Uyartım (Sim-Stim) arayüzü sunulmuştur. Geliştirilen zaman gecikmeli analog arayüz modeli DC motor hız kontrolüne Zaman uygulanmıştır. gecikmesinin sistemin kararlılığına olan etkisi Matlab/Simulink programı kullanılarak analiz edilmiştir. PI kontrolörün farklı kazanç değerleri için hız kontrol sisteminin kararsız hale gelmeden (sınırda kararlı) tolere edebileceği maksimum zaman gecikme değerleri  $au^*$  benzetim yöntemi ile bulunmuştur. Zaman gecikmesinin motor hızındaki salınımları artırarak kapalı çevrim sistemi karasız hale getirdiği elde edilen benzetim sonuçları ile gösterilmiştir.

#### KAYNAKLAR

- P. Terwiesch, T. Keller and E. Scheiben, "Rail vehicle control system integration testing using digital hardware in-the-loop simulation," *IEEE*. *Trans. Control Syst. Technol* vol.7, pp.352-362, 1999.
- [2] C. O. Sung, "Evaluation of motor characteristics for hybrid electric vehicles using hardware-in-theloop concept," *IEEE. Trans. Vehicular Technol.* vol.54, pp.817-824, 2005.
- [3] A. Monti, E. Santi, R. Dougal. and M. Riva, "Rapid prototyping of digital controls for power electronics," *IEEE. Trans. Power Electron* vol.18, pp.915-923, 2003.
- [4] Y. Liu, M. Steurer and P. Riberiro, "A novel approach to power quality assessment: Real time hardware-in-the-loop test bed," *IEEE. Trans. Power Delivery* vol.20, pp.1200-1201, 2005
- [5] K. J. Astrom and B. Wittenmark, Computer Controlled Systems: Theory and Design, 3<sup>rd</sup> Edition, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1997.
- [6] W. Zhang, M. S. Branicky, and M. Phillips, "Stability of networked-control systems," *IEEE Control System Magazine.*, pp.84-99, Feb. 2001.
- [7] S. Ayasun, "Elektrik cihazlarının testi için benzetim-uyartım (simulation-stimulation) arayüzü ve bunun kararlılık analizi," *ELECO'2004*, 8-12 Aralık 2004, Bursa, pp. 47-51.
- [8] M.-Y. Chow and Y. Tipsuwan, "Gain Adaptation of Networked DC Motor Controllers Based on QOS Variations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no.5, pp. 936-943, 2003.
- [9] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1997.
- [10] SIMULINK, Model-Based and System-Based Design, Using Simulink, MathWorks Inc., 2000.