DC MOTOR SÜRÜCÜSÜ İÇİN AKIM VE HIZ GERİBESLEMELİ OPTİMAL DENETLEYİCİ TASARIMI VE BENZEŞİMİ

F. Gürbüz E. Akpınar
Dokuz Eylül Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
35160 Tınaztepe, Buca, İzmir, TÜRKİYE
e-mail:fatma.gurbuz@eee.deu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada kapalı-çevrim darbe genişlik bindirimli (DGB) DC motor sürücüsü için çıkış geri beslemeli optimal denetleyici tasarımı verilmiştir. Bunun için kapalı-çevrim sistem, çıkış geri beslemeli bir doğrusal karesel izleyen olarak modellenmiştir[1]. Bu modelin avantajı hem hız hem de akım denetleyici parametrelerinin optimal değerlerinin aynı anda elde ediliyor olmasıdır. Doğrusal olmayan en iyileme problemi Matlab'da Simplex algoritması kullanarak gerçeklenmiştir. Daha sonra bulunan optimal değerler için modelin analiz sonuçları sunulmuştur. Son olarak da denetleyici tasarımı için kullanılan doğrusal modelin doğruluğunu kontrol etmek amacıyla gerçek-zaman simülasyon sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Optimal kontrol, dc sürücü, çıkış geribesleme.

1.GİRİŞ

Ayrı uyartımlı doğru akım motoru değişken hız sürücülerinde oldukça yaygın bir kullanıma sahiptir. Motorun açık-çevrim çalıştırılması bazı endüstriyel uygulamalarda yeterli olmayabilir. Eğer yük torkundaki değişime rağmen sabit hız gereksinimi varsa kapalı-çevrim kontrol gereklidir. Bu çalışmadaki kapalı-çevrim hız kontrol sistemi ayrı uyartımlı bir dc motor, darbe genişlik bindirimli C sınıfı bir kıyıcı ve oransal integral tipinde akım ve hız denetleyicilerinden oluşmaktadır. Sistemin blok diyagram gösterimi Şekil 1'de verilmiştir. Kapalı-çevrim motor kontrolu temel olarak iki geribesleme çevrimine sahiptir. Dıştaki hız geribeslemesi içteki ise akım geribeslemesidir. Hız denetleyicisinin çıkışı akım denetleyicisi için referanstır. Akım denetleyicisinin çıkışı ise motor giriş gerilimini kontrol eden darbe genişlik bindirimli kıyıcıya girişi oluşturur[2].

Denetleyici parametreleri, klasik kontrol yöntemleri kullanılarak sistem gereksinimlerini sağlamak üzere aynı anda tasarlanamaz. Halbuki modern kontrol teknikleri denetleyici kazançlarını tasarlamak üzere tüm geribesleme çevrimlerini aynı anda kapatmaya izin verir[1,3]. Modern kontrol tasarım tekniklerinin kullanımı için sistemin durum denklemleri gereklidir. Ayrıca çıkış geribeslemeli tasarım yöntemi denetleyicilerin seçiminde esneklik sağladığı için bu çalışmada çıkış geribeslemeli tasarım seçilmiştir.

PI tipindeki akım ve hız denetleyicilerinin optimum değerini elde etmek için sistemin durum ve giriş değişkenlerinin karelerinin doğrusal bir kombinasyonu olan bir performans indeks tanımlanmıştır.

2. KAPALI-ÇEVRİM SİSTEMİN MODELLENMESİ

Alan akımı sabit tutulan ayrı uyartımlı bir dc makine sürekli zamanda aşağıdaki durum denklemleriyle tanımlanabilir[4]

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K_a\varphi/L_a \\ K\varphi/J & -B_v/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_a & 0 \\ 0 & -1/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a(t) \\ T_L(t) \end{bmatrix} \tag{1}$$

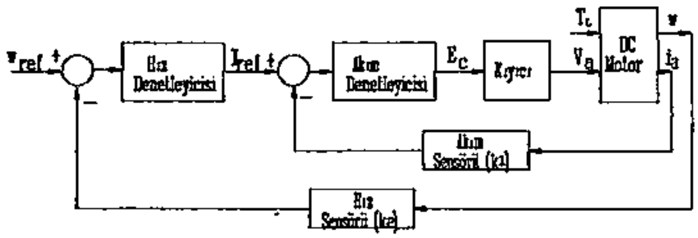
(1) no'lu eşitlik kapalı formda yazılacak olursa

$$\frac{d}{dt} x_m(t) = A_m \cdot x_m(t) + B_m \cdot u_m(t) \cdot \tag{2}$$

şeklinde olur. Burada R_a armatür direnci(Ohm), L_a armatür endüktansı (Henry), $K_a\varphi$ ters elektromotor kuvvet veya tork sabiti (Volt/rd/sec or Nt-m/Amper), J atalet momenti (kg-m^2) ve B_v viscous friction sabitidir (Nt-m/rd/sec). Armatür akımı ve rotor hızı durum değişkenleridir. Armatür gerilimi ve yük torku giriş değişkenleri olarak düşünülebilir.

(1) no'lu eşitlikteki $V_a(t)$ değişkeni, kıyıcı devresi tarafından armatüre uygulanan gerilimin genliğini temsil eder. Bu çalışmada Şekil 2'de verilen C sınıfı kıyıcı kullanılmıştır. Armatüre uygulanan gerilim Şekil 3'te gösterildiği gibi t_{on}'un ve K_{pwm}'in bir fonksiyonudur. Gerilimin genliği, K_{pwm}, sabit tutulduğu için (1) no'lu eşitlikte verilen motor modelindeki giriş değişkeni olarak $V_a(t)$ yerine t_{on} alınacaktır.

Modeldeki DGB dalga şeklini tanımlamak için tüm sistem z-domain'de modellenmiştir. Örnekleme periyodunun (T) sistemin zaman sabitinden çok küçük olduğu kabulü altında DGB dc motor sürücüsünün durum denklemi, eğer motor için t_{on} gibi tek bir giriş düşünülürse



Şekil 1 Dc motor hız kontrol sisteminin blok diyagramı

$$x_m[(n+1)T] = \{I + A_m T\}x_m(nT) + K_{pwm} b t_{on}(nT) \tag{3}$$

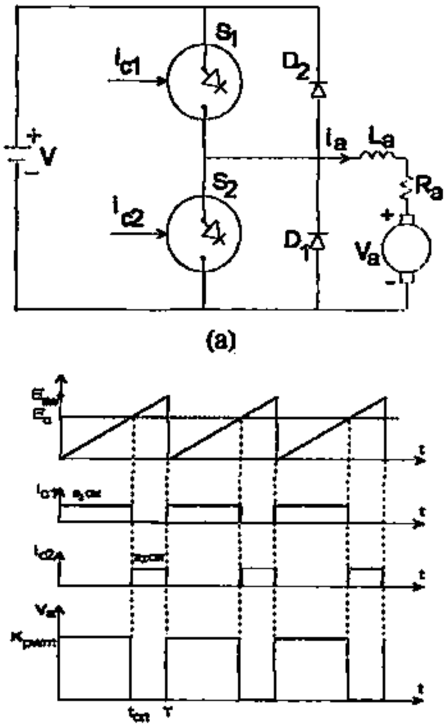
şeklinde yazılabilir[5]. Yük torku motor için diğer bir giriş olarak alındığında (3) no'lu eşitlik aşağıdaki şekle dönüşür[6].

$$x_m[(n+1)T] = [I + A_m T]x_m(nT) + \begin{bmatrix} K_{pwm}/L_a & 0 \\ 0 & -T/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{on}(nT) \\ T_L \end{bmatrix} \tag{4}$$

(1) no'lu eşitlikteki değişkenler 4'te yerine yazılır ve (n+1)T ve nT yerine (n+1) ve n kısaltması kullanılırsa C-sınıfı bir kıyıcı tarafından sürülen dc motorun ayrık zaman durum denklemi aşağıdaki gibi elde edilir[6].

$$\begin{bmatrix} i_a \\ w \end{bmatrix}_{n+1} = \begin{bmatrix} (L_a - R_a)/L_a & -K_a\varphi T/L_a \\ K_a\varphi T/J & (J - B_v T)/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ w \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} K_{pwm}/L_a & 0 \\ 0 & -T/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} t_{on} \\ T_L \end{bmatrix}_n \tag{5}$$

Bu çalışmada hem akım hem de hız denetleyicisinin transfer fonksiyonları trapezoidal integration esasına dayanarak elde edilmiştir. Böyle bir sayısal PI denetleyicisinin transfer fonksiyonu aşağıdaki formdadır[7].



Şekil 2. C-sınıfı kıyıcı devresi ve ilgili dalga şekilleri

$$K_p + K_i \frac{T}{2}\frac{(z+1)}{(z-1)} \tag{6}$$

Burada K_p oransal , K_i integral sabit ve T örnekleme peryodudur. Bu çalışmada, ortaya çıkabilecek tüm hesaplama ve çevrim gecikmelerini hesaba katmak üzere bir birimlik bir gecikme terimi düşünülmüş ve dolayısıyla akım denetleyicisinin transfer fonksiyonu

$$G_{ci}(z) = \frac{K_{pi}}{z} + \frac{K_{ii}}{z}\frac{T}{2}\frac{(z+1)}{(z-1)} \tag{7}$$

olarak alınmıştır. Burada Kpi ve Kii sırasıyla akım denetleyicisinin oransal ve integral sabitleridir. Blok diyagram gösterimi Şekil 4'te verildiği gibidir.

Akım denetleyicisinin durum ve çıkış denklemi aşağıda (8) ve (9) no'lu eşitliklerde verildiği gibidir.

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{1i} \\ \varepsilon_{2i} \end{bmatrix}_{n+1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ T/2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_{1i} \\ \varepsilon_{2i} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} 1 & -k_1 \\ \frac{T}{2} & -k_1 \cdot \frac{T}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ref} \\ i_a \end{bmatrix}_n \tag{8}$$

$$E_c(n) = \begin{bmatrix} K_{pi} & K_{ii} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_{1i} \\ \varepsilon_{2i} \end{bmatrix}_n \tag{9}$$

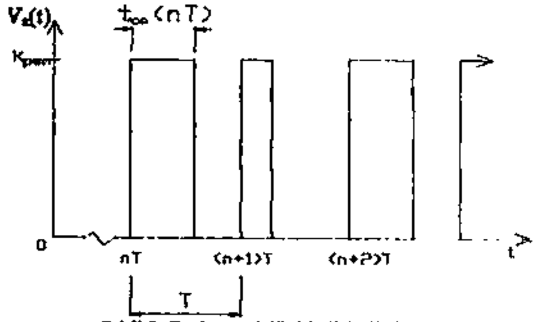
Akım denetleyicisine benzer şekilde, hız denetleyicisi transfer fonksiyonu, $G_{cs}(z)$, aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$G_{cs}(z) = \frac{K_{ps}}{z} + \frac{K_{is}}{z}\frac{T}{2}\frac{(z+1)}{(z-1)} \tag{10}$$

Burada K_{ps} ve K_{is} sırasıyla hız denetleyicisinin oransal ve integral sabitleridir. Bu transfer fonksiyonunun blok diyagram gösterimi de Şekil 5'te verildiği gibidir.

Hız denetleyicisinin durum ve çıkış denklemi de (11) ve (12)'de verildiği gibidir.

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{1s} \\ \varepsilon_{2s} \end{bmatrix}_{n+1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ T/2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_{1s} \\ \varepsilon_{2s} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} 1 & -k_2 \\ \frac{T}{2} & -k_2 \cdot \frac{T}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_{ref} \\ \omega \end{bmatrix}_n \tag{11}$$



Şekil 3. Darbe genişlik bindirimli sinyal

$$I_{ref}(n)=\begin{bmatrix}K_{ps} & K_{is}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\varepsilon_{1s}\\ \varepsilon_{2s}\end{bmatrix}_n \qquad (12)$$

Buraya kadar verilen alt sistem modelleri birleştirilirse Şekil 1'deki komple kapalı-çevrim sistemin durum denklemleri modeli aşağıdaki gibi elde edilir[8].

$$\begin{bmatrix}i_a\\ \omega\\ \varepsilon_{1i}\\ \varepsilon_{2i}\\ \varepsilon_{1s}\\ \varepsilon_{2s}\end{bmatrix}_{n+1}=\begin{bmatrix}(L_a-R_aT)/L_a & -K_a\varphi T/L_a & 0 & 0 & 0 & 0\\ K_a\varphi T/J & (J-B_vT)/J & 0 & 0 & 0 & 0\\ -k_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ -k_1\cdot T/2 & 0 & T/2 & 1 & 0 & 0\\ 0 & -k_2 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & -k_2\cdot T/2 & 0 & 0 & T/2 & 1\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}i_a\\ \omega\\ \varepsilon_{1i}\\ \varepsilon_{2i}\\ \varepsilon_{1s}\\ \varepsilon_{2s}\end{bmatrix}_n$$
$$+\begin{bmatrix}0 & \frac{K_{pwm}}{L_a}\frac{T}{E_{sw}}\\ 0 & 0\\ 1 & 0\\ T/2 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}I_{ref}\\ E_c\end{bmatrix}_n+\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & -T/J\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ 1 & 0\\ T/2 & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\omega_{ref}\\ T_L\end{bmatrix}_n \qquad (13)$$

Bu model kapalı formda

$$x(n+1)=Ax(n)+Bu(n)+Er(n) \qquad (14)$$

şeklinde yazılabilir. Çıkış geri beslemeli durumda kontrol yasası

$$u(n)=-K.y(n) \qquad (15)$$

şeklinde olduğundan (9) ve (12) no'lu eşitlikler kullanılarak

$$\begin{bmatrix}I_{ref}\\ E_c\end{bmatrix}_n=-\begin{bmatrix}0 & 0 & -K_{ps} & -K_{is}\\ -K_{pi} & -K_{ii} & 0 & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\varepsilon_{1i}\\ \varepsilon_{2i}\\ \varepsilon_{1s}\\ \varepsilon_{2s}\end{bmatrix}_n \qquad (16)$$

yazılabilir, burada

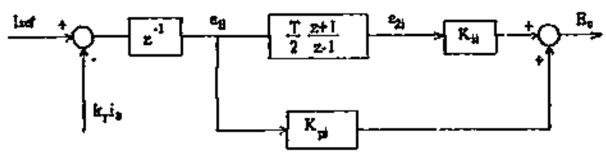
$$K=\begin{bmatrix}0 & 0 & -K_{ps} & -K_{is}\\ -K_{pi} & -K_{ii} & 0 & 0\end{bmatrix} \qquad (17)$$

$$y=\begin{bmatrix}\varepsilon_{1i} & \varepsilon_{2i} & \varepsilon_{1s} & \varepsilon_{2s}\end{bmatrix}^T \qquad (18)$$

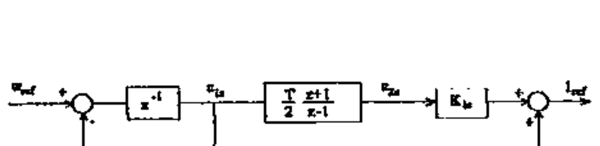
dir. Çıkış vektörü durum vektörü cinsinden

$$y(n)=C.x(n) \qquad (19)$$

şeklindedir ve



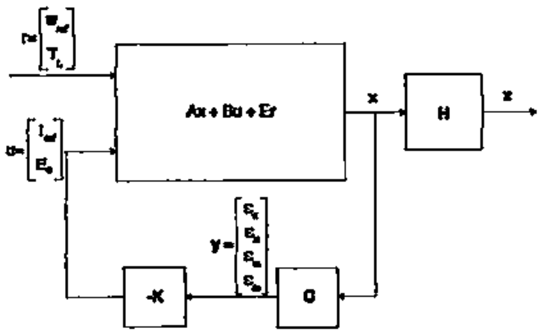
Şekil 4. Akım denetleyicisinin blok diyagramı



Şekil 5. Hız denetleyicisinin blok diyagramı

$$C=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}. \qquad (20)$$

dir. Sonuç olarak Şekil 1'deki sistemin çıkış geri beslemeli doğrusal karesel izleyen modeli blok diyagram halinde Şekil 6'daki gibi elde edilmiş olur.



Şekil 6. Sistemin çıkış geribeslemeli doğrusal karesel izleyen modelinin blok diyagramı

3. Performans İndeksi ve Optimal Maliyet

Önceki bölümde ayrı uyartımlı dc motorun kapalı-çevrim kontrolu çıkış geri beslemeli bir doğrusal karesel izleyen problemi olarak modellenmişti. Bu modeldeki kazanç matrisi K belirli bir performans indeksini en az yapacak şekilde belirlenebilir. Bu amaçla izleme hatasını (e_n) en az yapmak için

$$J_c=\frac{1}{2}\sum_{n=0}^{\infty}(\tilde{e}_n{}^T\tilde{e}_n+\tilde{u}_n{}^TR\tilde{u}_n)+\frac{1}{2}\bar{e}^TV\bar{e}+\frac{1}{2}\sum_i\sum_j g_{ij}k_{ij}{}^2 \qquad (21)$$

veya eşdeğeri olarak

$$J_c=\frac{1}{2}\sum_{n=0}^{\infty}(\tilde{x}_n{}^TQ\tilde{x}_n+\tilde{u}_n{}^TR\tilde{u}_n)+\frac{1}{2}\bar{e}^TV\bar{e}+\frac{1}{2}\sum_i\sum_j g_{ij}k_{ij}{}^2 \qquad (22)$$

şeklinde bir karesel performans indeksi seçilmiştir. Burada, $\bar{e}$ kararlı hal hatasını, $\tilde{e}_n$ hatadaki sapmayı göstermektedir ve $e_n=\tilde{e}_n+\bar{e}$.dir. Q and R sırasıyla simetrik durum ve giriş ağırlık matrisleridir. V kararlı hal hatası ağırlık matrisidir. Performans indeksindeki son terim ise K matrisinin elemanları olan k_{ij} ler için ağırlık elemanlarını içerir. (17) no'lu eşitlik ile verilen K kazanç matrisinin bazı elemanları sıfırdır, ve bu sıfır elemanları için herhangi bir ağırlık elemanı kullanılmadan yapılan bir minimizasyon optimizasyon işleminin sonucunda ne çok küçük ne de sıfır olan elemanlar vermez. Bu elemanların minimizasyon sonunda da sıfır veya çok küçük değerli olmaları için, bu sıfır olan matris elemanları çok büyük bir g_{ij} değeri ile ağırlıklandırılabilirler. Böylece minimizasyon çok küçük değerli k_{ij} elemanları verir ve bunlar gerçekleme aşamasında sıfır kabul edilebilirler.

Kontrol değişkeni sapması, durum değişkeni sapması cinsinden

$$\tilde{u}_n=-KC\tilde{x}_n \qquad (23)$$

şeklinde yazılabileceğinden aşağıdaki maliyet fonksiyonu elde edilir.

$$J_c = \frac{1}{2}\sum_{n=0}^{\infty}\tilde{x}_n^T(Q+C^TK^TRKC)\tilde{x}_n + \frac{1}{2}\bar{e}^TV\bar{e} + \frac{1}{2}\sum_i\sum_j g_{ij}k_{ij}^2 \tag{24}$$

Diğer yandan sapmanın da kapalı-çevrim dinamikleri

$$\tilde{x}_{n+1} = A_c\tilde{x}_n \tag{25}$$

ile tanımlı olduğundan artık tasarım problemi (24) ile verilen maliyet fonksiyonunu (25)'te verilen koşul altında minimum yapacak kazanç matrisi K'yı bulmaktır. Bu problem bazı matematiksel düzenlemelerle

$$J_c = \frac{1}{2}\mathrm{trace}(PX) + \frac{1}{2}\bar{e}^TV\bar{e} + \frac{1}{2}\sum_i\sum_j g_{ij}k_{ij}^2 \tag{26}$$

maliyet fonksiyonunu

$$A_c^TPA_c - P + Q + C^TK^TRKC = 0 \tag{27}$$

koşulu altında minimum yapacak K'nın bulunması şekline dönüşür[1]. Burada

$$X = \bar{x}\cdot\bar{x}^T$$

$$\bar{x} = -(A_c - I)^{-1}Er$$

$$A_c = A - BKC$$

ve P positif tanımlı matristir.

4. En İyileme Probleminin Çözümü

Bu bölümde, (26) no'lu eşitlikle verilen problemin (27) no'lu eşitlikteki koşul altında enazlamasının sayısal çözümü verilecektir. Bunun için Simplex algoritması kullanılmıştır[9,10]. Simplex algoritması kullanıldığında kazanç matrisi K'nın sıfır olan elemanları sıfır alınabilir[3] ve sıfır olmayan elemanlar için optimal değerler performans indeksi minimum yapmak suretiyle elde edilebilir. Bir başka deyişle (26) no'lu eşitlikteki g_{ij} ağırlıkları kullanılmaz. Ayrıca PI denetleyici çıkışındaki hata kararlı halde sıfır olduğu için V de sıfır alınabilir. Sonuç olarak problem

$$J_c = \frac{1}{2}\mathrm{trace}(PX) \tag{28}$$

maliyet fonksiyonunun

$$A_c^TPA_c - P + Q + C^TK^TRKC = 0 \tag{29}$$

koşulu altında enazlamasına dönüşmüş olur.

Bu çalışmada 110V, 2.5 BG, 1800 dev/dak.'lık bir ayrı uyartımlı DC motor kullanılmıştır. Motorun diğer parametreleri; R_a=1 ohm, L_a=46 mH, J=0.093 kgm^2, B_v=0.008 Nt-m/rd/sec, Kφ=0.55 V/rad/sec 'dir. Sistemle ilgili diğer parametreler ise şunlardır: Örnekleme peryodu, T=0.0001 sec; DGB sinyalin genliği, K_{pwm}=110 V; Testeredişi sinyalin tepe değeri, E_{sw}=12 V; Referans hız, w_{ref}=80 rad/sec; Yük torku, T_L=0. Ayrıca akım ve hız algılayıcılarının kazançları olan k_1 k_2, 1 olarak seçilmiştir. Son olarak Simplex algoritmasında kullanılan en iyileme parametreleri şunlardır: α=0.75, β=0.5, γ=1.6.

Herhangi bir diğer enazlama algoritması gibi Simplex yöntemi de bir başlangıç değer gerektirir. Sistemi kararlı tutan bir başlangıç değer bulmak ise önemli bir problemdir. Bir yöntem belli bir anda bir çevrimi kapatıp ayrık kök-yer tekniğini kullanmaktır. Bu yöntemle denetleyici kazançlarının başlangıç değerleri aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$K_{initial} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -5 \\ -10 & -500 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En iyileme probleminin çözümü Matlab'da[11] yazılan bir dizi programla sağlanmıştır. Elde edilen bir optimal denetleyici kazanç matrisi K_{opt1} aşağıda verilmiştir.

$$K_{opt1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -0.95744 & -3.6026 \\ -10.137 & -525.24 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Burada alınan giriş ağırlık matrisi şöyledir:

$$R = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

5. Sistemin Analizi

Bu bölüm, denetleyici parametrelerinin bir yerel optimal değeri kullanarak elde edilen analiz sonuçlarını içerir. Sistemin analizi (13) no'lu eşitlikte verilen ayrık durum denklemlerinin Matlab[11] yardımıyla çözülmesi suretiyle yapılmıştır.

Şekil 7.a, K_{opt1} için sistemin hız cevabını vermektedir. Benzer biçimde Şekil 7.b de K_{opt1} için akım cevabını göstermektedir. Hız ve akım cevapları ağırlık matrislerinin ilgili elemanlarını değiştirmek suretiyle değiştirilebilmektedir.

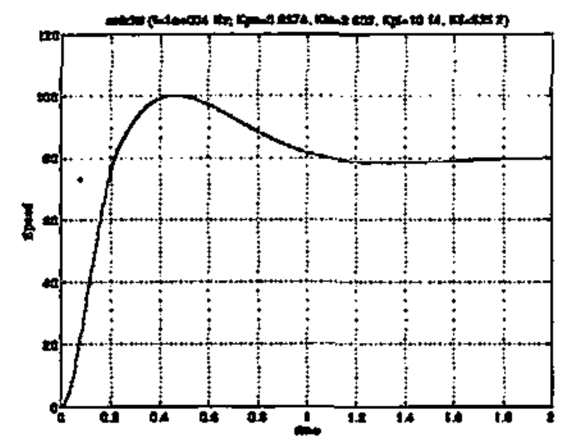
6. Sistemin Gerçek Zaman Benzeşimi

Bu bölüm, denetleyici parametrelerinin Simplex yöntemiyle bulunan bir yerel optimal değeri için sistemin gerçek zaman benzeşimini içermektedir. Gerçek zaman benzeşimi Simulink[12] yardımıyla Matlab'da yazılan bir programla gerçekleştirilmiştir.

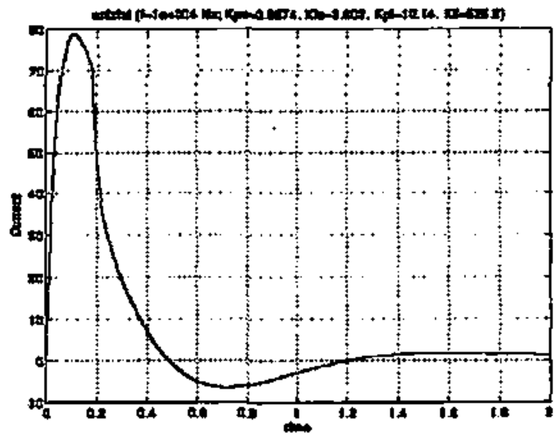
Şekil 8.a K_{opt1} için sistemin hız cevabını göstermektedir. Benzer biçimde Şekil 8.b K_{opt1} için armatür akımının değişimini vermektedir. Sistemin analizinden elde edilen sonuçlarla benzeşim sonuçları karşılaştırıldığında yükselme zamanı, tepe değeri ve yerleşme zamanının %2'lik bir hata sınırı içinde aynı olduğu görülmektedir. Bu da geliştirilen modelin doğruluğunu gösterir.

7. Sonuç ve Yorum

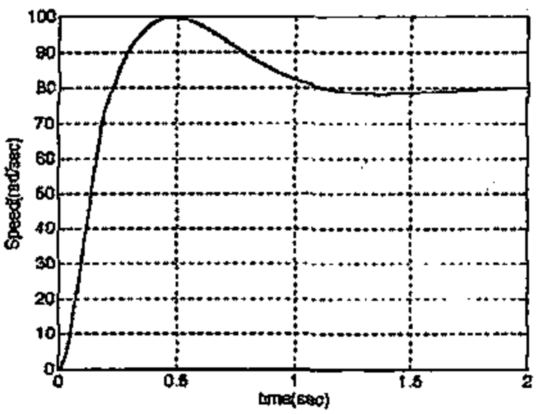
Akım ve hız denetleyicileri tarafından kontrol edilen ayrı uyartımlı bir dc motor fark denklemleriyle doğrusal karesel bir izleyen formunda modellenmiştir. Dolayısıyla DGB sinyalin tüm harmonikleri model tarafından kapsanmıştır. Ayrıca model denetleyici



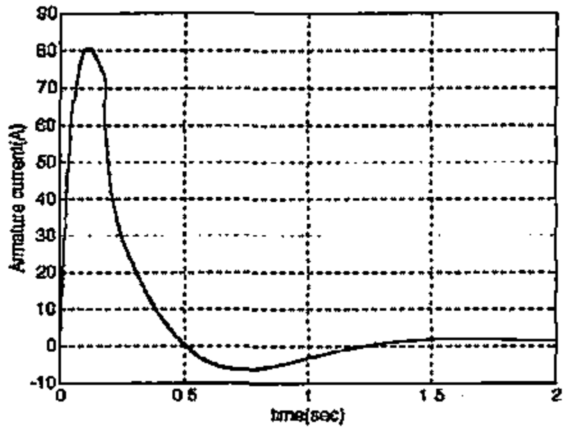
Şekil 7.a. K_{opt} için analiz sonuçlarına göre hız cevabı



Şekil 7.b. K_{opt} için analiz sonuçlarına göre armatür akımının değişimi



Şekil 8.a K_{opt} için gerçek zaman benzeşim sonuçlarına göre hız cevabı



Şekil 8.b K_{opt} için gerçek zaman benzeşim sonuçlarına göre armatür akımının değişimi

parametrelerinin aynı anda tasarımı için eniyileme tekniklerinin uygulanmasına izin vermektedir. Burada en iyileme tekniği olarak Simplex yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemle elde edilen optimum denetleyici parametreleri başlangıç değerlere oldukça yakındır. Bir başka deyişle kullanılan en iyileme yöntemi yerel optimum değerler vermiştir. Ancak genetik algoritma gibi başka yöntemler kullanarak bölgesel optimum değerler elde edilebilir. Burada önemli olan akım ve hız denetleyicilerine ait tüm parametrelerin aynı anda belirlenebilmesidir. Ayrıca modelin analiz ve gerçek zaman benzeşiminden görülen sonuçlar odur ki model %2'lik bir hata sınırı içinde doğru sonuçlar vermiştir.

Referanslar

[1] F.L. Lewis, *Applied Optimal Control & Estimation Digital Design & Impementation*, Prentice-Hall,. 1992.

[2] P.C. Sen, *Thyristor DC Drives*, John Wiley and Sons, 1991(reprint ed.)

[3] L. Umanand, & S.R. Bhat, "Optimal and robust digital current controller synthesis for vector-controlled induction motor drive systems" *IEE Proc. Electr. Power Appl*, vol. 143, n.2, 1996, pp. 141-150.

[4] P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, '*Analysis of Electric Machinery*', IEEE Press, 1994.

[5] P.F. Muir, & C.P. Neuman, "Pulsewidth Modulation Control of Brushless DC Motors for Robotic Applications" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-32, n.3, 1985, pp.222-229.

[6] F. Gürbüz, *Optimal Control of Digitally Controlled DC Motors*, Ph.D. Thesis, Dokuz Eylül University, İzmir, 1997.

[7] C.L. Phillips, & H.T. Nagle, *Digital Control System Analysis and Design*, Prentice-Hall, 1984.

[8] F. Gürbüz, E. Akpinar, "Optimal Control of Digitally Controlled DC Drive Using a Quadratic Performance Index", *Proceedingsof the 1998 International Conference on Electrical Machines(ICEM'98)*, pp.1207-1212.

[9] S.S. Rao, *Optimization, theory and applications*(2^{nd} ed.), Wiley Eastern Limited, 1984.

[10] W.H. Press, B.P. Flannery, S.A. Teukolsky & W.T. Vetterling, *Numerical Recipes in Fortran, The Art of Scientific Computing (2^{nd} ed.)*, Cambridge University Press, 1992.

[11] The MathWorks Inc, *MATLAB High Performance Numeric Computation and Visualization Software User's Guide*, 1993.

[12] The MathWorks Inc, *SIMULINK Dynamic System Simulation Software User's Guide*, 1993.