

D.A. Motoru için hızlı tepkeli bir hız denetim dizgesi

Yazanlar
Thadiappan KRISHNAN
ve
Bellamkonda RAMASVAMI

Çeviren:
Fikret ÜLGÜT

UDK: 621. 314: 621 - 313 -223-2



ÖZET

Bu yazıda ayrı-ayrılmalı bir DA motoru için tiristörlü bir hız denetim dizgesinin tasarım yapım ve denemesi anlatılmaktadır. Motor, Üç faz-altı vuruşlu tam denetimli bir köprü devresinden beslenmektedir. Oransal ve tümlevsel bir denetleyicinin yer aldığı hız döngüsü yük değişimlerinden bağımsız olarak istenilen hız değerinde çalışmayı sağlar. Bir akım döngüsü tiristörleri aşırı akımlara karşı korur. Bu döngü aynı zamanda, besleme gerilimindeki değişimler gibi aksamaların etkilerine karşı koyabilmek için hızlı tepke sağlar. Denetim döngülerinin tasarımı irdeletiniş ve deneysel sonuçlar verilmiştir.

SUMMARY

This paper describes the design, construction, and testing of a separately excited dc motor. The motor is fed from a three-phase six-pulse fully controlled thyristor bridge. A speed loop with a proportional plus integral controller maintains the desired speed irrespective of the had variations on the motor. An inner current control loop protects the thyristors from overcurrents. This hap also provides fast response overooming the effect of disturbances such as variations in supply voltage. The design aspects of the control hops are discussed and experimental results are given.



GİRİŞ

DA motor sürücüleri endüstride hız denetim için yaygın olarak kullanılmaktadır. DA motorunu beslemek için geçmiş onyıllarda bir motor-generatör dizgesi (Ward-Leonard) kullanılmıştır. Bugün tiristörlü çevirgeçler motor-generatör dizgesinin yerini almıştır (1) - (2).

Bu yazıda gözetilen temel ilkeler şunlardır.

1- Her basamakta eldeki dizge düşük dereceli (yerine göre bir, iki ya da üçüncü dereceden) bir doğrusal dizgeye indirgenmiştir. Bunda amaç, tasarımı basit ve uygulanabilir kılmaktır. Denetleyiciler, mühendislikte yaygın olarak kullanılan en iyileme yöntemleri ile tasarlanmıştır.

2- Çeşitli öbekleri tanımlamak için hem geçiş işlevi hem de adım tepkesi kullanılmıştır.

3- Bütün büyüklükler birim değerlere indirgenmiştir. Böylece çok sayıda değişmez ve parametre kullanılması önlenmiştir. Bu aynı zamanda dizgenin ömekselsel bilgisayarda benzetiminin yapılmasına olanak verir.

Thadiappan Krishan, Indian Institute of Technohgy, India
Bellamkonda Ramasvami, Indian Institute of Technohgy, India
Fikret Ülgüt, ODTÜ

2. TANIMLAR

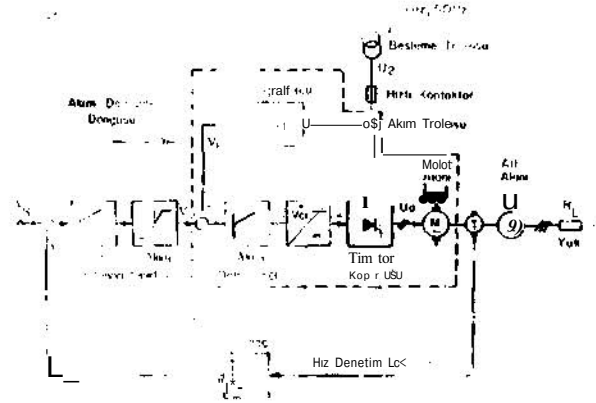
Küçük harfler anlık büyüklükleri, büyük harfler ise parametre, zaman değişmezi ve birim değere indirgenmiş büyüklüklerin taban değerlerini göstermektedir. Değişkeni S olan büyük harfler birim değere indirgenmiş büyüklüklerin Laplace dönüşümünü göstermektedir. Kullanılan simgelerin ayrıntılı bir dizini aşağıda verilmiştir.

- i_a irgineç (armatüre) akımı
 I_{st} durağan irgineç akımı ((U_R / R_a))
 u_a irgineç gerilimi
 U_R irgineç anma gerilimi (220 V)
 U üç - faz şebeke gerilimi
 U_2 güç trafosu ikincil sargı gerilimi
 W motor hızı (rad/sn)
 ω Yüksüz motor düşünsel hızı ((U_R / K_j))
 R_a irgineç direnci
 L_a irgineç endüktansı
 T_e Elektriksel zaman değişmezi (L_a/R_a)
 K_b Ters EMK değişmezi
 K_j Döndürücü kuvvet değişmezi ($K_b=K_j$)
 J Motor ve yük eylemsizlik momentini.
 T_m Mekanik zaman değişmezi.
 B Birim-değer vizkoz sürtünme katsayısı (motor yükünü de içerir)
 m_j Motorun ürettiği döndürücü kuvveti.
 $ITIL$ Yük döndürücü kuvveti.
 M_{st} Dunjun durum döndürücü kuvveti ($K_b I_{st}$)
 V_c Akım denetleyici çıkış gerilimi
 V_{c2} Hız denetleyici çıkış gerilimi
 V_{cm} Büyül denetim gerilimi (15 V)
 V_R Hız dayanak gerilimi.
 A Tiristörlü yükseltecin birim değer kazancı.
 V_j Akım dönüştürgeci çıkış gerilimi
 H_j Akım dönüştürgeci birim değer çıkış gerilimi
 V_w Hız geribesleme gerilimi.
 H_w Hız dönüştürgeci, birim değer çıkış gerilimi.
 $\mathcal{L}\{.\}$ Laplace dönüşümü
 $W \gg = JC[ia/1st]$
 $U_a(s) = \mathcal{L}\{u_a / U_R\}$
 $\Omega(s) = JC[w/n, ,]$
 $M_L(s) = X[mL/Mst]$
 $V_c(s) = jC[t?d/Vcm]$
 $V_{c2}(s) = Je[\ll c2/Vcm]$
 $V_R(s) = je[0R/Vcm]$

3. DİZGENİN TANIMLANMASI

Şekil 1 hız denetim dizgesinin öbek çizimini göstermektedir. Hızı denetlenecek olan düzen bir alternatörü süren ayn uyarımalı bir DA motorudur. DA motoru injineci üç-faz, altı vuruşlu tam denetimli bir tiristör köprüsünden beslenmektedir. Tiristörleri ateşleme için ahi tane tran-

zistörlü ateşleme devresi kullanılmıştır. Ateşleme açısı (α), akım denetleyicisinin çıkış gerilimi (V_c) ile denetlenmektedir, irgineç akımı, tiristör köprüsünün AA tarafından akım trafoları ve diyod doğrultucular yoluyla sezilmektedir. Motor şaftına yerleştirilen bir takogerferatör ile hız sezilmektedir.



Şekil 1. Hız denetim dizgesinin öbek çizimi

iki tane oransal ve tümlevsel (OT) elektronik denetleyici bulunmaktadır; akım denetleyici ve hız denetleyici. Akım denetleyicide bulunan doyma karakteristiği akımı sınırlamaya olanak vermektedir. Çalışma sırasında hız denetleyici istenilen hızın motor yükünden bağımsız olarak sağlanabilmesi için akım dayanağını kendi kendine belirler.

4. ÇEŞİTLİ ÖGELERİN GEÇİŞ İŞLEMLERİ

4.1. DA MOTORU

DA motorunun çalışmasını belirleyen diferansiyel denklemlerden yola çıkarak, motorun birim değer öbek çizimi Ek 1'de bulunmuş ve Şekil 2.a'ya gösterilmiştir, pululanılan DA motorunun anma değerleri 220 V, 8.3 A ve 1470 dev/dak'dır. Normal çalışma noktasındaki (tam yük) motor parametreleri Ek 2'de bulunmuştur

$$T_e=18 \text{ ms}, T_m=135 \text{ ms}, B=0.193.$$

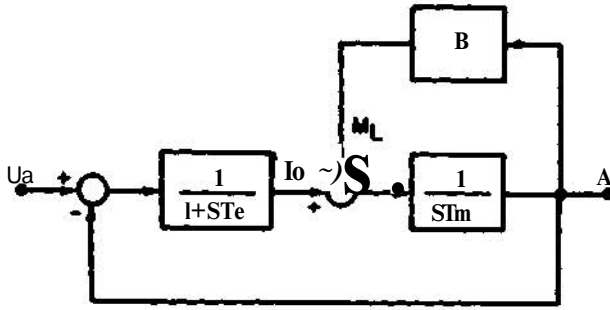
Şekil 2a'da görülen motor öbek çizimi Şekil 2. b'de görülen duruma indirgenebilir. Burada,

$$-1/T_1, -1/T_2 = 1/2 \left[-(B/T_m + 1/T_e) \pm \sqrt{(B/T_m + 1/T_e)^2 - 4(B+1)/T_m T_e} \right]^{1/2} \quad (1)$$

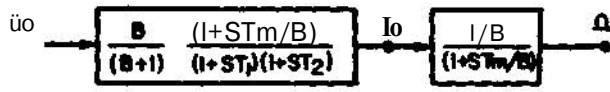
B, T_m ve T_e için daha önce verilen değerleri yerine koyarsak,

$$\lambda = 9.511 * \quad T_e = 21.5 \text{ ms} \quad (2)$$

olur.



(a)

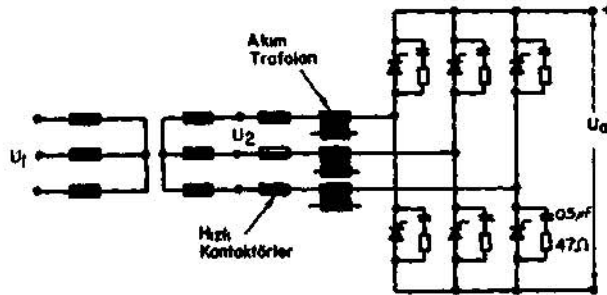


(b)

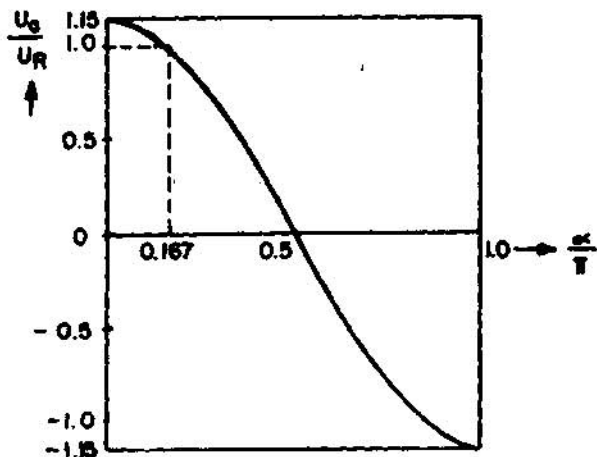
Şakll 2 a) DA Motor öbek çizimi
b) Indlr9«nmls DA motor öb«k çizimi

4.2. TİRİSTÖR KÖPRÜSÜ VE ATEŞLEME BİRİMİ

Kullanılan üç-faz, akı-vuruşlu tiristör köprüsü Şekil 3.a' da gösterilmiştir.



(a)



(b)

Tiristörüü çeviricinin özelliği Şekil 3i>'de gösterilmiştir. Bu bir kosinüs eğrisidir ve tiristörüü yükselticinin kazancı ateşleme açısına bağımlı olarak büyük ölçüde değişmektedir. Esas olarak bu eğrinin doğrusal kısmında çalışılması istenir. Bu yüzden tiristör köprüsünün AA gerilimi, U₂ (besleme trafosunun ikincil sargı gerilimi), ateşleme açısı «=30° için 220 V DA anma gerilimi elde edecek şekilde seçilir. Kullanılan çevirici bağlantısı için DA ve AA gerilimleri arasındaki bağıntı (4)

$$u_a = 1.35 U_2 \cos \alpha \quad (3)$$

olur.

U_a = 220 V ve a = 30° alınır U₂ = 188 V olur.

Tiristörüü yükseltcin kazancı (du/d<*) ise,

$$du_a/da = -1.35 U_2 \sin \alpha \quad (4)$$

(4) No'lu bağıntı aşağıdaki gibi birim değerlere indirgenir ve U₂ ve UR değerleri yerine konulursa

$$d(u_a/UR) / d(\alpha / \pi) = -1.15 i_r \sin \alpha \quad (5)$$

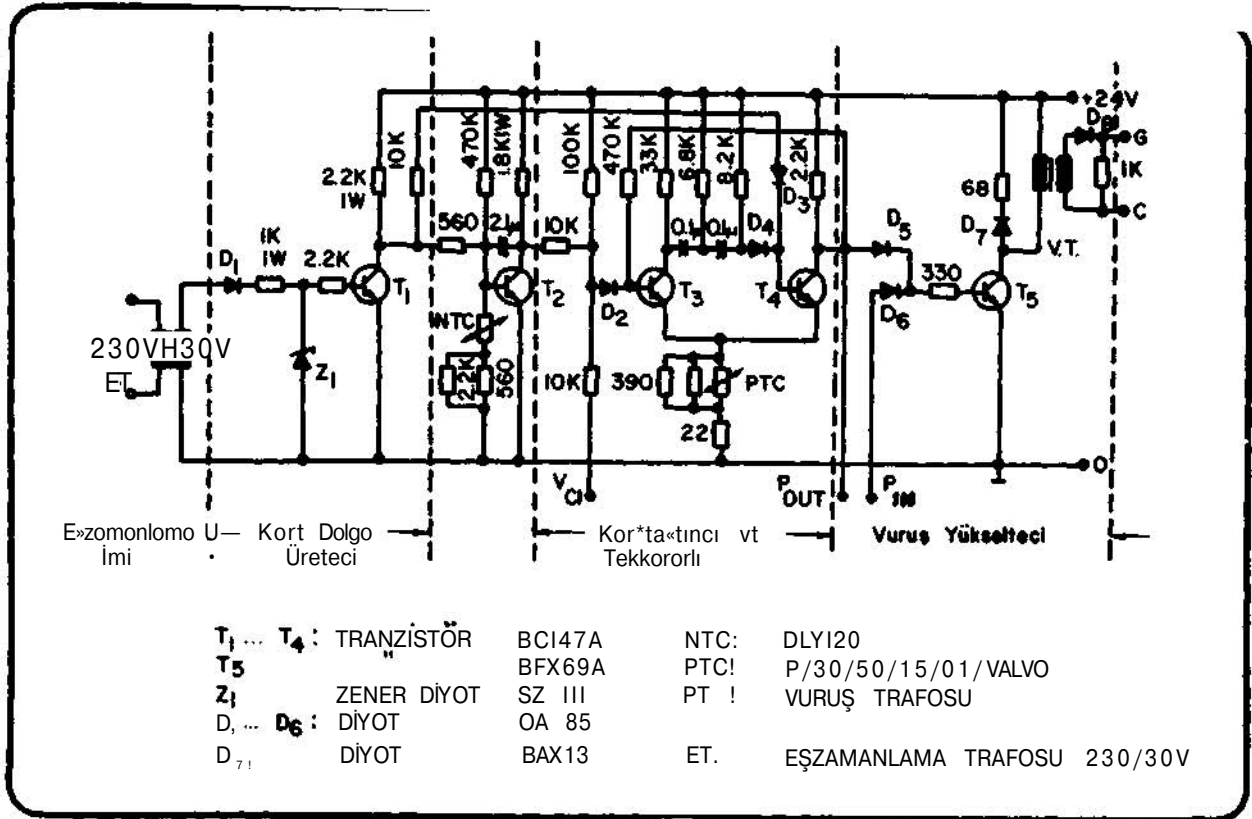
elde edilir. En büyük kazanç değeri a = TT/2 için -n x 1.15 olarak bulunur. Çalışma noktasında ise (a = ir/6) kazanç = -TT x 1.15 x 0.5 olur. Burada tiristörüü yükseltcin kazancı bu iki değer in ortalaması olan -v x 1.15 x 0.75 kabul edilecektir.

Ateşleme devresi Şekil 4'de gösterilmiştir. Her tiristör için bir tane olmak üzere böyle ahi birim bulunmaktadır. Tiristör köprüsünün kendi kendine başlamasını sağlamak için, her birim vuruş çıkışı (P_{out}) değerinin P_{in} girişine bağlanmıştır (Şekil 4). Doğal olarak bu bağlantılar yapılırken faz sırası gözönüne alınmalıdır. Ateşleme birimi, ateşleme açısı denetim gerilimi (#_c) ile doğrusal olarak değişecek şekilde tasarlanmış ve ayarlanmıştır. Denetim geriliminde (#_d) 0 ile -10 V arasındaki bir değişim ateşleme açısında 0-180° arasında değişim verir. Ateşleme biriminin kazana aj&e₁ ve birim değer kazanç ise

$$\frac{(a/n)}{(d_d/V_{cm})} = \frac{\pi}{-10} \frac{V_{cm}}{ff} = -1.5 \quad (6)$$

olur.

Ateşleme açısı ot, v_{e1} ile orantılı olmakla birlikte köprünün ateşlenmesi anlık olarak düzenlenemez. Bir defa ateşleme vuruşu üretildikten sonra, ikinci bir ateşleme yapılncaya dek v^ de bulunan bilgi bir anlam taşımaz. Bu nedenle tiristörüü yükselteç kullanılan her dizge kaba anlamıyla bir örneklenmiş-veri dizgesi olarak kabul edile-



Şekli 4. Ateşleme devresi

mindeki gecikme, arka arkaya gelen iki vuruş arasındaki dönemin yansına eşit bir zaman değişmezi olan birinci dereceden zaman gecikmesi ile gösterilmiştir (20/12 ms' lik bir zaman değişmezi).

Böylece köprü ve ateşleme biriminden oluşan tiristörlü güç yükseltici, gerçekte doğrusal olmayan örneklenmiş veri türünden bir öge olmasına karşın doğrusal ve sürekli bir öge ile yaklaştırılmıştır. Tiristörlü güç yükselticinin tümünün geçiş işlevi

$$\frac{U_a(s)}{V_c(s)} = \frac{(-1r \times 1.15 \times 0.75) (-1.5)}{(1 + 1.67 \times 10^{-3} s)}$$

$$= \frac{4}{(1 + 1.67 \times 10^{-3} s)} \quad (7)$$

Bundan böyle bu geçiş işlevi $A/(1+sT_A)$ ile gösterilecektir; burada $A=4.0$ ve $T_A=1.67$ ms.dir.

4.3. AKIM DENETİM DÖNGÜSÜ-AKIM DENETLEYİCİ

Motorun başlatılması sırasında tiristör köprüsü tümüyle iletim durumunda ise, başlama akımı çok yüksek bir de-

ğere ulaşarak tiristörleri tahrip edebilir. Aşırı yükler de aşırı akımlara yol açabilir. Şekil Vde görülen akım denetim döngüsü irgineç akımını sınırlar ve tiristörleri aşırı akımlara karşı korur. Şekil Vde görüleceği gibi akım denetim döngüsü için gerekli dayanak, hız denetleyici çıkışı tarafından belirlenir. Bu dayanağın sınırlandırılması yoluyla irgineç akımı da belirli bir büyüklüklerle sınırlandırılmış olur. Akım denetim döngüsü, bu büyüklük değer motor-tiristör düzeneğinin izin verilebilir büyüklüğüne karşılık gelecek şekilde tasarlanmıştır. (Bak (16) ve (17)). Akım denetim döngüsü aynı zamanda, besleme gerilimindeki değişmeler gibi bozucu etkilere karşı koymada hızlı tepke sağlar. Besleme geriliminin düşmesi durumunda nasıl bir hızlı tepke sağlandığı aşağıda anlatılacaktır. Gerilim artışı için de benzer bir yaklaşım geçerlidir.

Besleme geriliminde bir düşme olması durumunda, hızın hemen değişmemesine karşın irgineç akımı hemen hemen aynı anda düşer, çünkü irgineç elektriksel zaman değişmesi (T_e), mekanik zaman değişmesine göre çok küçüktür. Akım denetim döngüsü olmazsa yük döndürü kuvvetini karşılayabilmek için motor yavaşlayacaktır. Hız önceki değerine ancak bu ateşleme açısı seçildikten sonra ulaşabilir. Demek ki düzeltme işlemi besleme gerilimindeki değişimin hızdaki değişimle izlenebilmesine bağlıdır ve içerilen çok büyük mekanik zaman değişmezi tepkenin çok kötü olmasına neden olur. Akım denetim

döngüsünün varolması durumunda, irgineç akımındaki bir düşüş yeni bir ateşleme açısı belirlenmesiyle sonuçlanır. Böylece besleme gerilimindeki bir düşme irgineç akımında çok hızlı bir düzenleme ile karşılanmış olur.

Akım denetimi için bir OT (oransal ve tümlevsel) denetleyici seçilmiştir; çünkü bu sıfır kalıcı hata» olan hızlı tepke sağlar. Tasarımı 5.1'de verilecek olan bu denetleyicinin geçiş işlevi $K_1(1+T_{c1}s)/(T_{c1}|S)$ olarak yazılabilir.

4.4. AKIM DÖNÜŞTÜRGEDE

Akım döngüsünün çalışması için, irgineç akımını sezecek bir akım dönüştürgeci gereklidir. Denetim devresinin güç devresinden ayrılması çok önemlidir. Gerçekleştirilen yöntemde pahalı olmayan bir akım dönüştürgeci seçilmiştir. Köprünün AA tarafındaki akım Uç tane akım trafosu ile sezilmektedir. Her birinin ikincil taraf çıkışı bir tam-dalga doğrultucu ile doğrultulmakta ve üç doğrultucunun D A çıkışı koşut bağlanmış durumdadır. Toplam çıkış gerilimi, V_j , irgineç akımı ile orantılı bir D.A. gerilimidir.

Akım düzeneğinin kazancı V_j/i_a deneysel yolla 0.46V/A olarak bulunmuştur. Birim-değer kazanç H_j ise

$$H_j = \frac{V_j/V_{cm}}{a'/s} = 1.69 \quad \text{olur.} \quad (8)$$

4.5. HIZ DENETLEYİCİ VE HIZ DÖNÜŞTÜRGEÇİ

Hız denetim döngüsünün kalıcı hatasının sıfır olması ve hızlı bir tepkesinin bulunması istenir. Bu nedenle, hız denetleyicisi için de bir OT denetleyici seçilmiştir. Tasarımı 5.2'de verilecek olan bu denetleyicinin geçiş işlevi $K_2(1+T_{c2}s)/T_{c2}s$ olur.

Motor mili üzerine yerleştirilen bir takogeneratör hızgeribesleme imini sağlamaktadır. Takogeneratör kazancı v_w/ω deneysel yolla 0.383 V/rad/s olarak bulunmuştur.

Hız dönüştürgecinin birim değer kazancı ise

$$H_w = \frac{v_w/V_{cm}}{\omega/\Omega_0} = 4.44 \quad \text{olur.} \quad (9)$$

5. DENETLEYİCİLERİN TASARIMI

5.1. AKIM DENETLEYİCİ

Şekil 2. b'den ve bölüm 4.3'de varsayılan denetleyici ya pısından, Şekil 5. a'da görülen akım denetim döngüsü elde edilmiştir. Bu dördüncü-dereceden bir dizgedir. Döngü kazanç işlevi

$$GH_j(s) = \frac{K_1 ABH_j}{T_{c1}(B+1)} \cdot \frac{(1+T_{c1}s)(1+sT_m/B)}{s(1+sT_A)(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

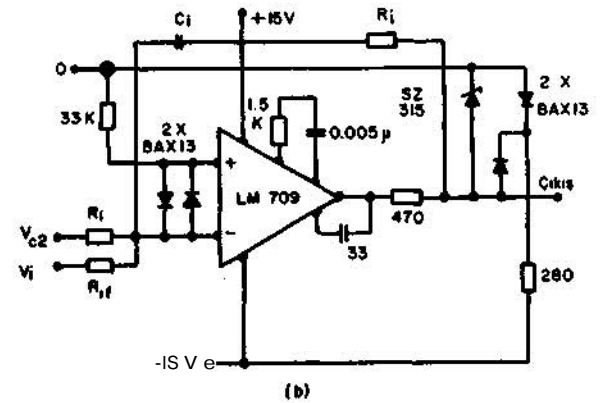
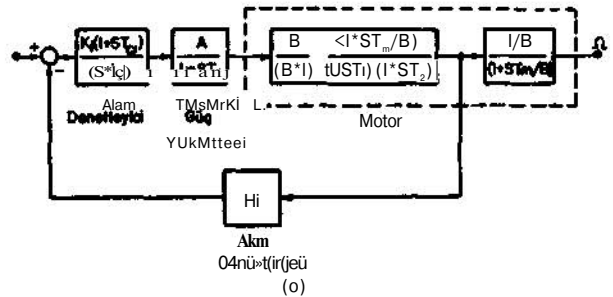
olur. (10)

Zaman değişmezleri T_1 (21.5 ms), T_2 (21.5 ms) ve T_A (1.67 ms) ile karşılaştırılınca T_m/B (700ms) çok büyük olduğu için kazanç ortalama sıklığı yakınında geçerli olmak üzere, dönmii geçiş işlevi yaklaştırılabilir:

$$GH_j(s) \approx K^1 \frac{O+T_{c1}s}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+T_A)} \quad (11)$$

buradan

$$K^1 = \frac{K_2 AH_1 T_m}{T_d(B+1)} \quad (12)$$



Şekil 5 a) Akım denetim döngüsü
b) Akım denetleyici

T_{c1} kutuplarından biri yok edilecek şekilde seçilerek ikinci-dereceden bir dizge elde edilebilir. Bu ikinci-dereceden dizge 0.707 gibi bir sönüm çarpanına ve olabildiğince büyük K^1 kazancına sahip olmalıdır. $T_{c1} < T_2 < T_j$ olduğu için bu şart $T_{c1} = T_2$ olduğu zaman (6) sağlanır ve bu durumda kazanç $K^1 s^{1/2} T_1/T_A$ olur. (12)'den ve K^1 için iz önce verilen değerden

$$K_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{T_1}{T_A} \right) \left(\frac{T_2(B+1)}{T_m A H_i} \right) = 0.8 \quad (13)$$

bulunur. Burada akım denetleyicisinin geçiş işlevi

$$\frac{K_j(1+T_c|s)}{T_c|s} = \frac{0.8(1+21.5 \times 10^{-3}s)}{21 \mu s} \quad (14)$$

olarak elde edilir. Şekil 5. b'de kullanılan akım denetleyici görülmektedir, işlemsel yükseltecin geri besleme devresindeki sığaç $C_j=0.47 \mu F$ olarak seçilmiştir. K_j ve $T_c|$ değerlerinden

$$R_1 = 45.8 k\Omega, \quad R_{1f} = 57.3 k\Omega \quad (15)$$

bulunur.

Büyük irgineç akımının 20 A olması için giriş direnci

$$\frac{d_{c2, \text{doy}}/V_{cm}}{R_1} = \frac{(20/I_{st}) \times H_i}{R_{1f}} \quad (16)$$

bağıntısından seçilir; burada $v_{c2, \text{doy}}=13.6V$ hız denetleyicisinin doyma gerilimidir. (16)'daki diğer parametreler yerine konursa

$$R_1 = 85 k\Omega \quad (17)$$

bulunur.

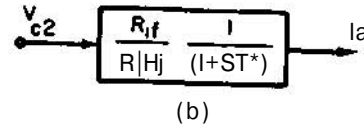
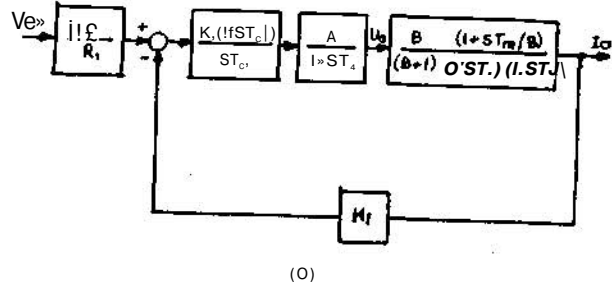
Akım denetleyicinin çıkışı, ateşleme açısı her zaman 0 ve 150° arasında kalacak şekilde sınırlandırılmıştır. Üst sınır olan 150° tiristör köprüsünün evirgeç olarak çalışması durumunda düzenli değiş yapılabilmesi için seçilmiştir. Bu sınırlama Şekil S. b'de görüldüğü gibi diyotlar ve bir zener-diyot kullanılarak yapılmıştır.

Akım döngüsünün OT denetleyicisine ait geçiş işlevi (14) ile verilmiştir. Şekil S. b'deki denetleyicinin geri besleme gerilimi θ_1 için kazancı K_1 ile gösterilmiştir, ve R_{1f}/R_1 eşittir. R_{1f}/R_1 olduğundan, önbesleme yolunun d_{c2} imi için kazancı farklıdır ve R_j/R_1 'e eşittir, öyleyse Şekil 5. a'da gösterilen öbek çizimde sadece i_{c2} için R_{1f}/R_1 gibi bir kazanç ögesi bulunması gerekir. Bu durum Şekil 6. a'da görülmektedir.

5.2. HIZ DENETLEYİCİ

4-5'de sözü edilen hız döngüsünün tasarımı için bu döngüyü düşük-dereceden bir dizgeye yaklaştırmak gerekir. Bölüm 5.1'de akım döngüsünün gerçekte bir dördüncü-dereceden dizge olduğu ve tasarım amacıyla bunun ikin-

ci-dereceden bir dizgeyle yaklaştırıldığı anlatılmıştı. Bu döngü daha sonra eşdeğer zamandışımesi T^* olan birinci-dereceden bir öbelle yaklaştırılmıştır. (6, Böl. 15). Bu zaman-değişmezi yaklaşık IOMS olarak bulunmuştur. Yaklaşık akım döngü geçiş işlevi Şekil 6. b'de gösterilmiştir.

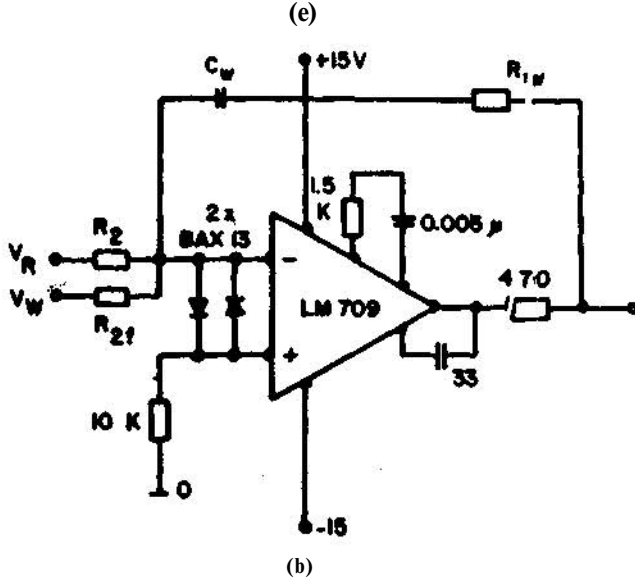
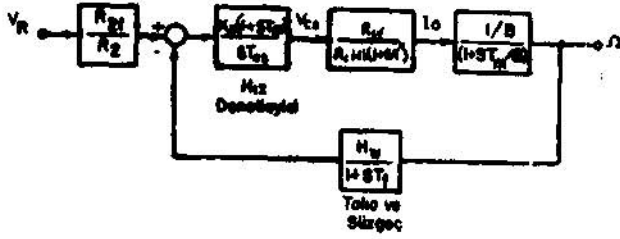


Şekil 6. a) Akım denetim döngüsü gerçek öp/k çizimi
b) Yaklaşık öbek çizimi

Hız imini sezme için kullanılan takogeneratör çıkışında —anma hızı yakınında çalışırken— 25 Hz kadar bir düşük sıklıkta dalgacık vardır. Bu yüzden geri besleme yoluyla zaman-değişmezi $T_f=50ms$ olan bir RC süzgeç devresi kullanılmıştır. Tasarım amacıyla kullanılan hız denetim döngüsü öbek çizimi Şekil 7. a'da gösterilmiştir. Döngü kazanç işlevi

$$GH_w(s) = \frac{K_2(1+T_{c2}s)}{T_{c2}s} \cdot \frac{R_{1f}}{R_1 H_i (1+T^*s)} \cdot \frac{1/B}{(1+sT_m/B)} \cdot \frac{H_w}{(1+ST_c)} \quad (18)$$

olarak verilir. Dizgenin kararlılığı için, denetleyicinin zaman değişmezi T_{c2} kazanç atlaması —1 eğimde ve $1/T_{c2} < a < 1/T_f$ olacak şekilde seçilmelidir. Burada $a > c$ kazanç atlama sıklığıdır. Aynı zamanda döngünün demik çalışması büyük ölçüde döngü kazanç işlevinin c_c yakınındaki durumuna bağlıdır, içerilen zaman değişmezlerinin sayısal değerlerine dayanarak, c_c yakınında şu yaklaşımlar yapılabilir: 1) $1/(1+sT_m/B)$ terimi $1/(ST_m/B)$ olarak alınabilir. 2) T^* zaman değişmesi ihmal edilebilir. Bu yaklaşımlarla döngü kazanç işlevi aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.



Sakil 7 a) Hu danMlm dAnateU
b) Ha d«n«tMyIcl

$$GH_w(s) = \frac{(K_2 R_{1f} H_w) (1 + T_{c2} s)}{(T_{c2} R_1 H_1 T_m) s^2 (1 + ST_f)} \quad (19^a)$$

$$= \frac{K_2 (1 + T_{c2} s)}{T_{c2}^2 s^2 T_m (1 + ST_f)} \quad (19. b)$$

Burada T, <Uk«lt flmltv zaman-değitmezidir. Parametrelerin aynı ditorieri yerine konum

$$T = 76J \times 10^{-3} \text{ s} \quad (20)$$

bulunur.

OT demtir/ki bakışmı en iyi yöntem (6, Böl. 13) kullanılarak tvjBtamnftır. Bu yöntem verilen bir T_{c2}/T_f oram için, en büyük evre boşluğunu verir. Gerçek f_{c2}/T_f doierfj karakteristik Mfchrden biri gerçek, diğer ikfri karmaşık ve ifinim çarptım 0.707 olacak »eklide seçilir. Denetk«yidnin-|Mrametf«4vi (6, Böl. 13) «öyledir:

$$T_{c2} = (\sqrt{2} + 1)^2 T_f = 291 \text{ ms} \quad (21)$$

$$K_2 = \frac{1}{(\sqrt{2} + 1)} \quad T_f / T_f = 0.632 \quad (22)$$

Gerçekleştirilen denetleyici Şekil 7. b'de görülmektedir, işlemsel yükseltecin geri besleme yolundaki sığaç $C_w = 1.0 \text{ fF}$ olarak seçilmiştir. (21) ve (22) kullanılarak, $R_w = 219 \text{ k}\Omega$ ve $R_{2f} = 460 \text{ k}\Omega$ olarak bulunur.

Anma hızı 1470 dev/dak olan motorun düşünsel yüksüz hızı, &, , 1660 dev/dak'dır.

En büyük hız dayanak gerilimine (15 V) karşılık gelen en büyük motor hızı ω^* , 1600 dev/dak olarak seçilmiştir. Buna göre R_2 için

$$\frac{15/V_{cm}}{R_2} = \frac{(\Omega_m/\Omega_0) H}{R_{2f}} \quad (23)$$

yazılabilir. Burada $R_2 = 108 \text{ k}\Omega$ bulunur.

$R_2 = R_{2f}$ olduğu için Şekil 7. b'deki denetleyicinin ön ve geri besleme yolları için kazancı değişiktir. Bu yüzden $\#_R$ imi için öbek çizimde kazancı R_{2f}/R_2 olan bir öge bulunmalıdır. Hız döngüsünün geçiş işlevi

$$\frac{\Omega(s)}{V_R(s)} = \frac{R_{2f}}{R_2} \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (24)$$

ile verilir. Burada

$$G(s) = \frac{M(1 + ST_{c2})}{ST_{c2}} \frac{R_{1f}}{R_1 H_1} \frac{1/B}{d^{+ST_m/B}} \quad (26)$$

$$\text{ve } H(s) = H_w/(1 + ST_f) \quad (26)$$

Sayısal değerler konular ve sadeleştirilirse,

$$\frac{S^2(s)}{V_R(s)} = \frac{756(s+3.44)(s+20)}{(S+83)(s^2+11.725s+68.8)} \quad (27)$$

elde edilir.

6. DENEYSEL SONUÇLARIN İRDELENMESİ

6.1. AKIM DÖNGÜSÜ

Bölüm 5.1'de akım döngüsünün ikinci dereceden bir dizgeye yaklaştırıldı belirtilmişti, ilk tepe değerinin oluştuğu zaman T_p ye tepe değeri M_o için çözümsel değerlerin 10.4 ms ve yüzde 4 olduğu kolayca gösterilebilir.

6.2. HIZ DÖNGÜSÜ

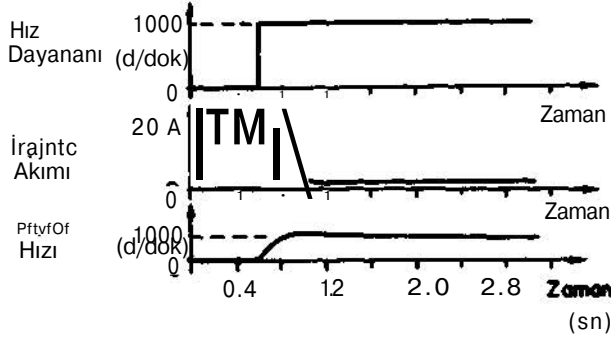
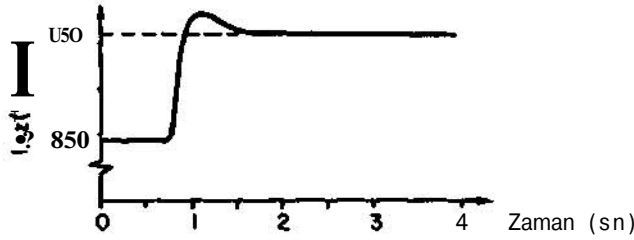
Denklem (27) akım döngüsünün üçüncü-dereceden bir dizge olduğunu gösterir. T_p ve M_o için çözümsel değer-

ler (7)'de verilen yöntem ile hesaplanmıştır. Hız döngüsünün tepkesine ait bir kayıt Şekil 8. b'de görülmektedir. T_p ve M_o için çözümsel ve deneysel değerler Tablo 1'de verilmiştir.

TABLO 1

HIZ DÖNGÜSÜ İLE İLGİLİ SONUÇLAR

	Çözümsel	Deneysel
T_p	340 ms	350 ms
M_o	% 32	% 22



Şekli 8 (a). Hız döngü tepkisi
(b). Akım sınırlayıcı çalınması.

M_o değerinde görülen % 10 uyumsuzluk, çözümsel değerlerin doğrusal olmayan gerçek dizge yerine, düşük dereceden, doğrusal, yaklaşık bir modelden bulunmuş olmasıyla açıklanabilir.

6.3. AKIM SINIRLAMASI

Bu yazda anlatılan yöntemin en iyi özelliklerinden birisi tiristörlerden geçen akımın sınırlanmasıdır. Şekil 8. c bu sınırlamayı göstermektedir. Üstte uygulanan hız dayanak adımı, ortada irgineç akımı ve altta hız değişimi görülmektedir. Akım sınırlaması bu şekilde kolayca gözlemlenebilir.

7. SONUÇ

Bu yazıda, tiristör bir yükselteç kullanan, DA motoru için bir hız denetim dizgesi irdelenmiştir. Gerçek dizge doğrusal olmayan bir örneklenmiş veri dizgesi iken, bu düşük dereceli doğrusal bir modele yaklaştırılmıştır. Bu yaklaştırmanın mühendislik bakış açısından oldukça iyi olduğu elde edilen deneysel sonuçlarla kanıtlanmıştır. Tiristör akımları ve düzenli değiş sağlanacak şekilde ateşleme açısı sınırlanmıştır. Akım döngüsü aynı zamanda besleme geriliminin değişmesi gibi aksamalar, karşı hızlı tepke sağlamaktadır.

Bu yazıda anlatılan hız denetim yöntemi yalnızca Δ dönüş yönü için geçerlidir. Dönüş yönünün değiştirilmesi gereği endüstride çok sık karşılaşılan sorunlardandır. Burada olduğu gibi tek tiristör köprüsü kullanıldığında, dönüş yönünün değiştirilmesi için alan ya da irgineç bağlantısı elle ters çevrilebilir, fakat özdevimsel denetim istenildiğinde bu yöntem geçersizdir. Ters koşul bağlı ve gerekP mantık devreleriyle donatılmış iki tiristör köprüsü DA irgineç akımını iki yönde besleyebilir ve böylece irgineç bağlantısı değiştirilmeden motorun iki yönde de dönabilmesi sağlanır.

EKİ

Değişmez alan uyarımlı ve mekanik sürtünmesi olmayan bir D A motorunun çalışmasını belirleyen diferansiyel denklemler

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_b w = u_a \quad (28)$$

$$J \frac{dw}{dt} = m_j - m_L \quad (29)$$

Doğrusal bir model elde edebilmek için Coulomb ve düşük sürtünmeleri ihmal edilmiştir. Viskoz sürtünmesi doğrusal bir modelde aynı olarak gözönünde bulundurulabilirse de burada yük döndürme kuvveti içinde yer verilmiştir. Kullanılan deneysel düzenekte DA motoru bir dirençli yükü besleyen bir ahernatör ile yüklenmiştir. Alternatör irgineç devresinin zaman değişimi ihmal edilirse D A motoru üzerindeki yükün hızla orantılı olduğu kolayca gösterilebilir. Viskoz sürtünmesi sadece bu orantı katsayısını büyütür. Kullanılan çalışma şartlarında bu katsayı deneysel olarak saptanmıştır.

(28) nolu denklem U_R ile bölünürse

$$(U_R = R_a I_{st} = K_b \Omega_0)$$

$$\frac{I_a \frac{d(w/\Omega_0)}{dt} + I_a \Omega_0}{I_a} = \frac{U_R}{R_a} \quad (30)$$

bulunur. (30)'un Laplace dönüşümü yapılır ve terimler yeniden düzenlenirse,

$$(1 + sT_m) I_a(s) = U_2(s) - \Omega(s) \quad (31)$$

olur. (29)'u M_{st} ($M_{st} = K_b I_{st}$) ile bölerek,

$$T_m \frac{d(w/\Omega_0)}{dt} = \frac{I_a}{I_{st}} - \frac{m_L}{M_{st}} \quad (32)$$

bulunur. Laplace dönüşümünü uygulayarak,

$$T_m s \Omega(s) = I_a(s) - M_L(s) \quad (33)$$

bulunur. Şekil 2. a'da görülen öbek çizimi (31) ve (32) bağıntılarından elde edilmiştir.



EK II

İrgineç direnci (R_a) voltmetre-ampermetre yöntemi ile ölçülmüştür ve **4.021** bulunmuştur. İrgineci kilitleyip, irgineç devresine bir adım gerilimi uygulanmış ve akımın yükselişi kaydedilmiştir. Burada elektriksel zaman-değişmezi $T_e = 18ms$ olarak bulunmuştur. Makinanın generatör olarak anma alan akımında çalıştırılmasıyla motor ters EMK değişmezi $1.26V/rad/s$ olarak bulunmuştur.

D.A. makinası, direnil yük besleyen bir alternatöre yüklenmiştir. Yük döndürücü kuvveti (M_L) hız (w) ile orantılıdır ve orantı katsayısı B aşağıdaki bağıntı ile tanımlanır.

$$\frac{M_L}{M_{st}} = B \frac{\omega}{\Omega_0} \quad (34. a)$$

veya

$$M_L(s) = B \Omega(s)$$

(33) ve (34) bağıntılarından S_2 ve I_a arasındaki geçiş işlevi,

$$\frac{n(s)}{I_a(s)} = \frac{1}{B} \frac{1}{(1 + T_m s/B)} \quad (35)$$

olarak yazılabilir. Alternatör yüklü iken motor irginecine bir adım akımı uygulanmış ve hız artışı kaydedilmiştir. Buradan T_m/B zaman-değişmezi $700ms$ olarak bulunmuştur. Aynı test alternatör yükünü atarak yinelenmiş ve mekanik zaman değişmezi T_m 135 olarak saptanmıştır. Böylece $B = 0.193$ olduğu görülür.

KAYNAKLAR

- (1) A.P. Jacobson ve G.W. Walsh, "Application considerations for SCR drives and associated power systems," IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., s. 396-404, Temmuz/Ağustos, 1968.
- (2) K.A. Robinson, "Developed: A standard range of thyristor drives," Control, s. 116-121, Mart 1964.
- (3) G. Irminger, "Thyristor circuitry," Brown-Boveri Rev., s. 657-671, Ekim 1966.
- (4) B.D. Bedford ve R.G. Hoft, "Principles of Inverter circuits." New York: Wiley, 1964, böl. 3.
- (5) E.A. Parrish, Jr., ve E.S. McVey, "A Theoretical model for single phase silicon controlled rectifier systems," IEEE Trans. Automat. Contr., s. 577-579 Ekim 1967.
- (6) W. Leonhard, "Einführung in die Regelungstechnik" Frankfurt: Akademische Verlagsgesellschaft, Frankfurt, 1969, böl. 11-13. ve 15.
- (7) J.J. D'Azzo ve C.H. Houpis, "Feedback Control System Analysis and Synthesis," ikinci Baskı, New York: McGraw-Hill, 1966, Böl. 8.