

İNVERTER BESLEMELİ ALAN YÖNLENDİRMELİ İNDÜKSİYON MOTORUN MODELLENMESİ

Hanifi Güldemir
Fırat Üniversitesi
Teknik Eğitim Fakültesi
Elektronik-Bilgisayar Bölümü
ELAZIĞ
hguldemir@firat.edu.tr

ÖZET

Elektronik teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak güç elektroniği anahtarlama elemanlarının geliştirilmeleri değişken hızlı alternatif akım sürücü sistemlerini besleyen inverterlerin hem güçlerinin hem de hızlarının artmasını mümkün kılmıştır. Böylece alternatif akım motorları endüstrideki değişken hızlı uygulamalarda doğru akım motorlarının yerlerini almaya başlamışlardır. Bu çalışmada değişken hızlı sürücü sistemlerde kullanılan üç fazlı inverter beslemeli indüksiyon motorun alan yönlendirmeli denetiminin benzetimi yapılmıştır. Burada kullanılan inverter ve anahtarlama stratejisi açıklanmış, alan yönlendirmeli denetim için gerekli ifadeler türetilmiştir. Benzetim Pascal programlama dili ile gerçekleştirilen bir bilgisayar programı yardımıyla yapılmış ve benzetim sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: DGM, alan yönlendirmeli denetim.

1. GİRİŞ

Elektrik sürücülerinin modern endüstriyel uygulamaları özellikle hız ve konum kontrolü içeren uygulamalar, sürücü düzeneğinin istenen referansa çok hızlı ve doğru bir şekilde cevap vermesini gerektirmektedir. Elektrik makinalarının manyetik zaman sabitinin çok büyük olması yük momentindeki değişikliklerin akinadaki manyetik alanı etkilememesini gerekli kılmaktadır. Doğru akım makinalarının yapıları genliği alan ve moment ayarı birbirinden bağımsız olarak yapılabildiğinden değişken hızlı sürücü düzeneklerinde yaklaşık 15 yıl öncesine kadar doğru akımı (da) motorları kullanılmaktaydı. Ancak güç elektroniği ve yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler alternatif akım (aa) motorlarının geniş sınırlar içerisinde hız ayarlarının yapılabilmesini mümkün kılmış ve basitliği, ucuzluğu, kayan kontakların olmaması, sağlamlığı ve bakım gerektirmemesi gibi özellikleri nedeniyle değişken hızlı sürücü sistemlerinde aa motorları doğru akım motorlarına tercih edilmeye başlamıştır.

Elektronik anahtarlama güç dönüştürücülerinin geliştirilmeleri aa motor sürücülerini yeni bir çağ açmış ve değişken hızlı indüksiyon motor sürücü

sistemlerinin kontrolü için bir çok yöntemler geliştirilmeye başlamıştır.

Alternatif akım sürücülerin sabit moment olmak şartıyla frekansları değiştirilerek hız kontrolü açık çevrimli olarak yapılabilmektedir. Ancak açık çevrimli kontrolde yük momentindeki değişiklikler motor hızında değişikliklere sebep olmakta dinamik performans zayıf ve osilasyon gibi problemler oluşmaktadır.

Sürücü sistemi hızlı dinamik cevap ve hassas hız kontrolü yapılmasını gerektirdiğinde açık çevrimli kontrol yetersiz kalmaktadır [1]. Bu durumda sistemin kapalı çevrimli kontrolünün yapılması gerekmektedir.

Sürücü düzeneğin yüksek performansa sahip olması için indüksiyon motorun alan yönlendirmeli kontrolü yapılır. Alan yönlendirmeli kontrol ilk defa Blaschke [2] tarafından kullanılmış olup, indüksiyon motoru serbest uyarımlı bir doğru akım motoruna benzeterek momentin birbirinden bağımsız olarak denetlenebilen bileşenlerden oluşturulmasını sağlamaktadır. Böylece indüksiyon motor serbest uyarımlı bir doğru akım motoru gibi kontrol edilmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol ile indüksiyon motor sürücülerini, yüksek performanslı uygulamalarda, doğru akım motorlarıyla yarışmaya başlamıştır.

2. DGM İNVERTER MODELİ

2.1 Anahtarlama Stratejisi

Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) anahtarlama yönteminde taşıyıcı bir üçgen dalga ile referans bir sinüsoidal dalga karşılaştırılarak anahtarlama darbeleri üretilir. En çok kullanılan yöntemlerden biri sabit genlikli bir taşıyıcı dalga ile genliği, frekansı ve fazı ayarlanabilen bir referans dalganın karşılaştırılmasıdır. Taşıyıcı dalganın frekansı sabit (Asenkron DGM) yada sürekli olarak referans dalgayla senkronize olacak şekilde (Senkron DGM) ayarlanabilir [3].

Bu çalışmada düzenli örneklemeli DGM tekniği kullanılmış olup, sabit genlikli, sabit frekanslı taşıyıcı bir üçgen dalga ile genliği frekansı ve fazı ayarlanabilen bir referans sinüsoidal dalga karşılaştırılarak anahtarlama darbeleri elde edilmiştir.

Her örnekleme anındaki taşıyıcı dalga ile referans dalganın ani değerlerinden yapılan hesaplamalarla

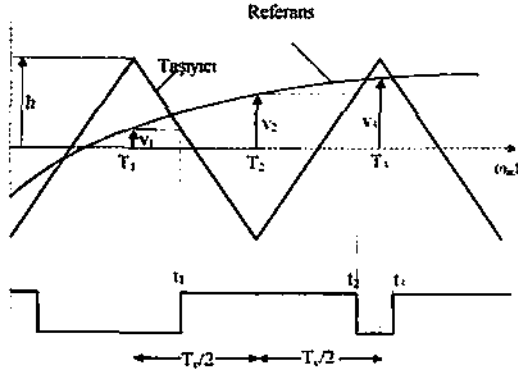
DGM dalga şekli elde edilmiştir [4]. DGM dalga şeklinin elde edilmesi Şekil 1 de gösterilmiştir. Her örnekleme anı T_{2n-1} de $+1$ 'e geçiş,

$$t_{2n-1} = \frac{h - v_{2n-1}}{m} + (2n-2) \frac{T_c}{2} \quad (1)$$

anahtarlama noktasında ve her örnekleme anı T_{2n} de -1 'e geçiş

$$t_{2n} = \frac{h + v_{2n}}{m} + (2n-1) \frac{T_c}{2} \quad (2)$$

anahtarlama noktasında olmaktadır.



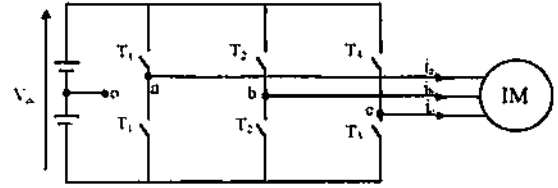
Şekil 1: DGM dalga şeklinin hesaplanması

Burada m eğim, h taşıyıcı dalganın ani değeri, v_{2n-1} ve v_{2n} ise örnekleme zamanları T_{2n-1} ve T_{2n} deki referans dalganın ani değerleridir. Örnekleme zamanları taşıyıcı dalganın tepe değerlerine ulaştığı an olarak seçilmiş olup böylece h ve eğimin simülasyon boyunca sabit kalması sağlanmıştır.

Şekil 1 den de görüleceği üzere, referans dalganın genişliği tepe değerine yaklaştıkça DGM dalgasının genişliği azalmaktadır. Bu çalışmada inverterlerde kullanılacak anahtarlama elemanlarının minimum açma kapama süreleri 20 μ s olarak kabul edilmiş olup düzgün bir DGM benzetimi yapılabilmesi için 20 μ s den daha küçük dalga genişliğine sahip darbeler tesbit edilip ihmal edilmişlerdir. Bu yöntem darbe düşürme yöntemi olarak bilinmektedir [5].

2.2 DGM İverter Çıkışının Modellenmesi

İnverter motor düzeni Şekil 2 de gösterilmiştir. Hesaplamaların yapılabilmesi için DC gerilimin sanal bir '0' noktası olduğu kabul edilmiş ve faz gerilimleri V_{ao} , V_{bo} ve V_{co} , bu sıfır noktası referans alınarak hesaplanmıştır. Anahtarlama elemanları ise ideal birer anahtar olarak gösterilmişlerdir. Anahtarlama elemanlarının eşzamanlı olarak kapanıp kısa devre oluşturmasının önlenmesi için kısa bir gecikme uygulanmıştır.



Şekil 2: İnverter beslemeli motor sürücü sistemi

Şekil 2 den görüldüğü üzere V_{ao} faz gerilimi T_1 iletimde iken pozitif T_1' iletimde iken ise negatiftir. Böylece V_{ao} gerilimi için

$$V_{ao} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{eger } T_1 \text{ iletimde ise} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{eger } T_1' \text{ iletimde ise} \end{cases}$$

yazılabilir. Bu mantık aynı şekilde diğer fazlar için de geçerlidir. Faz gerilimlerinin belirlenmesini genelleştirmek için Şekil 2 deki her kol (T_j , T_j') için bir bağlantı fonksiyonu S_j aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır.

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{eger } T_j \text{ iletimde } T_j' \text{ kesimde ise} \\ -1 & \text{eger } T_j' \text{ iletimde } T_j \text{ kesimde ise} \end{cases}$$

Böylece faz gerilimleri şu şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_{ao} &= S_1 \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bo} &= S_2 \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{co} &= S_3 \frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

İnverter çıkışındaki fazlar arası gerilim iki faz geriliminin farkı olduğundan

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} = (S_1 - S_2) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} = (S_2 - S_3) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} = (S_3 - S_1) \frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (4)$$

Bu üç denklem ile motor terminallerine uygulanan gerilimler inverterdeki 6 anahtarlama elemanının durumlarına göre hesaplanabilmektedir. Buradaki her bir anahtarlama elemanı bir önceki kısımdaki stratejiyle anahtarlansak kontrol edilmektedir.

3. ALAN YÖNLENDİRMELİ DENETİM

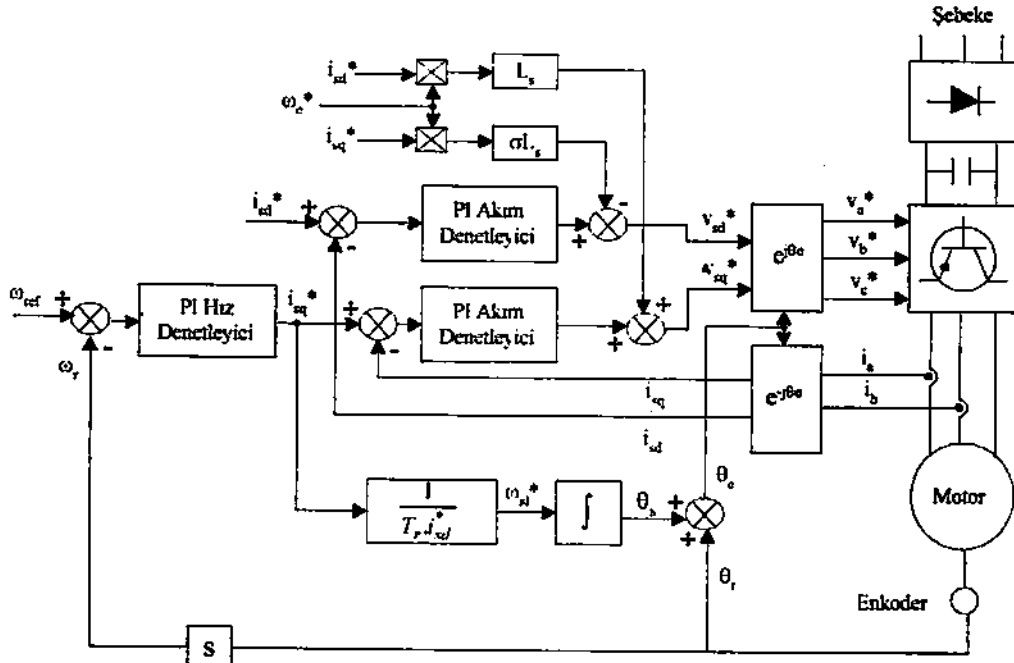
İndüksiyon makinanın denetiminde dc değerdeki değişkenler kullanmak, sinüsoidal olarak değişen değişkenler kullanmaya göre daha kolaylıklar

sağlamaktadır. Makinadaki akı, akım ve gerilim vektörleri kaynak frekansında olduklarından bu vektörlerin dc değerlerini elde etmek için bu vektörlerin senkron hızla dönen referans eksene dönüştürülmeleri gerekir. Bu dönüştürme alan yada akı yönlendirmesi olarak bilinmektedir.

Alan yönlendirmeli kontrolde asenkron motor serbest uyartımlı bir dc motora benzetilerek stator akımı bir dönüştürme kullanılarak birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen iki bileşene ayrıştırılır. Bu akım bileşenlerinden bir tanesi motorun manyetik akısını diğeri de makinanın

oluşturacağı momentin kontrol edilmesini sağlar. Bir indüksiyon makinanın alan yönlendirmeli denetimi şekil 3 de verilmiştir.

Üç fazlı indüksiyon makinada senkron eksen stator akısı, rotor akısı yada mıknatıslama akısından birisiyle karşılaştırılabilir. Çok kullanılan ve etkili olan senkron eksenin rotor akısıyla aynı seçilmesidir. Bu akı yönlendirmeli denetimde manyetik alan ve moment üreten akımlar ayrıştırılmış olur.



Şekil 3:İndüksiyon makinanın alan yönlendirmeli denetimi

3.1 Rotor Akısı Yönlendirmeli Denetim

Alan yönlendirmeli denetim algoritmasının çıkarılması genelleştirilmiş makina teorisinden indüksiyon motorun senkron dönen referans eksen takımında modellenmesiyle elde edildi. İndüksiyon

motorun genelleştirilmiş makine teorisindeki modeli bir çok kaynaklarda bulunabileceğinden burada bu modelin elde edilmesine değinilmeyecek ancak bu modelde genel frekans ω_b yerine senkron frekans ω_c yazıldığında elde edilecek denklem takımı aşağıdaki gibi olacaktır [6]

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s\sigma L_s & -\omega_c \sigma L_s & sL_m / L_r & -\omega_c L_m / L_r \\ \omega_c \sigma L_s & R_s + s\sigma L_s & \omega_c L_m / L_r & sL_m / L_r \\ -L_m R_r / L_r & 0 & (R_r / L_r) + s & -(\omega_c - p\omega_r) \\ 0 & -L_m R_r / L_r & \omega_c - p\omega_r & (R_r / L_r) + s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Sisteme ait moment denklemi

$$T_c = 3p \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) \quad (6)$$

rotor akı fazörü ϕ_r , d eksenine ile karşıtırlırsa:

$$|\phi_{rd}| = \phi_r \quad (7)$$

$$\phi_{rq} = 0 = s\phi_{rd} \quad (8)$$

olacaktır. Bu durumda moment denklemi

$$T_c = 3p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \phi_{rd} \quad (9)$$

olur. (5) nolu denklem takımının 4. satırında $\phi_{rq}=0$ olarak yerine yazıldığında

$$\omega_c = p\omega_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (10)$$

olarak bulunur. Aynı şekilde (5) nolu denklem sistemindeki 3. satır

$$i_{sd} = \left(\frac{1}{L_m} + s \frac{L_r}{L_m R_r} \right) \phi_{rd} \quad (11)$$

elde edilir.

Genellikle rotor akısı mıknatıslama akımı,

$$i_{mr} = \frac{\phi_r}{L_m} \quad (12)$$

cinsinden ifade edilmektedir. Bu durumda (1) nolu ifade

$$i_{sd} = \frac{L_r}{R_r} \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr} \quad (13)$$

olarak yeniden düzenlenebilir. İndüksiyon motorun rotor akısı sabit ise

$$\phi_{rd} = L_m i_{mr} = L_m i_{sd} \quad (14)$$

olarak yazılabilir. Bu durumda moment denklemi

$$T_c = 3p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (15)$$

olacaktır.

(10), (13) ve (15) nolu denklemler alan denetiminin temel denklemleridir.

(13) nolu ifade stator akımının d bileşenini alan akımına eşittir. Sürekli durumda bu iki akım birbirine eşittir. Böylece i_{sd} akımının kontrolü ile makinadaki manyetik alanın kontrolü yapılabilmektedir. (10) nolu denklemde ise kayma ile stator akımını q bileşeni ve mıknatıslama akımı arasında bağıntı kurulmuştur. Akımın sabit olduğu kabul edilirse makinanın ürettiği moment i_{sq} akımı ile kontrol edilebilmektedir. Bu durumda kayma frekansı moment üreten akım bileşeni i_{sq} ile doğru orantılıdır. Bu kayma denklemi ile vektör kontrolü yapılmaktadır. Bu denklem senkron hızla dönen referans eksenini sabit stator referans eksenine dönüştürmede kullanılan kaynak açısı (θ_c) nin hesaplanması için kullanılmaktadır.

Denetleyici referans değerleri i_{sq} ve ϕ_{rd} kullanılarak (10) nolu ifadedeki kayma frekansı denetlenerek, d eksenini, rotor akı vektörüyle çakıştırıldığında dolaylı alan denetimi gerçekleştirilmiş olur. Böyle bir dolaylı alan denetiminde i_{sd} ve i_{sq} akımlarının her biri için birer tane denetleyici kullanılır. Bu denetleyiciler denklem (10) a göre inverter frekansını denetlerler. Denetleyici rotor akı vektörü açısını d eksenini ile çakıştırır. Bu durumda

$$\theta_c = \theta_r + \theta_d \quad (16)$$

ve kayma frekansı

$$\omega_d = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}^{ref}}{i_{mr}^{ref}} \quad (17)$$

olur.

Moment üreten akım referansı doğrudan hız denetleyicisinden elde edilmektedir.

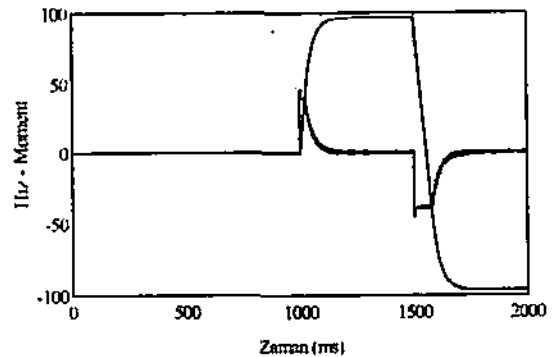
4. BENZETİM SONUÇLARI

Asenkron makinanın dolaylı rotor alan yönlendirme denetimli modeli ve bu makinaryı besleyen darbe genişlik modülasyonlu inverter modelinin Pascal programlama dili ile geliştirilen bir bilgisayar programı yardımıyla benzetimi yapılmıştır. Asenkron motoru modelleyen denklemler non-lineer olduğundan bu denklemlerin çözümünde 4 adımlı Runge-Kutta yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışmada kullanılan asenkron motorun parametreleri

f=50 Hz	p=2	P=5.5 kW
r ₁ =3.45 Ω	r ₂ =3.37 Ω	
x ₁ =3.08 Ω	x ₂ =5.21 Ω	x _m =143.5 Ω

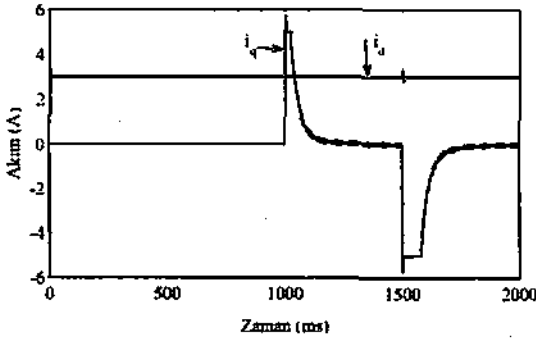
Benzetimde 1 khz lik anahtarlama frekansı kullanılmış olup 1 khz in üzerindeki anahtarlama frekansında momentdeki dalgalanmaların oldukça küçüldüğü görülmüştür.

t=1 ve t=1.5 saniyede referans hız sırasıyla 100 ve -100 rad/sn olarak verilmiş ve sistemin hız denetim performansı incelenerek hız ve moment değişimleri şekil 4'de verilmiştir.

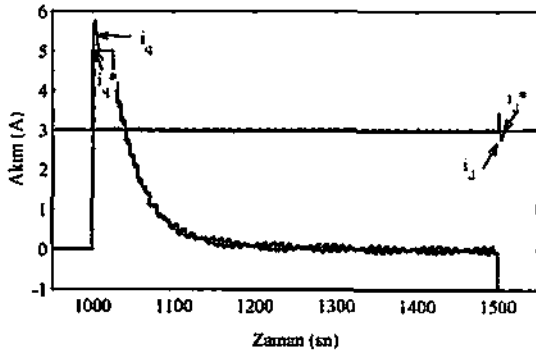


Şekil 4 Verilen referansta sistemin hız kontrol performansı

Benzetimde hız ve akım için örnekleme periodları sırasıyla 0.005 sn ve 0.0005 sn olarak alınmıştır. Benzetimde referans moment akımı (i_q^*), 5 A ile sınırlanmış ve i_d^* ise 3 A olarak alınmış referans ve gerçek akımlar şekil 5'de verilmiştir. Gerçek değerlerin referans değerlerini nasıl izlediğinin açıkça görülebilmesi amacıyla şekil 5'in bir kısmı büyütülerek şekil 6'da tekrar verilmiştir. Bu şekilden de görüleceği üzere gerçek değerler referans değerleri iyi bir şekilde izlemektedir. Kullanılan denetleyicilerin parametreleri, akım denetleyicisi için $\xi=0.7$ ve $\omega_n=700$, hız denetleyicisi için ise $\xi=0.9$ ve $\omega_n=50$ olarak seçilmiştir.



Şekil 5: Referans ve gerçek akımlar



Şekil 6: Şekil 5'in büyütülmüş durumu

5. SONUÇ

Bu çalışmada darbe genişlik modülasyonlu bir inverterden beslenen asenkron motorun dolaylı rotor alan yönlendirmeli denetiminin benzetimi yapılmıştır. Benzetim, Pascal programlama dili kullanılarak gerçekleştirilen bir bilgisayar programı ile yapılmış ve benzetim sonuçları verilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Leonhard, W., "Control of Electrical Drives". Springer Verlag, Berlin, 1985.
- [2] Blaschke, F., "The principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control of Rotating Machines", Siemens Revolutions, Vol. 35, No. 5, pp. 217-220, 1972.
- [3] Bowes, S.R. and Midoun, A., "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives". Proc. IEE, Vol. 132, Pt. B. No.3, May 1985, pp. 133-148.
- [4] Bowes, S.R. and Clements R.R., "Computer aided design of PWM inverter systems, Proc. IEE, Vol. 129, Pt. B. No.1, Jan 1982, pp. 1-11.
- [5] Krogemann, M., "The parallel resonant dc link inverter- A soft switching inverter topology with pwm capability", Doktora tezi, Nottingham Üniversitesi, İngiltere, 1996.
- [6] Bose, B.K. "Power electronics and AC drives", Prentice Hall, New Jersey, 1986.