Üç-fazlı Gerilim Ara Devreli Darbe Genişlik Ayarlı (DGA) Doğrultucunun Vektör Kontrol Tabanlı Simülasyonu

Simulation of Three-phase Voltage Source Pulse Width Modulation (PWM) Rectifier Based on Vector Control

Erdal Şehirli[1], Meral Altınay[1]

[1] Teknik Eğitim Fakültesi ,Elektrik Eğitimi Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
erdalsehirli@gmail.com, meral.altinay@kocaeli.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, üç fazlı gerilim ara devreli darbe genişlik ayarlı (DGA) doğrultucunun vektör tabanlı kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu kontrol yöntemi, DGA doğrultucunun d - q fazları arasında çapraz kuplaj içeren bir algoritmaya sahiptir. Çalışmada, altı adet IGBT güç anahtarına sahip köprü tipi doğrultucu kullanılmıştır. Anahtarlama için üçgen dalga karşılaştırmalı Sinüsoidal Darbe Genişlik Ayarlı (SDGA) kontrol yöntemi kullanılmış ve anahtarlama frekansı 9KHz olarak seçilmiştir. Çalışmada ayrıca, d-q, α-β, abc koordinatları vektör diyagramları gösterilmiş ve DGA doğrultucunun matematiksel modeli çıkarılmıştır. Simülasyon çalışmaları Matlab / Simulink` te gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonucunda birim güç faktörünün elde edildiği gösterilmiştir. Ayrıca, hat akımı harmonik bozunumu ve dc çıkış gerilimi incelenmiş olup referanstaki ani değişimlerde sistemin nasıl etkilendiği gösterilmiştir.

Abstract

In this paper, a simulation of three-phase voltage source rectifier with pulse width modulation (PWM) presented. A control algorithm having cross coupling its d and q phase. A bridge rectifier having six IGBT power switch, has been employed. For switching, compared triangular wave sinusoidal pulse width modulation (SPWM) has been utilized and switching frequency adjusted to 9 KHz. Furthermore, in this paper vector diagrams of d-q, α-β, abc frames have been demonstrated and presented mathematical model for PWM rectifier. Simulation carried out in Matlab/Simulink. With simulation, obtaining of unity power factor has been presented. Furthermore,line current harmonic distortion and dc link voltage investigated and showed that how system affected under sudden reference changes.

1. Giriş

Son yıllarda güç elektroniği elemanlarındaki teknolojik gelişmeler DGA doğrultucular üzerindeki çalışmaların artmasını sağlamıştır. Geleneksel faz kontrollü doğrultuculara kıyasla, DGA doğrultucular yüksek güç faktörü, sinüsoidal giriş akımı, kontrol devresinde basitlik, sabit dc gerilimi, düşük harmonik bozunumu ve çift yönlü güç akış yeteneği gibi özelliklere sahiptir.

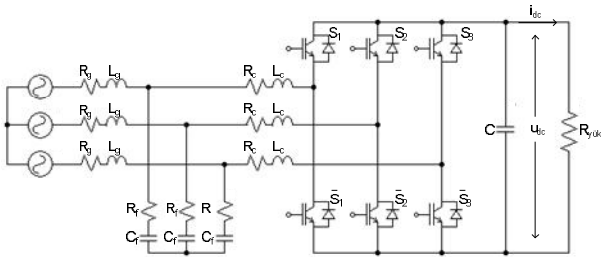
Literatürde DGA doğrultucuların kontrolü için çok sayıda değişik yöntem bulunmaktadır. Kaynak [1]-[5] te ki çalışmalar bu tip doğrultucuların statik referans çevresinde akım kontrolünü göstermektedir. Kaynak [6] da, gerilim ara devreli doğrultucunun, d-q, α-β, abc koordinatlarında gerçekleştirilen matematiksel modeline dayanan, yeni bir kontrol yöntemi önerilmektedir. Kaynak [9] ve [10] da DGA tabanlı gerilim ara devreli doğrultucu için vektör kontrolünün nasıl yapılacağı ve uygulama şekilleri verilmektedir. Kaynak [11] LCL filtreli DGA doğrultucunun akım kontrolü gerçekleştirilmektedir. Kaynak [12] ise şebekeye bağlı gerilim ara devreli dönüştürücülerin kontrolü ve modellenmesi hakkında detaylı bir çalışma içermektedir. Kaynak [13] de ise d-q arasındaki çapraz kuplajı da içeren üç farklı dekuplajlı kontrol metodu incelenmiştir. [14] de üç fazlı güç konverterlerinin kontrolünde kullanılan çeşitli darbe genişlik ayar (DGA) tekniklerinin performansları karşılaştırılmıştır.

Bu çalışmada, LCL filtreli gerilim ara devreli DGA doğrultucunun simülasyonu gerçekleştirilmektedir. Simülasyon çalışmaları Matlab / Simulink' te gerçekleştirilmiş olup, elde edilen sonuçlar teorik bilgileri doğrular niteliktedir.

2. Matematiksel Model

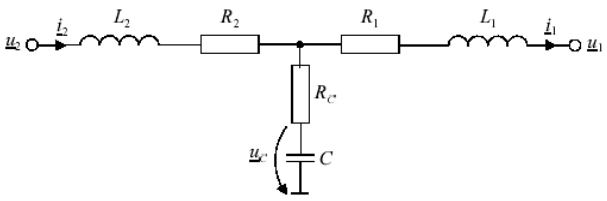
Şekil 1' de nötr bağlantısız ve dengeli girişe sahip olan üç fazlı gerilim ara devreli DGA doğrultucu görülmektedir. Bilindiği gibi DGA doğrultucuların temel özellikleri akım harmoniklerini azaltmalarıdır. Büyük değerli bir giriş bobini, prensipte bu amacı gerçekleştirmeye izin verir. Buna karşın, böyle bir yapı dinamik performansı düşürür ve DGA doğrultucunun çalışma aralığını sınırlar. Bu sebeple, basit bir bobin kullanmak yerine, genellikle üçüncü dereceden alçak geçiren bir LCL filtre tercih edilir. Bu yöntemde, küçük bir

endüktansla dahi harmonik azaltma fonksiyonu kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Fakat, LCL filtre yapısı, bazen oluşabilecek rezonans etkileri sebebiyle, kararlılık problemlerini doğurabilir. Bu kararlılık probleminden kaçınmak için LCL yapıya, ek bir sönüm direnci ilave edilir.



Şekil 1: Üç fazlı doğrultucu devre diyagramı

Şekil 1.' deki doğrultucunun, LCL filtre devresi için tek fazlı eşdeğer devre Şekil 2' de verilmektedir. Bu devreye göre, filtrenin statik referans koordinatlarındaki diferansiyel eşitlikleri (1-3)' deki gibi elde edilir.



Şekil 2: LCL filtrenin tek fazlı eşdeğer devresi

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + (R_1 + R_c).i_1 - R_c.i_2 = u_c - u_1 \quad (1)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + (R_2 + R_c).i_2 - R_c.i_1 = u_2 - u_c \quad (2)$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i_2 - i_1 \quad (3)$$

LCL filtrenin senkron referans koordinatlarının diferansiyel eşitlikleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$L_1 \frac{di_{1d}}{dt} = u_{cd} - u_{1d} - (R_1 + R_c).i_{1d} + R_c.i_{2d} + \omega.L_1.i_{1q} \quad (4)$$

$$L_1 \frac{di_{1q}}{dt} = u_{cq} - u_{1q} - (R_1 + R_c).i_{1q} + R_c.i_{2q} - \omega.L_1.i_{1d} \quad (5)$$

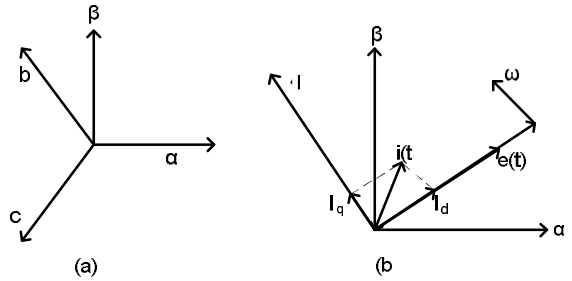
$$L_1 \frac{di_{2d}}{dt} = u_{2d} - u_{cd} - (R_1 + R_c) i_{2d} + R_c.i_d + \omega L_2 i_{2q} \quad (6)$$

$$L_1 \frac{di_{2q}}{dt} = u_{2q} - u_{cq} - (R_2 + R_c).i_{2q} + R_c.i_{1q} - \omega.L_2.i_{2d} \quad (7)$$

$$C \frac{du_{cd}}{dt} = i_{2d} - i_{1d} + \omega.C.u_{cq} \quad (8)$$

$$C \frac{du_{cq}}{dt} = i_{2q} - i_{1q} - \omega.C.u_{cd} \quad (9)$$

Şekil 3' de diferansiyel denklemler yazılırken kullanılan koordinatlara ait vektör diyagramı görülmektedir.



Şekil 3: (a), a-b-c ve α-β sistemleri, (b), d-q ve α-β sistemleri vektör diyagramı.

3. Doğrultucunun Kontrolü

Bu tip doğrultucularda temel amaç, sinüsoidal dalga şekilli akım elde etmektir. Bu yöntemde, d bileşeni referans akımı (i_d,), da gerilimi regüle etmek için kontrol edilirken, q bileşeni referans akımı(i_q), birim güç faktörünü elde etmek için kontrol edilir.

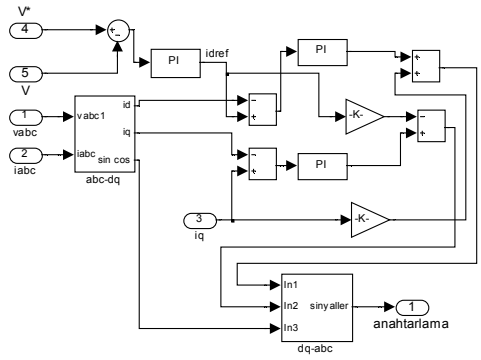
Da gerilim denetleyici, d-ekseni akım denetleyici için referans değeri hesapladığından kontrol yapısı kaskad olarak tanımlanır [8]. Şekil 4 doğrultucunun genel kontrol yapısını göstermektedir. D ve q bileşenleri arasındaki çapraz kuplaj da şekilde rahatlıkla görülmektedir. Çapraz kuplajla yapının tamamı için kontrol sisteminin kararlılığı sağlanabilir, kontrol sisteminin dinamik performansı zayıfken statik performansı kusursuzdur[13].

Simülasyonda, biri dc gerilim kontrolü, diğer ikisi de d ve q akımlarının kontrolü olmak üzere üç tane PI denetleyici kullanılmış; doğrultucu akımları, şebeke gerilimleri ve dc gerilim ölçülmüştür. Anahtarlama için sinüsoidal darbe genişlik ayarı yöntemi (SDGA) kullanılmıştır, bu yöntem her faz için alınan sinüs sinyallerin üçgen taşıyıcı sinyalle

karşılaştırılması sonucu DGA nın elde edilmesi prensibine dayanır[9].

Doğrultucu LCL filtre üzerinden şebekeye bağlanmıştır. LCL filtre doğrultucu tarafında ve şebeke tarafında direnç ve endüktans içeren üçer reaktanstan ve bunların arasında bulunan üçer tane paralel bağlı kondansatörden oluşur. Ayrıca kondansatörlere seri bağlı dirençler bulunur ki bu dirençler sönümü sağlar.

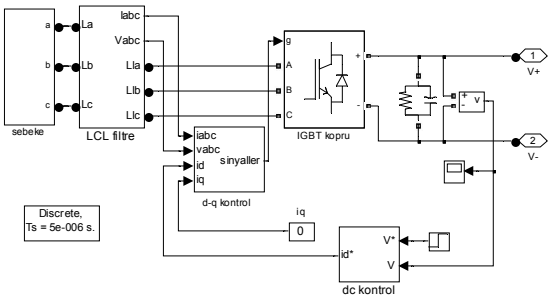
Simülasyonu yapılan sistem L filtreli yapılara göre ek sensör gerektirmez[7]. Ayrıca L filtreli yapılara göre LCL filtre kullanmanın en büyük avantajı konverterin anahtarlama frekansının açık bir şekilde azaltılabilmesidir. Bu yarı iletken anahtarların anahtarlama hızının azaltımına olanak tanır[12]. Bu sayede yarı iletken anahtarların anahtarlama kayıpları da azaltılmış olur. LCL filtrenin LC kısmı ilk olarak yüksek frekanslı akım dalgalanmalarını azaltmaya çalışır ve kondansatörün etkisi değeri küçükse akım kontrol tasarımında ihmal edilebilir, akım sensörleri doğrultucu tarafındadır çünkü sensörler endüstriyel eviricilerde güç dönüşürücüsünü korumak için de kullanılırlar[7].



Şekil 4: Doğrultucu kontrol bloğu.

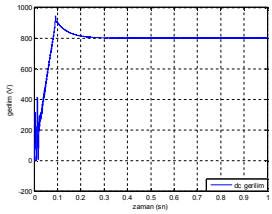
4. Simülasyon

Simülasyon Matlab/Simulink `te yapılmıştır. Giriş gerilimi 220v, 60hz, ve R_y =100Ω olarak alınmıştır. Şebeke ile doğrultucu arasına bağlanan LCL filtre değerleri ise L_2 = 0.001H, R_2 =0.01 Ω, L_1=0.001H, R_1= 0.2 Ω, R_c=2 ve C = 0.003 F, C_{dc} =0.002 F olarak seçilmiştir. Şekil 5' de simülasyon şekli görülmektedir. Birim güç faktörünü sağlayabilmek için i_q referans değeri '0' ayarlanmıştır. Anahtarlama frekansı 9 khz dir.

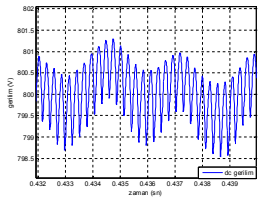


Şekil 5: Doğrultucu simülasyon modeli

Şekil 6 dc çıkış gerilimi dalga şeklini göstermektedir. Şekilden kolayca görülebileceği gibi, da çıkış gerilimi, 800 V`luk referans değerine 0.3 sn' de oturmaktadır. Şekil 7' den de kararlı durum hatası görülmektedir. Gerilimin kararlı durum hatası oldukça düşük olup, ± 1.5V aralığında salınım yapmaktadır.

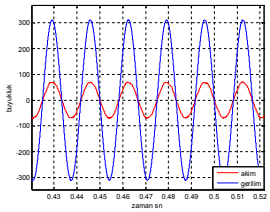


Şekil 6: Da çıkış gerilimi



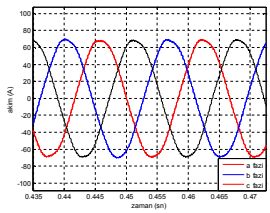
Şekil 7: Da gerilim kararlı durum hatası

Şekil 8 bir faza ait hat akım ve gerilimini göstermektedir, görüldüğü gibi, birim güç faktörü elde edilmektedir.

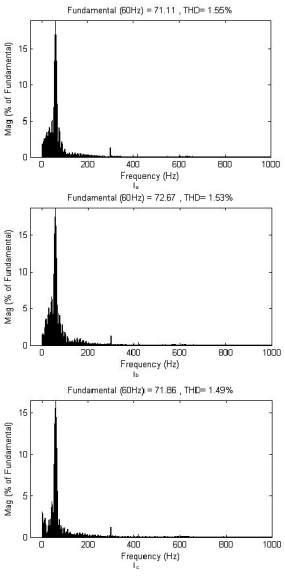


Şekil 8: Birim güç faktörünün gösterimi

Çalışmada, ayrıca hat akımlarındaki harmonik bozunumunu incelemek amacıyla, her faz için ayrı ayrı harmonik analizi yapılmıştır. Üç fazlı giriş akımlarına ait dalga şekilleri Şekil 9' da verilmektedir. Bu giriş akımlarının harmonik spekturumları Şekil 10'da gösterilmiştir.



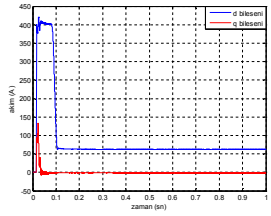
Şekil 9: Üç fazlı giriş akımları dalga şekli



Şekil 10: I_a, I_b ve I_c hat akımlarının harmonik bozunumları (Vref = 800V)

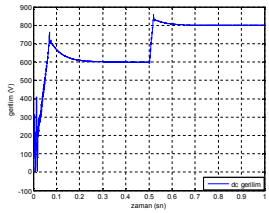
Hat akımları harmonik bozunumu standartlarla belirlenmiş aralık içerisindedir. Hat akımları dalga şekilleri de amaçlandığı gibi sinüsoidaldir.

I_d ve I_q akımlarının karşılaştırılması Şekil 11'de yapılmışıtır. I_q reaktif bileşenin sıfıra çok yakın bir değerde olduğu gözlenmiştir.



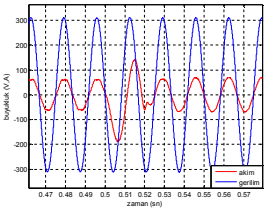
Şekil 11: d ve q bileşenlerinin değişimi

Ani referans değeri değişiminde doğrultucunun çıkışı Şekil 12' deki gibidir. Referans 600 V `dan 800 V `a yükseltilmşitir.



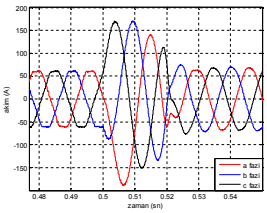
Şekil 12: Ani referans değişiminde Dc çıkış gerilimi

Hat akımı ve şebeke geriliminin ani referans değişimlerindeki durumu Şekil 13'de gösterilmiştir. Ani değişme olmasına karşın birim güç faktörü korunmuştur. 0.02 sn de birim güç faktörü tekrar sağlanmıştır.

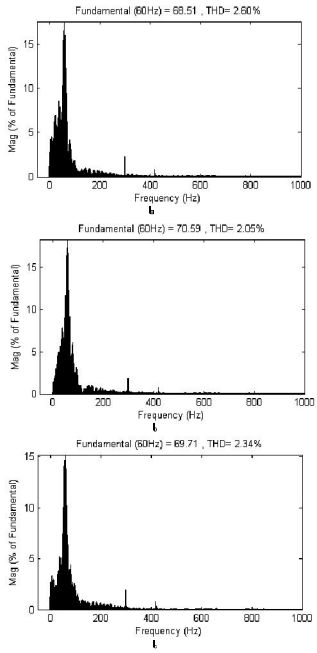


Şekil 13: Birim güç faktörünün gösterimi

Ani referans değişimin de üç fazlı giriş akımlarına ait dalga şekilleri Şekil 14' de verilmektedir. Bu giriş akımlarının harmonik spekturumları Şekil 15' de gösterildiği gibidir..



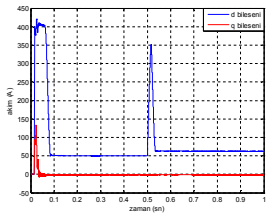
Şekil 14: Ani referans değişiminde üç fazlı giriş akımları dalga şekli



Şekil 15: I_a, I_b ve I_c hat akımlarının harmonik bozunumları (Vref = 600V`dan 800V `a)

Ani referans değişiminde de hat akımı dalga şekli sinüs olma özelliğini korumasına karşın harmonik bozunumunda artış gözlemlendi. Ancak bu artış, standartlar dahilinde olup sistemi aşırı derecede etkilemediği söylenebilir.

Ani referans değişimindeki d ve q bileşenlerinin durumu Şekil 16' da gösterilmiştir.



Şekil 16: d ve q bileşenlerinin değişimi

5. Sonuçlar

Bu çalışmada gerilim ara devreli DGM doğrultucunun vektör tabanlı kontrolünün simülasyonu Matlab/Simulink' te gerçekleştirilmiştir. Gerilim ara devreli doğrultuculardan sağlanabilecek; birim güç faktörü, sinüsoidal akım, düşük harmonik bozunumu, az salınımlı dc çıkış gerilimi gibi özellikler, simülasyon sonucu elde edilen sonuçlarla gözlemlenmiştir. Ayrıca, ani referans değişiminde dc gerilimi 0.2 sn gibi bir sürede istenilen referans değerine oturduğu gözlemlenmiştir. Bu sonuçlardan da anlaşıldığı üzere vektör tabanlı kontrol, istenilen performansı gerçekleştirmede güvenilir bir yöntemdir.

6. Kaynaklar

[1] Ooi, B.T., Salmon, J.C., Dixon, J.W., ve Kulkarini, A.B., "A three-phase controlled current PWM converter with leading power factor", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol IA-23, no.1, pp. 78-84, Jan./Feb. 1987.

[2] Dixon, W.J., ve Ooi, B.T., "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 35, no. 4, pp. 508-515, Nov. 1988.

[3] Dewan, S. B. ve Wu, R., "A microprocessor-based dual PWM converter fed four quadrant ac drive system", Conf. Rec. 1987 IEEE-IAS Ann. Meeting, pp.755-759.

[4] Wu, R., Dewan, S.B., ve Slemon G. R., "A PWM ac to dc converter with fixed switching frequency," Conf. Rec. 1988 IEEE-IAS Ann. Meeting, pp 706-711.

[5] Wu, R., Dewan, S.B., ve Slemon G. R., "Analysis of an ac to dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 27, no 2, pp. 355-364, Mar./Apr ,1991.

[6] Blasko, V., ve Kaura V., "A new mathematical model and control of three-phase ac-dc voltage source converter", IEEE Trans. On Power Electr., vol. 12, no. 1, Jan.1997.

[7] Liserre, M., Blaabjerg, F. ve Hansen, S.,"Design and control of an Lcl-filter based three-phase active rectifier", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 41, no.5, pp. 78-84, Sep./Oct.

[8] Liserre, M., Blaabjerg, F., ve Dell`Aquila, A, "Step by step design procedurefor a grid-connected three-phase PWM voltage source converter.", Int. J. Electronics, vol. 91, no. 8, August 2004, 445-460.

[9] Bose, B.K., Modern power electronics and Ac drives, Prentice-Hall, Upper saddle river, 2002.

[10] Kazmierkowski, M.P., Krishnan, R., ve Blaabjerg, F., "Control in power electronics: selected problems, Elsevier science, San Diego, California, 2002.

[11] Dannehl, J., Fuchs, F.W., ve Hansen, S., "PWM rectifier with LCL filter using different current control structures", EPE, 2007, 1-10, Aalborg, Denmark.

[12] Lindgren, M.,"Modelling and control of voltage source converters connected to the grid, " Doktora tezi, Chalmers Univ. Tchnol., Göteborg, Sweeden, 1998.

[13] Dai, K., Liu p., Kang, Y., ve Chen, J., "Decoupling current control for voltage source converter in synchronous rotating frame", IEEE Peds, 2001, 39-43, Indonesia.

[14] Holtz, J., "Pulsewidth modulation for electronic power conversion", Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, August 1994.