Üç Fazlı Darbe Genişlik Modülasyonu Tabanlı Doğrultucuların Öz-Ayarlama Bulanık-PI Denetleyici İle Performans Analizi

Performance Analysis with Self-Tuning Fuzzy-PI Controller of Three Phase Pulse Width Modulation Based Rectifiers

Hakan Açıkgöz[1], *Ö. Fatih Keçecioğlu*[2], *Ahmet Gani*[2], *Mustafa Şekkeli*[2]

[1]Elektrik-Enerji Bölümü
Kilis 7 Aralık Üniversitesi, Kilis
hakanacikgoz@kilis.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş
{fkececioglu,agani,msekkeli}@ksu.edu.tr

Özetçe

Üç fazlı gerilim beslemeli darbe genişlik modülasyon (DGM) tabanlı doğrultucular, yüksek güç faktörü, sinüzoidal AC akım ve hızlı dinamik cevaplarından dolayı birçok endüstriyel uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu doğrultucuların gerilim ve akım döngüleri genellikle sabit parametreli PI denetleyici ile gerçekleştirilmektedir. Bu çalışmada ilk olarak üç fazlı DGM tabanlı doğrultucular için PI denetleyici kazanç değerleri belirlenmiştir ve daha sonra kazanç parametreleri bulanık mantık denetleyici ile ayarlanabilen PI denetleyici yapısı oluşturulmuştur. Üç fazlı DGM tabanlı doğrultucu için Matlab/Simulink paket programında benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Her iki denetleyici aşma, yükselme zamanı, yerleşme zamanı, güç faktörü ve toplam harmonik bozulumu (THD) açısından karşılaştırılmış ve değerlendirilmiştir.

Abstract

Three-phase voltage source space vector pulse width modulation (PWM) based rectifiers are widely used in many industrial applications because of its high power factor, sinusoidal ac current and fast dynamic response. Voltage and current loops of these rectifier are usually performed with fixed parameters PI controller. First,PI controller gain values for three-phase PWM based rectifiers have been found. then, PI controller structure which can be adjusted using fuzzy logic controller has been created. simulation study was carried out for the three-phase PWM based rectifier via Matlab/Simulink software package. both controllers have been compared and evaluated in terms of rise time, settling time, power factor and total harmonic distortion.

1. Giriş

Son yıllarda birçok elektronik cihazın kullanımının artması reaktif gücün ve iletim hattındaki güç kayıplarının artmasına neden olmaktadır. Bu tip cihazlarda kullanılan doğrultucu devreleri genellikle denetimsiz olan diyot temellidir. Denetimsiz doğrultucu devrelerinin en büyük dezavantajları ise; güç faktörlerinin düşük ve yüksek harmonik bozulumuna sahip olmalarıdır. Yüksek harmonik bozulumu ise şebekedeki yüklerin tam verimli çalışamamasına ve şebekede aşırı yüklenmelere neden olmaktadır. Bu nedenle harmonik bozulumları sınırlamak gerekmektedir. Diyot temelli doğrultucuların bu tip istenilmeyen özelliklerinden dolayı daha düşük harmonik bozulumuna sahip ve güç faktörü yüksek doğrultucu devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır [1-5].

Güç elektroniği devrelerindeki ve yarı iletken malzemelerdeki hızlı ilerlemelerle birlikte denetlenebilir doğrultucu devrelerinin ortaya çıkması kaçınılmaz olmuştur. Bu tip doğrultucu devrelerine darbe genişlik modülasyonu ya da uzay darbe genişlik modülasyon tekniğini kullanan yükseltici tip doğrultucu devreleri örnek gösterilebilir. Bu tip AC/DC dönüşümünü gerçekleştiren doğrultucu devreleri ile yüksek güç faktörü, düşük harmonik bozulum, çift yönlü güç akışı ve sabit DC bara gerilimi elde edilebilir. Bu çeviriciler bu özelliklerinden dolayı birçok uygulamada oldukça sık olarak kullanılmaktadır. Bu doğrultucuların denetlenmeleri için a-b-c, α-β ve d-q eksen dönüşümlerinin yapıldığı vektör denetim yöntemine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yapıdaki doğrultucu devresinde DC gerilimin ve d-q akımlarının denetlenmesi gerekmektedir. Bu işlem genellikle sabit parametreli PI ya da PID denetleyici ile yapılmaktadır. PI ya da PID denetleyicinin kazanç parametrelerini belirlemek için doğrultucu devresinin matematiksel modelinin çıkartılması gerekmektedir [5-11]. PI ya da PID denetleyicinin kazanç parametreleri için literatürde birçok çalışma mevcuttur. Fakat bu yöntemlerden istenilen performans ve verim elde edilmeyebilmektedir.

1965 yılında L.Zadeh tarafından ortaya atılan bulanık mantık kavramı birçok alanda yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır [12]. Bulanık mantıkta kesin yargılar yoktur. Bir durum bütünüyle doğru veya bütünüyle yanlış olarak ifade edilmeyip, bir doğruluk derecesiyle ifade edilir. Bu yöntemin araştırmacılar ve akademisyenler için en ilgi çekici yanı ise sistemin herhangi bir matematiksel modeline ihtiyaç duymadan uzman kişinin bilgi ve becerisine dayalı olmasıdır.

Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici ise PI denetleyicinin kazanç parametrelerinin sabit olmadan sistemin cevabına göre bulanık mantık denetleyici ile bulunması prensibine dayanmaktadır [13-19].

Bu çalışmada DGM tabanlı yükseltici tip doğrultucu için Öz-Ayarlamalı bulanık-PI denetleyici tasarlanarak DGM tabanlı doğrultucunun DC gerilimi ve dq akımları denetlenmiştir. Ayrıca, Öz-Ayarlamalı bulanık-PI denetleyici ile klasik PI denetleyici güç faktörü ve THD açısından karşılaştırılmıştır. Çalışmanın ikinci bölümünde DGM tabanlı doğrultucunun matematiksel modeli verilerek genel özelliklerinden bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde ise klasik PI denetleyicinin kazanç parametreleri belirlenmiştir. Dördüncü bölümde bulanık mantık denetleyici (BMD) hakkında bilgiler verilerek bulanık-PI denetleyici oluşturulmuştur. Beşinci bölümde ise her iki denetleyiciyle oluşturulan SVPWM tipi doğrultucu için Matlab/Simulink paket programı yardımıyla benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Sonuç kısmında ise iki denetleyici birçok yönden karşılaştırılarak bir değerlendirme yapılmıştır.

2. DGM Tabanlı Doğrultucunun Matematiksel Modeli

Teknolojik gelişmeyle birlikte son yıllarda elektronik cihazların kullanımı hızla artmıştır. Bu cihazların büyük bir bölümü de doğru akım kullanacak şekilde tasarlanmıştır. Şebeke tarafı AC olduğu için bu gerilimin doğrultulması gerekmektedir. Bilindiği gibi diyot denetimli doğrultucuların birim güç faktörleri düşüktür [3-5]. Şekil 1'de yükseltici tip SVPWM tabanlı bir doğrultucu devresi verilmiştir. Bu yapıya sahip olan doğrultuculardaki bobinler yükseltme işlemi için kullanılırlar. DC hat tarafındaki kapasite ise DC gerilimdeki salınımı azaltmak için kullanılır. Bu tip doğrultucular, birim güç faktörlerinin yüksek olmasından dolayı birçok uygulama ve sistemde sıkça kullanılmaktadır [1-3]. Bu tip çeviricilerin denetim yöntemi üç fazlı değişkenlerin iki fazlı değişkenlere indirgenerek denetlenme ilkesine dayanır. Bu doğrultucunun genel matematiksel modelleri duran referans ekseninde çıkarılır. Daha sonra, dq ve αβ koordinatlarındaki modellemeleri yapılır. Şebeke akım ve gerilimleri, denklem 1–3' deki gibi tanımlanır.

$$V_a = V_m \sin\theta \tag{1}$$

$$V_b = V_m \sin(\theta - 2\pi/3) \tag{2}$$

$$V_c = V_m \sin(\theta - 4\pi/3) \tag{3}$$

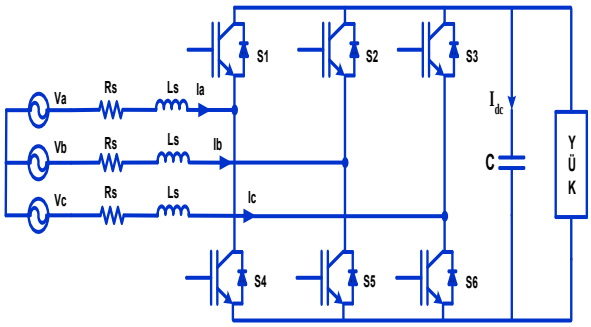
DGM tabanlı doğrultucu için şebeke gerilim değerleri ise denklem 4-6'daki gibi elde edilir. Burada I_a,I_b,I_c faz akımlarını, v_{ra},v_{rb},v_{rc} ise doğrultucu giriş gerilimleridir.

$$V_a = L\frac{dI_a}{dt} + RI_a + v_{ra} \tag{4}$$

$$V_b = L\frac{dI_b}{dt} + RI_b + v_{rb} \tag{5}$$

$$V_c = L\frac{dI_c}{dt} + RI_c + v_{rc} \tag{6}$$

Doğrultucu yapısında bulunan anahtarlama elemanlarının DC hat tarafındaki V_{dc} gerilimini elde etmek için uygun bir şekilde açılıp-kapanmasıyla birlikle v_{ra},v_{rb},v_{rc} gerilim değerleri aşağıdaki denklemlerle bulunabilir (Blasko ve Kaura, 1997). Burada *Sa*,*Sb*,*Sc* anahtarlama fonksiyonlarını göstermektedir. Bu anahtarlama fonksiyonları eğer anahtar kapalı ise 1 değerini, anahtar açıksa da 0 değerini alır [5-9].



Şekil 1: Üç Fazlı SVPWM Tabanlı Doğrultucu Devresi

$$v_{ra} = \left[S_a - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)\right]V_{dc} \tag{7}$$

$$v_{rb} = \left[S_b - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)\right]V_{dc} \tag{8}$$

$$v_{rc} = \left[S_c - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)\right]V_{dc} \tag{9}$$

$$C\frac{dv_{dc}}{dt} = S_a I_a + S_b I_b + S_c I_c - I_L \tag{10}$$

SVPWM tabanlı doğrultucunun *abc* koordinat sistemindeki matematiksel modeli denklem 11-13 ile bulunabilir. Bu sisteme denklem 14'deki park dönüşümü uygulanırsa denklem 15-17 elde edilir [1].

$$L\frac{dI_a}{dt} = v_a - RI_a + \frac{S_b + S_c - 2S_a}{3}v_{dc} \tag{11}$$

$$L\frac{dI_b}{dt} = v_b - RI_b + \frac{S_a + S_c - 2S_b}{3}v_{dc} \tag{12}$$

$$L\frac{dI_c}{dt} = v_c - RI_c + \frac{S_a + S_b - 2S_c}{3}v_{dc} \tag{13}$$

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{14}$$

$$L\frac{dI_d}{dt} = v_d - RI_d + \omega LI_q - u_{rd} \tag{15}$$

$$L\frac{dI_q}{dt} = v_q - RI_q + \omega LI_d - u_{rq} \tag{16}$$

$$C\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(S_d I_d + S_q I_q) - \frac{v_{dc}}{R_L} \tag{17}$$

Burada; $u_{rd}=S_d.v_{dc}$ ve $u_{rq}=S_q.v_{dc}$'dir. Ayrıca S_d, S_q ve u_{rd}, u_{rq} ise sırasıyla d-q eksenindeki anahtarlama fonksiyonları ve doğrultucu giriş gerilimleridir. Dönüşümler için gerekli olan açı değeri(θ) matlab/simulink programında hazır blok olarak bulunan PLL (faz kilitleme döngüsü) ile bulunabilir ya da abc–αβ dönüşümü sayesinde de elde edilebilir. PLL kullanıldığında αβ dönüşüm yapılmadan direk d-q döner referans çerçevede dönüşüm yapılmasıyla denetim gerçekleştirilir [1]. Bu çalışmada PLL bloğu kullanılmadan aşağıdaki denklemler kullanılarak gerekli açı değerleri bulunmuştur.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{18}$$

$$\sin\theta = \frac{u_\beta}{\sqrt{\left(u_\alpha{}^2 + u_\beta{}^2\right)}} \tag{19}$$

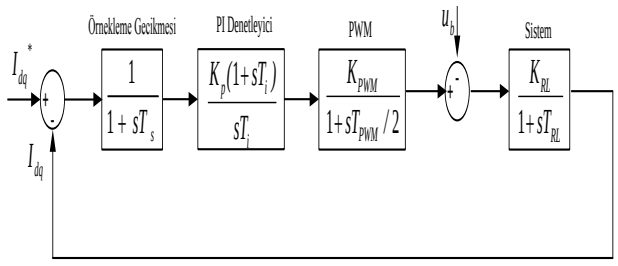
$$\cos\theta = \frac{u_\alpha}{\sqrt{\left(u_\alpha{}^2 + u_\beta{}^2\right)}} \tag{20}$$

SVPWM tabanlı AC/DC doğrultucu devresinde DC gerilim (V_{dc}), referans V_{dc}^* ile karşılaştırıldıktan sonra aradaki fark bilgisi uygun bir gerilim denetleyici sayesinde aktif bileşene (I_d^*) dönüştürülmektedir. Reaktif gücün denetlenmesi için $I_q^*=0$ olarak ayarlanmalıdır. Şebeke gerilim ve akımlarının abc/α-β dönüşümlerinden I_q ve I_d bileşenleri elde edildikten sonra I_q^* ve I_d^* akımlarıyla karşılaştırılır. Aradaki fark akım denetleyici aracılığıyla V_q ve V_d gerilim değerlerine dönüştürülür [1].

2. DGM Tabanlı Doğrultucu İçin PI ve Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI Denetleyicinin Tasarlanması

2.1. dq Akımları ve DC Hat için PI Denetleyici Tasarımı

Üç fazlı DGM tabanlı AC/DC çevirilerde sıklıkla kullanılan PI denetleyicinin kazanç parametrelerini belirlemek için bu çeviricilerin eşdeğer devrelerinin çıkartılması gerekmektedir. Bu amaç için birçok çalışma mevcuttur. İlk olarak dq akımlarının denetiminde kullanılacak sabit parametreli PI denetleyici için denetim döngüsünün indirgenmiş blok diyagramı oluşturulmuştur ve bu yapı şekil 2'de verilmiştir [1].



Şekil 2: d-q Akımları İçin İndirgenmiş Blok Diyagramı

İndirgenmiş blok diyagramda gösterilen en küçük zaman sabitleri olan örneklemeden ve anahtarlamadan dolayı meydana gelen gecikmeler denklem 21'deki gibi *(T_s ve T_{DGM})* tek bir zaman sabiti olarak gösterilebilir.

$$T_{ei} = T_s + T_{DGM}/2 \tag{21}$$

Sistemin baskın kutbu dikkate alınarak, sabit parametreli PI denetleyicinin integral zaman sabiti sistemin zaman sabitine eşit seçilerek yok edilebilir [1].

$$T_i = T_{RL} \tag{22}$$

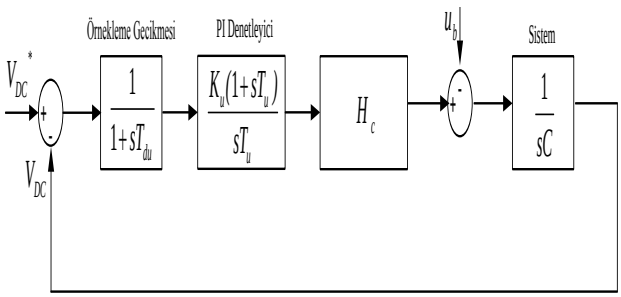
Akım denetim döngüsü için sistemin kapalım çevrim transfer fonksiyonu denklem 23 ile ifade edilebilir [1].

$$H_c = \frac{1}{s^2 \dfrac{T_{RL}T_{ei}}{K_p K_{DGM} K_{RL}} + s\dfrac{T_{RL}}{K_p K_{DGM} K_{RL}} + 1} \tag{23}$$

Sönüm oranı *(ζ)*, 0.707 olarak seçilirse; %5'lik bir aşma için PI denetleyicinin kazancı denklem 24 ile bulunur.

$$K_p = \frac{T_{RL}}{2T_{ei}K_{DGM}K_{RL}} \tag{24}$$

dq akımları için PI denetleyicisinin integral kazancı sistemdeki en küçük zaman sabitinin (*Tei*) on katı (*Ti = 10Tei*) seçilebilir [1]. DC hat gerilim denetiminde kullanılan PI denetleyicinin parametrelerini belirlemek için Şekil 3'te gösterilen dc hat döngüsünün indirgenmiş modeli kullanılabilir [1].



Şekil 3: DC Hat Gerilimi İçin İndirgenmiş Blok Diyagramı

Blok diyagramdaki en küçük zaman sabitleri olan akım döngüsünün, örnekleme ve filtreme gecikmesi tek bir zaman sabiti olarak ifade edilirse;

$$T_{eu} = T_{du} + 2T_{ei} \tag{25}$$

DC hat gerilimi için açık çevrim transfer fonksiyonu denklem 26 ile elde edilir.

$$H_{AÇ} = \frac{K_u(1+sT_u)}{sT_u(1+sT_{eu})sC} \tag{26}$$

PI denetleyicinin kazancı denklem 27 ile bulunur [1].

$$K_u = \frac{C}{aT_{eu}} \qquad (27)$$

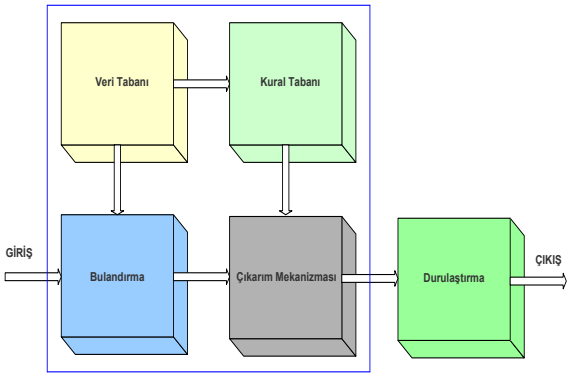
Tablo 1: Akım denetimi ve DC Hat Gerilimi için hesaplanan PI denetleyicilerin parametreleri

Akım Denetimi için		DC Hat Denetimi için	
Kp	5.44	Kp	4.11
Ki	420	Ki	55

Burada *Ts*; örnekleme süresi, K_p; PI denetleyicinin oransal kazancı, T_i; PI denetleyici integral zaman sabiti, K_{PWM}; doğrultucu kazancı, T_{PWM}; PWM bloğunun zaman sabiti, u_b; bozucu giriş ve K_{RL}; sistem kazancı, H_C; akım döngüsünün birinci dereceden transfer fonksiyonunu, T_u; gerilim döngüsündeki PI denetleyicinin integral kazancını ifade etmektedir. $T_{RL}= L_s/R_s$, $K_{RL}=1/R_s$'e eşittir.

2.2. Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI Denetleyici Tasarımı

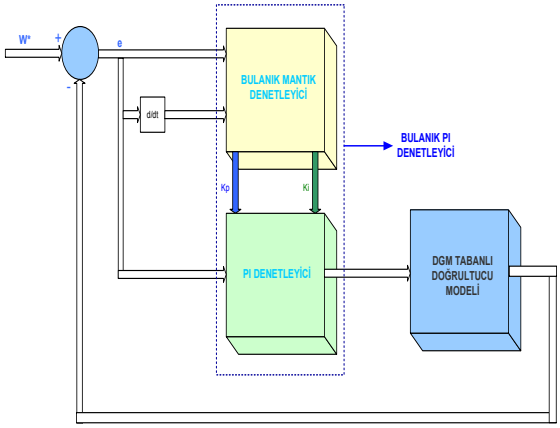
Bulanık mantık ilk olarak 1965 yılında Lütfi Zadeh tarafından ortaya atılmıştır [12]. O tarihten sonra önemi gittikçe artarak günümüze kadar gelen bulanık mantık, belirsizliklerin anlatımı ve belirsizliklerle çalışılabilmesi için kurulmuş katı bir matematik düzen olarak tanımlanabilir. Klasik mantıkta bir eleman bir kümenin elemanıdır ya da değildir mantığına sahip olduğu için klasik mantık yöntemleriyle karmaşık sistemleri modellemek ve denetlemek zordur. Çünkü veriler tam ve net olmalıdır [12]. Bulanık mantık da ise kesinlik yoktur ve daha niteliksel tanımlama mevcuttur. Bulanık mantığın en ilgi çeken tarafı ise uzman kişinin bilgileri denetleyicinin içerisine gömülerek sistem denetlenir. Yani sistemin herhangi bir matematiksel modeline ihtiyaç yoktur.



Şekil 4: Genel BMD Yapısı

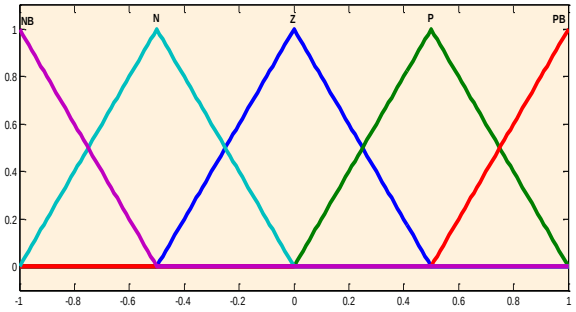
BMD, genel olarak bulandırma, çıkarım mekanizması, durulaştırma ve bilgi tabanı (veri ve kural tabanı) olmak üzere dört temel bileşenden oluşmaktadır. Bu yapı şekil 3'de verilmiştir. Şekil 4'te bulanık-PI denetleyici yapısına ait blok diyagramı verilmiştir. Bulanık-PI denetleyicideki amaç, PI kazanç parametrelerinin bulanık mantık denetleyici ile oluşturularak online olarak sisteme uygun PI kazanç değerlerinin bulunmasıdır. PI kazanç parametreleri sabit olduğu için zamanla değişen ve lineer olmayan sitemler için başarılı sonuçlar vermeyebilir.

Bulanık-PI denetleyici ile PI kazanç değerleri otomatik olarak ayarlanarak PI denetleyicinin bu olumsuz durumu ortadan kaldırılır [13-19].



Şekil 5: Bulanık-PI Denetleyici Blok Diyagramı

BMD'nin bulandırma işleminde giriş ve çıkış değişkenleri sembolik ifadelere dönüştürülmektedir. Tasarlanan denetleyicide kullanılan dilsel değişkenleri NB (Negatif Büyük), N (Negatif), Z(Sıfır), P(Pozitif), PB(Pozitif Büyük) olmak üzere beş değişken kullanılmıştır. Oluşturulan Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyicinin 2 girişi ve 2 çıkışı vardır. Girişler, hata (e) ve Hata değişimi (Δe) olarak tanımlanabilir. Çıkışlar ise Kp ve Ki için oluşturulmuştur.



Şekil 6: Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI Denetleyici için Üyelik Fonksiyonları

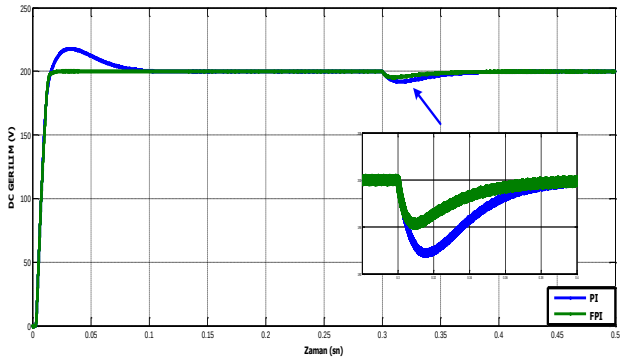
Kp ve Ki çıkışları için oluşturulan kural tabanları ise tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: Kp ve Ki İçin Kural Tablosu

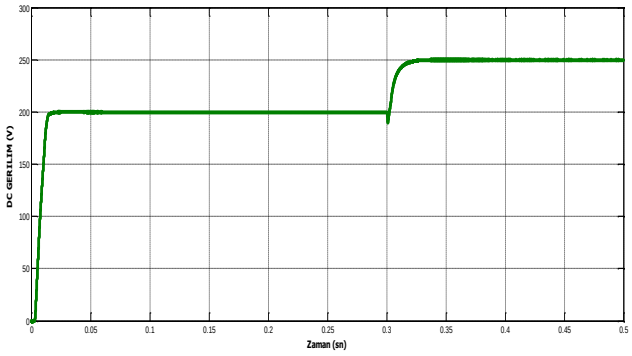
Kp/Ki		de				
		NB	N	Z	P	PB
e	NB	NB/PB	NB/PB	NB/PB	N/N	Z/NB
	N	NB/PB	N/P	N/P	N/Z	Z/NB
	Z	NB/P	N/P	Z/Z	P/N	PB/NB
	PS	Z/Z	P/P	P/N	P/N	PB/NB
	PM	Z/Z	P/N	PB/NB	PB/NB	PB/NB

3. Benzetim Çalışması Sonuçları

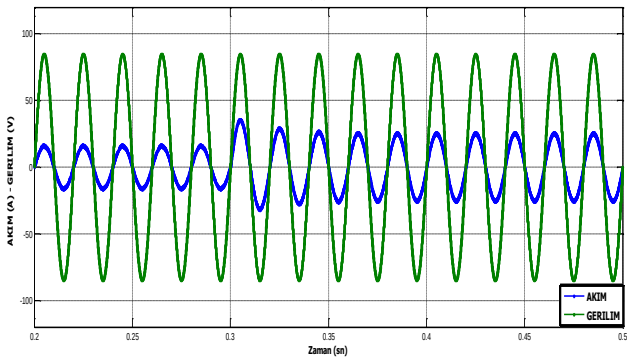
Bu çalışmada üç fazlı DGM tabanlı doğrultucu için Matlab/Simulink paket programında benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. İlk olarak AC/DC tip çeviricinin gerilim ve akım döngüleri için PI ve Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici tasarlanmıştır. Daha sonra her iki denetleyici AC/DC tip çeviricinin gerilim ve akım döngüsüne uygulanmıştır. Çalışmada kullanılan elemanların değerleri ise; şebeke gerilimi 70 Vrms, R=0.1Ω, L_s=2mH, C=3300μF, örnekleme süresi (T_s) ise 100μs'dir. Şekil 7'de her iki denetleyiciden elde edilen DC hat gerilim görülmektedir. Sistem PI denetleyicinin tasarımına uygun olarak aşma yapmış ve sürekli durum hatası olmadan referans hızı izlemiştir. Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici ise aşma yapmadan referans DC hat gerilimini başarılı bir şekilde izlemiştir. Sisteme 0.3 sn'de yük bindirilmiştir. Her iki denetleyicinin yüke vermiş oldukları cevap şekil 7'de görülmektedir.



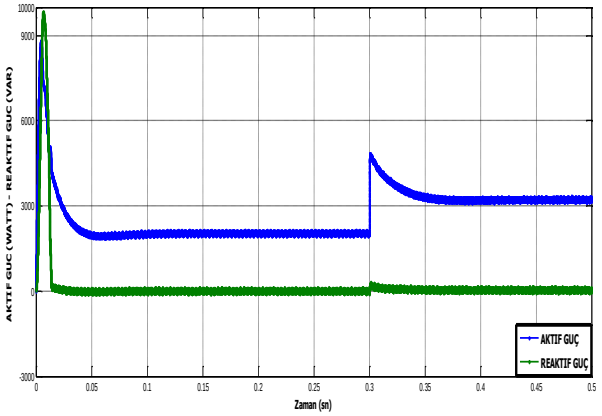
Şekil 7: Her İki Denetleyici İle Elde Edilen DC Hat Gerilimi



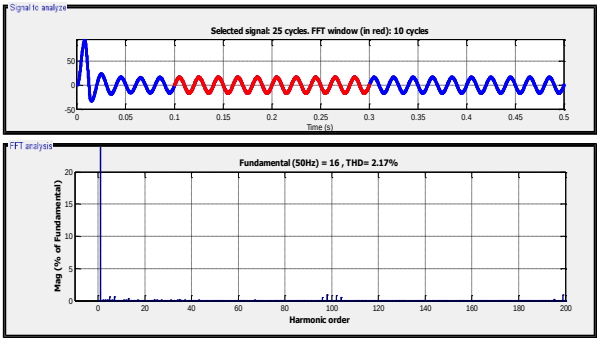
(a)



(b)

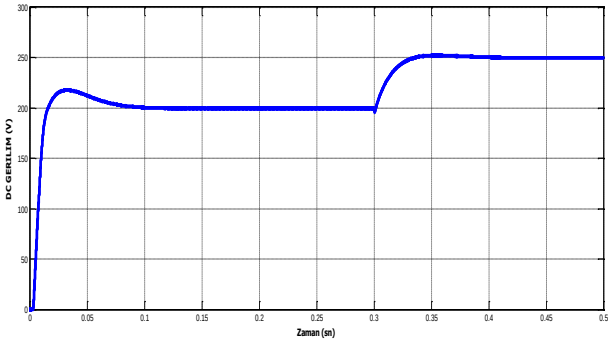


(c)

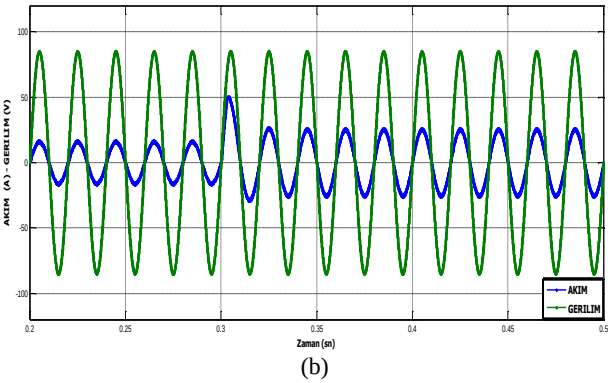


(d)

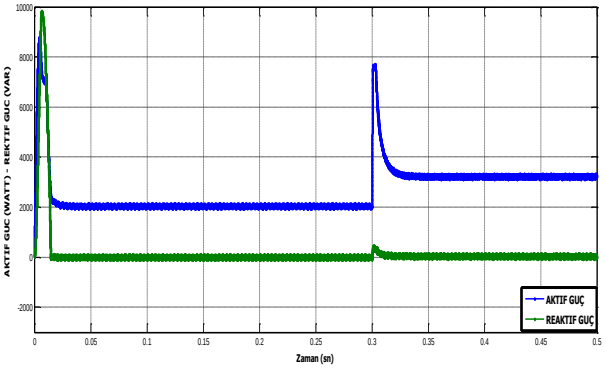
Şekil 8: Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI Denetleyiciden elde edilen sonuçlar a) DC Hat Gerilimi b) Hat Akım-Gerilim İlişkisi c) Aktif-Reaktif Güç d) Toplam Harmonik Bozulum



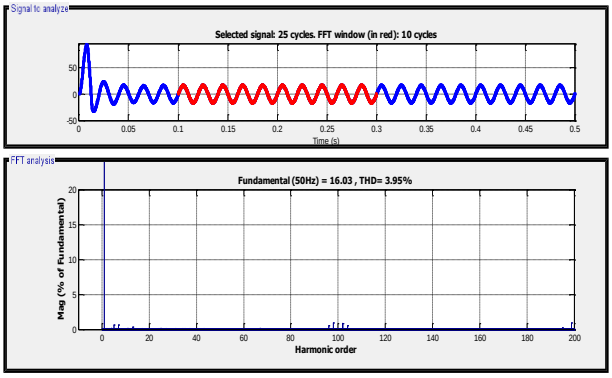
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 9: Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI Denetleyiciden elde edilen sonuçlar a) DC Hat Gerilimi b) Hat Akım-Gerilim İlişkisi c) Aktif-Reaktif Güç d) Toplam Harmonik Bozulum

Şekil 8 ve 9'da her iki denetleyicinin 200/250 V'luk değişik sabit referans hat gerilimleri izleme başarımı gösterilmiştir. Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici her iki referans gerilim değerinde aşma ve sürekli durum hatası yapmadan referans DC hat gerilimini başarılı bir şekilde izlemiştir. PI denetleyici ise yapısına bağlı olarak referans hat gerilimini aşma yaparak izlemiştir. Tablo 3'de her iki denetleyici birçok yönden karşılaştırılmıştır.

Tablo 3: Her iki Denetleyicinin Karşılaştırılması

PI Denetleyici		**Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI Denetleyici**	
Aşma	%7.5	Aşma	%0
Yerleşme zamanı	0.1 sn	Yerleşme zamanı	0.01 sn
Güç Faktörü	0.9	Güç Faktörü	1
THD	%3.95	THD	%2.17

4. Sonuçlar

Bu çalışmada DGM tabanlı doğrultucular için PI ve Öz-ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici tasarlanmıştır. Her iki denetleyici için aynı şartlarda bir takım karşılaştırılmalar yapılmıştır. Klasik PI denetleyicinin parametrelerinin belirlenmesi için sistemin indirgenmiş blok diyagramlarından faydalanılmıştır. Fakat PI denetleyicinin kazanç parametrelerin belirlenmesi her zaman kolay olmamakta ve yeterli performansı gösterememektedir. Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici ise sistemin herhangi bir matematiksel modeline ihtiyaç duymadığı için uzman kişi tarafından oluşturulabilir ve PI denetleyiciye göre çok daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlara göre Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici tüm koşullarda PI denetleyiciden üstündür. Öz-Ayarlamalı Bulanık-PI denetleyici etkin performansından dolayı DGM tabanlı doğrultucu devrelerinde kullanılabilir.

Kaynakça

[1] V., Blasko, and Kaura, V., "A New Mathematical Model and Control of A Three Phase AC-DC Voltage Source Converter", IEEE Transaction on Power Electronics, 12, 116-123, 1997.

[2] M.P., Kazmierkowski and Malesani, L., "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters": A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5), 691-703.

[3] M., Malinowski, et al. ''Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)'', IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2004, 51(2), pp. 447–454.

[4] B. Yin, R. Oruganti, S. K. Panda and A. K. S. Bhat, "An Output-Power-Control Strategy for a Three-Phase PWM Rectifier under Unbalanced Supply Conditions," IEEE Trans. Ind. Electron., 2008, Vol. 55, No. 5, pp. 2140-2151.

[5] J. R. Rodigues, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt and P. Lezana, "PWM Regenerative Rectifiers: State of Art," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, Vol. 52, No. 1, pp. 5-22.

[6] T. Lu, Z. M. Zhao, Y. C. Zhang, Y. CH. Zhang, and L. Q. yuan, "A Novel Direct Power Control Strategy for Three-Level PWM Rectifier Based on Fixed Synthesizing Vectors," in Proc. ICEM'08, Wuhan, China, 2008, p. 520.

[7] D. C. Lee, G. M. Lee and K. D. Lee, "DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3,2000, pp. 826-833.

[8] Z. Li, Y. Li, P. Wang, H. Zhu, C. Liu and F. Gao, "Single-Loop Digital Control of High-Power 400Hz Ground Power Unity for Airplanes," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 2, 2010, pp. 532-543.

[9] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg and G. D. Marquez, "Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers, Industrial Application", IEEE Transactions on, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, luI/Aug. 2001.

[10] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, "Virtual Flux P redictive Direct Power Control of Three Phase AC-DC Converter", Human System Interactions, IEEE Conference, pp. 510-515, May. 2008.

[11] J. Xu, Dingxin He, Jin Zhao, Shuyun Wan, "A new design method of maximum inductor value for PWM rectifier," Journal of Huazhong University of Science and Technology (Nature Science Edition), vol. 34, pp. 33-35, Apr, 2006.

[12] L. A. Zadeh, "fuzzy sets," Inform, Control, Vol.8, 1965, pp.338-353.

[13] H., Açıkgöz, M., Şekkeli "Simulatıon Study of Power Electronic Transformers with Fuzzy Logic Controller", International Refereed Journal of Engineering And Sciences, 2014 Issue: 01 Volume: 01 Spring Summer ID:03 K:21.

[14] D. Lee, and G. L, "DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization," IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol. 36, No. 3, pp:826-833, May/June, 2000.

[15] C. Cecati, A. Dell'Aquila, A. Lecci, and M. Liserre, "Implementation issues of a fuzzy-logic-based three-phase active rectifier employing only Voltage sensors," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 52, pp. 378-385, 2005.

[16] Chen L., "Research on Control Strategy of Fuzzy PID Controller", Coal Mine Automation, 2001.

[17] Bhattacharya S., Chatterjee A., and Munshi S., "An improved PID-type fuzzy controller employing individual fuzzy P, fuzzy I and fuzzy D controllers". Transactions of the Institute of Measurement and Control 25: 352–372, 2003.

[18] Zulfatmann, M.F. Rahmat, "Application of Self-Tuning Fuzzy PID Controller on Industrial Hydraulic Actuator using System Identification Approach," Int. Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems, vol. 2, No. 2, June 2009, pp. 246-261, 2009.

[19] H., Açıkgöz, Ö. F., Keçecioğlu, M., Güneş, M., Şekkeli, "Simulation Study of Hydraulic Turbine by Using Self-Tuning Fuzzy PID Controller", Academic Platform Journal of Engineering and Science ,3-1, 2015.