

# KAYMA MOD DENETLEYİCİ KULLANILARAK AKTİF GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİMİ

**Korhan KAYIŞLI\*, Servet TUNCER\*, Mustafa POYRAZ\*\***

\*Fırat Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü, 23119, Elazığ

\*\*Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 23119, Elazığ

Geliş Tarihi : 31.07.2007

Kabul Tarihi : 12.05.2008

## ÖZET

Bu makalede, yükseltici tip dönüştürücü devresinde giriş akımının aktif şekillendirilmesi için bir kayma mod denetleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan denetleyicinin dayanıklılığı giriş hat gerilimindeki değişimlerin yanı sıra dönüştürücünün çıkış katındaki yük değişimleri ve farklı çıkış gerilim referanslarına göre test edilmiştir. Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçlarından, giriş gerilimi ile giriş akımının aynı fazda olması sağlanmış ve yaklaşık birim güç faktörü elde edilmiştir.

**Anahtar Kelimeler :** *Güç faktörü düzeltme, Yükseltici tip dönüştürücü, Kayma mod denetleyici.*

## ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION USING A SLIDING MODE CONTROLLER

### ABSTRACT

In this paper, a sliding mode controller is designed for active shaping of the input current in the boost converter. Robustness of the designed controller is tested with variable output voltage references, different loads and network voltage variations. For the simulations, MATLAB/Simulink programme is used. From simulation results, the same phase was provided between input current and input voltage and nearly unity power factor was obtained.

**Key Words :** *Power factor correction, Boost type converter, Sliding mode controller.*

### 1. GİRİŞ

Günlük hayatta ac-dc güç dönüşümü sağlamakta kullanılan güç kaynaklarının çoğu şebekeden sinüzoidal olmayan ve harmonik içeren akımlar çekmektedir. Şebekeden çekilen bu şekildeki akımlar, düşük “Güç Faktörü (GF)” ve yüksek etkin hat akımlarının oluşmasına sebep olur. Şebekeden çekilen akımın kalitesinin düşmesi; şebeke geriliminde bozulmalara, kayıpların artmasına, elektromanyetik parazitlerin ortaya çıkmasına ve bütün bunların sonucunda şebekeden beslenen diğer cihazların bunlardan etkilenmesine sebep olarak

gücün verimsiz kullanımına neden olmaktadır. Bu olumsuz etkileri gidermek amacıyla, pasif devreler kullanılarak harmonik bileşenleri azaltma, aktif güç katsayısı düzeltme ve aktif doğrultucular gibi teknikler kullanılmaktadır (Chen v.d., 1990).

Klasik kontrolsüz köprü doğrultucular kullanılarak gerçekleştirilen ac-dc dönüşümde GF değeri yaklaşık 0.65 civarında olmaktadır (Rossetto v.d., 1995). Bu doğrultucuların alternatif akım tarafına indüktans veya indüktans-kondansatör yapılarını içeren pasif devreler eklenerek harmonik bileşenler

azaltılabilmekte ve beraberinde GF değeri de önemli ölçüde artırılmaktadır (Mohan v.d., 1995).

Son yıllarda, yarı iletken anahtarlama elemanlarının hız ve kapasitelerinin artışının yanı sıra denetleme elemanı olarak kullanılan mikrodenetleyici teknolojisinde de çok hızlı gelişmeler olmaktadır. Özellikle Sayısal İşaret İşlemcilerin (Sİİ) gerçek zamanlı kontrol tekniğinde kullanılması ve yüksek frekanslı anahtarlama elemanlarının üretilmesi ile yüksek performanslı yükseltici tip dc-dc dönüştürücüler için daha verimli algoritmalar geliştirilebilmektedir (Tuncer ve Tatar, 2000).

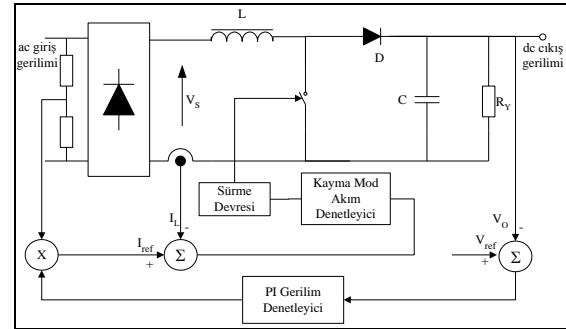
Yüksek GF değeri elde etmek için literatürlerde aktif devre elemanlarını kullanan tek-katlı veya iki katlı "Güç Faktörü Düzeltme (GFD)" yöntemleri sunulmaktadır (Rossetto v.d., 1995; Lee ve Siu, 1996; Chow v.d., 1998; Li ve Ruan, 2004; Lin v.d., 2004; Kaewarsa v.d., 2004). Lin v.d., 2004; Chow v.d., 1998; Lee ve Siu, 1996' da belirtilen tek katlı GFD yöntemi için yapılan çalışmalarda; doğrultucu çıkışına bağlı bir dc-dc dönüştürücü devresinin güç anahtarı, giriş akımı ile gerilimi arasındaki faz farkını ortadan kaldıracak ve yüksek GF değerleri sağlanabilecek şekilde anahtarlansaktadır. Li ve Ruan, 2004; Kaewarsa v.d, 2004 ise çalışmalarında iki katlı GFD yöntemi kullanmışlardır. Bu yöntemde, dc-dc dönüştürücü devresinin giriş katı doğrultucu-kondansatör yapısından oluşmaktadır. İki katlı GFD yaklaşımın maliyeti, tek katlı GFD yöntemine göre daha yüksek olmakla birlikte, her iki GFD yönteminde de yüksek GF değerlerine erişmek mümkün olmaktadır.

Bu çalışmada, tek katlı yaklaşımı kullanan ve doğrultucu çıkışına bağlanan yükseltici tip dc-dc dönüştürücünün güç anahtarı, yüksek GF değerleri elde etmek için denetlenmektedir. Bu amaçla, regüleli bir çıkış gerilimi elde etmek için bir gerilim denetleyici ve yüksek GF değeri için ise bir akım denetleyici kullanılmaktadır. Denetim yapısında, doğrultulmuş şebeke geriliminin bir örneği gerilim denetleyici çıkışı ile çarpılarak şebeke gerilimi ile aynı fazda bir referans akımı elde edilmektedir. Bu referans akım indüktans içerisinde geçen akımla karşılaştırıldıktan sonra elde edilen akım hatası Kayma Mod Denetleyiciye (KMD) giriş olarak uygulanır. Çalışmada, yükseltici dönüştürücünün indüktans akımının denetimi KMD tekniği kullanılarak yapılmıştır. KMD sayesinde yüksek GF değerinin yanı sıra dayanıklı bir denetim yapısı elde edilmiştir. KMD yöntemi doğrusal olmayan, değişen parametrelere sahip veya harici bozucu girişlerin etkisi altında bulunan sistemlerin kontrolünde kullanılan etkili bir denetim yöntemidir. GFD işleminde giriş akımı ile gerilimi arasında faz farkının oluşmaması ve akımın sinüzoidal formdan

uzaklaşmaması istenmektedir. Yükteki olası değişimler, hat gerilimindeki değişimler ve değişken dc çıkış gerilim isteği dayanıklı bir kontrol yöntemini zorunlu kılmaktadır. KMD'lerin dayanıklılığı, bu tür uygulamalara uygunluğu ve doğrusal olmayan sistemlerin kontrolündeki yüksek performansı sebebiyle bu çalışmada akım denetleyici olarak seçilmiştir.

## 2. GFD DEVRESİNİN ÇALIŞMASI VE MATEMATİKSEL MODELİ

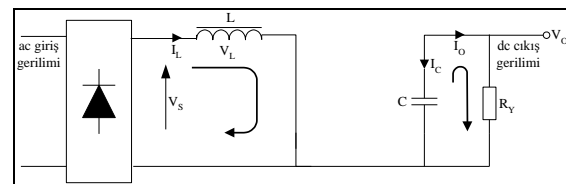
GFD işlemi için kullanılan yükseltici tip dönüştürücü devresi ile birlikte oluşturulan denetim yapısı Şekil 1'de verilmiştir. Devrenin çalışması güç anahtarının iletimde veya kesimde olmasına göre iki modda incelenmektedir (Rashid, 1993). Yükseltici dönüştürücü devresinin girişine bağlı olan köprü doğrultucunun çıkış gerilimi  $V_s$ , tam dalga doğrultulmuş gerilim olup  $V_s = |V_m \cdot \sin \omega t|$  şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 1. GFD devresi.

### 2. 1. Anahtarın İletim Modu

Devredeki güç anahtarı kapatıldığında, indüktans içerisinde geçen akım güç anahtarı üzerinden yolunu tamamlamaktadır. Bu şekilde, devredeki diyot ters polarmalanmakta ve yük akımı kondansatör tarafından sağlanmaktadır. İndüktans üzerindeki gerilim ise tam dalga doğrultulmuş ac hat gerilimine eşit olmaktadır ( $V_s = V_L$ ). Şekil 2' de güç anahtarının iletimde olduğu durum için devrenin eşdeğeri görülmektedir.



Şekil 2. Anahtarın iletimde olduğu durumda yükseltici dönüştürücünün eşdeğer devresi.

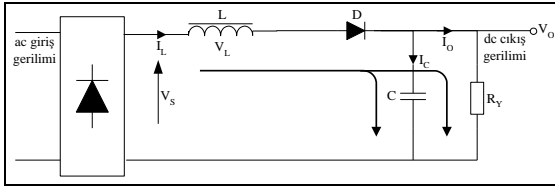
$0 < t < t_{on}$  zaman aralığında anahtar iletimde iken, indüktans akımının  $t_{on}$  süresi sonunda  $I_1$  değerinden  $I_2$  değerine doğrusal olarak yükseldiği varsayımı ile,

$$V_S = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (1)$$

ifadesi yazılabilir. Burada  $t_{on}$  anahtarın iletimde kaldığı süreyi ve  $\Delta I$  ise indüktans akımının tepeden-tepeye salınımını belirtmektedir ( $\Delta I = I_2 - I_1$ ).

## 2. 2. Anahtarın Kesim Modu

Devredeki güç anahtarı açıldığında, indüktansta depolanmış enerji ac kaynaktan sağlanan enerji ile birlikte yüke aktarılır. Bu esnada kondansatör şarj olmaktadır. Şekil 3'de anahtarın kesimde olduğu durum için devrenin eşdeğeri verilmiştir.



Şekil 3. Anahtarın kesimde olduğu durumda yükseltici dönüştürücünün eşdeğer devresi.

$t_{on} < t < T_S$  zaman aralığında anahtar kesimde iken, indüktans akımının  $t_{off}$  süresi sonunda  $I_2$  değerinden  $I_1$  değerine lineer olarak düştüğü varsayımı ile,

$$V_S - V_O = -L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (2)$$

ifadesi elde edilir. Burada  $t_{off}$  anahtarın kesimde olduğu süreyi ve  $T_S$  anahtarlama periyodunu belirtmektedir. Eşitlik (1) ve eşitlik (2)' teki  $\Delta I$  ifadeleri eşitlendiği takdirde,

$$\Delta I = \frac{V_S t_{on}}{L} = \frac{(V_O - V_S) t_{off}}{L} \quad (3)$$

ifadesi elde edilir. Dönüştürücünün ortalama çıkış gerilimini anahtarın görev oranı ( $D$ ,  $D = t_{on}/T_S$ ) türünden yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilecektir.

$$V_O = \frac{V_S}{1 - D} \quad (4)$$

Sürekli durumda, köprü doğrultucu ve yükseltici tip dönüştürücü devresindeki kayıplar oldukça düşüktür. Bu nedenle ortalama giriş gücü, yüke aktarılan

ortalama çıkış gücüne eşit kabul edilip aşağıdaki bağıntı yazılabilir (Tuncer ve Tatar, 2000).

$$V_S I_S = V_O I_O = \frac{V_S I_O}{1 - D} \quad (5)$$

Anahtarlama periyodu  $T_S$ , eşitlik (6)' da verilmiştir.

$$T_S = t_{on} + t_{off} = \frac{LV_O \Delta I}{V_S (V_O - V_S)} \quad (6)$$

$\Delta I$  ifadesi ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta I = \frac{V_S D}{f_S L} \quad (7)$$

Güç anahtarının iletimde olduğu  $t_{on}$  süresi boyunca, kondansatör akımı çıkış akımına eşittir ( $I_C = I_O$ ) ve çıkıştaki tepeden-tepeye gerilim dalgalanması aşağıdaki eşitliklerde tanımlandığı gibi elde edilecektir.

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_C dt \quad (8)$$

$$\Delta V_C = \frac{I_O D}{f_S C} \quad (9)$$

Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak yükseltici dönüştürücüyü temsil eden durum denklemi aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_Y C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_C}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_S \quad (10)$$

Burada;  $u$ , kontrol girişidir ve değeri anahtar iletimde iken 1, kesimde iken 0 olmaktadır.

## 3. KAYMA MOD DENETLEYİCİ TASARIMI

Doğrusal olmayan, parametreleri zamanla değişen ve karmaşık dinamiklere sahip sistemlerin kontrolü klasik denetleyicilerle zor olmaktadır. Bu tür sistemlerin denetiminde KMD etkili bir kontrol yöntemidir. KMD' nin kapalı çevrim kontrol sistemlerine uygulanmasında amaç, hatayı kayma yüzeyi veya diğer adıyla anahtarlama yüzeyine doğru itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Kayma yüzeyi durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan

bir fonksiyon olarak tanımlandığı için durum değişkenleri bu yüzey üzerine doğrusal bağımlıdır. Bu durumda, sistemin derecesi bağımsız giriş değişkeni kadar indirgenmiş olur ve sistem indirgenmiş bir kontrol kuralı ile denetlenir.

Durum değişkenleri için aşağıda verilen doğrusal olmayan bir sistem ele alındığında,

$$\frac{dx}{dt} = A(x, t) + B(x, t).u(t) \quad (11)$$

burada,  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$ ,  $\text{rank}(B(x, t)) = m$  dir.  $u(t)$ , sistem girişini belirtmektedir. Dayanıklı bir denetleyici yapısı eşitlik (12)'de gösterildiği gibi, parametre değişimleri ile dış bozuculara karşı gelen bir terimden ve eşdeğer bir kontrol kuralı olarak tanımlanan  $u_{esd}$ ' den oluşmaktadır. Başka bir deyişle, anahtarlama fonksiyonunun değişimini sıfır yapan eşdeğer kontrol olarak adlandırılmaktadır.

$$u(t) = -N.\text{sign}(S) + u_{esd} \quad (12)$$

Burada N bir sabit olup, maksimum kontrolör çıkışını belirtmektedir. İşaret fonksiyonu "sign" ise, eşitlik (13)'de tanımlanmıştır.

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} +1 & S > 0 \\ -1 & S < 0 \end{cases} \quad (13)$$

Denetim işlemi işaret fonksiyonuna bağlı olarak  $S=0$  etrafında anahtarlama ile gerçekleştiğinden, S kayma fonksiyonu olarak adlandırılır. KMD ile denetlenen sistemlerde temel amaç, sistemi eşitlik (14)'de tanımlanan yüzey üzerinde tutmaktır.

$$S = \left( \frac{d}{dt} + g_i \right) e_i \quad (14)$$

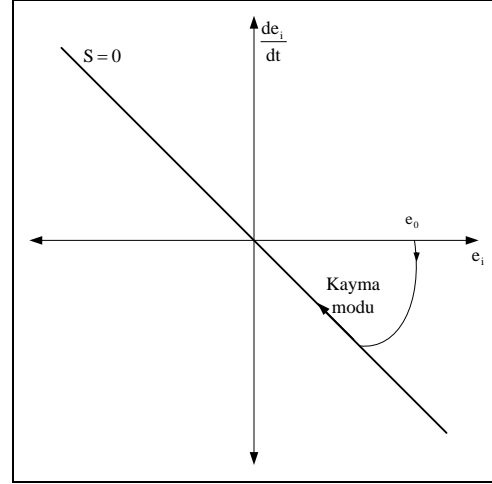
İkinci dereceden bir sistem için eşitlik (14)'te tanımlanan kayma fonksiyonu, Şekil 4'te verilmiştir.

S kayma fonksiyonunda izleme hatası  $e_i$  aşağıda tanımlandığı gibidir.

$$e_i = x^* - x \quad (15)$$

S kayma fonksiyonu sıfıra gittiği zaman  $e_i$ 'de sıfıra gidecektir. Başka bir deyişle  $S = 0$  doğrusuna sonlu bir sürede yaklaşılması için eşitlik (16)'da tanımlanan şartın sağlanması gerekmektedir.

$$\dot{S}S \leq -\lambda|S| \quad (16)$$



Şekil 4. Kayma fonksiyonu.

Burada,  $\lambda$  pozitif bir sabit sayıdır ve sistem hareketinin sonlu bir sürede  $S=0$  doğrusuna ulaşmasını garanti etmektedir.

GFD işlemleri esnasında başka bir deyişle hat akımının aktif şekillendirilmesinde, akım ile gerilimin aynı fazda olması ve daha az harmonik bileşen içermesi istenmektedir. Denetleme işleminde ilk olarak, hat akımı için bir referans değer hesaplanır. Bunun için gerilim denetleyicinin çıkışı şebeke geriliminin bir örneği karşılaştırılmaktadır.

Yükseltici tip dönüştürücü devresinde kayıpların düşük olması ve indüktansın yüksek dereceli harmonikleri filtrelemesinden ötürü, giriş ve çıkış güçleri eşit olacağından ( $P_i=P_o$ ) aşağıdaki bağıntıyı yazabiliriz.

$$\frac{1}{2}(V_m I_m) = \frac{V_o^2}{R_Y} \quad (17)$$

$$I_L^* = |I_m \sin wt| \quad (18)$$

Eşitlik (17)' de  $I_m$  ifadesi elde edilip, eşitlik (18)' de yerine yazıldığı taktirde referans akım aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_L^* = \left| \frac{2V_o^2}{V_m R_Y} \sin wt \right| \quad (19)$$

Akım denetimi için kullanılan KMD' de belirlenen S kayma yüzeyi, referans akım değeri ve indüktanstan geçen akım arasındaki hata olarak aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır (Sabanovic v.d, 2002).

$$S = I_L^* - I_L = 0 \quad (20)$$

Kontrol girişi  $u$  ise eşitlik (21)'deki gibi seçilebilir (Sabanovic v.d, 2002).

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(S)) \quad (21)$$

Sonraki aşama ise, kayma yüzeyine erişim sağlanmasının ardından sistemi bu yüzey üzerinde tutmayı sağlayacak eşdeğer kontrol girişi  $u_{\text{esd}}$ 'nin belirlenmesi işlemidir. Buna göre,

$$u_{\text{esd}} = u \Big|_{dS/dt=0} \quad (22)$$

şekindedir. Eşitlik (22) sisteme uygulandığı takdirde,

$$\frac{dS}{dt} = \frac{d(I_L^* - I_L)}{dt} = \frac{dI_L^*}{dt} + \frac{V_C}{L}(1 - u_{\text{esd}}) - \frac{V_S}{L} = 0 \quad (23)$$

$$u_{\text{esd}} = \left( \frac{L \cdot dI_L^*}{dt} + V_C - V_S \right) \frac{1}{V_C} \quad (24)$$

olarak elde edilir.  $S$  kayma fonksiyonu ve  $u$  kontrol girişine bağlı olarak kayma mod denetiminin gerçekleştirilmesi için,  $0 \leq u_{\text{esd}} \leq 1$  şartı sağlanmalıdır.

#### 4. BENZETİM ÇALIŞMASI

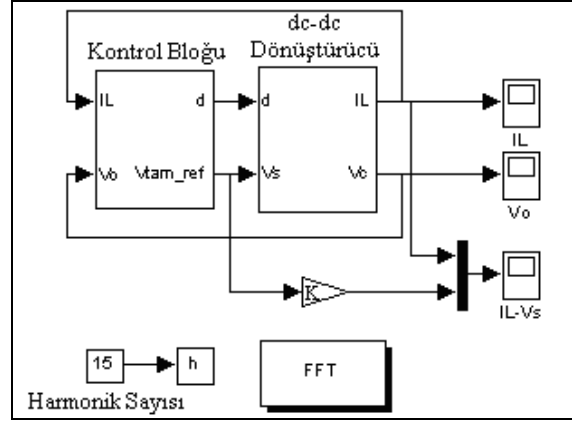
Bu çalışmada, tasarlanan kontrol algoritmasının dayanıklılığını test etmek için devreye farklı değerlerde hat gerilimleri, çıkış gerilimleri ve farklı büyüklüklerde yükler uygulanmaktadır. Tablo 1'de benzetimlerde kullanılan yükseltici tip dönüştürücü devresinin parametreleri verilmiştir.

Tablo 1. Yükseltici Tip Dönüştürücünün Devre Parametreleri.

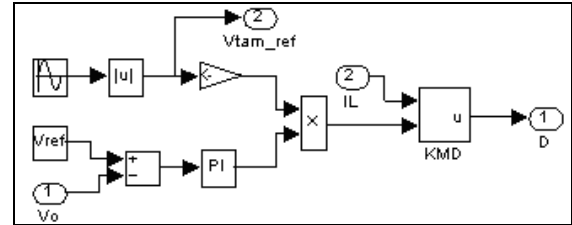
Parametre	Değeri
L	4 mH
C	2200 $\mu$ F
$R_Y$	$200 \Omega \leq R_Y \leq 1k\Omega$
$V_S$	200 V-240V rms
$V_o$	311-450V dc

Yukarıdaki parametreler tespit edilirken pratikte kullanılabilirliğe uygun olması göz önünde bulundurulmuştur. Devrede kullanılan kondansatör yük değişimlerini karşılayabilecek kadar yeterince büyük değerde seçilmiştir. Aşağıdaki şekillerde yapılan benzetim çalışmasının MATLAB/Simulink blokları verilmiştir. Şekil 5-7'de güç faktörü düzeltimi için MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan gerilim ve akım denetimi sağlayan

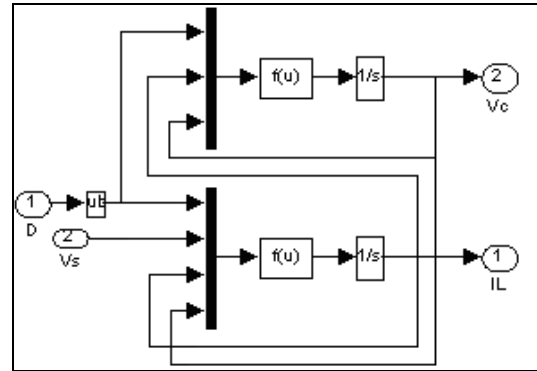
kontrol blokları ile birlikte matematiksel modele göre oluşturulan dc-dc dönüştürücü bloğu görülmektedir.



Şekil 5. GFD işlemi için oluşturulmuş MATLAB/Simulink blokları.

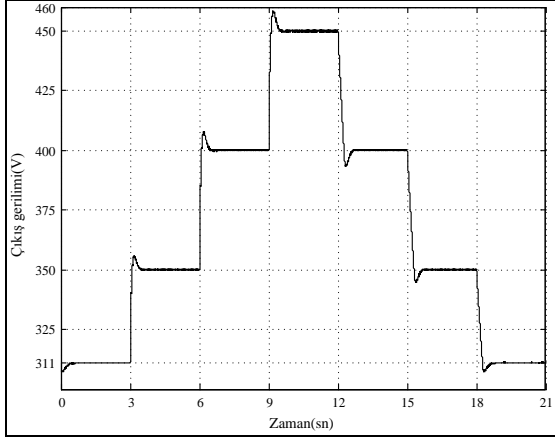


Şekil 6. Gerilim ve akım denetimi için oluşturulan bloklar.



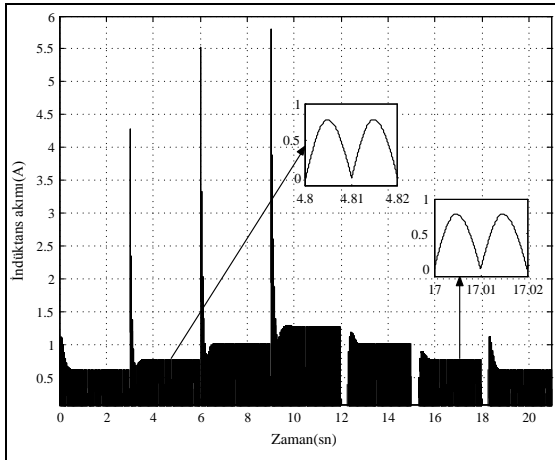
Şekil 7. Güç devresinin matematiksel modele göre oluşturulmuş MATLAB/Simulink modeli.

Şekil 8'de farklı referans çıkış gerilimlerine karşılık dc-dc dönüştürücünün cevap karakteristiği verilmiştir. Şekle dikkat edildiğinde, dönüştürücünün çıkış gerilimi referans değerlerine hızlı bir şekilde erişmektedir. Çıkış geriliminde görülen aşmalar gerilim denetiminde kullanılan PI denetleyicinin parametrelerinin ayarlanması ile azaltılabilir.



Şekil 8. Değişken referans gerilim değerleri için dönüştürücünün çıkış gerilimi.

Şekil 9'da ise bu referans çıkış gerilimlerine karşılık, indüktans akımının davranışı incelenmiştir. Referans çıkış geriliminin değişimleri esnasında akımdaki anlık sıçramalar kondansatörün üzerinde tuttuğu o andaki gerilim miktarına bağlıdır. Bir önceki referans geriliminden daha yüksek bir referans gerilimi uygulandığında, kondansatörün ilk andaki çekeceği darbe akımları bu sıçramayı oluşturmaktadır.

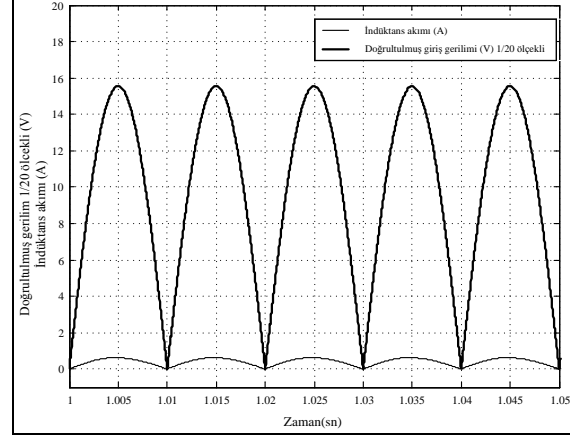


Şekil 9. Değişken çıkış gerilimi referans değerleri için hat akımının değişimi.

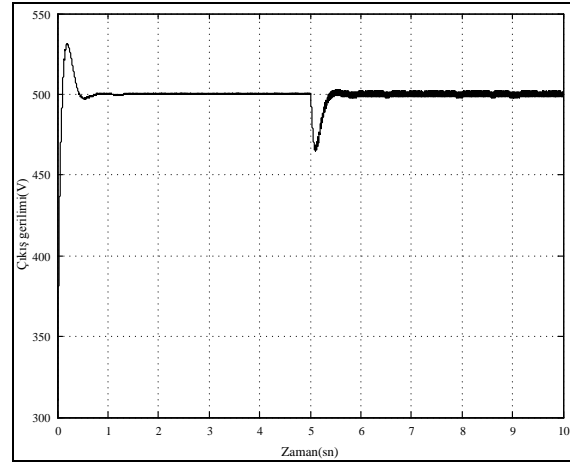
Şekil 10'da 1-1.05sn'lik zaman aralığında dönüştürücü giriş geriliminin 1/20 ölçekli örneği ile indüktans akımının dalga şekilleri verilmiştir. Doğrultulmuş gerilim ile hat akımı arasında faz farkı olmadığı daha iyi görülebilmesi için giriş gerilimi 1/20 oranında küçültülmüştür. Şekle dikkat edildiğinde, gerilim ve akım aynı fazdadır ve GF değeri yaklaşık 1 değerindedir.

Benzetim çalışmasında yük direncinin değişimlerine karşılık sistemin davranışı da incelenmiştir.

Şekil 11'de başlangıçta 1k $\Omega$  olan yük direncinin 1/5 oranında azaltılması sonucu çıkış geriliminin davranışı görülmektedir. Çıkış gerilimindeki dalgalanmanın artması, yükün değişimi sonucunda yük akımının artmasından kaynaklanmaktadır. Şekil 12'de ise yük değişimi esnasında 4.95-5.2sn'lik zaman aralığı için indüktans akımının değişimi verilmiştir.

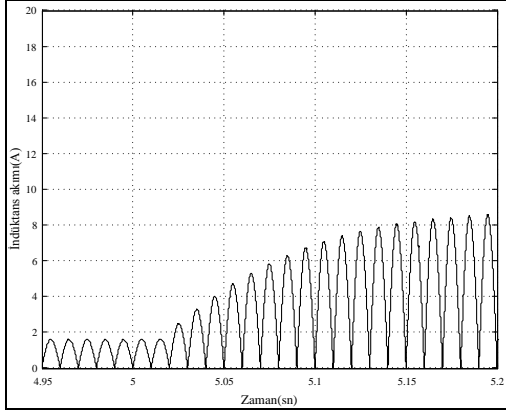


Şekil 10. Hat gerilimi ile hat akımının dalga şekilleri.

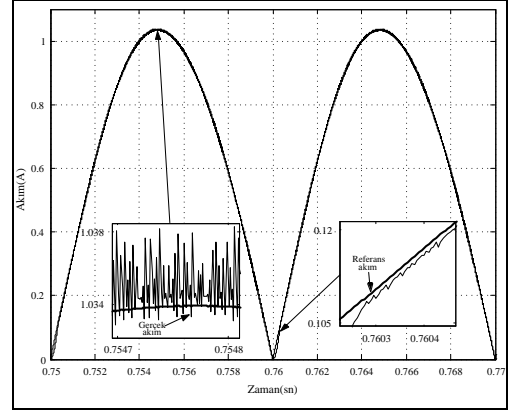


Şekil 11. Yük değişimi altında çıkış gerilimi.

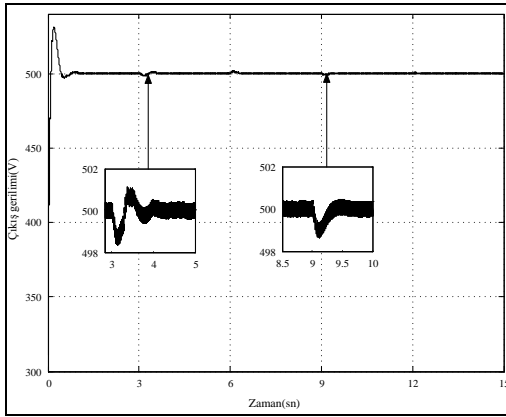
Bu çalışmada, çıkış geriliminin referans değerleri ve yük değişiminin yanı sıra, hat gerilimindeki değişimlere karşılık hat akımının ve çıkış geriliminin cevap karakteristikleri de incelenmiştir. Şekil 13 ve Şekil 14'te giriş hat gerilimindeki +/-30V'luk değişimlere karşılık çıkış gerilimini ve hat akımını nasıl etkilediği gösterilmiştir. Bu amaçla, t=3sn'de hat gerilimi 311V'dan 280V'a azaltılmış, t=6'da ise 280V'dan 340V'a yükseltilmiştir ve son olarak t=9sn'de 340V'tan 311V'a azaltılmıştır. Dalga şekillerine dikkat edilirse, indüktans akımında bir faz farkı veya sinüzoidal formdan uzaklaşma söz konusu değildir.



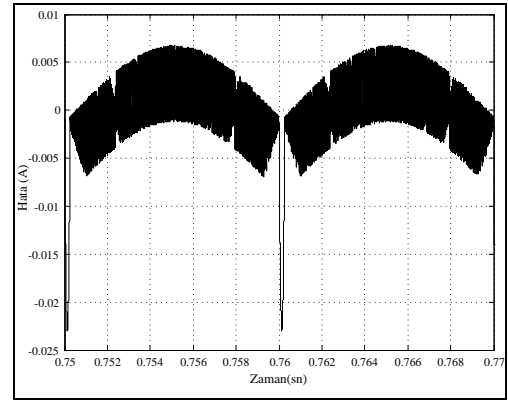
Şekil 12. Yük değişimi altında hat akımı.



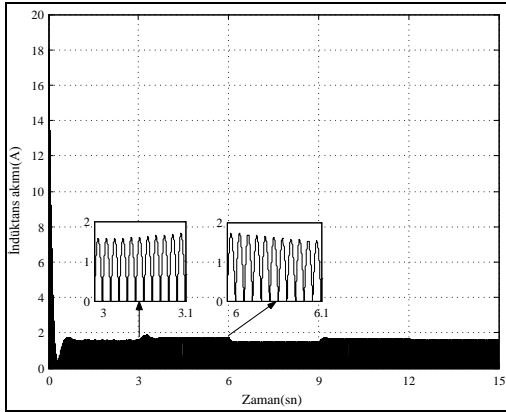
Şekil 15. İndüktans akımı ile referans akım dalga şekilleri.



Şekil 13. Hat gerilimindeki değişimler altında çıkış gerilimi.



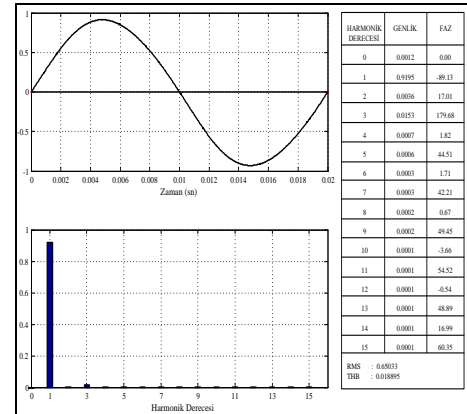
Şekil 16. İndüktans akımı ile referans akım arasındaki hata değişimi (S).



Şekil 14. Hat gerilimindeki değişimler altında hat akımı.

Şekil 15'te, referans indüktans akımı ile devrenin indüktans akımının değişimi görülmektedir. İndüktans akımı, referans akım değerini başarılı bir şekilde takip etmektedir. Şekil 16'da ise, aynı zaman aralığında akım referansı ile gerçek değeri arasındaki hatanın değişimi veya başka bir deyişle "S" gösterilmiştir.

Şekil 17'de ise GFD devresinin şebekeden çektiği akımın bir periyot için dalga şekli ve harmonik bileşenleri görülmektedir. Şekilde akımın harmonik profilinin yanı sıra 15. harmonik derecesine kadar tek sayılı ve çift sayılı harmonik bileşenlerin sayısal değerleri de ayrıca verilmiştir. Bu dalga şekli için toplam harmonik bozulma % 1.88 olup güç faktörü 0.99 değerindedir.



Şekil 17. Hat akımı ve harmonik bileşenleri.

## 5. SONUÇ

Bu çalışmada, şebekeden çekilen akımın aktif şekillendirmesini gerçekleştiren ve regüleli dc çıkış gerilimi sağlayan bir güç faktörü düzeltme devresi tanıtılmıştır. Bu devrede akım denetimi için bir kayma mod denetleyici tasarlanarak; hat gerilimi, referans çıkış gerilimi ve yük değişimlerine karşılık devrenin dayanıklılığı artırılmıştır. Yapılan benzetim çalışmalarından, giriş akımının referans değerini yüksek doğrulukla takip ettiği görülmüştür. Devredeki indüktans değerine bağlı olarak akımın sıfır-geçiş noktalarındaki bozulmalar minimum seviyeye indirilmiş ve birim güç faktörlü giriş akımı elde edilmiştir. Devre aynı zamanda sabit dc gerilimden regüleli değişken dc gerilim sağlamaktadır.

Güç faktörü düzeltme devresinin sayısal işaret işlemci ile uygulamasının gerçekleştirilmesi için çalışmalar devam etmektedir. Güç faktörü düzeltmeli ve değişken dc gerilim sağlanacak bu devre ile evirici beslenmesi amaçlanmaktadır. Değişken genlik ve değişken frekanslı ac gerilim üreten klasik evirici devreleri şebekeden sinüzoidal formdan uzak ve harmonikli akım çekmektedirler. Evirici devrelerinin giriş katına bu şekildeki bir güç faktörü düzeltme devresinin yerleştirilmesi ile şebekeden sinüzoidal formda, giriş gerilimi ile aynı fazda ve nispeten çok daha az harmonik içeren akımlar çekilecektir.

## 6. KAYNAKLAR

Chen, Z., Raymond, B.R. and Fred, C.L. 1990. Design Analysis of a Hysteresis Boost Power Factor Correction Circuit. **Power Electronics Specialists Conference PESC '90 Record-21<sup>st</sup> Annual IEEE**, 11-14 June 1990. 800-807.

Chow, M.H.L., Lee, Y.S. and Tse, C.K. 1998. Single Stage Single-Switch Isolated PFC Regulator with

Unity Power Factor, Fast Transient Response and Low Voltage Stress. **IEEE PESC 1998**. 1422-1428.

Kaewarsa, S., Prapanaurant, C. and Yangyuen, U. 2004. An Improved Zero-Voltage-Transition Technique in A Single-Phase Power Factor Correction Circuit. **Singapore POWERCON**, 21-24 November 2004, Singapore. 678-683.

Lee, Y.S. and Siu, K.W. 1996. Single-Switch Fast-Response Switching Regulators With Unity Power Factor. **IEEE APEC 1996**, 791-796.

Li, D. and Ruan, X. 2004. A High Efficient Boost Converter With Power Factor Correction. **35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Aachen Germany. 1653-1657.

Lin, J.L., Jen, C.H., and Yeh, I.C. 2004. A Novel ZCZVT Soft-Switching Single-Stage High Power Factor Correction Converter. **The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems**, December 6-9 2004. 657-660.

Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P. 1995. Power Electronics: Converters, Applications and Design, John Wiley&Sons, Inc.

Rashid, M.H. 1993. Power Electronics Circuits, Devices and Applications. Prentice Hall, Second Edition. 320-323.

Rossetto, L., Spiazzi, G. and Tenti, P. 1995. Control Techniques For Power Factor Correction Converters, **Proc. Int. Conf. Power Electronics and Motion Control**, Warsaw-Poland. 1310-1318.

Sabanovic, A., Jezernik, K. and Sabanovic, N. 2002. Sliding Modes Applications in Power Electronics and Electrical Drives, Variable Structure Systems-Springer. 223-251.

Tuncer, S. ve Tatar, Y. 2000. Yükseltici Tip Bir Dönüştürücü Devrede Güç Katsayısının Bulanık Denetimle Düzeltilmesi. **TOK'2000 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı**, 21-22 Eylül 2000. 77-81.