

DC-DC Boost Konvertörün PID ve Kesirli Dereceli PID ile Simulink/Matlab Ortamında Kontrolü

Akın Özel¹, Nusret Tan²

¹ Teknik Bilimler MYO Elektrik Programı
Bingöl Üniversitesi, Bingöl
akozel@bingol.edu.tr

² Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
nusret.tan@inonu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada DC-DC boost konvertörün PID ve kesirli dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) ile kontrolü Simulink/Matlab ortamında incelenmiştir. Bunun için öncelikle boost konvertörün durum denklemleri elde edilip, ardından kesirli dereceli PID'yi simulinkte oluşturmak için Oustaloup metodu kullanarak kesirli dereceli s^{α} türev ifadesinin tamsayı eşdeğeri tabloları ve Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak da klasik PID değerlerinin tablosu oluşturulmuştur. Bu tablolardaki değerler kullanılarak boost konvertörün her iki durum için PID kontrolü yapıp çıkış gerilim değişim şekilleri elde edilmiştir. Çıkış gerilimi şekilleri tablolarda verilen her değer için Simulink/Matlab ortamında çizdirilmiş ve karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

Güç Elektroniğinde DC-DC konvertörler önemli rol oynar. DC-DC konvertörler; temel olarak solar paneller, yakıt pilleri ve bataryalar gibi yükün gereksinim duyduğu enerjiyi mümkün olduğu kadar sürekli ve sabit olarak sağlayan cihazlardır. DC-DC konvertörler; Buck, Boost, Buck-Boost, Forward, Flayback, Push Pull, Yarı Köprü, Tam Köprü, Cuk ve SEPİK şeklinde ana topolojilere sahiptirler [1].

DC-DC boost konvertörler; elektrik gücünün ve enerjisinin etkili kullanımını amaçlayan yenilenebilir enerjili elektrik güç sistemlerinden otomotiv güç sistemlerine tüm alanlarda geniş olarak kullanılmaktadır. Bu konvertörler yüksek frekanslarda (bu durum yüksek güç yoğunluklu güç konvertörleri için kuvvetle talep edilir) düşük anahtarlama kayıpları ve gürültü yayılımının azalması ile önem kazanırlar [2]. Biz burada boost konvertörün klasik ve kesirli dereceli PID ile kontrolü üzerinde duracağız.

Son yıllarda kesirli dereceli kontrol sistemleri ile ilgili önemli çalışmalar yapılmıştır. Kesirli dereceli analiz, matematiğin bir kolu olup 300 yıllık geçmişe sahip matematiksel bir konudur [4]. Kesirli dereceli sistemler; tamsayı dereceli olmayan sistemlerin diferansiyel denklemlerle temsil edilmesine olanak sağlayan sistemlerdir.

Buna tamsayı dereceli integral ve türevin genişletilmesi de denilebilir. Buradaki derecenin sadece kesirli değerlerden oluşması şart değildir, dereceyi temsil eden sayı herhangi bir reel değer olabilir [5]. Diferansiyel denklemlerle ifade edilen sistemler ve bu sistemlerin çıkış işaretleri, sistemler arasında iletişimi ifade eden ilişkiler, kontrol ve işaretlemeler, s domeninde (Laplace) analiz edildiklerinde tamsayı dereceli değerler kümesi ile bu reel sistemleri modellemek ve çözmek yeterli olmayabilir. Bundan dolayı s domeninde bu tür sinyal ve sistemleri kesirli dereceli modellemenin daha gerçekçi bir yaklaşım olacağı açıktır [4].

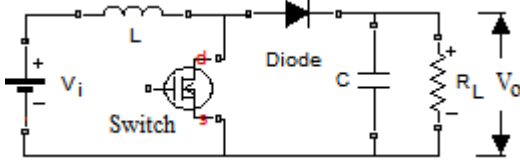
Bu çalışmada DC-DC boost konvertörün PID ve kesirli dereceli PID ile Simulink/Matlab ortamında kontrolü incelenmiştir. Kesirli dereceli PID kontrolörün en yaygın şekli $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrolördür. Kesirli dereceli PID'nin (FOPID-Fractional Order PID) kullanılma amacı sistemin kontrol performansını artırmaktır [3]. Çalışmamızda klasik PID kontrolöre ait değerler Ziegler-Nichols yöntemi ile hesaplanmıştır. Ziegler-Nichols yöntemi 1942 den itibaren en popüler PID kontrolör katsayılarını ayarlama tekniğidir. Kuralları prosesin transfer fonksiyonunu gerektirmediği için basittir. Daha sonraları Ziegler-Nichols yönteminde; Cohen-Coon, Chien, Hrones ve Reswick tarafından bazı değişikliklerin yapılması önerilmiştir [6].

Bu çalışmanın ikinci bölümünde DC-DC boost konvertör ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 'nin yapısı hakkında bilgi verilmiştir. Bu bölümde ayrıca bu çalışmanın $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrol kısmında kullanılan Oustaloup yaklaşımından bahsedilmiş ve burada kullanılan Oustaloup yaklaşım tablosu sunulmuştur. Üçüncü bölümde ise DC-DC boost konvertörün kontrolüne geçilmiş her iki kontrol yapısı da burada uygulanırken kullanılacak yöntem ve tablolar ortaya konulmuştur. Bu bölümde DC-DC boost konvertörde seçilen değerler verilmiştir. Sonuç kısmında ise elde edilen şekillerle her iki yöntemin analizi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre kesirli dereceli kontrolün DC-DC boost konvertör için de hassas ve doğru sonuçlar verdiği ortaya konulmuştur.

2. DC-DC Boost Konvertör ve $PI^r D^u$ Kontrolörler

2.1. DC-DC Boost Konvertör

Şekil 1' de verilen boost konvertör devresinde diyot ve anahtar ideal kabul edilmiştir. Ayrıca kondansatör ve indüktans dirençleri sıfır kabul edilmiştir. V_o çıkış gerilimi olarak alınırsa DC-DC boost konvertör topolojisi aşağıdaki gibidir.



Şekil 1: DC-DC Boost Konvertör topolojisi.

Yukarıda şekli verilen boost konvertörün durum denklemleri Kirchoff akım ve gerilim kanunları uygulanarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir [7].

Anahtarın kapalı (on) olması durumunda durum denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$V_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (1)$$

$$\frac{v_c}{R} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2)$$

Anahtarın açık (off) olması durumunda ise durum denklemleri şöyle olur.

$$v_c = L \frac{di_L}{dt} + v_c \quad (3)$$

$$i_L = C \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{R} \quad (4)$$

Boost konvertörün kontrolünde kesir dereceli $PI^r D^u$ kontrolöre ait kesirli dereceli s^a değerleri Oustaloup yaklaşımı ile elde edilmiştir.

2.2. Oustaloup Yaklaşımı

Oustaloup tekrarlı yaklaşımı (ORA- Oustaloup Recursive Approximation) en popüler yaklaşım tekniklerinden biridir. Bu teknik kesirli dereceli transfer fonksiyonunun frekans cevabını elde etmek için özel frekans aralığı içerisinde tekrarlı sıfır ve kutupların dağıtılması yöntemini kullanmıştır[6].

Kesirli analiz değişik şekillerde tanımlanabilir. Kontrol uygulamaları için Caputo'nun tanımından gidilerek [8] aşağıdaki gibi elde edilir.

$${}_0 D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(1-r)} \int_0^t \frac{y^{(m+1)}(\tau)}{(t-\tau)^r} d\tau \quad (5)$$

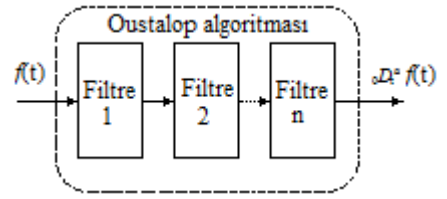
Burada $\alpha = m + r$, m bir tamsayı ve $0 < r \leq 1$ dir. $\Gamma(z)$, $n!$ 'in bir şekli olup γ fonksiyonudur. (5) denkleminin Laplace dönüşümü alınarak [8];

$$\int_0^\infty {}_0 D_t^\alpha f(t) d(t) = \{s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^m s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0)\} \quad (6)$$

denklemleri elde edilir.

Denklem (6) da eğer $f^{(k)}(0) = 0$ ise ikinci kısım ihmal edilebilir. Bu tanımlama belli bir noktadaki kesirli diferansiyelin bu noktadaki sürekli fonksiyonunun sınırsız olduğunu gösterir. Bu durum onun, başlangıç anından bütün zaman noktasına fonksiyonlu olmasını sağlar. Bu nedenle tam sayılı analizle karşılaştırıldığında kesirli analizin en büyük avantajı kuvvetli bir hafızaya sahip olmasıdır [8].

Oustaloup algoritmasının temeli, seçilen frekans bantlarında tamsayı filtrelerinin seri bağlanarak kesirli Laplace operatörünün yaklaşık değerinin elde edilmesidir. Kesirli analiz filtrelerden sonraki çıkış olan ${}_0 D_t^\alpha$ değerine eşittir. Bu algoritma aşağıdaki gibidir [8].



Şekil 2: Oustaloup algoritması [8].

Uygun frekans bant aralığı olarak $\omega_b, \omega_h = 1$ olacak şekilde (ω_b, ω_h) seçildiği kabul edilirse, çok katlı filtre transfer fonksiyon modeli aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$G_f(s) = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega_k'}{s + \omega_k} \quad (7)$$

burada

$$\omega_k' = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+(1-r)/2}{2N+1}} \quad (8)$$

$$\omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+(1-r)/2}{2N+1}} \quad (9)$$

$K = \omega_h^r$ 'dir.

Burada r Laplace operatörü s^r 'nin derecesidir ve filtre serisinin sayısıdır. Bu çoklu filtre yapısı kuvvetli bir parazit giderici etkiye sahiptir.

Tablo 5'de kesirli dereceli Laplace operatörü için Oustaloup yaklaşımı sonuçları verilmiştir.

2.3. Kesirli Dereceli ($PI^\lambda D^\mu$) kontrolör

İlk kez, PID kontrol teorisi ile kesirli dereceli analizin birleşiminden meydana gelen kesirli dereceli kontrolör, Podlubny tarafından önerilmiştir. Aynı zamanda Podlubny kesirli dereceli kontrol sisteminin dinamik cevabını analiz ederek klasik PID den daha iyi sonuç verdiğini ispatlamıştır [9]. Bunun nedeni, $PI^\lambda D^\mu$ 'nin klasik PID den farklı olarak fazladan ayarlanabilen iki parametreye daha sahip olması olarak ifade edilebilir. Bu durum bu yöntemin daha esnek ve daha doğru olmasını sağlar. Bu nedenle daha iyi kontrol etkisine sahip olduğu için son zamanlarda araştırmacıların gittikçe daha fazla dikkatini çekmektedir [10].

Caputo'nun yukarıdaki formüllerinden ve kesirli dereceli PID 'nin Podlubny tarafından önerilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir [9,11].

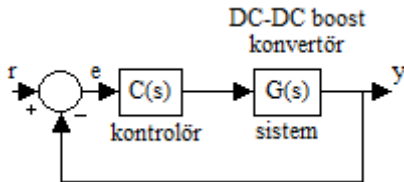
$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (10)$$

Burada $\lambda, \mu > 0$ ve herhangi bir gerçel sayı olabilir [3].

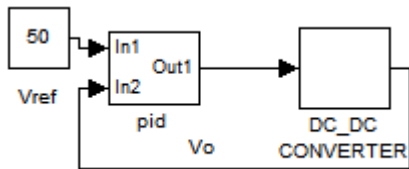
3. DC-DC Boost Konvertörün Kontrolü

PID ve kesirli dereceli PID ($PI^\lambda D^\mu$) kontrolör kullanılarak Şekil 1'de gösterilen DC-DC boost konvertör kontrol edilmiştir. Şekil 4'te PID bloğunun içine bu iki kontrolör bloğu yerleştirilmiştir.

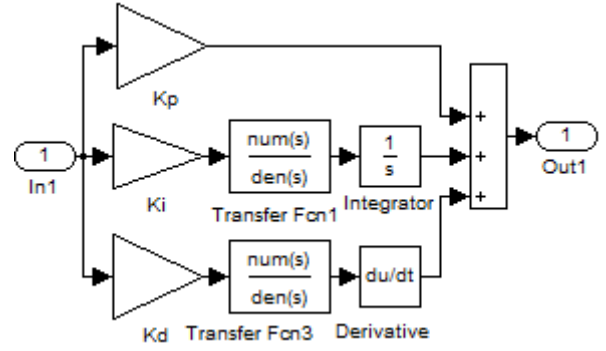
Bu çalışmada boost konvertörün değerleri ise giriş gerilimi $V_i = 25$ V, $L = 500$ mH, $C = 3333$ uF, çıkış yükü $R_o = 100$ ohm olarak alınmıştır. Anahtarlama frekansı ise 100 Hz alınmıştır. Aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi referans gerilim yani istenen çıkış gerilimi 50 V alınmıştır.



Şekil 3: Tek giriş ve tek çıkışlı (SISO) genel bir sistem ve kontrolü



Şekil 4: Sistemin Simulink/Matlab blokları.



Şekil 5: $PI^\lambda D^\mu$ kontrol sisteminin Simulink/Matlab blokları.

3.1. Sistemin PID ile Kontrolü

P oransal kazanç, I integrasyon ve D türev işlemlerinin bir araya getirilmiş hali olan PID kontrol sistemleri iyi bilinen basit kontrol yapılarından dolayı bugün temel bir kontrol teknolojisi olarak endüstriyel kontrol sistemlerinde geniş olarak kullanılmaktadır [10]. Klasik PID 'nin transfer fonksiyonu denklem (11)'de verilmiştir.

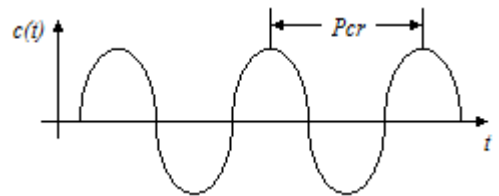
$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (11)$$

Bu çalışmada Ziegler-Nichols'un ikinci yöntemi kullanılarak $C(s)$ in katsayıları bulunmuştur.

Bu değerlerin elde edilmesi için gerekli formüller Tablo 2 ve Şekil 7'de verilmiştir [12].



Şekil 6: Birim geri beslemeli kontrol sistemi



Şekil 7: P_{cr} periyotlu sürekli osilasyon durumu

Tablo 1: Kritik periyot ve kritik kazançla bağlı Ziegler-Nichols PID ayarlama yöntemi [12].

PID kontrolör tipi	K_p	K_i	K_d
P	$0.5 K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$1/1.2 P_{cr}$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

Aşağıda verilen Tablo 2'deki değerler Ziegler-Nichols'un ikinci yöntemi ile bulunan değerlerdir.

Tablo 2: Klasik PID için uygulanan katsayılar

	K_p	K_i	K_d
PID	0.6	6	0.15

3.2. Sistemin Kesirli Dereceli $PID (PI^\lambda D^\mu)$ ile Kontrolü

Kesirli dereceli $PID (PI^\lambda D^\mu)$ kontrolör klasik tamsayı dereceli PID kontrolörün daha geniş bir şeklidir. Kesirli dereceli PID kontrolör klasik PID 'den farklı olarak fazladan ayarlanabilen iki parametreye daha sahiptir. Bunlar diferansiyel işleminin derecesi μ ve integral işleminin derecesi λ 'dır. Bu nedenle (Kesir Dereceli PID) FOPID tasarımı daha esnekler. Daha iyi kontrol etkisine sahip olmak için tasarlanan FOPID, beş parametrenin ayarlanmasına olanak sağlar ($K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu$) [9,13].

Kesirli dereceli PID simülasyonu için derece tablosu aşağıda oluşturulmuş ve bu değerler için DC-DC boost konvertör çıkış gerilimi sonucu Şekil 9'da gösterilmiştir. Ayrıca farklı λ ve μ değerleri için çıkış gerilimi sonuçları Şekil 10'da verilmiştir. Bu değerler için yerleşme ve aşma değerleri ayarlanmıştır.

Tablo 3: Kesirli dereceli PID için uygulanan katsayılar

	K_p	K_i	K_d	λ	μ
$PI^\lambda D^\mu$	0.6	6	0.15	1	1.1

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, önce DC-DC boost konvertörün referans gerilimi 50 volta ayarlanmıştır. Bu referans değeri, çıkışta elde etmek için PID kontrol yapılmış ve ardından kesirli dereceli operatörlerin tamsayı dereceli yaklaşımları kullanılarak kesirli dereceli $PID (PI^\lambda D^\mu)$ yöntemi ile tablodaki değerler için çıkış gerilimi sonucu elde edilmiştir.

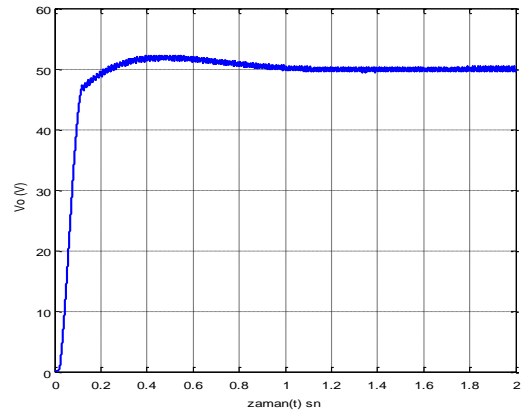
Bunun için 0,1'den 0,9'a kadar tüm kesirli dereceler için tamsayı dereceli yaklaşımlar, Oustaloup yöntemi kullanılarak elde edilmiş ve diğer çalışmalara katkısı olacağı düşünülen bir tablo oluşturulmuştur.

Çalışmamızda Matlab/Simulink ortamında boost konvertör çıkış gerilimi sonuçları 0-2 sn aralığı için alınmıştır. Tablo 2 de ise 0-2 sn aralığındaki çıkış gerilimi değerleri 0.025 sn aralıklı alınarak her iki kontrolör için nümerik karşılaştırma yapılmıştır.

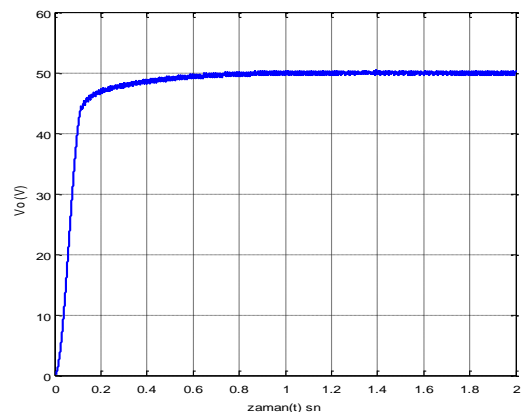
Şekil 8'de klasik PID için Ziegler-Nichols yöntemi ile elde edilen Tablo 2'deki değerler kullanılmıştır. Şekil 8'de klasik PID kontrol için elde edilen sonuçta yerleşme zamanı 1 sn olan bir çıkış gerilimi şekli elde edilmiştir. Tablo 4'de de bu durum nümerik olarak verilmektedir.

Tablo 2'deki değerler ve kesirli dereceli $PID (PI^\lambda D^\mu)$ kullanılarak (yani Tablo 3 deki değerlerle) daha hassas (yaklaşık 0.825 sn) yerleşme zamanı ve (yaklaşık % 1.6 'lık) aşma değeri Şekil 9'da elde edilmiştir. $PI^\lambda D^\mu$ 'den alınan bu sonucun daha hızlı yerleşme zamanına sahip olduğu ve referans değeri daha hassas takip ettiği Tablo 4 ve Şekil 9'dan görülmektedir. Yani bu çalışmada kesirli dereceli kontrolün beklenen sonucuna ulaşılmıştır.

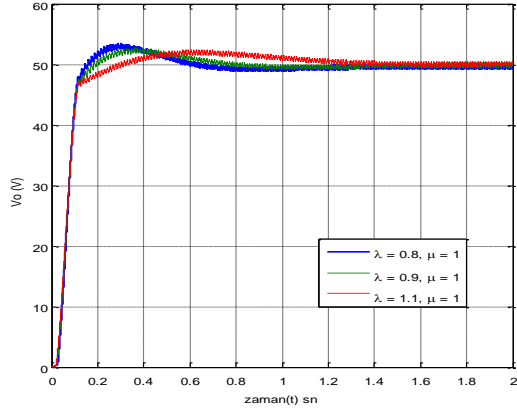
Sonuç olarak DC-DC boost konvertör için; daha iyi bir ayar tekniği olan $PI^\lambda D^\mu$ kontrol ile katsayıları değiştirerek daha iyi yerleşme zamanı ve aşma değeri elde edilebilmektedir. Bu durumun çalışmalarda göz önünde bulundurulması gerektiği ortaya konulmuştur. $PI^\lambda D^\mu$ kontrolörün parametreleri bir yöntem ile tasarlandığında daha etkili sonuçlar elde edilebilir. Gelecek çalışmalarda bu konu incelenecektir.



Şekil 8: Tablo 2 için klasik PID 'li (V_o) çıkış gerilimi sonuçları.



Şekil 9: Tablo 3 için kesirli dereceli PID 'li (V_o) çıkış gerilimi sonuçları.



Şekil 10: Farklı λ ve μ değerleri için kesirli dereceli PID'li (V_o) çıkış gerilimi sonuçları. (K_p , K_i , K_d değerleri sabittir)

Tablo 4: Şekil 8 ve Şekil 9'daki çıkış gerilimlerinin nümerik olarak karşılaştırılması

t	V_o		t	V_o	
	PID	$PI^\lambda D^\mu$		PID	$PI^\lambda D^\mu$
0.000	0.00	0.00	0.525	52.0	49.2
0.025	1.69	4.42	0.550	51.7	49.1
0.050	14.1	15.7	0.575	51.4	49.2
0.075	29.4	29.4	0.600	51.4	49.4
0.100	42.1	40.6	0.625	51.7	49.3
0.125	46.5	44.9	0.650	51.6	49.6
0.150	47.5	46.1	0.675	51.2	49.2
0.175	48.4	46.2	0.700	50.8	49.8
0.200	49.1	47.0	0.725	51.1	49.3
0.225	49.8	47.1	0.750	51.3	50.0
0.250	50.3	47.4	0.775	50.8	49.4
0.275	50.7	47.8	0.800	50.4	50.0
0.300	51.0	47.6	0.825	50.7	49.5
0.325	51.2	48.2	0.850	50.9	50.0
0.350	51.4	47.9	0.875	50.5	49.6
0.375	51.4	48.7	0.900	50.1	50.0
0.400	51.4	48.2	0.925	50.3	49.7
0.425	51.3	48.9	0.950	50.6	50.0
0.450	51.5	48.9	0.975	50.2	49.8
0.475	51.9	49.1	1.000	49.8	49.9
0.500	52.1	48.8	1.025	50.0	49.9

Kaynakça

[1] B. El Kattel, M.; Vidal G.O., S.; Perez A.; Hausmann R.; Braatz A.; Dias J.C. "Three-Phase Flyback-Boost DC-DC Converter With Three Phase High Frequency

Isolation" Power Electronics Conference (COBEP), 10.1109/COBEP.2013, Page(s): 107- 114, 2013.

[2] Tomokazu M., Yujiro T. and Mutsuo N., "A New High Step-Up Soft Switching PWM Boost DC-DC Converter with Edge-Resonant", 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011, The Shilla Jeju, Korea, s:846-853, 2011,

[3] Zhe Y., Jing H., Yingyang L., Kai L. and Changqi S., "Realization of Fractional Order Controllers by Using Multiple Tuning-Rules", International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition Vol.6, No.6, pp.119-128,2013.

[4] Özyetkin M. M., Tan N., "Kesirli Dereceli Sistemlerin Tamsayı Dereceli Yaklaşımı", SIU2010 - IEEE 18.Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı – Diyarbakır s.949-952, 2010.

[5] Al-Alaoui, M. A. "Simulation and Discretization of Fractional Order Systems" The 2009 International Conference on Genetics and Evolutionary Methods, (GEM'09), Las Vegas, July 13-16 2009.

[6] Mazidah T., Mohd Hezri F. R., Norhashim M. A., and Ramli A., "Robust Fractional-Order PI Controller with Ziegler-Nichols Rules," World Academy of Science, Engineering and Technology Vol:79 s:1823-1830, 2013

[7] Omaç Z., Özel A., Kürüm H., "Doğrudan Fotovoltaik Pilinden Beslenen Anahtarlama Relüktans Motor-Pompa Sisteminin Matlab/Simulink Ortamında Modellenmesi," Eleco 2102 Elektrik Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, Bursa, s:807-810,2012

[8] Gao. N., Qu Zhi-hong, W. Hai-tao, "Neutral Speed Stability Control Law of Aircraft Design Based on Fractional Order $PI^\lambda D^\mu$ ", Control and Decision Conference (CCDC), 24th CCDC, China, 2012.

[9] Podlubny I., "Fractional-Order Systems and $PI^\lambda D^\mu$ – Controllers", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, no. 1, January 1999, s:208-214,1999

[10] M. Liu, H. Dong, Guishu L., "SVC Voltage Regulator Based on Fractional Order PID" 2012 International Conference on Control Engineering and Communication Technology, s:28-32,2012

[11] Shigemasa, T., Negishi, Y., Baba, Y. "A Tdof PID Control System Design by Referring to the MD-PID Control System And its Sensitivities" European Control Conference ECC, 2013 European Publication Year: 2013, Zürich, Switzerland. Page(s): 3937-3942, 2013.

[12] Ogata. K., Modern Control Engineering, Prentice Hall, New Jersey, 2002

[13] Gong R., Zhang G., Luo J., Yang Y., Tian Y., "A New Design Method of Fractional Order $PI^\lambda D^\mu$ Controller" Proceedings of the 29th Chinese Control Conference July 29-31, Beijing, China, s:194-198,2010.

Tablo 5: Oustaloup Yaklaşım Tablosu

	1.derece yaklaşım	3.derece yaklaşım	5.derece yaklaşım
$s^{0.1}$	$\frac{1.585s + 1}{s + 1.585}$	$\frac{1.585s^3 + 30.71s^2 + 26.34s + 1}{s^3 + 26.34s^2 + 30.71s + 1.585}$	$\frac{1.585s^5 + 68.37s^4 + 403.3s^3 + 367.9s^2 + 51.87s + 1}{s^5 + 51.87s^4 + 367.9s^3 + 403.3s^2 + 68.37s + 1.585}$
$s^{0.2}$	$\frac{2.512s + 1}{s + 2.512}$	$\frac{2.512s^3 + 41.74s^2 + 30.71s + 1}{s^3 + 30.71s^2 + 41.74s + 2.512}$	$\frac{2.512s^5 + 98.83s^4 + 531.7s^3 + 442.3s^2 + 56.87s + 1}{s^5 + 56.87s^4 + 442.3s^3 + 531.7s^2 + 98.83s + 2.512}$
$s^{0.3}$	$\frac{3.981s + 1}{s + 3.981}$	$\frac{3.981s^3 + 56.75s^2 + 35.8s + 1}{s^3 + 35.8s^2 + 56.75s + 3.981}$	$\frac{3.981s^5 + 142.9s^4 + 700.9s^3 + 531.7s^2 + 62.36s + 1}{s^5 + 62.36s^4 + 531.7s^3 + 700.9s^2 + 142.9s + 3.981}$
$s^{0.4}$	$\frac{6.31s + 1}{s + 6.31}$	$\frac{6.31s^3 + 77.14s^2 + 41.74s + 1}{s^3 + 41.74s^2 + 77.14s + 6.31}$	$\frac{6.31s^5 + 206.5s^4 + 924s^3 + 639.3s^2 + 68.37s + 1}{s^5 + 68.37s^4 + 639.3s^3 + 924s^2 + 206.5s + 6.31}$
$s^{0.5}$	$\frac{10s + 1}{s + 10}$	$\frac{10s^3 + 104.9s^2 + 48.67s + 1}{s^3 + 48.67s^2 + 104.9s + 10}$	$\frac{10s^5 + 298.5s^4 + 1218s^3 + 768.5s^2 + 74.97s + 1}{s^5 + 74.97s^4 + 768.5s^3 + 1218s^2 + 298.5s + 10}$
$s^{0.6}$	$\frac{15.85s + 1}{s + 15.85}$	$\frac{15.85s^3 + 142.5s^2 + 56.75s + 1}{s^3 + 56.75s^2 + 142.5s + 15.85}$	$\frac{15.85s^5 + 431.4s^4 + 1606s^3 + 924s^2 + 82.2s + 1}{s^5 + 82.2s^4 + 924s^3 + 1606s^2 + 431.4s + 15.85}$
$s^{0.7}$	$\frac{25.12s + 1}{s + 25.12}$	$\frac{25.12s^3 + 193.8s^2 + 66.16s + 1}{s^3 + 66.16s^2 + 193.8s + 25.12}$	$\frac{25.12s^5 + 623.6s^4 + 2117s^3 + 1111s^2 + 90.14s + 1}{s^5 + 90.14s^4 + 1111s^3 + 2117s^2 + 623.6s + 25.12}$
$s^{0.8}$	$\frac{39.81s + 1}{s + 39.81}$	$\frac{39.81s^3 + 263.4s^2 + 77.14s + 1}{s^3 + 77.14s^2 + 263.4s + 39.81}$	$\frac{39.81s^5 + 901.4s^4 + 2790s^3 + 1336s^2 + 98.83s + 1}{s^5 + 98.83s^4 + 1336s^3 + 2790s^2 + 901.4s + 39.81}$
$s^{0.9}$	$\frac{63.1s + 1}{s + 63.1}$	$\frac{63.1s^3 + 358s^2 + 89.94s + 1}{s^3 + 89.94s^2 + 358s + 63.1}$	$\frac{63.1s^5 + 1303s^4 + 3679s^3 + 1606s^2 + 108.4s + 1}{s^5 + 108.4s^4 + 1606s^3 + 3679s^2 + 1303s + 63.1}$