

# Boost Konvertörün Black-Box Sistem Tanımlama Yöntemi ile Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi ve Parçacık Sürü Algoritması Tabanlı PI Kontrolör Tasarımı

Şehmus FİDAN<sup>1\*</sup>, Emre ERKAN<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Teknik Bilimler MYO/Elektronik Programı, Batman Üniversitesi, Türkiye

<sup>2</sup> Teknik Bilimler MYO/Elektronik Programı, Batman Üniversitesi, Türkiye

\*([sehmus.fidan@gmail.com](mailto:sehmus.fidan@gmail.com))

**Özet** – Girişine uygulanan DC gerilimi daha yüksek bir DC gerilime dönüştüren boost konvertörler uzun yıllardır endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Konvertörler tasarlanırken öncelikle Matlab/Simulink gibi programlarda simüle edilir daha sonra tasarım aşamasına geçilir. Simülasyon modelini oluştururken boost konvertörü transfer fonksiyonu olarak basitçe göstermek mümkünken Simulink ortamında modelleme yapmak daha kompleks elemanlar kullanıldığı için daha karmaşık hale gelmektedir. Bu durumda birçok araştırmacı PI kontrolör tasarlarırken deneme yanılma sürecine girmektedir. Belirtilen zorluğu gidermek için sistem tanımlama yöntemleri oldukça pratik ve etkili çözümler sunmaktadır. Sistem tanımlamada çeşitli yöntemler bulunmakla birlikte black-box tabanlı yapılar oldukça etkilidir. Black-box tabanlı sistem tanımlama temelde bir sistemin giriş/çıkış değerlerinin ölçüldüğü ve sistemi temsil eden bir modelin önerildiği matematiksel yöntemdir. Bu yöntem sayesinde bir sistemin davranışını temsil eden transfer fonksiyonu, durum uzay denklemi gibi modeller önermek mümkündür. Bu çalışmada black-box tabanlı sistem tanımlama yöntemi yüksek kazançlı boost konvertörün modelini elde etmek için kullanılmıştır. Transfer fonksiyonu elde edildikten parçacık sürü optimizasyon tabanlı PI kontrolör tasarlamak için kullanılmıştır. Simulink modeli üzerinden veriler toplandığı için oluşturulan transfer fonksiyonu sistemi temsil etmede basit ve etkili olmuştur. Önerilen model için geri beslemeli kontrol sistemi ve devre eşitliği modelleri karşılaştırılmış ve oldukça benzer cevaplara sahip oldukları görülmüştür. Bu noktada önerilen black-box sistem tanımlama yöntemi doğru bir deney düzeneği ile oldukça pratik bir şekilde sistem modellenmesine olanak sağlamış ve kontrolör tasarım sürecini kolaylaştırmıştır.

*Anahtar Kelimeler – Boost Konvertör, Sistem Tanımlama, PI Kontrolör, Parçacık Sürü Optimizasyonu*

## I. GİRİŞ

Güç elektroniği uygulamalarında önemli bir yeri bulunan yükseltici (boost) ve düşürücü (buck) tip dönüştürücüler endüstride de birçok alanda kullanılmaktadır. Bu tip dönüştürücülerde temel amaç sabit DC gerilimini PWM teknikleri kullanarak belli değerde başka bir DC gerilim seviyesine dönüştürmektir. Boost konvertörler ise giriş gerilimini yükseltmek için kullanılmaktadır. Boost konvertörlerin modellenmesi iyi bilinmekle birlikte kontrolör tasarımı nispeten karmaşık bir süreçtir. Halen birçok çalışmada PI kontrolör parametreleri deneme/yanılma süreci sonunda belirlenmektedir. Araştırmacıları deneme/yanılma sürecine iten sebep Matlab/Simulink altında

modelleme yaparken boost konvertörün sürekli zaman domeninde modellenmemesi ve doğrusal olmayan elemanların kullanılmasında ortaya çıkmaktadır. Simulink altında modelleme yaparken sistem tanımlama yöntemlerinin kullanılması bu karmaşıklığı oldukça azaltmakta ve sisteme ait bir transfer fonksiyonunu kolayca elde etmek mümkün olmaktadır.

Sistemleri tanımlamak için çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Bunlar black-box, gray-box ve hibrit yöntemlerdir. Black-box tabanlı sistem tanımlama yönteminde bir sistemin ölçülen giriş/çıkış değerlerini hesaba katılır ve bir matematiksel model önerilir [1,2]. Black-box tanımlamada önerilen

matematiksel modeller transfer fonksiyonu, durum uzay denklemi gibi modeller olabilir [3,4].

Muhammad vd. yüksek kazançlı, 250 W gücünde, 20 V girişli 190 V çıkışlı bir DA-DA dönüştürücü devreye ilişkin sonuçlar sunulmuştur [5]. Verma vd. (2016), LED aydınlatma teknolojisinin güç kalitesi sorunları yaratan mevcut sürücü devreleriyle birlikte buck-boost dönüştürücü performansını artırmak için guguk kuşu algoritması (cuckoo search algorithm) tabanlı PID denetleyici tasarımı sunmaktadır [6]. Bazdaric vd. (2017) bulanık mantık tabanlı doğrusal olmayan sistem tanımlama önererek boost konverterin modelinin elde edilmesine yönelik bir çalışma yapmışlardır [7]. Meta-heuristik algoritmaları temel alan sistem tanımlama yöntemleri de bulunmaktadır [8]. Yüksek dönüştürme oranına sahip boost konverterler içinde sistem tanımlama çalışmaları yapılmıştır [9]. Meta heuristik algoritmalar kontrol sistemlerinde özellikle yaygın olarak PID kontrolörün tasarlanmasına dönük olarak yaygınca kullanılmıştır [10,11]. Meta-heuristik yöntemlerinin en yaygın ve popüler olanlarından biri parçacık sürü optimizasyonudur. PSO sipariş miktarı belirleme, çizelgeleme problemleri, güç ve voltaj kontrolü, tedarik seçimi ve sıralama problemleri gibi birçok problemin çözümünde kullanılmaktadır [12,13].

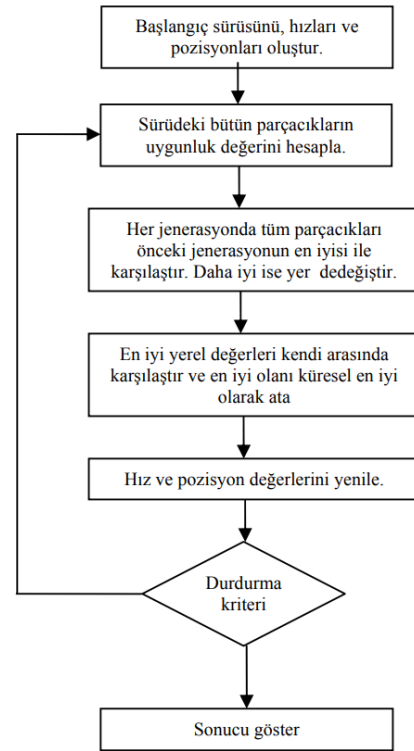
Bu makalede, boost konvertörün transfer fonksiyonunu elde etmek için black-box sistem tanımlama modeli önerilmektedir. Bunun için Matlab/Simulink' de kurulan yüksek kazançlı boost konvertörün modeli üzerinden toplanan giriş/çıkış verileri kullanılmış ve sistemi temsil edecek bir transfer fonksiyonu elde edilmeye çalışılmıştır. Black-box yöntemlerin büyük çoğunluğu klasik matematiksel bir çözüm sürecinden geçmektedir. Bununla birlikte günümüzde hızla gelişen makine öğrenmesi yöntemleri sistem tanımlama problemlerine uygulanmasında eksiklikler bulunmaktadır. Bu çalışma ile bu yönde bir eksikliği gidermek ve meta-heuristik algoritmaların performansları ile ilgili fikir sahibi olmaya çalışılmıştır. Ayrıca boost konverterin kontrolü için endüstride vazgeçilmez olması sebebiyle parçacık sürü optimizasyonu tabanlı PI kontrolör önerilmiştir.

## II. MATERYAL VE YÖNTEM

### A. Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık sürü optimizasyonu sürü halinde hareket eden canlıların davranışlarından esinlenerek Kenedy

ve Eberhart (1995) tarafından ortaya konan bir optimizasyon tekniğidir [12]. Sürü içindeki bireyler arası bilgi paylaşımını temel alır ve her bireye parçacık denir. Her bir parçacık güncel değerli bir döngü içinde bir önceki sürünün bilgilerini kullanarak daha iyi çözüme ulaşmaya çalışır [13]. Şekil-1 de PSO'nun akış diyagramı görülmektedir. Öncelikle sürünün hızı ve pozisyonları rastgele olarak belirlenir. Ardından sürüde bulunan her parçacığın uygunluk fonksiyonuna bağlı değeri hesaplanır. Her yeni jenerasyonda parçacıkların uygunluk değeri hesabı bir önceki jenerasyon ile kıyaslanır ve hata daha düşükse yeni pozisyon ve hızlar belirlenir. Her jenerasyon içinde global minimumun belirlenmesi için kıyaslamalar yapılır. Böylece belirlenen durdurma kriterine ulaşana kadar jenerasyonlar boyunca hesaplamalar yapılır.



Şekil 1- PSO Akış diyagramı [13]

Her jenerasyonda hız ve pozisyon bilgisi aşağıda gösterilen denkleme göre yenilenir.

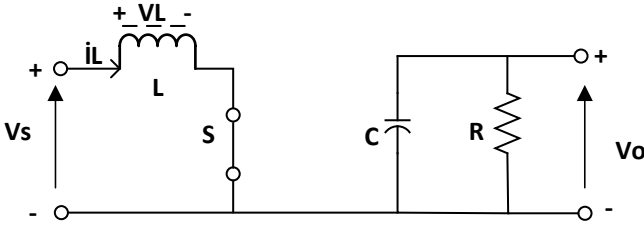
$$V_{id+1} = W \cdot V_{id} + c_1 \cdot r_1 (P_{id} - X_{id}) + c_2 \cdot r_2 \cdot r_2 (P_{gd} - X_{id}) \quad (1)$$

$$X_{id+1} = (X_{id}) + (V_{id}) \quad (2)$$

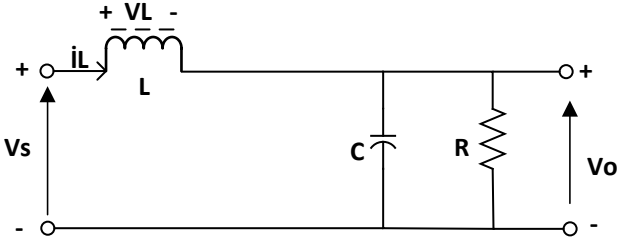
Bu denklemde  $X$  ve  $V$  değerleri, sırasıyla pozisyon ve hız bilgilerini göstermektedir.  $r_1$  ve  $r_2$  rastgele üretilen değerler,  $c_1$  ve  $c_2$  değerleri ise ölçeklendirme değerleri olarak ifade edilmektedir.

### B. DA-DA boost konvertör modeli

DA-DA boost konvertör anahtarlama, dolayısıyla zamanla değişen ve doğrusal olmayan devrelerdir. Boost konverterlerin kontrolü için önce sistemin doğrusal hale getirilmiş modellerinin elde edilmesi gerekir. Bunun için genellikle durum-uzayı ya da transfer fonksiyonu gibi modelleme yöntemleri kullanılır [14]. Boost konverter devresi yarı iletken anahtar, diyot, bobin ve kapasite elemanlarının bileşiminden oluşmaktadır. Boost konvertörün kontrol mekanizması, yarı iletken güç anahtarının iletme ve kesime götürülmesine göre gerçekleştirilmektedir [15]. Böylece diyot elemanının kesime gidip gitmemesine göre Şekil 2 ve Şekil 3 ortaya çıkmaktadır. Şekil 2’de gösterilen devrede RC devresinin zaman sabitinin anahtarlama periyodundan yeterince büyük olduğu sürece çıkış gerilimi yaklaşık olarak sabit kalır.



Şekil 2- Yarıiletken anahtarın iletim durumu



Şekil 3- Yarıiletken anahtarın kesim durumu

Yarıiletken anahtarın kesim durumu Şekil 3’te gösterilmektedir. Kesim durumunda yük kaynak üzerinden beslenmektedir. Devrenin çalışması periyodik olarak gerçekleşmektedir. Yani, bobin içerisinde geçen akım periyodiktir ve anahtarlama periyodunun başındaki ve sonundaki değerleri aynıdır. Yarı iletken anahtarın iletimi ve kesimi sabit frekansta yapılmaktadır. Bu frekans değeri  $T$  periyodunu belirler. İletim oranı  $D$  ile ifade edilir ve iletim süresi  $DT$  değerine eşit olur. Anahtarın kesimde olduğu süre ise  $(1 - D)T$  ile ifade edilir. Bobin akımı sürekli ve sıfırdan büyüktür [5]. Bu noktada gerilim kaynağı  $V_s$  sabit olarak kabul edilir. Anahtar iletimdeyken bobin içerisinde geçen akım ifadesini elde etmek mümkündür. Devre göz önüne alındığında gerilim kaynağı bobini besler ve bobin

akımının yükselme oranı  $V_s$  kaynağına ve  $L$  değerine bağlı olarak Denklem 3’teki gibi ifade edilmektedir.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_s(t) \quad (3)$$

Eğer gerilim kaynağı sabit ise bobin akımı;

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_s}{L} \quad (4)$$

olarak ifade edilir. Yarı iletken anahtar bir anahtarlama periyodundaki  $DT$  aralığı boyunca iletimde kalır ve  $DT$  aralığı  $\Delta t$  şeklinde ifade edilebilir. Anahtarın iletim durumunda, bobin akımındaki net yükselme miktarı aşağıdadır.

$$\Delta I_L = \frac{V_s}{L} (DT) \quad (5)$$

Anahtar kesimdeyken bobin üzerindeki gerilim Volt türünden Denklem 6’daki gibi ifade edilir.

$$V_L = V_s - V_o \quad (6)$$

$V_L$  gerilimi  $L di/dt$  olarak ifade edilebilir. Bu durumda;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (7)$$

denklemleriyle gösterilebilir. Aynı denklem anahtarlama gerilimi ile ilişkili bir şekilde yazılacak olursa;

$$\Delta I_L = \frac{V_s - V_o}{L} (1 - D) T \quad (8)$$

$$\frac{V_s}{L} DT + \frac{V_s - V_o}{L} (1 - D) T = 0 \quad (9)$$

olarak gösterilebilir. Anahtarlama periyoduna bağlı olarak giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem 10’da gösterilmiştir.

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (10)$$

### C. Sistem Tanımlama

Bir sistemin ölçümlerine dayanarak matematiksel modelin gösterilmesi olarak ifade edilen sistem tanımlama kontrol mühendisliğinin bir alt alanı olarak gösterilmektedir [1,2]. Bir sistemin sürekli zamanda temsili transfer fonksiyonu olarak ifade edilmesinde çeşitli yöntemler önerilmiştir. Sistem tanımlamada parametre ve modelin yapısına bağlı olarak White-box, grey-box ve black-box olarak tanımlanan yöntemler bulunmaktadır [3,4]. White-box yönteminde sistem modelin tam olarak bilinmesi gerekirken Grey-box yönteminde parametrelerin bazıları dolaylı yoldan elde edilen

ölçümler kullanılarak modelleme yapılmaktadır. Black-box yönteminde ise temel olarak sistem hakkında bir bilgi bulunmaz. Bu sebeple sisteme ilişkin bilgiler tam olarak bilinmiyorsa grey-box ve black-box yöntemi çok daha yaygın olarak kullanılmaktadır [14,15]. Grey-box dinamik sistemin yapısının bilindiği ancak parametrelerin bilinmediği durumlarda kullanılmakla birlikte hem lineer hem de lineer olmayan sistemlerin gösterilmesi için uygundur. Sistemlerin yapısının bilinmediği veya yarı bilindiği durumlarda çeşitli sistem tanımlama metodları kullanılarak sistem hakkında bilginin toplandığı metodlar bulunmaktadır. Bunlardan bazıları lineer gray-box (lineer grey-box) modelleri, lineer olmayan gray-box modelleri (nonlinear grey-box), lineer polinomlu (auto-regressive) modeller (AR, ARX, ARMA, ARMAX) modelleri olarak ifade edilebilir [7,16]. Black-box modellemede, basit lineer model önerilerek deneme başlar ve daha karmaşık modeller deneyerek performans iyileştirilmeye çalışılır. Giriş ve çıkış ölçümlerinden faydalanan modeller de black-box model olarak adlandırılmaktadır [17-19]. Denklem 11 black-box modelin genel bir ifadesidir.

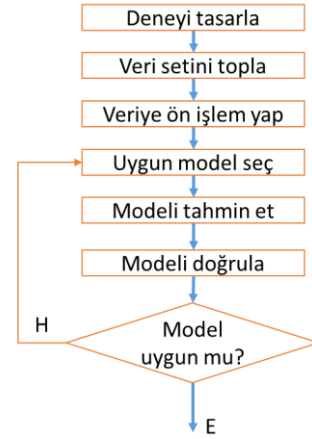
$$y(k) = G(q)u(k) + H(q)e(k) \quad (11)$$

Denklem 11'de  $y(k)$  model çıkışı,  $u(k)$  model girişi,  $e(k)$  beyaz gürültü,  $G(q)$  transfer fonksiyonu,  $H(q)$  ise bozucu etki olarak ifade edilmektedir. Bu model hem  $G(q)u(k)$  deterministik hem de stokastik  $H(q)e(k)$  bileşenlerden oluşmaktadır. Şekil 4'te parametre kestirimi sürecine ilişkin akış diyagramı verilmiştir. Öncelikle deney düzeneği tasarlanarak veriler toplanır ve bazı filtreleme işlemleri uygulanır. Transfer fonksiyonlarında modelin derecesi paydanın derecesine eşittir. Paydanın kökleri model kutupları, payın kökleri ise sıfırlar olarak adlandırılmaktadır. Bir transfer fonksiyonu kutup ve sıfırlardan oluşmakta bunlara ek olarak gecikme modeli ifade etmek için kullanılmaktadır [20-22]. Sürekli zamanda bir transfer fonksiyonu;

$$Y(s) = \frac{num(s)}{den(s)} U(s) + E(s) \quad (12)$$

denklemleri ifade edilir. Burada  $Y(s)$ ,  $U(s)$  ve  $E(s)$  sırasıyla çıkış, giriş ve bozucu etki olarak tanımlanmaktadır. Denklem 12'de gösterilen  $num(s)$

ve  $den(s)$  giriş çıkış arasındaki ilişkiyi tanımlayan pay ve payda olarak ifade edilmektedir.



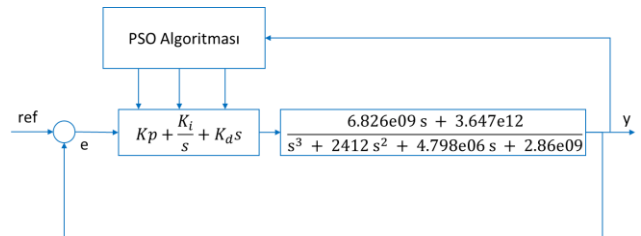
Şekil 4. Sistem Tanılama Akış Diyagramı

#### D. PSO Tabanlı PID kontrolör tasarımı

Şekil 5'te gösterilen sistem PSO tabanlı PID kontrolör yapısı önerilmiştir. Bu kontrolör;

$$u(t) = K_c(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (13)$$

denklemleri tanımlanır. Burada oransal kazanç  $K_p$ , integral zaman sabiti  $T_i$  olarak ifade edilir. Bu durumda  $K_i = K_c/T_i$  olarak gösterilebilir. Türev sabiti  $T_d$ ,  $K_d = K_c T_d$  ile ifade edilir.



Şekil 5 PSO tabanlı PID kontrolör yapısı

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt \quad (14)$$

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (15)$$

$$ITSE = \int_0^{\infty} te^2(t) dt \quad (16)$$

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt \quad (17)$$

ZN metodu dâhil birçok PID ayarlama yöntemi, sistemleri gecikmeli birinci dereceden transfer fonksiyonu olarak varsaydığından en iyi performansın elde edilip edilmeyeceği belirsizdir [24]. Meta-heuristik algoritmalar kullanılarak PID kontrolör ayarlandığı takdirde kapalı döngü

performansını iyileştirmek mümkündür [25-26]. Literatürde yaygın olarak kullanılan performans kriterlerine ilişkin denklemler sırasıyla Denklem 14-17 arasında verilmiştir.

### III. BULGULAR

#### A. Temel ölçümlerin elde edilmesi için MATLAB modelinin oluşturulması

Boost konvertörlerin yapısı lineer olmamakla birlikte bazı varsayımlar altında lineer model ile gösterim mümkündür. Sistemin transfer fonksiyonunu bulmak için kurulan Simulink modeli üzerinden giriş/çıkış verileri toplanmıştır. Giriş gerilimi 300 V, görev döngüsü değeri=0.95 seçilmesi durumunda çıkış gerilimi yaklaşık olarak 6000 V civarında olması gerekmektedir. Ancak böyle bir boost konvertör yapmak pek mümkün değildir. Bu sebeple çıkış gerilimi girişin 2.67 (800 V) katı olacak şekilde dikkate alınarak modelleme yapılmıştır. Model parametreleri Tablo 1’de gösterilmiştir.

Tablo 1- DA-DA boost konvertör parametreleri

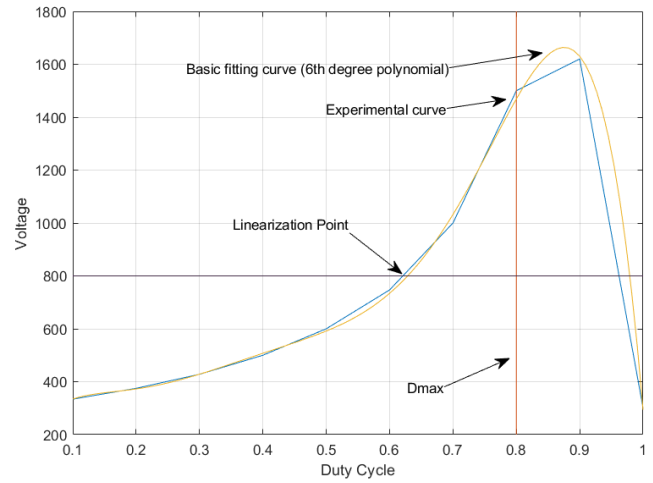
| Parametre | Değer | Birim |
|-----------|-------|-------|
| $V_i$     | 300   | V     |
| $V_o$     | 800   | V     |
| $L$       | 25e-3 | mH    |
| $C_1$     | 1e-6  | F     |
| $R$       | 3200  | ohm   |
| $F_s$     | 200   | KHz   |

#### B. Görev Döngüsü-Çıkış Gerilimi

Tablo-1’de verilen parametreler dikkate alınarak oluşturulan Simulink modelinden elde edilen grafik Şekil 6’da verilmiştir. Bu şekilde yatay eksen görev döngüsü değerine karşılık çıkış gerilimini gösteren işletme karakteristiği sunulmuştur. Buna göre 300 V giriş gerilim 1500 V değerine kadar yükseltilebilir. Bu grafikte  $D_{max}$  maksimum görev döngüsü değerini ifade etmekle birlikte bu değer üstünde boost konvertörün sürülmemesi gerektiği görülmektedir. Bunun sebebi kullanılan anahtar, kapasitör, bobin gibi elemanların üst sınırı değerinin olmasıdır. Geliştirilen modelde çıkış gerilimi 800 V civarında tutulmak istendiği için görev döngüsü

değerinin yaklaşık 0.625 olarak ayarlanması gerekmektedir.

Şekil 6 incelendiğinde boost konvertör doğrusal olmayan bir davranış göstermektedir. Bu sebeple modelleme ve kontrolör geliştirme süreci daha karmaşık olmaktadır. Bu sebeple doğrusallaştırma yapılmalıdır. Bu çalışmada yatay eksen ile dikey eksenin kesiştiği bir işletme noktasının etrafında gerekli çözümler yapılmaktadır. Bu durumda çalışmamızda 800 V etrafında bir doğrusallaştırma işlemi yapılmış ve kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Şekil 6’da geliştirilen model üzerinde görev döngüsü değeri değişimiyle yapılan deneyler sonucunda elde edilen çıkış gerilimleri (mavi renkli) gösterilmektedir.



Şekil 6. Görev Döngüsü-Gerilim değeri değişimi

#### C. Boost Konvertör için Sistem Tanımlama Süreci

Matlab ‘System Identification’ kütüphanesi temel alınarak 3 farklı transfer fonksiyonu elde edilmeye çalışılmış ve performansları gösterilmiştir. İlgili kütüphane kullanılarak yapılan çalışmalar sonucunda Tablo 2’de 1. sırada verilen payı 3. mertebeden, paydası ise 4. mertebeden gösterilen transfer fonksiyonunun performansı %91,5 olarak hesaplanmıştır. Bu değer sistemi modelin sistemi temsil etmesi açısından yeterli olarak görülmüştür. TF-2 ve TF-3’ün performansları birbirine yakındır. Bu sebeple güçlü ve basit bir model temsili için 1 sıfır, 4 kutup terimi içeren 3. mertebeden TF-3 tercih edilmiştir.

Tablo 2. Çeşitli pay ve payda değerlerine karşılık transfer fonksiyonları ve performans değerleri

| Transfer Fonksiyonu | Pay  | Payda | Model | Performans  |       |
|---------------------|------|-------|-------|---|-------|
|                     | TF-1 | 3     | 4     | $\frac{6.662e05 s^3 - 4.279e09 s^2 + 5.738e13 s + 5.154e16}{s^4 + 5899 s^3 + 2.719e07 s^2 + 4.106e10 s + 4.039e13}$ | 91.5  |
|                     | TF-2 | 2     | 3     | $\frac{-1.31e06 s^2 + 9.542e09 s + 6.852e12}{s^3 + 3534 s^2 + 6.802e06 s + 5.372e09}$                               | 89.87 |
|                     | TF-3 | 1     | 3     | $\frac{6.826e09 s + 3.647e12}{s^3 + 2412 s^2 + 4.798e06 s + 2.86e09}$   | 87.26 |

#### D. PSO ile PI Parametrelerinin Hesaplanması

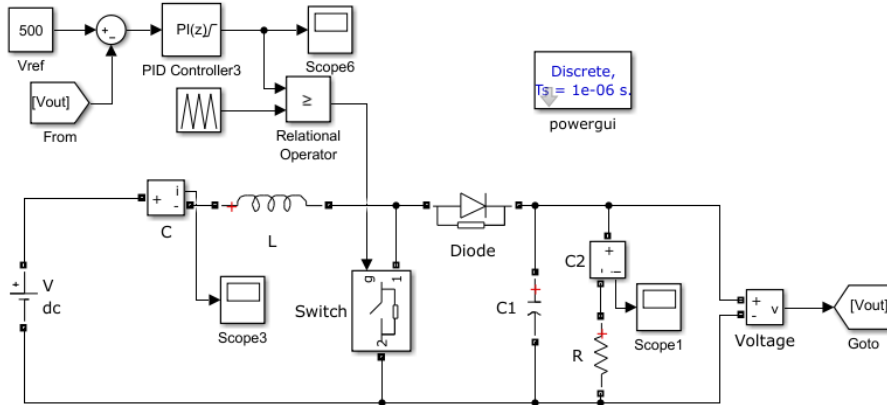
Sistem tanımlama ile edilen transfer fonksiyonlarından 1 pay ve 3 payda terimi içeren TF-3 dikkate alınacak olursa  $K_p=0.000205$  ve  $K_i=0.551$  olarak hesaplanmıştır. PSO algoritması ile bulunan katsayılar sistemin stabil bir şekilde çalışmasını sağlamıştır. Tablo 3'te hesaplanan PI parametrelerine ilişkin bilgiler verilmiştir. Bu tablo oluşturulurken daha önce yapılmış [9] nolu makale içinde sunulan PI kontrolörlerde eklenmiştir.

Tablo 3. Çeşitli performans kriterleri dikkate alınarak hesaplanmış  $K_p$ ,  $K_i$  değerleri

| Performans Fonksiyonları | $K_p$     | $K_i$  |
|--------------------------|-----------|--------|
| PSO                      | 0.000205  | 0.551  |
| IAE                      | 0.0003534 | 0.7147 |
| ITSE                     | 0.0003271 | 0.6833 |
| ITAE                     | 0.0002985 | 0.7299 |
| Z-N                      | 0.0003211 | 0.7074 |
| ISE                      | 0.0004677 | 0.6954 |

#### IV. TARTIŞMA

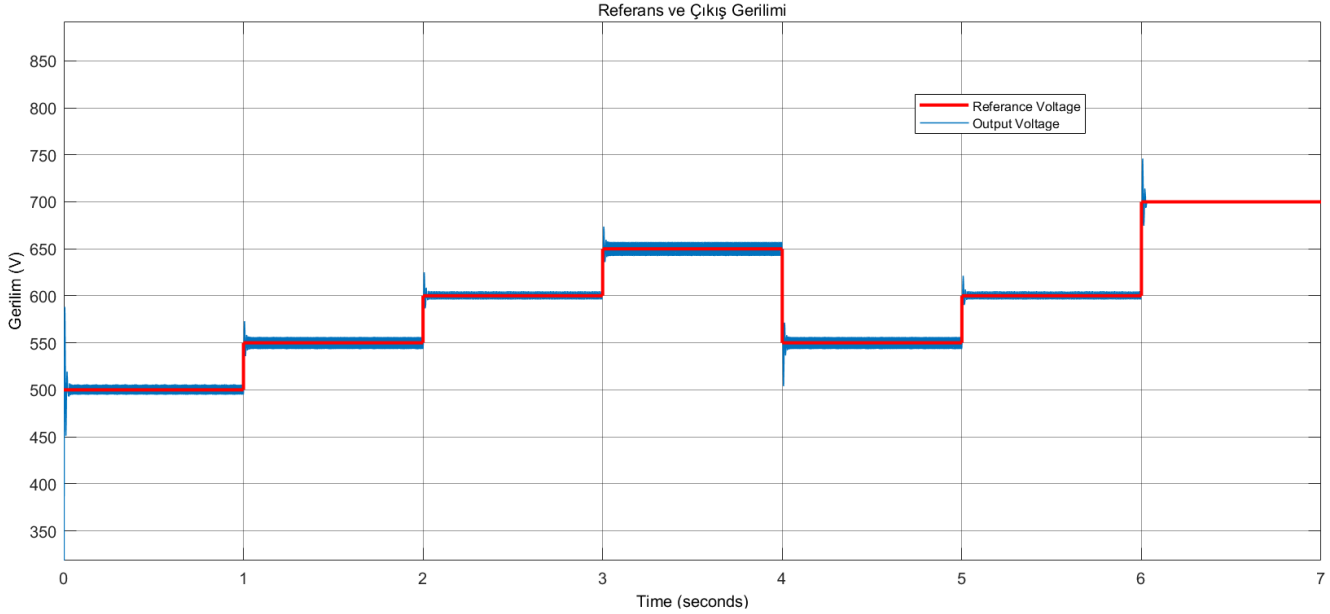
Karşılaştırma yapılabilmek için geri beslemeli sistemin Simulink modeli oluşturulmuştur. Bu model veri toplama amaçlı olarak oluşturulan modelden farklılık göstermektedir. Bu modellerin cevapları incelendiğinde elde edilen sonuçların oldukça tutarlı olduğu sistem tanımlama sürecinin ardından önerilen transfer fonksiyonunun sistemi iyi bir şekilde temsil ettiği görülmüştür. Şekil 7'de PI kontrollü boost konvertörün Simulinkte oluşturulan modeli gösterilmiştir. Gösterilen modelde referans gerilimi ( $V_{ref}$ ), 500 V ile 800 V arasında kademeli olarak ayarlanmakta ve çıkış gerilimi ( $V_{out}$ ) ile farkı alınarak hata hesaplanmaktadır. PI kontrolör çıkışı üçgen karşılaştırıcı ile karşılaştırılır ve PWM sinyalleri üretilir. Üretilen PWM sinyalleri ise anahtarlama elemanını tetikler ve modülasyon indeksi ile ilişkili olarak çıkış gerilimi ayarlanır.



Şekil 7. Kapalı çevrim kontrollü boost konvertör Simulink modeli

Transfer fonksiyonu modeli ve devre eşitliği modeline ilişkin çıkış gerilimleri Şekil 8'de verilmiştir. Bu şekilde öncelikle giriş olarak 500 V uygulanmış ardından rastgele referans değerleri verilmiştir. Referans değerlerine karşılık çıkış gerilimleri gözlemlendiğinde kontrolörün görevini başarılı bir şekilde yerine getirdiği görülmektedir. Bununla birlikte sistem 700 V civarında lineer hale

getirilmiştir. Bu sebeple bu referans değeri etrafında salınım çok iken 500 V referans gerilimi civarında salınımlar gözlemlenmiştir. Sistem tanımlama sonucunda elde edilen 3. Dereceden transfer fonksiyonu ve bu fonksiyona dayalı olarak elde edilen pso tabanlı kontrolörün görevini oldukça iyi bir şekilde yerine getirmiştir.



Şekil 8. Transfer fonksiyonu modeli ve devre eşitliği modeline ilişkin çıkış gerilimleri

## V. SONUÇLAR

Bu makalede boost konvertörün matematiksel ifadesi oluşturulan bir veri toplama düzeneği üzerinde deney yapılarak elde edilmiştir. Toplanan veriler sistem tanımlama yöntemlerinden biri olan transfer fonksiyonu modeli kullanılarak analiz edilmiş ve performansları incelenmiştir. Yapılan karşılaştırmalar sonucunda payı 1. dereceden, paydası 3. dereceden olan bir transfer fonksiyonunun sistemi temsil etmede oldukça yeterli bulunmuştur. Önerilen transfer fonksiyonun performansı incelendiğinde %87,26 olarak hesaplanmıştır. Daha yüksek mertebelerde performans çok az yükseldiği için sistemi olabildiğince basit temsil eden model tercih edilmiştir. Transfer fonksiyonu elde edildikten sonra PSO tabanlı PID kontrolör tasarımı ele alınmıştır. Kıyaslama yapabilmek için çeşitli performans kriterleri tasarım sürecinde kullanılmış ve kontrolör tasarımları gerçekleştirilmiştir. PSO tabanlı PID dikkate alındığında PI kontrolör parametreleri  $K_p = 0.000205$  ve  $K_i = 0.551$  olarak hesaplanmıştır. Elde edilen transfer fonksiyonunun sistemi temsil etme becerisini test etmek için modellenen devre ve transfer fonksiyonunun açık

çevrim ve kapalı çevrim cevapları incelenmiştir. Elde edilen cevaplar değerlendirildiğinde boost konvertörün başarılı bir şekilde kontrol edildiği görülmüştür.

## TEŞEKKÜR

Yazarların ileteceği özel bir teşekkür bulunmamaktadır.

## KAYNAKLAR

- [1] R. Leyva, L. Martinez-Salamero, B. Jammes, J. C. Marpinard and F. Guinjoan, "Identification and control of power converters by means of neural networks," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, no. 8, pp. 735-742, Aug. 1997, doi: 10.1109/81.611270.
- [2] Polifke, W. (2014). Black-box system identification for reduced order model construction. Annals of Nuclear Energy, 67, 109-128.
- [3] P. Manganiello, M. Ricco, E. Monmasson, G. Petrone and G. Spagnuolo, "On-line optimization of the P&O MPPT method by means of the system identification," IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, pp. 1786-1791, doi: 10.1109/IECON.2013.6699402.

- [4] Ljung, L., Chen, T., & Mu, B. (2020). A shift in paradigm for system identification. *International Journal of Control*, 93(2), 173-180.
- [5] Muhammad, M.; Armstrong, M.; Elgendy, M.A.: 'Non-isolated, high gain, boost converter for power electronic applications', *IET Conference Proceedings*, 2016, p. 6.-6., DOI: 10.1049/cp.2016.0211
- [6] Verma, P., Patel, N., Nair, N. K. C., & Sikander, A. (2016, December). Design of PID controller using cuckoo search algorithm for buck-boost converter of LED driver circuit. In *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)* (pp. 1-4). IEEE.
- [7] Robert Baždarić, Drago Matko, Aleš Leban, Danjel Vončina & Igor Škrjanc (2017) Fuzzy model predictive control of a DC-DC boost converter based on non-linear model identification, *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, 23:2, 116-134, DOI: 10.1080/13873954.2016.1232283
- [8] Zaloğlu, M., Şehmus Fidan, and ERKAN, E., "Meta-Heuristik Optimizasyon Algoritmalarının Sistem Tanımlama Problemine Uygulanması ve Performans Karşılaştırması." In *International Conference on Engineering, Natural and Social Sciences*, vol. 1, pp. 510-515. 2023.
- [9] Fidan, Ş., Sevim, D., & Erkan, E. (2022, October). System Identification and Control of High Voltage Boost Converter. In *2022 Global Energy Conference (GEC)* (pp. 25-31). IEEE.
- [10] Izci, D., Hekimoğlu, B., & Ekinçi, S. (2022). A new artificial ecosystem-based optimization integrated with Nelder-Mead method for PID controller design of buck converter. *Alexandria Engineering Journal*, 61(3), 2030-2044.
- [11] Awouda, A., & Mamat, R. (2010). New PID tuning rule using ITAE criteria. *International Journal of Engineering*, 3(6), 597-608.
- [12] İzci, D., Ekinçi, S., & Ekinçi, S. (2021). Comparative performance analysis of slime mould algorithm for efficient design of proportional–integral–derivative controller. *Electrica*, 21(1), 151-159.
- [13] Rashid, M. H. (Ed.). (2017). *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann.
- [14] Kennedy, J., & Eberhart, R. (1995, November). Particle swarm optimization. In *Proceedings of ICNN'95-international conference on neural networks* (Vol. 4, pp. 1942-1948). IEEE.
- [15] ÖZSAĞLAM, M. Y., & ÇUNKAŞ, M. (2008). Optimizasyon problemlerinin çözümü için parçacık sürü optimizasyonu algoritması. *Politeknik Dergisi*, 11(4), 299-305.
- [16] Ruisheng Li, ; Armstrong, M.; Gadoue, S.; Chen Wang, 'On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters', *IET Conference Proceedings*, 2016, p. 6.-6., DOI: 10.1049/cp.2016.0172 IET Digital Library.
- [17] Chen Wang, ; Armstrong, M.; Gadoue, S.; Missailidis, P.: 'System identification of a dc-dc converter system using a fast affine projection algorithm', *IET Conference Proceedings*, 2014, p. 1.13.04-1.13.04, DOI: 10.1049/cp.2014.0347 IET Digital Library,
- [18] Celikel, R., & Gundogdu, A. (2020). System identification-based MPPT algorithm for PV systems under variable atmosphere conditions using current sensorless approach. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 30(8), e12433.
- [19] Khamis, A., Kamarudin, M. N., Lada, M. Y., Saifuzam, M., Hanafi, F., & Nazmi, A. (2010). Identification and Simulation of Dc-Dc Boost Converter for Charging Up PV Voltage for 24-Volts Battery. In *The Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics*.
- [20] R. Wai and L. Shih, "Adaptive Fuzzy-Neural-Network Design for Voltage Tracking Control of a DC–DC Boost Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 2104-2115, April 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2169685.
- [21] M. Al-Greer, M. Armstrong, M. Ahmeid and D. Giaouris, "Advances on System Identification Techniques for DC–DC Switch Mode Power Converter Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6973-6990, July 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2874997.
- [22] Johansson, R. (1994). Identification of continuous-time models. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(4), 887-897.
- [23] Chang, H., & Tzenog, P. K. (2008). Analysis of the dynamic characteristics of pressure sensors using ARX system identification. *Sensors and Actuators A: Physical*, 141(2), 367-375.
- [24] Piltan, F., TayebiHaghighi, S., & Sulaiman, N. B. (2017). Comparative study between ARX and ARMAX system identification. *International Journal of Intelligent Systems and Applications (IJISA)*, 9(2), 25-34.
- [25] Amran, M. A. N., Bakar, A. A., Jalil, M. H. A., Wahyu, M. U., & Gani, A. F. H. A. (2020). Simulation and modeling of two-level DC/DC boost converter using ARX, ARMAX, and OE model structures. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 18(3), 1172-1179.
- [26] Ziegler, J. G., & Nichols, N. B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *trans. SME*, 64(11).
- [27] V. Mummadi, "Design of Robust Digital PID Controller for H-Bridge Soft-Switching Boost Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2883-2897, July 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2077615.
- [28] Geletu, A. (2007). Solving optimization problems using the matlab optimization toolbox-a tutorial. TU-Ilmenau, Fakultät für Mathematik und Naturwissenschaften.