

POLİNOM REGRESYON KONTROLLÜ GERİLİM KIPLI FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Salih NACAR * 

Alınma:18.11.2024; düzeltme:03.02.2025; kabul: 20.02.2025

Öz: Flyback dönüştürücü düşük güçlü endüstriyel uygulamalar için en çok tercih edilen dönüştürücü yapılarından biridir. Bu dönüştürücünün çalışma parametrelerinden giriş gerilimi ve yükü değişebilmekte bu da dönüştürücünün güç kontrolünü önemli bir hale getirmektedir. Flyback dönüştürücünün kontrolünde birçok farklı kontrol tekniği kullanılmaktadır. Bu tekniklerin yapıları basit veya karmaşık, uygulamaları kolay veya zor olabilmektedir. Ayrıca bu teknikler; doğrusal, doğrusal olmayan ve değişen çalışma parametrelerine sahip sistemler için uygun olup olmamalarına göre avantaj ve dezavantaja sahiptirler. Bu çalışmada doğrusal bir yapıya sahip olmayan ve çalışma parametrelerinden giriş gerilimi ve yükü dinamik olarak değişen gerilim kipli flyback dönüştürücünün güç kontrolü için makine öğrenme temelli polinom regresyon tekniği önerilmiştir. Önerilen tekniğin uygulanmasında gerekli olan ve hataya karşı anahtarlama frekansındaki değişimi gösteren kontrol eğrisi 48V referans değeri için elde edilmiştir. Eğri; bağımsız değişkeni hata ve bağımlı değişkeni anahtarlama frekansındaki değişim olan 3. dereceden bir polinom olarak modellenmiştir. Elde edilen polinom PSIM ortamında basit C blokları içerisinde işletilerek çıkış gücü 154W olan dönüştürücünün kapalı çevrimli güç kontrolü için kullanılmıştır. Simülasyon çalışmaları sonucunda polinom regresyon kontrollü flyback dönüştürücünün çıkış geriliminin değişen giriş gerilimine ve yüke karşı referans gerilimini kararlı bir şekilde takip ettiği gözlemlenmiştir. Ayrıca tüm çalışma durumlarında güç anahtarı sıfır gerilim şartlarında iletme geçmektedir.

Anahtar Kelimeler: Flyback dönüştürücü, Makine öğrenme, Regresyon, Yumuşak anahtarlama, Kısmi rezonans dönüştürücü, Sıfır gerilim anahtarlama.

Polynomial Regression Controlled Voltage-Mode Flyback Converter

Abstract: Flyback converter is one of the most preferred converter structures for low-power industrial applications. The input voltage and load, which are among the operating parameters of this converter, can vary, making the power control of the converter important. Various control techniques are used to control the flyback converter. The structures of these techniques can be simple or complex, while their implementations can be easy or difficult. Additionally, these techniques have advantages and disadvantages depending on whether they suit systems with linear, nonlinear, or changing operating parameters. In this study, a machine learning-based polynomial regression technique is proposed for the power control of the voltage-mode flyback converter, which has a nonlinear structure and dynamically changing operating parameters, such as input voltage and load. The control curve, which is required for the implementation of the proposed technique and shows the variation in switching frequency against error, is obtained for the reference value of 48V. The curve is modeled as a third-degree polynomial with the independent variable being the error and the dependent variable being the change in the switching frequency. The obtained polynomial is run within simple C blocks in the PSIM environment and used for the closed-loop power control of the converter with an output power of 154W. As a result of the simulation studies, it is observed that the output voltage of the polynomial regression-controlled flyback converter stably follows the reference voltage against the changing input voltage and load. Moreover, the power switch turns on under ZVS conditions in all operating states.

* Bandırma Onyedli Eylül Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Merkez Yerleşkesi 10200 Bandırma/BALIKESİR
İletişim Yazarı: Salih NACAR (snacar@bandirma.edu.tr)

Keywords: Flyback converter, Machine learning, Regression, Soft switching, Quasi resonant converter, Zero voltage switching.

1. GİRİŞ

Flyback dönüştürücü PV sistemler, LED sürücüler, TV'lerin besleme katları ve batarya şarj sistemleri gibi birçok farklı uygulamada kullanılmaktadır (Gao ve diğ., 2022; Liu ve diğ., 2021; Duzgun ve diğ., 2023; Choi ve diğ., 2022). Dönüştürücünün bu kadar çok tercih edilmesinin sebebi yapısının basit, maliyetinin düşük ve uygulamasının kolay olmasıdır. Dahası bu dönüştürücünün giriş enerji kaynağı ile çıkışı arasında galvanik izolasyon ve çoklu çıkış sağlayan yüksek frekans transformatörüne sahip olması ve ayrıca toprak bağlantılı güç anahtarının sürülmesinin kolay olması diğer avantajlarıdır (Alı ve diğ., 2024; Zenk, 2020). Flyback dönüştürücünün güç anahtarının sürülmesi için darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılmaktadır (Çengelci, 2018; Tran ve diğ., 2024; Lee ve Do, 2016). DC-DC dönüştürücülerde güç yoğunluğunu artırmak için anahtarlama frekansının artırılması gerekmektedir. Bununla birlikte geleneksel DGM anahtarlama dönüştürücülerde anahtarlama kayıpları doğrudan anahtarlama frekansı ile orantılı olduğundan bu dönüştürücülerde artan anahtarlama frekansı ile verimde azalmalar olmaktadır. DGM anahtarlama ile çalışmanın başka bir dezavantajı anahtarlama boyunca yüksek dv/dt ve di/dt 'nin sonucunda üretilen elektromanyetik girişimlerdir (Nacar, 2024; Ünal ve diğ., 2024; Akalp ve diğ., 2021). DGM anahtarlamanın bu dezavantajlarını azaltmak amacıyla diğer anahtarlama dönüştürücü ve eviricilerde olduğu gibi flyback dönüştürücüde de yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılmaktadır. Böylece anahtarlama frekansı ile artan anahtarlama kayıplarının ve elektromanyetik girişimlerin artışının önüne geçilebilmektedir. Flyback dönüştürücüyü sıfır gerilim anahtarlama (SGA) ve sıfır akım anahtarlama (SAA) gibi yumuşak anahtarlama şartlarında çalıştırmak için aktif bastırma ve rezonans anahtar devreleri kullanılmaktadır (Wang ve diğ., 2020; Lee ve Do, 2016; Aydın ve diğ., 2024; Xu ve diğ., 2019). Aktif bastırma devrelerinde ilave bir yardımcı anahtar kullanılarak pasif bastırma devrelerindeki direnç üzerinde harcanan enerjinin bir miktarı kurtarılmakta ve verimdeki azalmaların önüne geçilebilmektedir. Bununla birlikte ilave bir anahtarın kullanılması karmaşıklığı ve maliyeti artırmaktadır (Yan ve diğ., 2023). Flyback dönüştürücüde SGA ve SAA gibi yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanımına imkan veren ve kısmi rezonans anahtarlama olarak adlandırılan kontrol yönteminde dönüştürücünün güç anahtarı rezonans anahtar ile yer değiştirmektedir. Bu sayede yüksek frekans transformatörünün kaçak indüktansı ve güç anahtarı uçlarındaki kapasite ya doğrudan rezonans elemanı olarak kullanılmakta ya da L ve C den oluşan rezonans tank devresine dahil olmaktadır. Rezonans anahtar yapısı sayesinde dönüştürücü yüksek anahtarlama frekanslarında yumuşak anahtarlama şartlarında çalışabilmektedir. Bununla birlikte anahtar streslerinin yüksek ve çalışma frekans aralığının geniş olması bu yöntemin dezavantajlarıdır (Ashraf ve diğ., 2021; Liu ve Lee, 1986; Tabisz ve diğ., 1987; Gu ve Huang, 2021). Bahsedilen yumuşak anahtarlama teknikler kendi aralarında avantaj ve dezavantaja sahiptirler. Bu çalışmada önerilen kontrol tekniği ile çıkış gücünü regüle etmek için kısmi rezonanslı sıfır gerilim anahtarlama flyback dönüştürücü tercih edilmiştir.

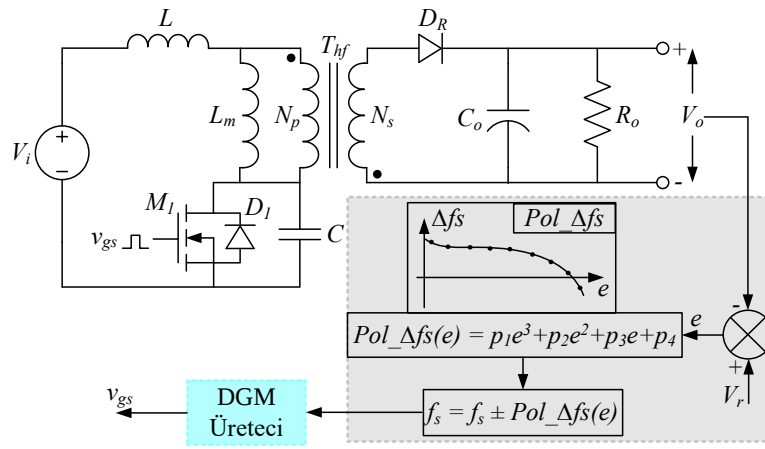
Flyback dönüştürücünün güç kontrolünde doğrusal ve doğrusal olmayan birçok kontrol tekniği kullanılmaktadır (Putri ve diğ., 2024; Cao ve diğ., 2024; Kishore ve diğ., 2023). Bu teknikler arasından yapısı basit ve uygulaması kolay olan oransal-integral-türevsel (PID) kontrol tam olarak matematiksel olarak ifade edilebilen ve parametreleri değişmeyen sistemler için uygundur. Ancak doğrusal olmayan ve çalışma parametreleri değişen sistemlerde iyi sonuçlar vermemektedir. PID denetleyicinin bu dezavantajını ortadan kaldırmak için farklı uygulamaları bulunmaktadır. Bu uygulamalarda PID kontrolün parametreleri sinir ağı ve bulanık mantık gibi yöntemler ile optimize edilmektedir. Böylece geleneksel PID'e göre doğrusal olmayan ve değişen çalışma parametrelerine sahip sistemler içinde daha iyi sonuçlar elde edilebilmektedir. PID parametrelerinin optimize edilmesinde kullanılan bu yöntemlerin yapıları karmaşık ve

uygulamaları zordur (Sun ve Sun, 2021; Komsari ve diğ., 2018). Doğrusal olmayan ve tam olarak modellenemeyen sistemler için oldukça dayanıklı bir yapıya sahip olan kayan kipli kontrol flyback dönüştürücünün kontrolünde kullanılan diğer bir kontrol tekniğidir. Modelleme hatalarına, parametrik belirsizliklere ve dış bozucu etkilere karşı gürbüz olan bu kontrol yönteminin PID'ye karşı birçok üstünlükleri vardır. Bununla birlikte uygulaması ve yapısı PID kadar kolay değildir (Salimi ve Hajbani, 2015). Flyback dönüştürücünün kontrolünde kullanılan diğer bir kontrol tekniği olan model tahminci kontrol ileri düzey bir kontrol tekniğidir. Doğrusal olmayan bir kontrol tekniği olan model tahminci kontrolde gelecek düzeltmeler tahmin edilerek dönüştürücünün dinamik cevabı ve verimi geliştirilmektedir. Bu yöntem modele dayalı olduğundan sistemin matematiksel modeline ihtiyaç olduğu gibi birçok hesaplama ve ölçüm de gerektirmektedir. Ayrıca kontrol yapısı sistem parametrelerine aşırı duyarlıdır. Tahmin sonuçlarının doğruluğu; ölçüm sisteminin hassasiyetine, sistem parametrelerinin gerçek değerler ile örtüşmesine ve sistemin matematiksel modelinin doğruluğuna bağlıdır (Wang ve diğ., 2015). Doğrusal olmayan, tam olarak modellenemeyen veya modellemesi zor olan sistemler için uygun olan bulanık mantık ve yapay sinir ağları flyback dönüştürücünün kontrolünde kullanılmaktadırlar. Bu yöntemler matematiksel modele ihtiyaç duymadıkları gibi doğrusal olmayan sistemlere ve değişen sistem parametrelerine karşı dayanıklıdır. Bu yöntemlerin uygulanması için sistemin davranışının bilinmesi yeterli olmakla birlikte yapıları karmaşık ve gerçekleştirilmeleri zordur (Davis K ve Jegathesan, 2022; Putri ve diğ., 2024).

Yukarıda bahsedilen ve flyback dönüştürücünün kontrolünde kullanılan teknikler kendi aralarında yapılarının basit veya karmaşık, uygulamalarının kolay veya zor olmasına ve ayrıca doğrusal veya doğrusal olmayan sistemlere uygunluklarına göre avantaj ve dezavantaja sahiptirler. Bu çalışmada giriş gerilimi ve yükü dinamik olarak değişen ve doğrusal olmayan bir yapıya sahip olan gerilim kipli flyback dönüştürücünün güç kontrolünde yukarıda bahsedilen tekniklerden farklı olarak makine öğrenme temelli polinom regresyon tekniği önerilmiştir. Bir veri tablosuna en iyi uyan fonksiyonu bulma sürecine dayanan regresyon; ulaşım, sağlık, ekonomi, tarım, eğitim, seyahat ve e-ticaret gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Bunun temel nedeni bu yöntem ile karmaşık veriler arasındaki ilişkilerin modellenebilmesidir [Nalkıran ve Altuntaş, 2025; Akusta, 2025]. Veriler arasındaki ilişki doğrusal olduğu gibi doğrusal olmadığı durumlara da sıkça rastlanmaktadır. Gerilim kipli flyback dönüştürücünün frekans-kazanç eğrisi de bu duruma iyi bir örnektir. Böyle durumlarda değişkenler arasındaki ilişkiyi matematiksel olarak modelleyebilmek için regresyon olarak da bilinen eğri uydurma yöntemleri kullanılmaktadır [Bilen ve Özer, 2022]. Bu çalışmada da eğri uydurma yöntemlerinden biri olan ve birçok farklı alanda farklı amaçlar için kullanılan polinom regresyon yöntemi dönüştürücünün güç kontrolü için kullanılmıştır. Polinom regresyon yönteminin tercih edilmesinin nedeni değişkenler arasındaki ilişki doğrusal olmadığında polinomun derecesinde değişiklik yapılarak verilere en uygun hale getirilebilecek regresyon modellerinden birisi olmasıdır. Dahası polinom regresyon kullanılarak farklı alanlarda ve farklı amaçlar için gerçekleştirilen çalışmalardan elde edilen sonuçların doğrusallığının yüksek olmasıdır [Yıldırım, 2024; Çelteç, 2024; Bilen ve Özer, 2022]. Çalışmanın ilerleyen bölümlerinde öncelikle dönüştürücünün çalışmasına değinilerek doğrusal olmayan yapısı ele alınmıştır. Daha sonra dönüştürücünün polinom regresyon ile kontrolü için gerekli olan kontrol eğrisi doğrusal olmayan normalize frekans-kazanç eğrisinden faydalanılarak elde edilmiş ve matematiksel olarak modellenmiştir. Bu matematiksel modelin kullanımı ile dönüştürücünün kontrolünün nasıl gerçekleştirileceği ele alınmıştır. Son olarak önerilen kontrol tekniği kullanılarak geniş bir giriş gerilim aralığında ve değişken yük şartlarında çalıştırılan dönüştürücünün PSIM ortamında simülasyonu gerçekleştirilmiş ve simülasyon sonuçları sunulmuştur.

2. POLİNOM REGRESYON KONTROLLÜ GERİLİM KIPLİ FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Polinom regresyon kontrollü gerilim kipli flyback dönüştürücünün devre yapısı Şekil 1’de verilmiştir. Dönüştürücünün geleneksel DGM anahtarlama flyback dönüştürücünden farkı güç anahtarının rezonans anahtar ile yer değiştirmesidir. Şekil 1’den de görüldüğü üzere rezonans anahtar; güç anahtarı M_1 ve gövde diyotu D_1 ’e paralel rezonans kondansatörü C ’nin ve seri rezonans bobinin L ’nin eklenmesi ile elde edilmektedir. Seri rezonans tank devresini oluşturan L ve C haricen eklenebildiği gibi L yüksek frekans transformatörü T_{hf} ’nin kaçak indüktansı ve C güç anahtarı uçlarındaki kapasite olabilmektedir [Wang ve diğ., 2020; Tabisz ve diğ., 1987]. Yüksek frekans transformatörünün dönüştürme oranı N , primer tur sayısı N_p ’nin sekonder tur sayısı N_s ’ye oranıdır. D_R doğrultma diyotu, C_o filtre kondansatörü ve R_o yüküdür.



Şekil 1:

Polinom regresyon kontrollü gerilim modlu flyback dönüştürücü.

Dönüştürücünün kapalı çevrimli kontrolünü sağlayan regresyon kontrolün girişleri referans değer V_r ile dönüştürücünün çıkış gerilimi ve sistemin geribeslemesi olan V_o ’dur. e hata sinyali olup referans sinyali V_r ile V_o ’nun farkıdır. Regresyon kontrolde $Pol_Δfs$ polinomuna bağımsız değişken hata e uygulanarak anahtarlama frekansı f_s ’deki değişim miktarı $Δfs$ belirlenmektedir. f_s sinyaline $Δfs$ ’nin eklenmesi veya çıkartılması ile sabit off süresine sahip olan f_s ’nin güncel değeri elde edilmekte ve dönüştürücüye uygulanmaktadır. Devamlı olarak tekrar eden bu süreç sayesinde hata sıfırlanmaya çalışılmakta ve çıkış gerilimi referans sinyali takip etmektedir.

2.1. SGA Kısmi Rezonanslı Flyback Dönüştürücü

Güç anahtarının sıfır gerilim şartlarında iletme geçmesini sağlayan ve L ve C ’den oluşan seri rezonans tank devresi sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonanslı dönüştürücünün çalışmasını ve karakteristiğini belirlemektedir. L ve C ’ye bağlı olarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$M = \frac{V_o}{V_i} \quad (1)$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

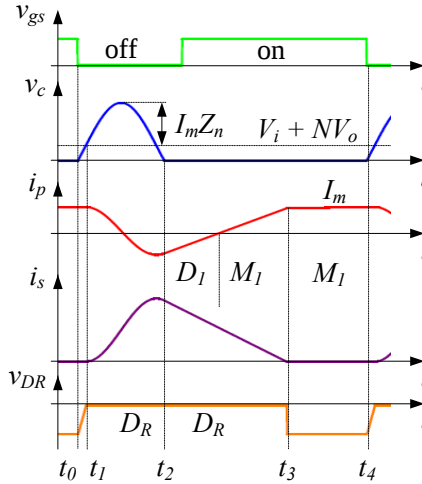
$$r = \frac{R_o}{Z_n} \quad (3)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (5)$$

$$\omega = 2\pi f_r \quad (6)$$

Eşitliklerde M dönüştürücünün gerilim çevrim oranı, Z_n karakteristik empedans, r normalize yük direnci, f_r rezonans frekansı, f_n normalize frekans ve ω açısal rezonans hızıdır. Dönüştürücünün tüm devre elemanlarının ideal olduğu ve kararlı durum şartlarında çalıştığı kabul edildiğinde bir anahtarlama periyodunda dört farklı çalışma aralığı meydana gelir. Bu çalışma aralıklarına ait olan kapı sinyali v_{gs} , rezonans kondansatör gerilimi v_c , primer akımı i_p , sekonder akımı i_s ve doğrultma diyotunun gerilimi v_{DR} 'nin dalga şekilleri Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2:
Dönüştürücünün kararlı durum çalışma dalga şekilleri.

Dönüştürücünün kararlı durum çalışması M_1 anahtarının t_0 anında yalıtıma geçmesi ile başlamaktadır. $t_0 - t_1$ aralığında rezonans kondansatörü doğrusal bir şekilde şarj olmakta ve kondansatör gerilimi $V_i + NV_o$ değerine ulaşana kadar bu aralık devam etmektedir. Şekil 2'de de belirtildiği üzere bu aralıkta hem anahtar hem de diyotlar yalıtım durumundayken i_p akımı mıknatıslanma akımı I_m 'ye eşittir. Enerji depolama elemanı olarak kullanılan yüksek frekans transformatörünün mıknatıslanma indüktansı L_m 'nin değerinin Eşitlik 7'de verilen sabit I_m akımını sürdürebilmesi için yeterince büyük olması gerekmektedir (Liu ve Lee, 1986; Tabisz ve diğ., 1987).

$$I_m = \frac{V_o}{R_o} \left(M + \frac{1}{N} \right) \quad (7)$$

t_1 anında v_c geriliminin $V_i + NV_o$ değerine eşit olması ile D_R diyotu ilettime geçmekte ve L ve C arasındaki rezonans başlamaktadır. Rezonans süresi boyunca M_1 anahtarının uçlarındaki gerilimin tepe değeri v_{cp} Eşitlik 8'de verildiği gibidir.

$$v_{cp} = V_i + NV_o + I_m Z_n \quad (8)$$

L ile C arasındaki rezonans t_2 anında M_1 anahtarının gövde diyotunun ilettime geçmesi ile sonlanmaktadır. $t_2 - t_3$ aralığında D_2 on durumunda iken i_p akımının negatif kısmını iletimde olan D_1 diyotu iletmektedir. D_1 'in ilettime geçtiği t_2 anı ile i_p akımının sıfıra ulaştığı zaman aralığında anahtar gerilimi diyot gerilimine kenetlenmekte ve anahtar için SGA şartları oluşmaktadır. Dönüştürücünün güç anahtarının SGA şartlarında ilettime geçebilmesinin şartı Eşitlik 9'da verilmiştir (Liu ve Lee, 1986).

$$r \leq \frac{M}{N} \quad (9)$$

Rezonans bobini L 'nin şarj ve D_1 'in iletimde olduğu $t_2 - t_3$ aralığının bu kısmında M_1 anahtarının kapı sinyali v_{gs} 'nin uygulanması gerekmektedir. i_p akımının t_3 anında mıknatıslanma akımı I_m 'ye eşit olması ile başlayan $t_3 - t_4$ aralığında M_1 anahtarı iletimde iken D_2 ve D_R diyotları yalıtım durumundadırlar. M_1 anahtarı tekrar açılanan kadar devre bu şartlarda çalışmaya devam etmektedir. SGA kısmi rezonanslı dönüştürücünün çalışması ve yapısı izolesiz SGA kısmi rezonanslı buck-boost dönüştürücüye benzer olduğundan normalize frekans eşitliği Eşitlik 10'da verildiği gibi türetilir (Tabisz ve diğ., 1987).

$$f_n = \frac{2\pi}{(1+MN)[\alpha + \frac{rN}{2M} + \frac{M}{rN}(1-\cos\alpha)]} \quad (10)$$

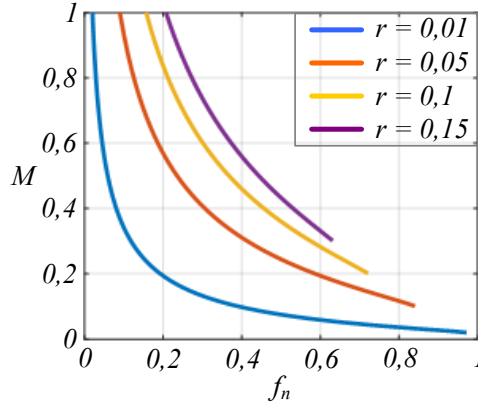
Eşitlik 10'daki α açısını belirlemek için Eşitlik 11 kullanılmaktadır.

$$\alpha = \pi + \arcsin\left(\frac{rN}{M}\right) \quad (11)$$

Normalize frekans eşitliği diğer rezonans dönüştürücülerde olduğu gibi gerilim kipli flyback dönüştürücünün de çalışma parametreleri ile normalize frekansı arasındaki değişimleri ifade etmektedir. Dahası farklı normalize yük değerleri için normalize frekansa karşı gerilim çevrim oranını gösteren eğrilerin elde edilmesinde de kullanılan bu eşitlik dönüştürücünün tasarımı ve kontrolü için oldukça gereklidir [Nacar ve Öncü, 2024].

2.2. Dönüştürücünün Polinom Regresyon İle Kontrolü

Polinom regresyon ile kontrolü gerçekleştirilecek olan sabit 48V çıkış gerilimine sahip 154 W'lık dönüştürücünün giriş gerilimi 100 – 400V ve yük direnci 15 – 25Ω aralığındadır. Şekil 3'te Eşitlik 10 ve Eşitlik 11 kullanılarak farklı r değerleri için dönüştürücünün $f_n - M$ eğrileri eşitlik 9'da verilen SGA şartı dikkate alınarak elde edilmiştir. Eğrilerden görüldüğü üzere dönüştürücünün gerilim çevrim oranı M , anahtarlama frekansının değiştirilmesi ile regüle edilebilmektedir. Ayrıca $f_n - M$ eğrilerinden artan r ile dolayısıyla artan yük direnci ile SGA şartlarında çalışılabilecek alanın da daraldığı anlaşılmaktadır. Bunun sonucu olarak da elde edilebilecek olan minimum gerilim çevrim oranı artan yük direnci ile artmaktadır. Bu nedenle yukarıda giriş gerilim ve yük direnci aralığı belirtilen dönüştürücünün SGA anahtarlama şartlarında çalışabilmesi için diğer çalışma parametreleri maksimum giriş gerilimi ve çıkış direnci için belirlenmelidir.



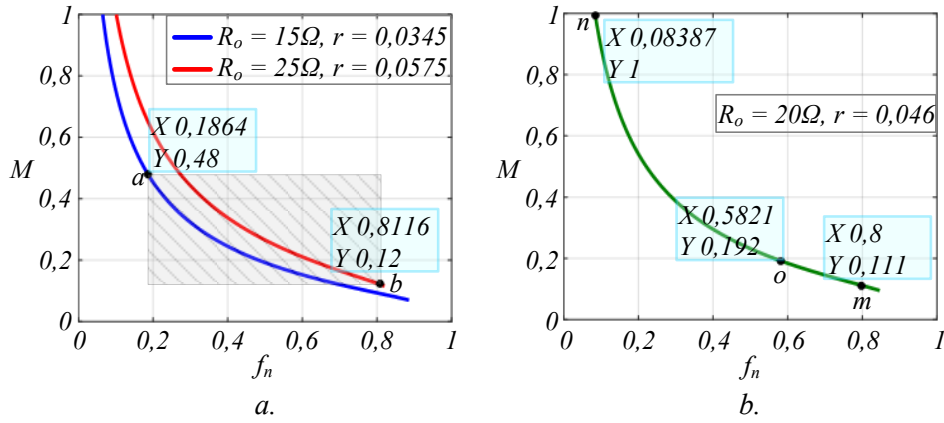
Şekil 3:
Farklı r değerleri için dönüştürücünün $f_n - M$ eğrisi.

Yukarıda belirtilen tasarım kriteri ve SGA şartı olan ve Eşitlik 9'da verilen ifade dikkate alınarak dönüştürücünün çalışma parametrelerinin bulunabilmesi için öncelikle dönüştürücünün çalışacağı normalize yük direnci belirlenmelidir. Normalize yük direncinin belirlenmesi için yüksek frekans transformatörünün dönüştürme oranı N , 2 seçilmiştir. Bu dönüştürme oranı için Eşitlik 9'a göre normalize yük direncinin 0,06'dan küçük veya 0,06'ya eşit olması gerekmektedir. SGA şartlarını garantilemek ve anahtarlama frekansındaki değişim miktarını olabildiğince küçük tutmak için $r = 0,0575$ olarak seçilmiştir. r 'nin değeri ve maksimum çıkış yükü (25Ω) bilindiğinden Eşitlik 3 kullanılarak karakteristik empedans Z_n , $434,782\Omega$ olarak bulunabilir. Eşitlik 2'de verilen Z_n ifadesinde rezonans kondansatörü C 'nin değeri $1nF$ olarak seçildiğinde rezonans indüktansı L 'nin değeri yaklaşık olarak $189\mu H$ bulunmuştur. Maksimum giriş gerilimi ve yük direnci için dönüştürücünün çalışma parametreleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Maksimum giriş gerilimi ve yük direnci için dönüştürücünün çalışma parametreleri.

V_r (V)	V_i	R_o	P_o (W)	M (V_o/V_i)	N	$r \leq M/N$	Z_n (Ω)	C (nF)	L (μF)
48	400	25	92	0,12	2	0,0575	434,782	1	189

Tablo 1'de verilen çalışma parametreleri, maksimum ve minimum giriş gerilimi ve yük değerleri dikkate alınarak dönüştürücünün çalışma aralığının da gösterildiği $f_n - M$ eğrileri elde edilmiş ve Şekil 4a'da verilmiştir. Şekil 4a üzerinde X ve Y koordinat değerleri verilen a ve b noktaları sıra ile 100V ve 400V giriş gerilim değerleri içindir. 100V giriş gerilim değeri için belirlenen a noktasında dönüştürücünün gerilim çevrim oranı $M = 0,48$ iken normalize frekansı $f_n = 0,1864$ 'tür. 400V giriş gerilimi için dönüştürücünün çalışma noktası olan b'de $M = 0,12$ iken $f_n = 0,8116$ 'dır. Dolayısıyla dönüştürücü 100-400V giriş gerilim ve 15-25 Ω yük direnci aralığı için Şekil 4a'da gösterilen taralı alan içerisinde çalışmaktadır. Dönüştürücünün kontrolü için gerekli olan kontrol eğrisinin elde edilmesi için dönüştürücünün giriş gerilimi ve yük direnci sıra ile 250V ve 20 Ω olarak seçilmiştir. Bu değerler için dönüştürücünün $f_n - M$ eğrisi Şekil 4b'de verilmiştir. Bu egride 48V çıkış geriliminin elde edildiği o noktasının gerilim çevrim oranı 0,192 iken normalize frekans değeri 0,5821'dir.



Şekil 4:

Farklı R_o ve r değerleri için dönüştürücünün f_n - M eğrileri a. 15Ω ve 25Ω için b. 20Ω için.

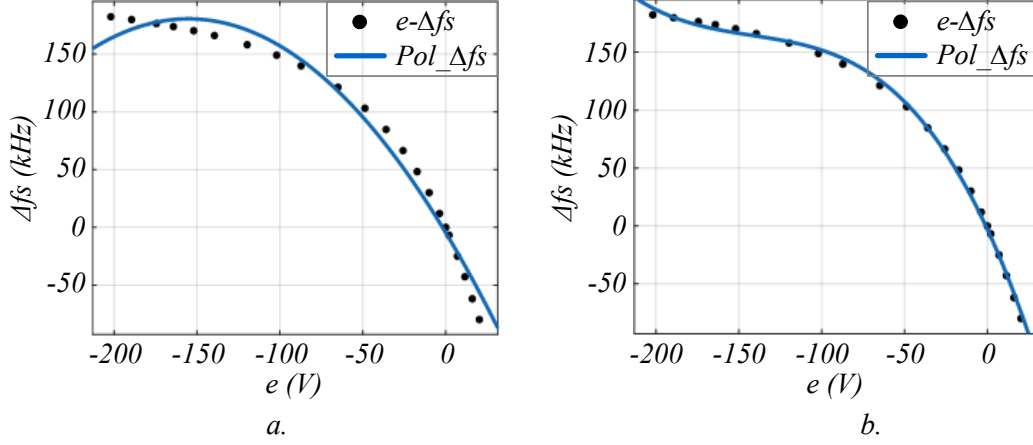
Şekil 4b'deki eğride m noktasından n noktasına kadar olan aralıktan örnekler alınmış ve bu örneklerin f_n ve M bilgileri elde edilmiştir. Daha sonra f_n ve M verilerinden faydalanılarak V_o Eşitlik 1, e referans değerden çıkış geriliminin çıkartılması, f_s Eşitlik 5 ve Δf_s 48V çıkış geriliminin elde edildiği anahtarlama frekansından çalışılan anahtarlama frekansının çıkartılması ile bulunmuştur. Bu verilerin tamamı Tablo 2'de verildiği gibidir. Tablo 2'deki Δf_s ; 250V giriş gerilimi ve 20Ω çıkış direnci için 48V referans geriliminde çalışmak için anahtarlama frekansında ne kadarlık bir değişiklik yapılması gerektiğini ifade etmektedir.

Tablo 2. Veri tablosu.

V_i (V)	f_n	M	V_o (V)	e (V)	f_s (kHz)	Δf_s (kHz)
250	0,8	0,111	27,75	20,25	292,87	-79,77
250	0,751	0,128	32	16	274,93	-61,83
250	0,699	0,146	36,5	11,5	255,89	-42,79
250	0,6503	0,164	41	7	238,06	-24,9
250	0,6006	0,184	46	2	219,87	-6,77
250	0,5821	0,192	48	0	213,1	0
250	0,5493	0,207	51,75	-3,75	201,09	12
250	0,5	0,232	58	-10	183,04	30,05
250	0,4502	0,261	65,25	-17,25	164,81	48,28
250	0,4005	0,295	73,75	-25,75	146,61	66,48
250	0,3506	0,336	84	-36	128,35	84,75
250	0,3004	0,387	96,75	-48,75	109,97	103,12
250	0,2506	0,452	113	-65	91,74	121,35
250	0,2002	0,541	135,25	-87,25	73,29	139,81
250	0,1502	0,671	167,75	-119,75	54,98	158,11
250	0,1	0,89	222,5	-174,5	36,6	176,49
250	0,08387	1	250	-202	30,7	182,39

Polinom regresyon kontrolün kontrol eğrisini ve matematik modelini oluşturmak için Tablo 2'deki verilerden e ve Δf_s kullanılmıştır. Bu veriler MATLAB'ın eğri uydurma araç kutusu kullanılarak Şekil 5'te verildiği gibi 2. ve 3. dereceden polinom olarak elde edilmişlerdir. Eğrilerden görüldüğü üzere 2. dereceden polinom olarak elde edilen eğri bazı noktaların oldukça uzağından geçmektedir. Bu nedenle neredeyse bütün noktaların oldukça yakınından geçen ve 3. dereceden polinom olan eğri kontrol eğrisi olarak kullanılmıştır. Kontrol eğrisi olarak daha

yüksek dereceli bir polinom kullanılarak bütün noktaları içeren bir ifadeye ulaşmak mümkündür. Ancak daha yüksek dereceli polinom ile polinomun derecesi ile kat sayılarının sayısı da artacaktır. Bunun sonucunda matematiksel işlem sayısı arttığı gibi karmaşıklık da artacağından mümkün olduğunca düşük dereceli bir polinom kullanılmıştır.



Şekil 5:
e – Δfs eğrileri a. 2. dereceden b. 3. dereceden.

3. dereceden $Pol_{\Delta fs}$ olarak ifade edilen eğrinin matematiksel modeli Eşitlik 12’de verilmiştir. Eşitlik 12’deki fonksiyonun bağımsız değişkeni e iken bağımlı değişkeni Δfs ’dir. p_1 , p_2 , p_3 ve p_4 $Pol_{\Delta fs}$ polinomunun katsayılarıdır.

$$Pol_{\Delta fs}(e) = p_1 e^3 + p_2 e^2 + p_3 e + p_4 \quad (12)$$

MATLAB’ın eğri uydurma araç kutusu ile elde edilen ve simülasyon çalışmasında kullanılan $Pol_{\Delta fs}$ fonksiyonunun kat sayıları Tablo 3’te verilmiştir.

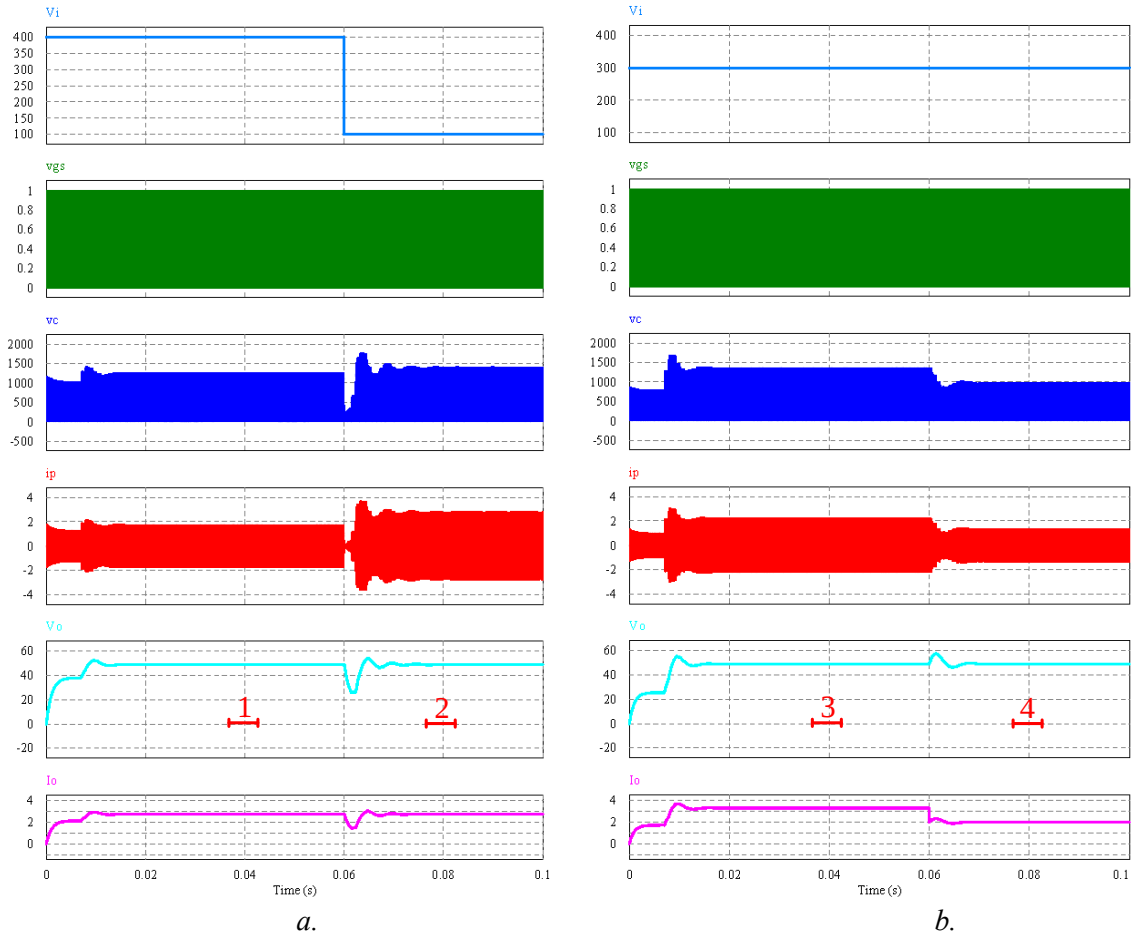
Tablo 3. 3. dereceden polinomun katsayıları.

p_1	p_2	p_3	p_4
$-4,76e - 5$	$-0,02027$	$-3,098$	$-2,876$

Yukarıda gerçekleştirilen çalışmalar ile öncelikle dönüştürücünün teorik analiz sonucu elde edilen $f_n - M$ eğrisi kullanılarak belirli bir giriş gerilim, yük direnci ve referans gerilimi için veriler elde edilmiştir. Daha sonra bu verilerden e ve Δfs ’yi içeren veya olabildiğince yakınından geçen en küçük dereceli eğri matematiksel olarak modellenmiş ve kontrol algoritmasında kullanıma hazır hale getirilmiştir. Burada dikkate edilmesi gereken bağımlı değişken Δfs ’nin doğrudan kontrol değişkeni anahtarlama frekansı olmayıp anahtarlama frekansındaki değişim miktarı olduğudur.

3. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

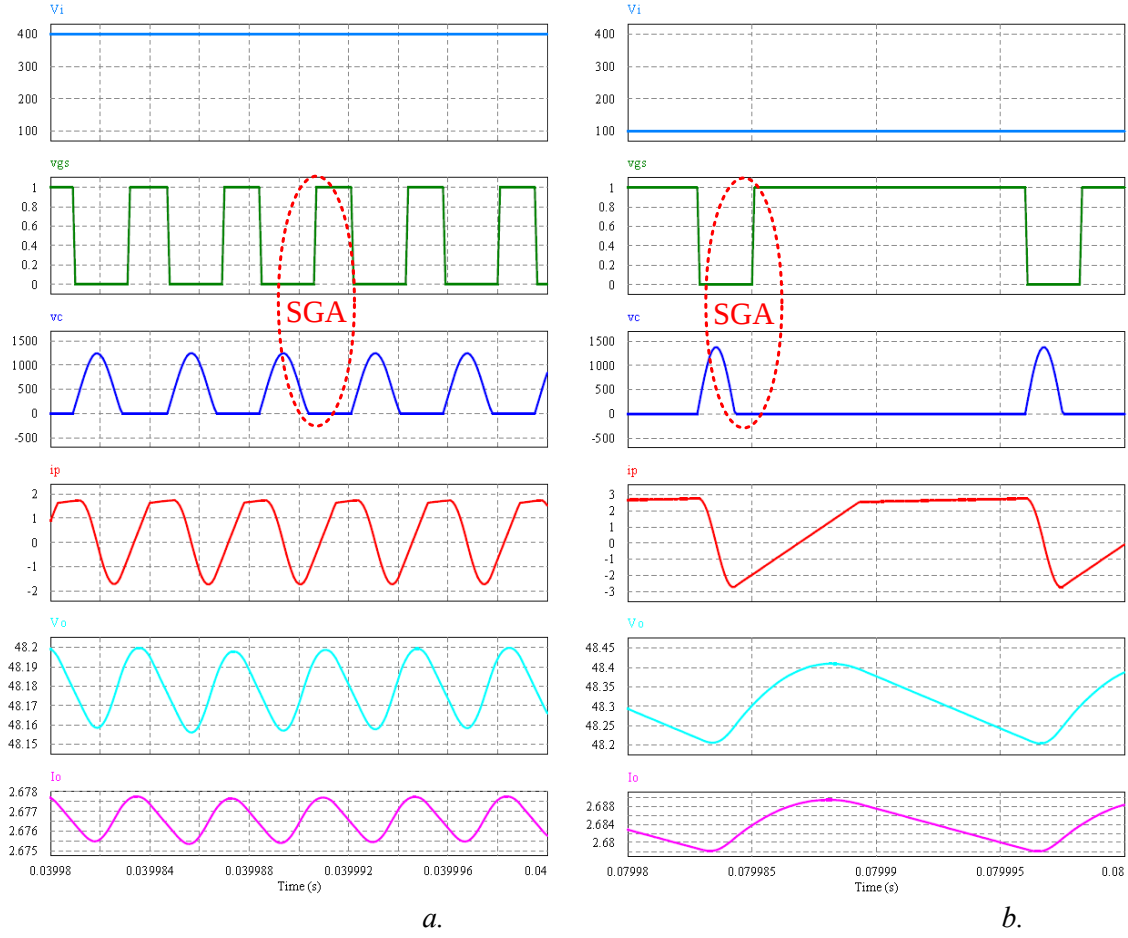
Polinom regresyon kontrollü kısmi rezonans anahtarlama flyback dönüştürücünün PSIM simülasyon devresi Şekil 6’da verilmiştir. Yüksek frekans transformatörü T_{hf} ’nin mıknatısiyet indüktansı L_m ’nin değeri sabit I_m akımını sürdürebilmesi için yeterince büyük olmalıdır [Tabisz ve diğ., 1987]. Bu nedenle I_m akım eşitliği Eşitlik 7 ve çıkış akım değerleri dikkate alınarak L_m ’nin değeri $3mH$ olarak belirlenmiştir. Çıkış filtre kondansatörü C_o ’nun değeri $100\mu F$ ’dır. Kontrol algoritması; girişleri referans gerilimi $48V$ ve çıkış gerilimi V_o olan Polinom Regresyon



Şekil 7:

Değişen giriş gerilimi ve yük direnci için polinom regresyon kontrollü dönüştürücünün çalışma dalga şekilleri **a.** değişen giriş gerilimi için **b.** değişen yük direnci için.

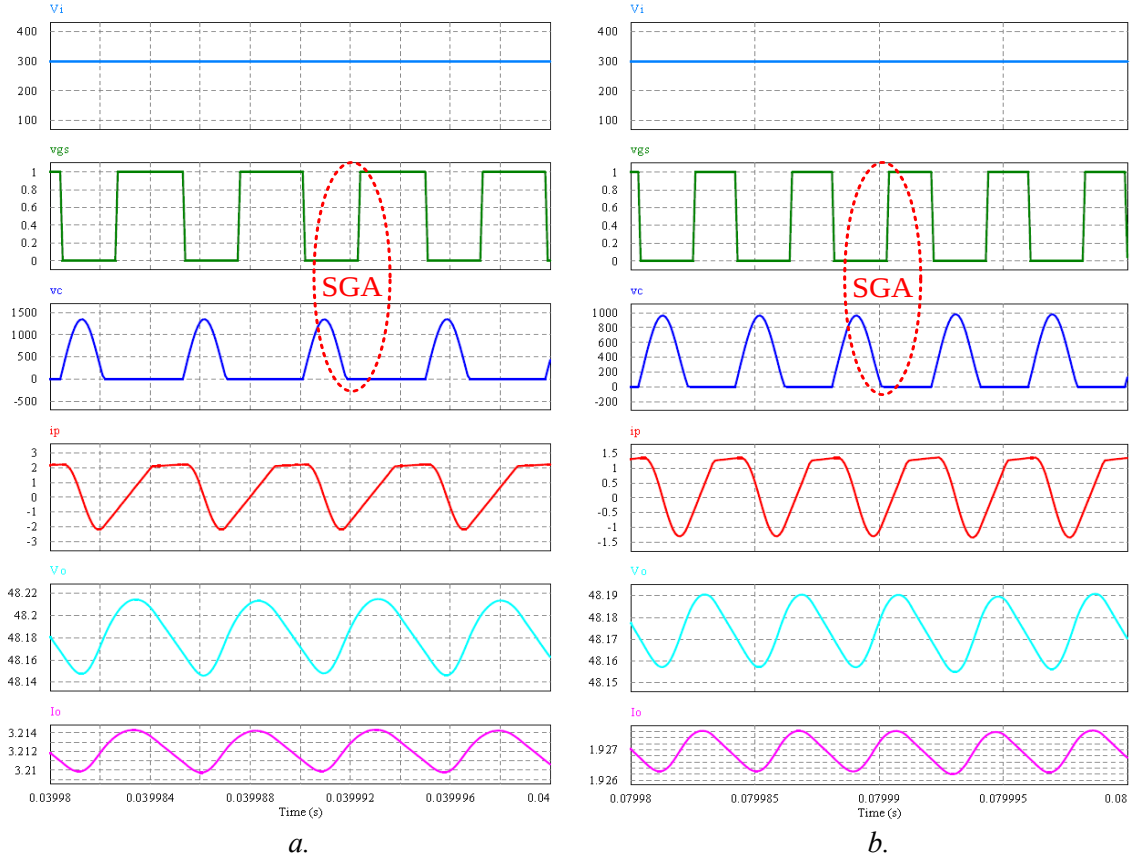
Değişen giriş gerilimi için polinom regresyon kontrol ile çıkış gerilimi kontrol edilen dönüştürücünün güç anahtarının sıfır gerilim şartlarında iletme geçip geçmediğini ve ayrıca önerilen kontrol tekniği ile referans gerilimi 48V'un ne kadar iyi takip edildiğini görmek amacıyla Şekil 7a'daki çalışma dalga şekillerinden 1. ve 2. çalışma aralıkları açılarak bu çalışma aralıklarına ait dalga şekilleri Şekil 8'de verilmiştir.



Şekil 8:

Şekil 7a'daki 1. ve 2. çalışma aralıklarına ait dalga şekilleri **a.** 1. çalışma aralığı için **b.** 2. çalışma aralığı için.

Şekil 8'den görüldüğü üzere polinom regresyon kontrollü dönüştürücü değişen giriş gerilimi için referans gerilimini az da olsa kalıcı hatalar ile oldukça yakından takip etmektedir. Ayrıca dönüştürücünün güç anahtarı SGA şartlarında iletme geçmektedir. Şekil 8'e benzer olarak Şekil 7b'deki 3. ve 4. çalışma aralıkları açılarak Şekil 9'da verilmiştir.

**Şekil 9:**

Şekil 7b'deki 3. ve 4. çalışma aralıklarına ait dalga şekilleri **a.** 3. çalışma aralığı için **b.** 4. çalışma aralığı için.

Şekil 9'dan dönüştürücünün değişen yük değerine karşıda çıkış gerilimini oldukça yakından takip ettiği ve güç anahtarının SGA şartlarında iletme geçtiği görülmektedir.

4. SONUÇ

Flyback dönüştürücü maliyetinin düşük, yapısının basit, izoleli ve çoklu çıkış elde etmeye uygun olmasından dolayı birçok farklı uygulamada tercih edilmektedir. Dönüştürücünün güç anahtarının yumuşak anahtarlama şartlarında çalıştırılması için farklı teknikler kullanılmaktadır. Bu tekniklerden kısmi rezonans anahtarlama anahtar stresleri yüksek olmakla birlikte devre bileşenlerinden kaynaklı kaçak indüktans ve kapasiteler rezonans elemanı olarak kullanılmakta veya rezonans elemanlarına dahil edilmektedirler. Bu durum dönüştürücünün performansının artmasını, manyetik ve kapasitif devre elemanlarının boyutlarının küçülmesini, dolayısıyla sistem maliyetinin azalmasını sağlayıcı niteliktedir. Flyback dönüştürücünün güç kontrolünde birçok farklı kontrol tekniği kullanılmakla birlikte bu çalışmada kısmi rezonans anahtarlama flyback dönüştürücünün çıkış geriliminin kontrolü için polinom regresyon tekniği kullanılmıştır. Bir veri tablosuna uyan fonksiyonu bulma sürecine dayanan bu yöntemde öncelikle veri tablosunun oluşturulması için teorik analiz sonucu elde edilen normalize frekans-gerilim çevrim oranı eğrisi kullanılmıştır. Eğri üzerinde belirlenen referans gerilim değerine karşı farklı dönüştürme oranları için ortaya çıkan hatalar ve bu hataların sıfırlanması için kontrol değişkeni olan anahtarlama frekansında yapılması gereken değişiklikler elde edilerek veri tablosu oluşturulmuştur. Hata ve bu hataya karşı anahtarlama frekansındaki değişimi ifade eden veriler MATLAB'ın eğri uyurma araç kutusu kullanılarak 3. dereceden polinom olarak modellenmiş ve bu fonksiyon

dönüştürücünün kontrolü için kullanılmıştır. PSIM ortamında gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları ile dinamik olarak değişen giriş gerilimi ve yüke karşı önerilen kontrol tekniğinin işlevselliği doğrulandığı gibi güç anahtarı tüm çalışma koşullarında yumuşak anahtarlama şartlarında iletme geçirilmiştir. Bu yapılarla birlikte gelecek çalışmalarda farklı regresyon yöntemleri de gerilim kipli flyback dönüştürücünün veya diğer dönüştürücülerin güç kontrolünde kullanılabilir. Ayrıca regresyon yöntemleri kendi aralarında veya uygulanan diğer kontrol teknikleri ile karşılaştırılabilirler.

ÇIKAR ÇATIŞMASI

Yazar, bilinen herhangi bir çıkar çatışması veya herhangi bir kurum/kuruluş ya da kişi ile ortak çıkar bulunmadığını onaylamaktadır.

YAZAR KATKISI

Çalışmanın tüm süreçleri yazar Salih NACAR tarafından yürütülmüştür.

KAYNAKLAR

1. Akalp, O., Ozbay, H. ve Efe, S. B. (2021) Design and analysis of high-efficient driver model for LED luminaires, *Light & Engineering*, 29(2), 96-106. doi:10.33383/2021-012
2. Akusta, A. (2025) Impact of operating and financial efficiency on aviation stock prices: A machine learning model with SHAP interpretability, *Journal of Economics and Administrative Sciences*, 26(1), 167-182. doi:10.37880/cumuiibf.1560514
3. Alı, M., Sen, I., Ozturk, S. B. ve Avcı, E. (2024) MIL, SIL and PIL implementation for closed loop control of Flyback converter, *Gazi University Journal of Science*, 37(2), 701-716. doi:10.35378/gujs.1342626
4. Ashraf, Y., Elsobky, N. E., Hamouda, M. A., Sabry, M., Kaddah, S. S. ve Badr, B. M. (2021) Controlling single-stage and quasi-resonant flyback converter for solar power systems, *Jordan Journal of Electrical Engineering*, 7(2), 148-165. doi:10.5455/jjee.204160817811
5. Aydın, O. S., Lordoglu, A., Lordoglu, M., Akyıldız, A., Ergun, B. E. ve Gulbahce, M. O. (2024) Meta-heuristics based design and optimization of active clamp flyback converter for USB PD, *IEEE Access*, 12(2024), 29269-29280. doi:10.1109/ACCESS.2024.3368861
6. Bilen, A. ve Özer, A. B. (2022) Regresyon yöntemlerine dayalı suç tespit analizi karşılaştırması Elazığ ili örneği, *Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 34(1), 115-121. doi:10.35234/fumbd.973038
7. Cao, T. T., Van, C. T., Van, H. P., Nguyen, M. Q. ve Hoang, A. (2024) A proposal of an iterative learning control method for simulating a flyback converter using PSCAD, *2024 9th International Conference on Applying New Technology in Green Buildings*, Danag, 248-252. doi:10.1109/ATiGB63471.2024.10717732
8. Choi, J., Kwon, Kwon, H. ve Lee, J. (2022) Design of a 3.3 kW/100 kHz EV charger based on flyback converter with active snubber, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 71(7), 7161-7170. doi:10.1109/TVT.2022.3168625
9. Çeltek, S. A. (2024) Türkiye'nin enerji talebi tahmin probleminin çözümünde regresyon yöntemlerine dayalı yaklaşımlar, *Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 36(2), 705-715. doi:10.35234/fumbd.1424843

10. Çengelci, E. (2018) Small signal audio susceptibility analysis of Flyback converter with peak current mode control, *Sakarya University Journal of Science*, 22(4), 1157-1162. doi:10.16984/saufenbilder.350505
11. Davis K, S. ve Jegathesan, V. (2022) Flyback PPC converter with artificial neural network for distributed MPPT application, *2022 8th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems*, Coimbatore, 1141-1145. doi:10.1109/ICACCS54159.2022.9784960
12. Duzgun, R., Parlak, M. ve Yilmazlar, I. (2023) Design of multiple-output flyback converter with independently controlled outputs for TV power supply, *International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems*, Varna, 1-4. doi:10.1109/ELMA58392.2023.10202445
13. Gao, S., Song, Wang, Y., Xu, R. ve Xu, D. (2022) A secondary-resonance MHz active-clamp flyback converter with partial power processing, *IEEE Transaction on Industry Applications*, 58(6), 7988-7997. doi:10.1109/TIA.2022.3194868
14. Gu, L. ve Huang, L. (2021) A 10MHz forward-flyback resonant DC/DC converter, *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Toronto, 1-5. doi:10.1109/IECON48115.2021.9589932
15. Kishore, D. R., Ajay, K., Anil, D. ve Venkatesh, G. (2023) Intelligent controller for flyback converter with 31-level inverter for grid-connected hybrid system, *Proceedings of the 5th International Conference on Smart Systems and Inventive Technology*, Tirunelveli, 357-363. doi:10.1109/ICSSIT55814.2023.10060900
16. Komsari, A. M., Saberkari, A. ve Shahnazi, R. (2018) Design of a Fuzzy PI controller for peak-to-average reduction in output current of LED drivers, *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference*, Tehran, 116-121. doi:10.1109/PEDSTC.2018.8343782
17. Lee, S. ve Do, H. (2016) Single-stage bridgeless AC-DC PFC converter using a lossless passive snubber and valley switching, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(10), 6055-6063. doi:10.1109/TIE.2016.2577622
18. Liu, K. H. ve Lee, F. C. Y. (1986) Zero-voltage switching techniques in DC/DC converters, *1986 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, 58-70. doi:10.1109/PESC.1986.7415546
19. Liu, S., Tong, X., Wei, J., Sun, W., Yang, Z., Ye, P. ve Zhu Y. (2021) Lightning surge robustness analysis and optimization for an LED driver based on a flyback converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(11), 10449-10458. doi:10.1109/TIE.2020.3031537
20. Nacar, S. (2024) Hybrid-controlled class-E resonant converter with synchronous rectifier for LED driver applications, *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 56(2024), 1-13. doi:10.1016/j.jestch.2024.101781
21. Nacar, S. ve Öncü, S. (2024) ZVS LLC rezonans dönüştürücünün farklı çalışma aralıklarının dönüştürücü performansına etkilerinin incelenmesi, *Politeknik Dergisi*, 27(1), 109-119. doi:10.2339/politeknik.1089364
22. Nalkıran, M. ve Altuntaş, S. (2025) Otomotiv sektöründe nesnelerin interneti ve makine öğrenmesine dayalı bir yaklaşımla ısı transfer değerinin tahmini, *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 40(2), 937-950. doi:10.17341/gazimmfd.1406869

23. Putri, S. N., Efendi, M. Z. ve Eviningsih, R. P. (2024) Series double flyback converter for power factor correction to multi-output battery charger using fuzzy logic controller, *2024 International Electronics Symposium*, Denpasar, 37-42. doi:10.1109/IES63037.2024.10665854
24. Salimi, M. ve Hajbani, V. (2015) Sliding-mode control of the dc-dc flyback converter in discontinuous conduction mode, *The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference*, Tehran, 13-18. doi:10.1109/PEDSTC.2015.7093242
25. Sun, Q. ve Sun, Y. (2021) Research on flyback converter based on BP neural network PID adaptive control, *2021 4th World Conference on Mechanical Engineering and Intelligent Manufacturing*, Shanghai, 58-61. doi:10.1109/WCMEIM54377.2021.00021
26. Tabisz, W. A., Gradzki, P. ve Lee F. C. (1987) Zero-voltage-switched quasi-resonant buck and flyback converters-experimental results at 10 MHz, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4(2), 194-204 doi:10.1109/63.24904
27. Tran, T. N. T., Xu, Hao. Ve Wang J. (2024) Development of active-clamp flyback converter for improving light-load efficiency, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 12(3), 2456-2469. doi:10.1109/JESTPE.2024.3387549
28. Ünal, K., Bal, G. ve Oncu, S. (2024) Implementation of the irregular pulse density modulation-controlled wireless power transfer system for constant current and constant voltage output, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 52(5), 2231- 2248. doi:10.1002/cta.3848
29. Wang, B. F., Kishore, K. V. R. ve So P. L. (2015) Model predictive voltage control method for flyback converter, *2015 Annual IEEE India Conference*, New Delhi, 1-5. doi:10.1109/INDICON.2015.7443828
30. Wang, J., Lin, C., Huang, K. ve Wong, J. (2020) The novel quasi-resonant flyback converter with autoregulated structure for parallel/serial input, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(2), 992-1004. doi:10.1109/TIE.2019.2902827
31. Xu, S., Shen, W., Qian, Q., Zhu, J., Sun, W. ve Li, H. (2019) An efficiency optimization method for a high frequency quasi-ZVS controlled resonant flyback converter, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, 2957-2961. doi:10.1109/APEC.2019.8722026
32. Yan, Y., Wang, T., Wang, Y., Zhu, M., Tang, H. ve Qian, Q. (2023) Adaptive dead-time and partial-ZVS regulation for GaN-based active clamp flyback converter with predictive hysteresis current mode control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(9), 10782-10797. doi:10.1109/TPEL.2023.3286839
33. Yıldırım, B. (2024) Yatay kurplarda taşıt stabilitesinin makine öğrenmesi ile modellenmesi, *Uluslararası Sürdürülebilir Mühendislik ve Teknoloji Dergisi*, 8(1), 74-86. doi:10.62301/usmtd.1487713
34. Zenk, H. (2020) Fotovoltaik enerji kaynaklı ikili yapıli flyback dönüştürücünün fuzzy-tuned PI ve Fractional PID tipi denetleyicilerle gerilim kararlılığının karşılaştırılması, *Karadeniz Fen Bilimleri Dergisi*, 10(2), 443-465. doi:10.31466/kfbd.819578