



## Tepe akım modu kontrollü Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizi

Abdurrahman Yılmaz<sup>1\*</sup>, Muhammet Garip<sup>2</sup>

13.12.2016 Geliş/Received, 01.03.2017 Kabul/Accepted

doi: 10.16984/saufenbilder.277598

### ÖZ

Bu çalışmada, tepe akım-modu kontrollü, izole edilmemiş Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizi sunulmuştur. Yapılan analizde PWM anahtarlama modeli Sürekli İletim Modu'nda (SİM) değerlendirilmiştir. Kontrol işaretinden çıkış gerilimine olan transfer fonksiyonu çıkış kondansatöründeki esr (eşdeğer seri direnç) de dâhil olmak üzere sembolik formda elde edilmiştir. Transfer fonksiyonuna ait sıfırların kesin çözümleri sembolik olarak verilmiştir. Ancak, elde edilen tepe akım modu kontrollü PWM anahtarlama modelinin paydası 5. mertebeden bir polinom olduğundan, kutupların ve kalite faktörlerinin sembolik formda bulunması için yaklaşık kök analizi kullanılması gerekmektedir. Bu analiz kullanılarak yaklaşık kutuplar ve kalite faktörleri de sembolik formda türetilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** zeta dönüştürücü, pwm anahtarlama modeli, tepe akım-modu kontrol

## Small signal analysis of peak current mode controlled Zeta converter

### ABSTRACT

In this study, small signal analysis of peak current-mode controlled, non-isolated Zeta converter is presented. The PWM-switch model in Continuous Conduction Mode (CCM) is utilized in the analysis. The control to output voltage transfer function is derived in symbolic form including the esr of the output capacitor. The exact zeros of the transfer function are given in symbolic form. However, the peak current-mode PWM-switch model yields 5<sup>th</sup> order polynomial in its denominator, which necessitates approximate root analysis in finding the symbolic equations of its poles and quality factors. By using this analysis, the approximate poles and quality factors also derived symbolically in the paper.

**Keywords:** zeta converter, pwm-switch model, peak current-mode control

\* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

1 Yıldız Teknik Üniversitesi, Makine Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul - abyilmaz@yildiz.edu.tr

2 Yıldız Teknik Üniversitesi, Makine Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul - mgarip@yildiz.edu.tr

## 1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

1980'li yılların sonunda Józwick ve Kazimierczuk tarafından "Sepic dönüştürücünün dualı" ismi ile sunulan DA-DA (doğru akım - doğru akım) dönüştürücüye [1], literatürde Zeta DA-DA dönüştürücü denilmektedir. Bu dönüştürücü topolojisine "Zeta" ismi verilmesinde dönüştürücünün literatüre giren altıncı DA-DA dönüştürücü olması yatmaktadır. Zeta Yunan alfabesindeki altıncı harf olduğu için dönüştürücüye Zeta ismi verilmiştir [2]. Zeta dönüştürücü iki kondansatör ve iki indüktöre sahip dördüncü mertebeden bir DA-DA dönüştürücüdür ve giriş gerilimini yükselten ya da düşüren modlarda çalışabilir [3-6]. Cuk dönüştürücü ve tek indüktörlü düşüren/yükselten (buck/boost) dönüştürücülerin aksine giriş ve çıkış gerilimlerinin aynı polariteye sahip olması, Zeta dönüştürücüyü dağıtımlı güç sistemlerinde kullanılmaya daha uygun hale getirir [1]. Çalışmada gösterileceği üzere Zeta dönüştürücü çıkışında yer alan LC filtresi sayesinde Sepic türü dönüştürücüye göre çıkış geriliminde daha düşük dalgalanmaya sahiptir.

DA-DA dönüştürücü tasarımında gerilim-modu kontrole göre sağladığı pek çok avantaj nedeniyle bu çalışmada akım-modu kontrol ele alınmıştır. Bu avantajlardan bazıları [7]:

- Çıkıştaki LC filtresini iki kutuptan tek kutba düşürerek kontrolden indüktör akımına herhangi bir faz gecikmesinin olmamasını sağlaması ve DA-DA dönüştürücülerinin kompozasyonu kolaylaştırması
- Kullanıldığı dönüştürücüyü doğasında olan akım sınırları sayesinde aşırı yükten koruması ve dönüştürücü çıkışlarının paralellenmesini kolaylaştırabilmesi
- Giriş gerilimindeki statik ve dinamik değişimlere karşı tabiatı gereği duyarsız olması
- Geçici yük değişimlerinde çok hızlı bir düzeltme yöntemi elde etmeyi sağlaması ve çıkış geriliminde meydana gelebilecek sapmaları en aza indirmek için çıkış akımının ileri beslemeli kullanılması uygulamasını kolaylaştırması

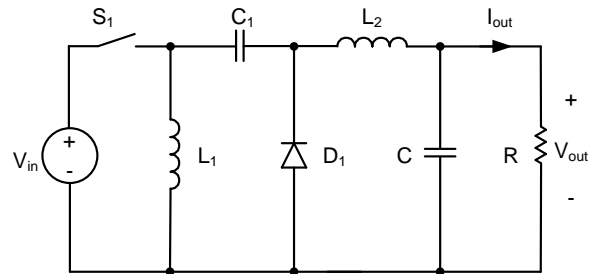
olarak verilebilir.

Zeta dönüştürücü için küçük işaret analizi sabit frekanslı gerilim-modu kontrol için [8] 'de yapılmıştır ancak tepe akım-modu kontrol için küçük işaret analizi yapılmamıştır. Bu çalışmada sürekli iletim modunda (SİM) çalışan tepe akım-modu kontrollü Zeta dönüştürücü için küçük işaret analizi sunulmuştur. Bu analizde PWM anahtarlama modeli [9,10] kullanılmıştır. Tepe akım-modu kontrolünde PWM anahtarlama, modele anahtarlama frekansının yarısı civarında 180°'lik

faz çevirici etki yapan bir kapasite ekler ve bu kapasite sayesinde daha doğru bir model elde edilir. Ayrıca bu çalışma, küçük işaret analiziyle elde edilen transfer fonksiyonun doğruluğunu artırmak amacıyla Şekil 1'de görülen C çıkış kapasitesine ait esr etkisini de göz önünde bulundurmaktadır.

[8] numaralı çalışmada belirtildiği üzere sabit frekansta gerilim-modu kontrollü Zeta dönüştürücü 4. mertebeden bir paydaya sahiptir. Akım modu kontrolün avantajları kısmında belirtildiği üzere, kutuplardan birisi akım modu kontrol ile kaldırıldığı için akım-modu kontrollü Zeta dönüştürücü transfer fonksiyonu paydasının 3. mertebeden olması beklenmektedir. Ancak, PWM anahtarlama modelinin kullanılması, anahtarlama frekansının yarısı civarında ekstra bir kutup çiftini transfer fonksiyonuna ekler ve transfer fonksiyonunun paydasını 5. mertebeye yükseltir.

Analize başlamadan önce izole edilmemiş Zeta dönüştürücü devresi üzerinde topolojiyi değiştirmeyecek şekilde bazı değişiklikler yapılarak PWM anahtarlama modeli uygulanabilir hale getirilmiştir. Ardından kontrol işaretinden çıkış gerilimine olan transfer fonksiyonu türetilmiştir. Sonuçta oluşan transfer fonksiyonu sırasıyla 3. ve 5. dereceden pay ve paydaya sahiptir. Pay kısmı biri tek sıfır diğeri sıfır çifti şeklinde ikiye parçalanabildiğinden, herhangi bir yaklaşıklık yapılmaksızın sıfırlar sembolik formda elde edilebilmiştir. Öte yandan transfer fonksiyonunun paydası 5. mertebeden olduğu için, payda fonksiyonu kutupların birbirinden yeterince ayrı konumlandığı varsayımı altında yaklaşık olarak analiz edilmelidir. Bu varsayım sonucunda bir adet alçak frekans bölgesinde yer alan reel kutup, bir adet orta frekans bölgesinde yer alan kutup çifti ve bir adet yüksek frekans bölgesinde (anahtarlama frekansının yarısı civarında) yer alan kutup çifti için sembolik bağıntılar elde edilmiştir.



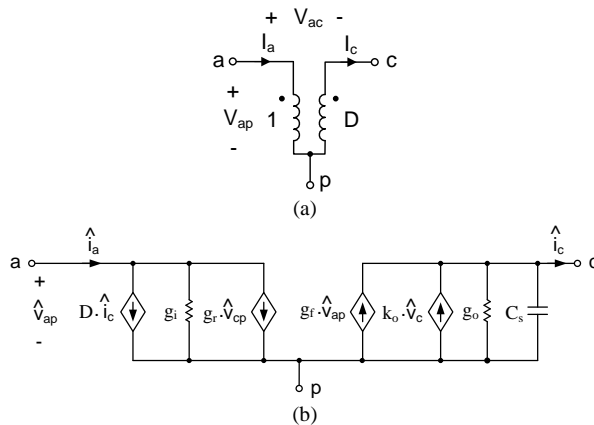
Şekil 1. İzolesiz Zeta dönüştürücü devresi (Non-isolated Zeta converter)

Bu makalede sunulan çalışma, literatürde tepe akım-modu kontrolü ile Zeta dönüştürücünün küçük işaret davranışını analiz eden herhangi bir çalışma olmadığından yenidir. Örnek bir Zeta dönüştürücü üzerinden sayısal analiz daha kolay yapılabilir ancak

özellikle bu çalışmadaki Zeta dönüştürücü gibi dördüncü merteye dönüştürücülerin sembolik analizlerinin yapılması yüksek mertebeden transfer fonksiyonları elde edildiği için zordur. Ayrıca tepe akım-modu kontrolü PWM anahtarlama modeli akım-modu kontrolde var olan altharmonik osilasyonları hesaba katarak, transfer fonksiyonunu daha doğru olarak elde etmeyi sağlar, fakat bununla birlikte transfer fonksiyonu payda mertebesi artacağından yapılan analizin karmaşıklığı artacaktır.

## 2. TEPE AKIM MODU KONTROLDE PWM ANAHTARLAMA MODELİNE GENEL BAKIŞ (OVERVIEW OF PWM SWITCH MODEL WITH PEAK CURRENT-MODE CONTROL)

PWM anahtarlama modeli ilk olarak 1990 yılındaki [11] çalışmasıyla sunulmuştur. Burada DA-DA dönüştürücü topolojilerinde yer alan anahtar çifti üç uçlu kombinasyon anahtarı şeklinde gösterilir. Kombinasyon anahtarının uçları aktif, pasif ve ortak uç olmak üzere bu uçlar sırasıyla İngilizce kelime karşılıklarından yola çıkarak "a", "p" ve "c" ile gösterilir. Devre üzerinde yer alan kontrol ve serbest geçiş anahtarları ortak uca, aktif anahtar aktif uca ve serbest geçiş anahtarı pasif uca bağlanır.



Şekil 2. (a) DA PWM anahtarı modeli (Dc PWM-switch model) (b) Tepe akım-modu kontrol için SİM modu çalışmada AA PWM anahtarı modeli (Ac PWM-switch model with peak current-mode control in CCM)

PWM anahtarı modeli DA bir başka deyişle büyük işaret eşdeğer modeline ve küçük işaret eşdeğer modellerine sahiptir. Şekil 2a PWM anahtarı modelinin DA eşdeğer devresini gösterirken, şekil 2b AA (alternatif akım) eşdeğer devresini tepe akım-modu kontrol için göstermektedir. Büyük işaret modeli bu çalışma için gerekli değildir ancak detaylı bilgi [10]'da bulunabilir. Şekil 2'de yer alan büyük harfli parametreler sürekli hal DA parametrelerini ifade ederken, inceltme işareti vurgusu (^) ile gösterilen küçük harfli parametreler küçük işaret (ya da AA) değişkenlerini ifade etmektedir.

Şekil 2'de yer alan model parametrelerinin karşılıkları (1)'de listelenmiştir.

$$k_o = \frac{1}{R_i}, \quad g_o = \frac{T_s}{L} \cdot \left( D' \frac{S_e}{S_n} + 0.5 - D \right),$$

$$g_f = D \cdot g_o - \frac{D \cdot D' \cdot T_s}{2 \cdot L}, \quad g_i = -\frac{I_a}{V_{ap}}, \quad (1)$$

$$g_r = \frac{I_c}{V_{ap}}, \quad C_s = \frac{4}{L \cdot \left( \frac{2\pi}{T_s} \right)^2}$$

Burada D sürekli haldeki darbe doluluk oranını,  $R_i$  PWM anahtarı ortak (c) ucundan kontrol gerilimine olan kazancı ( $\Omega$ ),  $T_s$  anahtarlama periyodunu (s), L ise (2) eşitliğindeki gibi hesaplanan eşdeğer indüktörü (H),  $D' = 1 - D$  darbe boşluk oranını,  $S_e$  kompanzasyon rampasının eğimini (V/s) ve  $S_n$  ise (3) eşitliğiyle hesaplanabilen PWM anahtarın ortak ucundaki (c) akımının kontrol gerilimine yansıyan eğimini (V/s) ifade etmektedir.

$$L = L_1 // L_2 = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (2)$$

$$S_n = \frac{V_{ac}}{L} \cdot R_i \quad (3)$$

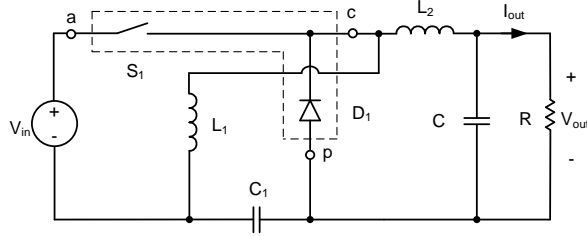
Şekil 2b'deki  $C_s$  kapasitesi akım çevrimindeki alt harmonik kararsızlıkları modellemek amacıyla devreye eklenmiştir. Model parametreleri konusunda daha detaylı bilgiye [10] ile ulaşılabilir.

PWM anahtarı modelini kullanmanın yolu öncelikle Şekil 2a'da verilen DA PWM anahtarı modelinin analiz edilerek DA-DA dönüştürücü topolojisi içine yerleştirilmesi ve ardından dönüştürücüye ait ortalama gerilim ve akım büyüklüklerinin ( $D$ ,  $I_a$ ,  $I_c$ ,  $V_{ap}$ ) çözülmesidir. Elde edilen bu çözümler (1) numaralı eşitlikte verilen küçük işaret PWM anahtarı modeli parametrelerinde kullanılır ve lineer bir model olan AA PWM anahtarı modeli dönüştürücü topolojisi içine yerleştirilerek kontrol işaretinden çıkış gerilimine olan transfer fonksiyonu elde edilir. Transfer fonksiyonunu elde etmek için kullanılacak bir diğer yöntem durum uzayı ortalama (state space averaging) tekniğidir ancak PWM anahtarı modelinin kullanılmasının durum uzayı ortalama tekniği üzerindeki en büyük avantajı matris işlemleri yerine lineer devre analizi yöntemlerinin kullanılmasıdır. [12]'de PWM anahtarı modeli kullanılan SEPIC dönüştürücünün (Zeta dönüştürücü duali) gerilim

modu kontrolü ele alınmıştır. Burada dönüştürücüye ait küçük işaret modeli, dönüştürücünün süreksiz iletim modunda çalışması için sembolik formda, bilgisayar destekli olarak elde edilmiştir.

### 3. ZETA DÖNÜŞTÜRÜCÜ KÜÇÜK İŞARET ANALİZİ (SMALL SIGNAL ANALYSIS OF ZETA CONVERTER)

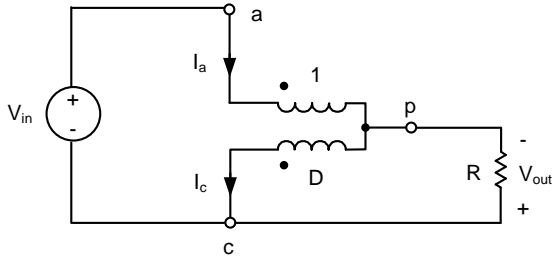
PWM anahtar modelini Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizinde kullanabilmek için, Şekil 1'deki  $S_1$  ve  $D_1$  elemanlarının çevresindeki bağlantılarda değişiklik yapmak gerekmektedir. Bu amaçla  $C_1$  kondansatörü üst koldan alt kola alınmıştır. Bu değişiklik topolojide herhangi bir değişikliğe neden olmazken PWM anahtar modelinin kullanılmasına imkân verir. Şekil 3, PWM anahtar modeli ile analiz etmek için uygun hale getirilmiş izole edilmemiş Zeta dönüştürücü devresini göstermektedir.



Şekil 3. Zeta dönüştürücünün PWM anahtar modeliyle gösterimi (Representation of the Zeta converter by PWM-switch model)

#### 3.1. DA Analizi (DC Analysis)

Şekil 2a'daki DA PWM anahtar modeli kullanılarak Zeta dönüştürücünün DA parametrelerine ait ifadeler elde edilmelidir. Bu amaçla Şekil 3'teki  $L_1$  ve  $L_2$  indüktörleri kısa devre,  $C_1$  ve  $C$  kapasiteleri açık devre edilmiş ve DA PWM anahtar modeline Şekil 2a'da verilen eşdeğeri yerleştirilmiştir. Sonuçta Zeta dönüştürücünün DA eşdeğer devresi Şekil 4'te gösterildiği gibi elde edilir.



Şekil 4. Şekil 3'teki Zeta dönüştürücünün DA eşdeğer modeli. (DC equivalent model of the Zeta converter in Fig. 3.)

Kirchoff akım (KCL) ve gerilim kanunları (KVL) kullanılarak Şekil 4'te görülen devreye ait eşitlikler yazılırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{D}{1-D}, \quad D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}}, \\ V_{ap} &= \frac{V_{out}}{D}, \quad I_c = \frac{V_{out}}{R \cdot (1-D)}, \quad I_a = \frac{V_{out}}{R} \cdot \frac{D}{(1-D)}, \\ V_{ac} &= V_{in}, \quad V_{cp} = V_{out} \end{aligned} \quad (4)$$

(4) 'teki devre parametrelerinin sürekli haldeki değerler olduğu dikkate alınmalıdır. Bu konuda daha detaylı bilgi için [2]'ye bakınız. Sürekli hal ifadeleri (1) ve (3)'te bulunan denklemlerde yerine konursa  $g_i$ ,  $g_r$  ve  $S_n$  şu şekilde yeniden yazılabilir:

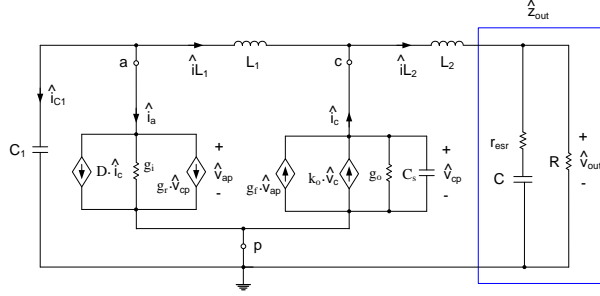
$$\begin{aligned} g_i &= -\frac{D^2}{R \cdot (1-D)}, \quad g_r = \frac{D}{R \cdot (1-D)}, \\ S_n &= V_{out} \cdot \frac{1-D}{D} \cdot \frac{R_i}{\frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}} \end{aligned} \quad (5)$$

#### 3.2. AA küçük işaret analizi (AC small signal analysis)

Giriş gerilimi  $V_{in}$ 'in kısa devre edilmesi ve AA PWM anahtar modelinin (Şekil 2b) Şekil 3'te yerine konulması ile Şekil 5'te gösterilen Zeta dönüştürücü için AA küçük işaret eşdeğer devresi elde edilir. Küçük işaret analizinin tamamlanabilmesi için  $\hat{v}_{out}/\hat{v}_c$  transfer fonksiyonunun Şekil 5'ten türetilmesi gerekmektedir.

KCL ve KVL yardımıyla Şekil 5'e ait aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$\begin{aligned} \hat{i}_a &= D \cdot \hat{i}_c + \hat{v}_{ap} \cdot g_i + g_r \cdot \hat{v}_{cp} \\ \hat{i}_c &= \hat{v}_{ap} \cdot g_r + k_o \cdot \hat{v}_c - \hat{v}_{cp} \cdot (g_o + s \cdot C_s) \\ \hat{v}_{cp} &= (\hat{i}_{L1} + \hat{i}_c) \cdot (s \cdot L_2 + \hat{z}_{out}) \\ \hat{v}_{ap} &= \hat{v}_{cp} - \left( \hat{i}_a + \frac{\hat{v}_{ap}}{1} \right) \cdot (s \cdot L_1) \\ \hat{i}_{L1} &= - \left( \hat{i}_a + \frac{\hat{v}_{ap}}{s \cdot C_1} \right) \\ \hat{v}_{out} &= (\hat{i}_{L1} + \hat{i}_c) \cdot \hat{z}_{out} \end{aligned} \quad (6)$$



Şekil 5. PWM anahtar modeli ile Zeta dönüştürücünün AA küçük işaret modeli (AC small signal model of the Zeta converter with PWM-switch model)

(6) 'daki denklemler aynı anda çözümlenerek,  $\hat{v}_{out}/\hat{v}_c$  aşağıdaki gibi türetilir:

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = \frac{k_o \cdot R \cdot (a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + a_3 \cdot s^3)}{b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2 + b_3 \cdot s^3 + b_4 \cdot s^4 + b_5 \cdot s^5} \quad (7)$$

Tablo 1, (7) 'de verilen transfer fonksiyonunun pay ve payda katsayılarını göstermektedir. Tablo 1'deki  $k_o$ ,  $g_o$ ,  $g_f$ ,  $g_i$ ,  $g_r$ ,  $C_s$  model parametreleri, eşitlik (1) 'de verilmiştir.

(7) 'deki transfer fonksiyonunun payı ve paydası, (8) 'de gösterildiği gibi düzenlenebilir.

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c} = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{o,z} \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_{o,z}^2}\right)}{\left[ \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p1} \cdot Q_{p1}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p1}^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p2} \cdot Q_{p2}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p2}^2}\right) \right]} \quad (8)$$

(7)'de  $s=0$  yazılarak (8)'deki DA kazancı  $K$ , aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$K = \frac{k_o \cdot R \cdot a_0}{b_0} = \frac{k_o \cdot R \cdot (1-D)}{1+R \cdot (g_i + g_r + (1-D) \cdot (g_o - g_f))} \quad (9)$$

(1) ve (4) eşitlikleri (9)'da yerine konduğunda, DA kazancı  $K$  ifadesi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$K = \frac{R}{R_i} \cdot \frac{2S_n \cdot L(1-D)}{(1-D)^3 \cdot (2S_e + S_n)R \cdot T_s + 2L \cdot S_n(1+D)} \quad (10)$$

Eşitlik (8)'in pay kısmı tablo 1'de verilen  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  ve  $a_3$  katsayıları kullanılarak (11)'deki gibi verilmiştir.

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{o,z} \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_{o,z}^2}\right) = (C \cdot r_{esr} \cdot s + 1) \cdot (C_1 \cdot L_1 \cdot s^2 + L_1 \cdot g_i \cdot s + 1 - D) \quad (11)$$

Tablo 1. Eşitlik (7)'deki transfer fonksiyonu katsayıları. (Coefficients of the transfer function in (7))

$$a_0 = 1 - D$$

$$a_1 = C \cdot r_{esr} \cdot (1 - D) + g_i \cdot L_1$$

$$a_2 = L_1 \cdot (C \cdot g_i \cdot r_{esr} + C_1)$$

$$a_3 = C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot r_{esr}$$

$$b_0 = \frac{1 + g_i \cdot R - g_f \cdot R + g_f \cdot D \cdot R - g_o \cdot D \cdot R + g_r \cdot R + g_o \cdot R}{g_r \cdot R + g_o \cdot R}$$

$$b_1 = \frac{g_i \cdot L_1 + C_s \cdot R + C \cdot R + g_f \cdot D \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} + g_o \cdot L_2 - g_f \cdot L_2 + g_i \cdot L_2 + g_r \cdot L_2 - D \cdot C_s \cdot R + C \cdot r_{esr} + g_r \cdot g_f \cdot L_1 \cdot R + g_r \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} - g_f \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} + g_i \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} + g_f \cdot D \cdot L_2 + g_o \cdot g_i \cdot L_1 \cdot R + C_1 \cdot R - g_o \cdot D \cdot L_2 + g_f \cdot D \cdot L_1 + g_o \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} - g_o \cdot D \cdot C \cdot R \cdot r_{esr}}{g_r \cdot R + g_o \cdot R}$$

$$b_2 = \frac{C_1 \cdot L_2 + C_1 \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} + g_o \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_1 \cdot L_1 + g_o \cdot g_i \cdot L_1 \cdot L_2 + g_i \cdot C_s \cdot L_1 \cdot R + g_o \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot R + g_i \cdot C \cdot L_1 \cdot r_{esr} - g_f \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_r \cdot g_f \cdot L_1 \cdot L_2 + C_s \cdot L_2 - g_f \cdot C \cdot L_2 \cdot R + g_f \cdot D \cdot C \cdot L_1 \cdot R + g_i \cdot C \cdot L_1 \cdot R + g_r \cdot C \cdot L_2 \cdot R + g_r \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_i \cdot C \cdot L_2 \cdot R + g_i \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} - D \cdot C_s \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} + C_s \cdot C \cdot R \cdot r_{esr} - g_o \cdot D \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_r \cdot g_f \cdot C \cdot L_1 \cdot R \cdot r_{esr} + g_o \cdot C \cdot L_2 \cdot R - g_o \cdot D \cdot C \cdot L_2 \cdot R + g_f \cdot D \cdot C \cdot L_2 \cdot R + g_f \cdot D \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_f \cdot D \cdot C \cdot L_1 \cdot r_{esr} - D \cdot C_s \cdot L_2 + g_o \cdot g_i \cdot C \cdot L_1 \cdot R \cdot r_{esr}}{g_r \cdot R + g_o \cdot R}$$

$$b_3 = \frac{g_r \cdot g_f \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_1 \cdot C \cdot L_2 \cdot R + g_o \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 + g_i \cdot C_s \cdot L_1 \cdot L_2 + C_s \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot R + g_r \cdot g_f \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R + C_s \cdot C \cdot L_2 \cdot R + g_o \cdot C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot R \cdot r_{esr} + C_1 \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_o \cdot g_i \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R + g_o \cdot g_i \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot R + C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot r_{esr} + C_s \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} - D \cdot C_s \cdot C \cdot L_2 \cdot R - D \cdot C_s \cdot C \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_i \cdot C_s \cdot C \cdot L_1 \cdot R \cdot r_{esr}}{g_r \cdot R + g_o \cdot R}$$

$$b_4 = \frac{g_o \cdot C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_o \cdot C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R + g_i \cdot C_s \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_s \cdot C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot R \cdot r_{esr} + C_s \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 + g_i \cdot C_s \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R}{g_r \cdot R + g_o \cdot R}$$

$$b_5 = \frac{C_s \cdot C_1 \cdot C \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot (R + r_{esr})}{g_r \cdot R + g_o \cdot R}$$

Burada sıfır çiftine ek olarak çıkış kapasitesi (C) esr'si kaynaklı bir sıfır daha görülmektedir. (11) eşitliğinin sağ ve sol tarafı eşitlendiğinde  $\omega_z$ ,  $\omega_{o,z}$  ve  $Q_z$  çözümleri sırasıyla (12), (13) ve (14)'teki gibi elde edilir.

$$\omega_z = \frac{1}{C \cdot r_{esr}} \quad (12)$$

$$\omega_{o,z} = \sqrt{\frac{1-D}{C_1 \cdot L_1}} \quad (13)$$

$$K = \frac{R}{R_i} \cdot \frac{2S_n \cdot L(1-D)}{(1-D)^3 \cdot (2S_e + S_n)R \cdot T_s + 2L \cdot S_n(1+D)} \quad (14)$$

(14) eşitliğinden  $Q_z$ 'nin her zaman negatif değerli olacağı görülmektedir. Bu sonuç sıfır çiftinin sağ yarı s düzleminde yer aldığını gösterir. Ayrıca,  $|Q_z| > 0.5$  olması durumunda bu sıfır çifti karmaşık eşleniktir.

(8) eşitliğinin paydası 5. mertebeden bir polinom olduğundan kutupların ifadelerinin herhangi bir varsayımı yapılmaksızın sembolik formda elde edilmesi mümkün değildir.  $\omega_{o,p2}$ ,  $C_s$  kapasitesi tarafından belirlenen bir açısal frekanstır ve anahtarlama frekansı açısal değerinin yarısı civarında bir değere sahiptir. Bu nedenle  $\omega_{o,p1} \ll \omega_{o,p2}$  varsayımını pratikte kabul etmek makuldür. Buna ek olarak  $\omega_p \ll \omega_{o,p1}$  varsayımı yapılması halinde  $\omega_p$ ,  $\omega_{o,p1}$ ,  $\omega_{o,p2}$ ,  $Q_{p1}$  ve  $Q_{p2}$  için yaklaşık sembolik çözümler (15) – (17) eşitliklerindeki gibi elde edilebilir. (Bir polinomun köklerine ait yaklaşık çözümlerin bulunması konusunda detaylı bilgi için [13]'ün 8.1.8 bölümüne bakınız.)

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \cong \left(1 + s \cdot \frac{b_1}{b_0}\right) \quad (15)$$

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p1} \cdot Q_{p1}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p1}^2}\right) \cong \left(1 + \frac{b_2}{b_1} \cdot s + \frac{b_3}{b_1} \cdot s^2\right) \quad (16)$$

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p2} \cdot Q_{p2}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p2}^2}\right) \cong \left(1 + \frac{b_4}{b_3} \cdot s + \frac{b_5}{b_3} \cdot s^2\right) \quad (17)$$

Eşitliklerin (15) – (17) sağ ve sol tarafları eşitlendiğinde (18) elde edilir. Tablo 1'de verilen  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$  ve  $b_5$  (18) eşitliğinde yerine konup gerekli sadeleştirme işlemleri yapıldığında;  $\omega_p$ ,  $\omega_{o,p1}$ ,  $\omega_{o,p2}$ ,  $Q_{p1}$  ve  $Q_{p2}$ 'ye ait eşitlikler (19) – (23)'teki gibi elde edilir. (19) – (21)

eşitliklerinde kolaylık olması amacıyla  $r_{esr} = 0$  ve  $C_s = 0$  varsayımları yapılmıştır. (22) ve (23) eşitliklerinde ise  $r_{esr} = 0$  varsayımı yapılmasına rağmen  $C_s$ ,  $\omega_{o,p2}$ 'yi anahtarlama açısal frekansının yarısına yerleştirdiğinden  $C_s = 0$  varsayımı yapılamaz.

$$\omega_p = \frac{b_0}{b_1}, \quad \omega_{o,p1} = \sqrt{\frac{b_1}{b_3}}, \quad Q_{p1} = \frac{\sqrt{b_1 \cdot b_3}}{b_2}, \quad (18)$$

$$\omega_{o,p2} = \sqrt{\frac{b_3}{b_5}}, \quad Q_{p2} = \frac{\sqrt{b_3 \cdot b_5}}{b_4}$$

$$\omega_p = \frac{1+R \cdot [g_i + g_r + (1-D) \cdot (g_o - g_f)]}{\left( \frac{L_1 \cdot [g_i + R \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o) + D \cdot g_f] + L_2 \cdot [g_i + g_r + (1-D) \cdot (g_o - g_f)] + R \cdot (C + C_1)}{R \cdot (C + C_1)} \right)} \quad (19)$$

$$\omega_{o,p1} = \sqrt{\frac{\left( \frac{R \cdot (C + C_1) + L_2 \cdot [g_i + g_r + (1-D) \cdot (g_o - g_f)] + L_1 \cdot [g_i + R \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o) + D \cdot g_f]}{L_1 \cdot L_2 \cdot \left[ \frac{C_1 \cdot g_o + C \cdot R \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o)}{L_1 \cdot C \cdot C_1 \cdot R + C \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot R} \right] + \right)}{L_1 \cdot C \cdot C_1 \cdot R + C \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot R}} \quad (20)$$

$$Q_{p1} = \frac{\left( \frac{R \cdot (C + C_1) + L_2 \cdot (g_i + g_r + (1-D) \cdot (g_o - g_f)) + L_1 \cdot (g_i + R \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o) + D \cdot g_f)}{L_1 \cdot \left[ \frac{L_2 \cdot C \cdot R \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o)}{L_2 \cdot C_1 \cdot g_o + C \cdot C_1 \cdot R} \right] + C \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot R} \right)}{\left( \frac{L_1 \cdot [C_1 + R \cdot (C_1 \cdot g_o + C \cdot (g_f \cdot D + g_i))] + L_2 \cdot [C \cdot R \cdot (g_i + g_r + (1-D) \cdot (g_o - g_f)) + C_1 + L_1 \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o)]}{L_2 \cdot [C \cdot R \cdot (g_i + g_r + (1-D) \cdot (g_o - g_f)) + C_1 + L_1 \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o)]} \right)} \quad (21)$$

$$\omega_{o,p2} = \sqrt{\frac{\left( \frac{C_1 \cdot C \cdot R \cdot L_2 + C_s \cdot \left[ \frac{(1-D) \cdot C \cdot R \cdot L_2 + L_1 \cdot (g_i \cdot L_2 + C_1 \cdot R)}{C_1 \cdot C \cdot R + L_2 \cdot C_1 \cdot g_o + L_2 \cdot C \cdot R \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o)} \right]}{C \cdot C_1 \cdot R \cdot L_2 \cdot L_1 \cdot C_s} \right)}{C \cdot C_1 \cdot R \cdot L_2 \cdot L_1 \cdot C_s}} \quad (22)$$

$$Q_{p2} = \frac{\left[ \begin{array}{l} C_s \cdot \left[ \begin{array}{l} (1-D) \cdot C \cdot R \cdot L_2 \\ + L_1 \cdot (g_1 \cdot L_2 + C_1 \cdot R) \end{array} \right] + \\ C_1 \cdot C \cdot R \cdot L_2 + \\ L_1 \cdot \left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot C \cdot R + L_2 \cdot C_1 \cdot g_o + \\ L_2 \cdot C \cdot R \cdot (g_f \cdot g_r + g_i \cdot g_o) \end{array} \right\} \\ (C_1 \cdot C_s \cdot C \cdot R \cdot L_2 \cdot L_1) \end{array} \right]}{L_2 \cdot L_1 \cdot [C_1 \cdot C_s + C \cdot R \cdot (C_1 \cdot g_o + C_s \cdot g_i)]} \quad (23)$$

Özetle, (8)'deki transfer fonksiyonu, bir reel sıfıra ( $\omega_z$ ), sağ yarı düzlemde bir sıfır çiftine ( $\omega_{o,z}$ ), bir düşük frekanslı reel kutba ( $\omega_p$ ), orta frekans bölgesinde bir kutup çiftine ( $\omega_{o,p1}$ ) ve yüksek frekans bölgesinde (anahtarlama frekansının yarısı civarında) bir kutup çiftine ( $\omega_{o,p2}$ ) sahiptir.

(22) 'deki  $\omega_{o,p2}$  ifadesi, bir dizi model parametresi içermektedir ancak, (1)'de hesaplanan  $C_s$ , anahtarlama frekansının yarısında bir rezonans frekansına sahip olduğundan aslında  $\omega_{o,p2} \cong \pi \cdot f_s$  ifadesini kullanmak yanlış olmayacaktır.

#### 4. TARTIŞMA (DISCUSSION)

Bu çalışmada sunulan analiz, çıkış kondansatörünün esr'sini hesaba katmaktadır, ancak transfer fonksiyonu boyutunu makul bir seviyeye getirmek için Zeta dönüştürücünün güç topolojisindeki diğer reaktif bileşenlerin parazitik dirençlerini dikkate almamaktadır. Hâlbuki pratik dünyada bu parazitik dirençler de mevcuttur. Deney düzeneği kurularak transfer fonksiyonu laboratuvar ortamında çıkarılırsa, bu analizde göz ardı edilen parazitik dirençlerin, sunulan sonuçlara kıyasla transfer fonksiyonunda bazı frekanslar için bir miktar sapmaya neden olduğu görülebilir.

Ölçülen ve hesaplanan transfer fonksiyonları arasındaki farkın olası bir başka nedeni ise deney düzeneğinde meydana gelebilecek olan gürültüdür. Dönüştürücünün çalışma noktasını bozmamak için birkaç mili volt genellikle enjekte edilmiş sinüzoidal sinyal ile küçük işaret ölçümü gerçekleştirilmesi, ölçüm düzeneğini gürültüye karşı duyarlı hale getirir. Deney düzeneğindeki gürültü seviyesini düşürmek için; sinyal iletim tellerini ve gürültüyü algılayan problemleri ekranlama gibi yollarla korumak, deney düzeneğinin toprağı ve ölçüm aletinin toprağını aynı noktaya bağlamak ve farklı frekanslarda enjekte edilen sinyalin genliğini devrenin DC çalışma noktasını bozmayacak şekilde ayarlamak gibi gerekli önlemler alınmalıdır. Devre üzerindeki elemanların düzgün yerleşimi, ölçümdeki gürültü seviyesini

düşürmeyi sağlayacak bir başka önemli husustur. Bu nedenle, gürültünün ölçüm sonuçlarındaki etkisini en aza indirmek için güç elektroniği devre çizim kurallarına uyulmalıdır.

Ele alınan güç elektroniği devrelerinin pratik uygulamalarında akım, anahtar veya devredeki indüktör gibi güç bileşenlerinden birisi aracılığıyla algılanır. PWM anahtar modelinin, "c" terminal akımının ölçülmesi üzerine kurulması, Şekil 3'teki  $S_1$  ve  $D_1$  anahtarlarının veya  $L_1$  ve  $L_2$  indüktörlerin akımlarının toplanmasını gerektirir. Bu da teorik çalışmanın pratik uygulamalarında ortaya çıkabilecek en temel zorluklardan birisidir.

#### 5. SONUÇLAR (CONCLUSION)

Bu makalede izole edilmemiş Zeta dönüştürücü topolojisinin dinamik analizi yapılmıştır. Bu analizde sürekli iletim modunda çalışma için PWM anahtarı modeliyle tepe akım modu kontrollü bir yapı ele alınmıştır. Kontrol işaretinden çıkış gerilimine transfer fonksiyonu başarıyla türetilmiştir. Transfer fonksiyonu kutupları ve sıfırları analiz edilmiştir. Transfer fonksiyonu, bir reel sıfıra, sağ yarı düzlemde bir sıfır çiftine, düşük frekans bölgesinde bir reel kutba, orta frekans bölgesinde bir kutup çiftine ve anahtarlama frekansının yarısı civarında (yüksek frekans bölgesinde)  $180^\circ$ 'lik faz çevirici etki yapan bir kutup çiftine sahiptir. Transfer fonksiyonunun paydası beşinci mertebeden olduğundan, kutupların ve kalite faktörlerinin sembolik denklemleri kutupların birbirinden yeterince uzak olduğu varsayımı yapılarak yaklaşık olarak elde edilmiştir.

#### KAYNAKÇA (REFERENCES)

- [1] J. J. Jozwik ve M. K. Kazimierczuk, "Dual sepic PWM switching-mode DC/DC power converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, cilt 36, no. 1, pp. 64-70, 1989.
- [2] A. Ioinovici, Power electronics and energy conversion systems, fundamentals and hard-switching converters, John Wiley & Sons, 2013.
- [3] J. de Britto, A. Junior, L. de Freitas, V. Farias, E. Coelho ve J. Vieira, "Zeta DC/DC converter used as led lamp drive", *In IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007.
- [4] H. Khaleghi, A. Y. Varjani ve M. Mohamadian, "A new bidirectional zeta DC/DC converter", *In IEEE Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2014.
- [5] A. M. S. S. Andrade, J. R. Dreher ve M. L. d. S. Martins, "High step-up integrated DC-DC converters: methodology of synthesis and analysis", *In IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2013.

- [6] A. Trejos, C. A. Ramos-Paja ve S. Serna, "Compensation of DC-link voltage oscillations in grid-connected PV systems based on high order dc/dc converters", *In IEEE International Symposium on Alternative Energies and Energy Quality (SIFAE)*, 2012.
- [7] R. Redl ve N. O. Sokal, "Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters", *In IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1985.
- [8] E. Vuthchhay, C. Bunlaksananusorn ve H. Hirata, "Dynamic Modeling and Control of a Zeta Converter", *In IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, 2008.
- [9] V. Vorperian, "Analysis of current-mode controlled PWM converters using the model of the current-controlled PWM switch", *In Power Conversion and Intelligent Motion Conference*, 1990.
- [10] V. Vorperian, *Fast analytical techniques for electrical and electronic circuits*, Cambridge University Press, 2002.
- [11] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Part I: Continuous conduction mode.", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, cilt 26, no. 3, pp. 497-505, 1990.
- [12] E. Cengelci, "Software Makes Transfer Functions More Manageable", *Power Electronics Technology*, cilt 34, no. 6, pp. 14-21, 2008.
- [13] R. W. Erickson ve D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2004.