



Small Signal Analysis, Simulation and Experimental Validation of Non-Isolated Zeta Converter with Peak Current-Mode Control

Abdurrahman Yılmaz^{1*}, Muhammet Garip²

¹Control and Automation Engineering Department, Istanbul Technical University, 34469, Istanbul, Turkey

²Mechatronics Engineering Department, Yıldız Technical University, 34349, Istanbul, Turkey

Highlights:

- Finding the small signal mathematical model of the Zeta dc/dc converter in symbolic form
- PWM-switch model approach with peak current-mode controlled Zeta dc/dc converter
- Comparison of the theoretical model with simulation and prototype circuit results

Keywords:

- Zeta dc-dc converter
- Peak current-mode control
- PWM-switch model

Article Info:

Research Article

Received: 02.05.2021

Accepted: 06.11.2021

DOI:

10.17341/gazimmfd.931294

Correspondence:

Author:

Abdurrahman Yılmaz

e-mail: yilmazab-

durrah@itu.edu.tr

phone: +90 212 285 7479

Graphical/Tabular Abstract

In this study, dynamic analysis of non-isolated Zeta converter has been presented with peak current-mode (PCM) control in continuous conduction mode utilizing the PWM-switch model. While small signal analysis of Zeta converter has been reported in the literature with constant frequency voltage-mode control, its small signal analysis with PCM control has not been reported. The transfer function from control input to output voltage was derived in symbolic form considering the esr of the output capacitor.

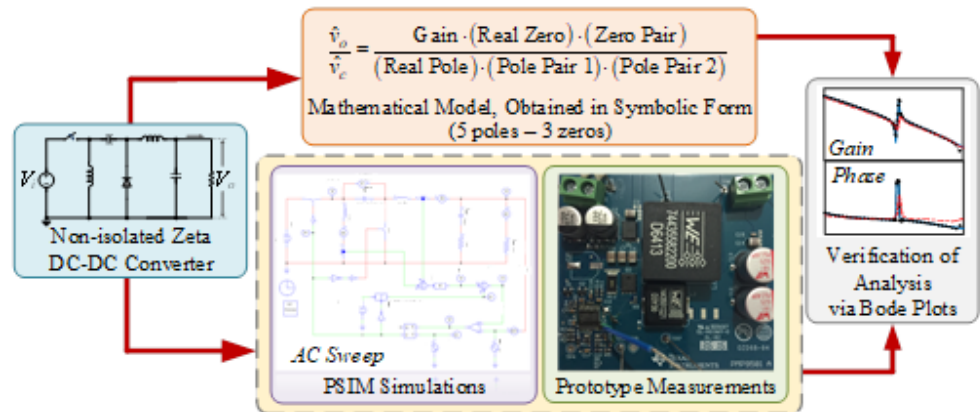


Figure A. Dynamic model derivation and verification process of Zeta dc-dc converter

Purpose: The essential aim is to achieve small signal model of non-isolated Zeta converter with PCM control.

Theory and Methods:

First, non-isolated Zeta converter topology is adapted to analyze with the PWM-switch model. Using linear circuit analysis, and dc and ac equivalents of PWM-switch model, its fifth order small signal model is achieved for PCM control structure. The analysis was verified by PSIM simulations and real measurements taken from an experimental prototype circuit built.

Results:

The results were in good agreement up to half the switching frequency of the converter. The comparisons in terms of absolute mean error show that the overall magnitude and phase difference between the Bode plots of analysis and simulations is 0.895(dB) and 4.613(°). On the other hand, the gap between measurements and analysis is calculated as 1.746(dB) for the magnitude and 18.872(°) for the phase values on average.

Conclusion:

While the analysis and PSIM simulation results are in very good agreement, the analysis and measured results agree reasonably well. For simplicity, dc resistances of other components in the Zeta converter except the esr of output capacitor have been omitted in the mathematical analysis. The analysis and measured results would be closer if these resistances were considered in the analysis.



Tepe akım modu kontrollü izolesiz Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizi, benzetimi ve deneysel olarak gerçekleştirilmesi

Abdurrahman Yılmaz^{1*}, Muhammet Garip²

¹İstanbul Teknik Üniversitesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü, 34469, İstanbul, Türkiye

²Yıldız Teknik Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, 34349, İstanbul, Türkiye

Ö N E Ç İ K A N L A R

- Zeta DA/DA dönüştürücünün küçük işaret matematiksel modelinin sembolik formda bulunması
- PWM-anahtarı modeli yaklaşımı ile tepe akım modu kontrollü Zeta DA/DA dönüştürücü
- Teorik modelin benzetim ve prototip devre sonuçları ile karşılaştırılması

Makale Bilgileri

Araştırma Makalesi
Geliş: 02.05.2021
Kabul: 06.11.2021

DOI:

10.17341/gazimmfd.931294

Anahtar Kelimeler:

Zeta DA/DA dönüştürücü,
tepe akım modu kontrol,
pwm-anahtarı modeli

ÖZ

Bu çalışmada, matematiksel analizi gerçekleyen deneysel düzenekle birlikte bir izolesiz Zeta dönüştürücü sunulmaktadır. İlk olarak, tepe akım-modu kontrollü dönüştürücünün küçük işaret analizi gerçekleştirildi. Bunun için sürekli akım modunda PWM-anahtar modeli kullanıldı ve çıkış kondansatörünün eşdeğer seri direncini içeren çıkış gerilimi transfer fonksiyonu elde edildi. Kutuplar ve sıfırlar sembolik formda verildi ve sayısal bir örnek ile doğruluğu ispatlandı. Tepe akım-mod PWM-anahtar modelinin kullanılmasıyla elde edilen transfer fonksiyonunun paydası 5. mertebeden bir polinom olduğu için, kutuplar ve kalite faktörlerine ait çözümlerin takriben bulunması için yaklaşık kök analiz metodu kullanıldı. Önerilen Zeta dönüştürücünün Bode diyagramları için PSIM ortamında benzetim gerçekleştirildi ve benzetim sonuçları sembolik olarak elde edilen transfer fonksiyonunun Bode diyagramları ile karşılaştırıldı. Daha sonra deneysel prototip oluşturuldu ve deney düzeneği hazırlandı. Gerçekleştirilen deneysel çalışmalar neticesinde sonuçların, anahtarlama frekansının yarı seviyesine kadar matematiksel sonuçlar ile uyum içerisinde oldukları gösterildi.

Small signal analysis, simulation and experimental validation of non-isolated Zeta converter with peak current-mode control

H I G H L I G H T S

- Finding the small signal mathematical model of the Zeta dc/dc converter in symbolic form
- PWM-switch model approach with peak current-mode controlled Zeta dc/dc converter
- Comparison of the theoretical model with simulation and prototype circuit results

Article Info

Research Article
Received: 02.05.2021
Accepted: 06.11.2021

DOI:

10.17341/gazimmfd.931294

Keywords:

Zeta dc-dc converter,
peak current-mode control,
pwm-switch model

ABSTRACT

In this study, we proposed a non-isolated Zeta converter (inverse SEPIC) and an experimental prototype was built and tested to verify the mathematical analysis results. Firstly, small signal analysis was presented with peak current-mode control. The PWM-switch model was utilized in Continuous Conduction Mode (CCM). The transfer function of output voltage was obtained including the equivalent series resistance (esr) of the output capacitor. Poles and zeros are given in symbolic form and proved their validity on a numerical example. Since the denominator of the obtained yields of peak current-mode PWM switch model is a fifth-order polynomial, approximate root analysis was used to find approximate poles and quality factors. The bode plots of proposed non-isolated Zeta converter was simulated with PSIM and compared with the Bode plots of the transfer function derived symbolically. The mathematical analysis was verified on an experimental prototype built and the results were in good agreement up to half the switching frequency.

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

İlk olarak 1980'lerin sonlarında geliştirilen Zeta [1], giriş gerilimi çıkış geriliminden daha büyük veya küçük olabilen [2], iki kapasitör ve iki endüktör, dördüncü dereceden bir DA/DA (Doğru Akım) dönüştürücüdür [3]. Cuk ve tek endüktörlü yükseltici/düşürücü dönüştürücülerden farklı olarak Zeta dönüştürücüde çıkış ve giriş gerilimleri aynı polaritededir ki bu özelliği onu güç sistem uygulamaları için oldukça uygun hale getirmektedir [1].

Zeta dönüştürücüde, bu makalede görüleceği üzere SEPIC dönüştürücüden farklı olarak çıkış kısmında LC filtre olmasından dolayı çıkışta daha düşük bir dalgalılık mevcuttur. Ayrıca Zeta dönüştürücü, diğer dönüştürücüler SEPIC ve Luo topolojileri ile karşılaştırıldığında daha düşük anahtarlama kayıplarına ve daha yüksek verime sahiptir [4]. DA/DA dönüştürücülerin uygulama alanlarından birisi olan güneş enerjisi bazlı enerji üretim sistemlerinde [5] bu özelliklerinden dolayı Zeta dönüştürücüler kullanılmaktadır [6]. Çoklu fotovoltaik diziler içeren bu tür sistemlerde [7], ve özellikle hem gerilim düşürülmesi hem de yükseltilmesi gereken uygulamalarda [8] fotovoltaik panel ile yük arasında [9] Zeta dönüştürücülere yer verilmektedir. Öte yandan LED aydınlatma sürücülerinde [10] ve bu tür uygulamalarda aydınlatma miktarının ayarlanabilir olması istendiğinde [11], rüzgâr enerji türbinlerinde [12], elektrikli araç şarj sistemlerinde [13] ve su pompası sistemlerinde [14] Zeta dönüştürücüler yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

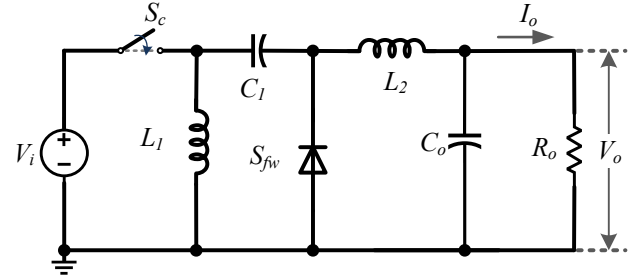
Zeta dönüştürücü yüksek performanslı bir enerji dönüşümü sağladığı için, bu dönüştürücüyü temel topoloji olarak ele alan yeni dönüştürücü devreleri geliştirilmektedir. Bu çalışmalardan birisinde yeni bir çift yönlü Zeta dönüştürücü devresi geliştirilmiştir [15]. Buna benzer olarak, anahtarlardaki güç kayıplarını azaltan, düşük gerilim stresli ve yüksek kazançlı yükseltici/düşürücü tip dönüştürücü tabanlı bir transformatörsüz Zeta topolojisi geliştirilmiş ve durağan durum matematiksel modeli verilmiştir [16]. Ayrıca, devrenin küçük-ışaret ortalama modeline ulaşmak amacıyla doğrusal diferansiyel denklemler kullanılarak, izolesiz, tek girişli ve çok çıkışlı Zeta DA/DA dönüştürücü modellenmiştir [17]. Yine ayrı bir çalışmada sürekli ve süreksiz iletim modlarında (CCM ve DCM) çalışabilen bir köprüsüz Zeta-tabanlı evirici geliştirilmiştir [18]. Yapılan o çalışmada gerilim-mod kontrol için devrenin küçük işaret modeline yer verilmiştir.

DA/DA dönüştürücülerin tasarımında akım-mod kontrol, gerilim-mod kontrol ile kıyaslandığında önemli üstünlükler içermektedir [19]:

- Çift kutuptan tek kutba çıkış LC filtresini azaltarak, kontrolden indüktör akımına kadar herhangi bir faz gecikmesinin olmaması ve bu sayede kompanzasyonun kolaylaşması
- Aşırı yüklere karşı dönüştürücülerini koruyan dahili darbe akımı sınırlaması

- Dönüştürücü çıkışlarını paralel bağlamanın kolaylığı
- Çıkış gerilimindeki sapmaları en aza indirmek amacıyla yük geçici hal etkisini hızlı bir şekilde düzeltmek için çıkış akımı ileri beslemesini kolaylıkla uygulama
- Giriş geriliminin statik ve dinamik değişimlerine doğal yapısı itibarı ile duyarsızlık

Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizi sabit frekans gerilim-mod kontrollü olarak literatürde halihazırda yer almaktadır [18]. Bu uygulamalarda dinamik modelleme [20] ifadesi yer almaktadır ve farklı kontrol [21] ve modelleme [22] yapıları geliştirilmiştir ancak burada kastedilen gerilim-mode kontrol yapısıdır. Yine literatürde Zeta dönüştürücünün çıkış işaretlerini gürültü ve parazitlere karşı korumak amacı ile çıkış gerilim regülatörleri [23], gürbüz gerilim regülatörleri [24] ve akım regülatörleri [25] tasarlanmıştır. Fakat literatürde şu ana kadar Zeta dönüştürücünün tepe akım-mod (PCM) kontrollü küçük işaret analizine rastlanmamıştır. Bu çalışmada Zeta dönüştürücünün CCM'de PCM kontrollü küçük işaret analizi sunulmaktadır. Analizde PWM-anahtar modeli [26] analitik olarak [27] kullanılmaktadır. PCM kontrollü PWM-anahtar model, modelin doğruluğunu arttıran yarı anahtarlama frekansındaki 180° faz değişimini modellemek amacıyla bir kapasitör içermektedir. Bunun yanında bu çalışmada sunulan küçük işaret analizi, türetilen transfer fonksiyonunun doğruluğunu arttırmak için esr çıkış kapasitörü C_o etkisini de içermektedir (Şekil 1).



Şekil 1. Zeta DA/DA dönüştürücüler için izolesiz devre diyagramı

(Non-isolated circuit diagram for Zeta dc-dc converters)

Literatürde belirtildiği üzere [20, 21], sabit frekans gerilim-mod kontrollü Zeta dönüştürücünün 4. mertebeden bir paydası vardır. Yukarıda bahsedildiği üzere akım-mod kontrolünün avantajlarından birisi kutuplardan birinin yok edilmesidir. Bu nedenle, PCM kontrollü Zeta dönüştürücü nihai transfer fonksiyonu analizinin 3. mertebeden bir paydaya yerini bırakacağı tahmin edilmektedir. Bununla birlikte PWM-anahtar modeli, yarı anahtarlama frekansında nihai transfer fonksiyonunu 5. dereceye çıkaran ilave bir kutup çifti getirmektedir.

İlk olarak, PWM-anahtar modelinin küçük işaret analizinde kullanılabilmesi için izolesiz Zeta dönüştürücü topolojisi uygun bir şekilde değiştirilmiştir. Daha sonra, dönüştürücünün akım kontrol girişinden çıkışına olan

transfer fonksiyonu türetilmiştir. Nihai transfer fonksiyonu 3. dereceden paya ve 5. dereceden paydaya sahiptir. Pay, bir adet sıfır ve bir adet sıfır çiftine ayrılmaktadır ki bu yüzden sıfırların sembolik ifadelerini elde etmek için herhangi bir yaklaşımlığa ihtiyaç duyulmamaktadır. Diğer taraftan, 5. dereceden paydanın kökleri kutupların yeterince birbirinden uzakta oldukları kabulü altında yaklaşık olarak analiz edilmek zorundadır. Bu varsayım altında sembolik ifadeler düşük frekans bir reel kutup, orta frekans bir kutup çifti ve yarı anahtarlama frekansında yüksek frekans bir kutup çifti için elde edilmiştir.

Örnek bir izolesiz Zeta dönüştürücünün Bode diyagramları ve zaman tanım bölgesi analizleri PSIM ortamında incelenmiştir. Benzetim ortamında elde edilen Bode diyagramları aynı zamanda matematiksel olarak elde edilenler ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca, bu elde edilen transfer fonksiyonunun doğruluğunu görmek amacı ile bir Zeta dönüştürücü prototip devresi kurulmuştur. Zeta dönüştürücünün kontrol akımından çıkış gerilimine Bode diyagramları bu uygulama devresinde frekans cevabı analizörü ile ölçülmüştür. Sonuç olarak, uygulama devresinden elde edilen Bode diyagramlarının, PSIM benzetimi ve matematiksel analiz neticesinde elde edilenler ile yarı anahtarlama frekansına kadar oldukça iyi bir uyum içerisinde oldukları gözlemlenmiştir.

Bu makalede sunulan çalışma, literatürde şu ana kadar PCM kontrollü Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizi yapılmamasından dolayı yenilik içermektedir. Nümerik analizin örnek bir Zeta dönüştürücüye uygulanması oldukça kolay olmasına rağmen, özellikle Zeta dönüştürücü gibi 4. mertebeden dönüştürücülerin sembolik analizi, nihai yüksek dereceli transfer fonksiyonları nedeni ile oldukça zordur. Alt harmonikleri hesaba katan PCM PWM-anahtar modeli daha doğru bir yaklaşım yapmaktadır ancak transfer fonksiyonu paydasının derecesini arttırması nedeni ile analizin karmaşıklığını da yükseltmektedir.

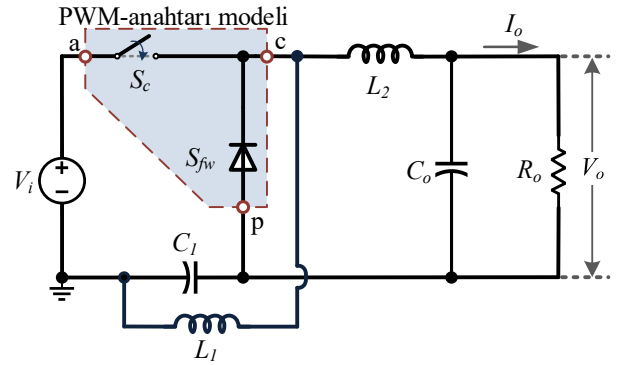
Bu çalışmanın kalan kısmı şöyle sunulmaktadır: Bölüm 2’de PCM kontrollü PWM-anahtar model kullanılarak Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizi verilmektedir. Elde edilen modeli gerçekleyen benzetim ve deneysel çalışma sonuçları, bölüm 3 ve 4 ‘te verilmektedir. Çalışma ile ilgili nihai görüşler ise son kısımda verilmektedir.

2. PWM ANAHTAR MODEL YAKLAŞIMI KULLANILARAK TEPE AKIM MOD KONTROLLÜ ZETA DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KÜÇÜK İŞARET ANALİZİ (SMALL-SIGNAL ANALYSIS OF ZETA DC-DC CONVERTER WITH PEAK CURRENT-MODE CONTROL USING PWM SWITCH MODEL APPROACH)

PWM-anahtar model çoğu DA/DA dönüştürücü topolojilerindeki anahtar çiftini bir üç uçlu anahtar kombinasyonu olarak temsil etmektedir. Anahtar kombinasyonu aktif, pasif ve ortak uçlara sahiptir ve sırasıyla “a”, “p”, ve “c” ile gösterilmektedir. Modeldeki kontrol (S_c) ve serbest geçiş (S_{fw}) anahtarları ortak uca

bağlanmaktadır. Aktif anahtar “a” ucuna, serbest geçiş anahtarı ise “p” ucuna bağlanmaktadır. Literatürde PWM-anahtar modeli ilk olarak [28]’de bahsedilse de model parametreleri hakkında daha ayrıntılı bilgiler [27]’de verilmektedir.

Zeta dönüştürücünün küçük işaret analizinde PWM-anahtar modelini kullanabilmek için, Şekil 1’deki S_c ve S_{fw} bağlantılarını onları ortak bir uca bağlamak için değiştirmek gerekmektedir. Bu nedenle C_1 üst kısımdan alt kısma taşınmıştır. Şekil 2, analize uygun hale getirmek için Zeta dönüştürücünün tarafımızca uyarlanmış halini gösterir.



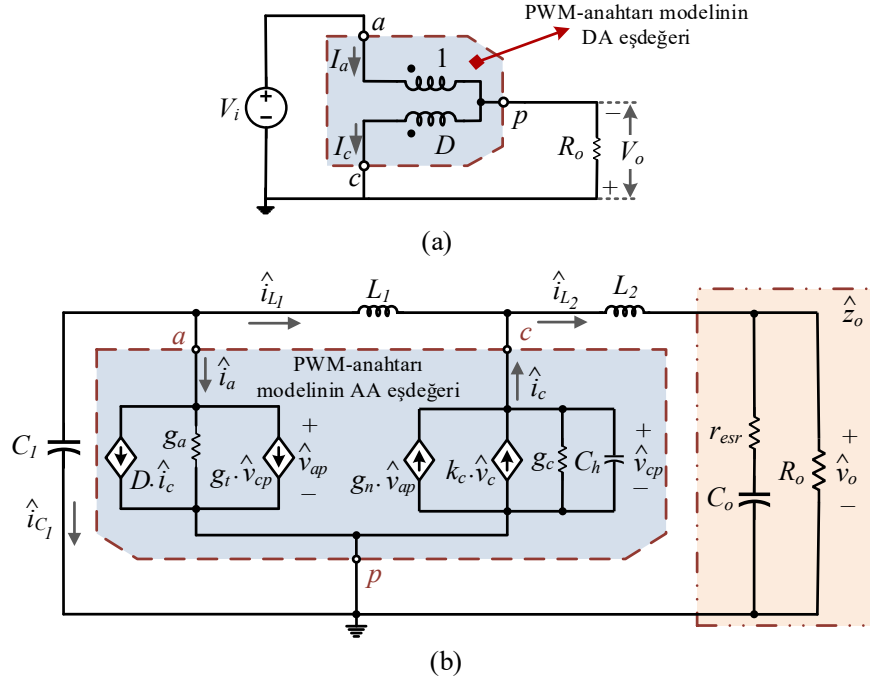
Şekil 2. PWM-anahtar model tabanlı analiz için uyarlanmış Zeta DA/DA dönüştürücü (Zeta dc-dc converter adapted for PWM-switch model-based analysis)

PWM-anahtar modelinde küçük ve büyük işaret modelleri mevcuttur. Bu modeller kullanılarak Zeta dönüştürücünün DA ve Alternatif Akım (AA) modelleri Şekil 3’teki gibi elde edilir. Zeta dönüştürücünün DA eşdeğer devresi, L_1 ve L_2 endüktörlerini kısa devre, C_1 ve C_0 kapasitörlerini açık devre yaparak ve DA PWM-anahtar modeli yerine konularak elde edilir. Dönüştürücünün ortalama gerilim ve akım miktarlarını bulmak için bu devre çözülür. Diğer taraftan, V_i gerilimini kısa devre etmek ve lineer bir devre modeli olan küçük işaret PWM-anahtar modelini yerine koymak, çıkış gerilimi transfer fonksiyonu kontrolünü üretmek için Zeta dönüştürücünün AA küçük işaret eşdeğer devresini elde etmeyi sağlar. Durum-uzayı ortalama tekniğine karşın PWM-anahtar modelinin başlıca avantajı, ilgili transfer fonksiyonunun elde edilmesinde matris işlemleri yerine lineer devre analizinin kullanılmasıdır. DCM’li gerilim-mod kontrolünde PWM-anahtar modeli kullanan SEPIC dönüştürücünün küçük işaret analizi [29]’da verilmektedir.

2.1. DA Analizi (DC Analysis)

İlk olarak Zeta dönüştürücünün DA parametrelerini çözmeye ihtiyaç duyulmaktadır. Şekil 3a’daki devre modeli için Kirchhoff’un Akım Kanunu (KAK) ve Gerilim Kanunu (KKG) denklemleri yazılarak, Eş. 1’deki ifadeler elde edilir:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{cp}}{V_{ac}} = \frac{D}{1-D}; I_c = \frac{I_a}{D} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1-D)}; V_{ap} = \frac{V_o}{D} \quad (1)$$



Şekil 3. PWM-anahtar modeli yaklaşımdan yararlanılarak, PCM kontrollü DA/DA Zeta dönüştürücünün (a) DA, (b) AA eşdeğer devrelerinin elde edilmesi

(By exploiting the PWM-switch model approach, derivation of (a) DC and (b) AC equivalents of the PCM controlled Zeta dc-dc converter)

Büyük harfler ile gösterilen durağan durum değerlerinden D durağan hal boşluk doluluk oranı, $D' = 1-D$ ise D'nin tümleyeni, V_{cp} , V_{ac} ve V_{ap} ortalama kapı gerilimleri ve I_a , I_c ortalama uç akımlarını temsil etmektedir.

2.2. AA Küçük İşaret Analizi (AC Small Signal Analysis)

Küçük işaret analizi amacına ulaşmak için Şekil 3b'den \hat{v}_o/\hat{v}_c transfer fonksiyonunun elde edilmesine ihtiyaç duyulmaktadır. İnceltme işaretli küçük harfli değerler ki, burada \hat{v}_{ap} , \hat{v}_{cp} ani kapı gerilimleri, \hat{v}_c ortak ucun ani gerilimi ve \hat{i}_a , \hat{i}_c anlık uç akımlarını göstermektedir. Şekil 3b'den KAK ve KGK kullanılarak türetilen ifadeler çözüldüğünde, \hat{v}_o/\hat{v}_c Eş. 2'deki gibi elde edilir, buradaki pay ve payda katsayıları Tablo 1'de verilmiştir. Tablo 1 ve Şekil 3'teki model parametreleri Eş. 3'te listelenmiştir.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{n_3 \cdot s^3 + n_2 \cdot s^2 + n_1 \cdot s + n_0}{d_5 \cdot s^5 + d_4 \cdot s^4 + d_3 \cdot s^3 + d_2 \cdot s^2 + d_1 \cdot s + d_0} \quad (2)$$

Burada R_{i_c} ortak uç akımından kontrol gerilimine (Ω) kazanç, T_s ise anahtarlama periyodudur. Öte yandan L_1 ve L_2 Şekil 2'deki endüktörler olmak üzere Eş. 4 eşdeğer endüktans ifadesini, \mathcal{M}_c ise harici kompanzasyon rampasının (V/s) eğimini göstermektedir.

$$g_c = \frac{T_s}{L_p} \cdot \left(D' \frac{\mathcal{M}_c}{\mathcal{M}_r} + 0.5 - D \right); k_c = \frac{1}{R_{i_c}};$$

$$g_a = -\frac{I_a}{V_{ap}} = -\frac{D^2}{R_o \cdot (1-D)};$$

$$g_n = D \cdot g_c - \frac{D \cdot D' \cdot T_s}{2 \cdot L_p}; \quad (3)$$

$$g_t = \frac{I_c}{V_{ap}} = \frac{D}{R_o \cdot (1-D)}; C_h = \frac{4}{L_p \cdot \left(\frac{2\pi}{T_s} \right)^2}$$

$$L_p = L_1 // L_2 = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} (H) \quad (4)$$

Eş. 3'teki \mathcal{M}_r kontrol gerilimine yansıtılan "c" uç akımının eğimidir ve Eş. 5'teki gibi ifade edilebilir.

$$\mathcal{M}_r = \frac{V_{ac}}{L_p} \cdot R_{i_c} = V_o \cdot \frac{1-D}{D} \cdot \frac{R_{i_c} \cdot (L_1 + L_2)}{L_1 \cdot L_2} (V/s) \quad (5)$$

Eş. 3'teki C_h kapasitörü ise akım döngüsünün alt harmonik kararsızlığını modellemektedir. Eş. 2'deki transfer

Tablo 1. Eş. 2 ‘de verilen transfer fonksiyonunun, başka bir deyişle Zeta dönüştürücünün küçük işaret modelinin, pay ve payda katsayıları

(The numerator and denominator coefficients of the transfer function given in (2), in other words, small signal model of the Zeta converter)

$n_0 = k_c \cdot R_o \cdot (1-D)$	$n_1 = k_c \cdot R_o \cdot C_o \cdot r_{esr} \cdot (1-D) + g_a \cdot L_1$
$n_2 = k_c \cdot R_o \cdot L_1 \cdot (C_o \cdot g_a \cdot r_{esr} + C_1)$	$n_3 = k_c \cdot R_o \cdot C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot r_{esr}$
<hr/>	
$d_0 = 1 + g_a \cdot R_o - g_n \cdot R_o + g_n \cdot D \cdot R_o - g_c \cdot D \cdot R_o + g_t \cdot R_o + g_c \cdot R_o$	
$g_a \cdot L_1 + C_h \cdot R_o + C_o \cdot R_o + g_n \cdot D \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} + g_c \cdot L_2 - g_n \cdot L_2 + g_a \cdot L_2 + g_t \cdot L_2 - D \cdot C_h \cdot R_o +$	
$d_1 = g_t \cdot g_n \cdot L_1 \cdot R_o + C_o \cdot r_{esr} + g_t \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} - g_n \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} + g_a \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} + g_n \cdot D \cdot L_2 -$	
$g_c \cdot D \cdot L_2 + g_c \cdot g_a \cdot L_1 \cdot R_o + C_1 \cdot R_o + g_n \cdot D \cdot L_1 + g_c \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} - g_c \cdot D \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr}$	
$C_1 \cdot L_2 + C_1 \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} + g_c \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_1 \cdot L_1 + g_c \cdot g_a \cdot L_1 \cdot L_2 + g_a \cdot C_h \cdot L_1 \cdot R_o +$	
$g_c \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot R_o + g_a \cdot C_o \cdot L_1 \cdot r_{esr} - g_n \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_t \cdot g_n \cdot L_1 \cdot L_2 + C_h \cdot L_2 - g_n \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o +$	
$d_2 = g_n \cdot D \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o + g_t \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o + g_t \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_a \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o + g_a \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o +$	
$g_a \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} - D \cdot C_h \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} + C_h \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_{esr} - g_c \cdot D \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} +$	
$g_t \cdot g_n \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o \cdot r_{esr} - g_c \cdot D \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o + g_o \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o + g_n \cdot D \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o +$	
$g_n \cdot D \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_n \cdot D \cdot C_o \cdot L_1 \cdot r_{esr} - D \cdot C_h \cdot L_2 + g_c \cdot g_a \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o \cdot r_{esr}$	
$g_t \cdot g_n \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_1 \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o + g_c \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 + g_a \cdot C_h \cdot L_1 \cdot L_2 + C_h \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot R_o +$	
$d_3 = g_t \cdot g_n \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_o + C_h \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o + g_c \cdot C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o \cdot r_{esr} + C_1 \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} +$	
$g_c \cdot g_a \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_o + g_c \cdot g_a \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o + C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot r_{esr} +$	
$C_h \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} - D \cdot C_h \cdot C_o \cdot L_2 \cdot R_o - D \cdot C_h \cdot C_o \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_a \cdot C_h \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o \cdot r_{esr}$	
$d_4 = g_c \cdot C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + g_c \cdot C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_o + g_a \cdot C_h \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot r_{esr} + C_h \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 +$	
$C_h \cdot C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot R_o \cdot r_{esr} + g_a \cdot C_h \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_o$	
$d_5 = C_h \cdot C_1 \cdot C_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot (R_o + r_{esr})$	

fonksiyonunun pay ve paydası Eş. 6’daki gibi yapılandırılabilir.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{K \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{o,z} \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_{o,z}^2}\right)}{\left[\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p1} \cdot Q_{p1}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p1}^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p2} \cdot Q_{p2}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p2}^2}\right) \right]} \quad (6)$$

s = 0 değerini yerine yazarak, Eş. 6’da ki K DA kazancı Eş. 2’den hareketle Eş. 7’deki gibi bulunur:

$$K = \frac{n_0}{d_0} = \frac{k_c \cdot R_o \cdot (1-D)}{1 + R_o \cdot (g_a + g_t + (1-D) \cdot (g_c - g_n))} \quad (7)$$

Eş. 6’nın pay kısmında, bir sıfır çiftine ilaveten C_o çıkış kapasitörünün esr’si nedeni ile bir sıfır gözlemlenmektedir. Tablo 1’deki n_0, n_1, n_2 ve n_3 katsayıları kullanılarak, Eş. 2 ve Eş. 6’daki paylar eşitlendiğinde $\omega_0, \omega_{0,z}$ ve Q_z Eş. 8’de gösterildiği gibi bulunur.

$$\omega_z = \frac{1}{C_o \cdot r_{esr}}; \omega_{o,z} = \sqrt{\frac{1-D}{C_1 \cdot L_1}}; \quad (8)$$

$$Q_z = -\frac{R_o}{D^2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cdot (1-D)^3$$

Eş. 8’den de görüleceği üzere, Q_z her zaman negatiftir ve bu sıfır çiftinin sağ yarı düzleme yerleştirildiği anlamına gelmektedir. Aynı zamanda eğer $|Q_z| > 0$ ise sıfır çifti karmaşık eşleniktir.

Eş. 6’daki payda 5. mertebeden bir polinomdur ve kutupların yerleri ile ilgili bir kabul yapılmadan sembolik olarak çözülmesi mümkün değildir. $\omega_{0,p2}$ terimi C_h tarafından belirlenen açısız frekanstır ve açısız anahtarlama frekans değerinin yarısı olarak belirlenir. Bu nedenle, tasarım pratikliği açısından $\omega_{0,p1} \ll \omega_{0,p2}$ kabulü mantıklı bir yaklaşımdır. $\omega_p \ll \omega_{0,p1}$ gibi daha ileri bir kabul ile, $\omega_p, \omega_{0,p1}, \omega_{0,p2}, Q_{p1}$ ve Q_{p2} değerleri Eş. 9-Eş. 11’de verildiği gibi elde edilir [30].

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \cong \left(1 + s \cdot \frac{d_1}{d_0}\right) \quad (9)$$

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p1} \cdot Q_{p1}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p1}^2} \right) \cong \left(1 + \frac{d_2}{d_1} \cdot s + \frac{d_3}{d_1} \cdot s^2 \right) \quad (10)$$

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_{o,p2} \cdot Q_{p2}} + \frac{s^2}{\omega_{o,p2}^2} \right) \cong \left(1 + \frac{d_4}{d_3} \cdot s + \frac{d_5}{d_3} \cdot s^2 \right) \quad (11)$$

Yukarıda ifadelerin sağ ve sol taraftaki terimlerin eşleştirilmesi ve Tablo 1’de verilen katsayılar kullanılarak, ω_p , $\omega_{0,p1}$, $\omega_{0,p2}$, Q_{p1} ve Q_{p2} Eş. 12-Eş. 14’te verildiği gibi hesaplanabilir. Buradaki \mathfrak{A} , \mathfrak{B} , \mathfrak{C} , \mathfrak{D} , \mathfrak{E} ve \mathfrak{F} parametrelerinin karşılıkları Tablo 2’de listelenmiştir.

Eş. 12 ve Eş. 13’te kolaylık olması açısından $r_{est} = 0$ ve $C_h = 0$ olduğu kabul edilmektedir. Bunun yanı sıra, Eş. 14’te r_{est} değeri sıfıra ayarlanmakta fakat C_h değeri sıfır seçilmemektedir. Bunun nedeni ise C_h değerinin $\omega_{0,p2}$ ’yi açısıl anahtarlama frekansının yarısına ayarlamasıdır.

$$\omega_p = \frac{1 + R_o \cdot (g_a + g_t + (1 - D) \cdot (g_c - g_n))}{\mathfrak{A}} \quad (12)$$

$$\omega_{o,p1} = \sqrt{\frac{\mathfrak{A}}{\mathfrak{B}}}; \quad Q_{p1} = \frac{\sqrt{\mathfrak{C}}}{\mathfrak{D}} \quad (13)$$

$$\omega_{o,p2} = \sqrt{\frac{\mathfrak{E}}{C_o \cdot C_1 \cdot R_o \cdot L_2 \cdot L_1 \cdot C_h}}; \quad (14)$$

$$Q_{p2} = \frac{\sqrt{\mathfrak{F}}}{L_2 \cdot L_1 \cdot [C_1 \cdot C_h + C_o \cdot R_o \cdot (C_1 \cdot g_c + C_h \cdot g_a)]}$$

Özet olarak Eş. 6’da verilen transfer fonksiyonunda, bir reel sıfır (ω_z), sağ yarı düzlemde bir sıfır çifti ($\omega_{0,z}$), bir düşük

frekans reel kutup ω_p , orta frekanslarda bir kutup çifti ($\omega_{0,p1}$) ve yarı anahtarlama frekansında bir kutup çifti ($\omega_{0,p2}$) mevcuttur. $\omega_{0,p2}$ Eş. 14’teki gibi ifade edilse de gerçekte $\omega_{0,p2} \cong \pi \cdot f_s$ ‘dir. Bunun nedeni ise C_h değerinin Eş. 3’te anahtarlama frekansının yarısı onun rezonans frekansı olacak şekilde hesaplanmasıdır.

3. BENZETİM SONUÇLARI (SIMULATION RESULTS)

Benzetim çalışmalarında parametreleri Tablo 3’te verilmiş gerilim düşürücü modda çalışan bir Zeta dönüştürücü ele alınmıştır. Tablo 3’teki değerler deneysel doğrulamada kullanılan prototip devreye uyumlu olarak seçilmiştir. Şekil 4, bu dönüştürücünün PSIM modelini göstermektedir. L_1 ve L_2 endüktörlerinin akımları toplanır ve akım algılama direnci $0,0495 \Omega$ ile çarpılır. Bu örnekte darbe doluluk oranı $0,5$ ’ten küçük olduğu için, harici eğim kompanzasyonu gerekli değildir. Matematiksel model ve deneysel çalışma bu terimi kullandığı için, kompanzasyon işaretinin eklenmesi tercih edilir. Şekil 4’teki integrali alınan blok iletim esnasında etkindir, harici eğim kompanzasyonunu ilave eder ve V_{sense} ile toplanır. Karşılaştırıcı girişinin bağlandığı yerin üstünde, $0,566 V$ ’luk bir DA bileşeni ve birkaç mV’luk bir AA bileşeni olan bir kaynak bağlanır. Karşılaştırıcının negatif giriş terminali ve çıkış arasına bağlanan ve ac olarak etiketlenen bileşen AA süpürme ile Bode diyagramlarının elde edilmesi benzetimleri içindir. RS flip-flop’unun S girişine bağlanan $158 kHz$ ’lik bir kare dalga gerilim kaynağı, dönüştürücünün anahtarlama frekansını $158kHz$ ’e ayarlamaktadır.

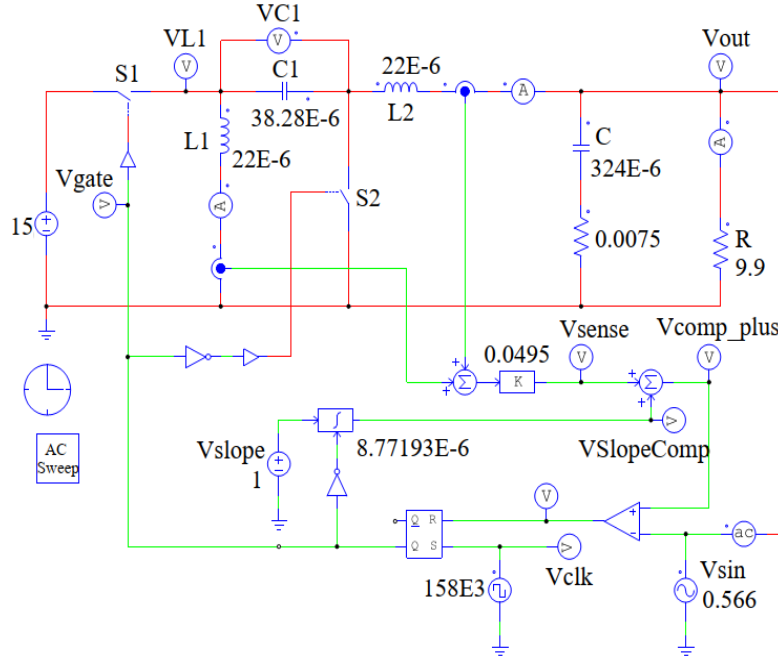
Şekil 5 dönüştürücünün zaman tanım bölgesi benzetimini göstermektedir. Beklenildiği üzere çıkış geriliminin ortalama değeri $13 V$ ’a ulaşmaktadır. Zeta dönüştürücünün iyi bilinen bir özelliği, çıkış gerilimindeki dalgalanma oranının düşük olmasıdır. Ortalama devre analizi teorisine göre endüktör L_2 ’nin ortalama akımı, çıkış akımına eşittir

Tablo 2. Eş. 12, Eş. 13 ve Eş. 14’te tanımlanan parametrelere karşılık gelen ifadeler
(The corresponding expressions of the parameters defined in (12), (13) and (14))

$\mathfrak{A} =$	$R_o \cdot (C_o + C_1) + L_2 \cdot (g_a + g_t + (1 - D) \cdot (g_c - g_n)) + L_1 \cdot (g_a + R_o \cdot (g_n \cdot g_t + g_a \cdot g_c) + D \cdot g_n)$
$\mathfrak{B} =$	$L_1 \cdot (L_2 \cdot (C_1 \cdot g_c + C_o \cdot R_o \cdot (g_n \cdot g_t + g_a \cdot g_c)) + C_o \cdot C_1 \cdot R_o) + C_o \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot R_o$
$\mathfrak{C} =$	$\left[\begin{array}{l} R_o \cdot (C_o + C_1) + L_2 \cdot (g_a + g_t + (1 - D) \cdot (g_c - g_n)) + \\ L_1 \cdot (g_a + R_o \cdot (g_n \cdot g_t + g_a \cdot g_c) + D \cdot g_n) \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{l} R_o \cdot C_o \cdot C_1 \cdot (L_1 + L_2) + \\ L_1 \cdot L_2 \cdot (C_1 \cdot g_c + C_o \cdot R_o \cdot (g_n \cdot g_t + g_a \cdot g_c)) \end{array} \right]$
$\mathfrak{D} =$	$L_1 \cdot (C_1 + R_o \cdot (C_1 \cdot g_c + C_o \cdot (g_n \cdot D + g_a))) + L_2 \cdot [C_1 + C_o \cdot R_o \cdot (g_a + g_t + (1 - D) \cdot (g_c - g_n)) + L_1 \cdot (g_n \cdot g_t + g_a \cdot g_c)]$
$\mathfrak{E} =$	$C_h \cdot [(1 - D) \cdot C_o \cdot R_o \cdot L_2 + L_1 \cdot (g_a \cdot L_2 + C_1 \cdot R_o)] + C_1 \cdot C_o \cdot R_o \cdot L_2 + L_1 \cdot [C_1 \cdot C_o \cdot R_o + L_2 \cdot [C_1 \cdot g_c + C_o \cdot R_o \cdot (g_n \cdot g_t + g_a \cdot g_c)]]$
$\mathfrak{F} =$	$\left[\begin{array}{l} C_h \cdot [(1 - D) \cdot C_o \cdot R_o \cdot L_2 + L_1 \cdot (g_a \cdot L_2 + C_1 \cdot R_o)] + C_1 \cdot C_o \cdot R_o \cdot L_2 + \\ L_1 \cdot [C_1 \cdot C_o \cdot R_o + L_2 \cdot [C_1 \cdot g_c + C_o \cdot R_o \cdot (g_n \cdot g_t + g_a \cdot g_c)]] \end{array} \right] \cdot (C_1 \cdot C_h \cdot C_o \cdot R_o \cdot L_2 \cdot L_1)$

Tablo 3. Benzetimi yapılan Zeta dönüştürücünün parametreleri (Parameters of the simulated Zeta converter)

Parametre	V_i	V_o	I_o	R_o	f_s ω_s	R_{i_c}	C_o	r_{esr}	C_1	L_1	L_2	\mathcal{M}_c
Değer	15	13	1,313	9,9	158 992,74	49,5	324	7,5	38,28	22	22	114
Birim	V	V	A	Ω	kHz krad/s	$m\Omega$	μF	$m\Omega$	μF	μH	μH	kV/s


Şekil 4. Benzetimi yapılan Zeta dönüştürücünün PSIM modeli (PSIM model of the simulated Zeta converter)

(1,313A) ve L_1 endüktörünün ortalama akımı DA giriş akımına eşittir (1,138A). Bu çalışmada yapılan analizler dönüştürücünün CCM'de çalıştığı varsayımı altında yapılmıştır. Endüktör akımları aynı fazdadır. Her iki endüktör akımının minimum değerleri de sıfırın üstündedir ki; bu dönüştürücünün CCM'de çalıştığı doğrulamaktadır. Şekil 5'in alt kısmındaki mavi işaret V_{sense} işaretidir ki bu işaret akım algılama dirençleri ile endüktör akımlarının çarpımlarını temsil etmektedir. Yeşil eğimli kompanzasyon işareti, $V_{slopecomp}$, iletim esnasında rampadır kesim esnasında ise sıfıra ayarlanır. Kompanze edilen akım algılama işaretinin eğimi, V_{comp_plus} , kırmızı renk ile verilmiştir ve V_{sense} ile $V_{slopecomp}$ 'in toplamıdır. Kompanzasyon rampasının eğimi ($V_{slopecomp}$) çalışılan devrenin kompanzasyon işaretine bağlı olarak 114 kV/s'ye ayarlanmıştır, böylece çalışılan darbe doluluk oranı değerinde devrenin alt harmonik osilasyona girmesinin önüne geçilir ve bu değer güvenlik için bir miktar da tolerans ilaveli olarak seçilir [30,31].

Tablo 3'te verilen parametrelerle Zeta dönüştürücünün transfer fonksiyonu \hat{v}_o/\hat{v}_c Eş. 15'te gösterilmektedir. Eş. 15'in hesaplanmasında Tablo 1'deki katsayılar kullanılmaktadır. Eş. 15'teki katsayılar Eş. 2'deki ile aynı formattadır.

1800

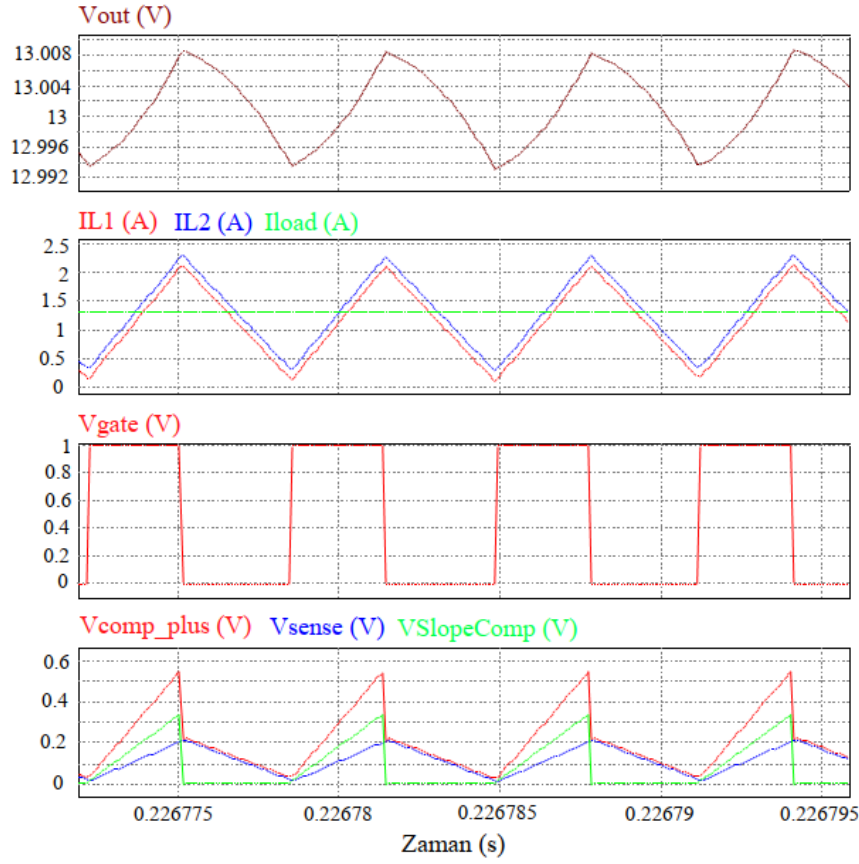
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = 200 \cdot \frac{\left(\begin{array}{l} 0.536 + 4.08 \cdot 10^{-7} \cdot s + \\ 8.4 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 2.05 \cdot 10^{-15} \cdot s^3 \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{l} 3.39 + 3.60 \cdot 10^{-3} \cdot s + \\ 2.72 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 5.44 \cdot 10^{-12} \cdot s^3 + \\ 3.23 \cdot 10^{-17} \cdot s^4 + 2.19 \cdot 10^{-23} \cdot s^5 \end{array} \right)} \quad (15)$$

Şekil 6, verilen transfer fonksiyonundan ve PSIM benzetiminden tahmin edildiği gibi örnek Zeta dönüştürücünün Bode diyagramlarını göstermektedir. Şekil 6'daki diyagramlar, yarı anahtarlama frekansına kadar genlik ve fazları göstermektedir. Benzetimi yapılan ve hesaplanan transfer fonksiyonları yarı anahtarlama frekansına kadar son derece iyi uyum içerisindedir.

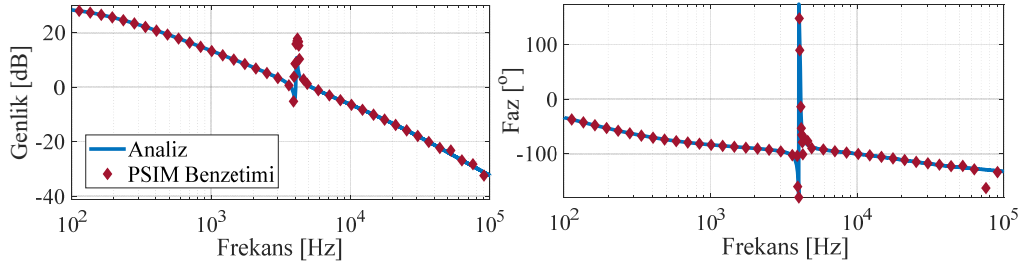
Eş. 1 ve Eş. 3 kullanılarak, Tablo 3'teki Zeta dönüştürücü için aşağıdaki parametreler hesaplanabilir.

$$D = 0,464, k_c = 20,2 \text{ mho}, g_c = 0,542 \text{ mho}, C_h = 368,9 \text{ nF}, g_n = 0,18032 \text{ mho}, g_a = -0,0406 \text{ mho}, g_t = 0,0875 \text{ mho}.$$

Yine Eş. 7 ve Eş. 8 kullanılarak, transfer fonksiyonu parametreleri $K, \omega_z, \omega_{0,zs}, Q_z$ aşağıdaki gibi hesaplanabilir.



Şekil 5. Şekil 3b'deki Zeta dönüştürücünün PSIM benzetim dalga şekilleri (PSIM simulation waveforms of the Zeta converter in Figure 3(b))



Şekil 6. Eş. 15'te elde edilen transfer fonksiyonundan ve PSIM benzetimden elde edilen \hat{v}_0/\hat{v}_c Bode diyagramlarının karşılaştırılması (Comparison of Bode plots of \hat{v}_0/\hat{v}_c as simulated by PSIM and as calculated by the transfer function in (15))

$K = 31,65$, $\omega_z = 411,522$ rad/s, $\omega_{0,z} = 25,211$ rad/s, $Q_z = -23,75$.

Transfer fonksiyonunun paydası 5. dereceden olduğu için, kutupların tam ifadelerini sembolik formda elde etmek mümkün değildir. Bu nedenle kutupların ifadeleri, kutupların yeterince ayık olduğu kabul edilerek ve Eş. 12, Eş. 13 ve Eş. 14 kullanılarak yaklaşık olarak elde edilmiştir. Bu yaklaşıklık kutupların ifadelerinde bir miktar hataya neden olmaktadır ki bu hatalar kutupların birbirinden ne kadar ayık olduğuna bağlıdır. Tablo 4 kutupları ve kutupların kalite faktörlerini özetlemektedir. Tam çözüm sütunu Eş. 15'in paydası kullanılarak elde edilen değerleri

göstermektedir. Eş. 15, r_{esr} veya C_h üzerinde herhangi bir yakınsama veya kabul olmaksızın elde edildiği için, bu sütun tam çözüm şeklinde isimlendirilmektedir. Tablo 4'teki yaklaşık çözüm sütunu Eş. 12, Eş. 13 ve Eş. 14 kullanılarak hesaplanan değerleri göstermektedir. Eş. 12, Eş. 13 ve Eş. 14 yaklaşık ifadeler olmasına ve r_{esr} sıfıra ayarlanmasına rağmen (C_h parametresi de Eş. 12 ve Eş. 13'te sıfıra ayarlanmaktadır), yaklaşık çözüm sütunundaki rakamlar tam çözüm sütunundakilere oldukça yakındır. Bu durum Eş. 12, Eş. 13 ve Eş. 14'ün Q_{p1} hariç, kutupları ve kalite faktörlerini ne derecede başarılı bir şekilde tahmin ettiğini göstermektedir. Eş. 13'teki Q_{p1} denklemi, $r_{esr} = 0$ ve $C_h = 0$ ile verilmektedir. Eş. 13'ün tam çözümü başarılı bir şekilde

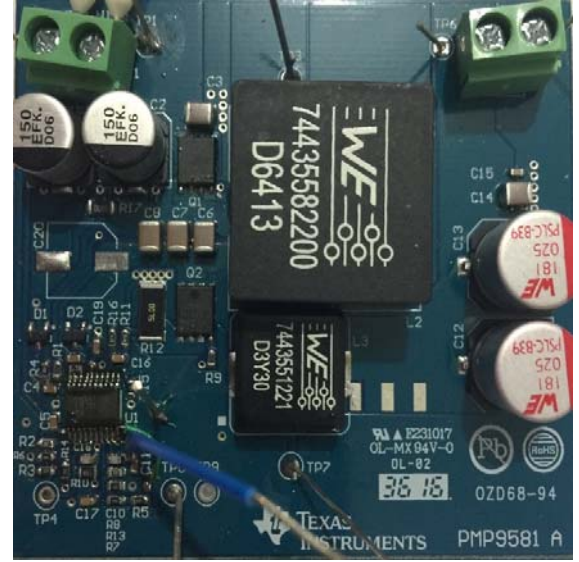
tahmin edememesinin nedeni, r_{esr} ve C_h 'nin sıfır seçilmesi değil Eş. 10'daki yaklaşıklıktr.

Frekans sıfıra doğru giderken, Eş. 15'in kazancı 30 dB'ye ve fazı Şekil 6'da gözlemlendiği üzere sıfır dereceye yaklaşmaktadır. Ayrıca ω_p etkisi ile, kazanç 20 dB/dekat eğimle düşer ve faz yaklaşık 2 kHz (veya 12,6 krad/s) civarında 90°'ye ulaşır. Q_z negatif bir sayı olduğu için (-23,75), rezonans frekansında sıfır çifti $\omega_{0,z} = 25,22$ krad/s değeri ile sağ yarı düzleme yerleşir. $\omega_{0,z}$ terimi etkisi nedeni ile kazanç önce negatif bir tepe değeri yapar daha sonra 4 kHz yakınlarına doğru yükselmeye başlar. Fakat faz sağ yarı düzleme yerleştirildiği için daha fazla negatif olur. Başka bir deyişle $\omega_{0,p1}$ terimi karmaşık eşlenik kutup çifti olduğu için, 4,1 kHz (veya 25,783 krad/s) civarında genlik bir tepe daha yapar. Üstelik sıfır $\omega_{0,z} = 25,221$ krad/s ve orta frekans kutup çifti $\omega_{0,p1} = 25,783$ krad/s değer olarak çok yakındır bu nedenle etkileri 4 kHz (veya 25 krad/s) gibi bir değerle neredeyse aynı frekansta gözlemlenmektedir. Kazanç etkileri birbirini yok ederken, faz bu frekans civarında keskin bir şekilde düşmektedir. Sıfır ω_z ve çift kutup çifti $\omega_{0,p2}$, anahtarlama frekansının yarısına (80kHz veya 500krad/s) ve 65 kHz civarındaki diğer kutup ve sıfırlardan uzağa yerleşmiştir. Bu nedenle de faz 10 kHz civarında negatif olmaya başlar ve genlik 20 dB/dekat eğimle azalmaya devam eder. Kutup çifti $\omega_{0,p2}$ sahip olması, modelin anahtarlama frekansının yarısı civarına kadarki doğruluğunu arttırmaktır. Fakat anahtarlama modeli Bode diyagramları benzetimleri anahtarlama frekansının yarısından daha büyük değerler için örtüşmemektedir. Bu yüzden, Şekil 6'daki frekans 100 kHz civarında sonlandırılmıştır.

4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR (EXPERIMENTAL RESULTS)

Küçük işaret matematiksel analizini doğrulamak amacı ile, Şekil 7'de gösterildiği gibi Texas Instruments (TI) şirketinin 40 W'lık referans tasarımına dayalı olarak bir Zeta dönüştürücü devresi prototipi gerçekleştirilmiştir [32]. Prototip devrenin giriş gerilim aralığı 6V-16V aralığındadır, çıkış gerilimi ise 13 V'a ayarlanmıştır. Düşürücü ve

Yükseltici modların her ikisinde de küçük işaret analizini deneysel olarak gerçeklemek için, prototip devre 9V ve 15V giriş gerilimi ile ayrıca yüksüz durumlarda ve 9,9 Ω 'luk yük altındaki durum için test edilmiştir. Prototipin parçaları ve güç katının elemanları Tablo 5'te listelenmiştir. Prototip Zeta dönüştürücü devresinin önemli özellikleri Tablo 6'da verilmiştir. Prototipteki C_0 ve C_1 devre elemanlarının değerleri yukarıda gösterilen nominal değerlerden farklılık arz etmektedir. Bunun nedeni devre elemanlarının gerçek değerlerinin üzerlerindeki DA gerilim değerine göre değişiklik göstermektedir. Prototip devrenin hem yükseltici hem de düşürücü operasyonları için C_0 ve C_1 üzerindeki ortalama DA değerleri çıkış gerilimine (13 V) eşit olduğu için, devre elemanlarının gerçek yaklaşık değerleri, teknik broşürlerinde yer alan bilgilere dayalı olarak hesaplanmış ve Tablo 6'da gösterilmiştir. Tablo 6'daki harici kompanzasyon rampa işareti \mathcal{M}_c 'nin eğim değerleri, LM5116'nın 5 nolu ucuna bağlı kondansatör üzerindeki gerilim dalga şeklinin doğrudan ölçülmesi ile belirlenmiştir.



Şekil 7. Zeta Dönüştürücü Prototipi (Prototype Zeta converter)

Tablo 4. Tablo 3'te parametre değerleri verilen Zeta dönüştürücünün transfer fonksiyonunun kutupları ve kalite faktörleri (Poles and their quality factors of the transfer function of the Zeta converter in Table 3)

Parametre	ω_p (krad/s)	$\omega_{o,p1}$ (krad/s)	Q_{p1}	$\omega_{o,p2}$ (krad/s)	Q_{p2}
Tam çözüm	0,945	25,783	55,775	495,60	0,337
Yaklaşık çözüm	0,939	25,722	4,825	498,35	0,339

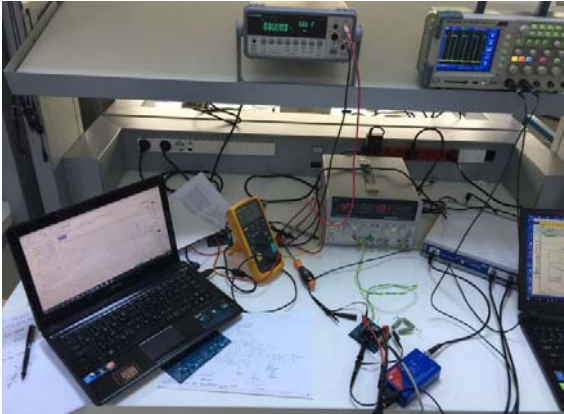
Tablo 5. Prototipteki devre parça ve elemanları (Basic devices and components list of the prototype)

Eleman Bilgisi	Parça Numarası
Anahtarlama elemanı: TI 60V N-Channel NexFET Power MOSFET	CSD18531Q5A
Kontrolör: TI LM5116 Geniş Ölçekli Senkron Buck Kontrolör	LM5116MH/NOPB
L_1 endüktör: Würth 22 μ H, Drum Çekirdek, Ferrit, 15A, 7,0m Ω	74435582200
L_2 endüktör: Würth μ H, Ekranlanmış Drum Çekirdek, WE-Perm, 6A, 24,7m Ω	7443551221
C_1 kapasitör: TDK 66 μ F (22 μ F/16V \times 3), X7R	C3225X7R1C226M250AC
C_0 kapasitör: Würth 360 μ F (180 μ F/25V \times 2), Al.Polymer, 15m Ω /2 esr	1880468

Tablo 6. Zeta dönüştürücü devresi prototipinin parametreleri (Parameters of the prototype Zeta converter circuit)

Parametre	Değer				Birim
	Gerilim Düşürücü Mod		Gerilim Yükseltici Mod		
	Yüksüz	9,9Ω	Yüksüz	9,9Ω	
V_I	15		9		V
V_0	13				V
R_0	-	9,9	-	9,9	Ω
I_0	0	1,313	-	1,313	A
f_s (veya ω_s)	158 (veya 992,74)				kHz (veya krad/s)
R_{lc}	49,5				mΩ
C_0	$0,9 \times 360$				μF
r_{esr}	7,5				mΩ
C_1	$0,58 \times 66$				μF
L_1, L_2	22				μH
M_c	114		100		kV/s

Tablo 6 ile verilen parametreler ile prototip Zeta dönüştürücünün transfer fonksiyonları \hat{v}_o/\hat{v}_c , yüksüz düşürücü mod için Eş. 16’da 9,9 Ω ‘luk yük ile düşürücü mod için Eş. 17’de, yüksüz yükseltici mod için Eş. 18’de, 9,9 Ω ‘luk yük ile yükseltici mod için Eş. 19’da gösterilmektedir. Bu transfer fonksiyonları ifadelerinin hesaplanmasında Tablo 1 ve Tablo 2’deki katsayılar kullanılmıştır. Oluşturulan dönüştürücü prototipinin aynı zamanda PSIM ile benzetimi yapılmıştır. Düşürücü mod 9,9 Ω’luk yük için, Şekil 4’te verilmiştir. Geri kalanlar için de benzer yaklaşım kullanılmaktadır. Prototip Zeta dönüştürücünün Bode diyagramlarını ölçmek için, Omicron Lab firmasının Bode 100 Vektör Şebeke Analizörü cihazı kullanıldı (Şekil 8).



Şekil 8. Deney düzeneği (Experimental setup)

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = 2 \cdot 10^5 \cdot \frac{\left(\begin{array}{c} 0.536 + 1.301 \cdot 10^{-6} \cdot s + \\ 8.42 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 2.05 \cdot 10^{-15} \cdot s^3 \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{c} 1941.7 + 3.63 \cdot s + \\ 2.53 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + 5.485 \cdot 10^{-9} \cdot s^3 + \\ 3.26 \cdot 10^{-14} \cdot s^4 + 2.215 \cdot 10^{-20} \cdot s^5 \end{array} \right)} \quad (16)$$

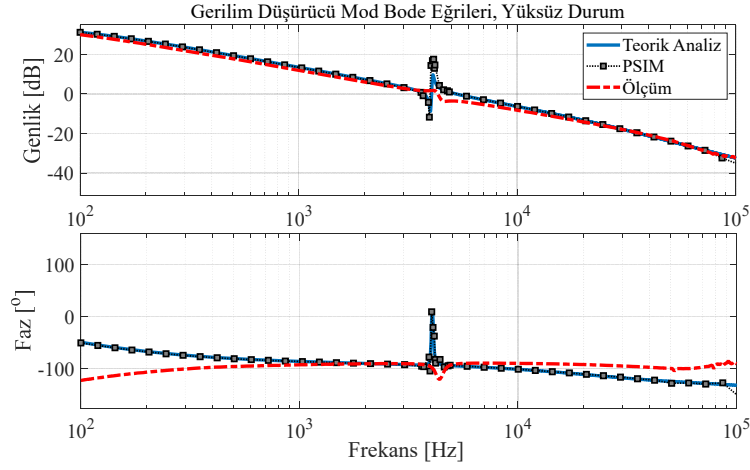
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = 200 \cdot \frac{\left(\begin{array}{c} 0.536 + 4.08 \cdot 10^{-7} \cdot s + \\ 8.4 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 2.05 \cdot 10^{-15} \cdot s^3 \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{c} 3.39 + 3.60 \cdot 10^{-3} \cdot s + \\ 2.72 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 5.44 \cdot 10^{-12} \cdot s^3 + \\ 3.23 \cdot 10^{-17} \cdot s^4 + 2.19 \cdot 10^{-23} \cdot s^5 \end{array} \right)} \quad (17)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = 2 \cdot 10^5 \cdot \frac{\left(\begin{array}{c} 0.409 + 9.92 \cdot 10^{-7} \cdot s + \\ 8.42 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 2.05 \cdot 10^{-15} \cdot s^3 \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{c} 1171.2 + 3.63 \cdot s + \\ 2.396 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + 5.482 \cdot 10^{-9} \cdot s^3 + \\ 3.176 \cdot 10^{-14} \cdot s^4 + 2.215 \cdot 10^{-20} \cdot s^5 \end{array} \right)} \quad (18)$$

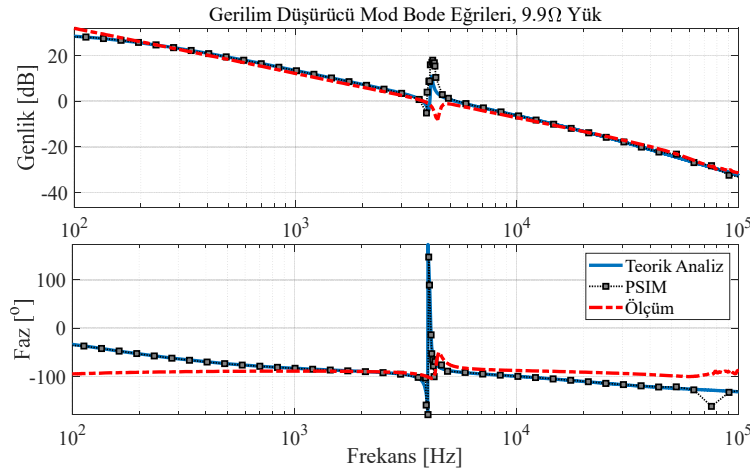
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = 200 \cdot \frac{\left(\begin{array}{c} 0.409 - 9.03 \cdot 10^{-7} \cdot s + \\ 8.376 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 2.05 \cdot 10^{-15} \cdot s^3 \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{c} 2.75 + 3.6 \cdot 10^{-3} \cdot s + \\ 2.353 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 5.43 \cdot 10^{-12} \cdot s^3 + \\ 3.14 \cdot 10^{-17} \cdot s^4 + 2.19 \cdot 10^{-23} \cdot s^5 \end{array} \right)} \quad (19)$$

Eş. 16, Eş. 17, Eş. 18 ve Eş. 19’da verilen transfer fonksiyonları, PSIM AA-tarama benzetim sonuçları ve gerçek devre ölçümleri karşılaştırma için Bode diyagramları cinsinden Şekil 9 ile Şekil 12 arasında verilmiştir. Analiz ve benzetim sonuçları tam uyum içerisinde iken, deneysel çalışma ve analiz makul bir uyum içerisindedir.

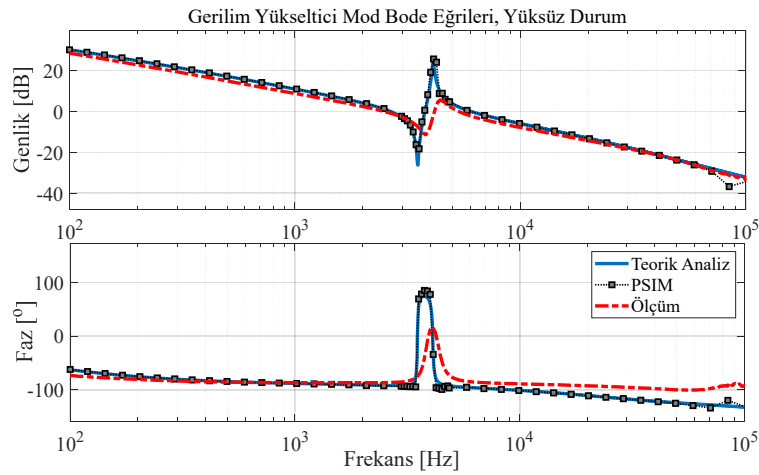
Sayısal karşılaştırmalar, teorik analiz ile PSIM benzetimlerinin Bode diyagramları arasında genlik ve faz hesaplama farkının mutlak ortalama hata bakımından 0,895



Şekil 9. Yüksüz düşürücü mod için analiz, benzetim ve ölçümün karşılaştırılması
(Comparison of analysis, simulation and measurement: Buck mode – no load)



Şekil 10. 9,9Ω yükte düşürücü modun analiz, benzetim ve ölçüm karşılaştırılması
(Comparison of analysis, simulation and measurement: Buck mode – 9.9Ω load)



Şekil 11. Yüksüz yükseltici mod için analiz, benzetim ve ölçümün karşılaştırılması
(Comparison of analysis, simulation and measurement: Boost mode – no load)

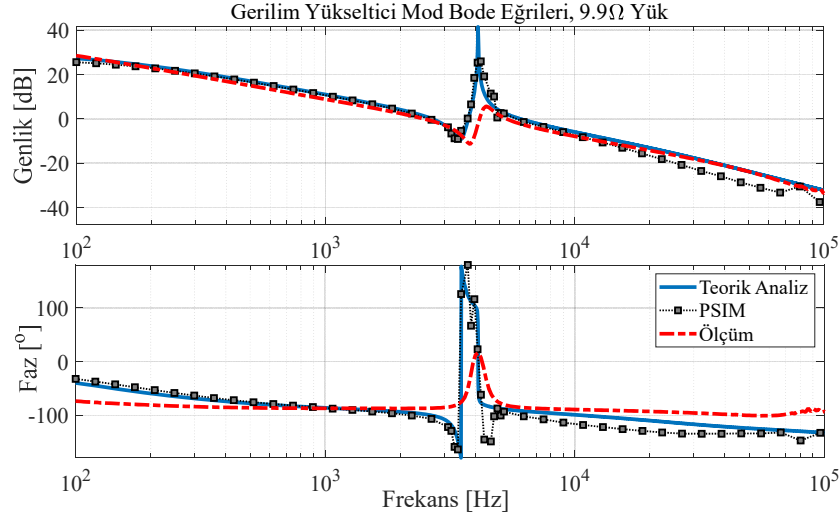
dB ve $4,613^\circ$ olduğunu göstermektedir. Diğer yandan deneysel ölçümler, matematiksel analiz ile

karşılaştırıldığında, mutlak ortalama hatanın genlik için 1,746 (dB) ve faz değerleri için ise $18,872^\circ$ olduğu

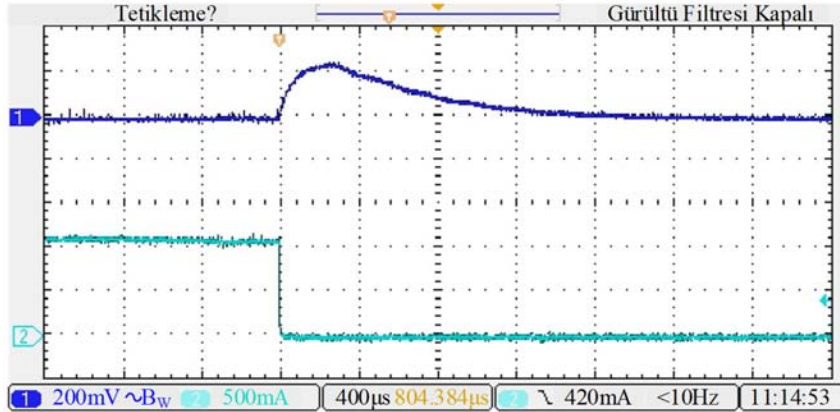
görülmektedir. Matematiksel analizde kolaylık açısından, L_1 ve L_2 bobinlerinin iç dirençleri ve C_1 kapasitörünün esr'si ihmal edilmiştir. Bu dirençler analizde hesaba alındığında analiz ve ölçüm sonuçlarının birbirine daha yakın çıkacağı öngörülmektedir.

4.1. Yük Geçici Hal Analizi (Load Transient Analysis)

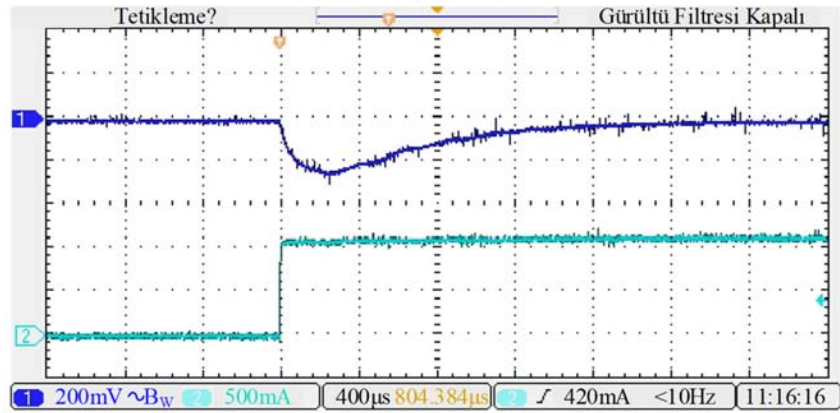
Bu çalışmada kullanılan deney düzeneğinin dinamik gerilim regülasyonu performansı, hızlı yük değişimleri altında test edilmiştir. Bir DA/DA dönüştürücünün yük değişimlerine



Şekil 12. 9,9Ω yükte yükseltici modun analiz, benzetim ve ölçüm karşılaştırılması
(Comparison of analysis, simulation and measurement: Boost mode – 9.9 Ω load)

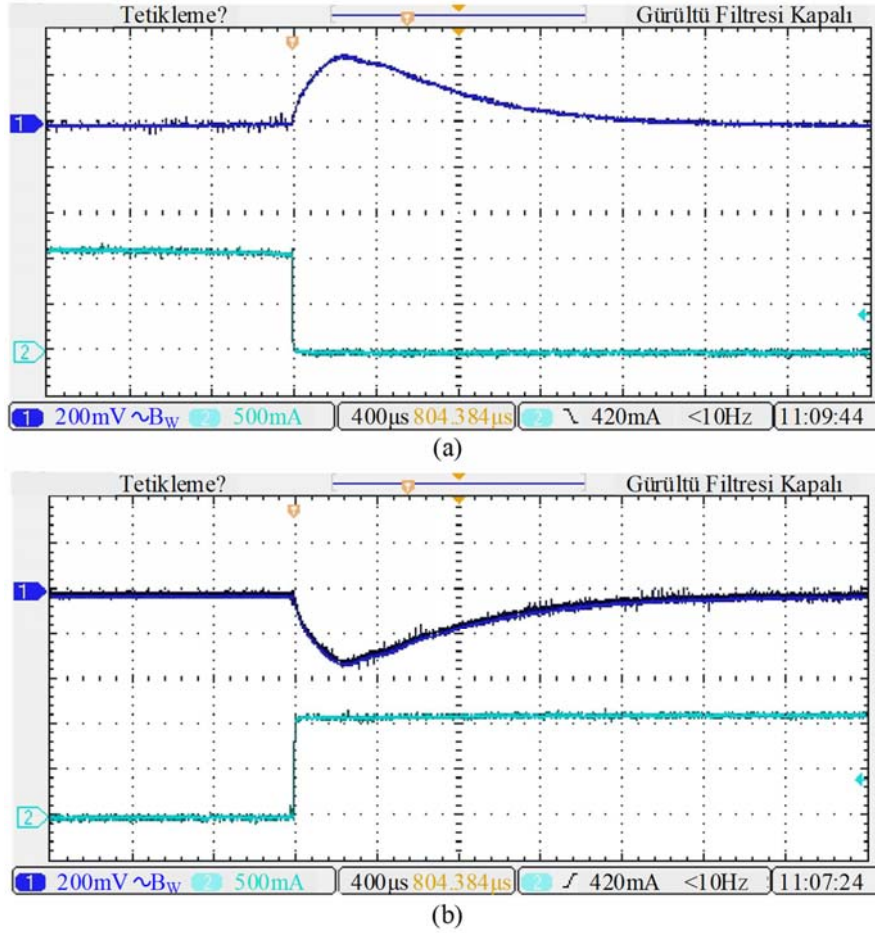


(a)



(b)

Şekil 13. Yük geçici hal cevabı düşürücü mod (a) 12 Ω yükten yüksüz duruma (b) yüksüz durumdan 12 Ω yüke geçiş
(Load transient response: Buck mode (a) 12Ω load to no load, (b) no load to 12Ω load)



Şekil 14. Yük geçici hal cevabı yükseltici mod (a) 12 Ω yükten yüksüz duruma (b) yüksüz durumdan 12 Ω yüke geçiş
(Load transient response: Boost mode (a) 12 Ω load to no load, (b) no load to 12 Ω load)

hızlı cevap vermesi gereken birçok uygulama mevcuttur. Düşürücü ve yükseltici modların yük değişimine bağlı geçici hal performansı sırası ile Şekil 13 ve Şekil 14'te gösterilmektedir. Yükseltici mod basamak-yük değişim testinde çıkış akımı azami değişim hızı, 12 Ω yükten yüksüz duruma geçişte (düşen kenar) $-0,2A/\mu s$, yüksüz durumdan 12 Ω 'a geçişte (yükselen kenar) $0,17A/\mu s$ ölçülmüştür. Diğer yandan düşürücü mod testlerinde çıkış akımı azami değişim hızı, düşen kenar için $-0,19A/\mu s$ ve yükselen kenar için $0,13A/\mu s$ olarak belirlendi. Yük geriliminin yerleşme zamanı, yük akımının 1,1 A'den 0 A'ye kadar değişimi için 1,2 ms'den azdır. Düşürücü ve yükseltici modların yükselen kenar durumları için yerleşme zamanı biraz daha uzun olarak yaklaşık 2 ms civarındadır. İlgili gerilimdeki geçici aşım düşürücü mod için %2 den az olmasına rağmen, Şekil 14'te görüldüğü gibi yükseltici mod için yaklaşık %2,7 civarında ölçülmüştür.

5. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Zeta dönüştürücünün dinamik analizi, PCM kontrollü olarak literatürde şu ana kadar yer alamamıştır. Bu çalışmada izolesiz Zeta dönüştürücünün dinamik analizi, PWM-anahtar modeli kullanılarak CCM modunda PCM kontrollü olarak

sunulmuştur. Çıkış gerilimi ve kontrol işareti arasındaki ilişkiyi tanımlayan transfer fonksiyonu, başarılı bir şekilde elde edilmekte ve kutupları ile sıfırları analiz edilmektedir. Örnek bir izolesiz Zeta dönüştürücünün Bode diyagramlarının PSIM ile benzetimi yapılmıştır ve sonuçlar bu makalede transfer fonksiyonları vasıtası ile türetilen Bode diyagramları ile karşılaştırılmıştır. Benzetimi yapılan ve hesaplanan Bode diyagramları neredeyse yarı anahtarlama frekansına kadar gayet uyum içerisinde.

Dinamik analizi doğrulamak amacı ile bir Zeta dönüştürücü devresi prototipi oluşturulmuştur. Prototip devrenin frekans karakteristikleri, düşürücü ve yükseltici mod için 9,9 Ω 'luk yük ve yüksüz durumlar altında ölçülmüştür. Prototip devre için benzetimi yapılan ve hesaplanan Bode diyagramları son derece uyum içerisinde. Ölçülen ve hesaplanan Bode diyagramlarının ise makul bir uyum içerisinde olduğu tespit edilmiştir.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

1. Jozwik J.J., Kazimierczuk M.K., Dual sepic pwm switching-mode dc/dc power converter, IEEE Trans. Ind. Electron., 36 (1), 64–70, 1989.

2. Andrade A.M.S., Dreher J.R., Martins M.L.d.S., High step-up integrated dc-dc converters: Methodology of synthesis and analysis, IEEE 2013 Brazilian Power Electronics Conference, Gramado-Brazil, 50–57, 27-31 Ekim, 2013.
3. Falin J., Designing dc/dc converters based on zeta topology, Analog Applications, 2Q, 16–21, 2010.
4. Siddharthan N., Balasubramanian B., Performance evaluation of sepic, Luo and zeta converter, Int. J. Power Electron. Drive Syst., 10 (1), 374-380, 2019.
5. Yarikkaya S., Çınar S. M., Designing and performance testing of programmable power supply and DC/DC converter based PV emulators, Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, 36 (3), 1361-1372, 2021.
6. Fitriyah F., Efendi M.Z., Murdianto F.D., Modeling and simulation of mppt zeta converter using human psychology optimization algorithm under partial shading condition, IEEE 2020 International Electronics Symposium, Surabaya-Indonesia, 14–20, 29-30 Eylül, 2020.
7. Dhote V., Modak G.P., Analysis and study of zeta converter fed by solar photovoltaic array, IEEE 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies, Vellore-India, 1–6, 21-22 Nisan, 2017.
8. Priyadarshi N., Yadav K., Kumar V., Vardia M., An experimental study on zeta buck–boost converter for application in pv system, Handbook of Distributed Generation, Springer, Switzerland, 393–406, 2017.
9. Karafil A., Comparison of the various irregular pulse density modulation (PDM) control pattern lengths for resonant converter with photovoltaic (PV) integration, Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, 36 (3), 1595-1611, 2021.
10. de Britto J.R., Junior A.E.D., de Freitas L.C., Farias V.J., Coelho E.A., Vieira J.B., Zeta dc/dc converter used as led lamp drive, IEEE 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg-Denmark, 1–7, 2-5 Eylül, 2007.
11. Sharma S.S., Sharma S.K., Saxena R., Modeling, design and control of zeta converter for dimmable led lights, 2020 IEEE International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON), Greater Noida-India, 563–567, 2-4 Ekim, 2020.
12. Keerthana R., Chintu N.J., Performance analysis of zeta converter in wind power application, Asian J. Appl. Sci. Technol., 1 (3), 199–203, 2017.
13. Khatab A.M., Marei M.I., Elhelw H.M., An electric vehicle battery charger based on zeta converter fed from a pv array, 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and Industrial and Commercial Power Systems Europe, Palermo-Italy, 1–5, 12-15 Haziran, 2018.
14. Chauhan Y.K., et al., Pv water pumping using integrated quadratic boost zeta converter, IEEE 2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control, Greater Noida-India, 120–125, 13-14 Nisan, 2018.
15. Khaleghi H., Varjani A.Y., Mohamadian M., A new bidirectional zeta dc/dc converter, The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, Tehran-Iran, 131–136, 5-6 Şubat, 2014.
16. Banaei M.R., Bonab H.A.F., A high efficiency nonisolated buck–boost converter based on Zeta converter, IEEE Trans. Ind. Electron., 67 (3), 1991–1998, 2019.
17. Markkassery S., Saradagi A., Mahindrakar A.D., Lakshminarasamma N., Pasumarthy R., Modeling, design and control of non-isolated single-input multi-output zeta–buck–boost converter, IEEE Trans. Ind. Appl., 56 (4), 3904–3918, 2020.
18. Han B., Jo S.W., Kim N.G., Lai J.S., Kim M., Bridgeless hybridmode zeta-based inverter: Dynamic modeling and control, IEEE Trans. Power Electron., 36 (6), 7233–7249, 2020.
19. Redl R., Sokal N.O., Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: small-signal ac and large-signal dc characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits, 1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toulouse-France, 771–785, 24-28 Haziran, 1985.
20. Vuthchhay E., Bunlaksananusorn C., Hirata H., Dynamic modeling and control of a zeta converter, IEEE 2008 International Symposium on Communications and Information Technologies, Vientiane-Laos, 498–503, 21-23 Ekim, 2008.
21. Garg M.M., Hote Y.V., Pathak M.K., Pi controller design of a dc-dc zeta converter for specific phase margin and cross-over frequency, IEEE 10th Asian Control Conference, Kota Kinabalu-Malaysia, 1–6, 31 Mayıs-3 Haziran, 2015.
22. Hagh E.D., Babaei E., Mohammadian L., A new modeling method and controller design for a dc-dc zeta converter, Electrical Engineering Research, 3 (1), 8–17, 2015.
23. Elaydi H.A., Alsbakhi M.A., Hybrid FLC/BFO controller for output voltage regulation of zeta converter, Journal of Engineering Research and Technology, 4 (2), 48–60, 2017.
24. Bayat F., Karimi M., Taheri A., Robust output regulation of zeta converter with load/input variations: Lmi approach, Control Eng. Pract., 84, 102–111, 2019.
25. Goudarzian A., Khosravi A., Abjadi N.R., Input–output current regulation of zeta converter using an optimized dual-loop current controller, Electrical Engineering, 102 (1), 279–291, 2020.
26. Vorpérian V., Analysis of current-mode controlled pwm converters using the model of the current-controlled pwm switch, IEEE 1990 Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Philadelphia-Pennsylvania, 183–195, 21-26 Ekim, 1990.
27. Vorpérian V., Fast analytical techniques for electrical and electronic circuits, Cambridge University Press, Cambridge, U.K., 2002.
28. Voperian V., Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch, part i: Continuous

- conduction mode, IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 26 (3), 490–496, 1990.
29. Cengelci E., Software makes transfer functions more manageable, Power Electronics Technology Magazine, 34 (6), 14–21, 2008.
 30. Erickson R.W., Maksimovic D., Fundamentals of power electronics, Kluwer Academic Publishers, Norwell, USA, 2004.
 31. Ridley R.B., A new small-signal model for current-mode control, Doktora Tezi, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 1990.
 32. Texas Instruments Inc. PMP9581_REVC 40W synchronous ZETA converter with two inductors reference design. http://www.ti.com/tool/PMP9581_REVC, Yayın tarihi Nisan 8, 2015, Erişim tarihi Nisan 11, 2021.