

Yeni Bir Pasif Bastırma Hücresi ile Gerçekleştirilen Güç Faktörü Düzeltmeli ve Yükselticili Aa–Da Dönüştürücü

Naim Süleyman TING^{*1}, Yakup ŞAHİN²

¹Erzincan Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erzincan, Türkiye

²Bitlis Eren Üniversitesi, Mühendislik – Mimarlık Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Bitlis, Türkiye

Geliş / Received: 13/09/2017, Kabul / Accepted: 29/12/2017

Öz

Bu çalışmada güç faktörü düzeltmeli (GFD) AA-DA dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama için yeni bir pasif bastırma hücresi sunulmuştur. Sunulan dönüştürücüde ana anahtar sıfır akımda anahtarlama (SAA) ile iletme girerken sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) ile de kesime girmektedir. Bunun yanı sıra, ana diyot SGA ile iletme ve SAA ile kesime girmektedir. Önerilen dönüştürücü düşük maliyet, basit yapı ve yüksek güç yoğunluğu gibi özelliklere sahiptir. Aynı zamanda, dönüştürücüde çıkış akımı ve gerilimi geniş bir hat ve yük gerilimi arasında kontrol edilebilir. Çalışma içeriğinde önerilen dönüştürücünün çalışma aralıkları detaylıca sunulmuştur. Ayrıca 1 kW ve 100 kHz için benzetim sonuçlarından elde edilmiştir. Sonuçlardan önerilen yeni dönüştürücünün sinüsoidal akım şeklinde 0.99 güç faktörüne sahip olduğu gözlemlenmiştir. Böylece, güç kalitesi oldukça yükseltilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Güç faktörü düzeltme, Pasif bastırma hücresi, Sert anahtarlama, Yumuşak anahtarlama

A Power Factor Correction Ac-Dc Boost Converter with a New Passive Snubber Cell

Abstract

This paper introduces a new passive snubber for soft switching (SS) in power factor correction (PFC) AC-DC converters. In the proposed converter, the main switch turns on with zero current switching (ZCS) and turns off with zero voltage switching (ZVS) owing to the proposed passive snubber. Besides, the main diode turns on with ZVS and turns off with ZCS. The proposed converter has features such as low cost, simple control and high power density. Also, the output current and voltage are controlled by the proposed PFC converter in wide line and load range. The operating principle and the operation intervals of the proposed converter are presented in detail. Also, the simulation results of converter are obtained for 1 kW and 100 kHz. It is observed that the novel proposed converter has 0.99 power factor with sinusoidal current shape. So, power factor quality is fairly high.

Keywords: Hard switching, Passive snubber cell, Power factor correction, Soft switching

1. Giriş

Güç sistemlerinde güç faktörü düzeltme (GFD) tekniği reaktif güç ve harmonik bileşenleri azaltılması anlamına gelmektedir. Bir güç sisteminde harmonik akımlar düşük verim, yüksek harmonik bozulmalar ve düşük güç faktörü gibi sorunlara neden olmaktadır. Yükseltici türü dönüştürücüler kontrol kolaylıkları ve yüksek güç yoğunlukları dolayısıyla AA-DA GFD uygulamalarında yaygın olarak

kullanılmaktadırlar. Bu GFD dönüştürücüleri yüksek güçlü uygulamalarda sürekli iletim modunda (SİM) çalıştırılırlar. Bu nedenle, dönüştürücüde ana diyotun ters toparlanma akımları elektromanyetik girişim (EMG) gürültülerine, ana diyotta kesime girme kayıplarına ve ana anahtarda iletme girme kayıplarına yol açar (Altintas, 2014; Qiao ve Smedley, 2001). AA-DA dönüştürücüler daha düşük harmonik akım, hızlı dinamik cevap ve daha yüksek güç yoğunluğu sağlamak için mümkün mertebe yüksek

anahtarlama frekanslarında çalıştırılmalıdır. Ancak yüksek anahtarlama frekansında çalışmak ilave anahtarlama güç kayıplarına ve EMG gürültülerine neden olur (Akin ve Bodur, 2011). Bu problemin üstesinden gelmek için sert anahtarlama (SA) dönüştürücülerin yerine yumuşak anahtarlama (YA) dönüştürücüler geliştirilmiştir. Yumuşak anahtarlama teknikleri ikisi klasik ve ikisi de ileri YA teknikleri olmak üzere 4'e ayrılmaktadır. Bunlar; Sıfır akımda anahtarlama (SAA), sıfır gerilimde anahtarlama (SGA), sıfır akımda geçiş (SAG) ve sıfır gerilimde geçiş (SGG)'dir. Son yıllarda yumuşak anahtarlama GFD yükseltici AA-DA dönüştürücüler üzerine bazı çalışmalar yapılmıştır. Ivanovic ve Stojiljkovic (2004) ve Sahin vd. (2017)'nin yaptığı çalışmalarda dönüştürücüdeki yarı iletken güç anahtarları yumuşak anahtarlama (YA) ile çalışmaktadır. Choi vd. (2002), Wu vd. (2008) ve Feng vd. (2005)'nin yaptığı çalışmalarda dönüştürücüdeki yarı iletken güç anahtarları YA ile çalışırken aynı zaman da anahtarlar üzerinde herhangi bir akım ya da gerilim stresi de oluşmamaktadır. Hua vd. (1994)'nin yaptığı çalışmada anahtar sert anahtarlama ile kesime girdiğinden dolayı dönüştürücüde yüksek değerli anahtarlama kayıpları oluşmaktadır. Stein vd. (2000) ve Ting vd. (2017)'nin yaptığı çalışmalarda önerilen dönüştürücülerde doluluk oranı 0.5'in altına düştüğünde dönüştürücü yumuşak anahtarlama özelliğini kaybetmektedir. Ayrıca bu çalışmalarda ana anahtar üzerinde akım stresi de meydana gelmektedir. Bodur vd. (2002) ve Ting vd. (2017)'nin yaptığı çalışmalarda sunulan dönüştürücünün bastırma hücresinde manyetik kuplajlı bir transformatör kullanılmıştır. Bu kullanım neticesinde meydana gelen kaçak endüktans etkileri parazitik osilasyonlar ile sonuçlanmaktadır.

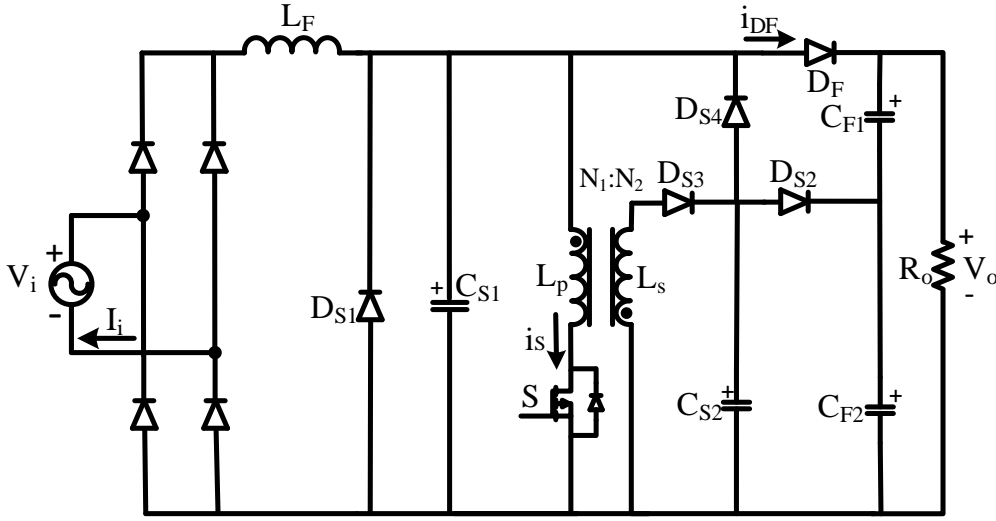
Altintas vd. (2014)'nin yaptığı çalışmadaki dönüştürücünün temel sorunu ana anahtar üzerinde oluşan akım stresidir. Bu akım stresi dönüştürücüde ilave iletim kayıplarına neden olmaktadır. Moschopoulos vd. (1999)'nin yaptığı çalışmada bütün yarı iletken güç anahtarları YA ile çalışmasına rağmen ana ve yardımcı anahtarlarda meydana gelen akım stresleri ilave iletim kayıplarına yol açmaktadır.

Bu çalışmada yukarıda bahsedilen bazı AA-DA GFD dönüştürücülerin temel sorunlarının üstesinden gelmek için yeni bir pasif bastırma hücresi sunulmuştur. Temel olarak pasif bastırma hücreli YA dönüştürücüler aktif bastırma hücreli YA dönüştürücülere göre daha az maliyet ve eleman sayısı dolayısıyla daha avantajlıdır. Bu çalışmada önerilen dönüştürücüde, yarı iletken güç anahtarı SAA ile iletime ve SGA ile kesime girerken, yarı iletken ana güç diyotu SGA ile iletime ve SAA ile kesime girmektedir. Önerilen dönüştürücü EMG gürültülerini azaltır ve geniş bir hat gerilimi aralığında çalışma kabiliyetine sahiptir. Bu özellikleri sayesinde önerilen dönüştürücü yüksek bir güç faktörü ve düşük bir toplam harmonik bozulma özelliğine sahiptir. Konu hakkında kısa bir literatür bilgisi verilmeli, sonunda çalışmanın amacı kısaca belirtilmelidir. Çalışmada SI (Systeme International) birimleri ve kısaltmaları kullanılmalıdır. Diğer kısaltmalar kullanıldığında, metinde ilk geçtiği yerde 1 kez açıklanmalıdır.

2. Materyal ve Method

Önerilen yeni pasif bastırma hücresinde sahip AA-DA yükseltici dönüştürücü Şekil 1'de sunulmuştur. Bu dönüştürücüde V_i giriş gerilim kaynağı, V_o çıkış gerilimi, L_F giriş filtre endüktansı, C_{F1} ve C_{F2} çıkış filtre kondansatörleri, S anahtar, D_F ana diyot, D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} ve D_{S4} yardımcı diyotlar, C_{S1} ve C_{S2}

bastırma kondansatörleri, L_p ile L_s ise geri sekonder endüktanslarıdır. dönüştürücü transformatörün primer ve



Şekil 1. Önerilen GFD AA–DA Yükseltici Dönüştürücü

Önerilen dönüştürücünün kararlı hal analizinde bir periyot için sekiz çalışma aralığı söz konusudur. Çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları Şekil 2’de verilmiştir.

Aralık 1: [$t_0 < t < t_1$: Şekil 2 (a)]: Periyodun başlangıcından önce anahtar kesim durumunda, C_{S1} ve C_{S2} kondansatörleri çıkış gerilimi değerinde şarjlı ve ana diyot ise ana akımı iletmektedir. t_0 anında anahtara kontrol sinyali verilmesiyle başlayan bu aralık süresince ana diyot akımı lineer bir şekilde azalırken anahtar akımı lineer bir şekilde artar. t_1 anında anahtar akımı giriş akımı seviyesine erişince ana diyot akımı sıfır seviyesine düşer. Böylece seri L_p endüktansı sayesinde anahtar SAA ile iletme girerken, ana diyotta SAA ile kesime girmiş olur. Bu aralık için aşağıdaki denklemler geçerlidir:

$$i_{L_p}(t) = i_s(t) = \frac{V_o}{L_p}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{D_F}(t) = I_i - i_{L_p} = I_i - \frac{V_o}{L_p}(t - t_0) \quad (2)$$

Aralık 2: [$t_1 < t < t_2$: Şekil 2 (b)]: Bu aralık başlangıcında C_{S1} kondansatörünün gerilim değeri çıkış gerilimine eşitken

C_{S2} kondansatörünün gerilimi çıkış geriliminin yarısına eşittir. t_1 anında L_p – C_{S1} arasında bir rezonans başlar ve L_p ’nin akım değeri artarken C_{S1} ’in gerilim değeri azalır. t_2 anında C_{S1} kondansatörünün gerilim değeri $V_o/2$ ’ye düşünce D_{S4} diyotu SGA ile iletme girer. Bu andan itibaren C_{S1} ve C_{S2} kondansatörleri direkt olarak L_p endüktansının uçlarına bağlı olduğu için bu elemanlar arasında rezonans devam eder. Bu aralığın sonunda kondansatörlerin gerilimi sıfıra düşmesiyle bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki denklemler geçerlidir:

$$i_{L_p}(t) = i_s(t) = I_i + I_{rr} \cos \omega_1(t - t_2) + \frac{V_o}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_2) \quad (3)$$

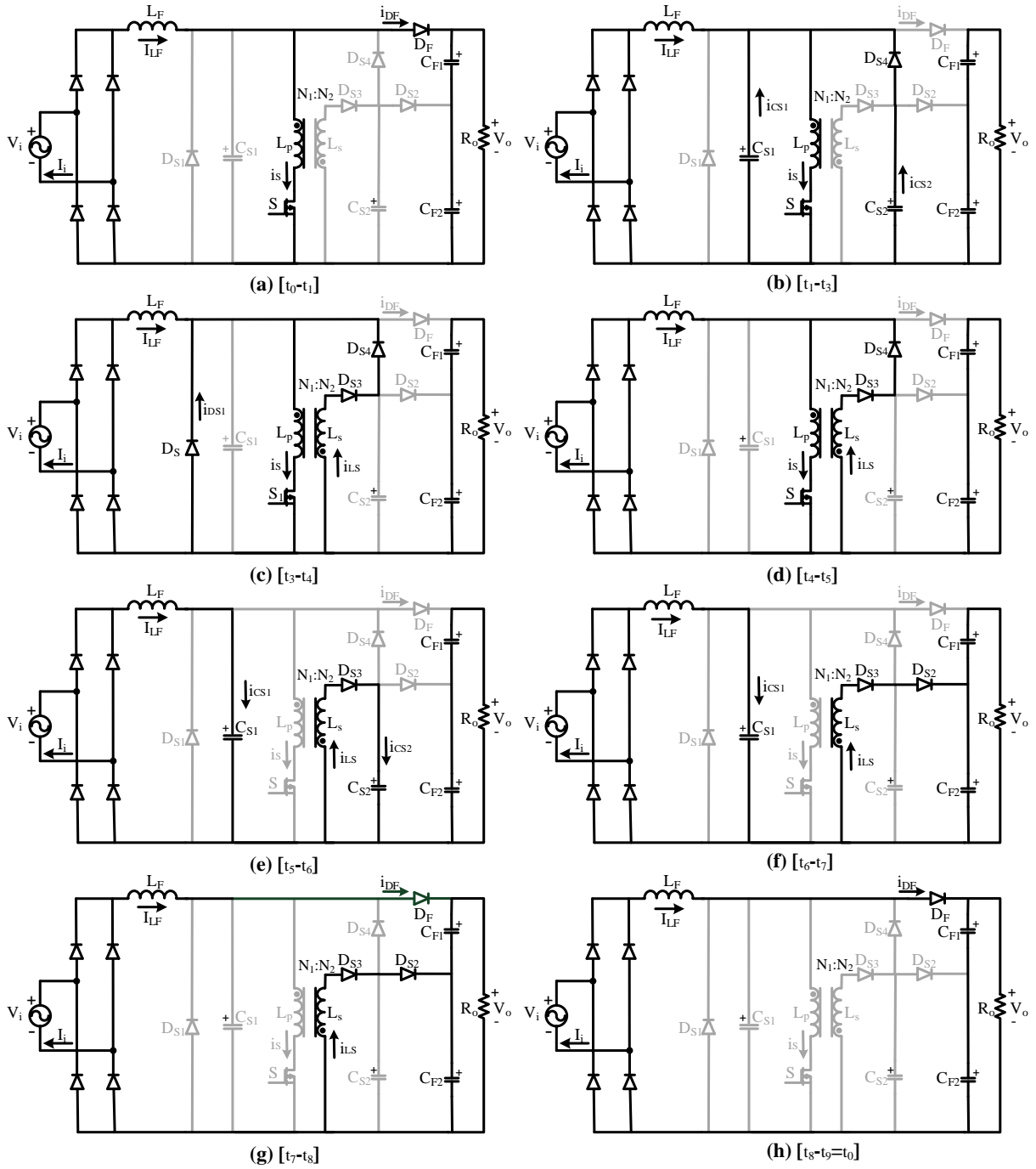
$$v_{C_{S1}}(t) = v_{C_{S2}}(t) = V_o \cos \omega_1(t - t_2) - I_{rr} Z_1 \sin \omega_1(t - t_2) \quad (4)$$

$$I_{L_p \max} = I_i + \sqrt{V_o^2 + Z_1^2 I_{rr}^2} / Z_1 \quad (5)$$

$$W_{L_p \max} = \frac{1}{2} L_p (I_i + I_{rr})^2 + \frac{1}{2} (C_{S1} + C_{S2}) V_o^2 \quad (6)$$

$$\omega_1 = 1 / \sqrt{L_p (C_{S1} + C_{S2})} \quad (7)$$

$$Z_1 = \sqrt{L_p / (C_{S1} + C_{S2})} \quad (8)$$



Şekil 2. Kararlı hal durumu içi çalışma aralıklarına ait eşdeğer devreler

Aralık 3: $[t_3 < t < t_4]$: Şekil 2 (c): t_3 anında C_{S1} ve C_{S2} kondansatör gerilimlerinin eş zamanlı olarak sıfıra düşmesiyle birlikte D_{S1} , D_{S3} ve D_{S4} diyotları eş zamanlı olarak SGA ile ilettime girer. Primer kaçak endüktansından ötürü primer ile sekonder sargılar arasındaki akım paylaşımı hızlı bir şekilde gerçekleşmez. D_{S1} diyotunun oynadığı aktif rol bu noktada ortaya çıkar. D_{S1} diyotu ilettime girer girmez giriş akımının üstünde kalan akımı geçirmeye başlar. Bu esnada D_{S3} ve D_{S4} diyotları da ilettime

girmiştir ve bu diyotların akımı sıfırdan itibaren lineer bir şekilde artmaya başlar. D_{S3} ve D_{S4} diyotlarının akımı lineer bir şekilde artarken D_{S1} diyotunun akımı ise lineer bir şekilde azalmaktadır. t_4 anında D_{S1} diyotunun akımı sıfıra düşünce D_{S1} diyotu SAA ile kesime girmiş olur. Bu anda D_{S3} ve D_{S4} diyotlarının akımı ise tepe değerine erişmiştir. Böylece primer ile sekonder arasında akım paylaşımı gerçekleşir ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılır:

$$I_{Ls4} = (I_{Lp\max} - I_i) \frac{N_1}{N_2} = \frac{\sqrt{V_o^2 + Z_1^2 I_{rr}^2}}{Z_1} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (9)$$

$$I_{Lp4} = I_i + I_{Ls4} = I_i + \frac{\sqrt{V_o^2 + Z_1^2 I_{rr}^2}}{Z_1} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (10)$$

Aralık 4: [$t_4 < t < t_5$: Şekil 2 (d)]: Bu aralık boyunca giriş filtre endüktansı giriş gerilim kaynağı altında enerjilenir. Bu aralık klasik yükseltici dönüştürücünün iletim aralığıdır.

$$I_S = I_{Lp4} \quad (11)$$

Aralık 5: [$t_5 < t < t_6$: Şekil 2 (e)]: t_5 anında anahtarın kontrol sinyalinin kesilmesiyle bu aralık başlar. Geridönüştürücü trafodan dolayı primerdeki enerji sekondere aktarıldığından dolayı L_S sekonder endüktansı ve anahtara paralel C_{S2} kondansatörü arasında bir rezonans gerçekleşir. L_S endüktansı akımı azalırken C_{S2} kondansatörünün gerilimi de sıfırdan itibaren artmaya başlar. Bu rezonans sayısesinde anahtar SGA ile kesime girer. Bu esnada giriş akımı da C_{S1} kondansatörünü şarj eder ve C_{S1} kondansatörünün gerilimi lineer olarak artar. t_6 anında C_{S1} ve C_{S2} kondansatörlerinin gerilimi değerleri $V_o/2$ değerine ulaşınca D_{S2} yardımcı diyotu SGA ile ilettime girer ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılır:

$$i_{Ls}(t) = I_{Ls\max} \cos \omega_2(t - t_5) \quad (12)$$

$$v_{C_{S1}}(t) = \frac{I_i}{C_{S1}}(t - t_5) \quad (13)$$

$$v_{C_{S2}}(t) = I_{Ls\max} Z_2 \sin \omega_2(t - t_5) \quad (14)$$

$$I_{Ls\max} = \sqrt{\left(1 + n^2\right) \frac{V_o^2 + Z_1^2 I_{rr}^2}{Z_1^2 n^4} + \frac{2I_i(V_o^2 + Z_1^2 I_{rr}^2)^{1/2}}{Z_1^2 n^3}} \quad (15)$$

$$\omega_2 = 1 / \sqrt{L_S C_{S2}} \quad (16)$$

$$Z_2 = \sqrt{L_S / C_{S2}} \quad (17)$$

Aralık 6: [$t_6 < t < t_7$: Şekil 2 (f)]: Önceki aralıkta tam olarak deşarj olamayan L_S sekonder endüktansı bu aralık boyunca D_{S3} ve D_{S2} diyotları üzerinden çıkışa doğru deşarj olmaya devam eder. L_S endüktansının akımı lineer bir şekilde azalır. Aynı zamanda C_{S1}

kondansatörü de giriş akımı ile lineer olarak şarj olmaya devam eder. t_7 anında C_{S1} kondansatörü gerilimi çıkış gerilimi seviyesine erişince D_F ana diyotu SGA ile ilettime girer ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki denklemler geçerlidir:

$$i_{Ls}(t) = I_{Ls6} - \frac{V_o}{L_S}(t - t_6) \quad (18)$$

$$i_{DF} = I_i + i_{Ls}(t) \quad (19)$$

Aralık 7: [$t_7 < t < t_8$: Şekil 2 (g)]: D_F ana diyotunun SGA ile ilettime girmesiyle başlayan bu aralık süresince L_S endüktansının kalan enerjisi D_{S3} ve D_{S2} diyotları üzerinden çıkışa aktarılmaya devam eder. Aralık sonunda L_S endüktansı akımının lineer olarak sıfıra düşmesi sonucu D_{S3} ve D_{S2} yardımcı diyotları SAA ile kesime gider ve bu aralık tamamlanmış olur.

Aralık 8: [$t_8 < t < t_9 = t_0$: Şekil 2 (h)]: Bu aralık klasik yükseltici dönüştürücünün kesim aralığıdır. Aralık boyunca anahtar kesim durumunda ve ana diyot giriş akımını geçirir. Anahtara tekrardan kontrol sinyali uygulanınca bir periyot çalışma tamalanır ve başlangıç koşullarına geri dönülür. Bu aralık için aşağıdaki denklem geçerlidir:

$$I_{DF} = I_i \quad (20)$$

3. Sonuç ve Tartışma

Önerilen yeni pasif bastırma hücreli tek faz güç faktörü düzeltmeli AA-DA yükseltici dönüştürücünün PSIM programında bir benzetim çalışması yapılmış ve sonuçlar sunulmuştur. Çalışma koşulları olarak çıkış gücü 1 kW ve 100 kHz anahtarlama frekansı seçilmiştir. Dönüştürücüde kullanılan diğer elemanların değerleri Tablo 1’de verilmiştir. Önerilen dönüştürücünün benzetiminde kurulan devre şeması Şekil 3’te verilmiştir. Yarı iletken anahtarın kontrol sinyallerinin elde edilmesi güç faktörü düzeltme yöntemlerinden ortalama akım modu (OAM) kontrolü ile elde edilmiştir. Ortalama akım moduna ilişkin blok devre şeması Şekil 4’te gösterilmiştir.

DA-DA yükseltici dönüştürücülerde filtre endüktansı ve filtre kondansatörü dönüştürücünün maliyetini arttıran ve güç yoğunluğunu düşüren en önemli yapılardır. Yükseltici dönüştürücülerde filtre endüktansı değeri belirlenirken denklem (21) kullanılır. Sert anahtarlama uygulamalarda dönüştürücü genelde 20kHz ile 40 kHz değerleri arasında bir çalışma frekansında çalıştırılır. Önerilen dönüştürücü ise 100 kHz frekansta çalıştırılmaktadır. Bu durumda denklem (21)'e göre önerilen dönüştürücüdeki filtre endüktansının değeri sert anahtarlama dönüştürücüsüne göre 2.5 ile 5 kat daha küçük değerde seçilebilir.

$$4. \quad L_F = \frac{V_i(V_o - V_i)}{\Delta I_{LF} f_s V_o} \quad (21)$$

Benzer şekilde yükseltici dönüştürücülerde filtre kondansatörü değeri belirlenirken denklem (22) kullanılır. Denklem (22)'ye

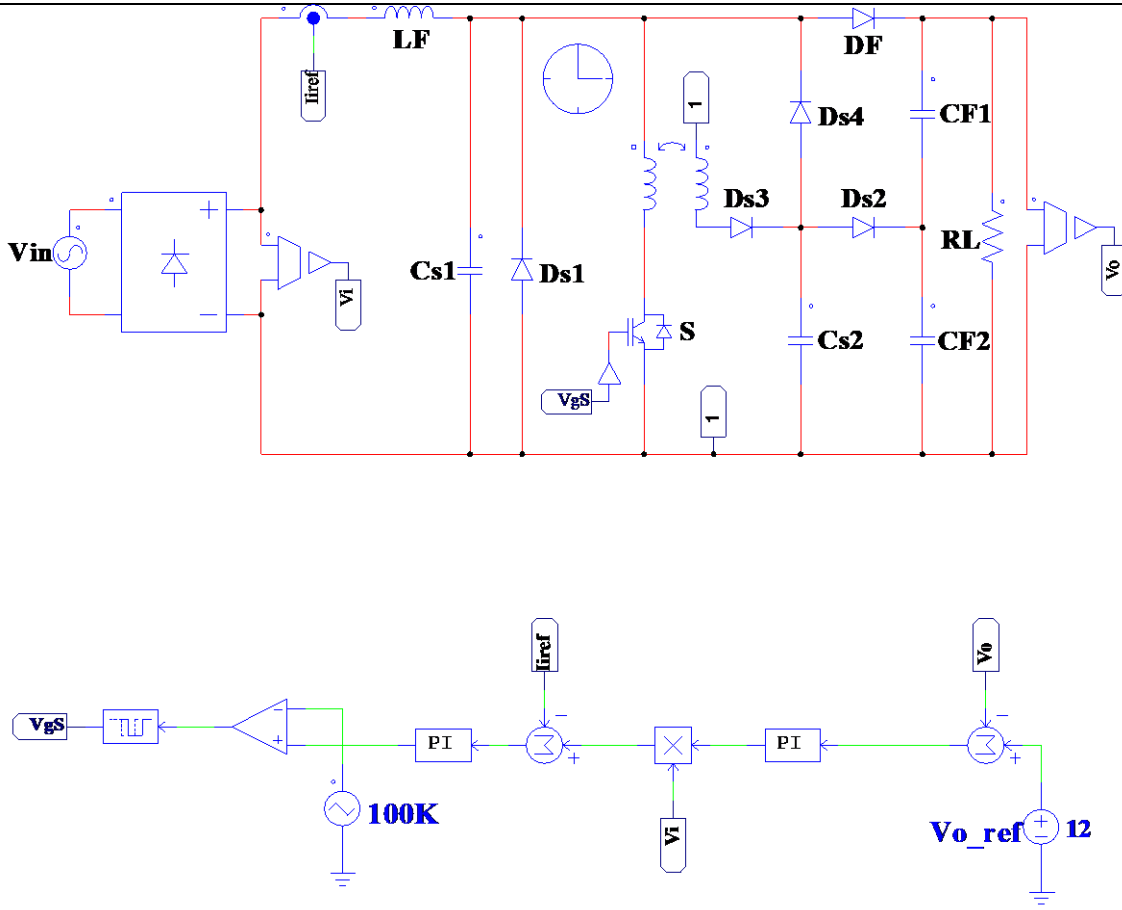
göre önerilen dönüştürücüdeki filtre kondansatörünün değeri sert anahtarlama dönüştürücüsüne göre 2.5 ile 5 kat daha küçük değerde seçilebilir.

$$5. \quad C_F = \frac{I_o D}{\Delta V_o f_s} \quad (22)$$

Sonuç olarak önerilen dönüştürücüdeki filtre elemanların boyutları ciddi oranda küçüldüğü için önerilen dönüştürücü sert anahtarlama dönüştürücüsüne göre düşük maliyete ve yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Bunun yanında önerilen bastırma hücresi pasif bastırma hücresidir. Pasif bastırma hücreleri ilave yarıiletken anahtarlara ve kontrol sinyallerine ihtiyaç duymadıkları için uygulama kolaylığına ve basit bir yapıya sahiptirler.

Tablo 1. Önerilen dönüştürücüde kullanılan eleman değerleri

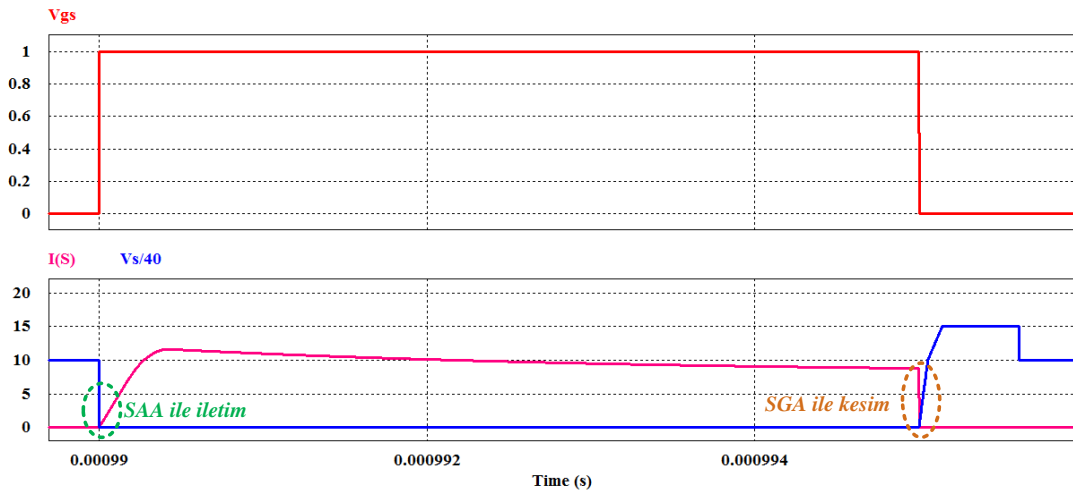
<i>Çıkış Gücü (P_o)</i>	1 kW	<i>Trafo Primer Endüktansı (L_p)</i>	10 μ H
<i>Anahtarlama Frekansı (f)</i>	100 kHz	<i>Trafo Sekonder Endüktansı (L_s)</i>	10 μ H
<i>AA Giriş Gerilimi (V_i)</i>	200 V _{pk}	<i>Bastırma Kondansatörü (C_{S1})</i>	2.2 nF
<i>DA Çıkış Gerilimi (V_o)</i>	400 V	<i>Bastırma Kondansatörü (C_{S2})</i>	2.2 nF
<i>Ana Endüktans (L_F)</i>	500 μ H	<i>Çıkış Kondansatörleri (C_{F1}, C_{F2})</i>	330 μ F



Şekil 4.GFD ortalama akım modu kontrolü ile kontrol sinyallerinin elde edildiği blok devre

Önerilen yeni GFD AA-DA dönüştürücüye ait sonuçlar Şekil 5–Şekil 10 arasında verilmiştir. Akım ver gerilim sonuçlarını aynı ekranda daha rahat görüntüleyebilmek için Şekil 5–Şekil 8 arasında gerilim sonuçları 1/40 oranında ölçeklenmiştir.

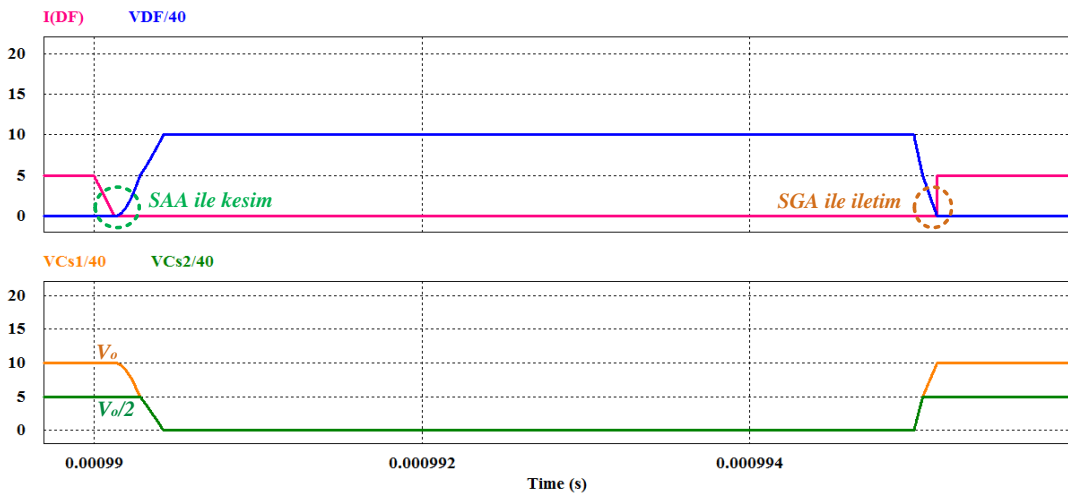
Şekil 5’te sırasıyla anahtarın kontrol sinyali ve akım gerilim sonuçları verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi anahtar seri bastırma endoltansı L_p ’nin akım yükselme hızını sınırlandırması sonucu SAA ile iletme girerken, paralel bastırma kondansatörü C_{S2} sayesinde de SGA ile kesime girmektedir.



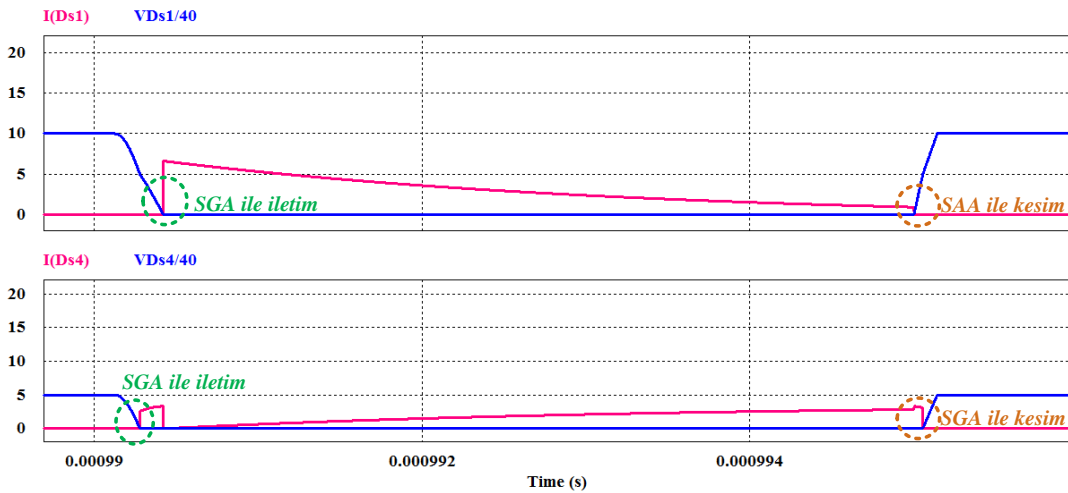
Şekil 5. Anahtarın kontrol sinyali ve akım gerilim sonuçları

Şekil 6’da sırasıyla ana diyotun akım gerilim sonuçları ve bastırma kondansatörlerinin gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi ana diyot SGA ile iletme ve SAA ile kesime girmektedir. Ayrıca diyot üzerinde hiçbir ilave akım ya da gerilim stresi oluşmaz. Bastırma kondansatörleri ise C_{S1} en fazla çıkış gerilimine maruz kalırken C_{S2} kondansatörü de çıkış geriliminin yarısına maruz kalmaktadır.

Şekil 7’de sırasıyla D_{S1} ve D_{S4} yardımcı diyotlarının akım gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi her iki yardımcı diyot da yumuşak anahtarlama koşullarında iletme ve kesime girmektedir. Ayrıca yumuşak anahtarlama dolaylı diyotlar üzerinde ilave akım ya da gerilimler oluşmamaktadır.



Şekil 6. Ana diyotun akım gerilim sonuçları ve bastırma kondansatörleri gerilim dalga şekilleri



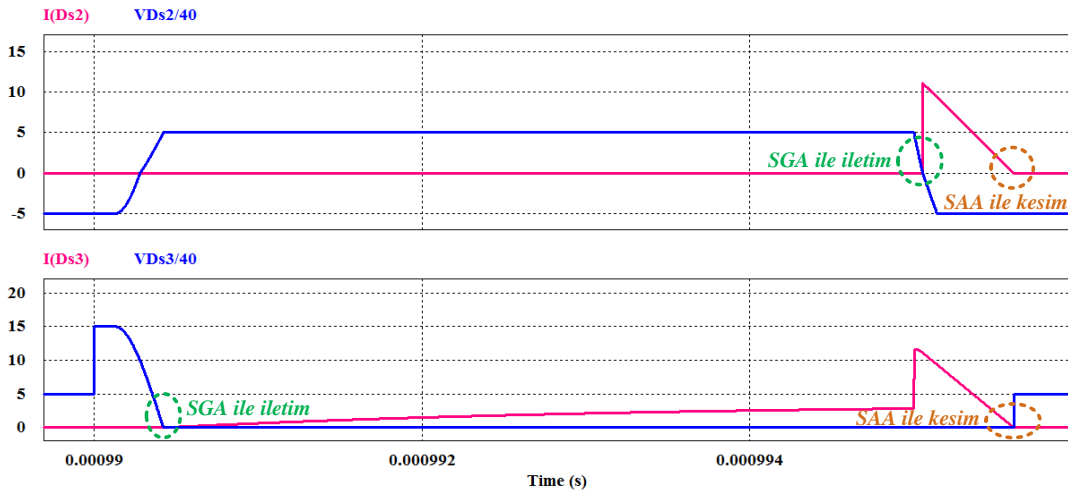
Şekil 7. D_{S1} ve D_{S4} yardımcı diyotlarının akım gerilim dalga sonuçları

Şekil 8’de sırasıyla D_{S2} ve D_{S3} yardımcı diyotlarının akım gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi her

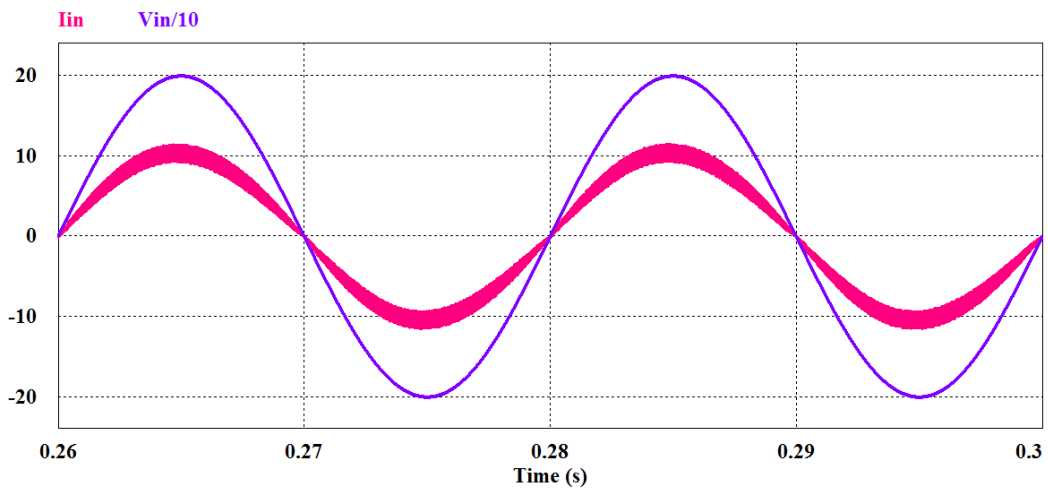
iki yardımcı diyot da SGA ile iletme ve SAA ile kesime girmektedir.

Önerilen yeni pasif bastırma hücresi sayesinde AA-DA yükseltici dönüştürücüde yumuşak anahtarlamanın sağlanarak anahtarlama kayıplarının minimize edilmesinin yanı sıra bu dönüştürücü de güç faktörü de maksimum düzeye getirilmiştir. Ortalama akım modu yöntemiyle yapılan kontrol sayesinde güç faktörü düzeltme işlemi gerçekleştirilmiştir. Şekil 9'da 200 V tepe değerine sahip AA giriş geriliminin uygulandığı dönüştürücüde giriş gerilimi ve akımı sonuç dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi akımla gerilim

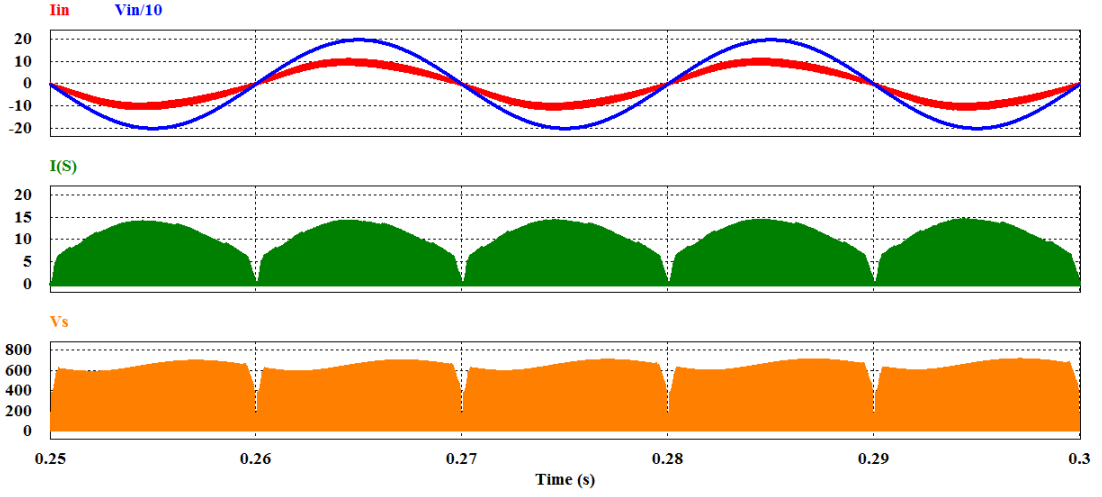
aynı fazda ve senkronize haldedir. Elde edilen bu sonuç dalga şeklinde güç faktörü yaklaşık olarak 0.9952 olarak elde edilmiştir. Aynı zamanda şekilden GFD dönüştürücünün sürekli iletim modunda çalıştığı da gözlemlenebilmektedir. Şekil 10'da ise giriş gerilimi ve akımı ile birlikte anahtarın akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi önerilen yeni dönüştürücüde yumuşak anahtarlama ve yüksek güç faktörü elde edinimi geniş bir hat gerilimi aralığında başarılabilir.



Şekil 8. D_{s2} ve D_{s3} yardımcı diyotlarının akım gerilim dalga sonuçları



Şekil 9. AA giriş gerilimi ve akımı sonuçları

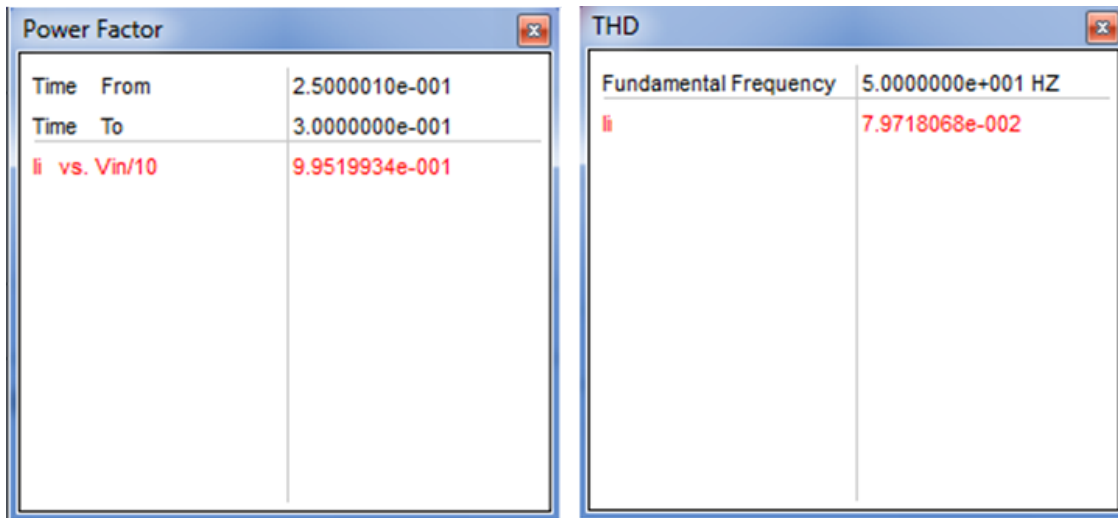


Şekil 10. Sırasıyla AA giriş gerilimi ve akımı; anahtarın akım ve gerilimi sonuçları

4. Tartışma

Yapılan çalışmalar neticesinde önerilen dönüştürücüde giriş akımı ve gerilimi baz alınarak güç faktörünün ve toplam harmonik bozulmanın (THB) ölçümü yapılmış ve Şekil

11’de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen dönüştürücü % 99.52 gibi yüksek bir güç faktörüne ve 7.97 gibi düşük bir harmonik bozulmaya sahiptir. Ayrıca önerilen dönüştürücüde STW48N60DM2 kodlu yarıiletkeni için anahtarlama kayıpları 0.6 W ve iletim kayıpları 1.97 W olarak hesaplanmıştır. Sonuç olarak yarıiletken üzerinde oluşan toplam kayıp 2.57 W değerindedir ve bu değer oldukça düşük bir değerdir.

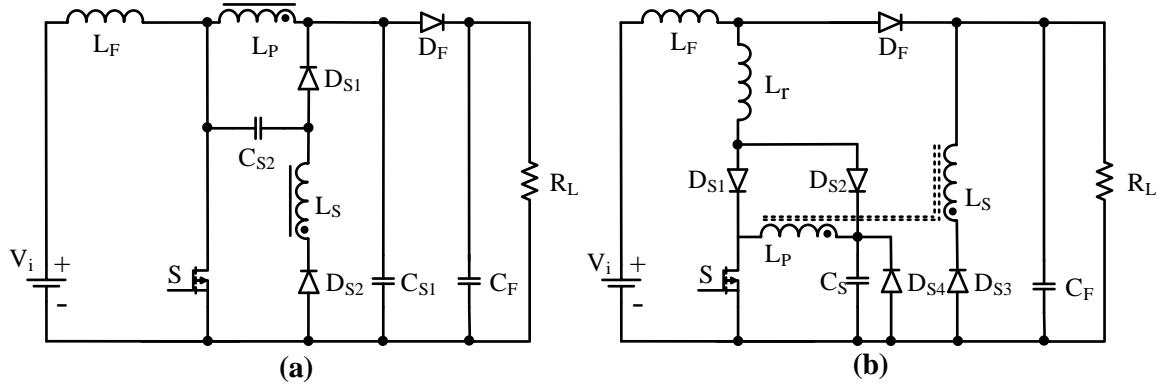


Şekil 11. Önerilen dönüştürücünün güç faktörü ve harmonik bozulma ölçümü sonuçları

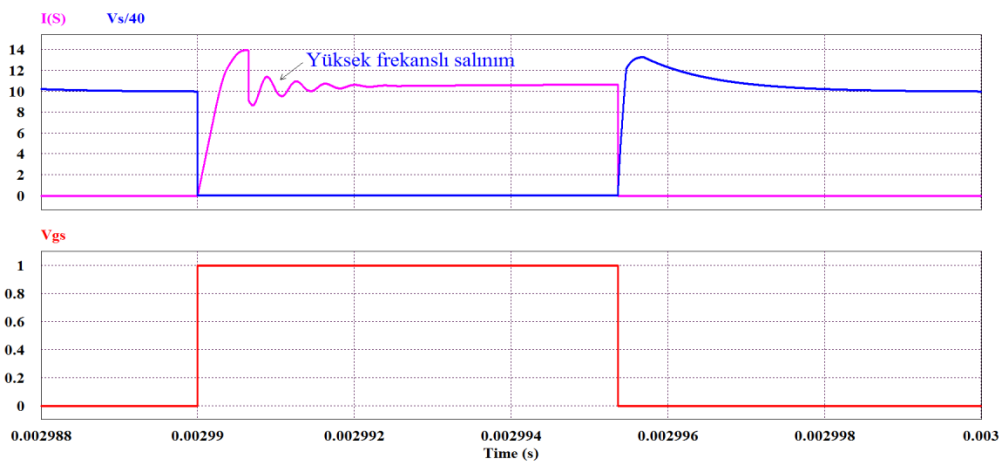
Önerilen pasif bastırma hücresine sahip çalışmalarına göre üstünlükleri bu kısımda dönüştürücünün literatürdeki benzer başka tartışılmıştır. Öncelikle şunu belirtmekte

yarar vardır ki önerilen çalışmada kullanılan geri dönüşlü (flyback) transformatörü çok özel bir kullanıma sahiptir. Klasik geri dönüşlü transformatörlerde primer tarafı kesime girdiğinde primerendüktansında depo edilen enerji sekonder tarafına aktarılır. Böylelikle enerji aktarımı sekonderendüktası yardımıyla devam eder. Ancak önerilen dönüştürücü de primer tarafı kesime girdiğinde primer ile sekonder tarafları arasında bir akım paylaşımı olur (Aralık 3-Aralık 4). Bu akım paylaşımı sırasında kaçak endüktanslardan ötürü akım paylaşımı hemen gerçekleşmez ve dönüştürücü üzerinde yüksek frekanslı salınımlar oluşur. Bu

salınımlar ise elektromanyetik girişime neden olur. Kaçak endüktansların dönüştürücü üzerinde oluşturduğu EMG özellikle Zhan vd. (2014) çalışmasında oldukça belirgin bir şekilde görülmektedir. Zhan vd. (2014) çalışması Dönüştürücü A olarak ve yine önerilen çalışmaya benzer bir çalışma olan Mohammadi vd. (2015) çalışması ise Dönüştürücü B olarak Şekil 12’de gösterilmiştir. Dönüştürücü A’da kaçak endüktanslardan dolayı oluşan salınımlar Şekil 13’te gösterilmiştir. Oysa önerilen dönüştürücüde bu salınımlar D_{S1} diyotuyla tamamen yok edilmiştir



Şekil 12. (a) Dönüştürücü A [Zhan vd. 2014] ve (b) Dönüştürücü B [Mohammadi vd. 2015]



Şekil 13. Dönüştürücü A anahtar akım gerilimi ve kontrol sinyali (yukarıdan aşağıya doğru sırasıyla)

Dönüştürücü B’de kullanılan D_{S4} diyotu önerilen dönüştürücüdeki D_{S1} diyotunun

vazifesini görmektedir. Ancak Dönüştürücü B’de önerilen dönüştürücüye göre daha fazla sayıda eleman vardır. Bu durum ise hem

maliyeti arttırır hem de güç yoğunluğunu düşürür. Dolayısıyla önerilen dönüştürücü yüksek frekanslı salınımlar bakımından Dönüştürücü a'dan üstün iken maliyet ve güç yoğunluğu bakımından ise Dönüştürücü B'den üstündür.

6. Öneriler

Bu çalışmada güç faktörü düzeltmeli AA-DA yükseltici dönüştürücülerde anahtarlama kayıplarını minimize etmek amacıyla dönüştürücü için yeni bir pasif bastırma hücresi tasarlanmıştır. Önerilen bastırma hücresi dönüştürücüdeki tüm yarı iletken elemanlar için yumuşak anahtarlama ile

iletme ve kesime girme işlemi sağladığından dolayı dönüştürücü anahtarlama kayıpları minimize edilmiştir. Yumuşak anahtarlama işlemi ile birlikte çok daha yüksek frekanslarda dönüştürücünün çalıştırılabilmesi başarılı ve güç faktörü değeri de iyileştirilmiştir. Bundan sonraki çalışmalarda daha yüksek frekanslara çıkılabilecek tasarımların yapılabilmesi, pasif bastırma hücrelerinin yanı sıra aktif bastırma hücrelerinin de kullanılarak anahtarlama kayıplarının tamamen yok edilebilmesi için bazı çalışmaların yapılması araştırmacılara önerilir.

7. Kaynaklar

- Akin, B., Bodur, H. 2011. A New Single-Phase Soft-Switching Power Factor Correction Converter, IEEE Transaction on Power Electronics. 26(2), 436-443.
- Altintas, N. 2014. A Novel Single Phase Soft Switched PFC Converter, Journal Electrical Engineering Technology. 9(4), 742-751.
- Altintas, N., Bakan, A. F., Aksoy, I. 2014. A Novel ZVT-ZCT-PWM Boost Converter, IEEE Transaction on Power Electronics. 29(2), 256-265.
- Bodur, H., Bakan, A. F. 2004. A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter, IEEE Transaction on Power Electronics. 19(4), 1919-1926.
- Choi, H. S., Cho, B. H. 2002. Zero-Current Switching (ZCS) Power Factor Pre-Regulator (PFP) with Reduced Conduction Losses, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'02, pp. 962-967.
- Feng, B., Xu, D. 2005. 1 kW PFC Converter with Compound Active Clamping, IEEE Transaction on Power Electronics. 20(7), 324-331.
- Hua, G., Leu, C. S., Jiang, Y., Lee, F. C. Y. 1994. Novel Zero-Voltage Transition PWM Converters, IEEE Transaction on Power Electronics. 9(2), 213-219.
- Ivanovic, B., Stojiljkovic, Z. 2004. A Novel Active Soft Switching Snubber Designed For Boost Converter, IEEE Transaction on Power Electronics. 19(6), 658-665.
- Mohammadi, M., Adib, E., Yazdani, M. R. 2015. Family of Soft-Switching Single-Switch PWM Converters with Lossless Passive Snubber, IEEE Transaction on Industrial Electronics. 62(7), 3473-3481.
- Moschopoulos, G., Jain, P. K., Liu, Y. F., Joos, G. 1999. A Zero-Voltage Switched PWM Boost Converter with an Energy Feedforward Auxiliary Circuit, IEEE Transaction on Power Electronics. 14(6), 653-661.
- Stein, O., Hey, H. L. 2000. A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters, IEEE Transaction on Power Electronics. 15(8), 185-193.
- Sahin, Y., Ting, N. S., Aksoy, I. 2017. A Highly Efficient ZVT-ZCT PWM Boost Converter with Direct Power Transfer, Electrical Engineering. 100(2), 1-11
- Qiao, C., Smedley, K. M. 2001. A Topology Survey of Single-Stage Power Factor

-
- Correction, IEEE Transaction on Power Electronics. 16(5), 360-368.
- Ting, N. S., Aksoy, I., Sahin, Y. 2017. ZVT-PWM DC–DC Boost Converter with Active Snubber Cell, IET Power Electronics, 10(1), 251-260.
- Ting, N. S., Sahin, Y., Aksoy, I. 2017. Analysis, Design, and Implementation of a Zero-Voltage-Transition Interleaved Boost Converter, Journal of Power Electronics. 17(1), 41-55.
- Wu, X., Zhang, J., Ye, X., Qian, Z. 2008. Analysis And Derivations For a Family ZVS Converter Based on a New Active Clamp ZVS Cell, IEEE Transaction on Industrial Electronics. 55(5), 773-781.
- Zhan, T., Zhang, Y., Nie, J., Zhang, Y., Zhao, Z. 2014. A Novel Soft-Switching Boost Converter with Magnetically Coupled Resonant Snubber, IEEE Transaction on Power Electronics. 29(3), 5680–5687.