ELEKTRONİK GÜÇ TRANSFORMATÖRLERİ İLE GELENEKSEL 50 Hz TRANSFORMATÖRLERİN KARŞILAŞTIRILMASI

Sinan ZENGİN Mutlu BOZTEPE

Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, 35100/ Bornova, İzmir sinan.zengin@ege.edu.tr mutlu.boztepe@ege.edu.tr

ÖZET

Elektronik Güç Transformatörlerinin (EGT), reaktif güç kompanzasyonu yapabilme, giriş geriliminin yükselmesini ve çökmesini kompanze edebilme, çıkıştaki yük değişimlerinden ve çıkış akımının harmoniğinden etkilenmeme, düşük boyuta ve ağırlığa sahip olma gibi başlıca avantajlarından dolayı gelecekte güç dağıtım sistemlerinin önemli bir parçası haline geleceği ön görülmektedir. Literatürde EGT'ler, tek aşamalı, iki aşamalı ve üç aşamalı olarak sınıflandırılmış olup, üç aşamalı EGT'lerin nispeten daha avantajlı olduğu ortaya konulmuştur. Bu çalışmada; üç aşamalı bir EGT'nin analizi yapılmış ve bu EGT 50 Hz, 6.3 kV/ 230 V, 50 kVA tek fazlı bir geleneksel transformatör (GT) ile PSIM simülasyon ortamında karşılaştırılmıştır.

1. GİRİŞ

Şebeke frekansında (50/60 Hz) çalışan GT'ler, gerilim seviyesini değiştirebilme ve izolasyon sağlama avantajlarından dolayı elektrik iletim ve dağıtım sistemlerinin ana parçası durumundadır [1]. Fakat yüke bağlı olarak çıkış geriliminin değişmesi, güç faktörünün düzeltilememesi, DC bir çıkışın olmaması sebebiyle eneriinin depolanamaması ve soğutma yağının çevresel kirlilik cevreye sızarak oluşturabilmesi gibi dezavantajlara sahiptirler [2]. Bütün bunlara ek olarak, GT'ler büyük demir nüvelerden ve ağır bakır sargılardan oluşmakta bu da boyut ve ağırlık problemini beraberinde getirmektedir [3].

Boyutun ve ağırlığın azaltılması, şebeke frekansının sabit olması sebebiyle sadece doyma yoğunluğunun artması akı ile mümkündür. Yüksek doyma akı yoğunluğuna sahip materyallerin gelişim ve ticarileşme sürecinin yavaş olması, GT'lerin boyutunun ve ağırlığının azaltılmasının önünde önemli bir engeldir [3]. Bütün bu dezavantajlardan bahsedilen dolayı, transformatörlere geleneksel alternatif olarak EGT'ler araştırılmaya başlanmıştır [4]–[11].

EGT topolojileri Şekil 1'de görüleceği üzere Tip A, B, C ve D olarak dört ana başlık altında sınıflandırılabilir [3]. EGT'lerin amacı yüksek gerilimli AC'den (HVAC) düşük gerilimli AC'ye (LVAC) dönüşüm gerçekleştirmektir. Ayrıca EGT'ler, topoloji tipine bağlı olarak, yüksek gerilimli DC (HVDC) ve düşük gerilimli DC (LVDC) bara da ihtiva edebilirler.



Şekil 1. EGT Topoloji Sınıfları



Şekil 2. Geleneksel Üç Aşamalı EGT

Tip A topolojisi tek aşamalı, Tip B-C topolojileri iki aşamalı ve Tip D topolojisi ise üç aşamalı olarak tasarlanır. Tip D topolojisinin kontrolünün kolay olması, reaktif güç kompanzasyonu yapabilmesi ve yenilenebilir enerji kaynakları ile batarya sistemlerinin LVDC bara üzerinden basit bir şekilde bağlanabilmesi gibi avantajlarından dolayı bu topoloji daha yaygın olarak araştırılmakta ve ticari olarak üretilmektedir.

Üç aşamalı topolojilerin içerisinde ise, Şekil 2'de blok diyagramı verilen topoloji üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır [2], [6], [12], [13]. Bu çalışmada, Şekil 2'deki geleneksel üç aşamalı EGT'nin analizi verilmiş ve bu EGT 50 Hz, 6.3 kV/230 V, 50 kVA geleneksel bir transformatör ile reaktif güç kompanzasyonu, giriş geriliminin yükselmesi, çıkış akımındaki harmoniklerin giriş akımına yansıması açılarından PSIM simülasyon ortamında karşılaştırılmıştır.

2. ÜÇ AŞAMALI EGT'NİN ANALİZİ

EGT'lerin yüksek giriş gerilimi ile çalışma gereksinimi duyması ve piyasada bulunan Silisyum tabanlı IGBT'lerin maksimum kırılma gerilimlerinin 6500 V olması sebebiyle [14], EGT'lerde giriş gerilimi Şekil 2'de gösterildiği gibi seri bağlantı yardımıyla (Hücre 1-2-3) artırılabilmektedir. Bu şekilde IGBT'lerin maruz kaldığı maksimum gerilim stresi azaltılır.

Şekil 2'de verilen üç aşamalı EGT'nin dönüşüm aşamaları kısaca şu şekilde özetlenebilir: ilk dönüşüm aşamasında kaskad H köprü dönüştürücü (Cascaded H Bridge, CHB) yardımıyla HVAC gerilim HVDC'ye, ikinci dönüşüm aşamasında faz kaymalı çift aktif köprülü dönüştürücü (Phase Shifting Dual Active Bridge, PS-DAB) ile HVDC gerilim LVDC'ye ve son aşamada H Köprü evirici (H Bridge Inverter, HBI) ile LVDC gerilim LVAC gerilime dönüstürülür. Bu bölümde bahsedilen yukarıda üç dönüsüm aşamasının analizi verilecektir.

2.1 CHB Dönüştürücünün Analizi

Devredeki bütün AC büyüklüklerin (giriş gerilimi, giriş akımı, duty vb.) d-q koordinatlarda DC olarak ifade edilebilmesinden dolayı, CHB dönüştürücünün kontrolünde d-q vektör kontrolü uygulanmaktadır.

d-q vektör kontrolünde öncelikle d-q koordinatlar oluşturulur. Tek fazlı sistem kullanılması sebebiyle, a fazına (d- ekseni) 90° dik hayali bir m fazının (q-ekseni) oluşturulması gerekmektedir [15]. Bunun için m fazına ait akım, a fazının akımı ve Şekil 3'de verilen tüm geçiren filtre (allpass filter) yardımıyla oluşturulur. Daha sonra, d ve q eksenlerine ait büyüklükler; *T* dönüşüm matrisi (Denklem 1) ve Denklem 2 kullanılarak hesaplanır.

$$T = \begin{bmatrix} Sin(\theta) & -Cos(\theta) \\ Cos(\theta) & Sin(\theta) \end{bmatrix}$$
(1)

$$[x]_{dq} = T[x]_{am} \tag{2}$$

Denklem 1'de, f şebeke frekansı olmak üzere $\theta = 2\pi f$ 'dir.



Şekil 3. *m* fazına ait akımın oluşturulması

Seri hücrelerdeki CHB dönüştürücülerin kontrol diyagramı Şekil 4'de verilmiştir. Bu kontrol diyagramına göre, öncelikle hücre cıkıslarındaki gerilimlerin ortalaması (Ch gerilimlerinin kapasite ortalaması, (E1+E2+E3)/3) referans gerilim E_{ref} ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırmanın sonucunda ortaya çıkan hata işareti Eerr ve gerilim kontrolcüsü yardımıyla d-ekseni referans akım değeri I_d^* belirlenir. Devrenin birim güç faktöründe calismasi istendiğinden, q-ekseni referans akım değeri I_q^* ise 0 alınmaktadır. d-q akımlarının referans değerleri, şebekeden çekilen d-q akımları ve akım kontrolcüleri yardımıyla dd ve dq görev oranları bulunur. Devredeki anahtarlara verilmesi gereken görev oranı da ise ters d-q dönüşüm matrisi T^{-1} kullanılarak hesaplanır. Seri hücrelerde dengesizlik olmadığı kabulü yapıldığında her hücrenin görev oranı eşit ve d_a olmaktadır.

Tablo 1. CHB dönüştürücünün parametreleri

Parametre	Değer
V_a	6.3 kV _{rms}
Ε	5 kV
Güç	50 kVA
A. frekansı, f_s	5 kHz
L_a	200 mH
R_a	2 Ω
C_h	200 uF

Tablo 2. Gerilim ve akım regülatörlerinin katsayıları

Parametre	Değer
K_{p1}, K_{i1}	0.0024, 2
K_{p2}, K_{i2}	0.3, 8.16

Devrenin transfer fonksiyonları ve Tablo 1'deki CHB dönüştürücünün parametreleri kullanılarak akım ve gerilim regülatörlerine ait oransal ve integral katsayıları hesaplanmış ve bu katsayılar Tablo 2'de listelenmiştir.

2.2 Faz Kaymalı DAB Dönüştürücünün Analizi

Faz kaymalı DAB dönüştürücünün devre şeması Şekil 5'de verilmiştir. Bu dönüştürücü, V1 ve V2 gerilimleri arasında faz kayması oluşturur (bkz. Şekil 6). Bu faz kayması yardımıyla, kaçak endüktansın üzerindeki akım modüle edilerek güç aktarımı gerçekleştirir. Faz kaymasına bağlı olarak aktarılan güç denklemi ise şu şekilde ifade edilir [16].

$$P_{dab} = \frac{nV_{dc1}V_{dc2}\phi(\pi - \phi)}{2\pi^2 f_s L_k}$$
(3)

Faz kaymalı DAB dönüştürücünün kontrol diyagramı Şekil 8'de verilmiştir. Bu kontrole göre; çıkış geriliminin referans değeri V_{dc2}^* , çıkış gerilimi ile karşılaştırılır ve PI kontrolcü ile faz kayması belirlenir. Belirlenen PI kontrolcünün ve DAB dönüştürücünün parametreleri Tablo 3'de verilmiştir.



Şekil 4. Üç adet seri CHB dönüştürücünün d-q kontrol diyagramı



DAB DC/DC Dönüştürücü

Şekil 5. Faz kaymalı DAB dönüştürücün devre şeması

Tablo	3.	DAB	dönüştürücünün	ve	bu
dönüştürücüye ait kontrolcünün parametreleri					

Parametre	Değer
V _{dc1}	5000 V
V _{dc2}	400 V
f_s	5 kHz
n	5
ϕ_{max}	90°
L_k	14.8 mH
C_l	30 mF
K_{p3}, K_{i3}	0.003, 5



Şekil 6. V1 ve V2 arasında oluşturulan faz kayması



Şekil 7. Kaçak endüktans akımının (ilk) gösterimi



Şekil 8. Faz kaymalı DAB dönüştürücünün kontrol diyagramı

2.3 H-Köprü Eviricinin Analizi

EGT'de, 230 V_{rms} AC çıkış oluşturmak için Şekil 9'da verilen H-köprü DC/AC evirici kullanılmakta ve evirici Şekil 10'da gösterilen unipolar SPWM kontrol metodu ile kontrol edilmektedir.

DAB dönüştürücünün çıkışındaki C_l filtre kapasitörünün yeterince büyük olduğu düşünüldüğünde, kondansatör geriliminin (aynı zamanda evirici giriş geriliminin) dalgalılık değeri (ripple) ihmal edilebilir. Dolayısıyla, m_a modülasyon oranı sabit alınabilir ve evirici açık çevrim olarak kontrol edilebilir.

$$m_a = \frac{\sqrt{2V_{o,rms}}}{V_{dc2}} = \frac{325}{400} = 0.813 \tag{4}$$

Evirici çıkış gerilimi $V_{o,evirici}$ Şekil 11'de görüleceği üzere anahtarlama frekansında harmonikler içermektedir. Bu harmonikleri filtrelemek için L_f ve C_f filtre elemanları kullanılmakta ve alçak geçiren bir filtre oluşturulmaktadır. Bu filtrenin köşe frekansı ω_c , Denklem 5 ile ifade edilmektedir. Seçilen endüktans ve kapasite değerleri Tablo 4'de belirtilmiştir.

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \tag{5}$$



Şekil 9. H Bridge Evirici



Şekil 10. Unipolar SPWM metodu



Şekil 11. Filtrelenmemiş V_{o,evirici} gerilimi

Tablo 4. H köprülü eviricinin parametreleri

Parametre	Değer
$V_{o,rms}$	230 V _{rms}
V_{dc2}	400 V
f_s	5 kHz
L_{f}	1000 uH
C_{f}	25 uF

3. SİMÜLASYON ORTAMINDA KARŞILAŞTIRMA

Önceki bölümde analizi verilen EGT ile 50 kVrms/230 Hz, 6.3 Vrms. 50 **kVA** geleneksel GT bu bölümde Psim simülasyon programi kullanılarak karşılaştırılmıştır. Bunun için ilk olarak 1,6. saniyede giriş gerilimi 6.3 kVrms'den %25 artışla 7.875 kV_{rms}'e yükseltilmiştir. Bu değişim sonucunda, Şekil 12'den de görüleceği üzere GT'nin çıkış gerilimi %25 yükselmiştir. Diğer taraftan EGT'de ise Şekil 13'de verildiği üzere çıkış gerilimi sabit kalmaktadır.



Şekil 12. GT'de giriş geriliminin %25 artışı (yük=1.2Ω)



Şekil 13. EGT'de giriş geriliminin %25 artışı (yük=1.2 Ω)

Çıkışa endüktif yük $(1.2\Omega+j0.5\Omega)$ bağlanıldığı durumda GT'de giriş ve çıkış güç faktörleri 0.92 olmasına rağmen (bkz. Şekil 14) EGT'de giriş güç faktörü Şekil 15'den de görüleceği üzere maksimumdur (güç faktörü=1).



Şekil 14. Endüktif yük bağlı olduğu durumda (yük=1.2 Ω +j0.5 Ω) GT'nin giriş ve akımları



Şekil 15. Endüktif yük bağlı olduğu durumda (yük= 1.2Ω +j 0.5Ω) EGT'nin giriş ve çıkış akımları

Cıkıştan harmonikli akım çekmek için Şekil 16'da verilen devre yük olarak kullanıldığında; GT'nin giriş ve çıkış akımının THD'si %14 (bkz. Şekil 17) olmasına rağmen EGT'nin çıkış akımının THD'si %10 ve giriş akımının THD'si ise %2 (bkz. Şekil 18) olmuştur. EGT'de giriş akımının THD'sinin %2 olmasının sebebi: giriş akımının anahtarlama frekansında harmonikler içermesidir. Dolayısıyla EGT çıkış akımının harmoniğini giriş akımına yansıtmamıştır.



Şekil 16. Çıkış akımında harmonik oluşturmak için kullanılan devre



Şekil 17. Harmonikli yük akımı altında GT'nin giriş ve çıkış akımları



Şekil 18. Harmonikli yük akımı altında EGT'nin giriş ve çıkış akımları

4. SONUÇ

Bu çalışmada üç aşamalı bir EGT'nin analizi verilmiş ve geleneksel 50Hz güç transformatörleri ile Psim simülasyon ortamında karşılaştırılmıştır. Simülasvon sonuçları neticesinde; EGT'nin girişteki gerilim yükselmesinden etkilenmediği, cıkısa endüktif bir yük bağlı olduğu durumda bile giriş güç faktörünü yüksek tutabildiği ve çıkış akımındaki harmoniği giriş akımına yansıtmadığı görülmüştür. Bütün bu özellikler değerlendirildiğinde, akıllı şebeke uygulamalarında EGT'lerin GT'lerin yerini alacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] J. H. Harlow, Electric Power Transformer Engineering. CRC Press, 2007.
- [2] T. Zhao, "Design and Control of a Cascaded H-Bridge Converter based Solid State Transformer," Phd. Thesis, North Carolina State University, 2010.
- [3] X. She, A. Q. Huang, and R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 1, no. 3, pp. 186–198, Sep. 2013.
- [4]X. She, X. Yu, F. Wang, and A. Q. Huang, "Design and Demonstration of a 3 . 6kV-120V / 10KVA Solid State Transformer for Smart Grid Application," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 8, pp. 3982– 3996, 2014.
- [5] G. Ortiz, M. Leibl, J. W. Kolar, and O. Apeldoorn, "Medium Frequency Transformers for Solid-State-Transformer Applications - Design and Experimental Verification," in International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013, pp. 1285–1290.
- [6] H. Fan and H. Li, "High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 12, pp. 3599–3608, 2011.
- [7] A. Abedini and T. Lipo, "A Novel Topology of Solid State Transformer," in 2010 1st Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2010, pp. 101–105.
- [8] D. Grider, M. Das, A. Agarwal, J. Palmour, S. Leslie, J. Ostop, R. Raju, M. Schutten, and A. Hefner, "10 kV/120 A SiC DMOSFET half H-bridge power modules for 1 MVA solid state power substation," 2011 IEEE Electr. Sh. Technol. Symp., pp. 131–134, Apr. 2011.
- [9] L. Yang, T. Zhao, J. Wang, and A. Q. Huang, "Design and Analysis of a 270kW Five-level DC/DC Converter for Solid State Transformer Using 10kV SiC Power Devices," 2007 IEEE Power Electron. Spec. Conf., pp. 245–251, 2007.

- [10] J. Lai, A. Maitra, A. Mansoor, and F. Goodman, "Multilevel Intelligent Universal Transformer for Medium Voltage Applications," in Industry Applications Conference, 2005, pp. 1893-1899.
- [11] S. Zengin and M. Boztepe, "Bidirectional DCM DAB Inverter for SST Applications," in International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering, Romania, 2014, pp. 1–5.
- X. She, X. Yu, F. Wang, and A. Q. Huang, "Design and Demonstration of a 3.6-kV–120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 8, pp. 3982–3996, 2014.
- T. Zhao, G. Wang, J. Zeng, S. Dutta,
 S. Bhattacharya, and A. Q. Huang,
 "Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer," 2010 Twenty-Fifth Annu.
 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., pp. 761–767, Feb. 2010.
- [14] "Infineon IGBT." [Online]. Available: http://www.infineon.com/cms/en/product/ power/igbt/igbt-module/igbt-module-4500v-

6500v/channel.html?channel=ff80808112 ab681d0112ab69f8450396.

- [15] S. Sirisukprasert, "The Modeling and Control of a Cascaded-Multilevel Converter-Based STATCOM," Phd. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [16] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies," Phd. Thesis, ETH Zurich, 2010.