



# Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi

*Araştırma Makalesi*

## Üç Fazlı Eviriciler İçin LCL Filtre Tasarımı ve Deneysel Analizi

 İsrail FİDAN<sup>\*a</sup>  Mustafa DURSUN<sup>b</sup>,  Şehmus FİDAN<sup>c</sup>

<sup>a</sup> Elektrik-Elektronik Ve Bilgisayar Müh. ABD, Fen Bilimleri Enstitüsü, Düzce Üniversitesi, Düzce, TÜRKİYE

<sup>b</sup> Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Teknoloji Fakültesi, Düzce Üniversitesi, Düzce, TÜRKİYE

<sup>c</sup> Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Batman Üniversitesi, Batman, TÜRKİYE

\*israfilfidan34@gmail.com

DOI : 10.29130/dubited.552951

### ÖZET

Harmoniklere sebep olan eviriciler endüstride rüzgâr türbinlerinden, kesintisiz güç kaynaklarına kadar birçok alanda kullanılmaktadır. Harmonikler, sinüsoidal 3 fazlı AC formun bozulmasına sebep olmasının yanı sıra gerilim düşümleri, kesicilerin hatalı çalışması, motorlarda verimin düşmesi/sarsıntılı çalışma, trafolarda izolasyon sorunları gibi sorunlara sebep olmaktadır. Bu problemleri çözmek adına eviriciler üzerinden güç transferini en üst düzeye çıkarmak ve kaliteli enerji aktarımı için aktif veya pasif çeşitli filtreler kullanılmaktadır. Bu sebeple eviricilerin çıkışında L, LC, LCL, LLCL gibi pasif filtrelerin kullanılması kaçınılmaz olmaktadır. Bu çalışmada 3 fazlı eviriciler için LCL filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Böylece IEEE 519'da belirlenen harmonik sınırlamalarının altında 3 fazlı akım ve gerilim üretilerek eviricinin kendisinin sebep olduğu harmonikler azaltılacaktır.

**Anahtar Kelimeler:** LCL Filtre, 3 Fazlı Evirici, Toplam Harmonik Bozulma

## LCL Filter Design and Experimental Analysis for Three Phase Inverters

### ABSTRACT

Inverters which cause harmonics are used in many areas ranging from wind turbines to uninterruptible power supplies in industry. Harmonics cause distortion of sinusoidal 3-phase AC form as well as problems such as voltage drops, faulty operation of breakers, reduction of efficiency in motors and insulation problems in transformers. In order to solve these problems, active or passive filters are used to maximize power transfer through inverters and to transfer quality energy. Therefore, the use of passive filters such as L, LC, LCL, LLCL are unavoidable at the output of the inverters. In this study, LCL filter design was performed for 3 phase inverters. Thus, 3 phase current and voltage will be produced under harmonic limitation in IEEE 519 and harmonics caused by inverter will be reduced.

**Keywords:** LCL Filter, 3 Phase Inverter, Total Harmonic Distortion.

## I. GİRİŞ

Günümüzde teknolojik gelişmeler ve nüfus artışının yanında, çevre kirliliği gibi faktörlerle birlikte elektrik enerjisinin ihtiyacı da artmakta ve kaliteli enerji kavramını ortaya çıkarmaktadır. Bu nedenle yaşanabilir bir dünya için temiz enerji yöntemleri geliştirilerek, bunlara yönelim başlamıştır. Yenilenebilir enerji kaynakları içinde tanımlanan güneş ve rüzgâr kaynaklı elektrik enerjisi üretim tesisleri oluşan bu problemlerin çözümü açısından bir yöntem olmuştur [1]. Belirtilen tesislerde üretilen elektrik enerjisinin akım ve gerilim formlarının sinyal şekli temel frekanslı sinüsoidal bir değişim barındırmalıdır. Harmoniksiz bir sistem için kaynakların sinüsoidal, yüklerin ise lineer karakteristikli olması gerekmektedir. Lakin güç sistemlerine sürekli eklenen ve sayıları her geçen gün artan güç elektroniği sistemleri, ark fırınları ve non-lineer yükler gibi sistemler nedeniyle akım gerilim gibi büyüklüklerin sinüsoidal formlarında bozulmalar meydana getirmektedir. Doğrusal olmayan yükler düşük güçlerde olsa bile, gerilimlerin dalga şekillerinde bozulmalara neden olmaktadır [2]. Harmoniklerin oluşturduğu problemlerden dolayı, tesislerde oluşacak olumsuz etkilerin ortadan kaldırılması mümkündür. Bu çerçevede sistemlerde oluşan harmonik bozulmaların giderilmesi amacıyla farklı filtreleme yöntemleri geliştirilmiştir.

Gerilim kaynaklı eviriciler DC kaynak enerjisini AC çıkış enerjine dönüştürmek için kullanılır. Doğrusal olmayan yükler, kaynaklar, yarı iletken malzeme içeren evirici, doğrultucu gibi güç elektroniği ekipmanları harmoniklerin temel kaynağı olarak gösterilebilir. Bu çalışmanın ana konularından biri olan ve harmoniklere sebep olan eviriciler endüstride rüzgâr türbinlerinden, kesintisiz güç kaynaklarına kadar birçok alanda kullanılmaktadır [3]. Bu harmoniklerin bastırılması amacıyla eviricilerin çıkışında basit bir seri indüktör (L filtre) kullanılabilir, ancak harmonikleri bastırma konusunda yeterli olmadığı gibi hantal ve maliyetlidir [4]. Harmoniklerin bastırılması için kullanılan aktif/pasif filtre çözümleri bulunmakla birlikte pasif L, LC, LCL, LLCL filtrelerinin kullanımı da yaygındır [4-7]. Bu çalışmada 3 fazlı eviriciler için LCL filtre tasarımı hedeflenmiştir. LCL filtreler, maliyet tasarrufu ile birlikte daha yüksek bir harmonik bastırma ve daha küçük bileşen boyutları sağlamaktadır [8]. Harmonikler belirli ölçülerde şebekeyi ve sistemde bulunan yükleri olumsuz etkilenmekte hatta ciddi zararlar verebilmektedirler. Sitemlerde bulunan ekipmanların zarar görmesini engellemek ve daha kaliteli bir enerji akışı yapabilmek için harmonikler belirli bir seviyenin altında tutulmalıdır. Harmonik sınırlamalarını belirlemek için bazı ülkeler standartlar oluşturmuş ve bunu bir yaptırım olarak paydaşlara sunmuşlardır. Harmonik sınırlandırmalarının belirlenmesi amacıyla 1992 yılında IEEE tarafından oluşturulan IEEE 519-1992 ve 1995 yılında IEC 1000-3-2 standartları oluşturulmuştur [9-10]. Bu standartlarda, şebeke gücünün bir fonksiyonu olarak akım ve gerilim harmonik bileşenlerinin, temel bileşene oranları tanımlanmıştır. Farklı gerilimler için harmoniklerin sınırlanmış değerleri, toplam harmonik bozunumu olarak verilmiştir. Ülkemizde TS EN 50160 standardına göre üretilen gerilim sinyalinde toplam harmonik sınırlama değerinin %5 'in altında olması beklenmektedir [11].

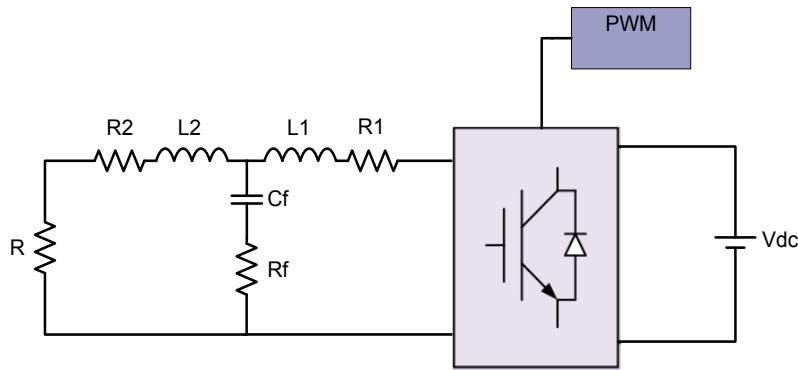
Literatürde L filtrenin basitçe tasarlanabilmesine rağmen alternatif filtre yapılarıyla kıyaslandığında daha hacimli, ağır ve maliyetli olduğu belirtilmiştir [4]. Ayrıca -20 db/decade azaltma eğimine sahip olan L filtrede daha yüksek anahtarlama frekansına ihtiyaç duyulduğundan kayıplar artmaktadır [8-12-13]. Belirtilen sorunlardan dolayı L filtrenin yerine LC, LCL gibi filtre kullanımı önerilmiştir. Şebeke bağlantısız eviricilerde tercih edilen LC filtre ikinci dereceden bir transfer fonksiyonuna ve -40 db/decade azaltma eğimine sahiptir. Bu özelliğiyle L filtreden daha iyi harmonik bastırmasına rağmen uygun ölçekli bir kapasitörün sisteme eklenmesiyle birlikte maliyetin de bir miktar arttığı belirtilmiştir [5,6]. Günümüzde L filtrenin hantallığı, LC filtrenin şebeke bağımsız uygulamalar için uygun olması

sebebiyle LCL filtre kullanımı oldukça yaygındır. Yüksek harmonik bastırma özelliği sayesinde toplam harmonik bozulma değerleri IEEE-519 ve IEEE-1547 standartlarını karşılamaktadır. Bununla birlikte tasarımları zor, geri beslemeli kontrolörlerin kullanım gerekliliği, sönümlenme direncine ihtiyaç duyulması sebebiyle bir takım sıkıntıları bünyesinde barındırmaktadır [14-17]. Bu makale çalışmasında öncelikle LCL filtrenin denklemleri, transfer fonksiyonu ve frekans cevabı incelenmiştir. Ardından LCL filtrenin tasarım aşamaları verilmiştir. Matlab/Simulink ortamında tasarlanan filtrenin performansı incelendikten sonra oluşturulan deney düzeneği ve elde edilen bulgular sunulmuştur. Yapılan çalışmalar neticesinde tasarlanan filtrenin gerilime ilişkin toplam harmonik bozulma değerinin %5'in altında kaldığı gözlemlenmiştir.

## II. LCL FİLTRE

### A. LCL FİLTRENİN GENEL YAPISI

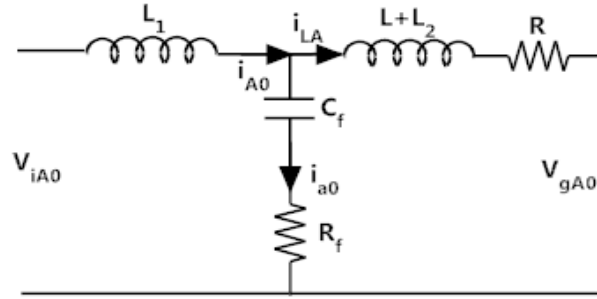
Temel olarak eviriciler; DC bir sinyali AC bir sinyale dönüştürme amacıyla kullanılmaktadır. Eviricileri gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı olmak üzere iki yapısal sınıfa ayırmak mümkündür. Uygulama alanına bağlı olarak, dönüştürülecek olan AC sinyal geriliminin, genlik ve frekansı, değişken veya sabit olabilmektedir. Gerilim kaynaklı eviriciler de DC besleme gerilimi hassasiyete sahip olmalıdır. DC besleme gerilimi DC bir kaynaktan elde edilebileceği gibi, doğrultulmuş ve filtrelenmiş döner bir elektrik makinası tarafından da elde edilebilir. Gerilim kaynaklı eviriciler ve şebeke arasında oluşacak harmonikleri azaltmak ve iyi bir geri besleme kontrolü sağlamak için filtre kullanılması gerekmektedir. Şebekeye seri bir indüktör bağlayarak da filtreleme sağlanabilir lakin böyle bir durumda filtrenin performansı yeterli verimlilikte olmaz ve yüksek gerilim düşümlerine neden olabilir. Ayrıca yapı karşımıza oldukça büyük ve hantal bir yapı olarak çıkmaktadır [18]. Kapasitif ve endüktif elamanlara sahip olan sistemlerde yüksek değerlere sahip filtreler, kontrollü sistemlerde kararsızlığa neden olabilir. Oluşacak bu kararsızlığı giderebilmek ve sistemin kararlılığını arttırmak için rezonansı sönümlendirmek amacıyla ek sönümlendirme devreleri kullanılabilir [4]. Bu nedenle sönümleme devrelerinin harmonik sönümlendirme özelliği, dayanıklılık durumları ve kayıplar filtre topolojisinin incelenmesinde ve deneysel uygulama tanımlanmaları açısından iyi yapılması önemlidir [8]. Şekil 1'de LCL filtreli bir eviricinin genel gösterimi bulunmaktadır.



Şekil 1. Evirici çıkışında LCL filtrenin kullanımının genel gösterim

## B. LCL FİLTRENİN MODELLENMESİ

LCL Filtresinin faz başına modeli Şekil 2’de gösterilmektedir. Bu şekilde  $L_1$  evirici tarafındaki indüktörü,  $L_2$  ise şebeke tarafındaki indüktörü göstermektedir.  $C_f$ , LCL filtrenin kapasite değerini ve  $R_f$ ’de sönümlenme direncini göstermektedir. R direnci ise şebeke direncini göstermektedir [14]. Ayrıca şekilde  $i_{A0}$ ,  $i_{a0}$ ,  $i_{LA}$  sırasıyla evirici çıkış akımı, kapasitör akımı ve şebeke akımını göstermektedir. Sistemlerde bulunan filtre bağlantısı yıldız veya üçgen yapılabilir.



Şekil 2. Faz Başına LCL Filtre Eşitliği

Şekil 2’de gösterilen yıldız bağlantıya sahip LCL filtrenin durum uzay denklemleri Eşitlik 1-5’de verilmiştir. Bu Durum uzay denklemlerinde sönümlenme direnci  $R_f$ , 0 kabul edilmiştir.

$$\begin{cases} \frac{dV_{A0}}{dt} = \frac{i_{iA} - i_{LA}}{C_f} \\ \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_1} (V_{iA0} - V_{A0}) \\ \frac{di_{LA}}{dt} = \frac{1}{L_2 + L} (V_{A0} - Ri_{LA} - V_{gA0}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2)$$

$$V_{LA} = V_{A0} - L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{A0} \left( \frac{L}{L_2 + L} \right) + i_2 \left( \frac{RL_2}{L_2 + L} \right) + V_g \frac{L_2}{L_2 + L} \quad (3)$$

$$y = Cx + Du \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{LA} \\ V_{LA0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{L_3}{L_2 + L} & 0 & \frac{RL_2}{L_2 + L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{L_2}{L_2 + L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_g \end{bmatrix} \quad (5)$$

Üçgen bağlı devreye ilişkin gerekli denklemler, Eşitlik 6-14 arasında verilmiştir.

$$V_{AB} + V_{BC} + V_{CA} = 0 \quad (6)$$

$$\frac{dV_{AB}}{dt} = \frac{1}{3C} i_{iAB} - \frac{1}{3C} i_{LAB} \quad (7)$$

Bu denklemde  $i_{iAB} = i_{iA} - i_{iB}$  ve  $i_{LAB} = i_{LA} - i_{LB}$  olarak tanımlanmaktadır. Eşitlik 6 kapasitör uçlarındaki denge gerilimini göstermektedir.

$$\frac{di_{iAB}}{dt} = -\frac{1}{L_1}V_{AB} + \frac{1}{L_1}V_{iAB} \quad (8)$$

$$\frac{di_{LAB}}{dt} = -\frac{R}{L_2 + L_g}i_{LAB} + \frac{1}{L_2 + L_g}V_{AB} - \frac{1}{L_2 + L_g}V_{gAB} \quad (9)$$

$$V_{LAB} = V_{AB} - \frac{L_2V_{AB}}{L_2 + L_g} + L_2R \frac{i_{LAB}}{L_2 + L_g} + \frac{L_2}{L_2 + L_g}V_{gAB} \quad (10)$$

$$V_{LAB} = V_{AB} \frac{L}{L_2 + L_g} - i_{LAB} \frac{L_2R}{L_2 + L_g} + \frac{L_2}{L_2 + L_g}V_{gAB} \quad (11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV}{dt} = \frac{1}{3C_f}I_i - \frac{1}{3C_f}I_L \\ \frac{dI_i}{dt} = -\frac{1}{L_1}V + \frac{1}{L_1}V_i \\ \frac{dI_L}{dt} = -\frac{R}{L_2 + L}I_L + \frac{1}{L_2 + L}V - \frac{1}{L_2 + L}V_g \end{array} \right. \quad (12)$$

Gerilim ve akım ifadeleri  $V = [V_{AB} V_{BC} V_{CA}]^T$   $I_i = [I_{AB} I_{BC} I_{CA}]^T$   $V_i = [V_{iAB} V_{iBC} V_{iCA}]^T$   $I_L = [i_{LAB} V_{LBC} V_{LCA}]^T$  olarak gösterilebilir. Nihai olarak sistemin durum-uzay eşitliği;

$$A = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & \frac{1}{3C_f}I_{3 \times 3} & -\frac{1}{3C_f}I_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_1}I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_2 + L}I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & -\frac{R}{L_2 + L}I_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_1}I_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_2 + L}I_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 3}, \quad u = \begin{bmatrix} V_i \\ V_g \end{bmatrix}_{6 \times 1}, \quad X = \begin{bmatrix} V \\ I_i \\ I_L \end{bmatrix}_{9 \times 1} \quad (14)$$

### C. LCL FİLTRENİN TASARIM SÜRECİ

LCL filtre tasarımında akımda oluşan dalgalanmalar ve filtre boyutu gibi parametreler dikkate alınmalıdır. Kapasiteler şebekeyle bağlantı sırasında rezonansa neden olabilmektedir. Bu nedenle pasif veya aktif filtrelerde sönümlendirme için kullanılan dirençler kapasiteye seri olarak bağlanmaktadır. LCL filtresinin tasarımında evirici çıkışının faz-faz geriliminin etkin değeri, faz gerilimi, nominal aktif güç, DC bara gerilimi, şebeke frekansı, anahtarlama frekansı ve rezonans frekansı bilgileri

gerekmektedir 17 ve 18 numaralı eşitliklerde baz empedansı ve baz kapasitesinin belirlenmesi mümkündür [14-16].

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \quad (15)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (16)$$

Filtre kapasitesinin tasarımı sırasında güç düzeltme faktörünü maksimum %5 olarak düşünölmüştür. Bu hesaplanan değeri, baz kapasite değeri %5 ine karşılık gelmektedir.

$$C_f = 0.05C_b \quad (17)$$

DC/AC eviricinin maksimum akım dalgalanması;

$$\Delta I_{LMAX} = \frac{2V_{DC}}{3L_1} (1 - m)mT_{sw} \quad (18)$$

Burada m eviricinin modölyasyon faktörüdür. Maksimum tepe akımı m=0,5 iken oluşmaktadır.

$$\Delta I_{LMAX} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}L_1} \quad (19)$$

Nominal akımın %10 dalgalanma değeri kabul edilirse;

$$\Delta I_{LMAX} = 0.1I_{max} \quad (20)$$

Maksimum nominal akım değeri;

$$I_{max} = \frac{P_n \sqrt{2}}{V_{ph}} \quad (21)$$

Üstteki eşitliklere dikkate alınarak evirici tarafındaki indöktörün değeri;

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}} \quad (22)$$

Güç düzeltme faktörünün %5 seçilmesi durumunda baz değeri bağılı olarak filtre kapasites değeri:

$$C_f = 0.05C_b \quad (23)$$

Eşitlik 27 şebeke tarafındaki endöktansın eşitliğini göstermektedir.

$$\frac{i_g}{i_i} = \frac{1}{|1 + r|1 - L_1 C_b \omega_{sw}^2 x|} = ka \quad (24)$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (25)$$

Eşitlik 26 ve 27 de bulunan  $k_a$  sabiti istenilen azaltma oranı olarak ifade edilmektedir.  $C_f = 0.01 - 0.05C_b$  olarak daha önce gösterilir,  $r$  sabiti ise şebeke ve evirici tarafındaki endüktansların birbirlerine oranı olarak tanımlanmaktadır. Bu durumda oluşan eşitlik:

$$L_2 = rL_1 \quad (26)$$

Sönümlenme direncinin hesaplanması için rezonans frekans bilinmelidir. Öyleyse:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (27)$$

$$f_{res} = \frac{1}{\omega_{res}} \quad (28)$$

Rezonans frekansı üstteki eşitsizlik şartlarını sağlamalıdır.

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (29)$$

Aşağıda gösterilen Tablo 1’de LCL filtre tasarımında kullanılan malzemelerin özellikleri ve parametreleri belirtilmiştir.

**Tablo 1.** LCL Filtre kullanılan parametreler ve özellikleri

Malzeme	Değeri	Açıklama
Bobin 1 - $L_1$	15 mH	30 sarımlı, 18x32x56
Bobin 2 - $L_2$	47 $\mu$ H	8 sarımlı, 15x27x41
Sönümlenme Direnci- $R_f$	1,1 $\Omega$	2 paralel 2,2 $\Omega$ , 50 Watt
Kapasitör - $C_f$	10 $\mu$ F	305VAC MKP X2

#### D. LCL FİLTRENİN TRANSFER FONKSİYONU VE FREKANS CEVABI

Şekil 3’de LCL filtrelili sönümlenme dirençli ve dirençsiz Bode diyagramı gösterilmektedir. Diyagramda sönümlenme direncinin olmadığı durumda rezonans frekansı ve genliği oldukça yükselmektedir. Sistemin Bode cevabı LCL filtreye ilişkin transfer fonksiyonunu belirlemek ve gerilim kaynağının harmoniklerini bastırmak için oldukça önemlidir [15]. Elde edilen frekans cevabı Eşitlik 32 ve 33’ de gösterilen transfer fonksiyonu kullanılarak Matlab yazılımında elde edilmiştir.

$V_g = 0$  olması durumunda sönümlenme direnci olmaksızın LCL filtrenin transfer fonksiyonu;

$$H_{LCL} = \frac{1}{L_1 C_f L_2 s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (30)$$

Sönümlenme direncinin dâhil edilmesi durumunda transfer fonksiyonu;

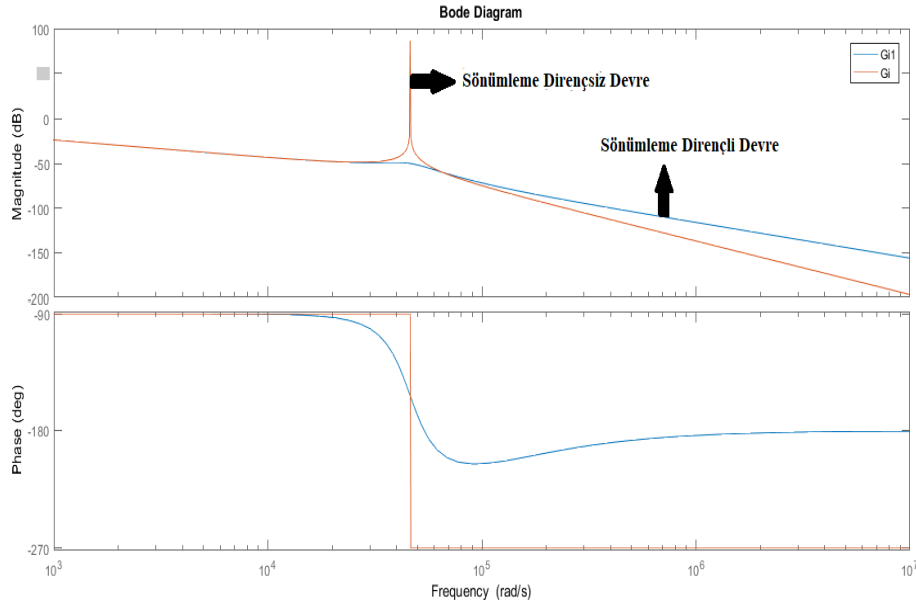
$$H_{LCL} = \frac{C_f R_f s + 1}{L_1 C_f L_2 s^3 + C_f (L_1 + L_2) R_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (31)$$

Eşitlik 30 ve 31 'de transfer fonksiyonları elde edilen LCL filtrenin tablo 1 'de belirtilen parametreler yerlerine yazıldıktan sonra Eşitlik 32 ve 33 elde edilmiştir. Bu eşitlikler sırasıyla sönümleme direncinin dahil edildiği ve ihmal edildiği iki sistemin transfer fonksiyonunu göstermektedir.

$$G_{i1} = \frac{1,1e - 05s + 1}{7,05(e - 12)s^3 + 1,655(e - 8)s^2 + 0,01505s} \quad (32)$$

$$G_{i2} = \frac{1}{7,05(e - 12)s^3 + 0,01505s} \quad (33)$$

Şekil 3 'de gösterilen Bode diyagramında görüleceği üzere kapalı döngü bant genişliği 6700 Hz, faz ise  $-90^\circ$  civarındadır. Mavi renkte çizgi ile gösterilen Bode eğrileri sönümleme direnci olan sistemi, Kırmızı renkli çizgi ise sönümleme direnci eklenmemiş sistemi temsil etmektedir. Ayrıca Şekil incelenecek olursa paralel koldaki C kapasitörüne seri direnç bağlandıktan sonra yüksek frekansta faz  $-180^\circ$ 'den  $-270^\circ$ 'ye kaymaktadır. Elbette ki bu durum kararsızlığı daha da arttırmaktadır.

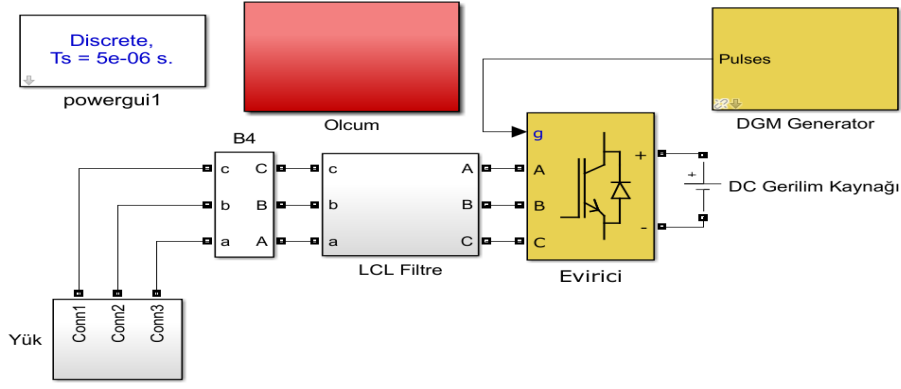


Şekil 3. Açık döngü Bode diyagramı

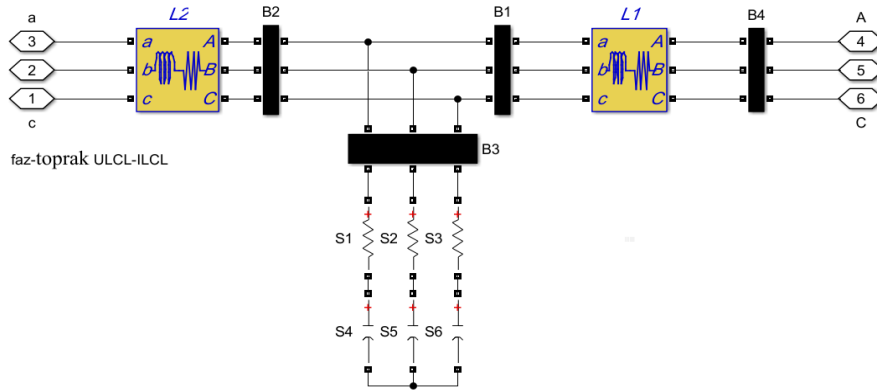
### III. LCL FİLTRELİ ÜÇ FAZLI EVİRİCİNİN SIMULINK MODELİ

Şekil 4 ve 5 'de, sırasıyla 3 fazlı eviricinin Simulink modelinin genel görünümünü ve LCL filtrenin iç yapısını görülmektedir. Yük ve LCL filtre yıldız bağlanmıştır. Bu şekilde üretilen PWM sinyalleri ile evirici kontrol edilmektedir. LCL filtresi ile sinyaller sinüsoidal bir forma dönüştürülmektedir.



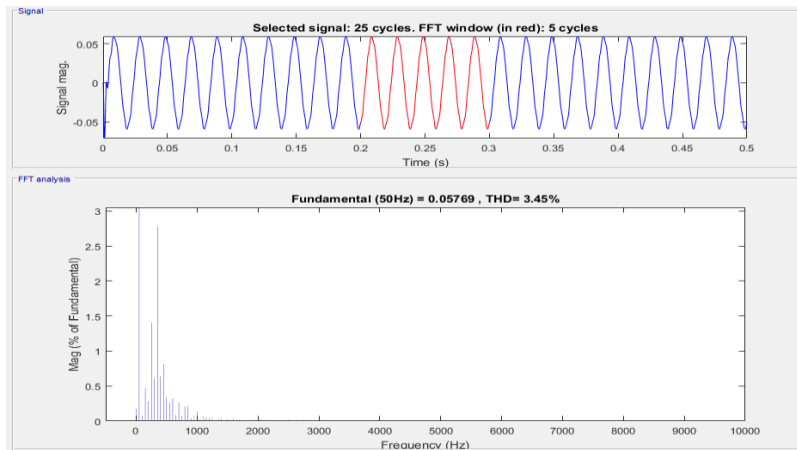


Şekil 4. Üç fazlı Eviricinin Simulink Modeli



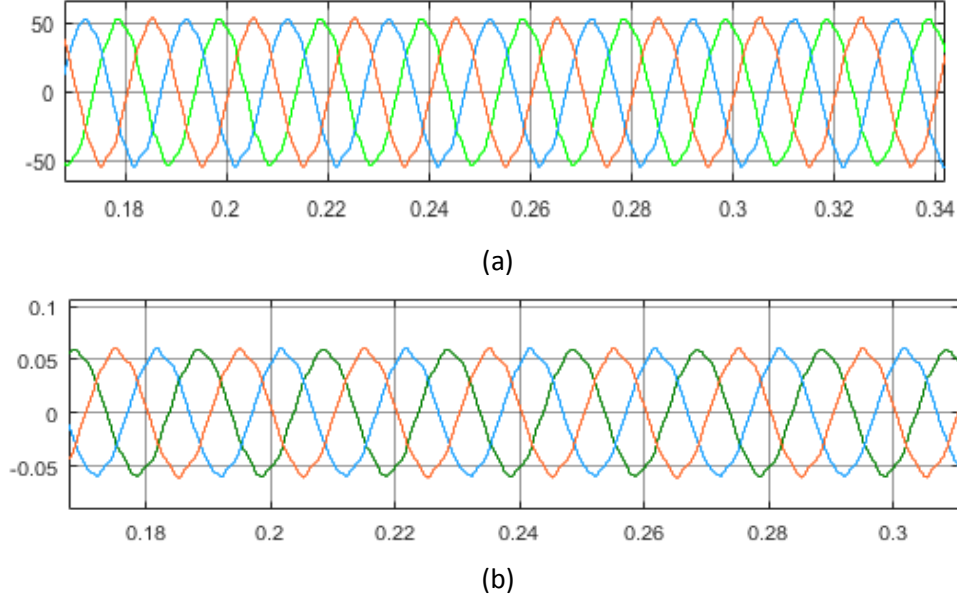
Şekil 5. LCL Filtrenin Simulink Modeli

Şekil 6'da Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen çalışma sonucu 50 Hz frekans da gerilim sinyalinin 900  $\Omega$  yük direnci ile modülasyon indeksinin maksimum olduğu anda ki ( $m_a = 0,99$ ) FFT analiz sonucu ve sinyal gösterimi bulunmaktadır.



Şekil 6. Gerilim sinyalinin FFT Analizi

Şekil 7'de tasarlanan LCL filtrenin çıkış gerilimine ilişkin 3 fazlı gerilim ve akım sinyalleri verilmektedir.



*Şekil 7. Tasarlanan filtre çıkışına ilişkin Gerilim(a) ve Akım (b) grafikleri*

#### IV. DENEY DÜZENEGİ

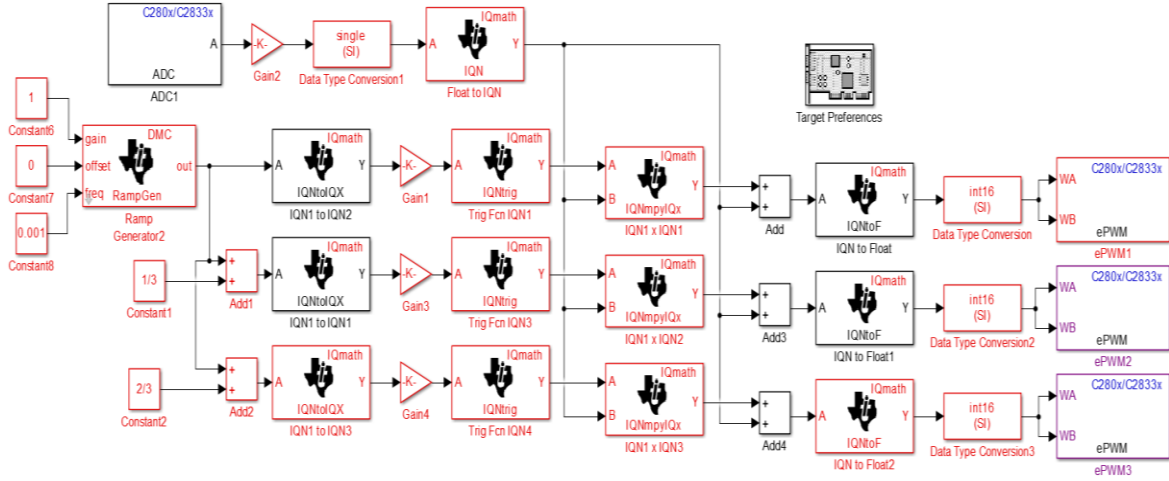
Bu makale çalışmasında, Texas Instruments firmasına ait olan kayan noktalı (floating point) Delfino F28335 dijital sinyal işlemci (DSP) kullanılmıştır. Bu işlemci, 150 MHz hızında ve 32 bit merkezi işlemci birimine (CPU) sahiptir. Ayrıca 12 bitlik, 16 A/D dönüşüm (ADC) kanalına, 18 adet genişletilmiş PWM kanalına ve 88 adet genel amaçlı dijital I/O portuna sahiptir. Ayrıca 3 adet 32-bit zamanlayıcı, 3 kanal SCI/UART portu, 2 kanal CAN-Bus haberleşme portu, 1 kanal I2C modülü, 1 SPI modülü gibi özelliklere de sahiptir. Bu çalışmada, Matlab/Simulink ortamında bulunan gömülü kodlayıcı (Embedded Coder Toolbox) araç kutusu kullanılarak DSP'ye uygun kodları üretecek olan Texas Instruments firmasının C2000 destek paketi kullanılmıştır. Böylelikle Matlab Simulink'e ve bu pakete özgü bloklar sayesinde birçok farklı algoritmanın oluşturulması mümkün olmaktadır [19, 20].

Şekil 8'de gösterilen 3 fazlı evirici düzeneği için, SEMIKRON firmasının ürettiği Skyper 32 Pro R sürücüsü ve SKM75GB12T4 IGBT modülleri kullanılmıştır [21-23]. Denetleyici olarak Texas Instruments firmasının ürettiği, TMS320F28335 dijital sinyal işlemcisinin kullanıldığı TMSDOCKF28335 experiment kit tercih edilmiştir. Dijital sinyal işlemcisinin PWM çıkışlarının 3 V olması ve Skyper 32 Pro R sürücüsünün 15 V ile çalışması sebebiyle bir seviye kaydırma devresine ihtiyaç duyulmuş ve bu sebeple CD4504 entegresi kullanılmıştır [24-25]. Evirici çıkışındaki darbeleri filtrelemek için LCL filtre tasarlanmış ve oluşturulan devre ilgili bölümde gösterilmiştir. Akım ve Gerilim ölçümlerinin gerçekleştirilmesi için LEM firmasına ait LV-25P gerilim ve LA55-P [27-28] akım sensörü ürünleri kullanılarak opamplarla devreler kurulmuştur. Ayrıca devrelerin çeşitli kısımlarında  $\pm 15$  Volt, +15 Volt ve +5 V gerilim besleme ihtiyacını karşılamak için çeşitli besleme kaynakları tasarlanmış ve kullanılmıştır.



Şekil 8. 3 Fazlı Eviricinin Deney Düzenegi

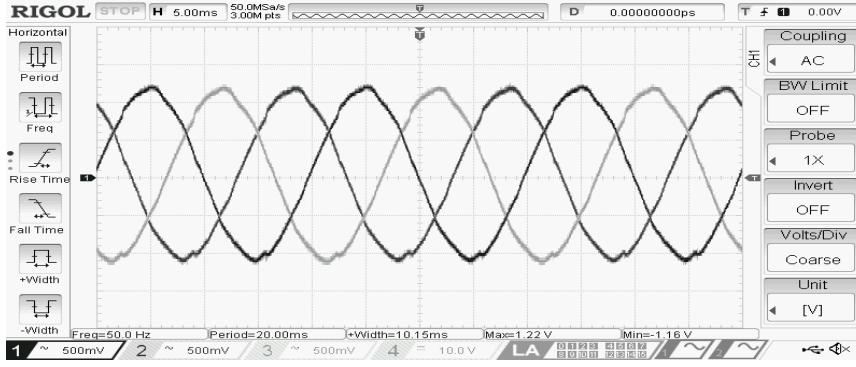
Şekil 9’ da 3 fazlı eviricinin PWM üretimi için Simulink ortamında DSP blokları ile oluşturulmuş blok modeli bulunmaktadır [26-29].



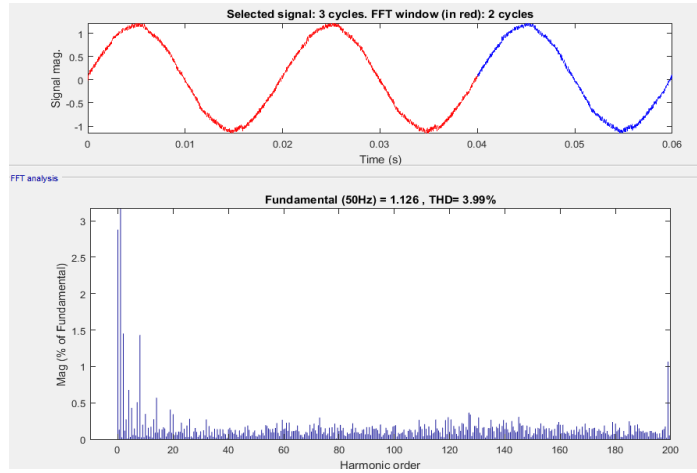
Şekil 9. 3 Fazlı PWM Üretimi İçin Simulink DSP Blokları

Bu bölümde THD verilerinin elde edilebilmesi için öncelikle osiloskop sinyallerinin FFT analizlerinin gerçekleştirilebilmesi gerekmektedir. Bu nedenle osiloskoptan alınan üç fazlı sinyallerin cvs dosyaları Matlab ortamında yazılan kod ile analiz edilerek Simulink dosyası içerisinde bulunan powewgui1 bloğu yardımıyla FFT analizler gerçekleştirilmiştir.

Şekil 10 ve 11 ‘de 3 fazlı evirici tarafından üretilen bir gerilim sinyalinin, LCL filtre tarafından filtrelendikten sonra 50 Hz frekans, 900  $\Omega$  yük ve max modülasyon indeksi ( $m_a = 0,99$ ) ile elde edilen sinyalleri ve FFT analiz değerleri gösterilmiştir. FFT analizi sonucunda toplam harmonik bozulmanın %3,99 olduğu gözlenmektedir. Ayrıca aşağıda bulunan Tablo 2 ‘de ki gerilim sinyallerinin analizleri sonucunda 50 Hz frekansta elde edilen en düşük toplam harmonik bozulmanın 900  $\Omega$  yük direnci ile max modülasyon indeksinde ( $m_a = 0,99$ ) ve  $m_a = 0,95$  olduğu durumlarda elde edildiği görülmektedir.



Şekil 10. Gerilim sinyalinin osiloskop görüntüsü



Şekil 11. Gerilim sinyalinin FFT analizi

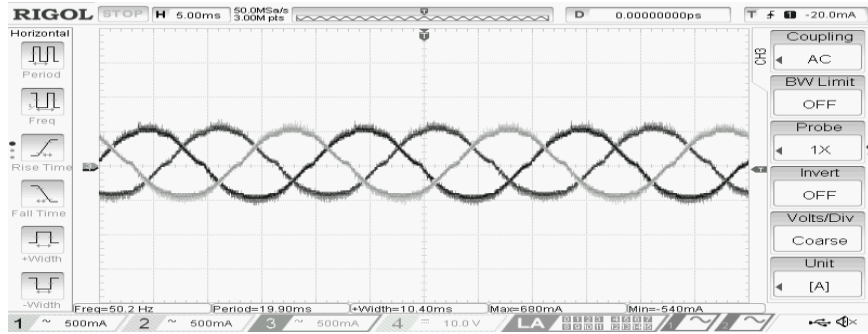
Deney düzeneğinde yapılan çalışmalar sonucunda Tablo 2’de 50 Hz frekansta, farklı modülasyon indeksi ve farklı yükler altında elde edilen çıkış gerilimi ve bu çıkış gerilimlerinde oluşan toplam harmonik bozulmaları için yapılan analizlerin sonuçları verilmiştir. Bu analizler sayesinde toplam harmonik bozulma değerleri IEEE-519 ve IEEE-1547 standartlarını karşıladığı görülmektedir. [9-10].

Tablo 2. 50 Hz Frekansta değişen yük ve modülasyon indekslerinde çıkış geriliminin THD analizi

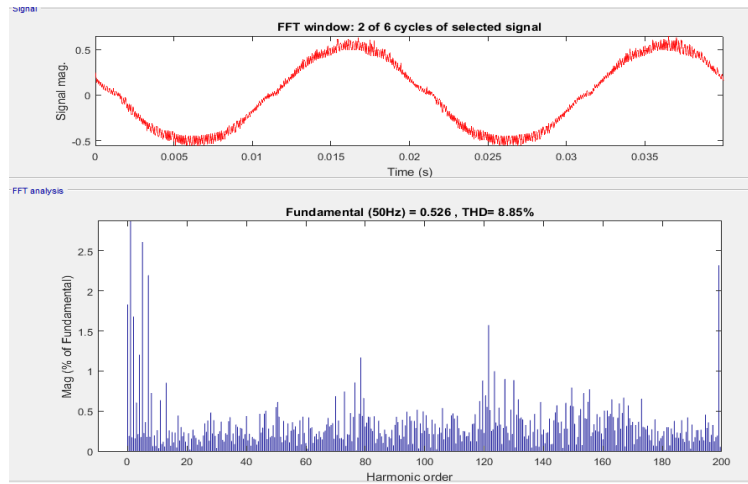
Frekans (Hz)	Modülasyon ( $m_a$ )	Yük ( $\Omega$ )	Giriş Akımı (A)	Çıkış Gerilimi (V)	THD (%)
50 Hz	0.99	1800	0.05 A	63,5 V	4,04
<b>50 Hz</b>	<b>0.99</b>	<b>900</b>	<b>0.07 A</b>	<b>63 V</b>	<b>3,99</b>
50 Hz	0.99	360	0.09 A	62 V	4,16
50 Hz	0.99	180	0.25 A	57,5 V	4,94
50 Hz	0.95	1800	0.05 A	63,5 V	4,1
<b>50 Hz</b>	<b>0.95</b>	<b>900</b>	<b>0.07 A</b>	<b>62,8 V</b>	<b>3,99</b>
50 Hz	0.95	360	0.09 A	61,5 V	4,08
50 Hz	0.95	180	0.25 A	57,5 V	5,04
50 Hz	0.9	1800	0,04 A	59,3 V	4,84
50 Hz	0.9	900	0.07 A	58,4 V	4,76
50 Hz	0.9	360	0.09 A	57,5 V	4,69

50 Hz	0.9	180	0,23 A	54 V	5,02
50 Hz	0.85	1800	0.04 A	56 V	5,28
50 Hz	0.85	900	0,06 A	55,4 V	5,1
50 Hz	0.85	360	0,08 A	54,3 V	5,1
50 Hz	0.85	180	0.22 A	51 V	5,23
50 Hz	0.8	1800	0.05 A	54 V	4,23
50 Hz	0.8	900	0.07 A	53 V	4,06
50 Hz	0.8	360	0.09 A	52 V	4,04
50 Hz	0.8	180	0.25 A	50 V	5,08

Şekil 12 ve 13 'de evirici tarafından üretilen 50 Hz'lik bir akım sinyalinin, filtreleme işleminden sonra 36  $\Omega$  yük ve 0,9 modülasyon indeksinde ki FFT analiz değerleri gösterilmiştir. Yapılan bu FFT analiz sonucunda toplam harmonik bozulmanın %8,85 olduğu gözlenmektedir. Ayrıca tablo 3'de bulunan akım sinyallerinin analizleri yapıldığında %8,85 toplam harmonik bozulma ile en düşük bozulmanın bu modülasyon indeksinde ve yük direncinde elde edildiği görülmektedir.



Şekil 12. Akım sinyalinin osiloskop görüntüsü



Şekil 13. Akım sinyalinin FFT Analizi

Tablo 3'de 50 Hz frekansta çıkış akımlarında oluşan toplam harmonik bozulmaların, farklı modülasyon indeksi ve farklı yükler altında yapılan analizlerinin sonuçları verilmiştir. Bu analizler sonucunda yük direncinin 180  $\Omega$  altında olduğu durumlarda akım sinyallerinde ki toplam harmonik bozulmanın %10 altında olduğu görülmektedir.

**Tablo 3.** 50 Hz Frekansta değişen yük ve modülasyon indekslerinde çıkış akımının THD analizi

Frekans (Hz)	Modülasyon ( $m_a$ )	Yük ( $\Omega$ )	Giriş Akımı (A)	Çıkış Gerilimi (V)	THD (%)
50 Hz	0.99	180	0,25 A	57,5 V	13,72
50 Hz	0.99	90	0,36 A	57 V	9,91
50 Hz	0.99	36	0,82 A	56,3 V	9,73
50 Hz	0.95	180	0,28 A	57,5 V	12,52
50 Hz	0.95	90	0,39 A	57 V	10,32
50 Hz	0.95	36	0,94 A	56,5 V	9
50 Hz	0.9	180	0,23 A	54 V	13,43
50 Hz	0.9	90	0,34 A	53,5 V	9,85
<b>50 Hz</b>	<b>0.9</b>	<b>36</b>	<b>0,77 A</b>	<b>53 V</b>	<b>8,85</b>
50 Hz	0.85	180	0,23 A	51 V	13
50 Hz	0.85	90	0,31 A	50,5 V	9,87
50 Hz	0.85	36	0,78 A	50 V	9,3
50 Hz	0.8	180	0,21 A	50 V	13,43
50 Hz	0.8	90	0,27 A	49 V	11,11
50 Hz	0.8	36	0,7 A	48 V	9,53

## V. SONUÇ

Eviriciler, kesintisiz güç kaynakları, regülatörler vb. güç elektroniği ekipmanları temelde anahtarlama stratejilerine dayanarak çalışmaktadır. Bu anahtarlama stratejileri ise önemli oranda harmoniklere sebep olmakta ve şebekenin enerji kalitesini olumsuz yönde etkilemektedir. Bu makalede 3 fazlı eviricilerin çıkışında oluşan harmoniklerin bastırılması ve düzgün bir sinüsoidal forma sahip çıkış gerilimlerinin elde edilmesi için LCL filtre tasarımı önerilmiştir. LCL filtre sayesinde anahtarlama frekanslarının neden olduğu dalgalanmaların belli standartları karşılayıp minimize edildiği söylenebilir.

Literatür çalışmaları incelendiğinde birçoğu benzetim çalışması olmakla beraber gerçek uygulamalarında sunulduğu çalışmalar bulunmaktadır. Bu çalışmada ise literatüre katkı manasında hem şebeke frekansından düşük frekanslarda incelemeler yapılmış hem de düşük çıkış geriliminde (55 V) sistem tasarımı gerçekleştirilmiştir. Belirtilen şartlar altında tasarlanan filtre standartları iyi bir şekilde karşılamaktadır. İlerleyen çalışmalarda filtre, fotovoltaiik panel çıkışına şebeke bağlantılı olarak bağlanılarak performansı uygulamalı olarak incelenebilir. Ayrıca LLCL filtrenin de benzer şekilde uygulamalı tasarımı gerçekleştirilip LCL filtre ile farkları karşılaştırılabilir.

Bu makaleyle LCL filtrenin modellenmesi, frekans cevabı, transfer fonksiyonunun elde edilmesi, parametrelerin hesaplanması gibi konuların yanı sıra hesaplanan filtrenin tasarımı konusunda detaylı bir süreç anlatılmaktadır. LCL filtre için önerilen bu prosedür endüstri standartlarına uyum göstermekte ve öngörülen aralıklar dâhilinde toplam harmonik bozulma kriterine uyum sağlamaktadır. Teorik tasarım ve deneysel sonuçlar karşılaştırıldığında LCL filtrenin performansının iyi olduğu gözlemlenmiştir.

## VI. KAYNAKLAR

- [1] J. Conti, P. Holtberg, J. Diefenderfer, A. LaRose, J. T. Turnure, L. Westfall, "International energy outlook 2016 with projections to 2040," USDOE Energy Information Administration (EIA), Washington, DC (United States), Office of Energy Analysis, 2016.
- [2] Z. A. Memon, M. A. Uqaili, M. A. Unar, Harmonics Mitigation of Industrial Power System Using Passive Filters, "*Mehran University Research Journal of Engineering and Technology*," vol. 31 pp. 355-360, 2012.
- [3] C. Li, "Unstable Operation of Photovoltaic Inverter From Field Experiences," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 2, pp. 1013-1015, 2018.
- [4] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu and P. Rodriguez, "Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1205-1217, 2011.
- [5] T. G. Habetler, R. Naik and T. A. Nondahl, "Design and implementation of an inverter output LC filter used for dv/dt reduction," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 327-331, 2002.
- [6] F. Salha, F. Colas and X. Guillaud, "Grid connected inverter behavior with an output LC filter under voltage sag operation," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, 2009, pp. 1-9.
- [7] M. Karabacak, F. Kılıç, B. Saraçoğlu, A. F. Boz, A. Ferikoğlu, "Şebeke Bağlantılı Eviriciler için LLCL Filtre Tasarımı; Detaylı Bir Performans Analizi," *Politeknik Dergisi*, c. 19, s. 3, ss. 251-260, 2016.
- [8] S. V. Araujo, A. Engler, B. Sahan and F. L. M. Antunes, "LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines," *2007 7th International Conference on Power Electronics*, Daegu, Korea, 2007, pp. 1133-1138.
- [9] F. Y. Mahfoud, B. D. Guzun, G. C. Lazaroiu, H.H. Alhelou, "Power Quality of Electrical Power Systems," In *Handbook of Research on Smart Power System Operation and Control*, 1. st edition, Pelsilvanya, ABD: IGI Global, 2019, ch. 11, pp. 265-288.
- [10] 519-1992 IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Std 519-1992, 1993.
- [11] A. Erduman, B. Kekezoğlu, A. Durusu, "Küçük Güçlü Rüzgâr Santrallerinin Kurulumu ve Şebekeye Etkilerinin Teknik ve Ekonomik Açından Değerlendirilmesi: Uygulama Çalışması" *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, c. s. 13, ss. 112-117, 2018.
- [12] L. Wei, R. A. Lukaszewski, "Optimization of the main inductor in a LCL filter for three phase active rectifier", In *Industry Applications Conference, 42nd IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2007 IEEE*, New Orleans, ABD, 2007, pp. 1816-1822.

- [13] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez and Y. Yang, "LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 2192-2203, 2014.
- [14] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, S. M. Muyeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1225-1232, 2014.
- [15] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, S. M. Muyeen, "LCL filter design and performance analysis for small wind turbine systems," 2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications, Denver, CO, 2012, pp. 1-7.
- [16] A. E. W. H. Kahlane, L. Hassaine, M. Kherchi, "LCL filter design for photovoltaic grid connected systems," *Revue des Energies Renouvelables SIENR'14*, Ghardaia, Cezayir, 2014, pp. 227-232.
- [17] W. Han, Y. Chenzhao, and X. J. ZHANG, "Control of Voltage Source Inverter with an LCL Filter without Voltage Sensors," *Prz. Elektrotechniczny*, no. 5, pp. 119-122, 2012.
- [18] H. R. Muhammad, "Power Electronics Handbook: Devices," *Circuits and Applications Engineering*, 2 nd edition, Massachusetts, ABD: Academic press, 2006, ch 8, pp. 121-129.
- [19] Texas Instruments, "TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) Module," October, no. October, 2007.
- [20] Texas Instruments, "TMS320x2833x Reference Guide: System Control and Interrupts," Control, no. March, 2010.
- [21] SEMIKRON, "Adaptor Board 1 SKYPER ® 32PRO R Technical Explanations," pp. 1-14, 2010.
- [22] SEMIKRON, "Skm75Gb12T4 Skm75Gb12T4," pp. 1-5, 2013.
- [23] SEMIKRON "Skyper 32 Pro R UI," pp. 0-17, 2010.
- [24] Texas Instruments, "CD4504B CMOS Hex Voltage-Level Shifter for TTL-to-CMOS or CMOS-to-CMOS Operation," Texas Instruments, no. September, 2004.
- [25] Texas Instruments, "TMS320x2834x Delfino Enhanced Pulse Width Modulator ( ePWM ) Module Reference Guide," Converter, no. September, 2009.
- [26] H. H. Mutlu, "DSP tabanlı paralel aktif güç filtresi ile harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu," Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD, Selçuk Üniversitesi, Konya, Türkiye, 2011.
- [27] LEM, "Current Transducer LA 55-P," Data Sheet, pp. 0-1, 2010.
- [28] LEM, "Voltage Transducer LV 25-P," Data Sheet, pp. 0-1, 2013.



[29] M. U. Cuma, "Digital Signal Processor Based Implementation of Custom Power Device Controllers," Doktora Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD, Çukurova Üniversitesi, Adana, Türkiye, 2010.