Çift Katlı Fourier İntegrali ile Eviricilerde Harmonik Analizi
Harmonic Analysis of Inverters By Double Fourier Integrals

Özgür Bulut[1] *Ahmet M. Hava*[2]

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Çankaya, 06800 Ankara
ozgurblt@gmail.com[1] hava@metu.edu.tr[2]

Özet

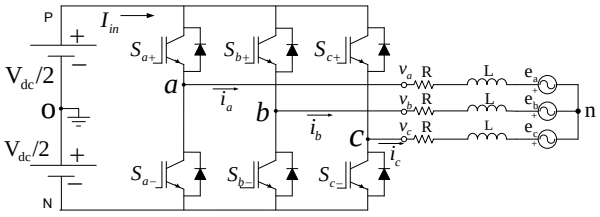
Bu çalışmada evirici harmonik izgelerinin incelenebilmesi için kullanılan yöntemler arasından işlem yükü azlığı ve sistematikliği nedeniyle tercih edilen Çift Katlı Fourier İntegrali yöntemi anlatılmaktadır. Bu yöntem iki seviyeli üç fazlı gerilim kaynaklı evirici giriş ve çıkış akım harmonik izgeleri hesaplanarak uygulmakta ve giriş ve çıkış akımları için bu hesaplama yönteminin uygulaması anlatılmaktadır. Farklı PWM yöntemleri ve farklı modülasyon indisleri ile anahtarlanan evirici de giriş ve çıkış akım harmonik izgeleri hesaplarak, görsel olarak sunulmakta ve benzetim sonuçları ile karşılaştırılmaktadır. Karşılaştırma sonucunda hesap yönteminin doğruluğu kanıtlmaktadır. Bu sayede, evirici tasarımında büyük kolaylık sağlamak amacıyla giriş ve çıkış harmonik izgeleri incelemesinde verimli, hızlı ve doğruluğu yüksek bir inceleme yöntemi sunulmaktadır.

Abstract

In this paper, the Double Fourier Analysis method which involves the smallest amount of computational burden among inverter harmonic spectrum analysis methods is presented. This method is conducted by calculating the two-level three-phase voltage source inverter DC-link and output current harmonic spectrum. Inverter DC-link and output current hormonics under various PWM methods and modulation indices are calculated, presented visiually and compared with simulation results. The accuracy of the calculation method is proven by comparison with simulation results. Therefore, an efficient, fast and accurate analysis method for inverter dc-link and output harmonic spectrum analysis is presented in order to aid the inverter design.

1. Giriş

Üç fazlı, iki seviyeli, gerilim kaynaklı eviriciler (GKE) ac motor sürücü uygulamalarında, şebekeden sinüs akım çeken transistörlü doğrultucu uygulamalarında ve kesintisiz güç kaynakları uygulamalarında sıkça kullanılır (Şekil 1). Sağladığı üstünlükler sayesinde çoğu güç elektroniği uygulamasında GKE tipi evirici oldukça yaygın olarak kullanılır ve anahtarlama kayıplarının izin verdiği derecede yüksek frekanslı anahtarlamalara çıkılır. Kilovat ve altı güçlerde onlarca kHz, ve megavat ve üstü güçlerde tipik olarak birkaç kHz ve altı seviyelerde oldukça başarılı sonuçlara ulaşılır.

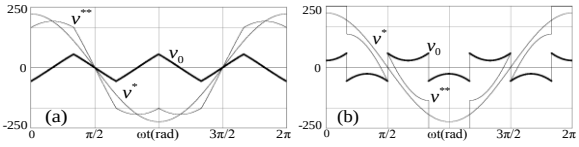


Şekil 1: Üç fazlı iki seviyeli GKE.

GKE'lerde uygulamanın gerektirdiği çıkış gerilimini üretebilmek için en sık kullanılan yöntem darbe genişlik modülasyonudur (DGM, pulse-width modulation, PWM) [1]. PWM yönteminde yüksek frekanslı kare dalga gerilim darbelerinin şiddet ve frekansı sabit ve genişlikleri ayarlanabilir yapılarak, çıkışta her anahtarlama periyodunda ortalama değeri istenen değere eşit bir gerilim elde edilir. Bu sayede faz akım kıpırtısı yüksek frekansta ve düşük şiddette gerçekleşir ve eviricinin beslediği motor, güç kaynağının pasif süzgeç elemanları vb. devrelerde kıpırtıdan kaynaklı sorunlar (kayıplar, ısınma, moment kıpırtısı, gürültü, vb.) en aza indirgenir. Aynı şekilde dc baradan anahtarlama frekansı ve üzerinde geçen kıpırtı akımları azaltılarak dc bara kondansatöründeki ısınma ve kayıplar azaltılmış olur. Bu nedenle, GKE uygulamalarında yaşanan kayıpları önleyebilmek için giriş ve çıkış akımlarının harmonik açılımlarına hakim olunması gerekir [2],[3].

Bilinen birçok PWM yöntemi arasında hem uygulama kolaylığı hem de yüksek başarım getirileri nedeniyle en sık kullanılanları, taşıyıcı tabanlı PWM yaklaşımına dayanır. Bu yaklaşımda taşıyıcı yüksek frekanslı üçgen dalga ile istenen gerilimin şeklini üzerinde taşıyan modülasyon dalgası karşılaştırılıp anahtarlama yapılır. Modülasyon yöntemlerinden sinüsoidal PWM (SPWM), uzay vektör PWM

(SVPWM), kesintili PWM (DPWM1), ve son ikisinin modülasyon işaretlerinden türetilen (üçgen taşıyıcı işaretinin periyodik olarak kutbunun değiştirilmesiyle) aktif sıfır durum PWM (AZSPWM1) ve yakın durum PWM (NSPWM) en yaygın ve üstün özellikli olanlarıdır [2]. Bu yöntemlerin modülasyon dalgaları Şekil 2'de gösterilmiştir.



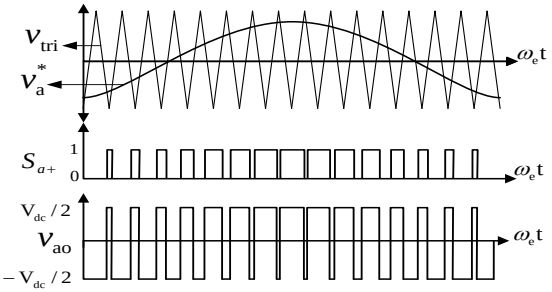
Şekil 2: Modülasyon ve sıfır bileşen dalgaları: sol SVPWM/AZSPWM1, sağ DPWM1/NSPWM (M_i=0.7).

GKE'lerde giriş ve çıkış akımlarının harmonik izgeleri (spektrumları), çalışma koşullarına (PWM yöntemi, modülasyon indisi, faz farkı vb.) doğrudan bağlıdır. Çalışma koşulları değiştikçe baskın harmonikler ve saçak harmoniklerin yerleri ve büyüklükleri de değişir. Verimli bir evirici tasarımı yapabilmek için bu giriş ve çıkış akım harmoniklerinin doğru bir şekilde yerleştirilmesi; bu nedenle ayrıntılı incelenmesi gerekmektedir. Deney yoluyla yapılan harmonik incelemeler her ne kadar en kesin sonucu verse de birçok farklı çalışma koşulu için ayrı deney verilerini incelemek yoğun emek ve zaman gerektirir; bundan da öte, deney düzeneğine erişim her koşulda mümkün olmayabilir. Ayrıntılı benzetimlerle yapılacak harmonik incelemeler her ne kadar deneysel yöntemden daha ekonomik olup daha kısa sürse de, bu yöntemde de zaman domeninde toplanan yoğun miktarda veriler FFT yöntemiyle harmonik izgelere çevirilir. Evirici harmonik analizinin yapılabileceği diğer bir yöntem ise analitiksel bir yöntem olan Çift Katlı Fourier İntegrali (ÇKFİ) yöntemidir. Bu yöntem, harmonik inceleme için büyük hesap kolaylığı sağlar ve zaman kazandırır, fakat matematiksel beceri gerektirir [2],[4]. Ayrıntılı benzetim yönteminin aksine, ÇKFİ yönteminde gerekli veriler (az sayıda parametre) girildikten sonra sadece ÇKFİ hesabı yaparak tek adımda harmonik izgeler çıkarılmış olur. Böylece zaman domeninde benzetim yapmaya ve yoğun veri toplamaya gerek kalmaz.

Bu çalışmada, evirici giriş ve çıkış akımlarının harmonik analizini yapmakta kullanılan yöntemler arasında en sistematik ve hesap yükü açısından en az karmaşık olan ÇKFİ yöntemi anlatılacak, görsel öğelerle desteklenecek ve doğruluğu kanıtlanacaktır.

2. Çift Katlı Fourier İntegrali Kavramı (ÇKFİ)

PWM yöntemiyle sürülen iki seviyeli GKE'lerde GKE bacaklarındaki yarıiletken anahtarlar, düşük frekanslı (temel frekans, f_m) bir referans isaretinin, yüksek frekanslı (taşıyıcı frekans, f_c) bir taşıyıcı işaret ile karşılaştırılarak üretilen kontrol işareti ile anahtarlanmaktadır (Şekil 3). Referans işareti taşıyıcı işaretden büyükse üst anahtar, $S_{a,b,c+}$, küçükse alt anahtar, $S_{a,b,c-}$ açılır (Şekil 1). Bu nedenle tek frekansa dayalı periyodik işaretlerin harmonik analizinde en yaygın şekilde kullanılan tek katlı fourier incelemesi evirici harmonik analizi yapılırken yetersiz kalmaktadır. Bunun yerine PWM eviricilerinin harmonik incelemesi için kullanılan FFT yöntemi, matematiksel olarak incelemeyi mümkün kılsa da, hesaplama yükü açısından çok büyük zorluk getirmektedir. Hesap yükünün az ve matematiksel açıdan kolay olması nedeniyle ÇKFİ evirici harmonik incelemesi amacıyla en çok tercih edilen yöntemdir [5].



Şekil 3: 'a' fazı modülasyon dalgası v_a^* ile üçgen dalga karşılaştırması, anahtarlama işareti ve v_{ao} gerilimi.

PWM yöntemleriyle anahtarlanan eviricilerde başarımı etkileyen en önemli değişkenlerden biri modülasyon indisi kavramıdır. Farklı modülasyon indisi tanımları eşitlik olarak birbirleriyle aynı şeyi ifade etmese de, anlam olarak hepsi temelde eviricinin dc bara gerilimini kullanım seviyesini ifade eder. Evirici başarımı değerlendirilirken daha sık kullanılan modülasyon indisi kavramı (M_i) , çıkış faz-nötr geriliminin temel harmonik tepe değerinin (V_{1m}) altı-adım gerilimine ($V_{1m6adım}=2V_{dc}/\pi$) oranıdır. ÇKFİ kavramı kullanılırken matematiksel ifadelerin daha net anlaşılabilmesi için farklı bir modülasyon indisi tanımı kullanılmaktadır. Bu modülasyon indisi tanımına göre: M_x, GKE'nin çalıştığı dc bara gerilimi V_{dc} için, evirici çıkış faz-nötr gerilimi temel harmonik tepe değerinin (V_{1m}) bara geriliminin yarısına oranı olarak tanımlanır. Bu iki tanım birbirine (1) ile bağlıdır.

$$M_i = \frac{V_{1m}}{\frac{2V_{dc}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} M_x \tag{1}$$

ÇKFİ kavramında $x = \omega_c t$ ve $y = \omega_f t$ olmak üzere iki adet zaman değişkeni vardır. Bu zaman değişkenlerinden $\omega_c t$ taşıyıcı açısal frekansa ait, $\omega_f t$ ise temel açısal frekansa ait zaman değişkenidir. Bu zaman değişimleri düşük ve yüksek frekansta birbirlerinden bağımsız ve periyodik olarak seyreden zaman fonksiyonlarıdır. Eşitlik (2) de ÇKFİ harmonik-katsayı dağılımı ve eşitlik (3)'te ÇKFİ görülmektedir.

$$\begin{aligned} F(x,y) = \frac{A_{00}}{2} &+ \sum_{n=1}^{\infty}[A_{0n}\cdot\cos(ny) + B_{0n}\cdot\sin(ny)] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty}[A_{m0}\cdot\cos(mx) + B_{m0}\cdot\sin(mx)] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty}\sum_{\substack{n=\mp\infty \\ (n\neq 0)}}^{\mp\infty}[A_{mn}\cdot\cos(mx+ny) + B_{mn}\cdot\sin(mx+ny)] \end{aligned} \tag{2}$$

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi} F(x,y)\cdot e^{j(mx+ny)}dxdy \tag{3}$$

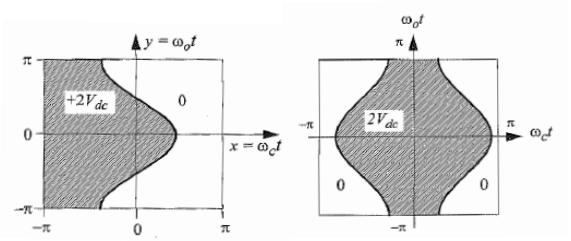
Eşitlik (2) ve (3)'teki değişkenlerden x ve y yukarıda açıklanmıştır. Diğer değişkenlerden 'm' ve 'n' değişkenleri ise içerik değişkenleridir. Bu değişkenlerden 'm' taşıyıcı içerik değişkeni, 'n' ise saçak içerik değişkenidir. Eşitlik (2)'den anlaşıldığı üzere 'm' değişkeni yüksek frekans, 'n' değişkeni

ise düşük frekanstaki değişimleri ifade eder. Herhangi bir frekanstaki harmoniğin hangi frekansta olduğu ($m\omega_c$+ $n\omega_f$) ile ifade edilir.

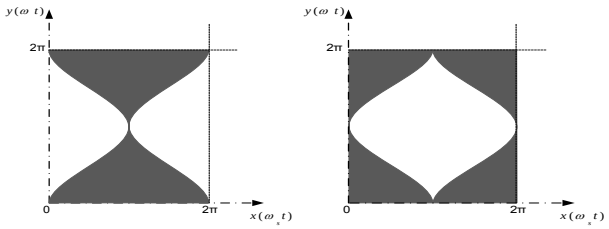
ÇKFİ sonucundaki A_{mn} ve B_{mn} değişkenleri ÇKFİ katsayıları olup, herhangi bir frekanstaki harmoniğin büyüklüğü ÇKFİ sonucunda çıkan karmaşık sayının büyüklüğü yani $\sqrt{A_{mn}^2 + B_{mn}^2}$ olarak hesaplanır. Bu nedenle her bir harmonik için ayrı ayrı hesaplanmalıdır.

Eşitlik (2)'de ilk satırda sabit olan $\frac{A_{00}}{2}$ terimi m ve n değişkenlerinin sıfır olduğu, dalganın dc değerini ifade eder. İlk satırdaki diğer fonksiyon parçası ise temel frekans (m=0, n=1) ve temel frekans katlarındaki düşük frekans saçak harmoniklerini ifade eder. İkinci satırdaki fonksiyon parçası, taşıyıcı frekans ve katlarındaki harmonikleri, üçüncü satırdaki fonksiyon parçası ise taşıyıcı frekans etrafındaki, temel frekans katlarında dağılan saçak harmonikleri ifade eder.

Evirici analizinde uygulanan ÇKFİ'de iç integral sınırları, Black'in duvar modelindeki temel hücre kavramı ile belirlenir [2],[4]. Şekil 4'te testerediş ve üçgen taşıyıcı dalgaları için temel hücreler verilmiştir. Bu temel hücrelerde x ekseni taşıyıcı frekansların olduğu eksen, y ekseni ise temel frekansların olduğu eksendir. Temel hücredeki taralı alan ve taralı olmayan alan arasındaki sınır, anahtarlama değişimlerindeki (temel ve taşıyıcı dalga kesişimlerindeki) bütün olası çözümleri ifade eder. Eşitlik 3'teki iç integrali 0-2π arasında almak yerine daha küçük bir aralıkta (taralı alan sınırları) almak amacıyla temel hücre, fonksiyonu 'a'('b','c') noktası ile 'N' noktası arasındaki gerilim değişimlerine göre tanımlanır [5]. Buna göre, taralı alan 'a(b,c)-N' noktaları arasındaki V_{dc}'lik gerilimi, taralı olmayan alan ise 0 gerilimini ifade eder. Taralı alanın büyüklüğü hesaplanan fonksiyona göre değişmekte ve temelde F(x,y) olmaktadır. Burada en çok dikkat edilmesi gereken husus bu sınırın SPWM yöntemi için modülasyon dalgasını ifade etmesidir. Benzer şekilde SVPWM, AZSPWM1, DPWM1 ve NSPWM yöntemleri için temel hücrelerdeki 0 ve V_{dc} geçişleri arasındaki sınırlar, Şekil 2'de gösterilen modülasyon dalgalarıdır [5]. SPWM, SVPWM ve DPWM1 yöntemleri için temel hücre fonksiyonlarındaki alanlar sabit kalmakta fakat AZSPWM1 ve NSPWM yöntemleri için bu taralı alanlar ve temel hücre sınırları yer değiştirmektedir. Bu yöntemler için kullanılan negatif ve pozitif üçgen dalgalar temel hücre sınırlarını x ekseninde π kadar kaydırmaktadır. Bu durumu daha rahat anlayabilmek için normalde negatif üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmasa da, modülasyon dalgası bakımından takip etmesi daha kolay olan SPWM yöntemi için gösterilen temel hücre değişimi Şekil 5'te görülebilir.



Şekil 4: SPWM modülasyon yöntemi için testerediş ve üçgen taşıyıcı dalgalar için temel hücreler (Sol: testerediş, Sağ: üçgen dalga).



Şekil 5: SPWM modülasyon yöntemi için temel hücre gösterimi. (Sağ: pozitif üçgen dalga, Sol: negatif üçgen dalga).

3. Çift Katlı Fourier İntegrali ile Harmonik İncelemesinin Uygulanması

İki-seviyeli üç-fazlı eviricilerde ÇKFİ yönteminin uygulanarak giriş ve çıkış akım harmonik analizi yapılırken öncelikle eşitlik (3)'te görülen ÇKFİ'nin çözümü bulunmalıdır. Bu integral temel hücre gösterimleri yardımıyla kolaylıkla çözülebilir [2],[4]. Temel hücre gösterimlerindeki taralı bölge alan sınırları iç integralin sınırlarını belirlemektedir. Eşitlik (4)'te herhangi bir PWM yöntemi için integral sınırları görülebilir. İntegralin içindeki F(x,y) terimi harmonik analizi yapılacak fonksiyonu ifade eder. Bu fonksiyonun ne olduğu ac ve dc taraf çıkış harmonik incelemeleri kısmında detaylı olarak anlatılacaktır. Denklemdeki 'm' ve 'n' terimleri ise sırasıyla taşıyıcı içerik değişkenini ve saçak içerik değişkenini ifade eder. $M_p(y)$ gösterimi farklı PWM yöntemleri için modülasyon fonksiyonlarını ifade etmektedir [4]. Eşitlik (5),(6) ve (7) de sırasıyla SPWM, SVPWM ve DPWM1 için modülasyon dalgalarının matematiksel gösterimi görülebilir. AZSPWM1 ve NSPWM yöntemleri ise SVPWM ve DPWM1 yöntemleri ile aynı modülasyon fonksiyonuna sahiptir. AZSPWM1 ve NSPWM yöntemlerinde üçgen dalganın ters döndüğü aralıklarda temel hücredeki taralı alanlar yer değiştirerek aynı işlem uygulanır. Şekil 5'te SPWM yöntemi için taralı alanların yer değişimi görülebilir.

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{2}(1-M_p(y))}^{\frac{\pi}{2}(3+M_p(y))} F(x,y) e^{j(mx+ny)}\, dx \right) dy \tag{4}$$

$$M_{SPWM}(\omega t) = M_x \cdot \cos(\omega t) \tag{5}$$

$$M_{SVPWM}(\omega t) = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M_x \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right), & 0 < \omega t < \frac{\pi}{3} \\ & \cup \quad \pi < \omega t < \frac{4\pi}{3} \\ \frac{3}{2} \cdot M_x \cdot \cos(\omega t), & \frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3} \\ & \cup \quad \frac{4\pi}{3} < \omega t < \frac{5\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M_x \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right), & \frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi \\ & \cup \quad \frac{5\pi}{3} < \omega t < 2\pi \end{cases} \tag{6}$$

$$M_{DPWM}(\omega t) = \begin{cases} 1, & \frac{-\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{6} \\ \sqrt{3}\cdot M_x \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - 1, & \frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{2} \\ \sqrt{3}\cdot M_x \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + 1, & \frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ -1, & \frac{5\pi}{6} < \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ \sqrt{3}\cdot M_x \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + 1 & \frac{7\pi}{6} < \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ \sqrt{3}\cdot M_x \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - 1 & \frac{3\pi}{2} < \omega t < \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (7)$$

3.1. AC Taraf Çıkış Akımı Harmonik İncelemesinin Uygulanması

Çıkış ac akımı harmonik analizi yapılırken öncelikle çıkış gerilim harmonik analizi yapılır. Bu amaçla, ÇKFİ'deki (3) F(x,y) fonksiyonu, dc bara gerilimi (V_{dc}) olarak belirlenir. Fourier integrali, ilgili PWM yönteminin temel hücre fonksiyonlarını (ya da eşitlik (5), (6) ve (7)'yi) baz alarak belirlenen integral sınırları yardımıyla hesaplanır ve Fourier integralinin katsayıları bulunur. Bir önceki bölümde anlatıldığı üzere işlem kolaylığı açısından 'a' ve 'n' bacakları arasındaki anahtarlama sonucunu bulduğumuz için faz gerilimini (V_{az}) bulmak üzere üçfaz için de ortak olan harmonikleri (ortak mod gerilimi harmonikleri) ('z' ile 'n' noktaları arasındaki harmonikler) bulup faz gerilim harmoniklerinden çıkartmak gerekir. Ortak mod gerilimini hesaplamak için, ÇKFİ'nin üç ayrı faz için hesaplanıp bunların aritmetik ortalamasının alınması gerekir.

Bu noktada, hesaplanan faz geriliminden faz akım harmonik dağılımını bulabilmek için evirici yükünü matematiksel olarak analiz etmek gerekir. Bu sayede faz gerilim harmoniklerinin her frekanstaki değerlerinin yük empedansının o frekanstaki harmoniğine (R+jωLs) oranı alınarak çıkış ac akım harmoniği bulunabilir [3]. Bulunan karmaşık sayının büyüklüğü alınarak harmonik büyüklükler elde edilebilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, Fourier integrali sonucunda çıkan her bir harmonik için geçerli olan karmaşık sayının büyüklüğünün, ($\sqrt{A_{mn}^2 + B_{mn}^2}$) her faz için gerilim-impedans oranı alınıp, ortak mod gerilim-impedans oranı hesaplanıp herhangi bir fazdan çıkarıldıktan sonra alınmasıdır. Böylelikle faz akımı harmonik büyüklüklerine ulaşılabilir.

Evirici çıkışlarında genel olarak karşılaşılan yükler ac motor ya da PWM doğrultucu olmaktadır. PWM doğrultucuların benzetimi R-L yük olarak yapılır. Temel frekansta bu durum geçerli olmasına rağmen, uygulamada yüksek frekansta yük eşdeğer devresi farklılık göstermektedir. Anahtarlama frekansının temel frekansa göre onlarca kat daha yüksek olduğu uygulamalarda yüksek frekanslarda yük eşdeğer devresindeki direnç ihmal edilir ve hesap kolaylaşır [3].

3.2. DC Link Akımı Harmonik İncelemesinin Uygulanması

Dc-link akım harmonik analizi yapılırken çift katlı Fourier katsayılarını bulmak için denklem (3)'teki F(x,y) terimi çıkış ac akım fonksiyonu olmaktadır [2],[4]. Diğer bir deyişle, evirici çıkışında sinüs akımı dalgası aslında duvar modelinin tepesindeki sınırı teşkil etmektedir [3]. Burada çıkış ac akımı, çıkış gerilimi referanslı olarak denkleme katıldığı için çıkış gerilimi temel harmoniği ile çıkış akımı arasındaki faz farkının (φ) bilinmesi gerekmektedir. F(x,y) fonksiyonu kullanılırken çıkış ac akımının (I_{om}) saf sinüs olduğu kabul edilir. Çıkış ac akımının kıpırtısı hem çok büyük işlem yükü getirmekte, hem de sonucu önemsenecek kadar değiştirmemektedir [4].

Bu yöntemle çift katlı Fourier integrali alınan evirici bacakları, ÇKFİ'nin doğrusallık özelliği yardımıyla toplanarak dc-link akım harmonikleri bulunur (8). Fourier integrali sonucu bulunan F(I_{dc}) karmaşık sayısının büyüklüğü ($\sqrt{A_{mn}^2 + B_{mn}^2}$) harmonik büyüklükleri vermektedir.

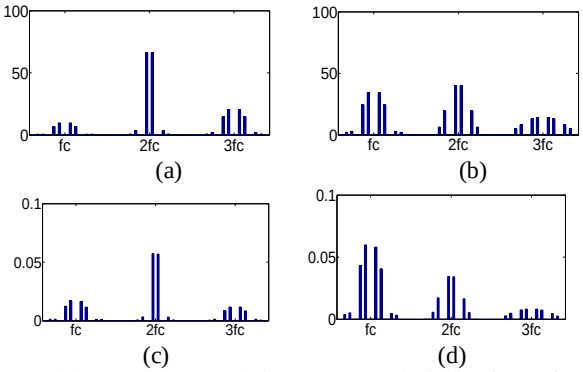
$$F(I_{dc}) = F(S_a I_a) + F(S_b I_b) + F(S_c I_c) \quad (8)$$

Sonuç olarak, dc bara akımı harmoniklerinin hesaplanabilmesi için bilinmesi gereken üç adet değişkenden bahsedilebilir: Bunlardan ilki modülasyon indisi (M_x), ikincisi yük akımının tepe değeri ($\hat{I}_{om}$), sonuncusu ise çıkış geriliminin temel harmoniği ile çıkış akımının faz farkıdır (φ). Bu üç değişkenin değişmesi ile dc link akım izgesi farklı sonuçlar vermektedir.

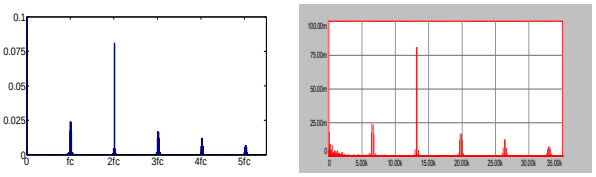
4. ÇKFİ Kavramı Uygulaması Örnekleri

ÇKFİ uygulamasının doğruluğunun kanıtlanabilmesi amacıyla hesap ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Hesaplamalar ve hesaplamaların görsel anlatımları için MATLAB tabanlı bilgisayar programı kullanılmıştır. Evirici çıkış ve giriş akım harmonikleri benzetimi için ise SIMPLORER benzetim programından yararlanılmıştır. Benzetim ve hesap yöntemi, V/f= sabit yöntemi ile denetlenen bir asenkron motoru modelleyen bir R-L yükü ve bunu üç-fazlı iki-seviyeli bir evirici üzerinde uygulanmıştır. Evirici dc barası 500V'dir. Taşıyıcı frekansı (f_c) SPWM, SVPWM ve AZSPWM1 için 6.6 kHz, DPWM1 ve NSPWM için 10 kHz olarak ayarlanmıştır. Böylelikle bütün modülasyon yöntemleri için ortalama anahtarlama frekansı 6.6 kHz olmuştur. DC bara akımı benzetimi yapılırken çıkış tarafı tepe değeri 60A saf sinüs akım kaynağı olarak düşünülmüştür.

Şekil 6'daki SVPWM çıkış gerilim ve akım izgelerinde (ÇKFİ ile hesaplanan) görüldüğü üzere evirici çıkış gerilim ve akım harmonikleri, taşıyıcı frekans ve katları etrafında kümelenmişlerdir. Bu harmonikler arasında frekansla orantılı olarak artan bir impedans oranı görülmektedir [3]. Diğer PWM yöntemlerinde de durum aynıdır. Burada asıl amaç, hesap yönteminin tutarlılığını göstermek olup, bunun için bundan sonraki kısımda farklı M_i değerlerinde benzetim ve hesap örnekleri alınmıştır.

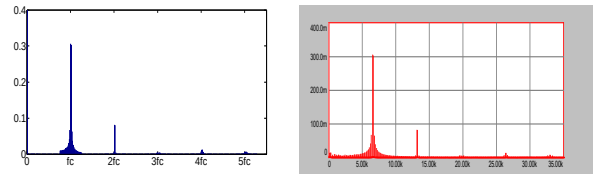


Şekil 6: SVPWM modülasyon yönteminde f_c, $2f_c$ ve $3f_c$ frekanslarındaki çıkış gerilim ve akım harmonikleri
(a): Gerilim M_i=0.4, (b): Gerilim M_i=0.8
(c): Akım M_i=0.4, (d): Akım M_i=0.8.



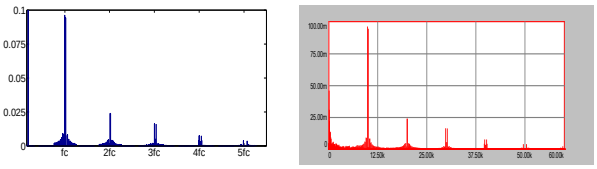
(a) (b)

Şekil 7: SVPWM M_i= 0.4 çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).



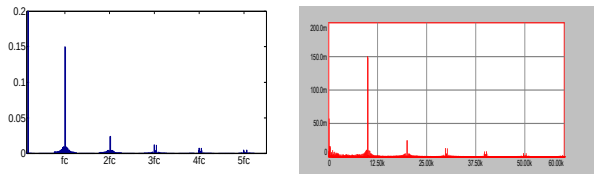
(a) (b)

Şekil 8: AZSPWM1 M_i= 0.4 çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).



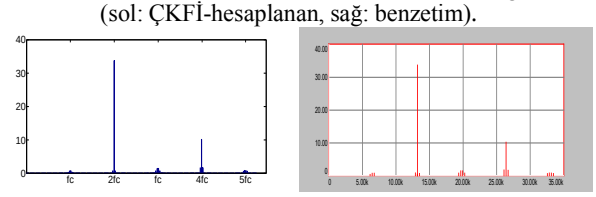
(a) (b)

Şekil 9: DPWM1 M_i= 0.8 çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).



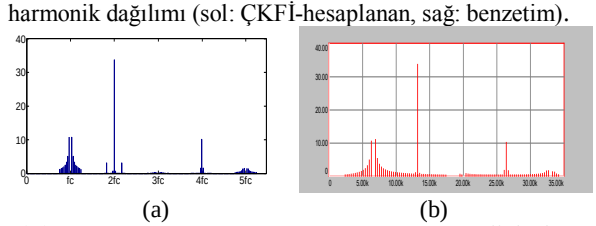
(a) (b)

Şekil 10: NSPWM M_i= 0.8 çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).



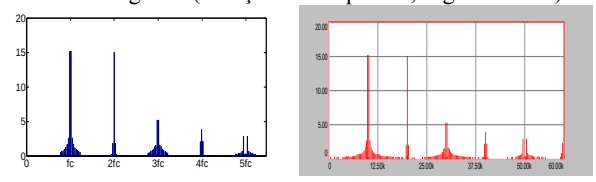
(a) (b)

Şekil 11: SVPWM M_i= 0.4, φ= 0°, I_{om}=60A, dc-link akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).



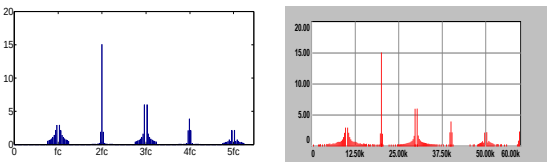
(a) (b)

Şekil 12: AZSPWM1 M_i= 0.4, φ= 0°, I_{om}=60A, dc-link akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).



(a) (b)

Şekil 13: DPWM1 M_i= 0.8, φ= 0°, I_{om}=60A, dc-link akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).



(a) (b)

Şekil 14: NSPWM M_i= 0.8, φ= 0°, I_{om}=60A, dc-link akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFİ-hesaplanan, sağ: benzetim).

ÇKFİ'nin doğruluğunu sınamak için, çeşitli yöntemlerde çeşitli çalışma noktalarında evirici çıkış ve dc bara akım harmonik sonuçları değerlendirilmiştir. Özellikle yöntemlerin yüksek başarım sağladığı ve uygulamada yaygın kullanılan çalışma koşulları, çalışma noktası olarak seçilmiştir. Şekil 7 ve 14 arasında görüldüğü üzere hesap ve benzetim tutarlıdır. Merkezdeki baskın harmonik seviyeler %1 hatadan az, saçak harmonikler ise %5 hatadan az bir oranda örtüşmektedir. Şekil 7-10'da çıkış akımda düşük frekansta görülen, şekil 11-14'te dc bara akımında saçak frekanslarda farklılıklar görülmektedir. AC tarafta görülen farklılıklar impedans modelinden, dc tarafta görülen farklılıklar ise hesaptaki çıkış akımının saf sinüs olduğu kabulünden kaynaklanmaktadır. Fakat bu farklılıklar evirici dc bara akımı ve çıkış akımları yorumlamada, ve bu değerlerden yola çıkarak analiz ve tasarımda ihmal edilebilir boyutta hataya neden olmaktadır. Bu nedenle ÇKFİ yöntemi, dc bara ve çıkış akım kıpırtılarını incelemede, benzetim yöntemi kadar güvenilir ve benzetim yönteminden daha hızlı uygulanabilir bir yöntemdir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, GKE dc-link ve çıkış akım izgelerinin incelenmesi için kullanılan benzetim ve deneysel yöntemlerden daha verimli ve hızlı bir yöntem olan ÇKFİ yöntemi ayrıntısıyla anlatılmış, yöntem dc-link ve çıkış akım izgelerini incelemek amacıyla uygulanmış, benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılarak uyumlu sonuçlar alınmıştır. Anlatılan bu yöntem, GKE analiz ve tasarımında önemli bir yer tutan akım izgeleri incelemesi için verimliliği, hassasiyeti ve hızlı uygulanabilirliği özellikleri dolayısıyla rahatlıkla kullanılabilir.

6. Kaynaklar

[1] A.M. Hava, R.J. Kerkman, and T.A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*,Vol. 14, no. 1, pp. 49–61, January1999.

[2] U. Ayhan, A.M. Hava, "Analysis and Characterization of DC Bus Ripple Current of Two-Level Inverters Using The Equivalent Centered Harmonic Approach," *IEEE-ECCE 2011 Conf., September 2011, Phoenix, Arizona, USA*, s. 3830-3837.

[3] Ö. Bulut, N.O. Çetin, A.M. Hava "Üç Fazlı Darbe Genişlik Modülasyonlu Eviricilerde Çıkış Faz Akımı Kıpırtısının İncelenmesi" Otomasyon Dergisi, sayı 238, Nisan 2012, sayfa 248-256.

[4] Bierhoff, M.H. ve Fuchs, M.W., " DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage Source Converters Influenced by the Pulsewidth Modulation Strategy An Analysis" *IEEE Trans. Power Electron.*,cilt. 55, no. 5, s. 2085–2092, Mayıs 2008.

[5] D.G. Holmes and T.A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*, Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003.