

Birlikte
20
Yıl

TÜRKİYE'DE VE DÜNYADA

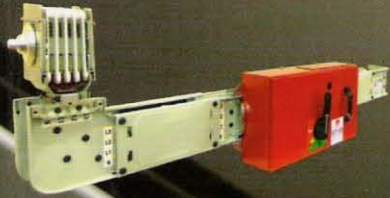
OTOMASYON

Türkiye'nin Otomasyon Dergisi

NİSAN 2012/04 Sayı: 238 Fiyatı: 6 TL



Endüstrinin
Zirvesi
WIN'de



- Busbar Kanal Enerji Dağıtım Sistemleri (25A...6300A)
- Trolley Busbar Enerji Dağıtım Sistemleri
- Kablo Kanal ve Askı Sistemleri
- Döşeme Altı Enerji Dağıtım Sistemleri



www.eae.com.tr

FOKUS OTOMASYON
EĞİTİMİ

DOSYA
TEKNOLOJİ
GELİŞTİRME BÖLGELERİ

BİLESİM 25.
YIL

YAYINLIK, FUARCIK VE
TANITIM HİZMETLERİ A.Ş.



World of
Industry
FAZ II

EURASIA

Otomasyon

EURASIA

29 Mart-1 Nisan 2012 / Büyükdere-İstanbul

Üç Fazlı Darbe Genişlik Modülasyonlu Eviricilerde Çıkış Faz Akımı Kıpırtısının İncelenmesi

Özgür Bulut
ozgurblt@gmail.com
N. Onur Çetin
ocetin@eee.metu.edu.tr
Ahmet M. Hava
hava@metu.edu.tr

Elektrik-Elektronik
Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi

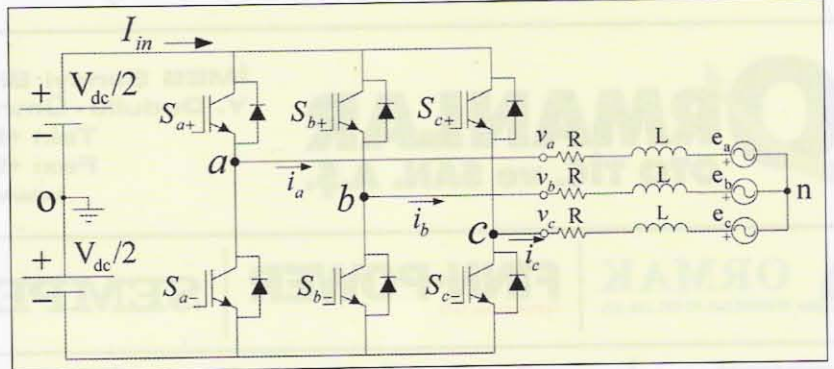
Bu çalışmada iki seviyeli üç fazlı eviricilerde temel modülasyon tekniklerinin modülasyon indisine bağlı olarak AC çıkış akımı harmonik dağılımına ve kıpırtı akımlarına etkisi incelenmiştir.

Giriş

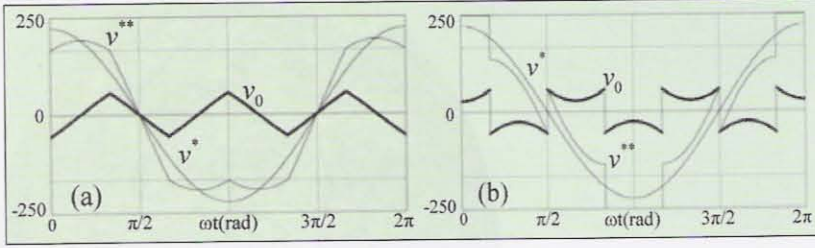
Şekil 1’de gösterilen üç fazlı, iki seviyeli, gerilim kaynaklı eviriciler (GKE) ac motor sürücü uygulamalarında, şebekeden sinüs akım çeken transistörlü doğrultucu uygulamalarında ve kesintisiz güç kaynakları uygulamalarında sıkça kullanılır. Darbe genişlik modülasyonu (DGM, pulse width modulation, PWM), uygulamanın gerektirdiği çıkış gerilimini üretmek için en sık kullanılan yaklaşımdır[1]. PWM yönteminde yüksek frekanslı kare dalga gerilim darbelerinin şiddet ve frekansı sabit ve genişlikleri ayarlanabilir yapılarak, çıkışta 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. 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 ulaşırlar.

Bilinen birçok PWM yöntemi arasında hem uygulama kolaylığı hem de yüksek başarımlarını getirenleri 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 olanlardır[2]. Bu yöntemlerin modülasyon dalga-



Şekil 1. Üç fazlı iki seviyeli GKE.

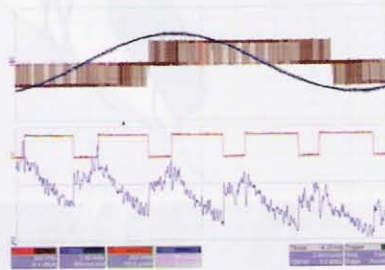


Şekil 2. Modülasyon dalgaları ve sıfır bileşen işaretleri: sol SVPWM ve AZSPWM1, sağ DPWM1 ve NSPWM ($M_i=0.7$).

ları Şekil 2'de gösterilmiştir. Çıkış geriliminin elde edilebilecek en büyük değerine oranı olan modülasyon indisi (M_i), PWM yönteminin çalışma bölgesini belirleyici parametresidir. SPWM ve SVPWM yöntemleri düşük M_i bölgesinde düşük kırırtı akımları sağlarken, DPWM1 yüksek M_i 'de düşük kırırtı akımları ve düşük anahtarlama kayıpları sağlar [1]. AZPWM1 düşük M_i 'de düşük ortak mod gerilimi (OMG), NSPWM ise yüksek M_i 'de hem az OMG hem de az kayıplar sağlar [2]-[3].

PWM yöntemiyle anahtarlanan üç fazlı iki seviyeli eviricilerde, evirici faz-nötr (V_{ao}) ve faz arası (V_{ab}) çıkış gerilimleri (Şekil 1) yüksek frekansta dikdörtgen darbeler taşır (Şekil 3). Bu darbeler gerilimlerin harmonik frekans spektrumlarında, taşıyıcı frekans (ve saçaklarında) ve taşıyıcı frekansın tam sayı katlarında (ve saçaklarında) kendini gösterir. Yüksek frekanslı bu gerilim darbeleri seri indüktans özellikli yüklere (motorlar, elektrik şebekesi, vb.) uygulandığında ac çıkış akımları üzerinde yüksek frekansta kırırtılar oluşur (Şekil 3). Söz konusu bu kırırtılar yüklerde istenmeyen sonuçlar doğurur. Örnek olarak, motor sürücülerde kırırtılar motor kayıpları (demir ve bakır kayıpları) olarak kendini gösterirken aynı zamanda mil momenti salınımlarına neden olur ve özellikle eylemsizlik momenti küçük olan motorlarda ve düşük çalışma hızlarında sorun yaratır. Eviricinin

şebeke bağlantısının söz konusu olduğu üç fazlı PWM doğrultucu uygulamalarında süzgeç bobini ve kondansatörü bu kırırtıyı üzerine alır ve kayıplara ve gerilim ve akım kırırtılarına neden olur. Bu yüzden, PWM yöntemiyle anahtarlanan eviricilerin doğası gereği oluşan gerilim kırırtılarını önlemek mümkün olmadığından, istenmeyen akım kırırtıları uygun anahtarlama yöntemleriyle olabildiğince azaltılmalıdır.



Şekil 3. Asenkron motor faz-arası gerilimi ve faz akımı (üst) ve birkaç PWM periyodunda mikroskopik görünüm (alt). DPWM1 yöntemi ve $M_i=0.8$ çalışma noktası. Ölçek: 350V/bölme, 2A/bölme, 2ms/bölme (üst), 350V/bölme, 0.1A/bölme, 50µs/bölme (alt).

Eviricilerde çıkış akım kırırtıları ve akım harmonik dağılımları modülasyon yöntemi ve M_i değerine bağlı olarak değişir [1]-[2]. Çıkış kırırtı akımı ve harmonik dağılımı, evirici ve motor tasarımını tepe stresleri ve kayıplar açısından doğrudan etkiler. Bu nedenle, farklı M_i 'ler ve farklı modülasyon yöntemleri açısından çıkış akım kırırtılarının özellikleri büyük önem taşır. Uygulamada, tasarım veya başarımlı analizi aşamasında, çıkış kırırtı frekans da-

ğılımı ayrıntılı bilgisayar benzetimleriyle elde edilebilir. Fakat bu yöntem yüklü hesaplar ve yoğun emek gerektirir ve sadece incelenen duruma özgü sonuçlar verir. Çıkış akım kırırtı frekans dağılımını elde etmenin diğer bir yolu ise analitik bir yöntem olan çift katlı fourier integral (ÇKFİ) analizidir. Bu yolla daha kısa sürede daha az işlem yüküyle sonuç elde edilebilmektedir [4]-[7]. Literatürde bu iki yöntemle kırırtı analizine yönelik çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Fakat PWM yöntemleri ve çalışma koşullarına (M_i) ilişkin karşılaştırma, kırırtı akımlarının baskın harmoniklerinin tanımlanması ve görselleştirilmesi ve kayıplar açısından değerlendirilmesi çalışmaları konusunda önemli bilgi eksikliği vardır. Bu makalede söz konusu eksikliği gidermeye yönelik bir çalışma yürütülecek, özellikle görseller yardımı ile yöntemler ve çalışma bölgelerinde kırırtı özellikleri kolayca anlaşılır hale getirilecektir. Bu sayede tasarımda doğru PWM yönteminin seçimi ve uygulamada doğru biçimde kullanım için rehberlik oluşturulacaktır.

2. Faz akımının harmonik dağılım analizi

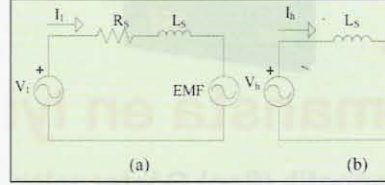
Evirici harmonik analizi yapılırken temel frekans (f_1) ve anahtarlama (taşıyıcı) frekansı (f_c) olmak üzere iki farklı frekans dikkate alınır. Bu nedenle periyodik dalga formlarının harmonik analizinde kullanılan alışlagelmiş Fourier analizi kolayca kullanılamaz. Bu amaçla kullanılan yöntemler arasında en sistematik olan ve hesap yükü açısından en az karmaşık olan hesap yöntemi ÇKFİ'dir [4]-[7]. Eşitlik (1)'de evirici çıkış gerilimi harmonik kat sayısı dağılımı ve eşitlik (2)'de ÇKFİ Fourier integrali görülmektedir. Eşitlik (1) ve (2) de $\gamma=2\pi f_1 t$ temel frekans (f_1) değişkeni ve $x=2\pi f_c t$ taşıyıcı frekans (f_c) değişkenidir. Eşitlik

(1)'de ilk terimde sabit değer (ortalama değer), ikinci terimde temel frekans katlarındaki harmonikler, üçüncü terimde anahtarlama frekansının tam sayı katlarındaki harmonikler (merkez harmonikler), son terimde ise anahtarlama frekansının tamsayı katlarının çevresindeki harmonikler (saçak harmonikler) ifade edilmektedir. Buradaki tüm terimler (2)'deki ÇKFİ'den bulunabilir. Bu integral modülasyon fonksiyonları formülize edilerek ve integral alma kabiliyetli gelişmiş matematik yazılımlarla kolayca hesaplanabilir. Eşitlik (1)'deki denklemde ac taraf çıkış akım karakteristiği uyarınca, çıkış akımında dc kısım olmadığı için ilk terimin sıfır olması beklenir. İkinci terimdeki $n=1$ durumu temel frekanstaki (f) harmonikleri ifade eder. Bu terimde temel frekans haricinde geriye kalan harmonikler temel frekans etrafındaki saçak harmonikleri ifade eder. Uygulamada taşıyıcı frekans temel frekansın çok üzerinde olduğu için (örneğin, bu makaledeki uygulamada f_c/f_1 oranı SPWM, SVPWM ve AZPWM için 132, DPWM1 ve NSPWM için 200'dür) ac çıkış akımı harmonik analizinde bu saçak harmoniklerin de sıfır olması beklenir. Üçüncü terimde taşıyıcı frekansın tamsayı katlarındaki harmoniklerin PWM yöntemine ve M_i değerine göre farklılık göstermesi beklenir. Farklı PWM yöntemine ve farklı M_i değerine göre baskın harmonikler taşıyıcı frekansın farklı katlarında görülebilir. Dördüncü terimdeki m değeri saçak harmoniklerin taşıyıcı frekansın kaç katında olduğunu, n değeri ise taşıyıcı frekansın tamsayı katındaki harmoniğin sağındaki ve solundaki saçak harmoniklerin yerini belirtir. Bu saçak harmoniklerin büyüklüğü ve dağılımının da üçüncü terimdeki gibi M_i değerine ve PWM yöntemine göre fark-

lılık göstermesi beklenir. Farklı PWM yöntemine ve M_i değerine göre bu saçakların dağılık ya da merkeze yakın gözükmesi ve büyüklüklerinin değişmesi beklenir.

$$F(x, y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cdot \cos(ny) + B_{0n} \cdot \sin(ny)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cdot \cos(my) + B_{m0} \cdot \sin(my)] \quad (1)$$

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y) \cdot e^{j(m\pi x + ny)} dx dy \quad (2)$$

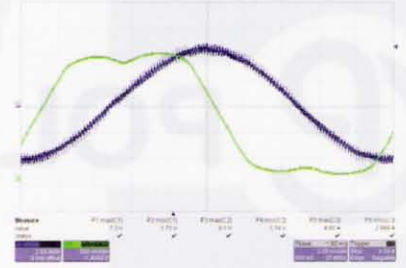


Şekil 4. Üç fazlı ac motorların basitleştirilmiş tek-faz eşdeğer devreleri: (a) temel frekans, (b) yüksek frekans.

Bu çalışmada evirici harmonik dağılım analizi yapılırken (2) yardımıyla önce ac çıkış gerilim harmonik analizi yapılmış, çıkan sonuca göre her bir harmoniğin o frekansta geçerli olan impedansa ($R+j\omega L_s$) oranı alınarak çıkış ac akımı (I_{ac}) harmonik dağılımı bulunmuştur. Zira anahtarlama frekansını uygulamada genellikle temel frekansa göre onlarca kat yüksek olduğundan, anahtarlama frekans ve üstü bölgesinde tipik evirici yüklerinin modeli bir R-L devresi olur (Şekil 4).

3. Çeşitli PWM yöntemleri için faz akımı harmonik dağılımının analitik ve deneysel incelenmesi ve karşılaştırılması

Ayrıntılı kıpırtı incelemesi yapabilmek için, hesap, benzetim ve deney çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Deney bir asenkron motorunu $V/f=$ sabit yöntemiyle süren üç fazlı iki seviyeli bir evirici üzerinde yapılmıştır. Evirici dc barası 500V ile beslenmiştir. Taşıyıcı



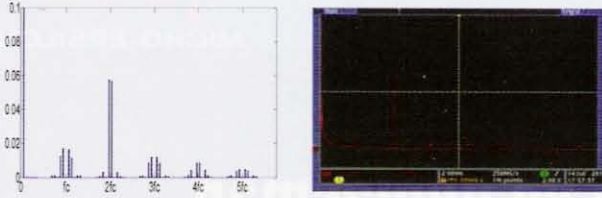
Şekil 5. SVPWM ile sürülen asenkron motor faz akımı ve modülasyon dalgası ($M_i=0.4$).

frekans (f_c) SPWM, SVPWM ve AZPWM için 6.6 kHz, DPWM1 ve NSPWM için 10 kHz olarak ayarlanmıştır. Böylelikle bütün modülasyon yöntemleri için ortalama anahtarlama frekansını 6.6 kHz olmuştur. Hesap yaklaşımında, ac çıkış faz akımı dalgasının harmonik dağılımı ÇKFİ kullanılarak MATLAB tabanlı bilgisayar programı yardımıyla elde edilmiştir. Deney verileri ile bilgisayar programı aynı modülasyon yöntemi, aynı frekans ve aynı M_i değerinde çalıştırılarak karşılaştırılmıştır. Bu şartlarda ayrıntılı evirici deneyi, benzetim (yer darlığından kapsammayacaktır) ve ÇKFİ yaklaşımı sonuçları çok büyük oranda birbirlerini doğrulamaktadır.

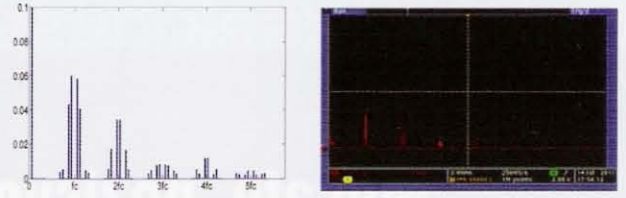
Analiz kısmında öngörüldüğü gibi, benzetimde ve deneyde evirici çıkış gerilim ve akım harmonik spektrumlarında dc bileşen ve temel frekans etrafında saçak harmonikler gözlemlenmemiştir. Sadece taşıyıcı frekans ve katları ve bunların saçaklarında harmonikler gözlemlenmiştir. Dolayısıyla bundan sonraki kısımlarda sade-

	$M_i = 0.4$		$M_i = 0.8$	
	$I_{h(rms)} (mA)$	m_p	$I_{h(rms)} (mA)$	m_p
SPWM	92.4	2	X	X
SVPWM	90	2	119	1
AZPWM1	323.5	1	200.6	1
DPWM1	107	1	100.9	1
NSPWM	X	X	152.7	1

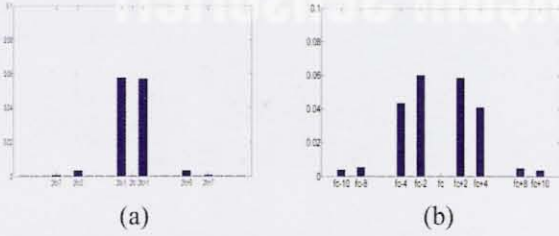
Tablo 1. PWM yöntemlerine bağlı çıkış toplam kıpırtı akımları ve baskın harmonikler.



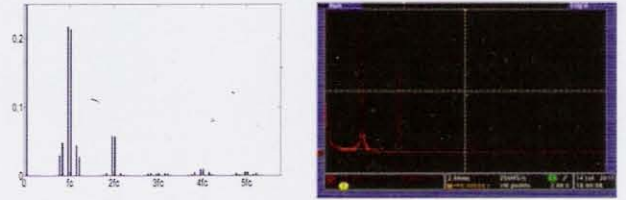
Şekil 6. SVPWM $M_i= 0.4$ çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFI-hesaplanan, sağ: deneysel)



Şekil 7. SVPWM $M_i= 0.8$ çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFI-hesaplanan, sağ: deneysel).



Şekil 8. SVPWM modülasyon yönteminde baskın harmoniklerdeki saçaklar (a): $M_i=0.4$, (b): $M_i=0.8$.



Şekil 9. AZPWM1 $M_i= 0.4$ çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFI-hesaplanan, sağ: deneysel).

ce bu bölgelerde inceleme ve gösterimler yapılacaktır.

Şekil 3'te DPWM1 yönteminin ve Şekil 5'te SVPWM yönteminin deneysel dalga biçimleri örnek olarak gösterilmiştir. Çıkış geriliminin dikdörtgen darbelerden oluşu, akımda ortalama değeri sıfır olan rampa şeklinde kırırtı oluşturması, yöntemine özgü modülasyon dalgası ve farklı kırırtı karakteristikleri bu dalga biçimlerinden gözlenebilir. Bu çalışmanın odağı kırırtılar ve frekansları olduğundan, bu aşamada dalga biçimi yerine kırırtının frekans dağılımı öncelikli olarak ele alınacaktır.

Elde edilen veriler doğrultusunda çıkış ac toplam kırırtı akımı rms değeri ve kırırtı akımına neden olan baskın harmoniklerin taşıyıcı frekansın hangi katında olduğu Tablo 1'de verilmiştir. Gerçekleştirilen deneyde motorun temel frekanstaki (50Hz) rms akımı (boşta akım) 2.5A'dır. Bu durumda kırırtı akımının temel frekanstaki rms akımına oranı farklı PWM yöntemleri için yüzde 3.6 ile yüzde 12.9 arasında değişmektedir. Anahtarlama frekansı

temel frekanstan görece yüksek ve motor kaçak indüktansı yüksek (>%5) olduğundan kırırtı akımlarının rms değeri temel frekans akım değerine göre çok daha düşüktür. Anahtarlama frekansının çok daha düşük olduğu büyük güçlü uygulamalarda bu yüzdelere de çok daha yüksek ve kırırtının başarımına etkisi çok daha fazla olacaktır.

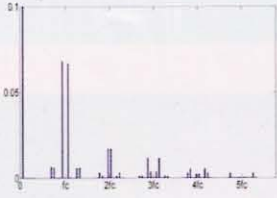
PWM yöntemleri doğrusal olarak çalışabildikleri M_i aralıklarında kapsamıştır. Bu nedenle tabloda SPWM için $M_i=0.8$ ve NSPWM için $M_i=0.4$ değerleri kapsamamıştır (X işaretli). Tablodan görüleceği üzere, düşük M_i için SVPWM en az rms kırırtıyı sağlarken, yüksek M_i için DPWM1 en iyidir.

Şekil 6 ve 7'de SVPWM'in düşük ve yüksek M_i değerleri için akım harmonik spektrumu görülmektedir. Harmonik frekansı yükseldikçe harmoniklerin şiddetinin genellikle azaldığı, harmoniklerin taşıyıcı frekansı ve katlarının etrafında yoğunlaştığı görülmektedir. Şekil 8'de spektrum ayrıntısı incelendiğinde, Tablo 1'de ifade edildiği gibi, düşük M_i 'de taşıyıcının

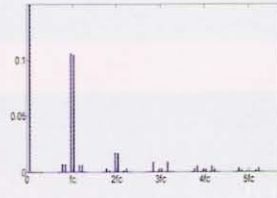
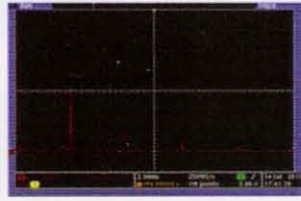
iki katında ve merkeze doğru, yüksek M_i 'de de taşıyıcı frekansında ve saçağa doğru olan harmonikler baskındır. Karşılaştırmada ayrıca düşük M_i 'de harmoniklerin yüksek M_i 'ye göre daha az olduğu görülebilir.

SPWM de SVPWM ile aynı özellikleri taşıdığından ayrıntılı gösterimi yapılmamıştır. Sonuç olarak SPWM ve SVPWM yöntemleri düşük M_i değerlerinde çıkış akım harmoniği açısından verimli bir şekilde çalışmaktadır. Şekil 9'da AZPWM1 yönteminde Tablo 1'e uyumlu olarak, taşıyıcı frekansta yüksek harmonikler gözlemlenmektedir. Kırırtı, M_i arttıkça azalır.

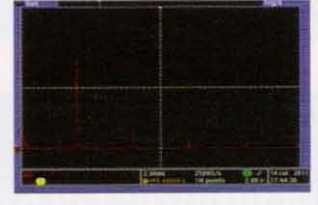
Çıkış kırırtı akım değeri diğer PWM yöntemlerine göre oldukça yüksektir. Yöntemin getirisi OMG'sinin azlığındadır. Uygulamada yüksek M_i değerlerinde kullanım bulan DPWM1 yönteminin bu bölgedeki harmonik spektrumu Şekil 10'da gösterilmektedir. Taşıyıcı frekansta harmonikler baskındır. M_i yükseldikçe DPWM1 yönteminde saçak harmonikler azalır ve kırırtıya neden olan harmoniklerin değer-



Şekil 10. DPWM1 $M_f=0.8$ çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFI-hesaplanan, sağ: deneysel).



Şekil 11. NSPWM $M_f=0.8$ çıkış akım harmonik dağılımı (sol: ÇKFI-hesaplanan, sağ: deneysel).



leri ve toplam çıkış kırırtı akımı düşer. Yüksek M_i 'nin kırırtı bakımından DPWM1 en iyidir (Tablo 1). Şekil 11'de görüldüğü gibi, yüksek M_i 'de NSPWM yöntemi kırırtı akımları bakımından DPWM1 yöntemine yaklaşımaktadır ve yine taşıyıcı frekansa harmonikler baskındır. NSPWM yönteminin diğer getirisi OMG'sinin azlığıdır.

Özetle AZPWM1, DPWM1 ve NSPWM yöntemlerinde tüm çalışma koşullarında baskın harmonik f_c 'dedir. SPWM ve SVPWM yöntemlerinde ise baskın harmonik düşük M_i 'de $2f_c$ 'de, yüksek M_i 'de ise f_c 'dedir.

Bu gözlem, SPWM ve SVPWM yöntemlerinin baskın harmoniklerinin çalışma koşullarına göre değiştiğini söylemektedir. Bu yöntemler için pratik uygulamada yapılması öngörülen muhtemel süzgeç yapılarında eviricinin anahtarlandığı M_i değeri mutlaka göz önünde bulundurulmalıdır.

Örneğin, bu uygulamada baskın harmonikler farklı M_i değerlerine ve PWM yöntemlerine göre 6,6kHz, 10 kHz ya da 13,2 kHz'de olabilmektedirler. DPWM1 ve NSPWM yöntemlerinde bütün çalışma koşullarında baskın harmonikler 10 kHz'tedir. Aynı şekilde AZPWM1 yönteminde de baskın harmonikler her durumda 6.6 kHz'te olmaktadır. Diğer taraftan SPWM ve SVPWM yönteminde düşük M_i değerlerinde baskın harmonikler 13.2

kHz'te iken yüksek M_i değerlerinde 6.6 kHz'tedir. Dolayısıyla eviricinin çalışma nokta (veya bölgesine) bağlı olarak, süzgeç kullanıldığında, kesme frekansı da baskın frekans dikkate alınarak seçilmelidir.

Harmonik spektrumu grafiklerinden görüleceği üzere, deney ve hesap arasında kuvvetli uyum bulunmaktadır. Elde edilen bilgiler ışığında uygulamada en yararlı olacak yöntemin tasarım aşamasında seçilmesi söz konusudur. Modülasyon yönteminin neden olduğu kırırtı, anahtarlama kayıpları, doğrusallık sınırları, OMG gibi özelliklerden hangileri en iyileştirilmek isteniyorsa ona göre seçim yapılmalı, değerlendirme ve boyutlandırma aşamasında da makalede verilen akım harmonik grafikleri dikkate alınmalıdır.

4. Sonuç

Bu çalışmada iki seviyeli üç fazlı eviricilerde temel modülasyon tekniklerinin modülasyon indisine bağlı olarak AC çıkış akımı harmonik dağılımına ve kırırtı akımlarına etkisi incelenmiştir. Çift katlı fourier yöntemi ile harmonikler hesaplanmış, ayrıca deneylerle doğrulama yapılmıştır. Hesap, benzetim ve deney sonuçları karşılaştırılmış ve büyük tutarlılık görülmüştür. Ayrıca bu hesaplar ve ölçümler aracıyla kırırtı akımının harmonik spektrumunun farklı modülasyon indisine göre nasıl değiştiği incelenmiş ve modülasyon tekniklerinin

birbiriyle karşılaştırılması yapılmıştır. Sonuç olarak hangi koşullarda hangi tekniğin evirici AC çıkış akım kırırtısı açısından daha iyi sonuç verdiği ortaya konulmuştur. Bu bilgi PWM doğrultucuları, yenilenebilir enerji kaynakları, kesintisiz güç kaynakları ve AC motor sürücü tasarımında kullanılabilir.

Kaynaklar

- [1] A.M. Hava, R. J. Kerkman, ve T. A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives," *IEEE Trans.Power Electron.*, cilt. 14, no. 1, s. 49-61, Ocak 1999.
- [2] A.M. Hava, N.O. Çetin, "Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage Source Inverters," *IEEE Trans.Power Electron.*, cilt.26, no. 5, s. 1385-1395, Mayıs 2011.
- [3] E. Ün, A.M. Hava, "Gerilim Kaynaklı Eviricilerde OrtakMod Gerilimi, Akımı, Etkileri ve Bastırılma Yöntemleri," 12. Ulusal Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Kongresi, 14-18 Kasım 2007, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Eskişehir, s. 33-38.
- [4] 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.
- [5] U. Ayhan, A.M. Hava, "İki Seviyeli Eviricilerde DC Bara Akımı PWM Harmonikleri" 3e Electrotech Dergisi, sayı 202, Nisan 2011, s. 60-66.
- [6] M.H.Bierhoff, M.W.Fuchs, "DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage Source Converters Influenced by the Pulsed-width-Modulation Strategy-An Analysis," *IEEE Trans.Power Electron.*, cilt. 55, no. 5, s. 2085-2092, Mayıs 2008.
- [7] D.G. Holmes, T.A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*, Piscataway, NJ, IEEE Press, 2003.