

TEK-DARBE MODÜLASYONLU BİR FAZLI EVİRİCİ SÜRÜCÜ SİSTEMİNDE HARMONİK ELİMİNASYONU İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM

Zeliha SÜNTER¹, Hüseyin ALTUN¹, Sedat SÜNTER²

¹Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elazığ

²Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elazığ

zsunter@ptt.gov.tr, haltun@firat.edu.tr, ssunter@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 04.08.2014; Kabul/Accepted: 29.01.2015)

ÖZET

Bu makalede tek fazlı bir evirici sürücüsü için kısmi kare dalga yönteminin özel bir uygulaması olan tek darbe modülasyonlu bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem ile altı adımlı eviricilerde olduğu gibi evirici çıkış geriliminde çift harmoniklerle birlikte üç ve üçün katı olan harmonikler de elimine edilmektedir. Eviricinin bir çıkış periyodunda aynı oranda anahtarlama yapılarak kısmi kare dalga yöntemine göre daha az harmonik içeriğe sahip bir dalga şekli üretilmektedir. Önerilen yöntemde çıkış geriliminin genlik kontrolü değişken doğru akım (DA) baralı evirici vasıtasıyla yapılmaktadır. Önerilen yöntemin ve kısmi kare dalga yönteminin Matlab/Simulink'te modelleri kurulmuş, aynı şartlarda ve değişik çıkış frekanslarında R-L yükü, açık çevrim V/f kontrollü endüktif yük ve tek-fazlı asenkron motor için karşılaştırmalı olarak benzetim sonuçları verilmiştir. Önerilen yöntemin üstünlüğü dalga şekilleri ve harmonik spektrumları ile gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tek fazlı evirici, kısmi kare dalga, tek-darbe modülasyonu, THD

A NEW APPROACH FOR HARMONIC ELIMINATION IN SINGLE-PULSE MODULATED SINGLE-PHASE INVERTER DRIVE SYSTEM

ABSTRACT

In this paper, a novel control technique which is a particular implementation of the quasi square wave method has been proposed for a single-phase inverter drive. With the proposed control technique, 3rd and 3rd order harmonics together with even harmonics of the inverter output voltage waveform are eliminated as in a six-step inverter. An output voltage waveform with less harmonic content for one output period of the inverter operation is produced using the same switching rate as that of quasi square wave method. Output voltage control is performed by using a variable DC link inverter. Matlab/Simulink models of the proposed system, and the inverter system with quasi square wave modulation technique have been obtained. The comparative simulation results for both techniques are given at various output frequencies. Open-loop V/f control has been applied to both inverters feeding an R-L load, V/f controlled inductive and single-phase induction motor loads. Superiority of the proposed technique to the conventional quasi square wave modulation technique has been shown with the output waveforms and their spectra.

Keywords: Single-phase inverter, quasi square wave, single-pulse modulation, total harmonic distortion (THD)

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Bir evirici, girişindeki doğru gerilimi çıkışında istenen genlik ve frekansta bir alternatif gerilime dönüştürür. Eviricinin çıkış frekansı yarıiletken anahtarların iletimde ve kesimde bulunduğu süreler ile belirlenir [1-3]. Bununla birlikte eviricilerde anahtarlama stratejisi, normalde sinüsoidal olmayan gerilim ve

akım dalga şekillerine neden olur. Bu da eviricinin çıkışında, genellikle yük olarak kullanılan motorun performansını etkiler. Çıkış frekansının geniş bir aralıkta değişmesi durumunda istenmeyen harmoniklerin filtrelenmesi mümkün olmamaktadır. Bu yüzden düşük harmonik içerikli alternatif akım (AA) dalga şekillerinin üretimi önem kazanmaktadır. Evirici, bir transformatörü veya bir motoru

beslediğinde uygun manyetik koşulları sağlamak için çıkış gerilimi frekansla birlikte değiştirilmelidir. Bu nedenle çıkış geriliminin kontrolü değişken frekanslı bir sistemin asıl özelliğidir. Gerilim kontrolünü başarmak için değişik teknikler mevcuttur. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans sabit veya değişken olabilir. Girişteki DA gerilimi değiştirilerek ve evirici kazancı sabit tutularak, evirici çıkışında değişken bir çıkış gerilimi sağlanabilir. Diğer taraftan girişteki DA bara geriliminin sabit olması halinde, evirici kazancı (modülasyon indeksi) değiştirilmek suretiyle değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir.

Tek fazlı eviriciler, AA makinaların sürülmesinde, ayarlı gerilim ve frekanslı güç kaynaklarında, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), endüksiyonla ısıtmada, statik VAR kompanzator-lerinde, aktif güç şebeke filtreleri, güneş enerji sistemleri ve buna benzer uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır [3-11].

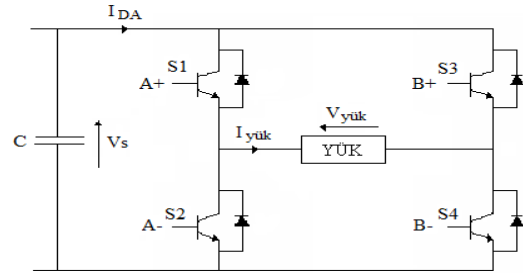
Kısmi kare dalga yöntemini kullanan tek fazlı eviriciler anahtarlama kayıplarının minimize edilmesi açısından darbe genişlik modülasyonlu eviricilere göre önemli avantajlara sahiptir. Ancak özellikle düşük çıkış frekanslarında kısmi kare dalga yöntemini kullanan tek fazlı eviriciler, çıkışlarında motor yükleri için olumsuzluk teşkil eden oldukça bozunumlu dalga şekilleri üretmektedir. Bu çalışmada önerilen kontrol yöntemiyle kısmi kare dalga yönteminin düşük anahtarlama kayıplarına sahip olma avantajı aynen korunurken çıkış frekansının her değeri için oldukça kaliteli gerilim dalga şekilleri elde edilebilmektedir.

2. TEK FAZLI EVİRİCİ DEVRESİ VE GERİLİM-FREKANS KONTROLÜ (SINGLE-PHASE INVERTER CIRCUIT AND VOLTAGE-FREQUENCY CONTROL)

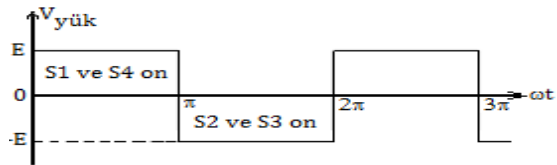
Şekil 1'de gösterildiği gibi evirici devre yapısında anahtar olarak transistör sembolü kullanılmış ise de bu anahtarlar herhangi bir kontrollü yarı-iletken anahtar olabilir. Evirici sabit veya ortalama değeri değişken bir DA gerilim kaynağından beslenir (E). Evirici devresindeki anahtarlar kontrol edilerek yüke +E, -E veya 0 seviyesinde gerilim sağlanabilir. Evirici çıkışında sabit frekans istenilen bazı uygulamalarda transformatör temelli tek fazlı evirici devreleri kullanılmaktadır [12]. Ancak transformatörün boyutu ve maliyeti, düşük frekanslarda büyük olmaktadır. Değişken-frekanslı uygulamalarda ise evirici devresi çıkışında transformatör kullanılmaz.

Şekil 1'deki eviricideki anahtarlar akımın tek yönlü akmasına izin verirken anahtarlara ters paralel bağlı diyotlar ise akımın ters yönde akmasına müsaade eder. Bu diyotlar yük akımına ters yönde bir akım yolu sağlayarak reaktif yükteki enerjinin evirici üzerinden DA kaynağına geri verilmesine müsaade eder. Bu esnada DA kaynak akımının negatif olmasından dolayı filtre kondansatörünün aşırı şarjı sonucu DA bara gerilimi yükselecektir. Bu durumda

DA kaynağına geri verilen rejeneratif enerji baradaki frenleme dirençlerinde ısı olarak harcanacaktır. Bu enerjinin frenleme direncinde harcanmayıp AA şebekesine geri verilebilmesi için doğrultucu modunda çalışan başka bir evirici kullanmak gerekir.



Şekil 1. Tek-fazlı tam köprü evirici devresi (Single-phase full bridge inverter circuit)



Şekil 2. Evirici çıkış gerilimi (Inverter output voltage)

Şekil 1'deki evirici devresinde S1 ve S4 anahtarları anahtarlendiğinde yük uçlarındaki gerilim yükün karakteristiğinden bağımsız olarak DA bara gerilimi E'ye eşit olur. Benzer olarak S3 ve S2 anahtarları anahtarlendiğinde ise çıkış gerilimi -E olacaktır. Böylece anahtarların anahtarlama süreleri eşit tutularak ve ayarlanarak çıkışta istenilen frekansta AA gerilimi elde edilir. Ancak bu durumda çıkış geriliminin genlik kontrolü DA bara gerilimini ayarlayarak yapılabilir. Şekil 2'deki evirici çıkış gerilimi Fourier serisine açıldığında, gerilimin değişimi tek fonksiyon özelliğinde olduğu için ortalama değer ve çift harmonik bileşenleri içermeyecek sadece tek harmonik bileşenler bulunacaktır [13-14].

$$V_{yük} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (1)$$

Burada; $a_0=0$, $a_n=0$ 'dır.

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} E \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4E}{n\pi} \quad (2)$$

a_0 , a_n ve b_n değerlerini Denklem (1)'de yerine koyarsak;

$$V_{yük} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (3)$$

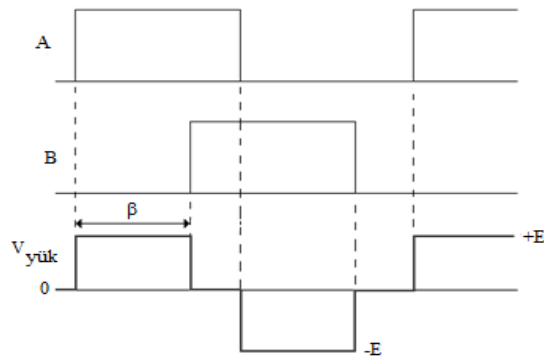
$$V_{yük} = \frac{4E}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \dots \right] \quad (4)$$

elde edilir.

Çıkış gerilimin ayarlanması, evirici anahtarlarının S1-S3 ve S2-S4 anahtarlama durumları da kullanılarak yapılabilir. Bu durumda çıkış gerilim dalga şeklinde sıfır gerilim bölgeleri oluşur. Bu yöntem kısmi kare dalga yöntemi olarak bilinmektedir. Bu yöntemde evirici çıkış gerilimini kontrol etmek için DA bara gerilimini ayarlamaya gerek yoktur. Ayrıca Darbe Genişlik Modülasyon (PWM) tekniği kullanılarak da çıkış geriliminin ayarlanması evirici kazancı ile (modülasyon indeksi) yapılabilir [15-17]. Ancak böyle bir yöntem tercih edildiğinde anahtarlar bir çıkış periyodundan anahtarlama frekansına bağlı olarak çok sayıda anahtarlanacağından anahtarlama kayıpları önemli derecede artacaktır. Bunun yanı sıra bu yöntemde, anahtarlama frekansına bağlı olarak daha hızlı anahtarların kullanımı zorunlu olacaktır.

2.1. Kısmi Kare Dalga Yöntemi (Quasi-Square Wave Method)

Bu yöntemde kare dalga anahtarlama kullanılmayan S1-S3 ve S2-S4 anahtarlama durumları kullanılarak çıkış geriliminde sıfır seviyeleri elde edilir. Eviricideki bacıklarının her ikisi arzu edilen frekansta bir kare dalga ile anahtarlanır. Çıkış gerilimindeki ana harmoniğin genliğini ayarlamak için iki kare dalga arasında 0° ile 180° arasında bir faz kayması konur. Böylece çıkış geriliminin efektif değeri sıfır ile maksimum değerleri arasında ayarlanabilir. S1 anahtarına Şekil 3'de gösterilen A sinyali uygulanırken S3 anahtarına ise β faz kaymasına sahip B sinyali uygulanır. Sırasıyla S2'ye A'nın tersi uygulanırken S4'e ise B'nin tersi uygulanır.



Şekil 3. Kısmi kare dalga metoduna ait dalga şekilleri (Waveforms of quasi-square wave method)

Bu durumda $V_{yük}$ gerilim dalga şekli Fourier serisine açılırsa a_0 ve a_n katsayıları sıfır olurken b_n katsayısı ise;

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\beta}{2}}^{\frac{\pi+\beta}{2}} E \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi-\beta}{2}}^{\frac{3\pi+\beta}{2}} E \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (5)$$

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \sin\left(\frac{n\beta}{2}\right) \quad ve \quad n = 1,3,5,7,.. \quad (6)$$

a_0 , a_n ve b_n değerlerini Denklem (1)'de yerine koyarsak;

$$V_{yük} = \frac{4E}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin\left(\frac{3\beta}{2}\right) \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin\left(\frac{5\beta}{2}\right) \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin\left(\frac{7\beta}{2}\right) \sin(7\omega t) + \dots \right] \quad (7)$$

olur. Böylece istenen genliğe bağlı olarak Denklem(7)'e göre eviricideki anahtarlar arasındaki faz kayması ayarlanır.

Bu denklemden açıkça görüleceği üzere $\beta=120^\circ$ alınırsa 3 ve 3'ün katı harmonikler 72° olarak alındığında ise 5 ve 5'in katı harmonikler elimine edilecektir. Bu özellik makalede önerilen yönteme temel teşkil etmektedir.

2.2. Önerilen Tek-Darbe Modülasyon Yöntemi (Proposed Single-Pulse Modulation Method)

Bu çalışmada, evirici çıkış frekansının her değeri için bir çıkış periyodunda evirici anahtarlarının sadece bir kez iletme ve kesime sokulmasıyla yük uçlarına en az harmoniğe sahip her zaman aynı dalga şeklini sağlayan bir kontrol algoritması önerilmiştir. Bu algoritmayla aynı zamanda V/f kontrolü gerçekleştirilmekte ve anahtarlama kayıpları minimize edilmektedir. Bu algoritma sayesinde evirici çıkış geriliminde sadece tek sayılı harmonikler mevcut olup en baskın olan üç ve üçün katı harmonikler elimine edilmiştir. Önerilen yöntem kısmi kare dalga yönteminin özel bir hali olan darbe genişliği açısı $\beta=120^\circ$ çalışma durumudur.

$$\hat{V}_{yük}(n) = \frac{4E}{n\pi} \sin\left(\frac{n\beta}{2}\right) = \frac{4E}{n\pi} \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right); \quad n = 1,3,5,7, \dots \quad (8)$$

$$\hat{V}_{yük}(n) = 0; \quad n = 2,4,6,8, \dots$$

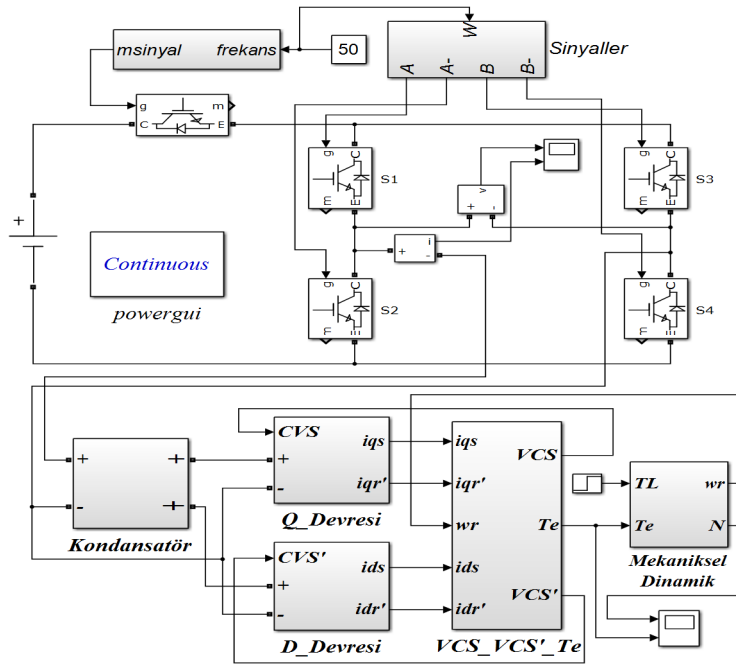
Denklem (8)'e göre $\beta=120^\circ$ için çıkış geriliminde üç ve üçün katı harmonikler görülmeyecektir. Böylece en baskın harmonikle birlikte baskın harmoniğin katlarındaki harmonikler de elimine edilerek çıkışta kare dalga çalışma için harmonik içeriği bakımından en uygun dalga şekli elde edilebilecektir. Ancak bu durumda çıkış geriliminin genliği Denklem (8)'den de görüldüğü gibi sabit kalacaktır. Önerilen yöntemde sabit V/f çalışmayı sağlayabilmek için gerekli gerilim kontrolü bu durumda DA bara gerilimini regüle ederek yapılmaktadır. Arzu edilen evirici çıkış gerilim genliği için Denklem (8)'deki DA bara gerilimi E, bir DA kısıcısı ile kontrol edilerek evirici çıkışında istenilen V/f çalışma sağlanmaktadır.

3. MODELLEME VE BENZETİM (MODELLING AND SIMULATION)

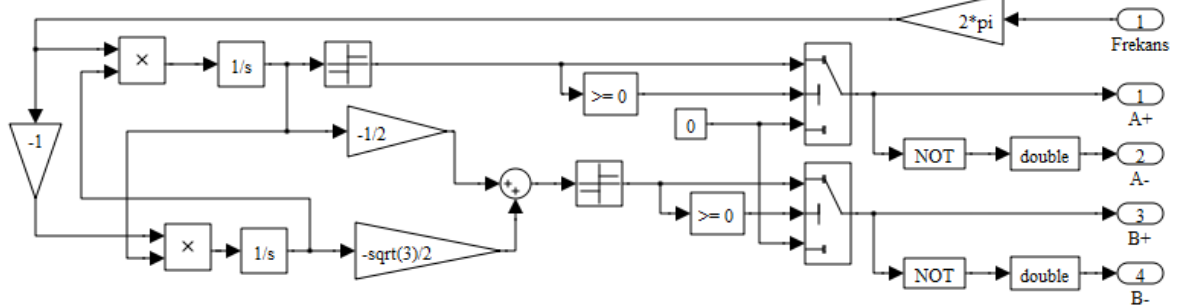
Önerilen sistem Şekil 4'de gösterildiği gibi Matlab/Simulink ile modellenmiştir [18]. Modelde R-L yükü için V/f oranı 311/50 olacak şekilde alınmıştır. Modelde gerekli hesaplamaların yapılabilmesi için bu oran, yükün anma gerilimi ve anma frekansı göz önünde bulundurularak kullanılmıştır. Model, anahtar sinyallerinin hesaplandığı blok, evirici güç ve yük devreleri ve V/f oranını sabit tutacak şekilde ayarlanabilir DA kaynağından (anahtarlamalı DA kıyıcısı) oluşmaktadır. Yük olarak R-L kullanılarak sonuçlar alınmış daha sonra da Şekil 4'de gösterildiği gibi kondansatör yol vermeli tek-fazlı asenkron motor kullanılmıştır. Modele frekans bilgisi girildiğinde V/f oranı sabit olduğundan girilen frekans değerine karşılık Denk. (8)'de kullanılmak üzere bir bara gerilimi (E) hesaplanmaktadır. Denk.(8)'den 50 Hz'lik bir çalışma frekansında 220 V'luk bir efektif gerilim elde edebilmek için bara gerilimi E'nin 282 Volt olması gerektiği hesaplanmıştır. Önerilen yöntemde her koşulda $\beta=120^\circ$ olarak alınmaktadır. Değişken frekans çalışma koşullarında DA bara gerilimi, Şekil 4'de gösterildiği gibi DA kıyıcı anahtar için uygun

sinyaller üretilerek, kontrollü bir şekilde elde edilmiştir. Eğer bara gerilimi 50 Hz'e karşılık gelen 282 Volttan daha büyük çıkarsa karşılaştırma bloğu sayesinde bara gerilimi 282 Volt olarak sabit alınır. Bu gerilim evirici girişine uygulanmaktadır. Evirici dört adet IGBT ve bu IGBT'lere ters paralel bağlı diyotlardan oluşmaktadır. Evirici çıkışında seri bağlı R- L yükü ve daha sonra tek fazlı bir asenkron motor kullanılmıştır.

Anahtarlara uygulanacak sinyaller ise Şekil 5'de modeli verilen devre ile elde edilmiştir. Bu blokta anahtar sinyalleri evirici çıkış geriliminin formunu aynı tutacak şekilde frekans bilgisine göre hesaplanmaktadır. Yani anahtarların kontrol işaretleri, evirici çıkış gerilimindeki darbe genişlikleri her seferinde $\beta=120^\circ$ olacak şekilde hesaplanmaktadır. Burada bloğun girişine uygulanan frekansta (ki bu frekans evirici çıkış frekansıdır) aralarında 120° faz farkı bulunan iki sinüs işaretinden iki kare dalga elde edilir. Elde edilen A+ ve A- sinyalleri Şekil 4'de gösterilen eviricinin sırasıyla S1 ve S2 anahtarlarına uygulanırken B+ ve B- sinyalleri sırasıyla S3 ve S4 anahtarlarına uygulanır.



Şekil 4. Önerilen sistemin komple Matlab/Simulink modeli (Complete Matlab/Simulink model of the proposed system)



Şekil 5. Şekil 4'deki "Anahtar Sinyalleri" bloğunun iç yapısı (Internal structure of the "Anahtar Sinyalleri" block given in Fig.4.)

Önerilen yöntemin üstünlüğünü göstermek için konvansiyonel yöntem olan kısmi kare dalga yöntemine göre tek fazlı evirici de modellenmiştir.

Bu modeldeki evirici 311 Voltluk sabit doğru gerilim ile beslenmiştir. Karşılaştırma amaçlı olarak önerilen modeldeki aynı anahtarlar elemanları ve yük koşulları dikkate alınmıştır.

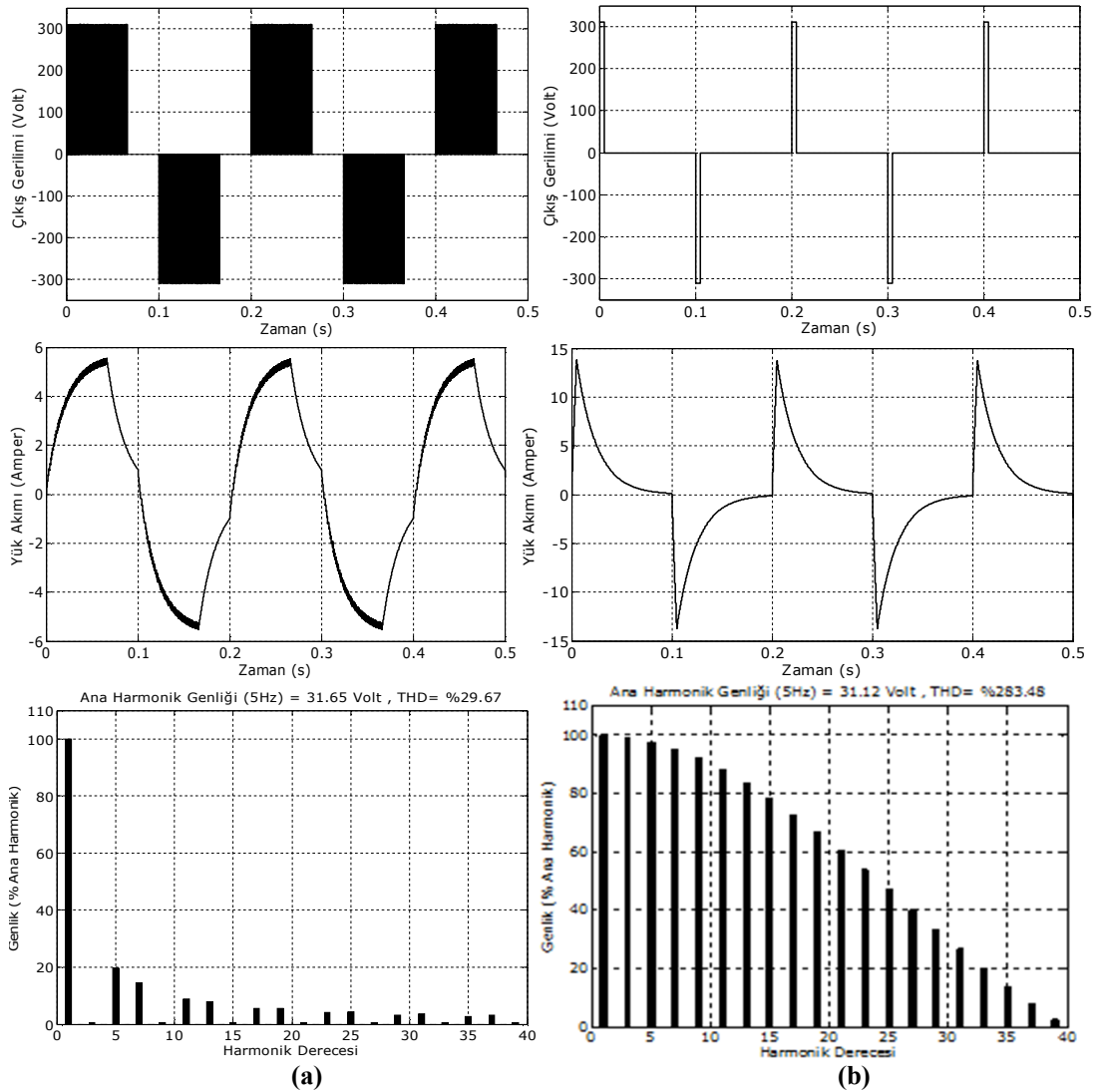
Benzetim Sonuçları (Simulation Results)

İlk olarak evirici çıkışında $R=5 \Omega$, $L=0.1$ H olan bir R-L yükü kullanılmıştır. Kısmi kare dalga yönteminde DA bara gerilimi 311 V olarak alınmıştır. Önerilen kontrol yönteminde ise evirici girişindeki DA kıyıcısının giriş gerilimi 311 V alınarak evirici çıkışında V/f 'e bağlı olarak istenen çıkış gerilimlerine göre DA kıyıcısı kontrol edilmiş ve ortalama değeri değişebilen DA bara gerilimi elde edilmiştir.

Şekil 6'da 5 Hz'lik bir çıkış frekansı için R-L yükünü besleyen eviricinin sırasıyla çıkış gerilimi ile yük

akımı dalga şekilleri ve yük gerilimine ait frekans spektrumu önerilen yöntem ve kısmi kare dalga yöntemi için karşılaştırmalı olarak verilmiştir. 5 Hz'lik çıkış frekansında evirici çıkış geriliminin Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD) önerilen yöntem için % 29,67 iken kısmi kare dalga yönteminde % 283,48 olduğu görülmektedir. Yani 5 Hz'lik bir çıkış frekansında önerilen yöntem sayesinde THD yaklaşık 10 kat azalmıştır. Çıkış gerilim dalga şekli de görüleceği gibi önerilen kontrol yöntemi sabit V/f çalışmayı sağlayabilmek için DA kıyıcısını kontrol ederek DA bara gerilimini 31 V düzeyine çekmiştir.

Yine Şekil 6'daki gerilim harmonik spektrumundan görüleceği üzere önerilen kontrol yöntemi sayesinde çıkış geriliminde üç ve üçün katı harmonikler elimine edilmiş diğer harmoniklerin genlikleri ise harmonik dereceleri oranında azalmıştır. Örneğin 5. Harmoniğin genliği ana harmoniğin 1/5 katı kadar olmuştur (Ana harmoniğin %20'si).

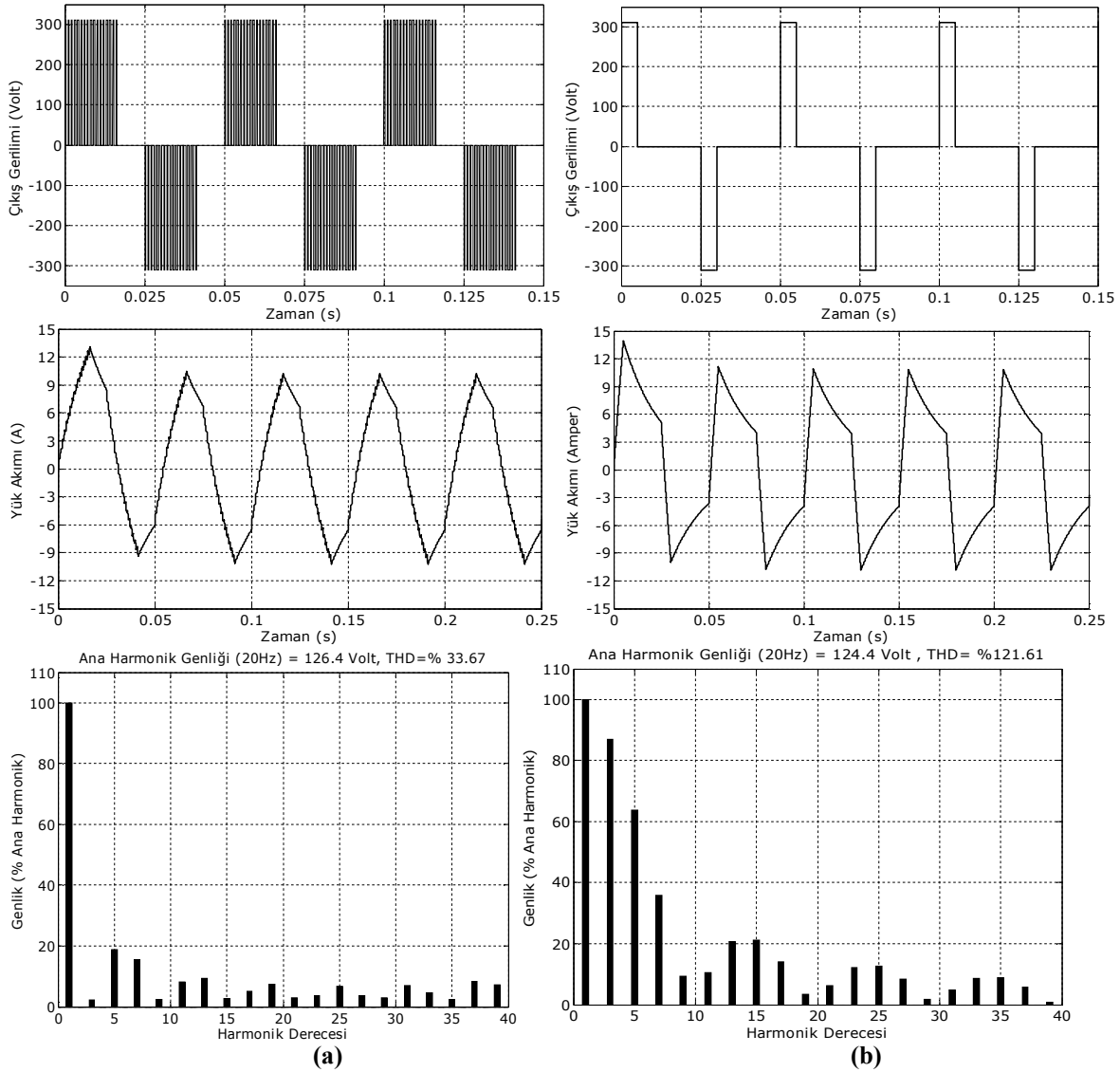


Şekil 6. $f_o=5$ Hz çalışma durumu için (a) önerilen kontrol yöntemi ve (b) kısmi kare dalga yöntemine ait benzetim sonuçları. (Simulation results for operating condition of $f_o=5$ Hz; (a) the proposed control method and (b) quasi-square wave method.)

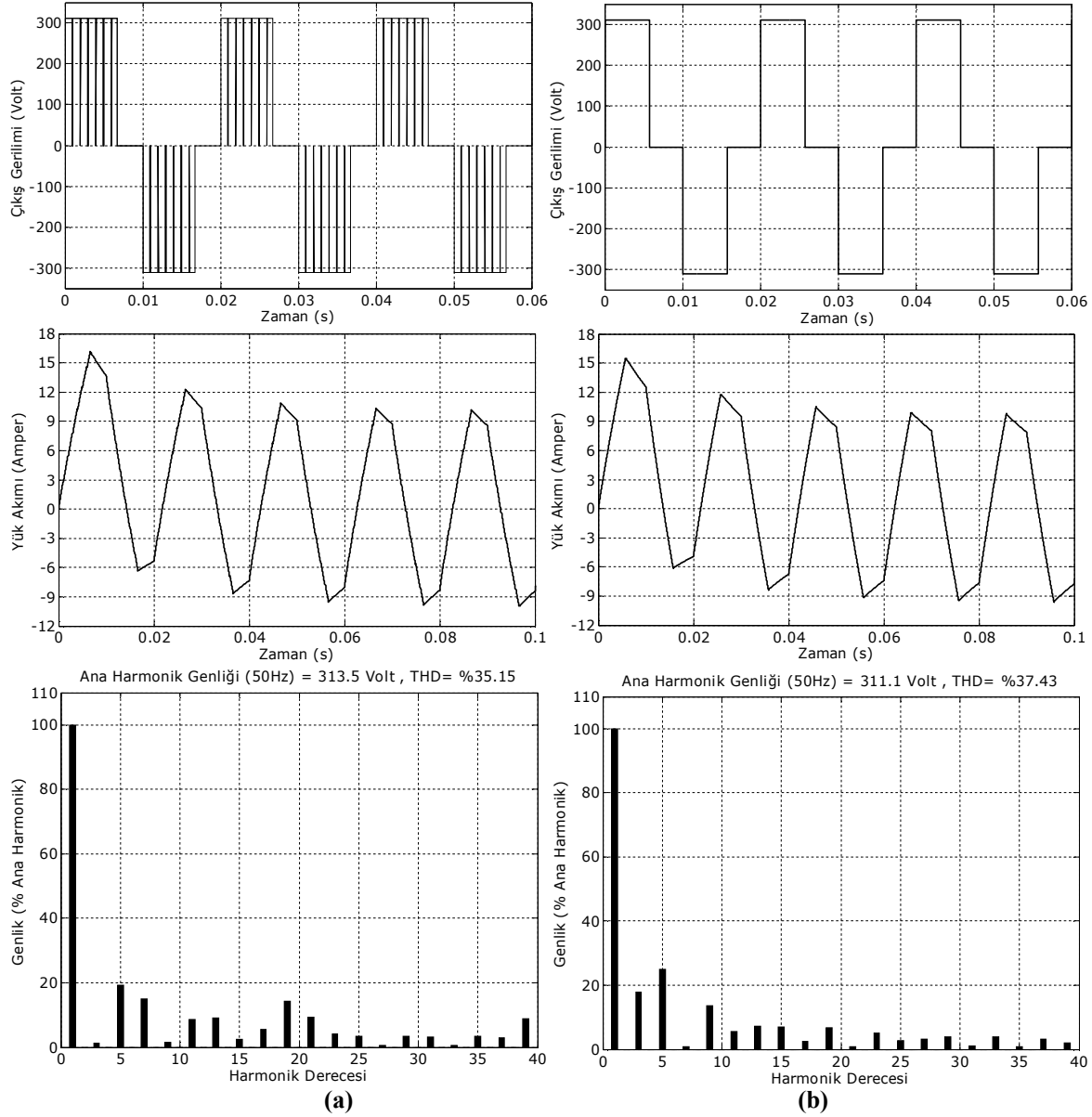
Kısmi kare dalga yöntemine ait Şekil 6'daki evirici çıkış gerilim dalga şeklinden görüldüğü gibi kontrol sistemi sabit V/f çalışmayı sağlayabilmek için DA bara gerilimini 311 Voltta sabit tutarak çıkıştaki darbelerin sürelerini azaltmıştır. Yük akımının da darbeler şeklinde üstel olarak azaldığı görülmektedir. Benzer sonuçlar 20 Hz ve 50 Hz için de alınmış ve sonuçlar sırasıyla Şekil 7 ve Şekil 8'de verilmiştir. Beklendiği üzere önerilen yöntemde evirici çıkış gerilimi dalga şekli yaklaşık olarak aynı kalmış aradaki farklılıklar evirici girişindeki DA kıyıcısının anahtarlama frekansı civarındaki harmoniklerin çıkışa etkisinden ortaya çıkmıştır. Yük akımı dalga şekilleri ise çıkış frekansındaki artışa paralel olarak yükün filtre etkisiyle daha da sinüsoidal forma yaklaşmıştır. Kısmi kare dalga yönteminde ise çıkış frekansının artmasıyla sabit V/f çalışma için çıkış geriliminin de artması gerektiğinden kontrol yöntemi darbe genişliklerini arttırmış ve dalga şekilleri daha düşük frekanslara göre daha iyi bir form almıştır.

Yine de bu yüksek frekanslarda bile önerilen kontrol yöntemi daha iyi sonuçlar vermiştir.

Önerilen kontrol yöntemi ve kısmi kare dalga yöntemi ayrı ayrı kullanılarak tek fazlı eviricinin sabit V/f kontrollü olarak bir rampa fonksiyonu ile frekansı artırılmıştır. Evirici çıkış gerilimi ve yük akımı dalga şekilleri incelenmiştir. Evirici çıkış frekansı sabit V/f kontrollü olarak 0'dan 50 Hz kadar 1 saniye içinde artırılmıştır. Motor yükleri için alan zayıflamasının nasıl gerçekleştirilebileceğini göstermek adına eviricinin 1 saniyeden sonra da frekansı 70 Hz'e kadar artırılarak gerilimi 50 Hz'deki maksimum değerinde sabit tutulmuştur. Bu durumda V/f değeri sabit kalmayarak azalmıştır. Bu durum, her iki kontrol yönteminde de yük akımının 1 saniyeden sonra gittikçe azalmasından açıkça görülmektedir. Bu duruma ait benzetim sonuçları ise Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 7. $f_0=20$ Hz çalışma durumu için (a) önerilen kontrol yöntemi ve (b) kısmi kare dalga yöntemine ait benzetim sonuçları. (Simulation results for operating condition of $f_0=20$ Hz; (a) the proposed control method and (b) quasi-square wave



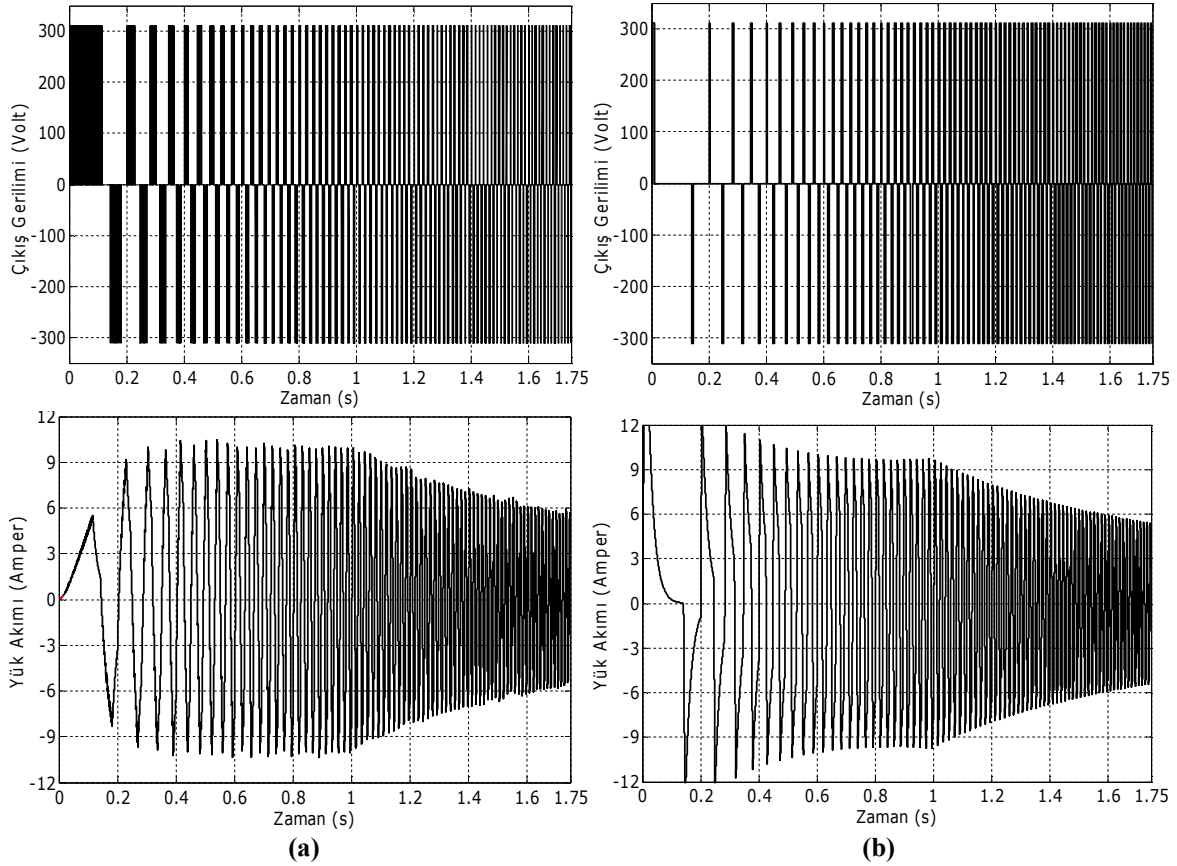
Şekil 8. $f_0=50$ Hz çalışma durumu için (a) önerilen kontrol yöntemi ve (b) kısmi kare dalga yöntemine ait benzetim sonuçları. (Simulation results for operating condition of $f_0=50$ Hz; (a) the proposed control method and (b) quasi-square wave method.)

Şekil 9(a)'dan görüldüğü gibi önerilen kontrol yöntemi çıkış gerilimi dalga şeklinin formunu her frekans için aynı tutarken V/f çalışmayı sağlayabilmek için de DA bara gerilimini DA kıyıcı ile ayarlamakta, frekans arttıkça kontrol sistemi bara gerilimini arttırmaktadır. Şekil 9(b)'de gösterilen kısmi kare dalga yöntemiyle elde edilen evirici çıkış geriliminde DA bara gerilimi her frekans için sabit kalmakta ancak sabit V/f çalışmayı sağlamak için ise çıkış gerilimindeki darbelerin genişlikleri kontrol edilmektedir.

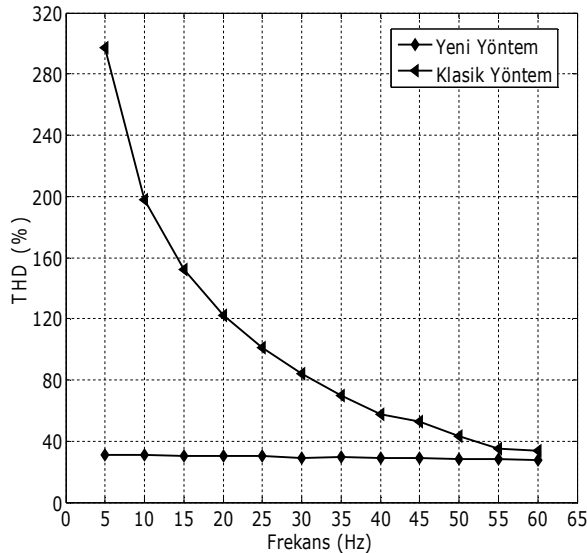
Her iki yöntemde de 50 Hz'lik frekans artışına kadar (0-1saniye) sabit V/f çalışmanın sonucu olarak akımların genliği yaklaşık 10 Amper değerinde sabit kalmaktadır. Evirici çıkış frekansının 50 Hz'in üzerine çıkması durumunda ise (Motor yükleri için

alan zayıflaması- Sabit güç bölgesi) V/f sabit kalamayarak frekans artışı ile birlikte yük akımının genliği azalmaktadır.

Evirici çıkış gerilim frekansının THD'ye göre her iki yöntem için karşılaştırmalı grafiği Şekil 10'da gösterilmiştir. Grafikten de görüldüğü gibi önerilen yöntemde THD, çıkış frekansının değişimine göre yaklaşık olarak %30 değerinde sabit kalırken kısmi kare dalga yönteminde ise özellikle düşük frekanslarda THD çok yüksek olmuştur. Bu grafik harmoniklerden dolayı yükte oluşacak kayıpların önerilen yöntem için çok daha az olacağını açıkça göstermektedir. Ancak önerilen yöntemde evirici girişinde kullanılan DA kıyıcısı ilave kayıplara neden olacaktır. Bu yöntemin klasik yöntemle göre en önemli dezavantajı fazladan bir dönüştürücü kullanmaktır.



Şekil 9. Evirici çıkış frekansının rampa şeklinde artırılması durumunda çıkış gerilimi ve yük akımı dalga şekilleri (a) önerilen kontrol yöntemi ve (b) kısmi kare dalga yöntemi. (Output voltage and load current waveforms of the inverter in case the output frequency is increased with a ramp function; (a) the proposed control method and (b) quasi-square wave method.)



Şekil 10. Evirici çıkış gerilim frekansına göre THD değişimi (THD of the inverter output voltage versus inverter output frequency)

Evirici çıkışına tek-fazlı bir asenkron motor yükü de bağlanarak sistem hem önerilen yöntem ile ve hem de kısmi kare dalga yöntemiyle modellenmiş ve sonuçlar

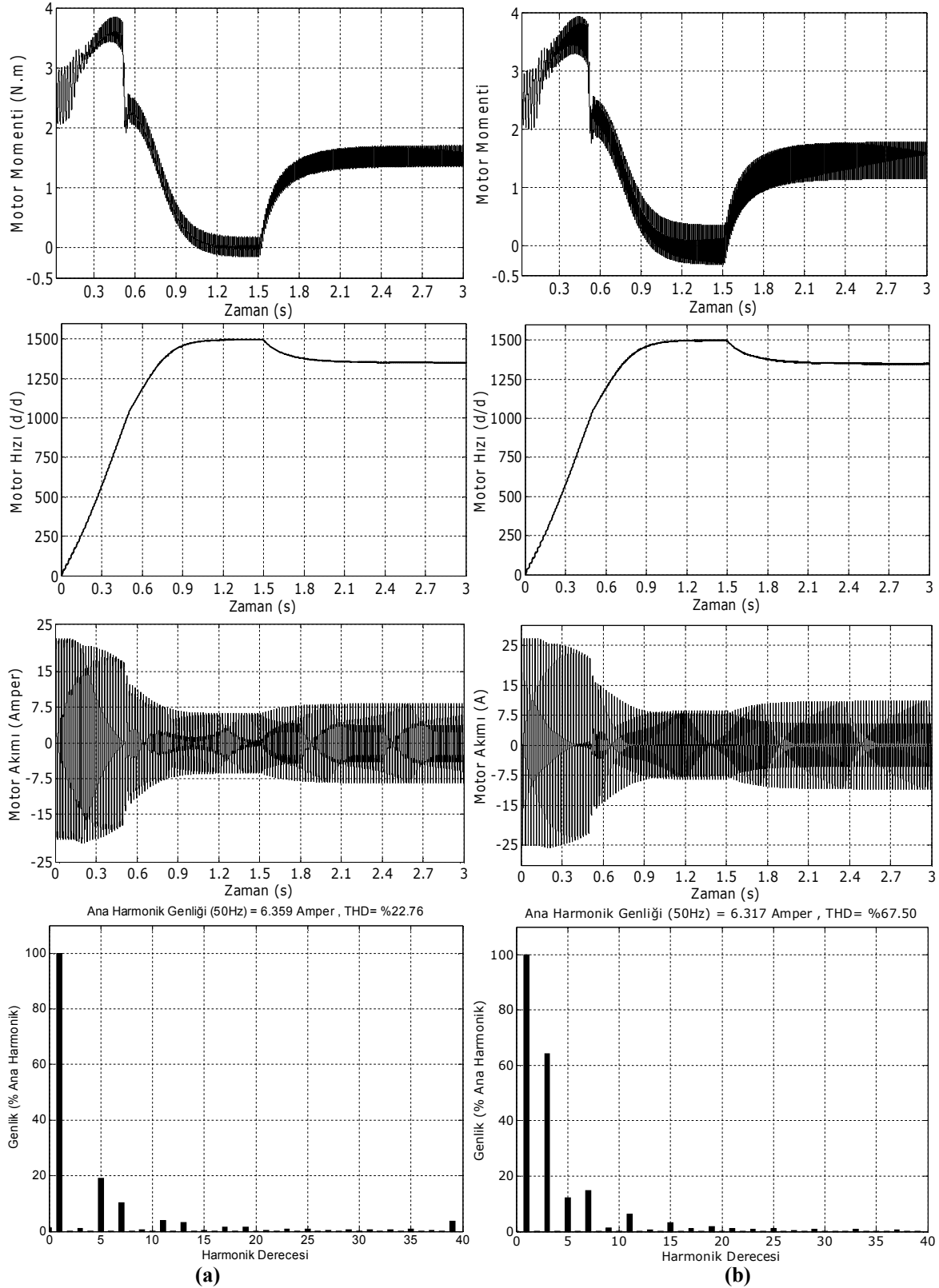
karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Motorun denklemleri Referans [19]'da bulunmaktadır.

Modelde kullanılan kondansatör yol vermeli tek fazlı asenkron motorun parametreleri ise ekte verilmiştir. Şekil 11'deki benzetim sonuçları motorun V/f oranı göz önünde bulundurularak 50 Hz frekanslı bir gerilimle boşa yol almasını göstermektedir. Motora yol verdikten 1.5 saniye sonra motor 1.5 Nm'lik bir yük ile yüklenmiştir.

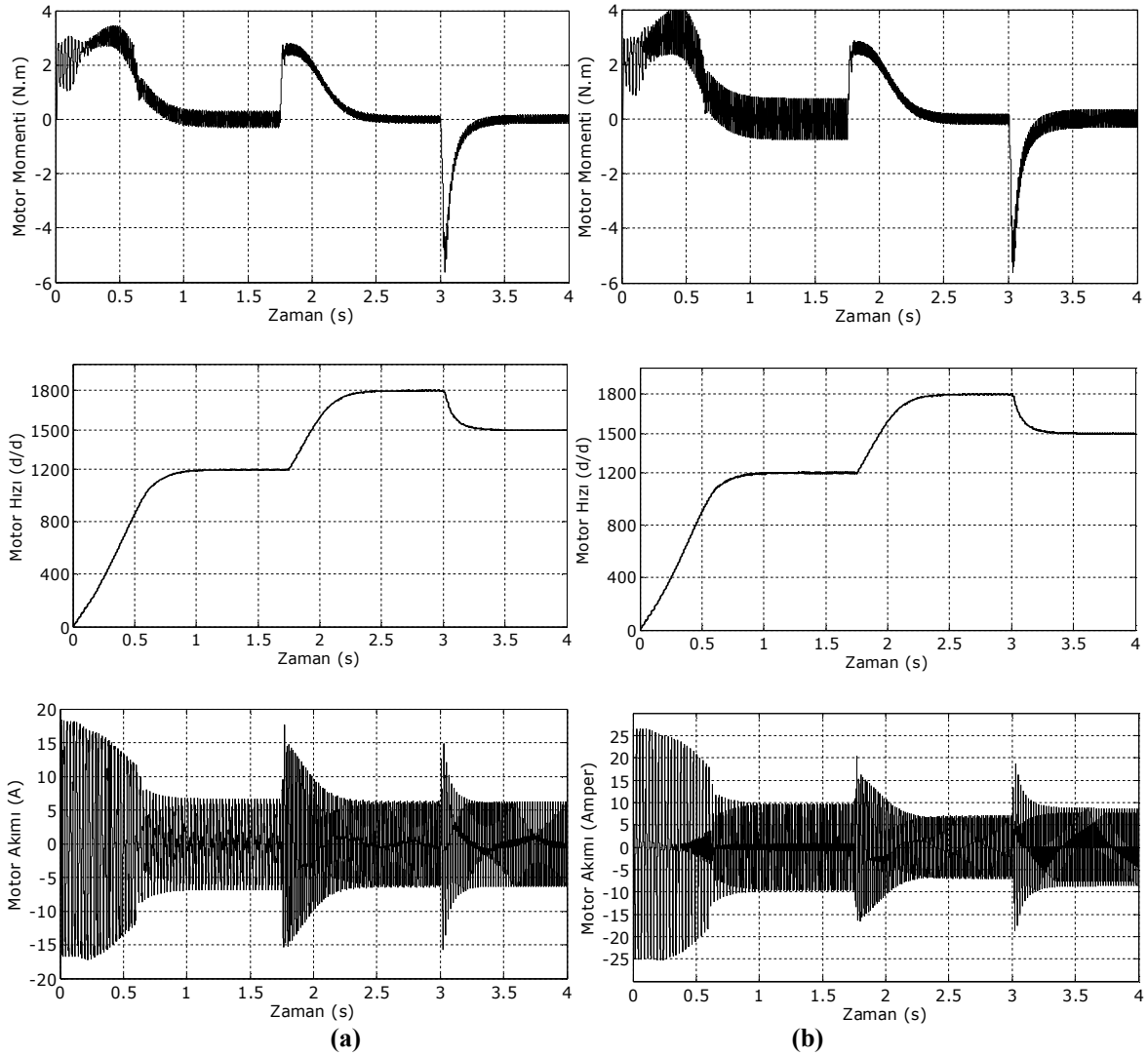
Sonuçlardan görüldüğü gibi yol alma kondansatörü 1100 d/d civarında devreden çıkmaktadır.

Önerilen yönteme ait motor performansının klasik yönteme göre daha iyi olduğu hem moment ve hız sonuçlarından ve hem de sürekli durumda yük altındaki akım ve akım spektrumlarından görülmektedir.

Benzer sonuçlar değişik çalışma koşulları altında Şekil 12'de gösterilmiştir. Bu durumda motor 40, 60 ve daha sonra 50 Hz frekanslarında boşa çalıştırılmıştır.



Şekil 11. 50 Hz çıkış frekansına sahip tek-fazlı bir eviriciden beslenen kondansatör yol vermeli tek fazlı asenkron motorun performans grafikleri (a) önerilen kontrol yöntemi ve (b) kısmi kare dalga yöntemine ait benzetim sonuçları. (Performance graphics of a capacitor-start single-phase induction motor fed by a single-phase inverter with 50 Hz output frequency, (a) the proposed control method and (b) quasi-square wave method.)



Şekil 12. Değişik çalışma koşulları altında tek-fazlı bir eviriciden beslenen kondansatör yol vermeli tek fazlı asenkron motorun performans grafikleri (a) önerilen kontrol yöntemi ve (b) kısmi kare dalga yöntemine ait benzetim sonuçları. (Performance graphics of a capacitor-start single-phase induction motor fed by a single-phase inverter under various operating conditions, (a) the proposed control method and (b) quasi-square wave method.)

4. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Bu çalışmada tek fazlı bir evirici devresi için kısmi kare dalga yönteminin özel bir uygulaması olan tek darbe modülasyonlu bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem ile V/f kontrolü yapılırken aynı zamanda evirici çıkışında üç ve üçün katı harmonikler elimine edilerek daha düşük harmonikli bir gerilim dalga şekli elde edilmiştir. Önerilen yöntemin avantajları kısmi kare dalga yöntemiyle karşılaştırılmalı olarak R-L yükü ve tek-fazlı motor yükü üzerinde gösterilmiştir.

Tek fazlı eviricilerde gerilim kontrolü PWM tekniği ile de yapılabilmektedir. PWM tekniği önerilen yöntemle göre çıkışta daha düşük harmonik içerikli dalga şekilleri sunarken anahtarlama kayıpları ise önerilen yöntemin kayıplarının çok üzerinde olmaktadır. Ayrıca PWM tekniğini uygulayan bir evirici aşırı modülasyon bölgesinde çalışırken

PWM'in düşük harmonik içeriği avantajları kaybolmaktadır.

Önerilen yöntem kısmi kare dalga kontrol yönteminin en önemli avantajı olan düşük anahtarlama frekansı avantajına sahiptir. Tek fazlı eviriciler yüksek güçlerde sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle elektrikli lokomotif uygulamaları ve çok seviyeli evirici uygulamalarında kullanılmaktadır. Büyük güçlerde anahtarlama kayıplarının azaltılması önem arz etmektedir.

Önerilen yöntem bir çıkış periyodu için eviricilerdeki anahtarların sadece bir kez iletme ve kesime sokulmasını sağladığı için anahtarlama kayıpları minimize edilmekte büyük güçlerde düşük anahtarlama frekanslarında çalışabilen güçlü yarı iletken elemanların tek fazlı eviricilerde kullanımına olanak vermektedir.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

- Murphy, J.M.D., ve Turnbull, F.G., **Power Electronic, Control of AC Motors**, Pergamon Press, 1989.
- Mohan, N., Undeland, T.M., ve Robbins, W.P., **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**, John Wiley & Sons, Singapore, 1989.
- Rashid, H.M., **Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications**, Perason Press, 2014.
- Bodur, H., **Güç Elektroniği**, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010.
- Samosir A. S., ve Mohd Yatim A. H., “Dynamic Evolution Controller for Single Phase Inverter Application”, **IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications**, ISIEA 2009, Kuala Lumpur, Malaysia, 530-535, 2009.
- Sefa, I., ve Altın, N., “Grid Interactive Photovoltaic Inverters— A Review”, **Journal of The Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University**, Cilt 24, No 3, 409-424, 2009.
- Karshenas, H.R., ve Niroomand, M., “Design and implementation of a single phase inverter with sine wave tracking method for emergency power supply with high performance reference”, **Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems**, ICEMS, 1232-1237, 2005.
- Börekcü, S., ve Öncü, S., “Current Fed Self Oscillating Electronic Ballast Design with Push Pull Inverter”, **Journal of The Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University**, Cilt 24, No 1, 1-6, 2009.
- Sotoodeh, P., ve Miller, R.D., “A new single-phase inverter with D-STATCOM capability for grid-connected small wind turbines”, **Power and Energy Conference at Illinois**, PECE 2013, 175-179, 2013.
- Carnieletto, R., Branda, D.I.O., Suryanarayanan, S., Felix, A. F., ve Simo Esa, G. M., “Multifunctional single-phase voltage-source inverter”, **IEEE Industrial Applications Magazine**, Sept-Oct. 2011, 27-35, 2011.
- Öncü, S., ve Sazak, B. S., “Tek Anahtarlı İnverterlerde Bazı Kontrol Palslerinin Silinmesiyle Güç Kontrolü”, **Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University**, Cilt 21, No 1, 123-127, 2006.
- Haider, R., Alam, R., Yousuf, N.B., ve Salim, K.M., “Design and construction of single phase pure sine wave inverter for photovoltaic application”, **International Conference on Informatics, Electronics & Vision**, ICIEV 2012, 190-194, 2012.
- Kamel, A.M., ve Ortmeyer, T.H., “Harmonic reduction in single-phase inverter using a parallel operation technique”, **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, APEC' 89, 101-108, 1989.
- Tutkun, N., Türkkkan, Y., İbrahimbaş, M., ve Yücel, N., “Harmonic elimination in a single phase inverter output voltage with 2 and 4 bipolar notches in a half cycle by the HGA”, **International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion**, SPEEDAM 2010, 1410-1415, 2010.
- Xue, Y., Chang, L., Kjær, S.B., Bordonau, J., ve Shimizu, T., “Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: An overview”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, Cilt 19, No 5, 1305-1314, 2004.
- Mamun, A., Elahi, M. F., Quamruzzaman, ve M., Tomal U., “Design and implementation of single phase inverter”, **International Journal of Science and Research**, IJSR, Cilt 2, No 2, 163-167, 2013.
- Mansoor, Abdul Kareem Z., ve Abdullah, Ahmed, G., “Analysis and simulation of single phase inverter controlled by neural network”, **Al-Rafidain Engineering**, Cilt 20, No 6, 1-14, 2012.
- Math Works 2010. MATLAB for Microsoft Windows. Math Works, Mass.
- Krause, P.C., “Simulation of unsymmetrical 2-phase induction machines”, **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Cilt PAS-84, No.11, 1025-1037, 1965.

EK (APPENDIX)**Kondansatör yol vermeli ve tek-fazlı motor parametreleri:**

110 Volt, 60 Hz ve 4 kutuplu motor			
Ana Sargı	$r_{1m} = 2.02 \Omega$	$X_{Mm} = 66.8 \Omega$	$R_{2m} = 4.12 \Omega$
	$X_{1m} = 2.79 \Omega$		$X_{2m} = 2.12 \Omega$
Yardımcı Sargı	$r_{1a} = 7.14 \Omega$	$X_{Ma} = 92.9 \Omega$	$R_{2a} = 5.74 \Omega$
	$X_{1a} = 3.22 \Omega$		$X_{2a} = 2.95 \Omega$
Sarım Oranı	$N_a/N_m = 1.18$		
Kondansatör	$X_C = 14.5 \Omega$		

