

Venturini Kontrol Algoritmasını Kullanan Matris Konverterin Tasarımı, Modellenmesi ve Uygulaması

Abuzer ÇALIŞKAN, Sencer ÜNAL, Ahmet ORHAN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi
acaliskan@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 07.08.2017; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu makalede, Venturini kontrol algoritmasını kullanan üç fazlı matris konverterin tasarımı modellenmesi ve uygulaması incelenmiştir. Bu algoritma kontrol edilebilir bir giriş yerdeğiştirme faktörü ve sınırsız büyüklükte çıkış frekansı sağlar. Bu amaçla Venturini kontrol algoritmasını kullanan 3-fazlı matris konverterin Matlab/simulink modeli ve deneysel çalışma düzeneği gerçekleştirilmiştir. Farklı çıkış frekansı değerlerine bağlı olarak Matris konverterin benzetim ve deneysel sonuçları karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Venturini kontrol algoritması, matris konverter, Matlab/Simulink modelleme, uygulama

Matrix Converters Using Venturini Control Algorithm Design, Modeling and Implementation

Abstract

In this article, the modeling and application of the design of a three-phase matrix converter using the Venturini control algorithm is investigated. This algorithm provides a controllable input displacement factor and output frequency in unlimited magnitude. For this purpose, Matlab / simulink model and experimental study method of 3-phase matrix converter using Venturini control algorithm have been realized. The simulated and experimental results of the matrix converter are given in comparison with the different output frequency values.

Keywords: Venturini control algorithm, matrix converter, Matlab/Simulink modelling, implementation

1. Giriş

Matris konverter topolojisi ilk olarak 1976 yılında Gyugyi ve Pely tarafından önerilmiştir. Önerilen bu çalışmada saykıl konverterlerde çift yönlü anahtar kullanarak sınırsız bir çıkış frekansı elde edilebileceği gösterilmiştir. Bu çalışmadaki en büyük dezavantaj giriş akımı ve çıkış gerilimindeki büyük değerli harmoniklerdir. Bu problem Venturini tarafından 1980 yılında önerilen yeni bir DGM kontrol algoritması ile çözülmüştür. Bu kontrol algoritması kontrol edilebilir bir giriş yerdeğiştirme faktörü, sınırsız büyüklükte çıkış frekansı ile sinüsoidal giriş akımları ve çıkış gerilimleri sağlar. Fakat bu algoritmada çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı en fazla %50 olabilmektedir [1, 2-4].

Ziogas tarafından önerilen bazı yeni algoritmalarla hayali bir d.a hat oluşturmak için giriş gerilimleri doğrultulduktan sonra bir

inverter yardımıyla istenilen genlik ve frekansta çıkış gerilimleri elde edilmiştir. Oldukça karmaşık hesaplamalar içeren bu algoritma ile %100'e yaklaşan bir gerilim oranı elde edilebilirken çıkış frekansı sınırlanır ve giriş akımı düşük seviyeli harmonikler ihtiva eder. Aynı zamanda giriş ve çıkış harmonikleri bozulmalara ve giriş faktörü kontrolünde sınırlamalara neden olur [5-6].

Venturini ve Alesina, geliştirdikleri yeni bir algoritma ile çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki gerilim oranı %86.67'ye çıkarmışlardır. Bu kontrol algoritması, çıkış gerilimine giriş ve çıkışın 3. harmonik bileşenlerinin eklenmesi temeline dayanmaktadır. Böylelikle giriş güç faktörünün tam kontrolü ve giriş gerilimleri üzerindeki dengesizlikler ortadan kaldırılmıştır [7].

Roy ve April'in önerdikleri yeni bir skalar kontrol yöntemi matris konverterde kontrol edilebilir giriş yerdeğiştirme faktörü sağlamaktadır. Bununla birlikte bu yöntemde her bir örnekleme periyodunda çok karmaşık hesaplamaların tekrarlanması gerektiğinden yüksek işlemci frekansına gereksinim duyulur. Ishuguro ve arkadaşları tarafından geliştirilen diğer bir skalar kontrol yönteminde ise, giriş hat-hat gerilimleri yerine iki faz gerilimi anahtarlanır. Bu algoritmanın gerçek zamanlı uygulaması basittir. Ancak, giriş yerdeğiştirme faktörünün kontrolünde problemlere sahip bir yöntemdir [8-10].

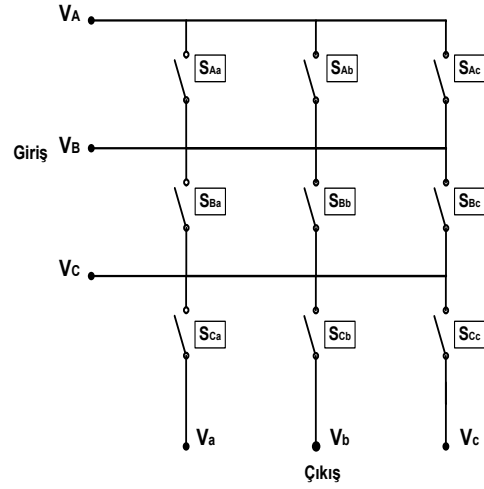
Literatürde bu çalışmalardan sonra anahtarlama kayıplarını daha da azaltacak ve matris konverterin verimini arttıracak bir çok yeni çalışmalar yapılmıştır. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerle beraber matris konverterler artık tek bir modül olarak üretilmeye başlamıştır [11-16].

Matris konverter a.a-a.a dönüşümünü doğrudan yaparken birim güç faktöründe çalışma imkanı sunar [1]. Matris konverterlerin girişinde bir d.a-link olmadığından geleneksel inverter beslemeli sürücülerden farklı olarak sadece yarı iletken anahtarlardan oluşturulabilir. Bununla beraber matris konverterin giriş akımında oluşabilecek harmonikleri elemine etmek amacıyla bir giriş filtresi kullanmak gerekebilir. Yeterince yüksek anahtarlama frekansı kullanılarak çıkış gerimi ve giriş akımının sinüsoidal olması sağlanabilir. Böylelikle matris konverter ile üç fazlı a.a güç kaynağındaki yüksek değerli harmonikleri üretmeksizin dört bölge çalıştırılabilir. Klasik sürücülerle karşılaştırıldığında, güç/ağırlık ve güç/hacim oranlarının yüksek olduğu görülür. Devre doğal olarak çift yönlü güç akışını sağlar ve aynı zamanda inverterlerde görülen harmonikleri ihtiva etmeyen hemen hemen sinüzoidal bir giriş akımı sağlar [17].

2. Matris Konverter Yapısı

Üç fazlı matris konverter dokuz adet çift yönlü anahtardan oluşur. Kullanılan modülasyon tekniğine bağlı olarak bu çift yönlü anahtarlar belli bir anahtarlama frekansında sırasıyla anahtarlanır. Böylece sabit bir a.a kaynaktan frekansı ve genliği değiştirilebilen bir a.a kaynak

elde edilir. Şekil 1'de 3x3'lük bir matris konverterin şeması görülmektedir.



Şekil 1. Üç fazlı matris konverter şeması

Burada, V_A, V_B, V_C 3-faz giriş gerilimlerini, V_a, V_b, V_c ise 3-faz çıkış gerilimlerini göstermektedir. Aynı zamanda, $S_{Aa}, S_{Ba}, S_{Ca}, S_{Ab}, S_{Bb}, S_{Cb}, S_{Ac}, S_{Bc}$ ve S_{Cc} ise 9 adet çift yönlü anahtar göstermektedir.

Üç fazlı çıkış fazının her biri, belirli bir anahtarlama periyodu süresince üç fazlı girişin sırasıyla anahtarlanarak çıkışa aktarılması ile elde edilir. T_s bir anahtarlama periyodudur ve aynı zamanda T_{Aa}, T_{Ba}, T_{Ca} sürelerinin toplamına eşittir. T_{Aa} süresince S_{Aa} anahtarı kapalı tutularak V_A giriş fazı, T_{Ba} süresince S_{Ba} anahtarı kapalı tutularak V_B giriş fazı, ve son olarak T_{Ca} süresince S_{Ca} anahtarı kapalı tutularak V_C giriş fazı çıkışa aktarılarak V_a çıkış fazı elde edilir.

Matris konverterin gerçekleştirilmesi için kullanılan anahtarlama stratejilerinden en önemli ve yaygın olarak kullanılanları Venturini ve uzay vektör kontrol algoritmalarıdır. Uzay vektör kontrol algoritması giriş güç faktörünü kontrol etmek için daha basit bir yöntem kullanır, daha az anahtarlama kayıpları içerir ve gerçekleştirilmesi daha basittir. Venturini kontrol algoritması ise dengesiz çalışmalarda giriş gerilimini düzenler ve aynı zamanda çıkış gerilimi ve giriş akımındaki harmonikleri azaltır [18]. Bu çalışmada matris konverteri kontrol etmek için Venturini kontrol algoritması tercih edilmiştir.

3. Venturini Kontrol Algoritması

Bu kontrol algoritması sabit genlik ve frekanstaki bir a.a kaynaktan değişken genlik ve frekansta bir a.a kaynak elde edilmesini sağlar. Bu işlem yapılırken giriş akımları ve çıkış gerilimi sinüsoidal olur ve giriş yerdeğiştirme faktörünün kontrol edilebilmesine imkan sunar. Bununla birlikte çıkış geriliminin genliği giriş geriliminin genliğinin en fazla yarısı kadar olabilmektedir. Venturini kontrol algoritmasında giriş-çıkış büyüklükleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir [1, 3-4, 7].

Matris konverterin giriş gerilimi,

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

şeklinde yazılabilir. Anahtarlama frekansı f_s ve anahtarlama periyodu T_s ise,

$$T_s = T_{Aa} + T_{Ba} + T_{Ca} = T_{Ab} + T_{Bb} + T_{Cb} = T_{Ac} + T_{Bc} + T_{Cc} = 1/f_s \quad (2)$$

olur. Giriş geriliminin belirli bir anahtarlama frekansında anahtarlanması sonucu elde edilen çıkış geriliminin zamana göre değişimi şu şekilde olacaktır;

$$V_a(t) = V_{im} \cdot \cos(\omega_i t) \cdot (T_{Aa}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \cdot (T_{Ba}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \cdot (T_{Ca}/T_s) \quad (3)$$

$$V_b(t) = V_{im} \cdot \cos(\omega_i t) \cdot (T_{Ab}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \cdot (T_{Bb}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \cdot (T_{Cb}/T_s) \quad (4)$$

$$V_c(t) = V_{im} \cdot \cos(\omega_i t) \cdot (T_{Ac}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \cdot (T_{Bc}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \cdot (T_{Cc}/T_s) \quad (5)$$

Buradan da görüleceği üzere çıkış gerilimi; giriş geriliminin genliğine, frekansına ve anahtarlama şekline bağlıdır. $2\pi f_s \gg \omega_i$, ω_o olmak şartıyla çıkışı oluşturan kısmi parçalar temel olarak çıkışın ortalama değerine bağlıdır [19].

ω_i , ω_o ve ω_m sırasıyla giriş frekansı, çıkış frekansı ve modülasyon frekansdır. Anahtarlama süreleri ω_m frekansında ve T_s anahtarlama

periyodunda modüle edilirse, çıkış frekansı $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ olur. 3-fazlı çıkış için anahtarlama süreleri,

$$T_{Aa} = T_{Bb} = T_{Cc} = (T_s/3)(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta)) \quad (6)$$

$$T_{Ba} = T_{Cb} = T_{Ac} = (T_s/3)(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - 2\pi/3)) \quad (7)$$

$$T_{Ca} = T_{Ab} = T_{Bc} = (T_s/3)(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - 4\pi/3)) \quad (8)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada θ ve q sırasıyla bağıl faz ve gerilim oranıdır. Matris konverterin çıkış gerilimi,

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = q \cdot V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta) \\ \cos(\omega_o t + \theta - 4\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

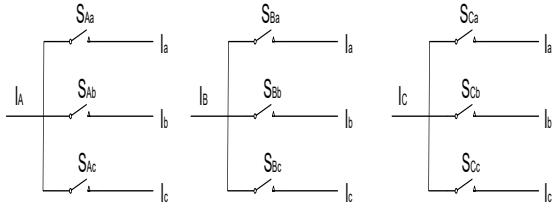
olur. Burada gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.5$ arasında değişir. Bu modülasyon tekniği, matris konverterin çıkışından ω_o frekansında ve $q \cdot V_{im}$ genliğinde ve bağıl fazı $t=0$ anında θ olan bir çıkış geriliminin elde edileceğini gösterir.

Modülasyon frekansı ω_m 'in negatif ve $|\omega_m| > \omega_i$ olması durumunda çıkış gerilim frekansı $\omega_o < 0$ olur. Bu özellikten dolayı eğer matris konverter çıkışında bir asenkron yada senkron motor varsa, bu motorlar her iki yönde de döndürülebilir. Eğer $\omega_m = 0$ olursa çıkış frekansı ile giriş frekansı birbirine eşit olur. $\omega_m = -\omega_i$ olması durumunda ise çıkış frekansı $\omega_o = 0$ yani çıkış d.a olacaktır. Bu durumda matris konverter bir doğrultucu gibi davranır.

Matris konverterin çıkışına 3-fazlı ϕ_o faz açısına sahip omik-indüktif bir yük bağlanırsa; çıkış akımları,

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

olur. Şekil 2'de 3-fazlı bir matris konverterin giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişki görülmektedir.



Şekil 2. Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirilme biçimi

Giriş akımları aynı faz girişine bağlanan üç anahtar akımının toplamından oluşur. Matris konverterin giriş akımları ω_i frekansında sinüsoidal şekilde değişir. Giriş akımları matrisel formda,

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = q \cdot I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_o - 4\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_o - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11)$$

olarak ifade edilir. Burada yer değiştirme faktörünün yükün güç faktörüne eşit olduğu görülür.

4. Maksimum Çıkış Gerilim Değerinin Elde Edilmesi

Matris konverterin çıkış gerilim dalga şekli, 3-fazlı giriş geriliminin dalga şeklinin zarfı içinde olmak zorundadır. Matris konverterin giriş geriliminin 3. harmoniği çıkış dalga şekline eklenerek $q=0.5$ değeri artırılabilir. Giriş geriliminin 1/4 genlikli 3. harmoniği hedef çıkış gerilimlerinin her birine eklenir. Bu durumda gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.75$ olur.

$$V_o(t) = [V_o \cdot \cos(\omega_o t + (k-1) \cdot 2\pi/3) + (1/4) \cdot V_i \cdot \cos(3\omega_i t)]_{k=1}^3 \quad (12)$$

İkinci bir yöntem de çıkış geriliminin 1/6 genlikli 3. harmoniğini çıkış dalga şekline eklemektir. Bu durumda çıkış gerilimi,

$$V_o(t) = [V_o \cdot \cos(\omega_o t + (k-1) \cdot 2\pi/3) + (1/4) \cdot V_i \cdot \cos(3\omega_i t) - (1/6) \cdot V_o \cdot \cos(3\omega_o t)]_{k=1}^3 \quad (13)$$

ve gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.866$ olur [3, 23, 27].

Bu denklemlerin basitleştirilmiş şekli Denklem 14 ve 15 ile verilir. Bu basitleştirilmiş algoritma gerçek zamanlı uygulamalar için kullanılabilir. Aynı zamanda bu algoritma birim yer değiştirme faktörü ile çalışabilme imkanı sağlar. Venturini algoritmasının basitleştirilmiş şekli her ardışıl zamanda 3-fazlı giriş gerilimleri bakımından tanımlanır [19].

Birim güç faktörü için, β giriş fazı ve γ çıkış fazı arasında bulunan anahtarın iletim süreleri aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$T_{\beta\gamma} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_{o\gamma} V_{i\beta}}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_i t + \psi_\beta) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (14)$$

Burada ψ_β : 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$ sırasıyla A, B, C giriş fazlarının açısı, q_m maksimum gerilim oranı (0.866), q istenen gerilim oranı, V_{im} giriş geriliminin tepe değeri, T_s örnekleme periyodu, $V_{i\beta}$ ilgili giriş geriliminin fazının anlık değeri ve ω_i giriş frekansıdır. $V_{o\gamma}$ çıkış gerilimi ise şu şekilde ifade edilir;

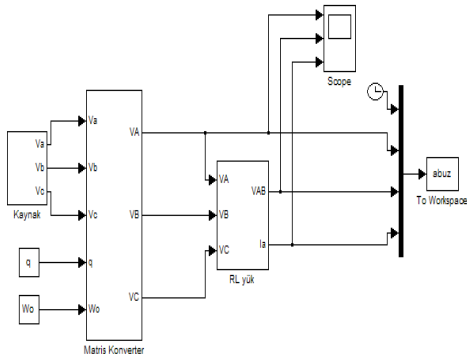
$$V_{o\gamma} = qV_{im} \cdot \cos(\omega_o t + \psi_\gamma) - \frac{q}{6} V_{im} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{4} \frac{q}{q_m} V_{im} \cos(3\omega_i t) \quad (15)$$

Burada ψ_γ : 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$ sırasıyla a, b, c çıkış fazlarının açısı ve ω_o çıkış frekansıdır. Denklem 15'den görüleceği üzere istenen çıkış geriliminin giriş ve çıkış frekanslarında 3. harmoniği bulunmaktadır. Böyle olmasının nedeni, mümkün olan maksimum gerilim oranının elde edilebilmesidir [4].

Bu kontrol algoritmasına göre, anahtarların iletimde kalma süreleri Denklem 14 ve 15 yardımıyla her bir örnekleme periyodunda hesaplanmaktadır. Böylece çıkış gerilimi, giriş gerilimi üzerinde herhangi bir gürültü oluşumundan bağımsız olarak elde edilebilir [20].

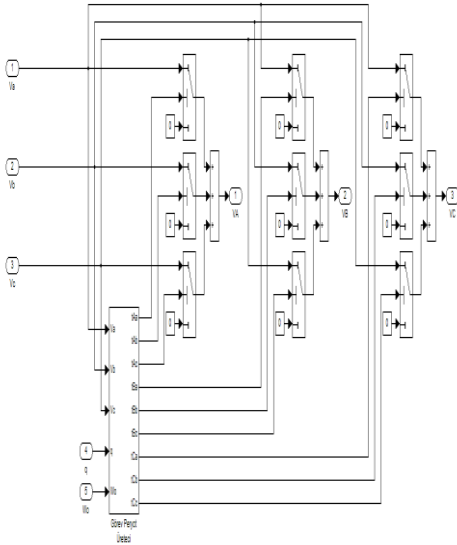
5. Matris Konverter Beslemeli RL Yükünün Simülasyonu

Matris konverterden beslenen bir RL yükü için oluşturulan Matlab/Simulink modeli Şekil 3’de gösterilmiştir. Simülasyon $1e-5$ ’lik sabit adım aralığında 0.2 sn’lik bir süre için çalıştırılmıştır. Matlab/Simulink modeli; gerilim oranı $q=0.8$, maksimum gerilim oranı $q_m=0.866$, giriş frekansı $f_i=50$ Hz, çıkış frekansı $f_o=50$ Hz, anahtarlama frekansı $f_s=2000$ Hz, yük direnci $R_y=5$ ohm, yük indüktansı $L_y=0.1$ H alınarak çalıştırılmıştır.



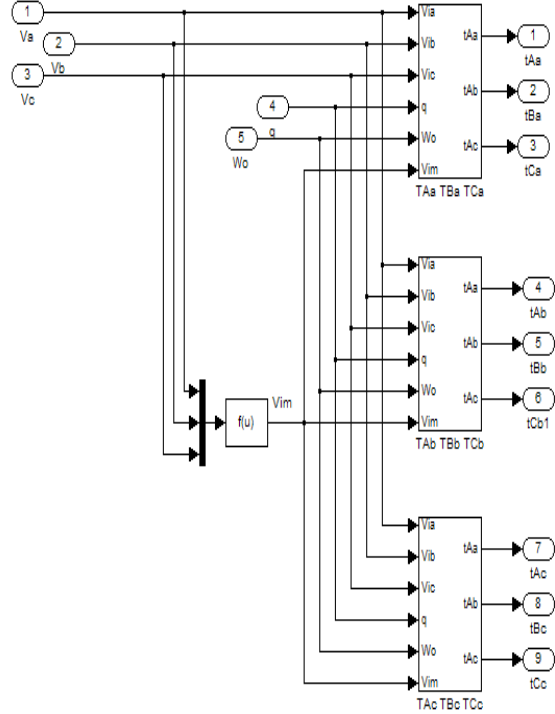
Şekil 3. Matris konverterden beslenen RL yükünün simülasyonu

Matris konverter bloğunun açık hali Şekil 4’de gösterildiği gibidir.



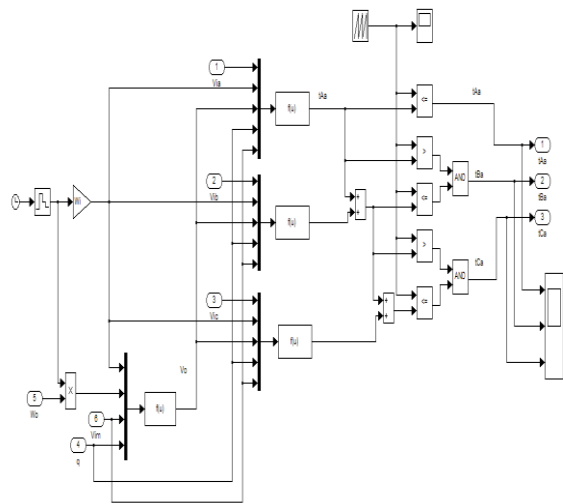
Şekil 4. Matris konverterin Matlab/Simulink modeli

Görev periyot üretici bloğunun açık hali ise Şekil 5’de gösterilmiştir.



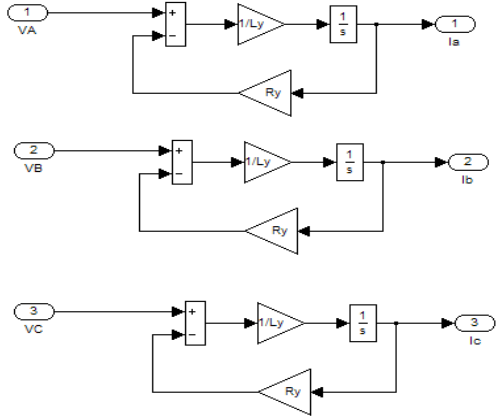
Şekil 5. Görev periyot üretici bloğunun Matlab/Simulink modeli

Anahtarların iletim süresini (T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca}) hesaplama bloğunun açık şekli Şekil 6’da gösterilmiştir.



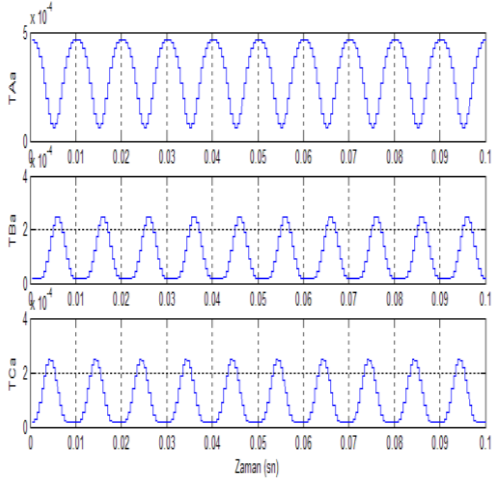
Şekil 6. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} bloğunun Matlab/Simulink modeli

3-faz yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli ise Şekil 7’de verildiği gibidir.

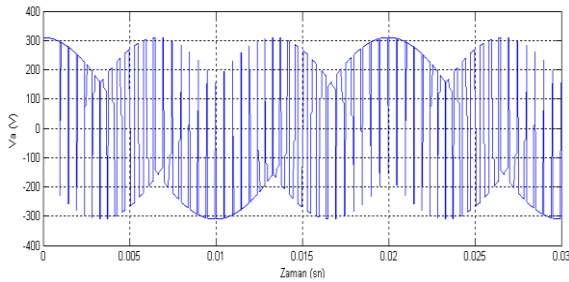


Şekil 7. 3-fazlı yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli

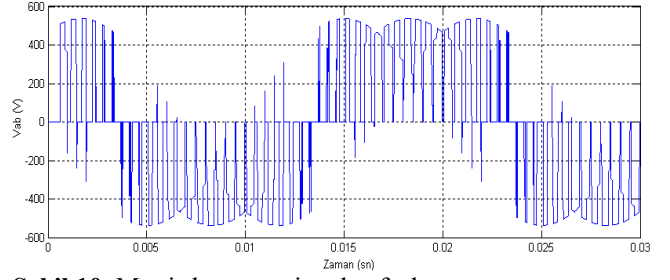
Anahtarların iletim süreleri (T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca}), çıkış faz gerilimi, çıkış fazlar arası gerilim ve yük akımının değişimi sırasıyla Şekil 8-11’de gösterilmiştir.



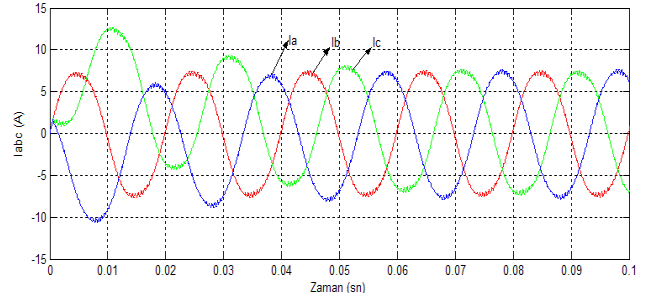
Şekil 8. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} sürelerinin zamana göre değişimi



Şekil 9. Matris konverterin çıkış faz geriliminin değişimi



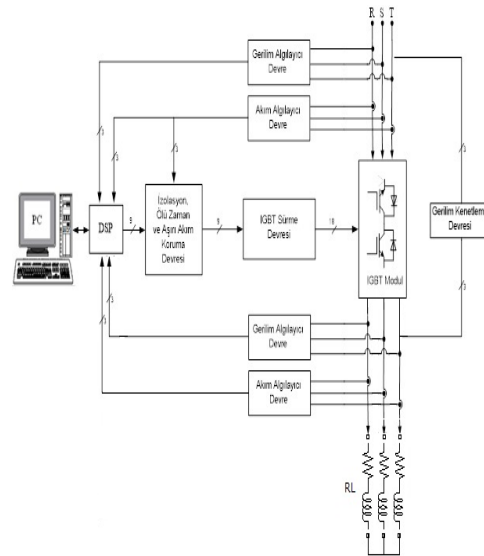
Şekil 10. Matris konverterin çıkış fazlar arası geriliminin değişimi



Şekil 11. 3-fazlı yük akımının zamana göre değişimi

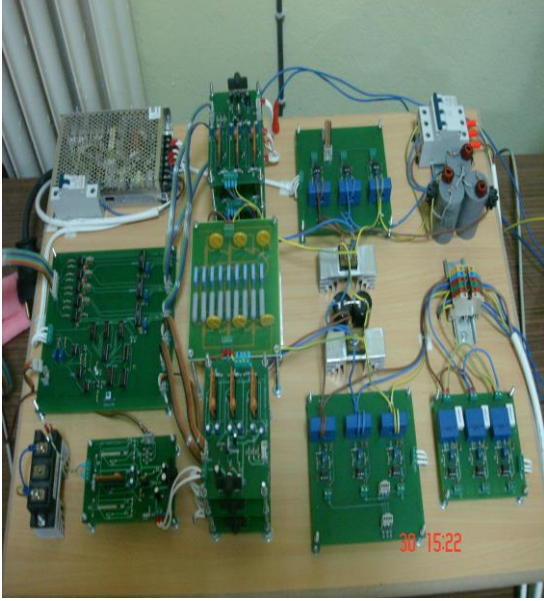
6. 3-Fazlı Matris Konverter Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Tasarlanan 3-fazlı matris konvertere ilişkin blok diagramı Şekil 12’de görülmektedir.



Şekil 12. 3-fazlı matris konverter deney düzeneğinin blok diyagramı

Oluşturulan deney düzeneğinin fotoğrafı Şekil 13’de görülmektedir.

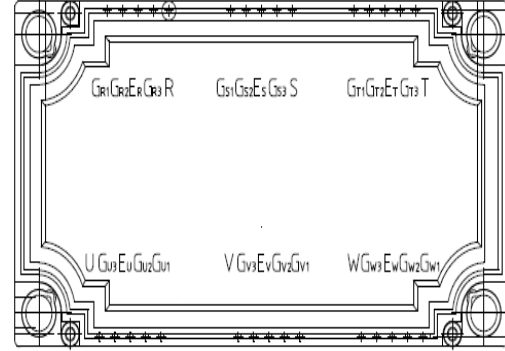


Şekil 13. 3-fazlı matris konverter sürücü düzeneği

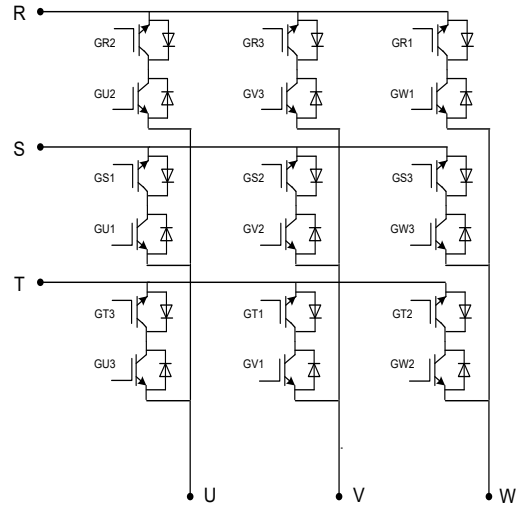
Sürücü düzeneğin güç devresini oluşturan matris konverter bölümünde 9 adet çift yönlü anahtardan oluşan IGBT modül (FM35R12KE3) kullanılmıştır. Ortak kolektörlü çift yönlü IGBT anahtarlardan oluşan matris konverter modülünün kapalı ve açık devre şeması ise Şekil 14'de verilmiştir. Burada R,S,T giriş fazlarını U,V,W ise çıkış fazlarını göstermektedir. Anahtarların gate uçları ise G harfi ile gösterilmiştir.

Denetleyici olarak DS1103 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde, PowerPC604e (400MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci bulunmaktadır. DS1103 denetleyici kartı IBM uyumlu bir bilgisayarın ISA yuvasına takılmaktadır. DSP modülde 32 bit dijital giriş/çıkış (I/O) portları, 16 bit analog dijital dönüştürücü (ADC) bulunmaktadır.

Matris konverteri oluşturan modüldeki IGBT anahtarlarını kontrol etmek için ana işlemciye I/O portları kullanılmıştır. Deneysel uygulamada, akım ve gerilim modüllerinden alınan ölçüm bilgileri ADC modülleri vasıtasıyla denetleyici karta aktarılmıştır.



(a)



(b)

Şekil 14. a) Matris konverter modülünün kapalı devre şeması b) 3-fazlı matris konverter açık devre şeması

Gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink' de benzetimi yapıldıktan sonra "Simulink Real-Time Workshop" yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Bu kodlar "Real-Time Interface" yazılımı ile denetleyici karta yüklenir. Ayrıca "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlemlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir.

7. RL Yükünü Besleyen Matris Konverterin Benzetim ve Deneysel Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde, öncelikle basitleştirilmiş Venturini kontrol algoritmasını kullanan matris konverterin

bir omik-indüktif (RL) yükü beslemesi durumu için benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Matris konverterden beslenen bir RL yükünün gerçek zamanlı uygulaması için temel olarak Bölüm 4'te bahsedilen ve Şekil 3'de gösterilen Matlab/Simulink modeli kullanılmıştır. Matris konverterdeki yarı iletken anahtarların iletim sürelerinin belirlenmesi için tasarlanan deney düzeneğinde bulunan LV25-P gerilim algılayıcısı kullanılarak giriş gerilim bilgisi anlık olarak DSP'ye alınmıştır. Ayrıca elde edilecek sonuçların analizini yapmak için yine aynı deney düzeneğinde bulunan LA55-P akım algılayıcısı kullanılarak devrenin giriş ve çıkış akım bilgileri de DSP'ye aktarılmıştır. Benzer şekilde matris konverterin çıkış gerilim bilgisi de DSP'ye giriş olarak alınmıştır. Ölçülen giriş gerilimlerini ve akımlarını DSP ortamına aktarmak için dSPACE'in ADC bloğu kullanılmıştır. Anahtarlar yerine de dijital I/O blokları yerleştirilmiştir. Böylelikle gerçek zamanlı uygulamalara ilişkin deneysel modeller MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Bu modeller Simulink' in "Real-Time Workshop" ve dSPACE' in "Real-Time Interface" yazılımları sayesinde gerçek zamanlı koda dönüştürülmektedir. "Real-Time Interface" yazılımı DS1103 DSP kartına ait blokların Simulink kütüphanesine eklemesini sağlamaktadır. Bu ek bloklar sayesinde Simulink ile gerçek zaman donanımı arasında bir link oluşturulmaktadır. Böylelikle Simulink modeline ait gerçek zamanlı kodlar denetleyici karta yüklenebilmektedir. "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kartın kontrolü sağlanabilmektedir. Ayrıca bu yazılım sayesinde denetleyici kart tarafından üretilen kontrol işaretleri ve ADC' ler yardımıyla ölçülmüş akım, gerilim ve hız bilgileri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilmekte ve bu büyüklüklere ait veriler analiz amacıyla kaydedilebilmektedir.

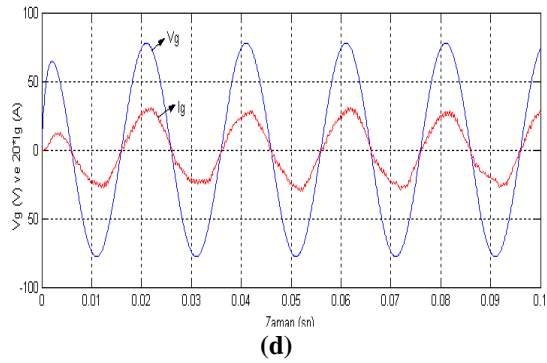
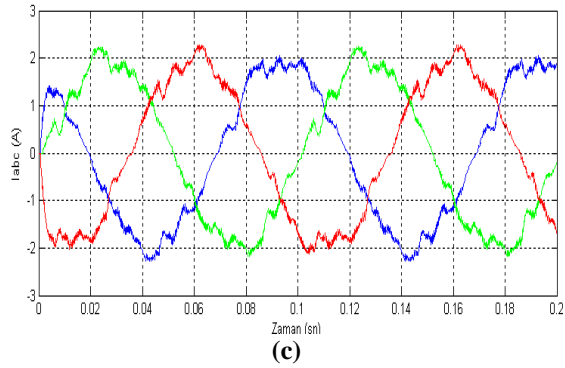
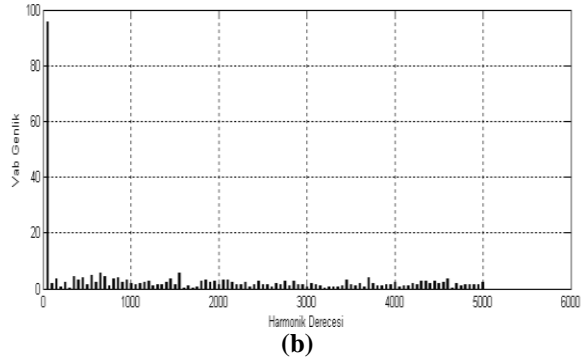
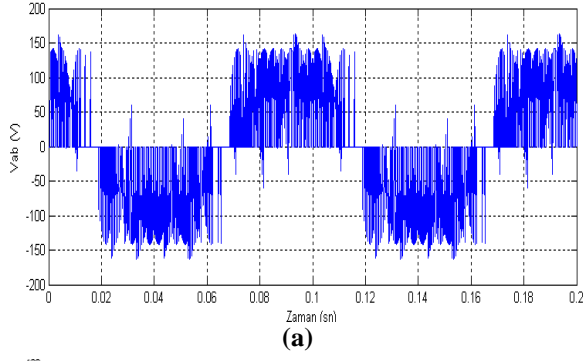
RL yükü olarak 48 ohm ve 0.1 H'lik pasif elamanlar kullanılmıştır. Yükün üçgen bağlı olma durumu için $1e-4$ sn'lik adım aralığında derlenen modelin benzetim ve deneysel sonuçları aşağıda karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Matris konverterin giriş fazlararası gerilimi 100 V, gerilim oranı $q=0.8$ alınmıştır. Anahtarlama frekansı ise 2 kHz seçilmiştir.

Şekil 15 ve 16 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=10$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

Şekil 17 ve 18 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=30$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

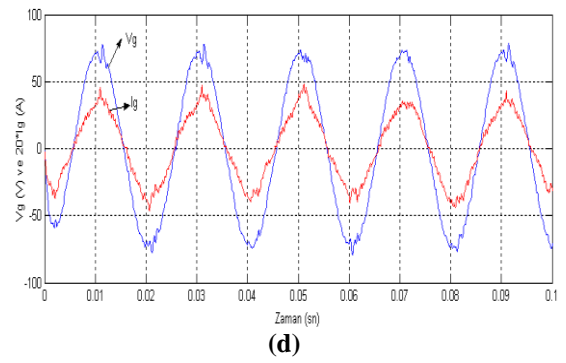
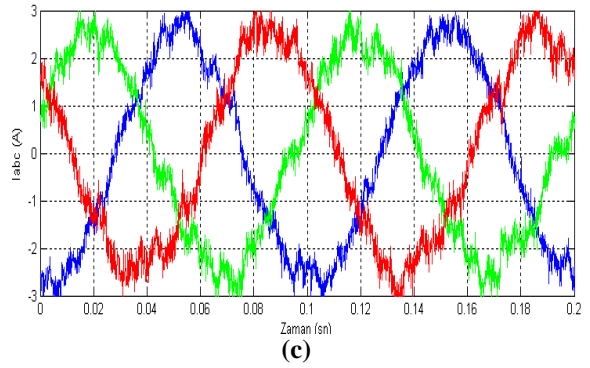
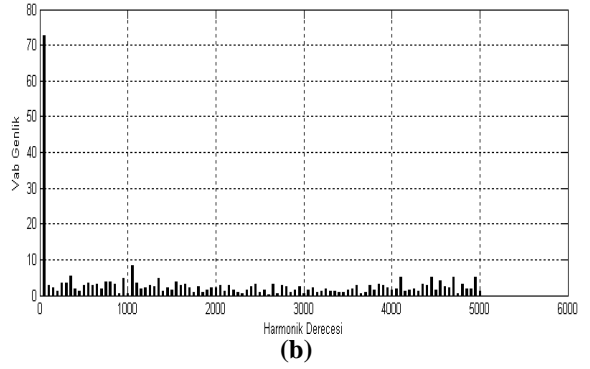
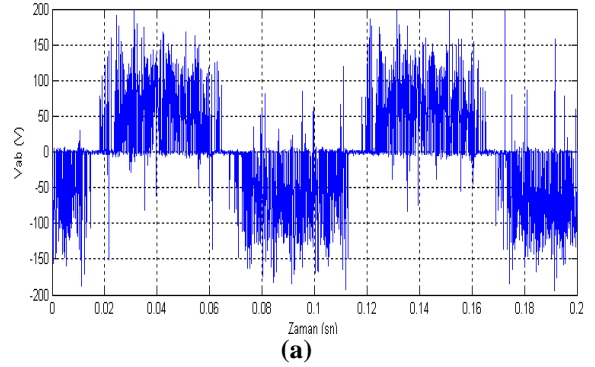
Şekil 19 ve 20 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=50$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

Şekil 21 ve 22 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=100$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.



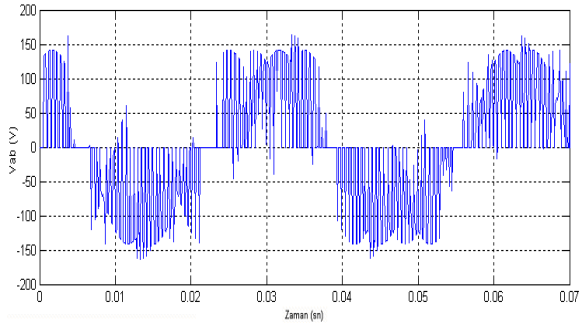
Şekil 15. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=10\text{Hz}$

- a)** Çıkış gerilimi
- b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c)** 3-faz çıkış akımları
- d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı

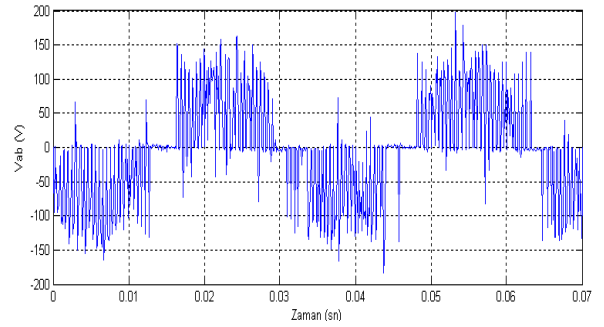


Şekil 16. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=10\text{Hz}$

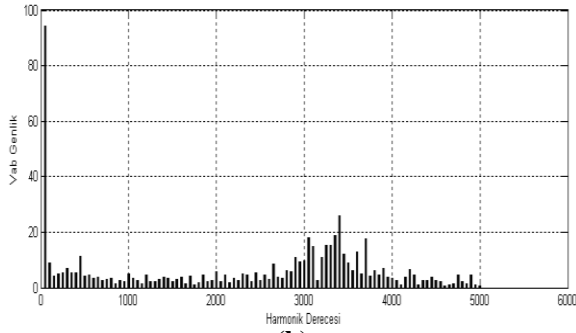
- a)** Çıkış gerilimi
- b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c)** 3-faz çıkış akımları
- d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı



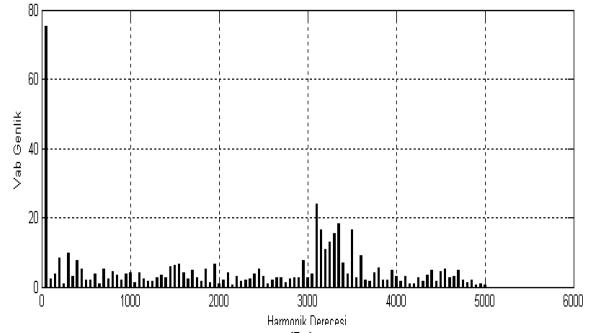
(a)



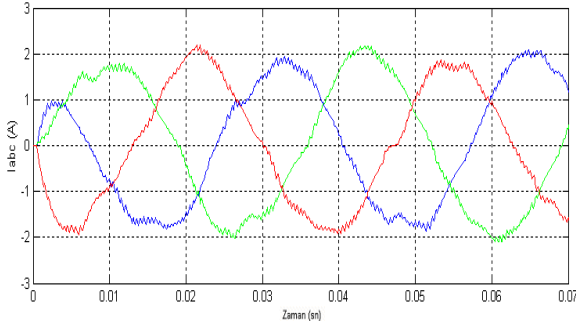
(a)



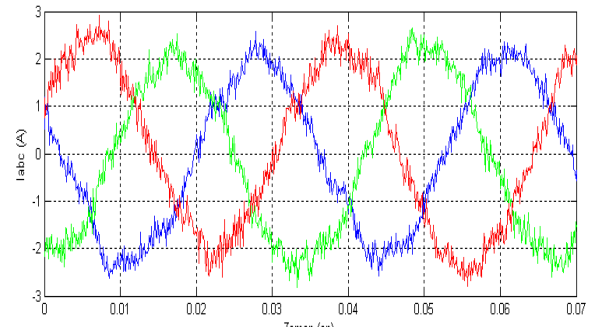
(b)



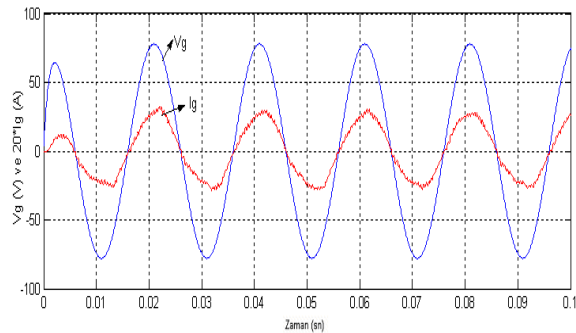
(b)



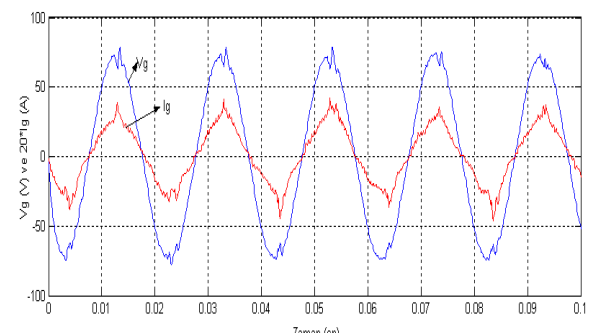
(c)



(c)



(d)



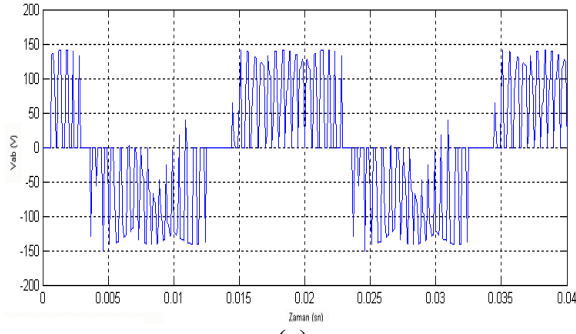
(d)

Şekil 17. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=30\text{Hz}$

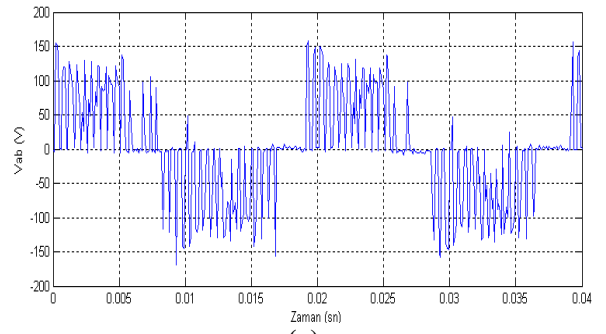
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı

Şekil 18. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=30\text{Hz}$

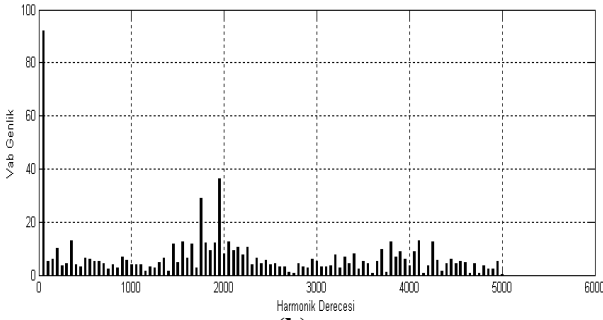
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



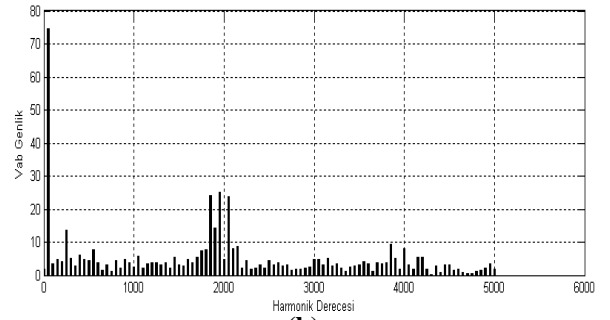
(a)



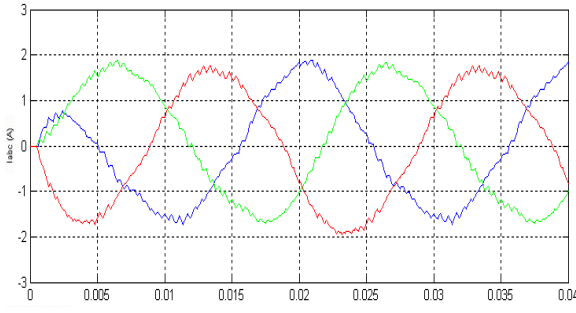
(a)



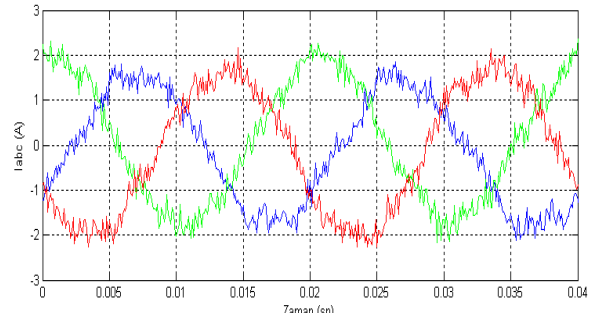
(b)



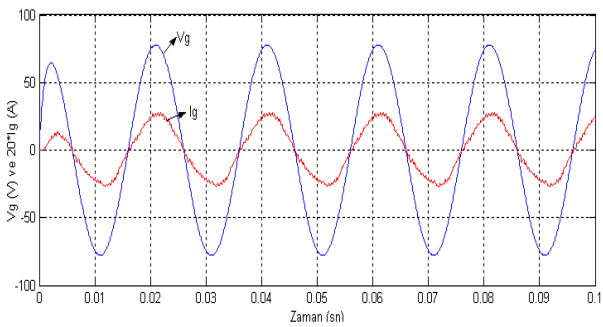
(b)



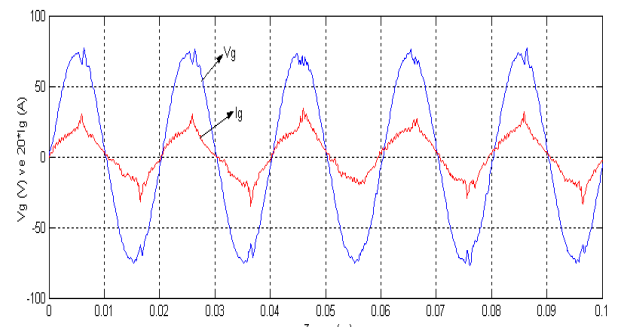
(c)



(c)



(d)



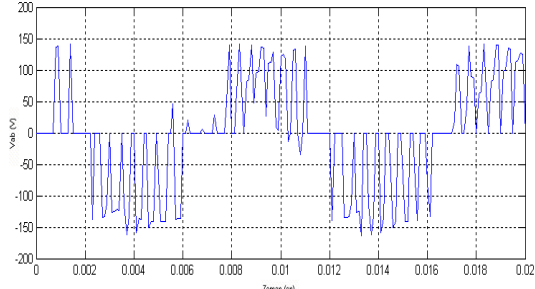
(d)

Şekil 19. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=50\text{Hz}$

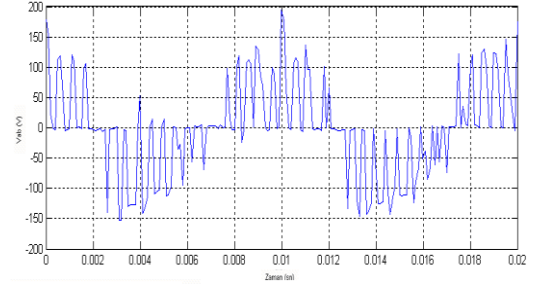
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı

Şekil 20. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=50\text{Hz}$

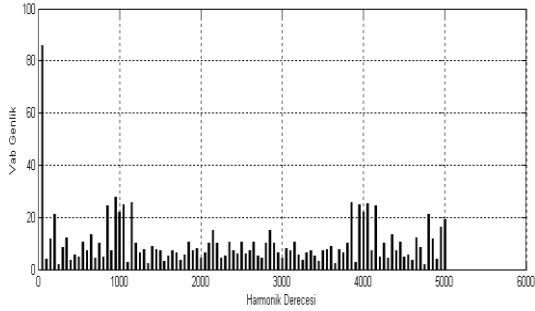
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



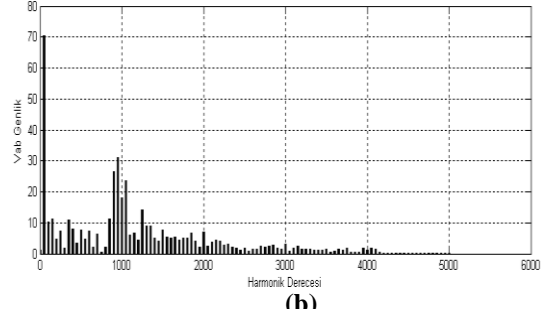
(a)



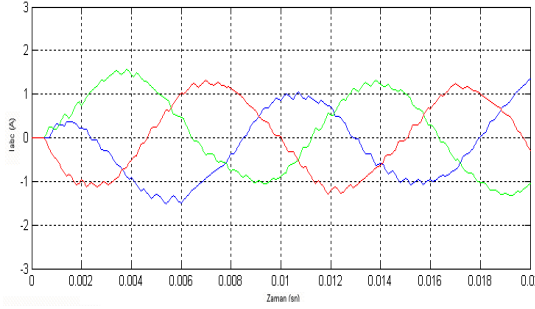
(a)



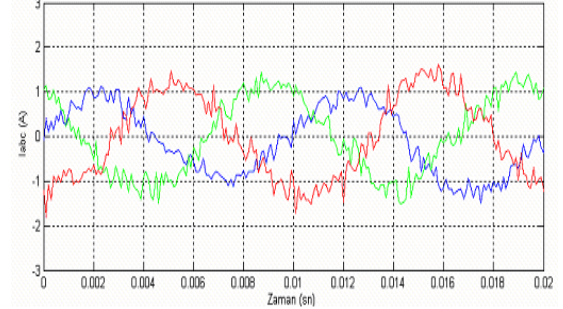
(b)



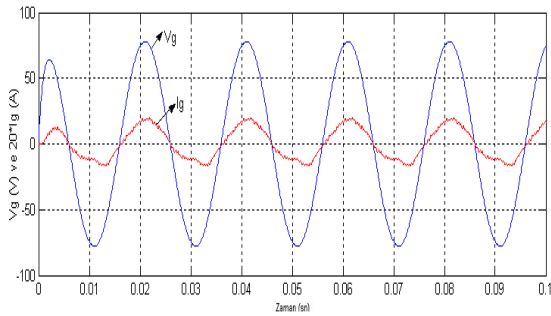
(b)



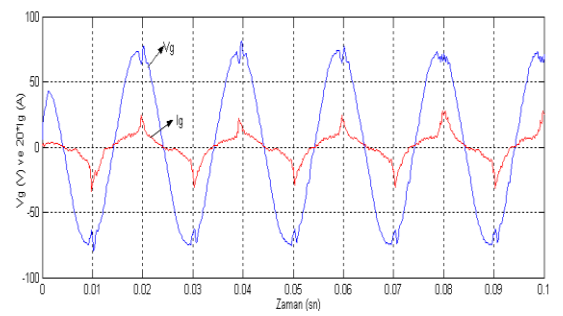
(c)



(c)



(d)



(d)

Şekil 21. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=100\text{Hz}$

- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı

Şekil 22. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=100\text{Hz}$

- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı

Deneysel sonuçları almak için kullandığımız DSP ile en az $1e-4$ sn'lik adım aralığında derleme yapabildiği için benzetim sonuçları da daha önce aynı adım aralığında çalıştırılmıştır. Ancak bu adım aralığı simülasyondan ve deneysel çalışmadan iyi sonuç alabilmek için büyüktür. Deneysel sonuçları iyileştirmek için adım aralığını daha fazla küçültmemesine rağmen benzetim sonuçları, simülasyonun adım aralığı küçültülerek iyileştirilebilir.

8. Sonuçlar

Bu çalışmada Venturini algoritması kullanan 3-fazlı bir matris konverterin Matlab/Simulink modeli ve deneysel düzeneği oluşturulmuştur. Matris konverterin bir omik-indüktif yükü beslemesi durumu gözönüne alınarak farklı çıkış frekans değerleri için hem benzetim hem de deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Benzetim sonuçları ile deneysel düzenekten elde edilen sonuçların birbirine yakın olduğu görülmüştür.

9. Kaynaklar

- Venturini M., 1980, A new sine wave in sine out conversion technique which eliminates reactive elements. In: Proceedings of Powercon 7, San Diego, Calif., pp E3-1, E3-15.
- Gyugi L. and Pelly B., 1976, Static power frequency changers: Theory, performance and applications., ISBN 0-471-678000-7, 442 pages, John Wiley, Sons, USA.
- Venturini M. and Alesina A., 1980, The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor, in Proc. IEEE PESC'80, 242-252.
- Alesina A. and Venturini M., Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis, IEEE Trans. On Circuit and Systems, Vol. CAS-28, No.4, Apr. 1981, pp.319-330.
- Ziagos P. D., Khan S. I., Rashid M. H., 1985, Some improved forced comutated cycloconverters structure, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No 5, 1242-1253.
- Ziagos P. D., Khan S. I., Rashid M. H., 1986, Analysis and design of forced commutated cycloconverter structure with improved transfer characteristics, IEEE Trans. On Industry Applications, vol. IE-33, No 3, 271-280.
- Alesina A. and Venturini M., 1988, Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converter, Proceedings of IEEE/PESC, vol. 2, 1284-1291.
- Roy G., Duguay L., Manias S. and April G. E., 1987, Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm, IEEE-IAS Annual Meeting, 891-898.
- Roy G. and April G. E., 1991, Direct frequency changer operation under a new scalar control algorithm, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.6, No.1, 100-107.
- Ishiguro A., Furuhashi T. and Okuma S., 1991, A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.38, No.3, 166-172.
- Sünter S. ve Altun H., 1997, Matris konverterlerde anahtarlama ve iletim kayıplarının hesaplanması için bir yöntem, IV. Elektromekanik Sempozyumu, Bursa, 66-70.
- Klumpner C., Nilssen P., Boldea I., Blaabjerg F., 2000, A new matrix converter-motor (MCM) for industry applications, in Conf. Rec. IEEE Trans. Circuits System, vol. CAS-28, 319-330.
- Nielsen P., Blaabjerg F., Pedersen J., 1997, Novel solutions for protection of matrix converter to three phase induction machine, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.
- Schuster A., 1996, Drive-system with a digitally controlled matrix-converter, Feeding an ac induction machine power electronics and variable speed drives, 6. International Conference on, 378-382.
- Kwon B.H., Min B.D., Kim J.H., 1998, Novel commutation technique of ac-ac converters, Electric Power Applications, IEEE Proceedings, 145(4), 295-300.
- Munzer M., 2001, EconoMac The first all in one IGBT module for matrix converters, in Proc. Drives and Control Conf., sec. 3, London, UK.
- Altun H., Sünter S., Matrix Converter Induction Motor Drive: Modeling, Simulation and Control, Electrical Engineering 86, December, 2003, pp:25-33.
- Erdem E., Tatar Y. ve Sünter S., Matris Çeviricilerde Kullanılan Venturini ve Uzay Vektör Kontrol Algoritmalarının Karşılaştırılması, Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Der., 18 (2), 205-216, 2006.
- Sünter S., A vector controlled matrix converter induction motor drive, PhD Thesis, University of Nottingham, U.K, 1995.
- Sünter S., Altun H., Matris Konverterde Giriş Gerilimi Üzerindeki Harmonik Etkisinin İncelenmesi ve Kompanzasyonu, Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Kocaeli, 17-22 Eylül 2001, s. 191-195.