

Asenkron Makinaların Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü

Çiğdem Gündoğan TÜRKER¹, Petros KARAMANAKOS², Ralph KENNEL³

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul Gedik Üniversitesi, Türkiye

²Elektrik Mühendisliği Bölümü, Tampere Üniversitesi, Finlandiya

³Güç Elektronik ve Sürücüler Enstitüsü, Münih Teknik Üniversitesi, Almanya
cigdem.gundogan@gedik.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Model öngörülü kontrol yöntemleri, sistem değişkenlerinin optimum değerlerini hesaplamak için sistem modelini kullanmaktadır. Her örnekleme zamanı içerisinde ölçülen sistem değişkenlerinin değerlerine göre olası tüm anahtarlama durumları için değer fonksiyonunu hesaplayarak bir sonraki çalışma adımı öngörülür. Ancak, bu yöntemin önemli dezavantajlardan biri olan kontrol edilen değişkenin dalgalılığını azaltmak için uygulanan gerilim vektörünün bir örnekleme zamanından daha kısa sürelerde değiştirildiği bir algoritma geliştirilmiştir. Bu çalışmada, üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen bir asenkron motorun akım kontrolü için değişken anahtarlama noktalı model öngörülü kontrol algoritması (VSP2CC) uygulanmaktadır.

Anahtar kelimeler: Model Öngörülü Kontrol, Üç Seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici, Asenkron Motor

Variable Switching Point Model Predictive Current Control of Induction Machines

Abstract

Model Predictive Control (MPC) methods uses a system model in order to calculate optimum values for the actuating variables. At each sampling time, cost function results of the next time step are calculated for all of possible switching states, based on the measured values at the current state. A new algorithm is developed by changing the applied voltage vector for shorter time than one sampling interval to reduce the ripples of the controlled variables, which is the one significant drawback of MPC methods. This paper presents a variable switching point predictive current control (VSP2CC) method for induction machines driven by a three-level neutral point clamped (NPC) inverter.

Keywords: Model Predictive Control, Three-Level Neutral Point Clamped Inverter, Induction Motor

1. Giriş

Üç fazlı elektrik makinaları sürücülerinin kontrolünde Vektör kontrolü (Field Oriented Control - FOC) ve Doğrudan Moment Kontrolü (Direct Torque Control - DTC) sıklıkla kullanılmaktadır. FOC yönteminde eksen dönüşümleri yapılarak bir PWM anahtarlama modülatörü kullanılmaktadır. İstenen akım davranışına göre modülatör ile gerilim anahtarlama aralığı ayarlanarak akım kontrolü yapılmaktadır. DTC'de ise akı ve moment değerleri için histeresis kontrolör çıkışına göre bir tablodan anahtarlama durumları belirlenmektedir. DTC, FOC'a göre daha hızlı

sistem cevabı vermekle beraber daha yüksek akım, akı ve moment dalgalılığı yaratır [1,2].

Model öngörülü kontrol (MPC), elektrik makinaları sürücülerinde ve güç elektroniğinde son zamanlarda sıklıkla kullanılmaktadır. Asenkron motorların akım kontrolünde eviriciye uygulanacak en uygun anahtarlama durumlarını belirlemek için kullanılan Model Öngörülü Kontrol Algoritması, Vektör Kontrolüne alternatif olmaktadır. Bu algoritma ile belirlenen en iyi anahtarlama durumları evirici sisteminde doğrudan motora uygulanarak PWM modülatör ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır [3-6]. Model öngörülü kontrol, çok değişkenli kontrol problemlerinde uygulanabilmekte ve kontrol tasarımında model içerisine istenen kısıtlar eklenebilmektedir. Kontrol değişkenleri

hesaplanırken en iyileme yönteminde kullanılan değer fonksiyonları kullanıcı gereksinimlerine göre tasarlanabilir.

MPC, sistemden ölçülen akım, akı, moment gibi değerleri bir örnekleme zamanı içinde değerlendirir ve çıkış değişkenlerinin kontrolü için en iyi anahtar durumları eviriciye uygulanır. Ancak, aktif anahtarlama durumu daha yüksek akım ve moment dalgalanmalarına sebep olabilmektedir. Sistemin anahtarlama frekansını arttırmadan, kontrol edilen değişkenin dalgalılığını minimize etmek için Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrol (VSP2CC) algoritması önerilmektedir. Bu yöntemde öngörü eşitlikleri klasik model öngörülü kontroldeki (MPC) ile aynıdır, tek fark aynı örnekleme zamanı içerisinde (T_s ; klasik MPC için), yeni bir anahtarlama noktası (Variable Switching Point, VSP), t_{sw} belirlenir. Bu algoritmaya ($0 \leq t_{sw} \leq T_s$) göre, ilk gerilim vektörü $0 - t_{sw}$ aralığında, ikincisi $t_{sw} - T_s$ aralığında eviriciye uygulanarak akım ve moment dalgalılığı klasik kontrole göre önemli derecede azaltılmış olur [7,8].

Bu çalışmada, üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motorun VSP algoritmasıyla akım kontrolü yapılmaktadır. Bununla beraber, önerilen değer fonksiyonuna uygun bir kısıt eklenerek gerekli olan dc hat gerilimi dengelemesi de kolaylıkla sağlanmaktadır. İkinci bölümde VSP2CC hakkında genel bilgi sunulmaktadır. Üçüncü bölümde üç seviyeli evirici topolojisi ve asenkron motorun matematiksel durum denklemleri verilmektedir. Önerilen algoritmanın simülasyon çalışmaları dördüncü bölümde, deneysel çalışmaları ise beşinci bölümde paylaşılmaktadır.

1. Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü

Öngörülü kontrolde, sistem davranışına göre öngörülen çıkışlar, geçmiş giriş çıkış değerlerine ve gelecekteki kontrol işaretlerine bağlı olarak bulunur. Gelecek çıkış değerleri, her t_s örnekleme anında bir öngörü ufku süresince sistem modeli kullanılarak hesaplanır [9]. Değişken anahtarlama noktalı model öngörülü algoritmada (VSP2CC) ise bir örnekleme zamanı, T_s , içerisinde ilk anahtarlama gerilim

vektörü t_{sw} ile belirlenen zaman aralığında, ($T_s - t_{sw}$) aralığında ise ikinci gerilim vektörü belirlenerek anahtarlama durumları eviriciye uygulanır.

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı eviricide, DC hat kapasitörü gerilim dengesi sağlanmalıdır. İlk tahmin aralığında ($0 - t_{sw}$), DC hat kapasitörü gerilim farkı;

$$\Delta v_c(k+t_{sw}) = \Delta v_c(k) + \frac{t_{sw}}{C} \left(\sum_{j=1}^3 i_{nj}(k) \right) \quad (1)$$

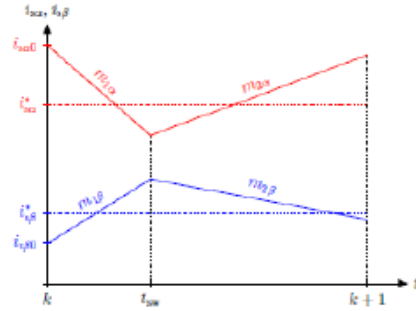
olarak verilir. İkinci zaman aralığı için ($t_{sw} - T_s$), DC hat kapasitör gerilim farkı;

$$\Delta v_c(k+1) = \Delta v_c(k+t_{sw}) + \frac{T_s - t_{sw}}{C} \left(\sum_{j=1}^3 i_{nj}(k+t_{sw}) \right) \quad (2)$$

Ayrıca, VSP2CC değer fonksiyonu;

$$J_{vsp2cc} = (i_{s,tsw} - i_s^*)^2 + (i_{s,T_s} - i_s^*)^2 \quad (3)$$

$$J_{vsp2cc} = J_{vsp2cc} + \omega_{npc} (\Delta v_c(k+t_{sw}))^2 + (\Delta v_c(k+1))^2 \quad (4)$$



Şekil 1. Değişken anahtarlama noktası temel prensibi

Ortalama akım hatası;

$$e_{rms}^2 = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{sw}} (i_s^* - i_s(t))^2 dt + \int_{t_{sw}}^{T_s} (i_s^* - i_s(t))^2 dt \right) \quad (5)$$

i_s^* ; akım referansıdır. t_{sw} hesaplamak için, örnekleme zaman aralığında akım eğiminin değişmeyeceği farz edilerek stator akımları;

$$i_s(t) \approx m_1 \cdot t + i_{s0} \quad (6)$$

İlk anahtarlama durumları ($0 - t_{sw}$) aralığında, sonraki ($t_{sw} - T_s$) zaman aralığında uygulanmaktadır;

$$i_s(t) \approx m_2 \cdot t + i_{s,t_{sw}} \quad (7)$$

$m_i = \begin{pmatrix} m_{i\alpha} \\ m_{i\beta} \end{pmatrix}$, $i=1,2$ için akım eğimleri, i_{s0} örnekleme başlangıcında alınan akım değeri

ve $i_{s,t_{sw}}$; t_{sw} zamanındaki akım değeri. Hesaplamayı kolaylaştırmak için bir örnekleme zamanında alınan akım eğrilerinin eğimleri sabit kabul edilir.

t_{sw} zamanını hesaplamak için, e_{rms}^2 'nin minimumu alınır;

$$\frac{d}{dt} e_{rms}^2 = 0 \quad (8)$$

Hesaplamalar sonucunda değişken anahtarlama noktası, t_{sw} ;

$$t_{sw} = \frac{(m_{2\alpha} - m_{1\alpha})(2i_{0\alpha} - 2i_{\alpha}^* + T_s m_{2\alpha})}{(m_{1\alpha} - m_{2\alpha})(2m_{1\alpha} - m_{2\alpha}) + (m_{1\beta} - m_{2\beta})(2m_{1\beta} - m_{2\beta})} + \frac{(m_{2\beta} - m_{1\beta})(2i_{0\beta} - 2i_{\beta}^* + T_s m_{2\beta})}{(m_{1\alpha} - m_{2\alpha})(2m_{1\alpha} - m_{2\alpha}) + (m_{1\beta} - m_{2\beta})(2m_{1\beta} - m_{2\beta})} \quad (9)$$

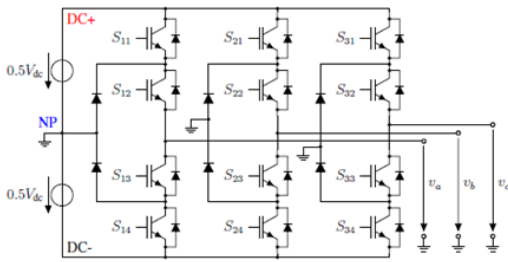
t_{sw} ve T_s için değer fonksiyonu;

$$j_{v_{sp}} = (i_{s,t_{sw}} - i_s^*)^2 + (i_{s,T_s} - i_s^*)^2 \quad (10)$$

Sistem gürültüleri ve diğer kısıtlar değer fonksiyonuna eklenebilir.

2. Üç Seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici

Şekil 2'de görülen evirici devresinde DC+ ve DC- sırasıyla pozitif ve negatif dc hatlardır. NP; nötr (sıfır) noktadır. İdeal olarak, iki dc-hat kapasitör gerilimi v_{c1} ve v_{c2} , $5V_{dc}$ ' e eşit olmaktadır. V_{dc} ; dc hat gerilimidir.



Şekil 2. Üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici

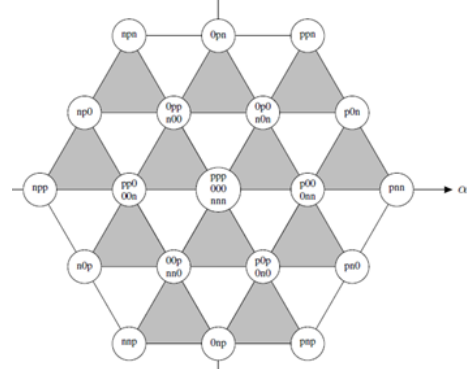
Üç fazlı üç seviyeli nötr bağlantılı evirici topolojisinde her faz için 4 adet S_{xi} anahtarı (x ; faz bacağına numarası, $i=1...4$), toplamda 12 adet anahtarlama elemanı bulunmaktadır. Fazlarda $-0.5V_{dc}$, 0 , $0.5V_{dc}$ gerilimleri üreten -1 , 0 ve 1 ile modellenen üç farklı anahtarlama durumu oluşmaktadır. Bu durumda üç seviyeli NPC inverter için üç farklı anahtarlama

pozisyonu ve üç faz için $3^3=27$ adet anahtarlama durumu bulunmaktadır.

Clarke dönüşümü kullanılarak, üç fazlı bir sistemde abc ($\varepsilon_{abc} = [\varepsilon_a \ \varepsilon_b \ \varepsilon_c]^T$) sisteminden $\alpha\beta$ ($\varepsilon_{\alpha\beta} = [\varepsilon_\alpha \ \varepsilon_\beta]^T$) koordinat sistemindeki eşdeğerine çevrilebilir.

$$\varepsilon_{\alpha\beta} = K \varepsilon_{abc}, \quad K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Şekil 3'de gösterildiği gibi, 27 farklı anahtarlama durumu için 19 gerilim vektörü elde edilmektedir. Gerilim vektörleri sektör ve bölgelerini gösteren altıgen uzay vektör çizimi Şekil 2'de gösterilmektedir. $-1, 0, 1$ durumları sırası ile n , 0 ve p ile gösterilmektedir. 'nnn', 'ppp' ve '000' anahtarlama kombinasyonlarında sıfır anahtarlama durumu ve sıfır anahtarlama vektörleri olarak adlandırılır. Kalan diğer seçeneklerde ise aktif anahtarlama durumlarında aktif gerilim vektörleri olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 3. Üç seviyeli evirici için gerilim vektörleri

Evirici devresinde görüldüğü gibi doğrultucu çıkışındaki gerilim dalgalanmasını azaltmak için bulunan iki dc hat kapasitörün gerilimi birbirine eşit ve referans gerilimine yakın olmalıdır;

$$v_{c1}^* = v_{c2}^* = 0.5V_{dc} \quad (12)$$

Gerilim farkı;

$$\Delta V_c^* = v_{c1} - v_{c2} = 0 \quad (13)$$

olarak yazılabilir. Sadece sıfır anahtarlama durumunda nötr noktasına akım akar, diğer durumlar gerilim dengesini etkilememektedir. Kapasitör diferansiyel eşitliği;

$$i_{c_j} = C \frac{dv_{c_j}}{dt} \quad (14)$$

olarak verilmektedir. i_{c_j} ; kapasitör akımı, C kapasitans, $j=1,2$. Kirschof akım kanununa göre nötr noktasındaki toplam akım;

$$i_n = i_{c1} - i_{c2} \quad (15)$$

i_n ; Üç fazın nötr noktasından geçen akımların toplamıdır. Sonuç olarak kapasitörlerin gerilim farkından nötr noktası gerilim eşitliği;

$$\frac{d}{dt}(\Delta v_c) = \frac{d}{dt}(v_{c1} - v_{c2}) = \frac{dv_{c1}}{dt} - \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{c1} - i_{c2}) \quad (16)$$

alınmaktadır.

3. Asenkron Makine

ω_k , açısal hızıyla döndüğü kabul edilen bir koordinat sisteminde asenkron makinanın temel eşitlikleri;

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (17)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (18)$$

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_k \psi_s \quad (19)$$

$$v_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_{el}) \psi_r \quad (20)$$

Stator değişkenleri $(*)_s$, rotor değişkenleri ise $(*)_r$ alt indisleriyle gösterilmektedir. ψ_s , ψ_r akı, i_s , i_r akımları, R_s , R_r dirençleri, L_s , L_r endüktansları, L_m ise stator ve rotor arası ortak endüktansı göstermektedir. v_s ; uygulanan stator gerilimi, v_r ; rotor gerilimini ifade etmekte ve j ise $j = \sqrt{-1}$ olmaktadır. Açısal makine hızı ω_{el} ;

$$\omega_{el} = p \cdot \omega_m \quad (21)$$

olarak verilmektedir. p ; kutup çifti sayısı, ω_m ; mekaniksel makine hızı olarak verilmektedir.

$\omega_k = 0$ alınarak statora göre dönüşüm yapılarak $\alpha\beta$ sisteminde eşitlikler yeniden düzenlenir;

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = \frac{1}{r_\sigma} v_s - j\omega_k \tau_\sigma i_s + \frac{k_r}{r_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_{el} \right) \psi_r \quad (22)$$

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_s - j(\omega_k - \omega_{el}) \tau_r \psi_r \quad (23)$$

$$\left(k_r = \frac{L_m}{L_r}, \tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \text{ alınarak } \tau_\sigma = \frac{\alpha L_s}{r_\sigma} \text{ ve } r_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$$

Mekaniksel moment ifadesi;

$$T_m = \frac{3}{2} p (\psi_s \times i_s) = \frac{3}{2} p (\psi_r \times i_r) \quad (24)$$

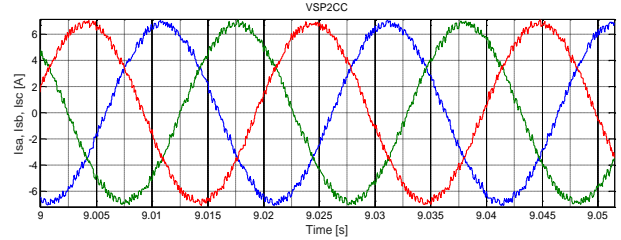
olarak verilmektedir. Son olarak, mekaniksel hız denklemi türevsel eşitlikle;

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{j} (T_m - T_l) \quad (25)$$

şeklinde alınmaktadır. T_l ; mekaniksel yük momenti ve j ise atalet momentidir.

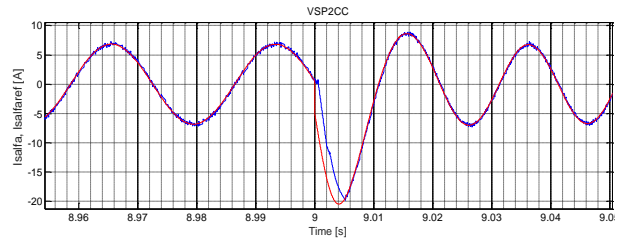
4. Benzetim Çalışması

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı eviriciler için VSP2CC algoritması $T_s = 100 \mu s$, 10kHz örnekleme frekansı ile simüle edilmektedir. 2800 dev/dk hızda kararlı hal faz akım dalga şekilleri Şekil 4'de verilmektedir. Her bir anahtarlama elemanı IGBT için ortalama anahtarlama frekansı 1.6kHz ve toplam harmonik bozulumu (THD) %3.8 olmaktadır.

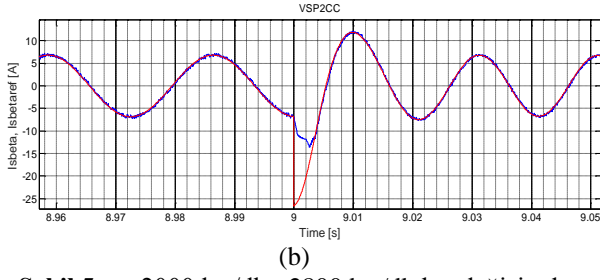


Şekil 4. $\omega = 2800 \text{ dev/dk}$ hız ve $T_L = 8 \text{ Nm}$ yükte stator akımları

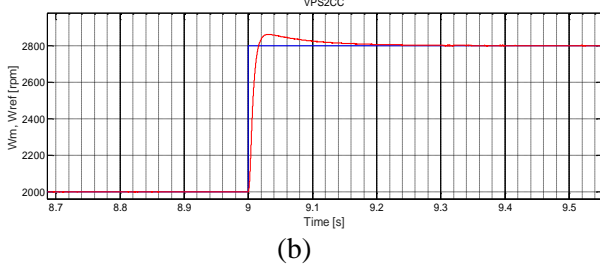
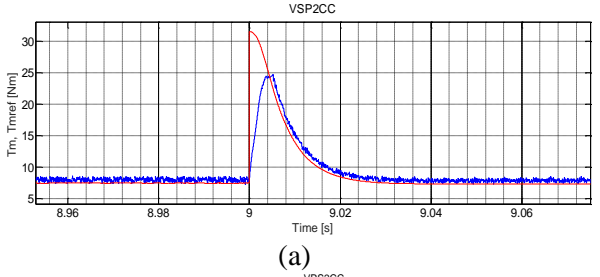
Şekil 5'de motor hızı 2000 dev/dk'dan 2800 dev/dk'ya değiştirildiğinde, PI kontrolörden sağlanan stator alfa beta akım referansı değişimi gösterilmektedir. Dalga şekillerinden hız değişiminde geçici durumda ve kararlı durumda önerilen algoritma ile akım referansı problemsiz olarak takip edilebilmektedir. Şekil 6, referans hızı değiştirildiğinde, makinanın hız değişimi ve anlık üretilen moment değişimini göstermektedir.



(a)

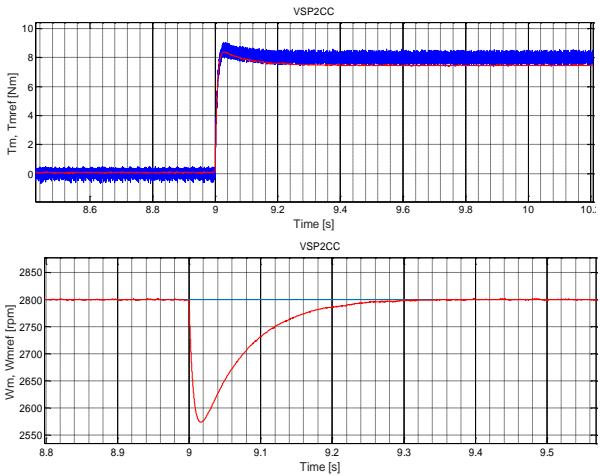


Şekil 5. $\omega=2000\text{dev/dk} - 2800\text{dev/dk}$ hız değişikimde stator $\alpha\beta$ akım değişimleri



Şekil 6. $\omega=2000\text{dev/dk} - 2800 \text{dev/dk}$ değişikimde hız ve makina moment adımları

Şekil 7’de, motor 2800 dev/dk ile dönerken dokuzuncu saniyede bir yük momentini adımı uygulanır. Hız bir miktar düştükten 2sn sonra, referans değerine erişir.



Şekil 7. $\omega=2800\text{dev/dk}$ hızda, $T_L=0\text{Nm}$ 'den 8Nm 'ye yük momentini ve hız değişikimi

5. Deneysel Çalışma

Şekil 8’de görüldüğü gibi, Üç faz üç seviyeli evirici ile sürülen asenkron motor test düzeneği Münih Teknik Üniversitesi laboratuvarında kurulmuştur. Eviricinin kontrolü için FPGA tabanlı gerçek zamanlı bir bilgisayar sistemi kullanılmaktadır. Test sisteminde 2.2kW kafes rotorlu motor ve nötr noktası bağlantılı üç seviyeli bir evirici bulunmaktadır. DC hat gerilimi 3kW gücündeki bir DC güç kaynağından sağlanmaktadır.

VSP2CC algoritmasını doğrulamak için, Üç seviyeli inverter test sisteminde asenkron motor kontrolü deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

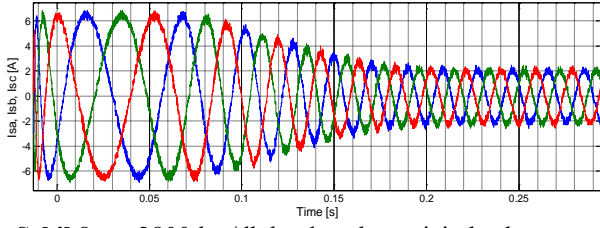
Örnekleme zamanı $T_s = 100\mu s$, $\omega_{quad} = 0.01$, DC hat gerilimi $V_{dc} = 550V$, Rotor akısı referans değeri $\varphi = 0.8Wb$ olarak alınmıştır. Referans moment PI hız kontrolörü ile üretilmektedir.



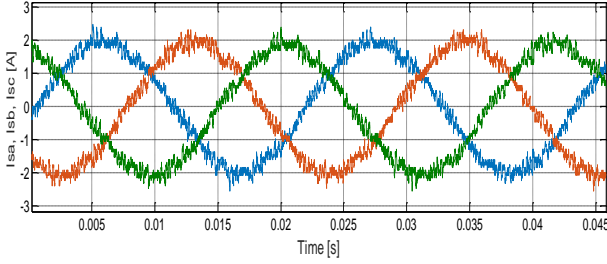
Şekil 8. Üç seviyeli NPC evirici ile sürülen asenkron motor test düzeneği

Şekil 9, başlangıç zamanındaki stator akımlarını göstermektedir. Şekil 10’da VSP2CC algoritması uygulanarak 2800 dev/dk hızda yüksüzken alınan kararlı hal makine akım dalga şekillerini göstermektedir. 2000 dev/dk kararlı hal çalışma için, stator faz akımları Şekil 11’de verilmektedir. Farklı hız durumları için kararlı hal çalışmada, önerilen algoritma sorunsuz bir şekilde akım referanslarını takip edebilmektedir.

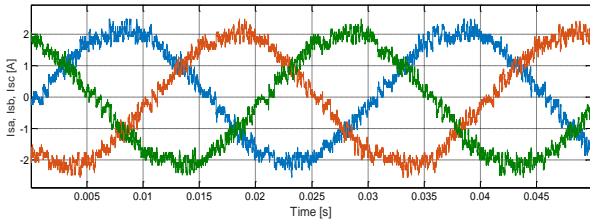
Hız referans değeri 2800 dev/dk’dan 2000 dev/dk’ya ve 2000 dev/dk’dan 2800 dev/dk’ya değiştirildiğinde stator üç faz akımları, alfa beta akım dalga şekilleri ve üretilen makine momentini dalga şekilleri Şekil 12-15’de verilmektedir. Akım dalga şekillerinden, step anlarında çok küçük bir gecikme zamanıyla referans değerini takip ettiği görülmektedir.



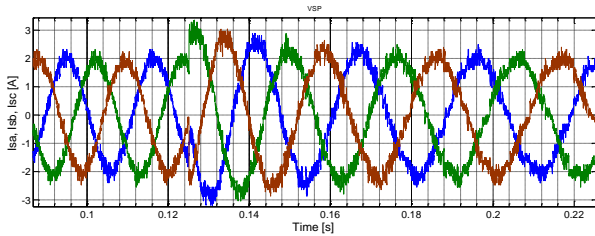
Şekil 9. $\omega=2800\text{dev/dk}$ hızda çalışma için başlangıç zamanında stator üç faz akımları dalga şekilleri



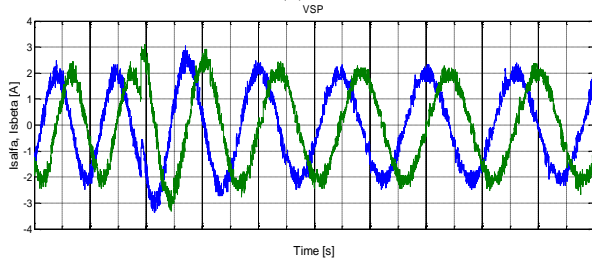
Şekil 10. $\omega=2800\text{dev/dk}$ ve $T_L=0\text{Nm}$ çalışma değerlerinde üç faz stator akım dalga şekli



Şekil 11. $\omega=2000\text{dev/dk}$ ve $T_L=0\text{Nm}$ çalışma değerlerinde üç faz stator akım dalga şekli

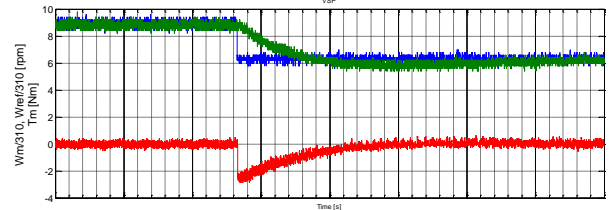


(a)

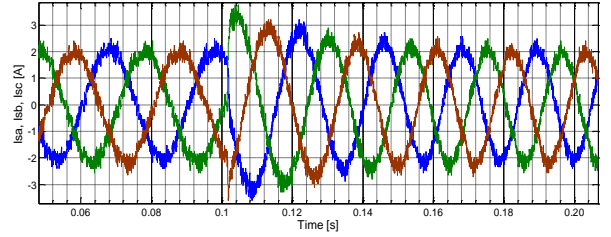


(b)

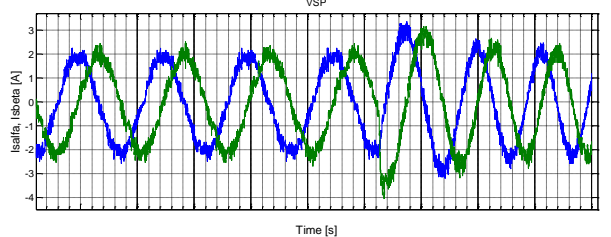
Şekil 12. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega=2800\text{dev/dk}$ 'dan 2000dev/dk hızına değiştirildiğinde a) $I_{s_{abc}}$ b) $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$



Şekil 13. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega=2800\text{dev/dk}$ 'dan 2000dev/dk hızına değiştirildiğinde hız ve moment değişimi

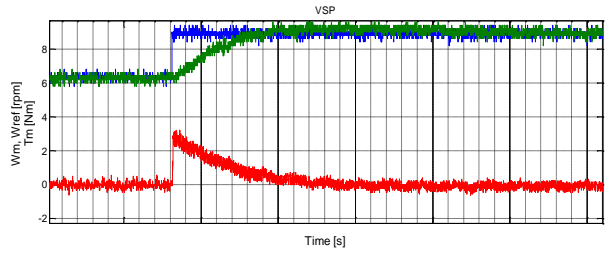


(a)



(b)

Şekil 14. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega = 2000\text{dev/dk}$ 'dan 2800dev/dk hızına değiştirildiğinde a) $I_{s_{abc}}$, b) $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$



Şekil 15. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega=2000\text{dev/dk}$ 'dan 2800dev/dk hızına değiştirildiğinde hız ve moment değişimi

6. Sonuçlar

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı invertere uygulanan VSP2CC algoritması Matlab ortamında farklı yük ve hız durumları için simüle edilmiştir. Deneysel çalışmalar Münih Teknik Üniversitesi Güç Elektronikleri Sürücüler laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. Çalışma TÜBİTAK 2219 programı kapsamında da desteklenmiştir.

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motor kontrolü VSP2CC

yöntemi kullanılarak farklı hız ve moment değişimleri için ve kararlı durum çalışmada test edilmekte ve referans değerleri sorunsuz takip edebildiği açıkça görünmektedir. DC hat kapasitörlerinin gerilim dengelenmesi problemi de değer fonksiyonuna kısıtlar eklenerek çözülmektedir.

7. Kaynakça

1. Kazmierkowski M.P., Krishnan R., ve Blaabjerg, (2002). Control in Power electronics, NewYork: Academic Press.
2. Wang F., Li S., Mei X., Xie W., Rodriguez J., Kennel, R.M., (2015). Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods, IEEE Trans. On Ind.Informations, 11, 3.
3. Cortes, P.,Kazmierkowski, M.P., Kennel, R.M., Quevedo, D.E. ve Rodriguez, J., (2008). Predictive Control in Power Electronics and Drives, IEEE Trans. Ind. Electron., 55, 12, 4312-4324.
4. Geyer, T., Papafotiou, G. And Morari, M., (2009). Model Predictive Direct Torque Control-Part1: Concept, algorithm and Analsis”, IEEE Trans. Ind. Electron, 56(6), 1894-1905.
5. Papafotiou, G., Kley, J., Papadopolus, K.G., Bohnen, P., and Morari, M., (2009). Model Predictive Direct Torque Control –Part II: Implementation and Experimental Evaluation”, IEEE Trans. Ind. Electron, 56(6), 1906-1915.
6. Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann U. Ve Rodriguez, J., (2009). Model Predictive Control- A simple and powerful method to controlpower converters, IEEE Trans. Ind. Electron., 56,6, 1826-1838.
7. Karamanakos, P., Stolze P., Kennel R.M., Manias S., Mouton H.T., (2014). Variable Switching Point Predictive Torque Control of Induction Machines, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2(2), 2014.
8. Stolze, P., Karamanakos, P., Moiton, T., Manias, S.N., (2013). Heuristic Variable Switching Point Predictive Current Control for the Three-Level Neutral Point Clamped Inverter, SLED.
9. Gündoğan Türker Ç., Karamanakos P., Kennel R., (2016). “Üç seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici için Model Öngörülü Akım Kontrolü (Model Predictive Current Control for Three Level Neutral Point Clamped Inverter), ELECO'2016 Elektrik Elektronik Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu.