

Üç seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici için Model Öngörülü Akım Kontrolü

Model Predictive Current Control for Three Level Neutral Point Clamped Inverter

Çiğdem Gündoğan Turker¹, Petros Karamanakos², Ralph Kennel²

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Istanbul Gedik Üniversitesi
cgundoganturker@gmail.com

²Münih Teknik Üniversitesi
petros.karamanakos@tum.de, ralph.kennel@tum.de

Özet

Bu bildiride, üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen bir asenkron motorun Model Öngörülü Kontrol (MPC) algoritması ile akım kontrolü gerçekleştirilmektedir. Sistem modeli kullanılarak, sistem değişkenlerinin gelecek zamandaki değerleri tahmin edilmekte ve optimizasyon algoritması ile en iyi anahtarlama durumları seçilmektedir. Üç seviyeli eviricinin nötr noktası gerilim farkını minimize etmek için bir dengeleme algoritması yöntem içerisinde eklenmektedir. Çok değişkenli bir sistemde kolaylıkla uygulanabilmesi, kullanıcı ihtiyaçlarına göre çalışma kısıtlarının sistemin içerisinde göz önünde bulundurulabildiği ve evirici için bir modülör ihtiyacının olmaması yöntemin en önemli avantajlarıdır. Kontrol algoritmasının performansını gösterecek benzetim çalışma sonuçları bildiride paylaşılmaktadır.

Abstract

In this paper, the Model Predictive Current Control (MPCC) of Induction Machine driven by Three Level Neutral Point Clamped Inverter is performed. MPC uses the system model in order to predict the values of the system variables at the next sampling time. The predictions are evaluated by minimization of a cost function to choose the optimum switching states. Algorithm is extended to three level neutral point clamped inverters with the attention to the DC link capacitor voltage balancing. Simple implementation to multidimensional systems, consideration of constraints within the model according to the user needs, direct application of the control action to the inverter without any modulation stage are significant advantages of the MPC methods. The simulation results are presented in this paper to show the performance of the control algorithm.

1. Giriş

Alan yönlendirmeli kontrol (FOC, Field Oriented Control) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DTC, Direct Torque Control) elektrik makinalarının kontrolünde uzun zamanlardan beri

kullanılmaktadır. DTC akı ve momentin histerezis kontrolünden faydalanarak, çeviricinin anahtarlama için doğrudan kontrol işaretlerini gönderir. FOC bunu bir modülör kullanarak yapmasına rağmen akım, gerilim, moment dalgalılığı açısından daha iyi bir performansa sahiptir. Ancak, bu yöntemler tasarım kolaylığı ve sürücü sisteminde gereken kısıtların eklenmesi gibi sorunlarda tam olarak çözüm olamamaktadırlar. Bu tür sorunların üstesinden gelmek için, elektrik makinaları ve güç elektroniği sürücülerinde son yıllarda Model Öngörülü Kontrol algoritmaları kullanılmaktadır.

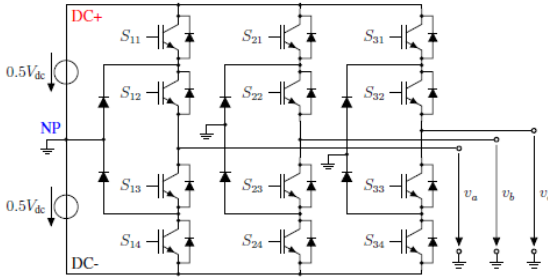
Model Öngörülü Kontrol (MPC, Model Predictive Control) teknikleri, sistem modelini doğrudan kullanan ve sistem değişkenlerinin gelecekteki davranışlarını tahmin ederek, belirli bir ölçüte göre en iyi kontrol işaretini elde etme prensibi ile çalışan çok geniş kontrol yöntemleri bütünüdür. Bu tasarım yöntemleri ile elde edilen denetleyiciler doğrusal yapıdadır. MPC algoritmaları kullanılan sistem modeli, gürültü modeli ve en aza indirgeyecek ölçütler bakımından farklılık gösterir. MPC teknikleri çok güçlü bir matematiksel altyapıya ve hesaplamaları yapacak kapasitede işlemcilerle ihtiyaç duymaktadır [1-4].

MPC teknikleri işlemci yapılarının da gelişmesiyle 1980'lerden bu yana elektrik makinaları, güç elektroniği sürücülerinde, iki seviyeli inverterler, üç seviyeli nötr noktalı, kaskad H-köprü inverterler, matris çeviriciler gibi farklı kullanım tiplerinde uygulanmaktadır. [5-8] Genel olarak, MPC algoritması ile sistemin referans değerlerine göre optimize edilerek belirlenen anahtarlama işaretleri, bir pwm modülörü olmadan doğrudan eviriciye uygulanmaktadır. MPC'de her örnekleme adımında ölçülen olası tüm değişken dizileri için eviriciyi de içeren tüm sistemin ayrık zamanlı modeli hesaplanmaktadır.

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı (NPC, Neutral Clamped Inverter) evirici ile sürülen bir asenkron motorun MPC algoritması kullanılarak akım kontrolü için sistem modelini veren ayrık zamanlı diferansiyel eşitlikler kullanılmaktadır. Üç seviyeli eviricinin

DC kapasitör denge noktası geriliminin belirli bir aralıkta kalmasına da dikkat edilerek gerekli kısıtlar optimizasyona eklenip hesaplamalar yapılmaktadır. Sonraki bölümde evirici çalışması ile ilgili temel bilgiler verilmektedir. Üçüncü bölümde model öngörülü akım kontrol algoritması temel prensibi anlatılmaktadır. Dördüncü bölümde ise algoritmanın fiziksel sistemde doğruluğunu kanıtlamak için yapılan benzetim çalışması ve farklı koşullarda alınan benzetim sonuçları paylaşılmaktadır.

2. Üç Seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici



Şekil 1: Üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici.

Şekil 1’de görülen inverter devresinde DC+ ve DC- sırasıyla pozitif ve negatif dc hatlardır. NP nötr (sıfır) noktasıdır. İdeal olarak, iki dc-hat kapasitör gerilimi v_{c1} ve v_{c2} , $0.5V_{dc}$ ’ e eşit olmaktadır. V_{dc} ; dc hat gerilimidir. Şekil 2’de görülen üç fazlı üç seviyeli nötr bağlantılı evirici topolojisinde her faz için 4 adet S_{x_i} anahtarı (x ; faz bacağının 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.

Üç faz için anahtarlama durumları s_a, s_b, s_c verilirse, 27 farklı anahtarlama durumu için Denklem 1 kullanılarak clarke dönüşümü yapıldığında;

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \mathcal{V}_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & 0.5\sqrt{3} & -0.5\sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

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 [9-10].

Şekil 2’de de görüldüğü gibi doğrultucu çıkışındaki gerilim dalgalanmasını azaltmak için bulunan iki dc hat kapasitörün gerilimi birbirine eşit ve referans gerilimine yakın olmalıdır;

$$v_{c1}^* = v_{c2}^* = 0.5V_{dc} \quad (2)$$

Kapasitans gerilim farkı ise;

$$\Delta V_c^* = v_{c1} - v_{c2} = 0 \quad (3)$$

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

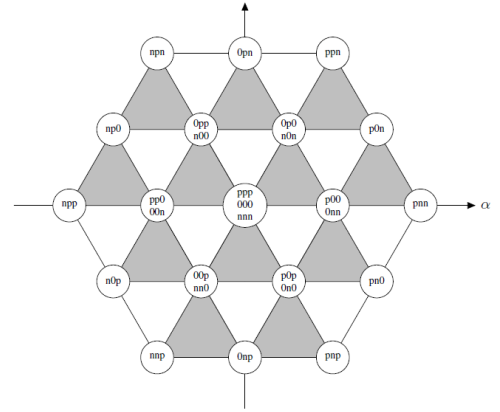
$$i_{c_j} = C \frac{dv_{c_j}}{dt} \quad (4)$$

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

$$i_n = i_{c1} - i_{c2} \quad (5)$$

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

$$\frac{d}{dt}(\Delta v_c) = \frac{d}{dt}(v_{c1} - v_{c2}) = \frac{dv_{c1}}{dt} - \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{c1} - i_{c2}) \quad (6)$$



Şekil 2: Üç seviyeli evirici için gerilim vektörleri.

3. MPC Algoritması

Model öngörülü kontrol (MPC) genel olarak öngörülü kontrol yöntemlerinin bir alt dalıdır. Gelecek çıkış değerleri her t örnekleme anında bir öngörü ufkı boyunca (prediction horizon) sistem modeli kullanılarak hesaplanır. Sistem davranışına göre öngörülen çıkışlar, geçmiş giriş ve çıkış değerlerine ve gelecekteki kontrol işaretlerine bağlı olarak bulunur. Gelecek kontrol işaretleri bir en iyileme yönteminde değer fonksiyonu (cost function) kullanılarak, süreci referans yörüngesine mümkün olduğu kadar yakınsayacak biçimde hesaplanır. Genelde bu en iyileme yöntemi, öngörülen çıkış ve öngörülen referans yörüngesi arasındaki farkın ikinci dereceden bir fonksiyonu şeklindedir. Bulunan en iyi kontrol işaretleri için anahtarlama durumları sisteme gönderilir, bir sonraki örnekleme anında bir sonraki çıkış değeri hesaplanır.

Model öngörülü Kontrol, çok değişkenli kontrol problemlerine uygulanabilmekte, kontrol tasarımında model içerisine istenen kısıtlar da eklenebilmektedir. Kontrol değişkenleri hesaplanırken en iyileme yönteminde kullanılan değer fonksiyonları (cost function) kullanıcı gereksinimlerine göre tasarlanabilir. Lineer olmayan sistemler için de lineer kontrol gibi hesaplama yapılabilmektedir. En iyi anahtarlama

durumları inverter sistemine doğrudan iletildiği için PWM modülatörüne ihtiyaç kalmamaktadır.

Üç seviyeli Nötr nokta bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motorun model öngörülü akım kontrolü algoritması için adımlar şu şekildedir;

* Belirlenen örnekleme zaman aralıklarında, T_s durum değişkenleri ölçümleri sistemden alınır.

* $i=1..27$ anahtarlama durumu için $i=1$ ilk anahtarlama durumu ile algoritma başlatılır. Esasında 19 adet gerilim vektörü için değerlendirme olacaktır.

* Değer fonksiyonunun minimum değeri $J_{\min} = \infty$ olarak belirlenir.

* Sistem modeli ayrık zaman eşitliklerinden değişkenlerin gelecek zaman değerleri her bir anahtarlama durumunda hesaplanır. Sistem ayrık durum modeli Euler metodu kullanılarak;

$$x(k+1) = (I + AT_s)x(k) + BT_s u(k) \quad (7)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (8)$$

eşitlikleri ile oluşturulmaktadır. Sistemimizde akım kontrolü için durum vektörü; $x = [i_{sa} \ i_{sb} \ \psi_{sa} \ \psi_{sb} \ v_{cn}]^T$, giriş vektörü; $u = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ ve çıkış vektörü ise $y = [i_{sa} \ i_{sb} \ v_{cn}]$ olarak alınmaktadır. A ve B matrisleri sistem matrisleri ve çalışma hızı ile kolaylıkla hesaplanan matrislerdir. I; birim matris, T_s ; ise örnekleme zamanıdır.

* Tahmin edilen değişkenlerin referans değerleri ve verilen kısıtlara göre düzenlenen değer fonksiyonu hesaplanır. Üç seviyeli nötr noktalı evirici için gerilim dengesi de değerlendirilerek lineer formda (L1-form) veya quadratik formda (L2-form) kullanılabilecek değer fonksiyonları denklem (9), (10) ile verilmektedir. Lineer formda değer fonksiyonu;

$$j_{pcc_lin} = j_{pcc_lin} + w_{lin} |\Delta v_c(k)| \quad (9)$$

quadratik formda;

$$j_{pcc_quad} = j_{pcc_quad} + w_{quad} (\Delta v_c(k))^2 \quad (10)$$

alınmaktadır. w_{lin} ve w_{quad} gerilim dengelemesi için kullanılan ağırlık faktörleridir.

* Hesaplanan değer fonksiyonu ile minimum değeri karşılaştırılır. Her bir s_i anahtarlama durumu için işlem tekrarlanarak minimum değer fonksiyonunu veren en iyi anahtarlama seçeneği belirlenir.

* Bu şekilde, sistem referans yörüngesine en yakın değerleri veren gerilim vektörleri için anahtarlama durumları eviriciye doğrudan uygulanır. Bir sonraki örnekleme adımında aynı işlem baştan tekrarlanır.

4. Benzetim Çalışması

Tüm sistem için oluşturulan benzetim çalışması Sekil 3'de resmedilmektedir.

Asenkron makina eşitlikleri alfa beta koordinat sisteminde, açılma hız $\omega_k=0$ için Euler metodu kullanılarak ayrık zaman formunda yazıldığında akım, EMF gerilimi ve rotor akısı tahmini aşağıdaki eşitliklerle elde edilmektedir;

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) i_s(k) + \frac{T_s}{r_\sigma \tau_\sigma} (v_s(k) - v_{emf}(k)) \quad (11)$$

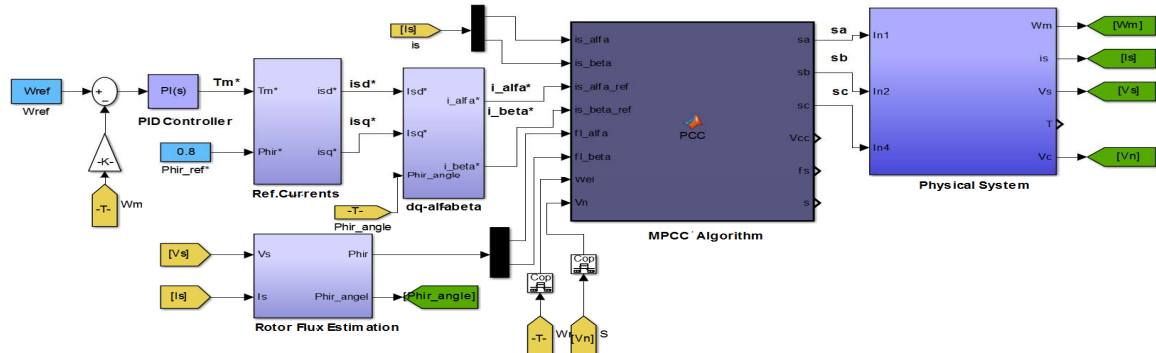
$$v_{emf}(k) = -\frac{k_r}{\tau_r} \psi_r(k) + jk_r \omega_{el} \psi_r(k) \quad (12)$$

$$\psi_r(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r} + j\omega_{el} T_s\right) \psi_r(k) + \frac{L_m T_s}{\tau_r} i_s(k) \quad (13)$$

PID kontrolörü ile klasik hız kontrolü sonucunda referans moment değeri elde edilir. Rotor akısı referans değeri ise alan zayıflatma işlemine uygun istenilen sabit bir değerde verilmektedir. Moment ve akı referanslarına göre isd ve isq akımı ise;

$$i_{sd}^* = \frac{|\psi_r|^*}{L_m}, \quad i_{sq}^* = \frac{T^*}{\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} |\psi_r|^*} \quad (14)$$

eşitlikleri ile elde edilmektedir. Dq koordinatlarında elde edilen referans akım değerleri $\alpha\beta$ koordinat sistemine dönüştürülmektedir.



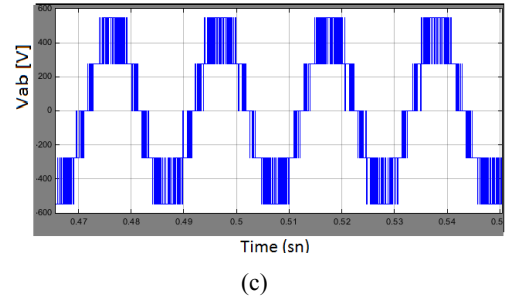
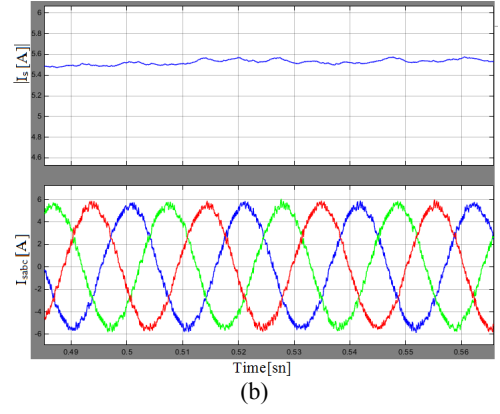
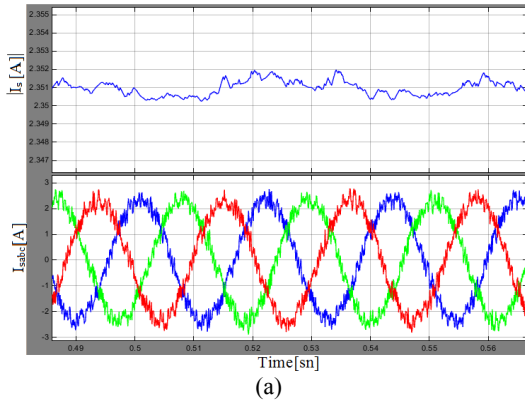
Sekil 3: MPCC kontrol algoritması benzetim çalışması

Üç seviyeli evirici ile asenkron motorun MPCC algoritmasını test etmek için simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Üç seviyeli eviricide DC hat kapasitörü $1700\mu F$, DC hat gerilimi ise $V_{max} = 600V$ olarak alınmaktadır. Asenkron makinanın nominal güç değeri; $P_{m_nom} = 2.2kW$, nominal çalışma akımı ise $I_{s_nom} = 8.5A$ 'dır. Kontrolör frekansı $10kHz$ alınarak algoritma $100\mu s$ örnekleme zamanı ile yürütülmektedir. Referans moment hız kontrolü yapan PI kontrolör çıkışı ile belirlenmektedir. Rotor akısı referans değeri ise $|\psi_r|^* = 0.8Wb$ verilmektedir. Akımın $\alpha\beta$ formundaki referans değerleri kontrol algoritmasında anlatıldığı şekilde hesaplanmaktadır. MPCC en iyileme algoritmasında quadratik formda değer fonksiyonu kullanılarak, gerilim dengeleme için ağırlık faktörü $w_{quad} = 0.08$ alınmıştır.

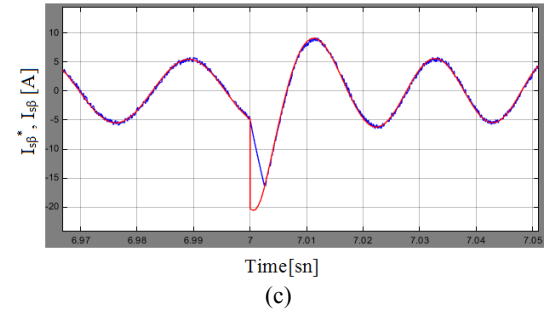
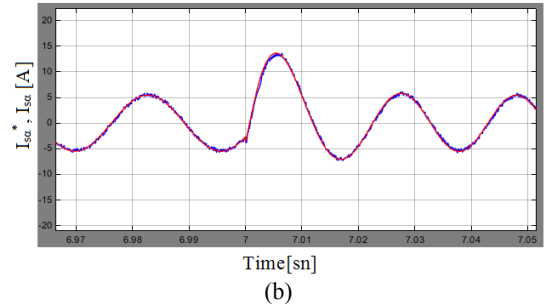
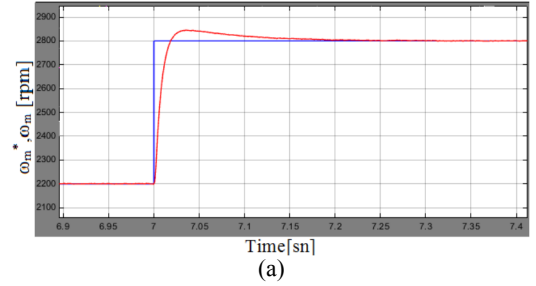
Sekil 4'de $\omega_m = 2800rpm$ hızında yüksüzken $T_L = 0Nm$ ve $T_L = 6Nm$ yük momenti değerleri için akım karakteristikleri verilmektedir. Ayrıca V_{ab} faz arası çıkış gerilim dalga şekli gösterilmektedir.

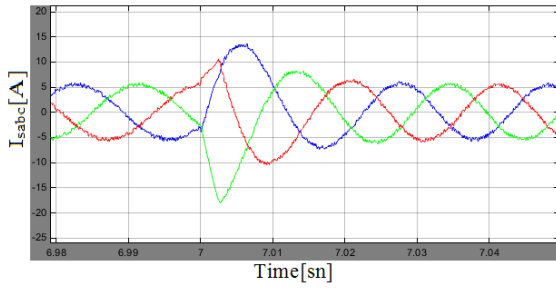
Sekil 5'de $T_L = 6Nm$ yük değerinde çalışan asenkron makinanın referans hızı yedinci saniyede $2200rpm$ 'den $2800rpm$ değerine artırıldığında görülen hız değişimi, $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ akım değerlerinin, $I_{s\alpha}^*, I_{s\beta}^*$ referans akım değerlerini izleme karakteristiği ve I_{sabc} faz akımlarının hız değişim adımıdaki dalga şekilleri gösterilmektedir.

$\omega_m = 2800rpm$ çalışma hızında yüksüzken çalışan asenkron makina ya belli bir çalışma zamanında $T_L = 6Nm$ yük momenti uygulanmaktadır. Sekil 6'da makinanın moment yükleme adımıdaki moment ve hız değişim karakteristiği, stator $\alpha\beta$ akımları ve stator faz akımlarının değişim karakteristiği dalga şekilleri verilmektedir.



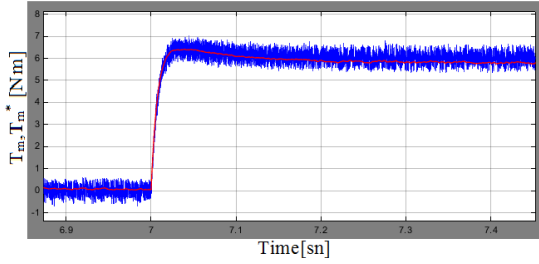
Sekil 4: Stator akımı ortalama değeri ve dalga şekilleri $w_m = 2800rpm$, a) $T_L = 0Nm$, b) $T_L = 6 Nm$, c) çıkış gerilimi



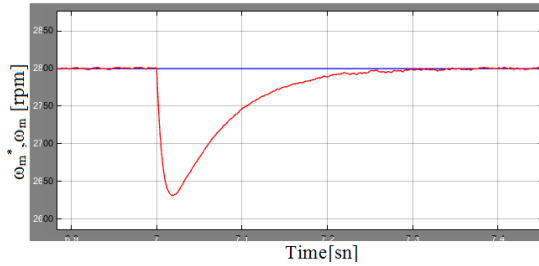


(d)

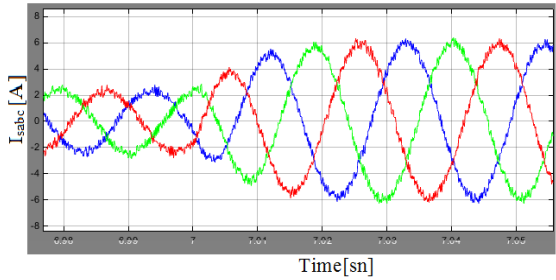
Sekil 5: a) ω_m hız değişimi ve referansı, b) $I_{s\alpha}$ akımı ve referansı, c) $I_{s\beta}$ akımı ve referansı, d) I_{sabc} faz akımları



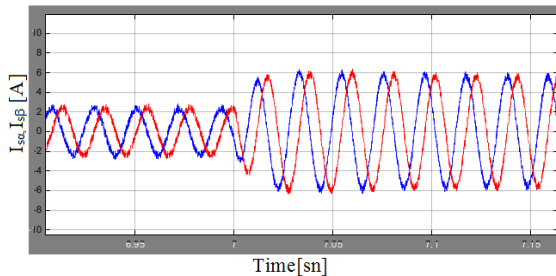
(a)



(b)



(c)



(d)

Sekil 6: a) T_L referans moment değişimi ve referansı, b) Moment değişim anında hız değişimi ve referans adımı, c) I_{sabc} faz akımları değişimi, d) $I_{s\alpha}$ ve $I_{s\beta}$ akımları değişim dalga şekilleri.

5. Sonuçlar

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motorun MPCC kontrolü için farklı yük ve hız çalışma değerlerinde akım dalga şekilleri, ayrıca moment değişimi ve hız değişim adımlarındaki referans değerleri takip davranışları benzetim sonuçları ile gözlemlenmektedir. Hız değişimi ve moment değişim adımlarında sistem değişkenleri referans değerlerini kısa zamanda, oldukça az dalgalılıkla yakalamakta ve devamında da iyi bir çalışma performansı göstermektedir. MPCC algoritmasının bir pwm modülatöre gereksinim duymadan, uygulaması kolay ve başarılı bir performansla çalıştığı açıkça görülmektedir.

Güç elektroniği ve sürücü devrelerinde MPC yöntemlerinin klasik kontrol yöntemlerine göre avantajlarının olduğu son zamanlarda yapılan uygulamalarda ve literatürde görülmektedir. MPC algoritmalarının geliştirilmesine yönelik yeni katkılarının sunulması için bu çalışmada gerçekleştirilen benzetim çalışmaları faydalı olacaktır.

6. Benzetim Çalışması

- [1] Linder, A., Kennel R., "Model Predictive Control for Electric Drives", 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, 1793-1799.
- [2] Model Based Predictive Control of Electric Drives, Linder, A., Kanchan, R., Kennel R., Stolze, P., Cuvillier-Verlag Göttingen, 2010.
- [3] Geyer, T., Papafotiou, G. And Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control-Part1: Concept, algorithm and Analsis", IEEE Trans. Ind. Electron, 56, 6, 2009, 1894-1905.
- [4] Papafotiou, G., Kley, J., Papadopolus, K.G., Bohnen, P., and Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control –Part II: Implementation and Experimental Evaluation", IEEE Trans. Ind. Electron, 56, 6, 2009, 1906-1915.
- [5] Correa, P., Pacas, M., Rodrigues, J., "Predictive Torque Control for inverter-fed Induction Machines", IEEE Trans. On Industrial Electronics, 54, 2, 2007.
- [6] Cortes, P., Kazmierkowski M.P., Kennel, R., Quevedo D., Rodrigues J., "Predictive Control in Power Electronics and Drives", IEEE Trans. On Industrial Electronics, 55, 12, 2008.
- [7] Low Complexity Model Predictive Control in Power Electronics and Power Systems, Geyer, T., Autom-Control Lab. ETH Zurich, Zurich, Switzerland, 2005.
- [8] Geyer, T., Quevedo, D.E., "Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics", IEE Trans. On Power Electronics, 29, 12, 2014.
- [9] Stolze, P., Karamanakos, P., Kennel R., Manias, S., Mouton, T., "Variable Switching Point Predictive Torque Conrol for the Three Level Neutral Point Clamped Inverter", EPE, 2013.
- [10] Stolze, P., Karamanakos, P., Moiton, T., Manias, S.N., "Heuristic Variable Switching Point Predictive Current Control for the Three-Level Neutral Point Clamped Inverter", SLED, 2013.