

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Model Öngörülü Güç Kontrolü

Emrah Zerdali¹, Cenk Kılıç²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi
emrah.zerdali@ege.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uşak Üniversitesi
cenk.kilic@usak.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, sabit mıknatıslı senkron motorların yüksek başarılı kontrolü için model öngörülü güç kontrollü bir elektrikli sürücü sistemi önerilmektedir. Model öngörülü güç kontrolünün, model öngörülü moment kontrolü ile karşılaştırıldığına ağırlıklandırma faktörlerine olan ihtiyacı ortadan kaldırması ve farklı çalışma koşullarında tatmin edici kontrol performansı sağlaması bu yöntemin olumlu yanlarını oluşturmaktadır. Önerilen sürücü sistemi farklı hız referansları ve yükler altında benzetim çalışmaları ile test edilmiştir. Son olarak, elde edilen sonuçlar önerilen elektrikli sürücü sisteminin farklı çalışma koşulları altında yeterli kontrol başarımına sahip olduğunu göstermektedir.

Abstract

In this paper, a model predictive power controlled electric drive system is proposed for high-performance control of permanent magnet synchronous motors. The advantages of the proposed method are that model predictive power control eliminates the need for weighting factors compared to model predictive torque control and provides satisfactory control performance in different operating conditions. The proposed drive system is tested by simulation studies under different speed references and loads. Finally, the obtained results demonstrate that the proposed electric drive system has sufficient control performance under different operating conditions.

1. Giriş

Sabit mıknatıslı senkron motor (permanent magnet synchronous motor – PMSM) veriminin yüksek olması, yüksek güç faktörü, düşük hacimde daha yüksek moment ve güç yoğunluğuna sahip olması, fırçasız yapısından kaynaklı düşük eylemsizlik, kötü çevre koşullarında çalışabilmesi vb. özelliklerinden dolayı robotik, elektrikli araçlar, servo sürücü uygulamaları gibi birçok alanda asenkron motorun yerini hızla doldurmaktadır. Özellikle ulaşımda elektriklenmenin artması ile bu motora olan ilgi oldukça artmıştır. Bununla birlikte, bu motorun doğrusal olmayan

ve parametreleri zamanla değişen bir yapıya sahip olması onun yüksek başarılı kontrolünü zorlaştırmaktadır [1]. Alan yönlendirmeli kontrol (field-oriented control – FOC) ve doğrudan moment kontrolü (direct torque control – DTC) uzun bir süredir bu motorun yüksek başarılı kontrolü için kullanılmaktadır. Bu iki olgun kontrol yöntemi yeterli kontrol başarımını sağlasa da her iki yöntem de kendi kısıtlarına sahiptir [2]. FOC'un doğrusal bir kontrol yöntemi olması, ardışık bağlı kontrol yapısından kaynaklı tasarım güçlüğü bu yöntemin en büyük olumsuzluğu oluşturmaktadır. DTC basit yapısı ve yüksek dinamik cevabına karşın, yüksek akım harmonikleri ve yüksek moment ve akı dalgalanmalarına sahiptir. Ayrıca, bu iki kontrol yöntemine ek kontrol hedeflerinin dahil edilmesindeki güçlükler araştırmacıları daha yüksek başarıma ve daha esnek tasarıma sahip kontrol yöntemlerinin arayışına yöneltmiştir [3]. Son zamanlarda, model öngörülü kontrol (model predictive control – MPC) bu olumsuzlukların üstesinden gelmek için en iyi adaydır ve elektrik makineleri ve güç dönüştürücülerin kontrolünde gün geçtikçe artan bir öneme sahiptir [4, 5].

En yaygın kullanılan MPC yöntemlerinden sınırlı kontrol setli (finite control set – FCS) MPC basit bir yapıya, hızlı dinamik cevaba, doğrusal olmayan sistemleri ele alabilme yeteneğine, harici bir modülatöre ihtiyaç duymama, ek kontrol hedeflerinin kolayca dahil edilmesine olanak tanıma vb. üstünlüklere sahiptir [6]. FCS-MPC stratejileri sistemin ayrıklaştırılmış modelini ve güç dönüştürücüsünün ayrık niteliğini kullanarak gelişmiş kontrol başarımı sağlamaktadır. Ayrıca, evirici anahtarlama kontrol sinyallerini bir modülatör olmadan doğrudan sağlayabilmesi kontrol sisteminin karmaşıklığını oldukça azaltmaktadır. Bu amaçla, kontrol değişkenlerini ve aşırı akım koruma gibi ek kontrol amaçlarını da içeren bir maliyet fonksiyonu olası tüm evirici anahtarlama durumları için değerlendirilir. Bu maliyet fonksiyonunu en aza indiren anahtarlama durumu bir sonraki adımda uygulanacak anahtarlama durumu olarak seçilmektedir. Maliyet fonksiyonunun tasarım esnekliği bu yöntemin en önemli üstünlüğünü oluşturmada ve çeşitli uygulamalar için özelleştirilmiş maliyet fonksiyonlarının tasarımına olanak sağlamaktadır [7]. Literatürde elektrik makinelerinin kontrolünde kullanılan farklı FCS-MPC stratejileri bulunmaktadır: model öngörülü akım kontrolü (model predictive current control - MPCC) [8], model öngörülü moment kont-

rolü (model predictive torque control - MPTC) [9], model öngörülü akı kontrolü (model predictive flux control - MPFC) [10] ve model öngörülü güç kontrolü (model predictive power control - MPPC) [11]. Bunlardan MPCC ve MPTC, asenkron motor kontrolü için [12]'de detaylı olarak karşılaştırılmış ve MPCC'nin akım harmoniklerinin MPTC'nin de moment dalgalanmasının daha düşük olduğu ifade edilmiştir. MPTC'nin maliyet fonksiyonunda farklı niceliklerin (moment ve akı) bulunması ve en uygun anahtarlama durumunun seçilmesi sırasında bu nicelikler arasındaki dengenin korunması gerekliliği bir ağırlıklandırma katsayısının kullanımını zorunlu kılmaktadır. Uygulamada bu ağırlıklandırma katsayısının seçilmesi için belirli bir yöntem bulunmamakla birlikte değişen çalışma koşullarında daha iyi kontrol başarımının sağlanması için bu katsayının güncellenmesi gerekmektedir. Bu amaçla ağırlıklandırma katsayısının seçilmesi veya ortadan kaldırılmasını amaçlayan çeşitli yöntemler önerilmiştir [13]. MPFC ve MPPC stratejileri MPTC'deki ağırlıklandırma katsayısını ortadan kaldırmak amacıyla önerilen yöntemlerdir. MPPC stratejisi, MPCC'ye benzer şekilde, maliyet fonksiyonunun aynı niceliklere (aktif ve reaktif güç) sahip olmasından dolayı bir ağırlıklandırma katsayısına ihtiyaç duymamaktadır. Asenkron motor kontrolü için MPCC, MPTC ve MPPC stratejilerinin başarımlarını karşılaştıran [11]'de MPPC'nin MPCC ve MPTC'nin olumlu yönlerini bir araya getirdiği belirtilmiştir.

Bu çalışmada, mevcut literatürden farklı olarak, MPPC stratejisi bir PMSM kontrolü için uyarlanmış ve MPPC-temelli bir PMSM sürücüsü önerilmektedir. Böylece, tasarımı kolay ve farklı çalışma koşullarında yeterli kontrol başarımına sahip bir elektrikli sürücü sisteminin elde edilmesi amaçlanmaktadır. Önerilen elektrikli sürücü sistemi, farklı hız ve yükleri içeren çalışma koşullarının göz önünde bulundurulduğu benzetim çalışmaları ile doğrulanmaktadır.

Bu çalışmanın geri kalanı şu şekilde düzenlenmiştir. Bölüm 2'de iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici ile beslenen bir PMSM'nin matematiksel modeli sunulmaktadır. Bölüm 3'de PMSM için uyarlanmış MPPC tanımlanmaktadır. Bölüm 4'te önerilen MPPC-temelli PMSM sürücüsünün kontrol başarımını gösteren benzetim sonuçlarına yer verilmektedir. Son olarak, Bölüm 5'te sonuç yer almaktadır.

2. PMSM'nin Matematiksel Modeli

PMSM'nin senkron hızda dönen eksen takımında (dq) tanımlanan dinamik modeli aşağıdaki gibidir:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}\psi_q\omega_r + \frac{1}{L_d}u_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{1}{L_q}\psi_d\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q \quad (2)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_t}\tau_e - \frac{B_t}{J_t}\omega_m - \frac{1}{J_t}\tau_l \quad (3)$$

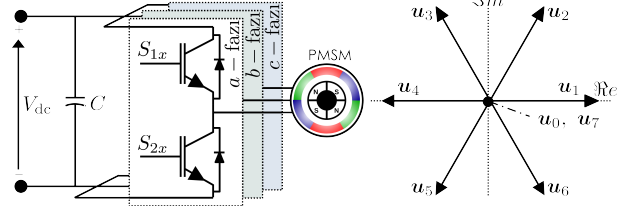
Burada,

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_{pm}, \quad (4)$$

$$\psi_q = L_q i_q, \quad (5)$$

ve

$$\tau_e = \frac{3}{2}p_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d). \quad (6)$$



Şekil 1: İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici topolojisi ve olası gerilim vektörleri

Bu eşitliklerde i_d , i_q , u_d ve u_q sırasıyla stator akımının ve stator geriliminin d - ve q -eksen takımı bileşenlerini, R_s stator direncini, L_d ve L_q stator endüktansının d - ve q -eksen takımı bileşenlerini, ψ_{pm} sabit mıknatısın halkalanma akısını, ω_r ve ω_m sırasıyla rotorun elektriksel ve mekanik hızını, τ_e ve τ_l sırasıyla endüklenen momenti ve yük momentini, J_t ve B_t sırasıyla toplam eylemsizliği ve viskoz sürtünme sabitini, p_p kutup çifti sayısını göstermektedir.

FCS-MPC stratejileri bir sonraki zaman anına ait evirici anahtarlama işaretlerinin seçimi için ayrılaştırılmış PMSM modeline ihtiyaç duymaktadırlar. Bu çalışmada Eş. (1)–(6) ile verilen PMSM modeli birinci dereceden ileri Euler ayrıklaştırması kullanılarak Eş. (7)–(12)'deki gibi ayrıklaştırılmaktadır.

$$i_{d,k+1} = \left(1 - \frac{R_s T}{L_d}\right) i_{d,k} + \frac{T}{L_d} \psi_q k \omega_{r,k} + \frac{T}{L_d} u_{d,k} \quad (7)$$

$$i_{q,k+1} = \left(1 - \frac{R_s T}{L_q}\right) i_{q,k} - \frac{T}{L_q} \psi_d k \omega_{r,k} + \frac{T}{L_q} u_{q,k} \quad (8)$$

$$\omega_{m,k+1} = \frac{T}{J_t} \tau_{e,k} + \left(1 - \frac{B_t T}{J_t}\right) \omega_{m,k} - \frac{T}{J_t} \tau_{l,k} \quad (9)$$

Burada

$$\psi_{d,k} = L_d i_{d,k} + \psi_{pm}, \quad (10)$$

$$\psi_{q,k} = L_q i_{q,k}, \quad (11)$$

ve

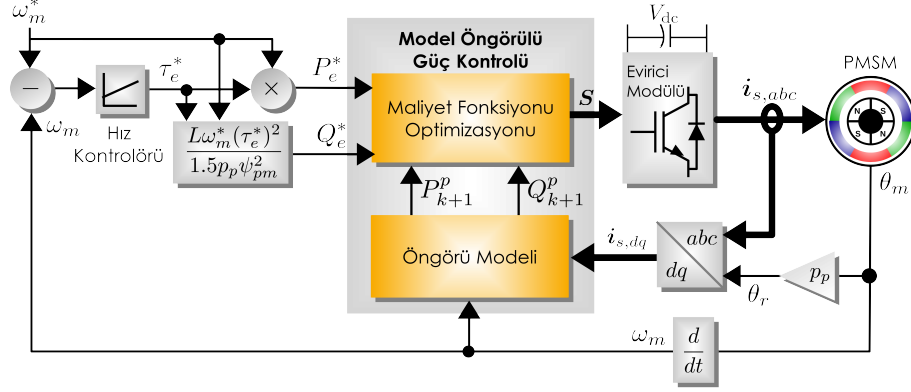
$$\tau_{e,k} = \frac{3}{2}p_p(\psi_{d,k} i_{q,k} - \psi_{q,k} i_{d,k}). \quad (12)$$

PMSM'nin Şekil 1'deki iki seviyeli bir gerilim kaynaklı evirici üzerinden beslendiği düşünülürse, eviricinin stator duran eksen takımında ($\alpha\beta$ -) tanımlanan çıkış gerilim vektörü $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

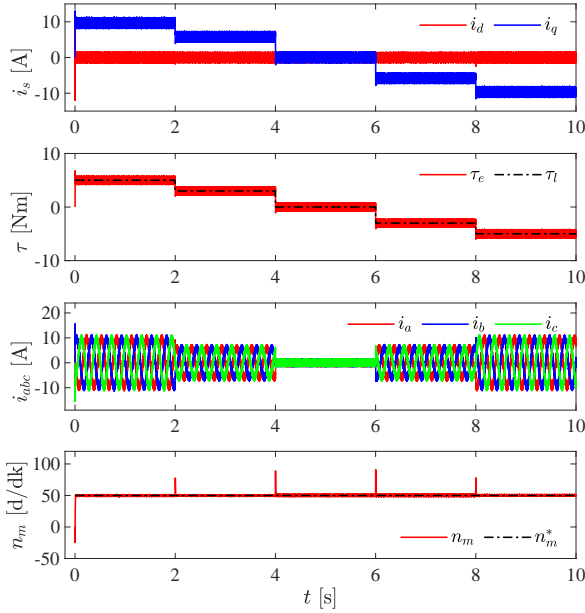
$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}V_{dc}(S_{1a} + \mathbf{a}S_{1b} + \mathbf{a}^2S_{1c}) \quad (13)$$

Burada, V_{dc} doğru akım bara gerilimini, $S_{1x} \in \{S_{1a}, S_{1b}, S_{1c}\}$ eviricinin her bacağındaki üst anahtarın anahtarlama durumunu ve \mathbf{a} 120 elektriksel derecelik faz kaymasını ifade etmektedir. $\alpha\beta$ -eksenindeki bu gerilim vektörünü dq -ekseninde ifade edebilmek için rotor elektriksel konum θ_r 'nin bilinmesi gerekmektedir. Dönüşümün matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir.

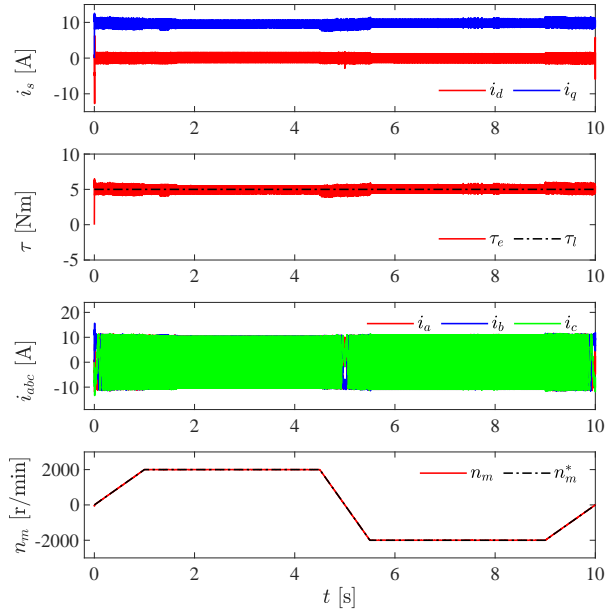
$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{u}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_r} \quad (14)$$



Şekil 2: Önerilen MPPC-temelli PMSM sürücü sisteminin blok şeması



Şekil 3: Önerilen elektrikli sürücü sisteminin sabit hızda yük değişimleri altındaki kontrol başarımı.



Şekil 4: Önerilen elektrikli sürücü sisteminin sabit yük altında hız değişimleri altındaki kontrol başarımı.

3. PMSM için MPPC

Şekil 2'de şeması verilen MPPC için öngörülen akımlar Eş. (7), (8), (10) ve (11) kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$i_{d,k+1}^p = \left(1 - \frac{R_s T}{L_s}\right) i_{d,k} + T \omega_{r,k} i_{q,k} + \frac{T}{L_s} u_{d,k} \quad (15)$$

$$i_{q,k+1}^p = \left(1 - \frac{R_s T}{L_s}\right) i_{q,k} - T \omega_{r,k} i_{d,k} - \frac{T \psi_{pm}}{L_s} \omega_{r,k} + \frac{T}{L_s} u_{q,k} \quad (16)$$

Bu yöntemde moment kontrolü aktif güç (P_e) üzerinden, akı kontrolü ise reaktif güç (Q_e) üzerinden yapılmaktadır. Aktif ve reaktif güç ait ifadeler sırasıyla Eş. (17) ve (18)'de veril-

mektedir.

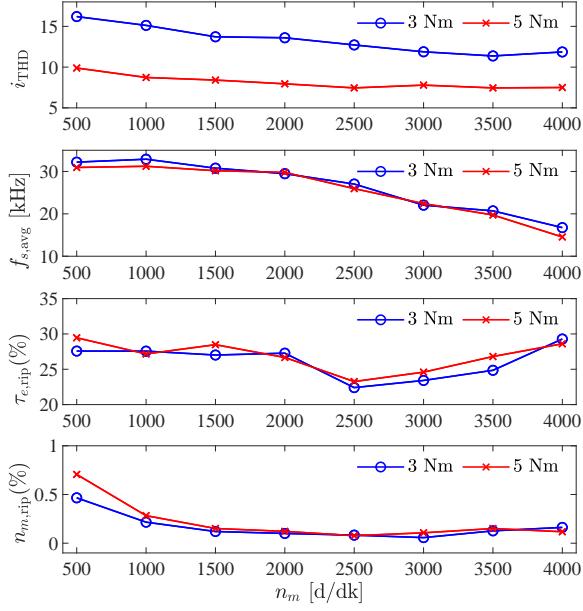
$$P_{e,k+1}^p = \frac{3}{2} p_p \omega_m (\psi_{d,k+1}^p i_{q,k+1}^p - \psi_{q,k+1}^p i_{d,k+1}^p) \quad (17)$$

$$Q_{e,k+1}^p = \frac{3}{2} p_p \omega_m (\psi_{d,k+1}^p i_{d,k+1}^p + \psi_{q,k+1}^p i_{q,k+1}^p) \quad (18)$$

Öngörülen aktif ve reaktif gücün kullanıldığı maliyet fonksiyonu ise aşağıdaki gibidir:

$$g = |P_{e,k+1}^* - P_{e,k+1}^p| + |Q_{e,k+1}^* - Q_{e,k+1}^p| + I_{m,k+1} \quad (19)$$

Burada, $P_{e,k+1}^*$ ve $Q_{e,k+1}^*$ sırasıyla aktif güç ve reaktif güç için referans değerleri ve $I_{m,k+1}$ ise aşırı akım koruma terimini ifade etmektedir. $P_{e,k+1}^*$ çıkış gücü ifadesinden kolaylıkla elde edilebilirken, $Q_{e,k+1}^*$ PMSM'in yüzey mıknatıslı olduğu düşünüldüğünde, yani $i_{d,k+1}^* = 0$ için, aşağıdaki gibi hesapla-



Şekil 5: 3 Nm ve 5 Nm yük altında farklı hızlardaki stator akımı harmonik bozulmaları, ortalama anahtarlama frekansları, moment ve hız dalgalanmaları

nabilir.

$$P_{e,k+1}^* = \omega_m^* \tau_e^* \quad (20)$$

$$Q_{e,k+1}^* = \frac{L\omega_m^* (\tau_e^*)^2}{1.5p_p \psi_{pm}^2} \quad (21)$$

Ayrıca, $I_{m,k+1}$ 'a ait matematiksel ifade de şu şekildedir:

$$I_{m,k+1} = \begin{cases} 0, & \text{if } |i_{s,k+1}^p| \leq i_{s,\max} \\ \infty, & \text{if } |i_{s,k+1}^p| > i_{s,\max} \end{cases} \quad (22)$$

Burada, $|i_{s,k+1}^p|$ öngörülen akım vektörünün genliğini ve $i_{s,\max}$ izin verilen en yüksek akım değerini göstermektedir.

4. Benzetim Sonuçları

Önerilen elektrikli sürücü sistemi Matlab/Simulink ortamında tasarlanmış ve özellikleri Tablo 1'de verilen bir PMSM kullanılmıştır. Benzetimlerde kullanılan parametreler Tablo 2'de sunulmaktadır. Hız kontrolü için bir geleneksel oransal-integral (proportional-integral - PI) kontrolör kullanılmış ve kontrolör kazançları deneme-yanılma yöntemi ile Tablo 2'deki gibi belirlenmiştir.

Tasarlanan MPPC-temelli PMSM sürücüsünün başarımını doğrulamak için farklı çalışma koşulları göz önünde bulundurulmaktadır. Gerçekleştirilen iki testten ilkinde, hız 50 d/dk'da sabit iken yük 5 Nm ile -5 Nm yük aralığında basamak şeklinde değiştirilmektedir. Böylece, önerilen elektrikli sürücünün yük değişimleri altındaki başarımı test edilmektedir. İkinci testte, sabit 5 Nm'lik yük altında PMSM ileri ve geri yönde döndürülmektedir. Referans hız değişimleri farklı rampa eğimlerine sahip hızlanma ve yavaşlamaları da içermektedir. Bu iki

Tablo 1: PMSM'ye ait özellikler

Parametre	Değer	Parametre	Değer
R_s	0.62 [Ω]	ψ_{pm}	0.08627 [Wb]
L_s	0.002075 [H]	p_p	4
J_t	0.0003617	n_m	4500 [d/dk]
B_t	$9.444 \cdot 10^{-5}$	τ_l	6 [Nm]

Tablo 2: Benzetim çalışmalarında kullanılan parametreler

Parametre	Sembol	Değer
Örnekleme Zamanı	T_s	10 μs
Oransal Kazanç	K_p	0.5
İntegral Kazancı	K_i	200
DA Gerilim Barası	V_{dc}	300

doğrulamaya sahip sonuçlar sırasıyla Şekil 3'te ve Şekil 4'te sunulmaktadır.

Ayrıca, önerilen elektrikli sürücü sisteminin farklı yük (3 Nm ve 5 Nm) ve hızlar (500 d/dk, 1000 d/dk, 1500 d/dk, 2000 d/dk, 2500 d/dk, 3000 d/dk, 3500 d/dk, 4000 d/dk) için stator akımının toplam harmonik bozulması (i_{THD}), ortalama anahtarlama frekansları ($f_{s,avg}$) ve moment ve hız dalgalanmaları ($\tau_{e,rip}$ ve $n_{m,rip}$) Şekil 5'te gösterilmektedir. Sunulan bu sonuçlarda i_{THD} değerleri aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır.

$$i_{THD} = 100 \times \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{1,rms}}\right)^2 - 1} \quad (23)$$

Burada, i_{THD} stator akımının a -fazı için toplam harmonik bozulmayı (total harmonic distortion) göstermektedir. I_{rms} ve $I_{1,rms}$ sırasıyla faz akımının ortalama karesel değerinin karekökünü ve bu değer için temel bileşeni ifade etmektedir.

Diğer bir başarımlı ölçütü olan $f_{s,avg}$ aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$f_{s,avg} = \frac{N}{n_{sw} \times d} \quad (24)$$

Burada, N değeri d saniyelik süre boyunca anahtarlama durumlarındaki toplam değişimi ve n_{sw} güç çeviricisindeki güç anahtarlarının sayısını ifade etmektedir.

Son olarak, $\tau_{e,rip}$ ve $n_{m,rip}$ şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$\chi_{rip} = \frac{\chi_{\max} - \chi_{avg}}{\chi_{nom}} \times 100 \quad (25)$$

Burada, χ moment veya hızı ifade etmektedir. χ_{\max} , χ_{avg} ve χ_{nom} sırasıyla χ 'e ait en yüksek değeri, ortalama değeri ve anma değeri göstermektedir.

Şekil 3-5'teki kontrol başarımları göz önüne alındığında, önerilen MPPC-temelli PMSM sürücüsü basamak şeklindeki yük değişimleri ve farklı eğimlere sahip hız referansları altında tatmin edici bir kontrol başarımına sahiptir. Bu yöntemin ağırlıklılandırma faktörü içermemesi MPTC'ye kıyasla daha kolay bir tasarıma sahip olmasına olanak tanımakta ve MPCC'ye karşı güçlü bir aday haline getirmektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, MPPC-temelli bir PMSM sürücüsü önerilmiş ve benzetim ortamında farklı çalışma koşulları göz önünde bulundurularak doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen elektrikli sürücü sisteminin sabit ve rampa şeklindeki hız değişimleri ile basamak şeklindeki yük değişimleri altında tatmin edici kontrol başarımı sağladığını göstermektedir. MPTC'ye kıyasla ağırlıklandırma katsayısının bulunmaması bu yöntemin tasarımını basitleştirmektedir. Gelecek çalışmalar, FCS-MPC stratejilerinin PMSM kontrolü açısından karşılaştırılmasına ve bu yöntemlerin gerçek-zamanlı gerçekleştirilmesine odaklanacaktır.

6. Kaynakça

- [1] E. Zerdali and P. Wheeler, "Speed-Sensorless Finite Control Set Model Predictive Control of PMSM with Permanent Magnet Flux Linkage Estimation," in *2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, 2020, pp. 114–119.
- [2] T. Li, X. Sun, G. Lei, Z. Guo, Y. and Yang, and J. Zhu, "Finite-Control-Set Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems-An Overview," *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 9, no. 12, pp. 2087–2105, 2022.
- [3] F. Wang, Z. Zhang, X. Mei, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Advanced Control Strategies of Induction Machine: Field Oriented Control, Direct Torque Control and Model Predictive Control," *Energies*, vol. 11, no. 1, 2018.
- [4] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, F. Flores-Bahamonde, P. Acuna, M. Novak, Y. Zhang, L. Tarisciotti, S.A. Davari, Z. Zhang, F. Wang, M. Norambuena, T. Dragicevic, F. Blaabjerg, T. Geyer, R. Kennel, D. A. Khaburi, M. Abdelrahem, Z. Zhang, N. Mijatovic, and R.P. Aguilera, "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives-Part I: Basic Concepts and Advanced Strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927–3942, 2022.
- [5] I. Harbi, J. Rodriguez, E. Liegmann, H. Makhamreh, M.L. Heldwein, M. Novak, M. Rossi, M. Abdelrahem, M. Trabelsi, M. Ahmed, P. Karamanakos, S. Xu, T. Dragicevic, and R. Kennel, "Model Predictive Control of Multilevel Inverters: Challenges, Recent Advances, and Trends," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–24, 2023.
- [6] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, S.A. Davari, J. Rodas, D.F. Valencia, M. Elmorshedy, F. Wang, K. Zuo, L. Tarisciotti, F. Flores-Bahamonde, W. Xu, Z. Zhang, M. Zhang, Y. and Norambuena, A. Emadi, T. Geyer, R. Kennel, T. Dragicevic, D.A. Khaburi, Z. Zhang, M. Abdelrahem, and N. Mijatovic, "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives-Part II: Applications and Benchmarking With Classical Control Methods," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047–5061, 2022.
- [7] M. Rivera, D. Rojas, and P. Wheeler, "The Selection of Cost Functions in Model Predictive Control Applications," in *2021 21st International Symposium on Power Electronics (IPE)*, 2021, pp. 1–6.
- [8] X. Sun, M. Wu, G. Lei, Y. Guo, and J. Zhu, "An Improved Model Predictive Current Control for PMSM Drives Based on Current Track Circle," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 5, pp. 3782–3793, 2021.
- [9] K. Choi, Y. Kim, S.-K. Kim, and K.-S. Kim, "Computationally Efficient Model Predictive Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Using Numerical Techniques," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 1774–1781, 2022.
- [10] R. Fu, "Robust Model Predictive Flux Control of PMSM Drive Using a Compensated Stator Flux Predictor," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 136736–136743, 2021.
- [11] J. Zhang, G. Ai, Z. Liang, M. Zhang, Y. Wang, Y. Wang, Z. Li, J. Rodriguez, and Z. Zhang, "Predictive Power Control of Induction Motor Drives," in *2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, 2021, pp. 524–529.
- [12] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodriguez, and R.M. Kennel, "Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, 2015.
- [13] Y. Zhang, Z. Zhang, O. Babayomi, and Z. Li, "Weighting Factor Design Techniques for Predictive Control of Power Electronics and Motor Drives," *Symmetry*, vol. 15, pp. 1219, 2023.