

## AC asenkron motorun model tabanlı kontrolü

**Remzi ARTAR\***, Şeniz ERTUĞRUL

*İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Makina Mühendisliği Programı, 34437, Gümüşsuyu, İstanbul*

### Özet

Yetmişli yılların başında geliştirilen dolaylı Alan Oryantasyonlu Kontrol (AOK) metodu, AC asenkron motorların yüksek başarımlı gerektiren değişken hız uygulamalarında kullanılmasını sağlamıştır. Diğer taraftan, yüksek mertebeli çok değişkenli doğrusal olmayan matematik modellerle temsil edilebilen AC asenkron motorlar, sahip oldukları karmaşık dinamiğe ilave olarak, çalışmalarında bilinmeyen bozuculara (yük momenti) ve rotor ve startor direnci gibi parametrelerinin değişimlerine maruz kalırlar. Halihazırda yapısal basitliği ve kullanımının yaygınlığı nedeniyle asenkron motorların hız kontrolünde PID kontrol yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yaygın kullanımına rağmen PID kontrolün birçok dezavantajları söz konusudur. En önemli dezavantajlarından biri her çalışma şartında istenen kapalı çevrim performans taleplerini karşılayabilecek kazanç parametrelerinin ayarlanması işidir. Tipik bir AOK şemasında, aynı anda ayar edilmesi gereken üç PID çevrimi vardır. Performans talepleri genellikle birbirleriyle çeliştiğinden, her çevrim için en uygun kazançları ayarlama işi oldukça uzun zaman ve aynı zamanda deneyim gerektirir. Ayarlanmasının nispeten kolay olduğu Model Öngörülü Kontrol, son yıllarda doğrusal ve doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde oldukça yaygın olarak kullanılan önemli metotlardan biri olmuştur. Bu çalışmada PID kontrolün dezavantajlarını ortadan kaldırmak ve AC asenkron motorun bozucu reddetme cevabı ve kumanda izleme performansını geliştirmek üzere bir model öngörülü kontrol tekniği geliştirilmiştir. Durum uzayı formunda geliştirilen teknikte, AC motorun referans modeli olarak dolaylı vektör kontrolü prensibinden faydalanılarak türetilen doğrusal bir model temel alınmıştır. Önerilen tekniğin gürbüzlüğünü ve izleme performansını ortaya çıkarmak için değişik benzetim senaryoları oluşturulmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** AC asenkron motor, model öngörülü kontrol, alan oryantasyonlu kontrol.

\*Yazışmaların yapılacağı yazar: Remzi ARTAR. remzi.artar@simco-tech.com; Tel: (224) 328 54 66.

Bu makale, birinci yazar tarafından İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Makina Mühendisliği Programı'nda tamamlanmış olan "Model based control of AC induction motor" adlı doktora tezinden hazırlanmıştır. Makale metni 03.07.2009 tarihinde dergiye ulaştırılmış, 25.11.2009 tarihinde basım kararı alınmıştır. Makale ile ilgili tartışmalar 31.01.2011 tarihine kadar dergiye gönderilmelidir.

## Model predictive control of AC induction motor

### Extended abstract

*The DC motors have been the most popular in the motion control applications due to their flexibility in the control of torque and speed using field flux and armature current. However, DC motors possess inherent problems due to the existence of the commutators and brushes. The commutators require periodical maintenance and also due to the sparks created by them DC motors cannot be used in explosive or corrosive environments. On the other hand, since the AC current has become an economical form of power supply for operating industrial machinery, much attention has been given to the development of AC motors. Some advantages of AC induction motor are: Cost effectiveness, high reliability, no commutator and brush mechanism, no electric arcing, etc. The only drawback holding these motors behind from more common use was the difficulty of variable speed control. However, with the invention of Field Orientation Control (FOC), the use of AC induction motor has become more and more abundant. The FOC technique decouples the flux and torque control, in an AC motor, thus makes high performance induction motor drive theoretically feasible.*

*Due to the relatively simple formulation, most of the industrial drivers utilize indirect FOC technique. Currently, PID controller structure is widely used in the indirect FOC based driver, mainly due to its simplicity in structure, and familiarity to most field operators. However, despite its widespread use, PID controller does have a number of limitations. One of the main drawbacks of PID controller is the task of tuning gains to achieve a set of desired closed-loop performance in every condition. It is very difficult to suit a wide range of working conditions with only a set of fixed gains. Also, despite its simplicity, the PID controller cannot always effectively control systems with changing parameters or strong nonlinearities and they may need frequent on-line retuning. In a typical PID based indirect FOC scheme, there are three PID loops that should be tuned properly. Since performance specifications generally conflict with each other, the task of tuning gains to meet several closed-loop performance specifications requires considerable time and experience. These drawbacks of the PID based controllers imply a need for a reliable control method designed systematically to meet all performance specifications.*

*This, in fact, was the one of the main objectives of this study.*

*MPC is one of the most important methods for both linear and nonlinear systems including unstable systems. Also, the concept predictive control is not restricted to single input single output (SISO) systems; it can easily be applied to multi input multi output systems. One of the attractive features of predictive controller is that they are relatively easy to tune. On the other hand, since predictive controller is evaluated in the class of model based controller design method, a model that adequately represents the plant must be available. If a plant can be represented with a linear model, the calculation of the control action would be relatively fast, thus suitable for industrial FOC drivers. There is therefore a strong motivation for obtaining the linear model of AC induction motor.*

*AC IM is essentially a high order multivariable nonlinear system. In this work, utilizing the principle of indirect FOC and applying the input-output linearization technique, a reduced order linear model of AC IM was developed.*

*Similar linear model based model predictive control study in the literature (Kutasi et al., 2008) did not consider the steady-state error caused by model uncertainties, viscous friction, unknown disturbances, etc. However, the induction motor cannot generate any torque at zero speed if steady-state error exists. In this study, to remove the steady-state error, an artificial state as an integrator of the electromechanical torque error has been added. The new state greatly improved the performance of the developed model based controllers.*

*One of the main contributions of this work was to develop a model predictive control technique based on the indirect FOC to improve the command tracking performance and the disturbance rejection response of the AC induction motor. Several simulations were performed to illustrate the tracking performance and robustness of the proposed technique. It was seen that the MPC based controller could improve the performance of classical indirect FOC drives especially in the presence of disturbance such as external load torque and changes in the rotor resistance.*

**Keywords:** AC Induction motor, model predictive control, field orientation control.

## Giriş

DC motorlar, alan akısı ve armatür akımı kullanarak yapılan moment ve hız kontrolündeki esnek yapısı sayesinde en popüler motorlar olmuştur. Fakat bu motorların var olan bilezik ve fırçalar nedeniyle yapısal problemleri vardır. Bilezikler periyodik bakım gerektirirler ve aynı zamanda neden oldukları elektriksel arklar yüzünden DC motorlar patlayıcı ve korozif ortamlarda kullanılamazlar. Ayrıca bileziklerin mekanik temasları DC motorların yüksek gerilim ve yüksek hızlı çalışmalarına sınırlama getirir.

Diğer taraftan, endüstriyel makinaların çalıştırılmasında AC akımın standart bir güç kaynağı haline gelmesinden itibaren AC makinaların geliştirilmesine daha büyük bir önem verilmeye başlanmıştır. AC asenkron motorların bazı üstünlükleri arasında ekonomik ve dayanıklı olmaları, fırça ve bilezik mekanizması olmaması, elektrik arkı oluşturmaması sayılabilir. Bu motorların çok daha yaygın olarak kullanılmasına engel olan tek dezavantajının değişken hız kontrolü uygulamasındaki güçlükler idi. Temelde yüksek mertebeli çok değişkenli doğrusal olmayan bir sistem olan AC asenkron motor, oldukça kompleks bir dinamiğe sahiptir. Bu motorlar çalışmaları sırasında bilinmeyen bozuculara (yük momenti) ve rotor ve startor direnci gibi parametrelerin değişimlerine maruz kalırlar.

Bununla birlikte, Hasse (1969) ve Blaschke (1971) tarafından Alan Oryantasyonlu Kontrol (AOK) metodunun geliştirilmesiyle AC asenkron makinaların kullanımı giderek yaygınlaştı. AOK tekniği basit dönüşümler ile moment ve akı kontrolünü ayırarak motorun DC motor gibi modellenmesini sağlar. Bu dönüşümler *Clarke* dönüşümü kullanarak stator akımlarının iki DC akımına çevrildiği *abc-dq* dönüşümü olarak bilinir. Bu iki DC akım daha sonra *Park* dönüşümü *kullanılarak* döner referans koordinat eksenindeki komponentlerine dönüştürülür. Stator akımlarının dönüştürülmesi asenkron motorun kompleks üç fazlı motor gibi değil DC motor gibi modellenmesini sağlar.

Günümüzde AOK doğrudan ve dolaylı AOK metotları olmak üzere iki grupta sınıflandırılmaktadır. İki metot arasındaki fark akı vektörü hesabında referans alınan koordinat sisteminin

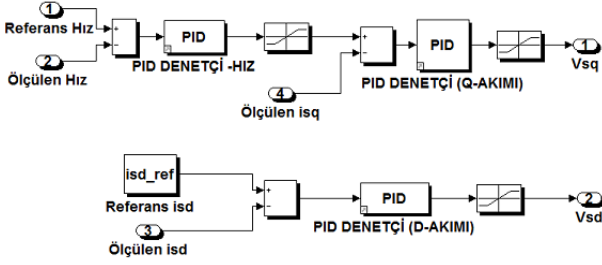
(statik veya akı ile aynı hızda dönen) seçimi ile ilişkilidir.

Doğrudan AOK, rotor hızı ile birlikte rotor akısının hassas olarak bilinmesini gerekli kılar. Rotor akı vektörünün Hall efekt veya özel bobin tipi sensörler ile ölçmek mümkün olmakla birlikte sensör kullanımı artan donanım karmaşıklığı ve maliyet nedeniyle uygun görülmez. Bu nedenle literatürde rotor akı vektörünü kestirmek amaçlı çok sayıda durum gözlemleyici tasarım tekniği önerilmiştir. Hesaplama süresi bir kenara bırakılırsa, model belirsizliğinin olduğu durumlarda oldukça hassas kestirimleri elde etmede kullanılan en başarılı tekniklerden biri Genişletilmiş Kalman Filtresi'dir. Bununla birlikte endüstriyel AOK sürücülerinin hesaplama hızı ve hesap yükü kapasitesi kullanılan standart mikroişlemciler nedeniyle sınırlıdır. Bu nedenle endüstriyel sürücülerde kullanılmak üzere tasarlanan herhangi bir kontrol stratejisi standart mikroişlemcilerle çalıştırılabilecek basitlikte olmalıdır.

Nispeten daha basit formüle edilebilmesi nedeniyle endüstriyel sürücülerde durum gözlemleyici veya sensör gerektirmeyen dolaylı AOK tekniğinin kullanımı oldukça yaygındır. Aslında AC asenkron motorların değişken hız kontrolü uygulamalarında kullanımının daha popüler hale gelmesi, dolaylı AOK tekniğinin geliştirilmesi ile hız kazanmıştır.

Hali hazırda yapısal basitliği ve kullanımının yaygınlığı nedeniyle asenkron motorların sürücülerinde PID kontrol yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yaygın kullanımına rağmen PID kontrolün birçok sınırlamaları söz konusudur. En önemli dezavantajlarından biri her çalışma şartında istenen kapalı çevrim performans taleplerini karşılayabilecek kazanç parametrelerinin ayarlanması işidir. Seçilen tek bir sabit kazanç değer setinin çalışma şartlarının bütün değişim aralığına uygun olması oldukça güçtür. Aynı zamanda, basitliğine rağmen PID kontrol, parametreleri değişen ve doğrusal olmayan özellikleri güçlü sistemleri etkili bir şekilde kontrol edemez, çalışma sırasında kazanç ayarına sık sık ihtiyaç duyabilir. Şekil 1'de görüldüğü gibi tipik bir dolaylı AOK şemasında, aynı anda ayar edilmesi gereken üç PID çevrimi vardır. Perfor-

mans talepleri genellikle birbirleriyle çeliştiğinden, birden fazla kapalı çevrim performans taleplerini aynı anda karşılamak üzere kazançları ayarlama işi oldukça uzun zaman ve aynı zamanda deneyim gerektirir. PID kontrolün bu dezavantajları, tüm talepleri aynı anda karşılayan sistematik olarak tasarlanmış güvenilir bir kontrol metoduna ihtiyaç olduğunu göstermektedir.



Şekil 1. PI temelli dolaylı AOK

Model Öngörülü Kontrol konusu, yetmişli yılların sonunda Richalet (1978), Cutler ve Ramaker (1980) tarafından aynı anda ortaya koyulmuştur. Günümüzde, bu metot kararsız sistemleri de için alacak şekilde doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler için kullanılan en önemli metotlardan biri olmuştur. Model öngörülü kontrolün en ilgi çekici özelliklerinden biri ayarlanmasının nispeten kolay olmasıdır.

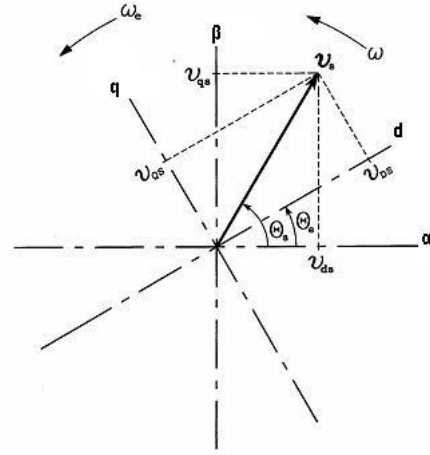
Bu çalışmada AC asenkron motorun bozucu reddetme cevabı ve kumanda izleme performansını geliştirmek üzere dolaylı AOK temelli bir model öngörülü kontrol tekniği geliştirilmiştir. Önerilen tekniğin gürbüzlüğünü ve izleme performansını ortaya çıkarmak için değişik simülasyon senaryoları oluşturulmuştur. Model öngörülü kontrolün özellikle rotor direncindeki değişimler, harici yük momenti gibi bozucuların varlığında klasik dolaylı AOK'nın performansını geliştirebildiği görülmüştür.

Bu makale aşağıdaki gibi düzenlenmiştir: İlk olarak AC sincap kafesli asenkron motor, yük momentinin bilinmeyen bozucu olarak alındığı doğrusal olmayan durum uzayı modeli ile tanımlanmıştır. Sonra giriş-çıkış doğrusallaştırma metodu ile AC asenkron motorun doğrusal modeli türetilmiştir. Daha sonra, hız ve moment takibi için bir model öngörülü kontrol geliştirilmiş, önerilen tekniğin performansını ortaya

çıkarmak üzere çeşitli senaryolar için yapılan simülasyon çalışmalarının sonuçları verilmiştir. Son olarak sonuçlar ve gelecek çalışmalar için öneriler sıralanmıştır.

## Durum uzayı formunda asenkron motor modeli

Şekil 2 iki senkron duran stator referans eksen takımı  $\alpha$ - $\beta$  ve senkron hızda dönen  $d$ - $q$  referans eksen takımını göstermektedir.



Şekil 2. Duran stator  $\alpha$ - $\beta$  ve senkron hızda dönen  $d$ - $q$  referans eksen takımları

$d$ - $q$  eksen takımını kullanarak iyi bilinen asenkron motor modeli durum uzayı formunda aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_E}{\sigma L_s} & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{p\omega_r L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ -\omega_e & \frac{-R_E}{\sigma L_s} & -\frac{p\omega_r L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & \omega_e - p\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -(\omega_e - p\omega_r) & \frac{-R_r}{L_r} & 0 \\ \frac{-3pL_m \phi_{rq}}{2JL_r} & \frac{3pL_m \phi_{rd}}{4JL_r} & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

- $v_{sd}, v_{sq}$  : dq stator gerilim bileşenleri  
 $i_{sd}, i_{sq}$  : dq stator akım bileşenleri  
 $\phi_{rd}, \phi_{rq}$  : dq rotor akı bileşenleri  
 $\omega_e$  : rotor milinin elektriksel hızı  
 $\omega_r$  : rotor milinin mekanik hızı  
 $\tau_e$  : endüklenen elektriksel moment  
 $p$  : çift kutup sayısı  
 $L_m$  : Kaçak endüktans  
 $L_r$  : Rotor endüktansı  
 $R_r$  : Rotor direnci  
 $L_s$  : Stator endüktansı  
 $R_s$  : Stator direnci  
 $J$  : indirgenmiş eylemsizlik momenti  
 $B$  : Viskoz sürtünme katsayısı

Burada,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ kaçak faktörü, ve } R_E$$

$$R_E = R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}$$

eşdeğer direnç olarak tanımlanır (Sarioğlu vd., 2003). Asenkron motorun kontrol problemi, motorun verilmiş bir referans hız veya moment yörüngesini takip etmesini sağlayacak en uygun  $v_{sd}$  ve  $v_{sq}$  stator gerilimlerini üretmek şeklinde tanımlanır.

### Model öngörülü kontrol tasarımı

Asenkron motorun durum uzayı formundaki gösteriminden de görüldüğü gibi durum matrisi sadece sabit parametreleri değil aynı zamanda rotor akısı gibi durum değişkenlerini de içermektedir ve bu haliyle kapalı çevrimli bir kontrol tasarımı için uygun değildir. Yukarıda bahsedildiği gibi AOK tekniği basit dönüşümler ile moment ve akı kontrolünü ayırarak asenkron motorun DC motor gibi modellenmesini sağlar ve PID kontrol bu tekniğin uygulanmasında en yaygın olarak kullanılan kontrol stratejisidir. Bu yaygın kullanımına rağmen, bu tekniğin yukarıda da bahsedilen bazı dezavantajları vardır.

Bu dezavantajları ortadan kaldırmak üzere bu makalede asenkron motorun türetilen bir doğrusal

modelini temel alan model öngörülü bir kontrol tasarımı geliştirilmiştir. Kontrol modelinin temel aldığı doğrusal modelin durum değişkenleri belirlenirken, dolaylı AOK metodunun temel prensiplerinden olan

$$\begin{aligned} \phi_{rd}(t) &= \text{sabit} \\ \phi_{rq}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

göz önüne alınmıştır. Denklem 1'den;

$$\dot{\phi}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_e - p\omega_r)\phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} \quad (3)$$

Denklem 2 göz önüne alınarak, dolaylı AOK aşağıdaki şart sağlandığında gerçekleşir:

$$\omega_e = p\omega_r + \frac{R_r L_m}{L_r \phi_{rd}} i_{sq} \quad (4)$$

Buna göre asenkron motorun dinamik denklemleri aşağıdaki şekilde verilir:

$$\dot{i}_{sd} = -\frac{R_E}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_e i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \quad (5)$$

$$\dot{i}_{sq} = \omega_e i_{sd} - \frac{R_E}{\sigma L_s} i_{sq} + \frac{p L_m R_r \omega_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \quad (6)$$

$$\dot{\phi}_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} \quad (7)$$

$$\tau_e(t) = k_t \phi_{rd} i_{sq} \quad (8)$$

Burada;

$$k_t = \frac{3pL_m}{2L_r}$$

Denklem 5-8 ile verilen alan oryantasyonlu motor denklemleri halen doğrusal değildir. Denklem 6'daki mekanik hız terimi akım dinamiğini hıza bağımlı kılmaktadır. Bununla birlikte doğrusal olmayan bu dinamiği sistem durumlarını tekrar biçimlendirerek ve doğrusal olmayan sistem girişleri uygulayarak (giriş-çıkış doğrusallaştırma) ortadan kaldırmak mümkündür.

Buna göre motor tarafından üretilen elektromekanik moment, yeni durum değişkeni olarak q-ekseni stator akımı ile yer değiştirilir. Denklem 8'in zamana göre türevi alınıp, Denklem 4, 6 ve 7 kullanılarak basitleştirildiğinde;

$$\dot{\tau}_e = -\left(\frac{R_E}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{L_r}\right)\tau_e + k_t \phi_{rd} \left[ \frac{v_{sq}}{\sigma L_s} - p\omega_r \left(i_{sd} + \frac{L_m \phi_{rd}}{\sigma L_s L_r}\right) \right] \quad (9)$$

elde edilir. Denklem 5 ve 9'daki doğrusal olmayan kısımlar bir araya getirilerek, lineerleştirilmiş  $u_1$  ve  $u_2$  sistem girişleri oluşturulur. Bu yeni sistem girişlerini kullanarak asenkron motor modeli aşağıdaki doğrusal modele dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{\tau}_e \\ \dot{\phi}_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ 0 & -\left(\frac{R_E}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{L_r}\right) & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \tau_e \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \tau_e \\ \phi_{rd} \end{bmatrix}$$

ve  $u_1$  ve  $u_2$  cinsinden d-q eksenindeki stator kumanda gerilimleri aşağıdaki denklemlerle ifade edilir.

$$v_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} (-\omega_e i_{sq} + u_1) \quad (11)$$

$$v_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ p\omega_r \left(i_{sd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd}\right) + \frac{u_2}{k_t \phi_{rd}} \right] \quad (12)$$

Benzetim çalışmasında kullanılan motora ait mekanik ve elektriksel parametreler Tablo 1'de verilmiştir.

Bundan sonraki aşamada Denklem 10'daki modeli temel alan model öngörülü bir kontrol tasarlanacaktır.

Çok girişli çok çıkışlı doğrusal bir sistemin ayrık zaman modeli durum uzayı formunda aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (13)$$

burada  $x(t)$  durum vektörü,  $u$  giriş vektörü,  $y$  ölçülen sistem çıkışlarıdır. Durum vektörünün tamamının ölçülebildiği kabul edildiğinde  $\hat{x}(k|k) = x(k) = y(k)$  ve  $C=I$  olur. Model öngörülü kontrol çözümü aşağıdaki amaç fonksiyonu minimize ederek elde edilir.

$$V(k) = \sum_{i=N_1}^{N_2} \|\hat{x}(k+i|t) - r(k+i)\|_{Q(i)}^2 + \sum_{i=1}^{N_u-1} \|\Delta \hat{u}(k+i) - 1\|_{R(i)}^2 \quad (14)$$

Bu amaç fonksiyonunda  $N_1$  ve  $N_2$  minimum ve maksimum amaçlanan ufuk,  $N_u$  kontrol ufuğudur.  $Q$  ve  $R$  ağırlık matrisleri olup sırasıyla izleme hatasını ve kontrol enerjisini cezalandırır.  $r(k+1)$  gelecek referans yörüngesi olup gerçek referans yörüngesinin birebir aynısı olmak zorunda değildir. Kontrol edilen sistemin modeli doğrusal ve kısıtlamalar yoksa karesel amaç fonksiyonu için bir analitik çözüm elde edilir (Maciejowski, 2001; Camacho, 2004)

Denklem 14 ile verilen amaç fonksiyonu minimize edildiğinde optimal kontrol kanunu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\Delta u(k) = K_{MP} [T(k) - \Psi x(k) - j u(k-1)] \quad (15)$$

burada;

$$K_{MP} = (\Theta^T Q \Theta + R)^{-1} \Theta^T Q \quad (16)$$

Tablo 1. AC sincap kafesli asenkron motora ait elektriksel ve mekanik parametreler

P [kW]	f [Hz]	J [kg.m <sup>2</sup> ]	B [Nm/(rad/s)]	p	V [V]
2.2	50	0.013	0.00002	3	380
R <sub>s</sub> [Ω]	R <sub>r</sub> [Ω]	L <sub>s</sub> [H]	L <sub>r</sub> [H]	L <sub>m</sub> [H]	N <sub>m</sub> [rpm]
1.68	5.85	0.158	0.158	0.125	950

$$T(k) = \begin{bmatrix} \hat{r}(k+N_1|k) \\ M \\ \hat{r}(k+N_2|k) \end{bmatrix}, \Psi = \begin{bmatrix} A \\ M \\ A^{N_u} \\ A^{N_u+1} \\ M \\ A^{N_2} \end{bmatrix}$$

$$i = \begin{bmatrix} B \\ M \\ \sum_{i=0}^{N_u-1} A^i B \\ \sum_{i=0}^{N_u} A^i B \\ M \\ \sum_{i=0}^{N_2-1} A^i B \end{bmatrix} \Theta = \begin{bmatrix} B & \dots & 0 \\ AB+B & \dots & 0 \\ M & O & M \\ \sum_{i=0}^{N_u-1} A^i B & \dots & B \\ \sum_{i=0}^{N_u} A^i B & \dots & AB+B \\ M & M & M \\ \sum_{i=0}^{N_2-1} A^i B & \dots & \sum_{i=0}^{N_2-1} A^i B \end{bmatrix} \quad (17)$$

Şekil 3'te model öngörülü kontrolün genel yapısı blok diyagramı olarak verilmiştir.

Literatürde benzer doğrusal model tabanlı model öngörülü kontrol çalışmasında (Kutasi vd., 2008) model belirsizlikleri ve bilinmeyen bozucuların neden olduğu daimi rejim hatası hesaba katılmamıştır. Ancak, eğer daimi rejim hatası varsa, motor sıfır referans hızında herhangi bir moment üretmez. Bu çalışmada, daimi rejim hatasını ortadan kaldırmak için, moment hatasının entegrali olan yapay bir durum değişkeni ilave edildi:

$$\dot{z} = \tau_e^* - \tau_e \quad (18)$$

Buna göre dört durum değişkenli yeni doğrusal model aşağıdaki şekilde verilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{\tau}_e \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -(\frac{R_E}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{L_r}) & 0 & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \tau_e \\ \phi_{rd} \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

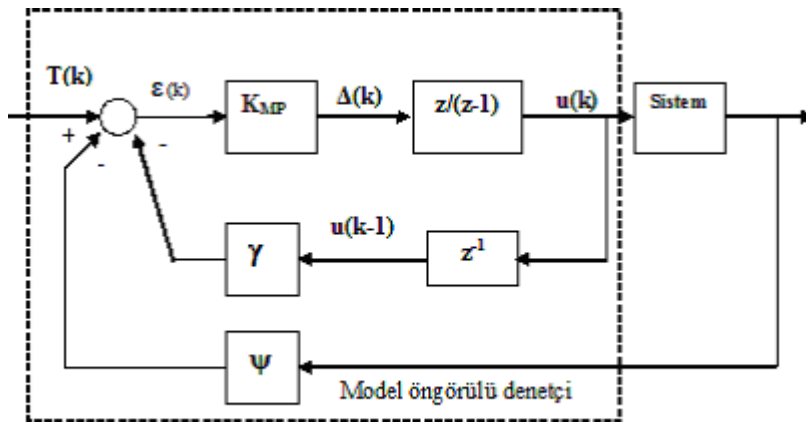
$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \tau_e \\ \phi_{rd} \\ z \end{bmatrix}$$

Sistemin kumanda girişi olan d-q düzlemindeki stator gerilimleri,  $v_{sd}$  ve  $v_{sq}$ , Denklem 11 ve 12 ile hesaplanır.

Geliştirilen model tabanlı denetçinin performansını doğrulamak üzere sistemin benzetim modeli geliştirilmiştir. Aşağıdaki bölümde bu benzetim modeli ile yapılan çalışmaların sonuçları tartışılmıştır.

### Benzetim sonuçları

Önerilen model öngörülü kontrol tekniğinin performans analizi için MATLAB/Simulink'de (1) no'lu doğrusal olmayan motor modelini temel alan bir AC asenkron motor modeli oluşturulmuştur. Denklem 15 ile verilen kumanda sinyalinin oluşturmak üzere gerekli matrislerin hesabı



Şekil 3. Model öngörülü denetçinin genel yapısı

yazılan bir program ile önceden yapılır. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta, matris hesaplamalarında Denklem 19 ile verilen sürekli durum modeli değil bu modelin ayrık zamana dönüştürülmüş halinin kullanılması gerektiğidir. Benzetim çalışmasında tüm modelin sayısal örnekleme adımı  $T_s=2 \times 10^{-6}$  saniye, denetçinin kontrol çevrim periyodu ise  $10^{-4}$  saniye seçilmiştir.

Önerilen tekniğin PID temelli geleneksel denetçilere göre etkinliğini ölçmek üzere Şekil 1’de genel yapısı verilen, üç adet PI bloğu içeren karşılaştırma amaçlı bir model oluşturulmuştur.

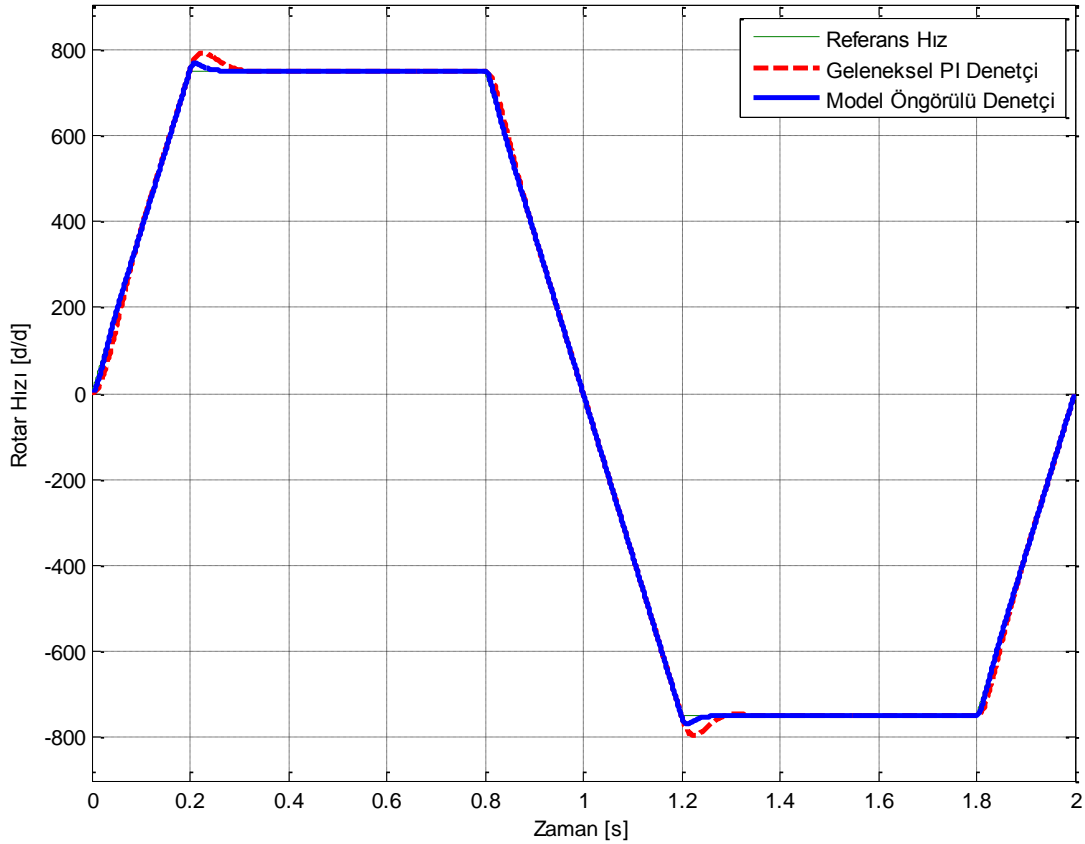
$K_{MP}$  hesabında kullanılan Q ve R matrisleri aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 500 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 250 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 1e-6 & 0 \\ 0 & 1e-6 \end{bmatrix} \quad (20)$$

İlk benzetim senaryosunda Tablo 1’de parametreleri verilen motor yüksüz halde 0.2 saniyede sıfır hızdan 750 d/d hıza çıkartılmış, ve bu hızda 0.6 saniye bekledikten sonra referans hız 0.4 saniyede içinde -750 d/d’ya düşürülmüştür. -750 d/d hızda 0.6 saniye bekledikten sonra motor, 0.2 saniye içinde sıfır hıza getirilmiştir. Böylece uygulamada bütün AOK sürücülerinden beklenen denetçinin dört bölgede çalışma performansı test edilmiştir.

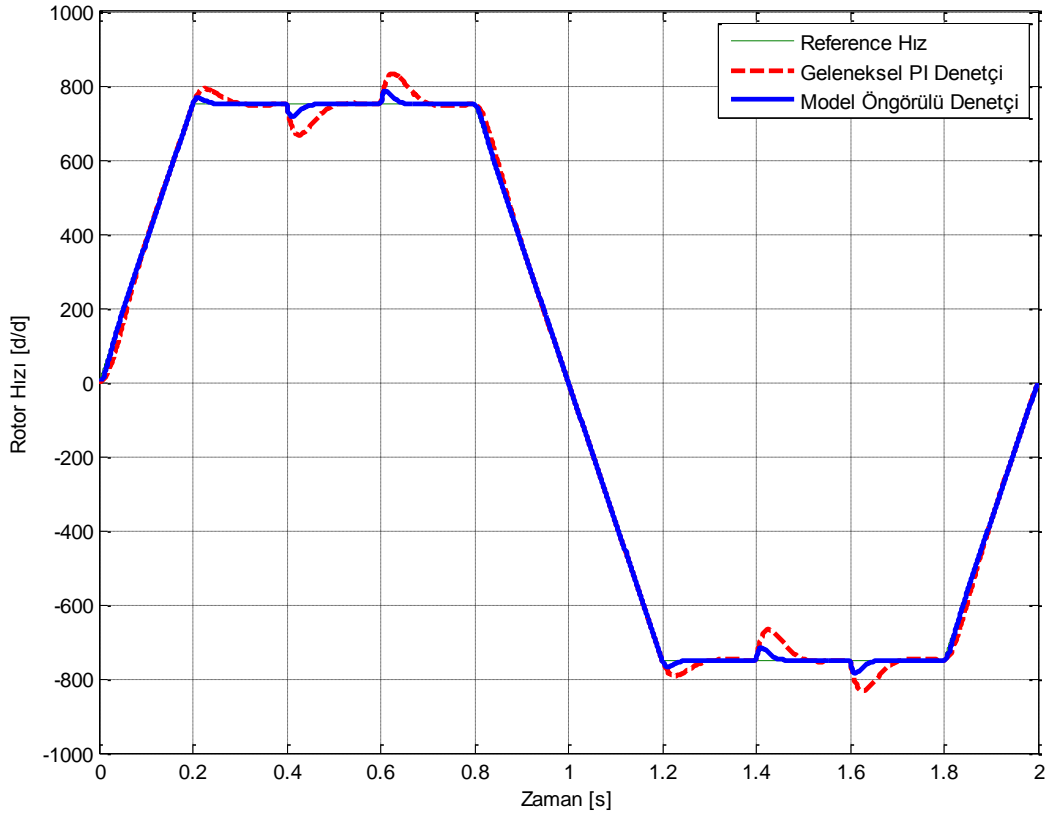
Şekil 4’ten görüldüğü gibi önerilen model öngörülü denetçinin hız referansını izleme performansı oldukça başarılı olup, geleneksel PI tabanlı kontrole göre daha kararlı bir davranış göstermiştir.

İkinci benzetim senaryosunda bir önceki hız profili kullanarak, 0.4 ile 0.6 saniyeleri arasında 10 Nm, 1.4 ile 1.6 saniyeleri arasında -10 Nm büyüklüğünde bir yük momentini uygulanmıştır. AC asenkron motorun referans hız ve moment profiline karşılık verdiği dinamik cevap Şekil 5’te

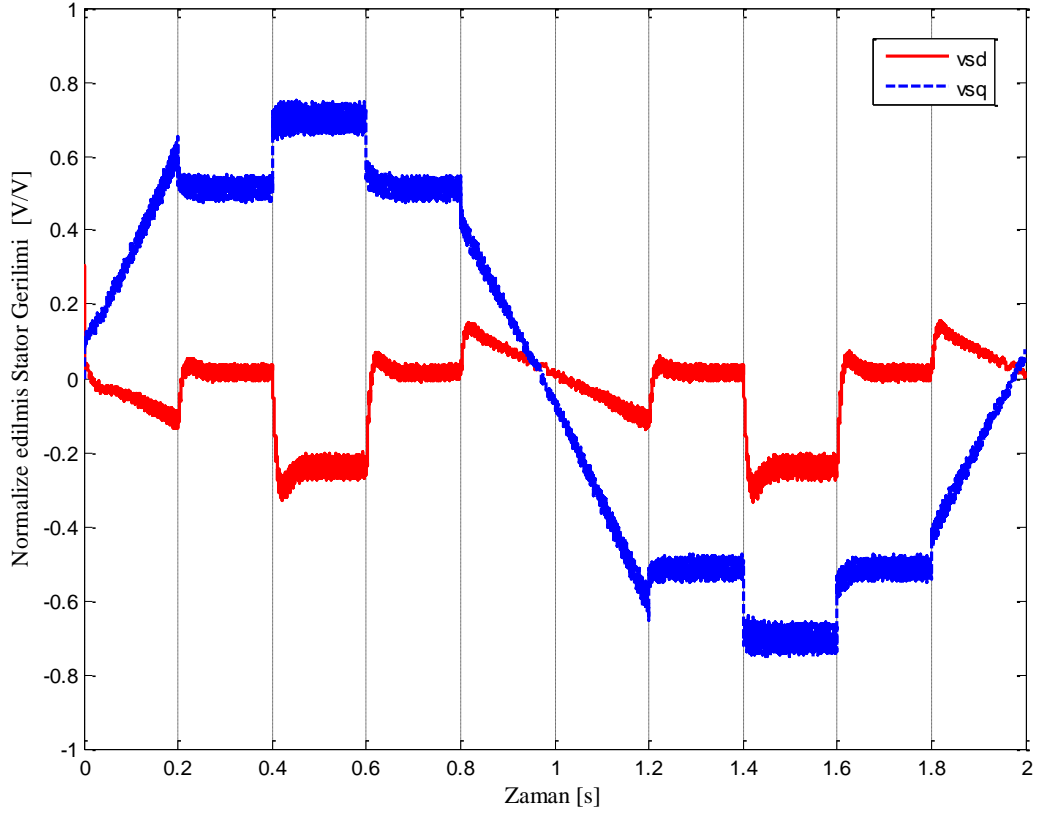


Şekil 4. Model öngörülü ve geleneksel PI denetçilerin hız izleme performansı





Şekil 5. Model öngörülü ve geleneksel PI denetçilerin moment izleme performansı



Şekil 6. Kontrol değişkenleri

verilmiştir. Şekil 6'da ise Şekil 5'teki dinamik cevabı oluşturan stator gerilimleri  $v_{sd}$  ve  $v_{sq}$  gösterilmiştir. Şekil 6'dan da görüldüğü gibi kontrol değişkenlerinde herhangi bir doyma oluşmamıştır.

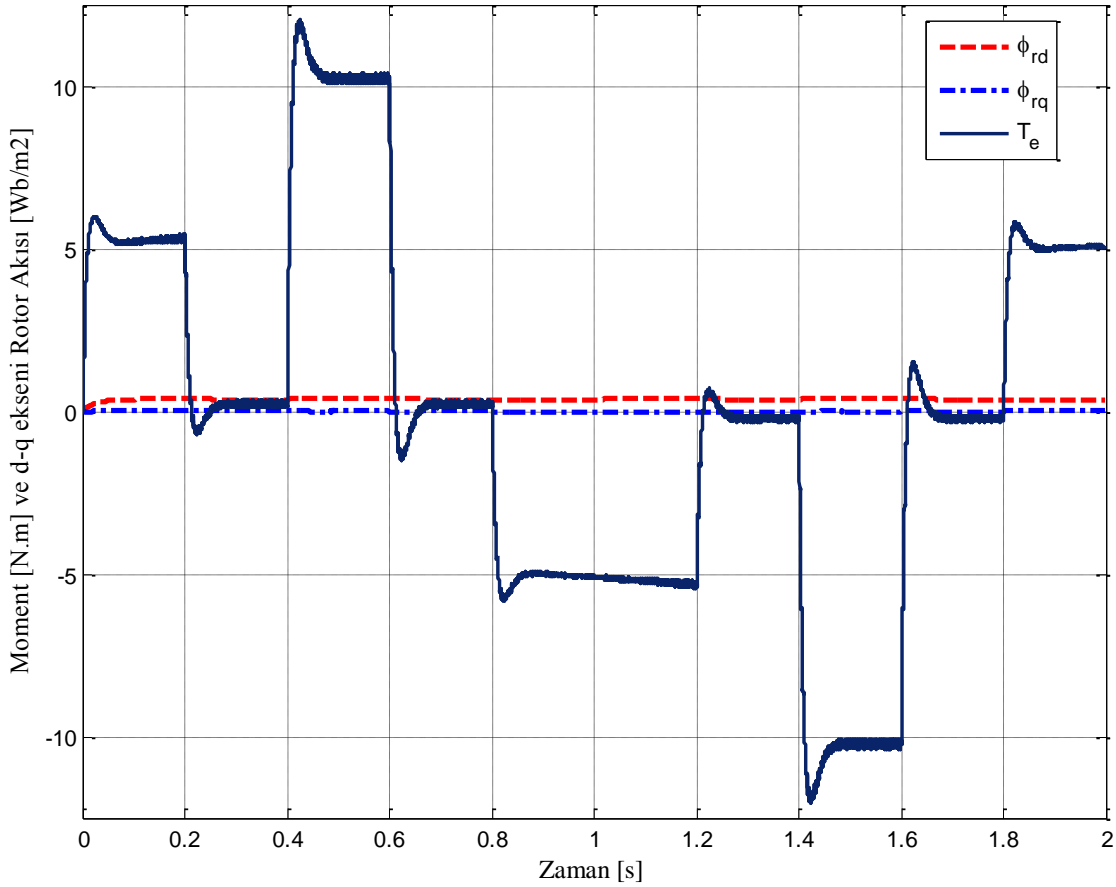
AC asenkron motorda Alan oryantasyonunun sağlandığını kanıtlayan en önemli gösterge yük momentinin giriş çıkışlarına karşı rotor akısının q-bileşenin sıfır, d- bileşeninin ise sabit olarak kalabilmesidir. Şekil 7'den de görüldüğü gibi model öngörülü kontrol ile alan akısının d bileşeni, 120 milisaniye içinde referans değeri olan  $0.375 \text{ Wb/m}^2$ 'ye ulaşmış ve yük momentindeki değişimlere rağmen sabit kalmış, q bileşeninin ise sıfırda tutulması sağlanmıştır.

Dolaylı AOK'un bilinen problemlerinden biri rotor rezistansı gibi çalışma sırasında değişen motor parametrelerine karşı oldukça hassas olmasıdır (Gonzalez vd., 2008). Önerilen model öngörülü tekniğin rotor direnci değişimlerine

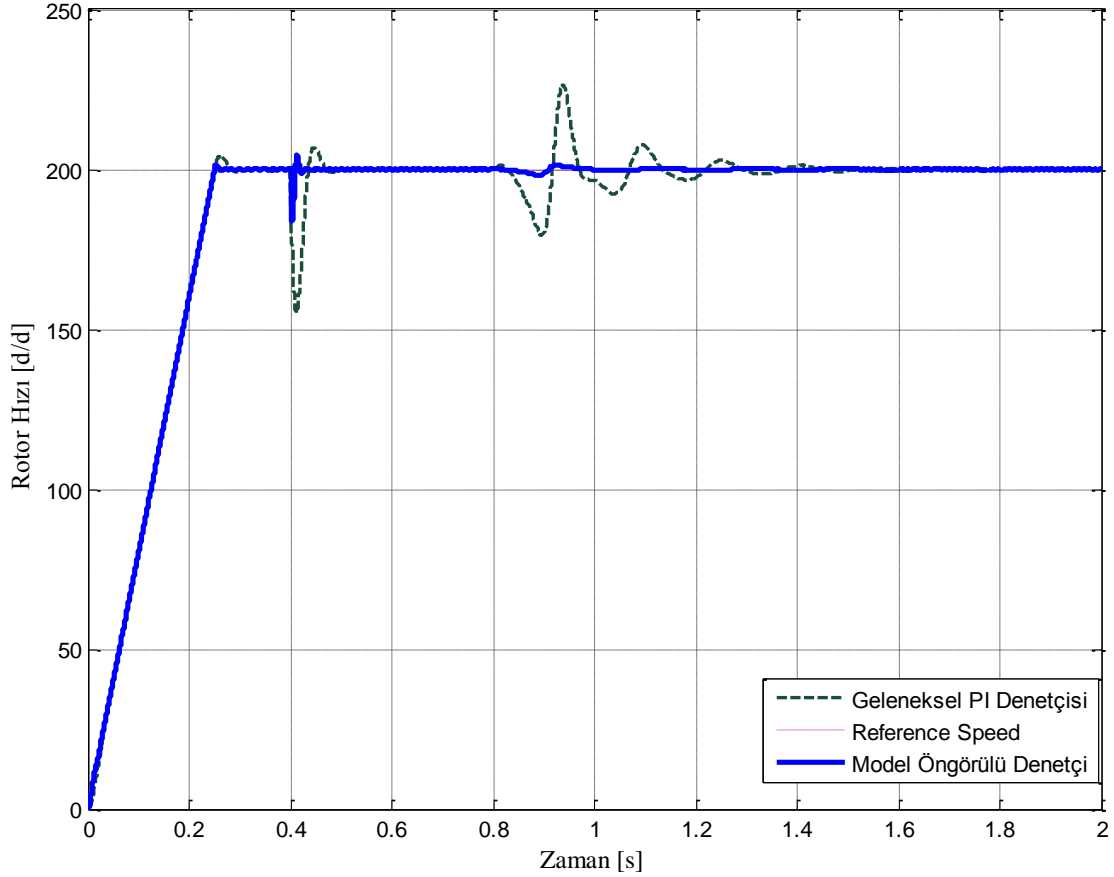
karşı performansını incelemek üzere oluşturulan bir simülasyon senaryosunda, önce motor 200 d/d'da dönerken  $t=0.4$  saniyede 15 Nm'lik yük momenti uygulanmış, daha sonra rotor direnci basamak şeklinde %35 azaltılmıştır. Şekil 8'den de görüldüğü gibi model öngörülü denetçi rotor direncindeki bu değişimi PI denetçisine göre çok daha başarılı bir şekilde kompanse edebilmiştir.

## Sonuçlar

Bu çalışmanın ana katkılarından biri AC asenkron motorun bozucu reddetme cevabı ve kumanda izleme performansını iyileştirmek üzere dolaylı AOK temelli bir model öngörülü kontrol tekniği geliştirmek olmuştur. Önerilen tekniğin gürbüzlüğünü ve izleme performansını ortaya çıkarmak için birçok benzetim senaryosu oluşturulmuştur. Model öngörülü kontrolün özellikle rotor direncindeki değişimler, harici yük momenti gibi bozucuların varlığında geleneksel PI tabanlı dolaylı AOK'un performansını geliştirebildiği görülmüştür.



Şekil 7. Rotor akısı bileşenleri ve elektro-mekanik moment değişimi



Şekil 8. Model öngörülü ve PI denetçilerinin rotor direnci değişimine karşı davranışları

## Kaynaklar

- Blaschke, F., (1972). The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating-field machines, *Siemens Review*, **34**, 217-220.
- Camacho, E.F. ve Bordons, C., (2004). *Model predictive control*, Springer, U.S.A.
- Cutler, C.R. ve Ramaker, B.L., (1980). Dynamic matrix control – A computer control algorithm, *Proceedings JACC*, Paper WP5-B.
- Hasse, K., (1969). About the dynamics of adjustable-speed drives with converter-fed squirrel-cage induction motors (in German), *PhD Dissertation*, Darmstadt Technische Hochschule.
- Gonzalez, H., Rivas, R. ve Rodriguez, T., (2008). Using an artificial neural network as a rotor resistance estimator in the indirect vector control of an induction motor, *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, **6**, 2, 176-183.
- Kutasi, N., Kelemen, A. ve Imecs, M., (2008) Vector control of induction motor drives with model based predictive current controller, *ICCC2008, IEEE 6th International Conference on Computational Cybernetics*.
- Maciejowski, J.M., (2001). *Predictive control with constraints*, Prentice Hall, U.S.A.
- Nordin, K.B., Novotny, D.W. ve Zinger, D.S. (1985). The influence of motor parameter deviations in feed-forward field orientation drive systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **IA-21**, 4, 1009-1015.
- Richalet, R., Rault, A., Testud, J.L. ve Papon, J., (1978). Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes, *Automatica*, **14**, 5, 413-428.
- Sarioğlu, K., Gökaşan, M., Boğosyan, S., (2003). *Asenkron makineler ve kontrolü*, Birsen Yayınevi.