

PID, PI-PD ve NDI Kontrol Yöntemleri ile Asenkron Motor Hız Kontrolü ve Raylı Sisteme Uygulanması

Speed Control of Induction Motor with PID, PI-PD and NDI Control Methods and Application of Railway System

Alp Eren Çalicioğlu¹, Mehmet Turan Söylemez²

¹Sıvı Yakıtlı İtke Bileşen Sistemi Geliştirme Birimi
Roketsan Roket Sanayi ve Ticaret A.Ş. , İstanbul
eren.calicioglu@roket.com.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
soylemez@itu.edu.tr

Özetçe

Elektrik motorları, basit bir tanımla elektrik enerjisini hareket enerjisine çeviren makinelerdir ve günümüzde hareketin olduğu her alanda karşımıza çıkmaktadırlar. Raylı sistemler gibi verimliliğin ve ekonominin ön planda olduğu uygulamalarda elektrik motorlarının kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Asenkron motorlar, basit yapıları ile ön plana çıkmalarına rağmen kontrol edilmeleri doğrusal olmayan yapıları ve birbirlerine bağımlı akımları sebebiyle diğer elektrik motorları ile kıyaslandıklarında zordur. Güç elektroniğinin gelişmesi ile birlikte farklı asenkron motor kontrol metotları oluşmuştur. Bu çalışmada vektörel kontrol yapısı kullanılarak PID, PI-PD ve doğrusal olmayan dinamik tersleme (NDI) metotları ile asenkron motor hız kontrolü yapılmıştır. Çalışma kapsamında doğrusal olmayan asenkron motor modeli MATLAB/Simulink ortamında modellenmiş ve günümüzde en yaygın kullanılan raylı sistem örneği olan bir metro uygulamasına entegre edilmiştir. Tasarlanan modeldeki sonuçların endüstri ile tutarlı olabilmesi için elektrik motorunun limitlerinden ve metro uygulamasının güvenlik kısıtlarından dolayı oluşan sınırlamalar modele eklenmiştir. Kontrol yöntemlerinin sonuçlarının rekabetçi olabilmesi için PID ve PI-PD kontrolcülerin katsayıları Büyük Patlama Büyük Çöküş (BBBC) Yöntemi kullanılarak optimize edilmiştir. Çalışma sonunda elde edilen simülasyon sonuçları birbirleriyle kıyaslanmıştır.

Abstract

Electric motors, with a simple definition, are machines that convert electrical energy into motion energy, and they appear in every area where there is movement today. The usage of electric motors is increasing day by day in applications where efficiency

and economy are very crucial, such as rail systems. Although induction motors come to the forefront with their simple structures, they are difficult to control when compared to other electric motors because of their nonlinear structures and having interdependent currents. Various the control methods of asynchronous motor have been created with the developments in power electronics. In this study, the speed control of asynchronous motor was performed with PID, PI-PD and nonlinear dynamic inversion (NDI) methods using vector control structure. The nonlinear asynchronous motor model was modeled in the MATLAB/Simulink environment and integrated into a metro application, which is the most widely used rail system example today within the scope of the study. In order for the results in the designed model to be consistent with the industry, limitations due to the limits of the electric motor and the safety constraints of the metro application were added. The coefficients of the PID and PI-PD controllers were optimized using the Big Bang Big Crunch (BBBC) Method to get competitive results. At the end of the study, the simulation results were compared with each other.

1. Giriş

Elektrik motorları, asenkron motorlar, senkron motorlar, doğru akım (DC) motorları ve özel tipteki motorlar olmak üzere sınıflandırılabilirler. Her bir türün farklı avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır, bu sebeple kullanıldıkları yerlere göre hangi tür motorun daha yaygın olarak tercih edildiği de değişmektedir. Asenkron motorlar, basit ve dayanıklı yapıları, yüksek operasyonel güvenilirlikleri, bakım gereksinimlerinin az olması, küçük boyutları, fırçasız ve komütatörsüz yapıları gibi başlıca sebeplerden dolayı endüstrinin %90'ını oluşturmaktadır [1, 2].

Asenkron motorların, basit yapılarına rağmen, doğrusal olmayan matematiksel modelleri ve çalışma prensipleri gereği tek bir akım ile beslenmelerinden dolayı kontrol edilmeleri oldukça karmaşıktır. Bu sebeple asenkron motorların endüstride

yaygın bir şekilde kullanılması bir vektörel kontrol çeşidi olan alan yönlendirmeli kontrolün (FOC) yaygınlaşmasıyla birlikte olmuştur. Vektörel kontrol öncesinde asenkron motorlar skaler kontrol yöntemleri ile kontrol edilmişlerdir, fakat hassas kontrol beklentisi olan alanlarda skaler kontrol yetersiz kalmıştır [3, 4].

Metro uygulaması gibi keskin bir şekilde konum, hız ve ivme kontrolünün yapılması gereken uygulamalarda yapılan kontrolün güvenilirliği ve hassasiyeti oldukça önemlidir. Uygulamalarda konum için hedef ile durulan yer arasındaki hatanın çok az olması beklenirken hız için aşısız bir kontrol beklenir. Ayrıca metro gibi şehir içinde hareket eden toplu taşıma araçlarında emniyet sebebiyle belirlenen hız limitlerinin üstünde kontrol edilmeleri istenmez. İvme ise yolcu konforu ve emniyeti için oldukça önemlidir, dolayısıyla ivmenin doğrudan kontrol edilmesi gerekir veya kontrol altında tutulması gerekmektedir. Çalışma kapsamında ivme kontrolü doğrudan yapılmamıştır, fakat modele eklenen sınırlamalar ile sürekli kontrol altında tutulmuştur ve gözlemlenmiştir. Bu yönde yapılan çalışmalarda PID, kayan kipli kontrol ve bulanık kontrol gibi yöntemler oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat yapılan çalışmaların büyük bir çoğunda doğrusal modeller kullanılmıştır, bunun temel sebebi doğrusal olmayan modelin yapısı gereği çözümünün oldukça vakit almasıdır. Çalışma kapsamında oluşturulan doğrusal olmayan modeldeki simülasyon ve optimizasyon çalışmaları da çok vakit almıştır [5, 6].

Çalışma kapsamında asenkron motor hız kontrolü yapabilmek için öncelikle akım kontrolü yapılmıştır. Alan yönlendirmeli kontrol çalışma prensibi gereği üç fazlı a , b , c akımları d ve q akımlarına dönüştürülmüştür. Akım kontrolü için asenkron motor doğrusal modeli oluşturulup d ve q fazları PI kontrol ile kontrol edilmiştir. PI kontrol tasarımları kutup atama yöntemi ile elde edilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları doğrusal olmayan model ile kıyaslanmıştır ve benzer sonuçlar elde edilmiştir. Bu sebeple tasarlanan PI kontrolörler doğrusal olmayan modelde kullanılmıştır. Tasarlanan akım kontrolörlerden sonra hız kontrolörleri tasarlanmıştır. Hız kontrolü için basit tasarımı sebebiyle PID kontrolör öncelikle tercih edilmiştir, fakat kontrol işaretlerindeki ani aşımalar sebebiyle PID kontrolörden PI-PD kontrolöre geçiş yapılmıştır. PI-PD kontrolör ile PID kontrolörden daha iyi sonuçlar elde edilmiştir.

Asenkron motor hız kontrolü ayrıca NDI ile yapılmıştır. NDI, genelde hava araçları gibi yüksek dereceli sistemlerde tercih edilen bir geri besleme doğrusallaştırma kontrol yöntemlerinden bir tanesidir. Literatürde NDI yöntemi ile doğrusal olmayan model yapısında asenkron motor hız kontrolüne rastlanmamıştır. İncelenen bazı kaynaklarda NDI ile DC motor kontrolü, asenkron motor tork kontrolü gibi çalışmalara rastlanmıştır. Çalışmalarda da belirtilen NDI ile birlikte istenmeyen dinamiklerden kurtulup istenen davranışlar dayanıklı bir şekilde elde edilebilir. Fakat yüksek belirsizlik etkileri altında eğer bu belirsizlikler kontrol işareti üstünde baskınsa NDI yöntemi dayanıklı davranmamaktadır [7, 8].

2. Asenkron Motor

Asenkron motorlar genel olarak stator ve rotor bölümlerinden oluşmaktadır ve statorlarından üç fazlı alternatif akım ile beslenirler. Bazı elektrik motorlarında olduğu gibi rotorlarından ayrı bir akım beslenmesine ihtiyaçları yoktur. Statorlardan beslenen

akım sayesinde döner alan elde ederler ve bu döner alan sayesinde indüklenme oluşur ve rotorda manyetik alan oluşur. Manyetik alan etkisiyle oluşan kuvvetle birlikte hareket sağlanır. Bu sebeple asenkron motorlarda tek bir bölüme verilen akım sayesinde hareket sağlandığı için ayrı ayrı beslenen akımlar yoktur. Bu sebeple DC motorlarda olduğu gibi stator ve rotor bölümlerine verilen akımlar sayesinde tork ve akı ayrı ayrı rahatça kontrol edilemez. Bu durum asenkron motorların kontrollerinde yaşanan zorlukların başında gelmektedir.

Asenkron motorların statorlarında oluşan döner alan senkron hızda dönmektedir. Senkron hız motorun çalışma frekansına ve yapısındaki kutup çifti sayısına bağlıdır. Aşağıdaki denklemde tanımlandığı gibi frekans ve kutup çifti sayısının oranına göre bulunabilir. Asenkron motorlar çalışma prensipleri gereği her zaman senkron hızı ulaşmaya çalışırlar ve teorik olarak senkron hızı çok yakın bir hızda dönmelerine rağmen hiçbir zaman ulaşamazlar. Senkron hız ile rotorun dönme hızı arasındaki bu oran kayma miktarı olarak tanımlanır [1].

$$n_s = 60 \frac{f}{p} \text{ [devir/dk]} \quad (1)$$

Asenkron motorlar farklı sınıflandırma türlerine göre sınıflandırılabilirler. Bunlar faz sayıları ve rotor tipleri olabilir, fakat genel olarak sincap kafesli ve bilezikli asenkron motorlar olarak sınıflandırılabilirler. Çalışma kapsamında modellenen asenkron motor dört kutuplu 270 kW gücünde bir sincap kafesli asenkron motordur. Çalışma frekansı 100 Hz olduğu için senkron hızı 3000 rpm & 314 rad/s'dir.

Asenkron motor kontrolünde vektörel kontrol öncesinde skaler kontrol oldukça yaygın bir şekilde kullanılmıştır ve hassasiyetin yüksek olarak istenmediği uygulamalarda hala kullanılmaktadır. En yaygın kullanım şekli gerilim ve frekans oranının sabit tutulduğu sabit akı yöntemidir. Bu çalışmada hassas bir kontrol istendiği için vektörel kontrol kullanılmıştır.

2.1. Vektörel Kontrol

Asenkron motor vektörel kontrolünde, asenkron motor tıpkı bir DC motor gibi iki ayrı akımla kontrol edilir. Bu sayede akı ve tork ayrı ayrı kontrol edilerek hassas bir kontrol yapısı elde edilebilir. İki ayrı akımın elde edilebilmesi için üç fazlı a , b , c akımları Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak d ve q fazlarına çevrilebilir. Elde edilen bu akımlar rotor dönüş hızında, rotorla senkron şekilde ve zamandan bağımsız konuma bağlı olarak hareket ederler. Faz dönüşümü için (2) eşitliği kullanılabilir. [9].

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Vektörel kontrol, doğrudan ve dolaylı olmak üzere ikiye ayrılabilir. Doğrudan vektörel kontrol yapısında, stator gerilim ve akımları sensörler yardımıyla direkt ölçülür ve ölçümler yardımıyla akı vektörünün açılal konumu ve genliği bulunur. Doğrudan vektörel kontrolde hava aralığında ek sensör kullanımı mevcut olduğu için üretim ve montaj açısından zorluk oluşmaktadır, dolayısıyla maliyeti dolaylı vektörel kontrole göre fazladır. Dolaylı vektörel kontrolde ise kayma frekansı kontrol edilir ve kayma frekansı yardımıyla moment ve akı hesaplanır. Bu

çalışmada tasarlanan kontrol yapısında dolaylı vektörel kontrol tercih edilmiştir. Dolaylı vektörel kontrolün getirdiği en büyük dezavantaj ise kontrolörün sistem parametrelerine karşı duyarlılığının fazla olmasıdır. [10].

2.2. Dinamik Denklemler

Asenkron motor doğrusal olmayan modelinin dolaylı vektörel kontrolle modellenebilmesi için tüm matematiksel denklemlerin elde edilmesi gerekir. Aşağıda verilen denklemlerde r alt indisi ile rotor, s alt indisi ile stator, d alt indisi ile d eksenine ve q alt indisi ile q eksenine ifade edilmiştir. Gerilim denklemleri aşağıdaki gibi oluşturulmuştur.

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + w \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (3)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - w \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (4)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + (w - w_r) \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} \quad (5)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} - (w - w_r) \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} \quad (6)$$

Manyetik akı denklemleri de aşağıdaki gibi oluşturulmuştur. Sırasıyla q eksenindeki stator manyetik akısı, d eksenindeki stator manyetik akısı, q eksenindeki rotor manyetik akısı ve d eksenindeki rotor manyetik akısı elde edilmiştir.

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (7)$$

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (8)$$

$$\lambda_{qr} = (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (9)$$

$$\lambda_{dr} = (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (10)$$

Dolaylı vektörel kontrolde d ve q eksenleri birbirlerine dik oldukları için birbirleri üstünde etkileri yoktur, bu sebeple rotordaki q eksenindeki manyetik akının sıfır ($\lambda_{qr} = 0$) olduğu kabulü yapılabilir. Bu kabul ile birlikte tork denklemi ise (11) ile elde edilebilir. K_{te} sabit terimlerin toplandığı katsayıdır.

$$T = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} \lambda_r i_{qs} = K_{te} \lambda_r i_{qs} \quad (11)$$

Asenkron motorda oluşan kuvvet sonucunda hız elde edilir. Bu hız motorun viskoz sürtünme katsayısına, eylemsizlik sabitine ve motor üstüne etki eden yükler bağlıdır. Hız denklemi, (12)'de verilmiştir.

$$T - T_{yük} = J \dot{w} + B w \quad (12)$$

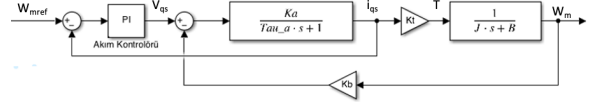
2.2.1. Simulink Modeli

Dolaylı vektörel kontrol yapısında öncelikle d ve q fazlarının kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu sebeple iki ayrı doğrusal basit model oluşturulup akım kontrol modelleri oluşturulmuştur. Yapılan kabuller ve basitleştirmeler sonucunda q ekseninin transfer fonksiyonu (13)'teki gibi elde edilmiştir.

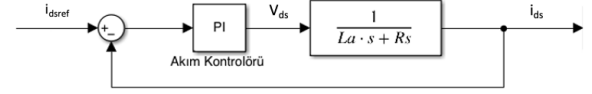
$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{K_a (J s + B)}{(J s + B)(\tau s + 1) + K_a K_b K_t} \quad (13)$$

Sabit stator akımı kabulü altında tork denklemi de (14)'teki gibi sadeleştirilebilir.

$$T = K_t i_{qs} = \frac{3P}{4} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (14)$$



Şekil 1: i_{qs} kontrolü blok diyagramı.



Şekil 2: i_{ds} kontrolü blok diyagramı.

Kutup atama yöntemi ile PI kontrolör tasarımı yapılmıştır. PI kontrolör katsayıları $K_P = 0.7271$ ve $K_I = 680.3018$ olarak elde edilmiştir. Oluşturulan model yapısı Şekil-1'de verilmiştir.

Benzer sadeleştirmeler ve kabuller d eksenine için de yapılmıştır ve transfer fonksiyonu (15)'teki gibi elde edilmiştir.

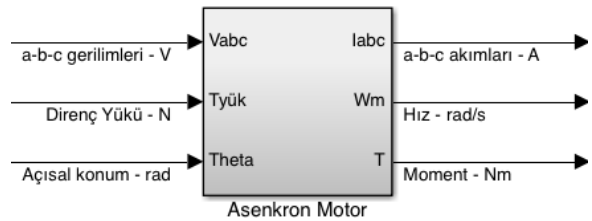
$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{1}{R_s + L_a s} \quad (15)$$

Oluşturulan model Şekil-2'de gösterilmiştir. PI kontrolör tasarımı benzer şekilde kutup atama yöntemi ile yapılmıştır. PI kontrolör katsayıları $K_P = 0.4378$ ve $K_I = 278.5531$ olarak elde edilmiştir.

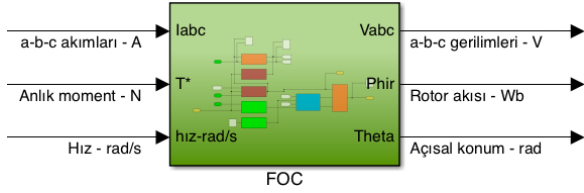
Elde edilen kontrolörlerin kullanıldığı doğrusal asenkron motor modeli oluşturulup hız kontrolü yapılmıştır. Aynı kontrolcüler kullanılarak doğrusal olmayan modelden de sonuçlar alınıp kıyaslanmıştır. Sonuçlar oldukça yakın elde edilmiştir, bu sebeple doğrusal modelde tasarlanan akım kontrolcülerini direkt olarak doğrusal olmayan modelde kullanılmıştır.

Asenkron motorun doğrusal olmayan modeli Simulink ortamında yukarıda verilen denklemler kullanılarak oluşturulmuştur. Oluşturulan asenkron motor modeli Şekil-3'te verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi motorda 5 giriş ve 5 çıkış vardır, girişlerden 3 tanesi gerilim, diğerleri yük ve açılal pozisyonudur. Çıkışlardan 3 tanesi akım, diğerleri hız ve momenttir.

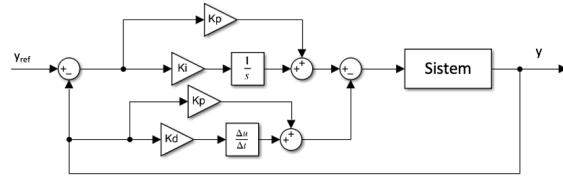
Alan yönlendirmeli kontrol (Vektörel kontrol) (FOC) yapısı Şekil-4'te gösterilmiştir. FOC tıpkı asenkron motor blok diyagramı gibi 5 giriş ve 5 çıkıştan oluşmaktadır. Girişler 3 faz akım, anlık moment ve hızdan oluşurken, çıkışlar 3 faz gerilim, rotor akısı ve açılal konumdur. Buradaki 3 fazlı gerilim ve açılal



Şekil 3: Asenkron motor Simulink blok diyagramı.



Şekil 4: FOC blok diyagramı.



Şekil 5: PI-PD blok diyagramı.

konum doğrudan asenkron motor bloğuna geçmektedir. 3 fazlı akım ve hız ise asenkron motordan geri beslenmektedir. FOC blok diyagramı içerisinde Clarke ve Park dönüşümleri, akı ve akım dönüşümleri ve en önemlisi d ve q fazlarına ait akım kontrol yapıları bulunmaktadır. Akım kontrolör çıkışları sonrasında gerilimler elde edilir ve bu gerilimler motorun maksimum gerilimi ile limitlenmektedir. Bu sayede modelde gerçekçi olmayan sonuçların elde edilmemesi desteklenmiş olur.

Asenkron motorun entegre edildiği metronun dişli kutusu oranı 0.632, motor sayısı 8, boş kütlesi 120000 kg ve tekerlek çapı 0.42 m olarak alınmıştır. Doğrusal olmayan modelin simülasyon sonuçlarının gerçekçi olabilmesi için normalde motorda olan fiziksel limitlerin motor modelinde de olması gerekmektedir. Bu fiziksel limitler maksimum güç, maksimum moment ve maksimum gerilim olmak üzere asenkron motor modeline eklenmiştir. Ayrıca yolcu konforu düşünüldüğünde hızlanma ve yavaşlama ivmesi için 1.1 m/s^2 limiti modele entegre edilmiştir. Fakat ivme limitlenirken model üstünde doğrudan ivme kontrolörü olmadığı için keskin bir limitleme yapılamamaktadır. Bu limitleme ivme ve akım arasındaki orandan faydalanılarak yapılmaktadır. Simülasyon çalışmaları için yol eğimi 0° olarak alınmıştır. Metro üstünde oluşan karşı kuvvetler Davis Formülü kullanılarak hesaplanmıştır. Davis Formülü, yapılan farklı deneyler sonucunda oluşturulmuş ve araç ağırlığı, yol eğimi, araç hızı, deneysel katsayılar gibi parametrelere bağlı olarak araç hızı arttıkça artan bir eşitliktir [11].

3. Kontrol Yöntemleri

Asenkron motor hız kontrolü bu çalışma kapsamında PID, PI-PD ve NDI yöntemleri ile kontrol edilmiştir. Yapılan simülasyonlar benzer şartlarda her kontrolcü için yapılmıştır ve alınan sonuçlar birbirleriyle kıyaslanmıştır.

3.1. PID ve PI-PD ile Kontrol

PID, kolay adapte edilmesi, basit yapısı, farklı sistemlere uyum sağlayabilmesi ve hızlı tasarım yapılabilmesi gibi özellikleri sebebiyle endüstrinin her alanında yaygın bir şekilde uzun yıllardır kullanılmaktadır. Avantajlarının yanı sıra PID kontrolör ile asenkron motor gibi doğrusal olmayan ve karmaşık modellerde istenilen performans alınmayabilir. Ayrıca parametrik belirsizlikler karşısında dayanıklı sonuçlar vermeyebilir [12].

Doğrusal olmayan karmaşık modellerde klasik Ziegler-Nichols veya otomatik ayar gibi yöntemler PID katsayılarının belirlenmesinde kullanılamaz, dolayısıyla tasarım yapmak zordur. Bu sebeple PID kontrolör tasarımında diğer kontrol yöntemleri ile karşılaştırılabilir bir performans elde edebilmek için

PID katsayılarının bir optimizasyon yöntemi ile bulunması gerekmektedir. Çalışma kapsamında BBBC optimizasyon yöntemi hızlı sonuç vermesi sebebiyle tercih edilmiştir [13]. BBBC ile optimizasyon yapılırken tümlenik karesel hata ölçütü (ISE) performans isteri olarak kullanılmıştır ve PID katsayıları $K_P = 239.77$, $K_I = 1743.92$ ve $K_D = 3.516$ olarak elde edilmiştir. Ayrıca PID ve PI-PD kontrolör simülasyon sonuçlarında karşılaşılan integral sarmalından (integral wind-up) kurtulabilmek için kontrol işaretine sınırlama uygulanıp geriye beslenerek oluşan birikmeler önlenmiştir. Bu işaret geriye beslenirken BBBC yöntemi ile optimize edilmiş bir kazanç ile ($K_{WU} = 8.693$) çarpılarak toplanmıştır [14].

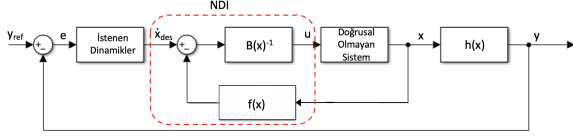
PID kontrolör ile kontrol işaretinde oldukça yüksek değerler elde edilmiştir, bu problemin önüne geçebilmek için PI-PD yapısına geçilmiştir. Çünkü PID kontrolörden PI-PD kontrolöre geçildiğinde PID kontrolörden gelen sıfırların etkisi azaltılabilir ve oluşabilecek türev sekmesi (derivative kick) problemlerinin önüne geçilebilir. Şekil-5'te oluşturulan PI-PD modeli gösterilmiştir, şekilden de görüldüğü gibi PI doğrudan ileri yoldan beslenmektedir, PD ise geri beslemeden beslenmektedir. PI-PD tasarımı yapılırken K_I ve K_d katsayıları doğrudan aynı alınmıştır, K_p katsayısı ise PI ve PD kolları arasında dağıtılmıştır. Bu dağıtım da BBBC yöntemi kullanılarak optimize edilmiştir. Elde edilen kontrolör parametreleri $K_{PD} = 239.67$ ve $K_{PI} = 0.1$ olarak bulunmuştur [15].

PID ve PI-PD ile elde edilen simülasyon sonuçları birbirlerine çok yakın sonuçlar vermiştir, fakat kontrol işaretinde ve dolayısıyla ivmede aracın kalkış anında oluşan anlık aşım değerleri arasında bariz bir fark vardır. PID kontrolör ile alınan anlık aşım değeri 5.67 m/s^2 iken PI-PD kontrolörde ise bu değer 1.73 m/s^2 olarak elde edilmiştir.

3.2. NDI ile Kontrol

Doğrusal olmayan dinamik tersleme (NDI), geri besleme doğrusallaştırma (feedback linearization) kontrol yöntemlerinden biridir. NDI, doğrusal olmayan bir yapıda bulunan ve doğrusal olmayan bir sistemi doğrusal eşdeğeri ile yer değiştirip istenilen forma getirir. İstenilen forma getirme işlemini yaparken sistemin doğrusal olmayan yapısını korur ve incelenmesini sağlar. Genel yapı olarak çok basittir, kazanç ayarlamaya gibi bir destek sisteme ihtiyaç duymaz ve çalışma dinamiklerini çok iyi takip eder. NDI, genel olarak yüksek dereceli sistemlerde tercih edilir, çünkü sistem yapısını basit bir hale getirebildiği için hızlı ve basit bir tasarım imkanı verir. NDI'nın en büyük dezavantajı modele olan bağımlılığıdır [16, 17]. Tasarlanan NDI kontrolör genel yapısı Şekil-6'da gösterilmiştir.

Doğrusal olmayan sistemler kabaca aşağıdaki gibi gösteri-



Şekil 6: Doğrusal olmayan dinamik tersleme yapısı.

lebilir. Denklem içerisinde verilen $f(x)$ sistem parametreleri, $G(x)$ kontrol etkinliği, u kontrol işaretini ve x durum değişkenidir.

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u \quad (16)$$

Kontrol işaretini elde etmek için durum değişkeni istenilen dinamik ile yer değiştirilir. Yani model NDI yapısı ile birlikte terslenmiş olur. Böylece denklem (17) aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$u = G(x)^{-1}(\dot{x}_{des} - f(x)) \quad (17)$$

Doğrusal olmayan dinamik tersleme yöntemi ile hız kontrolü yapılırken kontrol işaretini i_{qs} , durum değişkeni ise w 'dir. Böylece denklem (16) aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\dot{w} = \frac{K_{te}\lambda_r}{J}i_{qs} - \frac{T_{yük}}{J} - \frac{B}{J}w \quad (18)$$

Denklem (16) ve (18) kullanılarak $f(x)$ ve $G(x)$ aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$G(x)^{-1} = \frac{J}{K_t\lambda_r} \quad (19)$$

$$f(x) = -\frac{T_{yük}}{J} - \frac{B}{J}w \quad (20)$$

PID ve PI-PD kontrolörlerin simülasyonlarında giriş işaretini olarak basamak giriş alınmıştır, fakat NDI kontrolörün giriş işaretini istenilen hız formunda alınmıştır. Çünkü NDI'nın çalışma prensibi sebebiyle istenilen hız girişini başarılı bir şekilde takip ettiğini gösterebilmek için girişin istenilen formda olması gerekmektedir.

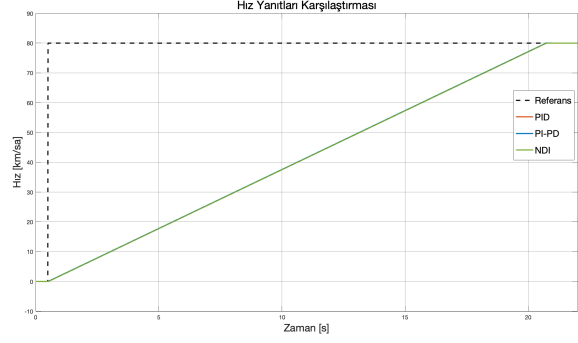
4. Simülasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Çalışma kapsamında PID, PI-PD ve NDI kontrolörleri kullanarak asenkron motor doğrusal olmayan modelinde hız kontrolü yapılmıştır. Alınan sonuçları kıyaslayabilmek için ISE, aşım ve yerleşme zamanı değerleri aşağıdaki tabloda görülebilir.

Tablo 1: Hız Kontrol Performans Kriterleri Kıyaslaması

Kontrolcü	ISE	Aşım[%]	Yerleşme Zamanı[s]
PID	752489.859	0.04	20.067
PI-PD	752714.168	0.04	20.069
NDI	755463.400	-	20.085

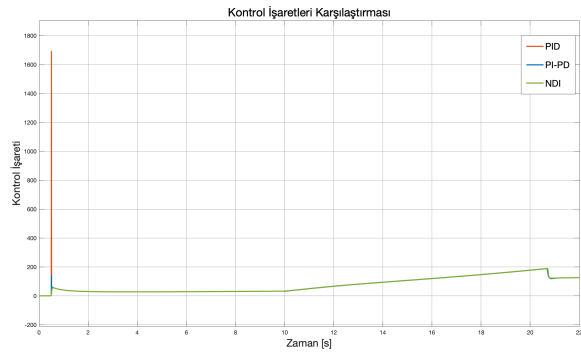
Alınan simülasyon sonuçları Şekil-7'deki gibi elde edilmiştir. Kontrolörlerin hız yanıtları birbirlerine oldukça yakındır, bunun temel sebebi modele entegre edilen fiziksel limitler ve yolcu emniyetini ve konforunu sağlamak için eklenen limitlerdir. Özellikle 1.1 m/s^2 ivme limiti araç hızının belirli bir



Şekil 7: Kontrol yöntemleri ile alınan hız kontrol yanıtları.

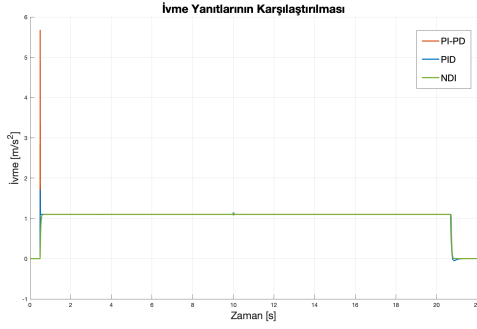
eğimden fazla hızlanamamasını sağladığı için kontrolcü performanslarını ciddi şekilde kısıtlamaktadır.

PID ve PI-PD kontrolörlerin hız yanıtlarında çok küçük aşım oluşmaktadır, fakat bu aşımın ihmal edilebilir seviyelerdedir. Yerleşme zamanlarına bakıldığında ise en iyi sonuç ile en kötü sonuç arasında 18 ms fark olduğu görülmektedir, bu sebeple yerleşme zamanları arasında kayda değer bir farklılık gözükmemektedir. ISE değerlerine bakıldığında ise birbirlerine yakın değerler görülmekle birlikte NDI kontrolcünün ISE değerinin daha yüksek olduğu görülmektedir. Bu durumun temel sebebi Şekil-8'de görüldüğü gibi NDI kontrolcünün kontrol işaretinde aşım olmamasıdır. PID ve PI-PD kontrolcülerin kontrol işaretlerinde ise aracın kalkış anında ani bir artış olduğu görülmektedir. Bu sebeple aracın kalkış anında ivme değerinde ani bir artış olmaktadır, dolayısıyla ISE'nin düşük çıkmasının sebebi bu ani artıştır. Kontrolcülerin performansları düşünüldüğünde kontrol işaretinde hiçbir aşım olmaması NDI'ı ön plana çıkarmaktadır.



Şekil 8: Kontrol yöntemleri ile gözlenen kontrol işaretleri.

Kontrolcülerin ivme yanıtları Şekil-9'da görülebilir. Kontrol işaretini yanıtlarında bahsedildiği gibi ivme yanıtları çok benzerdir. NDI kontrolcünün ivme yanıtında hiçbir aşım gözükmemektedir. Bu sebeple NDI kontrolör kullanılırken ivme aşımı konusunda ek bir önlem alınmasına gerek yoktur.



Şekil 9: Kontrol yöntemleri ile alınan ivme yanıtları.

5. Sonuçlar

Çalışma kapsamında sincap kafesli asenkron motorun doğrusal olmayan modeli MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuş, metro uygulaması üstüne entegre edilmiş ve dolaylı vektörel kontrol yöntemi ile hız kontrolü PID, PI-PD ve NDI yöntemleri ile yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar birbiriyle ISE, aşım, yerleşme zamanı ve kontrol işareti performans kriterleri açısından kıyaslanmıştır.

Hız kontrolü yapılırken gerçekçi sonuçlar elde edebilmek için bazı limitlemeler modele eklenmiştir. Bu limitlemeler motorun gerilim, güç, tork gibi fiziksel limitleri, yolcu konforu ve emniyeti açısından hız ve ivme limitlemeleridir. Bu kadar çok limitleme ile birlikte modelin karmaşası iyice artmıştır ve limitlemeler sebebiyle kontrolcüler gösterebilecekleri performansları gösterememektedir. Motor modelindeki akım kontrolcülerini motorun doğrusal modeli üstünde PI kontrolcü olarak tasarlanmıştır ve tasarlanan bu kontrolcüler doğrusal olmayan modelde kullanılmıştır. PID ve PI-PD tasarımları sırasında BBBC optimizasyon yöntemi kullanılmıştır, bu sayede elde edilen PID ve PI-PD kontrolcü performansları oldukça iyidir ve NDI gibi yüksek performanslı bir kontrolcü ile kıyas edilebilecek seviyededir. Fakat kontrol işaretinde ve ivmede görülen anlık aşım kontrolcülerin performansını düşürmektedir.

NDI kontrolör kullanımı elektrik motorlarında yaygın değildir, fakat çalışma kapsamında NDI kontrolcünün performansının oldukça iyi olduğu görülmüştür. Çalışmanın ileriki aşamaları olarak parametrik belirsizliklerin modele entegre edilip kontrolcülerin performanslarının parametre belirsizlikleri altında kıyaslanması düşünülebilir.

6. Kaynakça

- [1] A.E. Fitzgerald, C. Kingsley and S. Umans, *Electric Machinery*, Mc Graw Hill; 6th Edition, 2003.
- [2] I. Boldea, *Induction Machines Handbook*, CRC Press; 3rd Edition, 2020.
- [3] T. Chan and K. Shi, *Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives*, IEEE Press, 2011.
- [4] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Machines," *Siemens Review*, 39(11), 217-220, 1972.

- [5] O. Barambones, P. Alkorta and J.M.G. Durana, "Sliding Mode Position Control for Real Time Control of Induction Motors," *International Journal of Innovative Computing*, 9(7), 2741-2754, 2013.
- [6] M.A. Denai and S.A. Attia, "Fuzzy and Neural Control of An Induction Motor," *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 12(2), 221-233, 2002.
- [7] I. Yang and K. Nouri, "Dynamic Inverse Controller with Matrix Converter Drive Feed Three Phase Induction Motor," *IEICE Electronics Express*, 8(8), 549-555, 2011.
- [8] S.S. Keream, A.N. Abdalla and M.R. Daud, "Three Phase Induction Motor Torque Ripple Minimization Based on a Novel Nonlinear Dynamic Inverse Controller," *The National Conference for Postgraduate Research*, 2016.
- [9] C.M. Franchi, *Electrical Machine Drives Fundamental Basics and Practice*, CRC Press, 2019.
- [10] M. Boylu, *Asenkron Motor Hız Kontrolü*, 2010.
- [11] I. Mutlu, E. Dinçel and M.T. Söylemez, "Robust Control of Railway Traction Electric Drive Systems in Terms of Energy Efficiency," 2018.
- [12] D. Özkan, "Asenkron Makinanın Kontrolünde Optimum PI Tasarımı ve Bulanık PI ile Karşılaştırılması," 2003.
- [13] O.K. Erol and İ. Eksin, "A New Optimization Method: Big Bang-Big Crunch," *Advances in Engineering Software*, 37, 106-111, 2006.
- [14] J.R. Monteiro, W.C. Pereira, M.P. Santana and T.E. Almeida, "Anti-Windup Method for Fuzzy PD+I, PI and PID Controllers Applied in Brushless DC Motor Speed Control," 2003.
- [15] I. Kaya, "A PI-PD Controller Design for Control of Unstable and Integrating Processes," *ISA Transactions*, 42(2003), 111-121, 2002.
- [16] J.A. Harris, *Nonlinear Adaptive Dynamic Inversion Control for Variable Stability Small Unmanned Aircraft Systems*, 2017.
- [17] R. Bıyıklı, *Nonlinear Dynamic Inversion Autopilot Design for an Air Defense System with Aerodynamic and Thrust Vector Control*, 2022.