



AKI VE KAYMA FREKANSI KESTİRİMİ İLE ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ SKALER HIZ DENETİMİ

Mehmet Onur GÜLBAHÇE^{1,2*}, Muhammed Emin KARAASLAN²

¹İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye

²Fatih Sultan Mehmet Vakıf Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye

Anahtar Kelimeler	Öz
<i>Akı Kestirimi, Kayma Frekansı Kestirimi, Skaler Hız Denetimi, Algılayıcısız Hız Denetimi, Asenkron Motor.</i>	Bu çalışma, asenkron motorun hız kontrolü için algılayıcısız bir skaler denetim algoritması ortaya koymaktadır. İlk olarak, motor gerilimleri ve akımları ölçülerek stator akısı tahmin edilmiş ardından asenkron motorun matematiksel modeline göre kayma frekansı hesaplanmış ve uygulanması gereken gerilim değeri kayma frekansının değerine göre yeniden hesaplanmıştır. Stator direncinin üzerindeki düşen gerilimi kompanze etmek için otomatik gerilim yükseltme kontrolörü tasarlanmıştır. Kontrolör parametreleri doğadan ilham alan optimizasyon algoritmalarından olan genetik algoritma ile hesaplanmıştır. Son olarak, önerilen kontrol algoritmasının başarımını irdelemek için, 18 kW'lık bir asenkron motorda geniş bir hız aralığında benzetim sonuçları verilmiştir.

SENSORLESS SCALAR SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH FLUX AND SLIP FREQUENCY ESTIMATION

Keywords	Abstract
<i>Flux Estimation, Slip Frequency Estimation, Scaler Control, Sensorless Speed Control, Induction Motor.</i>	This study presents a sensorless scalar control algorithm for speed control of induction motor. Firstly, the stator flux was estimated by measuring the motor voltages and currents, then the slip frequency was calculated according to the mathematical model of the induction motor and the voltage value to be applied was recalculated according to the value of the slip frequency. An auto-voltage boost controller is designed to compensate for the dropping voltage on the stator resistor. Controller parameters were calculated with a genetic algorithm, which is one of the nature-inspired optimization algorithms. Finally, simulation results over a wide speed range are given for an 18 kW induction motor to examine the performance of the proposed control algorithm.

Alıntı / Cite

Gülbahçe, M. O., Karaaslan, M. E., (2022). Akı ve Kayma Frekansı Kestirimi ile Asenkron Motorun Algılayıcısız Skaler Hız Denetimi, Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi, 10(1), 228-237.

Yazar Kimliği / Author ID (ORCID Number)

M. O. Gülbahçe, 0000-0002-6689-8445
M. E. Karaaslan, 0000-0002-2542-1704

Makale Süreci / Article Process

Başvuru Tarihi / Submission Date	29.07.2021
Revizyon Tarihi / Revision Date	19.09.2021
Kabul Tarihi / Accepted Date	01.10.2021
Yayın Tarihi / Published Date	23.03.2022

1. Giriş (Introduction)

Günümüzde basit yapıları, düşük maliyetleri ve daha az bakıma ihtiyaç duymaları gibi avantajları sayesinde asenkron motorlar gerek endüstriyel uygulamalarda, gerekse ev tipi tahrik uygulamalarında sıkça karşımıza çıkmaktadır. Çok geniş bir kullanım alanına sahip olan asenkron motorların farklı hızlarda tahrik edilen sistemlerde kullanılabilmesi için hız denetiminin geniş bir aralıkta ve gürbüz denetim algoritmaları ile yapılması zorunlu hale gelmiştir (Çakır vd., 2009).

* İlgili yazar / Corresponding author: ogulbahce@itu.edu.tr, +90-537-213-7960

Hız denetiminin zor olması ve farklı uygulamalar için hız denetiminin kritik bir öneme sahip olması sebebi ile asenkron motorların kontrolünde yüksek kalite ve verimliliğe sahip sürücü sistemlerine gereksinim duyulmaktadır (Çukur, 2015). Literatürde asenkron motorların hız denetiminin geniş bir aralıkta, yüksek verimlilikte yapılabilmesi için farklı çalışmalar mevcuttur (Aydeniz, 2005). Bu çalışmalar temel olarak vektör ve skaler denetim yöntemleri olarak ikiye ayrılmaktadır. Bu yöntemler ise kendi içlerinde algılayıcı ve algılayıcı olmayan hız denetimi olarak iki grupta incelenebilir.

Tüm hız denetim yöntemlerinde asenkron motorun stator sargıları bir evirici üzerinden beslenir. Eviricinin anahtarlama sırasının belirlenmesi için asenkron motorun anlık hız bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Asenkron motorun algılayıcı hız denetimi motor miline yerleştirilen bir hız algılayıcısı ile motor hızının ve konumunun belirlenmesi ile gerçekleştirilir. Fakat algılayıcılar özellikle düşük güçlü motorların kullanımında neredeyse motor ile aynı maliyetlere kadar gelebilmesi, bağlantı elemanlarının artması, hassasiyeti, bakım gerektirmesi ve fiziksel bir eleman olmasından kaynaklanan arızalanma veya bozulma gibi problemleri de beraberinde getirmektedir (Dere, 2012). Bu problemlerin ortadan kaldırılabilmesi için literatürde birçok algılayıcı olmayan hız denetim yöntemi geliştirilmiştir. Algılayıcı olmayan hız denetim yöntemlerinde, hız denetimi için gerekli olan motor hızı fiziksel bir algılayıcı yerine motor hızını matematiksel işlemler ile tahmin edebilecek bir gözleyici tarafından yapılmaktadır (Sun, 2014). Bonanno vd. (1995), Schauder (1992), Peng ve Fukao (1994), Küllaç (2011) ve Zerdali (2016) gibi çalışmalarda asenkron motorun algılayıcı olmayan hız denetimi ile alakalı birçok yöntem önerilmiştir. Algılayıcı veya algılayıcı olmayan şekilde elde edilen bu hız-konum bilgisinin daha önce bahsedilen vektör denetim yöntemlerinde veya skaler denetim yöntemlerinde kullanılması ile asenkron motorun hız denetimi yapılmaktadır.

Vektör denetim yöntemleri kendi içerisinde alan yönlendirmeli denetim ve doğrudan moment denetimi olarak ikiye ayrılmaktadır. Bu yöntemlerden yaygın olarak kullanılan alan yönlendirmeli denetim yöntemi, anlık olarak moment denetimi yapma kabiliyetine sahip olması ile ön plana çıkmaktadır (Bakan, 2002). Bu sayede motorun anlık hız değişimlerine karşı oldukça hızlı bir şekilde cevap verebilmektedir. Fakat diğer vektör denetim yöntemleri gibi alan yönlendirmeli denetim yöntemi de motor modeline dayalı olarak yapıldığı için asenkron motorun eşdeğer devre parametrelerine karşı oldukça duyarlıdır (Bingöl, 2006). Bu yüzden vektör denetim yöntemlerinin başarılı bir şekilde yapılabilmesi için asenkron motorun eşdeğer devre parametrelerinin bilinmesi büyük bir önem arz etmektedir. Ayrıca motorun çalışması anında eşdeğer devre parametrelerinde değişiklikler olabileceği için motor parametrelerini eş zamanlı olarak tahmin eden bir gözleyiciye de ihtiyaç duyulmaktadır.

Anlık hız değişimlerine hızlı bir şekilde cevap veren vektör denetim yöntemleri geliştirilmesine karşın geçici durum başarımının kritik olmadığı pompalar, kompresörler, ısıtma veya soğutma sistemleri, havalandırma sistemleri, klimalar, imalat ve diğer birçok uygulamada skaler denetim yöntemleri sıklıkla tercih edilmektedir (Zhang ve Bazzi 2019). Son derece az maliyetli ve kolay gerçekleştirilebilir olmaları sebebi ile geniş bir kullanım alanına sahip olan skaler denetim yöntemleri hakkında literatürde birçok çalışma bulunmaktadır. Otkun (2020) çalışmasında asenkron motorun algılayıcı skaler hız denetimini fark frekans yöntemi ile yapmıştır. Fark frekans yöntemi motordan alınan frekans bilgisinin referans olarak verilen frekans bilgisi ile karşılaştırılmasına dayanan bir yöntemdir. Zhang ve Bazzi (2019) çalışmalarında düşük hızlarda verimli bir şekilde çalışabilen algılayıcı olmayan skaler denetim yöntemi önermiştir. Adıku vd. (2015) orta gerilim, yüksek güçlü asenkron motorlar için uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemini de içeren algılayıcı olmayan skaler denetim yöntem üzerine çalışmalar yapmıştır. Wang ve Fang (2003) çalışmalarında modifiye edilmiş bir akı gözleyicisi yardımı ile asenkron motorun algılayıcı olmayan skaler hız denetimini gerçekleştirmiştir. Chen vd. (2014) çalışmalarında asenkron motorun algılayıcı olmayan skaler denetimi için akı kontrolü de yapabilen bir yöntem önermiştir. Fakat önerilen bu yöntemin farklı hız referansı değerleri ile yapılan testlerinde kararlı olmayan çalışma bölgelerini barındırdığı gözlemlenmiştir.

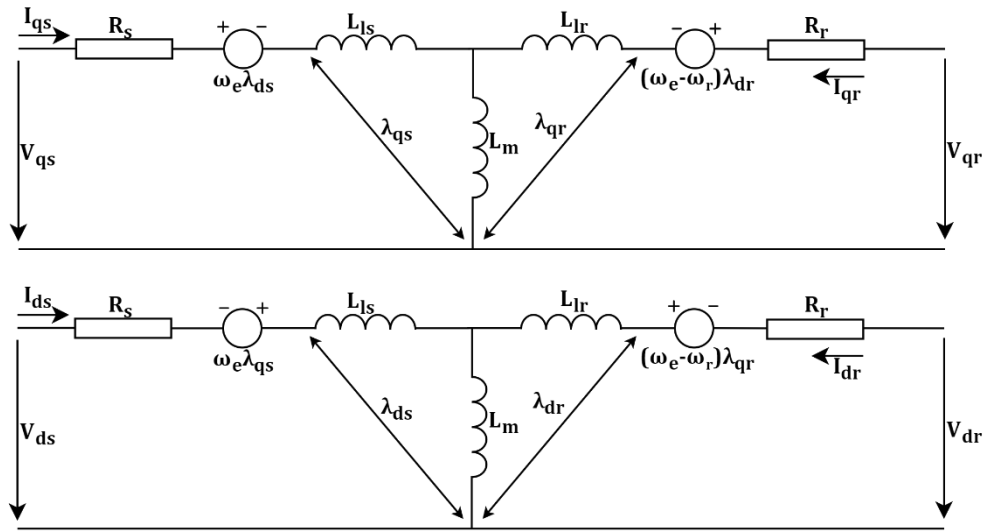
Literatürdeki çalışmalar gibi asenkron motorun algılayıcı olmayan skaler hız denetimi için birçok yöntem bulunmaktadır. Fakat belirtilen bu yöntemlerin bazıları düşük hızlarda, bazıları yüksek hızlarda, bazıları yüksek, bazıları düşük güçlü motorlarda başarı göstermektedir. Ayrıca gerçek hayat uygulamalarında önerilen yöntemin ve algılayıcının basit bir yapıda olması büyük önem taşımaktadır. Bu nedenle pek çok yöntem endüstriyel uygulamalarda elenir.

Bu çalışmada asenkron motorun skaler hız denetimi için algılayıcı olmayan bir denetim algoritması tasarlanmıştır. İlk olarak, motor gerilimleri ve akımları ölçülerek stator akısı tahmin edilmiştir. Daha sonra asenkron motorun matematiksel modeline göre kayma frekansı kestirilmiş ve uygulanması gereken gerilim değeri kayma frekansının değerine göre yeniden hesaplanmıştır. Stator direncinin üzerindeki düşen gerilimi kompanze etmek için otomatik gerilim yükseltme kontrolörü tasarlanmıştır. Kontrolör parametreleri doğadan ilham alan optimizasyon algoritmalarından olan genetik algoritma ile hesaplanmıştır. Dahası önerilen sistemin başarımı 18 kW'lık bir asenkron motor üzerinde benzetim yolu ile irdelenmiştir. Çalışmanın ikinci bölümünde asenkron motorun matematiksel modeline ait detaylar ve matematiksel eşitlikler verilmiştir. Çalışmanın üçüncü bölümünde ise kullanılacak olan skaler denetim yöntemi detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Çalışmanın dördüncü bölümünde ise

algılayıcısız hız denetimini yapmak için tasarlanan kayma ve akı gözleyicisi detayları ile beraber verilmiştir. Son olarak ise tasarlanan bu sistem farklı referans hız değerleri için benzetimi yapılmış ve farklı çalışma koşulları altında başarımlı irdelenmiştir.

2. Asenkron Motor Modeli (Induction Motor Model)

Asenkron motorun değişkenlik gösteren çalışma koşullarında ve sahip olduğu karmaşık yapıda işlem yapmak oldukça zaman alıcı olmasının yanı sıra hata yapma olasılığını da artırmaktadır. Bu problemlerin olabildiğince azaltılması için asenkron motorun içerisine yerleştirilen ve birbirinin aynı olan üç faz sargısının oluşturduğu stator ve rotor bobinleri düşünülerek motorun bir fazına ait eşdeğer devre modeli kullanılmaktadır (Zorlu ve Mergen, 2000). Bu sayede hem yapılan hesaplamalar kolaylaşır hem de hata yapma riski düşürülmüş olur. Asenkron motorun bir fazına ait bu eşdeğer devre motorun hem çalışma şeklinin daha iyi anlaşılabilmesi için hem de daha kolay bir şekilde analiz edilmesi için uzun yıllardır kullanılmaktadır (Diaz vd., 2009). Bu çalışma kapsamında asenkron motorun d-q referans çerçevesine ait eşdeğer devresi kullanılacaktır. Referans çerçeve fikri, belirli bir referans çerçeve içindeki sinüzoidal büyüklüğü başka bir referans çerçeve içinde sabit bir büyüklüğe çevirme fikrine dayanır (Okta, 2009). Asenkron motorun d-q referans çerçevesine ait eşdeğer devre modeli Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Asenkron motorun d-q referans çerçevesi takımı dinamik eşdeğer devresi (d-q reference frame dynamic equivalent circuit of induction motor)

Burada R_s stator direncini, L_s stator endüktansını, L_m kaçak endüktansı, R_r rotor direncini ve L_r rotor endüktansını temsil etmektedir. Bu çalışma kapsamında kullanılan asenkron motorun d-q referans çerçevesine ait matematiksel eşitlikler Şekil 1'de verilen asenkron motorun d-q referans çerçevesine ait eşdeğer devresi ve referans çerçeve teorisi kullanılarak oluşturulmuştur. Oluşturulan bu eşitlikler Eşitlik (1) ve Eşitlik (8) arasında gösterilmiştir. Burada V_{ds} ve V_{qs} sırasıyla d ve q ekseninde stator gerilimlerini, I_{ds} ve I_{qs} sırasıyla d ve q ekseninde stator akımlarını, λ_{ds} ve λ_{qs} sırasıyla d ve q ekseninde stator akılarını, λ_{dr} ve λ_{qr} ise sırasıyla d ve q ekseninde rotor akılarını temsil etmektedir. Ayrıca w ve w_r koordinat çerçevesinin ve asenkron motorun açısal hızlarını, τ_r rotor zaman sabitini, σ kaçak faktörü temsil etmektedir.

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad , \quad L_r = L_{lr} + L_m \quad (1)$$

$$\bar{\lambda}_{ds} = V_{ds} - R_s i_{ds} + w \lambda_{qs} \quad (2)$$

$$\bar{\lambda}_{qs} = V_{qs} - R_s i_{qs} - w \lambda_{ds} \quad (3)$$

$$\bar{\lambda}_{dr} = -\frac{\lambda_{dr}}{\tau_r} + (w - w_r) \lambda_{qr} + \frac{L_m i_{ds}}{\tau_r} \quad (4)$$

$$\bar{\lambda}_{qr} = -\frac{\lambda_{qr}}{\tau_r} + (w - w_r)\lambda_{dr} + \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r} \quad (5)$$

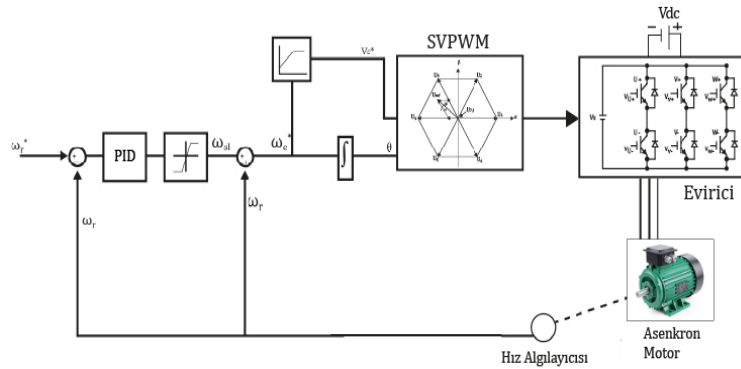
$$\lambda_{dr} = L_r \frac{\lambda_{ds} - \sigma L_s i_{ds}}{L_m} \quad (6)$$

$$\lambda_{qr} = L_r \frac{\lambda_{qs} - \sigma L_s i_{qs}}{L_m} \quad (7)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad , \quad \tau_r = \frac{L_m}{R_r} \quad (8)$$

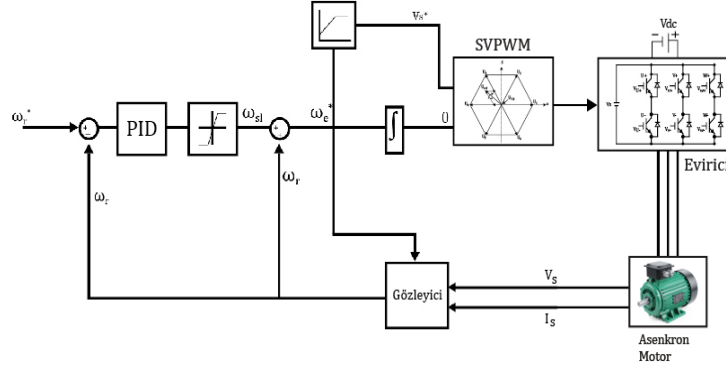
3. Skaler Denetim (Scalar Control)

Skaler denetim yöntemi birim frekans başına düşen gerilim oranının (V/f) sabit tutulmasını esas aldığı için aynı zamanda V/f denetimi olarak da isimlendirilmektedir. Bu yöntemde hava boşluğu akısının sabit tutulurken asenkron motorun hız denetiminin sağlanması için motoru besleyen gerilim doğrusal olarak değiştirilmektedir. Değişen gerilim ile beraber V/f oranının değişmemesi için frekans da değiştirilmelidir. Geleneksel bir skaler denetim modeli Şekil 2'de gösterilmiştir. Burada referans hız ve bir hız algılayıcısı ile ölçülen motor hızı arasındaki fark öncelikle bir PI denetleyicisinden geçirilir. Çıkan sonuçların belirli limitler dâhilinde kalabilmesi için bir doyma(saturation) bloğundan geçirilir ve kayma hızı (w_{sl}^*) elde edilir. Daha sonra elde edilen kayma hızı motor hızı ile toplanarak elde edilen açısız hız (w_e^*) motorun V/f karakteristiğini temsil eden V/f fonksiyonuna uygulanır ve referans gerilim (V_s^*) elde edilir. Sonrasında ise referans gerilimi ve açısız hız değerlerinden uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) yardımıyla asenkron motorun beslenmesi türetilir. Ayrıca önerilen skaler denetiminin daha geniş bir aralıkta gürbüz bir şekilde yapılabilmesi için PI denetleyicinin katsayılarının belirlenmesi büyük bir öneme sahiptir. Bu çalışma kapsamında kullanılan PI denetleyicisinin parametrelerinin belirlenmesi için doğadan ilham alan optimizasyon algoritmalarından en çok bilinen Genetik Algoritma yöntemi kullanılmış, yöntemin detayları ise Bölüm 3.1'de verilmiştir.



Şekil 2. Geleneksel kapalı çevrim V/f denetimi (Conventional closed loop V/f control)

Şekil 2'de gösterilen kapalı çevrim hız denetim sisteminde kullanılan hız algılayıcısının arızalanma, bozulma, bakım ihtiyacı gibi dezavantajlarının yanı sıra özellikle düşük güçlerdeki uygulamalarda neredeyse kullanılan motor ile aynı miktarda bir maliyeti beraberinde getirmesi asenkron motorların algılayıcısız hız denetiminin ortaya çıkmasında büyük bir rol oynamıştır. Asenkron motorun algılayıcısız hız denetimi asenkron motorun hızının motor miline yerleştirilen bir hız algılayıcısı yerine motorun kolaylıkla ölçülebilen gerilim ve akım değerlerinden kestirilmesi ile gerçekleştirilir. Bu çalışma kapsamında tasarlanmış olan asenkron motorun algılayıcısız skaler hız denetimi modeli Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3. Önerilen algılayıcısız skaler denetim sistemi (Proposed sensorless scalar control system)

3.1. PI Katsayılarının Genetik Algoritma ile Belirlenmesi (Equivalent Circuit of Induction Motor)

Özellikle kapalı çevrim sistemlerin istenilen özelliklerde çalışmasını sağlayan denetleyici yapılarının tasarımı ve analizi kontrol teorisinin önemli alanlarından. PI (oransal-integral) denetleyiciler bu alanda geliştirilen farklı karakteristiklere ve yapıya sahip olan denetleyiciler içinde özellikle endüstriyel amaçlı en çok tercih edilen yapıdır (Vatansever ve Deniz 2013). PI denetleyicilerinin parametreleri deneysel olarak veya analitik olarak belirlenebilmektedir. Bu bağlamda sistemin zaman veya frekans bölgesi cevaplarını kullanarak uygun parametreleri belirleyen birçok yöntem bulunmaktadır (Batık vd., 2014). Bu yöntemlerden bazıları; Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, Chien Hrones Reswick, Wang-Juang-Chan olarak sıralanabilir. Fakat özellikle karmaşık yapıya sahip kapalı çevrim sistemlerde sistemin matematiksel modelinin doğru bir şekilde çıkarılması, buna bağlı olarak PI parametrelerinin doğru bir şekilde belirlenmesi oldukça karmaşık ve zor matematiksel işlemler içermektedir.

Özellikle son yıllarda yaşanan teknolojik gelişmelerin ışığında bu karmaşık matematiksel işlemleri ve bu işlemler dolayısı ile oluşabilecek olası hataları ortadan kaldırmak amacı ile birçok çalışma yapılmaktadır. Bu alanda yapay zekadan ve üst-sezgisel optimizasyon algoritmalarından büyük bir oranda faydalanılabilmektedir (Burns 2001). Bu çalışmada kullanılan PI denetleyicisinin parametrelerinin tahmini için genetik algoritma yöntemi kullanılmıştır. Genetik algoritma doğal evrim teorisinden esinlenilerek oluşturulmuş evrimsel tabanlı sezgisel bir algoritmadır (Dokur vd., 2021). Algoritmada popülasyon büyüklüğü seçildikten sonra popülasyon başlatılır daha sonra uygunluk fonksiyonu hesaplanır ve sonlandırma kriterleri kontrol edilir. Sonlandırma kriterleri sağlanmamış ise üreme, mutasyon, çaprazlama gibi genetik operatörler kullanılarak yeni bir popülasyon üretilir ve uygunluk fonksiyonu hesaplanır. Bu işlem sonlandırma kriterleri sağlanıncaya kadar devam eder (Gülbahçe vd., 2013). Bu algoritma sayesinde PI katsayıları yüksek başarımla bulunabilmektedir. Fakat bu katsayıların hem daha başarılı hem de daha kısa sürede bulunabilmesi için alt ve üst sınır koşulları, popülasyon sayısı, döngü sayısı gibi değerlerin doğru bir şekilde seçilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada kullanılan genetik algoritma parametreleri Tablo 1'de gösterilmiştir. Algoritma sonucunda oransal (P)=740.05, integral (I)= 4.3078 olarak belirlenmiştir. Bu değerler motor parametrelerine ve çalışma hızı aralığına bağlı olarak değişim göstermektedir.

Tablo 1. Genetik Algoritmada Kullanılan Parametreler (Parameters used in Genetic Algorithm)

Değişken Sayısı	Alt Limit (Oransal)	Alt Limit (İntegral)	Üst Limit (Oransal)	Üst Limit (İntegral)	Popülasyon Sayısı	Döngü Sayısı
2	0	0	1000	10	50	100

4. Kayma ve Akı Gözleyicisi (Slip and Flux Observer)

4.1. Kayma Gözleyicisi (Slip Observer)

Eşitlik 4 ve 5 rotor referans çerçevesi ($w = w_r$) için düzenlenecek olursa Eşitlik 9 ve 10 elde edilebilir. Burada " r " rotor referans çerçevesini temsil etmektedir.

$$\frac{d\lambda_{dr}^r}{dt} = -\frac{\lambda_{dr}^r}{\tau_r} + \frac{L_m i_{ds}^r}{\tau_r} \quad (9)$$

$$\bar{\lambda}_{qr}^r = -\frac{\lambda_{qr}^r}{\tau_r} + \frac{L_m i_{qs}^r}{\tau_r} \quad (10)$$

Rotor referans çerçevesi w_r açısal hızı ile döneceği için λ_{dr}^r ve λ_{qr}^r değerleri kayma frekansı (w_{sl}) ile değişir.

$$w_{sl} = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qr}^r}{\lambda_{dr}^r} = \frac{\lambda_{dr}^r \bar{\lambda}_{qr}^r - \lambda_{qr}^r \bar{\lambda}_{dr}^r}{\lambda_{dr}^r{}^2 + \lambda_{qr}^r{}^2} \quad (11)$$

Eşitlik 11, Eşitlik 6, 7, 9 ve 10 yardımı ile düzenlenirse;

$$w_{sl} = \frac{L_m^2}{L_r^2} \frac{R_r \vec{\lambda}_s * \vec{i}_s}{(\vec{\lambda}_s - \sigma L_s \vec{i}_s) \cdot (\vec{\lambda}_s - \sigma L_s \vec{i}_s)} \quad (12)$$

Burada * vektörel çarpımı \cdot iç çarpımı göstermektedir.

4.2. Akı Gözleyicisi (Flux Observer)

Eşitlik 2 ve 3 duran referans çerçeve ($w = 0$) için yeniden düzenlenecek olursa Eşitlik 13 ve 14 elde edilir. Burada "s" simgesi duran referans çerçeveyi temsil ederken e_{ds}^s ve e_{qs}^s ise d^s ve q^s eksenlerindeki endüklenen gerilimleri temsil etmektedir.

$$\bar{\lambda}_{ds}^s = e_{ds}^s = V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s \quad (13)$$

$$\bar{\lambda}_{qs}^s = e_{qs}^s = V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s \quad (14)$$

Eşitlik 13 ve 14'teki denklemler açık-çevrimde akı kestirimi için yeniden yazılabilir. $\hat{\lambda}$ simgesi kestirilen değeri göstermektedir.

$$\hat{\lambda}_{ds}^s = \hat{e}_{ds}^s = V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s \quad (15)$$

$$\hat{\lambda}_{qs}^s = \hat{e}_{qs}^s = V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s \quad (16)$$

Kestirim için yazılan eşitliklerde meydana gelen başlangıç değer hatası ve doğru akım bileşeni hatası ortaya çıkmaktadır. Bu hataları giderebilmek için gözleyiciye kesim frekansı w_c olan kaskad bir yüksek geçiren süzgeç bağlanır (Bonanno vd., 1995). Bağlanan süzgeç sonrasında eşitlikler Eşitlik 17 ve 18'deki gibi yeniden yazılabilir.

$$\hat{\lambda}_{ds}^f = -w_c \hat{\lambda}_{ds}^f + \hat{e}_{ds}^s \quad (17)$$

$$\hat{\lambda}_{qs}^f = -w_c \hat{\lambda}_{qs}^f + \hat{e}_{qs}^s \quad (18)$$

λ_s akının genliği, w_e ise elektriksel frekans olmak üzere akının d ve q eksenlerindeki bileşenleri Eşitlik 19 ve 20'deki gibi gösterilebilir.

$$\lambda_{ds}^s = \lambda_s \cos(w_e t) \quad (19)$$

$$\lambda_{qs}^s = \lambda_s \sin(w_e t) \quad (20)$$

Eşitlik 19 ve 20, Eşitlik 13 ve 14'te yerine yazılırsa;

$$e^s_{ds} = -w_e \lambda_s \sin(w_e t) \quad (21)$$

$$e^s_{qs} = w_e \lambda_s \cos(w_e t) \quad (22)$$

eşitlikleri elde edilir. Elde edilen bu eşitlikler statorda endüklenen gerilimin kestiriminde kullanılabilir. Fakat pratik uygulamalarda endüklenen gerilimin üzerinde bir doğru ofset gerilimi eklenecektir. Dolayısı ile kestirim için kullanılacak olan denklemlerde bu etkinin belirtilmesi gerekir. Eşitlik 23 ve 24'te V_{off} doğru ofset geriliminin etkisini göstermektedir.

$$\hat{e}^s_{ds} = -w_e \lambda_s \sin(w_e t) + V_{off} \quad (23)$$

$$\hat{e}^s_{qs} = w_e \lambda_s \cos(w_e t) + V_{off} \quad (24)$$

Eşitlik 23 ve 24 Eşitlik 17 ve 18'de yerine yazılmış, gerekli düzenlemeler yapılmış ve d-q eksenlerindeki akı kestirimine ait Eşitlikler 25 ve 26'de gösterilmiştir.

$$\hat{\lambda}^f_{ds} = k_d e^{-w_c t} + \frac{V_{off}}{w_c} + A_f + \lambda_s \cos(w_e t + \Delta\varphi) \quad (25)$$

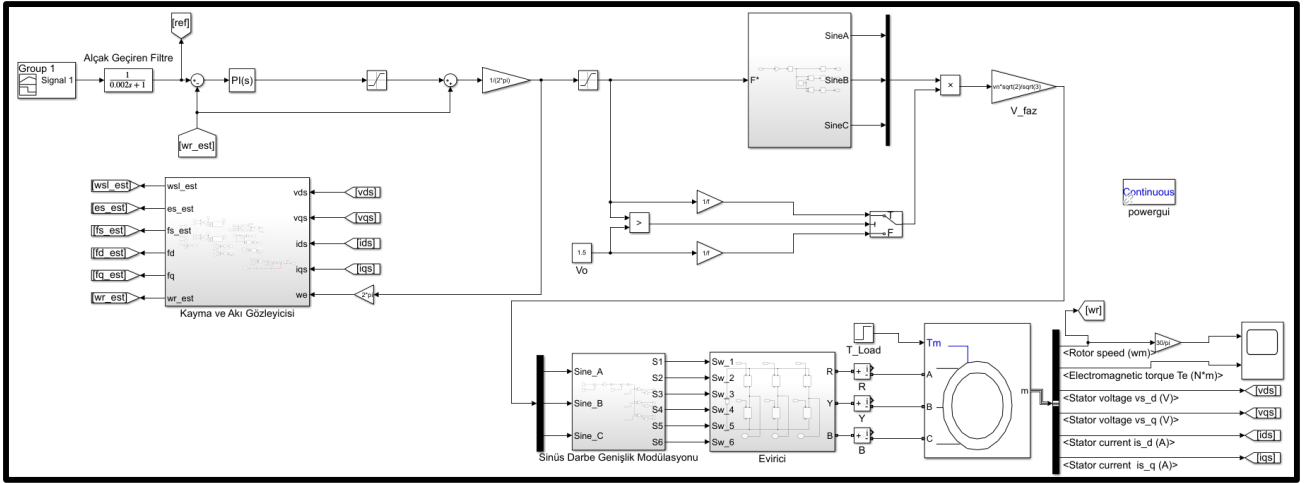
$$\hat{\lambda}^f_{qs} = k_q e^{-w_c t} + \frac{V_{off}}{w_c} + A_f + \lambda_s \sin(w_e t + \Delta\varphi) \quad (26)$$

Burada A_f genlik zayıflama oranı, $\Delta\varphi$ kestirilen akı ile gerçek akı arasındaki faz kaymasını temsil ederken, k_d ve k_q değerleri ise doğru ofset geriliminin başlangıç değeri ile ilintili olan sabitlerdir.

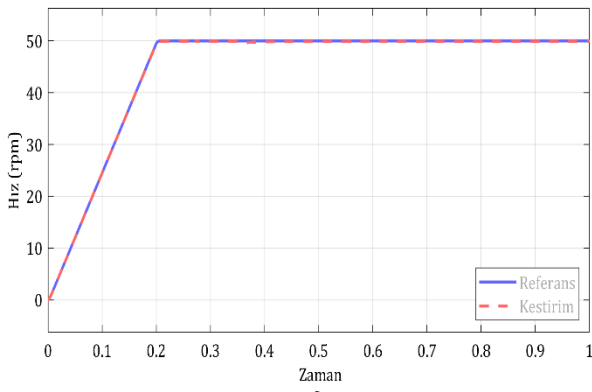
$$A_f = \frac{k}{\sqrt{k^2 + 1}} \quad , \quad \Delta\varphi = \text{sign}(w_e) \tan^{-1} \frac{1}{k} \quad (27)$$

5. Benzetim Sonuçları (Simulation Results)

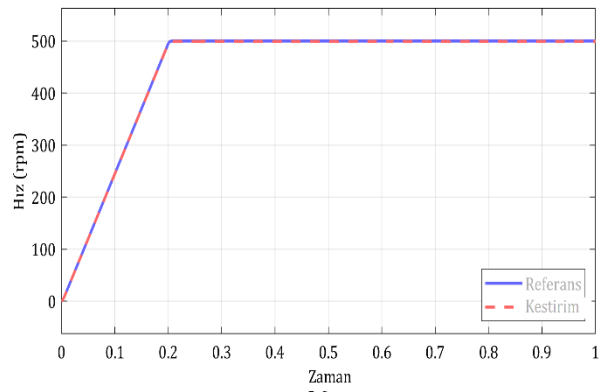
Bölüm 3 ve 4'te kapsamlı bir şekilde ifade edilen algılayıcısız skaler hız denetim yöntemi MATLAB/Simulink üzerinde programlanmış ve sistemin Simulink modeli Şekil 4'te verilmiştir. Önerilen akı ve kayma frekansı gözleyicili algılayıcısız skaler hız denetimi yönteminin başarımını test etmek için asenkron motor beş farklı referans hız değeri için test edilmiş ve test sonuçları Şekil 5'te verilmiştir. Bunun yanı sıra önerilen sistemin ani hız değişimlerine karşı başarımı da Şekil 6'da verilmiştir. Referans hızlar önerilen algoritmanın düşük, orta ve yüksek hızlardaki kestirim sonuçlarının daha iyi irdelenebilmesi için geniş bir aralıkta seçilmiştir.



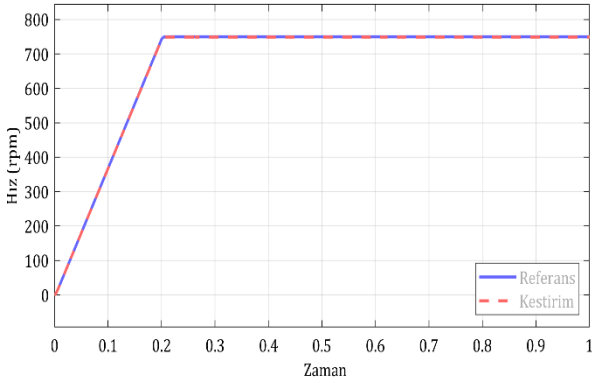
Şekil 4. Önerilen algılayıcısız skaler denetim sisteminin Simulink modeli (Simulink model of proposed sensorless scalar control system)



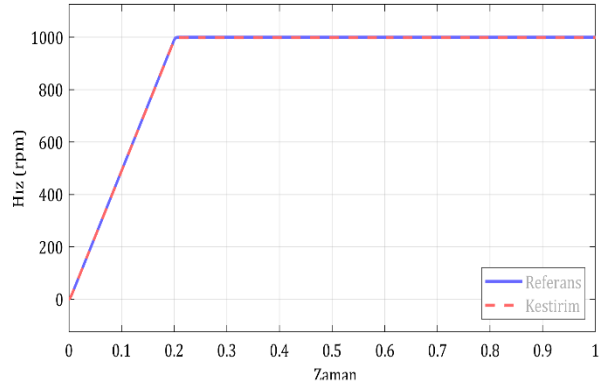
a)



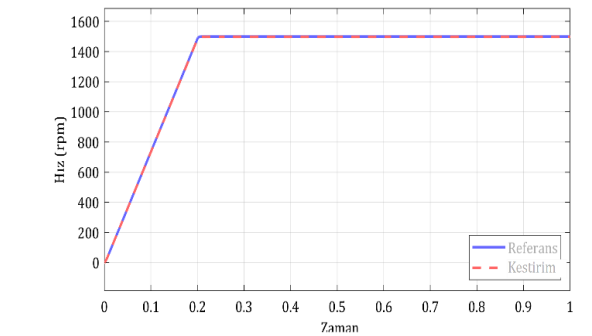
b)



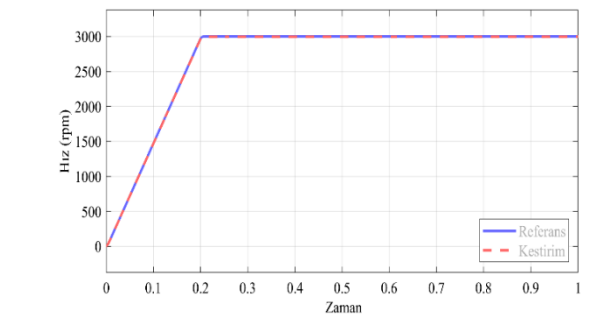
c)



d)



e)



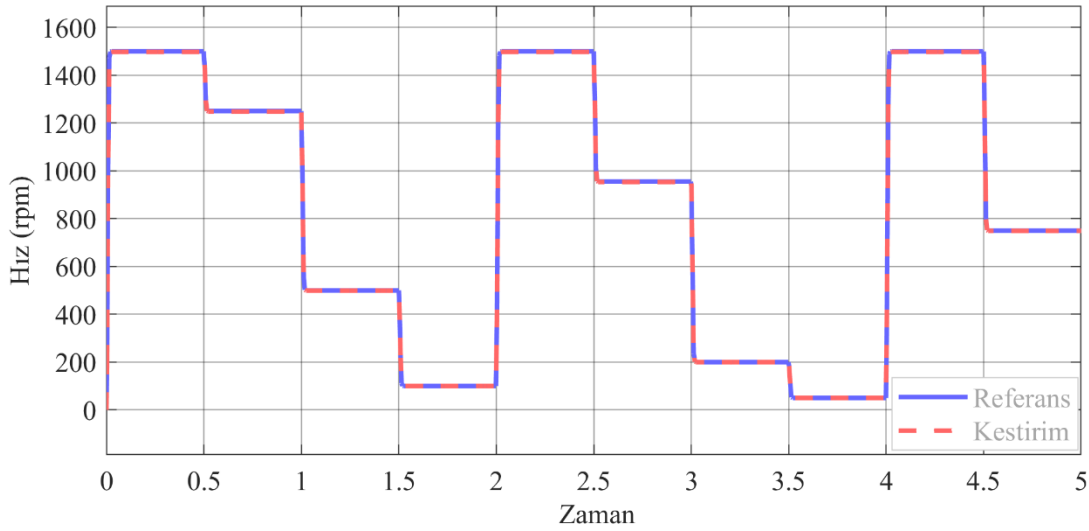
f)

Şekil 5. Farklı Referans Hızlar için Kestirim Sonuçları: a) 50 rpm, b) 500 rpm, c) 750 rpm, d) 1000rpm, e) 1500 rpm, f) 3000 rpm (Estimation Results for Different Reference Velocities)

Kestirim işleminin farklı referans hızlarda başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği Şekil 5'te görülebilmektedir. Görsel karşılaştırmada tatmin edici sonuçlar alınmasına rağmen önerilen yöntemin farklı referans hızlardaki başarısının nicel olarak da kıyaslanabilmesi için kestirim hataları Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2. Hız Kestirim Hatası

Referans Hız (rpm)	Kestirilen Hız (rpm)	Kestirim Hatası (rpm)	Kestirim Hatası (%)
50	50,084	0.084	0.168
500	500.6732	0.6732	0.134
750	751.006	1.006	0.134
1000	1001.344	1.344	0.134
1500	1502.015	2.015	0.134
3000	2995.072	4.028	0.1642



Şekil 6. Hız Değişimlerine Karşı Kestirim Sonuçları (Estimation Results for Speed Changes)

6. Sonuç (Conclusion)

Günümüz endüstriyel uygulamalarında büyük bir kullanım alanına sahip olan asenkron motorların geniş bir aralıkta, yüksek verimlilikte hız denetiminin yapılabilmesi için motorun hız ve konum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Geleneksel denetim yöntemlerinde hız ve konum bilgisi motor miline yerleştirilen bir hız algılayıcısı yardımı ile belirlenmektedir. Fakat kullanılan hız algılayıcısının sisteme ek olarak maliyet oluşturmasının yanında arızalanma riskinin de yüksek olması gibi dezavantajları bulunmaktadır. Bu dezavantajları ortadan kaldırmak için motorun kolayca okunabilen stator akım ve gerilimleri kullanılarak motorun hızını ve konumunu kestirebilen gözleyicilere ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu çalışmada asenkron motorun algılayıcısız skaler denetimi için akı ve kayma frekansı gözleyicisi önerilmiştir. Önerilen gözleyici asenkron motorun kolayca ölçülebilen akım ve gerilimlerini kullanarak motorun anlık hızını kestirmeyi amaçlamaktadır. Çalışmanın önceki bölümlerinde kapsamlı olarak matematiksel eşitlikleri verilen akı ve kayma gözleyicisi ile birlikte skaler denetim yönteminin MATLAB/Simulink ortamında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Önerilen gözleyici ve hız denetim yönteminin başarımını daha iyi irdelemek için düşük, orta ve yüksek hız bölgelerinde referans hız değerleri verilmiş, gözleyicilerin oldukça düşük hatalar ile motor hızını kestirebildiği görülmüştür.

Çıkar Çatışması (Conflict of Interest)

Yazarlar tarafından herhangi bir çıkar çatışması beyan edilmemiştir. No conflict of interest was declared by the authors.

Kaynaklar (References)

- Adiuku, C. O., Beig, A. R., Kanukollu, S. (2015). Sensorless closed loop V/f control of medium-voltage high-power induction motor with synchronized space vector PWM. 2015 IEEE 8th GCC Conference & Exhibition.
- Aydeniz, M. G. (2005). Asenkron motorların hız algılayıcısız kontrolünde yeni bir algoritmanın geliştirilmesi ve uygulaması. Doktora Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Bakan, A.F. (2002). Asenkron motorda doğrudan moment kontrolünün incelenmesi. Doktora Tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
- Batık, Z., Kaçar, S., Çavuşoğlu, Ü., Akgül, A., & Sevin, A. (2014). Kontrolör Tasarımı için GA Kullanıldığı MATLAB ve. NET Tabanlı Bir Windows Uygulaması. Academic Platform Journal of Engineering and Science, 2(1), 24-34.
- Bingöl, O. Üç-Seviyeli Evirici ile Bir Asenkron Motorun Bulanık Mantık Tabanlı Vektör Kontrolü. Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 10(3), 452-459.
- Bonanno C. J., Zhen L., Xu L. (1995). A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995.
- Burns, R.S. (2001). Advanced Control Engineering, Butterworth-Heinemann, USA.
- Chen B., Yao W., Lu Z., Lee K. (2014). A novel stator flux oriented V/f control method in sensorless induction motor drives for accuracy improvement and oscillation suppression. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.
- Çakır A., Çalış H., Ayrılmış A., Kızıl A. (2009). Üç fazlı asenkron motorun sabit oranlı kapalı döngü hız denetimi. 5. Uluslar Arası Teknoloji Sempozyumu.
- Çukur, R. (2015). Vektör Denetim Yönteminde İki Farklı Hız Gözlemcisinin Karşılaştırılması Ve Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Denetim Performansına Etkisi. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Dere, H.K. (2012). Asenkron motorlarda stator direnç kestirimi ile sensörsüz hız kontrolü. Yüksek Lisans Tezi. Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Diaz, A., Saltares, R., Rodriguez, C., Nunez, R. F., Ortiz-Rivera, E. I., & Gonzalez-Llorente, J. (2009, May). Induction motor equivalent circuit for dynamic simulation. In 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (pp. 858-863). IEEE.
- Dokur, E., Yüzgeç, U., Kurban M. (2021). Performance Comparison of Hybrid Neuro-Fuzzy Models Using Meta-Heuristic Algorithms for Short-Term Wind Speed Forecasting
- Gülbağçe, M.O, Nak, H., Kocabaş, D.A. (2013). Design of a mechanical load simulator having an excitation current controlled eddy current brake. 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, 1-5, IEEE.
- Küllaç Ö. (2011). Asenkron motorlarda yapay zeka teknikleri kullanılarak hız kontrol tekniklerinin modellenmesi ve optimizasyonu. Yüksek Lisans Tezi. Süleyman Demirel Üniversitesi.
- Otkun, Özcan (2020). Scalar speed control of induction motors with difference frequency. Politeknik Dergisi.
- Okta S. (2009). Ac motorların gözlemleyici ile vektör denetimi. Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Peng F. Z., Fukao T. (1994). Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1994.
- Schauder C. (1992). Adaptive speed identification for vector control of iduction motors without rotational transducers. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1992.
- Sun, D., Xue, H. (2014). Speed sensorless control system of induction motor. Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics Vol. 2.
- Vatansever, F., Deniz, S. (2013) Genetik Algoritma Tabanlı PID Kontrolör Simülasyonu Tasarımı. Uludağ University Journal of The Faculty of Engineering, 18(2), 7-18.
- Wang, C. C., Fang, C. H. (2003). Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux observer. IEEE Transactions on Energy Conversion 2003.
- Zerdali E. (2016). Asenkron motor kontrolü için yapay zeka tabanlı algoritmaların geliştirilmesi ve gerçek zamanlı uygulamaları. Doktora Tezi. Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Zhang, Z., Bazzi, A.M. (2019). Robust sensorless scalar control of induction motor drives with torque capability enhancement at low speeds. 2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) (pp. 1760-1770).
- Zorlu, S., Mergen, F. (2000) Elektrik Makineleri 2 Asenkron Makineler, Birsen Yayınevi.