

Fırçasız Doğru Akım Motorunun Aralıklı Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici Tabanlı Hız Denetimi

Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller Based Speed Control of Brushless Direct Current Motor

Salime Bereketoğlu¹ , Hakan Açıkgöz² , Mustafa Şekkeli¹ 

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş, Türkiye
salimebereketoğlu@gmail.com, msekkeli@ksu.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Gaziantep İslam Bilim ve Teknoloji Üniversitesi, Gaziantep, Türkiye
hakan.acikgoz@gibtu.edu.tr

Öz

Bu çalışmada, Fırçasız Doğru Akım Motorundan (FDAM) etkin bir hız denetim performansının elde edilmesi amaçlanmıştır. Bunun için, uzman kişinin bilgi birikimlerinden yararlanarak tasarlanan ve denetlenecek olan sistemin matematiksel modeline gereksinim duymayan Aralıklı Tip-2 Takagi-Sugeno-Kang Bulanık Mantık Denetleyici (AT2-TSK-BMD) önerilmiştir. Bu denetleyici yapısının hız performansını incelemek ve değerlendirmek için Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Ek olarak, AT2-TSK-BMD'nin geçici ve sürekli durumlardaki hız cevapları Tip-1 BMD (T1BMD) ve Oransal+Integral (PI) denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmaları sonuçlarından, AT2-TSK-BMD'nin daha dayanıklı dinamik hız cevaplarına sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Anahtar kelimeler: Fırçasız Doğru Akım Motoru, PI Denetleyici, Tip-1 Bulanık Mantık Denetleyici, Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici

Abstract

In this study, it is aimed to obtain an effective speed control performance from Brushless Direct Current (BLDC) motor. For this purpose, Interval Type-2 Takagi-Sugeno-Kang Fuzzy Logic Controller (IT2-TSK-FLC), which is designed using the knowledge of the expert and does not require the mathematical model of the system, is proposed. The simulation studies are carried out in Matlab/Simulink environment to investigate and evaluate the speed performance of the proposed controller structure. In addition, the speed responses obtained from IT2-TSK-FLC under transient and steady-state conditions are compared to the Type-1 FLC (T1FLC) and PI controller. From the results of the simulation studies, it is observed that IT2-TSK-FLC has more durable dynamic speed responses.

Keywords: Brushless Direct Current Motor, PI controller, Type-1 Fuzzy Logic Controller, Type-2 Fuzzy Logic Controller

1. Giriş

Klasik Doğru Akım (DA) motorlarında komütasyon için fırça kullanılmaktadır. Bu işlem gerçekleşirken istenmeyen gürültüler, fırçalarda sürtünme ve kıvılcımlanma ya da fırça yapısında fiziksel problemler oluşmaktadır. Bu problemler motorun bakım maliyetlerini arttırmaktadır. Normal şartlarda birçok uygulama için tercih edilen klasik DA motorların barındırdığı komütasyon fırçalarının güvenlik problemleri nedeniyle kullanımları azalmıştır [1-3]. Günümüz teknolojisinin yeniliklerine sahip olan Fırçasız Doğru Akım Motorlarının (FDAM) geliştirilmesi ile mekanik olarak gerçekleşen komütasyon yerine elektronik olarak komütasyon gerçekleştirmekte ve fırçalar kullanılmamaktadır [4-6]. FDAM'ların elektronik olarak komütasyonunu gerçekleştirebilmeleri için algılayıcılar ve motor sürücülerini kullanılmaktadır. Algılayıcılar rotor kısmında bulunan demir oksit maddeli mıknatısların pozisyonunu belirlemek için kullanılmaktadırlar. Belirlenen pozisyona göre motorun dönmesi için iletken tellere sahip sargılar tahrik edilmektedir. FDAM'larda fırçaların elimine olması için demir oksit maddeli mıknatıslar rotor kısmında ve iletken tellere sahip sargılar stator kısmında bulunmaktadır. FDAM'lar yapı olarak sabit mıknatıslı motorlara benzemektedir. Bu motorların ayırımının yapılmasında en önemli unsur zıt-emk kuvvetlerinin sahip oldukları dalga biçimleridir [7-10].

FDAM'ların sahip olduğu zıt-emk yamuk dalga formunda iken sabit mıknatıslı motora ait zıt-emk sinüzoidal dalga formundadır. FDAM'ların iletken telli sargıları daha konsantredir, sürücülerini daha basittir ve yapısal sistem maliyetleri daha düşüktür. Ayrıca bu iki motor türünün sürücü devreleri eviricilerden oluşmasına rağmen sabit mıknatıslı motorlarda aynı anda üç faz sargısından da akım akarken

FDAM'larda eş zamanlı olarak iki faz sargısından akım geçmektedir. Bu sebeple sabit mıknatıslı motorlar 180°'lik iletim modunda çalışırken fırçasız motorlar 120°'lik iletim modunda çalışmaktadırlar [10-12].

FDAM'ların hız denetimlerinin etkin bir şekilde yapılması bu motorlardan yüksek performans elde edilmesinde oldukça önemlidir. Bu nedenle geçici ve sürekli durumlarda tatmin edici hız cevaplarının elde edilmesi temel amaç olarak düşünülebilir. Klasik denetleyicilerden biri olan ve yapısının basit olmasından dolayı birçok uygulamada sıklıkla kullanılan Oransal+Integral (PI) denetleyiciler FDAM'ların hız denetiminde de kullanılmaktadır [4-5]. PI denetleyicilerin kazanç parametrelerinin belirlenmesinde uzman kişi ya deneme-yanılma yöntemi kullanılmakta ya da denetlenecek sistemin indirgenmiş matematiksel modelini çıkarmaktadır. PI denetleyicinin parametrelerinin sabit olması bozucu girişlere ve sistem değişimlerine karşı tatmin edici olmayan cevaplara neden olmaktadır. Denetim sistemlerindeki yeniliklere paralel olarak birçok akıllı denetleyici yapıları geliştirilmekte ve tasarlanmaktadır. Bu yapılardan biride geçmiş uzun yıllara dayalı olan Bulanık Mantık Denetleyici (BMD)'lerdir. Denetlenecek sistemin modelinden bağımsız olarak tasarımlarının yapılabilmesi bu denetleyicileri tercih edilme nedeni haline getirmektedir. BMD'ler uzun yıllar boyunca birçok sistemde yaygın olarak kullanılmış ve oldukça tatmin edici performans sonuçları sağlamıştır. Fakat yapısında çok fazla belirsizlik barındıran sistemlerin denetimlerinde birtakım sorunlara da sahip oldukları birçok çalışmada raporlanmıştır. Bu nedenle L. Zadeh tarafından Tip-1 BMD (T1BMD)'nin geliştirilmiş bir yapısı olarak görülen Tip-2 BMD (T2BMD) kavramı önerilmiştir [13]. T2BMD'lerde, T1BMD'lerden farklı olarak her elemana ait üyelik fonksiyonlarının değerleri birer bulanık kümeden oluşmaktadır ve T1BMD'ler keskin üyelik değerleri kullanırken T2BMD'ler üç boyutlu alan belirten üyelik fonksiyon değerlerini kullanmaktadır [14-16]. Bu nedenle belirsizliklerin üstesinden gelmede daha başarılı bir denetim türü olarak bilinmektedir [17-20].

FDAM'ların hız denetimleri için literatürde birçok çalışma mevcuttur. Premkumar ve arkadaşları [6], FDAM'ın hız denetimini gerçekleştirmek amacı ile uyarlanabilir sinirsel bulanık denetleyici yapısını önermişlerdir. Bu yapılar; PI, PD ve PD-I Sinirsel Bulanık Denetleyicilerden (SBD) oluşmaktadır. Benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Türker [7], çalışmasında FDAM'ın hızını denetlemek amacıyla uyarlamalı geri adımlı denetleyici metodu önermiştir. Denetim kuralları doğrusal olmayan sistemler için kullanılan Lyapunov fonksiyonu ile oluşturulmuştur. Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bernat ve arkadaşları [8], FDAM'ın hız denetiminden yüksek verim elde etmek için uyarlamalı denetleyici yapısını geliştirmişlerdir. Bu denetleyici yapısı giriş akımı ve çıkış hızını kullanan yeni bir doğru akım motorun referans modelini kullanmaktadır. Bu modelin kullanılması moment dalgalanmalarının azalmasını ve yük momentinin dengelenmesi yeteneklerini içermektedir. Kandiban ve arkadaşları [9], üç fazlı FDAM'ın hızını denetlemek için geleneksel-PID, PID-bulanık mantık ve uyarlamalı bulanık PID denetleyicileri kullanmışlar ve performanslarını incelemişlerdir. Bu denetleyicilerin yüklü, yüksüz ve ani yük değişimi

altındaki performansları karşılaştırmıştır. Potnuru ve arkadaşları [10], FDAM'ın hız denetim birimine uygulanan PID denetleyicinin kazanç parametrelerinin belirlenmesi için çiçek tozu algoritması metodunu önermişlerdir. Önerilen PID denetleyicinin hız denetim performansı, parçacık sürüsü optimizasyonu tabanlı PID, ateşböceği algoritması tabanlı PID ve Ziegler-Nichols metodu ile elde edilen PID denetleyiciler ile karşılaştırılmıştır. Prasad ve arkadaşları [11], FDAM'ın hız denetimi için FPGA tabanlı akıllı bulanık kayan mod denetleyici yapısını önermişlerdir. Bu denetleyici yapısı, BMD ile kayan mod denetleyicinin kombine edilmesi ile tasarlanmış melez bir yapıya sahiptir. Balamurugan ve arkadaşları [12], FDAM'ın hız ve moment denetimi için SBD tabanlı kesirli dereceli bir PID denetleyici yapısını önermişlerdir. Kesirli dereceli PID denetleyicinin kazanç katsayılarını ayarlamak amacıyla Fil Sürü Optimizasyonu kullanılmıştır.

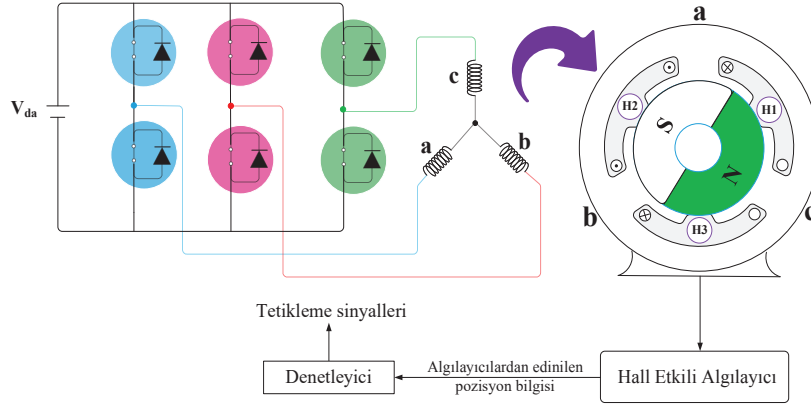
Bu çalışmada, FDAM'ın hız denetimi için Aralıklı Tip-2 Takagi-Sugeno-Kang Bulanık Mantık Denetleyici (AT2-TSK-BMD) yapısı Matlab/Simulink ortamında tasarlanmış ve hız denetiminin etkin bir şekilde gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Önerilen denetleyicinin performansını daha detaylı analiz edebilmek için T1BMD ve PI denetleyici ile karşılaştırma çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın diğer kısımları ise şu şekilde organize edilmiştir. FDAM'ın genel yapısal özellikleri ve matematiksel modeli 2. bölümde detaylıca sunulmuştur. 3. bölümde AT2-TSK-BMD hakkında bilgiler verilerek matematiksel modeli yapılmıştır. 4. bölümde Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen karşılaştırma çalışmaları detaylıca verilmiştir. Sonuç bölümünde ise elde edilen tüm sonuçlar birçok yönden değerlendirilmiştir.

2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yapısı ve Matematiksel Modeli

FDAM'lar rotorda bulunan demir oksit maddeli mıknatısların konum bilgisinin tespit edilmesi, elde edilen bilgilere göre fırça kullanmadan hangi fazın uyarılması gerekiyor ise uyarma işleminin elektronik bir şekilde gerçekleştirilmesi ve sürekli olarak moment oluşumunun sağlanması ilkesine göre çalışmaktadır. FDAM'ın eviricilerden oluşan sürücü devresi Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu sürücü devre sırayla iletime geçen fazlara uyarma akımını iletmek için kullanılmaktadır. Statorda bulunan iletken tel sargılar, rotorda bulunan demir oksit maddeli mıknatısların konumunun belirlenmesi ile fazlar arası değişikliği sağlayan ve anahtarlama işleminde faydalanılan yarı iletken bileşenleri kullanılmaktadır. Yarı iletken bileşenler ise sürücü devresine ait anahtarlama elemanlarıdır. Motorun çalışmasında her anahtarın iletim modunun süresi 120°'ye denk gelmektedir. Ayrıca bu yarı iletken bileşenlerin çalışması ile döner bir alan meydana gelmektedir [2-4]. FDAM'ın yapısal özelliklerini taşıyan fakat komütasyon için fırça barındırmayan, AA motorlarına göre daha kolay denetlenebilen ve sabit mıknatıslı senkron motora göre birçok avantaja sahip olan FDAM'a ait matematik model için gerekli denklemler aşağıda verilmektedir. FDAM'a ait statorun her fazına ait gerilimler aşağıdaki gibi tanımlanabilir [4].

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (1)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2)$$



Şekil 1: FDAM'ın genel yapısı

Burada, R_s ve i_{bacs} , sırasıyla stator faz direnci ve stator akımlarıdır. Statora ait akı bileşenini oluşturan iki faktör vardır:

$$\lambda_{abc}(s) = \lambda_{abc(s)} + \lambda_{abc(f)} \quad (3)$$

Burada; $\lambda_{abc(s)}$ ve $\lambda_{abc(f)}$ statora ve mıknatısa ait olan manyetik akı değerleridir. Gerilim ifadesi yeniden düzenlenirse aşağıdaki denklem elde edilir.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}(s)}{dt} + e_{abc} \quad (4)$$

Üç faza ait zıt-emk değeri $e_{abc} = d\lambda_{abc(f)}/dt$ olarak ifade edilmektedir. Buna göre her faza ait zıt emk değerleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$e_{abc} = \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = \omega_n \begin{bmatrix} \lambda_{asf} \\ \lambda_{bsf} \\ \lambda_{csf} \end{bmatrix} = \omega_m \lambda_f \begin{bmatrix} f(\theta_r) \\ f(\theta_r - 120^\circ) \\ f(\theta_r - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Burada; $\lambda_f = N\phi_f$ 'tir. N ve ϕ_f ise sırasıyla sargı sipir sayısını ve manyetik akıyı temsil etmektedir. Komütasyon fazı için gereken değışikliğı yapmayı sağlayan zıt-elektromotor kuvvetinin sahip olduğı dalga şeklini simgeleyen birim fonksiyon ifadesi:

$$f(\theta_r) = \begin{cases} 6\frac{\theta_r}{\pi} & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ 1 & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ -6\frac{\theta_r}{\pi} & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ -1 & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ 6\frac{\theta_r}{\pi} - 12 & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \end{cases} \quad (6)$$

olarak verilebilir. Burada, $f(\theta_r)$ zıt-emk'nın dalga şeklini belirten birim fonksiyondur. Ayrıca, θ_r rotor akı pozisyonu temsil etmektedir. Simetrik olan üç fazlı sargılar için tüm öz endüktanslar aynıdır.

Stator için akı değerleri her faz için:

$$\lambda_{abc(s)} = L_s i_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (7)$$

olarak elde edilebilir. Burada, L_{aa} , L_{bb} ve L_{cc} her faza ait öz endüktans değerlerini temsil etmektedir. Her faza ait stator gerilim ifadesi tekrar düzenlenirse FDAM'a ait her fazın gerilim değeri:

$$V_{as} = R_s i_{as} + (L_s - M) \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \quad (8)$$

$$V_{bs} = R_s i_{bs} + (L_s - M) \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs} \quad (9)$$

$$V_{cs} = R_s i_{cs} + (L_s - M) \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs} \quad (10)$$

olarak elde edilebilir. Burada, e_{abc} her faza ait zıt-emk'dır. L_s ve M ise stator ve ortak endüktanstır. Moment değerinin hesaplanması için kullanılan çıkış gücü aşağıdaki gibidir.

$$P_e = e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} \quad (11)$$

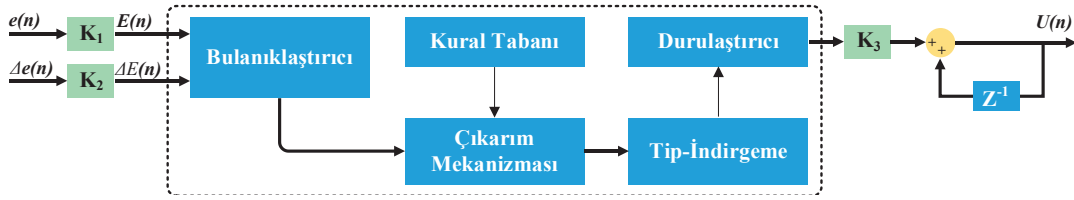
Çıkışta oluşan moment değeri ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}}{\omega_m} \quad (12)$$

Burada; $i_{as}=I$, $i_{bs}=-I$, $i_{cs}=0$, $e_{as}=E$ ve $e_{bs}=-E$ olmaktadır. Buna göre çıkışta oluşan moment denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}}{\omega_m} = 2 \frac{EI}{\omega_m} \quad (13)$$

Burada, ω_m motorun açısal hızıdır. İletken tel sargılara sahip statora uygulanan uyarma akımı düzgün şekilli ve sabit değerde olmasına rağmen zıt-emk'nın dalga şekli düzgün yamuk biçiminde değil ise çıkışta oluşan momentte dalgalanmalar meydana gelmektedir.



Şekil 2: AT2BMD'nin temel blok şeması

3. Denetleyici Yapıları

3.1. Aralıklı Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici

Doğrusal bir yapıda olmayan sabit mknatsız senkron motorun bir çeşidi olan FDAM çalışırken meydana gelen hız değerinin ya da motora bindirilen yük değerinin ani değişiminden en az oranda etkilenmesi yüksek verim ve performans elde edilmesinde çok önemlidir. Bu nedenle motorun doğrusal olmayan yapısına uygun bir denetleyiciye ihtiyaç duyulmaktadır [5-7].

Bulanık küme kavramı 1965 yılında Lotfi Zadeh tarafından tanıtılmıştır. Bulanık kümelerin keskin kümelerle benzerlik gösteren özelliği bulanık kümelerinde 0 ile 1 arasında değer almasıdır fakat farkı ise ya 0 ya da 1 değil, bu iki değer arasında milyonlarca değere sahip olabilmektedir. T2BMD'ler belirsizliklerle daha iyi baş edebilmesinden ve bu olumsuz etkilerin en aza indirilmesinde T1BMD'lerden daha iyi performansa sahip olması nedeniyle birçok sistemde sıklıkla kullanılmaktadır [18-19]. T2BMD'lerin hesaplama yükü daha az olan Aralıklı T2BMD (AT2BMD) yapısı da mevcuttur. Bu yapının sonuç kısmında doğrusal bir fonksiyon ile temsil edilen Takagi-Sugeno-Kang (TSK) metodu kullanılmaktadır [14] ve bu çalışmada da tercih edilmiştir. Şekil 2'de gösterilen AT2BMD yapısı, Bulanıklaştırıcı, Kural tabanı, Çıkarım mekanizması, Tip indirgeyici ve Durulaştırıcı birimlerinden oluşmaktadır. AT2BMD'nin girişleri hata $e(n)$ ve hatadaki değişim $\Delta e(n)$ olarak belirlenmiştir. Bu girişler K_1 ve K_2 kazançları ile ölçeklendirilerek bulanıklaştırıcı birimine iletilmiştir.

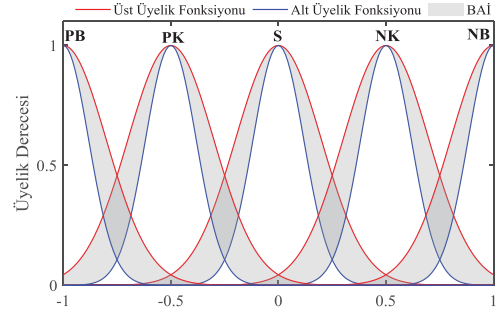
$$E(n) = K_1 e(n) \quad (14)$$

$$\Delta E(n) = K_2 [e(n) - e(n-1)] \quad (15)$$

Bulanıklaştırılmış girişler çıkarım mekanizmasının kural tabanını kullanmasıyla tip-2 bulanık çıkışların elde edilmesini sağlamaktadır. Bu çalışmada her bir giriş için beş tane Gauss tipi üyelik fonksiyonu tercih edilmiş ve aşağıdaki denklem ile ifade edilmiştir.

$$\mu_{\tilde{G}}(x) = \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x-m}{\sigma_{ij}} \right)^2 \right], \sigma_{ij} \in [\bar{\sigma}_{ij}, \underline{\sigma}_{ij}] \quad (16)$$

Burada, x giriş değişkenidir. m ve σ ise sırasıyla üyelik fonksiyonunun merkezi ile standart sapmasıdır. Şekil 3'de hata ve hatanın değişimi için kullanılan üyelik fonksiyonları gösterilmiştir.



Şekil 3: Hata ve hatanın değişiminde kullanılan üyelik fonksiyonları

AT2-TSK-BMD'nin kural tabanı:

$$\begin{aligned} \text{Kural}^i : & \text{Eğer } E(n), \tilde{B}_1^i \text{ ve } \Delta E(n), \tilde{B}_2^i \text{ ise,} \\ & \text{O Halde } y(n) = b_1^i E(n) + b_2^i \Delta E(n) \end{aligned} \quad (17)$$

olarak tanımlanabilir. Burada, i ($i=1, \dots, 5$) kural sayısıdır. b_1^i ve b_2^i ise sonuç parametreleridir. i . kural için alt ve üst üyelik fonksiyonlarının ateşleme kuvvetleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\bar{f}^i = \bar{\mu}_{\tilde{B}_1^i}(E(n)) * \bar{\mu}_{\tilde{B}_2^i}(\Delta E(n)) \quad (18)$$

$$\underline{f}^i = \underline{\mu}_{\tilde{B}_1^i}(E(n)) * \underline{\mu}_{\tilde{B}_2^i}(\Delta E(n)) \quad (19)$$

Burada *, t-norm operatörüdür. $\bar{\mu}_{\tilde{B}_1^i}$ ve $\underline{\mu}_{\tilde{B}_1^i}$ ise i . kuralın alt ve üst üyelik fonksiyonlarını belirtmektedir. Normleştirme işlemi ise aşağıdaki denklemler yardımıyla yapılmaktadır.

$$\bar{F}^i = \frac{\bar{f}^i}{\sum \bar{f}^i}, \underline{F}^i = \frac{\underline{f}^i}{\sum \underline{f}^i} \quad (20)$$

Çıkış kısmında ise tip indirgeme ve durulaştırma için daha az hesaplama yüküne sahip olan Biglarbegian-Melek-Mendel [20] yöntemi kullanılmıştır.

$$U_L(n) = \frac{\sum_i^M \bar{F}^i U_i(n)}{\sum_i^M \bar{F}^i}, U_R(n) = \frac{\sum_i^M \underline{F}^i U_i(n)}{\sum_i^M \underline{F}^i} \quad (21)$$

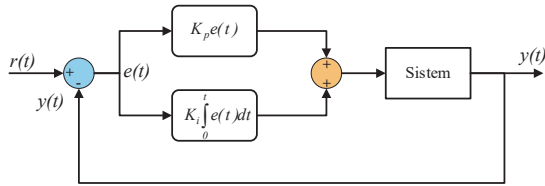
$$U(n) = qU(n) + (1-q)U_R(n) \quad (22)$$

Burada, q tasarım parametresidir ve bu çalışmada 0.5 olarak seçilmiştir.

3.2. PI Denetleyici

PI denetleyiciler basit yapılarından dolayı birçok endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır. Bu denetleyiciler sistemin kararlı durum hatasını azaltmakta ve sistemin geçici durum cevabını da iyileştirmektedir. Şekil 4'te PI denetleyicinin genel yapısına ait blok şeması verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi PI denetleyicinin oransal (K_p) ve integral (K_i) gibi kazanç parametreleri bulunmaktadır. PI denetleyiciye ait eşitlik ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$y(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (23)$$



Şekil 4: PI denetleyicinin blok şeması

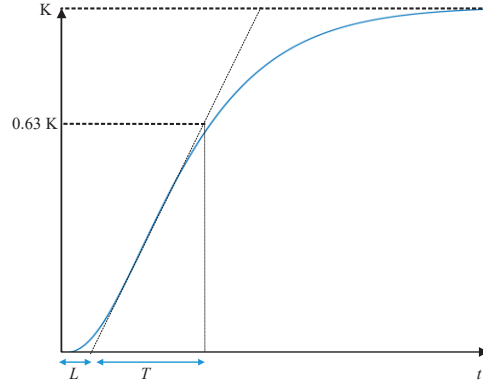
PI denetleyicinin kazanç değerlerini hesaplamak için kullanılan yaygın yöntemlerden biri Ziegler-Nichols yöntemidir. Ziegler-Nichols yöntemine göre PI denetleyicinin kazanç parametreleri Tablo 1'deki gibi elde edilebilmektedir [21].

Tablo 1: Ziegler-Nichols Kazanç Parametreleri

Denetleyici	Kazanç Parametreleri	
	K_p	T_i
P	T/L	-
PI	$0.9 T/L$	$3.33 L$

Şekil 5'te verilen Ziegler-Nichols reaksiyon eğrisinde ilk olarak zaman sabitinin (T) ve zaman gecikmesinin (L) değerleri eğrinin eğiminin yön değiştirdiği noktadan bir teğet çizilmesi ile elde edilmektedir. Tablo 1'de verilen değerlerin yardımıyla PI denetleyicinin kazanç parametreleri elde edilmiştir.

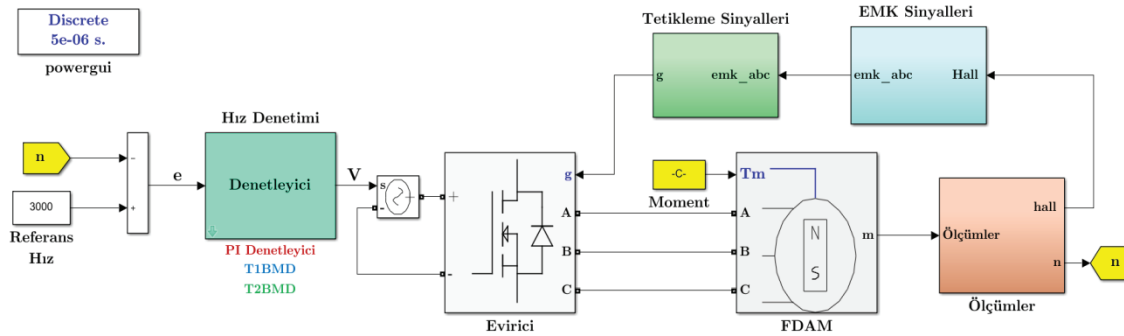
Bu değerler daha sonra deneme-yanılma yöntemi yardımıyla ayarlanmıştır. PI denetleyicinin parametreleri $K_p=0.15$ ve $K_i=30$ olarak bulunmuştur.



Şekil 5: Ziegler-Nichols reaksiyon eğrisi

4. Benzetim Çalışmaları

FDAM'ın hız denetim performansını incelemek amacıyla Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları için modellenen FDAM yapısı; hız denetim bloğu, üç fazlı evirici, ölçüm ve tetikleme sinyallerinin elde edildiği bloklardan oluşmaktadır. Hız denetim bloğuna referans hız değeri ile ölçüm bloğunun çıkışından elde edilen hız değeri uygulanmış ve aradaki hata değeri bulunmuştur. Ayrıca hız denetim bloğunun içerisine PI, T1BMD ve AT2-TSK-BMD denetleyici yapıları yerleştirilmiştir. Denetleyici yapılarının uygulanmasının kolay olması için farklı etiketlerle isimlendirilmiştir. Elde edilen hata değerleri ise denetleyicilere uygulanarak gerilim kaynağının denetimi yapılmıştır. Böylece FDAM'ın hız denetimi etkin bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Eviricinin çıkışına FDAM bağlanmış ve farklı hızlar için tetikleme sinyalleri elde edilmiştir. Modellenen tüm sistem Şekil 6'da gösterilmiştir. Ayrıca, çalışmada kullanılan FDAM'ın parametreleri Tablo 2'de verilmiştir.

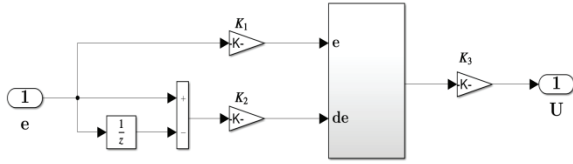


Şekil 6: FDAM'ın Matlab/Simulink modeli

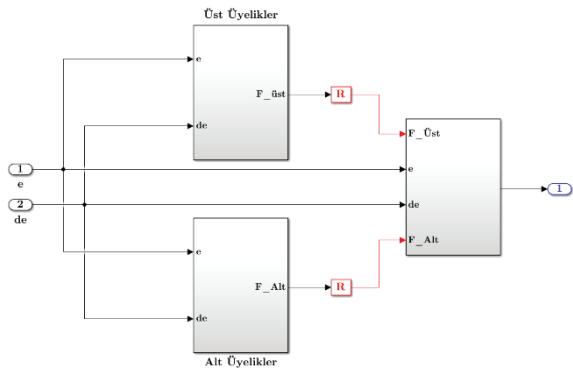
Tablo 2: Benzetim çalışmalarında kullanılan FDAM'a ait parametreler

Parametre	Değer
Motor Gücü	1 kW
Nominal Hız	3000 d/dk
Kutup Sayısı	4
Atalet Momenti	0.0008 kg.m ²
Viskoz Sönümlenme	0.001 N.m.s
Stator Faz Direnci	2.875 Ω
Stator Faz Endüktansı	8.5 mH

FDAM için gerekli olan tüm Matlab/Simulink modelleri tasarlandıktan sonra FDAM'ın hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen denetleyici yapısı için Matlab/Simulink ortamında geliştirilen model Şekil 7'de sunulmuştur. Ayrıca AT2-TSK-BMD'nin içyapısı ise Şekil 8'de gösterilmiştir. FDAM'ın hız denetiminde kullanılan denetleyicilerin performansını karşılaştırmak için sabit referans hız, referans hız değişimi ve ani yük uygulamasından oluşan üç farklı senaryo oluşturulmuştur. Klasik PI denetleyici, T1BMD ve AT2-TSK-BMD'nin dinamik cevapları yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşım gibi performans kriterleri bakımından kıyaslanmıştır.



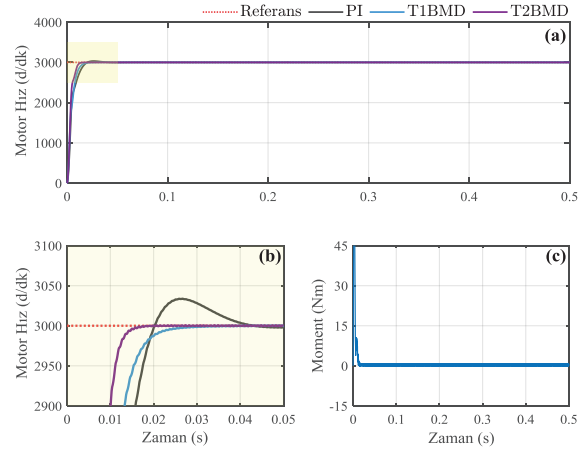
Şekil 7: AT2BMD'nin Matlab/Simulink modeli



Şekil 8: AT2BMD'nin içyapısı

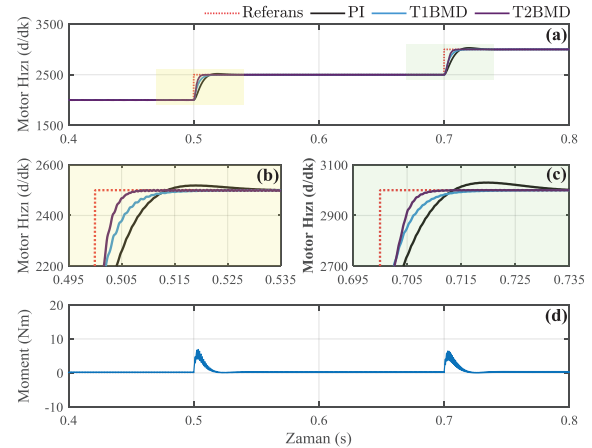
İlk senaryoda FDAM'ın referans hızı 3000 d/dk olarak ayarlanmıştır. Bu senaryo ile denetleyici yapılarının dinamik cevapları incelenmiştir. Denetleyici yapılarından elde edilen tüm cevaplar Şekil 9'da detaylıca gösterilmiştir. Ayrıca hız performanslarının daha iyi gözlemlenebilmesi için t=0 ile t=0.05 sn arası detay gösterim olarak Şekil 9(b)'de verilmiştir. Şekil 9 (a-b)'de verilen hız cevapları incelendiğinde, AT2-TSK-

BMD'nin aşım yapmaksızın 6.6 ms yükselme zamanı ve 10.9 ms yerleşme süreleri ile referans hız değerini yakaladığı görülmektedir. T1BMD ise yapısı gereği aşım yapmadan 8.3 ms ve 14.8 ms yükselme ile yerleşme süreleriyle arzu edilen hıza ulaşmıştır. Klasik PI denetleyici ise diğer denetleyicilerin performanslarına yapısı gereği ulaşamamıştır. Şekil 9(c)'de ise motorun ürettiği moment cevabı sunulmuştur. Şekilde görüldüğü gibi motor sadece boşta çalışma kayıplarını karşılamak için moment üretmiştir.



Şekil 9: Sabit referans hızdan elde edilen sonuçlar

İkinci senaryo ise denetleyici yapılarının hız değişimlerine karşı verdikleri cevapların incelenmesi için gerçekleştirilmiştir. Bu amaç için ilk olarak motor hızı 2000 d/dk olarak ayarlanmıştır. Daha sonra motorun hızı t=0.5 sn'de 2000 d/dk'dan 2500 d/dk'ya yükseltilmiştir. Daha sonra ise t=0.7 sn'de motorun hızı 2500 d/dk'dan 3000 d/dk'ya değiştirilmiştir. Bu çalışma koşulları altında denetleyicilerin verdikleri cevaplar Şekil 10'da sunulmuştur.

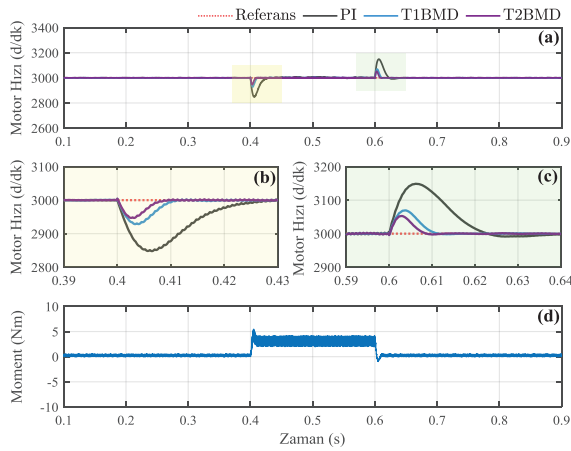


Şekil 10: Hız değişiminden elde edilen sonuçlar

Ayrıca, hız değişimlerinin daha iyi analiz edilebilmesi için detay gösterimler belirli aralıklar için Şekil 10(b-c)'de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde AT2-TSK-BMD, 8.2 ms sonra referans hız değerine ulaşırken T1BMD'nin 10.9 ms sonra referans hızı yakaladığı görülmektedir.

PI denetleyici ise 32.5 ms sonra arzu edilen hız değerine gelmiştir. Bu çalışma durumunda T1BMD ve AT2-TSK-BMD aşım yapmazken PI denetleyici %1.125'lik bir aşım yapmıştır. Şekil 10(d)'de ise AT2-TSK-BMD'den elde edilen moment cevabı verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi referans hız değişimlerinde moment cevabı anlık olarak artmaktadır. Geçici durumlardan kalıcı duruma geçişlerde ise motor sadece kayıplar için moment üretmektedir.

Üçüncü senaryo ise ani yük değişimlerine karşı denetleyici yapılarının verdikleri hız ve moment cevaplarını analiz etmek için gerçekleştirilmiştir. Motor hızı 3000 d/dk'ya sabitlenmiştir. Daha sonra motora $t=0.4$ sn'de 4 N.m'lik bir yük uygulanmıştır. Motora uygulanan yük 0.2 sn sonra $t=0.6$ sn'de ortadan kaldırılmıştır.



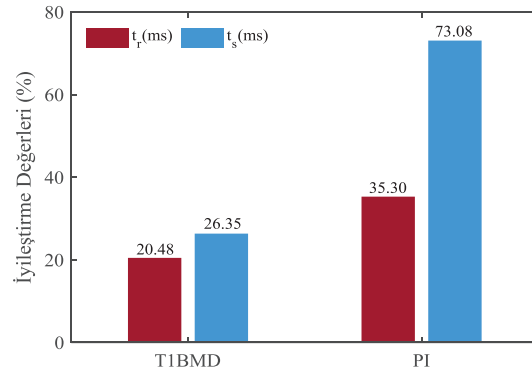
Şekil 11: Ani yük değişiminden elde edilen sonuçlar

Bu çalışma durumları altında denetleyici yapılarından elde edilen cevaplar Şekil 11'de sunulmuştur. Hız cevaplarının daha iyi incelenmesi için Şekil 11(b)'de yük uygulamasının yakınlaştırılmış hali verilmiştir. Şekil detaylıca incelendiğinde yükün bindirilmesi ile AT2-TSK-BMD'nin hız cevabı yaklaşık olarak 2947 d/dk'ya (\approx %1.76 aşım) inmiş ve 9.7 ms sonra referans hızı takip etmiştir. T1BMD'nin hız cevabı ise 2928 d/dk'ya (\approx %2.37 aşım) düşerek 11.6 ms sonra referans hızı yakalamıştır. PI denetleyiciden elde edilen hız cevabı ile yerleşim zamanı ise sırası ile 2845 d/dk (\approx %5.14 aşım) ve 30.3 ms olarak bulunmuştur. Daha sonra $t=0.6$ sn'de yük ortadan kaldırılmıştır. Elde edilen detaylı hız cevapları Şekil 11 (c)'de gösterilmiştir. AT2-TSK-BMD, T1BMD ile PI denetleyicinin aşım miktarları sırası ile %1.73, %2.32 ve %4.93 olarak hesaplanmıştır. Denetleticilerin referans hıza yerleşme süreleri ise 9.8 ms, 11.7 ms ve 39.5 ms olarak bulunmuştur. Elde edilen sonuçlara göre AT2-TSK-BMD'den elde edilen hız cevapları diğer denetleyicilere göre oldukça tatmin edici değerlerdedir. Bu senaryodan elde edilen moment cevabı ise Şekil 11(d)'de sunulmuştur. Yük uygulandığında motorun kayıpları ve yükü karşılamak için moment ürettiği görülmektedir. Yük ortadan kaldırılınca motor sadece kayıplar için moment üretmeye gereksinim duymaktadır.

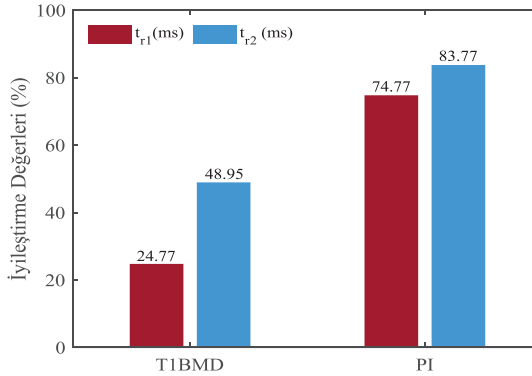
Ayrıca önerilen denetleyici yapısının diğer denetleyicilerin yükselme, yerleşme ve aşma değerlerini ne kadar iyileştirdiği belirlenmiştir. Şekil 12'de sabit

hızdaki performans iyileştirmesine ait yüzdelere verilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere AT2-TSK-BMD, yükselme zamanı açısından T1BMD'nin performansını %24.48 arttırırken PI denetleyicide bu değer %35.30 olarak hesaplanmıştır. Yerleşme zamanı bakımından ise T1BMD ve PI denetleyicinin performansları sırası ile %26.35 ile %73.08 değerlerinde iyileştirilmiştir.

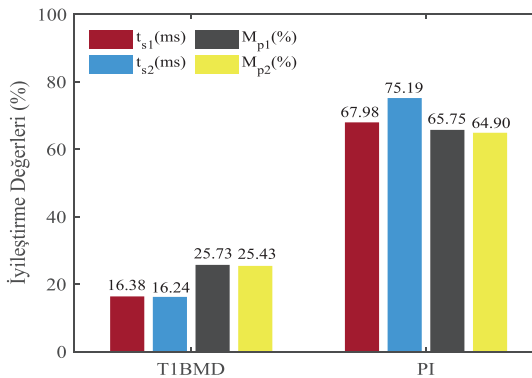
İkinci senaryodaki referans hız değişimine karşı denetleyici yapılarının performans iyileştirme değerleri Şekil 13'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi sadece yerleşme zamanı bakımından incelenmiştir. AT2-TSK-BMD, referans hızdaki birinci ve ikinci değişimde T1BMD'nin performansını %24.77 ve %48.95 oranında iyileştirirken PI denetleyici de bu değerler %74.77 ile %83.77 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 12: Sabit referans hızdaki iyileştirme değerleri



Şekil 13: Referans hız değişimindeki iyileştirme değerleri



Şekil 14: Ani yük değişimindeki iyileştirme değerleri

Şekil 14'te ise ani yük değişimindeki iyileştirme değerleri sunulmuştur. Yük uygulandığında, AT2-TSK-BMD, T1BMD'nin yerleşme ve aşım değerlerini sırası ile %16.38 ve %25.73 oranında iyileştirirken PI denetleyici için iyileştirme değerleri %67.98 ile %65.75 olarak elde edilmiştir. Yüklü durumunda yüksüz duruma geçişte ise T1BMD'nin yerleşme ve aşım cevapları %16.24 ile %25.43 değerlerinde iyileştirilmiştir. PI denetleyici de ise bu değerler sırasıyla %75.19 ve %64.90 olarak elde edilmiştir. Tüm karşılaştırma ve iyileştirme değerleri analiz edildiğinde AT2-TSK-BMD'nin hız cevapları hem klasik PI denetleyiciye hem de T1BMD'ye göre oldukça tatmin edici değerlerde olduğu açıkça görülmektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, FDAM'dan elde edilen dinamik cevapların optimal seviyede olması temel amaç olarak düşünülmüştür. Bu nedenle klasik denetleyici yapılarının yerine akıllı denetleyici yapılarının FDAM'ın hız denetiminde kullanılması gerekmektedir. Denetleyici yapılarından istenilen en bariz özellik ise sistem parametrelerinin değişimine ya da değişen çalışma durumlarına karşı dayanıklı ve tatmin edici bir denetim cevabının sağlanmasıdır. İlk olarak FDAM'ın matematiksel modeline ihtiyaç duymadan uzman kişinin bilgi birikimi ile tasarımı gerçekleştirilen AT2-TSK-BMD modeli oluşturulmuştur. Daha sonra bu denetleyici yapısı FDAM'ın hız denetim birimine uygulanmıştır. FDAM'ın hız denetiminin önerilen denetleyici ile gerçekleştirildiğine ne kadarlık bir performans iyileştirmesi sağlayacağını göstermek ve doğrulamak için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında AT2-TSK-BMD'den elde edilen dinamik cevaplar T1BMD ile PI denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmalarından elde edilen tüm sonuçlardan önerilen denetleyicinin kullanılması ile FDAM'dan daha etkin bir hız denetim performansının elde edildiği görülmüştür.

Kaynaklar

- [1] S. H. Kim, "Electric Motor Control", Elsevier Science, 2017.
- [2] F. Burger, P.A. Besse, R. S. Popovic, "New Single Chip Hall Sensor for Three Phases Brushless Motor Control", *Sensor and Actuators*, 81, pp. 320-323, 2000.
- [3] R. Çelikel, Ö. Aydoğmuş, "Reducing Mechanical Resonance Time of a Flywheel Energy Storage System By Using A Current Control Algorithm For Satellites", *Gazi University Journal of Science*, 30(4), pp. 200-214, 2017.
- [4] M. Gokbulut, B. Dandil, C. Bal, "Development and Implementation of a Fuzzy-Neural Network Controller for Brushless DC Drives", *Intelligent Automation & Soft Computing*, 13(4), pp. 415-427, 2007.
- [5] H. Acikgoz, "Speed Control of DC Motor Using Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller", *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, 6(3), pp. 197-202, 2018.
- [6] K. Premkumar, B. V. Manikandan, "Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System Based Speed Controller for Brushless DC Motor", *Neurocomputing*, 138, pp. 260-270, 2014.
- [7] T. Türker, "Fırçasız doğru akım motorunun hız kontrolü için uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı", *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 24, (2), ss. 214-218, 2018.
- [8] J. Bernat, S. Stepień, "The Adaptive Speed Controller for the BLDC Motor Using MRAC Technique", *Proceedings of the 18th World Congress The International Federation of Automatic Control*, pp. 4143-4148, 2011.
- [9] R. Kandiban, R. Arulmozhiyal, "Speed Control of BLDC Motor Using Adaptive Fuzzy PID Controller", *International Conference on Modelling, Optimisation and Computing*, pp. 306-313, 2012.
- [10] D. Potnuru, K. A. Mary, S.C. Babu, "Experimental Implementation of Flower Pollination Algorithm for Speed Controller of a BLDC Motor", *Ain Shams Engineering Journal*, 10, pp. 287-295, 2019.
- [11] K. A. Prasad, U. Nair, "Intelligent Fuzzy Sliding Mode Controller Based on FPGA for the Speed Control of a BLDC Motor", *International Journal of Power Electronics and Drive System*, 11(1), pp. 477-486, 2020.
- [12] K. Balamurugan, R. Mahalakshmi, "ANFIS-Fractional order PID with Inspired Oppositional Optimization Based Speed Controller for Brushless DC Motor", *International Journal of Wavelets Multiresolution and Information Processing*, 18(1), pp. 1-18, 2020.
- [13] L.A. Zadeh "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-I", *Information Sciences*, 8(3), pp. 199-249, 1975.
- [14] T. Takagi, M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 15, pp. 116-132, 1985.
- [15] N.N. Karnik, J.M. Mendel, Q. Liang, "Type-2 fuzzy logic systems", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 7, pp. 643-658, 1999.
- [16] J. M. Mendel, X. Liu, "Simplified Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 21(6), pp. 1056-1069, 2013.
- [17] J.M. Mendel, "Advances in Type-2 Fuzzy Sets and Systems", *Information Sciences*, 177, pp. 84-110, 2007.
- [18] X. Du, H. Ying, "Derivation and Analysis of the Analytical Structures of the Interval Type-2 Fuzzy-PI and PD Controllers", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 18, (4), pp. 802-814, 2010.
- [19] O.F. Kececioglu, A. Gani, M. Sekkeli, "Design and Hardware Implementation Based on Hybrid Structure for MPPT of PV System Using an

Interval Type-2 TSK Fuzzy Logic Controller”,
Energies 13, 1842, 2020.

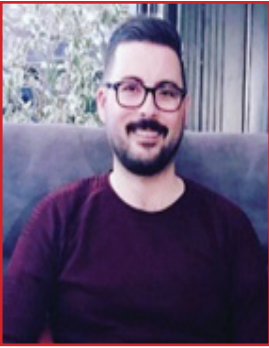
- [20] M. Biglarbegian, W.W. Melek, J.M. Mendel, “On the stability of Interval Type-2 TSK fuzzy logic control systems”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 40, pp. 798-818, 2010.
- [21] J.G. Ziegler, N.B. Nichols, “Optimum Settings for Automatic Controllers”, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 115, pp.759-765, 1993.

Salime BERKETOĞLU



Salime Bereketoğlu, Osmaniye doğumludur. Lisans ve Yüksek Lisans eğitimini sırasıyla 2018 ve 2020 yıllarında Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesinde tamamlamıştır. Yüksek lisans eğitimini tamamladığı yıl yine aynı üniversitede doktora çalışmasına başlamıştır. Doktora çalışmasına başlaması ile beraber yine 2020 yılında özel bir firmada yazılım analisti olarak görev almaya başlamıştır.

Dr. Öğr. Üyesi Hakan AÇIKGÖZ



Hakan Açıkgöz, Kahramanmaraş doğumludur. Lisans ve Yüksek Lisans eğitimini sırasıyla 2008 ve 2010 yıllarında Fırat Üniversitesinde tamamlamıştır. 2013-2018 yılları arasında, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği alanında doktora çalışmasını tamamlamıştır. 2010-2012 yılları arasında Batman Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmıştır. 2013-2019 yılları arasında ise Kilis 7 Aralık Üniversitesi Elektrik-Enerji bölümünde Öğretim Görevlisi olarak çalışmıştır. 2020 yılından itibaren ise Gaziantep İslam Bilim Ve Teknoloji Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Öğretim Üyesi olarak çalışmaya devam etmektedir. Araştırma alanları güç dönüştürücülerinin denetimi, optimizasyon, yapay zekâ ve makine öğrenmesidir.

Prof. Dr. Mustafa ŞEKKELİ



Mustafa Şekkelî, Kahramanmaraş doğumludur. Lisans, Yüksek Lisans ve Doktora Eğitimlerini sırasıyla 1986, 1989 ve 2005 yıllarında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde tamamlamıştır. 1999-2007 yılları arasında Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Öğretim Görevlisi olarak çalışmıştır. Aynı üniversitede 2014-2019 arasında Doçent olarak çalışmıştır. 2019 yılından itibaren ise Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Profesör olarak görev yapmaktadır. Araştırma alanları güç kalitesi, güç elektroniği, elektrik motorlarının denetimi, reaktif güç kompanzasyonu ve yenilenebilir enerji sistemleridir.