

Rüzgar Türbin Sistemlerinde Ağırlıklı Geometrik Merkez Yöntemi ile Tasarlanan PI-PD Kontrolü

Abdullah Turan^{1*}, Hebat Günel²

¹Makine ve Metal Teknolojileri / Şırnak Meslek Yüksek Okulu, Şırnak Üniversitesi, Türkiye

²Enerji Bilimi ve Teknolojileri/Lisansüstü Eğitim enstitüsü, Şırnak üniversitesi, Türkiye

*(abdullahturan@sirnak.edu.tr)

(Received: 11 November 2024, Accepted: 16 November 2024)

(3rd International Conference on Contemporary Academic Research ICCAR 2024, 10-11 November 2024)

ATIF/REFERENCE: Turan, A. & Günel, H. (2024). Rüzgar Türbin Sistemlerinde Ağırlıklı Geometrik Merkez Yöntemi ile Tasarlanan PI-PD Kontrolü, *International Journal of Advanced Natural Sciences and Engineering Researches*, 8(10), 124-134.

Özet – Enerji krizinin etkisiyle, araştırmacıların yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelik ilgisi giderek artmaktadır. Her geçen gün artan enerji ihtiyacı ve maliyetleri, üretici ve tüketicileri yenilenebilir enerji kaynaklarına yönlendirmektedir. Bu kaynaklar arasında en önemlilerinden biri rüzgâr enerjisidir. Yüksek rüzgâr hızlarında, türbinler ve diğer kritik bileşenlerin zarar görmemesi için sistemin kontrol altında tutulması gerekmektedir. Bu çalışmada, bir rüzgar türbininin kontrolü için Ağırlıklı Geometrik Merkez (AGM) yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli bir PI-PD kontrol cihazı tasarlanmıştır. AGM Yöntemi ile PI-PD kontrol tekniklerinin enerji üretimine olan potansiyel etkilerinin detaylı bir şekilde incelenmesi hedeflenmektedir. Tasarım işlemi, kontrolör parametreleri düzleminde kararlılık eşik eğrisini kullanarak kararlı bölgenin belirlenmesi ve bu bölgedeki AGM'nin hesaplanması esasına dayanmaktadır. Fakat, bu bölge içinde en iyi sistem performansını sağlayacak parametrelerin seçimi önemli bir sorundur. AGM yöntemi, bu soruna oldukça pratik ve kullanışlı bir analiz sunmaktadır. Önerilen PI-PD kontrol tasarımı yaklaşımının avantajı, elde edilen parametrelerin grafiksel yöntemler ya da yinelemeli optimizasyon süreçlerine gerek kalmadan sayısal olarak hesaplanabilmesidir. Bu sayede kapalı döngü kararlılığı etkin bir şekilde sağlanmaktadır. Simülasyonlar MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Bu aşamada, birim adım yanıtları incelenerek kullanılan yöntemin performans analizi yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre, önerilen ayarlama tekniği ile tasarlanan PI-PD denetleyicinin, rüzgar türbinine daha başarılı bir şekilde uygulandığı gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar, PI-PD denetleyicinin performansının, geleneksel PID denetleyiciye kıyasla daha üstün olduğunu göstermektedir.

Anahtar Kelimeler – PI-PD Kontrolörü, AGM, Rüzgar Türbini, Zaman Gecikmesi.

I. GİRİŞ

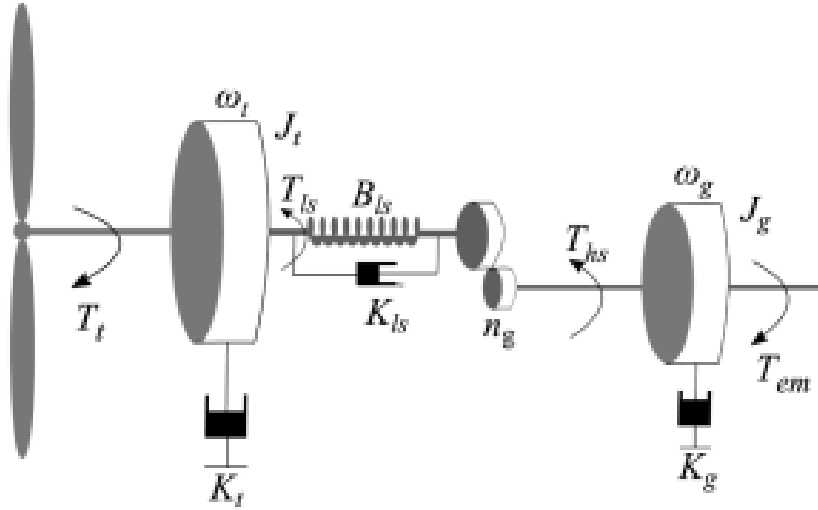
Enerji tüketimi her geçen gün artmasına karşın, başlıca enerji kaynağımız olan yenilenebilir enerji kaynaklarının miktarı hızla azalmaktadır. Fosil yakıtların sürdürülebilirliği ve rezervleri tükenmekte, ayrıca ömürlülerinin kısa olduğu da bilinmektedir (İlbeyoğlu & Gürbüz, 2024). Yenilenebilir enerjiler hem insanların ihtiyaçlarını karşılar hem de çevreyi korur. Yenilenebilir enerji kaynaklarının ilk kurulum maliyetinin yüksekliği ve dayanıklılık açısından sınırlı kullanım alanlarına sahip olmalarına rağmen enerji üretimi açısından uygun maliyetlidir (Lüy & Metin, 2022). Rüzgar türbinleri ilk yatırım maliyetlerinin yüksek olmasına rağmen, gelişen teknoloji sayesinde bu maliyetler azalmış üretim aşamasında

hammaddeye ihtiyaç duymadığı için elektrik enerjisi üretiminde öne çıkmıştır. Rüzgar enerjileri geri dönüştürülebilir özelliğiyle dikkat çekmekte; taşınması sorun oluşturmamakta ve üretimi için çok yüksek teknolojiye ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu enerji kaynağı, atmosferde bol miktarda serbest halde bulunmakta ve çevre kirliliğine yol açmamaktadır. Rüzgâr enerjisinden yararlanabilmek için bu enerjinin başka bir forma dönüştürülmesi gerekmektedir; bu dönüşüm ise rüzgâr türbinleri aracılığıyla sağlanmaktadır (Turan & Günel, 2023). Rüzgâr türbinleri hızlarına göre sabit hızlı ve değişken hızlı olarak iki gruba ayrılır. Değişken hızlı türbinler, doğrudan şebekeye bağlanabilmeleri ve sabit hızlı modellere kıyasla daha yüksek enerji verimliliği sağlamaları gibi avantajlara sahiptir (Koç & Güven, 2011). Sabit hızlı rüzgâr türbinlerinde çıkış gücü sabit kalırken, değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin çıkış gücü rüzgâr hızına bağlı olarak değişiklik gösterir (AVCI & YILMAZ, 2020). Çıkış gücünün, değişken rüzgâr hızlarına bağlı olarak değiştiği kanıtlanmıştır (Çiftçi & Dursun, 2017). Rüzgâr Enerji Santralleri (RES), dünya genelinde birçok bölgede kurulmuş olsa da, çıkış gücünün ve değişken rüzgâr hızlarının etkisi nedeniyle bazı sorunlar ortaya çıkmıştır. Rüzgâr türbini tarafından üretilen güç sabit olmadığında, şebekede dalgalanmalar meydana gelir. Bu sorunların çözümü için çeşitli kontrolörler kullanılmakta olup, farklı türde kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Son yıllarda, rüzgâr türbinlerinin kontrol sisteminde klasik PID, bulanık mantık gibi kontrolörler üzerine birçok çalışma yapılmış ve bu yöntemler açıklanmıştır (Turan & Günel, 2023). Kontrol algoritmalarının doğru bir şekilde tasarlanması ve optimize edilmesi, enerji üretimindeki etkinliği artırmak için kritik bir öneme sahiptir. AGM ile PI-PD kontrolün, rüzgâr türbinlerinin dinamik performansını nasıl artırabileceği ve enerji üretimini nasıl iyileştirebileceği incelenmektedir. Bu yöntem, kontrol süreçlerini optimize ederek türbinlerin verimliliğini artırmayı hedefler PI-PD denetleyicileri, PID denetleyicilerin modifiye edilmiş (Turan & Günel, 2023) versiyonlarıdır ve genellikle belirli uygulama gereksinimlerine daha iyi uyum sağlayan özel durumları ele almak amacıyla tercih edilir. PI-PD denetleyicileri, özellikle kararsız ve tümevsel sistemlerde tercih edilen, PID denetleyicilerin alternatif bir türünü oluşturmaktadır (Ali & Saeed, 2016; Onat, 2019). Bu çalışmada, rüzgâr türbini sistemlerinin kontrol tasarımına yönelik olarak AGM yöntemine dayalı bir PI-PD tasarım prosedürü önerilmiştir. Prosedürün başlangıcında, PD kontrolcüsü ve AGM kullanılarak iç döngü için kararlılığı sağlayan kontrolcü parametreleri (oransal kazanç: k_f ve türevsel kazanç: k_d) hesaplanmıştır. İç döngü daha sonra, PD kontrol parametreleri AGM ile tek bir bloğa indirgenmiştir. Son olarak, indirgenmiş model üzerinden prosedür, dış döngü için PI denetleyicisi ile tekrarlanmıştır. PD kontrolcü tasarımından farklı olarak, PI kontrolcüsünde bir test fonksiyonu uygulanmaktadır. Bu test aşamasında, PI denetleyici tasarım sürecinde gerekli olan faz ve kazanç payı değerlerinin belirlenmesi, kapalı döngü kontrol sistemi tasarımının performans gereksinimlerini karşılamayı amaçlamaktadır. Uç noktalarının koordinatları kullanılarak, bu bölgedeki AGM noktaları pratik bir şekilde hesaplanabilir. AGM yönteminin diğer yöntemlere kıyasla önemli bir avantajı, kontrol parametrelerinin sayısal olarak hesaplanması için herhangi bir optimizasyon sürecine ihtiyaç duymamasıdır (Hamamci & Tan, 2006).

II. MATERYAL VE YÖNTEM

Rüzgar Türbininin Dinamik Modellenmesi

Çalışmada, "İki kütleli mekanik tahrik sistemi" kullanılarak PID kontrol tasarımlarının enerji üretimi üzerindeki etkileri araştırılacaktır.



Şekil 1. İki kütleli mekanik tahrik sistemi (Frikh , 2021)

Aerodinamik teorilere dayalı olarak, bir rüzgâr türbini tarafından üretilen mekanik güç, Denklem 1 ile gösterilmektedir (Ghasemi, 2014).

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A C_P (\lambda, \beta) v^3 \quad (1)$$

Yukarıdaki formüle göre, ρ hava yoğunluğunu (kg/m^3), A rüzgâr türbini kanatlarının kapladığı alanı (m^2) ve v ise rüzgâr hızını (m/s) temsil etmektedir. $C_p(\lambda, \beta)$, genellikle doğrusal olmayan rüzgâr türbini güç katsayısını ifade eder ve deneysel olarak belirlenmiştir (Turan & Günel, 2023).

$$G_s = \frac{W_t(s)}{T_t(s)} = \frac{n_\rho^2 J_\rho s^2 + B_{ts} s + K_{ts}}{n_\rho^2 J_t J_\rho s^3 + B_{ts} (J_t + n^2 J_\rho) s^2 + K_{ts} (J_t + n^2 J_\rho) s} \quad (2)$$

İki kütleli rüzgâr türbini sisteminin parametreleri:

$$n_\rho: 43,165$$

$$J_\rho: 34,4 \text{kgm}^2$$

$$B_{ts}: 9500 \text{Nm/rad/s}$$

$$K_{ts}: 2,691 \cdot 10^5 \text{Nm/rad}$$

$$J_t: 3,25 \cdot 10^5 \text{kgm}^2 \quad (3)$$

Ağırlıklı geometrik merkez metodu ile PI-PD kontrolör tasarımı

PI-PD kontrolörler, PID kontrolör yapılarına benzerlik gösterirken, belirli noktalarında farklılıklar ortaya koymaktadır. PID kontrolörler, kararsız, bütünleştirici ve rezonant sistemlerin kontrolünde arzu edilen performansı elde etme noktasında bazı yapısal sınırlamalar taşımaktadır. Diğer yandan, PI-PD kontrolörler, bu tür sistemlerde başarılı sonuçlar verme eğilimindedir (Turan & Günel, 2023). PID kontrolörler üç parametre barındırırken, PI-PD kontrolör yapısı dört parametreye sahiptir. Şekil 1'deki örnekte, PD geri beslemeli iç döngü, sistemin transfer fonksiyonu ve cevabını iyileştirerek kutupların daha uygun bir konumda yer almasını sağlar. Daha sonra, PI kontrolörlü ikinci döngüde sistem performansı hedef düzeye ulaştırılmaya çalışılır. PD geri beslemeli iç döngü sayesinde açık çevrim kararsızlığı düzeltilir, böylece kararlı açık çevrim kutupları uygun bir konuma yerleştirilir (Tan, 2009). Bu nedenle, PI-PD kontrolör

yapısı, geleneksel PID kontrolörlere kıyasla avantajlar sunmaktadır. PI-PD kontrolörler, integratif, kararlı, kararsız, ve rezonant süreçlerin kontrolünde etkili sonuçlar sunan bir kontrol yapısını temsil eder. Bu sebeple, bu kontrolörler aracılığıyla sistemi kararlı hale getiren kararlı katsayıların elde edilmesi son derece önemlidir (Kaya, 2003). Lakin, uygun parametrelerin seçimi, kararlı bölge içinde sistem için hala araştırma gerektiren önemli bir meseledir. Bu çalışma, kararlılık sınır eğrisi üzerindeki (kd, kf) ve (kp, ki) düzlemlerine dayanan gerçekçi bir çözüm önermektedir. Kontrolör değişkenleri ve frekansa bağlı olarak değişen kararlılık sınır grafiği, bu çalışmanın ana odak noktasını oluşturur. Kararlılık sınır grafiği ω 'ya bağlı olduğundan, ω , 0'dan ∞ 'ye kadar değişkenlik gösterebilir. Fakat, hangi frekans aralığında kararlı kontrolör parametrelerinin bulunabileceği ve çizim için gereken frekans aralığının varsayımları, yapılan çalışmada ortaya konmuştur. Bu nedenle, bulguların analiz ile bir kontrol sistemi kararlı hale getirmek için gerekli olan tüm PI-PD parametreleri hemen hesaplanabilir. Hesaplanan kararlı bölgede, AGM yöntemi kullanılarak seçilen kontrolörlerin sistem performansına etkileri de kolaylıkla bulunabilir. Bu metot ile zaman gecikmeli sistemler için AGM metodu ile basit bir PI-PD denetçi ayarı gerçekleştirilmiştir. Verilen örneklerle yöntem açıklanmış ve belirtilen sistemler için uygun k_p ve k_i katsayılarının AGM değerleri elde edilmiştir. Bu metot ile zaman gecikmeli sistemler için AGM metodu kullanılarak basit bir PI-PD denetçi ayarı yapılmıştır.

PD kontrolör için kararlılık bölgesi

Şekil 1'de yer alan PD kontrolörlü birinci döngüyü ele aldığımızda, bu döngünün karakteristik denklemi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\Delta_{PD}(s) = 1 + C_{PD}(s)G_P(s) \quad (4)$$

Bu ifade, Denklem (1) ve Denklem (2) kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta_{PD}(s) = D_P(s) + (k_f + k_d(s)N_P(s))e^{-Ts} \quad (5)$$

Parametre uzayı yaklaşımında, kararlı bir polinomun kökleri için üç olası durum vardır: Reel kök sınırı, sonsuz kök sınırı ve kompleks kök sınırı.

Denklem (1)'de $s = j\omega$ yazılarak $G_P(s)$ 'in pay ve paydası aşağıdaki gibi yazılabilir (Tan, 2009).

$$G_P(s) = \frac{N_{PE}(-\omega^2) + j\omega N_{PO}(-\omega^2)}{D_{PE}(-\omega^2) + j\omega D_{PO}(-\omega^2)} \quad (6)$$

Bu durumda, Denklem (5) ile verilen karakteristik denklem ifadesi aşağıdaki gibi reel ve sanal kısımlarına ayrılarak yazılabilir.

$$\Delta_{PD}(j\omega) = [D_{PE} + (k_f N_{PE} - \omega^2 k_d N_{PO}) \cos(\omega T) + (\omega k_f N_{PO} + \omega k_d N_{PE}) \sin(\omega T)] + j[\omega D_{PO} + \omega k_f N_{PO} + \omega k_d N_{PE}) \cos(\omega T) + (-k_f N_{PE} + \omega^2 k_d N_{PO}) \sin(\omega T)] \quad (7)$$

$$\Delta_{PD}(j\omega) = R_e + jI_m = 0 \quad (8)$$

Denklem (8)'deki gibi reel ve sanal kısımlar ayrı ayrı sıfıra eşitlendiğinde, sırasıyla aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$k_f(N_{PE} \cos(\omega T) + \omega N_{PO} \sin(\omega T)) + k_d(-\omega^2 N_{PO} \cos(\omega T) + \omega N_{PE} \sin(\omega T)) = -D_{PE} \quad (9)$$

$$k_f(N_{PO} \cos(\omega T) - \omega N_{PE} \sin(\omega T)) + k_d(-\omega^2 N_{PO} \sin(\omega T) + \omega N_{PE} \cos(\omega T)) = -\omega D_{PO} \quad (10)$$

Denklem (9) ve denklem (10), aşağıdaki gibi yeniden ifade edilebilir.

$$k_f Q + k_d B = C$$

$$k_f M + k_d N = L \quad (11)$$

$$k_f = \frac{CN-LB}{QN-MB} \quad (12)$$

$$k_d = \frac{QL-MC}{QN-MB} \quad (13)$$

Burada

$$Q = N_{PE} \cos(\omega T) + \omega N_{PO} \sin(\omega T)$$

$$B = -\omega^2 N_{PO} \cos(\omega T) + \omega N_{PE} \sin(\omega T)$$

$$C = -D_{PE} \quad (14)$$

$$M = \omega N_{PO} \cos(\omega T) - N_{PE} \sin(\omega T)$$

$$N = \omega^2 N_{PO} \sin(\omega T) + \omega N_{PE} \cos(\omega T) \quad (15)$$

$$L = -\omega D_{PO}$$

şeklindedir. Yukarıdaki denklemler, Denklem (12) ve denklem (13)'te yerine yazılırsa k_f ve k_d aşağıdaki gibi elde edilir.

$$k_f = \frac{-(N_{PE} D_{PE} + \omega^2 N_{PO} D_{PO}) \cos(\omega T) + \omega (N_{PE} D_{PO} - N_{PO} D_{PE}) \sin(\omega T)}{(N_{PE}^2 + \omega^2 N_{PO}^2)} \quad (16)$$

$$k_d = \frac{(\omega N_{PO} D_{PE} - \omega N_{PE} D_{PO}) \cos(\omega T) - (N_{PE} D_{PE} - \omega^2 N_{PO} D_{PO}) \sin(\omega T)}{\omega (N_{PE}^2 + \omega^2 N_{PO}^2)} \quad (17)$$

Denklem (16) ve denklem (17) kullanılarak kararlılık sınır eğrisi $I(k_d, k_f, \omega)$, (k_d, k_f) düzlemine çizilebilir. Ancak unutmamak gerekir ki denklem (16) ve denklem (17)'nin paydasını sıfır yapan frekans değeri, kararlılık sınır eğrisinin elde edilmesinde bir süreksizliğe neden olacaktır. Ancak bu durum, kararlı kontrolörlerin hesaplanması için bir engel teşkil etmez (Tan, 2009). Eğer mevcutsa, reel kök sınırı ve sonsuz kök sınırı (k_d, k_f) parametre düzlemini kararlı ve kararsız bölgelere ayırabilir. Bu nedenle, kararlılık sınır eğrisi $I(k_d, k_f, \omega)$ elde edildikten sonra, kararlı kontrolör parametrelerinin olup olmadığı test edilmelidir (Tan, 2009). Reel kök sınırı $k_f = k_f(0)$ Denklem (7)'de $\omega = 0$ yazılarak Denklem (18)'deki gibi elde edilir ve $s = 0$ 'da Denklem (5) ile verilen $\Delta_{PD}(s)$ 'in bir reel kökü sanal eksenini aşabileceğinden sifıra eşitlenir.

$$k_f = k_f(0) = -\frac{D_{PE}(0)}{N_{PE}(0)} \quad (18)$$

$$k_f = \frac{\omega (N_{PE} D_{PO} - N_{PO} D_{PE}) \sin(\omega T)}{(N_{PE}^2 + \omega^2 N_{PO}^2)} \quad (19)$$

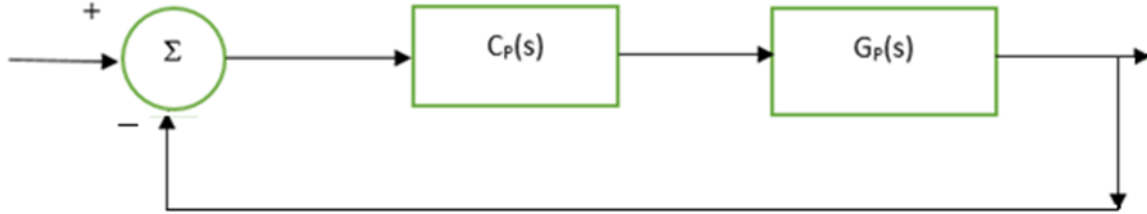
Denklem (7)'de $\omega = 0$ için sanal kısım sıfırdır. Reel kısmın da $\omega = 0$ 'da sifıra eşitlenmesi için çizgisi kararlılık sınır eğrisinin sınırlayıcısıdır (Tan, 2009).

Sistemin transfer fonksiyonunda, payda $D_P(s)$ 'in derecesi, pay $N_P(s)$ 'in derecesinden büyük olduğu sürece (ki genellikle böyledir), sonsuz kök sınırı söz konusu olmayacaktır. Kararlılık sınır eğrisi $I(k_d, k_f, \omega)$ bağlı olarak elde edilir. ω , sıfırdan sonsuza kadar değişebilir. Yukarıda da belirtildiği gibi $k_f = k_f(0)$ çizgisi kararlılık sınır eğrisinin sınırlayıcısı olduğundan ω 'nın pozitif reel değerinin altındaki frekansın denklem

(19)'u sağladığı düşünülebilir ve frekansın bu pozitif reel değeri ω_a olarak adlandırılırsa kararlılık sınır eğrisinin $\omega \in [0, \omega_a]$ aralığında çizilmesi kararlılığı sağlayan (k_d, k_f) parametrelerinin elde edilmesi için yeterli olacaktır.

PI kontrolör için kararlılık bölgesi

Şekil 1'deki verilen sistem için PD geri beslemeli iç döngünün kapalı çevrim transfer fonksiyonu $G(s)$ olarak ifade edilirse sistemin eşdeğer blok diyagramı Şekil 2'de gösterildiği gibi olacaktır.



Şekil 2. Şekil 1'in eşdeğer Blok Diyagramı

$G(s)$ Denklem (20)'deki gibi elde edilir.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{N_P(s)e^{-Ts}}{D_P(s) + (k_f + k_d s)N_P(s)e^{-Ts}} \quad (20)$$

Burada $s = j\omega$ olarak alındığında $G(s)$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$G(j\omega) = \frac{(N_{PE} + j\omega N_{PO})(\cos(\omega T) - j\sin(\omega T))}{\Delta_{PD}(j\omega)} \quad (21)$$

Burada;

$$N_E = N_{PE}(\cos(\omega T) + \omega N_{PO} \sin(\omega T)) \quad (22)$$

$$N_O = N_{PE}(\cos(\omega T)) - \frac{N_{PE}(\sin(\omega T))}{\omega} \quad (23)$$

$$D_E = D_{PE} + (k_f N_{PE} - \omega^2 k_d N_{PO}) \cos(\omega T) + (\omega k_f N_{PE}) \sin(\omega T) \quad (24)$$

$$D_O = D_{PO} + (k_f N_{PO} + k_d N_{PE}) \cos(\omega T) + \left(-\frac{k_f N_{PE}}{\omega}\right) \sin(\omega T) \quad (25)$$

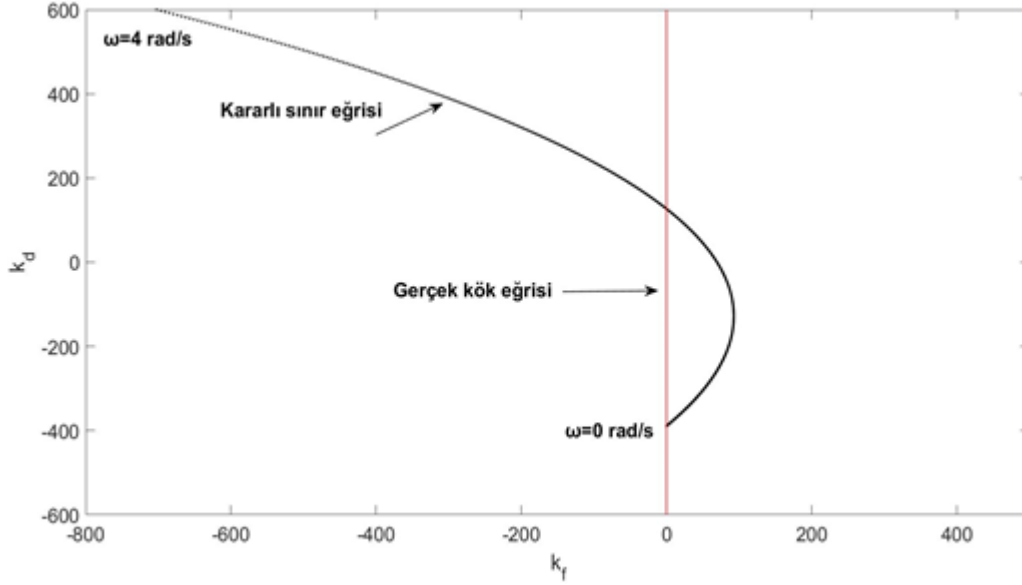
şeklindedir.

Ağırlıklı Geometri Merkez Hesaplanması

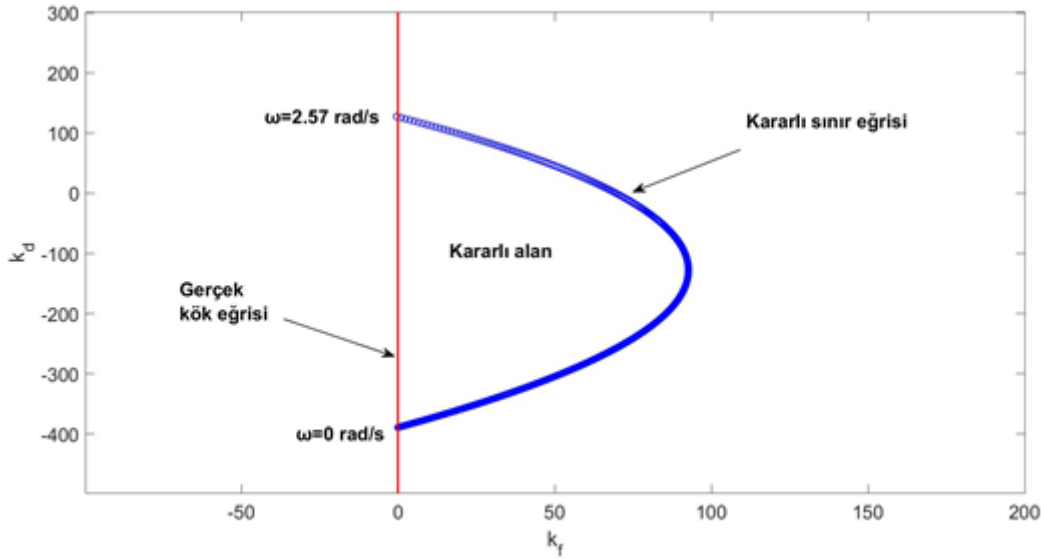
Önerilen AGM yöntemi, iki temel işleme dayanır: birincisi, kararlılık sınır eğrisi yöntemiyle sistemi kararlı hale getiren kontrol parametre bölgesinin hesaplanması; ikincisi ise bu bölgeyi sınırlayan eğri üzerindeki noktalar kullanılarak kararlılık alanının AGM noktasının belirlenmesidir.

Adım 1: İki döngüden oluşan PI-PD denetleyici tasarımı için PD denetleyici tasarımı ilk (iç) döngüde detaylandırılmıştır. Bu nedenle öncelikle Denklem (27)'deki iki bilinmeyenli (k_f, k_d) iki denklem frekansa (ω) (rad/s) bağlı olarak çözüldüğünde PD kontrolör sisteminin kararlılık sınır eğrisi şu şekilde elde edilir: Şekil 3'te. Burada sistem parametreleri değiştirilerek oluşturulan gerçek kök sınır çizgisi, kapalı döngü köklerinin s düzlemindeki konumunu gösteren çizgidir. Seçilen frekans aralığı $(0, 4 \text{ rad/s})$ kararlı bölgeyi görmek için yeterliydi.

Rüzgar turbin modeli için AGM metodu ile PI-PD tasarımı ve simülasyon sonuçları

Şekil 3. Gerçek kök sınırı ve kararlılık sınırı Eğrisi ω (rad / s) [0 4]

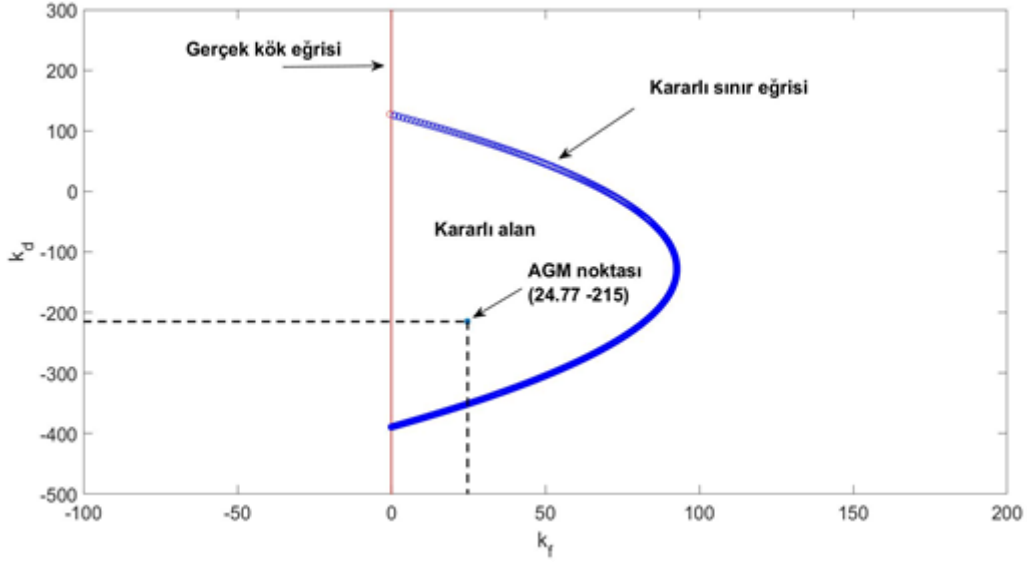
Şekil 3'te, grafikte görülen farklı alanlardan rastgele noktalar seçilerek ve Hurwitz kararlılık testi yöntemi kullanılarak kararlılık bölgesi elde edilmektedir. PD kontrolcülü kararlılık bölgesi Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4. PD kontrol cihazının stabilite bölgesi

Bu işlemde her ω değeri için k_f ve k_d hesaplanır ve her w değeri farklı bir aralıkta elde edilir. Şekil 4'te $k_f = 0$ olan kırmızı çizgi kararlı sınır eğrisinin sınırını göstermektedir. Kapalı kararlılık bölgesi (k_{f1}, k_{d1}) , (k_{f2}, k_{d2}) (k_{fm}, k_{dm}) koordinatları olarak ifade edilen m sınır konum noktasından oluşur. Bunların gerçek kök çizgisine m yansıma noktaları $(0, k_{d1})$, $(0, k_{d2})$ $(0, k_{dm})$ koordinatları olarak ifade edilebilir. Bir diğer ifadeyle kararlılık bölgesi $2 \cdot m$ noktalarla çevrelenmiştir. $k_{f1}=0$ ω 'dan bağımsız düşünülebilir çünkü kararlılık sınır eğrisi $k_{f1}=0$ gerçek kök çizgisiyle sınırlıdır (Onat, 2013).

Sonuç olarak kararlılık sınır eğrisi noktalarının koordinat değerleri ve bunların yansıma noktaları kullanılarak kararlı bölgenin AGM noktaları Denk. (26) ve Denk. (27), ile belirlenir (Şekil 5).



Şekil 5. PD denetleyicisinin WGC noktası

$$k_{dAGM} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m k_{dj} \quad (26)$$

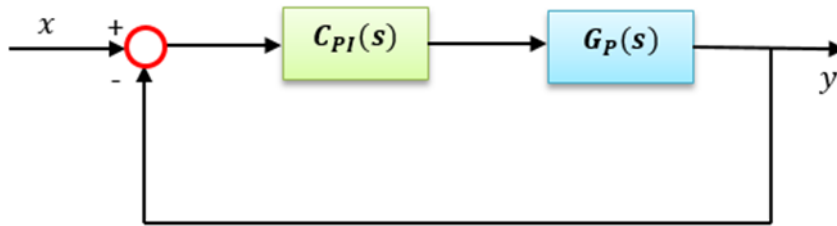
$$k_{pAGM} = \frac{1}{2m} [\sum_{i=1}^m k_{fj} + (0. m)] \quad (27)$$

Burada ω 0.05 adımlarıyla seçilmiştir. Adım değerleri sonuç değerlerini etkileyebilir. Fakat kararlılık üzerinde önemli bir etkisi yoktur (Ozyetkin , 2020).

Sonuç olarak PD kontrolörün AGM noktası $(k_f, k_d) = (24.77, 215)$ olarak elde edilir.

Adım 2:Seçilen PD kontrol parametreleri $(k_f = 24.77, k_d = 215)$ kullanılarak iç döngü azaltılır. Azaltılmış iç döngü transfer fonksiyonu Denklem 28'de verilmiştir. .

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{G_P(s)}{1+G_{PD}(s)G_P(s)} = \frac{N_P(s)D_{PD}(s)e^{-\tau s}}{D_P(s)D_{PD}(s)+N_{PD}(s)N_P(s)e^{-\tau s}} \quad (28)$$



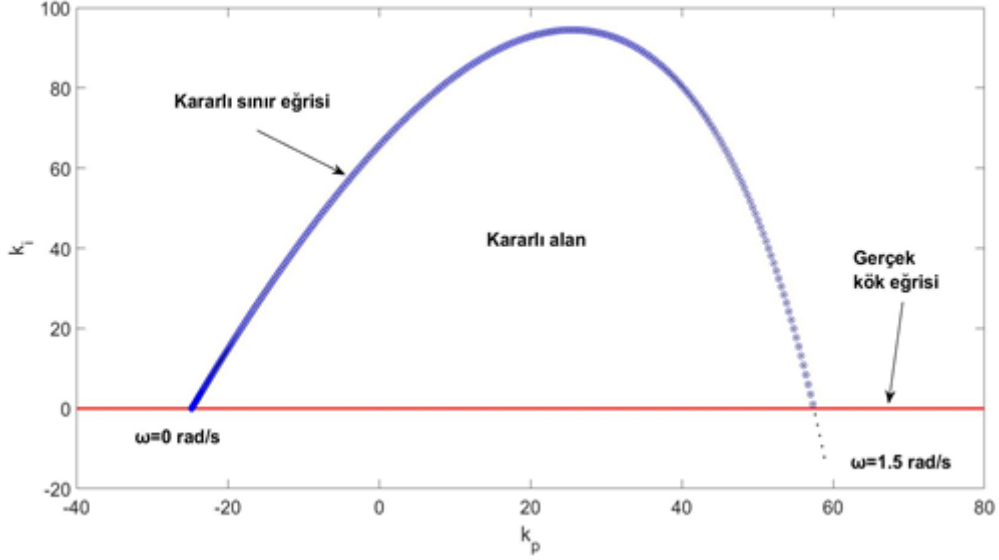
Şekil 6. Blok diyagramı

PI denetleyici için kararlılık bölgesi, k_p - k_i düzlemindeki azaltılmış transfer fonksiyonu aracılığıyla elde edilir. PI kontrol cihazı parametreleri aynı zamanda C_{PD} parametrelerinin hesaplanması için verilen prosedür kullanılarak da elde edilebilir. Değişimin dış döngünün karakteristik denkleminde uygulanması verilmiştir.

$I_f \Delta_{PI}$ sanal ve gerçek kısımlarına ayrıştırılır;

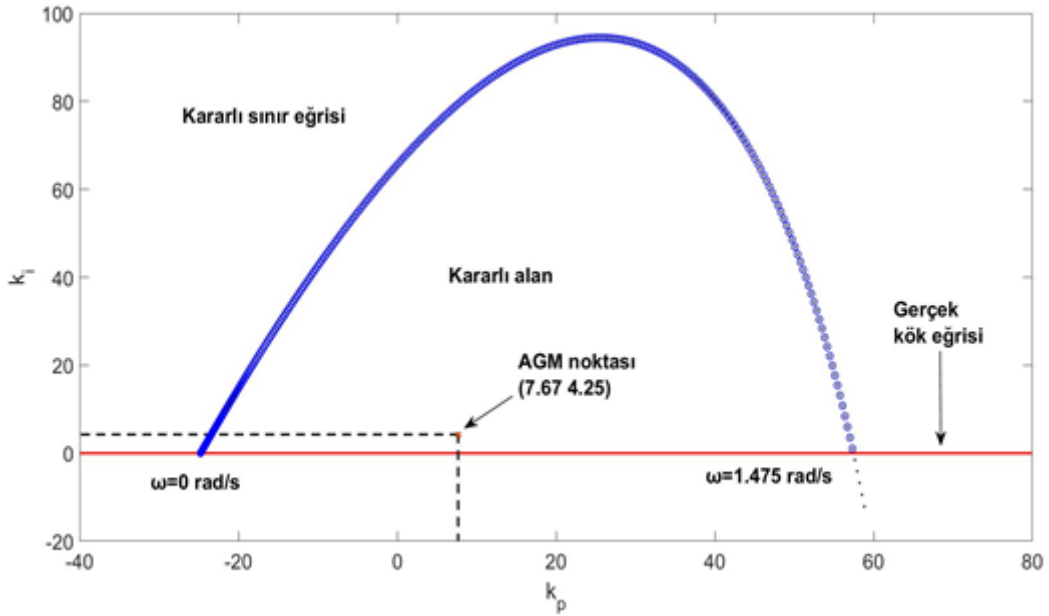
$$\Delta_{PI} = R_{\Delta,PI} + I_{\Delta,PI} = 0 \quad (29)$$

PD kontrolör parametrelerini elde etmek için yukarıda açıklanan prosedür aynı zamanda PI parametrelerini elde etmek için de kullanılırsa aşağıdaki denklemler elde edilir. Şekil (7) stabilite sınır eğrisinin oluşturduğu alanı ve bu alanın yakınlştırılmış görünümünü göstermektedir.

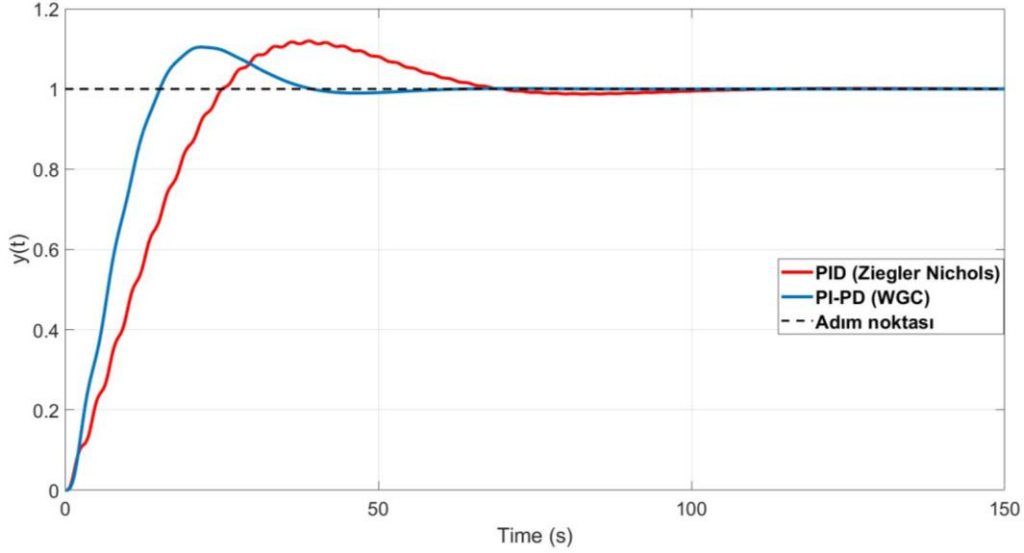


Şekil 7. PI kontrolcüsünün kararlı alanı

Frekans (ω) bağlı (doğrusal) denklem takımı çözülerek, Şekil (8) ve AGM'deki gibi kararlılık bölgesi, elde edilen k_p ve k_i parametrelerinin Şekil (9)'daki $k_p - k_i$ düzleminde çizilmesiyle belirlenir. ω 'yi daha küçük adım boyutuyla seçmenin (örneğin 0,05 aynı zamanda daha büyük m değerleri ile sonuçlanır), daha büyük adım boyutuna göre daha doğru sonuçlar almamızı sağlayacağı bir gerçektir. Böylece PI kontrolörün AGM noktası $(k_p, k_i) = (7.67, 4.25)$ olarak elde edilir.



Şekil 8. PI kontrolcüsünün AGM noktası



Şekil 9. Sistemin adım cevapları

III. SONUÇ

Bu çalışmada, bir rüzgar türbini ve diğer kritik bileşenleri yüksek hızlarda kontrol altında tutarak hasarları önlemek amacıyla AGM yöntemi kullanılarak zaman gecikmeli bir PI-PD kontrol cihazı tasarlanmıştır. Önerilen PI-PD kontrol tasarımı yaklaşımının avantajı, ortaya çıkan parametrelerin grafiksel yöntemler veya yinelemeli optimizasyon süreçleri kullanılmadan sayısal olarak hesaplanması, böylece kapalı döngü kararlılığının sağlanmasıdır. Önerilen yöntem herhangi bir dögüsel optimizasyon algoritması kullanmamaktadır. Yöntemin kontrolör parametrelerinin model üzerinden sayısal olarak hesaplanmasına olanak sağlaması, özellikle pratik uygulamalar için kontrol mühendislerine güzel bir sayısal çözüm sunmaktadır. Simülasyon sonuçlarına göre, hedeflenen gecikme süresine sahip rüzgar türbininin modeli için önerilen yöntemle tasarlanan PI-PD kontrolör ile tasarlanan PI-PD kontrolöre göre daha başarılı sonuçlar elde edildiği görülmektedir.

REFERENCES

- Ali, H. I., & Saeed, A. H. (2016). Robust PI-PD controller design for systems with parametric uncertainties. *Engineering and Technology Journal*, 34(11 Part A), 2167–2173.
- AVCI, B., & YILMAZ, T. B. (2020). *Rüzgar Türbini Kanat Tasarımı Ve Analizi*.
- Çiftçi, A., & Dursun, M. (2017). Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde kullanılan sürekli mıknatıslı senkron generatörün maksimum güç izleme algoritması ile vektör kontrolü. *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, 5(2), 356–369.
- Frikh, M. L., Soltani, F., Bensiali, N., Boutasseta, N., & Fergani, N. (2021). Fractional order PID controller design for wind turbine systems using analytical and computational tuning approaches. *Computers and Electrical Engineering*, 95, 107410.
- Ghasemi, S., Tabesh, A., & Askari-Marnani, J. (2014). Application of fractional calculus theory to robust controller design for wind turbine generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(3), 780–787.
- Hamamci, S. E., & Tan, N. (2006). Design of PI controllers for achieving time and frequency domain specifications simultaneously. *ISA Transactions*, 45(4), 529–543.
- İlbeyoğlu, S., & Gürbüz, H. (2024). FİZİKSEL PARAMETRELERİN HİDROJEN PEM YAKIT HÜCRESİ PERFORMANSINA ETKİLERİ ÜZERİNE DEĞERLENDİRME. *Uludağ Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, 29(1), 291–310.

- Kaya, I. (2003). A PI-PD controller design for control of unstable and integrating processes. *ISA Transactions*, 42(1), 111–121.
- Koç, E., & Güven, A. N. (2011). Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinlerinin Modellenmesi ve Arıza Sonrası Sisteme Katkı Yeteneklerinin İncelenmesi/Modeling and Investigation of Fault Ride Through Capability of Variable Speed Wind Turbines. *EMO Bilimsel Dergi*, 1(1), 51–55.
- Lüy, M., & Metin, N. A. (2022). PID Control Medium Size Wind Turbine Control with Integrated Blade Pitch Angle. *International Scientific and Vocational Studies Journal*, 6(1), 22–31.
- Onat, C. (2019). A new design method for PI–PD control of unstable processes with dead time. *ISA Transactions*, 84(1), 69–81.
- Ozyetkin, M. M., Onat, C., & Tan, N. (2020). PI-PD controller design for time delay systems via the weighted geometrical center method. *Asian Journal of Control*, 22(5), 1811–1826.
- Tan, N. (2009). Computation of stabilizing PI-PD controllers. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 7, 175–184.
- Turan, A., & Aggümüş, H. (2022). Optimal PID Controller Design Based on Proportional Gain for Quarter Vehicle Model. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, 41, 400–404.
- Turan, A., & Günel, H. (2023). Blade Pitch Angle Control Of A Wind Turbine With P1-Pd Designed With The Weighted Geometric Center Method'. *1st International Future Engineering Conference*.