

SICAKLIK KONTROL SİSTEMLERİ İÇİN FARKLI STRATEJİLER

Haji AHMADOV*
Cengiz BİRLİKSEVEN**

TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü PK. 54 41470 Gebze/KOCAELİ

Tel: 0262 679 50 00

E-Mail* : haji.ahmadov@tubitak.gov.tr

E-Mail** : cengiz.birlikseven@tubitak.gov.tr

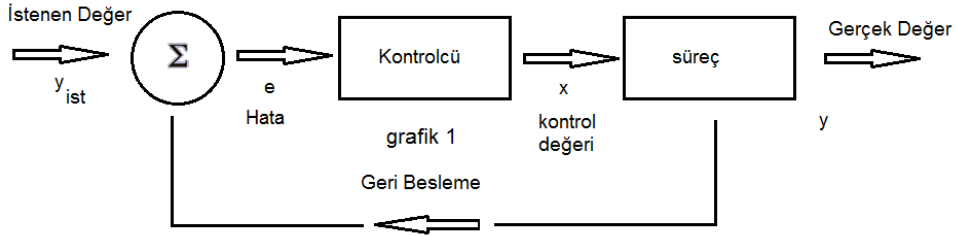
ÖZET

Farklı modelleme ve kontrol sistem yaklaşımları ısı bir yüke uygulandı. Isıl yük olarak elektrik güç ile ısınan ve konveksiyon yoluyla soğuyan bir direnç seçildi. Süreç modellemesi amacıyla iki deney yapıldı. Açık döngü (open loop) deneyinde zamansal tepki (transient response) yöntemi uygulandı ve üç parametrelili matematiksel model oluşturuldu. Bu parametreler statik kazanç (statik gain), süreç zamanı (process time) ve gecikme zamanı (dead time) parametreleridir. Kapalı döngü (closed loop) deneyinde ise sürecin temel frekansı ve temel kazancı elde edildi, bu bilgiler ışığında sürecin frekans tepki özellikleri incelendi. PID kontrolcünün orantılı kazanç (P), entegral (I) ve türev (D) zamanlarının süreç dinamiği ile bağlantısı incelendi. Deneylerde elde ettiğimiz ısı modellerine Ziegler-Nichols (ZN) ve Chien, Hrones ve Reswik (CHR) katsayıları uygulanarak PID kontrolcü parametrelerinin ayarlamaları yapıldı. Elde edilen kontrol performansları analiz edildi. Kararlılık performans analizi için grafik 1 deki kontrol sisteminde geri besleme kaldırılarak frekans etki tepki yöntemi uygulandı. Elde edilen süreç eğrisinden diğer önemli kontrol ölçütleri analiz edildi. Kontrol sisteminin transfer fonksiyonunun kutupları incelenerek, ana hatları ile PID parametre optimizasyonu tartışıldı.

1. Giriş

Bir kontrol sistemi hakkında, konuyu ilk duyan tarafından en sık sorulan soru kontrol sistemi nedir sorusudur. Soruyu cevaplamak için, günlük hayatımızda yerine getirilmesi gereken çok sayıda "hedefler" olduğunu söyleyebiliriz. Örneğin rahat bir yaşam için ev ve binaların iç sıcaklık ve nem seviyesinin düzenlenmesi gerekir. Ulaşımında, doğru ve güvenli bir şekilde bir noktadan diğerine gitmek için otomobil, uçak vs. taşıtları kontrol etmemiz gerekir. Son yıllarda, kontrol sistemleri çağdaş uygarlığın ve teknolojinin gelişimi ve ilerlemesinde önemli bir rol üstlenmiştir. Günlük faaliyetlerimiz hemen her yönüyle çeşitli kontrol sistemleri tarafından etkilenir. Kontrol sistemleri sanayinin tüm sektörlerinde bolca bulunur. Örnek olarak, ürünlerin kalite kontrol sistemi, otomatik montaj hatları, uzay teknolojisi, silah kontrol sistemleri, bilgisayar kontrolü, ulaşım sistemleri, güç sistemleri, robotik, mikro-elektro-mekanik sistemler (MEMS), nanoteknoloji kontrol sistemlerini sayabiliriz. Ayrıca otomatik kontrol yaklaşımları biyoloji, sağlık, sosyal ve ekonomi alanlarında da önemli yer almaktadır [1].

Bir otomatik kontrol sistemi, kontrolcü ve kontrol edilen süreci içerir. İstenilen süreç değeri y_{ist} (örneğin fırında istenilen sıcaklık) ve gerçek süreç değeri y (fırın içindeki gerçek sıcaklık) arasındaki fark $y_{ist} - y$ geri besleme (feedback) sayesinde tekrar kontrolcü girişine verilir. $y_{ist} - y = e$ farkı süreç hatasını göstermektedir.



Kontrol değeri x (örneğin fırına verilen elektrik güç), bu hataya göre kontrolcü tarafından ayarlanır. Kontrol sisteminin amacı mümkün en olan en kısa zaman içinde hatayı kabul edilebilir küçük seviyelere indirmektir. Kontrolcünün yapısı kontrol edilen sürecin dinamik özelliklerine göre değişiklik göstermelidir. İyi bir kontrol performansı elde etmek için kontrol edilen sürecin iyi anlaşılması gereklidir. Örneğin, mikrodalga fırında sıcaklık, elektromanyetik radyasyon enerjisi sayesinde yükselir. Diğer yandan bir kısım ısı, ısı iletkenlik ve konveksiyon yoluyla dışarı atılır. Oluşan denge bir ısı denklemi ile açıklanabilir. Bu denklem kontrol ve süreç arasındaki ilişkiyi tanımlamalıdır. Gerçek sistemlerde oluşan ısı denkleminin analitik çözümlerini elde etmek genelde olanaksızdır. Hatta sayısal çözümleri elde etmekte her zaman mümkün olmayabilir. Bu zorluğun üstesinden gelmek amacıyla, fiziksel süreci iyi bir şekilde tarif eden yaklaşık matematiksel modeller oluşturulur. Matematiksel modellerin oluşturulmasında etki-tepki yöntemleri kullanılır. Bu amaçla süreç girişine bir kontrol sinyali verilir, sürecin tepkisi kaydedilir ve analiz edilir. Aşırı yüksek veya aşırı düşük sıcaklıklar dışında birçok ısı sürecin dinamiği doğrusal ve zamanla değişmez (time-invariant) özellikler sergiler. Bu tip süreçlerin etki-tepki özellikleri formül (1) de verilen etki-tepki fonksiyonu ile tanımlanır. Doğrusal ve zamanla değişmez süreçlerin çok güzel bir özelliği vardır. Bu tip süreçlerde etki fonksiyonu olarak basit kontrol sinyallerinin kullanılması yeterli olmaktadır. Basit sinyaller genellikle, deneyde kolayca üretebilen sinyallerdir. Darbe sinyali, adım ve rampa sinyalleri ve sinüs dalgası etki-tepki analizinde sık kullanılan kontrol sinyalleri arasındadır. Süreksiz veya kısa zamanlı sinyallerin (rampa, darbe veya adım sinyalleri) kullanıldığı etki-tepki analiz yöntemleri zamansal tepki (transient response) yöntemleri olarak bilinir. Isıl süreçlerin zamansal tepki analizinde genellikle adım kontrol sinyali kullanılır. Bu durumda sürece sıfır zamanında sabit güç verilir. Bu tip bir ısı sürecin, adım fonksiyonu etkisiyle oluşan sıcaklık-zaman tepki eğrisi grafik 1 veya grafik 2 de gösterilen eğriler şeklinde ortaya çıkar. Bu eğriler üç parametre ile karakterize edilir. Isıl sürecin maksimum sıcaklığı ve başlangıç sıcaklığı farkının verilen güce oranı ile sabit kazanç parametresi elde edilir. Süreç sıcaklığının, maksimum sıcaklık değeri ve başlangıç sıcaklık değeri farkının yüzde 63 üne ulaştığı zaman süreç zamanı olarak adlandırılır. Genellikle ısı süreçler dışarıdan gelen enerjiye hemen tepki vermezler. Gecikme zamanı parametresi, etki-tepki zaman farkı ile tanımlanır. Bu üç parametre ısı süreci oldukça iyi tanımlayan yaklaşık bir matematiksel model kurulması için yeterlidir. Matematiksel modeli oluşturmanın diğer bir yolu ise kontrol sinyalinin sinüs dalga olarak seçilmesidir. Sinüs dalga etki-tepki analiz yöntemi frekans tepki yöntemi olarak ta bilinir. Sürecin sıcaklık zaman tepkisi aynı frekansta sinüs dalgası şeklinde ortaya çıkar. Süreç dalgası genellikle kontrol dalgasının gerisinden gelir. Bu iki sinüs dalgası arasındaki faz farkı frekansa göre değişiklik gösterir. Faz farkının 180 derece olduğu frekans, sürecin temel frekansı (ultimate frequency) olarak adlandırılmıştır. Bu frekanstaki kontrol ve süreç sinyallerinin genliklerinin oranı ise temel kazanç (ultimate gain) olarak adlandırılır. Elde edilen temel kazanç ve temel frekans parametreleri kullanılarak ısı süreç için matematiksel model oluşturulur.

Sürecin dinamik özellikleri iyi huylu olduğunda ve performans gereksinimleri mütevazı olduğunda, PID kontrolcüler pek çok kontrol problemi için yeterlidir. Sürecin iyi veya kötü huylu olup olmadığı gecikme ve süreç zamanlarının oranıyla belirlenir. Bu oran normalize gecikme süresi (normalized dead time) olarak bilinir. Normalize gecikme süresi 0,0 ve 0,5 arasındaki olan süreçler PID kontrol sistemleri ile rahatça kontrol edilebilirler. Normalize gecikme süresi 0,5 ve 1,0 arasında olan süreçler için ise daha gelişmiş kontrolcülerin kullanılması gerekir. Özellikle normalize gecikme süresi 1,0 a çok yakın olan süreçler de bu durum kendini çok daha baskın bir biçimde gösterir. Bu tip süreçlerin kontrolü için daha farklı algoritmalara ihtiyaç duyulur. Örneğin Smith öngörücü (Smith predictor) bu tip süreçler için kullanılabilir. Kontrol zamanı ve statik hata PID kontrolcünün performansını belirten önemli ölçütler arasındadır. Kontrol zamanı genellikle hatanın istenilen değerin yüzde % 5 ine ulaştığı zaman olarak seçilir. Kontrol hızı kontrol zamanının tersidir. İstenilen değer kontrol sistemine verildikten bir süre sonra süreç sıcaklığı sabit bir değere ulaşır. Bu sabit değerle istenilen değer arasında her zaman bir

hata vardır ve bu hata statik hata olarak adlandırılır. İyi bir kontrol işleminde statik hata değerinin istenilen süreç değerinin çok altında olması beklenir. Bir PID kontrol sisteminde, orantılı kazanç parametresi (P- proportional) kontrol sisteminin hızını yükseltir ve oluşan sabit hatayı azaltmakta önemli rol oynar. Entegral parametresinin (I – entegral) ana amacı zaman içinde hatanın sıfır değere ulaşmasıdır. Entegral terim genelde kontrol hızını azaltır. Süreç hızını yükseltmek için kontrolcüye türevsel terim (D-differential) eklenir. Kontrol sisteminin performansını tanımlayan diğer bir ölçüt sistemin kararlılık seviyesidir. Normalize gecikme süresinin sıfır olmadığı süreçlerde orantılı kazanç değerini sınırlayan fiziksel gerçekler devreye girer. Orantılı kazanç parametresi artırılırken, belli bir kazanç değerinden sonra sistem periyodik salınım yapmaya başlar. Periyodik salınımın başladığı orantılı kazanç değeri sistemin temel kazancı olarak adlandırılır. Orantılı kazancı daha da yükseltirsek kontrol sistemin kararlılığı bozulur. Sürecin sıcaklığı sürekli olarak yükselir ve bu durum istenmeyen sonuçları doğurabilir. P kontrolcünün kararlılık seviyesi, temel ve orantılı kazanç değerleri farkının temel kazanca oranıyla tanımlanabilir. PI ve PID kontrolcüler için ise, kararlılık seviye tanımı bu sistemleri tanımlayan bütün P-I-D parametreler tarafından belirlenir. Bu konu PID performans analizi bölümünde detaylı olarak incelenmiştir.

PID kontrolcülerin özellikleri P-I-D parametreleri ile belirlenir. Kontrol edilen sürece göre bu parametrelerin doğru bir şekilde ayarlanması gerekir. Bu parametreler ve süreci tarif eden sabit kazanç, gecikme ve süreç zamanları arasında basit bağlantı katsayıları, ilk olarak Zigler-Nichols tarafından önerilmiştir. Yine benzer şekilde Zigler-Nichols P-I-D parametrelerinin ısı sürecin temel frekansı ve temel kazancından yola çıkarak elde edilmesine yönelik te katsayılar önermiştir. P-I-D parametrelerinin ayarı büyük ölçüde normalize gecikme süresi ile ilgilidir. ZN ayarlama katsayıları, normalize gecikme süresinin 0,15 ile 0,4 arasında olduğu durumlarda iyi kontrol performansı sağlayabilir. Normalize gecikme süresinin 0,4 ile 1,0 arasında olduğu süreçler genellikle PID sistem tarafından iyi kontrol edilemez. Normalize gecikme süresi 0,0 ve 0,15 arasında olan süreçlerde de ZN katsayıları genellikle iyi sonuç vermez. Bu tip süreçlere farklı ayarlama katsayılarının uygulanması gerekebilir. Örneğin, Chien, Hrones ve Reswik (CHR) tarafından önerilen ayarlama katsayıları daha iyi performans sağlayabilir.

Süreç modellemesi kontrol sistemlerinde anahtar rol oynar. Modelleme konusunda iyi bir ders kitabı olarak Buckley (1964), Smith (1972), Aström ve Hagglund (1995) önerebiliriz. Matematiksel altyapısı iyi olan okuyucular Dorf ve Bishop (1997) dan faydalanabilirler. PID kontrol sistemlerinin ayarlanması konusunda geniş bir literatür bulunmaktadır. İyi örnekler olarak, Smith (1972), Aström ve Hagglund (1995), Desphande ve Ash (1981) ve Shinsky (1988) kitaplarını önerebiliriz.

2. Kontrol kuramı temel matematiği

Doğrusal ve zamanla değişmez süreçler için etki ve tepki fonksiyonları arasındaki bağlantı

$$y(t) = \int_0^{\infty} g(t - \sigma) x(\sigma) d\sigma \quad (1)$$

entegral denklemi ile verilir. Burada $y(t)$ tepki fonksiyonu, $g(t)$ transfer fonksiyonu ve $x(t)$ kontrol fonksiyonu olarak adlandırılır. Doğrusal olmayan sistemler için (örneğin aşırı soğuk ve aşırı sıcak süreçler) etki-tepki denkleminin (1) sağ tarafına kontrol değişkeninin ikinci ve daha yüksek mertebede terimlerinin eklenmesi gerekir. Bu çalışmada sadece doğrusal sistemler incelenmektedir. Kontrol kuramında zamanla değişen fonksiyonlar $x(t)$, $g(t)$ ve $y(t)$ yerine daha sık onların Laplas dönüşümleri $X(s)$, $G(s)$ ve $Y(s)$ kullanılmaktadır. Bunun ana sebebi etki-tepki entegral denkleminin

(1) Laplas dönüşümü sonucunda cebirsel denklem

$$Y(s) = G(s)X(s) \quad (2)$$

halini almasıdır. Zamanla değişen herhangi bir $a(t)$ fonksiyonunun Laplas dönüşümü

$$A(s) = \int_0^{\infty} a(t)e^{-st} dt \quad (3)$$

formülü ile tanımlanır. Burada s karmaşık bir sayıdır. Laplas dönüşümü yapılmış fonksiyonlardan, başlangıç fonksiyonlarına geri dönüş için ters Laplas dönüşümü

$$a(t) = \text{Res}(A(s)e^{st}) \quad (4)$$

uygulanır. Kompleks analizde Res simgesi rezidü operasyonu için kullanılır. Bu operasyon $A(s)$ fonksiyonunun bütün kutup noktaları s_k üzerinden toplam yapılmasını öngörür.

$$\text{Res}(A(s)e^{st}) = \sum_k \lim_{s \rightarrow s_k} (s - s_k) A(s) e^{st}. \quad (5)$$

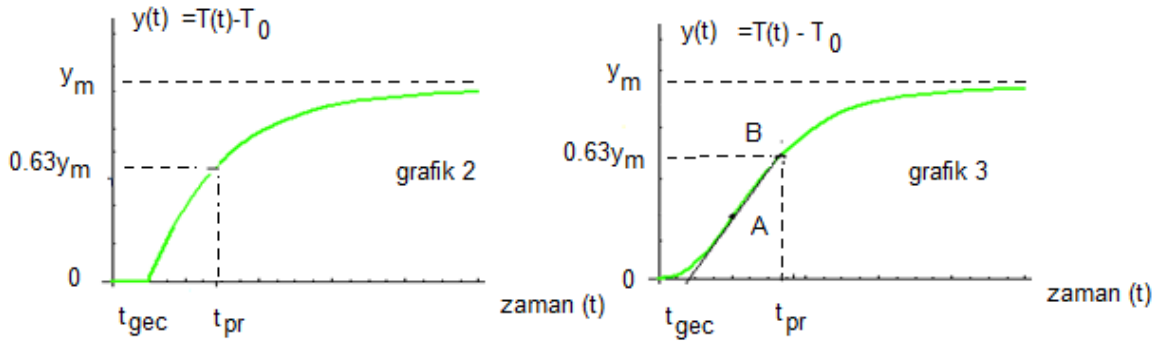
Bu formül sadece birinci mertebeden kutup noktaları için geçerlidir. Daha yüksek mertebedeki kutup noktalarının residülerinin nasıl bulunacağı ile ilgili standart kompleks analiz kitaplarına bakılabilir.

2.1 Zamansal tepki yöntemi matematiksel analizi

Bu analiz için ısı bir sistemi inceleyelim. Etki fonksiyonumuz sisteme verdiğimiz gücü tanımlayan kontrol fonksiyonu, tepki fonksiyonumuzda ısı yükün sıcaklığını belirten süreç fonksiyonu olsun. Süreç fonksiyonu ile ilgili bilgi elde etmek için matematiksel modellemede sık kullanılan yöntemlerden biri kontrol sinyali olarak adım fonksiyonu

$$x(t) = P \theta(t) \quad (6)$$

kullanılmaktadır. Burada P , sürece sıfır zamanında verilen gücü göstermektedir. Adım fonksiyonu $\theta(t)$ pozitif zamanda bir, negatif zamanda sıfıra eşit olan fonksiyon olarak tanımlanmış fonksiyondur. Bu sinyale süreç tarafından verilen tepki genellikle grafik 2 veya grafik 3 teki sıcaklık – zaman eğrisi şeklinde ortaya çıkar.



Yukarıdaki grafiklerde $y(t)$ sıcaklık farkı $T(t) - T_0$ olarak tanımlanmıştır. Burada $T(t)$ ve T_0 sistemin t zamandaki sıcaklığını ve başlangıç sıcaklığını (oda sıcaklığı) göstermektedir. Süreç değişkeninin maksimum değeri $y_m = T_m - T_0$ ifadesi ile verilmektedir. Isıl sürecin $0.63 y_m$ seviyesine ulaştığı zaman süreç zamanı t_{pr} olarak bilinir. Genellikle ısı sistemler dışarıdan gelen enerjiye hemen tepki vermezler. Gecikme zamanı t_{gec} sürecin etki-tepki zamanı farkını gösterir. Grafik 2 den gecikme zamanını hemen okuyabiliriz. Grafik 3 deki eğrinin gecikme zamanını bulmak için önce bir A noktası tanımlayalım. A noktası eğrinin maksimum olduğu noktadır. B noktası Grafik 2 de olduğu gibi $0.63 y_m$ noktasıdır. Bu iki noktadan geçen doğrunun zaman doğrusuyla kesişiminden gecikme zamanı elde edilir. Yukarıdaki sıcaklık – zaman eğrilerini kullanarak, ısıl süreç transfer fonksiyonu için üç parametrelilik matematiksel bir model oluşturabiliriz.

$$G(s) = K \frac{e^{-t_{gec}s}}{1 + (t_{pr} - t_{gec})s} \quad (7)$$

Burada statik kazanç parametresi K , sisteme verilen elektrik güç ve bunun etkisiyle oluşan süreç değişkeni maksimum değeri oranıyla tanımlanır.

$$K = \frac{T_m - T_0}{P} \quad (8)$$

Süreç ve gecikme zamanları transfer fonksiyonu Laplas dönüşümünün kutup noktası $s = -\frac{1}{t_{pr} - t_{gec}}$

ve üstel ifadede yer alır.

Adım fonksiyonunun Laplas dönüşümü $X(s) = \frac{P}{s}$ tir. (2), (7) ve (8) denklemleri kullanılarak adım fonksiyonunu etkisinde, süreç fonksiyonu aşağıdaki şekilde elde edilebilir.

$$Y(s) = (T_m - T_0) \frac{e^{-t_{gec}s}}{1 + (t_{pr} - t_{gec})s} \frac{1}{s} \quad (9)$$

Bu fonksiyon iki kutup noktası ($s = 0$ ve $s = -\frac{1}{t_{pr}-t_{geç}}$) içermektedir. Formül (5) kullanılarak üç parametrelili model için süreç fonksiyonunun zamana bağlı denklemi

$$y(t) = (T_m - T_0) \theta(t - t_{geç}) \left(1 - e^{-\frac{t-t_{geç}}{t_{pr}-t_{geç}}}\right) \quad (10)$$

şeklinde elde edilir. Deneysel olarak bulunan eğriler, grafik 2 ve grafik 3 teki şekillere tam uymayabilir. Deneysel verilere daha iyi uyum için dört ve daha fazla parametre içeren matematiksel modellerin kurulması gerekebilir. Sıcaklık kontrol sistemlerinde denklem (7) de verilen transfer fonksiyonu sık kullanılır ve birçok uygulama için oldukça yeterlidir.

2.2 Frekans tepki yöntemi matematiksel analizi

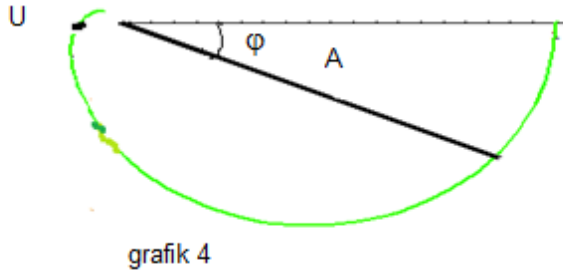
Frekans tepki yönteminde, kontrol sinyali olarak sinüs dalga seçilir.

$$x(t) = P \sin \omega t \quad (11)$$

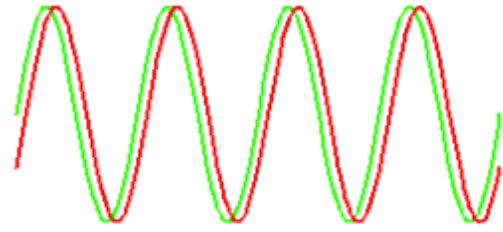
Sinyal verildikten bir süre sonra, süreç fonksiyonu kontrol sinyali ile aynı frekansta bir sinüs dalgası halini alır.

$$y(t) = A(\omega) \sin(\omega t + \varphi(\omega)) \quad (12)$$

Süreç fonksiyonunun genliği ve fazı genellikle uygulanan sinyal frekansıyla değişir. Grafik 5 teki yeşil ve kırmızı eğriler kontrol ve süreç sinüs dalgalarını göstermektedir. Süreç fonksiyonu sinüs dalgası, kontrol fonksiyonu sinüs dalgasını geriden takip eder. Bu fark süreç fazı φ olarak adlandırılır.



grafik 4



grafik 5

Grafik 4 deki Niquist eğrisi süreç fonksiyonunun genliği ve fazının frekansa göre nasıl değiştiğini göstermektedir. Grafikte frekans ok yönünde artmaktadır. Yine aynı grafikte, sıfır frekansta süreç fazının sıfır olduğu ve frekans büyüdükçe faz farkının da arttığı görülebilir. Faz farkının 180 dereceye ulaştığı U noktası, temel nokta (ultimate point) olarak adlandırılır. Bu noktaya karşı gelen frekans ta temel frekans ω_u olarak adlandırılır. Temel noktadaki sürecin genliğinin tersi temel kazanç değerini verir.

$$K_u = \frac{P}{A(\omega_u)} \quad (13)$$

Zamansal tepki yöntemiyle elde edilen matematiksel model kullanılarak, temel frekans ve temel kazanç değerleri, statik kazanç, gecikme zamanı ve süreç zamanı parametrelerine bağlanabilir. Denklem (11) de verilen sinüs sinyalinin Laplas dönüşümü aşağıdaki formülle verilir.

$$X(s) = P \frac{\omega}{\omega^2 + s^2} \quad (14)$$

(2), (4), (7) ve (13) formülleri kullanılarak zamana bağlı süreç fonksiyonu

$$y(t) = P \operatorname{Im} (G(i\omega) e^{i\omega t}) + (T_m - T_0) \frac{\omega^2 (t_{pr} - t_{geç})^2}{1 + \omega^2 (t_{pr} - t_{geç})^2} e^{-\frac{t-t_{geç}}{t_{pr}-t_{geç}}} \quad (15)$$

Şeklinde elde edilebilir. Bu ifadenin sağ tarafındaki son terim zamana bağlı olarak hızlı azalır. Bu sebeple bu terimi ihmal edebiliriz. Yukarıdaki formülde Im simgesi içindeki sayının imajiner kısmını tanımlamaktadır. Kalan iki terimi (12) ile karşılaştırarak ve formül (13) ü kullanarak, süreç fonksiyonu genliği ve fazının transfer fonksiyonu ile bağlantısı elde edilir.

$$A e^{i\varphi} = P G(i\omega) \quad (16)$$

Daha sonra, transfer fonksiyonu (7) kullanılarak

$$A(\omega) = \frac{(T_m - T_0)}{\sqrt{1 + (\omega_u(t_{pr} - t_{gsc}))^2}}, \quad \varphi(\omega) = -\omega t_{gsc} - \text{Arctan } \omega(t_{pr} - t_{gsc}) \quad (17)$$

Niquist eğrisinin analitik ifadesi elde edilir. Temel frekans Niquist eğri ifadesinin (17) çözümünden elde edilir.

$$\text{Tan}(\omega_u t_{gsc}) + \omega_u(t_{pr} - t_{gsc}) = 0 \quad (18)$$

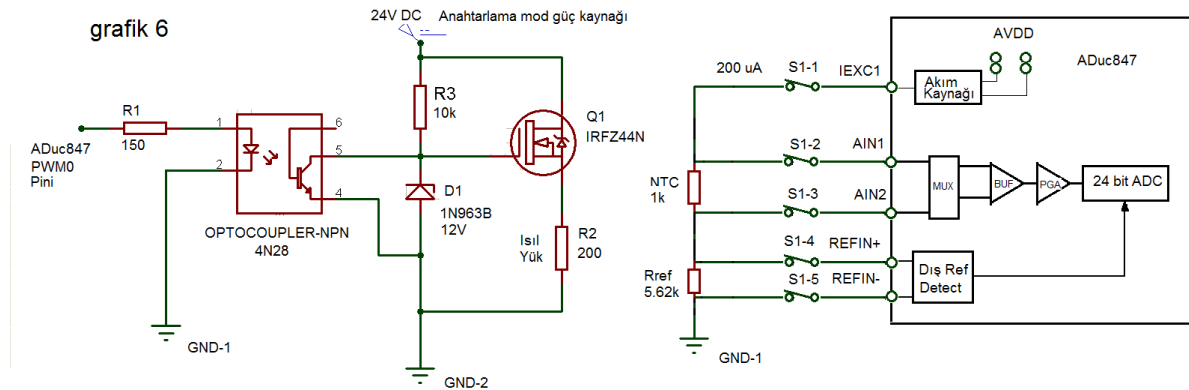
Temel frekansın gecikme ve süreç zamanlarıyla ilişkili olduğu yukarıdaki denklemde görülmektedir. Temel kazanç ise aşağıdaki biçimi alır.

$$K_u = K^{-1} \sqrt{1 + (\omega_u(t_{pr} - t_{gsc}))^2} \quad (19)$$

2.3 Açık döngü deneyi

Deneyde sabit gerilim verilen ısı bir yükün sıcaklığının zamana bağlı davranışını inceledik. Direnç tarafından bir saniyede emilen enerji, Joule kanununa göre gerilim çarpı devrede oluşan akım olarak bilinir. Emilen bu enerji yükün ısınmasına yol açar. Aynı zamanda yük yüzeyinden konveksiyon yoluyla ısı havaya iletilir. Konveksiyonla bu ısı iletimi de ısı yükün soğumasına yol açar. Isınma ve soğuma süreçleri bir noktada dengeye gelir ve ısı yük maksimum sıcaklık değerine T_m ulaşır.

Deneyde ısı yük olarak 200 Ohm – 100 Watt metal kılıflı bir direnç kullanılmıştır. Isıl yükün sıcaklık ölçümünü yapmak üzere bir negatif sıcaklık katsayılı bir (NTC) sensör (1 kOhm @ 25 degrees) ısı yük üzerine teflon bant ile sıkı bir kontak yapacak şekilde sarılmıştır. NTC sensörler yarıiletken malzemeden üretilirler. Yarıiletken malzemeler ısındıkça, yarı iletken içerisinde daha çok serbest elektron ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle sıcaklık yükseldikçe NTC sensörün direnci azalır. Bu sensörlerde negatif sıcaklık katsayı sıfatı bu özellikten dolayı kullanılmaktadır. Yük üzerine uygulanacak güç miktarı ADuC847 mikroişlemciye opto-kuplörülü bir yapı ile bağlanmış bir MOSFET transistörün, açık ve kapalı olduğu zamanın kontrol edilmesiyle sağlanır. MOSFET draini, 24V anahtarlama modda çalışan bir güç kaynağı (switch mode power supply) ile beslenmiştir. 24V bir güç kaynağı ile 200 ohm değerinde bir yüke uygulanabilecek maksimum güç miktarı $24V \times 24V / 200 \text{ Ohm} = 2.88 \text{ Watt}$ ır. Bunun anlamı MOSFET her zaman açık olduğunda yük üzerine 2.88 Watt güç uygulanıyor olmasıdır. ADuC847 işlemci aynı zamanda, NTC sensörünün direnç değerinin okunmasında da kullanılır. Bu amaçla işlemci tarafından sensöre 200 mikroamper akım verilir ve oluşan gerilim sayesinde sensörün direnci hesaplanır. ADuC847 Deneme Kartında yapılan bağlantılar aşağıdaki grafikte görülebilir. Kapalı döngü deneyinde de aynı şema kullanılmıştır. ADuC847 işlemci kodları Keil C51 v8.05 derleyicisi kullanılarak yapılmıştır. Zamana bağlı sıcaklık verileri bilgisayar tarafından toplanmaktadır. Veri toplama programları Visual Basic 6.0 da gerçekleştirilmiştir. Tüm kaynak kodları yazarların e-mail adreslerinden istenebilir.



Açık döngü deneyinde elde edilen sıcaklık zaman eğrisi, grafik 2 deki eğriye benzemektedir. Deney sonucunda aşağıdaki veriler elde edilmiştir.

$$T_0 = 30 \text{ }^\circ\text{C}, \quad T_m = 48 \text{ }^\circ\text{C}, \quad t_{gsc} = 12,7 \text{ sn}, \quad t_{pr} = 750 \text{ sn}, \quad P = 0.5 \text{ Watt} \quad (20)$$

Bu veriler ve formül (8) kullanılarak statik kazanç parametresi

$$K = 36 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Watt}} \quad (21)$$

olarak elde edilir. Statik kazanç parametresi elde edildikten sonra, ısı yük için matematiksel model (7) aşağıdaki gibi oluşur.

$$G(s) = 36 \frac{e^{-12.7 s}}{1 + 737 s} \quad (22)$$

Formül (17) ve (18) i kullanılarak aşağıdaki temel frekans ve temel kazanç değerleri elde edilebilir.

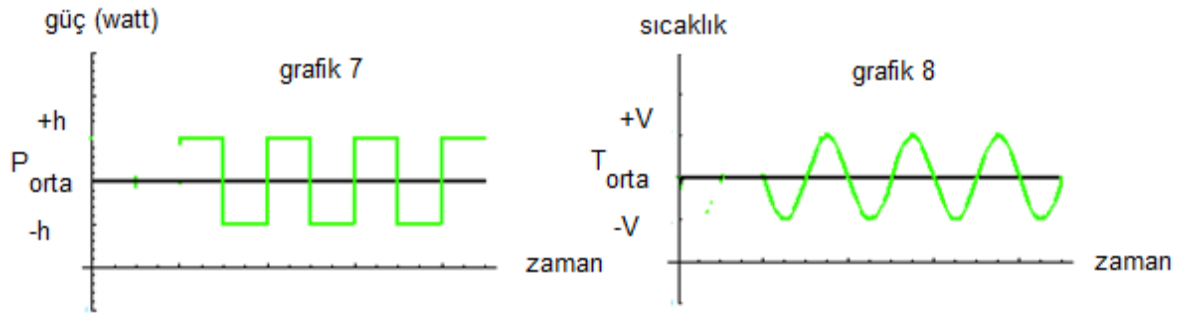
$$\omega_u = 0.13 \frac{\text{Rad}}{\text{sn}}, \quad K_u = 2,65 \frac{\text{Watt}}{^{\circ}\text{C}} \quad (23)$$

2.4 Kapalı döngü deneyi

Açık döngü deneyinde sürece, sinüs kontrol sinyali uygulanarak sürecin temel frekansı ve temel kazancı elde edilebilir. Pratikte ise, temel süreç parametrelerinin ölçülmesinde daha çok kapalı döngü deneyleri kullanılır. Kapalı döngü deney düzenekleri otomatik sistem şemasına (grafik 1) benzemektedir. Kontrol sistem şemasında, kontrolcü yerine röle yerleştirildiğini düşünebiliriz. Hata $e(t)$ değişkeninin pozitif olduğu durumda röle tarafından ısı yüküne $P + h$ elektrik gücü, negatif olduğu durumda ise, röle tarafından ısı yüküne $P - h$ elektrik gücü uygulanır. Matematiksel olarak röle fonksiyonu

$$x(t) = P + h \text{ sign}(e(t)) \quad (24)$$

formülü ile ifade edilebilir. Burada "sign" fonksiyonu içerdeki değişkenin işaretine göre artı bir veya eksi bir sabit değerini alır. Röle güç adımı h genelde röle ortalama gücünün (P) yüzde 5-10 u arasında tutulur. Röle fonksiyonunun güç-zaman davranışı grafik 7 de gösterilmektedir.



Röle işleminin başlamasından bir süre sonra ısı yükünün sıcaklık-zaman eğrisi sinüs dalgaya benzer bir şekil alır. Temel frekans grafik 8 deki eğride iki komşu tepe arasındaki zaman farkı t_u parametresi kullanılarak hesaplanır.

$$\omega_u = \frac{2\pi}{t_u} \quad (25)$$

Temel kazanç ise röle güç adımı h ve "sinüs dalga" genliği V den yararlanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$K_u = \frac{4h}{\pi V} \quad (26)$$

Bölüm 2.2 de frekans tepki yöntemi anlatılmıştır. Aslında röle metodu frekans tepki metodunun özel bir durumudur. Röle sinyalini frekansı ω_u olan bir kare dalga olarak düşünürsek, Fourier dönüşüm kuramına göre bu kare dalgayı frekansları ω_u , $2\omega_u$, $3\omega_u$ vs olan sinüs dalgalarının toplamı olarak yazabiliriz. Yüksek frekansların süreç tepkisine katkısının az olduğu süreçler için, röle yaklaşımı ile bulunan değerler gerçek parametre değerlerine oldukça yakındır. Örneğin ısı süreçler genelde yavaş süreçlerdir ve çok hızlı değişen sinyalleri takip edemezler, bu yüzden sadece uygulanan sinyalin ortalama değeri bu süreçler için anlam taşır.

Kapalı döngü röle deneyinde elde ettiğimiz sonuçlar aşağıdaki gibidir.

$$h = 0.225 \text{ Watt}, \quad V = 0.1 ^{\circ}\text{C}, \quad t_u = 51.21 \text{ sn} \quad (27)$$

Bu sonuçlardan faydalanarak, elde edilen temel parametreler aşağıdadır.

$$\omega_u = 0.12 \frac{\text{Rad}}{\text{sn}}, \quad K_u = 2.87 \frac{\text{Watt}}{^{\circ}\text{C}} \quad (28)$$

Dikkat edilirse, röle deneyinde elde ettiğimiz temel parametre değerleri ve zamansal tepki yöntemiyle elde ettiğimiz temel parametre değerleri (22) birbirine oldukça yakındır. Aradaki küçük farkın iki sebebi vardır. 1) Röle deneyin temel parametrelerin ölçülmesinde kullanılan yaklaşık bir yöntemdir. 2) Denklem (21) de kullandığımız matematiksel model de yaklaşık bir modeldir.

Temel parametrelerin ölçülmesinde kullanılan diğer bir kapalı döngü yöntemi, ilk olarak Ziegler ve Nichols tarafından ortaya konulmuştur. Bu yöntemde röle yerine orantılı kontrolcü (P kontrolcü, bir sonraki bölüme bak) kullanılır. Bu yöntem de, orantılı kontrolcünün kazancı süreç periyodik salınım yapmaya başlayınca kadar artırılır.

3. PID sıcaklık kontrol sistemi

Süreci iyi biçimde tanımlayan matematiksel modeli kurduktan sonra, kontrol sistemini incelemeye başlayabiliriz. Doğrusal kontrolcü için hata $e(t)$ ve kontrol fonksiyonu $x(t)$ arasındaki bağlantı denklem (1) de verilen ifadeye benzer şekilde olur. Denklemde tepki fonksiyonunun yerini kontrol fonksiyonunun, etki fonksiyonunun yerini hata fonksiyonunun aldığını düşünebiliriz. Transfer fonksiyonu ise kontrolcü transfer fonksiyonu olarak adlandırılabilir.

$$x(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{t_I} \int_0^t e(\sigma) d\sigma + t_D \frac{de(t)}{dt} \right]. \quad (29)$$

Bu denklem PID kontrol fonksiyonunu belirtir. Bu denkleminin her iki tarafına Laplas dönüşümü uygulanarak aşağıdaki ifade elde edilebilir.

$$X(s) = H(s)E(s) \quad (30)$$

Burada ,

$$H(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{t_I s} + t_D s \right) \quad (31)$$

kontrolcünün transfer fonksiyonu olarak adlandırılır. Hatanın Laplas dönüşümü ise,

$$E(s) = Y_{ist}(s) - Y(s) \quad (32)$$

istenilen ve gerçek süreç fonksiyonlarının Laplas dönüşümlerinin farkıyla tanımlanır.

PID kontrolcüler doğrusal kontrolcülerin içinde önemli yer tutarlar. Bu kontrolcünün kontrol fonksiyonu orantılı kazanç (P) , entegral katsayısı (I) ve türev katsayısı (D) adı verilen üç terim içerir. Bu katsayılardan (I) ve (D) katsayıları, entegral zamanının (t_I) tersinin ve türev zamanının (t_D) orantılı kazanç katsayısı K_p ile çarpımı ile elde edilir.

İyi bir kontrol performansı elde etmek için bu sayıların doğru seçilmesi gerekir. Sürecin dinamik özelliklerinin iyi huylu olduğu ve performans gereksinimlerinin mütevazı olduğu durumlarda PID denetleyiciler pek çok kontrol problemleri için oldukça yeterlidir. Isıl süreçlerin dinamik özelliklerinin iyi veya kötü huylu olduğunu, gecikme ve süreç zamanların oranıyla tarif edebiliriz. Bu parametre normalize gecikme süresi parametresi (normalized dead time) olarak adlandırılır ve aşağıdaki ifade ile tanımlanır.

$$\tau = \frac{t_{gec}}{t_{pr}} \quad (33)$$

Normalize gecikme süresinin 1,0 dan çok küçük olduğu durumlarda PID kontrol sistemi iyi bir performans gösterir. Aksi durumda, özellikle normalize gecikme süresinin bire yakın olduğu durumlarda, süreç kontrolü çok zorlaşır ve bu tip süreçlerin kontrolü için daha gelişmiş kontrolcü yapılarına gereksinim duyulur.

Grafik 1 deki toplam kontrol sisteminin transfer fonksiyonu (2), (30) ve (32) formülleri kullanılarak, süreç ve kontrolcü transfer fonksiyonları cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$G_c(s) = \frac{H(s)G(s)}{1 + H(s)G(s)} \quad (34)$$

Aşağıda verilen fonksiyon istenilen süreç değeri ile gerçek süreç değeri arasında bağlantıyı göstermektedir.

$$Y(s) = G_c(s)Y_{ist}(s) \quad (35)$$

İstenilen ve gerçek süreç değişkenleri $T_{ist}(t) - T_0$ ve $T(t) - T_0$ olarak seçilmiştir. Burada $T_{ist}(t)$ istenilen sıcaklığı ve T_0 süreç başlangıç sıcaklığını (örneğin oda sıcaklığı) göstermektedir. Fonksiyon $Y_{ist}(s)$, PID kontrol sistemlerinde adım fonksiyonu olarak tanımlanır ve bu fonksiyonun Laplas dönüşümü aşağıdaki gibi verilir.

$$Y_{ist}(s) = \frac{T_{ist} - T_0}{s} \quad (36)$$

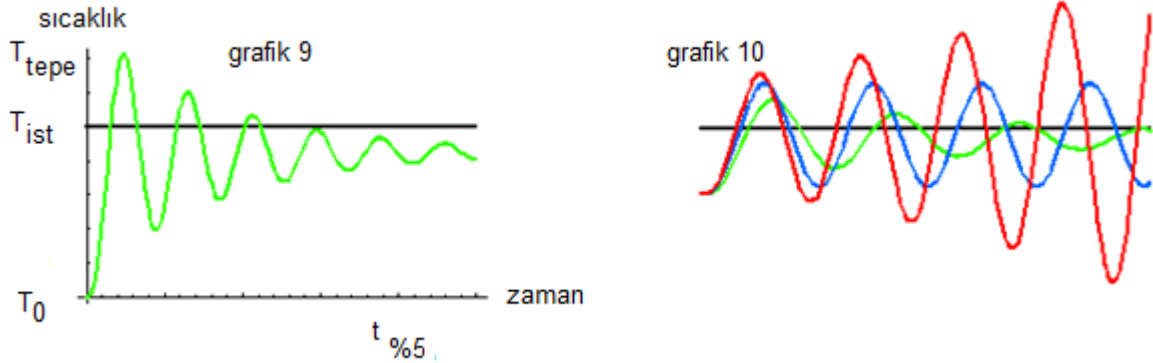
(34) denkleminin ters Laplas dönüşümünü alarak otomatik kontrol sürecinde oluşan süreç-zaman eğrisini elde edebiliriz.

$$y(t) = (T_{ist} - T_0) \text{Res} \left(G_c(s) \frac{e^{st}}{s} \right) \quad (37)$$

Burada süreç ve kontrol transfer fonksiyonları (22) ve (30) formülleriyle verilmektedir. Kontrol sisteminin performansı ise toplam kontrol sisteminin transfer fonksiyon (34) tarafından belirlenir.

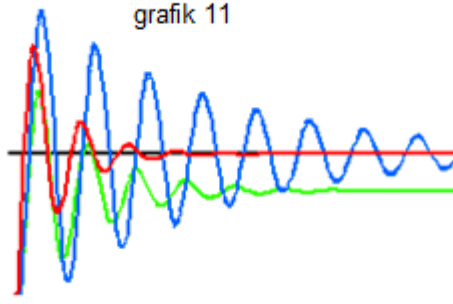
3.1 PID kontrol performansı

PID kontrolcülerde pek çok performans ölçütü kullanılabilir. Önce süreç hız ölçütü ve ilk tepe yüksekliği ölçütlerini inceleyelim. Kontrol sisteminin süreç hız ölçütü, $t_{%5}$ zamanı ile tanımlanır. Bu zaman, gerçek ve istenilen süreç değerleri farkının, istenilen süreç değerinin yüzde beşine ulaştığı zaman olarak tanımlanır. Kontrol hızı $t_{%5}$ zamanının tersidir. İlk tepenin T_{tepe} yüksekliğinin istenilen süreç değerinin yüzde 10 ile 30 undan fazla olmaması gerekir. İlk olarak P kontrolcüyü ele alalım. Bu durumda kontrolcü transfer fonksiyonu (33) orantılı kazançla eşit olur. P kontrolcü için, deneyde bulduğumuz, orantılı kazanç parametresi $K_p = 2 \frac{\text{Watt}}{^\circ\text{C}}$ kullanırsak, sistemde oluşacak sıcaklık- zaman eğrisi grafik 9 deki gibi olacaktır.



Orantılı kazanç parametresi, kontrol hızının yükselmesinde ve statik hatanın azaltılmasında önemli rol oynar. P kontrolcüler genellikle gecikme zamanı sıfır ve sıfıra yakın olan süreçlerde kullanılır. Bu tip süreçlerde, orantılı kazanç parametresini yükselterek statik hatayı istenilen seviyeye getirebiliriz. Bu tip süreçlerde kazancın artırılması aynı zamanda süreç hızını da yükseltir. Gecikme zamanının sıfır olmadığı süreçlerde orantılı kazancın değerini sınırlayan fiziksel gerçekler devreye girer. Orantılı kazanç parametresi artırılırken, belli bir kazanç değerinden sonra sistem periyodik salınım yapmaya başlar. Bunu grafik 10 daki mavi eğride görebiliriz. Periyodik salınımın başladığı orantılı kazanç değeri sürecin temel kazancına eşittir. Orantılı kazancı daha da yükseltirsek kontrol sisteminin kararlılığı bozulur. Bu durum grafik 10 daki kırmızı eğride görülebilir. Bu tip bir kazanç değerinde, ısı yük sıcaklığı sürekli olarak yükselir ve bu durum istenmeyen sonuçları doğurabilir. Bu nedenle orantılı kazanç değerinin, temel kazanç değerinden küçük seçilmesi gereklidir. Örneğin tablo 2 de verilen Zigler-Nichols ayarlama tablosunda orantılı kazanç değerinin temel kazanç değerinden iki kat küçük seçildiğine dikkat ediniz.

Entegral terim ise sürecin tarihini içerir ve bu terimin ana işlevi statik hatayı sıfırlamaktır. Diğer taraftan entegral terim kontrol zamanını yükseltir. Bunu grafik 11 deki mavi eğri (PI kontrolcü) ile yeşil eğriyi (P kontrolcü) karşılaştırarak görebiliriz. Kontrol zamanını iyileştirmek için sisteme türevsel terim eklenir. Bunu da grafik 11 deki kırmızı eğride görebiliriz.



Grafik 11, deney sonuçlarına, Chien, Hrones ve Reswick (CHR) katsayıları (tablo 3) uygulanarak elde edilen P-I-D parametrelerinden yararlanılarak çizilmiş, PI ve PID kontrolcü davranışlarıdır. P-I-D parametreleri denklem (36) ya yerleştirilerek PI ve PID kontrol sistemlerinin sıcaklık zaman eğrileri elde edilmiştir. Grafik 11 eğrileri Matematika 4.1 programıyla sayısal olarak hesaplanmıştır.

3.2 P-I-D katsayılarının ayarlama yöntemleri

Kontrol edilen sürece göre P-I-D parametrelerin doğru bir şekilde ayarlanması gerekir. Bu parametreler ve süreci tarif eden sabit kazanç, gecikme ve süreç zamanları arasında ilk basit bağlantı katsayıları, Zigler-Nichols tarafından önerilmiştir.

Tablo 1.

Kontrolcü	K_p	t_I	t_D
P	1/a		
PI	0.9/a	3 t_{gec}	
PID	1.2/a	2 t_{gec}	$t_{gec}/2$

Tablo 1 de verilen a değeri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$a = 0.63 K \frac{t_{gec}}{t_{pr} - t_{gec}} \quad (38)$$

Yine benzer şekilde Zigler-Nichols P-I-D parametrelerinin ısı sürecin temel frekansı ve temel kazancıdan yola çıkılarak elde edilmesi için de katsayılar önermiştir.

Tablo 2.

Kontrolcü	K_p	t_I	t_D
P	0.5 K_u		
PI	0.4 K_u	0.8 t_u	
PID	0.6 K_u	0.5 t_u	0.125 t_u

Ziegler-Nichols P-I-D ayarlama katsayıları cazip özelliklere sahip olsa da mükemmel olmaktan uzaktır. Bu nedenle, bu katsayıların hangi süreçlerin kontrolünde iyi bir performans sergileyeceğini belirtmek gerekir. Aşağıdaki empirik kurallar çok sayıda sürecin simülasyonu sonucu geliştirilmiştir.

A) Normalize gecikme süresi 0,0 ve 0,15 arasındaki süreçler için Zigler-Nichols ayarlama yöntemleri genellikle iyi kontrol performansı sağlayamaz. Chien, Hrones ve Reswick tarafından düzeltmesi yapılan ZG ayarlama kuralları bu tip süreçlere daha uygundur. Bu ayarlama yöntemi CHR yöntemi olarak bilinir, katsayı tablosu aşağıda verilmektedir.

Tablo 3.

Kontrolcü	K_p	t_I	t_D
P	0.3/a		
PI	0.6/a	4.0 t_{gsc}	
PID	0.95/a	2.4 t_{gsc}	0.42 t_{gsc}

B) Normalize gecikme süresi 0,15 ve 0,4 arasındaki süreçlerde P-I-D parametrelerinin ayarlanmasında Zigler-Nichols katsayıları uygundur.

C) Normalize gecikme süresi 0,4 ve 1,0 arasında olan süreçler için PI veya PID kontrol sistemleri genellikle iyi performans sağlayamaz. Bu nedenle bu süreçlerde sınırlı olarak kullanılmaktadırlar. Normalize gecikme süresi baskın olan süreçler daha gelişmiş kontrolcülerle kontrol edilmelidir. Örneğin Smith öngörücü (Smith predictor) bu tip süreçler için uygundur.

Isıl yük deneylerinde de elde ettiğimiz verilerden (denklem 21), deney süreci için, normalize gecikme süresi 0,02 hesaplanmıştır.. Bu durumda ZN zaman tepki yöntemi katsayıları (tablo-1) ve frekans tepki yöntemi katsayıları (tablo-2) kullanılarak elde edilecek P-I-D parametreleri iyi sonuç vermeyebilir. Tablo-3 ile verilen CHR katsayılarının kullanılması daha isabetli olur. Örnek olarak tablo 1 den elde edilen orantılı kazanç değeri (Ek-3 deki P kontrolcü değeri) temel kazançta oldukça yakın çıkmaktadır. Bu durum kontrol sisteminin kararlılığını tehlikeye atabilir. Diğer taraftan tablo 2 den elde ettiğimiz orantılı kazanç değeri (Ek-2 deki P kontrolcü) değeri CHR yöntemiyle elde ettiğimiz orantılı kazanç değerine (Ek-3 deki P kontrolcü değeri) oldukça yakındır. PI ve PID kontrolcüler için entegral ve türev zamanı CHR yönteminde daha küçük tutulmuştur. Bunun doğal sonucu olarak CHR katsayıları ile daha hızlı bir kontrol gerçekleştirilir.

3.3 PID Performans analizi

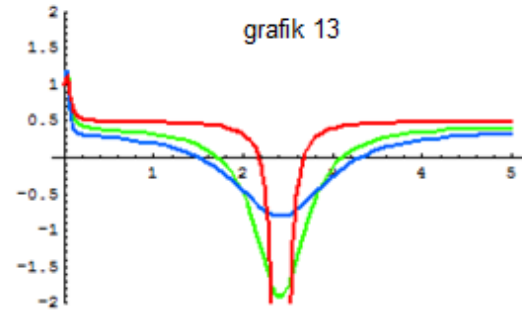
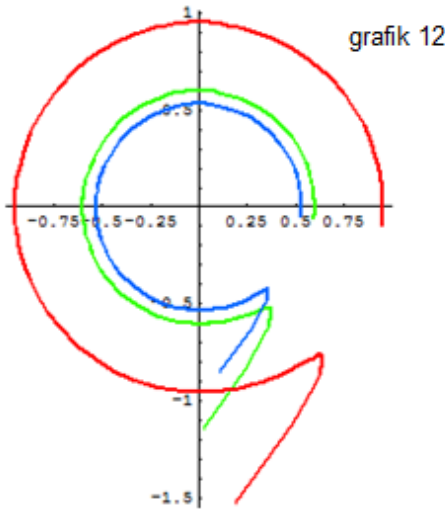
İlk olarak kontrol sisteminin kararlılık seviyesini analiz edelim. Bunun için grafik 1 deki kontrol sisteminde geri beslemeyi kaldırarak açık döngü haline getirelim. İstenilen ve gerçek süreç değişkenlerinin arasındaki bağıntı aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

$$Y(s) = W(s) Y_{ist}(s) \quad (39)$$

Geri besleme kaldırıldığında sistem açık kontrol sistemi haline gelir. Açık kontrol sisteminin transfer fonksiyonu süreç ve kontrolcü transfer fonksiyonların çarpımı ile ifade edilir.

$$W(s) = H(s)G(s) \quad (40)$$

İstenilen süreç fonksiyonunu sinüs dalga olarak seçelim. Bir süre sonra gerçek süreç değişkeni, istenilen süreç fonksiyonu ile aynı frekansta sinüs dalgası olarak ortaya çıkar. Bu durum bölüm 2.2 deki sisteme benzemektedir. Fark olarak burada süreç transfer fonksiyonu G(s) yerine açık kontrol sistemi transfer fonksiyonu $W(s) = H(s)G(s)$ yer almaktadır. Gerçek süreç fonksiyonunun genliği ve fazı formül (16) ya benzer bir şekilde, $W(i\omega)$ fonksiyonuyla elde edilebilir.



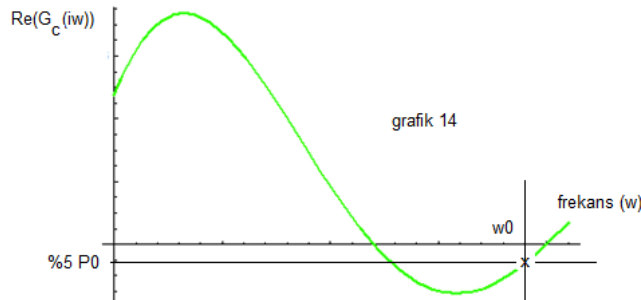
Grafik 12 de, $W(i\omega)$ fonksiyonunun kompleks düzlemde parametrik çizimi görülebilir. Kontrol sisteminin kararlılığı, reel (-1) noktasından, gösterilen eğrilere en yakın mesafe olarak tanımlanabilir. Gösterilen eğrilerde, kırmızı eğri, Zigler-Nichols zamansal tepki yöntemi katsayılarıyla elde edilmiş PID katsayılarının kullanıldığı kararlılık eğrisidir. Görülebildiği üzere bu ayarlamaların kararlılık düzeyi yaklaşık % 10 mertebesinde. Mavi eğri, Zigler-Nichols frekans tepki yöntemi katsayıları ile elde edilmiş PID katsayılarının kullanıldığı, kararlılık eğrisidir. Bu ayarlamaların kararlılık düzeyi yaklaşık % 40 civarında elde edilmiştir. Son olarak, yeşil eğri, Chien- Hrones ve Reswick zamansal tepki katsayılarıyla elde edilmiş PID katsayılarının kullanıldığı, kararlılık eğrisidir. Bu ayarlamaların kararlılık düzeyi de yaklaşık % 35 civarındadır.

Grafik 13 te ise, kontrol sisteminin hızı ve ilk tepe yüksekliğinin davranışı görülebilir. Bu eğriler, $G_c(i\omega)$ kontrol sistemi transfer fonksiyonunun reel kısmının çizimiyle elde edilir.

Grafik 14 te, grafik 13 te verilen eğrinin daha açık bir hali görülmektedir. Dikkat edilirse eğri bir tepe ve bir çukur noktası içermektedir. Bu eğride tepe noktası yoksa ilk tepe değeri %18 den aşağıda demektir. Grafik 13 ten görüyoruz ki, incelediğimiz farklı 3 ayarlama yöntemi için bu durum geçerlidir. Eğer grafik 14 te olduğu gibi tepe noktası ortaya çıkıyorsa, bu ilk tepe yüksekliğinin %18 değerini aştığı anlamına gelir. Kontrol hızı, grafik 14 te gösterilen w_0 noktası ile tanımlanır.

$$\frac{\pi}{w_0} < t_{\%5} < \frac{4\pi}{w_0} \quad (41)$$

Grafik 12 ve 13 teki eğrilerden görüldüğü üzere kontrol hızı ve sistem kararlılığı, ZN frekans tepki yöntemi ve CHR zamansal yöntemi için benzer sonuçlar vermektedir.



3.4 P-I-D kutup yöntemi ve optimizasyon

Bir kontrol sisteminin performansı, bu sistemin transfer fonksiyonunun kutup noktaları tarafından belirlenir. Bu noktalar

$$1 + H(s)G(s) = 0 \quad (42)$$

denkleminin çözümleridir. Isıl yük için bu denklem

$$e^{-t_{sec}s} = -\frac{1}{KK_p} (1 + t_{pr}s) \quad (43)$$

şeklini alır. Bu denklemin çözümü $s = x + i\omega$ kontrol sisteminde oluşan gerçek sıcaklık- zaman eğrisine aşağıdaki katkıyı verir.

$$C_1(s) e^{xt} \sin(\omega t + C_2(s)) \quad (44)$$

Sürecin kararlı olması için kontrol fonksiyonunun kutuplarının reel kısımlarının negatif olması gereklidir. Aksi durumda denklem (33) deki üstel fonksiyon zamanla yükselir. Denklem (32) nin bütün çözümleri içinde, imajiner eksene daha yakın olan kutup noktası (reel kısmı en az negatif olan çözüm) kontrol sisteminin dinamiğini genelde en iyi tanımlayan kutup noktasıdır. İmajiner eksenden daha uzak olan kararlı çözümler üstel fonksiyon dolayısıyla, süreç dinamiğine daha az katkı yaparlar. Süreç zamanı, büyük ölçüde bu kutup noktasının imajiner eksene yakınlığı ile ilgilidir. Kutup noktası imajiner eksenden ne kadar uzaksa süreç %5 zamanı o kadar küçük, dolayısıyla kontrol hızı o oranda yüksektir. Kutup noktasının imajiner kısmı sistemde oluşan periyodik salınımı belirtir. Periyodik salınım frekansı ve fazı $C_2(s)$ ilk tepe noktasının pozisyonunu belirtir. İlk tepenin yüksekliği $C_1(s)$ parametresi ile belirlenir. Orantılı kazanç parametresi farklı seçilerek sistem kontrol fonksiyonun kutuplarının kompleks düzlemdeki pozisyonu değiştirilebilir. En iyi kontrol performansını elde etmek için kontrol sisteminin dinamiğinin (33) optimizasyonu gerekir. Orantılı kazanç parametresi bu optimizasyonun değişkenlerinden birisidir.

4. Sonuç

Kuramsal ve deneysel olarak ısı bir süreç incelendi. Zamansal ve frekans tepki yöntemleri kullanılarak ısı süreç için iki farklı modelleme yapıldı. Zamansal tepki yönteminde süreç üç parametre ile tanımlanmaktadır. Bu parametreler statik kazanç (statik gain), süreç zamanı (process time) ve gecikme zamanı (dead time) olarak bilinmektedir. Açık döngü deneyinde elde ettiğimiz sıcaklık zaman eğrisini inceleyerek bu üç parametreyi belirledik. Zamansal tepki yönteminde ise süreç, temel frekans ve temel kazanç parametreleri ile modellenir. Bu temel değerleri kapalı döngü deneyinde röle kullanarak elde ettik. Zamansal tepki yöntemi ile elde edilen temel frekans ve temel kazanç değerlerinin, frekans tepki metoduyla elde edilen temel frekans ve temel kazanç değerlerine oldukça yakın olduğunu gözlemledik. Oluşan farkın sebeplerini analiz ettik. Deneylerde elde ettiğimiz iki farklı ısı modele ZN ve CHR katsayılarını uygulayarak PID kontrolcü parametrelerini hesapladık. Elde ettiğimiz kontrol performanslarını analiz ettik. PID kontrol sistemlerinin performans analizinde frekans etki tepki yöntemlerini kullandık. Kontrol sisteminin kararlık seviyesini analiz etmek için ise açık döngü sistemini kullandık. Bunun için, açık döngü sisteminde, grafik 1 deki geri beslemeyi kaldırdık ve istenilen değeri bir sinüs dalga şeklinde seçtik. Kontrol hızı ve ilk tepe yüksekliği ile ilgili bilgileri elde etmek için ise, kontrol sisteminin sinüs dalga etki tepki eğrisini analiz ettik. Kontrol sisteminin transfer fonksiyonunun kutup noktalarını kullanarak, PID parametrelerinin nasıl optimize edileceği üzerinde tartıştık.

Ek 1. ZN ayarlaması. Açık döngü deneyi ZN hesapları (Tablo-1 e göre)

Kontrolcü	K_p	t_i	t_D
P	2.59 Watt/°C		
PI	2.33 Watt/°C	38.10 sn	
PID	3.11 Watt/°C	25.40 sn	6.35 sn

Ek 2. ZN ayarlaması. Kapalı döngü deneyi ZN hesapları (Tablo-2 ye göre)

Kontrolcü	K_p	t_i	t_D
P	1.44 Watt		
PI	1.15 Watt	40.97 sn	
PID	1.71 Watt	25.60 sn	6.40 sn

Ek 3. CHR ayarlaması. Açık döngü deneyi CHR hesapları (Tablo-3 e göre)

Kontrolcü	K_p	t_i	t_D
P	0.78 Watt/°C		
PI	0.91 Watt/°C	50.80 sn	
PID	2.46 Watt/°C	30.48 sn	5.33 sn

KAYNAKLAR

- 1) F.S. Grodins, "Control Theory and Biological Systems", New York: Columbia University Press, 1963
- 2) Buckley, P.S. , "Techniques of Process Control", John Wiley & Sons, Inc., 1964.
- 3) Smith, C. L., "Digital Computer Process Control", Intext Educational Publishers, Scranton, Pensilvaniya, 1972.
- 4) Aström, K. J. and Haggglund T, " PID controllers: Theory, Design, and Tuning", Instrument Society of Amerika, 1995.
- 5) Richard C. Dorf and Robert H. Bishop, " Modern Control Systems", 1997.
- 6) Deshpande, P.B and Ash, R.H., Elements of Computer Process Control with Advanced Control Applications, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina, (1981)
- 7) Shinskey, F.G., Process Control Systems : Applications, Design and Tuning, McGraw-Hill, New York, third edition, (1988)

ÖZGEÇMİŞ**Haji AHMADOV**

Moskova Devlet Üniversitesi Fen Fakültesi Fizik Bölümünü'nden 1994 yılında mezun olmuştur. 1998 yılında Boğaziçi Üniversitesinde "Kuantum grup ve cebir temsil teorisi" adlı tez çalışması ile Doktora derecesini almıştır. 1998 yılı itibarıyla TÜBİTAK Temel Bilimler Araştırma Enstitüsünde ve 2012 yılı itibarıyla TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü (UME) de çalışmaktadır.

Kuantum mekanik ve alan teorisi, genel relativite, grup teorisi, kuantum optik, otomatik kontrol sistemler konularında tecrübeye sahiptir.

Cengiz BİRLİKSEVEN

Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Fakültesi Fizik Bölümünü'nden 1991 yılında mezun olmuştur. 2001 yılında Hacettepe Üniversitesinde "Çok Katlı Manyetik Filmlerin Özelliklerinin İncelenmesi" adlı tez çalışması ile Doktora derecesini almıştır. 1998 yılı itibarıyla TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü (UME) de çalışmaktadır.

Metroloji, stabilize lazer sistemleri, düşük gürültülü ölçüm teknikleri, manyetizasyon ve manyeto-direnç ölçümleri, mikrokontrolcüler ve gömülü yazılımlar, sayısal ve analog devre tasarımı tecrübesine sahiptir.