

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

DİNAMOMETRELER İÇİN YENİ BİR KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

(YÜKSEK LİSANS TEZİ)

HAZIRLAYAN
AYHAN ALTINÖRS

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM VE KÜLTÜR BAKANLIĞI
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

DANIŞMAN
PROF.DR. ATA SELÇUK

OCAK, 2001
ELAZIĞ

114310

114310

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

**DİNAMOMETRELER İÇİN YENİ BİR KONTROL SİSTEMİ
TASARIMI**

(YÜKSEK LİSANS TEZİ)

Bu Tez, Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından
Oybirliği/Oyçokluğu İle Başarılı/Başarısız Olarak Değerlendirilmiştir.

Danışman

Üye

Üye

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
...../...../..... tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DİNAMOMETRELER İÇİN YENİ BİR KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

Ayhan ALTINÖRS

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

2001, Sayfa: 46

Dinamometreler, elektrik ve araç motorlarını test etmek için kullanılan elektrik yük makineleridir. Bu tezde, dinamometrelerin denetimi için iki ana yaklaşım detaylı olarak incelenmiştir. İlk yaklaşım, şaft hızı ölçülerek dinamometre için moment istemini oluşturmada kullanılan klasik Ters Model Yaklaşımıdır. Ters Model Yaklaşımının ayırık zaman analizi yapılarak bu yöntemin kararlılık ve gürültü problemi olduğu gösterilmiştir. Tezde incelenen ikinci yaklaşım, ters model yaklaşımındaki problemlerin üstesinden gelmek için geliştirilen Model Referans Hız İzleme (MRII) yöntemidir.

Son olarak, dinamometrenin moment istemi üzerindeki gürültüyü azaltmak için yeni bir dinamometre denetim yapısı önerilmektedir. Önerilen yöntem ve MRII yönteminin paralel olarak benzetimi (simulasyonu) yapılmış ve önerilen yöntemin etkinliğini gösteren benzetim sonuçları alınmıştır.

ABSTRACT

Master Thesis

A NEW CONTROL SYSTEM DESING FOR DYNAMOMETERS

Ayhan ALTINÖRS

Firat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical Education

2001, Page: 46

Dynamometers are the electrical load machines which are used to test the electrical motors and engines. In this thesis, two main approaches to the control of the dynamometers have been analysed in details. The first approach is the Classical Inverse Model approach in which the shaft speed is measured and used to derive the reference torque for the dynamometers. The discrete time implementation of the Inverse Model approach has been analysed and it has been shown that this method has the stability and noise problems. The second approach analysed in the thesis is the Model Referance Speed Tracking (MRST) method which is developed to overcome the problems of the inverse model approach. Finally, a new dynamometer control structure is proposed to decrease the noise on the torque demand of the dynamometers. The proposed method and MRST method have been simulated in parallel and the simulation results showing the effectiveness of the proposed method have been presented.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması süresince yardımlarını esirgemeyen başta tez hocam Sayın Prof.Dr. Ata SELÇUK'a, rahatsızlığına rağmen tezin her aşamasında bilgi ve tecrübeleriyle bana yol ve sabır gösteren Sayın Doç.Dr. Z. Hakan AKPOLAT'a ve ayrıca manevi desteklerinden dolayı eşime teşekkürlerimi sunarım.

Ayhan ALTINÖRS



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	III
ABSTRACT	IV
TEŞEKKÜR	V
İÇİNDEKİLER	VI
ŞEKİLLER VE TABLOLAR LİSTESİ	VIII
KISALTMALAR VE SİMGELER LİSTESİ	X
1. GİRİŞ	1
1.1. Elektrik Sürücü Sistemlerinin Denetlenmesi	1
1.2. Dinamometreler ve Denetimi	2
1.3. Tezin Amaçları	3
1.4. Teze Genel Bir Bakış.....	4
2. MEKANİK YÜK MODELLERİNİN YAPAY OLARAK OLUŞTURULMASI (EMÜLASYONU)	6
2.1. Mekanik Yük Modellerinin Emülasyonu	6
2.2. Mekanik Yüklerin Dinamik Emülasyonu Ve Klasik Ters Model Yaklaşımı .	7
2.3. Ters Model Yaklaşımının Ayrık Zaman Analizi ve Kararlılık Problemi	8
2.4. Ters Model Yaklaşımında Gürültü Problemi	11
2.5. Ters Model Yaklaşımının Uygulama Açısından Değerlendirilmesi	11
3. MODEL REFERANS HIZ İZLEME YAKLAŞIMI İLE YÜK EMÜLASYONU	13
3.1. Model Referans Hız İzleme (MRHİ) Yöntemi	13
3.2. Moment Kompanzasyonlu MRHİ Yöntemi	15
3.3. MRHİ Yönteminin Ayrık Zaman Analizi	18
3.4. Emülasyonun Kapalı Çevrim Bir Hız Denetleme Sistemi İçerisinde Gerçekleştirilmesi	22
3.4.1. Yük Makinesi İçin Denetleyici Tasarımı	24
3.4.2. Sürücü Makine İçin Denetleyici Tasarımı	25
3.5. MRHİ Yönteminin Uygulama ve Gürültü Açısından Değerlendirilmesi	26

4. MRHİ YÖNTEMİNDE GÜRÜLTÜNÜN EMÜLASYON PERFORMANSINA OLAN ETKİSİNİ AZALTMAK İÇİN ÖNERİLEN DENETİM YAPISI	28
4.1. Kapalı Çevrim Hız Denetim Sistemlerinde Gürültü Problemi	28
4.2. Sürücü Makine Momentinin Tahmini Yardımı ile Emülasyon	29
4.3. Önerilen Yöntemin Ayrık Zamanda Gerçekleştirilmesi	33
4.4. Doğrusal Yüklerin Emülasyonu	34
4.4. Doğrusal Olmayan Yüklerin Emülasyonu	36
4.5. Gürültü Açısından MRHİ Yöntemi ile Önerilen Yöntemin Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması	37
5. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME	42
6. KAYNAKLAR	44



ŞEKİLLER VE TABLOLAR

Şekil 2.1 :Yük emulasyonu için ters model yaklaşımı.....	8
Şekil 2.2 :Ters Model Yaklaşımının Mikroişlemciyle Gerçeklemesi.....	9
Şekil 3.1 :Model Referans Hız İzleme (MRHİ) Yaklaşımı Kullanılarak Emulasyon....	13
Şekil 3.2 :Kompanze edilmiş sistem	
(a) Seri Kompanzasyon	
(b) Paralel Kompanzasyon.....	14
Şekil 3.3 :İleriye Doğru Beslenen Moment Kompanzasyonlu Model Referans Hız İzleme Yöntemi İle Emulasyon.....	16
Şekil 3.4 :Sadeleştirilen sistem.....	17
Şekil 3.5 : T_e ile ω arasında istenen bağıntıyı sağlayan kompanze edilmiş yük emulasyon sistemi.....	17
Şekil 3.6 :MRHİ yaklaşımının mikroişlemci denetlemeli bir sistemde gerçekleştirilmesi.....	18
Şekil 3.7 :Sadeleştirilmiş mikroişlemci denetlemeli açık çevrim yük emulasyon sistemi.....	19
Şekil 3.8 :Ayrık Zaman Sistemin Sadeleşmiş Eşdeğeri.....	21
Şekil 3.9 :Emulasyonun kapalı çevrim bir hız denetleme sistemi içerisine yerleştirilmesi.....	23
Şekil 3.10 : Eşdeğer kapalı çevrim hız denetleme sistemi	23
Şekil 3.11 :Yük makinesi (Dinamometre) için kapalı çevrim hız izleme blok diyagramı	24
Şekil 4.1 :Kapalı çevrim sistemde gürültü	28
Şekil 4.2 :Kodlayıcı hassasiyetinden kaynaklanan referans moment üzerindeki tipik gürültü sinyalleri	29
Şekil 4.3 :Önerilen emulasyon yöntemi	31
Şekil 4.4 :Hedef Sistem	31
Şekil 4.5 :Önerilen emulasyon yönteminin ayrık zamanda gerçekleştirilmesi	34
Şekil 4.6 :(a) Sadeleştirilmiş eşdeğer ayrık zaman sistem	
:(b) Sadeleştirilmiş sistemin tamamen ayrık eşdeğeri	34

Şekil 4.7 :Doğrusal yükler için benzetim sonuçları (çıkış cevapları)

(a) ($J_{em} = J$, $B_{em} = B$)35

(b) (b) ($J_{em} = 10J$, $B_{em} = 10B$)36

Şekil 4.8 :Doğrusal olmayan bir yük için benzetim sonuçları37

Şekil 4.9 :MRHİ ve önerilen yöntemin gürültü açısından karşılaştırılması için hazırlanan SIMULINK blok diyagramı39

Şekil 4.10 :(a) MRHİ yöntemi ile yapılan emulasyon sonucunda elde edilen T_1 sinyali

(b) Önerilen yöntemle yapılan emulasyon sonucunda elde edilen T_1 sinyali

.....40

Tablo 3.1 :Denklemler (3.15)'deki Katsayılar21



KISALTMALAR VE SİMGELER

TMY	: Ters model yaklaşımı
MRHİ	: Model referans hız izleme yaklaşımı
PI	: Oransal-İntegral
PID	: Oransal-İntegral ve Türev
T_e	: Elektriksel moment
J	: Atalet momenti
B	: Viskoz sürtünme katsayısı
ω	: Mekanik açısal hız
J_{em}	: Emulasyonu yapılan yüke ait atalet momenti
B_{em}	: Emulasyonu yapılan yüke ait sürtünme katsayısı
T_t	: Yük makinesi momenti
T_s	: Örnekleme periyodu
G	: Sürücü ve yük makinesi toplam dinamiği (modeli)
G_c	: Test edilecek kontrolör modeli
$G_h(s)$	: Sıfır derece tutma
$G_{em}(s)$	: Emulasyonu yapılan yük modeli
G_k	: Kompanzasyon terimi
G_t	: Yük makinesi hız denetleyicisi
T_t	: Yük makinesi hız denetleyicisi çıkışındaki moment
ω_{em}	: İstenilen ideal hız
ω_n	: Doğal frekans
ζ	: Sönüm oranı
K_t	: Yük Makinesi hız denetleyicisi parametresi (kazanç sabiti)
A_t	: Yük Makinesi hız denetleyicisi parametresi (sıfırı)
T_e^*	: Tahmin edilen sürücü makine referans momenti

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Elektrik Sürücü Sistemlerinin Denetlenmesi

Temel olarak elektrik motoru ve bu motora enerji sağlayan elektronik sürücü devrelerden (inverter, vb.) oluşan elektrik sürücü sistemleri günümüz endüstrisinde oldukça yaygın olarak kullanılırlar (Leonhard W.,1996). Endüstride, elektrik sürücü sistemlerinin çok çeşitli uygulamaları olsa da, genel olarak elektrik motorunun şaft hızı veya konumu denetlenir. Çoğu uygulamada hız, bozucu girişlere karşı belli bir referansta sabit tutulmaya çalışılır veya hızın belli bir referans işaretini takip etmesi istenir. Hız denetleyicisinin çıkışı moment istemi veya talebidir. Elektrik sürücülerinin iyi bir moment denetleme performansına sahip olması istenir. Geçmişte, yüksek performanslı hız denetleme uygulamalarının çoğunda, akı ve momentlerinin kolay ve birbirinden bağımsız denetlenebilmesinden dolayı dışarıdan uyarımlı DC makineler kullanılmıştır. Vektör denetleme teorisinin (Leonhard W.,1996-Vas P.,1992-Bose B.K.,1986) gelişmesiyle indüksiyon makineleri DC makinelerin yerini almaya başlamıştır. Vektör denetleme teorisi, indüksiyon makinelerinin DC makinelerde olduğu gibi akı ve momentin birbirinden bağımsız denetlenmesini sağlamaktadır. İndüksiyon makineleri ucuz, sağlam ve temas eden fırça ve kollektör aksamı bulundurmadiğundan uygulamalarda daha fazla tercih edilmektedir. Bunların yanında hızlı moment denetlemesine sahip sabit mıknatıslı ve anahtarlanmış relüktans makineler de geliştirilmiştir.

Çoğu hız denetleme uygulamasında, tasarım ve gerçekleştirme kolaylığı bakımından PI veya PID denetleyiciler kullanılır (Franklin G.F.,1994-Phillips C.L., 1990). Fakat PI/PID denetleyiciler kullanılarak elde edilen hız denetleme performansı, uygulamalarda sıkça görülen bozucu girişlere, denetlenen sistemdeki parametre değişikliklerine, modellenmemiş ve doğrusal olmayan dinamiklere oldukça duyarlıdır. PI/PID gibi doğrusal denetleyiciler, bu gibi durumlarla karşılaşıldığında çoğu zaman

tatmin edici bir denetleme performansı sağlayamazlar. Bu nedenle, dayanıklı (robust), uyarlamalı (adaptif), akıllı vb. gibi ileri denetleme yöntemleri pek çok endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır ve bir çok araştırmacı halen aktif olarak bozucu girişler, parametre değişiklikleri ve doğrusal olmayan dinamiklere karşı yüksek denetleme performansı sağlayacak çeşitli denetleme yöntemleri üzerinde yoğun bir şekilde çalışmaktadır (Iwasaki M.,1993-Lin F.J.,1997-Ho E.Y.Y.,1991-Liaw C.M.,1993-Chung S.K.,1995). Araştırmacılar çoğu zaman, laboratuvar ortamında çok çeşitli doğrusal veya doğrusal olmayan mekanik yüklerin oluşturulması zor olduğundan, geliştirdikleri denetleme yöntemlerini kısıtlı yük şartları altında test etmektedirler. Araştırmalar sonucu önerilen denetim yöntemlerinin, yeteri kadar farklı yük şartları altında test edilmemesinden dolayı, dayanıklılıkları konusunda endişeler ortadan kalkmamakta ve çalışma yeterince tatmin edici bulunmamaktadır. Bu anlamda, geliştirilen denetleme yöntemlerini çok değişik yük şartları altında test edebilecek bir sisteme ihtiyaç duyulur. Çok sayıda gerçek mekanik yükleri oluşturmak ve laboratuvar ortamında kullanmak pek akıllıca olmadığından bu yükleri yapay olarak oluşturacak bir yük makinesine ihtiyaç duyulur. İşte sürücü makineye değişik yükleri sağlayacak bu yük makinesine “dinamometre” adı verilir.

1.2 Dinamometreler ve Denetimi

Dinamometreler, elektrik ve araç motorlarının test edilmesinde çok yaygın olarak kullanılırlar (Wasko C.R.,1987-Sandholdt P.,1998-Williamson A.C.,1989). Bu uygulamaların çoğunda motorlar çok yavaş değişen şartlar altında veya kalıcı durumda test edilirler. Dinamik yük modellerinin dinamometre ile oluşturulması daha önce yapılan bazı çalışmalarda ele alınmıştır (Collins E.R.,1994-Carrol J.J.,1993-Newton R. W.,1995-Betz R.E.,1994- Sandholdt P.,1996). Bu çalışmaların çoğunda Ters Model Yaklaşımı (TMY) olarak adlandırılabilir bir yöntem kullanılmıştır. TMY’de shaft hızı ölçülerek ve ters dinamik model kullanılarak dinamometrenin üretmesi gereken moment belirlenir. Bu çalışmalarda (Collins E.R.,1994-Carrol J.J.,1993-Newton R. W.,1995-Betz R.E.,1994- Sandholdt P.,1996), sadece sürekli zamanda benzetim sonuçları sunulmuştur. Ancak uygulamada, dinamometre bir mikroişlemci tarafından denetleneceğinden

örnekleme periyodu ve gürültü dikkate alınmalıdır. Ters dinamikler en az bir türevsel terim içerdiğinden ve ölçülen hız da gürültülü bir sinyal olduğundan, türev, gürültünün yükselmesine neden olacaktır. Bu yükseltilen gürültü, doğrudan dinamometrenin momentinin elde edilmesinde kullanılacağından, yükseltilmiş gürültü sinyalleri doğrudan dinamometre momenti üzerine yansıtılmış olacaktır. Dahası bu yöntemin mikroişlemci gerçeklemede kararlılık problemi ortaya çıkmaktadır. Bu yöntem ve sakıncaları 2. bölümde detaylı olarak incelenecektir.

TMY'nin sakıncalarından dolayı son zamanlarda Model Referans Hız İzleme (MRH) yöntemi adı verilen yeni bir yaklaşım sunulmuştur (Akpolat Z.H.,1999(a)- Akpolat Z.H.,1999(b)-Akpolat Z.H.,1999(c)). Bu çalışmalarda, TMY'de karşılaşılan sorunlar giderilmiş ve çok başarılı deneysel sonuçlar sunulmuştur. TMY'ye dayanan önceki çalışmalarda (Collins E.R.,1994-Newton R. W.,1995-Betz R.E.,1994- Sandholdt P.,1996), denetim yapıları, istenen yük modelini tam olarak elde etmeye yönelik tasarlanmamış, sadece kabul edilebilir bir açık çevrim performansı elde edecek şekilde tasarlanmıştır. MRH yöntemi ise istenen yük modelinin dinamometre yardımı ile tam olarak elde edilmesini sağlamaktadır. TMY'de gürültü ve kararlılık problemi için basit bir filtre kullanılabilir ancak, bu filtre açık çevrim sistem için kabul edilebilir bir performans sağlasa da, dinamometre kapalı çevrim bir denetim sistemi içinde yer aldığı anda, filtre istenen yük modelini bozduğundan, tamamen kabul edilemez sonuçlar ortaya çıkabilir. MRH yaklaşımında, istenen yük modeli yapısı bozulmadan elde edilmekte ve bu dinamometre denetim yöntemi rahatlıkla bir kapalı çevrim denetim sistemi içinde sorunsuz bir şekilde kullanılabilir. MRH yöntemi de 3. bölümde detaylı olarak incelenecektir.

1.3 Tezin Amaçları

Bu tez çalışmasının iki temel amacı vardır. Birincisi, dinamometre denetim yöntemlerinden TMY ve MRH yöntemlerini ele alarak detaylı bir şekilde inceleyip uygulama açısından problemleri belirlemektir. MRH yöntemi ile oldukça başarılı uygulama sonuçları elde edilmesine rağmen, bu yöntemin performansına gürültünün etkisi detaylı olarak ele alınmamıştır.

Tezin ikinci temel amacı, gürültünün MRHİ yönteminin performansına olan negatif etkilerini azaltmak için yeni bir dinamometre kontrol yapısı önermektir.

Lisans ve yüksek lisans düzeyinde temel kontrol bilgileri, bu tezin genel olarak anlaşılması için yeterlidir. Tezin bilimsel anlam ve bütünlüğünü bozmamak ve tezi gereksiz yere uzatmamak için temel kontrol bilgilerine tez içinde yer verilmemiştir. Bu bilgileri hatırlama ihtiyacı duyan okuyucular verilen referanslardan rahatlıkla yararlanabilirler (Franklin G.F.,1990-Franklin G.F.,1994-Phillips C.L.,1990-Leigh J.R.,1985).

1.4 Teze Genel Bir Bakış

Tez, toplam beş bölümden oluşmaktadır. Bu bölümlere ait (ikinci bölümden itibaren) kısa özetler aşağıda verilmiştir:

Bölüm 2:

Bu bölümde mekanik yük modellerinin bir dinamometre yardımıyla yapay olarak oluşturulması (mekanik yük emulasyonu) anlatılmakta ve dinamometre denetim yöntemlerinden klasik Ters Model Yaklaşımı (TMY) tanıtılmaktadır. TMY, ayrık zamanda detaylı olarak analiz edilerek mikroişlemci gerçeklemede karşılaşılan kararlılık problemi ortaya koyulmaktadır. Ayrıca, bu yöntemin gürültü açısından değerlendirilmesi yapılarak uygulamada karşılaşılabilecek problemler belirlenmiştir.

Bölüm 3:

TMY'deki problemleri çözmek için önerilen MRHİ yöntemi ile yük emulasyonunun anlatıldığı bu bölümde, yöntemin detayları verilerek mikroişlemci gerçeklemede için ayrık zaman analizi yapılmıştır. MRHİ yöntemi ile yapılan emulasyonun kapalı çevrim bir hız denetim sistemi içinde nasıl yer alacağı da anlatılmaktadır. Bu bölümde son olarak, MRHİ yönteminin uygulama ve gürültü açısından değerlendirilmesi yapılmaktadır.

Bölüm 4:

Bu bölümde, kapalı çevrim hız denetim sistemlerinde gürültü problemi daha detaylı olarak ele alınıp, MRIİ yönteminde gürültünün emulasyona olan negatif etkilerini azaltmak için yeni bir dinamometre denetim yapısı önerilmektedir. Önerilen yeni yöntemin ayırık zaman gerçekleştirilmesi anlatılarak doğrusal ve doğrusal olmayan yüklerin emulasyonunda (emulasyonu bozmadan) kullanılabildiği benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir. Son olarak, gürültü açısından önerilen yöntemle MRIİ yönteminin benzetim sonuçları karşılaştırılarak, önerilen yöntemin dinamometre momenti üzerindeki gürültüyü oldukça azalttığı gösterilmiştir.

Bölüm 5:

Bu bölümde, tezde elde edilen sonuçlar tartışılarak değerlendirilmiş ve ilerde yapılabilecek çalışmalara yön gösterilmiştir.



BÖLÜM 2

MEKANİK YÜK MODELLERİNİN YAPAY OLARAK OLUŞTURULMASI (EMULASYONU)

2.1. Mekanik Yük Modellerinin Emulasyonu

Dinamometreler (yük makineleri), elektrik makinelerinin ve araç motorlarının test edilmesinde, endüstride ve araştırma merkezlerinde oldukça yaygın olarak kullanılırlar. Bu uygulamalarda genellikle makineler veya motorlar, kalıcı durum şartları veya çok yavaş değişen şartlar altında test edilirler (Wasko C.R.,1987-Sandholdt P.,1998-Williamson A.C.,1989). Başka bir deyişle, testler dinamometrenin sağladığı sabit yük momentleri veya sürtünmelerle yapılır. Ancak test edilecek elektrik makinesi veya araç motoruna, uygulanacak teste bağlı olarak dinamometrenin dinamik yükleri de sağlaması gerekebilir. Endüstriyel uygulamalarda elektrik sürücü motorlarının bağlandığı servo sistemlerde mekanik yüklerin etkin atalet momenti ve sürtünme katsayıları veya motora uygulanan yük momenti zamanla değişebilir. Bu durumda doğrusal hız veya konum denetleyicisi, istenen denetleme performansını çoğu zaman sağlayamaz. Bu nedenle dayanıklı (robust) ve/veya uyarlamalı (adaptif) denetleyicilerin kullanılması gerekebilir. Bu ileri denetim yöntemlerinin performanslarını laboratuarda deneysel olarak test edebilmek veya performans araştırmaları yapabilmek için sürücü motora bir dinamometre ile değişebilen mekanik yüklerin sağlanması gerekir. Başka bir deyişle istenen dinamik yükleri sürücü motora sağlayan programlanabilir bir dinamometreye ihtiyaç olur. Bu anlamda mekanik yük modellerinin bir dinamometre ile yapay olarak oluşturulmasına “Mekanik Yük Emulasyonu” adı verilir.

Dinamik yük emulasyonu sağlamak için önerilen dinamometre denetim yöntemlerinin büyük çoğunluğu “Ters Model Yaklaşımı” (TMY) olarak adlandırılan bir yöntemde dayanmaktadır (Collins E.R.,1994-Carrol J.J.,1993-Newton R. W.,1995-Betz R.E.,1994- Sandholdt P.,1996). Bu yaklaşım, takip eden alt bölümlerde detaylı olarak incelenecek olup gerçeklemedeki kararlılık ve gürültü problemlerine dikkat çekilecektir.

2.2. Mekanik Yüklerin Dinamik Emulasyonu Ve Klasik Ters Model Yaklaşımı

Bir elektrik motoru için moment-hız arasındaki dinamik ilişkinin

$$T_e(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (2.1)$$

olarak verildiğini düşünelim. Burada;

T_e : elektriksel moment,

J : atalet momenti,

B : viskoz sürtünme katsayısı,

ω : mekanik açısal hızdır.

(2.1) eşitliği geçici ve sürekli halde sabit atalet ve sürtünmeli yükün dinamik davranışını ifade etmektedir. Açık çevrim transfer fonksiyonu

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{Js + B} \quad (2.2)$$

olarak kolaylıkla bulunabilir.

Yük emulasyonunda amaç; T_e girişi ile ω çıkışı arasında istenen doğrusal veya doğrusal olmayan herhangi bir bağıntının elde edilmesi veya sağlanmasıdır.

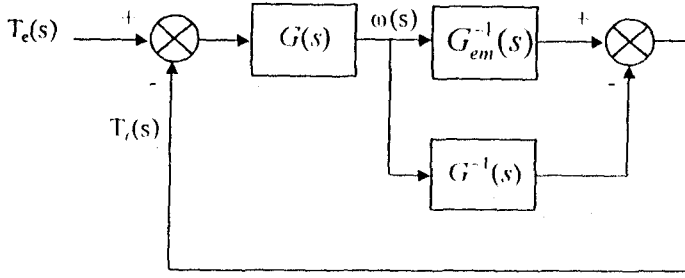
Başlangıçta en basit mekanik yük modeli olan sabit atalet momentli ve sabit sürtünmeli bir yükü ele alalım:

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{J_{em}s + B_{em}} \quad (2.3)$$

Burada, J_{em} ve B_{em} , sırasıyla, emulasyonu yapılan yüke ait atalet momenti ve sürtünme katsayısıdır. J_{em} ve B_{em} kullanıcı tarafından belirlenecek olan ve sürücü makinenin göreceği etkin atalet momenti ve sürtünme katsayısı olacaktır.

Şimdi hedef (2.3) denklemini sağlayacak bir yük makine (dinamometre) denetleme yapısını oluşturmaktır. Bunun için en basit yol Ters Model Yaklaşımının (TMY) kullanılmasıdır.

Şekil 2.1 Ters Model Yaklaşımını göstermektedir.



Şekil 2.1 Yük emulasyonu için ters model yaklaşımı

Şekil 2.1'deki $G(s) = 1/(Js + B)$ sürme ve yük makinelerinin toplam dinamiğidir. $G_{em}^{-1}(s) = J_{em}s + B_{em}$ emulasyonu yapılan yük transfer fonksiyonunun tersidir. T_l yük makinesi (dinamometre) momenti, T_e sürücü makinesi (motor) momentidir. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, ters dinamikler (ters transfer fonksiyonları) kullanılarak dinamometrenin momenti T_l üretilmektedir. Burada, ω ile T_e arasındaki istenen ilişkinin sağlandığı, yani;

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s) = \frac{1}{J_{em}s + B_{em}} \quad (2.4)$$

olduğu kolaylıkla gösterilebilir. Böylece bir dinamometre kullanılarak sürücü makinenin J_{em} ve B_{em} 'den oluşan mekanik yükü görmesi sağlanmış olur.

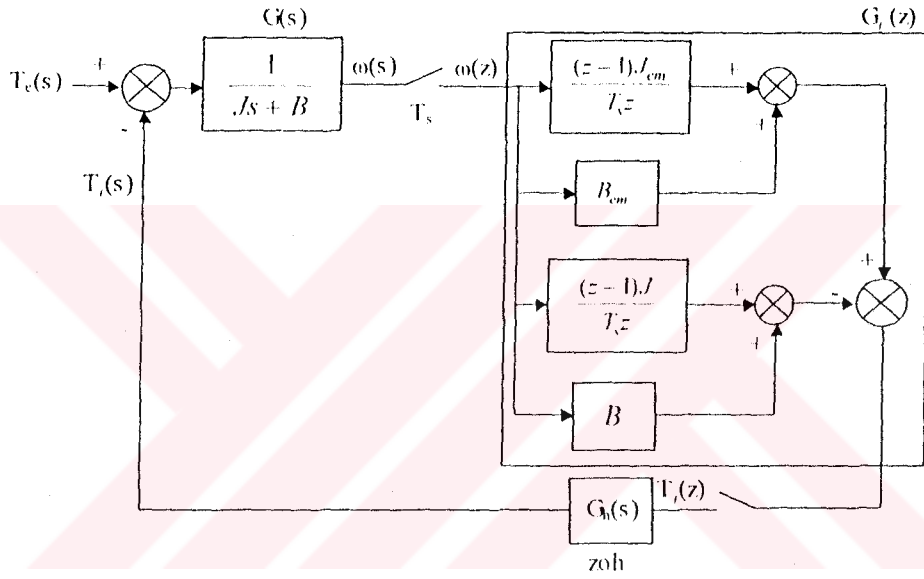
2.3 Ters Model Yaklaşımının Ayırık Zaman Analizi ve Kararlılık Problemi

Uygulamada, ters dinamikler, bir mikroişlemci yardımıyla gerçekleştirilir ve örnekleme etkilerinin dikkate alınması gerekir. Geriye doğru fark yaklaşımı kullanıldığında (Franklin G.F.,1990), hızın türevi ve Z-dönüşümü;

$$\dot{\omega}(k) = \frac{\omega(k) - \omega(k-1)}{T_s} \quad \text{ve} \quad \dot{\omega}(z) = \frac{(z-1)}{T_s z} \omega(z) \quad (2.5)$$

olarak ifade edilebilir.

Burada T_s örnekleme periyodudur. Şekil 2.2'de, Ters Model Yaklaşımının mikroişlemci gerçeklemesi veya başka bir deyişle dinamometre momentini T_r 'nin mikroişlemci ile hesaplanması blok diyagram ile gösterilmektedir.



Şekil 2.2 Ters Model Yaklaşımının Mikroişlemciyle Gerçeklemesi

Şekil 2.2'de, $G_h(s) = (1 - e^{-T_s})/s$ sıfır derece tutmayı ifade etmektedir (Franklin G.F.,1990). Buna göre, $\omega(z)$ aşağıdaki gibi türetilir;

$$\omega(z) = \frac{T_e G(z)}{1 + G_h G(z) G_r(z)} \quad (2.6)$$

$\Delta J = J_{cm} - J$, $\Delta B = B_{cm} - B$ ve $A = \exp(-BT_s/J)$ şeklinde tanımlanırsa $G_i(z)$ ve $G_h G(z)$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$G_i(z) = \frac{(\Delta J + T_s \Delta B)z - \Delta J}{T_s z} \quad \text{ve} \quad G_h G(z) = Z\{G_h(s)G(s)\} = \frac{(1-A)}{B(z-A)}$$

$G_h G(z)$, $G(s)$ 'nin sıfırıncı dereceden tutma eşdeğeridir (Franklin G.F.,1990- Phillips C.L.,1990). Genelde gösterim kolaylığı açısından G_h yazılmayarak basitçe $G(z)$ olarak ifade edilir. $1 + G_h G(z)G_i(z) = 0$ karakteristik denklemi,

$$z^2 + \beta_1 z + \beta_2 = 0 \quad \text{olarak yazılabilir. Burada :}$$

$$\beta_1 = \frac{(\Delta J + T_s \Delta B)(1-A)}{B T_s} - A \quad \text{ve} \quad \beta_2 = -\frac{\Delta J(1-A)}{B T_s}.$$

Genelde, B küçük olduğundan $A \approx 1 - (B T_s / J)$ yazılabilir. Bu durumda,

β_1 ve β_2 aşağıdaki gibi olur:

$$\beta_1 = \frac{J_{cm} - 2J + B_{cm} T_s}{J} \quad \text{ve} \quad \beta_2 = -\frac{\Delta J}{J}.$$

Şayet, B_{cm} sıfır yada çok küçükse (sadece atalet momentinin emulasyonu) o zaman kökler; $z_1 = 1$ ve $z_2 = -\Delta J/J$ olur. Bu da $\Delta J/J > 1$ (veya $J_{cm} > 2J$) ise sistemin köklerinden birinin birim çemberin dışında olacağı ve dolayısıyla sistemin kararsız olacağı anlamına gelir (Franklin G.F.,1990- Phillips C.L.,1990). Ayrıca, şayet $\Delta J = 0$ ve B_{cm} sıfırdan farklı veya küçük ise o zaman kökler $z_1 = 0$ ve $z_2 = 1 - (B_{cm} T_s/J)$ olarak gösterilebilir. Bu, $(B_{cm} T_s/J) > 2$ olduğunda sistemin kararsız olacağını gösterir.

Bununla beraber, $z(1-a)/(z-a)$ formunda sayısal bir filtre kullanılarak, ikinci dereceden sistemin baskın kökü $\exp(-T_s B_{cm}/J_{cm})$ 'ye yakın olacak şekilde, sistem kararlı hale getirilebilir. Ancak, istenen mekanik yükün kutup-sıfır yapısı korunmadığından, emulasyon, kapalı çevrim bir denetim sistemi içinde kullanılırsa hatalı sonuçlar verecektir. Başka bir deyişle, sistemi kararlı duruma getirmek için istenen yük modelini bozmak gerekir ve istenen yükün emulasyonu yapılamaz.

2.4. Ters Model Yaklaşımında Gürültü Problemi

Şekil 2.2'deki sistemde $\omega(s)$ ile gösterilen hız uygulamada gürültü içeren bir sinyaldir. Örneklenen hız sinyalindeki gürültünün pek çok sebebi olabilir ancak, hız ölçümünde kullanılan kodlayıcı (enkoder) hassasiyetleri ve şebekedeki elektriksel gürültüler ölçülen hız üzerindeki gürültünün ana kaynaklarıdır. Şekil 2.2'de görüldüğü gibi gürültülü hız örneklenip sayısal türevleri içeren bir takım işlemlerden geçirildikten sonra dinamometrenin momenti T_f 'nin üretilmesinde kullanılmaktadır. Gürültülü bir sinyalin türevi alınarak oluşturulduğundan T_f , daha yüksek genlikli gürültü içerecektir. T_f 'deki bu gürültü mekanik sistemdeki modellenmemiş dinamikleri harekete geçirecek ve mekanik aksamda istenmeyen titreşimlere neden olacaktır (Akpolat Z.II.,1999(a)). T_f üzerindeki gürültünün genliği arttıkça mekanik titreşimler artacak ve sistem bir noktadan sonra aşırı titreşimlerden dolayı kullanılmaz duruma gelecektir (Akpolat Z.II.,1999(a)-Akpolat Z.II.,2000)

Dinamometre momenti T_f 'nin üzerindeki gürültünün genliğini azaltmanın en kolay yolu $\omega(z)$ 'i bir sayısal filtreden geçirerek türev ve diğer işlemlere devam etmektir. Bu durumda T_f üzerindeki gürültünün genliği azalacaktır ancak, sisteme ilave edilen filtre emulasyonu bozacak ve ω ile T_e arasında istenen transfer fonksiyonu elde edilemeyecektir. Sonuç olarak, filtre kullanılmadığı takdirde emulasyonun yapılamayacağı, filtre kullanıldığında da emulasyonun bozulacağı söylenebilir.

2.5 Ters Model Yaklaşımının Uygulama Açısından Değerlendirilmesi

Bölüm 2.3'de görüldüğü gibi, Ters Model Yaklaşımının sayısal (mikroişlemci ile) gerçeklemesi, emulasyonu yapılacak yüke bağlı olarak sistemi kararsızlığa götürebilmektedir. Sisteme bir filtre eklenip uygun şekilde tasarlanarak oluşan ikinci derece sistemin baskın kutbu, istenen yük modelinin kutbuna yakın bir değere getirilebilir. Bu durumda açık çevrim ω ile T_e arasındaki ilişki yaklaşık olarak sağlanabilir ve kabul edilebilir bir açık çevrim emulasyon elde edilebilir. Ancak, emulasyon kapalı bir hız veya konum denetleme sistemi içine yerleştirilirse filtreden

dolayı emulasyon başarıyla gerçekleştirilemez. Başka bir deyişle sürücü motora sağlanan yük, istenen yük modeli G_{em} değil de filtrenin transfer fonksiyonunun etkilediği başka bir yük modeli olacaktır.

Diğer taraftan Bölüm 2.4'de anlatıldığı gibi dinamometre momenti T_r 'deki gürültüyü azaltmak için $\omega(z)$ 'in filtrelenmesi de açık çevrim emulasyonu için tatmin edici bir sonuç verebilse de, emulasyon kapalı çevrim bir sistem içine yerleştirildiğinde istenen yük modelinin dışında bir yükün emulasyonunun yapılmasına neden olacaktır (Akpolat Z.H.,1999(a)).

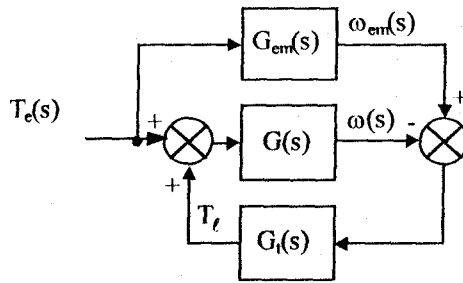
Yukarıda anlatıldığı gibi, uygulamada karşılaşılan kararlılık ve gürültü problemlerinden dolayı Ters Model Yaklaşımı, istenen yük modellerinin emulasyonunu kapalı çevrim bir sistem içerisinde başarıyla sağlayamaz. Ters Model Yaklaşımına alternatif olarak geliştirilen yeni Model Referans Hız İzleme (MRII) yaklaşımı Bölüm 3'de detaylı olarak anlatılacaktır. Daha sonra, Bölüm 4'te, MRII yönteminin performansını artırmaya yönelik öneriler sunulacaktır.

BÖLÜM 3

MODEL REFERANS HIZ İZLEME YAKLAŞIMI İLE YÜK EMULASYONU

3.1. Model Referans Hız İzleme (MRHİ) Yöntemi

Klasik Ters Model Yaklaşımının (TMY) gerçekleştirme problemleri (kararlılık ve gürültü) sebebiyle, bu yöntem kullanılarak başarılı emulasyon sonuçlarının alınamayacağı 2. bölümde gösterilmişti. Bu bölümde, Model Referans Hız İzleme (MRHİ) yöntemi adı verilen ve TMY'deki problemlerden kurtulmayı hedefleyen bir emulasyon yöntemi anlatılacaktır (Akpolat Z.H.,1999(a)-Akpolat Z.H.,1999(b)-Akpolat Z.H.,1999(c)). Bu yaklaşımda emulasyonu yapılan yük modeli $G_{em}(s)$, Şekil 3.1'de görüldüğü gibi, ideal bir hız istemi türetmede kullanılır. Burada ω gerçek şaft hızıdır ve istenen ideal hız olan ω_{em} ile karşılaştırılır. Aradaki hata, yük makinesi momenti T_t 'yi türetmek için $G_t(s)$ denetleyicisine gönderilir ($G(s)$ sürücü, yük makinesi ve bağlantı aksamının toplam atalet momenti ve sürtünmesinden oluşan dinamiği temsil etmektedir).



Şekil 3.1 Model Referans Hız İzleme (MRHİ) Yaklaşımı Kullanılarak Emulasyon

Şekil 3.1'de gerçek hız ile sürücü makine momenti arasındaki bağıntı;

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s)G_k^{-1}(s) \quad (3.1)$$

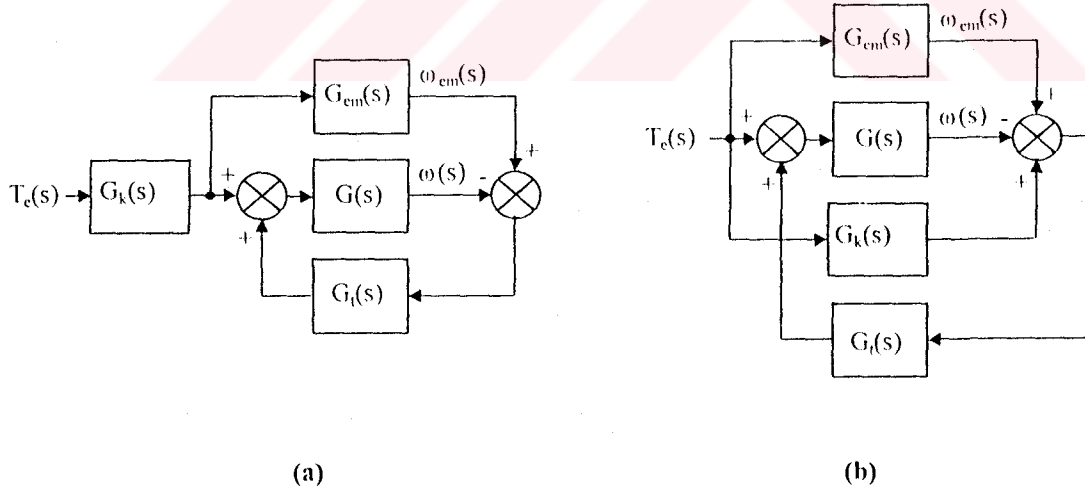
olarak elde edilebilir. Burada;

$$G_k(s) = \frac{(1/G(s)) + G_t(s)}{(1/G_{em}(s)) + G_t(s)} \quad (3.2)$$

Şayet sisteme şekil 3.2.(a)'daki gibi seri olarak $G_k(s)$ terimi eklenirse istenen sonuç;

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_k(s)G_{em}(s)G_k^{-1}(s) = G_{em}(s) \quad (3.3)$$

olarak elde edilir ve böylece yükün sıfır-kutup yapısı (dinamik yapısı) da korunmuş olur. Görüldüğü gibi, MRIII yönteminde ters dinamikler kullanılmadığından TMY'deki problemlerden kurtulmuş olunur.



Şekil 3.2 Kompanze edilmiş sistem

(a) Seri Kompanzasyon

(b) Paralel Kompanzasyon

Kompanzasyon için diğer bir yol Şekil 3.2.(b)'de görüldüğü gibi bir paralel kompanzasyon terimi kullanmaktır. Böylece $\omega(s)$ ile $T_c(s)$ arasında aşağıdaki gibi bir bağıntı elde edilir:

$$\frac{\omega(s)}{T_c(s)} = G_{em}(s) + \frac{G(s)(1 + G_t(s)G_{em}(s)) - G_{em}(s)(1 + G_t(s)G(s))}{1 + G_t(s)G(s)} + \frac{G_t(s)G(s)}{1 + G_t(s)G(s)} G_k(s) \quad (3.4)$$

Şayet,

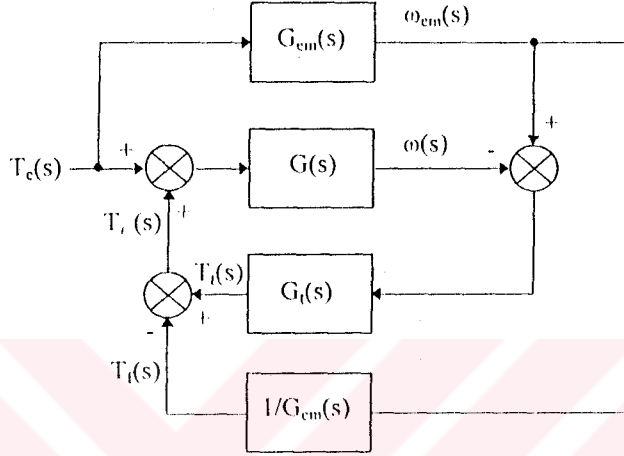
$$G_k(s) = \frac{G_{em}(s)(1 + G_t(s)G(s)) - G(s)(1 + G_t(s)G_{em}(s))}{G_t(s)G(s)} \quad (3.5)$$

olarak seçilirse, $\omega(s)$ ile $T_c(s)$ arasında istenen bağıntı elde edilmiş olur. Fakat her iki kompanzasyon şeklinde de $G_k(s)$ teriminin, emulasyonu yapılan yük modelinin parametrelerini içermesi istenmeyen bir durumdur. $G_k(s)$ 'nin emulasyonu yapılan yük modelinin parametrelerini içermesi doğrusal yüklerin emulasyonu için kabul edilebilir olsa bile doğrusal olmayan yükler için hiç uygun değildir. Sonuç olarak, emulasyonu yapılan yük parametrelerinin, kompanzasyon terimi içinde olmaması gerektiği söylenebilir.

3.2 Moment Kompanzasyonlu MRH Yöntemi

Şekil 3.1'de shaft hızı ω 'nın ideal hız ω_{em} 'i takip etmesini sağlamak için bir yük makinesi hız denetleyicisi ($G_t(s)$) kullanılmıştı. Bu bölümde anlatılan denetim, Şekil 3.3'de görüldüğü gibi, ters dinamikler kullanılarak elde edilen bir ileriye doğru besleme terimi eklenerek yapılmaktadır. Burada $G_{em}(s)$ 'in ters dinamiği kullanılıyor gibi görünmesine rağmen, bu denetim yapısının gerçekleşmesinde ters dinamiğe ihtiyaç duyulmayacaktır. Çünkü, şekil 3.3'e dikkat edilecek olursa ileri beslenen moment $T_c(s)$ aslında $T_t(s)$ 'e eşittir. Dolayısıyla, $1/G_{em}(s)$ kullanılmadan $T_t(s)$ yerine $T_c(s)$ beslenerek aynı işlem yapılmış olur.

Şekil 3.3'teki sistem sadeleştirilerek şekil 3.4'deki sisteme dönüştürülebilir. Şekil 3.4'de sürücü makine momenti T_e 'nin ω_{em} 'i üretmek için yük modeline uygulandığı görülmektedir. Yük makinesinin kapalı çevrim denetlemesi ile şaft hızı ω 'nın ω_{em} 'i takip etmesi sağlanır. Uygulamada, yük makinesi momentine negatif sürücü makine momentinin eklendiği unutulmamalıdır.



Şekil 3.3 İleriye Doğru Beslenen Moment Kompanzasyonlu Model Referans Hız İzleme Yöntemi İle Emulasyon

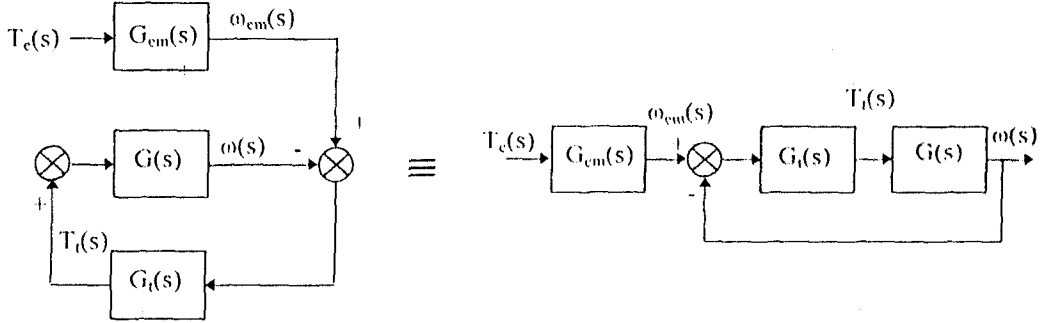
Yük ve sürücü makine momentlerinin sadeleşmesinden sonra T_i şaft üzerinde net kalan moment olur. Şekil 3.4'den elde edilecek transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur:

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s) \frac{G(s)G_t(s)}{1 + G(s)G_t(s)} = G_{em}(s)G_k^{-1}(s) \quad (3.6)$$

Denklem (3.6)'dan, $G_k(s)$ 'nin

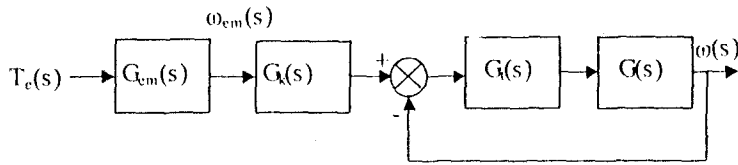
$$G_k(s) = \frac{1 + G(s)G_t(s)}{G(s)G_t(s)} \quad (3.7)$$

olacağı rahatlıkla görülebilir.



Şekil 3.4 Sadeleştirilen sistem

$G_k(s)$, ω ile T_e arasında istenilen bağıntıyı sağlamak için sisteme seri olarak eklenmelidir. Burada arzu edildiği gibi, kompanzasyon terimi $G_k(s)$ artık $G_{em}(s)$ 'e bağlı bir fonksiyon değildir. $G_{em}(s)$ 'in sürücü motorunun rotor ataletini dikkate alması gerektiği varsayılmıştır. Bu da, elektriksel sürücü momentinin giriş zorlama değişkeni gibi kullanılmasına izin vermiştir. Emulasyonu yapılabilecek en düşük atalet sürücü motorunun rotor ataletine eşittir.



Şekil 3.5 T_e ile ω arasında istenen bağıntıyı sağlayan kompanze edilmiş yük emulasyon sistemi

Böylece, şekil 3.5'de görüldüğü gibi istenilen transfer fonksiyonu:

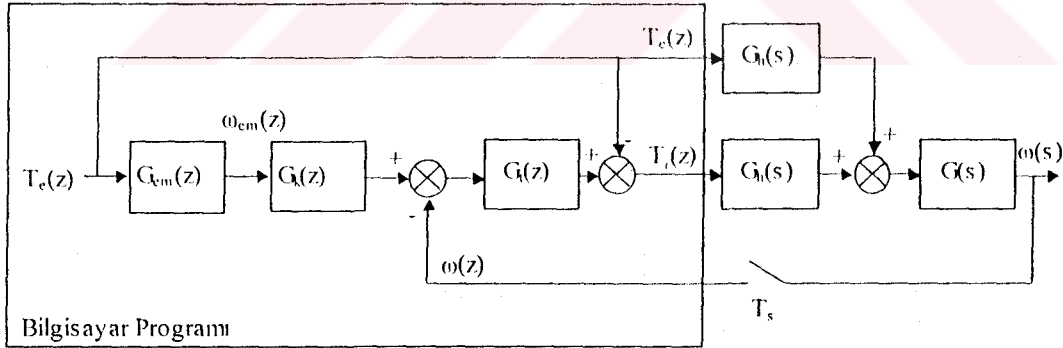
$$\frac{\omega(s)}{T_c(s)} = G_{em}(s)G_k(s)G_k^{-1}(s) = G_{em}(s) \quad (3.8)$$

elde edilmiş olur.

Bununla beraber, hız takip çevrim denetleyicisi $G_k(s)$, bir PI denetleyici olduğundan $G_k(s)$ 'nin payının derecesi paydasından büyük olur. Bu da $G_k(s)$ 'nin gerçekleştirilmesinde problem gibi görünse de bu problem mikroişlemci gerçeklemede kolaylıkla aşılabılır. Takip eden alt bölümde moment kompanzasyonlu MRİİ yönteminin mikroişlemci denetlemeli bir sistemde nasıl gerçekleştirilebileceği anlatılacaktır. Bundan sonra, ifadelerde kolaylık olması açısından "Moment Kompanzasyonlu MRİİ" yerine kısaca "MRİİ" kullanılacaktır.

3.3 MRİİ Yönteminin Ayırık Zaman Analizi

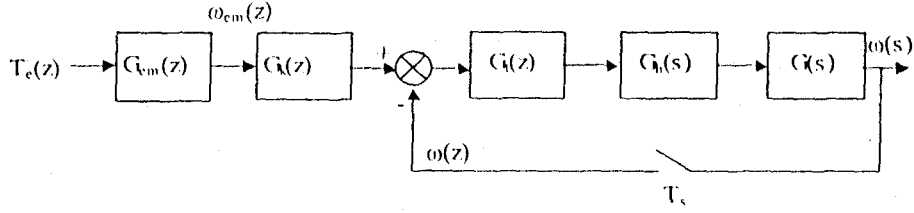
Şekil 3.6'da MRİİ yaklaşımının mikroişlemci gerçeklemede blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.6 MRİİ yaklaşımının mikroişlemci denetlemeli bir sistemde gerçekleştirilmesi

Şekil 3.6'da, dikkat edilecek olursa, ω/T_c transfer fonksiyonu denetlenmesi gereken bir açık çevrim sistemidir. Burada, emulasyonun amacının yük makinesinin

momentini denetleyerek T_c ile ω arasında istenen bağıntının sağlanması olduğu unutulmamalıdır. Şekil 3.6'daki sistem sadeleştirilirse şekil 3.7'deki sistem elde edilir.



Şekil 3.7 Sadeleştirilmiş mikroişlemci denetlemeli açık çevrim yük emulasyon sistemi

Sürekli zaman sistemde $\frac{\omega(s)}{T_c(s)} = G_{cm}(s)$ bağıntısını sağlayacak $G_k(s)$ belirlenmişti. Şekil 3.7'de verilen ayırık zaman sisteminde $G_k(z)$ 'in seçiminin amacı $\frac{\omega(z)}{T_c(z)} = G_{cm}(z)$ ilişkisini sağlamak olduğundan

$$G_k(z) = \frac{1 + G_i(z)G(z)}{G_i(z)G(z)} \quad (3.9)$$

olarak seçilmesi gerektiği şekil 3.7'den kolayca anlaşılmaktadır.

Hız izleme çevrim kontrolörü $G_i(z)$, $G(s) = \frac{1}{(Js + B)}$ birinci dereceden bir transfer fonksiyonu olduğundan, normal olarak bir ayırık zaman PI denetleyicisidir ve transfer fonksiyonu

$$G_i(z) = \frac{K_i(z - A_i)}{z - 1} \quad (3.10)$$

dır. $G(z)$ ise $G(s)$ 'in sıfırıncı dereceden tutma eşdeğeridir ve

$$G(z) = Z\{G_h(s)G(s)\} = \frac{C}{z - P} \quad (3.11)$$

olarak belirlenir.

Burada, $P = e^{\frac{-T_s B}{J}}$ ve $C = \frac{(1 - P)}{B}$ dır.

T_s 'nin örnekleme periyodu, J ve B 'nin sürücü ve yük makinelerinin kuplaj da dahil toplam atalet momenti ve sürtünme katsayıları olduğu unutulmamalıdır.

Denklem (3.10) ve (3.11), (3.9)'da yerine yazılırsa payın derecesinin paydanın derecesinden büyük olduğu görülür. Bu $G_k(z)$ 'in gerçekleşmeyeceği anlamına gelse de, $G_k(z)$ birim gecikme ile çarpılarak gerçekleştirilebilir duruma getirilebilir.

Buna göre,

$$G_k(z) = \frac{1 + G_t(z)G(z)}{G_t(z)G(z)} \frac{1}{z} \quad (3.12)$$

olarak seçilmelidir. Bu birim gecikme,

$$G_{cm}(z) = z \cdot Z\{G_h(s)G_{cm}(s)\} \quad (3.13)$$

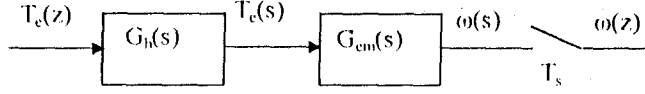
olarak alınıp kompanze edilebilir.

Doğrusal bir $G_{cm}(s)$ için, (3.13) eşitliği aslında kutup-sıfır denkleştirme yöntemi ile $G_{cm}(s)$ 'in ayrıştırılması demektir. Bu yöntemde sistemin sonsuzdaki sıfırı $z=0$ noktasına denk gelmektedir. $G_k(z)$ ve $G_{cm}(z)$, denklem (3.12) ve (3.13)'de verildiği gibi seçilirse

$$\frac{\omega(z)}{T_v(z)} = G_{cm}(z)G_k(z) \frac{G_t(z)G(z)}{1 + G_t(z)G(z)} = Z\{G_h(s)G_{cm}(s)\} \quad (3.14)$$

eşitliği istenildiği şekilde elde edilmiş olur.

(3.14) eşitliğine karşılık gelen blok diyagram şekil 3.8’de verilmiştir.



Şekil 3.8 Ayrık Zaman Sistemin Sadeleşmiş Eşdeğeri

Tablo 3.1 Denklem (3.15)’deki Katsayılar

$a_0 = \frac{JP}{K_r T_s} - A_r$	$b_0 = 0$
$a_1 = -\left(\frac{J(P+1)}{K_r T_s} - 1\right)$	$b_1 = -A_r$
$a_2 = \frac{J}{K_r T_s}$	$b_2 = 1$

Tablo 3.1’de, $P = e^{-(T_s BT/J)} \cong 1 - (BT_s / J)$ dır.

$G_l(z)$ ’in, (3.10) eşitliği ile verilen bir PI denetleyici olarak seçildiğini düşüncürsek (3.12) eşitliği ile verilen $G_k(z)$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$G_k(z) = \frac{1 + G_l(z)G(z)}{G_l(z)G(z)} \frac{1}{z} = \frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \quad (3.15)$$

Burada a_i ve b_i ($i = 0,1,2$) katsayıları Tablo 3.1’de verilmiştir.

Yukarıda anlatıldığı gibi, şekil 3.7'deki $G_k(z)$ ve $G_{em}(z)$, (3.12) ve (3.13) eşitliklerinde verildiği gibi seçildiğinde istenen çevrim ilişkisi $\frac{\omega(z)}{T_e(z)} = Z\{G_h(s)G_{em}(s)\}$

elde edilmektedir. Bu, mikroişlemci denetlemeli bir sistemde, anlatılan MRHİ yaklaşımı ile emulasyon tekniğinin başarıyla gerçekleştirilebileceği anlamına gelmektedir.

Takip eden alt bölümde, yük emulasyonunun, geliştirilen denetleme yöntemlerini test etmek için kapalı çevrim bir ayrık zaman hız denetim sistemi içinde nasıl yer alacağı anlatılacaktır.

3.4 Emulasyonun Kapalı Çevrim Bir Hız Denetleme Sistemi İçerisinde Gerçekleştirilmesi

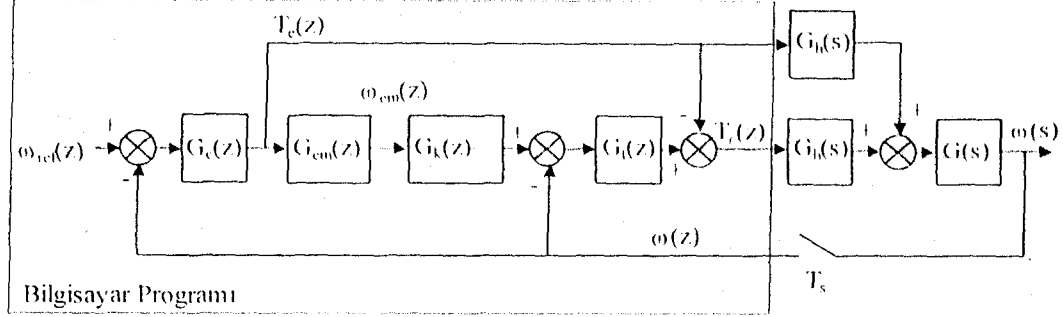
Mekanik Yük Emulasyonunun temel amacının, geliştirilen hız veya konum denetleme yöntemlerinin deneysel olarak test edilmesini sağlamak için istenen yük modellerini sürücü makineye sağlamak olduğu unutulmamalıdır. Bu anlamda, şaftları birbirine kenetlenmiş iki elektrik makinesini düşünelim. Bu makinelerden biri sürücü diğeri yük makinesi (dinamometre) olsun. Dinamometre, Bölüm 3.3'de anlatıldığı gibi denetlenirse, sürücü makineye istenen yük modellerini sağlamış olacaktır. Çünkü T_e sürücü makine momenti ile şaft hızı ω arasında istenen ilişki (G_{em}), dinamometre denetlenerek elde edilmektedir.

Şimdi de, sürücü makineyi ele alalım. Sürücü makinenin hızını kapalı çevrim olarak bir denetleyici (G_c) yardımıyla denetlemek istersek, sürücü ve yük makinesini içeren sistemin ayrık zamanda denetlenmesine ilişkin blok diyagramı Şekil 3.9'da verildiği gibi olur. Bu şekil aynı zamanda deneysel sistemi de temsil etmektedir.

Şekil 3.9'da $G_c(z)$ emulasyonu yapılan mekanik yükün hız denetleyicisidir. Başka bir değişle, geliştirilen denetleme yöntemlerini yani test edilecek denetleyiciyi $G_c(z)$ bloğu temsil etmektedir.

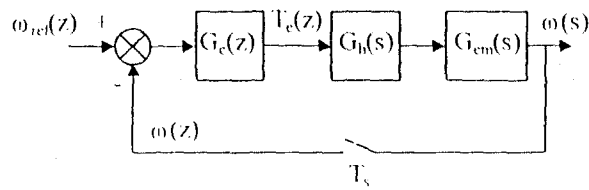
Şekil 3.9'da verilen sistemin eşdeğeri Şekil 3.10'da verilmiştir. Şekil 3.10'a bakıldığında dinamometre sayesinde sürücü makinenin hız denetleyicisi G_c 'nin denetleyeceği sistemin G_{em} , yani emulasyonu yapılan yük veya başka değişle

dinamiklerini kullanıcının belirlediği (programladığı) yük modeli olduğu kolayca görülür.



Şekil 3.9 Emulasyonun kapalı çevrim bir hız denetleme sistemi içerisine yerleştirilmesi

Şekil 3.10'daki sistemin emulasyon açısından ulaşılmak istenen "hedef sistem" olduğu unutulmamalıdır. Deneysel emulasyon sonuçları Şekil 3.10'daki hedef sistemin sonuçları ile karşılaştırılarak emulasyonun deneysel olarak ne ölçüde başarılı olduğu tespit edilebilir.

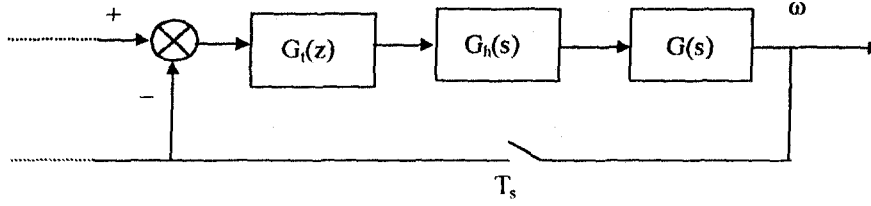


Şekil 3.10 Eşdeğer kapalı çevrim hız denetleme sistemi

Bu tez çalışmasında deneysel uygulama yapılmamıştır. Ancak, Bölüm-4'de önerilen emulasyon yönteminin geçerliliğini göstermek için benzetim sonuçları Şekil 3.10'daki hedef sistemin benzetim sonuçları ile karşılaştırılacaktır.

3.4.1 Yük Makinesi İçin Denetleyici Tasarımı

Şekil 3.11'de yk makinesi için kapalı çevrim hız izleme blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.11 Yük makinesi (Dinamometre) için kapalı çevrim hız izleme blok diyagramı

Daha önce belirtildiği gibi $G_1(z)$ bir ayrık zaman PI denetleyicisidir. Kapalı evrim sistem ikinci dereceden bir sistem olduğundan tasarım kriterleri olarak doğal frekans ω_n ve sönüm oranı ζ rahatlıkla kullanılabilir (Franklin G.F.,1990). Doğal frekans ω_n ne kadar büyük seçilirse sistem o kadar hızlı cevap verecektir. Ancak, uygulamada ω_n gürültüden ve örnekleme periyodundan dolayı çok büyük seçilemez (Franklin G.F.,1990). Ayrıca şekil 3.11'de görülen kapalı çevrim sistemin tamamı $G_k(z)$ tarafından kompanze edileceğinden $G_1(z)$ 'in tasarımı daha esnek bir duruma gelir. Daha açıkçası ω_n pratikte gerçekleştirilebilecek uygun bir değer, örneğin $\omega_n = 20$ rad/s ve sönüm oranı $\zeta = 1$ (aşırı derecede taşmayı önlemek amacı ile $\zeta = 1$ seçilmiştir) seçilirse uygun olacaktır.

Buna göre $\omega_n = 20$ rad/s , $\zeta = 1$ tasarım kriterlerini sağlayacak bir ayrık zaman PI denetleyici örnekleme periyodu $T_s = 2.5$ ms için tasarlanırsa (Franklin G.F.,1990-Leigh J.R.,1985)

$$G_1(z) = \frac{0.1359(z - 0.9755)}{z - 1} \quad (3.16)$$

olarak elde edilir. Burada, $K_t = 0.1359$ ve $A_t = 0.9755$ 'dir. Sürücü ve yük makinesinin kenetlenmiş şaftından oluşan mekanik sistemin dinamiğinin $G(s) = \frac{1}{Js + B}$ olarak temsil edildiği daha önce belirtilmişti.

Burada kullanılan parametrelerin gerçekçi olması için $J = 0.0035 \text{ kgm}^2$ ve $B = 0.0007 \text{ Nms}$ olarak seçilmiştir. Bu parametreler 0.55 kW'lık iki asenkron makinenin şaftlarının kenetlenmesi sonucunda elde edilmiştir (Akpola Z.H.,1999(a)).

K_t , A_t , J ve B 'nin sayısal değerleri belli olduğuna göre Tablo 3.1 kullanılarak $G_k(z)$ 'in katsayıları hesaplanabilir. Buna göre;

$$G_k(z) = \frac{10.3017z^2 - 19.5982z + 9.321}{z^2 - 0.9755z} \quad (3.17)$$

olarak belirlenir.

3.4.2 Sürücü Makine İçin Denetleyici Tasarımı

Şekil 3.9'da (veya şekil 3.10'da) görülen sürücü makinenin hız denetleyicisi $G_c(z)$ aslında değerlendirme altında bulunan bir denetleyicidir. Örneğin yeni geliştirilmiş dayanıklı (robust) ve/veya uyarlamalı (adaptif) denetleyicilere farklı veya değişen yük şartları altında (yani G_{em} değiştirilerek) performans testi uygulanabilir. Ancak buradaki amaç denetleme yöntemlerini test etmek olmadığından ve asıl amaç emulasyon yöntemini denemek olduğunda $G_c(z)$ bir PI denetleyici olarak seçilmiştir.

Emulasyonu yapılacak yük modelinin,

$$G_{em}(s) = \frac{1}{J_{em}s + B_{em}} \quad (3.18)$$

olduğu varsayılırsa (burada J_{em} ve B_{em} kullanıcı tarafından değiştirilebilecek parametrelerdir) ve $J_{em} = 0.0035 \text{ kgm}^2$, $B_{em} = 0.0007 \text{ Nms}$, $T_s = 2.5 \text{ ms}$ olarak alınıp $\omega_n = 100 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0.707$ olacak şekilde $G_c(z)$ tasarlanırsa,

$$G_c(z) = \frac{0.4896(z - 0.8502)}{z - 1} \quad (3.19)$$

olur.

Burada, emulasyonu yapılan yük parametreleri J_{em} ve B_{em} 'in kullanıcı tarafından $G_c(z)$ 'i test etmek için değiştirebileceği unutulmamalıdır. Ancak, $G_c(z)$ 'i tasarlayabilmek için J_{em} ve B_{em} 'in mutlaka bilinmesi gerekir. Bu nedenle, $G_c(z)$ 'in tasarımı $J_{em} = J$ ve $B_{em} = B$ için yapılmıştır.

Kullanıcı daha sonra örneğin $J_{em} = 10J$ yaparak atalet momentindeki artışın $G_c(z)$ 'in performansını nasıl etkilediğini (yada sistem cevabındaki değişikliği) gözlemleyebilir.

3.5 MRHİ Yönteminin Uygulama ve Gürültü Açısından Değerlendirilmesi

MRHİ yöntemi (Akpolat Z.H.,1999(a)-Akpolat Z.H.,1999(b)-Akpolat Z.H.,1999(c))'de belirtildiği gibi deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve çok değişik yük modellerinin başarıyla emulasyonları yapılmıştır. Ters model yaklaşımındaki kararlılık ve gürültü problemleri MRHİ yönteminde söz konusu değildir. Ancak, hem sürücü hem de yük makinesi moment istemleri (T_e ve T_l) deneysel sistemde mutlaka gürültü içerirler. MRHİ yönteminde T_l 'nin oluşturulmasında ters model (türevsel terimler) kullanılmadığından T_l üzerindeki gürültünün genliği mekanik sistemdeki modellenmemiş dinamikleri harekete geçirip istenmeyen titreşimler oluşturacak kadar yüksek değildir. Ancak, özellikle dayanıklı denetim algoritmalarında yüksek kazanç parametreleri kullanıldığından sürücü makine momenti T_e genelde daha yüksek gürültü sinyalleri içerir. Sürücü ve yük makinesinin şaftları birbirine kenetlenmiş olduğundan her iki makinenin de moment istemleri (T_e ve T_l) üzerindeki gürültüler mekanik aksamdaki istenmeyen titreşimleri harekete geçirme açısından aynı işleve sahiptir. $G_c(z)$ değerlendirme altında bulunan denetleyici olduğundan (G_c 'in çıkışının T_e olduğunu unutmayınız) bu denetleyiciye müdahale etmek söz konusu değildir. Daha açıkçası, şafttaki titreşimlerin genliğini mümkün olduğu kadar küçük tutabilmek için T_e 'deki gürültüye müdahale edemeyiz. Ancak, T_l üzerindeki gürültü sinyalleri de

şafittaki titreşimleri artırma bakımından T_e ile aynı işleve sahip olduğundan T_r üzerindeki gürültüyü, emulasyonu bozmadan azaltabilirsek ortak şafittaki titreşimlerin genliğini belli oranda azaltmış oluruz.

Sonuç olarak, T_e 'ye müdahalemiz söz konusu olmadığından, şafittaki istenmeyen titreşimlerin genliğini mümkün olduğu kadar küçük tutabilmek için T_r üzerindeki gürültüyü azaltmaya yönelik, MRH yönteminde bazı yapısal değişiklikler yapılabilirse emulasyonun performansı artırılmış olacaktır. Ancak, bu yapısal değişiklikler yapılırken emulasyon, yani $\frac{\omega}{T_e} = G_{em}$ ilişkisi bozulmamalıdır.

Şafittaki titreşimlerin genliğinin belli bir orandan yüksek olması durumunda (ki bu oran sistemden sisteme değişir) mekanik sistemin rezonansa gireceği (sürekli istenmeyen titreşimlerin olacağı) ve sistemin tamamen kullanılmaz duruma geleceği unutulmamalıdır. Bu anlamda, 4. bölümde ortak şafittaki titreşimleri azaltmak için T_r üzerindeki gürültüyü, emulasyona zarar vermeden azaltmaya çalışacak bir yöntem geliştirilecektir.

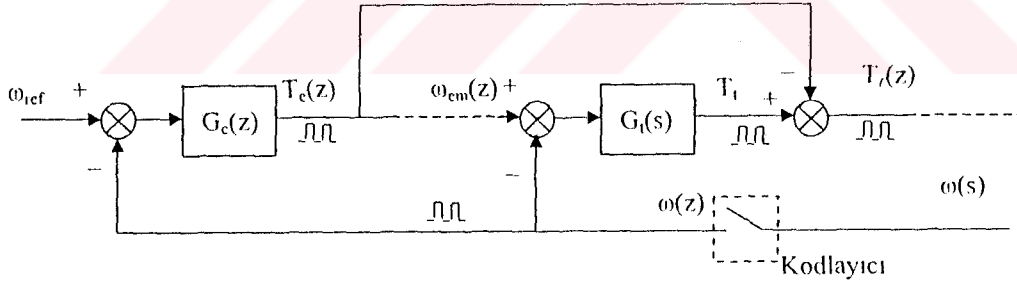
BÖLÜM 4

MRHİ YÖNTEMİNDE GÜRÜLTÜNÜN EMULASYON PERFORMANSINA OLAN ETKİSİNİ AZALTMAK İÇİN ÖNERİLEN DENETİM YAPISI

4.1. Kapalı Çevrim Hız Denetim Sistemlerinde Gürültü Problemi

Üçüncü bölümde anlatılan Model Referans Hız İzleme Yaklaşımı ile yük emulasyonu yöntemi, (Akpolat Z.H.,1999(a))'da sunulan deneysel sonuçlarda görüleceği üzere çok iyi performans göstermiştir. Ancak sistemdeki gürültünün, tüm gerçek sistemlerde olduğu gibi, emulasyon performansına etkisi bir potansiyel problem olarak ortaya çıkmaktadır. Bu olayı kısaca açıklamaya çalışalım:

Şekil 4-1'de görüldüğü gibi ölçülen hız sinyali kodlayıcı (enkoder) ve dış etkenlerden (şebekedeki gürültü, vb.) dolayı gürültülü bir sinyal olacaktır.

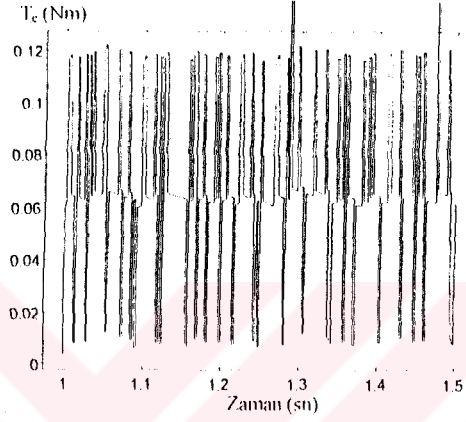


Şekil 4.1 Kapalı çevrim sistemde gürültü

Ölçülen hızdaki gürültünün en baskın bileşeni kodlayıcının hassasiyetinden kaynaklanarak oluşmaktadır. Eğer örnekleme periyodu T_s olarak gösterilirse kodlayıcı hassasiyetinin genliği $\omega_{huz} = 2\pi/NT_s$ olarak belirlenir (Akpolat Z.H.,1999(a)).

Burada N , hız kodlayıcısının bir turda ürettiği darbe sayısını temsil etmektedir. Örneğin $N = 10000$ ve $T = 2.5$ ms için $\omega_{\text{has}} = 0.25$ rad/s olarak hesaplanır.

Şekil 4-2, deneysel bir sistemde karşılaşılan, tipik bir kodlayıcı hassasiyetinin neden olduğu referans momenti (moment istemi) üzerindeki gürültüyü göstermektedir (Akpolat Z.H.,1999(a)).



Şekil 4.2 Kodlayıcı hassasiyetinden kaynaklanan referans moment üzerindeki tipik gürültü sinyalleri

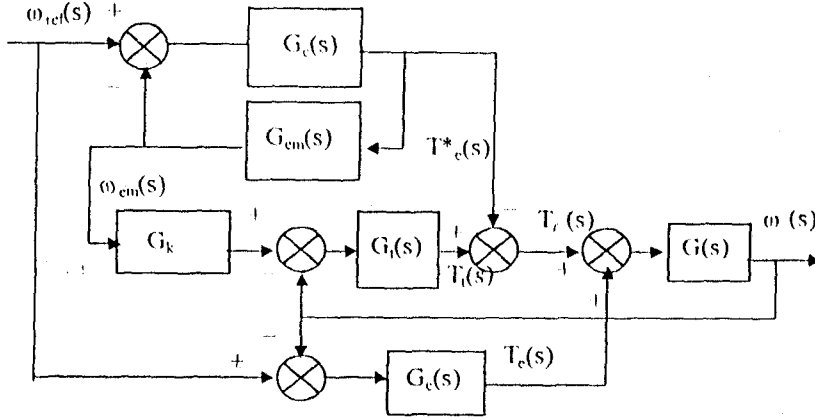
Motor hız denetleme sistemlerinde genellikle moment akımı da kapalı çevrim olarak denetlenmektedir (Leonhard W.,1996-Vas P.,1992-Bose B.K.,1986). Referans moment gürültülü olduğundan gerçek moment bu gürültülü referansı takip etmeye çalışacaktır. Bu da mekanik sistemde (motor şaftında) istenmeyen fiziksel titreşimlere neden olacaktır. Referans moment üzerindeki gürültünün miktarı arttıkça titreşimler artacak ve bir noktadan sonra aşırı miktardaki mekanik titreşimler sistemi çalışmaz duruma getirecektir. Bu, sistemin sağlıklı çalışmasını sağlamak için referans momentteki gürültü miktarını belirli bir sınır değerden aşağıda tutmak gerektiği anlamına gelir. Bu sınır değeri sistemden sisteme değişir ve çalışma şartlarına bağlıdır. Dolayısıyla referans momentlerdeki gürültü genliğini mümkün olduğu kadar azaltmaya çalışmak doğru olacaktır.

4.2. Sürücü Makine Momentinin Tahmini Yardımı İle Emulasyon

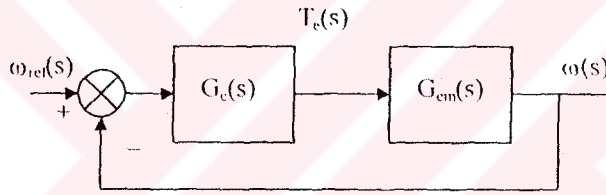
Şekil 4.1'de görüldüğü gibi sürücü makinenin referans momenti T_e , yük makinesinin referans momenti de T_i olarak gösterilmiştir. T_e üzerindeki gürültü miktarı $G_e(z)$ 'in kazanç katsayısına bağlıdır (Akpolat Z.H.,2000). Kazanç katsayısı arttıkça gürültü doğru orantılı bir şekilde artar. Unutulmamalıdır ki, $G_e(z)$ test etmek istediğimiz denetleyicidir. Bu nedenle T_e üzerindeki gürültüyü azaltmaya yönelik bir müdahale $G_e(z)$ 'ye müdahale anlamına gelir ki bu kabul edilemez. Çünkü bu denetleyici, bizim denemek istediğimiz denetleyicidir ve denetleyicinin katsayılarıyla oynayamayız. Öte yandan Şekil 4.1'de yük makinesinin referans momentine bakıldığında, bu momentin iki ana bileşenden oluştuğu görülür. ($T_i = T_i - T_e$). Burada, T_i , $G_i(z)$ denetleyicisinin çıkışıdır. $G_i(z)$ bir PI denetleyicidir ve T_i 'deki gürültü doğrudan T_i üzerine aktarılır. T_i 'nin diğer bileşeni T_e 'dir ve bu moment daha önce bahsedildiği gibi gürültülü bir sinyaldir. Eğer bu gürültülü sinyal aynen kullanılacak olursa gürültünün tamamı yük makinesinin referans momentine de aktarılmış olur. Fakat bu sinyal emulasyonu bozmadan tahmin edilerek temiz (gürültüsüz) bir değer olarak elde edilir ve ω_{em} 'in türetilmesi için kullanılırsa daha gürültüsüz bir T_i elde edilir. Dolayısıyla yük makinesinin referans momenti üzerindeki gürültü de otomatikman azaltılmış olur.

Bu tez çalışmasında, emulasyonu bozmadan, yani $\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s)$ bağıntısını sağlamak şartıyla ve görülen yük makinesinin referans momenti üzerindeki gürültüyü azaltacak yeni bir emulasyon yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem şekil 4.3'de gösterilmiştir.

Şekil 4.3'de T_e^* tahmin edilen sürücü makine referans momentidir ve ölçülen gürültülü hızla (ω) bağlantısı olmadığından tamamıyla gürültüsüz bir sinyaldir. Diğer değişkenler ve parametreler 3. bölümde tanımlandığı gibidir. Şekil 4.3'de görüldüğü gibi gürültülü T_e yerine gürültüsüz T_e^* sinyali yük makinesi referans momenti T_i 'nin oluşturulmasında ($T_i = T_i - T_e^*$) kullanılmıştır. Ayrıca yine T_e^* , ω_{em} 'in türetilmesinde kullanılmış ve daha gürültüsüz bir T_i elde edilmiştir. Böylece T_i üzerindeki gürültü miktarı önemli ölçüde azaltılmış olur. Şimdi Şekil 4.3'de verilen sistemin Şekil 4.4'deki sisteme denk olduğunu (yani emulasyonun bozulmadığını) gösterelim.



Şekil 4.3 Önerilen emulasyon yöntemi



Şekil 4.4 Hedef Sistem

Gürültüyü bir kenara bırakarak, önerilen yeni denetleme yapısıyla emulasyonun bozulup bozulmadığına bakalım. 3. Bölümde anlatıldığı gibi

$$G_k(s) = \frac{1 + G_t(s)G(s)}{G_t(s)G(s)} \quad (4.1)$$

olarak belirlenmiştir. Eğer şekil 4.3'de $\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s)$ olduğunu gösterirsek şekil 4.3'deki sistemin şekil 4.4'deki sisteme denk olduğunu göstermiş oluruz ki bu da

emulasyonun bozulmadığı anlamına gelir.

Şekil 4.3'den;

$$T_e^* = (\omega_{ref} - \omega_{em})G_c \quad (4.2)$$

ve

$$\omega = (T_e + T_l)G = (T_e + (\omega_{em}G_k - \omega)G_l - T_e^*)G \quad (4.3)$$

kolayca yazılabilir. (4.1) ve (4.2) denklemleri, (4.3) denkleminde yerine yazılırsa ve

$$\omega_{em} = \frac{G_c G_{em} \omega_{ref}}{1 + G_c G_{em}} \quad (4.4)$$

kullanılırsa;

$$\omega(1 + G_l G) = T_e G + \frac{\omega_{ref} (G_c G_{em} (1 + G_l G) - G_c G)}{1 + G_c G_{em}} \quad (4.5)$$

ifadesi elde edilir. Yine şekil 4.3'den;

$$\omega_{ref} = \frac{T_e}{G_c} + \omega \quad (4.6)$$

elde edilir ve (4.5)'de yerine yazılırsa;

$$\omega(1 + G_l G) = T_e G + \frac{G_{em} (1 + G_l G) - G}{1 + G_c G_{em}} T_e + \frac{G_c G_{em} (1 + G_l G) - G G_c}{1 + G_c G_{em}} \omega \quad (4.7)$$

elde edilir.

Bu denklem yeniden düzenlenirse;

$$[(1 + GG_t) + GG_c] \omega = [GG_c G_{em} + G_{em} (1 + GG_t)] T_e \quad (4.8)$$

veya

$$[1 + G(G_c + G_t)] \omega = [1 + G(G_c + G_t)] G_{em} T_e \quad (4.9)$$

olarak yazılır. Sadeleştirmeden sonra;

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s) \quad (4.10)$$

ifadesi kolayca elde edilmiş olur.

Sonuç olarak, denklem (4.10)'un elde edilmesi şekil 4.3'deki sistemin, şekil 4.4'deki sisteme denk olduğunu gösterir. Başka bir deyişle, T_e üzerindeki gürültüyü azaltmak için önerilen yeni emulasyon stratejisinin emulasyonu bozmadığı, yani sürücü makine hız kontrolörü $G_c(s)$ 'in emulasyonu yapılan yük modeli $G_{em}(s)$ 'i yük olarak görmesinin sağlandığı açıkça görülmektedir.

4.3. Önerilen Yöntemin Ayırık Zamanda Gerçekleştirilmesi

Şekil 4.3'de verilmiş olan önerilen yöntemin mikroişlemci ile gerçekleştirilmesi için ayırık zamanda analiz ve tasarımı daha uygun olacaktır. Şekil 4.5, önerilen emulasyon yönteminin ayırık zamanda gerçekleştirilmesini göstermektedir.

Şekil 4.5'de görüldüğü gibi, mikroişlemci giriş olarak referans hız bilgisini almakta ve çıkış olarak referans momenti üretmektedir. Aslında gerçek uygulamada, örneğin vektör denetimli indüksiyon makinesi kullanılıyorsa vektör denetimi için iki faz akımı ve rotorun konum bilgisi mikroişlemci sisteme giriş olarak alınır ve çıkış olarak PWM sinyalleri motorları süren inverterlere gönderilir.

olur. Şekil 4.6 (b)'de ise eşdeğer sistemin tamamen ayırık zamandaki temsili gösterilmektedir.

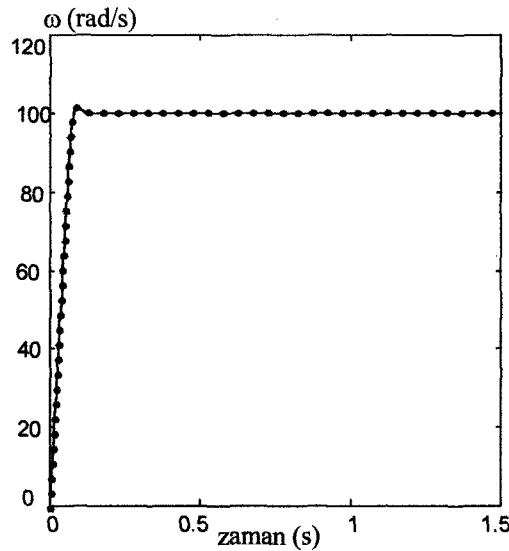
4.4. Doğrusal Yüklerin Emulasyonu

Bu bölümde, şekil 4.5'de blok diyagramı verilen emulasyon yöntemi (önerilen emulasyon yöntemi) kullanılarak çeşitli doğrusal yüklerin emulasyonuna ilişkin benzetim (simulasyon) sonuçları verilecektir. Benzetim çalışmaları MATLAB/SIMULINK paket programı yardımıyla gerçekleştirilmiştir.

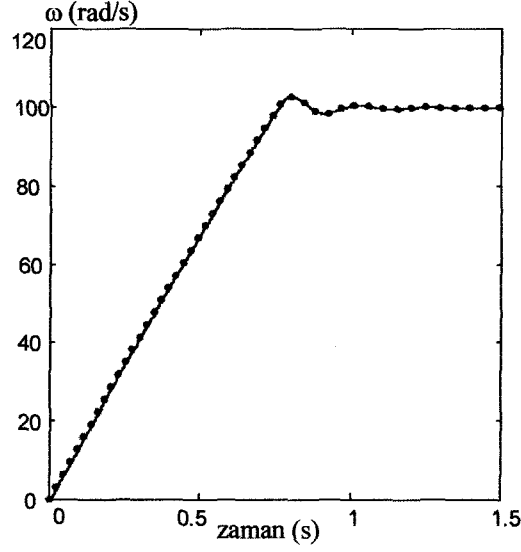
Şekil 4.7, birinci dereceden doğrusal ve transfer fonksiyonu ;

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s) = \frac{1}{J_{em}s + B_{em}} \quad (4.11)$$

olarak verilen mekanik yüklerin emulasyonuna ilişkin benzetim sonuçlarını göstermektedir. Referans giriş (ω_{ref}), genliği 100 rad/s olan basamak fonksiyonudur. T_e momentleri de pratikle uyumlu olması açısından 5 Nm ile sınırlandırılmıştır. Burada, J_{em} ve B_{em} sırasıyla kullanıcı tarafından belirlenmesi istenen eylemsizlik momentini ve sürtünme katsayısını temsil etmektedir.



(a)



(b)

Şekil 4.7 Doğrusal yükler için benzetim sonuçları (çıkış cevapları)

(a) ($J_{em} = J$, $B_{em} = B$), (b) ($J_{em} = 10J$, $B_{em} = 10B$)

Emulasyon yönteminin performansını göstermek için şekil 4.5'deki emulasyon yöntemi ile şekil 4.6 (a)'daki ideal (olması gereken veya hedef) sistemin benzetimi aynı yük ($G_{em}(s)$) ve denetleyici ($G_c(z)$) kullanılarak yapılmış ve sonuçlar karşılaştırma için aynı grafik üzerinde sunulmuştur.

Şekil 4.7'de görüldüğü gibi iki farklı mekanik yük içinde ($J_{em} = J$, $B_{em} = B$ ve $J_{em} = 10J$, $B_{em} = 10B$) önerilen emulasyon yöntemi (kalın kesikli çizgi) hedef sistem (ince sürekli çizgi) ile tamamen aynı çıkış cevabını vermektedir. Yani istenilen emulasyon hedefine ulaşılmıştır. Benzetimlerde kullanılan $G_c(z)$, bölüm 3.4.2'de tasarlanan denetleyicidir. Yine emulasyon yönteminde kullanılan $G_t(z)$, $G_k(z)$ 'de bölüm 3.4.1'de parametrelerinin sayısal değerleri verilen denetleyici ve kompanzasyon terimleridir.

4.5. Doğrusal Olmayan Yüklerin Emulasyonu

Bir önceki alt bölümde, önerilen emulasyon yöntemi kullanılarak doğrusal yüklerin emulasyonuna ilişkin örnekler verildi. Bu bölümde de doğrusal olmayan bir yük modelinin emulasyonuna ilişkin örnekler verilecektir.

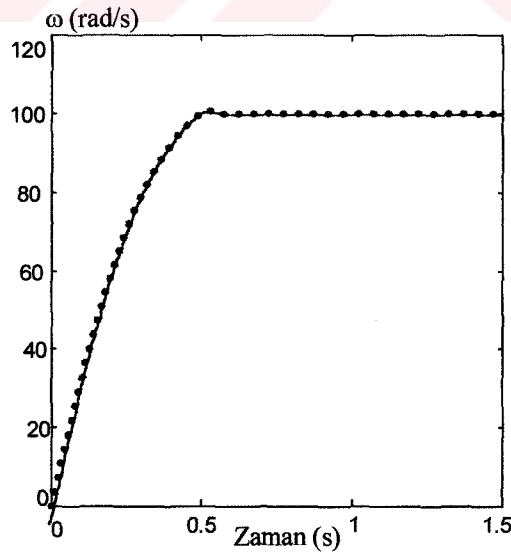
Fan tipi sürtünme, endüstriyel uygulamalarda sıkça rastlanan doğrusal olmayan mekanik yüklerdendir. Bu yükün dinamik denklemi genel olarak;

$$T_e = J_{em} \frac{d\omega}{dt} + B_{em}\omega + B_a\omega^2 \quad (4.12)$$

şeklinde doğrusal olmayan bir ifade ile temsil edilir.

Yine önerilen emulasyon yönteminin benzetim sonuçları, olması gereken (ideal) sonuçlarla karşılaştırılarak önerilen yöntemin doğrusal olmayan yükler için de istenen sonuçları sağladığı gösterilecektir.

Bu anlamda, şekil 4.5’de blok diyagramı verilmiş olan önerilen yöntem ile şekil 4.6 (a)’da verilen hedef sistemin benzetim sonuçları, aynı yük (G_{em}) ve denetleyici (G_c) için aynı eksenler üzerinde, şekil 4.8’de sunulmuştur.



Şekil 4.8 Doğrusal olmayan bir yük için benzetim sonuçları

Burada kalın kesikli çizgi önerilen yöntemin, ince sürekli çizgi de hedef benzetim sonucunu göstermektedir. Görüldüğü gibi benzetim sonuçları tamamen üst üste çakışmaktadır. Bu da önerilen yöntemin, istenen yük modelini tam istenildiği şekilde sağladığını göstermektedir. (Parametreler $J_{em} = 14 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$, $B_{em} = 7 \times 10^{-4} \text{ Nms}$ ve $B_a = 4 \times 10^{-4} \text{ Nms}^2$ olarak alınmıştır, $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ basamak fonksiyonudur)

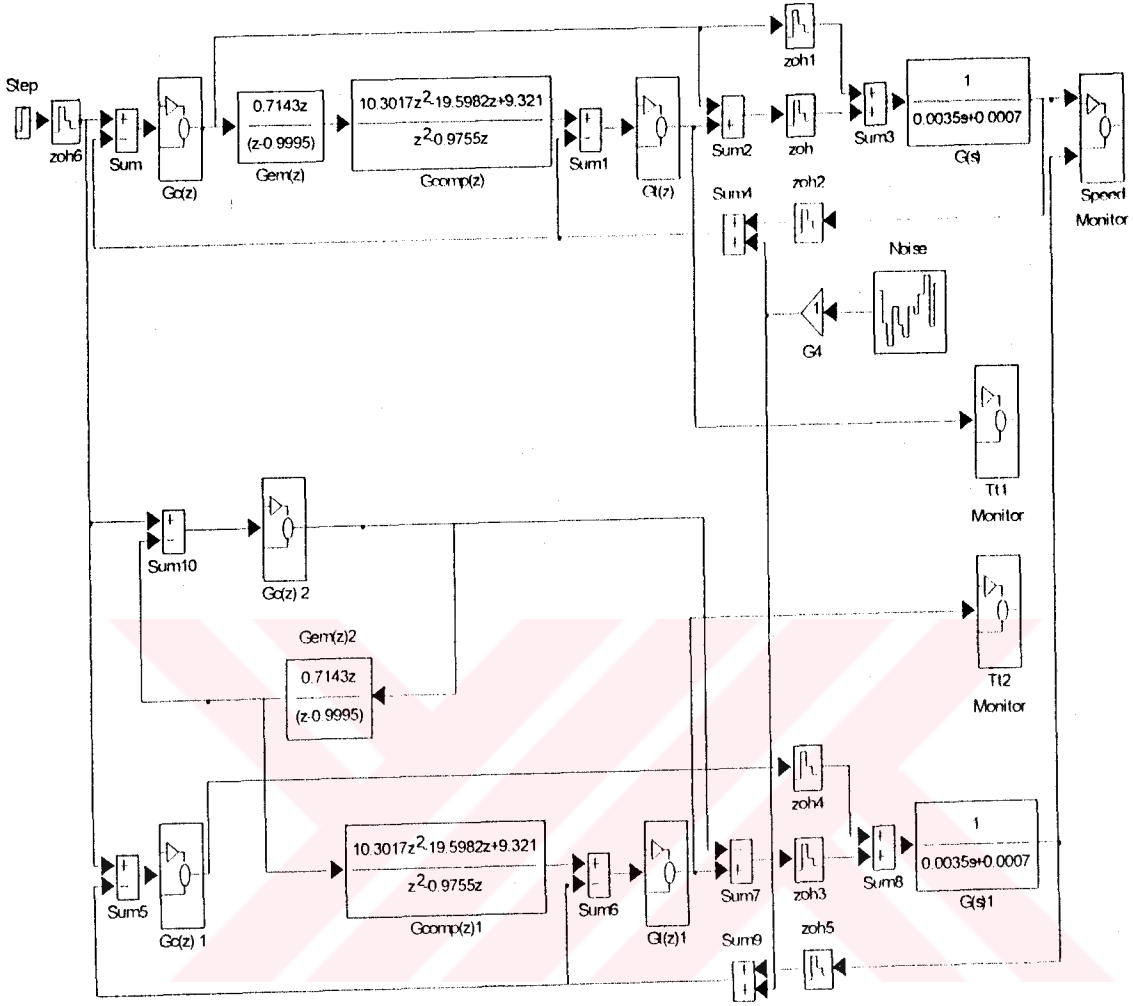
4.6 Gürültü Açısından MRHİ Yöntemi İle Önerilen Yöntemin Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde önerilen emulasyon yöntemi ile MRHİ yönteminin benzetim sonuçları gürültü açısından karşılaştırılacaktır. Bu amaçla blok diyagramı şekil 3.8'de verilen MRHİ yöntemi ile şekil 4.5'de verilmiş olan önerilen emulasyon yönteminin MATLAB/SIMULINK paket programı kullanılarak benzetim yapılmıştır.

Şekil 4.9 benzetim için hazırlanan SIMULINK blok diyagramını göstermektedir. Şekil 4.9'da görüldüğü gibi her iki yöntem de blok diyagram şeklinde oluşturulmuş ve aynı referans giriş her iki blok diyagrama da aynı anda uygulanmıştır.

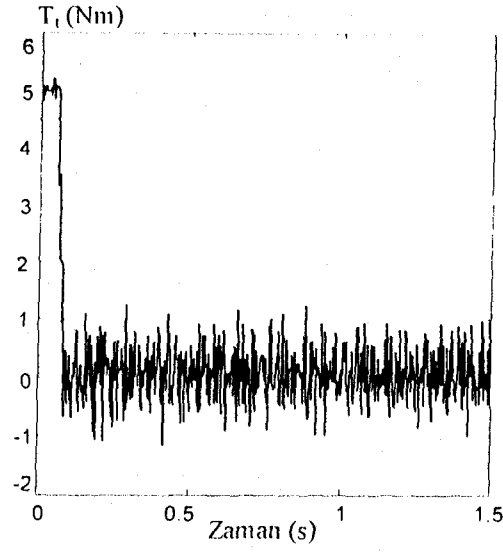
Gürültü sinyali, gerçek uygulamalara benzemesi açısından, her iki blok diyagrama da geri beslenen hız ω üzerine eklenmiştir. Bu benzetim elbette gerçek bir uygulamayı tam olarak temsil etmemektedir. Gerçek uygulamalarda akım denetleme çevrimleri, gecikmeler, filtreler gibi benzetimde dikkate alınmayan bir çok eleman mevcuttur.

Önerilen yöntemin amacı ortak şaft üzerindeki fiziksel titreşimlerin azaltılması için yük makinesinin referans momenti T_r üzerindeki gürültüyü mümkün olduğu kadar azaltmaktır.

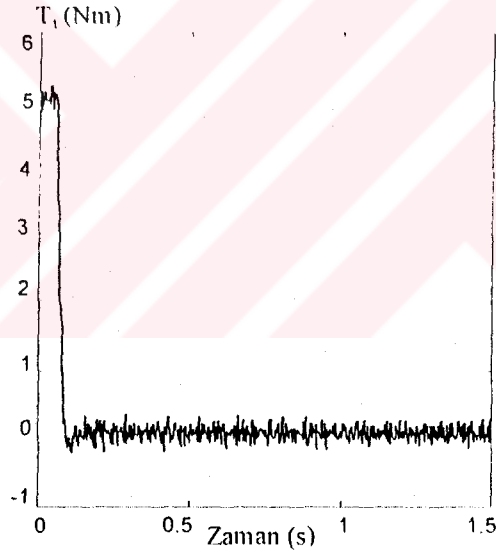


Şekil 4.9 MRH ve önerilen yöntemin gürültü açısından karşılaştırılması için hazırlanan SIMULINK blok diyagramı

Önerilen yöntemde $T_r = T_t - T_e^*$, MRH yönteminde ise $T_r = T_t - T_e$ 'dir. T_e^* , tamamiyle temiz (gürültü içermeyen) bir sinyaldir. T_e , ise gürültülü bir sinyaldir. Dolayısıyla gürültü açısından sonuç belli olduğundan bu iki sinyalin (T_e^* ve T_e) karşılaştırılmasına gerek yoktur (T_e 'nin daha gürültülü olacağı açıktır). Böylece, önerilen yöntemin ikinci terimler açısından daha az gürültü oluşturacağı kolayca söylenebilir.



(a)



(b)

Şekil 4.10 (a) MRH yöntemi ile yapılan emulasyon sonucunda elde edilen T_t sinyali

(b) Önerilen yöntemle yapılan emulasyon sonucunda elde edilen T_t sinyali

Her iki yöntemde de $G_t(z)$ denetleyicisinin çıkışı olan ve T_t 'nin diğer bileşeni olan T_l momentlerinin karşılaştırılmasıyla sonuca ulaşılabacaktır. Şekil 4.10 (a), MRH

yöntemi ile yapılan emulasyon sonucunda elde edilen T_i sinyalini, şekil 4.10 (b) de önerilen yöntem ile yapılan emulasyon sonucunda elde edilen T_i sinyalini göstermektedir. Görüldüğü gibi, önerilen yöntemle elde edilen T_i sinyali MRHİ yöntemine göre oldukça düşük genlikli gürültü sinyali içermektedir. Bu da, önerilen yöntemin ortak şafttaki titreşimleri MRHİ yöntemine nazaran azaltacağını göstermektedir.

Burada, neden T_i sinyallerinin doğrudan karşılaştırılmadığı akla gelebilir. MRHİ yöntemi ile yapılan benzetimde, gerçek bir uygulamada her zaman mevcut olan sürücü ve yük makinelerinin farklı gecikme zamanları (akım çevrimleri) göz önüne alınmadığından T_i üzerindeki gürültü sinyallerinde birbirini götürmeler olmakta ve T_i gerçek uygulamalarda karşılaşılandan çok daha gürültüsüz görünerek aldatıcı olmaktadır. Halbuki bu tip gürültü sadeleşmesi uygulamada mümkün değildir. T_i sinyallerinin karşılaştırılması aldatıcı olduğundan daha sağlıklı bir karşılaştırma için T_i sinyallerinin bileşenleri T_i ve T_c (T^*_c) sinyalleri karşılaştırılmıştır.

BÖLÜM 5

SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu tez çalışmasında, dinamik yüklerin yapay olarak oluşturulmasını (emulasyonunu) sağlayan dinamometrelerin denetleme yöntemleri incelenmiştir. Öncelikle mekanik yük emulasyonu için önerilen klasik Ters Model Yaklaşımı (TMY) incelenmiştir. Bu yöntem, ayrık zamanda analiz edilerek mikroişlemci gerçeklemede karşılaşılabilecek problemler ortaya konulmuştur. Kararlılık ve gürültü problemlerinin bu yöntemin uygulanabilirliğini olumsuz yönde etkilediği 2. bölümde açıkça gösterilmiştir.

TMY'nin uygulamadaki problemlerine çözüm getirmek için geliştirilen Model Referans Hız İzleme (MRHİ) yöntemi tanıtıldıktan sonra, ayrık zaman analizi yapılarak yöntemin mikroişlemci gerçeklemesi incelenmiştir. Tezin 3. bölümünde anlatılan MRHİ yöntemi, uygulama ve gürültü açısından değerlendirildikten sonra, 4. bölümde, gürültünün MRHİ yöntemi ile yapılan emulasyonun performansına negatif etkisini azaltmak için yeni bir dinamometre denetleme yapısı önerilmiştir. 4. bölümde ayrıca kapalı çevrim bir hız denetleme sisteminde gürültünün sistemi nasıl kullanılamaz duruma getirebileceği de anlatılmıştır. Önerilen yöntem ile MRHİ yönteminin benzetim sonuçları gürültü açısından karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, önerilen yöntemin MRHİ yöntemine oranla, dinamometrenin moment istemi üzerindeki gürültüyü oldukça azalttığını göstermiştir.

Finansal kaynak bulunamadığından bu tez çalışmasında uygulama yapılamamıştır. Bu çalışmanın devamı olarak ilk önerilebilecek iş geliştirilen yöntemin deneysel olarak gerçekleştirilmesi ve varsa uygulama problemlerinin ortaya konulmasıdır. Deneysel çalışma için yaklaşık 20.000 \$ civarında bir finansal kaynakla kurulabilecek DSP denetimli bir motor-dinamometre sistemi çok kullanışlı olacaktır ve bu deney setiyle başarılı bilimsel çalışmalar yapılabilir.

Önerilebilecek başka bir çalışma ise, sürücü makine momentinin sağlanamadığı yani sürücü makine hakkında bilgi edinilemediği durumlarda yeni dinamometre denetleme yöntemlerinin geliştirilmesi olabilir. Son olarak, yüksek titreşimli yüklerin

emulasyonu için hız yerine şaft konumu kullanılarak dinamometre denetleme yöntemleri üzerinde çalışmalar önerilebilir. Ancak, doğal olarak, emulasyonu yapılan yüksek titreşimlerin frekanslarının, denetleme sisteminin bant genişliği ile sınırlı olacağı unutulmamalıdır.



KAYNAKLAR

- Akpolat Z.H., 1999(a), Application of fuzzy-sliding mode control and electronic load emulation to the robust control of motor drives. Doktora Tezi, Nottingham.
- Akpolat Z.H., Asher G.M. ve Clare J.C., 1999(b). Dynamic emulation of mechanical loads using a vector controlled induction motor-generator set, IEEE Trans. Ind. Electron., 46, 2, 370-379.
- Akpolat Z.H., Asher G.M. ve Clare J.C., 1999(c). Experimental dynamometer emulation of non-linear mechanical loads, IEEE Trans. Ind. Applications, 35, 6, 1367-1373.
- Akpolat Z.H., Asher G.M. ve Clare J.C., 2000. A practical approach to the design of robust speed controllers for machine drives, IEEE Trans. Ind. Applications, 46, 2, 315-324.
- Betz R.E., Penfold H.B. ve Newton R.W., 1994, Local vector control of an AC drive system load simulator, Proc. IEEE Conf. Contr. Appl., 1, 721-726.
- Bose B.K., Power Electronics and AC Drives. Prentice-Hall, 1986.
- Carrol J.J., Dawson D.M. ve Collins E.R., 1993, A non-linear control technique for the development of a computer controlled dynamometer. Dynamic Sys. and Contr. Division, American Soc. of Mech. Eng., 53, 31-36.
- Chern T.L., Chuang C.W. ve Jiang R.L., 1996, Design of discrete integral variable structure control systems and application to a brushless DC motor control, Automatica., 32, 5, 773-779.

- Chung S.K., Lee J.H., Ko J.S. ve Youn M.J., 1995, Robust speed control of brushless direct-drive motor using integral variable structure control, IEE Proc. Electr. Power Appl., 142, 6, 361-370.
- Collins E.R. ve Huang Y., 1994, A programmable dynamometer for testing rotating machinery using a three-phase induction machine. IEEE Trans. Ener. Conv., 9, 3, 521-527.
- Franklin G.F., Powell J.D. ve Workman M.L., Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, 1990.
- Franklin G.F., J.D. Powell ve A.E. Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems. Addison-Wesley, 1994.
- Ho E.Y.Y. ve Sen P.C., 1991, Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation, IEEE Trans. Ind. Appl., 27, 5, 883-892.
- Iwasaki M. ve Matsui N., 1993. Robust speed control of IM with torque feed-forward control. IEEE Trans. Ind. Electronics, 40, 6, 553-560.
- Leigh J.R., Applied Digital Control. Prentice-Hall, 1985.
- Leonhard W., Control of Electrical Drives. Springer-Verlag, 1996.
- Liaw C.M. ve Lin F.J., 1993, A robust speed controller for induction motor drives, IEEE Trans. Ind. Electron., 41, 3, 308-315.
- Lin F.J., Liaw C.M., Shieh Y.S., Guey R.J. ve Hwang M.S., 1995, Robust two-degrees-of-freedom control for induction motor servo-drive, IEE Proc. Electr. Power Appl., 142, 2, 79-86.
- Lin F.J., Fung R.F. ve Wang Y.C., 1997, Sliding mode and fuzzy control of toggle mechanism using PM synchronous servomotor drive. IEE Proc. Contr. Theory Appl., 144, 5, 393-402.

- Newton R. W., Betz R.E. ve Penfold H.B., 1995, Emulating dynamic load characteristics using a dynamic dynamometer, Proc. Int. Conf. Power Electron. and Drive Systems, 1, 465-470.
- Phillips C.L. ve Nagle H.T., Digital Control System Analysis and Design. Prentice-Hall, 1990.
- Sandholdt P., Ritchie E. ve Pedersen J.K., 1998, An automatic test system with steady state load emulation for test of electrical drive systems, Int. Conf. Elec. Mach. (ICEM'98), 3, 2071-2076.
- Sandholdt P., E. Ritchie, J.K. Pedersen and R.E. Betz, 1996, A dynamometer performing dynamical emulation of loads with non-linear friction, Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., 2, 873-878.
- Sousa G.C.D. ve Errera D.R., 1997. A high performance dynamometer for drive systems testing, 23. Int. Conf. Ind. Electron., Contr. Inst. (IEEE-IECON'97), 2, 500-504.
- Vas P., Vector Control of AC Machines. Oxford University Press, 1992.
- Wasko C.R., 1987. A universal AC dynamometer for testing motor drive systems. IEEE-IAS Conf., 1, 409-412.
- Williamson A.C. ve Al-Khalidi K.M.S., 1989, An improved engine testing dynamometer, Proc. 4. Int. Conf. Elec. Mach. And Drives, 1, 374-378.